

TOBB EKONOMİ VE TEKNOLOJİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**ŞEBEKEDEN BAĞIMSIZ FOTOVOLTAİK SİSTEMLERE YÖNELİK ÇOK
GİRİŞLİ ÇOK ÇIKIŞLI MODELLEME VE GÜRBÜZ KONTROLÇÜ
TASARIMI**

DOKTORA TEZİ

Onur DEVECİ

Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Tez Danışmanı: Doç. Dr. Coşku KASNAKOĞLU

KASIM 2016

Fen Bilimleri Enstitüsü Onayı

.....
Prof. Dr. Osman EROĞUL
Müdür

Bu tezin Doktora derecesinin tüm gereksinimlerini sağladığını onaylarım.

.....
Doç. Dr. Tolga GİRİCİ
Anabilimdalı Başkanı

TOBB ETÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü'nün 111217705 numaralı Doktora Öğrencisi **Onur DEVECİ**'nin ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı “**ŞEBEKEDEN BAĞIMSIZ FOTOVOLTAİK SİSTEMLERE YÖNELİK ÇOK GİRİŞLİ ÇOK ÇIKIŞLI MODELLEME VE GÜRBÜZ KONTROLCÜ TASARIMI**” başlıklı tezi **10.11.2016** tarihinde aşağıda imzaları olan jüri tarafından kabul edilmiştir.

Tez Danışmanı : **Doç. Dr. Coşku KASNAKOĞLU**
TOBB Ekonomive Teknoloji Üniversitesi

Jüri Üyeleri : **Yrd. Doç. Dr. Yiğit TAŞCIOĞLU(Başkan)**
TOBB Ekonomive Teknoloji Üniversitesi

Prof. Dr. Mehmet Önder EFE
Hacettepe Üniversitesi

Prof. Dr. Erol KURT
Gazi Üniversitesi

Yrd. Doç. Dr. Mirbek TURDUEV
TED Üniversitesi

TEZ BİLDİRİMİ

Tez içindeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edilerek sunulduğunu, alıntı yapılan kaynaklara eksiksiz atıf yapıldığını, referansların tam olarak belirtildiğini ve ayrıca bu tezin TOBB ETÜ Fen Bilimleri Enstitüsü tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlandığını bildiririm.

Onur DEVECİ

ÖZET

Doktora Tezi

ŞEBEKEDEN BAĞIMSIZ FOTOVOLTAİK SİSTEMLERE YÖNELİK ÇOK
GİRİŞLİ ÇOK ÇIKIŞLI MODELLEME VE GÜRBÜZ KONTROLCÜ TASARIMI

Onur DEVECİ

TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Doç. Dr. Coşku KASNAKOĞLU

Tarih: Kasım 2016

Bu çalışmada, sık kullanılