

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

**ÜÇ FAZLI GERİLİM KAYNAKLI DA/AA EVİRİCİLER İÇİN KESİR
DERECELİ KONTROL SİSTEMİ TASARIMI**

DOKTORA TEZİ

Ozan GÜL

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Nusret TAN

TEMMUZ 2020

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

**ÜÇ FAZLI GERİLİM KAYNAKLI DA/AA EVİRİCİLER İÇİN KESİR
DERECELİ KONTROL SİSTEMİ TASARIMI**

DOKTORA TEZİ

**Ozan GÜL
(3613150822)**

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Nusret TAN

TEMMUZ 2020

TEŞEKKÜR VE ÖNSÖZ

Tez çalıőmam boyunca anlayıőlı tutumuyla bana her tŸrlŸ konuda destek olan, bilgi birikimi ve tecrŸbelerinden yararlandığım çok değerli danışman hocam Sayın Prof. Dr. Nusret TAN'a,

Tez izleme komitesi Ÿyeleri değerli hocalarım Prof. Dr. Tahmuraz ABBASOV ve Prof. Dr. Arif MEMMEDOV'a,

Bu sŸrete her konuda yardımlarını esirgemeyen Doç. Dr. Barıő Baykant ALAGÖZ'e ve değerli İnönŸ Ÿniversitesi Elektrik-Elektronik MŸhendisliđi BŸlŸmŸ hocalarına,

Çalıőmalarım sırasında yanımda olan ve bu zorlu sŸrete beni sabırla destekleyen aileme sonsuz teőekkŸr ederim.



ONUR SÖZÜ

Doktora tezi olarak sunduğum “**Üç Fazlı Gerilim Kaynaklı DA/AA Eviriciler için Kesir Dereceli Kontrol Sistemi Tasarımı**” başlıklı bu çalışmanın bilimsel ahlak ve geleneklere aykırı düşecek bir yardıma başvurmaksızın tarafımdan yazıldığına ve yararlandığım bütün kaynakların hem metin içinde hem de kaynakçada yöntemine uygun biçimde gösterilenlerden oluştuğunu belirtir, bunu onurumla doğrularım.

Ozan GÜL



İÇİNDEKİLER

TEŞEKKÜR VE ÖNSÖZ	i
ONUR SÖZÜ	ii
İÇİNDEKİLER.....	iii
ÇİZELGELER DİZİNİ.....	v
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	vi
SEMBOLLER VE KISALTMALAR	ix
ÖZET	xi
ABSTRACT	xii
1. GİRİŞ	1
1.1 Güç Eviricileri	1
1.2 Üç fazlı gerilim kaynaklı DC/AC eviricilerde gerilim kontrolü.....	7
1.3 Tez Çalışmasının Amacı.....	13
1.4 Tez Çalışmasının Organizasyonu	14
2. KESİR DERECELİ KONTROL SİSTEMLERİ	16
2.1 Kesir Dereceli Hesaplamalar İçin Özel Fonksiyonlar	17
2.2 Kesir Dereceli Türev ve İntegral Tanımları.....	18
2.2.1 Grünwald-Letnikov tanımı	18
2.2.2 Riemann-Liouville tanımı	20
2.2.3 Caputo Türev tanımı.....	21
2.3 Kesir Dereceli Sistemler	21
2.4 PI ve PID Kontrolörler.....	22
2.5 Kesir Dereceli PI ve Kesir Dereceli PID Kontrolörler	26
2.6 Birinci Dereceden Gecikmeli Sistemler İçin Kontrolör Tasarım Prosedürü ...	28
2.7 Kontrolör Tasarımı	29
2.7.1 PID ve PI Kontrolör tasarımı.....	29
2.7.2 Kesir dereceli PID kontrolör ve kesir dereceli PI kontrolör tasarımı	30
2.8 Bölüm Özeti.....	33
3. ÜÇ FAZLI DA/AA EVİRİCİLER	34
3.1 Üç Fazlı DA/AA Eviricilerin Matematiksel Modellemesi	35
3.2 Üç Fazlı Sistemlerde Temel Dönüşümler.....	36
3.2.1 $\alpha\beta$ (Clark) dönüşümü.....	36
3.2.2 dq (Park) dönüşümü	38
3.3 dq Dönüşümü Kullanarak Üç Fazlı DA/AA Evirici ve Filtresinin Matematiksel Modellenmesi	41
4. KESİR DERECELİ PI/PID KONTROLÖR İLE FOTOVOLTAİK VE RÜZGÂR TÜRBİNİ ENTEGRE BİNA SİSTEMİNDE GERİLİM KONTROLÜ	44
4.1 Giriş	44
4.1.1 BIPv/Wt sisteminin modellemesi	45
4.1.2 Dinamik yük	49
4.2 BIPv/Wt Sistemi İçin Kapalı Çevrim Gerilim Kontrol Sistemi Modellemesi ..	50
4.3 Gerilim Kontrolcülerinin Parametrelerinin Belirlenmesi	53
4.4 Simulasyon Çalışmasının Gerçekleştirilmesi ve Sonuçların Yorumlanması ...	56
4.4.1 Dengeli bina yükü test senaryosu için simulasyonların gerçekleştirilmesi ..	58
4.4.2 Dengesiz bina yükü test senaryosu için simulasyonların gerçekleştirilmesi.....	61
4.4.3 Kontrol yapılarının sistem parametrelerinde meydana gelen değişime karşı dayanıklılık ölçümü	64

4.4.4 Fotovoltaik ve rüzgar türbini entegre bina sistemlerinde kesir dereceli PI kontrolörün parametrelerin belirlenmesinin Gerilim Harmoniği üzerindeki etkisinin incelenmesi	65
4.5 Bölüm Özeti.....	67
5. KESİR DERECELİ PI-PD KONTROLÖR (PI^a-PD) VE KESİR DERECELİ PI-I KONTROLÖR (PI^a-PD) İLE FOTOVOLTAİK VE RÜZGÂR TÜRBİNİ ENTEGRE BİNA SİSTEMİNDE GERİLİM KONTROLÜ	70
5.1 Giriş	70
5.2 Gerilim Kontrolcülerinin Parametrelerinin Belirlenmesi	72
5.2.1 PI-PD ve FOPI-PI Gerilim denetleyicilerinin parametrelerinin ayarlanması.....	72
5.2.2 PI-I ve FOPI-I Gerilim denetleyicilerinin parametrelerinin ayarlanması..	75
5.3 Simülasyon Çalışmasının Gerçekleştirilmesi ve Sonuçların Yorumlanması ...	78
5.3.1 Dengeli bina yükü test senaryosu için simülasyonların gerçekleştirilmesi.....	78
5.3.2 Dengesiz bina yükü test senaryosu için simülasyonların gerçekleştirilmesi.....	80
5.3.3 PI-PD, FOPI-PD, PI-I ve FOPI-I kontrol yapılarının sistem parametrelerinde meydana gelen değişime karşı dayanıklılık ölçümü.....	83
5.4 Bölüm Özeti.....	84
6. ŞEBEKEYE BAĞLI OLMAYAN DA/AA EVİRİCİ SİSTEMİNDE OMİK, ENDÜKTİF VE KAPASİTİF YÜK YAPILARI İÇİN KESİR DERECELİ PI/PID KONTROLÖR İLE GERİLİM KONTROLÜ.....	86
6.1 Giriş	86
6.2 Gerilim Kontrolcülerinin Parametrelerinin Belirlenmesi	87
6.3 Simülasyon Çalışmasının Gerçekleştirilmesi ve Sonuçların Yorumlanması ...	88
6.3.1 Üç faz dengeli yük durumu için simülasyon çalışmasının gerçekleştirilmesi.....	88
6.3.2 Üç faz dengesiz yük durumu için simülasyon çalışmasının gerçekleştirilmesi.....	93
6.3.3 Kontrol yapılarının evirici sistemini besleyen DA güç kaynağında meydana gelen değişime karşı dayanıklılık ölçümü	96
6.4 Bölüm Özeti.....	98
7. SONUÇ VE ÖNERİLER	99
7.1 Tez Çalışmasında Elde Edilen Sonuçlar	99
7.2 Gelecekte Yapılabilecek Çalışmalarla ilgili Öneriler	101
KAYNAKLAR.....	103
ÖZGEÇMİŞ.....	113

ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 4.1	: Saatlik bazda bir evin enerji tüketimi.	57
Çizelge 4.2	: PI, PID, FOPI ve FOPID kontrolörler ile kontrol edilen BIPv/Wt sisteminde dengeli bina yükü durumu için yük gerilimlerin THD (%) değerleri.....	60
Çizelge 4.3	: FOPI, PID ve FOPID kontrolörleri ile kontrol edilen BIPv/Wt sisteminde saat 11:30 ile 14:30 saatleri arasında referans alınan faz gerilimleri V_a (260 Volt), V_b (315 Volt), V_c (365 Volt) için üç faz gerilimlerde ölçülen en yüksek ve en düşük gerilimler.....	63
Çizelge 4.4	: PI, PID, FOPI ve FOPID kontrolörler ile kontrol edilen BIPv/Wt sisteminde dengesiz bina yükü durumunda yük gerilimlerin THD (%) değerleri.....	64
Çizelge 4.5	: PI, PID, FOPI ve FOPID kontrolörler ile kontrol edilen BIPv/Wt sisteminde farklı filtre endüktans değerleri için üç faz yük gerilimlerinin harmonik değerleri.	65
Çizelge 4.6	: Farklı λ değerleri için tasarlanan PI^λ kontrolörlerin parametre değerleri.....	65
Çizelge 4.7	: Dört farklı kontrolör (PI, PI^{λ^1} ($\lambda=0.8$), PI^{λ^2} ($\lambda=0.6$) ve PI^{λ^3} ($\lambda=0.4$)) ile kontrol edilen BIPv/Wt sisteminde dengeli bina yükü durumunda binada tüketilen gerilimin harmonik değerleri (%).	67
Çizelge 4.8	: Dört farklı kontrolör (PI, PI^{λ^1} ($\lambda=0.8$), PI^{λ^2} ($\lambda=0.6$) ve PI^{λ^3} ($\lambda=0.4$)) ile kontrol edilen BIPv/Wt sisteminde dengesiz bina yükü durumunda binada tüketilen gerilimin harmonik değerleri (%).	67
Çizelge 5.1	: PI-PD ve FOPI-PD gerilim denetleyicilerinin parametre değerleri. ...	75
Çizelge 5.2	: PI-I ve FOPI-I gerilim denetleyicilerinin parametre değerleri.	77
Çizelge 5.3	: PI-PD, FOPI-PD, PI-I ve FOPI-I kontrolörler ile kontrol edilen BIPv/Wt sistemleri için dengeli bina yükü durumunda yük gerilimlerin THD (%) değerleri.....	80
Çizelge 5.4	: PI-PD, FOPI-PD, PI-I ve FOPI-I kontrolörler ile kontrol edilen BIPv/Wt sistemleri için dengesiz bina yükü durumunda yük gerilimlerin THD (%) değerleri.....	83
Çizelge 5.5	: PI-PD, FOPI-PD, PI-I ve FOPI-I kontrolörler ile kontrol edilen BIPv/Wt sisteminde farklı filtre endüktans değerleri için üç faz yük gerilimlerinde ölçülen harmonik değerler.	83
Çizelge 6.1	: Üç fazda eşit değerde rezistif yük bağlı VSI sisteminde yük gerilimlerinde ölçülen THD değerleri.	90
Çizelge 6.2	: Üç fazda eşit değerde rezistif-kapasitif yük bağlı VSI sisteminde yük gerilimlerinde ölçülen THD değerleri.	93
Çizelge 6.3	: Üç fazda eşit değerde rezistif-endüktif yük bağlı VSI sisteminde yük gerilimlerinde ölçülen THD değerleri.	93
Çizelge 6.4	: Üç fazda dengesiz yük bağlı VSI sisteminde PI, FOPI, PID ve FOPID kontrol stratejileri için yük gerilimlerinde ölçülen THD değerleri.....	96

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 1.1	: a) Akım kaynaklı evirici topolojisi b) Gerilim kaynaklı evirici topolojisi.....	2
Şekil 1.2	: Beş seviyeli diyot kenetli evirici topolojisi.....	3
Şekil 1.3	: Beş seviyeli kondansatör kenetli evirici topolojisi.	4
Şekil 1.4	: Üç seviyeli H-köprülü kaskad evirici topolojisi.	5
Şekil 1.5	: İki seviyeli üç fazlı VSI LC filtre çıkışlı.....	6
Şekil 1.6	: Üç fazlı dört ayaklı evirici LC filtre çıkışlı.....	7
Şekil 1.7	: Bölünmüş DC bağlantılı üç fazlı dört ayaklı eviricinin şeması.	7
Şekil 2.1	: Birim geri beslemeli kontrol sisteminin blok diyagramı.	16
Şekil 2.2	: PID kontrol şeması.....	24
Şekil 2.3	: $PI^{\alpha}D^{\mu}$ kontrolörlerinin genel yapısı.....	27
Şekil 3.1	: PWM kontrol.	34
Şekil 3.2	: Üç fazlı PWM VSI'nin yapısı.....	35
Şekil 3.3	: $\alpha\beta$ dönüşümünün grafiksel gösterimi.	37
Şekil 3.4	: a) dq dönüşümünün a eksenini ile q eksenini başlangıçta hizalandığı durumdaki grafiksel gösterimi b) dq dönüşümünün a eksenini ile d eksenini başlangıçta hizalandığı durumdaki grafiksel gösterimi	39
Şekil 3.5	: a fazlı vektörün q eksenine hizalanması durumunda üç fazlı sinyalin $d-q-0$ birleşenlerinin Matlab/Simulink ortamında gösterimi. ..	40
Şekil 3.6	: a fazlı vektörün d eksenine hizalanması durumunda üç fazlı sinyalin $d-q-0$ birleşenlerinin Matlab/Simulink ortamında gösterimi. ..	40
Şekil 3.7	: Üç fazlı PWM VSI'nin kontrol şeması.....	41
Şekil 4.1	: BIPv/Wt sisteminin elektrik şeması.	46
Şekil 4.2	: BIPv/Wt sisteminin Matlab platformunda modellenmesi.....	46
Şekil 4.3	: Enerji İstasyonunun Matlab platformunda modellenmesi.	47
Şekil 4.4	: BIPv/Wt sisteminde gerilim kontrol modellenmesi.....	48
Şekil 4.5	: VSI'nin Matlab platformunda modellenmesi. ...	49
Şekil 4.6	: Matlab ortamında IGBT anahtarı kullanılarak tasarlanan dinamik yük modeli.....	50
Şekil 4.7	: Eşzamanlı çerçevede gerilim kontrol stratejisi.	51
Şekil 4.8	: Matlab/Simulink platformunda gerilim kontrol döngüsünün modellenmesi.	51
Şekil 4.9	: Gerilim kontrol şeması.....	51
Şekil 4.10	: DA bara bağlantı kapasitöründeki saatlik gerilim değerleri.	53
Şekil 4.11	: FOPI (kırmızı), PI (yeşil), FOPID (açık mavi) ve PID (mavi) kontrolleri kullanarak kontrol edilen sistemin bode diyagramı Alt: Faz Grafiği ve Üst: Kazanç Grafiği.....	55
Şekil 4.12	: BIPv/Wt sisteminde saatlik güneş ve rüzgâr enerjisi potansiyeli (Watt).	56
Şekil 4.13	: BIPv/Wt sisteminde bir evin Matlab simülasyonunda Watt cinsinden saatlik güç tüketimi.....	57
Şekil 4.14	: Dengeli bina yükü durumunda bina dağıtımdaki üç fazlı gerilim (a) PI kontrollü BIPv/Wt sistemi (b) FOPI kontrollü BIPv/Wt sistemi.....	59
Şekil 4.15	: Dengeli bina yükü durumunda bina dağıtımdaki üç fazlı gerilim (a) PID kontrollü BIPv/Wt sistemi (b) FOPID kontrollü BIPv/Wt sistemi.....	59

Şekil 4.16	: Matlab/Simulink platformunda FFT analiz bloku ile faz gerilimlerinin THD değerlerinin ölçülmesi.....	60
Şekil 4.17	: Dengesiz bina yükü durumunda bina dağıtımdaki üç fazlı gerilim (a) PI kontrollü BIPv/Wt sistemi (b) FOPI kontrollü BIPv/Wt sistemi.....	62
Şekil 4.18	: Dengesiz bina yükü durumunda bina dağıtımdaki üç fazlı gerilim (a) PID kontrollü BIPv/Wt sistemi (b) FOPID kontrollü BIPv/Wt sistemi.....	62
Şekil 4.19	: PI (yeşil), PI^{λ_1} ($\lambda=0.8$) (kırmızı), PI^{λ_2} ($\lambda=0.6$) (açık mavi) ve PI^{λ_3} ($\lambda=0.4$) (mavi) kontrolleri kullanarak kontrol edilen sistemin bode diyagramı Alt: Faz Grafiği ve Üst: Kazanç Grafiği	66
Şekil 5.1	: PI-PD kontrolör ile gerilim kontrol şeması.....	72
Şekil 5.2	: Farklı K_d değerleri için elde edilen transfer fonksiyonu için birim-basamak cevapları.	74
Şekil 5.3	: PI-PD kontrolör ile gerilim kontrol yapısında dış çevrim blok diyagramı.....	74
Şekil 5.4	: PI-I kontrolör ile gerilim kontrol şeması	75
Şekil 5.5	: FOPI-PD (kırmızı), PI-PD (yeşil), FOPI-I (açık mavi) ve PI-I (mavi) kontrolleri kullanarak kontrol edilen sistemin bode diyagramı Alt: Faz Grafiği ve Üst: Kazanç Grafiği	77
Şekil 5.6	: Dengeli bina yükü durumunda bina dağıtımdaki üç fazlı gerilim (a) PI-PD kontrollü BIPv/Wt sistemi (b) FOPI-PD kontrollü BIPv/Wt sistemi.....	79
Şekil 5.7	: Dengeli bina yükü durumunda bina dağıtımdaki üç fazlı gerilim (a) PI-I kontrollü BIPv/Wt sistemi (b) FOPI-I kontrollü BIPv/Wt sistemi	79
Şekil 5.8	: Dengesiz bina yükü durumunda bina dağıtımdaki üç fazlı gerilim (a) PI-PD kontrollü BIPv/Wt sistemi (b) FOPI-PD kontrollü BIPv/Wt sistemi.	81
Şekil 5.9	: Dengesiz bina yükü durumunda bina dağıtımdaki üç fazlı gerilim (a) PI-I kontrollü BIPv/Wt sistemi (b) FOPI-I kontrollü BIPv/Wt sistemi.....	82
Şekil 6.1	: Şebekeye bağlı olmayan VSI sisteminin elektriksel şeması.....	87
Şekil 6.2	: Üç fazlı PWM VSI sisteminin Matlab/Simulink modellemesi.....	88
Şekil 6.3	: PI ve FOPI ile kontrol edilen üç faz çıkışında eşit değerde rezistif yük (7000 Watt) bağlı VSI sistemi için üç faz yük gerilimleri (V_a , V_b , V_c).	89
Şekil 6.4	: PID ve FOPID ile kontrol edilen üç faz çıkışında eşit değerde rezistif yük (7000 Watt) bağlı VSI sistemi için üç faz yük gerilimleri (V_a , V_b , V_c).....	89
Şekil 6.5	: PI ve FOPI ile kontrol edilen üç faz çıkışında eşit değerde rezistif-kapasitif yük (7000 Watt, 700 Var) bağlı VSI sistemi için üç faz yük gerilimleri (V_a , V_b , V_c).	91
Şekil 6.6	: PID ve FOPID ile kontrol edilen üç faz çıkışında eşit değerde rezistif-kapasitif yük (7000 Watt, 700 Var) bağlı VSI sistemi için üç faz yük gerilimleri (V_a , V_b , V_c).	91
Şekil 6.7	: PI ve FOPI ile kontrol edilen üç faz çıkışında eşit değerde rezistif-endüktif yük (7000 Watt, 700 Var) bağlı VSI sistemi için üç faz yük gerilimleri (V_a , V_b , V_c).	92

- Şekil 6.8** : PI ve FOPI ile kontrol edilen üç faz çıkışında eşit değerde rezistif-endüktif yük (7000 Watt, 700 Var) bağlı VSI sistemi için üç faz yük gerilimleri (V_a , V_b , V_c).**92**
- Şekil 6.9** : PI ve FOPI ile kontrol edilen VSI sisteminde üç fazda dengesiz yük durumu için üç faz yük gerilimleri (V_a , V_b , V_c).**95**
- Şekil 6.10** : PID ve FOPID ile kontrol edilen VSI sisteminde üç fazda dengesiz yük durumu için üç faz yük gerilimleri (V_a , V_b , V_c).**95**
- Şekil 6.11** : DA giriş gerilimi 0.25-0.3 saniyeleri arasında 700 volttan, 350 volta düşürüldüğü durumda bina dağıtımdaki üç fazlı gerilim (a) PI kontrollü BIPv/Wt sistemi (b) FOPI kontrollü BIPv/Wt sistemi.**97**
- Şekil 6.12** : DA giriş gerilimi 0.25-0.3 saniyeleri arasında 700 volttan, 350 volta düşürüldüğü durumda bina dağıtımdaki üç fazlı gerilim (a) PID kontrollü BIPv/Wt sistemi (b) FOPID kontrollü BIPv/Wt sistemi.**97**



SEMBOLLER VE KISALTMALAR

Γ	: Euler Gamma Fonksiyonu
τ	: Zaman Sabiti
λ	: Kesirli İntegratör
ζ	: Sönüm Oranı
μ	: Kesirli Türev
ω	: Açısal Frekans
Ω	: Ohm
H	: Henry
F	: Farat
V	: Volt
rad/s	: Radyan bölü saniye (Radian per second)
K_d	: Türevsel Katsayı
K_i	: İntegratör Katsayısı
K_p	: Oransal Katsayı
PI^{λ}	: Kesir Dereceli PI Kontrolör
PI^{λ}D^{μ}	: Kesir Dereceli PID Kontrolör
Hz	: Hertz
AA	: Alternatif Akım
ANN	: Yapay Sinir Ağı (Artificial Neural Network)
BIP_v/W_t	: Rüzgâr Türbinleri ve Güneş Panelleri Entegre Bina (Building-Integrated Photovoltaic/Wind Turbine)
CBA	: Bileşen Tabanlı Yaklaşım (Component-Based Approach)
CC-MLI	: Kondansatörlü Çok Seviyeli Evirici (Capacitor-Clamped Multi-Level Inverter)
CSI	: Akım Kaynaklı Evirici (Current Source Inverter)
DA	: Doğru Akım
DPC	: Doğrudan Güç Kontrolü (Direct Power Controller)
DÜ	: Dağıtık Üretim
DTC	: Doğrudan Tork Kontrolü (Direct Torque Controller)
FACTS	: Esnek Alternatif Akım İletim Sistemi (Flexible AC Transmission Systems)
FFT	: Hızlı Fourier Dönüşümü (Fast Fourier Transform)
FO	: Kesir Dereceli (Fractional Order)
GL	: Grünwald-Letnikov

I	: İntegral (Integral) Kontrolör
IEEE	: Elektrik ve Elektronik Mühendisleri Enstitüsü (Institute of Electrical and Electronics Engineers)
IGBT	: İzole edilmiş kapılı, iki kutuplu transistör (Insulated Gate Bipolar Transistor)
IO	: Tamsayı Dereceli (Integer Order)
KGK	: Kesintisiz Güç Kaynakları
LQG	: Doğrusal Karesel Gaussian (Linear Quadratic Gaussian)
LQR	: Doğrusal Karesel Düzenleyici (Linear Quadratic Regulator)
MBA	: Ölçüme Dayalı Yaklaşım (Measurement-Based Approach)
MHCC	: Modül Histeresiz Akım Kontrolü (Module Hysteresis Current Control)
MLI	: Çok Seviyeli Evirici (Multi Level Inverter)
MOSFET	: Metal Oksit Yarıiletkenli Alan Etkili Transistör (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)
MPC	: Model Öngörülü Kontrol (Model Predictive Control)
NPC	: Nötr Kenetlemeli (Neutral Point Clamped) Evirici
PD	: Oransal-Türevsel (Proportional-Derivative) Kontrolör
PFL	: Kısmi Geribesleme Doğrusallaştırma (Partial Feedback Linearization)
PI	: Oransal-İntegral (Proportional-Integral) Kontrolör
PID	: Oransal-İntegral-Türevsel (Proportional-Integral-Derivative) Kontrolör
PR	: Oransal-Rezonant (Proportional-Resonant) Kontrolör
PWM	: Darbe Genişlik Modülasyonu (Pulse Width Modulation)
RL	: Riemann-Liouville
SCR	: Silikon Kontrollü Doğrultucu (Silicon Controlled Rectifier)
SISO	: Tek Girdi Tek Çıktı (Single Input Single Output)
SPWM	: Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu (Sinusoidal Pulse Width Modulation)
SVPWM	: Uzay Vektörü Darbe Genişlik Modülasyonu (Space Vector Pulse Width Modulation)
THD	: Toplam Harmonik Bozulma (Total Harmonic Distortion)
VSI	: Gerilim Kaynaklı Evirici (Voltage Source Inverter)

ÖZET

Doktora Tezi

ÜÇ FAZLI GERİLİM KAYNAKLI DA/AA EVİRİCİLER İÇİN KESİR DERECELİ KONTROL SİSTEMİ TASARIMI

Ozan GÜL

İnönü Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

114+XII sayfa

2020

Danışman: Prof. Dr. Nusret TAN

Üç fazlı gerilim kaynaklı DA/AA eviriciler, bir bataryadan gelen DA gücünü geleneksel AA gücüne dönüştüren bir güç elektroniği cihazıdır. DA/AA çıkışında üretilen AA güç, kullanılan transformatörlere, anahtarlama ve kontrol devrelerine bağlı olarak herhangi bir genlikte ve frekansta olabilir. Üç fazlı DA/AA eviriciden istenilen genlik ve frekansta AA gerilimi elde etmek, eviricinin kontrol parametrelerinin hassas bir şekilde belirlenmesiyle mümkündür.

DA/AA eviricilerin kontrolü için çeşitli kontrol yöntemleri önerilmiştir. PI ve PID kontrolörler, kontrol yapılarının basit ve kullanışlı olması nedeniyle DA/AA eviricilerin kontrol edilmesinde yaygın olarak kullanılmaktadır. Son zamanlarda, bilgisayar teknolojisinin gelişimi ve kesir kontrol yapılarının birçok avantajı nedeni ile kesir dereceli PI ve PID kontrolörler, geleneksel PI ve PID kontrolörlerin yerini almaktadır. Akademide ve endüstride yapılan araştırma ve çalışmalar kesir dereceli kontrol yapılarının DA/AA evirici sistemleri kontrol etmekte klasik kontrol yapılarına kıyasla daha başarılı olduğunu göstermiştir. Bu tez çalışmasında, üç fazlı DA/AA evirici sisteminde gerilim kontrolü için kesir dereceli PI ve PID kontrolörleri tasarlanmıştır. Bunun için DA/AA evirici sisteminin matematiksel modellenmesi üzerinde çalışılmış ve evirici sisteminin transfer fonksiyonu elde edilmiştir. İlk olarak, rüzgâr ve güneş enerji sistemleri entegre edilen mesken bir binada gerilimin kalitesini arttırmak için üç fazlı gerilim kaynaklı bir DA/AA evirici geleneksel ve kesir dereceli PI/PID yaklaşımlarıyla ayrı ayrı kontrol edilmiştir. Ayrıca BIPv/Wt sistemi için FOPI-PD/PI-PD ve FOPI-I/ PI-I kontrolörleri tasarlanmış ve bu kontrol yapılarının evlerde kullanılan elektriksel gücün kalitesini belirlemedeki avantajları araştırılmıştır. Bir sonraki çalışmada ise kesir dereceli ve geleneksel PI/PID kontrolörler kullanılan DA/AA eviricilerin rezistif, kapasitif ve endüktif yük altında performansları incelenmiştir. Yapılan çalışmalardan elde edilen sonuçlar kesir dereceli kontrol yapılarının başarısını göstermektedir.

Anahtar Kelimeler: Üç fazlı gerilim kaynaklı DA/AA eviriciler, kontrol sistemleri, kesir dereceli kontrolör tasarımı, rüzgâr türbinleri ve güneş panelleri entegre bina.

ABSTRACT

Phd. Thesis

DESIGN OF FRACTIONAL-ORDER CONTROL SYSTEMS FOR THREE-PHASE VOLTAGE SOURCE DC/AC INVERTER

Ozan GÜL

Inonu University
Graduate School of Nature and Applied Sciences
Department of Electric-Electronics Engineering

114+XII paper

2020

Supervisor: Prof. Dr. Nusret TAN

Three phase voltage sourced DC/AC inverters are a power electronic device that converts DC power from a battery into conventional AC power. The AC power produced at the DC/AC output can be of any amplitude and frequency depending on the used transformers, switching and control circuits. It is possible to obtain AC voltage at the desired amplitude and frequency from the three-phase DC/AC inverter by precisely determining the control parameters of the inverter.

Various control methods have been proposed for the control of DC/AC inverters. PI and PID controllers are widely used in controlling DC/AC inverters because their control structures are simple and useful. Recently, due to the development of computer technology and many advantages of fraction control structures, fractional-order PI and PID controllers have replaced traditional PI and PID controllers. Research and studies in academia and industry have shown that fractional-order control structures are more successful in controlling DC/AC inverter systems than classic control structures. In this thesis study, fractional-order PI and PID controllers are designed for voltage control in the three-phase voltage source DC/AC inverter system. For this purpose, mathematical modeling of DC/AC inverter system was studied and transfer function of the inverter system was obtained. Firstly, a three-phase voltage sourced DC/AC inverter was controlled individually with traditional and fractional-order PI/PID approaches to improve the quality of the voltage in a residential building, where wind and solar energy systems are integrated. In addition, FOPI-PD/PI-PD and FOPI-I/PI-I controllers were designed for the BIPv/Wt system and the advantages of these control structures in determining the quality of electrical power used in homes were investigated. In the next study, the performance of DC/AC inverters with fractional-order and traditional PI/PID controllers was investigated under resistive, capacitive and inductive load. The results obtained from the studies show the success of fractional order control structures.

Keywords: Three-phase voltage sourced DC/AC inverters, control systems, fractional-order controller design, building integrated wind turbine and solar panels.

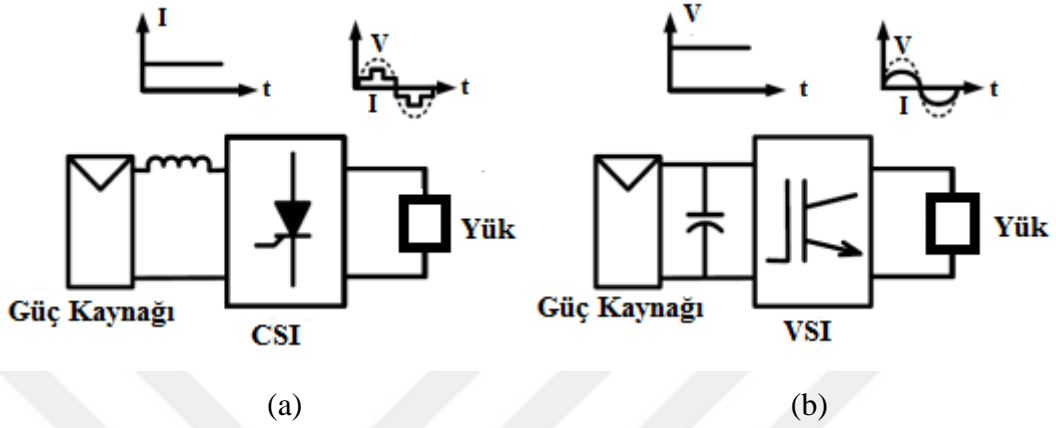
1. GİRİŞ

1.1 Güç Eviricileri

DA-AA eviriciler, batarya, güneş pili, yakıt hücresi veya diğer DA kaynaklardan elde edilen düşük gerilimli DA enerjisinden şebeke gerilimi AA güç üretmek için kullanılan elektronik cihazlardır. Bu cihazlar, AA ile çalışan aletler veya cihazlar kullanılması gerektiğinde fakat normal AA şebeke gücünün mevcut olmadığı durumlarda çok elverişli cihazlardır. Buna örnek olarak, karavanlarda ve mobil evlerde çalışan cihazlar ve ıssız bölgelerde ses, video ve bilgisayar cihazlarının çalıştırılması verilebilir. Çoğu evirici, iki ana işlevi gerçekleştirerek görevini yerine getirir: ilk olarak, gelen DA gerilimini istenilen genlik ve frekansta AA gerilimine dönüştürür ve daha sonra oluşan AA gerilimini tüketicilere veya bir trafo kullanarak şebeke gerilim seviyesine yükselterek şebekeye aktarır. Tasarımcının amacı, eviricinin bu fonksiyonları mümkün olduğunca verimli bir şekilde yerine getirmesini sağlamaktır. Böylece, bataryadan veya güneş panelinden çekilen enerjinin mümkün olduğunca yüksek verimle şebeke AA gerilimine dönüştürülmesi ve mümkün olduğunca az kısmının ısı olarak kaybolması sağlanır [1-3]. AA eviricilerle ilgili anahtar faktörlerden biri çıkış ayarlarıdır. Şebeke gücümüzün çok iyi düzenlenmiş olduğunu kabul edebiliriz. Yani, hemen hemen tüm cihazları standart bir prize takabilirsiniz ve cihazlar doğru şekilde çalışacaktır. Bunun nedeni, elektrik tedarikçilerinin birçok megavatlık yük değişimlerine rağmen, şebeke gerilimini ve frekansını çok ufak bir toleransla sabit tutmak için otomatik ayar sistemlerini içeren devasa üretim tesislerine sahip olmasıdır. Kaçınılmaz olarak bu tür bir performansı, enerji kaynağı olarak mütevazı bir bataryaya veya güneş paneli kullanan küçük bir elektronik eviriciden elde edemezsiniz. Bununla birlikte iyi şarj edilmiş bir batarya ile çalıştıklarını varsayarsak, çoğu modern evirici nominal kapasitelerindeki yükler için makul derecede iyi bir ayar sağlayabilir.

Çıkış dalga şekline göre eviriciler, eviricilerin dahili topolojilerini baz alarak gerilim kaynaklı eviriciler (VSI) ve akım kaynaklı eviriciler (CSI) olarak sınıflandırılırlar. Şekil 1.1 (a) ve 1.1 (b)'de görülen akım kaynaklı evirici ve gerilim kaynaklı eviriciler tek kademeli DA-AA dönüşümü sağlamak için kullanılan standart topolojilerdir. Şekil 1.1(a),

standart akım kaynaklı evirici topolojisini göstermektedir. CSI, DA güç kaynağına bağlı DA-bağlantı indüktöründen beslenmektedir. Şekil 1.1(b)'de ise standart bir gerilim kaynaklı eviricinin topolojisi görülmektedir [4]. VSI, DA güç kaynağına paralel bağlanan bir DA-bağlantı kondansatöründen beslenir.



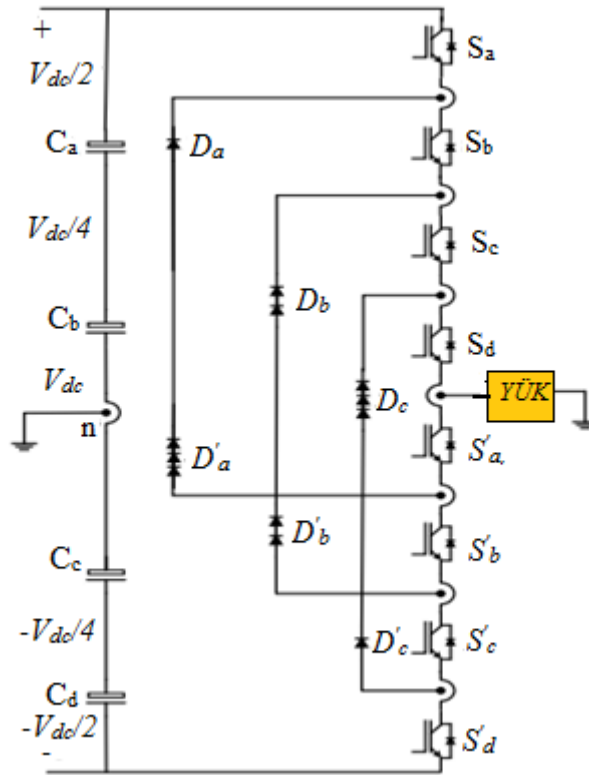
Şekil 1.1 : a) Akım kaynaklı evirici topolojisi b) Gerilim kaynaklı evirici topolojisi.

Evirici devreler, güç gereksinimlerine ve çıkış gerilimlerine göre bir fazlı ya da üç fazlı olarak tasarlanırlar. Düşük güç gerektiren uygulamalarda tek fazlı eviriciler yeterli olurken, orta ve yüksek güç uygulamalarında üç fazlı eviriciler kullanılmaktadır. Birçok endüstriyel uygulamada üç fazlı VSI eviriciler yaygın olarak kullanılmaktadır.

Üç fazlı VSI sistemlerinin kategorize edildiği çeşitli tipler vardır. Çok seviyeli evirici (MLI) 1975 yılında tasarlandı ve tasarımı diyotların kaynağa baktığı kaskad evirici topolojisi şeklindeydi. Bu evirici daha sonra, Nötr Kenetlemeli Evirici (NPC) olarak da adlandırılan Diyot Kenetli Eviriciye dönüştürüldü [5]. Bu çok seviyeli eviricilerde, gerilim kenetleyici diyotların entegrasyonu zorunludur. DA yolu, eviricinin gerilim seviyelerine bağlı olan hattın ortasında nötr bir nokta ile seri olarak bağlanmış çift sayıdaki kapasitörler ile ayrılır. Şekil 1.2'de, beşinci seviye bir NPC-MLI evirici topolojisi gösterilmektedir, burada M eviricinin gerilim seviyeleri olarak kabul edilirse, kenetleyici diyotlar ise M-1 adet olarak evirici gerilimini düzenleyici çiftler olarak bağlanır.

NPC-MLI topolojisine karşılık olarak kondansatörlü çok seviyeli evirici (CC-MLI) topolojisi geliştirilmiştir. Bu topolojide çıkış gerilimleri belirtilen değerlerde tutmak için, kenetleyici diyotlara alternatif olarak kapasitörler kullanılır. NPC-MLI'de (M-1) adet kapasitör, paylaşılan bir DA-yoluna entegre edilmiştir; burada M, eviricinin seviye numarasıdır ve 2(M-1) adet anahtar diyot düzenleyici çift olarak kullanılmıştır. Bununla birlikte, CC-MLI eviricide çıkış gerilimlerini belirtilen referans değerlerinde üretmek

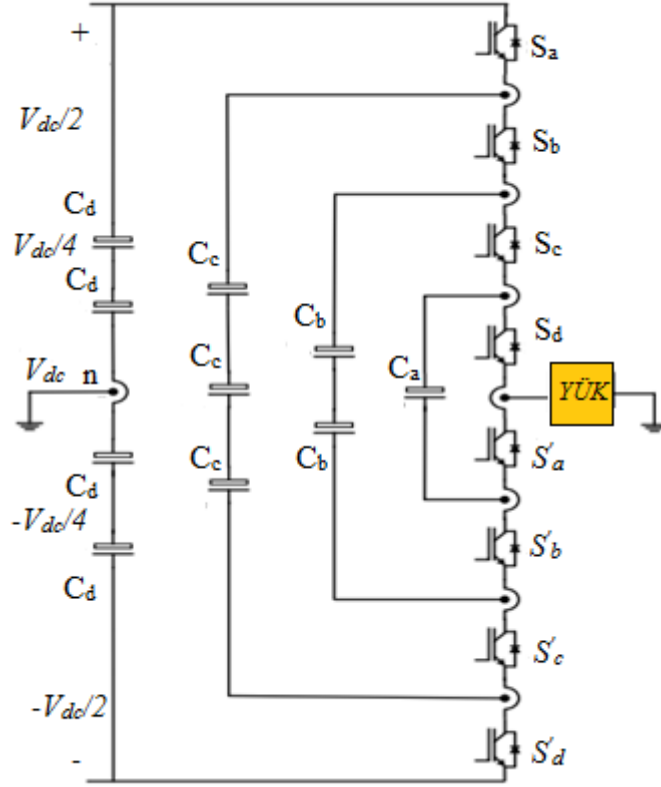
amacıyla kenetleyici diyotlar yerine, sürücünün konumuna ve seviyesine bağlı olarak bir veya daha fazla kapasitör kullanılır. Temel fark, kenetleyici diyotlar yerine kenetleyici kondansatörlerin kullanılmasıdır ve kondansatörlerin kullanımı anahtarlama kombinasyonlarının sayısını artırır çünkü kondansatörler ters gerilimleri engellemez [6]. Bu topolojide DA tarafı kapasitörleri merdiven benzeri bir yapıya sahiptir ve her kapasitördeki gerilim diğer kapasitördekenden farklıdır. Kapasitörlerin komşu iki ayağı arasındaki gerilim artışı, çıkış dalga formundaki gerilim adımlarının boyutunu verir.



Şekil 1.2 : Beş seviyeli diyot kenetli evirici topolojisi.

Çok seviyeli kapasitör eviricilerinin çeşitli avantajları ve dezavantajları vardır [7-9]. Diyot-kenetli eviriciden farklı olarak, kondansatörlü eviricilerde hiçbir zaman ardışık bir seride tüm anahtarların açık (iletken durumda) olmasını gerekmez [7]. CC-MLI eviricide kondansatörler arasındaki gerilim seviyelerinin dengelenmesi için faz arıklıkları sunulmaktadır. Aktif ve reaktif güç akışı düzenlenebilir. Çok sayıda kondansatörün varlığı, eviricinin kısa süreli ve ciddi gerilim düşümleri durumunda kesintileri atlatmasını sağlar [8]. Bununla birlikte, kontrol sistemi düşünüldüğünde tüm kondansatörlerin gerilim seviyelerini takip etmek için karmaşıklık içermektedir. Buna bağlı olarak, tüm kondansatörlerin aynı gerilim seviyesine şarj edilmesi ve başlatılması da karmaşık bir süreç olacaktır. Ayrıca bu tür evirici sistemlerde anahtarlama işlemi ve verimi, etkin güç

aktarımı için yetersizdir [9]. Çok sayıda kapasitörün kurulumu fazla ekonomik değildir ve çok seviyeli diyot-kenetli dönüştürücülerdeki kenetleyici diyotlar ile kıyaslandığında sistemi hantal hale de getirir. Beş seviyeli CC-MLI topolojisi Şekil 1.3'te gösterilmiştir.

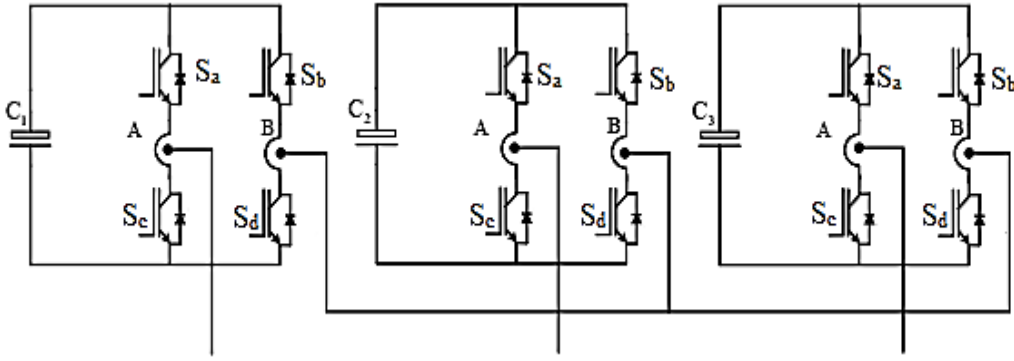


Şekil 1.3 : Beş seviyeli kondansatör kenetli evirici topolojisi.

H-köprülü kaskad çok seviyeli eviriciler, Şekil 1.4'te görüldüğü üzere seri bağlı H-köprülerinden oluşmaktadır. Bu eviricilerin genel özellikleri; bataryalar, güneş paneller ve ultra kondansatörler gibi kaynaklardan elde edilecek ayrı DA kaynakları kullanabilmeleridir. Kademeli topolojiler kullanan çok seviyeli bir evirici için minimum üç gerilim seviyesi vardır. Üç seviyeli bir dalga formu elde etmek için, bir tek tam köprü veya H-köprü eviricisi dikkate alınır. Her eviricide ayrı bir DA kaynağı bulunur.

Dört anahtarın (S_a , S_b , S_c ve S_d) farklı kombinasyonlarını kullanarak, DA kaynağını AA çıkışına bağlayarak her bir evirici seviyesi için üç farklı gerilim çıkışı üretebilir, V_{dc} , 0 ve $-V_{dc}$. $-V_{dc}$, S_b ve S_c anahtarları açılarak elde edilebiliyorken, V_{dc} elde etmek için S_a ve S_d anahtarları açılabilir. Çıkış gerilimini 0 seviyesinde elde etmek için ise S_a ve S_b veya S_c ve S_d anahtarları açılır. Çok seviyeli kaskad eviriciler yenilenebilir enerji kaynakları için bir arayüz olarak, statik Var üretimi (reaktif güç kontrolü) ve batarya tabanlı uygulamalar için önerilmektedir. Çok seviyeli bir kaskad H-köprü eviriciyi tercih etmek için ana sebep ise

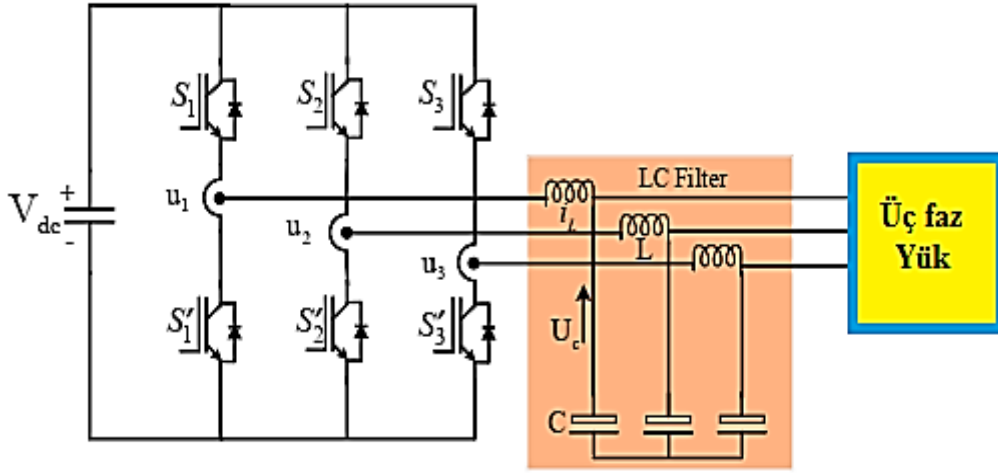
olası çıkış seviyelerinin DA kaynak sayısının iki katından fazla olmasıdır [6, 9, 10]. H-köprü serisi, evirici siteminin imalat ve paketleme sürecini daha kolay, hızlı ve ekonomik hale getirir. Bununla birlikte, her bir H-köprü için ayrı bir DA kaynağı gereksinimi, bu eviricilerin uygulamalarını, hali hazırda veya hali hazırda temin edilebilen birden fazla ayrı DA kaynağına sahip ürünlerle sınırlar.



Şekil 1.4 : Üç seviyeli H-köprülülük kaskad evirici topolojisi.

Şekil 1.5'de verilen iki seviyeli üç fazlı gerilim kaynaklı DA/AA eviriciler DA gerilimini AA gerilimine dönüştürmek için kullanılan iki seviyeli eviricilerdir. Bu eviriciler altı anahtardan oluşur ve IGBT'ler ve MOSFET'ler bu eviriciler için en uygun iki anahtarlama elemanıdır. Yapılarının basit olması ve sistemi dengeli halde tutarak gerilimi kontrol edebilme kabiliyetleri nedeniyle, kesintisiz güç kaynağı uygulamalarındaki yararlarından dolayı sanayide ve ticari kullanım amacıyla yaygın olarak tercih edilirler. Bu eviriciler genellikle LC veya LCL filtresi kullanılarak yüke veya şebekeye bağlanır. Performans, dayanıklılık ve stabilizasyonlarını geliştirmek ayrıca güç kayıplarını telafi etmek ve Toplam Harmonik Bozulma (Total Harmonic Distortion-THD) değerini düşürmek için araştırmacılar tarafından çeşitli kontrol sistemleri ve farklı anahtarlama teknikleri bu evirici sistemlerinde uygulanmaktadır [11]. İki seviyeli üç fazlı gerilim kaynaklı DA/AA eviriciler için yüksek anahtarlama frekansı kullanan Darbe Genişlik Modülasyonu (Pulse Width Modulation-PWM), Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu (Sinusoidal Pulse Width Modulation-SPWM) ve Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu (Space Vector PWM-SVPWM) teknikleri çoğunlukla tercih edilmektedir. Uygulamasının basit olması ve eviricinin çıkışında düşük harmonikli içeriğin elde edilmesinden dolayı birçok uygulamada SPWM tercih edilmektedir [12,13]. İki seviyeli üç fazlı VSI topolojisi Şekil 1.5'de gösterilmiştir. Şekil 1.5'de, S_1, S_2 ile S_3 ve $S_1', S_2' ile S_3'$ ise eviricinin anahtarlarını gösterir. Buna karşılık U_c , kapasitörlerde (C) oluşan gerilimi gösterir. Özellikle basit yapısı ile

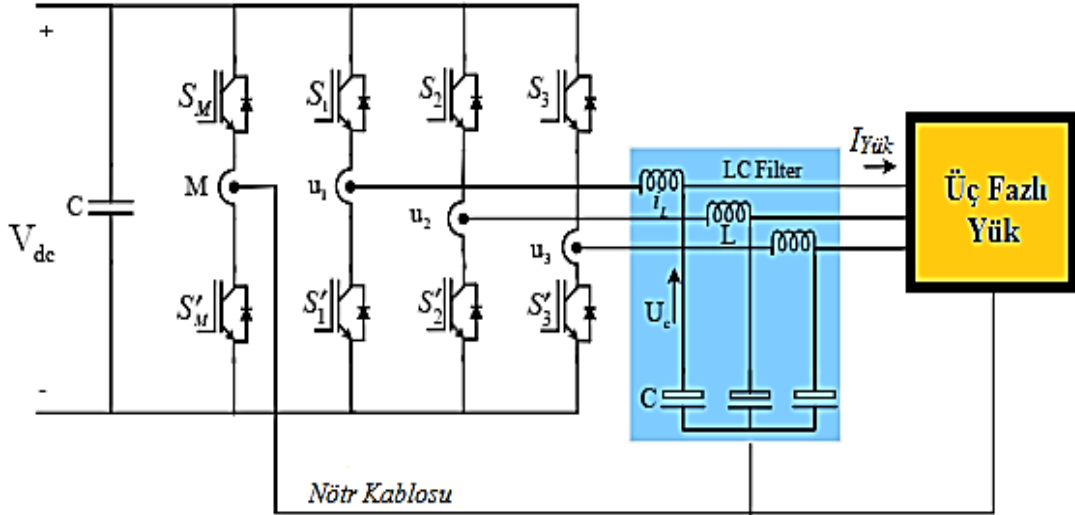
endüstri ve yenilenebilir enerji sistemlerinde yaygın kullanımından dolayı tez çalışmasında da bu evirici topolojisi kullanılacaktır.



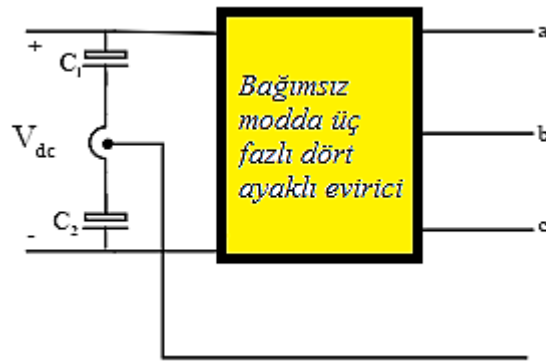
Şekil 1.5 : İki seviyeli üç fazlı VSI LC filtre çıkışı.

Günümüzde, dört kablolu sistemlerde dengesiz yüklerin etkin bir şekilde kontrol edilmesinden dolayı araştırmacılar arasında üç fazlı dört ayaklı eviricilerin kullanımına duyulan ilginin arttığı gözlemlenmektedir [14,15]. Şekil 1.6'da gösterildiği gibi, bu topolojide nötr yola ek dördüncü bacak bağlanacak şekilde tasarlanmaktadır. Şekil 1.6'da U_c , LC filtresinin çıkış gerilimini temsil ederken; M, iki anahtar, S_M ve S_M' , arasındaki nötr noktayı temsil eder. Bu topolojideki konfigürasyonun pahalı ve büyük kapasitörlere ihtiyaç duymaması avantajken, DA bağlantı geriliminde daha düşük dalgalanma üretilmesi için ekstra iki anahtar kullanılması karmaşık bir kontrol yapısına neden olur [16]. Ek olarak bu konfigürasyonda bölünmüş DA-bağlantı gerilimi, AA gerilimine kıyasla yaklaşık %15 daha düşüktür [17].

Bir başka topoloji, üç fazlı VSI'lara nötr bir nokta sağlamanın en yaygın yolu olan bölünmüş DA bağlantısını kullanmak olabilir. Şekil 1.7'de gösterildiği gibi bu konfigürasyon; bir çift kapasitör kullanılarak DA-yolunun iki parçaya bölünmesi ve bu kapasitörlerin orta noktasına nötr bir yol bağlanmasıyla sağlanabilir. Her iki konfigürasyonun da çeşitli avantajları ve dezavantajları vardır, bununla birlikte; bölünmüş DA-bağlantı dengesiz yüklerin işlenmesi için uygun bulunmazken, üç fazlı dört ayaklı eviricinin doğrusal olmayan ve dengesiz yük koşullarını idare etmek için en uygun seçim olduğu bulunmuştur.



Şekil 1.6 : Üç fazlı dört ayaklı evirici LC filtre çıkışlı.



Şekil 1.7 : Bölünmüş DA bağlantılı üç fazlı dört ayaklı eviricinin şeması.

1.2 Üç Fazlı Gerilim Kaynaklı DA/AA Eviricilerde Gerilim Kontrolü

Günümüzde, nüfusun ve sanayi üretiminin artmasıyla zaman geçtikçe enerji talebi artmaktadır ve özellikle rüzgâr, güneş ve yakıt hücreleri yoluyla dağıtılmış üretim (DÜ) güç sistemleri ve bunlara bağlı güç dönüşüm sistemleri yoğun şekilde kullanılmaya başlamıştır. Enerji talebindeki artışla birlikte şebeke dengesizliği, düşük güç faktörü ve elektrik kesintisi vb. gibi birçok sorunda da artış görülmüştür [18]. Bununla birlikte, DÜ güç sistemlerinin bu gibi problemler için nispeten dayanıklı bir dengeye sahip olmaları ve ek esneklik dengesi sağlamaları sebebiyle mantıklı bir çözüm oldukları anlaşılmıştır. Ayrıca, DÜ enerji yapılarının kullanımları dağıtım ağları yönetimini iyileştirir ve böylece karbon salınımı azalır. VSI'lara ticari amaçların yanı sıra endüstriyel uygulamalar için de yaygın olarak ihtiyaç duyulur, zira genellikle çeşitli DÜ uygulamalarında üretilen DA

geriliminin şebekeye iletilmeden veya yük tarafından tüketilmeden önce AA'ya dönüştürülmesinde kilit bir rol oynarlar. Üç fazlı VSI'nın kontrolüne yardımcı olmak için çeşitli kontrol sistemleri sunulmuş, farklı şemalar önerilmiş ve birçok kontrol tekniği incelenmiştir. Bu kontrol şemalarının amaçları, yüksek ve düşük frekanslı elektromanyetik kirliliği sınırlamak ve aktif gücü sıfır güç faktörü ile yüke ve/veya şebekeye vermektir [19]. Enerji sistemlerinde kaliteli enerji kullanması için düzgün ve kararlı sinüzoidal dalga formunun enerji sistemi içinde üretilmesi ve iletilmesi gerekir. Bu nedenle özel standartlara ve özelliklere sahip olan eviricinin çıkışı, yüke ve/veya şebekeye yukarıda belirtilen dalga şeklini sağlamak için kontrol edilmelidir.

Genel olarak çift yönlü eviricilerde DÜ güç sisteminin bir şebekeye veya şebekeden yüke bağlanmasında şebeke dengesizliği, dalga formunda bozulma, azalma ve aynı zamanda büyük ve küçük düzensizlikler gibi birçok sorunun ortaya çıktığı gözlenmektedir. Bu nedenle bu sorunların üstesinden gelmek ve yüksek kaliteli güç sağlamak için; hızlı tepki veren, sistemle uyumlu algoritmaya sahip, sabit hataları giderme yeteneği olan, daha kısa geçiş süresine sahip, yüksek takip yeteneği olan, daha az THD değeri ve düzgün sinüzoidal çıktıya sahip uygun kontrolörler tasarlanmalıdır. Bu niteliklere ulaşmak için çeşitli kontrol yapıları üzerinde çalışmalar yapılmıştır.

Klasik kontrolörler, bir oranın eklenmesi veya çıkarılması ve sistemin buna göre ayarlanması için kullanılan kontrolörler kategorisini içerir. Bu kontrolörler arasında oransal kazanç (P), oransal-integral (PI), oransal-integral-türev (PID) ve oransal türev (PD) kontrolörleri vardır. Bu kontrol yapıları, doğrusal sistemlerin kontrolünde endüstrideki en temel kontrolörler olarak kabul edilirler ve kontrol teorisinin temelini oluştururlar. Literatürde bu kontrolör yapılarıyla ilgili birçok çalışma vardır [20-27]. Bu kontrolörlerin uygulanmasındaki temel fayda kontrolörlerin kontrol edilecek sistemin yapısına ve kendi kontrol yapılarına göre ayarlayabilme esnekliğine sahip olmalarıdır. Ayrıca, bunlar ticari seviyelerde en yaygın kullanılan kontrolörlerdir; yani bunlara ulaşmak kolaydır. Ancak takip yetenekleri, tepki süreleri ve sabit hatayı yönetme yetenekleri modern ve son model kontrolörlere kıyasla nispeten daha düşüktür.

PR (Proportional-Resonant) kontrol yapısı, oransal ve rezonant kontrolörlerin kombinasyonudur. Rezonans frekansına daha yakın olan frekanslar entegratör tarafından entegre edilir. Bu nedenle, faz kayması veya sabit hata oluşmaz. Rezonansa yakın frekanslarda yüksek kazanç nedeniyle bu kontrolör, elektriksel büyüklüklerin kararlı durum hatalarını ortadan kaldırma yeteneğine sahiptir. Rezonant kontrolörü, şebeke

frekansını rezonans frekansı ile eşit seviyede tutar. Frekansı şebeke frekansındaki değişikliklere göre ayarlama yeteneğine sahiptir. Bununla birlikte, optimum sonuçlar için her zaman hassas bir ayar gereklidir ve bu tekniğin frekans değişimlerine duyarlı olduğu anlaşılmıştır [28,29]. Bu kontrolörler, takip yetenekleri ve tepki süreleri bakımından PI kontrolörlere oranla daha iyidir. Bir harmonik kompensatör ile kullanılırlarsa, THD'yi en iyi şekilde kontrol edebilirler. Şebekeye bağlı eviricilerde gerilim veya akımı kontrol etme yetenekleri de dikkate değerdir ancak hala sönümlenme sorunları mevcuttur. Aktif ve pasif sönümlenme ayarları ile harmonik kompensatörün sisteme entegrasyonu bu kontrol yapısının karmaşık kısmını oluşturuyor. Rezonansa yakın frekanslar gibi belirli frekansları yönetme konusundaki kısıtlılıkları da bu kontrolörlerin bir diğer dezavantajıdır.

Doğrusal karesel düzenleyici (linear quadratic regülatör-LQR) kontrolör ise hem kararlı hem de geçici haller için başarılı bir kontrol yapısıdır [30-32]. Adından da anlaşılacağı gibi bu kontrol tekniği, doğrusal ve karesel fonksiyonların bir kombinasyonudur. Burada sistemin dinamikleri bir dizi doğrusal denklem ile tanımlanır. Kontrolör tasarlanırken sistemin transfer fonksiyonu göz önüne alınır. LQR algoritması, uygun bir durum geri besleme kontrolörü bulmak için kullanılan otomatik bir yaklaşımdır. Durum geri besleme kontrolörü ile kutup yerleşimi, sisteme yüksek seviyede özgürlük sağlar ve uygulamayı kolaylaştırır. Bu yöntem karakteristik olarak kararlıdır ve bazı sistem parametreleri bilinmese de kullanılabilir. Bununla birlikte, kesin ağırlık andırma faktörlerini bulma çabası LQR kontrol şemasının uygulamalarını sınırlar. Ayrıca, yük değişiklikleri sırasında izleme doğruluğu tutarsızlığı gözlemlenmiştir. [31-33].

Kalman filtresinin bir LQR kontrolör ile entegrasyonu doğrusal karesel gaussian (linear quadratic gaussian-LQG) kontrol yapısını meydana getirir. Bu teknikte Kalman Filtresi ile LQG kontrolörü birbirinden bağımsız olarak tasarlanabilir. Bu kontrol yapısı hem doğrusal zamanla değişmeyen hem de doğrusal zamanla değişen sistemler de kullanılabilir. LQG kontrol yapısının avantajı ise belirsiz doğrusal olmayan kontrol sistemleri için doğrusal bir geri besleme kontrolörünün tasarımını kolaylaştırmasıdır [30].

Histerezis kontrolü doğrusal olmayan bir kontrol yöntemidir [34-42]. Histerezis kontrolörleri belirtilen ve ölçülen gerilimler veya akımlar arasındaki hatayı takip etmek için kullanılır. Bu nedenle, geçit sinyalleri bu referans takibi temel alınarak üretilir. Histerezis bant genişliği, referans takibinde hata giderme amacıyla ayarlanır. Histerezis kontrolünün karmaşık olmayan bir yapısı vardır ve analog kontrol platformlarında yoğun bir şekilde kullanılmaktadır. Bu kontrol yapısı bir modülatöre gerek duymaz bu nedenle bir

eviricinin anahtarlama frekansı ve histerezis bant genişliği eviricinin çalışma koşullarına ve filtre parametrelerine bağlıdır. Histerezis denetleyicisinin en büyük dezavantajı kendi kontrolsüz anahtarlama frekansıdır; ancak araştırmacılar bu kontrolörün geliştirilmesi için çalışmakta, literatürde çeşitli çalışmalar sunulmakta ve çeşitli teknikler önerilmektedir. Bu teknikteki temel gelişmelere örnek olarak doğrudan tork kontrolü (DTC) [35,36] ve doğrudan güç kontrolü (DPC) verilebilir [39,40]. DPC'de aktif ve reaktif güçler doğrudan kontrol edilir, DTC'de ise sistemin torku ve akışı kontrol edilir. Hata sinyalleri histerezis kontrolörleri tarafından üretilir ve sürücü sinyalleri ise üretilen hata sinyallerinin büyüklüğüne göre üretilir. Histerezis kontrolörleri uygulamalarda histerezis bant limitlerindeki değişkenleri sınırlamak için çok yüksek bir frekansa ihtiyaç duyarlar. Ayrıca, bu tip kontrolörlerde anahtarlama kayıpları çok yüksektir. Bu nedenle histerezis kontrolörlerinin yüksek güç uygulamaları için uygun olmadığı anlaşılmıştır.

Doğrusal sistemlerin hesaplamalarının doğrusal sistemlerle karşılaştırıldığında daha basit olması dolayısıyla doğrusal olmayan sistemlerin doğrusal sistemlere dönüştürülmesi için sunulan çeşitli teknikler vardır. Kısmi geri besleme kontrolörleri, doğrusal olmayan sistemleri doğrusal sistemlere dönüştürmek için en etkili ve başarılı tekniklerden biridir. Bu teknikle, bir sistem, sistem kısıtlamalarına bağlı olarak kısmen veya tamamen doğrusal bir sisteme dönüştürülebilir. Bir sistemdeki doğrusallık, sistem içindeki doğrusal olmama durumlarının iptali ile elde edilir. Dolayısıyla doğrusal olmayan bir sistem tamamen doğrusal bir sisteme dönüştürüldüğünde doğrusal kontrolörler kullanılarak kontrol edilebilir. Bu doğrusal sisteme dönüştürme tekniklerinden Kısmi Geribesleme Doğrusallaştırma (Partial Feedback Linearization–PFL) tekniği [43-47]'da belirtilen çalışmalarda uygulanmıştır. PFL tekniğini kullanarak karmaşık yenilenebilir enerji sistemi uygulamalarında istenilen kontrol dengesini sağlamak ise zordur.

Bulanık mantık yöntemi akıllı kontrol sistemleri ailesine aittir. Bu kontrolör tasarımının başarısı eviriciyi tasarlayanın, eviricinin işlevleri konusundaki bilincine, bilgisine, becerilerine ve deneyimine bağlıdır. Güç dönüştürücülerin doğrusal olmayan doğası nedeniyle dönüştürücünün tam modeli bilinmese bile parametreler değiştirildiğinde sistem dengede tutulabilir. Bulanık mantık kontrolörleri, aynı zamanda doğrusal olmayan kontrolörler olarak da sınıflandırılır ve muhtemelen tekrarlı denetleyiciler arasında en iyi kontrol yapılarıdır [48–50]. Bununla birlikte bulanık mantık denetleyicilerinin süreç hakkında daha fazla bilgiye ve algılayıcıya ihtiyaç duyması, dolayısıyla hem pahalı hem de daha az güvenilir olması bu kontrol yapılarının kullanımını zorlaştırır.

Yapay sinir ağı (Artificial Neural Network-ANN) kontrolörleri insan düşünme yöntemini temel alan kontrolörlerin temel formudur. Bu kontrolörler biyolojik bir insan beyni gibi davranacak bir dizi yapay nörondan oluşur. Referans izleme hata sinyalleri, güç dönüştürücülerine anahtarlama sinyalleri üretmek için ANN'ye giriş olarak uygun bir kazanç veya bir ölçeklendirme faktörü (S) yoluyla verilir. Bu yaklaşım güç dönüştürücülerinde sabit anahtarlama işlemini gerçekleştirmek için kullanılır [48,50]. ANN, sistem kontrolünde çalışırken hem çevrimiçi hem de çevrimdışı modda kullanılabilir. Fonksiyon haritalamasını tahmin etme kabiliyeti sayesinde ANN kontrol yapısı hataya karşı yüksek tolerans seviyesine sahiptir.

Bulanık mantık yöntemi ile ANN bir güç dönüştürücüsünde optimum bir kontrol performansı elde etmek için birleştirilebilir [48,49]. ANN yöntemi çalışması için bir dönüştürücü modeline ihtiyaç duymaz ancak bir güç dönüştürücünün çalışma davranışı ANN kontrol sistemi tasarlanırken tasarımcı/operatör tarafından eksiksiz olarak bilinmelidir.

Gürbüz kontrol teorisi belirsizlik ve düzensizliklere karşı etkin bir kontrol sistemi sunmaktadır. Temel amaç, yetersiz modelleme durumunda dengeyi sağlamaktır. Dayanıklı bir kontrol elde etmek için; tüm açıklamalar, kriterler ve sınırlamalar uygun şekilde tanımlanmalıdır. Bu kontrolör, çok değişkenli sistemlerde bile kapalı çevrim sistemin dengesini ve yüksek performansını garanti eder [51].

H^∞ kontrol ifadesi optimizasyonun yapıldığı matematiksel uzay teriminden gelir. H^∞ karmaşık düzlemin açık sağ yarısında araştırılan ve sınırlanan matris fonksiyonlarının bir uzayı olarak kabul edilir. Bu tip bir kontrolör ile sistem kontrol edileceği zaman her şeyden önce kontrol problemi formüle edilir ve daha sonra matematiksel optimizasyon uygulanır, yani elde edilebilir alternatifler kümesinden kriterlere göre en iyi elemanın seçimi yapılır. H^∞ metodu genellikle çok değişkenli sistemler için uygundur. Bir kontrol sisteminde meydana gelecek herhangi bir düzensizliğin etkisi, problemin formasyonuna bağlı olarak kapalı bir çevrim sisteminde H^∞ kontrol teknikleri kullanılarak azalttırılabilir. H^∞ kontrol yönteminin etkisi kontrol edilen sistemin performansı veya stabilitesi üzerinden ölçülebilir. Ancak, bu kontrol tekniğinin uygulanması için sistemin modellemesi iyi tanımlanmış olmalıdır. Ayrıca, H^∞ kontrol tekniği yüksek hesaplama komplikasyonları dolayısıyla diğer bir zorluğa da sahiptir. Doğrusal olmayan sistemlerde ise H^∞ kontrol yapısının kontrol hedeflerine ulaşmakta başarılı olamadığı gözlemlenmiştir [52].

Uyarlamalı kontrolör yapıları sistem parametrelerindeki değişikliklere göre kendisini düzenleme yeteneğine sahip olacak şekilde tasarlanmıştır. Uyarlanabilir kontrolörler kontrol yapılarını sistem gerekliliklerine göre değiştirme kabiliyeti nedeniyle başlangıç koşulları, sistem parametreleri veya sınırlamalarına ihtiyaç duymazlar. Uyarlanabilir kontrolörlerde parametre tahmini ile ilgili bilinen en yaygın iki teknik özyinelemeli en küçük kareler ve gradyan iniş teknikleridir. Literatürde, uyarlanabilir kontrolörler için bazı güvenilir araştırma makaleleri ve son teknoloji teknikler bulunmaktadır [53-56]. Bu kontrolörler hem dinamik hem de statik sistemleri kontrol etmek için kullanılabilir. Bununla birlikte karmaşık hesaplama süreci nedeniyle uygulanması zahmetlidir.

Model kestirimci kontrolörler elektronik eviriciler için kullanışlı bir kontrol tekniği olarak sunulmaktadır. Sistem modeli dikkatli bir biçimde incelenir ve daha sonra kontrol değişkenlerinin yakın zamanda gösterebileceği davranış belirtilen kritere göre tahmin edilir. Karmaşık olmayan bir tekniktir ve çok değişkenli sistemleri verimli bir şekilde idare edebilir. Ayrıca çeşitli sınırlamalara sahip bir sistemi veya doğrusal olmayan bir sistemi de kontrol edebilir. Genellikle hızlı ve dinamik tepkisi ayrıca sabit hataları kontrol etme yeteneği nedeniyle tercih edilir. Bununla birlikte hesaplama analizi klasik kontrolörlere kıyasla karmaşıktır. Model kestirimci kontrolörler için literatüre atıflar yapılmıştır [57-59].

Tam sayı dereceli PI ve PID kontrolörler büyük ölçüde üç fazlı PWM DA/AA eviricilerde kullanıldığından bu kontrolörler kesir dereceli kontrolörlerle karşılaştırılmak üzere bu tez araştırmasında değerlendirilecektir. Yapılarında kesir dereceli operatörleri kullanan kesir dereceli kontrolörler tam sayı dereceli kontrolörlere kıyasla daha fazla dayanıklılık ve tasarımcı için daha fazla serbestlik sağlar. Son on yılda gelişen bilgisayar ve hesaplama teknolojileri ile PI ve PID kontrolörlerinin geliştirilmiş yapısı olan kesir dereceli PI (FOPI) ve kesir dereceli PID (FOPID) kontrolörler çeşitli pratik sistemlerde geniş çapta araştırılmış ve özellikle geçici hallerde daha iyi performans göstermiştir [60-63]. Bunun başlıca nedeni kesir dereceli PI ve PID kontrolör (PI^λ ve $PI^\lambda D^\mu$) yapılarında geleneksel PID katsayıları K_p , K_i ve K_d 'ye ek olarak, kesir integral derecesi (λ) ve kesir türev derecesi (μ) parametrelerinin kontrolör yapısına kazandırılması ve bundan dolayı klasik kontrollere göre kesir dereceli kontrolörlerin daha geniş bir yelpazede kontrolör cevabı sunabilmesidir. Bundan dolayı, ayarlanabilir beş parametreye sahip olan kesir dereceli PID kontrolörlerin, üç parametreye sahip geleneksel PID kontrolörüne göre daha iyi bir kontrol performansı sergileyebildiği görülmüştür. Ayrıca, DA/AA eviricilerini besleyen güç kaynakları (güneş panelleri, rüzgâr türbinleri, depolama cihazları) kesir dereceli dinamiklere sahip

olduğundan [64,65] ve DA/AA evirici sistemlerinin bazı alt bileşenleri dinamiklerinde kesirliliğe sahip olduğundan [65], kesir dereceli kontrolörler DA/AA evirici içeren sistemlerin doğası ile daha uyumludur. Bu uyumluluk güç dönüşümünün performansını ve verimliliğini artıracaktır.

Kesir dereceli kontrolörler diğer bilim alanlarına (modelleme yönünden kontrol yönüne kadar) başarılı bir şekilde uygulanmış olsa da, bu kontrolörlerin güç elektroniği sistemlerindeki uygulamaları hakkında sınırlı miktarda araştırma girişimi vardır.

Birkaç araştırma çalışması, kesir dereceli kontrol uygulayan güç elektroniği buck çeviricilerinin kontrolü için bazı alternatif yöntemler sunmaktadır [66,67]. Bu çalışmalarda kesir dereceli kontrol yapıları için tasarım yöntemleri verilmiş ve kesir dereceli kontrol sistemin performansını ve bu kontrol yönteminin esnekliğini ve uygulanabilirliğini göstermek için simülasyonlar ve deneysel çalışmalar yapılmış ve çalışmalardan elde edilen sonuçlar yorumlanmıştır.

Diğer bir çalışmada, rüzgâr türbinlerinin, tam güç dönüştürücü topolojisi ile değışken hızda verimli çalışması için kesir dereceli kontrolörlere dayanan yeni bir kontrol stratejisi önerilmektedir [68,69]. Simülasyon sonuçları, önerilen kesir dereceli kontrol stratejisinin sistemdeki düzensizliğı azalttığı ve sistem dayanıklılığını artırdığını göstermektedir.

NPC topolojisindeki üç seviyeli bir evirici için FOPID kontrol yapısı araştırılmıştır [70]. Bu makale, FOPID kontrolörünün mükemmel bir başlangıç tepkisi ile birlikte iyi bir dinamik tepkiye sahip olduğunu göstermektedir. Deneysel sonuçlarda FOPID kontrolörünün performansını ve dayanıklılığını doğrulamaktadır.

Bir başka çalışmada, Modüle Histerezis Akım Kontrolü (MHCC) ve PID/FOPID kontrolörleri tarafından aynı anda kontrol edilen çok seviyeli bir eviriciye ait çalışma ve uygulama ele alınmaktadır [71]. Bu çalışmada tarif edilen kontrol stratejisi ile başarılı şekilde şebeke gerilimi ile uyumlu bir dalga formu üretilmiştir.

1.3 Tez Çalışmasının Amacı

Bu tez çalışmasındaki ana tema, Matlab/Simulink platformunda gerçekleştirilen simülasyon çalışmaları ile üç fazlı gerilim kaynaklı evirici sistemlerdeki gerilim kontrol döngülerinde kesir dereceli kontrol yapılarının avantajlarını incelemektir.

Bu tez çalışmasında yapılan araştırmalardaki iki temel amaç:

- Kesir dereceli kontrol sistemleri ile üç fazlı evirici sistemini kontrol ederek şebeke ve yenilenebilir enerji kaynaklarından beslenen akıllı bina sisteminde tüketicinin kullandığı gerilimin kalitesini arttırmaktır.
- Kesir dereceli kontrol yapıları kullanarak farklı yük yapılarına bağlı şebekeden bağımsız üç fazlı evirici sistemin performansını arttırmaktır.

Bu tez çalışmasında hibrit yenilenebilir enerji santraline (güneş + rüzgar) entegre akıllı konut binası için kesir dereceli kontrol yapıları (FOPI, FOPID) kullanan bir gerilim kontrol sistemi sunmaktadır. Klasik PI ve PID kontroller ile kesir dereceli PI ve PID kontrollerle kontrol edilen kapalı çevrim gerilim kontrol yapısı tarafından tüketicilere iletilen gerilimin kontrol edildiği akıllı bina sistemimde, önerilen test çalışmaları doğrultusunda simülasyon çalışmaları yapılmış ve sonuçlar analiz edilerek kesir dereceli kontrollerin binaya enjekte edilen gerilimin kalitesini arttırmakta ki etkisi incelenmiştir.

Tezdeki bir diğer çalışmada ise hibrit yenilenebilir enerji santraline (güneş + rüzgar) entegre akıllı konut bina sistemi için FOPI-PD, PI-PD, PI-I ve FOI-I kontrolör tasarımları yapılmıştır. Simülasyon çalışmaları ile tasarlanan kontrol yapılarının binaya enjekte edilen gerilimin kalitesini arttırmakta ki başarıları karşılaştırılmıştır.

Son olarak şebekeye bağlı olmayan üç fazlı evirici sistem modelinde farklı yük yapıları için gerilim kontrol döngüsünde iki farklı kesir dereceli kontrol yapısı, FOPI ve FOPID uygulanmış ve Matlab/Simulink platformunda gerçekleştirilen simülasyon çalışmaları ile kesir dereceli kontrollörlerin performansları geleneksel PI ve PID kontrolörler ile karşılaştırılmıştır.

1.4 Tez Çalışmasının Organizasyonu

Bu tez çalışması yedi bölümden oluşmaktadır. İlk bölümde yaygın olarak kullanılan güç evirici yapılarından ve topolojilerinden bahsedilmiştir. Üç fazlı gerilim kaynaklı DA/AA eviricilerde gerilim kontrol ile literatür taraması yapılmış, yapılan araştırmalarda kullanılan yaygın kontrol yöntemlerinin avantajlarından ve dezavantajlarından bahsedilmiştir. Ayrıca tezin çalışmasının amacı ve organizasyonu bu bölümde sunulmaktadır.

İkinci bölümde kesir dereceli kontrol yapıları hakkında bilgi sunulmaktadır. Daha sonraki analizlerde kullanılacak kesir dereceli kontrolörlerin avantajlarından bahsedilmiştir. Bu bölümde ayrıca güç elektronik sistemlerinde en popüler kontrolörler olan klasik PI ve PID kontrolörlerin parametrelerin ayarlanması için analitik bir yaklaşım önerilmiştir. Aynı

yaklaşım kesir dereceli PI kontrolör ve kesir dereceli PID kontrolün parametrelerinin ayarlanması için de kullanılmıştır.

Bölüm üçte, üç fazlı PWM DA/AA eviricinin matematiksel modeli üzerinde çalışılmıştır. Bunun için evirici sitemlerinin matematiksel modelinin analizinde kullanılan bazı temel dönüşüm yöntemleri tanıtılmıştır. Sonuç olarak gerilim kontrol uygulamasında kullanacağımız kontrol yapıların parametrelerinin belirlenmesi için gerekli olacak olan üç fazlı PWM DA/AA eviricinin genel kabul görmüş transfer fonksiyonu elde edilmiştir.

Bölüm dörtte ise hibrid yenilenebilir enerji santraline entegre konut bina sistemi için kesir dereceli gerilim kontrol yapısı tasarlanmıştır. Çıkış gerilimi kesir dereceli PI/PID ile klasik PI/PID ile kontrol edilen DA/AA evirici sistemlerinin performansları, önerilen vaka çalışmaları için gerçekleştirilen simülasyonların sonuçlarını analiz edilip, konut binasında tüketilen gerilimin kalitesi temel alınarak karşılaştırılmıştır.

Beşinci bölümde hibrid yenilenebilir enerji santraline entegre konut bina sistemini kontrol için kullandığımız DA/AA evirici sisteminde kapalı gerilim kontrol döngüsünü kontrol etmek için FOPI-PD, PI-PD, PI-I ve FOPI-I kontrolörler kullanılmıştır. Tasarlanan kontrol yapılarının binada kullanılan gerilim üzerindeki etkisini karşılaştırmak amacıyla Matlab/Simulink platformunda sistem kurulup, üç test senaryosu için simülasyonlar gerçekleştirildi ve FOPI-PD, PI-PD, PI-I ve FOPI-I gerilim denetleyicileri arasında karşılaştırmalar yapıldı.

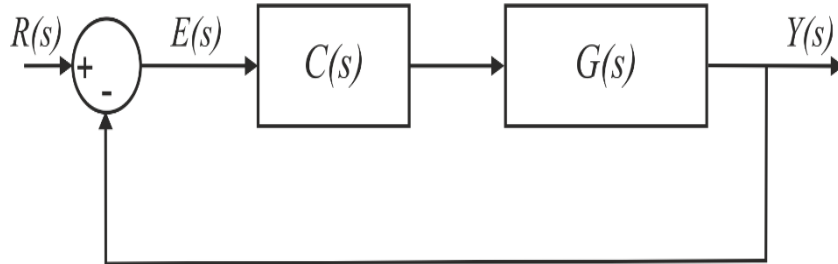
Altıncı bölümde ise şebekeye bağlı olmayan (off-grid) sistemde, omik, endüktif ve kapasitif yükler gibi farklı yük yapılarına bağlı PWM DA/AA evirici sistemi için gerilim kontrol çalışması gerçekleştirilmiştir. Bu bölümde tasarlanan geri beslemeli gerilim kontrol sisteminde gerilim denetleyicileri olarak PI, PID, FOPI ve FOPID kontrolleri kullanılmıştır. Matlab/Simulink platformunda farklı test senaryoları için gerçekleştirilen simülasyon çalışmaları ile şebekeye bağlı olmayan DA/AA evirici sistemlerinde farklı yük yapıları için klasik ve kesir dereceli kontrol yapılarının performansı karşılaştırılmıştır.

Bölüm yedide ise tez çalışmasının özetini sunulmuş ve bununla birlikte tez çalışmasında elde edilen bulgular ve gelecekte yapılabilecek çalışmalar ile ilgili tespitler ve öneriler sunulmuştur.

2. KESİR DERECELİ KONTROL SİSTEMLERİ

Bir kontrol sistemi, kontrol döngüleri kullanan diğer cihazların veya sistemlerin davranışlarını yönetir, yönlendirir veya düzenler. Ev tipi bir kazanı kontrol etmek için termostat kullanan ev ısıtma kontrol cihazından, sistemleri veya makineleri kontrol etmek için kullanılan büyük endüstriyel kontrol yapılarına kadar değişebilir.

Kontrol sistemleri, genel olarak açık çevrimli ve kapalı çevrimli kontrol sistemleri olarak ikiye ayrılır. Açık çevrimli bir kontrol sisteminde, giriş ve çıkış işaretlerinin haricinde, kontrol edilen sistem ve kontrol eden sistem olarak iki temel bileşen vardır. Bir açık çevrimli kontrol sisteminde, kontrolörün kontrol eylemi sistem değişkeninden bağımsızdır. Örnek olarak bir zamanlayıcı tarafından kontrol edilen merkezi bir ısıtma kazanı verilebilir. Kontrol işlemi, kazanın açılması veya kapatılmasıdır. Sistem değişkeni bina sıcaklığıdır. Bu kontrolör, binanın sıcaklığına bakılmaksızın ısıtma sistemini sabit bir süre çalıştırır. Bir kapalı döngü kontrol sisteminde, kontrolörden kontrol eylemi istenen çıkış cevabına ve sistem değişkenine bağlıdır. Kazan örneğine devam edecek olursak bina sıcaklığını izlemek için bir termostat kullanılır ve kontrol sisteminin bina sıcaklığını termostatta ayarlanan sıcaklığa yakın tutmasını sağlaması amaçlanır. Bunun için termostat ile bir çıkış değeri ölçülür ve bu ölçme büyüklüğü girişe geri beslenir. Ardından bu değer, referans bir değerle karşılaştırılır. Yapılan karşılaştırma sonucu bir hata sinyali elde edilir ve bu hata sinyalinin yapısına ve denetlenen çıkış değişkenine uygun bir denetim sinyali üretilir. Şekil 2.1'de görüldüğü üzere kapalı çevrimli kontrol sisteminde, denetleyicinin ayar noktasıyla aynı değerdeki bir işlem değişkenini denetlemek için bir denetim eylemi gerçekleştirmesini sağlayan bir geri besleme döngüsü vardır. Burada, $C(s)$ kontrol eden sistem ya da kontrolör, $G(s)$ kontrol edilen sistem olarak adlandırılır.



Şekil 2.1 : Birim geri beslemeli kontrol sisteminin blok diyagramı.

2.1 Kesir Dereceli Hesaplamalar İçin Özel Fonksiyonlar

Günümüzde tamsayı dereceli olmayan dinamik sistemlere olan ilgi giderek artmaktadır. Matematikte türev ve integral hesaplamaları uzun yıllar sadece n tam sayı olarak kabul edilerek yapılmış ve matematik teorileri de bu doğrultuda gelişmiştir. Bununla birlikte son yıllarda n değerinin tam sayı yerine kesir dereceli olduğu fonksiyonların türev ve integral hesaplamalarında yeni geliştirilen matematik teorileri doğrultusunda büyük gelişmeler kaydedilmiş ve bazı mühendislik uygulamalarında çok daha kullanışlı olduğu anlaşılmıştır.

Kesir dereceli sistemlerde türev ve integral hesaplamaları 19. yüzyıldan itibaren N.H. Abel, M. Caputo, L. Euler, A.K. Grunwald, J. Fourier, J. Hadamard, G. H. Hardy, O. Heaviside, H. J. Holmgren, P.S. Laplace, J. Liouville, B. Riemann gibi birçok matematikçi tarafından yapılan sistematik çalışmalarla geliştirilmiştir. Kesir dereceli sistemler özellikle dinamik sistemlerle çalışırken oldukça etkili bir araç durumuna gelmiştir. Günümüzde difüzyon işlemlerinde, materyallerin mekanik özelliklerinin modellenmesinde, sinyal ve görüntü işlemede ayrıca kontrol teorisinde yaygın olarak kullanılmaktadır ve gelecekte de önemini artıracakları düşünülmektedir [72].

Kesirli dereceli fonksiyonların integral ve türev hesaplamalarında özel bir fonksiyon olan gama fonksiyonu anahtar rol oynamaktadır. Denklem 2.1'de Gama fonksiyonunun Euler limit serisi şeklinde kapsamlı bir tanımı verilmiştir [73].

$$\Gamma(x) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{[N! N^x]}{x(x+1)(x+2) \dots (x+N)} \quad (2.1)$$

Bu denklemin integrale dönüştürülmüş hali Denklem 2.2'de gösterilmiştir. Sadece x 'in pozitif değerleriyle sınırlı olsa da pratikte Denklem 2.1'den çok daha kullanışlıdır.

$$\Gamma(x) = \int_0^{\infty} e^{-y} y^{x-1} dy, x > 0 \quad (2.2)$$

Gama fonksiyonunun en önemli özelliği tekrarlanan ve yinelenen bir ilişkiye sahip olmasıdır. Bu nedenle geri beslemeli kontrol sistemlerinde etkin bir şekilde kullanılmaktadır. Denklem 2.2'nin integrali alındığında bu ilişki Denklem 2.3'te açık bir şekilde görülmektedir [73].

$$\Gamma(x+1) = x \Gamma(x) \quad (2.3)$$

Denklem 2.3'teki gama fonksiyonu $x \leq 0$, değerleri için sonsuz olsa da negatif tam sayılarda gama fonksiyonlarının oranı sonlu bir sayıdır ve Denklem 2.4'te tanımlanmıştır. Fonksiyonun faktöriyel formu ise Denklem 2.5'teki gibi ifade edilebilir.

$$\frac{\Gamma(-P)}{\Gamma(-Q)} = -1^{Q-P} \frac{Q!}{P!} \quad (2.4)$$

$$\Gamma(x) = (x - 1)! \quad (2.5)$$

Kesir dereceli türev ve integral hesaplamalarında önemli rol oynayan diğer önemli bir fonksiyon ise Denklem 2.6'da verilen Mittag-Leffler fonksiyonudur [74].

$$E_{\alpha,\beta}(x) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{x^k}{\Gamma(\alpha k + \beta)}, \quad \alpha > 0 \quad \beta > 0 \quad (2.6)$$

Denklem 2.6'daki $\beta = 1$ değeri için elde edilen tek parametrelili Mittag-Leffler fonksiyonu Denklem 2.7'de gösterilmiştir:

$$E_{\alpha}(x) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{x^k}{\Gamma(\alpha k + 1)} \equiv E_{\alpha}(x) \quad (2.7)$$

2.2 Kesir Dereceli Türev ve İntegral Tanımları

Kesirli sistemler, tamsayı dereceli sistemlerin genelleştirilmiş bir hali olarak düşünülür. Tam sayı dereceli olmayan türev ve integral operatörü ${}_a D_t^{\alpha}$, Denklem 2.8 şeklinde tanımlanır. Burada a ve t işlemin sınırlarını gösterirken, α üst derece bir reel sayıyı temsil etmektedir ($\alpha \in \mathbb{R}$) [75].

$${}_a D_t^{\alpha} = \begin{cases} \frac{d^{\alpha}}{dt^{\alpha}}, & \alpha > 0 \\ 1, & \alpha = 0 \\ \int_a^t (d\tau)^{\alpha}, & \alpha < 0 \end{cases} \quad (2.8)$$

Mühendislik uygulamalarında ve kontrol işlemlerinde en çok kullanılan kesirli türev ve integral tanımları olan Grünwald-Letnikov (GL), Riemann-Liouville (RL) ve Caputo tanımlarını incelemek konunun anlaşılması için yararlı olacaktır.

2.2.1 Grünwald-Letnikov tanımı

Grünwald-Letnikov integral ve türev tanımının anlaşılması için öncelikle bir sürekli fonksiyonun birinci dereceden türevi Denklem 2.9'daki gibi ifade edilebilir. Burada h adım aralığını gösterir.

$$\frac{d}{dx} f(x) = f'(x) = \lim_{h \rightarrow 0} \frac{f(x) - f(x-h)}{h} \quad (2.9)$$

Denklem 2.9'un ikinci türevi alındığında Denklem 2.10'daki ifade elde edilir.

$$\begin{aligned} \frac{d^2}{dx^2} f(x) &= f''(x) = \lim_{h \rightarrow 0} \frac{f'(x) - f'(x-h)}{h} \\ &= \lim_{h \rightarrow 0} \frac{1}{h} \left\{ \frac{f(x) - f(x-h) - f(x-h) + f(x-2h)}{h} \right\} \\ &= \lim_{h \rightarrow 0} \frac{f(x) - 2f(x-h) + f(x-2h)}{h^2} \end{aligned} \quad (2.10)$$

Denklem 2.9 ve Denklem 2.10'daki gibi 3. türev alınırsa Denklem 2.11'deki ifade elde edilir.

$$\frac{d^3}{dx^3} f(x) = f'''(x) = \lim_{h \rightarrow 0} \frac{f(x) - 3f(x-h) + 3f(x-2h) - f(x-3h)}{h^3} \quad (2.11)$$

Bu şekilde devam edildiğinde $f(x)$ fonksiyonunun n . dereceden türev katsayılarının n 'in sıfırdan n 'e kadar faktöriyeli şeklinde devam eden binom katsayıları olduğu görülmektedir buna göre genel formül Denklem 2.12'de verilmiştir.

$$\frac{d^n}{dx^n} f(x) = f^{(n)}(x) = \lim_{h \rightarrow 0} \frac{1}{h^n} \sum_{j=0}^n (-1)^j \binom{n}{j} f(x-jh) \quad (2.12)$$

Denklem 2.12 x değişkenine sahip $f(x)$ fonksiyon değerlerinin bir lineer kombinasyonunu ifade etmektedir. Binom katsayıları $+$ ve $-$ şeklinde sırayla değişmektedir. Binom katsayıları n 'in pozitif değerleri için Denklem 2.13'deki gibi tanımlanmaktadır.

$$\binom{n}{j} = \frac{n(n-1)(n-2) \dots (n-j+1)}{j!} = \frac{n!}{j!(n-j)!} \quad (2.13)$$

Burada n 'in negatif değer alması halinde Denklem 2.14'deki gibi ifade edilir.

$$\binom{-n}{j} = \frac{-n(-n-1)(-n-2) \dots (-n-j+1)}{j!} = (-1)^j \begin{bmatrix} n \\ j \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Burada $\begin{bmatrix} n \\ j \end{bmatrix}$ ifadesi Denklem 2.15'de tanımlanmaktadır.

$$\begin{bmatrix} n \\ j \end{bmatrix} = \frac{n(n+1) \dots (n+j-1)}{j!} \quad (2.15)$$

Bu durumda Denklem 2.12'de n yerine $-n$ koyulursa Denklem 2.16 elde edilir.

$$\frac{d^{-n}}{dx^{-n}} f(x) = f^{(-n)}(x) = \lim_{h \rightarrow 0} \frac{1}{h^n} \sum_{j=0}^n -1^j \binom{n}{j} f(x - jh) \quad (2.16)$$

Burada n pozitif bir tamsayıdır. Denklem 2.9 ve Denklem 2.12'ye göre x 'in α ($\alpha \in \mathbb{R}$) derecesinde kesirli derece türevi Denklem 2.17'de verilmiştir.

$$D_x^\alpha f(x) = \lim_{h \rightarrow 0} \frac{1}{h^\alpha} \sum_{j=0}^{\infty} -1^j \binom{\alpha}{j} f(x - jh) \quad (2.17)$$

Binom katsayılarının hesabında Euler'in Gama fonksiyonu ve faktöriyel kullanılabilir ve denklem 2.18'deki gibi tanımlanabilir.

$$\binom{\alpha}{j} = \frac{\alpha!}{j!(\alpha - j)!} = \frac{\Gamma(\alpha + 1)}{\Gamma(j + 1)\Gamma(\alpha - j + 1)} \quad (2.18)$$

Burada $\binom{\alpha}{j} = 1$ değerini alır.

Reel α sabit sayısı için $n = \frac{t-a}{h}$ yazılırsa ve Denklem 2.12'de yerine koyulursa Denklem 2.19 elde edilir.

$${}_a D_x^\alpha f(x) = \lim_{h \rightarrow 0} \frac{1}{h^\alpha} \sum_{j=0}^{\left[\frac{x-a}{h}\right]} -1^j \binom{\alpha}{j} f(x - jh) \quad (2.19)$$

Burada $\left[\frac{x-a}{h}\right]$ işareti değerinin tam sayı kısmını ifade etmektedir. Türev limitleri ise a ve x le ifade edilmektedir.

$\binom{\alpha}{j}$ 'nin değeri hiçbir zaman 0 olmayacağı için herhangi bir fonksiyonun kesirli dereceden türevinin geçmiş değerlere (hafızaya) ihtiyacı vardır. Bu nedenle uzun süreli hafıza gerektiren işlemler için kullanılması uygun olmaktadır [72].

2.2.2 Riemann-Liouville tanımı

En çok kullanılan kesirli türev ve integral tanımlarından olan Riemann-Liouville'nin n katlı integral tanımı Denklem 2.20'de verilmiştir [73].

$$\frac{1}{\Gamma(n)} \int_a^x \frac{f(\tau)}{(x - \tau)^{1-n}} d\tau \quad (2.20)$$

Kesirli α dereceden integral fonksiyonu $\alpha < 0$ için Denklem 2.21'de gösterilmiştir.

$${}_a I_x^\alpha f(x) = {}_a D_x^{-\alpha} f(x) = \frac{1}{\Gamma(-\alpha)} \int_a^x \frac{f(\tau)}{(x-\tau)^{\alpha+1}} d\tau \quad (2.21)$$

Denklem 2.21'e göre Riemann-Liouville kesir dereceli fonksiyonun α dereceden türevi Denklem 2.22'de verilmiştir.

$${}_a D_x^\alpha f(x) = \frac{1}{\Gamma(n-\alpha)} \frac{d^n}{dx^n} \int_a^x \frac{f(\tau)}{(x-\tau)^{\alpha-n+1}} d\tau \quad (2.22)$$

($n-1 < \alpha < n$), α ve x , ${}_a D_x^\alpha$ işleminin limitidir. Eğer, α değeri $0 < \alpha < 1$ aralığındaysa $f(x)$ x 'in belirleyici fonksiyonudur yani, $x < 0$ için $f(x) = 0$ olmaktadır ve kesir dereceli integrali Denklem 2.23'te tanımlanmıştır.

$${}_0 D_x^{-\alpha} f(x) = \frac{1}{\Gamma(\alpha)} \int_a^x \frac{f(\tau)}{(x-\tau)^{1-\alpha}} d\tau \quad (2.23)$$

$0 < \alpha < 1$ aralığında ve $x < 0$ için kesir dereceli türev formülü Denklem 2.24'te verilmiştir.

$${}_0 D_x^\alpha f(x) = \frac{1}{\Gamma(n-\alpha)} \frac{d^n}{dx^n} \int_a^x \frac{f(\tau)}{(x-\tau)^{\alpha-n+1}} d\tau \quad (2.24)$$

Burada $\Gamma(\cdot)$ ifadesi Euler'in gama fonksiyonudur [73].

2.2.3 Caputo Türev tanımı

Caputo'nun kesir dereceli türev tanımı Denklem 2.25'te gösterildiği gibi yazılabilir [76]

$${}_a D_x^\alpha f(x) = \frac{1}{\Gamma(n-\alpha)} \int_a^x \frac{f^{(n)}(\tau)}{(x-\tau)^{\alpha-n+1}} d\tau \quad n-1 < \alpha < n \quad (2.25)$$

Homojen başlangıç koşullarında Riemann-Liouville ve Caputo kesirli dereceli türevleri birbirine eşdeğerdir. Kesirli dereceden integraller değişen bir eğrinin altındaki alan olarak anlaşılabilir, kesirli dereceli türevler ise değişen şeklin altındaki alanın tamsayı dereceli türevi olarak yorumlanabilir [77].

2.3 Kesir Dereceli Sistemler

Kesir dereceli sistemler genel olarak kesirli türev denklemleri şeklinde Denklem 2.26'da tanımlanmaktadır ve $y(t)$ çıkış (output) fonksiyonunu, $u(t)$ ise giriş (input) fonksiyonunu ifade etmektedir.

$$\begin{aligned} & a_n D^{\alpha_n} y(t) + a_{n-1} D^{\alpha_{n-1}} y(t) + \dots + a_0 D^{\alpha_0} y(t) \\ & = b_m D^{\beta_m} u(t) + b_{m-1} D^{\beta_{m-1}} u(t) + \dots + b_0 D^{\beta_0} u(t) \end{aligned} \quad (2.26)$$

Denklem 2.26'daki kesirli türev operatörleri Grünwald-Letnikov, Riemann-Liouville ve Caputo's tanımlarından birini ifade etmektedir. Homojen başlangıç koşullarında Denklem 2.26'ya Laplace dönüşümü uygulanırsa elde edilen aşağıdaki denklem SISO (tek giriş, tek çıkış) doğrusal zamanda değişmeyen (LTI) kesir dereceli denklemi meydana getirir [72-75]. Buna karşılık gelen orantısız (incommensurate) gerçek dereceli transfer fonksiyonu Denklem 2.27'de verilmiştir [76].

$$G(s) = \frac{b_m s^{\beta_m} + \dots + b_1 s^{\beta_1} + b_0 s^{\beta_0}}{a_n s^{\alpha_n} + \dots + a_1 s^{\alpha_1} + a_0 s^{\alpha_0}} = \frac{Q(s^{\beta_k})}{P(s^{\alpha_k})} \quad (2.27)$$

Denklem 2.27 frekans değişkeniyle, Denklem 2.28'deki gibi ifade edilmektedir.

$$G(j\omega) = \frac{b_m (j\omega)^{\beta_m} + \dots + b_1 (j\omega)^{\beta_1} + b_0 (j\omega)^{\beta_0}}{a_n (j\omega)^{\alpha_n} + \dots + a_1 (j\omega)^{\alpha_1} + a_0 (j\omega)^{\alpha_0}} = \frac{Q((j\omega)^{\beta_k})}{P((j\omega)^{\alpha_k})} \quad (2.28)$$

Burada a_k ($k = 0, \dots, n$), b_k ($k = 0, \dots, m$) sabit sayılardır ve a_k ($k = 0, \dots, n$), b_k ($k = 0, \dots, m$) keyfi bir reel sayı veya rasyonel sayı olabilir. $\alpha_n > \alpha_{n-1} > \dots > \alpha_0$ ve $\beta_m > \beta_{m-1} > \dots > \beta_0$ şeklinde sıralandığı sürece bu şekilde genelleştirilebilir.

2.4 PI ve PID Kontrolörler

Kontrol sistemlerinde stabilite sorunlarını çözmek için farklı yöntemler kullanılmaktadır. Kontrol sistemlerinde yaygın olarak kullanılan PI transfer fonksiyonu Denklem 2.29'daki gibi yazılmaktadır:

$$C(s) = k_p + \frac{k_i}{s} = \frac{k_i + k_p s}{s} \quad (2.29)$$

Kontrol tasarım gereksinimlerinde kararlı hal hatası (steady-state-error) esas önemsenen konuya en basit olarak yapılacak seçim PI kontrolör olmalıdır. Gerçekten de kontrol işlemlerinin büyük bir çoğunluğunda PI kontrolörler kullanılmaktadır (özellikle birincili dereceli sistemlerin kontrolünde). Bu durum türevsel eylemle ilgili, ölçüm gürültüsünün uygun şekilde filtresi ve uygun türev zaman sabiti değerinin seçilmesinde zorluklar gibi oldukça sık görülen problemler de ortaya çıkarmaktadır. Bu nedenle PID kontrolörlerde türevsel eylemin de kullanılması performans düzeyini ciddi bir şekilde iyileştirmektedir [78]. Örneğin, ikinci derece dinamiklere sahip sistemlerde, türevsel eylem değerinde kontrolöre sıfır girilmesi transfer fonksiyonunun en hızlı kutbunu iptal ettiği için kabul

edilebilir. Buna karşın genel kabul edilen görüş, bir kontrol sistemi çok fazla ölü zamana sahipse türevsel eylem kullanılmamasıdır. Son araştırmalara bakıldığında kontrol performansının iyileştirilmesi için görünür ölü zaman ile etkili zaman sabiti arasındaki oran arttıkça türevsel eylemin kullanımının azaltılması gerektiği görülmektedir ancak bu oran yaklaşık 2 gibi yüksek değerlere sahip olmadıkça türevsel eylem kullanımının daha uygun olacaktır [79-80]. Diğer önemli bir konuda uzun ölü zamanlı sistemlerin kontrol sürecinde iyi bir performans elde edilebilmesi için Smith öngörücüsü gibi ölü zaman düzenleyicilerinin ya da PID ölü zaman kontrolörlerinin kullanılması gerektiğidir [81-82].

PID kontrolörlerin yapısı ise oransal, integral ve türevsel eylemlerin birleştirilmesinden meydana gelmektedir. Farklı kombinasyonlarda birleşimler yapılabilir ancak ideal olarak nitelendirilen PID kontrolörleri Denklem 2.30'da ki transfer fonksiyonuyla tanımlanmaktadır [78].

$$C_i(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (2.30)$$

Bu denklemde K_p oransal kazancı, T_i integral zaman sabitini ve T_d türevsel zama sabitini göstermektedir. Buna alternatif olarak Denklem 2.31'de görüldüğü üzere seri formunda da gösterilmektedir.

$$C_s(s) = K_p' \left(1 + \frac{1}{T_i' s} \right) (T_d' s + 1) = K_p' \frac{T_i' s + 1}{T_i' s} (T_d' s + 1) \quad (2.31)$$

PID kontrolörlerin diğer bir uygulama şekli paralel formdur ve Denklem 2.32'de ki fonksiyonla gösterilmektedir.

$$C_p(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \quad (2.32)$$

Bu durumda üç eylem de tamamen birbirinden ayrılmıştır. PID paralel kontrolörlerin parametrelerinin dönüşümü Denklem 2.33'de gösterilmektedir:

$$K_i = \frac{K_p}{T_i} ; K_d = K_p T_d \quad (2.33)$$

Denklem 2.30, 2.31 ve 2.32'deki PID kontrol ifadeleri, ancak temel kontrol yasalarına uygun değişiklikler yapılarak çözülebilen bazı problemlerden dolayı pratikte uygulanamamaktadır.

Örnek olarak Denklem 2.34 sinüzoidal sinyalde gürültüyü temsil etmektedir.

$$n(t) = A \sin(\omega t) \quad (2.34)$$

Bu formülde fonksiyonun sadece türevi alınırsa gürültüsü değeri Denklem 2.35’de

$$u(t) = AK_d \omega \cos(\omega t) \quad (2.35)$$

olarak ifade edilir.

Bu fonksiyonda gürültü frekansı yüksek olduğu durumda amplifikasyon etkisi oldukça açık görülmektedir. Pratik uygulamalarda gürültü kontrol değişken sinyali tahrik düzeneğinin zarar görmesine neden olabilmektedir. Bu problem türev eyleminin filtrelenmesiyle çözülmektedir. Bu nedenle PID kontrol formülü denklem 2.36’da ki gibi modifiye edilmiştir [78].

$$C_n(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + \frac{T_d s}{\frac{T_d}{N} s + 1} \right) \quad (2.36)$$

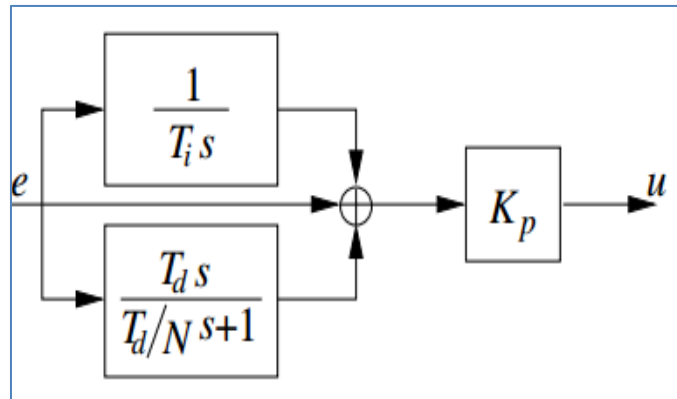
Seri formu ise Denklem 2.37’teki gibi yazılır.

$$C_{n1}(s) = K_p' \left(1 + \frac{1}{T_i' s} \right) \left(\frac{T_d' s + 1}{\frac{T_d'}{N} s + 1} \right) \quad (2.37)$$

Burada N genellikle 1 ila 33 arasındaki bir değer olarak varsayılmaktadır. Pratik uygulamalarının büyük bir çoğunluğunda 8 ila 16 arasında bir değer olarak ayarlanır. İdeal form için alternatif bir ifade de kontrol değişkenin genel olarak Denklem 2.38’te gösterildiği gibi filtrelenmesidir.

$$C_{i2a}(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \frac{1}{(T_f s + 1)^2} \quad (2.38)$$

Şekil 2.2 PID kontrolörünün çoğunlukla benimsenen kontrol şemasını göstermektedir.



Şekil 2.2 : PID kontrol şeması.

Kontrol sistemleri oluşturulurken temel hedef, beklentileri karşılayacak kontrol yapısına en uygun parametreleri tespit ederek seçmektir. Bir geri beslemeli PID kontrol sisteminde oransal, türevsel ve integral olmak üzere üç temel eylem bulunmaktadır. Bu eylemler hataya farklı tepki gösterir ve kontrol işleminin düzeyi veya derecesi her eylem için ayrı ayrı ayarlanabilir.

Oransal eylem o anki kontrol hatasının bir oranıdır ve Denklem 2.39'da ki formülle ifade edilir:

$$u(t) = K_p e(t) = K_p (r(t) - y(t)) \quad (2.39)$$

Kontrol sistemlerinde ölçüm aralığı azaldıkça yani ölçüm sıklığı arttıkça referans değerinden sapmalar da azalmaktadır. Oransal kontrolörlerin transfer fonksiyonu $C(s) = K_p$ olarak gösterilmektedir. Oransal kontrolörler kontrol hata değerlerinin düşük olduğu küçük kontrol değişkenlerinin kullanıldığı durumlarda avantaj sağlamaktadır böylelikle kontrolörlerin aşırı düzeylerde çalışmasının önüne geçilmektedir. Oransal kontrolörlerin kullanımının dezavantajı veya zorluğu sabit bozulum yükleri veya entegre dinamik sistemlerde kullanıldığında bile kararlı hal hatası üretimdeki zorluklardan kaynaklanmaktadır. Bu nedenle genel eğilim denkleme bir hata (bias) terimi eklemektedir. Buna göre Denklem 2.39'daki eşitliği Denklem 2.40'daki gibi yazabiliriz [7].

$$u(t) = K_p e(t) + u_b \quad (2.40)$$

u_b kararlı hal hatasını sifira yaklaştıran sabit bir değerdir.

PI ve PID kontrol sistemlerinde oransal eylem, ölçümün yapıldığı o anki değerle ilgilenirken integral eylem önceki kontrol hata değeriyle ilgilenmektedir. İntegral eylem kontrol hatasının integralinin bir oranını ifade etmektedir ve Denklem 2.41'deki formülle ifade edilmektedir.

$$u(t) = K_i \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (2.41)$$

Denklem 2.41'de K_i integral kazancı simgelemektedir. Buna karşılık gelen transfer fonksiyonu ise Denklem 2.42'de gösterilmektedir [7].

$$C(s) = \frac{K_i}{s} \quad (2.42)$$

Kontrolcünün integral modu, hatayı veya ofset'i sınırlayacak şekilde kontrolcü çıkışını sürekli azaltıp artırarak düzeltme işlemi yapar. Belirli bir süre sonunda integral modu hatayı sıfırlar. Bu nedenle integral eylem genellikle otomatik reset olarak da

adlandırılmaktadır [7]. Hata fazla ise, integral modu kontrolcü çıkışındaki azaltma ve artışı hızlı yapar, hata küçük ise değişimler daha yavaştır. Belirli bir hata için, integral modunun hızı Denklem 2.43’de görüldüğü üzere kontrolcüdeki zaman ayarı ile yapılır (T_i).

$$C(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (2.43)$$

Oransal eylem kontrol hatasının o anki değerine göre hesap yaparken, integral eylem kontrol hatasının geçmiş değerini dikkate alır, türevsel eylem ise kontrol hatasının gelecek değerini temel almaktadır. İdeal bir türevsel kontrol Denklem 2.44’deki formülle ifade edilmektedir [78].

$$u(t) = K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (2.44)$$

Burada K_d türevsel kazancı göstermektedir. Buna karşılık gelen transfer fonksiyonu ise Denklem 2.45’te verilmektedir.

$$C(s) = K_d s \quad (2.45)$$

Türevsel eyleme oransal kontrol da eklenirse denklem 2.46’ya ulaşılır.

$$u(t) = K_p \left(e(t) + T_d \frac{de(t)}{dt} \right) \quad (2.46)$$

Bu ifade PD kontrolörünü ifade etmektedir. Kontrol değişkeni (t zamanında), kontrol hatasının $t+T_d$ zamanındaki tahmin edilen değerine dayanmaktadır. Bu nedenle kontrol eylemi aynı zamanda beklentisel kontrol olarak da adlandırılmaktadır. Gerçekten de türevsel eylem kontrol performansını artırmada mükemmel bir potansiyele sahiptir. Kontrol hatasındaki yanlış gitme eğilimini ortadan kaldırabilmektedir [78].

2.5 Kesir Dereceli PI ve Kesir Dereceli PID Kontrolörler

Kesir dereceli PI^λ ve $PI^\lambda D^\delta$ (yada PI^λ ve $PI^\lambda D^\mu$) kontrolörler, PI ve PID kontrolörlerinin genişletilmiş gösterimini ifade etmektedir. Burada λ integralin gerçel sayı derecesini ve μ türevin gerçel sayı derecesini belirtmektedir. Bu tür kontrolörlerin Laplace dönüşümü aşağıda gösterilmiştir [83].

$$C(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p + T_i s^{-\lambda} + T_d s^\mu \quad \lambda, \delta > 0 \quad (2.47)$$

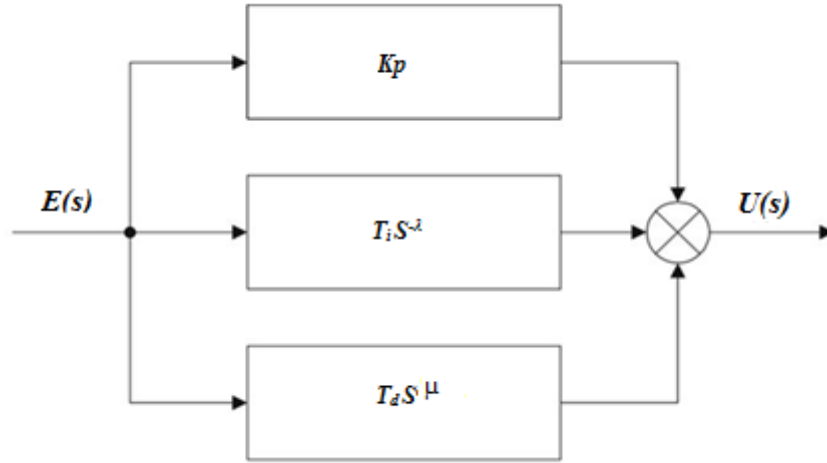
Kontrol sistemindeki ölçüm sonucunda oluşan hataya göre $e(t)$ giriş fonksiyonunda yapılacak değişimi ifade eden $u(t)$ 'nin kesir dereceli türev denklemi Denklem 2.48'de ifade edilmiş. Ayırık transfer fonksiyonu ise Denklem 2.49'da verilmiştir [83].

$$u(t) = K_p e(t) + T_{i0} D_t^{-\lambda} e(t) + T_{d0} D_t^{\mu} e(t) \quad (2.48)$$

$$C(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = K_p + \frac{T_i}{(\omega(z^{-1}))^{\lambda}} + T_d (\omega(z^{-1}))^{\mu} \quad (2.49)$$

Denklem 2.49'daki $\omega(z^{-1})$ ayırık (diskrit) operatörü belirtmektedir ve kompleks değişken z 'veya değiştirici operatörün z^{-1} bir fonksiyonu şeklinde ifade edilmektedir.

Şekil 2.3'te kesir dereceli kontrolörün genel yapısını göstermektedir [75].



Şekil 2.3 : $PI^{\lambda}D^{\mu}$ kontrolörünün genel yapısı [75].

Kesir dereceli PID kontrolünün farklı bir yapısı da kesir dereceli PI kontrolüdür. Denklem 2.50'de belirtildiği üzere Denklem 2.47'de eğer $\delta = 0$ ve $T_d = 0$ alınırsa $PI^{-\lambda}$ kontrolörü elde edilir.

$$C(s) = K_p + T_i s^{-\lambda} \quad (2.50)$$

Eğer $\lambda=0$ ve $T_i = 0$ alınırsa PD^{μ} kontrolörü elde edilir. Bu kontrolör tiplerinin hepsi kesir dereceli kontrolörlerin özel durumlarıdır ve kesir dereceli sistemlerin dinamik özelliklerinin daha iyi ayarlanmasına imkân sağlayarak esneklik kazandırmaktadır [84].

Endüstriyel uygulamalar üzerinde yapılan çalışmalar incelediği zaman kesir dereceli PI ve kesir dereceli PID kontrol yapılarının yaygın olarak kullanıldığı görülmektedir [85-88]. Biz de bu tez çalışmasında kesir dereceli PI ve kesir dereceli PID kontrollerini üç fazlı DA/AA evirci çıkışındaki gerilimi kontrol etmek için kullanacağız.

2.6 Birinci Dereceden Gecikmeli Sistemler İçin Kontrolör Tasarım Prosedürü

Kontrol dünyasında, üç fazlı evirici sistemleri modellemek için 2.51’de genel matematiksel formu verilmiş olan birinci dereceden zaman gecikmeli sistem modeli yaygın olarak kullanılır [88].

$$P(s) = \frac{K}{Ts + 1} e^{-Ls} \quad (2.51)$$

bu denklemden T , L ve K sabit sayılardır.

Bu bölümde yapılan çalışmalarda ki amacımız Denklem 2.51’de verilen birinci dereceden zaman gecikmeli sistem için PID, PI, FOPID ve FOPI kontrolörlerini tasarlamaktır. Bu kontrollerinin matematiksel ifadeleri sırasıyla Denklem 2.52, 2.53, 2.54 ve 2.55’te verilmiştir.

$$G_{C1}(s) = \text{PID} = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \quad (2.52)$$

$$G_{C2}(s) = \text{PI} = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (2.53)$$

$$G_{C3}(s) = \text{FOPID} = K_p + \frac{K_i}{s^\lambda} + K_d s^\mu \quad (2.54)$$

$$G_{C4}(s) = \text{FOPI} = K_p + \frac{K_i}{s^\lambda} \quad (2.55)$$

Bu çalışma için $\lambda \in (0,1)$, $\mu \in (0,1)$ ve K_p , K_i ve K_d 'nin pozitif gerçekte sayı olduğunu kabul ediyoruz.

PID denetleyicisini ayarlamak için birçok farklı yaklaşım bulunmaktadır [89-92]. Birinci dereceden zaman gecikmeli sistem için PID, kesir dereceli PI ve [PI] kontrolörleri ayarlama yöntemi Luo [79] tarafından önerilmiştir. Bu yöntem Malek [91] tarafından kesir dereceli kutuplu birinci dereceden zaman gecikmeli sistemler için genişletilmiştir. Bu yöntemde kazanç geçiş frekansının (ω_c) ve faz marjının (φ_m) verilmiş olduğu varsayılmış ve kontrolörler aşağıda belirtilen tasarım kriterlerine göre ayarlanmıştır [93].

Denklem 2.56’da faz marjinine ait tasarım kriteri formüle edilmiştir.

$$\text{Arg}[G(j\omega_c)] = \text{Arg}[C(j\omega_c)P(j\omega_c)] = \angle C(j\omega_c) + \angle P(j\omega_c) = -\pi + \varphi_m \quad (2.56)$$

Burada, $G(j\omega_c)$ kontrol edilen sistemin açık çevrim transfer fonksiyonunu, $C(j\omega_c)$ kontrolörün transfer fonksiyonunu, $P(j\omega)$ ise sistemin transfer fonksiyonudur.

Kazanç geçiş frekansı ile ilgili tasarım kriteri ise Denklem 2.57'de tanımlanmıştır.

$$|G(j\omega_c)| = |C(j\omega_c)P(j\omega_c)|_{dB} = |C(j\omega_c)|_{dB}P(j\omega_c)|_{dB} = 0 \quad (2.57)$$

Denklem 2.58'de ise sistemin faz değerinin kazanç frekansı ω_c değerlerine yakın değerlerde düzleştiği yani açık çevrim sistemin faz değerinin türevinin sistemin frekansının kazanç frekansı değerinde sıfır olduğu, çevrim kazanç dayanıklılık kriteri ifade edilmiştir.

$$\frac{d(Arg[G(j\omega)])}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_c} = 0 \quad (2.58)$$

2.7 Kontrolör Tasarımı

Bu bölümde, daha önceki bölümde ortaya konulan tasarım kriterlerine dayanarak, birinci dereceden zaman gecikmeli sistem için PID kontrolörünün, PI kontrolörünün, kesir dereceli PID kontrolörünün ve kesir dereceli PI kontrolörünün tasarım süreci sunulmuştur.

2.7.1 PID ve PI Kontrolör tasarımı

Kontrol edilen sistemin ve PID denetleyicisinin açık çevrim transfer fonksiyonu Denklem 2.59'da verilmiştir.

$$G_1(s) = C_1(s)P(s) = \left(K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s\right) \left(\frac{K e^{-Ls}}{Ts + 1}\right) \quad (2.59)$$

Burada T , L ve K değerleri bilindiği takdirde K_p , K_i ve K_d değerleriyle PID tasarımı yapılabilecektir.

Açık-çevrim kontrol sisteminin kazanç geçiş frekansındaki faz değeri Denklem 2.60'da ki denklem kullanılarak bulunabilir.

$$Arg[G_1(j\omega_c)] = \tan^{-1}\left(\frac{K_d\omega_c^2 - K_i}{\omega_c K_p}\right) - \tan^{-1}(T\omega_c) - L\omega_c = 0 \quad (2.60)$$

Denklem 2.56'daki birinci tasarım kriterine göre, kazanç geçiş frekansındaki (ω_c) tam sayı dereceli PID kontrolör ile kontrol edilen sistemin faz payı denklemi Denklem 2.61 ve Denklem 2.62'de verilmiştir.

$$\tan^{-1}\left(\frac{K_d\omega_c^2 - K_i}{\omega_c K_p}\right) - \tan^{-1}(T\omega_c) - L\omega_c = -\pi + \phi_M \quad (2.61)$$

$$\frac{K_d\omega_c^2 - K_i}{\omega_c K_p} = \tan(\tan^{-1}(T\omega_c) + L\omega_c + \phi_M - \pi) \quad (2.62)$$

Kazanç geçiş frekansındaki açık-çevrim kazancı ise Denklem 2.63'te verilmiştir.

$$|G_1(j\omega_c)| = K \frac{\sqrt{K_p^2 + \left(K_d\omega_c - \frac{K_i}{\omega_c}\right)^2}}{\sqrt{1 + (T^2\omega_c^2)}} \quad (2.63)$$

İkinci tasarım kriterine göre ise Denklem 2.64 elde edilir.

$$\frac{\sqrt{K_p^2 + \left(K_d\omega_c - \frac{K_i}{\omega_c}\right)^2}}{\sqrt{1 + (T^2\omega_c^2)}} = \frac{1}{K} \quad (2.64)$$

Üçüncü tasarım kriterine göre çevrim kazanç varyasyonlarının sağlamlığı (robustness), kazanç geçiş frekansı etrafında düzleşmeye zorladığı faz noktasında yani geçiş frekansındaki fazın frekansa göre türevinin sıfıra eşit olduğu noktadadır. Bu durum denklem 2.65'de ifade edilmiştir.

$$\frac{T}{1 + T^2\omega_c^2} + L - \frac{K_p(K_d\omega_c^2 + K_i)}{(K_p\omega_c)^2 + (K_d\omega_c^2 - K_i)^2} = 0 \quad (2.65)$$

Denklem 2.62, 2.63 ve 2.65 kullanılarak elde edilen PID kontrol kazançları (K_p, K_i, K_d) denklemleri Denklem 2.66, 2.67 ve 2.68'da belirtilmiştir.

$$K_p = \frac{\sqrt{1 + (T^2\omega_c^2)}}{\sqrt{K^2(1 + D_1^2)}} \quad (2.66)$$

$$K_i = \frac{1}{2} [E_1 K_p \omega_c^2 (1 + D_1^2) - D_1 K_p \omega_c] \quad (2.67)$$

$$K_d = \frac{K_i + D_1 K_p \omega_c}{\omega_c} \quad (2.68)$$

Burada $D_1 = \tan\left(\tan^{-1}\left(\frac{B}{A}\right) + L\omega_c + \phi_M - \pi\right)$ dir.

E_1 ise $E_1 = \frac{T}{1 + T^2\omega_c^2} + L$ eşitliği ile ifade edilir.

PI kontrolörünün parametreleri ise Denklem 2.66 ve 2.67 çözümlenerek elde edilebilir.

2.7.2 Kesir dereceli PID kontrolör ve kesir dereceli PI kontrolör tasarımı

FOPID kontrolör ile kontrol edilen sistemin açık çevrim transfer fonksiyonu Denklem 2.69'da verilmiştir.

$$G_2(s) = C_2(s)P(s) = \left(K_p + \frac{K_i}{s^\lambda} + K_d s^\mu\right) \left(\frac{K e^{-Ls}}{Ts + 1}\right) \quad (2.69)$$

FOPID kontrolörü Denklem 2.70 verildiği şekilde ifade edebiliriz.

$$C_2(s) = K_p + \frac{K_i}{s^\lambda} + K_d s^\mu = K_p + \frac{K_i}{(j\omega)^\lambda} + K_d (j\omega)^\mu \quad (2.70)$$

$j = e^{\pi/2}$ ve $j^\lambda = e^{\lambda\pi/2} = \cos\left(\frac{\lambda\pi}{2}\right) + j\sin\left(\frac{\lambda\pi}{2}\right)$ eşitliklerini kullanarak Denklem 2.70'i yeniden yazarsak Denklem 2.71'i elde ederiz.

$$C_2(s) = K_p + \frac{K_i \omega^{-\lambda}}{\cos\left(\frac{\lambda\pi}{2}\right) + j\sin\left(\frac{\lambda\pi}{2}\right)} + K_d \omega^\mu \left(\cos\left(\frac{\mu\pi}{2}\right) + j\sin\left(\frac{\mu\pi}{2}\right)\right) \quad (2.71)$$

FOPID kontrolör ile kontrol edilen sistemin açık çevrim transfer fonksiyonunun kazanç geçiş frekansındaki faz değeri ise denklem 2.72'de belirtilmiştir.

$$\text{Arg}[G_2(j\omega_c)] = \quad (2.72)$$

$$\tan^{-1} \left(\frac{K_d \omega_c^\mu \sin\left(\frac{\mu\pi}{2}\right) - K_i \omega_c^{-\lambda} \sin\left(\frac{\lambda\pi}{2}\right)}{K_p + K_i \omega_c^{-\lambda} \cos\left(\frac{\lambda\pi}{2}\right) + K_d \omega_c^\mu \cos\left(\frac{\mu\pi}{2}\right)} \right) - \tan^{-1}(T\omega_c) - L\omega_c$$

Denklem 2.56'da ifade edilen ilk tasarım kriteri için eşitliğimiz Denklem 2.73'te verilmiştir.

$$\begin{aligned} \tan^{-1} \left(\frac{K_d \omega_c^\mu \sin\left(\frac{\mu\pi}{2}\right) - K_i \omega_c^{-\lambda} \sin\left(\frac{\lambda\pi}{2}\right)}{K_p + K_i \omega_c^{-\lambda} \cos\left(\frac{\lambda\pi}{2}\right) + K_d \omega_c^\mu \cos\left(\frac{\mu\pi}{2}\right)} \right) - \tan^{-1}(T\omega_c) - L\omega_c \\ = -\pi + \phi_M \end{aligned} \quad (2.73)$$

Kazanç geçiş frekansında sistemin kazancı ise Denklem 2.74'te belirtilmiştir.

$$|G_2(j\omega_c)|_{dB} = K \frac{\sqrt{C^2 + D^2}}{\sqrt{1 + (T^2 \omega_c^2)}} \quad (2.74)$$

İkinci tasarım kriterine göre denklemimizi yazarsak, Denklem 2.87'yi elde ederiz.

$$\frac{\sqrt{C^2 + D^2}}{\sqrt{1 + (T^2 \omega_c^2)}} = \frac{1}{K} \quad (2.75)$$

Denklem 2.74 ve Denklem 2.75 de $C = K_p + K_i \omega_c^{-\lambda} \cos\left(\frac{\lambda\pi}{2}\right) + K_d \omega_c^\mu \cos\left(\frac{\mu\pi}{2}\right)$ ve

$$D = K_d \omega_c^\mu \sin\left(\frac{\mu\pi}{2}\right) - K_i \omega_c^{-\lambda} \sin\left(\frac{\lambda\pi}{2}\right) \text{ olarak ifade edilir.}$$

Üçüncü tasarım kriterine göre ise Denklem 2.76'yı yazabiliriz.

$$\frac{K_i \omega_c^{-\lambda-1} \sin\left(\frac{\mu\pi}{2}\right) + K_d \omega_c^{\mu-1} \sin\left(\frac{\mu\pi}{2}\right)}{(K_i + K_d)^2 + 2\omega_c^\lambda (K_i + K_d) \cos\left(\frac{\lambda\pi}{2}\right) + \omega_c^{2\pi}} - \frac{T}{1 + T^2 \omega_c^2} - L = 0 \quad (2.76)$$

FOPI kontrolör ile kontrol edilen sistemin açık çevrim transfer fonksiyonu ise Denklem 2.77'de verilmiştir.

$$G_3(s) = C_3(s)P(s) = \left(K_p + \frac{K_i}{s^\lambda}\right) \left(\frac{K e^{-Ls}}{Ts + 1}\right) \quad (2.77)$$

FOPI kontrolörünü Denklem 2.78'da gösterildiği gibi ifade edebiliriz.

$$C_3(s) = K_p + \frac{K_i \omega^{-\lambda}}{\cos\left(\frac{\lambda\pi}{2}\right) + j \sin\left(\frac{\lambda\pi}{2}\right)} \quad (2.78)$$

FOPI kontrolör ile kontrol edilen sistemin açık transfer açık çevrim transfer fonksiyonu için ilk tasarım kriterine göre elde edilen eşitlik Denklem 2.79'da belirtilmiştir.

$$\begin{aligned} \text{Arg}[G_3(j\omega_c)] &= \tan^{-1}\left(\frac{-K_i \omega_c^{-\lambda} \sin\left(\frac{\lambda\pi}{2}\right)}{1 + K_i \omega_c^{-\lambda} \cos\left(\frac{\lambda\pi}{2}\right)}\right) - \tan^{-1}(T\omega_c) - L\omega_c \\ &= -\pi + \varphi_m \end{aligned} \quad (2.79)$$

İkinci ve üçüncü tasarım kriterlerine göre elde edilen denklemler ise sırasıyla Denklem 2.80 ve Denklem 2.81'de verilmiştir.

$$|G_3(j\omega)| = K \frac{\sqrt{\left(-K_i \omega^{-\lambda} \sin\left(\frac{\lambda\pi}{2}\right)\right)^2 + \left(1 + K_i \omega^{-\lambda} \cos\left(\frac{\lambda\pi}{2}\right)\right)^2}}{\sqrt{1^2 + (T\omega)^2}} = 1 \quad (2.80)$$

$$\frac{d(\text{Arg}[G_3(j\omega)])}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_c} = \quad (2.81)$$

$$\frac{K_i \omega_c^{\lambda-1} \sin\left(\frac{\lambda\pi}{2}\right)}{\omega_c^{2\lambda} + 2K_i \omega_c^\lambda \cos\left(\frac{\lambda\pi}{2}\right) + K_i^2} - \frac{T}{1 + T^2 \omega_c^2} - L = 0$$

Bu bölümde elde edilen birinci dereceden zaman gecikmeli sistem için kesir dereceli PID kontrolörünün ve kesir dereceli PI kontrolörünün tasarım sürecinde kullanılacak denklemleri incelediğimiz zaman denklemlerin analitik yöntemlerle çözülmesinin mümkün olmadığı anlaşılmaktadır. Bu denklemler temel alınarak Matlab yazılımında *firmsearch*

komutu kullanılarak, grafik yöntemiyle veya FOMCOM gibi Matlab programı kullanıp Bode diagramları çizdirilerek kontrol yapılarının parametreleri belirlenebilir.

2.8 Bölüm Özeti

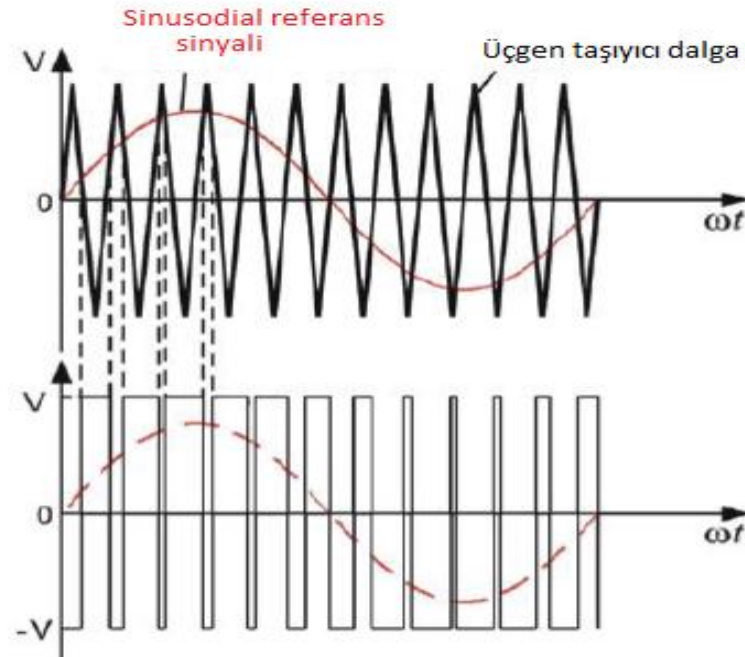
Bu bölümde bazı temel tanımlar ile kesir dereceli matematik hakkında genel bir değerlendirme yapılmıştır. Yukarıda verilen bilgilerden görüleceği üzere kesir dereceli sistemler tam sayılı sistemlere göre farklı davranış göstermektedir. Son olarak, PI ve PID kontrolör grubu ile kesir dereceli PID ve kesir dereceli PI kontrol yapıları tanıtılmış ve birinci dereceden zaman gecikmeli sistem için bu kontrolör yapılarının tasarlanması konusunda matematiksel yaklaşımlar açıklanmıştır.



3. ÜÇ FAZLI DA/AA EVİRİCİLER

Eviriciler karmaşık elektronik cihazlardır ancak genel güç kaynağı kullanımı için DA kaynaktan sağlanan bir gerilimin yüksek verimle AA çıkış gerilimine dönüştürmek için kullanılır. Gerilim ve frekansı kontrol edilebilen bağımsız bir AA çıkış geriliminde harmonikler oluşur asıl amaç ise harmonik değerin %3'ün altında olduğu saf bir sinüs dalgasını elde etmektir. Bunun içinde her bir anahtarlama elemanının açma ve kapama zamanını kontrol etmek için, kapılama sinyali uygun bir zamanda uygulanmalıdır [94].

Kapılama sinyali, kare veya PWM gerilim olabilir. Bu tez çalışmasında PWM anahtarlama yöntemi ile kontrol edilen VSI sistemi tercih edilmiştir. Endüstride kullanılan eviriciler yaygın olarak, SPWM tekniği ile kontrol edilir [95]. Şekil 3.1'de görüldüğü üzere SPWM dalga, bir sinüzoidal referans sinyali, daha yüksek frekanslı üçgen taşıyıcı dalga ile karşılaştırarak üretilir. Referans sinyalin frekansı, eviricinin çıkış frekansını belirler, referans sinyalin tepe değeri, ortalama çıkış gerilimini kontrol eder ve her yarı periyottaki darbe sayısı P, taşıyıcı frekansı tarafından belirlenir [94].

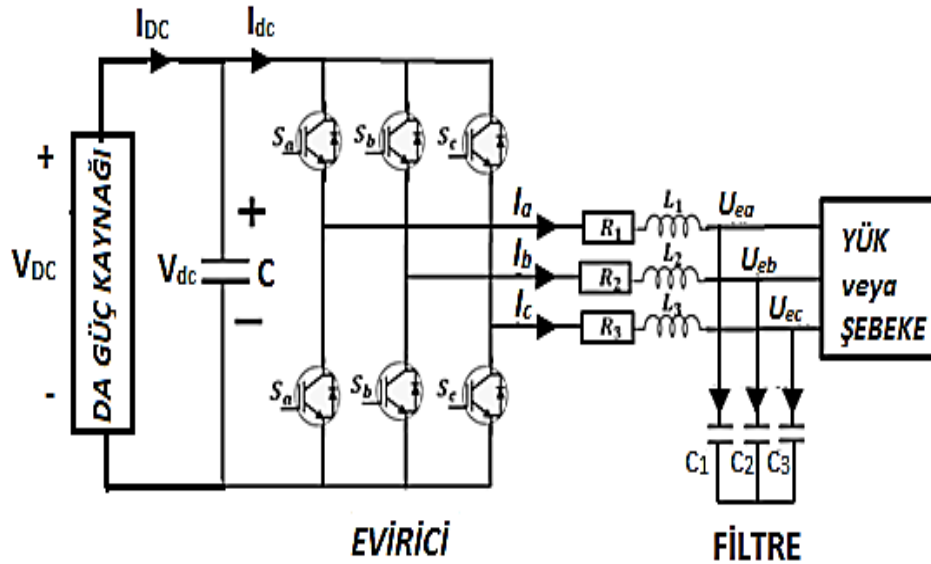


Şekil 3.1 : PWM kontrol.

PWM metodunda kullanılan anahtarlama ekipmanları ise çeşitlilik göstermektedir (SCR, MOSFET, IGBT). IGBT, son yıllarda PWM VSI evirici devrelerinde orta ve biraz daha yüksek güç ve frekanslarda en yaygın olarak kullanılan güç elemanıdır [95].

3.1 Üç Fazlı DA/AA Eviricilerin Matematiksel Modellemesi

Şekil 3.2’te üç-fazlı PWM VSI için devre topolojisi gösterilmektedir. Burada $R_1=R_2=R_3=R$, $L_1=L_2=L_3=L$, $C_1=C_2=C_3=C$ sırasıyla eşdeğer seri direnci ve evirici sisteminin filtresinin indüktörünü ve kapasitörünü göstermektedir. V_{DC} DA güç kaynağının gerilimini, I_{DC} DA kaynaktan çıkan akımı; C bağlantı kapasitörünü, V_{dc} ve I_{dc} ise sırasıyla bağlantı kapasitöründeki gerilimi ve evirici girişindeki akımı ifade etmektedir. Ayrıca i_a, i_b, i_c evirici köprü çıkış akımları ve u_{ea}, u_{eb}, u_{ec} ise filtre kapasitans gerilimini göstermektedir. Bu sistemde V_{DC}, V_{dc} eşit olduğu kabul edilir.



Şekil 3.2 : Üç fazlı PWM VSI'nin yapısı.

Şekil 3.2'e göre, VSI sisteminde indüktör akımlarını ve kapasitör gerilimlerini dikkate alarak $[i_a, i_b, i_c, V_{dc} = V_{DC}]$, üç fazlı evirici sisteminin transfer fonksiyonunu elde etmek için Kirschoff denklemlerini yazarsak [70, 88, 96];

$$L \frac{di_a}{dt} = -Ri_a + \frac{V_{DC}(2S_a - S_b - S_c)}{3} - U_{ea} \quad (3.1)$$

$$L \frac{di_b}{dt} = -Ri_b + \frac{V_{DC}(2S_b - S_a - S_c)}{3} - U_{eb} \quad (3.2)$$

$$L \frac{di_c}{dt} = -Ri_c + \frac{V_{DC}(2S_c - S_a - S_b)}{3} - U_{ec} \quad (3.3)$$

$$C \frac{dV_{DC}}{dt} = I_{DC} - i_{dc} \quad (3.4)$$

denklemleri elde edilir. Burada S_a , S_b ve S_c ilgili faz kollarının anahtarlarıdır. Hangi koldan akım geçeceği anahtarlar kullanılarak ayarlanır.

Eviricinin çıkış akımı bu sistemin iletim ve anahtarlama kayıpları dikkate alınmadığında Denklem 3.5'de verildiği üzere giriş akımına eşittir. Bu koşula göre Denklem 3.4'ü tekrar yazarak Denklem 3.6'yı elde ederiz;

$$i_{dc} = i_a S_a + i_b S_b + i_c S_c \quad (3.5)$$

$$C \frac{dV_{DC}}{dt} = I_{DC} - (i_a S_a + i_b S_b + i_c S_c) \quad (3.6)$$

Evirici sistemi Denklem 3.1, 3.2, 3.3 ve 3.6'te görüleceği gibi, doğrusal olmayan (non-linear) zamanla değişen bir sistemdir. Sonraki başlıkta bu tür doğrusal olmayan zamanla değişen sistemlerde kontrol yapılarının tasarım süreçlerini kolaylaştıran bazı faydalı dönüşümler ve stratejiler açıklanmıştır.

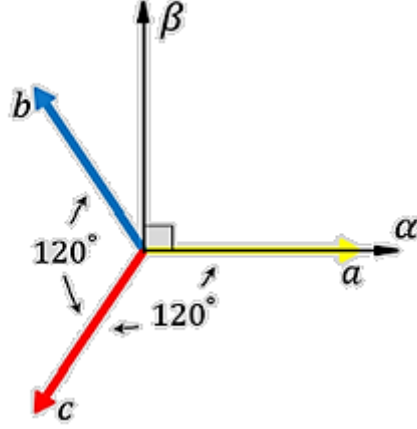
3.2 Üç Fazlı Sistemlerde Temel Dönüşümler

Üç fazlı evirici sistemin kontrol tasarım sürecini basitleştirmek amacıyla sistemin matematiksel modelinin boyutlarını azaltmak ve diferansiyel denklemleri ayırmak gerekmektedir. Üç fazlı DA/AA eviricinin iki faz eşdeğer devre modelinin türetilmesinde kullanılan $\alpha\beta$ ile dq dönüşüm kavramlarının ve üç faz ile iki faz değerleri arasındaki ilişkinin bilinmesi ve uygun bir şekilde ortaya konması gerekir. İki faz eşdeğer evirici modeli elde edilmesiyle, evirici sistemine ait tüm zaman bağımlılıkları ortadan kalkar ve tüm parametre ve değişkenler birbirine dik iki eksenle tanımlanır.

3.2.1 $\alpha\beta$ (Clark) dönüşümü

$\alpha\beta$ dönüşümü üç fazlı sistemlerin durum-uzay gösteriminin boyutlarını indirgemektedir. Temel olarak $\alpha\beta$ dönüşümü üç faz değerlerini iki faz değerlerine dönüştürmek için kullanılır.

Örneğin belli şartlar altında bu dönüşüm uygulanarak, üç türevsel denklemlerle matematiksel modeli tanımlanan üç fazlı evirici sistemi (her faz için bir denklem) Şekil 3.3'te gösterildiği gibi iki fazlı $\alpha\beta$ ekseninde tanımlı sisteme çevrilebilir [97, 98].



Şekil 3.3 : $\alpha\beta$ dönüşümünün grafiksel gösterimi.

$\alpha\beta\gamma$ dönüşümü Denklem 3.7’de ifade edilmiştir [98, 99].

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_\gamma \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Burada x_a, x_b ve x_c çıkış akımı, gerilim veya üç fazlı bir sistemin gücü olabilir.

Geometrik bakış açısından, bu dönüşümde üç boyutlu üç taban vektörünün Kartezyen koordinatları Denklem 3.8’de gösterilmiştir [98].

$$\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Diğer farklı taban vektörler ile Kartezyen koordinatlarına dönüşüm Denklem 3.9’da ki gibi gösterilir.

$$\begin{bmatrix} 1 \\ -\frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Burada elde edilen taban vektörleri ortanormaldir (yani $\alpha\beta\gamma$ dönüşüm matrisinin tersi transpozuna eşittir) ayrıca, bu dönüşüm “gücün değişmezliği” özelliğine de sahiptir. Bu

ifade $\langle i_{abc} v_{abc} \rangle = i_{\alpha\beta\gamma} v_{\alpha\beta\gamma}$ eşitliği anlamına gelmektedir, burada $\langle . \rangle$ ifadesi vektörlerin skaler çarpımını ifade etmektedir. Simetrik 3 fazlı sistemde; $x_a + x_b + x_c = 0$ ve $x_\gamma = 0$ ise, üç- fazlı sistemin iki vektörle yani x_α, x_β ile gösterilebileceği anlamına gelmektedir. Başka bir deyişle, simetrik üç-fazlı sistemde γ eksenini $\alpha\beta$ düzlemine diktir ve bu düzlemde izdüşümü yoktur. Bu durumda $\alpha\beta\gamma$ dönüşümü $\alpha\beta$ dönüşümü olarak adlandırılmaktadır. $\alpha\beta$ dönüşümü ve ters $\alpha\beta$ dönüşüm matrisi sırasıyla, Denklem 3.10 ve Denklem 3.11'de verilmiştir [97,98].

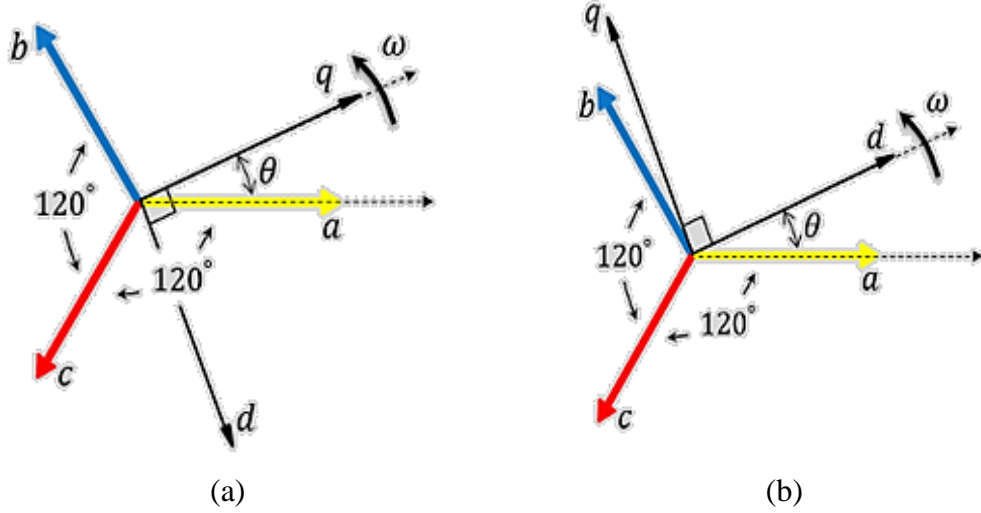
Bu denklemler kullanılarak dengeli üç fazlı bir sistem, $\alpha\beta$ dönüşümüyle simetrik koşullar altında sabit iki fazlı bir sisteme eşlenebilir.

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

3.2.2 dq (Park) dönüşümü

dq dönüşümü üç-fazlı, üç boyutlu sistemi, $\alpha\beta$ dönüşümünün yaptığı gibi iki boyutlu sisteme dönüştürmektedir. Park dönüşümü d ve q olmak üzere iki dönel eksen içermektedir ve bunlar statik $\alpha\beta$ eksenlerinde sabit açısal frekansla (ω) dönmektedir. Üç fazlı bir sistemin iki boyutlu bir sistem olarak tanımlanması eşzamanlı bir biçimde iki aşamada gerçekleştirilir. Birinci aşamada üç-fazlı çıktı vektörü (akım veya gerilim) $\alpha\beta$ formuna sabit bir referans noktasında dönüştürülür ve ikinci aşamada, Park'ın dönüşümü sistem için dönen bir referans çerçevesi sağlar [97,98]. Böylece Park dönüşümü ile zamana bağlı olarak değişen abc referans düzleminde tanımlanan üç fazlı bir evirici sisteminin akım değerleri (I_a, I_b, I_c), dönen bir referans düzleminde tanımlanan I_d (d -eksen), I_q (q -eksen) ve sıfır bileşenine I_0 dönüştürür. Dengeli bir sistemde sıfır bileşeninin değeri sıfıra eşittir. Şekil 3.4 (a) ve şekil 3.4 (b) de ise sırasıyla dq dönüşümünün a eksenini ile q eksenini başlangıçta hizalandığı durumdaki ve a eksenini ile d eksenini başlangıçta hizalandığı durumdaki Kartezyen koordinatlardaki grafiksel gösterimi verilmiştir.



Şekil 3.4 : a) dq dönüşümünün a eksenini ile q eksenini başlangıçta hizalandığı durumdaki grafiksel gösterimi b) dq dönüşümünün a eksenini ile d eksenini başlangıçta hizalandığı durumdaki grafiksel gösterimi

Her iki şekil içinde, $\theta = \omega t$ 'dir ve a eksenini ile q veya d eksenleri arasındaki açıyı ifade eder. t ise saniye cinsinden zamanı ifade eder.

Park dönüşü matematiksel olarak Denklem 3.12 de tanımlanmıştır [97, 98].

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

dq düzleminde ki vektörlere ters Park (Denklem 3.13) dönüşümü uygulanarak $\alpha\beta$ düzleminde referans değerler üretilebilir.

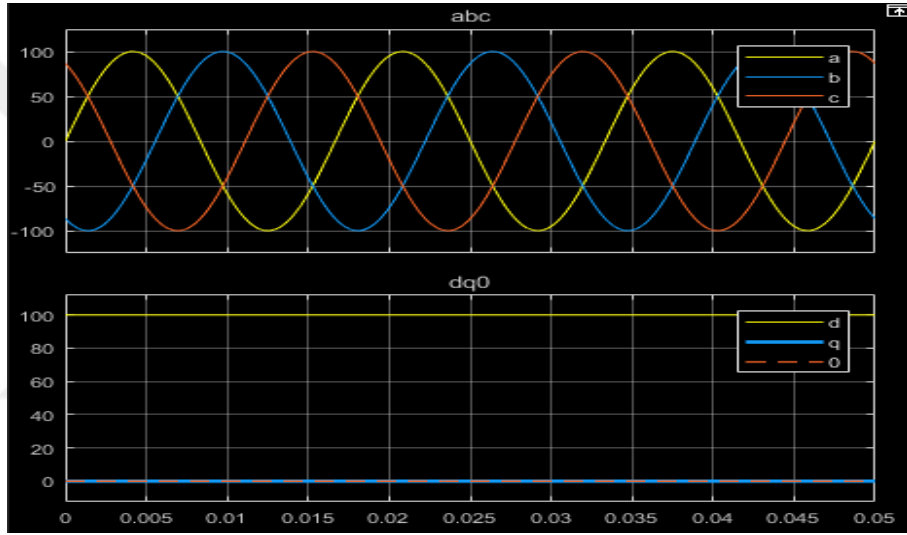
$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

dq düzlemindeki bir sistemi, abc düzlemine çevirmek için ise a eksenini ile q eksenini hizalandığı durumda Denklem 3.14, ise a eksenini ile d eksenini hizalandığı durumda ise Denklem 3.15 kullanılır [97,98]. Bu iki denklem sayesinde a,b,c ekseninde tanımlanan üç fazlı bir sistemi $d-q$ ekseninde iki fazlı bir sistem olarak tanımlayabiliriz.

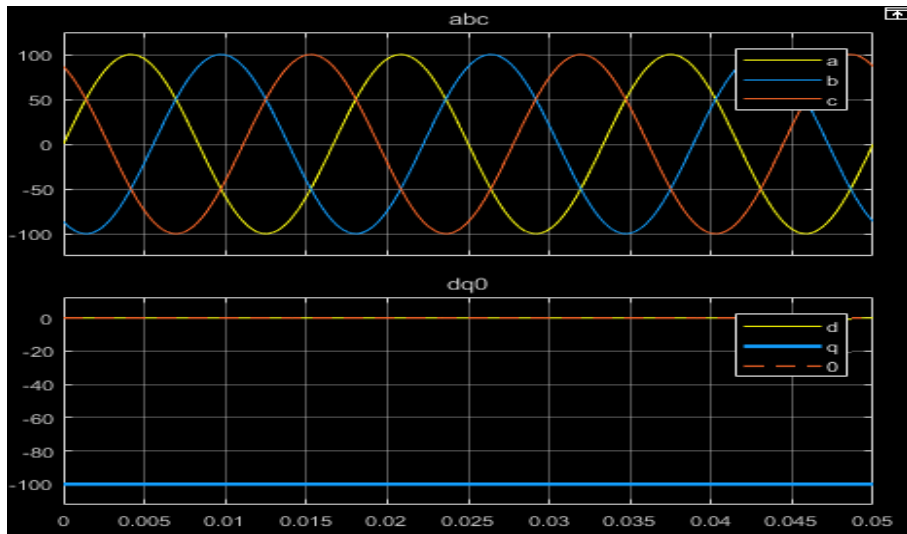
$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin(\theta) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

Dengeli ve eşdeğer genliğe sahip olan abc fazındaki sinüzoidal sinyallerin a fazlı vektörün q ekseninde hizalanması durumunda ve a fazlı vektörün d ekseninde hizalanması durumunda $d-q-0$ ait bileşenlerine ait zaman (saniye) cevabı Matlab/Simulink platformunda Park dönüşüm bloğu kullanarak $\theta = 0$ değeri için sırasıyla Şekil 3.5 ve Şekil 3.6'da sunulmuştur.



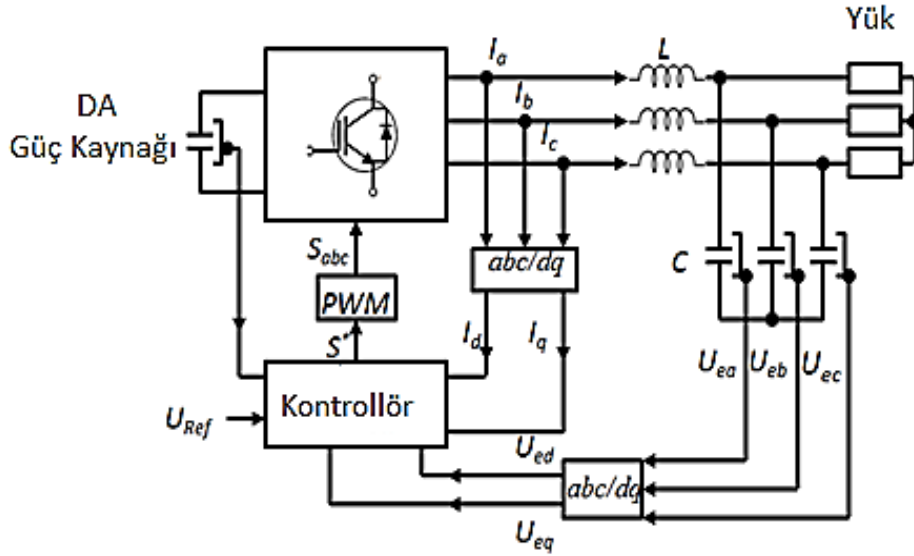
Şekil 3.5 : a fazlı vektörün q eksenine hizalanması durumunda üç fazlı sinyalin $d-q-0$ birleşenlerinin Matlab/Simulink ortamında gösterimi.



Şekil 3.6 : a fazlı vektörün d eksenine hizalanması durumunda üç fazlı sinyalin $d-q-0$ birleşenlerinin Matlab/Simulink ortamında gösterimi.

3.3 dq Dönüşümü Kullanarak Üç Fazlı DA/AA Evirici ve Filtresinin Matematiksel Modellenmesi

Üç faz alternatif akım değerlerini iki doğru akım büyüklüğüne indirgeyen dq dönüşümü metodu, üç faz VSI analizinde ve kontrolünde büyük kolaylıklar sağlamaktadır. Şekil 3.7’de görüldüğü Park dönüşümüyle evirici sistemdeki üç faza ait gerilim büyüklükleri referans eksen sisteminde 2 boyuta taşınır. Bu şekilde, hesaplanan gerilim değerleri referans gerilim değerleri ile karşılaştırılmış ve oluşan gerilim hataları PI tipindeki gerilim kontrolörlerine uygulanmıştır. Kontrolörlerin ürettiği kontrol işaretleri makinanın $d-q$ akım bileşenlerinin referans büyüklükleri olarak kullanılmaktadır. Bu kontrol işaretleri PWM üreticisi tarafından $a-b-c$ eksen takımındaki referans gerilim büyüklüklerine dönüştürülmektedir.



Şekil 3.7 : Üç fazlı PWM VSI'nin kontrol şeması.

Bölüm 3.1’de elde ettiğimiz Kirchoff denklemleri Denklem 3.1, 3.2, 3.3 ve 3.4’e dq dönüşümünü uygularsak Denklem 3.16, 3.17 ve 3.18’i elde ederiz [70, 88, 96].

$$L \frac{dI_d}{dt} = -RI_d + L\omega I_q + S_d V_{DA} - U_{ed} = -RI_d + L\omega I_q + V_d - U_{ed} \quad (3.16)$$

$$L \frac{dI_q}{dt} = -RI_q - L\omega I_d + S_q V_{DA} - U_{eq} = -RI_q - L\omega I_d + V_q - U_{eq} \quad (3.17)$$

$$C \frac{dV_{DC}}{dt} = I_{DC} - I_d S_d - I_q S_q \quad (3.18)$$

Burada U_{ed} ve U_{eq} filtrenin çıkışında yüke iletilen gerilimin d - q eksenindeki bileşenlerini temsil eder. I_d ve I_q eviricinin çıkış akımının d ve q ekseninde bileşenleri iken ω sistemin açısal frekansıdır. V_{DA} , DA güç kaynağındaki gerilim, S_d ve S_q ise kontrol girişleridir. Ayrıca Denklem 3.16 ve Denklem 3.17’de görüldüğü üzere V_d ve V_q ;

$$S_d V_{DA} = V_d \quad S_q V_{DA} = V_q \quad (3.19)$$

olarak belirtilmiştir.

Ortalama DA/AA modeli denklem 3.20 ve 3.21 verildiği şekilde tanımlanabilir [99].

$$V_d(t) = \frac{V_{DA}}{2} m_d(t) \quad (3.20)$$

$$V_q(t) = \frac{V_{DA}}{2} m_q(t) \quad (3.21)$$

burada m_d ve m_q evirici modülasyon sinyalleridir. Denklem 3.16 ve 3.17’de ki $L\omega I_q$ ve $L\omega I_d$ terimlerinin varlığından dolayı, I_d ve I_q dinamikleri birleşiktir. Bu dinamiği ayırmak için m_d ve m_q , denklem 3.22 ve 3.23 de verildiği biçimde ifade edilir.

$$m_d(t) = \frac{2}{V_{DA}} (u_{dref} - L\omega I_q + U_{ed}) \quad (3.22)$$

$$m_q(t) = \frac{2}{V_{DA}} (u_{qref} + L\omega I_d + U_{eq}) \quad (3.23)$$

burada, u_{dref} ve u_{qref} iki yeni kontrol girişi sinyalleridir. Denklem 3.22 ve 3.23 de elde ettiğimiz m_d , m_q eşitliklerini Denklem 3.20 ve 3.21’de yerine koyarak elde ettiğimiz V_d ve V_q değerlerini kullanarak Denklem 3.16 ve 3.17’yi yeniden yazarsak, Denklem 3.24 ve 3.25’i elde ederiz.

$$L \frac{dI_d}{dt} = -RI_d + u_{dref} \quad (3.24)$$

$$L \frac{dI_q}{dt} = -RI_q + u_{qref} \quad (3.25)$$

Buna göre, Denklem 3.24 ve 3.25 dq çerçevesinde eviricinin akım dinamiklerini açıklar. Kontrol girişleri (u_{dref} ve u_{qref}) gerilim kontrol döngüsünde gerilimi düzenlemek için kullanılır. Şekil 3.7’de görüldüğü üzere eviricinin çıkışında elde edilen gerilim değerleri bu kontrol döngüsünün girişleridir.

Akım ve gerilim denklemlerini çözümlerse, gerilim kontrol döngüsü için evirici sisteminin ve filtresinin transfer fonksiyonunu Denklem 3.26 ifade edildiği biçimde buluruz.

$$G_{PL}(s) = \frac{u_{dref}}{I_d} = \frac{u_{qref}}{I_q} = \frac{1}{sL + R} \quad (3.26)$$

Bu modele göre yüke verilen gücün aktif ve reaktif bileşenleri Deklem 3.27 ve 3.28'de verilmiştir.

$$P = \frac{3}{2}(V_d I_d + V_q I_q) \quad (3.27)$$

$$Q = \frac{3}{2}(V_d I_q - V_q I_d) \quad (3.28)$$

Yüke verilen reaktif gücün sıfır olması amacıyla, gerilimin ve akımın q eksenindeki kısımları (V_q, I_q) sıfır olarak seçilmektedir. Bu durumda yüke verilen güç Denklem 3.29'da ifade edilmiştir.

$$P = \frac{3}{2} V_d I_d \quad (3.29)$$

3.4 Bölüm Özeti

Daha önce de belirtildiği gibi, üç fazlı VSI sistemi; DA güç kaynağı, DA/AA evirici ve bir çıkış filtresi içerir. Bu bileşenlerin matematiksel modeli bu bölümde tanıtılmıştır. Bu bölümde ayrıca üç fazlı sistemlerin kontrol tasarım sürecini basitleştirmek ve belirli bir koşulda sistemin boyutlarını azaltmak için en fazla kullanılan $\alpha\beta$ (Clark) ile dq (Park) dönüşümlerinden bahsedilmiştir. Son olarak da dq dönüşümü kullanılarak üç fazlı VSI sisteminin iki boyutlu matematiksel modeli elde edilmiştir.

4. KESİR DERECELİ Pİ/PİD KONTROLÖR İLE FOTOVOLTAİK VE RÜZGÂR TÜRBİNİ ENTEGRE BİNA SİSTEMİNDE GERİLİM KONTROLÜ

4.1 Giriş

2030'a kadar, küresel orta sınıfın %80'lik bir büyümeyle 5 milyarlık bir nüfusa ulaşması ve gelişmekte olan ekonomilerde bu büyümeye eşlik edecek olan yaşam standartlarındaki iyileşmenin bu ülkelerde enerji tüketiminde artışlara yol açması beklenmektedir [100]. Bu ülkelerdeki ekonomik büyüme ile birlikte orta sınıfın genişlemesi daha çok kişinin kendi araçlarına, klimalarına ve benzerlerine sahip olmalarına ve dünya çapında enerji talebindeki %25'lik artışta belirleyici bir etkiye bulunmalarına yol açacaktır [100]. Enerji talebindeki bu artışı karşılamak için mevcut tüm enerji kaynaklarının kullanılması gerekecektir [101,102,103]. Bu nedenle, yenilenebilir enerji kaynaklarından güneş ve rüzgar enerjisinin kullanımının 2040 yılına kadar %400 oranında büyük bir artış göstermesi ve küresel elektrik arzındaki payının üç katına çıkması beklenmektedir. Bu durum ayrıca CO₂ emisyonunu %30 azaltacaktır [100].

Binalar, ekonomi sektöründeki en uzun ömürlü ve önemli enerji tüketen ürünler olmaları ve çok çeşitli ürün ve hizmetleri kapsamaları nedeniyle enerji verimliliği ve iklim değişikliği politika ve programlarında en önemli çalışma alanı olarak kabul edilmektedirler [100,101]. Dünya çapında binalara ait enerji talebinin 2012 ve 2040 arasında yılda ortalama %1,5 oranında artacağı tahmin edilmektedir [100,101]. Dünya ülkeleri, ticari ve konut amaçlı binalar için uygun maliyetli tasarruf politikalarının uygulanmasıyla Kyoto yükümlülükleriyle uyumlu bir şekilde sera gazı emisyonlarını azaltmayı planlamaktadırlar. Fotovoltaik enerji panelleri ve rüzgar türbini entegre bina sistemleri (Building Integrated Photovoltaic and Wind Turbine System- BIPv/Wt) bina ile entegre güneş panelleri ve rüzgar türbinlerinin bir birleşimidir ve şebekeden enerji taleplerinin azaltılmasına, eldeki enerjinin çeşitliliğinin artırılmasına, akıllı şebeke sayesinde elle tutulur kazanımlar sağlanmasına olanak verecektir [104,105]. Mevsimsel olarak değişen bölgesel ışık alımı ve hava koşullarından ötürü, hibrit güç sistemlerin yerel sistemin enerji talebini karşılamak açısından tek bir yenilenebilir enerji kaynağından daha verimli olduğu kanıtlanmıştır [105].

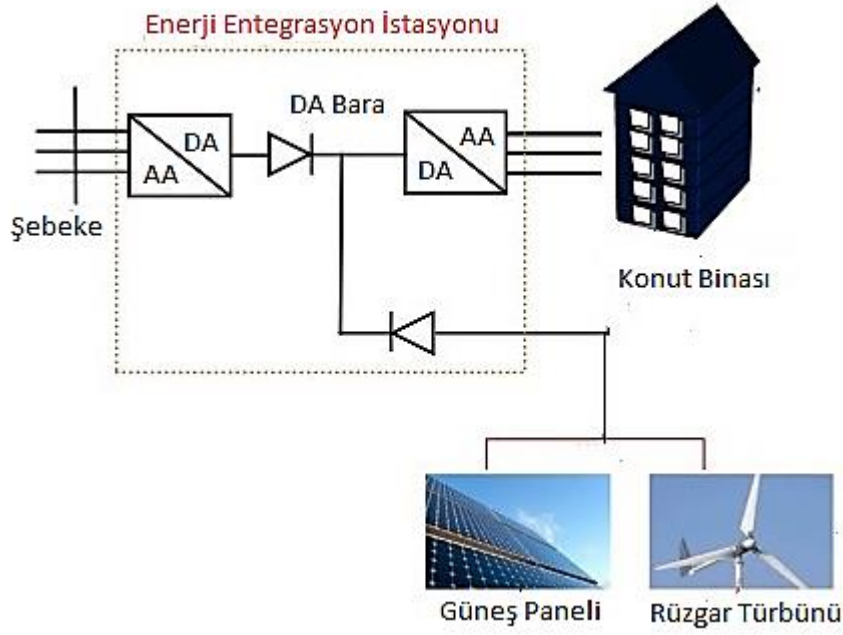
Bundan dolayı gelecekte binaların enerji ihtiyaçlarının büyük ölçüde hibrit güç sistemleri tarafından karşılandığını görülecektir [102,104,105].

Yenilenebilir enerji sisteminin entegrasyonu ve işletilmesi konusunda şebeke bağlı ve şebekeye bağlı olmayan durumlar için çeşitli çalışmalar yapılmıştır [106-108]. Özellikle, yenilenebilir enerji kaynaklarının akıllı bina, akıllı site ve akıllı ev konseptlerine entegrasyonunun yanı sıra, entegrasyonun performansını inceleyen ve performansı artırmak için farklı enerji yönetim sistemleri öneren çalışmalar da önem kazanmaktadır [109-115]. Lee [113] çalışmasında, küresel olarak farklı bölgelerdeki 143 şehir için BIPv/Wt sisteminin genel kullanım potansiyelini analiz etmiştir. Buonomano'nin çalışmasında ise [114], fotovoltaik paneller ve rüzgâr türbini içeren hibrit yenilenebilir enerji sistemi bir enerji depolama sistemiyle birlikte kurgulanmıştır. Çalışmada İtalya-Napoli şehri için termo-ekonomik model geliştirilmiştir. Araştırma ve simülasyon sonuçları rüzgâr ve güneş enerjisi dalgalanmalarının etkilerini azaltmak amacıyla enerji depolama sistemiyle birlikte rüzgâr ve güneş enerjisini bir arada kullanmanın tüketiciler için karlı olduğunu göstermektedir.

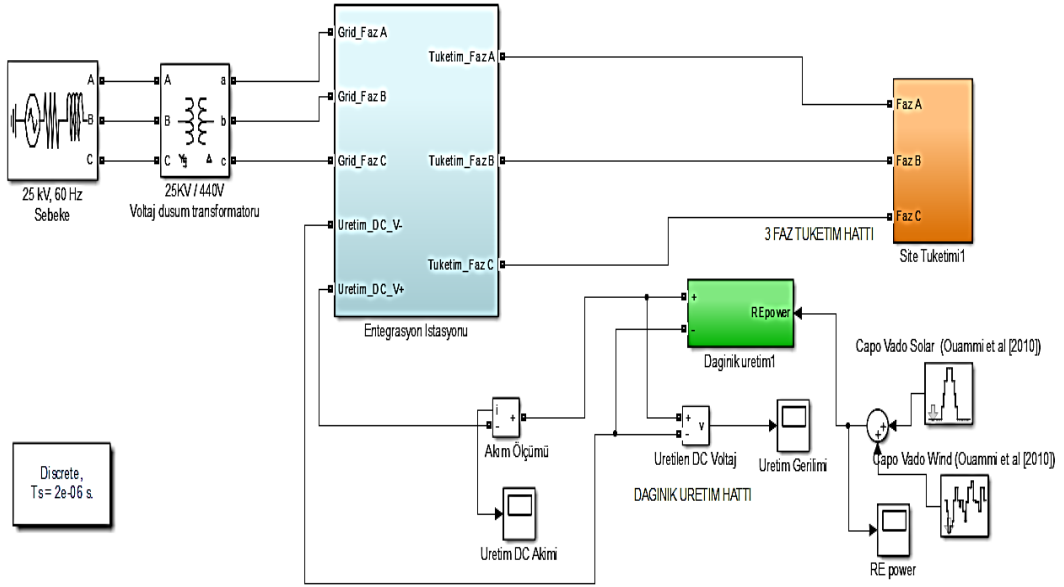
Önceki çalışmalarda, hibrit yenilenebilir enerji santrali entegre edilmiş binaların avantajları araştırılmış, ancak binada yaşayan insanların günün her saatinde istenilen kalitede enerji kullanmalarını sağlamak için önemli bir belirleyici olan, bina dağıtımındaki üç fazlı gerilimin düzgün sinüzoidal dalga formunda ve belirlenen genlik ve faz değerlerinde olması ayrıca binada tüketilen gerilimin THD değerinin yönetmelikler tarafından belirlenen değerleri aşmaması için araştırma yapılmamıştır. Bu çalışmanın amacı hem şebekeden hem de rüzgâr ve güneş enerji santrallerinden enerjisini sağlayan konut binası sisteminde, binada yaşayan tüketicilerin kullandığı gerilimin kalitesinin araştırılması ve kesir dereceli PI/PID kontrolörler ile VSI sisteminde evirici çıkış geriliminin kontrol edilip, binaya sağlanan gerilimin istenilen kalitede olmasını sağlamaktır.

4.1.1 BIPv/Wt sisteminin modellenmesi

Şekil 4.1, bu tez çalışmasında kullanılan akıllı binalara yenilenebilir enerji kaynağının entegrasyon yöntemini göstermektedir [115]. Binaya güç sağlamak için şebeke enerjisinin ve yenilenebilir enerji kaynaklarının birlikte kullanıldığı sistemi modellemek için "*Renewable Energy Integration for Smart Sites*" çalışmasından yararlanılmıştır [115]. Şekil 4.2'de ise Matlab platformunda BIPv/Wt sisteminin modellenmesi gösterilmiştir.



Şekil 4.1 : BIPv/Wt sisteminin elektrik şeması.

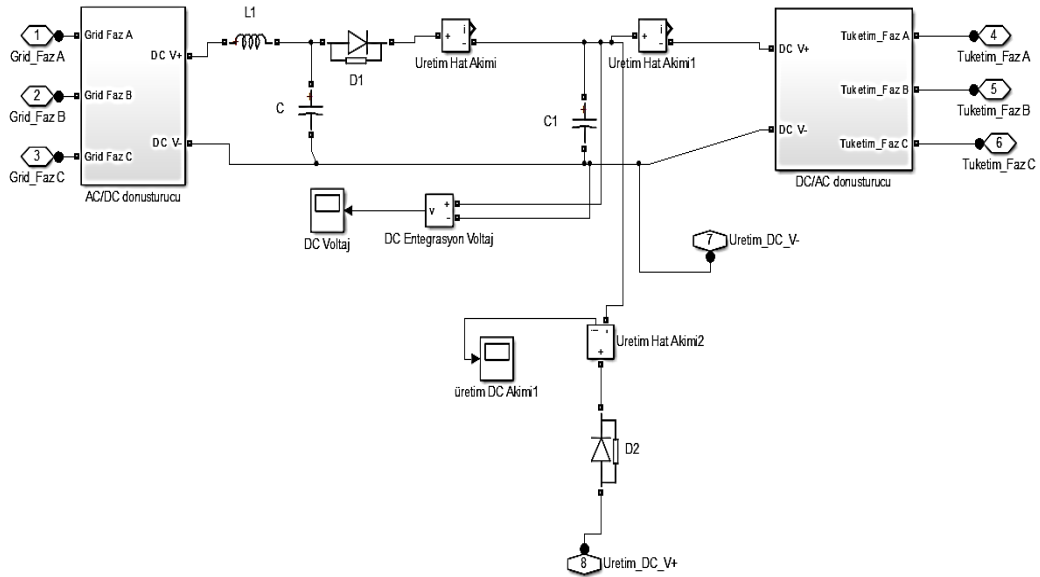


Şekil 4.2 : BIPv/Wt sisteminin Matlab platformunda modellenmesi.

Konut binasını yenilenebilir enerji kaynakları ile entegre etmek için kullanılan metodoloji Şekil 4.1'de gösterildiği gibi bir AA/DA dönüştürücü, bir DA/AA dönüştürücü ve diyotları içermektedir [115]. Şekil 4.1'de görüldüğü üzere enerji entegrasyon istasyonunda, yenilenebilir enerji üretimi şebeke gücünü desteklemektedir. Tüm dairelerin güç ihtiyacı, enerji entegrasyon istasyonunun üç fazlı çıkışı ile sağlanır. Bu metodolojide, diyotlar akım akış yönünü ve buna bağlı olarak enerji akışlarını gösterir. AA/DA dönüştürücü bir doğrultucudan oluşur ve görevi şebekeden elde edilen 440 V AA gerilimi, 670 V DA

gerilime dönüştürmek ve DA baraya aktarmaktır. Sistemde, yenilenebilir enerji kaynaklarının gerilimi 690 V DA ayarlanmış ve DA baraya bir diyot ile bağlanmıştır. Sistem, yenilenebilir enerji santralinden elde edilen gerilimin şebekeden elde edilen gerilimden daha yüksek olması üzerine tasarlanmıştır. Bu şekilde, sistem yenilenebilir kaynaklardan gelen çok daha fazla enerji kullanır.

Sistemde DA bara da biriken DA gerilimini üç fazlı AA gerilimine dönüştürmek ve binaya gönderilen gerilimi ayarlamak için üç fazlı kullanılmıştır. Üç fazlı evirici PWM VSI DA bara da ki 690 V DA gerilimini, 311 V üç faz AA gerilime dönüştürür ve evleri besler. BIPv/Wt sisteminde PWM VSI çıkışının her bir fazı, binada bir kata (dört eve) enerji sağlamaktadır. Yenilenebilir bir enerji santralinin enerji üretimi bina tüketimi için yeterli olmadığında, yenilenebilir enerjiye katkıda bulunmak için şebekeden sisteme enerji sağlanır. Bu enerji istasyonundaki enerji değişiminin sabit durumu, yenilenebilir kaynakların dalgalanan ve aralıklı güç üretimi altında bile kararlı AA gerilimi üretilmesini sağlar. Şekil 4.3’de Enerji İstasyonunun Matlab platformunda modellenmesi gösterilmiştir.

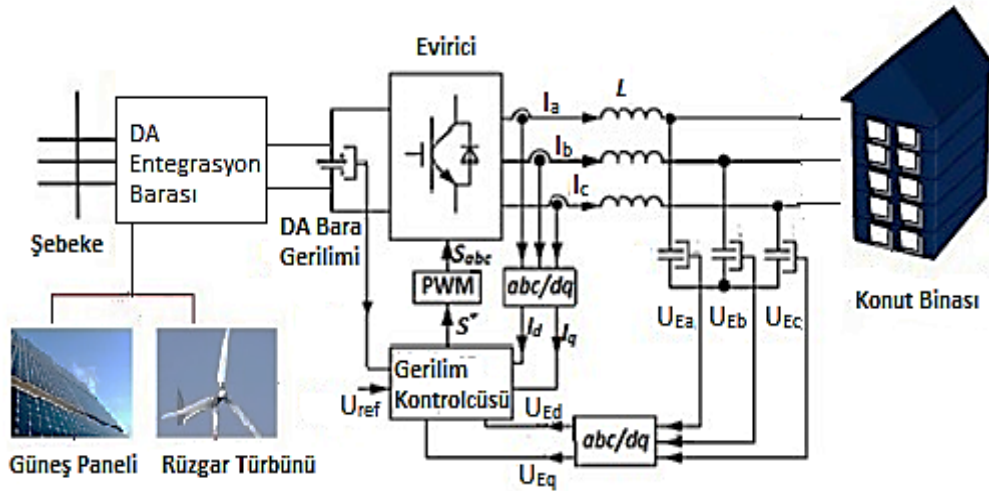


Şekil 4.3 : Enerji İstasyonunun Matlab platformunda modellenmesi.

Dinamik ve lineer olmayan konut yükleri BIPv/Wt sistemindeki toplam yükün yüksek bir oranını yansıtabileceğinden, BIPv/Wt sisteminde elektriksel gücün kalitesi ile ilgili sorun dikkate değer bir husustur [116]. Şebekeye bağlı binaya entegre hibrit yenilenebilir sistemler için güç kalitesinin değerlendirilmesinin ana belirleyicileri; konutlarda kullanılan gerilim belirlenen genlik, frekans ve faz değerlerinde ve düzgün sinüzoidal dalga formunda olması ile ölçülen maksimum yük gerilim THD değerlerinin yönetmeliklerde belirtilen %5

oranının altında olmasıdır. Bu amaçlara ulaşmak için VSI çıkışındaki gerilimin kontrol edilmesi gerekir.

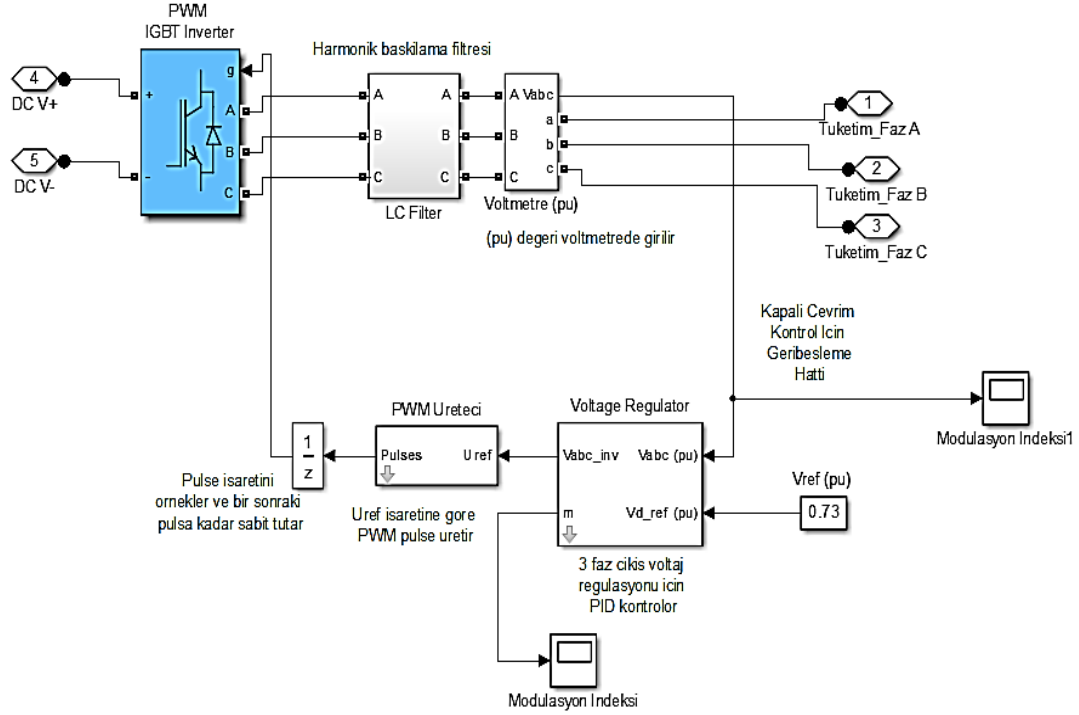
VSI çıkışındaki gerilimi ve/veya akımı kontrol etmek için çeşitli kontrol yöntemleri önerilmiştir. Son yıllarda güç elektroniği sistemlerine uygulanan bazı önemli kontrol stratejileri histerezis kontrolü, adaptif bulanık mantık kontrolü, PI kontrolü, model öngörülü kontrol, dayanıklı kontrol ve benzerleridir [70,71,96,117-122]. Araştırma çalışmalarının çoğunda [70,71,96,121-122], PI ve PID kontrolörlerinin endüstriyel uygulamalarda basit ve kullanışlı olmaları ve yaygın olarak uygulanmaları nedeniyle üç fazlı PWM VSI'yi kontrol etmek için PI ve PID kontrolörleri uygulanmaktadır. Son zamanlarda, bilgisayar teknolojisinin gelişimi ve kesirli dereceli kontrollerin pek çok avantajları nedeniyle PI ve PID kontrolörlerinin geliştirilmiş formu olan kesirli dereceli PI ve PID kontrolörleri klasik PI ve PID kontrolörlerin yerine yaygınlaşmaktadırlar. Uygulamadaki sistemlerde yapılan çeşitli araştırmalar, kesirli dereceli kontrolörlerin geçici cevap ve dayanıklılık açısından daha iyi performans gösterdiklerini belirtmektedir [70,71,96,]. Şekil 4.4'te görüldüğü üzere BIPv/Wt sisteminde konutlara sağlanan gerilimi kontrol etmek için PWM VSI'nin çıkış geriliminin kontrol edilmesi amaçlanmıştır. Bu bölümdeki çalışmada gerilim kontrol döngüsünde PI, PID, FOPID ve FOPI kontrolörleri kullanılmıştır.



Şekil 4.4 : BIPv/Wt sisteminde gerilim kontrol modellemesi.

Bu kontrol şemasında, evirici çıkışındaki gerilim kontrol döngüsü tarafından kontrol edilir; burada, Park dönüşümüyle evirici sistemdeki üç faza ait gerilim büyüklükleri referans eksen sisteminde iki boyuta taşınır. Bu şekilde, hesaplanan gerilim değerleri referans gerilim değerleri ile karşılaştırılmış ve oluşan gerilim hataları gerilim kontrolörlerine

uygulanmıştır. Uyguladığımız kontrolörün başarısına bağlı olarak DA/AA eviricinin çıkışında sinüzoidal dalga formunda bozulma olmamış ve istenilen fazda ve genlikte bir AA gerilimimiz olacaktır. Böylece, akıllı binadaki tüketicilerin daha kaliteli enerji kullanmasını sağlanacaktır. Şekil 4.5’de VSI sisteminin Matlab/Simulink ortamında modellenmesi gösterilmiştir.



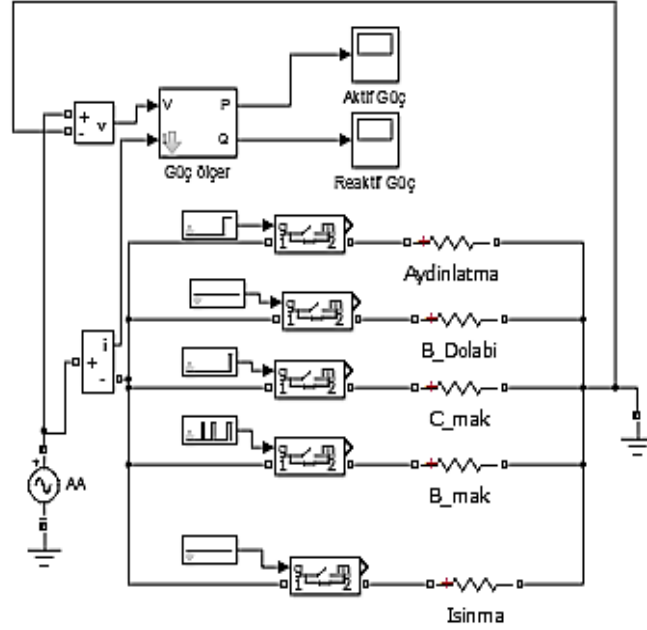
Şekil 4.5 : VSI'nin Matlab platformunda modellenmesi.

4.1.2 Dinamik yük

Bir güç sisteminde elektrik yükleri iki grupta analiz edilir: dinamik yükler ve statik yükler [123]. Geleneksel statik yükler, pişirme, TV, aydınlatma, eğlence elektroniği v.b. gerçek elektrik yüklerinin geçici davranışını karakterize etmek için yeterli değildir, bu nedenle güç sistemi simülasyonlarında dinamik yük tasarlamaya ihtiyaç vardır [123]. Gerçekçi sonuçlar elde etmek için anahtar rolü olan elektriksel güç sistemi simülasyonlarında dinamik yük modelleme amacına hizmet etmek için iki yöntem vardır. Ölçüme Dayalı Yaklaşım'da (Measurement-Based Approach-MBA), yük uzun süreli gözlem ve ölçüme dayanarak statik olarak tasarlanır. Diğer yöntem ise sistemin toplam yükünün yük bileşenleri eklenerek hesaplanabildiği Bileşen Tabanlı Yaklaşımdır (Component Based Approach-CBA) [123].

Dinamik yük Matlab/Simulink ortamında statik yükleri, IGBT veya kesici anahtarlar kullanılarak anahtar ayarak gerçekleştirilebilir. Bu anahtarlama sistemleri kullanılarak

statik yüklerin çektiği güç her bir örnekleme zamanı için dinamik olarak değiştirilebilir. Kesici ve IGBT elektronik anahtar modelleri farklı elektriksel özelliklere sahiptir. Kesici anahtarlama modelinde anahtarın açıldığı ve kapandığı zaman dilimlerinde dalgalanmalar meydana gelmektedir. Bu nedenle BIPv/Wt sisteminde ev yükü, Şekil 4.6'da gösterildiği biçimde Matlab ortamında IGBT anahtarını kullanarak bina yükü dinamik yük modeli olarak modellendi.



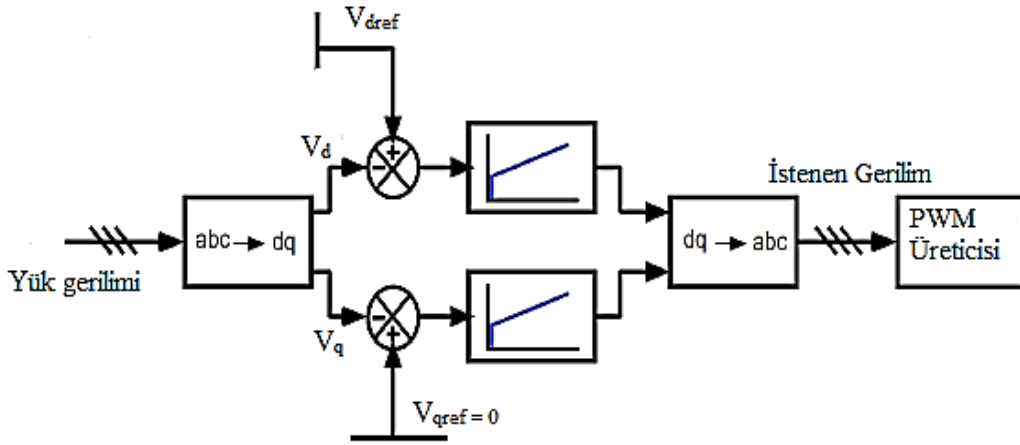
Şekil 4.6 : Matlab ortamında IGBT anahtarı kullanılarak tasarlanan dinamik yük modeli.

4.2 BIPv/Wt Sistemi İçin Kapalı Çevrim Gerilim Kontrol Sistemi Modellemesi

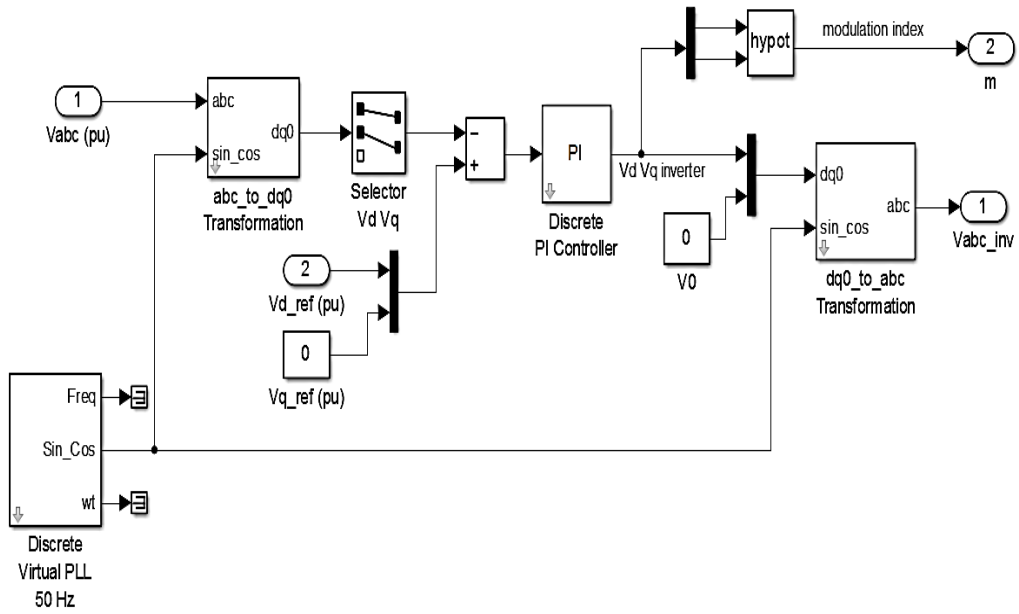
BIPv/Wt sisteminde binada tüketilen gerilimi kontrol etmek için VSI çıkışındaki gerilimi kontrol etmek gerekmektedir. Şekil 4.7'de VSI çıkışındaki gerilimi kontrol etmek için kullanılan eşzamanlı çerçevedeki kontrol strateji gösterilmiştir.

Şekil 4.7'de görüleceği üzere sistemde VSI çıkış geriliminin d-q düzlemindeki iki parçası V_d ve V_q 'nin kontrol edilmesi amaçlanmaktadır. Bu bölümde ki çalışmada V_d için referans gerilimi 311 V AA, V_q için ise 0 V seçilmiştir. V_q değerini sıfıra zorlayarak yüke verilen reaktif gücün sıfıra yaklaştırmak amaçlanmaktadır.

Şekil 4.8'da ise gerilim kontrol döngüsünün Matlab/Simulink platformunda modellenmesi verilmiştir.

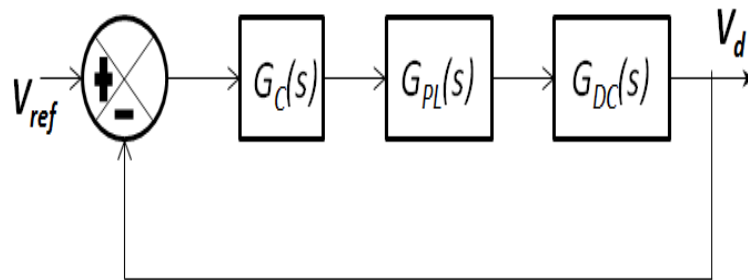


Şekil 4.7 : Eşzamanlı çerçevede gerilim kontrol stratejisi.



Şekil 4.8 : Matlab/Simulink platformunda gerilim kontrol döngüsünün modellenmesi.

BIPv/Wt sistemindeki üç fazlı VSI'nin çıkış geriliminin hem V_d hem de V_q bileşenlerini kontrol etmek için kapalı çevrim gerilim kontrol sistemi, Şekil 4.9'da gösterildiği gibi modellenebilir [88].



Şekil 4.9 : Gerilim kontrol şeması.

Şekil 4.9' modelde $G_C(s)$ kontrolörün transfer fonksiyonunu, $G_{PL}(s)$ VSI ve filtre sisteminin transfer fonksiyonunu, $G_{DC}(s)$ ise VSI ve filtre sisteminin neden olduğu zaman gecikmesinin ve gürültünün transfer fonksiyonunu temsil eder.

VSI ve filtresinin transfer fonksiyonu Bölüm 3'te Denklem 4.1'de ifade edildiği biçimde elde edilmiştir.

$$G_{PL}(s) = \frac{1}{sL + R} \quad (4.1)$$

Şekil 4.9'de verilen geri beslemeli gerilim kontrol döngüsünün açık çevrim transfer fonksiyonları Denklem 4.2, 4.3 ve 4.4'de verilmiştir.

$$G_T(s) = G_{DC}(s)G_C(s)G_{PL}(s) \quad (4.2)$$

$$G_P(s) = G_{DC}(s)G_{PL}(s) = \frac{Ke^{-T_d s}}{sL + R} \quad (4.3)$$

$$G_T(s) = \frac{Ke^{-T_d s}}{sL + R} G_C(s) \quad (4.4)$$

Gerilim kontrol döngüsünde üç fazlı şebekeye bağlı BIPv/Wt sisteminin açık çevrim transfer fonksiyonu Denklem 4.5'de belirtildiği üzere;

$$G_P(s) = \frac{Ke^{-T_d s}}{sL + R} \quad (4.5)$$

olarak tanımlanır.

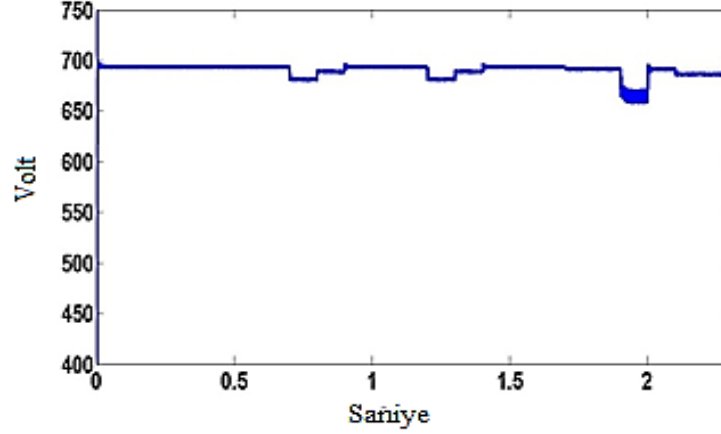
Simülasyon çalışmalarında ki düşük kesim frekanslarının yanı sıra yüksek örnekleme frekansı ($T_s = 500$ kHz) göz önüne alındığında ve sistemden kaynaklanan toplam zaman gecikmesi simülasyon çalışmasında ki örnekleme zaman değerinden daha büyük olduğundan sistemdeki zaman gecikmesi değeri çok küçüktür ve göz ardı edilebilir [88]. Bu durumda kontrol edilen BIPv/Wt sisteminin genel transfer fonksiyonu Denklem 4.6 da verildiği biçimde ifade edilebilir.

$$G_P(s) = \frac{1}{sL + R} \quad (4.6)$$

Elde edilen bu transfer fonksiyonu VSI sistemi için tasarlanan geri beslemeli gerilim kontrol döngüsünde sistemi kontrol edecek kontrolörün parametrelerinin belirlenmesi için kullanılacaktır.

4.3 Gerilim Denetleyicilerinin Parametrelerinin Belirlenmesi

Bu çalışmada, şebekeye bağlı BIPv/Wt sisteminin simülasyon modeli Matlab yazılımı kullanılarak geliştirilmiştir. Simülasyon sistemimizde entegrasyon barasının da ki bağlantı kapasitöründe biriken DA bara gerilimi Şekil 4.10'da gösterildiği gibi 690 V'dur.



Şekil 4.10 : DA bara bağlantı kapasitöründeki saatlik gerilim değerleri.

Eviricinin çıkış filtresinin endüktansı ve DA bara bağlantı kapasitörünün kapasitans değerleri ise Denklem 4.7 ve 4.8 dikkate alınarak sırasıyla 10 mH ve 1 mF olarak belirlenmiştir. Evirici çıkışının ve filtresinin eşdeğer direnci ise 0.5 Ω olarak kabul edilmiştir. Ayrıca simülasyon çalışmasında örnekleme frekansı 500 kHz ve şebeke frekansı 50 Hz olarak seçilmiştir [124].

$$L = \frac{V_{load}\sqrt{2}}{4f_{sw}\Delta L} \quad (4.7)$$

Bu denklemde V_{load} yükteki gerilimi, f_{sw} eviricinin anahtarlama frekansını ve ΔL ise kabul edilebilir dalgalanma akımını ifade eder.

DC bağlantı kapasitörü seçiminde dört parametre önemli bir rol oynamaktadır [125].

$$C_{DA} > \frac{T_r\Delta P_{max}}{2V_O\Delta V_O} \quad (4.8)$$

Bu denklemde T_r DA gerilim kontrol döngüsünün filtrelenmesiyle ortaya çıkan gecikmelerdir, ΔP_{max} DA bara üzerindeki maksimum gücün değişimi, ΔV_O ise DA bara üzerindeki kabul edilebilir voltaj toleransıdır. Açıkçası, sistemin zaman yanıtı ile tolere edilebilir DA bara gerilimi ve güç değişimleri arasında bir denge vardır. Genellikle, DA bağlantı kapasitörünün kapasitans değeri ne kadar yüksek olursa, sistem için o kadar iyi olur. Ancak, seçilen kapasitörün değeri maliyet, boyut ve güvenlik hususlarıyla sınırlıdır.

Bu değerlere göre gerilim kontrol döngüsü için BIPv/Wt sisteminin açık çevrim transfer fonksiyonu Denklem 4.9’de verilmiştir.

$$G_P(s) = \frac{1}{0.01s + 0.5} \quad (4.9)$$

BIPv/wt sistemi için tasarlanan gerilim kontrol döngüsünü kontrol etmekte kullanılan kontrolörlerin parametreleri, bu tez çalışmasında frekans cevap analiz yöntemiyle belirlenmektedir. Bu metodoloji birçok endüstriyel kontrol probleminde defalarca kullanılmıştır ve en yaygın kullanılan geleneksel yaklaşımlardan biridir [126,127]. Özellikle transfer fonksiyonlarının fiziksel verilerden modellenmesi gibi gerçek yaşamdaki durumlarda avantajları olan bir yöntemdir. Bu yöntemde sistemin zaman veya frekans etki alanı cevapları kullanılarak farklı kriterlere göre uygun kontrolör katsayıları belirlenebilir. Bir sistemin frekans tepkisi iki farklı şekilde görüntülenebilir: Bode grafiği veya Nyquist diyagramı aracılığıyla.

Frekans domaininde gerilim kontrolörlerini tasarlamak için, başlangıçta kazanç geçiş frekansının ve faz payının tanımlanması gerekir. Liu'nun çalışmasına göre [128], şebekeye bağlı üç fazlı evirici sistem için kontrol döngüsünün doğal frekansının uygun değer aralığının $\omega_n \in [160,990]$ rad/s frekansı aralığında olması gerekmektedir. Bu şartlar altında, bu sistemin kararlılığı garanti edilir. Denklem 4.10’de verilen ζ , ω_n ve ω_c arasındaki ilişki dikkate alındığında, sistemin zaman tepkisinde %5 aşım oranı sağlamak için sönüm oranı $\zeta = 0.707$ olarak kabul edilir. Bu durumda gerilim kontrol döngüsünün kesim frekansının $\omega_c \in [100, 640]$ rad/s aralığında olması sistemin kararlılığı açısından tercih edilir.

$$\frac{\omega_c}{\omega_n} = \sqrt{-2\zeta^2 + \sqrt{1 + 4\zeta^4}} \quad (4.10)$$

Bu çalışmalarda gerçekleştirilen simülasyonlarda gerilim kontrol döngüsünün kesim frekansı $\omega_c = 300$ rad/s olarak kabul edilmiştir. Gerilim kontrol döngüsünün faz payı ile sönüm oranı arasındaki ilişki için Denklem 4.11 kullanılır [129].

$$\varphi_m = 90^\theta - \tan^{-1} \left(\frac{\sqrt{-2\zeta^2 + \sqrt{1 + 4\zeta^4}}}{2\zeta} \right) \quad (4.11)$$

Bu denkleme göre $\zeta = 0.707$ sönüm oranına sahip olmak için faz payının $\varphi_m = 65^\theta$ olması gerekir.

Bu çalışmada kontrolörlerin parametrelerini belirlemek için Bode diyagramı aracılığıyla frekans cevap analizi yöntemi tercih edilmiştir. PI, PID ve FOPI ve FOPID kontrollerinin parametreleri, Matlab/Simulink yazılımında FOMCON programı kullanılarak çizilen kontrol edilen sistemin Bode diyagramları incelenerek ve Bölüm 2 de belirtilen tasarım kriterleri dikkate alınarak elde edilir.

Geri beslemeli gerilim kontrol döngüsünde, $\omega_c = 300$ rad/s, $\varphi_m = 65^\circ$ değerleri için parametreleri ayarlanan gerilim denetleyicileri (PI, FOPI, PID, FOPID) Denklem 4.12, 4.13, 4.14 ve 4.15’de verilmiştir.

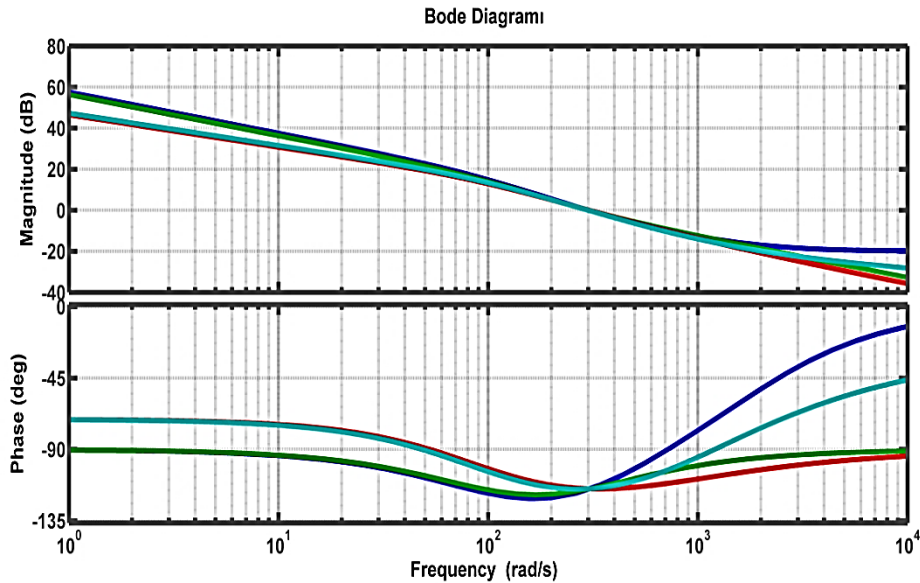
$$FOPI(s) = 1.9 + \frac{170}{s^{0.8}} \quad (4.12)$$

$$FOPID(s) = 1.75 + \frac{200}{s^{0.8}} + 0.005s^{0.7} \quad (4.13)$$

$$PI(s) = 2.55 + \frac{520}{s} \quad (4.14)$$

$$PID(s) = 2.5 + \frac{600}{s} + 0.001s \quad (4.15)$$

Şekil 4.11’de verilen FOPI, PI, FOPI ve PID kontrolleri kullanarak kontrol edilen sistemin Bode diyagramlarında, belirlenen faz payı ve kazanç kesim frekansı değerlerine uygun frekans cevabı elde edildiği ve dört kontrolörün (PI, PID, FOPI, FOPID) tümünün Bölüm 2’de belirtilen tasarım kriterlerini karşıladığı görülmektedir.

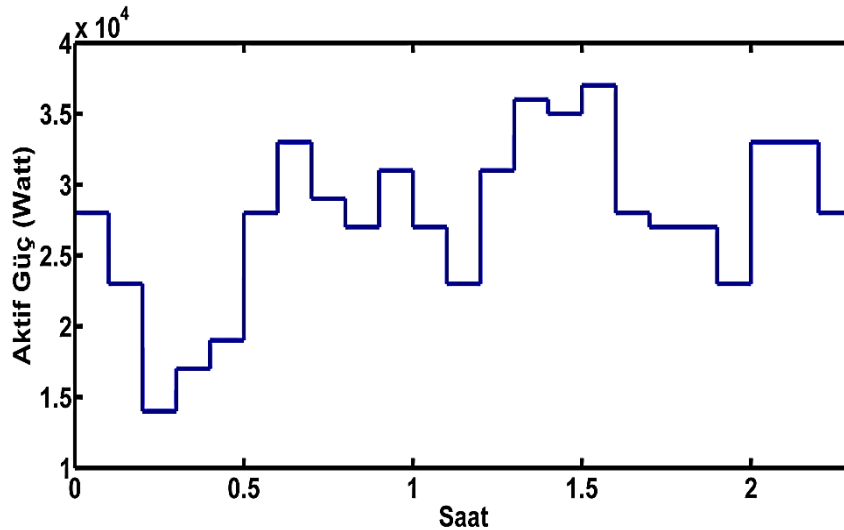


Şekil 4.11 : FOPI (kırmızı), PI (yeşil), FOPID (açık mavi) ve PID (mavi) kontrolleri kullanarak kontrol edilen sistemin Bode diyagramları Alt: Faz Grafiği ve Üst: Kazanç Grafiği.

Şekil 4.11 dikkatlice incelendiğinde, kesir dereceli kontrolörlerin (FOPI, FOPID), tamsayı kontrolörlerle (PI, PID) ile karşılaştırıldığında kazanç geçiş frekansı etrafında faz değerinin yaklaşık olarak aynı olduğu dikkati çekmektedir. Bu durum kesir dereceli denetleyicilerin kazanç değişimlerine karşı daha dayanıklı oldukları ve ayrıca belirsizlikleri tolere edebilecek sağlam bir denetleyici yapısına sahip olduklarını gösterir. Bu özellikler, özellikle BIPv/Wt sistemi gibi gün içi bina güç talebinde keskin değişiklikler görülen veya rüzgâr veya güneş gibi gün içinde güç üretiminde keskin değişiklikler gösteren güç sistemleri tarafından beslenen dinamik sistemleri kontrol eden kontrol yapıları için oldukça önemlidir.

4.4 Simulasyon Çalışmasının Gerçekleştirilmesi ve Sonuçların Yorumlanması

Bu bölümde, binaya dağıtılan güç kalitesini etkili bir şekilde iyileştirmek için önerilen PI, PID, FOPI ve FOPID gerilim kontrolörlerinin avantajlarını karşılaştırmak için önerilen test çalışmaları için simülasyon çalışmaları gerçekleştirilecektir. Şekil 4.12, İtalya'da Liguria'daki Capo Vado yer raporlarından [109] elde edilen, Matlab/Simulink ortamında rüzgâr türbinleri ve güneş panellerden oluşan hibrit yenilenebilir enerji sisteminin modellenmesi ve simülasyonu için kullanılan saatlik hibrit güneş ve rüzgâr üretim verilerini göstermektedir.



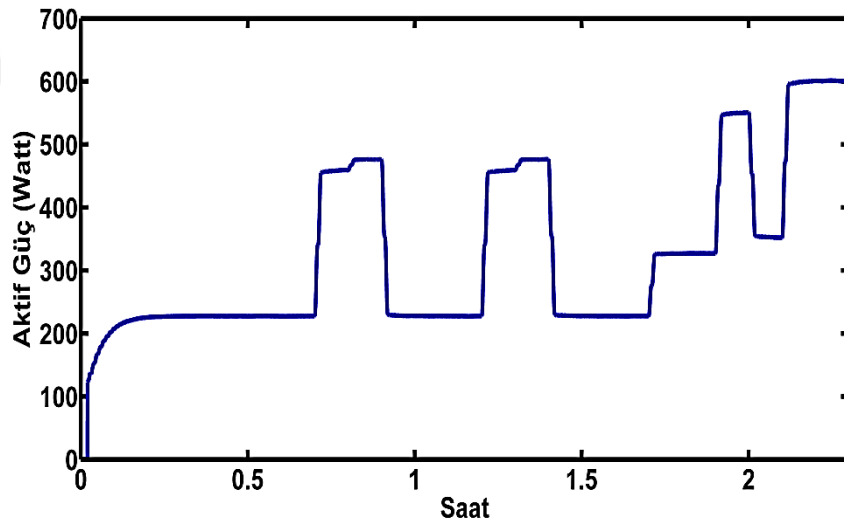
Şekil 4.12 : BIPv/Wt sisteminde saatlik güneş ve rüzgâr enerjisi potansiyeli (Watt).

Çizelge 4.1'de verilen hane halkı faaliyetlerini göz önünde bulundurarak evlerin saatlik enerji tüketim profillerine dayanarak tasarlanan saatlik bazda bir evin enerji tüketimini göstermektedir [130].

Çizelge 4.1 : Saatlik bazda bir evin enerji tüketimi.

Saat	Buzdolabı (Watt)	Lamba (Watt)	Çamaşır/Bulaşık Makinası (Watt)	Mutfak (Watt)	Isınma (Watt)	TV/Bilgisayar (Watt)	Toplam (Watt)
0-7	77				150		227
7-8	77			233		150	460
8-9	77		400				477
9-12	77					150	227
12-13	77			233		150	460
13-14	77		400				477
14-17	77					150	227
17-19	77					250	327
19-20	77	100		233		150	550
20-21	77	150				150	377
21-23	77	150			150	223	600

Simülasyonda bir evin kW cinsinden aktif güç talep profili ise Şekil 4.13’de gösterilmiştir.



Şekil 4.13 : BIPv/Wt sisteminde bir evin Matlab simülasyonunda Watt cinsinden saatlik güç tüketimi.

Binamız 3 kat ve 12 evden oluşmaktadır ve her faz 4 evi beslemektedir. Ev yükümüz Çizelge 4.1’de belirtilen ev aletlerin saatlik güç tüketimine göre IGBT anahtarları kullanılarak dinamik yük olarak modellendiği için Şekil 4.13’de görüldüğü üzere ev güç talebinde keskin bir değişime neden olur. Kontrol yapılarının performanslarını kıyaslamak amacıyla iki test senaryosu-dengeli ve dengesiz bina yük durumu-için bina dağıtımında ki

üç faz sinüzoidal gerilim dalgaları simülasyon programı yardımıyla çizdirilecek ve ayrıca bina dağıtımdaki gerilim harmonik değerleri Matlab/FFT analiz bloku kullanılarak hesaplanacaktır. Bu bölümde ki Matlab/Simulink simülasyon çalışmalarında günün her saati, Matlab/Simulink simülasyonlarında 0,1 saniye olarak simüle edilmiştir.

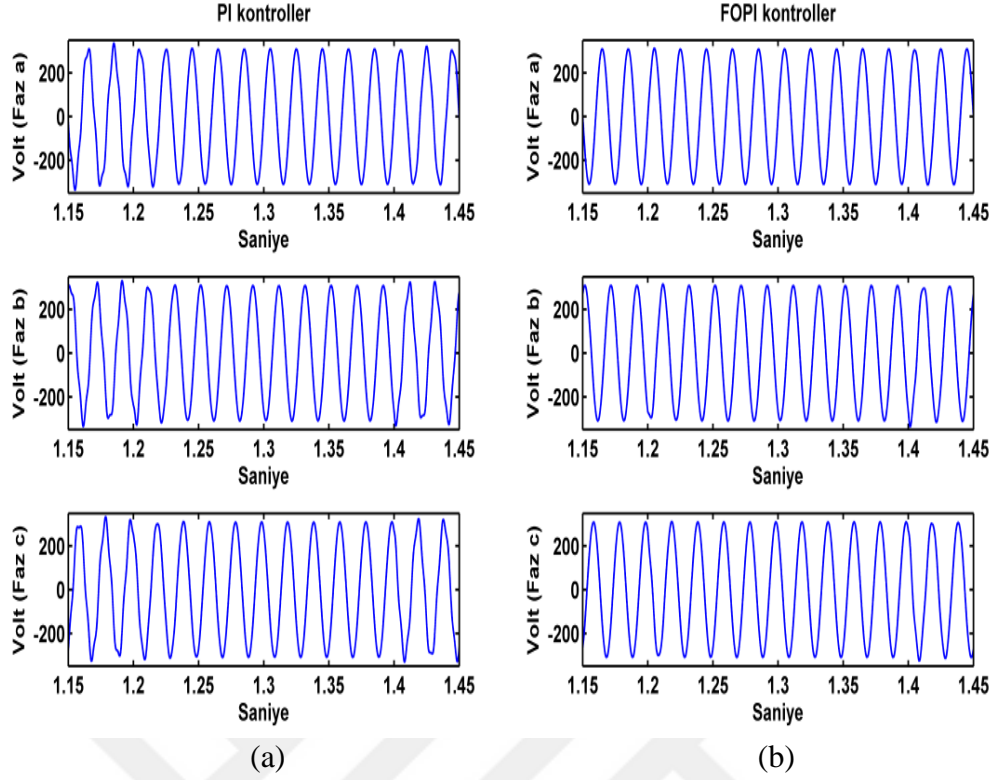
4.4.1 Dengeli bina yükü test senaryosu için simülasyonların gerçekleştirilmesi

İlk senaryoda, binadaki tüm evlerde yaşayan ailelerin bulunduğu varsayılmaktadır. Bu senaryoda evirici çıkışındaki üç faza da eşit yük bağlanmış ($R_a = R_b = R_c =$ dinamik 4 ev yükü) ve böylece simülasyon çalışmaları dengeli bina yük durumu için yapılmıştır. Bina dağıtımındaki faz gerilimleri (V_a, V_b, V_c) kesirli dereceli kontrolörler ile kontrol edilen sistemler için Şekil 4.14 ve 4.15'in sağ sütununda, tamsayı kontrolörler tarafından kontrol edilen sistemler için ise Şekil 4.14 ve 4.15'in sol sütununda gösterilmiştir.

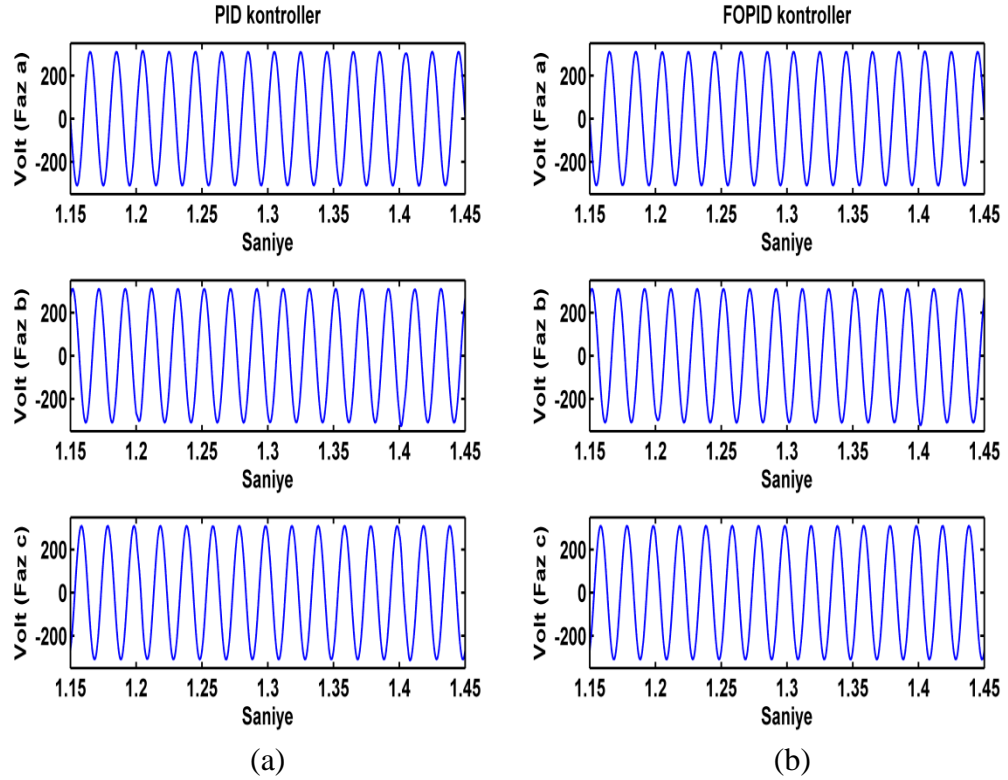
Çizelge 4.1 ve Şekil 4.13 incelendiği zaman evdeki enerji tüketiminin 13:00-23:00 saatleri arasında keskin değişiklikler gösterdiği görülüyor. Özellikle saat 12:00'da bir evdeki enerji tüketimi 227 Watt'dan oransal olarak en büyük artışı göstererek (yaklaşık olarak %102) 460 Watt'da çıkmış, saat 14:00'da oransal olarak en büyük düşüşü göstererek 460 Watt'dan 277 Watt'a düşmüştür. Bundan dolayı binaya dağıtılan üç fazlı gerilimin simülasyon grafikleri, kontrol yapılarının performanslarını daha iyi incelemek amacıyla 11:30-14:30 saatleri arasında çizilecektir.

Şekil 4.14'ü yakından incelediğimiz zaman PI ile kontrol edilen sistemde 11:30 ile 14:30 saatleri arasında sinüzoidal dalgada bozulmalar meydana gelmiştir. Özellikle enerji tüketiminin yüksek oranda değişim gösterdiği saat 12:00 ve saat 14:00'da sinüzoidal dalgada meydana gelen bozulma dikkat çekicidir. Ayrıca meydana gelen bozulmanın düzelmesinin de belirli bir zaman gerektirdiği gözlemlenmiştir. Bu durum bize PI kontrol yapısının saatlik bazda yükte meydana gelen değişimlere karşı hassas olduğunu göstermiştir.

FOPI, FOPID ve PID kontrollü sistemler için binaya sunulan üç fazlı gerilimi incelediğimiz zaman faz b geriliminde saat 12:00 ve 14:00'da küçük deformasyonlar gösterdiğini görülmektedir. Ölçülen gerilim değerlerinin referans olarak belirlenen 311 Volt değerinden en fazla saptığı saat 12:00'da ve saat 14:00'da ölçülen gerilim değerleri, sırasıyla FOPI, PID ve FOPID kontrollü sistemler için; 295 V, 302 V, 307 V ve 338 V, 328 V, 322 V olarak ölçülmüştür.



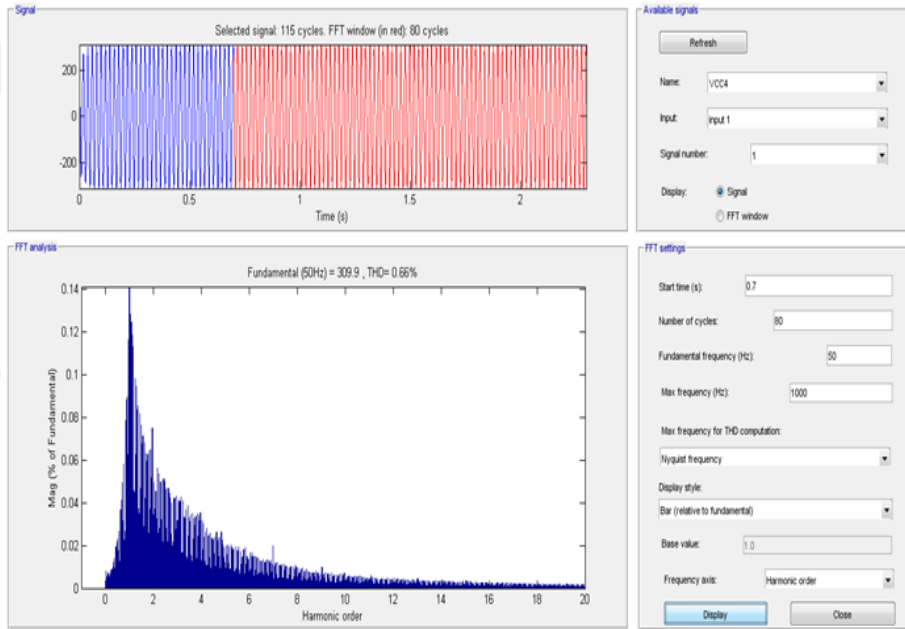
Şekil 4.14 : Dengeli bina yükü durumunda bina dağıtımdaki üç fazlı gerilim (a) PI kontrollü BIPv/Wt sistemi (b) FOPI kontrollü BIPv/Wt sistemi.



Şekil 4.15 : Dengeli bina yükü durumunda bina dağıtımdaki üç fazlı gerilim (a) PID kontrollü BIPv/Wt sistemi (b) FOPID kontrollü BIPv/Wt sistemi.

Kısaca özetlemek gerekirse FOPI kontrol sistemi için ölçülen gerilim genliğinde meydana değişimlerde ki en yüksek oranlar %8, PID için %5 ve FOPID için ise %3.5 olmuştur. Değerlerden anlaşılacağı gibi, FOPID kontrolörler ile kontrol edilen sistem en az gerilim genliği değişim oranlarına sahip sistemdir. Sistemin bileşenleri, sistemde daha az değişim değerleri olması durumunda daha düşük bir gerilim değerinde seçilebilir. Bu da daha ekonomik biçimde sistemin elektronik parçalarını seçme avantajına sahip olmamıza neden olur.

THD değerleri Matlab/Simulink yazılımında Şekil 4.16'da gösterildiği üzere FFT Analysis bloğu kullanılarak ölçülmüştür. Binaya 07-23 saatleri arasında verilen gerilimin THD değerleri ise Çizelge 4.2'de verilmiştir.



Şekil 4.16 : Matlab/Simulink platformunda FFT analiz bloku ile faz gerilimlerinin THD değerlerinin ölçülmesi.

Çizelge 4.2 : PI, PID, FOPI ve FOPID kontrolörler ile kontrol edilen BIPv/Wt sisteminde dengeli bina yükü durumu için yük gerilimlerin THD (%) değerleri.

THD(%)	V_A	V_B	V_C
PI	4,89	5,45	5,22
FOPI	0,68	1,49	1,47
PID	0,45	0,83	0,79
FOPID	0,56	0,70	0,66

FOPID kontrolörü ise Çizelge 4.2'de görüldüğü üzere en iyi performansı göstermektedir. PI gerilim denetleyicisi ile kontrol edilen sistemde ölçülen harmonik değerler ise yönetmelik tarafından izin verilen %5 değerine yakın ölçülmüşlerdir. Buna karşın FOPI

gerilim denetleyicisi ile kontrol edilen sistemde ölçülen THD değerleri %1,5 oranının altındır.

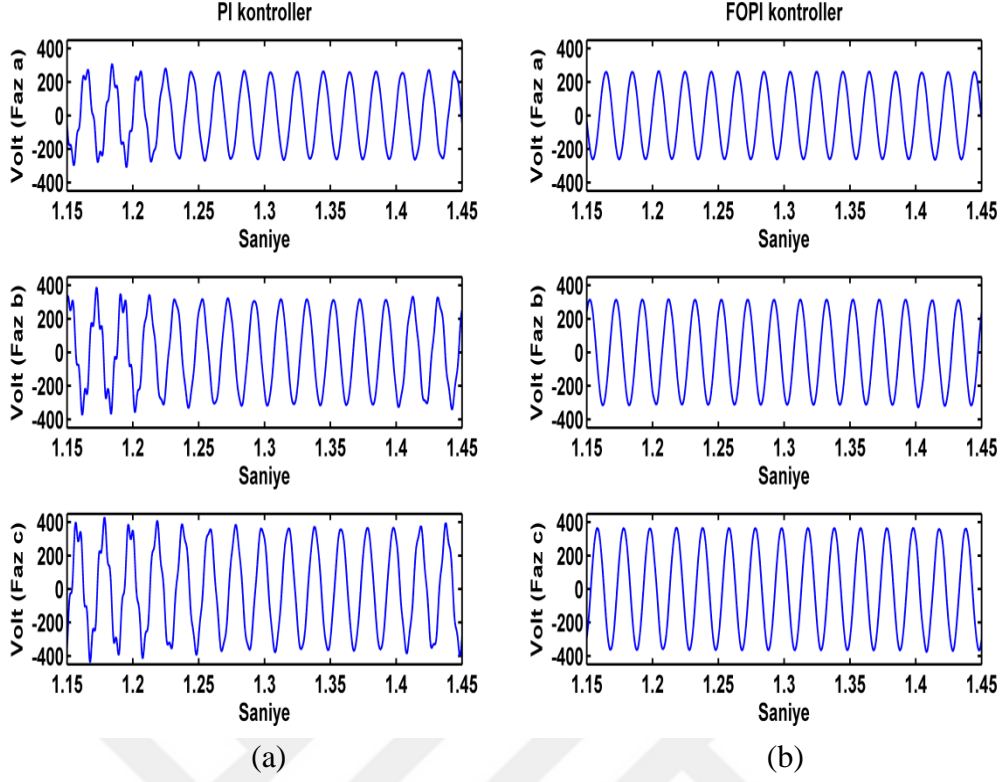
Sonuçlar, FOPID/FOPI kesirli dereceli kontrolörleri tarafından kontrol edilen bir BIPv/Wt sisteminde binaya verilen gerilimlerin THD değerlerinin, PID/PI tamsayı dereceli kontrolörler tarafından kontrol edilen BIPv/Wt sistemindekine göre daha düşük miktarlarda olduğunu göstermektedir. THD değerlerinden çıkarılacak bir diğer sonuç ise FOPID kontrollere ile kontrol edilen sistemde faz gerilimleri arasındaki THD oranları arasındaki farkın en az olduğudur.

Dengeli bina yükü test senaryosu için yapılan çalışmalardan; FOPI, PID ve FOPID gerilim denetleyicileri ile kontrol edilen BIPv/Wt sisteminde, bina dağıtımındaki gerilimde b fazında meydana gelen anlık küçük deformasyonlara ve gerilim genlik değerlerinde meydana gelen anlık değişimlere rağmen, sinüzoidal geriliminin genlik ve faz yapılarının ciddi oranda etkilenmemesi ve THD değerinin izin verilen %5'in altında olduğu için bir elektrik arızası olmayacağı sonucu çıkarılmaktadır. Ayrıca kesir dereceli kontrol yapıları (FOPI/FOPID) ile tam sayı dereceli kontrol yapılarını (PI/PID) karşılaştırdığımız da kesir dereceli kontrol yapılarının üç faz dengeli yük durumunda daha başarılı performans gösterdiği görülmüştür.

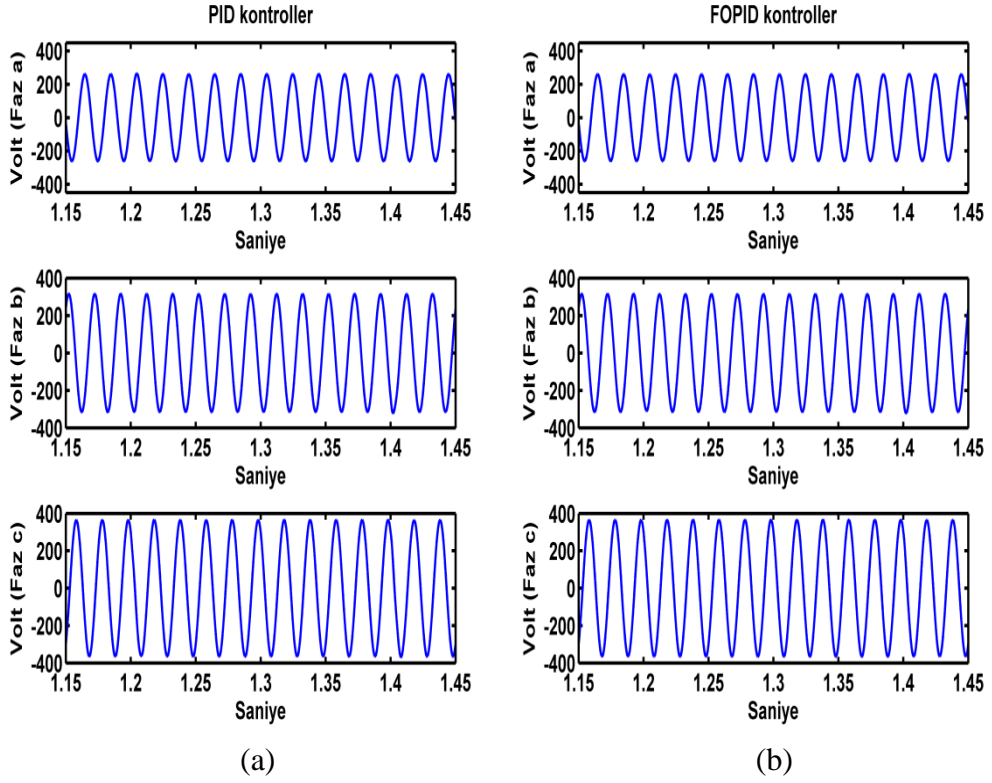
4.4.2 Dengesiz bina yükü test senaryosu için simülasyonların gerçekleştirilmesi

Bu test senaryosunda birinci katta dört ailenin, ikinci katta üç ailenin ve üçüncü katta iki ailenin binada yaşadıkları varsayılmaktadır. Dengesiz bir bina yükü durumu (R_a = dinamik 4 ev yükü, R_b = dinamik 3 ev yükü, R_c = dinamik 2 ev yükü) için gerçekleştirilen simülasyon çalışmaları sonucunda, binaya verilen üç fazlı gerilimin grafikleri PI kontrolörü ve FOPI kontrolörü ile kontrol edilen BIPv/Wt sistemi için Şekil 4.17 (a) ve (b)'de, PID kontrolörü ve FOPID kontrolörü ile kontrol edilen BIPv/Wt sistemi için ise Şekil 4.18 (a) ve (b)'de verilmiştir. Bu test senaryosunda ki amaç fazlara farklı değerlerde yük bağlandığı zaman uygulanan kontrol yapılarının performansını değerlendirmektir.

Şekil 4.17 ve 4.18'i incelediğimizde FOPI, PID ve FOPID kontrollere ile kontrol edilen sistemlerde faz gerilimlerinde ki sinüzoidal dalgalarında deformasyonunun gözlenmemektedir. Buna karşın PI kontrolör ile kontrol edilen sistemde ise faz gerilimlerinde dikkate değer bir deformasyon ve yine önemli bir oranda gerilim düşümü ve gerilim yükselmesi görülmektedir. Bu durum PI kontrolör ile kontrol edilen sistemde üç fazda meydana gelen değişimden daha fazla etkilendiğini göstermektedir.



Şekil 4.17 : Dengesiz bina yükü durumunda bina dağıtımdaki üç fazlı gerilim (a) PI kontrollü BIPv/Wt sistemi (b) FOPI kontrollü BIPv/Wt sistemi.



Şekil 4.18 : Dengesiz bina yükü durumunda bina dağıtımdaki üç fazlı gerilim (a) PID kontrollü BIPv/Wt sistemi (b) FOPID kontrollü BIPv/Wt sistemi.

Bu vaka çalışmasının gösterdiği önemli bir diğer sonuç ise fazlara farklı değerde yük bağladığımız zaman, fazlarda ölçülen gerilim değerlerinin arasında farklar olduğudur. FOPI, PID ve FOPID kontrolleri ile kontrol edilen sistemlerde 4 ev yükü bağlanan a fazında gerilim 260 V, 3 ev yükü bağlanan b fazında gerilim 315 V ve 2 ev yükü bağlanan c fazında ise 365 V olarak ölçülmüştür. Faza daha fazla yük bağlandığı zaman fazda daha düşük gerilim değeri ölçülürken, daha az yük bağlı fazda daha yüksek gerilim değeri ölçülmüştür. Gerilim dengesizliği, faz gerilimlerinin eşitsizliğinin bir ölçümüdür ve dengeli bir üç fazlı sistemde faz gerilimleri eşit veya eşite çok yakın olmalıdır. Gerilim dengesizliği elektrikli ev aletlerinin ömrünü kısaltır ve performansını düşürür. 3 fazlı şebekenin, 1 fazlı yüklerle ve dengesiz olarak yüklenmesi sonucunda oluşan gerilim dengesizliği de, binanın elektrik sistemi kurulumu esnasında kontrol edilmeli ve alınacak önlemlerle engellenmelidir.

Çizelge 4.3’de FOPI, PID ve FOPID kontrolleri ile kontrol edilen sistemler için 11:30 ile 14:30 saatleri arasında ölçülen en yüksek gerilim ve en düşük gerilim değerleri verilmiştir. En düşük gerilim değerleri saat 12:00’da ölçülürken, en yüksek gerilim değerleri saat 14:00’da ölçülmüştür.

Çizelge 4.3 : FOPI, PID ve FOPID kontrolörleri ile kontrol edilen BIPv/Wt sisteminde saat 11:30 ile 14:30 saatleri arasında referans alınan faz gerilimleri V_a (260 Volt), V_b (315 Volt), V_c (365 Volt) için üç faz gerilimlerde ölçülen en yüksek ve en düşük gerilimler.

	V_A (260 Volt)		V_B (315 Volt)		V_C (365 Volt)	
FOPI	258	264	307	330	360	376
PID	260	260	309	322	363	369
FOPID	260	260	310	320	365	365

Çizelge 4.3’de ki veriler incelendiğinde FOPID kontrolör ile kontrol edilen sistemde üç fazda meydana gelen gerilim değişiminin en az olduğu tespit edilmiştir. En fazla gerilim genliğinde meydana gelen değişim b fazındaki gerilimde meydana gelmiştir.

Çizelge 4.4’te dengesiz bina yükü için faz gerilimlerinde kaydedilmiş THD verileri verilmiştir. PI kontrollü BIPv/Wt sistemin de a, b, c faz gerilimi THD değerlerinin %8,89, %11,18, %10,77 olduğu görülmektedir. Bu THD değerleri belirlenen IEEE sınırlarının üzerindedir ve bu durumda PI kontrolörünün sistemi kontrol edemediğini göstermektedir. Öte yandan, FOPI kontrolörü IEEE sınırlarının çok altındaki gerilim THD değerleri ile sistemi kontrol etmeyi başarır. Ayrıca elde edilen THD değerlerinden, FOPID kontrollü

sistemin, PID kontrollü sisteme göre yük değerlerindeki değişime daha az etkilendiği gözlemlenmiştir.

Sonuç olarak, elde dengesiz bina yük test çalışması için yaptığımız simülasyon çalışmasından elde ettiğimiz sonuçlar kesirli dereceli kontrolörün tam sayı kontrol yapılarına kıyasla üç fazlı sistemdeki dengesiz yük durumundan daha az etkilendiğini ortaya koymaktadır.

Çizelge 4.4 : PI, PID, FOPI ve FOPID kontrolörler ile kontrol edilen BIPv/Wt sisteminde dengesiz bina yükü durumunda yük gerilimlerin THD (%) değerleri.

THD(%)	V _A	V _B	V _C
PI	8.89	11.18	10.77
FOPI	0.87	1.41	1.32
PID	0.54	0.71	0.64
FOPID	0.57	0.54	0.57

4.4.3 Kontrol yapılarının sistem parametrelerinde meydana gelen değişime karşı dayanıklılık ölçümü

Bu bölümde ki simülasyon çalışmaları, evirici filtresindeki endüktans değerindeki değişimin, binaya sağlanan gerileme ait THD değeri üzerindeki etkisini incelemek ve böylece önerilen kontrolörlerin dayanıklılığını araştırmak amacıyla, dengeli bina yük durumunda farklı çıkış filtresi endüktansının farklı değerleri ($L = 0,005H$, $L = 0,01H$ ve $L = 0,02H$) için yapılmıştır.

Filtrenin daha önceki simülasyon çalışmalarında ki endüktans değerine sahip olduğunda ve ayrıca endüktans değeri iki katı arttığında ve azaldığında, faz a, b ve c gerilimlerine karşı gelen kaydedilmiş THD değerleri Çizelge 4.5'te verilmiştir.

Çizelge 4.5 incelendiğinde kontrol edilen sistemlerde gerilim harmoniği değerindeki en fazla değişim a fazında, filtre endüktans değeri referans değeri 10 mH'da iki katına 20 mH'a çıkarıldığında ölçülmüştür. Harmonik değerlerde ki en yüksek değişim PI ile kontrol edilen sistemde tespit edilmiştir. Buna karşın FOPI, FOPID ve PID kontrollü sistemlerin, sistemdeki değişikliklerden daha az etkilendiği ve farklı endüktans değerlerinin THD değerlerinde çok düşük oranda değişikliğine neden olduğu gözlenir.

Sonuçlar FOPID kontrol yapısının yüksek başarısını gösterirken, kesirli dereceli ve klasik kontrol yapılarını karşılaştırdığımız zaman kesirli dereceli kontrol sistemlerinin, BIPv/Wt

sisteminin elektronik yapısında ki herhangi bir parçasındaki değişimin etkisini en aza indirdiğini ispat etmiştir.

Çizelge 4.5 : PI, PID, FOPI ve FOPID kontrolörler ile kontrol edilen BIPv/Wt sisteminde farklı filtre endüktans değerleri için üç faz yük gerilimlerinin harmonik değerleri.

THD(%)	V_A			V_B			V_C		
	<i>Endüktans Değerleri</i>	<i>5 mH</i>	<i>10 mH</i>	<i>20 mH</i>	<i>5 mH</i>	<i>10 mH</i>	<i>20 mH</i>	<i>5 mH</i>	<i>10 mH</i>
PI	0.59	4,89	31.10	1.16	5,45	33.64	1.15	5,22	25.21
FOPI	0.54	0,68	1.53	0.99	1,49	2.69	0.94	1,47	2.58
PID	0.39	0,45	1.51	0.51	0,83	2.09	0.51	0,79	1.93
FOPID	0.43	0,56	1.20	0.51	0,70	1.45	0.49	0,66	1.34

4.4.4 Fotovoltaik ve rüzgar türbini entegre bina sistemlerinde kesir dereceli PI kontrolörün parametrelerin belirlenmesinin gerilim harmoniği üzerindeki etkisinin incelenmesi

PI^λ kontrolörünün katsayıları, bu kısımda frekans yanıt analizi yöntemi ile sistemin zaman veya frekans bölgesi cevaplarından faydalanarak, farklı λ değerlerinde aynı kesim frekansı ve faz marjı değerlerine bağlı olarak ($\omega_c = 300$ rad/s, $\varphi_m = 65^\circ$) tasarlanmıştır. Bu kesim frekansı ve faz marjı değerlerine bağlı olarak dört farklı λ değeri için (0.4, 0.6, 0.8, 1), PI^λ kontrolör parametreleri belirlenir. Belirlenen PI^λ kontrolör parametreleri Çizelge 4.6'da verilmiştir.

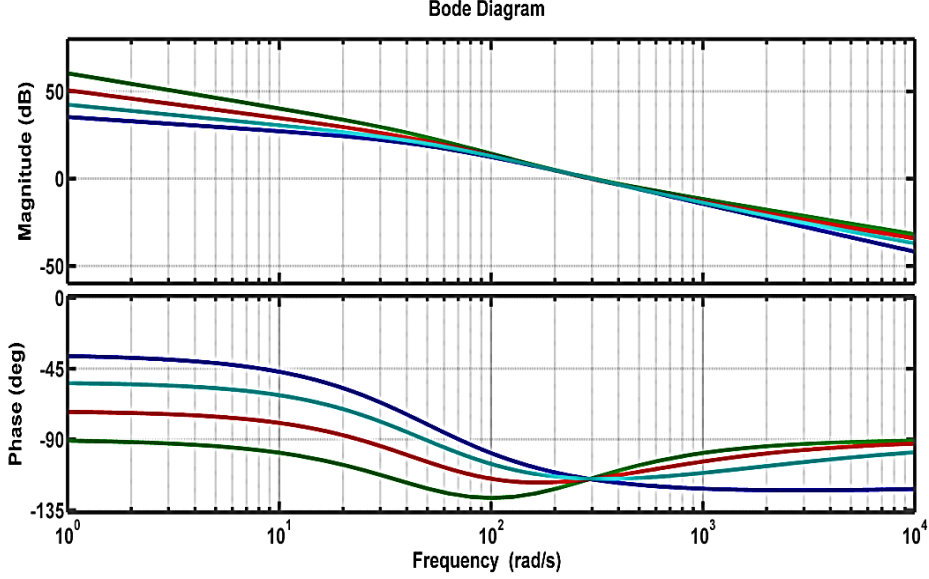
Çizelge 4.6 : Farklı λ değerleri için tasarlanan PI^λ kontrolörlerin parametre değerleri

	$\lambda=0.4$	$\lambda=0.6$	$\lambda=0.8$	$\lambda=1$ (PI= PI^λ)
K_p	0.1	1.25	1.9	2.55
K_i	29	65	170	520

Şekil 4.19 ise dört farklı kontrol yapısı (PI, PI_1 ($\lambda=0.8$), PI_2 ($\lambda=0.6$) ve PI_3 ($\lambda=0.4$)) ile kontrol edilen sistemin bode diyagramı gösterilmiştir.

Farklı değerlerdeki kontrolör parametreleri için Matlab/Simulink ortamında simülasyonlar yapılarak binadaki konutlarda kullanılan gerilimin harmonik değerleri ölçülüp

kaydedilmiştir. Böylece farklı katsayılarla dizayn edilen PI^λ kontrolörler için binaya sağlanan üç faz gerilimdeki harmonik değerleri hem kararlı bina yükü durumunun hem de kararsız bina yükü durumu için analiz edilip parametre belirlemesinin sistemdeki harmonikler üzerindeki etkisi yorumlanmıştır. Bu test senaryoları için elde edilen evlerde kullanılan gerilimlerin THD değerleri Çizelge 4.7 ve Çizelge 4.8'de verilmiştir.



Şekil 4.19 : PI (yeşil), $PI^{\lambda 1}$ ($\lambda=0.8$) (kırmızı), $PI^{\lambda 2}$ ($\lambda=0.6$) (açık mavi) ve $PI^{\lambda 3}$ ($\lambda=0.4$) (mavi) kontrolleri kullanarak kontrol edilen sistemin Bode diyagramı Alt: Faz Grafiği ve Üst: Kazanç Grafiği

Çizelge 4.7 ve Çizelge 4.8 yakından incelediğimiz zaman kesir dereceli PI kontrolörlerin ($PI^{\lambda 1}$ ($\lambda=0.4$), $PI^{\lambda 2}$ ($\lambda=0.6$), $PI^{\lambda 3}$ ($\lambda=0.8$)), klasik PI kontrole ($PI^{\lambda 4}$ ($\lambda=1$) = PI) göre hem kararlı hem kararsız yük koşullarında daha başarılı bir kontrol yöntemi olduğu gözlemlenmiştir. Çizelge 4.8'de görüldüğü üzere, kararsız yük koşulu durumunda PI kontrollü BIPv/Wt sistemde, a, b, c fazlarındaki gerilimlerde maksimum THD değerleri sırasıyla, %8.89, %11.18 ve %10.77 olarak ölçülmüştür. Ölçülen THD değerleri Elektrik Şebeke Yönetmeliğinde tarafından belirlenen limitlerinin üzerindedir ve bu durumda PI kontrol yapısının kararlı yük koşullarında sistemi kontrol etmekte başarısız olduğunu göstermektedir.

Öte yandan elde edilen sonuçlardan PI^λ kontrolörünün farklı üç yük varyasyonları koşullarında PI kontrolöre kıyasla daha iyi performans gösterdiği anlaşılmaktadır. Elde edilen THD değerlerinden, PI^λ kontrollü sistemin yük dengesizliğinden daha az etkilendiğini sonucu çıkarılmıştır. Elde edilen sonuçlar kesir dereceli kontrol yapısının kararlılığı göstermektedir.

Çizelge 4.7 : Dört farklı kontrolör (PI, PI^{λ_1} ($\lambda=0.8$), PI^{λ_2} ($\lambda=0.6$) ve PI^{λ_3} ($\lambda=0.4$)) ile kontrol edilen BIPv/Wt sisteminde dengeli bina yükü durumunda binada tüketilen gerilimin harmonik değerleri (%).

THD(%)	V _A	V _B	V _C
PI	4,89	5,45	5,22
PI ₁ ($\lambda=0.8$)	0,68	1,49	1,47
PI ₂ ($\lambda=0.6$)	1.05	1.73	1.73
PI ₃ ($\lambda=0.4$)	2.36	3.08	3.09

Çizelge 4.8 : Dört farklı kontrolör (PI, PI₁ ($\lambda=0.8$), PI₂ ($\lambda=0.6$) ve PI₃ ($\lambda=0.4$)) ile kontrol edilen BIPv/Wt sisteminde dengesiz bina yükü durumunda binada tüketilen gerilimin harmonik değerleri (%).

THD(%)	V _A	V _B	V _C
PI	8.89	11.18	10.77
PI ₁ ($\lambda=0.8$)	0.87	1.41	1.32
PI ₂ ($\lambda=0.6$)	1.2	1.68	1.53
PI ₃ ($\lambda=0.4$)	2.51	2.81	2.48

Kesir dereceli kontrol yapılarını kendi aralarında kıyasladığımız zaman PI^{λ_3} ($\lambda=0.8$) kontrolörü hem kararlı hem kararsız yük koşullarında elde edilen en düşük THD değerlerine sahiptir. Yapılan simülasyon çalışmalarından λ değeri düştükçe ölçülen THD değerleri arttığı sonucu çıkmaktadır. Sonuçlar bize dinamik bir yapıya sahip BIPv/Wt gibi sistemler için tasarlanacak PI^{λ} kontrol yapısında optimal λ değerini hesaplayıp, doğru parametrelerde PI^{λ} kontrol yapısını tasarlamamızın, bina dağıtımındaki üç fazlı gerilimin dalga şekillerinin sinüs şeklinden uzaklaştırarak sinüzoidal dalgaların bozulması konularında oldukça önemli olduğunu göstermiştir.

4.5 Bölüm Özeti

Bu bölümde, konut binasına entegre hibrit yenilenebilir enerji sistemlerine odaklanılmaktadır. İncelenen BIPv/Wt sisteminde, üç fazlı PWM gerilim kaynaklı evirici DA entegrasyon gerilimini AA gerilimini dönüştürmek ve AA gerilimini konut binasına sunmakla yükümlüdür. Binaya sağlanan gerilimin belirli kalitede olması gerekmektedir. Bunun için de üç fazlı PWM gerilim kaynaklı evirici sistemi çıkışında ki üç faz gerilimin kontrol edilmesi gerekmektedir. Böylece binaya sağlanan gerilimin istenilen genlik ve faz

değerlerinde olması, gerilim dalga şeklinin sinüs biçiminde bulunması ve ayrıca gerilimde ölçülen harmonik değerlerin Elektrik Şebeke Yönetmeliğinde belirtilen %5 değerini aşmaması amaçlanmaktadır. Bu amaçlarla üç fazlı gerilim kaynaklı evirici için kapalı döngü gerilim kontrol sistemi tasarlanmıştır. Gerilim kontrol sistemini kontrol etmek için ise bu bölümde dört farklı kontrol yapısı (PI, PID, FOPI, FOPID) kullanılmıştır.

Aynı faz payı ve kazanç kesim frekansı değerleri için, kesirli dereceli kontrolörlerin (FOPI, FOPID) ve geleneksel kontrolörlerin (PI, PID) parametreleri, Matlab/Simulink'deki FOMCON programı kullanılarak frekans cevap analiz yöntemine göre hesaplanmıştır.

Önerilen kontrol yapıları için dengeli bina yükü test senaryosu ve dengesiz bina yükü test senaryosu için simülasyon çalışmaları yapılmıştır. Ayrıca kontrol yapılarının sistem parametrelerinde meydana gelen değişime karşı dayanıklılık ölçümü için çalışma yapılmıştır. En son olarak da kesirli dereceli kontrolör PI sisteminde parametre belirlenmesinin etkisi incelenmiştir.

Simülasyon çalışmalarından elde edilmiş temel sonuçlar ise şunlardır:

- Binaya verilen üç fazdaki sinüzoidal gerilim dalgaları göz önüne alındığında, kesirli dereceli kontrolörler FOPI/FOPID'in üstünlüğü tamsayı dereceli kontrolörler PI/PID ile karşılaştırıldığında görülmektedir. Kesirli dereceli kontrollü BIPv/Wt sistemlerinde binaya verilen üç fazlı gerilimde daha az gerilim genliğinin de değişim ve sinüzoidal dalgada deformasyon gözlemleniyoruz.
- Kesirli dereceli kontrollü BIPv/Wt sistemlerinde, tamsayı dereceli kontrollü BIPv/Wt sistemlere göre binaya verilen gerilimde daha az harmonik değeri (daha az THD) kaydedilmiştir ve bu özelliğin kesirli dereceli kontrollü sistemlerin THD'nin neden olduğu kayıpları azalttığını göstermiştir.
- Simülasyon sonuçları, FOPID ve PID kontrolörlerinin türev kanalının, sistem durumundaki bir değişikliğe daha hızlı yanıt verdiğini, ılımlı tepe aşımı ve ılımlı kararlılık sağladığını, hem hızlı hem de yavaş birçok değişkene sahip olan dinamik BIPv/Wt sistemini kontrol etmede geleneksel PI ve kesirli dereceli PI kontrolörlere göre önemli bir gelişme sağladığını göstermektedir.
- Çıkan bir başka sonuç, senkronize çerçeve de DA/AA evirici için tasarlanan kesirli dereceli kontrolörler FOPI/FOPID ve klasik kontrolörler PI/PID yapılarının, üç

fazlı bir sistemde, bir fazlı yüklerle ve dengesiz olarak sonucunda oluşan gerilim dengesizliği durumuyla baş etmekte başarılı olamadığı görülmüştür.

Genel olarak, BIPv/Wt sisteminde kesirli dereceli kontrol yapısının binaya verilen enerjinin kalitesinin korunmasında tamsayı dereceli kontrol yapısından çok daha başarılı olduğu bulunmuştur.

Bu bölümde yapılan bir diğer çalışmada ise farklı parametrelerle tasarlanan PI^λ kontrolörler arasındaki karşılaştırılma yapılması için binada tüketilen üç faz gerilimindeki harmonik değerler Matlab/Simulink yazılım platformunda hem kararlı bina yük durumu hem kararsız yük durumları için analiz edilmiştir. Sonuçlar bize optimal λ değerini hesaplayıp, doğru parametrelerde PI^λ kontrol yapısını tasarlamamanın binadaki yaşayan hanelerde tüketilen enerjinin kalitesinin arttırılmasında oldukça önemli olduğunu göstermiştir. Bu durumda kesir dereceli kontrol yapıları (PI^λ , $PI^\lambda D^\mu$) tasarlarken özellikle λ ve μ parametrelerin belirlenmesi kesir dereceli kontrol sisteminden istenilen performansı elde etmekte bize avantaj sağlayacaktır. Bu bölümdeki çalışmalar kesir dereceli kontrollerinin BIPv/Wt sistemlere göre binaya verilen gerilimin kalitesine arttırmakta kullanılması açısından bir ilktir ve bu bakımdan akıllı evlerin, binaların sitelerin ve iş yerlerinin yenilenebilir enerji sistemleriyle entegrasyonunda gerilim ve/veya akım kontrolü ile ilgili gelecekteki araştırmalar için önemli bir kaynak olacaktır.

5. KESİR DERECELİ PI-PD KONTROLÖR (PI^λ -PD) VE KESİR DERECELİ PI-I KONTROLÖR (PI^λ -I) İLE FOTOVOLTAİK VE RÜZGÂR TÜRBİNİ ENTEGRE BİNA SİSTEMİNDE GERİLİM KONTROLÜ

5.1 Giriş

Fosil yakıtların giderek azalması, elektrik enerjisi üretimi için ilgi alanının rüzgâr türbini ve güneş paneli gibi DA elektrik üreten yenilenebilir enerji kaynaklara yönelmesine neden olmaktadır. Bu kaynakların gerilim çıkış değerleri geniş bir aralıkta değiştiğinden dolayı yenilebilir enerji sistemlerinden şebekeye veya yüke kaliteli bir AA gerilimi sağlamak için DA/AA eviricilerin kullanılması gerekir. Enerji ihtiyacını güneş paneli ve rüzgâr türbinleri gibi sürekli olmayan yenilenebilir enerji kaynaklarından karşılayan konut binalarında özellikle enerji talebinin çok keskin değişkenlik gösterdiği zamanlarda binaya sabit kalitede güç akışının sağlanması çok önemlidir.

PI-PD kontrolörler, PID kontrolör yapısına benzemekle birlikte bazı noktalarda farklılıklar göstermektedir. Örneğin PID kontrolörler kararsız, integratif ve rezonant sistemlerin kontrolünde istenilen performansı sağlamada bazı yapısal sınırlamalara sahipken PI-PD kontrolörler bu tip sistemler için oldukça iyi sonuçlar sunmaktadır [131,132]. PI-PD kontrol yapısının ayarlanması gereken dört parametresi vardır (K_f , K_d , K_p ve K_i). Bu nedenle, PI-PD kontrolör yapısının geleneksel PI ve PID kontrolörlerine göre avantajları vardır [133-137]. PID kontrolörler ayarlanması gereken üç parametreye sahipken PI-PD kontrolör yapısında dört parametre söz konusudur.

Bu kontrolör yapısında iç çevrim sisteminde geri beslemede PD kontrolör kullanılır ve dış döngüde de PI kontrolör yapısı kullanılır. Dolayısıyla bu yapı öncelikle kontrol edilmek istenen sistemin PD kontrolör ile istenilen bir performans değerine ulaşmasını amaçlar ve böylece sonuç sisteminin PI kontrolör ile de istenilen optimum değerleri vermesi kolaylaşabilmektedir [138]. Bu bakımlardan PI-PD kontrolör yapısı klasik PI ve PID kontrolörlere göre daha avantajlıdır ve özellikle kararlı, kararsız, rezonans ve integratör yapılar içeren sistemler için mükemmel bir kontrolördür. Daha önce yapılan çalışmalar kesir dereceli kontrol yapılarının (PI^λ , $PI^\lambda D^\mu$), PI/PID kontrol yapılarından daha başarılı

sonuçlar elde ettiğini göstermiştir. Bu çalışmada bundan dolayı kesir dereceli PI-PD (FOPI-PD) kontrol yapısı sunulmuştur.

PI-PD denetleyicisine benzer bir denetleyici yapısı ise PI-PD denetleyicisinden bir tane daha az ayarlama parametresine sahip olan PI-I denetleyicisidir. Beddar ve diğ., (2016) şebekeye bağlı Değişken Hızlı Rüzgâr Enerjisi Dönüşüm Sistemi (VS-WECS) için kesirli dereceli PI-I (FOPI-I) kontrolör stratejisi önermiştir [139]. Bu alışmada FOPI-I denetleyicisinin başlangıç parametrelerinin belirlenmesi için arama alanı frekans cevap analiz yöntemi kullanılmış, ardından optimum parametreleri seçmek için PSO algoritmasından yararlanılmıştır [139]. Maksimum güç çekimi koşulunda ve farklı rüzgâr hızı değerleri için yapılan deneysel çalışmalar, şebeke tarafında ki güç faktörünü iyileştirme konusunda FOPI-I kontrol yapısının FOPI ve PI kontrolörler ile kıyaslandığında etkinliğini ve uygulanabilirliğini göstermektedir [139].

Bu bölümde Bölüm 4'te çalışma prensibini detaylı bir şekilde açıkladığımız ve matematiksel modelini elde ettiğimiz BIPv/Wt sistemi üzerinde çalışmamaları sürdüreceğiz. Bölüm 4'te de belirtildiği üzere konutlarda kullanılan gerilim istenen genlik değerinde, frekans, faz açısında ve düzgün dalga formunda olması ve ayrıca yük gerilimlerinde ölçülen maksimum THD değerinin yönetmeliklerde belirtilen %5 oranının altında olması için, BIPv/Wt sisteminde konutlara AA gerilim sağlayan VSI çıkışındaki üç fazlı gerilimin kontrol edilmesi gerekir. Bölüm 4'te VSI sisteminde çıkış gerilimini kontrol eden kapalı çevrim gerilim kontrol döngüsü için PI/PID ile kesir dereceli PI/PID kontrolörler kullanılırken, bu bölümde PI-PD ve kesir dereceli PI-PD (PI^λ -PD) kontrolör ile PI-I ve kesir dereceli PI-I (PI^λ -I) kontrol yapıları kullanılacaktır. DA/AA eviricinin kontrolü için literatürde genellikle PI ve PID kontrolör yapıları kullanılmaktadır, bu bölümdeki çalışmadaki amaç BIPv/Wt sistemindeki DA/AA eviricinin PI-PD, FOPI-PD, PI-I ve FOPI-I gibi hem iç hem de dış kontrol döngüsüne sahip kontrol yapıları ile kontrol edilmesinin binadaki tüketicilerin kullandığı gerilimin kalitesini arttırmakta başarılı olup olmadığını araştırmaktır. Bu amaç doğrultusunda bu bölümde üç test senaryosu için Matlab/Simulink ortamında gerçekleştirilen simülasyon çalışmalarından elde edilen sonuçlar analiz edilecek ve PI-PD, PI^λ -PD, PI-I, PI^λ -I kontrol yapıları, konutların güç tüketiminde ki değişimden ve/veya BIPv/Wt sisteminde meydana gelen ani değişimlerden binaya sağlanan gerilimin kalitesinin en az etkilenme kriteri baz alınarak karşılaştırılacaktır.

5.2 Gerilim Kontrolcülerinin Parametrelerinin Belirlenmesi

Bölüm 4'te gerilim kontrol döngüsü için BIPv/Wt sisteminin açık çevrim transfer fonksiyonu evirici çıkışı ve filtrenin eşdeğer direnci 0.5Ω ve eviricinin çıkış filtresinin endüktans değeri 10 mH olarak alındığı durumda;

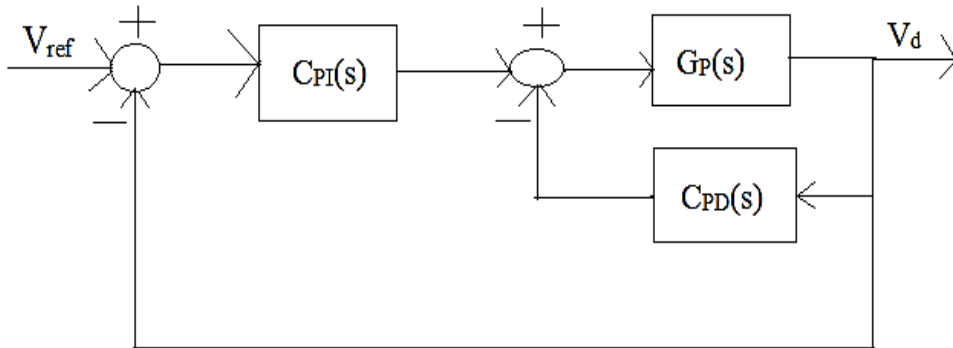
$$G_p(s) = \frac{1}{0.01s + 0.5} \quad (6.1)$$

olarak bulunmuştur.

Çalışmanın bu kısımda transfer fonksiyonu elde edilmiş olan BIPv/Wt sistemi için frekans cevap analiz yöntemiyle PI-PD, PI^λ -PD, PI-I, PI^λ -I gerilim denetleyicileri tasarlanacaktır. BIPv/Wt sisteminde üç fazlı eviricinin üç faz çıkış gerilimlerini kontrol edecek gerilim kontrolörlerini frekans domaininde tasarlamak için tasarım değerleri, Bölüm 4'te belirtildiği üzere kazanç geçiş frekansı $\omega_c = 300 \text{ rad/s}$ ve faz payı $\varphi_m = 65^\circ$ olarak tanımlanmıştır.

5.2.1 PI-PD ve FOPI-PD gerilim denetleyicilerinin parametrelerinin ayarlanması

Klasik PID ve PI kontrol yapılarıyla karşılaştırıldığında, PI-PD kontrol yapısı kullanıcılara dört farklı kontrolör parametresi ile daha güçlü ve esnek bir kontrol yapısı sunar [138]. PI-PD tasarımın da, parametrelerin (K_d , K_f) ve (K_p , K_i) değerlerini elde etmek için iç ve dış çevrimler için iki ayrı analiz yapılması gerekmektedir. BIPv/Wt sistemindeki üç fazlı eviricinin çıkışındaki hem d eksenini hem de q eksenini gerilim bileşenleri için gerilim kontrol döngüsü Şekil 5.1'de gösterildiği gibi modellenilebilir. Bölüm 4'te olduğu gibi V_d için referans gerilimi 311 Volt , V_q için ise 0 Volt seçilmiştir.



Şekil 5.1 : PI-PD kontrolör ile gerilim kontrol şeması.

Şekil 5.1'de $C_{PI}(s)$ ve $C_{PD}(s)$ sırasıyla PI ve PD kontrolörleridir ve transfer fonksiyonları Denklem 6.2 ve 6.3'te verilmiştir.

$$C_{PI}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (6.2)$$

$$C_{PD}(s) = K_f + K_d s \quad (6.3)$$

Şekil 5.1’de verilen PD kontrolörle iç çevrim geri besleme blokuna ait transfer fonksiyonu Denklem 6.4’te verilmiştir.

$$G_s(s) = \frac{\frac{1}{0.01s + 0.5}}{1 + \frac{1}{0.01s + 0.5} * (K_f + K_d s)} = \frac{1}{(0.01 + K_d)s + 0.5 + K_f} \quad (6.4)$$

G_s transfer fonksiyonunun kutupları Denklem 6.5 ve 6.6’da bulunmuştur.

$$(0.01 + K_d)s + 0.5 + K_f = 0 \quad (6.5)$$

$$s = \frac{-0.5 - K_f}{0.01 + K_d} \quad (6.6)$$

Denklem 6.6, K_f ve K_d ’nin gerçek pozitif değerleri için sistemin kararlı olacağını göstermektedir.

BIPv/Wt sistemi üzerinde yaptığımız simülasyon çalışmalarında, K_f değerinin 0.3 değerinden yüksek olduğu durumda BIPv/Wt sisteminde binaya sağlanan üç faz gerilim genlik değerlerinin 311 Volt’tan düşük olduğu gözlemlenmiştir. Bunun için K_f değerini 0.1 olarak bu bölümde ki çalışmada seçtik. Bu durumda Denklem 6.4’te verilen transfer fonksiyonunu Denklem 6.7’de verildiği biçimde ifade edebiliriz.

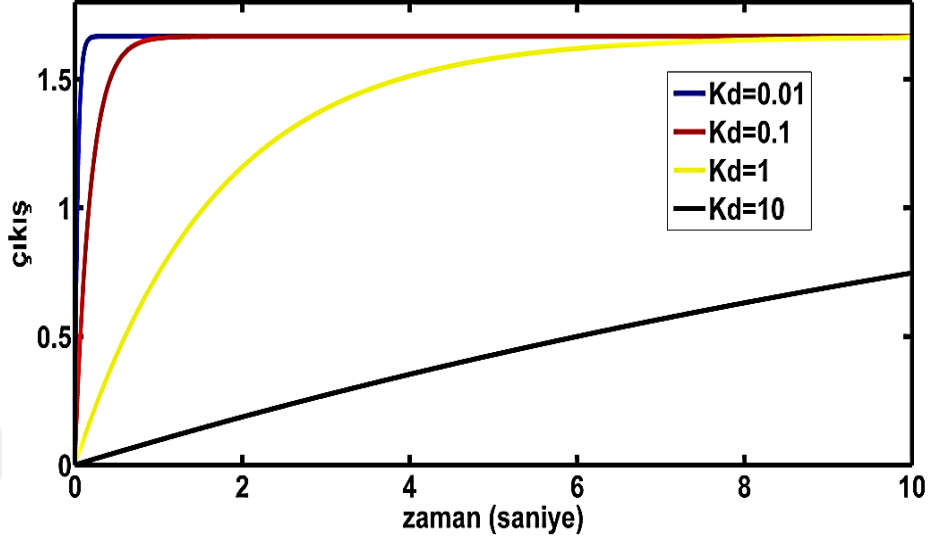
$$G_s(s) = \frac{1}{(0.01 + K_d)s + 0.6} \quad (6.7)$$

K_d değerini bulmak amacıyla, Denklem 6.7’de elde edilen sistemin transfer fonksiyonu için farklı K_d değerlerinde (0.01, 0.1, 1, 10) birim-basamak cevapları incelenecektir. Şekil 5.2’de Farklı K_d değerleri için elde edilen transfer fonksiyonu için birim-basamak cevapları verilmiştir.

Şekil 5.2’te ki basamak cevaplarından görüldüğü üzere K_d değerinin azaldığı durumda, giriş genlik değerinin belli bir yüzdeye ulaşması için gereken süre azalmaktadır. Bu nedenle bu çalışma için K_d değerini 0.01 olarak seçiyoruz. Elde edilen K_f , K_d değerlerini Denklem 6.4’te yerine koyarsak, iç çevrim geri besleme kontrol sisteminin transfer fonksiyonu $G_s(s)$ ’yi;

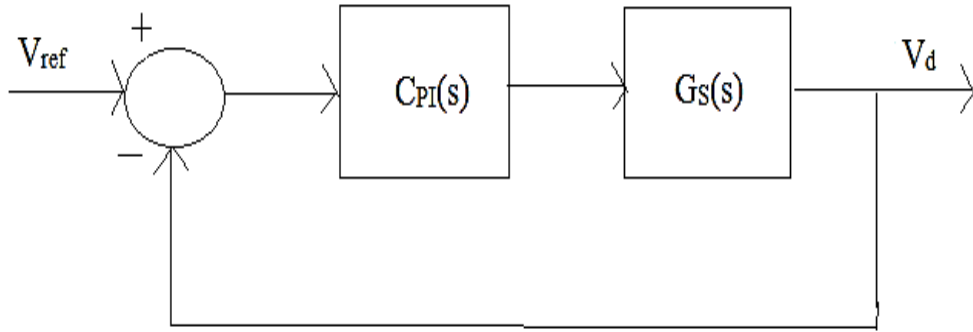
$$G_s(s) = \frac{1}{0.02s + 0.6} \quad (6.8)$$

olarak buluruz.



Şekil 5.2 : Farklı K_d değerleri için elde edilen transfer fonksiyonu için birim-basamak cevapları.

PI-PD kontrolör ile geri beslemeli gerilim kontrol yapısında dış kontrol döngüsünün blok şeması Şekil 5.3'te gösterildiği gibi modellenir. FOPI-PD kontrol yapısında ise Şekil 5.3'teki PI kontrolör yerine FOPI kontrol yapısı kullanıldı.



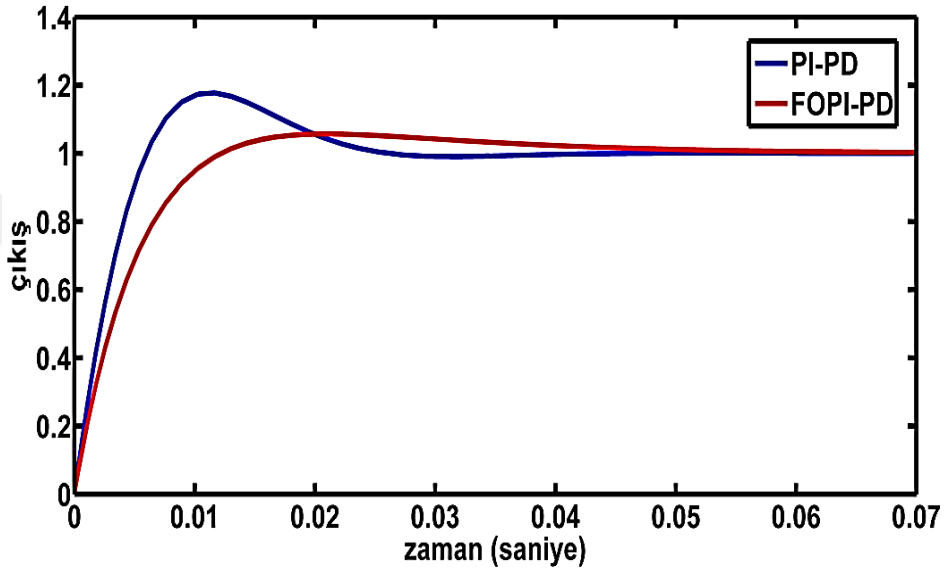
Şekil 5.3 : PI-PD kontrolör ile gerilim kontrol yapısında dış çevrim blok diyagramı.

Matlab/Simulink yazılımında FOMCON programı kullanılarak çizilen kontrol edilen sistemin Bode diyagramları incelenerek ve BIPv/Wt sistemi için 300 rad/s kazanç geçiş frekansı ve 65° faz marjı değerleri baz alınarak tasarlanan gerilim kontrol döngüsünü kontrol eden PI-PD ve FOPI-PD gerilim denetleyicilerinin parametre değerleri Çizelge 5.1'de verilmiştir.

Çizelge 5.1 : PI-PD ve FOPI-PD gerilim denetleyicilerinin parametre değerleri.

	K_p	K_i	λ	K_f	K_d
PI-PD	5.2	910	---	0.1	0.01
FOPI-PD	4.2	310	0.8	0.1	0.01

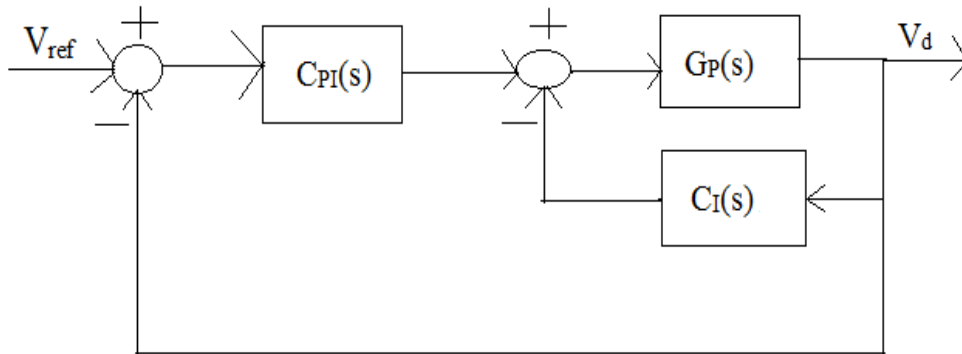
Şekil 5.4'te ise Çizelge 5.1'de elde edilen PI-PD ve FOPI-PD gerilim denetleyicileri tarafından kontrol edilen gerilim kontrol sistemi için birim-basamak cevapları verilmiştir.



Şekil 5.4 : PI-PD kontrolör ve FOPI-PD kontrolör ile tarafından kontrol BIPv/Wt sistemi için birim-basamak cevapları

5.2.2 PI-I ve FOPI-I gerilim denetleyicilerinin parametrelerinin ayarlanması

PI-I kontrolörle ile kontrol edilen geri beslemeli gerilim kontrol sistemi Şekil 5.5'de görüldüğü üzere PI-PD kontrollü geri beslemeli gerilim kontrol sistemine benzemektir, ondan farklı olarak ayarlanabilir üç parametreye sahiptir.



Şekil 5.5 : PI-I kontrolör ile gerilim kontrol şeması

Şekil 5.5’de verilen $C_{PI}(s)$ ve $C_I(s)$ sırasıyla PI ve I kontrolörleridir ve transfer fonksiyonları Denklem 6.9 ve 6.10’de verilmiştir.

$$C_{PI_2}(s) = K_{p2} + \frac{K_{i2}}{s} \quad (6.9)$$

$$C_I(s) = \frac{K_{i3}}{s} \quad (6.10)$$

PI-I, FOPI-I gerilim denetleyicilerinin parametrelerini belirlemek için PI-PD ile FOPI-PD gerilim denetleyicileri tasarlamak için kullandığımız yöntem olan frekans cevap analiz yöntemini kullanacağız. PI-PD ile FOPI-PD kontrolörleri ile adil bir karşılaştırma yapmak amacıyla geri beslemeli gerilim kontrol sistemi için 300 rad/s kazanç geçiş frekansı ve 65° faz marjı tasarım değerleri ve Bölüm 2’de belirtilen tasarım kriterleri baz alınarak PI-I ve FOPI-I kontrolörlerin tasarımı yapılacaktır.

Şekil 5.5’de verilen I kontrollü iç çevrim kontrol döngüsüne ait transfer fonksiyonu Denklem 6.11’de verilmiştir.

$$G_y(s) = \frac{1}{1 + \frac{1}{0.01s + 0.5} * \frac{K_{i3}}{s}} = \frac{s}{0.01s^2 + 0.5s + K_{i3}} \quad (6.11)$$

İkinci dereceden $G_y(s)$ transfer fonksiyonunun kutuplarını bulmak için, $0.01s^2 + 0.5s + K_{i3}$ karakteristik denkleminin köklerini bulmamız gerekir. Bu ifadenin köklerini Denklem 6.12’yi kullanarak elde edebiliriz.

$$x_{1,2} = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} \quad (6.12)$$

Bu denklemi kullanarak elde edeceğimiz iki kök değeri s_1 ve s_2 , Denklem 6.13 ve 6.14’de;

$$s_1 = \frac{-b + \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} = \frac{-0.5 + \sqrt{0.25 - 0.04K_{i3}}}{0.02} \quad (6.13)$$

$$s_2 = \frac{-b - \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} = \frac{-0.5 - \sqrt{0.25 - 0.04K_{i3}}}{0.02} \quad (6.14)$$

olarak bulunur.

Kararlı bir çalışma için karakteristik denklemin bütün kökleri s düzleminin sol yarısında (negatif değerde) bulunmalıdır. Bu kararlılığa mutlak kararlılık denir. Denklem 6.13 ve 6.14’ü incelediğimiz zaman kontrol sistemin kararlı olması için $\sqrt{0.25 - 0.04K_{i3}} < 0.5$

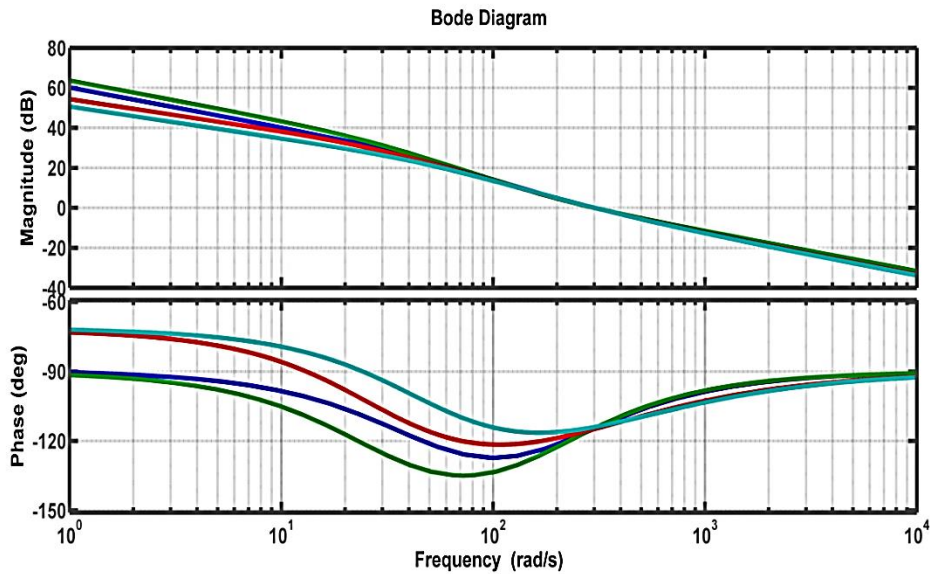
olması gerekir. Bunun içinde K_{i3} 'ün değeri 0'dan büyük olmalıdır. BIPv/Wt sisteminin simülasyon tasarımı üzerinde yaptığımız çalışmalarda K_{i3} 'ün değeri 0'dan büyük oldukça, evirici çıkışındaki üç faz gerilimin genlik değerinin zaman sonsuza giderken sıfıra yaklaştığı gözlemlenmiştir. Biz de bu çalışmada K_{i3} 'ün değerini sıfıra yakın bir değer olarak 0.005 seçtik. Böylece günün her saatinde evirici çıkışında istenilen genlik AA gerilim elde etme imkânımız olacaktır.

PI-I kontrolör tarafından kontrol edilen geri besleme gerilim kontrol sisteminde dış kontrol döngüsünün blok şemasındaki PI kontrolörün parametreleri ile FOPI-I kontrolör tarafından kontrol edilen geri besleme gerilim kontrol sisteminde dış kontrol döngüsünün blok şemasındaki FOPI kontrolörün parametreleri Çizelge 5.2'de verilmiştir. Parametreler, 300 rad/sec kazanç kesim frekansı ve 65^θ faz payı için FOMCON programı yardımıyla çizilen kontrol edilen sistemin Bode diyagramları incelenerek bulunmuştur.

Çizelge 5.2 : PI-I ve FOPI-I gerilim denetleyicilerinin parametre değerleri.

	K_{p2}	K_{i2}	λ_2	K_{i3}
PI-I	2.5	510	---	0.005
FOPI-I	2	170	0.8	0.005

Şekil 5.6'da ise PI-PD, FOPI-PD, PI-I ve FOPI-I kontrolör ile kontrol edilen sistemin Bode diyagramı verilmiştir.



Şekil 5.6 : FOPI-PD (kırmızı), PI-PD (yeşil), FOPI-I (açık mavi) ve PI-I (mavi) kontrolleri kullanarak kontrol edilen sistemin bode diyagramı Alt: Faz Grafiği ve Üst: Kazanç Grafiği

Şekil 5.6'da görüldüğü üzere, dört kontrol yapısı da 300 rad/s kazanç geçiş frekansı ve 65° faz marjı olarak belirlenen tasarım değerlerini ve Bölüm 2'de bahsedilen tasarım kriterlerini karşılamıştır.

5.3 Simulasyon Çalışmasının Gerçekleştirilmesi ve Sonuçların Yorumlanması

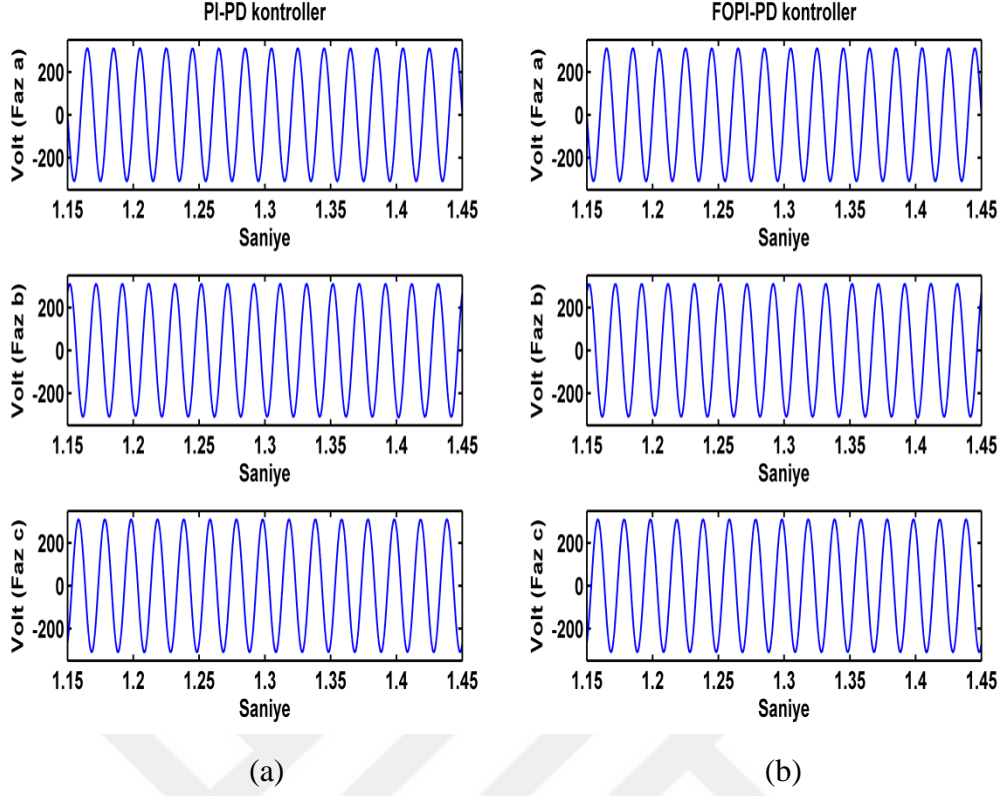
PI-PD, FOPI-PD, PI-I ve FOPI-I gerilim denetleyicilerin avantajlarını karşılaştırmak için Bölüm 4'te ayrıntılı biçimde açıklanan BIPv/Wt sistemi üzerinde önerilen test senaryoları için simülasyon çalışmaları yapılacaktır. Günün her saati simülasyon çalışmasında 0.1 saniye olarak ayarlanmıştır. Yine Bölüm 4'te olduğu gibi evdeki enerji tüketiminin en fazla keskin değişiklikler gösterdiği saat 12 ve saat 14'te kontrol yapılarının performanslarını daha iyi incelemek amacıyla, binaya dağıtılan üç faz yük gerilimlerin simülasyon grafikleri 11:30-14:30 saatleri arasında çizdirilmiştir. Test senaryolarında yük gerilimlerinde ölçülen harmonik değerler ise saat 07:00 ile saat 23:00 arasında ölçülmüştür

5.3.1 Dengeli bina yükü test senaryosu için simülasyonların gerçekleştirilmesi

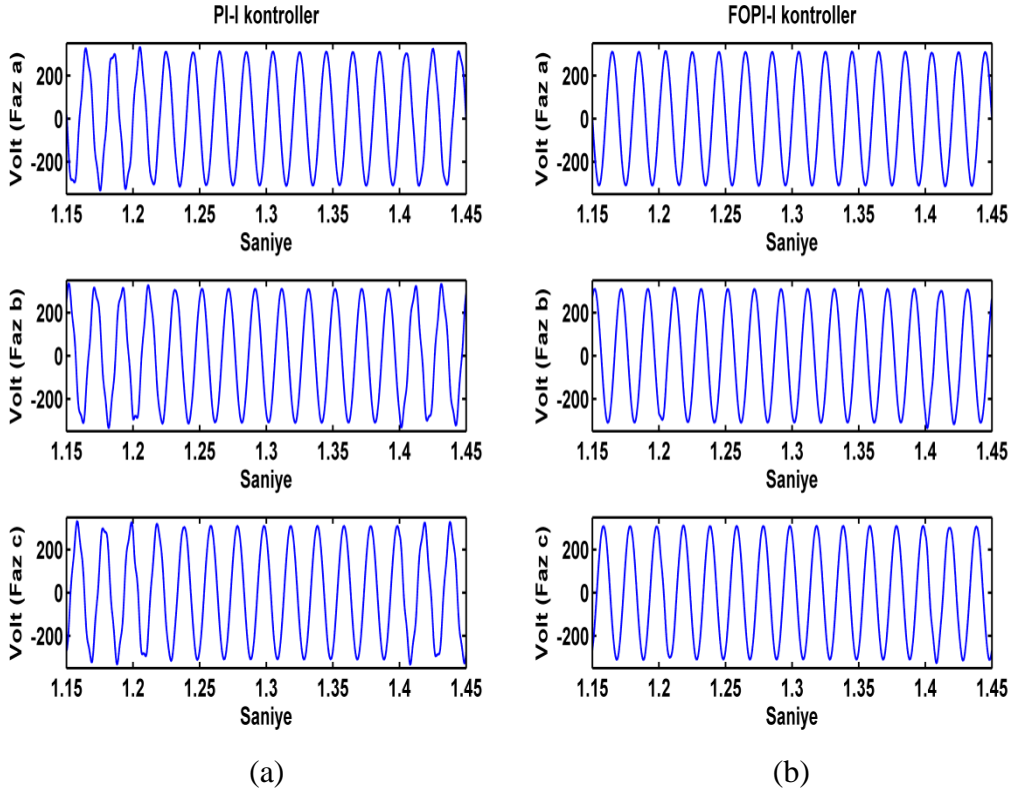
İlk senaryoda, PI-PD, FOPI-PD, PI-I ve FOPI-I gerilim denetleyicileri tarafından binaya sunulan gerilimin kontrol edildiği BIPv/Wt sistemlerin de evirici çıkışındaki üç faza da eşit yük bağlanmış ($R_a = R_b = R_c =$ dinamik 4 ev yükü) ve böylece simülasyon çalışmaları dengeli bina yük durumu için yapılmıştır.

Dengeli bina yükü test senaryosu için üç faz gerilimleri (V_a, V_b, V_c), PI-PD, FOPI-PD kontrolörler ile kontrol edilen BIPv/Wt sistemi için Şekil 5.7'de verilmiştir. Şekil 5.7'de görüldüğü üzere PI-PD ve FOPI-PD kontrolörler ile kontrol edilen BIPv/Wt sisteminde konutlardaki enerji tüketimindeki anlık değişimlerden üç faz yük gerilimleri etkilenmemiştir. Her iki kontrol yapısında da yük gerilimlerinde sinüzoidal dalgada bozulma gözükmezken, gerilim genlik değerinde de anlık değişim gözlemlenmeyip 311 Volt olarak ölçülmüştür. Her iki kontrol yapısı da konut enerji tüketimindeki saatlik değişimlere karşın başarılı performans göstermiştir. Buna karşın çizdirilen üç faz yük gerilimlerinden, kesir dereceli PI-PD kontrol yapısının PI-PD kontrol yapısına kıyasla beklenen üstün performansı göstermediği görülmektedir.

Şekil 5.8'de ise PI-I, FOPI-I kontrolörler ile kontrol edilen BIPv/Wt sistemi için üç faz yük gerilimleri gösterilmektedir. Sol sütunda PI-I kontrolör tarafından kontrol edilen BIPv/Wt sistemi için üç faz yük gerilimleri verilirken, sağ sütunda PI-I kontrolör tarafından kontrol edilen BIPv/Wt sistemi için üç faz yük gerilimleri verilmiştir.



Şekil 5.7 : Dengeli bina yükü durumunda bina dağıtımdaki üç fazlı gerilim (a) PI-PD kontrollü BIPv/Wt sistemi (b) FOPI-PD kontrollü BIPv/Wt sistemi



Şekil 5.8 : Dengeli bina yükü durumunda bina dağıtımdaki üç fazlı gerilim (a) PI-I kontrollü BIPv/Wt sistemi (b) FOPI-I kontrollü BIPv/Wt sistemi

Şekil 5.8 incelendiği zaman ise PI-I kontrollü sistemde sinüzoidal dalgada deformasyonlar gözükmemektedir. Özellikle güç tüketiminin keskin değişiklik gösterdiği saat 12 ve saat 14 deformasyon çok daha dikkat çekicidir. FOPI-I kontrollü sistemde ise b ve c fazında saat 12 ve saat 14 sinüzoidal dalgada çok küçük deformasyonlar ve genlik değerinde küçük değişimler görülmektedir. Ölçülen en küçük gerilim değeri b fazında saat 12’de 300 V, en yüksek gerilim değeri ise b fazında saat 14’de 325 V’dur. Bu sonuçlar kesir dereceli PI-I gerilim denetleyicisinin PI-I gerilim denetleyicisine kıyasla daha tercih edilir bir kontrol sistemi olduğunu göstermektedir.

Çizelge 5.3’te verilen THD değerlerini incelediğimizde, PI-PD ve FOPI-PD kontrolörlerinin hem FOPI-I kontrolöre hem de PI-I kontrolöre kıyasla daha başarılı sonuçlar elde ettiği görülmüştür. Elde edilen THD değerleri karşılaştırıldığında, PI-PD ve FOPI-PD kontrolörler çok yakın performanslar göstermiş, kesir dereceli PI-PD kontrolör beklenildiği gibi bir üstünlük gösterememiştir. Kesir dereceli PI-I ve PI-I kontrolör karşılaştırıldığında, binada tüketilen gerilimlerdeki THD değerlerinin, PI-I kontrolörü tarafından kontrol edilen sistemde yük gerilimlerinde ölçülen harmonik değerlerin (%4,61, %5,12, %5,05) yönetmeliklerin izin verdiği %5 oranına yakın olduğu gözlemlenmiştir. Buna karşın, FOPI-I kontrolörü tarafından kontrol edilen sistemde yük gerilimlerinde ölçülen THD değerleri (%0,71, %1,45, %1,44) yönetmelikler tarafından izin verilen THD değerlerinin oldukça altındadır.

Çizelge 5.3 : PI-PD, FOPI-PD, PI-I ve FOPI-I kontrolörler ile kontrol edilen BIPv/Wt sistemleri için dengeli bina yükü durumunda yük gerilimlerin THD (%) değerleri.

THD(%)	V _A	V _B	V _C
PI-PD	0.25	0.31	0.29
FOPI-PD	0.34	0.4	0.38
PI-I	4.61	5.12	5.05
FOPI-I	0.71	1.45	1.44

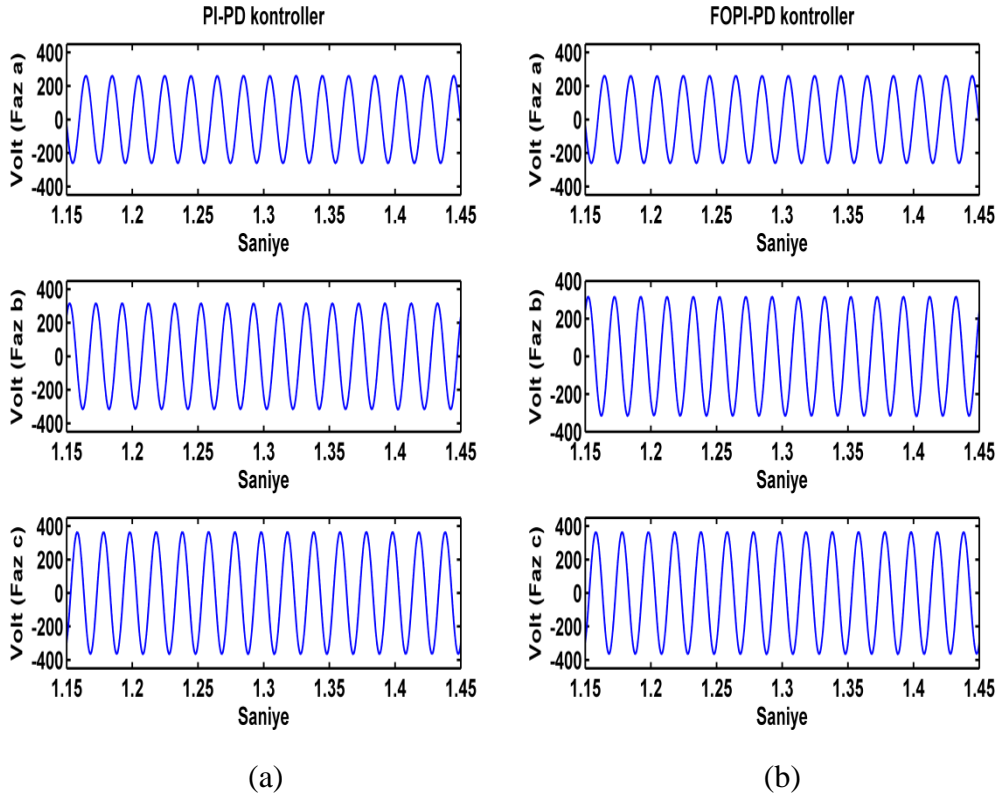
Bu sonuçlar üç faz dengeli yük koşulunda PI-PD, PI-I gibi iç ve dış çevrim içeren kontrol yapılarında kesir dereceli kontrolör kullanmanın kontrol yapısının dayanaklılığını arttırdığını göstermektedir.

5.3.2 Dengesiz bina yükü test senaryosu için simülasyonların gerçekleştirilmesi

İkinci test senaryomuz dengesiz bina yükü durumu için gerçekleştirilmiştir. Bu test senaryosunda bina yükünü, a fazına bağlanan yük b fazına bağlanan yükün 3/2 katı ve c

fazına bağlanan yükün ise 2 katı olarak tasarladık (R_a = dinamik 4 ev yükü, R_b = dinamik 3 ev yükü, R_c = dinamik 2 ev yükü).

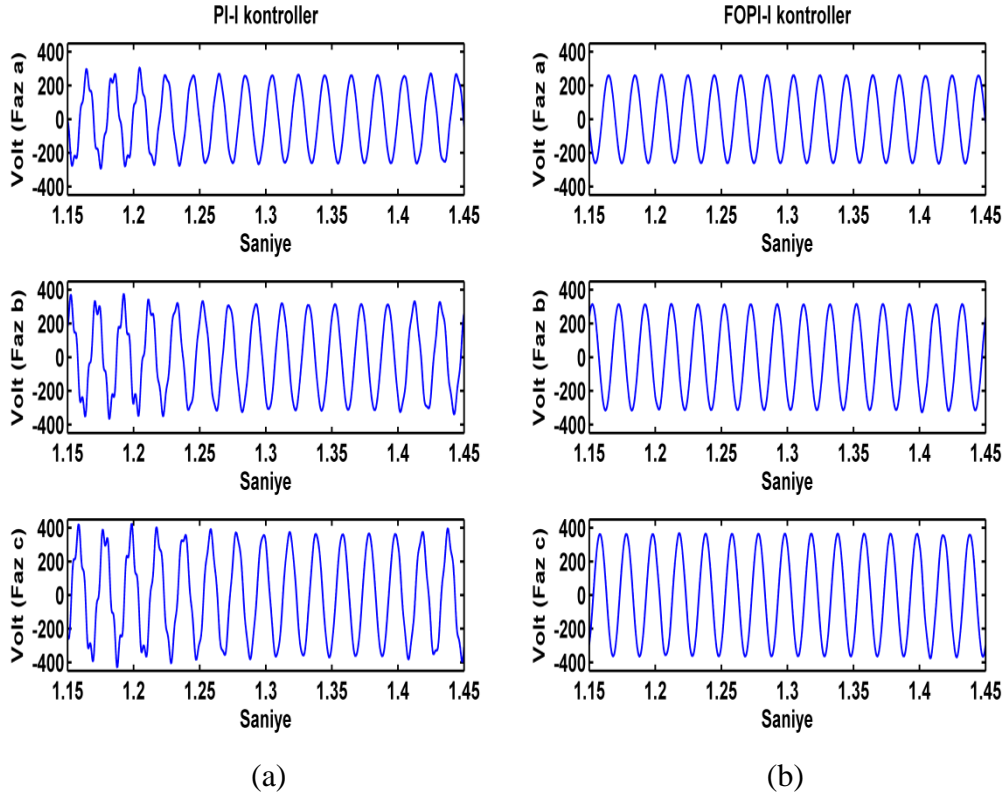
Şekil 5.9’da dengesiz bir bina yükü test senaryosunda PI-PD kontrolör ile FOPI-PD kontrolör tarafından kontrol edilen BIPv/Wt sistemi için binaya verilen üç faz gerilim çizdirilmiştir. Şekil 5.8 incelendiğinde PI-PD ile FOPI-PD kontrollü BIPv/Wt sisteminde; gerilim genliğinde anlık değişimler, dalga şeklinin sinüsten uzaklaşması ve frekans değişimleri gözlenmemiştir. Buna karşın üç fazda farklı değerlerde yük bağlı olduğu için üç fazda farklı değerlerde gerilim genliği ölçülmüştür. Sonuç olarak üç faz yük dengesizliğinden dolayı meydana gelen sistemsel etkiden PI-PD ile FOPI-PD kontrollü BIPv/Wt sisteminde binaya verilen AA gerilimin sinüzoidal yapısı etkilenmemiştir.



Şekil 5.9 : Dengesiz bina yükü durumunda bina dağıtımdaki üç fazlı gerilim (a) PI-PD kontrollü BIPv/Wt sistemi (b) FOPI-PD kontrollü BIPv/Wt sistemi.

PI-I ile FOPI-I gerilim denetleyicileri tarafından binaya verilen gerilimin kontrol edildiği BIPv/Wt sistemi için üç faz yük gerilimleri Şekil 5.10’da gösterilmiştir. Şekil 5.10’u incelediğimiz zaman PI-I kontroller ile kontrol edilen sistemde saat 11:30 ile 12:30 saatleri arasında ve ayrıca ev enerji tüketiminin oransal olarak en büyük düşüşü göstererek 460 Watt’dan 277 Watt’a düştüğü saat 14:00’den sonra yük gerilimlerinin dalga şeklinin sinüsten uzaklaştığı görülmektedir. FOPI-I kontroller ile kontrol edilen BIPv/Wt sisteminde

ise sinüzoidal dalgada deformasyon gözükmezken sadece b fazında saat 14:00 çok düşük oranda gerilim aşımı gözlemlenmiştir. Bu da FOPI-I gerilim denetleyicisinin üç faz yük dengesizliği test senaryosunda, PI-I gerilim denetleyicisine kıyasla BIPv/Wt sisteminde gerilim kontrolünü daha iyi başardığını göstermiştir.



Şekil 5.10 : Dengesiz bina yükü durumunda bina dağıtımdaki üç fazlı gerilim (a) PI-I kontrollü BIPv/Wt sistemi (b) FOPI-I kontrollü BIPv/Wt sistemi.

Çizelge 5.4'te ise dengesiz bina yükü test senaryosu için binaya verilen üç faz yük geriliminin THD (%) değerleri verilmiştir. Çizelge 5.4'te görüldüğü üzere üç faz yük gerilimlerinde en fazla ölçülen harmonik değerler PI-I ile kontrol edilen BIPv/Wt sisteminde ölçülmüştür. V_a , V_b , V_c yük gerilimleri için ölçülen %8.72, %12.20, %12.33 THD değerleri PI-I gerilim denetleyicisinin dengesiz bina yükü test senaryosunda kontrolde başarısız olduğunu göstermektedir. Buna karşın FOPI-I ile kontrol edilen BIPv/Wt sisteminde V_a , V_b , V_c yük gerilimleri için ölçülen %0.68, %1.04, %1.05 THD değerleri, kesir dereceli kontrol yapısı içeren FOPI-I gerilim denetleyicisinin PI-I gerilim denetleyicisine kıyasla son derece başarılı olduğunu göstermektedir.

PI-PD ile FOPI-PD kontrol yapılarını kıyasladığımız zaman ise, PI-PD kontrolör ile kontrol edilen BIPv/Wt sisteminde yük gerilimleri için ölçülen THD değerlerinin, FOPI-PD kontrolör ile kontrol edilen BIPv/Wt sisteminde yük gerilimlerin de ölçülen THD

değerlerinden çok küçük oranda daha az olduğu görülmektedir. Ayrıca her iki kontrol yapısıyla kontrol edilen sistemde üç faz yük gerilimlerinde ki harmonik değerler arasındaki fark çok azdır.

Çizelge 5.4 : PI-PD, FOPI-PD, PI-I ve FOPI-I kontrolörler ile kontrol edilen BIPv/Wt sistemleri için dengesiz bina yükü durumunda yük gerilimlerin THD (%) değerleri.

THD(%)	V _A	V _B	V _C
PI-PD	0.21	0.22	0.22
FOPI-PD	0.28	0.27	0.29
PI-I	8.72	12.20	12.33
FOPI-I	0.68	1.04	1.05

Dengesiz bina yükü test senaryosu için yapılan simülasyon çalışmalarından elde edilen sonuçlardan kesir dereceli PI-PD kontrolörü PI-PD kontrolör ile kıyaslandığımızda, kesir dereceli PI-PD kontrolörünün beklenen avantajı gösteremediği sonucu çıkarılmıştır.

5.3.3 PI-PD, FOPI-PD, PI-I ve FOPI-I kontrol yapılarının sistem parametrelerinde meydana gelen değişime karşı dayanıklılık ölçümü

Bu kısımda ki çalışmada PI-PD, FOPI-PD, PI-I ve FOPI-I kontrol yapılarının sistem parametrelerinde meydana gelen değişime karşı dayanıklılığını karşılaştırma amacıyla, BIPv/Wt sisteminde binaya AA gerilim sağlayan DA/AA eviricinin çıkışına bağlı LC filtrede farklı endüktans (L) değerleri (5 mH, 10 mH, 20 mH) için üç faz yük gerilimlerinde harmonik değerler ölçülmüştür. Çizelge 5.5’de yük gerilimlerinde ölçülen harmonik değerler verilmiştir.

Çizelge 5.5 : PI-PD, FOPI-PD, PI-I ve FOPI-I kontrolörler ile kontrol edilen BIPv/Wt sisteminde farklı filtre endüktans değerleri için üç faz yük gerilimlerinde ölçülen harmonik değerler.

THD(%)	V _A			V _B			V _C		
<i>Endüktans Değerleri</i>	<i>5 mH</i>	<i>10 mH</i>	<i>20 mH</i>	<i>5 mH</i>	<i>10 mH</i>	<i>20 mH</i>	<i>5 mH</i>	<i>10 mH</i>	<i>20 mH</i>
PI-PD	0.76	0.25	0.4	0.78	0.31	0.52	0.77	0.29	0.46
FOPI-PD	0.74	0.34	0.62	0.75	0.4	0.72	0.76	0.38	0.67
PI-I	0.61	4.61	34.47	1.19	5.12	29.56	1.18	5.05	24.94
FOPI-I	0.53	0.71	1.46	0.95	1.45	2.6	0.94	1.44	2.49

Çizelge 5.5 incelendiği zaman filtre endüktans değerindeki değişimden en fazla PI-I gerilim denetleyicisinin etkilendiği görülmektedir. 10 mH endüktans değerinde V_a , V_b , V_c yük gerilimlerinde ölçülen harmonik değerler %4,61, %5,12 ve %5,05 iken, endüktans değeri 5 mH'e düştüğünde ise üç faz yük gerilimleri (V_a , V_b , V_c) için ölçülen harmonik değerler sırasıyla %0,61, %1,19 ve %1,18 olarak ölçülmüştür. Buna karşın filtre endüktans değeri 20 mH'e yükseltildiğinde üç faz yük gerilimleri için ölçülen harmonik değerler %34,47, %29,56 ve %24,94 olarak belirlenmiştir. FOPI-I kontrol yapısı ile kontrol edilen BIPv/Wt sisteminde ise farklı filtre endüktans değerleri için yük gerilimlerinde ölçülen harmonik değerler %0,53 ile %2,6 arasında değişmektedir. Bu sonuçlar dış döngüde kesir dereceli PI kontrolör içeren FOPI-I gerilim denetleyicisinin, BIPv/Wt sisteminin parametrelerinde meydana gelecek değişimlerden çok daha az etkilendiğini ve bunla beraber kesir dereceli kontrol yapısının başarısını göstermektedir.

Çizelge 5.5'de verilen üç faz yük gerilimi harmonik değerleri baz alınarak PI-PD ile FOPI-PD kontrolörlerini karşılaştırdığımız zaman ise her iki kontrol yapısının da sistemin parametrelerinde meydana gelecek değişimlerin etkisini en aza indirmekte başarılı olduğu sonucuna varılmıştır. Buna karşın evirici sisteminde LC filtresinin endüktans değeri 10 mH'dan 20 mH'a çıktığında da PI-PD kontrol yapısının FOPI-PD kontrol yapısına kıyasla daha başarılı olduğu gözlemlenmiştir.

5.4 Bölüm Özeti

Tezin bu bölümündeki çalışma, hibrit yenilenebilir enerji kaynağına entegre akıllı konut bina sisteminde PI-PD, FOPI-PD, PI-I, FOPI-I gerilim denetleyicilerinin kullanıldığı geri beslemeli gerilim kontrol yapısı sunmaktadır. Bunun için Bölüm 4'te transfer fonksiyonu elde edilen BIPv/Wt sistemi için 300 rad/sec kazanç kesim frekansı ve 65° faz payı değerleri baz alınarak tasarlanan geri beslemeli gerilim kontrol sistemini kontrol etmek için kullanılan PI-PD, FOPI-PD, PI-I, FOPI-I kontrolörlerin frekans cevap analiz yöntemi ile katsayıları hesaplandı.

Dört farklı kontrol yapısı arasındaki karşılaştırma yapmak için yük gerilimlerin THD değerleri ve binada tüketilen alternatif gerilimin kalitesi, Matlab/Simulink yazılım platformunda hem kararlı hem de kararsız bina yükü koşulları açısından analiz edilmiştir. FOPI-I ve PI-I kontrol yapıları karşılaştırıldığı zaman, simülasyon sonuçları binaya sunulan üç faz alternatif geriliminde daha az salınımın (daha az THD), daha az genlik aşımının ve daha az deformasyonun FOPI-I kontrollü BIPv/Wt sisteminde gözlemlendiğini

göstermektedir. Simülasyon çalışmasından elde edilen bir diğer sonuç ise PI-PD ve FOPI-PD kontrolörlerinin, her iki test senaryosu için BIPv/Wt sistemi gibi yüksek değişkenliğe sahip sistemlerde binada kullanılan gerilimin kalitesini yükseltmede son dereceli başarılı kontrol yapıları olduğudur. Bu kontrol yapıları ile kontrol edilen BIPv/Wt sistemlerinde ölçülen harmonik değerler oldukça düşükken, üç fazda ölçülen harmonik değerler arasındaki fark çok azdır. FOPI-PD ve PI-PD gerilim denetleyicilerini kıyasladığımızda ise simülasyon sonuçları karşılaştırıldığında iki kontrolör çok yakın performanslar göstermiş, kesir dereceli PID kontrolör beklenildiği gibi bir üstünlük gösterememiştir.

PI-PD, FOPI-PD, PI-I ve FOPI-I kontrol yapılarının sistem parametrelerinde meydana gelen değişime karşı dayanıklılığını karşılaştırmak için yapılan simülasyon çalışmasında ise PI-I kontrollör ile kontrol edilen BIPv/Wt sistemi VSI filtresinin endüktans değerindeki değişimden en fazla etkilenen sistem olurken, FOPI-I kontrol yapısının sistem parametresi değişiminin etkisini daha aza indirdiği gözlemlenmiştir. PI-PD, FOPI-PD kontrolleri ile kontrol edilen BIPv/Wt sistemleri ise sistem parametresinde meydana gelen değişimden en az etkilenen sistemler olmuşlardır. Bu bölümdeki çalışmalar PI-PD ve FOPI-I gibi her iç çevrim hem de dış çevrim kontrol sistemine sahip kontrol yapılarının ilk defa BIPv/Wt sisteminde gerilim denetleyicisi olarak kullanılması bakımından önem teşkil etmektedir.

6. ŞEBEKEYE BAĞLI OLMAYAN DA/AA EVİRİCİ SİSTEMİNDE OMİK, ENDÜKTİF VE KAPASİTİF YÜK YAPILARI İÇİN KESİR DERECELİ PI/PID KONTROLÖR İLE GERİLİM KONTROLÜ

6.1 Giriş

Gerilim kaynaklı eviriciler, girişindeki DA güç kaynağını kullanarak çıkışında genlik ve frekansı kontrol edilebilen AA çıkış gerilimi üretirler. Kesintisiz güç kaynakları (KKGK), statik var kompanzatörleri, aktif filtreler, esnek AA iletim sistemleri (Flexible AC Transmission Systems-FACTS) ve gerilim kompanzatörleri gibi birçok endüstriyel uygulamada VSI'ler yüksek verimlilik elde etmeleri, yüksek uyumluluk, hızlı dinamik yanıt sessiz çalışmaları gibi avantajlara sahip olmalarından dolayı yaygın olarak kullanılmaktadır. Yaygın kullanımından dolayı VSI sistemlerinde farklı yük koşulları için çıkış gerilimini düzenlemek çok önemlidir.

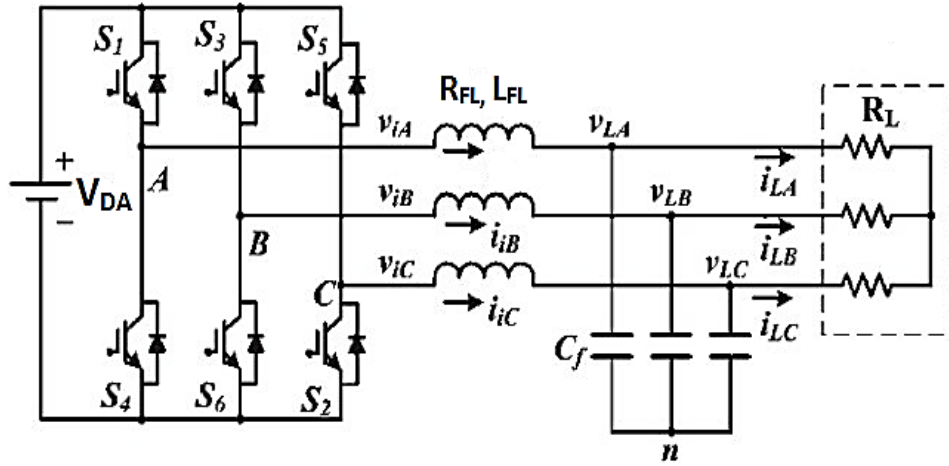
VSI çıkışında elde edilen AA dalgadaki harmonikler, aktif veya reaktif yüklerde AA dalgadaki değişiklikler, yükte veya DA girişte meydana gelecek değişimlerin çıkıştaki AA gerilime etkisi literatürde yaygın olarak incelenmiştir. Üç fazlı VSI'nin çıkışlarındaki AA gerilimin yönetmelikler tarafından istenilen koşulları sağlaması için birçok kontrol stratejisi geliştirilmiştir. Yük veya kaynaktaki değişimler ve lineer olmayan sistem yapısından dolayı çıkıştaki akım veya gerilim kalitesini sağlamak zordur. Bu durumun üstesinden gelebilmek için akım veya gerilim hata düzeticisi tasarımı kritik öneme sahiptir.

Tesislerde kullanılan elektriksel cihazların çoğunluğu, çalışmaları esnasında aktif enerjiye ilave olarak bir de reaktif enerji tüketirler. Bu reaktif enerji, yük tipine bağlı olmak üzere endüktif veya kapasitif karakterde olabilir. Endüktif yüklerle örnek olarak basit bir asenkron motoru, kapasitif yüklerle örnek olarak ise son yıllarda oldukça yaygınlaşan LED ve elektronik ateşlemeli aydınlatma armatürlerini gösterebiliriz. Tezin bu bölümde şebekeye bağlı olmayan ve sabit bir DA gerilim kaynağı tarafından beslenen üç fazlı VSI sisteminde farklı yük koşulları için (omik, endüktif, kapasitif) istenilen gerilim değerine eşit büyüklükte olan stabil bir çıkış gerilimi üretilmesi amaçlanmaktadır. VSI sisteminde geri beslemeli gerilim kontrol yapısını kontrol etmek için literatürde yaygın olarak ele

alınmış frekans cevap analizi yöntemi kullanılarak Bölüm 4'te tasarlanmış kesir dereceli PI/PID kontrolörler ile PI/PID kontrolörler VSI sisteminde çıkış gerilimini kontrol etmek için kullanılacaktır. Hem klasik PI/PID kontrolör kullanılarak hem de kesir dereceli PI/PID kontrolör kullanılarak kontrol edilen VSI sistemi için simülasyon çalışmaları Matlab/Simulink ortamında gerçekleştirilecektir. VSI çıkışında edilen AA gerilimde oluşan harmonikler, AA gerilimdeki değişiklikler, yükte veya DA girişte meydana gelecek değişimlerin çıkıştaki AA gerilime etkisi gerçekleştirilen simülasyon çalışmalarından elde edilen sonuçlardan dört farklı kontrol yapısı için analiz edilecek ve karşılaştırmalar yapılacaktır.

6.2 Gerilim Kontrolcülerinin Parametrelerinin Belirlenmesi

Bu bölümde şebekeye bağlı olmayan PWM VSI sisteminde kesir dereceli PI/PID kontrolörler ile PI/PID kontrolörler tasarlanacaktır. DA/AA evirici sisteminin elektriksel şeması Şekil 6.1'de verilmiştir.



Şekil 6.1 : Şebekeye bağlı olmayan VSI sisteminin elektriksel şeması.

Dördüncü ve beşinci bölümde şebekeden elde edilen gerilim ile hibrid yenilenebilir enerji sisteminden elde edilen gerilim DA entegrasyon barasın da toplanıyor, bu toplanan DA gerilimi PWM VSI AA gerilime çevirip binaya veriyordu. Bu bölümde ise PWM VSI sabit bir DA gerilimi tarafından beslenirken, PWM VSI tarafından omik, endüktif veya kapasitif yük yapılarına AA gerilim sağlanmaktadır. Bu çalışmalar da aynı PWM VSI ve filtre sistemi ile aynı sistem ve simülasyon değerleri kullanılmıştır. Bundan dolayı dördüncü bölümde VSI sisteminde çıkış gerilimi kontrol eden geri beslemeli kontrol döngüsü için tasarlanan PI, PID, FOPI ve FOPID kontrolleri bu çalışmamızda kullanabiliriz. Bölüm 4'te

geri beslemeli gerilim kontrol yapısında 300 rad/s kazanç kesim frekansı ve 65° faz payı değerleri için parametreleri ayarlanan gerilim kontrolörleri (PI, FOPI, PID, FOPID) tekrar Denklem 6.1, 6.2, 6.3 ve 6.4'te verilmiştir.

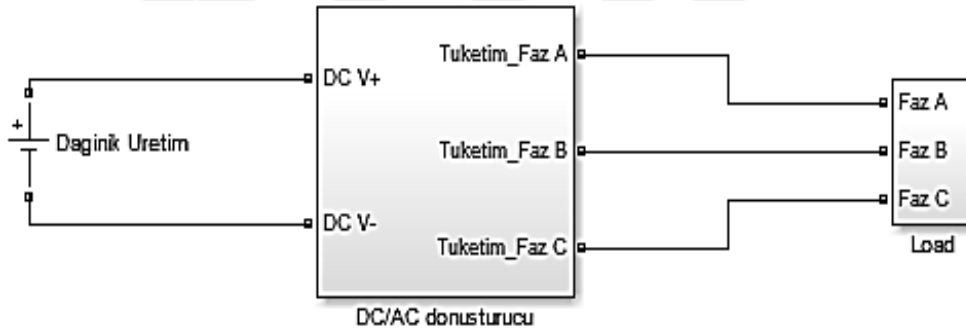
$$FOPI(s) = 1.9 + \frac{170}{s^{0.8}} \quad (6.1)$$

$$FOPID(s) = 1.75 + \frac{200}{s^{0.8}} + 0.005s^{0.7} \quad (6.2)$$

$$PI(s) = 2.55 + \frac{520}{s} \quad (6.3)$$

$$PID(s) = 2.5 + \frac{600}{s} + 0.001s \quad (6.4)$$

Çalışmada kullanacağımız PWM VSI sisteminin Matlab/Simulink modellemesini ise Şekil 6.2'de görebilirsiniz. DA/AA eviricinin Matlab/Simulink modellemesi ise Bölüm 4'de Şekil 4.5'de verilmişti.



Şekil 6.2 : Üç fazlı PWM VSI sisteminin Matlab/Simulink modellemesi.

6.3 Simülasyon Çalışmasının Gerçekleştirilmesi ve Sonuçların Yorumlanması

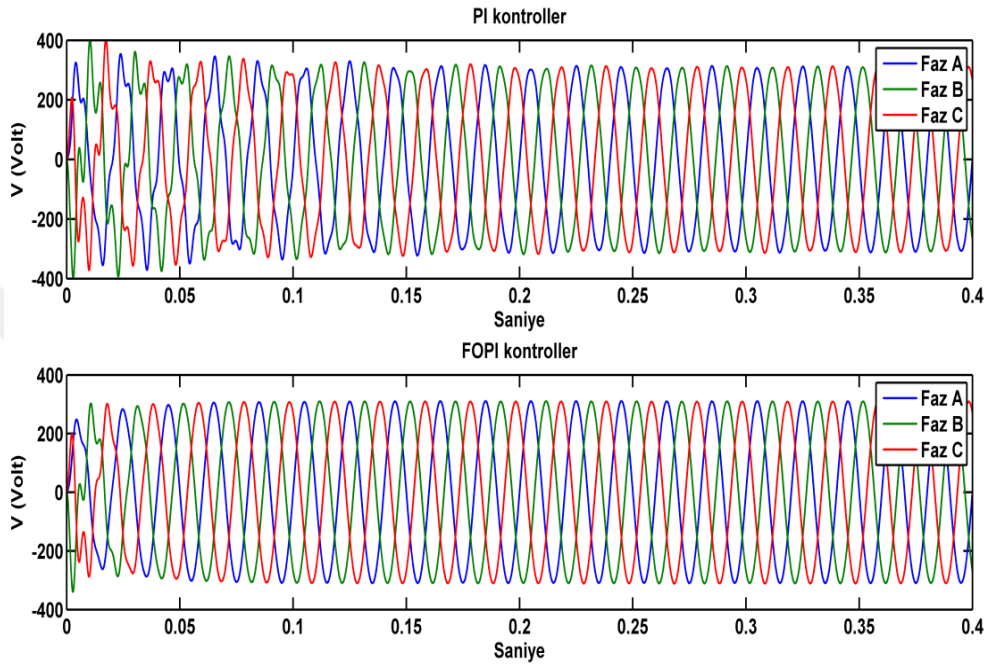
Bu bölümde omik (rezistif), kapasitif ve endüktif gibi farklı yük yapılarına bağlı DA/AA evirici sisteminde geri beslemeli kontrol döngüsünü kontrol etmek için tasarlanan PI, PI, FOPI ve FOPID kontrolörlerinin performanslarını karşılaştırmak için farklı test senaryolarında simülasyon çalışmaları gerçekleştirilecektir.

6.3.1 Üç faz dengeli yük durumu için simülasyon çalışmasının gerçekleştirilmesi

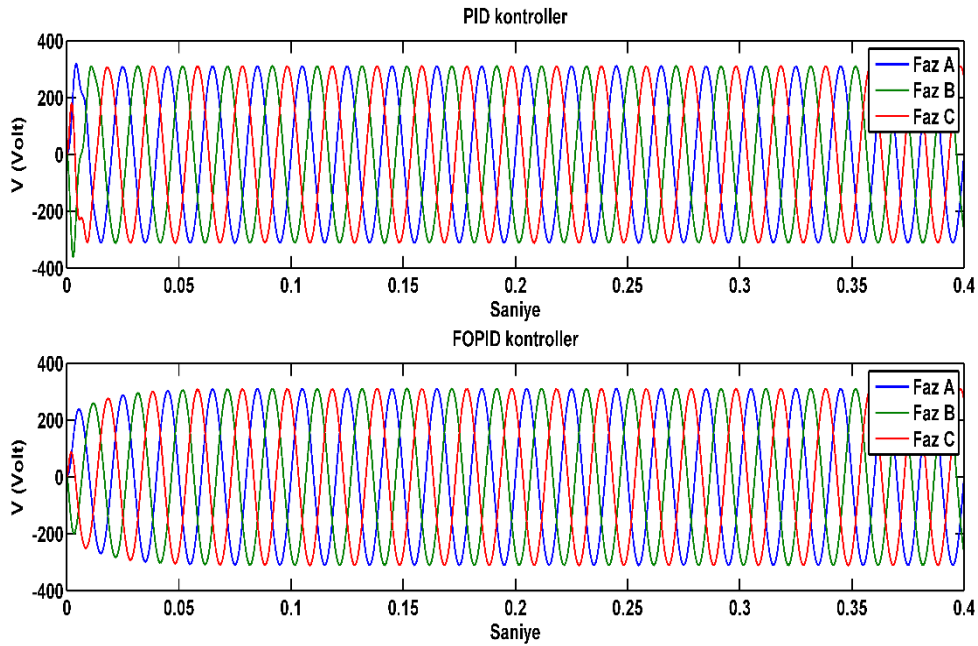
Üç fazda dengeli yük durumu için üç test senaryosu gerçekleştirilecektir. İlk senaryoda evirici çıkışında ki üç faza eşit değerlerde rezistif yük ($R_a=R_b=R_c=7000$ Watt) bağlanmıştır. İkinci ve üçüncü senaryoda ise üç faza eşit değerlerde sırasıyla, rezistif-kapasitif yük

($RC_a=RC_b=RC_c=7000$ Watt, 700 Var), rezistif-endüktif yük ($RL_a=RL_b=RC_c=7000$ Watt, 700 Var) bağlanmıştır.

Rezistif yüke bağlı VSI sistemi için üç faz yük gerilimleri (V_a , V_b , V_c), PI kontrolör ve kesirli dereceli PI kontrolör ile kontrol edilen sistemler için Şekil 6.3'te, PID kontrolör ve kesir dereceli PID kontrolör ile kontrol edilen sistemler için ise Şekil 6.4'te gösterilmiştir.



Şekil 6.3 : PI kontrolör ve FOPI kontrolör ile kontrol edilen üç faz çıkışında eşit değerde rezistif yük (7000 Watt) bağlı VSI sistemi için üç faz yük gerilimleri (V_a , V_b , V_c).



Şekil 6.4 : PID kontrolör ve FOPID kontrolör ile kontrol edilen üç faz çıkışında eşit değerde rezistif yük (7000 Watt) bağlı VSI sistemi için üç faz yük gerilimleri (V_a , V_b , V_c).

Şekil 6.3'ü incelediğimiz zaman PI kontrolör ile kontrol edilen sistemde üç fazlı sinüzoidal gerilimde özellikle 0-0.1 saniyeleri arasında önemli deformasyonlar gözüküyor, ancak 0.2 saniyeden sonra düzgün sinüzoidal formda üç fazlı AA gerilim elde edebiliyoruz. FOPI kontrolör ile kontrol edilen sistemde ise 0-0.025 arasında sinüzoidal dalgada deformasyon gözükürken, 0.05 saniyeden itibaren istenilen faz ve genlikte ayrıca sinüzoidal dalgada deformasyon olmayan üç faz yük gerilimlerine sahip oluyoruz.

Şekil 6.4 analiz edildiğinde ise PID kontrolör ile kontrol edilen sistemde ilk anlarda üç fazlı sinüzoidal gerilimde deformasyonlar gözükürken, FOPID kontrolör ile kontrol edilen sistemde ise üç fazlı sinüzoidal gerilimde deformasyonlar gözükmemektedir. Buna karşın FOPID kontrolör ile kontrol edilen sistemde üç fazlı gerilim genlik değerinin başlangıç değeri olan 200 Volt'tan istenilen değer olan 311 Volt'a 0.05 saniyede ulaşmıştır.

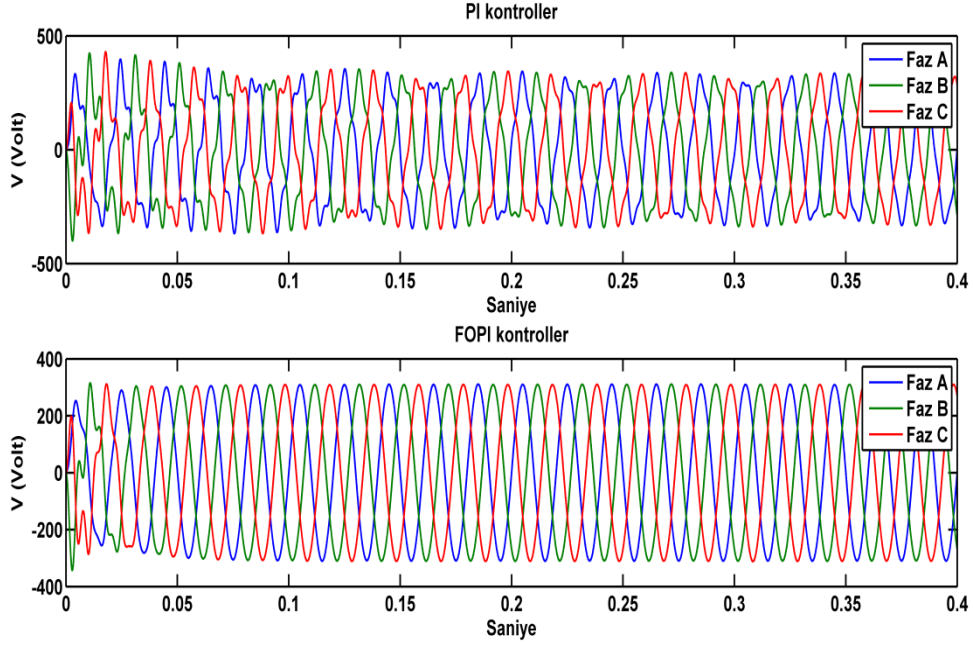
Yük gerilimlerin harmonik değerleri 0.1-0.4 saniyeleri arası için ölçülmüştür. Ölçülen gerilim THD değerleri ise Tablo 6.1'de verilmiştir. Sonuçlar bize FOPID kontrolör ile kontrol edilen sistemde üç faz yük gerilimde en düşük THD değerleri ölçüldüğünü gösterirken, en yüksek THD değerlerinin PI kontrolör ile kontrol edilen sistemde ölçüldüğü görülmektedir. FOPI kontrolör ile PI kontrolü karşılaştırdığımız zaman ise FOPI kontrolör ile kontrol edilen sistemde ölçülen harmonik değerlerin PI kontrolör ile kontrol edilen sistemde ölçülen harmonik değerlerin yaklaşık olarak %10'u kadar olduğu dikkate değer bir sonuç olarak karşımıza çıkmaktadır. PID ile FOPID kontrol yapılarını karşılaştırdığımız zaman ise FOPID ile kontrol edilen VSI sisteminde üç faz yük gerilimlerinde daha düşük harmonik değerler ölçülmüştür.

Çizelge 6.1: Üç fazda eşit değerde rezistif yük bağlı VSI sisteminde yük gerilimlerinde ölçülen THD değerleri.

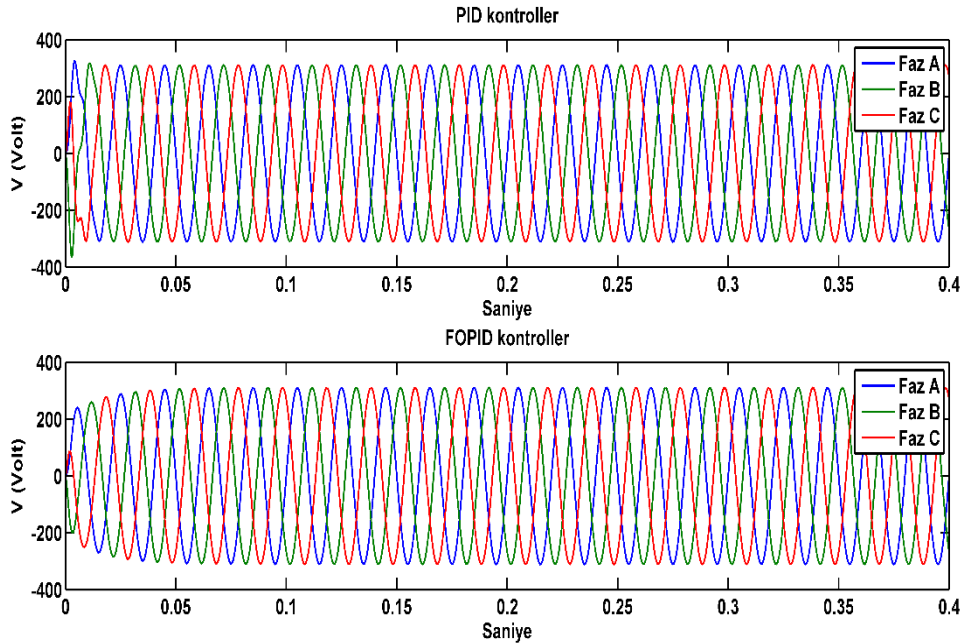
THD(%)	V _A	V _B	V _C
PI	3,26	3,20	3,17
FOPI	0,31	0,32	0,32
PID	0,21	0,19	0,18
FOPID	0,16	0,16	0,17

Sonuç olarak hem çizdirilen üç faz yük gerilimleri hem de üç faz yük gerilimlerinde ölçülen harmonik değerler rezistif yük bağlı VSI sistemi için kesir dereceli kontrol yapısının başarısını göstermektedir. Ayrıca yapılan simülasyon çalışmasından türev katsayısına sahip kontrol yapılarının (PID, FOPID) rezistif yük bağlı VSI sisteminde çıkış gerilimini kontrol etmekte daha başarılı olduğu sonucu çıkarabiliriz.

PI, FOPI kontrolörler ile PID, FOPID kontrolörler tarafından kontrol edilen her bir fazda eşit değerde rezistif-kapasitif yük ($RC_a=RC_b=RC_c=7000$ Watt, 700 Var) bağlı VSI sistemi için üç faz yük gerilimleri Şekil 6.5 ve Şekil 6.6'da verilmiştir.

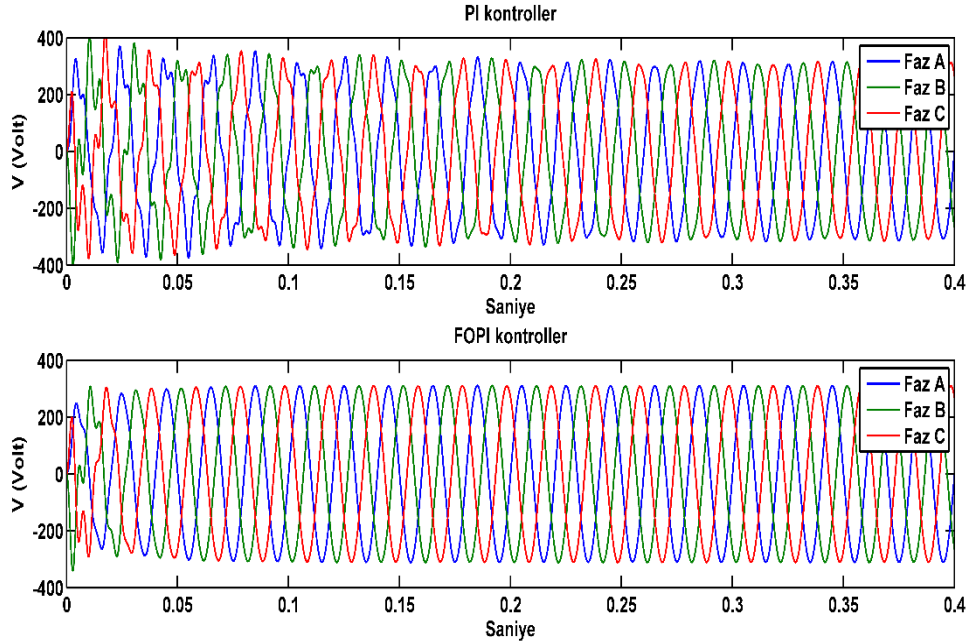


Şekil 6.5 : PI kontrolör ve FOPI kontrolör ile kontrol edilen üç faz çıkışında eşit değerde rezistif-kapasitif yük (7000 Watt, 700 Var) bağlı VSI sistemi için üç faz yük gerilimleri (V_a, V_b, V_c).

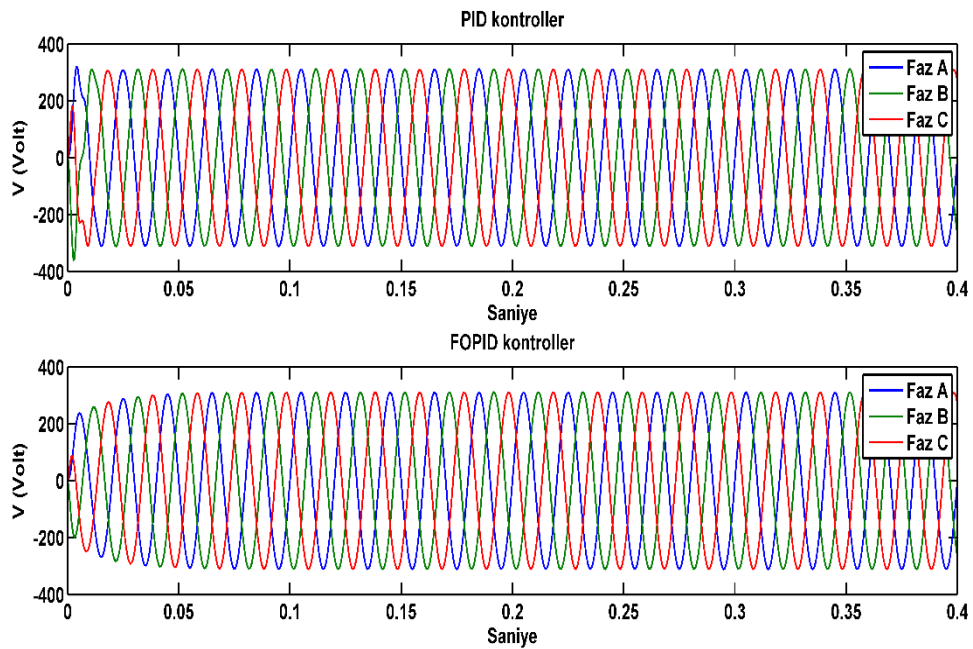


Şekil 6.6 : PID kontrolör ve FOPID kontrolör ile kontrol edilen üç faz çıkışında eşit değerde rezistif-kapasitif yük (7000 Watt, 700 Var) bağlı VSI sistemi için üç faz yük gerilimleri (V_a, V_b, V_c).

Rezistif-endüktif yük ($RL_a=RL_b=RL_c=7000$ Watt, 700 Var) bağlı PI kontrolör ve FOPI kontrolör ile kontrol edilen VSI sistemi için üç faz yük gerilimleri Şekil 6.7’de, PID kontrolör ve FOPID kontrolör ile kontrol edilen VSI sistemi için ise üç faz yük gerilimleri Şekil 6.8’da gösterilmiştir.



Şekil 6.7 : PI kontrolör ve FOPI kontrolör ile kontrol edilen üç faz çıkışında eşit değerde rezistif-endüktif yük (7000 Watt, 700 Var) bağlı VSI sistemi için üç faz yük gerilimleri (V_a , V_b , V_c).



Şekil 6.8 : PID kontrolör ve FOPID kontrolör ile kontrol edilen üç faz çıkışında eşit değerde rezistif-endüktif yük (7000 Watt, 700 Var) bağlı VSI sistemi için üç faz yük gerilimleri (V_a , V_b , V_c).

Şekil 6.5 ve 6.7’de PI ile kontrol edilen resistif-kapasitif yük bağlı VSI sisteminde üç faz yük gerilimlerini incelediğimiz zaman kapasitif yükün etkisinin kontrol performansına etkisi görülmektedir. PI kontrollör ile kontrol edilen VSI sisteminin bu değişimden en olumsuz etkilenen sistem olduğunu, özellikle de kapasitif yük bağlı olduğu durumunda yük gerilimlerinde istenilen genlikte ve düzgün sinüzoidal dalga formunda AA gerilim elde edilemediği görülmektedir.

Buna karşın FOPI, PID ve FOPID kontrol yapıları ile kontrol edilen resistif-kapasitif yük ile resistif-endüktif yük bağlı VSI sistemlerinde üç faz yük gerilimleri incelediğimiz zaman bu kontrol yapılarının yük yapısında meydana gelen değişimlerin etkisini en aza indirmekte çok başarılı olduğu anlaşılmaktadır. Her üç kontrol yapısı ile kontrol edilen VSI sisteminde elde edilen sinüzoidal yük gerilimleri ile FOPI, PID ve FOPID kontrol yapıları ile kontrol edilen sadece resistif yük bağlı VSI sisteminde elde edilen üç faz sinüzoidal yük gerilimleri arasında fark yoktur.

Tablo 6.2 ve 6.3’te üç fazda eşit değerlerde resistif-kapasitif yük bağlı VSI sisteminde üç faz yük gerilimlerinde ki ölçülen THD değerleri verilmiştir.

Çizelge 6.2: Üç fazda eşit değerlerde resistif-kapasitif yük bağlı VSI sisteminde yük gerilimlerinde ölçülen THD değerleri.

THD(%)	V _A	V _B	V _C
PI	10,81	10,91	10,94
FOPI	0,33	0,37	0,35
PID	0,20	0,22	0,20
FOPID	0,15	0,15	0,15

Çizelge 6.3: Üç fazda eşit değerlerde resistif-endüktif yük bağlı VSI sisteminde yük gerilimlerinde ölçülen THD değerleri.

THD(%)	V _A	V _B	V _C
PI	6,09	5,88	5,90
FOPI	0,27	0,38	0,30
PID	0,20	0,20	0,19
FOPID	0,16	0,15	0,16

Tablo 6.2 ve 6.3’ü incelediğimiz PI kontrollörler ile kontrol edilen VSI sistemlerinde ölçülen gerilim harmonik değerleri yönetmelikler tarafından belirtilen %5 değerinin üzerindedir. Özellikle resistif-kapasitif yük bağlı VSI sisteminde harmonik değerlerdeki bozulma dikkat

çekicidir. Bu durum bize PI kontrolör yapısının yükte özellikle kapasitif değerlerde meydana gelen değişimlere karşı oldukça hassas olduğunu göstermektedir. Buna karşın FOPI kontrolör ile kontrol edilen rezistif-kapasitif yük bağlı VSI sisteminde üç faz yük gerilim (V_a , V_b , V_c) THD değerleri sırasıyla, %0.33, %0.37 ve %0.35 ve rezistif-endüktif yük bağlı VSI sisteminde ise üç faz yük gerilim THD değerleri %0.33, %0.37 ve %0.35 olarak ölçülmüştür. Bu sonuçlar da kesir dereceli PI kontrol yapısının PI kontrol yapısına kıyasla VSI sistemini farklı yapıdaki yükler için kontrol etmekteki başarısını göstermektedir.

PID, FOPID ile kontrol edilen sistemleri incelediğimiz zaman rezistif yüke ek olarak kapasitif veya endüktif yük eklemenin, yük gerilimlerinde ölçülen harmonik değerler üzerindeki etkisinin çok sınırlı olduğu görülmektedir. Türev yapısına sahip kontrol yapılarıyla kontrol edilen VSI sisteminde üç faz yük gerilimlerin de ölçülen harmonik değerler PI ve FOPI kontrol yapılarıyla kontrol edilen VSI sistemine kıyasla daha düşüktür. FOPID ile kontrol edilen VSI sistemimde hem rezistif-kapasitif hem de rezistif-endüktif yük bağlı olduğu durumda yük gerilimlerinde en düşük harmonik değerler ölçülmüştür.

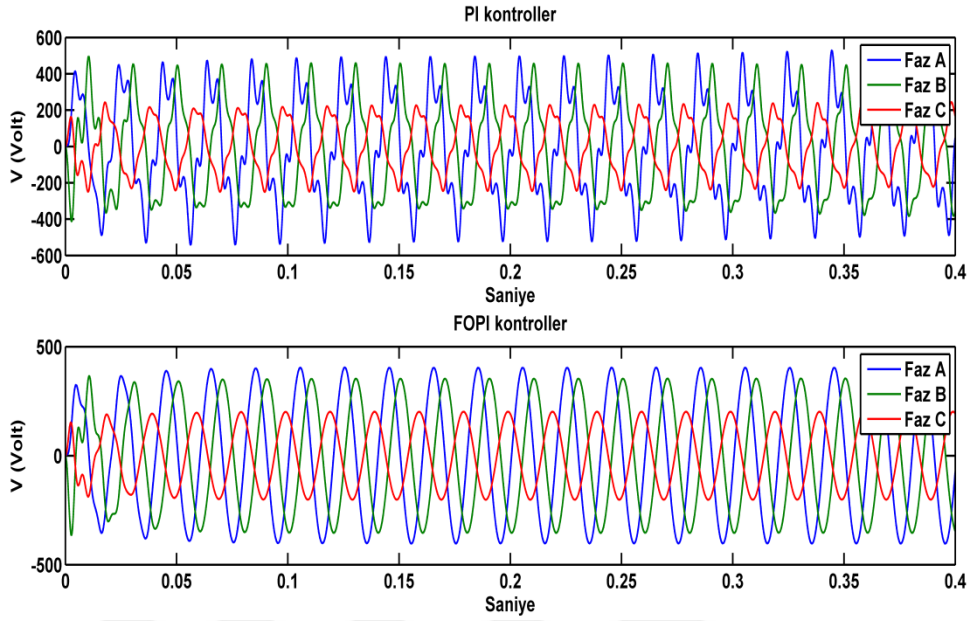
6.3.2 Üç faz dengesiz yük durumu için simülasyon çalışmasının gerçekleştirilmesi

Şebekeye bağlı olmayan VSI sisteminde üç faz dengesiz yük durumu için bu bölümde simülasyon çalışmaları gerçekleştirilecektir. Bu senaryoda evirici çıkışında ki üç faza farklı değerlerde rezistif-endüktif-kapasitif yük ($RLC_a=3500$ Watt-350 Var-350 Var, $RLC_b=7000$ Watt-700 Var-700 Var, $RLC_c=14000$ Watt-1400 Var-1400 Var) bağlanmıştır. Yük dengesizliği durumu için üç faz yük gerilimleri (V_a , V_b , V_c) kesirli dereceli PI, PID kontrolör ile PI, PID kontrolör tarafından kontrol edilen VSI sistemi için ise Şekil 6.9 ve 6.10'da verilmiştir.

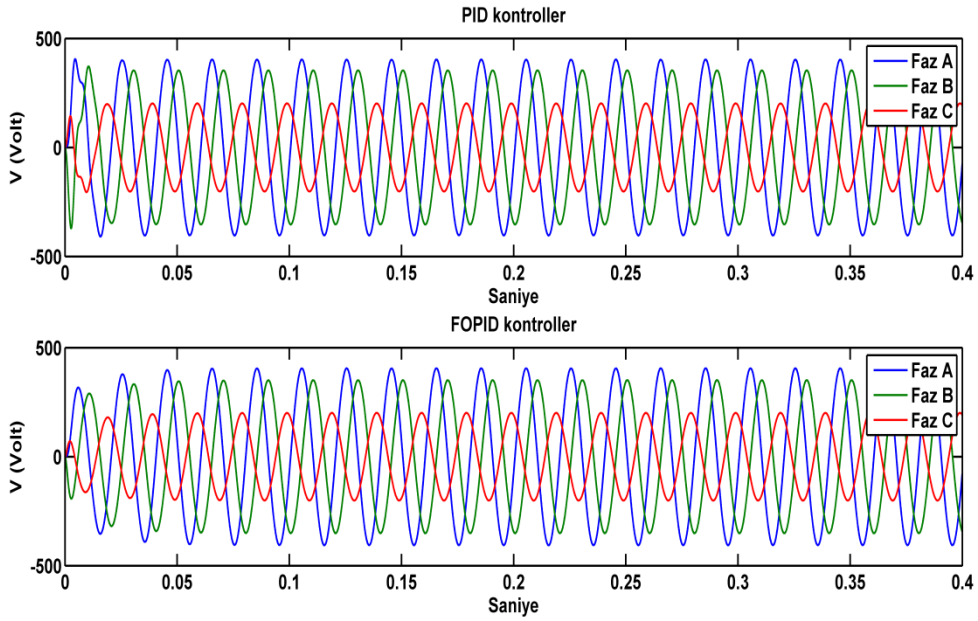
Dengesiz yük koşulunda PI ile kontrol edilen VSI sisteminde ki yük gerilimlerini incelediğimiz zaman, PI kontrol yapısının üç fazda dengesiz yük durumunda çıkış gerilimini kontrol etmekte başarılı olamadığı gözüküyor. Yük gerilimlerinde saf bir sinüzoidal dalga elde edilememiştir. Yük dengesizliğinden PI kontrolör ile kontrol edilen VSI sistemi oldukça olumsuz etkilenmiştir.

Buna karşın FOPI, PID ve FOPID ile kontrol edilen sistemlerde yük dengesizliği durumunda faz bozulması yoktur ve sinüzoidal dalgada deformasyon sadece FOPI ile PID ile kontrol edilen sistemlerde sırasıyla 0.025 ve 0.01 saniye kadar gözükmektedir. Elde

ettiğimiz bir diğer sonuç ise üç faza farklı değerlerde yük bağladığımız için çizdirilen yük gerilimlerin de genlik değerleri üç fazda farklıdır.



Şekil 6.9 : PI ve FOPI ile kontrol edilen VSI sisteminde üç fazda dengesiz yük durumu için üç faz yük gerilimleri (V_a , V_b , V_c).



Şekil 6.10 : PID ve FOPID ile kontrol edilen VSI sisteminde üç fazda dengesiz yük durumu için üç faz yük gerilimleri (V_a , V_b , V_c)

Tablo 6.4’de dengesiz yük koşulu için PI, FOPI, PID ve FOPID kontrollörler tarafından kontrol edilen VSI sistemi için yük gerilimlerin harmonik değerleri verilmiştir. Tablo 6.4 verilen harmonik değerler PI ile kontrol edilen VSI sistemindeki yük gerilimlerinde ki

bozulmayı açıkça göstermektedir. FOPID kontrolör ile kontrol edilen sistemde ise en düşük harmonik değerler ölçülmüştür.

Sonuç olarak hem çizdirilen üç faz yük gerilimleri hem de yük gerilimlerinde ölçülen harmonik değerler, kesir dereceli kontrol yapılarının ve ayrıca türev yapısına sahip kontrol yapılarının üç faz farklı değerinde yük bağlamaktan kaynaklanan yük dengesizliğinin etkisini en aza indirmekteki başarısını göstermektedir.

Çizelge 6.4: Üç fazda dengesiz yük bağlı VSI sisteminde PI, FOPI, PID ve FOPID kontrol stratejileri için yük gerilimlerinde ölçülen THD değerleri

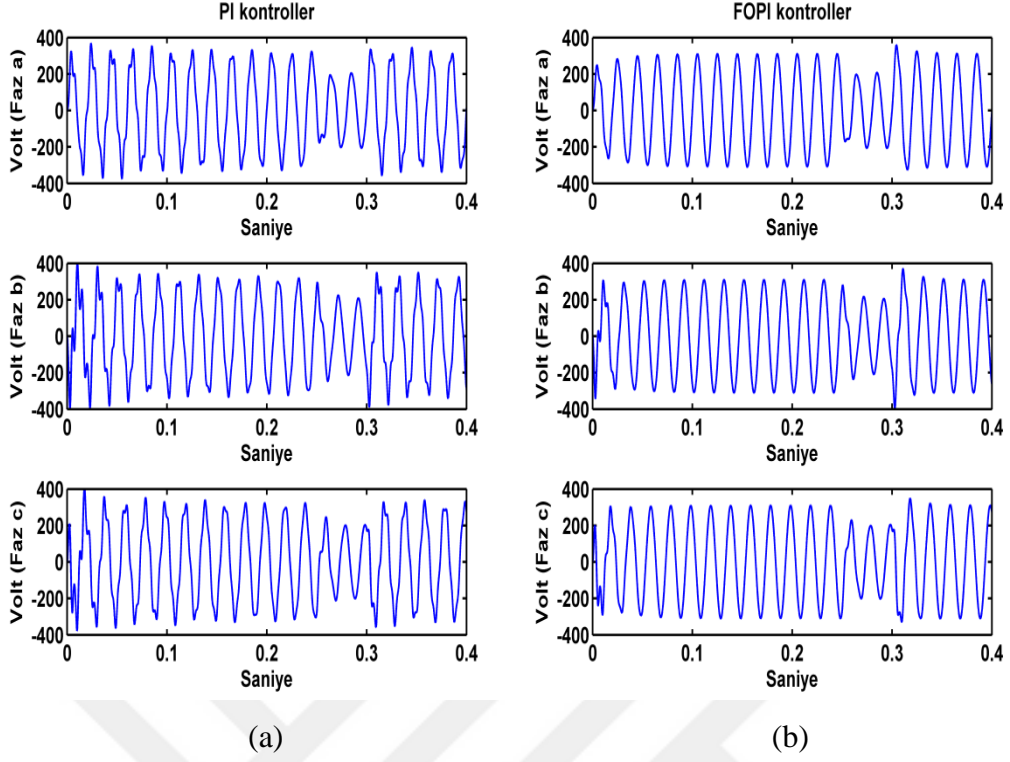
THD(%)	V _A	V _B	V _C
PI	35.10	18.85	17.89
FOPI	0.39	0.24	0.23
PID	0.21	0.19	0.17
FOPID	0.16	0.15	0.15

6.3.3 Kontrol yapılarının evirici sistemini besleyen DA güç kaynağında meydana gelen değişime karşı dayanıklılık ölçümü

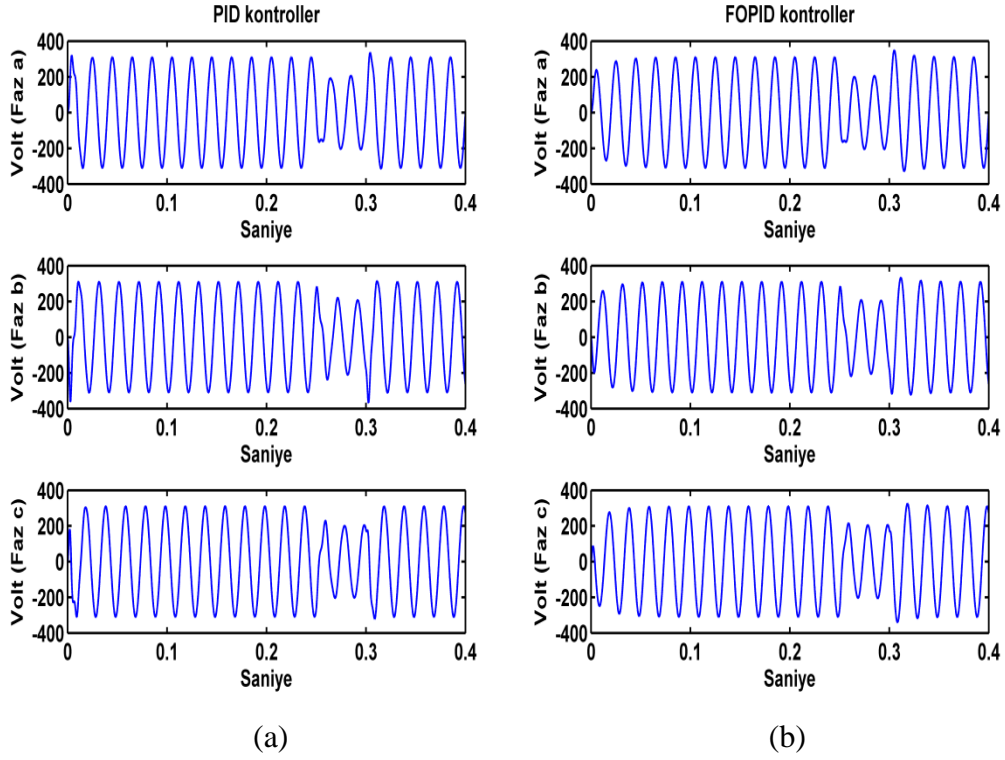
Bu kısımda ki simülasyon çalışmaların amacı evirici sistemini besleyen DA gerilimin genlik değerinde meydana gelen değişimin, AA yük gerilimleri üzerindeki etkisini incelemektir. Böylece önerilen kontrol yapılarının DA giriş geriliminde meydana gelen değişime karşı dayanıklılığını araştırılacaktır.

Bu amaçla DA giriş gerilimi 0.25-0.3 saniyeleri arasında 700 V'tan, 350 V'a düşürüldü. Bu durum için çizdirilen yük gerilimlerinin grafikleri, PI, FOPI, PID ve FOPID kontrolörler ile kontrol edilen üç fazda dengeli rezistif yük ($R_a=R_b=R_c=7000$ Watt) bağlı VSI sistemleri için Şekil 6.11 ve Şekil 6.12'de verilmiştir.

Şekil 6.11 ve Şekil 6.12'yi incelediğimiz zaman 0.25-0.30 çıkış DA evirici besleme gerilimi 700 V'tan 500 V'a düşürüldüğü zaman yük faz gerilimlerinde de 0.25-0.30 saniyeleri arasında 311 V'tan 200 V'a düştüğü görülmektedir. PI kontrol edilen sistemde 0.3 saniyeden sonra sinüzoidal dalgadaki bozulma devam etmektedir. FOPI ile kontrol edilen sistemde a,b,c fazında DA eviricinin değerinin değiştiği 0.25 ve 0.30 saniyelerde küçük deformasyonlar görülmektedir. DA evirici besleme geriliminin tekrar 700 V'a çıktığı 0.3 saniyede üç faz yük gerilimde deformasyon ve gerilim aşımı gözlenirken, 0.3 saniyeden sonra ise istenilen genlikte ve düzgün dalga formunda AA gerilim elde edilmiştir.



Şekil 6.11 : DA giriş gerilimi 0.25-0.3 saniyeleri arasında 700 V'tan, 350 V'a düşürüldüğü durumda bina dağıtımdaki üç fazlı gerilim (a) PI kontrollü BIPv/Wt sistemi (b) FOPI kontrollü BIPv/Wt sistemi.



Şekil 6.12 : DA giriş gerilimi 0.25-0.3 saniyeleri arasında 700 V'tan, 350 V'a düşürüldüğü durumda bina dağıtımdaki üç fazlı gerilim (a) PID kontrollü BIPv/Wt sistemi (b) FOPID kontrollü BIPv/Wt sistemi.

PID ile FOPID ile kontrol edilen sistemlerde 0.25 ve 0.30 saniyelerde üç faz sinüzoidal gerilim dalgalarında gözükten deformasyon FOPI ile kontrol edilen sistemle karşılaştırdığımız zaman daha azdır. Yine PID ve FOPID ile kontrol edilen sistemlerde de 0.3 saniyeden itibaren ise tekrar istenilen genlik değerinde ve saf sinüzoidal dalga elde edilmiştir.

Şekil 6.11 ve Şekil 6.12’da da görüldüğü üzere DA giriş geriliminin tekrar 500 V’tan 700 V’a yükseldiği 0.3 saniyede ölçülen a,b ve c fazlarında ki gerilim değerleri istenilen 311 V’tan yüksektir. Ölçülen en yüksek gerilim genlik aşım değerleri FOPI, PID ve FOPID kontrollü sistemler için sırasıyla; b fazında 397 V, b fazında 368 V ve a fazında 350 V olarak ölçülmüştür. Değerlerden anlaşılacağı gibi, FOPID kontrolörler ile kontrol edilen sistem en az gerilim genliği değişim oranlarına sahip sistemdir. Bu sonuçlardan FOPID gerilim denetleyicisi ile kontrol edilen sistemin giriş geriliminde meydana gelen değişimden daha az etkilenip, daha çabuk kendini toparlandığı anlaşılmaktadır.

6.4 Bölüm Özeti

Bu bölümde farklı yük yapıları (omik, endüktif, kapasitif) bağlı VSI sisteminde geri beslemeli gerilim kontrol yapısını kontrol etmek için Bölüm 4’te parametreleri elde edilen PI, FOPI, PID, FOPID kontrolleri kullanılmıştır. VSI çıkışında edilen AA gerilimde oluşan harmonikler, AA gerilimdeki değişiklikler, yükte veya DA girişte meydana gelecek değişimlerin çıkıştaki AA gerilime etkisi gerçekleştirilen simülasyon çalışmalarından elde edilen sonuçlardan dört farklı kontrol yapısı ile kontrol edilen VSI sistemi için analiz edilmiş ve karşılaştırmalar yapılmıştır.

Şebekeye bağlı olmayan VSI sisteminde farklı yük yapıları ve farklı test senaryoları için gerçekleştirilen simülasyon çalışmaları, kesir dereceli kontrol yapılarının klasik kontrol yapılarına kıyasla kontrol hedeflerine ulaşmakta ki başarısını göstermektedir. Ayrıca farklı yük yapıları ve farklı test senaryoları için incelenen üç faz yük gerilimleri ve yük gerilimlerinde ki harmonik değerlerden, türev katsayısına sahip PID, FOPID kontrol yapılarının PI, FOPI kontrol yapılarından daha iyi performansa sahip olduğu sonucu çıkarılmaktadır.

7. SONUÇ VE ÖNERİLER

7.1 Tez Çalışmasında Elde Edilen Sonuçlar

Bu tez çalışmasında üç fazlı gerilim kaynaklı DA/AA evirici sistemi için farklı gerilim kontrol yapıları tasarlanmış ve farklı gerilim denetleyicileri tarafından kontrol edilen VSI sistemi için hem yenilenebilir enerji sistemlerine entegre konut binası sisteminde hem de şebekeye bağlı olmayan VSI sisteminde farklı yük yapıları için simülasyon çalışmaları yapılmıştır. Tezde yapılan çalışmalar ve geliştirilen teknikler ile elde edilen sonuçlar özetle aşağıda sunulmuştur.

1) Güç evirici sistemleri ile ilgili genel bilgiler verilerek, üç fazlı gerilim kaynaklı DC/AC eviricilerde gerilim kontrolü ile ilgili literatür özetleri verilmiştir. Ayrıca kesir dereceli kontrol sistemleri ile temel kavramlardan bahsedilip, ilgili genel bir değerlendirme yapılmıştır. PI ve PID kontrolör grubu ile kesir dereceli PID ve kesir dereceli PI kontrol yapıları tanıtılmış ve birinci dereceden zaman gecikmeli sistem için bu kontrolör yapılarının tasarlanması konusunda matematiksel yaklaşımlar açıklanmıştır.

2) Üç fazlı PWM DA/AA eviricinin matematiksel modeli üzerinde çalışılmıştır. Kontrol tasarım sürecini basitleştirmek için, bazıları belirli bir koşulda sistemin boyutlarını azaltabilen üç fazlı sistemler için yaygın olarak kullanılan dönüşüm yöntemleri hakkında bilgi verilip, dq dönüşümü kullanılarak üç fazlı PWM DA/AA eviricinin matematiksel modeli elde edilmiştir.

3) Konut binasına entegre hibrit yenilenebilir enerji sistemleri için çalışmalar yapılmıştır. İncelenen BIPv/Wt sisteminde, üç fazlı PWM gerilim kaynaklı evirici DA entegrasyon gerilimini AA gerilimini dönüştürmek ve AA gerilimini konut binasına sunmakla yükümlüdür. Binaya sağlanan gerilimin genlik değerinde dalgalanmalar olmaması ve üç faz yapısının korunması, gerilim dalga şeklinin sinüs dalga biçiminden uzaklaşmaması ve ayrıca gerilimde ölçülen harmonik değerlerin Elektrik Şebeke Yönetmeliğinde belirtilen %5 değerini aşmaması gerekmektedir. Bunun için de üç fazlı PWM VSI sistemi çıkışında ki üç faz gerilimin kontrol edilmesi gerekmektedir. Bu amaçla üç fazlı PWM VSI için kapalı döngü gerilim kontrol sistemi tasarlanmıştır. Gerilim kontrol sistemini kontrol

etmek için sekiz farklı kontrol yapısı (PI, PID, FOPI, FOPID, PI-PD, FOPI-PD, PI-I, FOPI-I) kullanılmıştır. Kullanılan kontrol yapılarının parametreleri frekans cevap analizi yöntemiyle belirlenmiştir. Farklı test senaryoları için gerçekleştirilen simülasyon çalışmalarından elde edilen sonuçlar aşağıda belirtilmiştir.

- a. Kesir dereceli kontrolörler tarafından kontrol edilen BIPv/Wt sistemlerinde binaya verilen üç fazlı gerilimde gerilişim aşım değeri daha düşük ve sinüzoidal dalagadaki bozulma daha azdır. Ayrıca kesirli dereceli kontrollü sistemlerde THD'nin neden olduğu kayıpları azalmıştır. Buna karşın PI-PD ile FOPI-PD kontrol yapıları karşılaştırıldığında, FOPI-PD gerilim denetleyicisinin beklenen yüksek performansı gösteremediği gözlemlenmiştir.
- b. FOPID ve PID kontrolörleri gibi türev yapısına sahip kontrol yapılarının BIPv/Wt sistemini kontrol etmede geleneksel PI ve kesirli dereceli PI kontrolörlere göre önemli bir gelişme sağladığı görülmektedir.
- c. Farklı test senaryoları için çizdirilen üç faz yük gerilimleri ve ölçülen harmonik değerler, PI-PD, FOPI-PD ve FOPI-I kontrol yapılarının PI, PID, FOPI, FOPID yapılarından daha iyi performans gösterdiğini göstermiştir. Buda hem iç çevrim kontrol yapısı hem de dış çevrim kontrol yapısı içeren kontrol sistemlerinin BIPv/Wt sistemi gibi birçok anlık değişkene sahip dinamik bir yapıyı kontrol etmekte oldukça başarılı olduğunu göstermiştir.
- d. Kesir dereceli PI kontrolör yapısındaki parametre değerlerinin belirlenmesinin harmonik değerlere olan etkisi incelemiştir. Bu amaçla farklı test senaryolarında aynı kazanç kesim frekansı ve faz payı değerleri için tasarlanan gerilim kontrol sisteminde farklı λ değerleri için katsayıları belirlenen PI^λ kontrolörlerin performansları karşılaştırılmış ve sonuçlar PI^λ denetleyicisinde parametrelerinin belirlenmemesinin bina dağıtımındaki üç fazlı sinüzoidal gerilimin harmonik değeri üzerindeki etkisini göstermektedir.

4) Şebekeye bağlı olmayan üç faz VSI sisteminin farklı yük yapılarına (omik, kapasitif, endüktif) enerji sağladığı durum için farklı test senaryolarında simülasyon çalışması gerçekleştirilmiştir. Simülasyon çalışmalarının sonuçları üç faz VSI sistemi çıkında istenilen genlik, frekans ve sinüzoidal dalga formunda bozulmaların olmadığı üç faz AA

gerilim elde etme amacımıza ulaşmak için kullanılacak en iyi kontrolör yapısının FOPID kontrolör olduğunu gösterirken, onu sırasıyla PID, FOPI ve PI kontrolör izlemektedir.

7.2 Gelecekte Yapılabilecek Çalışmalarla İlgili Öneriler

DA/AA eviriciler endüstriyel alanında yaygın kullanılması nedeni ile araştırmacıların yoğun ilgisini çekmektedir. Özellikle DA/AA eviricilerin kontrol edilmesi ve bunun için farklı kontrol stratejilerinin uygulanması yoğun olarak araştırılan konulardandır. Kesir dereceli kontrol yapılarının DA/AA eviricilerin kontrol edilmesinde iyi performans göstermeleri, bu alanda yapılan çalışmaları oldukça önemli hale getirmektedir. Güç elektroniği, kontrol ve yenilenebilir enerji alanında çalışan araştırmacılar ve tasarımcılar için bu tez çalışmasının gelecekteki bazı araştırma öğeleri ile ilgili önerileri aşağıda verilmiştir.

- 1) Bu tez çalışmasında DA/AA evirici sistemi için PI, PID, FOPI, FOPID, PI-PD, FOPI-PD, PI-I ve FOPI-PI kontrolör tasarımları gerçekleştirildi. DA/AA evirici sistemi için gürbüz (robust), uyarlamalı, model kestirimci ve uyarlamalı, yapay zekâ gibi farklı kontrol yapıları ile kontrol uygulamaları gerçekleştirilebilir ve aralarında performans karşılaştırması yapılabilir. Farklı kontrol yapıları ile kontrol DA/AA evirici sistemi için simülasyon çalışmaları tekrar yapılabilir.
- 2) Bu tez çalışmasında frekans cevap analiz yöntemi ile kontrolör tasarımları gerçekleştirildi. Aşağıdaki çalışmaların ileride yapılması bu alanda çalışan araştırmacılar için faydalı olabilir.
 - a. Farklı optimizasyon yöntemleri veya kontrol algoritmaları kullanılarak kontrolör tasarımları gerçekleştirilebilir.
 - b. Farklı kazanç frekansı ve faz payı değerleri için kontrolör tasarımları yapıp, yeni değerlere göre tasarlanan kontrol yapıları için analizler yapılabilir.
- 3) Farklı kontrol yapıları ile kontrol edilen DA/AA evirici sistemi ve filtresi için en optimal sistem parametrelerin belirlenmesi üzerinde çalışılabilir. Farklı filtre yapılarının DA/AA evirici sisteminin kontrolü üzerindeki etkisi incelenebilir.
- 4) Bu tez çalışmasında Matlab/Simulink platformunda gerçekleştirilen simülasyon çalışmalarının deneysel çalışmalarla desteklenmesi faydalı olabilir.

- 5) Çalışmamızda yenilenebilir enerji sistemlerine entegre konut binası üzerinde durulurken, yenilenebilir enerji sistemlerine entegre farklı güç tüketim değerlerine ve yük yapılarına sahip fabrika, otel, ticari binalar vb. için de çalışmalar gerçekleştirilebilir.
- 6) 3 faz yükün, 1 fazlı yüklerle ve dengesiz olarak yüklenmesi sonucunda oluşan gerilim dengesizliğini gidermek için de farklı kontrol stratejileri uygulanabilir.



KAYNAKLAR

- [1] **Evju, S. E.** (2007). *Fundamentals of grid connected photovoltaic power electronic converter design* (Ph.D. dissertation). Norwegian University of Science and Technology, Department of Electrical Power Engineering, Norway.
- [2] **Blaabjerg, F., Chen, Z., & Kjaer, S. B.** (2004). Power electronics as efficient interface in dispersed power generation systems, *IEEE transactions on power electronics*, 19(5), 1184-1194.
- [3] **Yuan, X. & Zhang, Y.** (2006). Status and Opportunities of Photovoltaic Inverters in Grid-Tied and Micro-Grid Systems. *Proceedings of CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC)*, (pp. 1–4). China: Shanghai, Aug 14-16.
- [4] **Calais, M., Myrzik, J., Spooner, T., & Agelidis, V.** (2002). Inverters for single-phase grid connected photovoltaic systems-an overview. *Proceedings of 33rd IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference (PESC 02)*. (Vol. 4, pp. 1995–2000). Australia: Cairns, Qld., June 23-27.
- [5] **Rodriguez, J., Lai, J. S., & Peng, F. Z.** (2002). Multilevel inverters: A survey of topologies, controls, and applications, *IEEE Trans. Ind. Electron*, 49, 724–738.
- [6] **Lai, J. S. & Peng, F. Z.** (1996). Multilevel converters-A new breed of power converters, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 32(3), 509-517.
- [7] **Nabae, A., Takahashi, I., & Akagi, H.** (1981). A new neutral-point-clamped PWM inverter, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 5, 518–523.
- [8] **Franquelo, L. G., Rodriguez, J., Leon, J. I., Kouro, S., Portillo, R., & Prats, M. A. M.** (2008). The age of multilevel converters arrives, *IEEE Ind. Electron. Mag*, 2, 28–39.
- [9] **Patel, H. S. & Hoft, R. G.** (1973). Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part I—Harmonic elimination, *IEEE Trans. Ind. Appl*, 3, 310–317.
- [10] **Khomfoi, S. & Tolbert, L. M.** (2007). Multilevel power converters. In *Power Electronics Handbook*, (pp. 451–482). USA, Burlington: Elsevier/Academic Press.
- [11] **Bai, Z., Zhang, Z., & Zhang, Y.** (2007). A Generalized Three-Phase Multilevel Current Source Inverter with Carrier Phase-Shifted PWM, *IEEE PECS*, 2055-2060.
- [12] **Wen, X. & Yin, X.** (2007). The SVPWM Fast Algorithm for Three-Phase Inverters, *The 8th IEEE Intl. Power Eng. Conf.*, (pp. 1043-1047). Singapore: Singapore, Dec 3-6.

- [13] **Beig, A. R., Narayanan, G., & Ranganathan, V. T. (2007).** Modified SVPWM Algorithm for Three Level VSI with Synchronised and Symmetrical Waveforms, *IEEE Trans. On Ind. El.*, 54 (1), 486-493.
- [14] **Zhang, R., Prasad, V. H., Boroyevich, D., & Lee, F. C. (2002).** Three-dimensional space vector modulation for four-leg voltage-source converters, *IEEE Trans. Power Electron*, 17, 314–326.
- [15] **Lohia, P., Mishra, M. K., Karthikeyan, K., & Vasudevan, K. (2008).** A minimally switched control algorithm for three-phase four-leg VSI topology to compensate unbalanced and nonlinear load, *IEEE Trans. Power Electron*. 23, 1935–1944.
- [16] **Zhong, Q.-C., Liang, J., Weiss, G., Feng, C. M., & Green, T.C. (2006).** H_∞ Control of the Neutral Point in Four-Wire Three-Phase DC–AC Converters, *IEEE Trans. Ind. Electron*, 53, 1594–1602.
- [17] **Liang, J., Green, T. C., Feng, C., & Weiss, C. (2009).** Increasing voltage utilization in split-link, four-wire inverters, *IEEE Trans. Power Electron*, 24, 1562–1569.
- [18] **Blaabjerg, F., Teodorescu, R., Liserre, M., & Timbus, A. V. (2006).** Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems, *IEEE Trans. Ind. Electron*, 53, 1398–1409.
- [19] **European Commission Directorate-General for Energy. (2013).** *DG energy work—The future role and challenges of energy storage*. European Commission Directorate-General for Energy: Brussel, Belgium.
- [20] **Miret, J., Camacho, A., Castilla, M., de Vicuña, L.G., & Matas, J. (2013).** Control scheme with voltage support capability for distributed generation inverters under voltage sags, *IEEE Trans. Power Electron*, 28, 5252–5262.
- [21] **Liu, Z., Liu, J., & Zhao, Y. (2014).** A unified control strategy for three-phase inverter in distributed generation, *IEEE Trans. Power Electron*, 29, 1176–1191.
- [22] **Li, Y., Jiang, S., Cintron-Rivera, J. G., & Peng, F. Z. (2013).** Modeling and control of quasi-Z-source inverter for distributed generation applications, *IEEE Trans. Ind. Electron*, 60, 1532–1541.
- [23] **Ebadi, M., Joorabian, M., & Moghani, J. S. (2014).** Voltage look-up table method to control multilevel cascaded transformerless inverters with unequal DC rail voltages, *IET Power Electron*, 7, 2300–2309.
- [24] **Samui, A. & Samantaray, S. R. (2013).** New active islanding detection scheme for constant power and constant current controlled inverter-based distributed generation, *IET Gener. Transm. Distrib*, 7, 779–789.
- [25] **Yuan, X., Merk, W., Stemmler, H., & Allmeling, J. (2002).** Stationary-frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady-state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operating conditions, *IEEE Trans. Ind. Appl.* 38, 523–532.
- [26] **Miret, J., Castilla, M., Matas, J., Guerrero, J. M., & Vasquez, J. C. (2009).** Selective harmonic-compensation control for single-phase active power filter with high harmonic rejection, *IEEE Trans. Ind. Electron.* 56(8), 3117–3127.

- [27] **Beza, M., & Bongiorno, M.** (2012). Improved discrete current controller for grid-connected voltage source converters in distorted grids. *In Proceedings of the 2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. (pp. 77-84). USA: Raleigh, NC, September 15–20.
- [28] **Dai, M., Marwali, M. N., Jung, J. W., & Keyhani, A.** (2008). A three-phase four-wire inverter control technique for a single distributed generation unit in island mode, *IEEE Trans. Power Electron*, 23, 322–331.
- [29] **Delghavi, M. B. & Yazdani, A. N.** (2011). Islanded-mode control of electronically coupled distributed-resource units under unbalanced and nonlinear load conditions, *IEEE Trans. Power Deliv*, 26(2), 661–673.
- [30] **Hossain, M. A., Azim, M. I., Mahmud, M. A., & Pota, H. R.** (2015). Primary voltage control of a single-phase inverter using linear quadratic regulator with integrator. *In Proceedings of the 2015 Australasian Universities Power Engineering Conference* (pp. 1-6). Australia: Wollongong, September 27–30
- [31] **Ahmed, K. H., Massoud, A. M., Finney, S. J., & Williams, B. W.** (2008). Optimum selection of state feedback variables PWM inverters control. *In Proceedings of the IET Conference on Power Electronics, Machines and Drives* (pp. 125–129). UK: York, April 2–4.
- [32] **Xue, M., Zhang, Y., Kang, Y., Yi, Y., Li, S., & Liu, F.** (2012). Full feedforward of grid voltage for discrete state feedback-controlled grid-connected inverter with LCL filter. *IEEE Trans. Power Electron*, 27(10), 4234–4247.
- [33] **Lalili, D., Mellit, A., Lourci, N., Medjahed, B., & Boubakir, C.** (2012). State feedback control of a three-level grid-connected photovoltaic inverter. *In Proceedings of the 2012 9th International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices (SSD)* (pp. 1-6). Germany: Chemnitz, March 20–23.
- [34] **Jaen, C., Pou, J., Pindado, R., Sala, V., & Zaragoza, J.** (2006). A linear-quadratic regulator with integral action applied to PWM DC-DC converters. *In Proceedings of the IECON 2006-32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics* (pp. 2280-2285). France: Paris, November 6–10.
- [35] **Bose, B. K.** (2010). *Power Electronics and Motor Drives: Advances and Trends*. UK, Oxford: Academic Press.
- [36] **Ka'zmierkowski, M.P., Krishnan, R., & Blaabjerg, F. (Eds.)** (2002). *Control in Power Electronics: Selected Problems*. USA, New York: Academic Press.
- [37] **Shukla, A., Ghosh, A., & Joshi, A.** (2011). Hysteresis modulation of multilevel inverters, *IEEE Trans. Power Electron*. 26 (5), 1396–1409.
- [38] **Prabhakar, N., & Mishra, M. K.** (2010). Dynamic hysteresis current control to minimize switching for three-phase four-leg VSI topology to compensate nonlinear load, *IEEE Trans. Power Electron*, 25 (8), 1935–1942.
- [39] **Hu, J., & Zhu, Z. Q.** (2011). Investigation on switching patterns of direct power control strategies for grid-connected DC-AC converters based on power variation rates, *IEEE Trans. Power Electron*, 26 (5), 3582–3598.
- [40] **Bouafia, A., Gaubert, J. P., & Krim, F.** (2010). Predictive direct power control of three-phase pulsewidth modulation (PWM) rectifier using space-vector modulation (SVM), *IEEE Trans. Power Electron*, 25 (9), 228–236.

- [41] **Hung, J.Y., Gao, W., & Hung, J. C.** (1993). Variable structure control: A survey. *IEEE Trans. Ind. Electron*, 40 (1), 2–22.
- [42] **Massing, J. R., Stefanello, M., Grundling, H. A., & Pinheiro, H.** (2012). Adaptive current control for grid-connected converters with LCL filter, *IEEE Trans. Ind. Electron*, 59 (12), 4681–4693.
- [43] **Mohamed, Y. A. R. I.** (2011). Mitigation of converter-grid resonance, grid-induced distortion, and parametric instabilities in converter-based distributed generation, *IEEE Trans. Power Electron*, 26 (3), 983–996.
- [44] **Athari, H., Niroomand, M., & Ataei, M.** (2017). Review and Classification of Control Systems in Grid-tied Inverters, *Renew. Sustain. Energy Rev.* 72 (6), 1167–1176.
- [45] **Niroomand, M. & Karshenas, H. R.** (2011). Hybrid learning control strategy for three-phase uninterruptible power supply, *IET Power Electron.* 4 (7), 799–807.
- [46] **Hornik, T. & Zhong, Q. C.** (2011). A Current-Control Strategy for Voltage-Source Inverters in Microgrids Based on H^∞ and Repetitive Control, *IEEE Trans. Power Electron*, 26 (3), 943–952.
- [47] **Guo, Q., Wang, J., & Ma, H.** (2014). Frequency adaptive repetitive controller for grid-connected inverter with an all-pass infinite impulse response (IIR) filter, *In Proceedings of the 2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics*, Turkey, Istanbul: June 1-4.
- [48] **Cirstea, M., Dinu, A., McCormick, M., & Khor, J. G.** (2002). *Neural and Fuzzy Logic Control of Drives and Power Systems*. UK, Oxford: Elsevier.
- [49] **Vas, P.** (1999). *Artificial-Intelligence-Based Electrical Machines and Drives: Application of Fuzzy, Neural, Fuzzy-Neural, and Genetic-Algorithm-Based Techniques*; USA, New York: Oxford University Press.
- [50] **Bose, B. K.** (2002). *Modern Power Electronics and AC Drives*. In Bose, B.K. (Ed.), Prentice Hall PTR. USA, NJ: Upper Saddle River.
- [51] **Damen, A., & Weiland, S.** (2002). *Robust Control*. Measurement and Control Group Department of Electrical Engineering, Eindhoven University of Technology. Netherland: Eindhoven.
- [52] **Zames, G.** (1981). Feedback and optimal sensitivity: Model reference transformations, multiplicative seminorms, and approximate inverses, *IEEE Trans. Autom. Control*, 26 (2), 301–320.
- [53] **Jung, J. W., Vu, N. T. T., Dang, D. Q., Do, T. D., Choi, Y. S., & Choi, H. H.** (2014). A three-phase inverter for a standalone distributed generation system: Adaptive voltage control design and stability analysis, *IEEE Trans. Energy Convers.*, 29 (1), 46–56.
- [54] **Do, T. D., Leu, V. Q., Choi, Y.S., Choi, H. H., & Jung, J. W.** (2013). An adaptive voltage control strategy of three-phase inverter for stand-alone distributed generation systems, *IEEE Trans. Ind. Electron*, 60 (12), 5660–5672.
- [55] **Eren, S., Pahlevani, M., Bakhshai, A., & Jain, P.** An adaptive droop DC-bus voltage controller for a grid-connected voltage source inverter with LCL filter, *IEEE Trans. Power Electron*, 30 (2), 547–560.

- [56] **Espi, J. M., Castello, J., Garcia-Gil, R., Garcera, G., & Figueres, E.** (2011). An adaptive robust predictive current control for three-phase grid-connected inverters, *IEEE Trans. Ind. Electron*, 58 (8), 3537–3546.
- [57] **Zeng, Q., & Chang, L.** (2005). Improved current controller based on SVPWM for three-phase grid-connected voltage source inverters, *In Proceedings of the 2005 PESC'05 36th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, (pp. 102-112), Brazil, June 16-19.
- [58] **Ouchen, S., Betka, A., Abdeddaim, S., & Menadi, A.** (2016). Fuzzy-predictive direct power control implementation of a grid connected photovoltaic system, associated with an active power filter, *Energy Convers. Manag.*, 122 (14), 515–525.
- [59] **Ouchen, S., Abdeddaim, S., Betka, A., & Menadi, A.** (2016). Experimental validation of sliding mode-predictive direct power control of a grid connected photovoltaic system, feeding a nonlinear load, *Sol. Energy*, 137 (5), 328–336.
- [60] **Podlubny, I.** (1999). Fractional Differential Equations: An Introduction to Fractional Derivatives. *Fractional Differential Equations, Some Methods of Their Solution and Some of Their Applications*. San Diego: Academic Press.
- [61] **Monje, C. A., Vinagre, B. M., Feliu, V., & Chen, Y.** (2008). Tuning and auto-tuning of fractional order controllers for industry applications, *Control Engineering Practice*, 16 (7), 798–812.
- [62] **Zamani, M., Karimi-Ghartemani, M., Sadati, N., & Parniani, M.** (2009). Design of a fractional order PID controller for an AVR using particle swarm optimization, *Control Engineering Practice*, 17 (12), 1380–1387.
- [63] **Monje, C. A., Chen, Y., Vinagre, B. M., Xue, D., & Feliu-Battle, V.** (2010). *Fractional-order Systems and Controls: Fundamentals and Applications* (Advances in Industrial Control). New York: Springer.
- [64] **Ye, X., Xia, X., Zhang, J., & Chen, Y.** (2012). Fractional analysis and synthesis of the variability of irradiance and PV power time series, *Proceedings of Fractional Differentiation and its Application (FDA)*, Nanjing, China: May 14-17.
- [65] **Sabatier, J., Aoun, M., Oustaloup, A., Gregoire, G., Ragot, F., & Roy, P.** (2006). Fractional system identification for lead acid battery state of charge estimation, *Signal Processing*, 86 (10), 2645–2657.
- [66] **Calderon, A., Vinagre, B., & Feliu, V.** (2006). Fractional order control strategies for power electronic buck converters, *Signal Processing*, 86 (10), 2803–2819.
- [67] **Calderon, A. J., Vinagre, B. M., & Feliu, V.** (2003). Linear fractional order control of a DC/DC buck converter, *Proceedings of European Control Conference (ECC03)*, (pp. 1292-1297). United Kingdom: Cambridge, September 1-4.
- [68] **Melicio, R., Mendes, V., & Catalo, J.** (2010). Fractional-order control and simulation of wind energy systems with PMSG/full-power converter topology, *Energy Conversion and Management*, 51 (6), 1250–1258.
- [69] **Melicio, R., Catalao, J., & Mendes, V.** (2010). Fractional-order control and simulation of wind turbines with full-power converters, *Proceedings of 15th*

IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference, (pp. 320–325). Malta: Valletta, April 26-28.

- [70] **Tehrani, K.A., Capitaine, T., Barrandon, L., Hamzaoui, M., Rafiei, S.M.R.** (2011). Current Control Design with a Fractional-Order PID for a Three-Level Inverter. In *Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011*, (pp. 1-7). England: Birmingham, August 30 – September 1.
- [71] **Rasoanarivo, I., ArabTehrani, K., & Sargos, F.** (2011). Fractional order PID and modulated hysteresis for high performance current control in multilevel inverters, *Proceedings of IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, (pp. 1–7). USA: Orlando, October 9-13.
- [72] **Damarla S. K., & Kundu, M.** (2019). *Fractional Order Processes Simulation, Identification, and Control*. Newyork: CRC Press.
- [73] **Oldham, K. B., & Spanier, J.** (1974). *The Fractional Calculus*. California: Academic Press.
- [74] **Mittag-Leffler, M. G.** (1903). Sur la Nouvelle Fonction $Ea(x)$, *Comptes Rendus de l'Academie des Sciences*, 137 (15), 554-558.
- [75] **Petras, I.** (2011). *Fractional-Order Nonlinear Systems Modeling, Analysis and Simulation*. Pekin: Higher Education Press.
- [76] **Podlubny, I.** (1994). *Fractional-Order Systems and Fractional-Order Controllers*. Kosice: Slovak Academy of Sciences Institute of Experimental Physics.
- [77] **Das, S.** (2011). *Functional Fractional Calculus*. Berlin: Springer-Verlag.
- [78] **Visoli, A.** (2006). *Practical PID Control*. Brescia: Springer-Verlag.
- [79] **Aström, K. J., & Hägglund, T.** (2000). Benchmark Systems for PID Control, *Digital Control 2000: Past, Present and Future of PID Control*, (pp. 5-7). İspanya: Pergamon, April 5-7.
- [80] **Kristiansson, B., & Lennartson, B.** (2006). Evaluation and Simple Tuning of PID Controllers with High-Frequency Robustness, *Journal of Process Control*, 16 (2), 91-102.
- [81] **Palmor, Z.** (1996). Time-Delay Compensation-Smith Predictor and its Modifications, *The Control Handbook*, (pp. 224-237). CRC Press.
- [82] **Shinskey, F. G.** (1994). *Feedback Controllers for the Process Industries*. New York: McGrawHil.
- [83] **Oustaloup, A., Levron, F., Mathieu, B., & Nanot, F. M.** (2000). Frequency-Band Complex Noninteger Differentiator: Characterization and Synthesis, *IEEE Transactions On Circuits And Systems I: Fundamental Theory and Applications*, 47 (1), 25-38.
- [84] **Barbosa, R. S., Machado, J. A. T., & Ferreira, I. M.** (2004). PID Controller Tuning Using Fractional Calculus Concepts, *An International Journal for Theory and Applications*, 7 (2), 119-134.
- [85] **Wang, H., Zeng, Q., Dai, Y., Bi, D., Sun, J., & Xie, X.** (2017). Design of fractional order frequency PID controller for an islanded microgrid: A multi-objective extremal optimization method. *Energies*, 10 (10), 1502-1527.

- [86] **Xue, D., Zhao, C., & Chen, Y.** (2006). Fractional Order PID Control of A DC-Motor with Elastic Shaft: A Case Study, *Proceedings of the 2006 American Control Conference*, (pp.6 -12). USA: Minnesota, June 14-16.
- [87] **Monje, C. A., Chen, Y., Vinagre, B. M., Xue, D., & Feliu, V.** (2010). *Fractional-order Systems and Controls Fundamentals and Applications*. London: Springer.
- [88] **Malek, H.** (2014). *Control of Grid-Connected Photovoltaic Systems Using Fractional Order Operators* (PhD. Thesis). Utah University, Utah.
- [89] **Luo, Y., Chen, Y. Q., Wang, C. Y., & Pi, Y. G.** (2010). Tuning fractional order proportional integral controllers for fractional order systems, *Journal of Process Control*, 20 (12), 823-831.
- [90] **Maiti, D., Acharya, A., Chakraborty, M., Konar, A., & Janarthanan, R.** (2008). Tuning PID and Fractional PID Controllers using the Integral Time Absolute Error Criterion, *4th International Conference on Information and Automation for Sustainability*, (pp.457-462). Sri Lanka: Colombo, December 12-14.
- [91] **Malek, H., Luo, Y., & Chen, Y.** (2013). Identification and tuning fractional order proportional integral controllers for time delayed systems with a fractional pole, *Mechatronics*, 23 (7), 746-754.
- [92] **Liu, S., Bi, T., Xue, A., & Yang, Q.** (2012). An Optimal Method for Designing the Controllers Used in Grid-Connected PV Systems, *Proceedings of IEEE International Conference on Power System Technology (POWERCON)*, (pp. 1-6). Australia: Wollongong, October 30-November 2.
- [93] **Chen, Y., & Moore, K. L.** (2002). Discretization schemes for fractional-order differentiators and integrators, *IEEE Transactions on Circuit and Systems*, 49 (3), 363–367.
- [94] **Mohan, N., Undeland, T. M., & Robbins, W. P.** (1989). *Power Electronics: Converters*. New York: John Wiley & Sons, Inc.
- [95] **Sun, J.** (2002). Small-signal modeling of variable-frequency pulse-width modulators, *IEEE Trans.Aerosp. Electron. Syst.*, 38 (3), 1104–1108.
- [96] **Mu, K., Ma, X., Mu, X., & Zhu, D.** (2011). Study on Passivity-Based Control of Voltage Source PWM DC/AC Inverter, *International Conference on Electronic & Mechanical Engineering and Information Technology*, (pp. 3963-3967). China: Harbin, August 12-14.
- [97] **Buso, S. & Mattavelli, P.** (2006). Digital control in power electronics, *Lectures on power electronics*, 1(1), 1-158.
- [98] **Abbas, S. Z.** (2016). *Simulation, Implementation and Testing of Three-phase Controlled Power Inverter Behavior* (Master's thesis). Universitat Politècnica de Catalunya, Barsełona, Spain.
- [99] **Mohan, N.** (1995). *Power Electronics-Converters Application and Design*. New York: John Wiley&Sons Inc.
- [100] **Exxon Mobil.** (2018). *Outlook for Energy: A View to 2040*. Retrieved January 09, 2019, from <https://corporate.exxonmobil.com//media/global/files/outlook-for-energy/2018-outlook-for-energy.pdf>.

- [101] **U.S. Energy Information Administration.** (2016). *International Energy Outlook 2016*. USA: Washington, DC. Retrieved January 15, 2019, from [https://www.eia.gov/outlooks/ieo/pdf/0484\(2016\).pdf](https://www.eia.gov/outlooks/ieo/pdf/0484(2016).pdf)
- [102] **Lind, A., Rosenberg, E., Seljom, P., Espegren, K., Fidje, A., Lindberg, K.** (2013). Analysis of the EU renewable energy directive by a techno-economic optimization, model. *Energy Policy*, *60*, 364–377.
- [103] **Varun, G., Prakash, R., & Bhat, I. K.** (2009). Energy, economics and environmental impacts of renewable energy systems, *Renew. Sustain. Energy Rev.*, *13* (9), 2716–2721.
- [104] **Neuwald, J.** (2011). *All You Need to Know About Building Integrated Photovoltaic—Part 2, Roof Consult*. Retrieved January 13, 2019, from <http://www.roofconsult.co.uk/articles/kalzip2.htm>.
- [105] **Chicco, G. & Mancarella, P.** (2009). Distributed multi-generation: A comprehensive view, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, *13* (3), 535–551.
- [106] **Chaib, A., Achour, D., & Kesraoui, M.** (2016). Control of a solar PV/wind hybrid energy system, *Energy Procedia*, *95*, 89-97.
- [107] **Nookuea, W., Campana, P. E., & Yan, J.** (2016). Evaluation of solar PV and wind alternatives for self renewable energy supply: Case study of shrimp cultivation, *Energy Procedia*, *88*, 462-469.
- [108] **Barenji, R.V., Nejad, M. G., & Asghari, I.** (2018). Optimally sized design of a wind/ photovoltaic/fuel cell off-grid hybrid energy system by modified-gray wolf optimization algorithm, *Energy & Environment*, *29* (6), 1053–1070.
- [109] **Dagdougui, H., Minciardia, R., Ouammi, A., Robbaa, M., & Sacilea, R.** (2010). Modeling and Control of a Hybrid Renewable Energy System to Supply Demand of a Green Building, *iEMSs International Congress on Environmental Modeling and Software Modeling for Environment's Sake, Fifth Biennial Meeting*, (pp. 386-397). Canada: Ottawa, Ontario. July 5-8.
- [110] **Zaharof, A. C.** (2017). *Power and Energy Management of a Residential Hybrid Photovoltaic-Wind System with Battery Storage* (MSc. Thesis) Aalborg University.
- [111] **Zhou, B., Li, W., Chan, K. W., Cao, Y., Kuang, Y., Liu, X., & Wang, X.** (2016). Smart home energy management systems: Concept, configurations, and scheduling strategies. *Renewable Sustainable Energy Reviews*, *61*, 30–40.
- [112] **Gahafar, N. A., Mohammed, G., & Adam, M.** (2019). Evaluation of thermal and solar performance in atrium buildings using sequential simulation, *Energy & Environment*, *30* (6), 969-990.
- [113] **Lee, J. W., Jung, H. Y., & Park, J.** (2017). Renewable energy potential by the application of a building integrated photovoltaic and wind turbine system in global urban areas, *Energies*, *10* (12), 2158-2181.
- [114] **Buonomano, A., Calise, F., Dentice d'Accadia, M., & Vicidomini, M.** (2018). A hybrid renewable system based on wind and solar energy coupled with an electrical storage: Dynamic simulation and economic assessment, *Energy*, *155*, 174-189.

- [115] **Kaygusuz, A., Keleş, C., Alagöz, B. B., Karabiber, A.** (2013). Renewable energy integration for smart sites, *Energy and Building* 2013, 64, 456-462.
- [116] **Lenzen, M., Wier, M., Cohen, C., Hayami, H., Pachauri, S., & Schaeffer, R.** (2006). A comparative multivariate analysis of household energy requirements in Australia, Brazil, Denmark, India and Japan. *Energy*, 31, 181–207.
- [117] **Yang, B., Yu, T., Shu, H., Dena Zhu, D., Na, A., Sang, Y., & Jiang, L.** (2018). Energy reshaping based passive fractional-order PID control design and implementation of a grid-connected PV inverter for MPPT using grouped grey wolf optimizer, *Solar Energy*, 170, 31-46.
- [118] **Meng, Q., & Hou, Z.** (2019). Data-driven multi inverter cooperative control for voltage tracking and current sharing in islanded AC microgrids, *Trans. of the Institute of Measurement and Control*, 41 (11), 3145-3157.
- [119] **Matam, M. B., Venteka, A. K. D., & Mallapu V.K.** (2018). Analysis and implementation of impedance source based switched capacitor multi level inverter, *Engineering Science and Technology International Journal*, 21 (5), 869-885.
- [120] **Rafiei, S. M. R., Ghazi, R., Asgharian, R., Barakati, M., & Toliyat, H.A.** (2003). Robust Control of DC/DC PWM Converters: A comparison of H^∞ , PI^λ , and fuzzy logic based approaches, *Proceedings of the IEEE 2003 Control Applications Conference*, Turkey: Istanbul.
- [121] **Ziouani, I., Boukhetala, D., Darcherif, A., Amghar, B., & Abbasi, I.** (2018). Hierarchical control of flexible microgrid based on three- phase voltage source inverters operated in parallel, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 95, 188-201.
- [122] **Kim, K., Cha, H., & Kim, H.G.A.** (2017). A new single-phase switched-coupled-inductor DC-AC inverter for photovoltaic systems, *IEEE Trans. on Power Elect.*, 32 (7), 5016-5018.
- [123] **Karabiber, A., Keles, C., Kaygusuz, A., Alagoz, B. B., & Akcin, M.** (2016). Power Converters Modeling in Matlab/Simulink for Microgrid Simulations, *4th International Istanbul Smart Grid and Cities Congress and Fair*, (pp.23-29). Turkey: Istanbul, April 20-21.
- [124] **Liserre, M., Blaabjerg, F., & DellAquilaa, A.** (2004). Step-by-step design procedure for a grid-connected three-phase PWM voltage source converter, *International Journal of Electronics*, 91 (8), 445–460.
- [125] **Martins, D. C.** (2013). Analysis of a three-phase grid-connected PV power system using a modified dual-stage inverter, *International Scholarly Research Notices (ISRN) Renewable Energy*, 2013, 1–18.
- [126] **Lu, K., Zhou, W., & Zeng, G.** (2018). Design of PID controller based on a self-adaptive state-space predictive functional control using extremal optimization method, *Journal of the Franklin Institute*, 355 (5), 2197-2220.
- [127] **Lu, K., Zhou, W., Zeng, G., & Zheng, Y.** (2019). Constrained population extremal optimization-based robust load frequency control of multi-area interconnected power system, *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, 105, 249-271.

- [128] **Liu, S., Bi, T., Xue, A., & Yang, Q.** (2012). An Optimal Method for Designing the Controllers Used in Grid-Connected PV Systems. *Proceedings of IEEE International Conference on Power System Technology (POWERCON)*, (pp. 1-6). Australia: Wollongong, October 30-2 November 2.
- [129] **Dorf, R.C.** (2011). *Modern Control Systems*, 6th edition. Addison-Wesley.
- [130] **Biberoğlu, H., & Pala, T.** (2016). Bir konutun elektrik ihtiyacının şebeke bağlantılı PV sistemle tasarımı, ekonomik analizi ve çevresel etkilerinin belirlenmesine yönelik bir yaklaşım: Düzce ilinde bir konut uygulaması, *İleri Teknoloji Bilimleri Dergisi*, 5 (2).
- [131] **Tan, N.** (2005). Computation of stabilizing PI and PID controllers for processes with time delay, *ISA Transactions*, 44 (2), 213-223.
- [132] **Kaya, İ.** (2003). A PI-PD controller design for control of unstable and integrating processes, *ISA Transactions*, 42 (1), 111-121.
- [133] **Atherton, D. P. & Majhi, S.** (1997). Limitation of PID controller, *Proc. of Amer. Contr. Conf.*, (pp. 3843-3847). USA: San Diego, CA, June 2-4.
- [134] **Park, J.H., Sung, S.W., & Lee, I.** (1998). An enhanced PID control strategy for unstable processes, *Automatica*, 34 (6), 751-756.
- [135] **Atherton, D. P. & Majhi, S.** (1998). Tuning of optimum PIPD controllers, *Proc. of Int. Conf. Control'98*, (pp. 549-554). Portugal: Caimbra.
- [136] **Atherton, D.P., & Boz, A.F.** (1998). Using standard forms for controller design, *Proc. Of Control'98*, (pp. 1066-1071). UK: Swansea.
- [137] **Kaya I.** (1999). *Relay feedback identification and model based controller design* (Ph.D. thesis). UK: University of Sussex Brighton.
- [138] **Beddar, A., Bouzekri, H., Babes, B., & Afghoul, H.** (2016). Experimental enhancement of fuzzy fractional order PI+ I controller of grid connected variable speed wind energy conversion system, *Energy Conversion and Management*, 123, 569-580.
- [139] **Tan, N.** (2009). International Journal of Control, Computation of stabilizing PI-PD controllers, *Automation and Systems*, 7 (2), 175-184.

ÖZGEÇMİŞ

Ad-Soyad : Ozan GÜL
Doğum Tarihi ve Yeri : 12.11.1984, Ankara
E-posta : ogul@bingol.edu.tr

ÖĞRENİM DURUMU:

- **Lisans** : 2010, Gaziantep Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği
- **Yüksek Lisans** : 2013, İnönü Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
- **Doktora** : 2013- yılından beri İnönü Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında doktora eğitimi devam etmekte.

MESLEKİ DENEYİM:

- 2010- Bingöl Üniversitesinde çalışmakta.

DOKTORA TEZİNDEN TÜRETİLEN ÇALIŞMALAR

Uluslararası (SCI) Hakemli Dergilerde Yayınlanan Makaleler:

- **O, Gül., & N, Tan. (2019).** Application of Fractional Order Voltage Controller in Building Integrated Photovoltaic and Wind Turbine. Measurement and Control, 52 (7-8), 1145-1158.

Uluslararası Diğer Hakemli Dergilerde Yayınlanan Makaleler:

- **O, Gül., & N, Tan. (2017).** Analysis of Output Voltage Harmonics of Voltage Source Inverter used PI and PID Controllers Optimized with ITAE Performance Criteria. ITM Web of Conferances, 13.

Ulusal Hakemli Dergilerde Yayınlanan Makaleler:

- **O, Gül., & N, Tan. (2020).** Voltage Control at Building Integrated Photovoltaic and Wind Turbine System with PI-PD Controller. Avrupa Bilim ve Teknoloji Dergisi, 18, 992-1003.

Uluslararası Bilimsel Toplantılarda Sunulan Bildiriler:

- **O, Gül., & N, Tan. (2019, Eylül).** Fotovoltaik ve Rüzgar Türbini Entegre Bina Sistemlerinde Kesir Dereceli PI Kontrolörün Parametrelerin Belirlenmesinin Gerilim Harmoniği Üzerindeki Etkisinin İncelenmesi. 21. Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı (TOK 2019) (pp. 103-109).
- **O, Gül., & N, Tan. (2018, Haziran).** Voltage Control Of Three Phase Grid Connected Inverter in Smart Building. VI. European Conefernce on Renewable Energy Systems (ECRES 2018), (Özet Bildiri).
- **O, Gül., & N, Tan. (2018, Haziran).** Analysis of Output Voltage of Voltage Source Inverter with Dynamic Load. VI. European Conefernce on Renewable Energy Systems (ECRES 2018), (Özet Bildiri).
- **O, Gül., & N, Tan. (2017, Ekim).** Analysis of Output Voltage Harmonics of Voltage Source Inverter used PI and PID Controllers Optimized with Integral Error Performance Criteria Analysis. 8th International Advanced Technologies Symposium (IATS'17) (pp. 2477-2481).
- **O, Gül., & N, Tan. (2017, Mayıs).** Analysis of Output Voltage Harmonics of Voltage Source Inverter used PI and PID Controllers Optimized with ITAE Performance Criteria. The Second International Conference on Computational Mathematics and Engineering Sciences (CMES 2017), (Özet Bildiri).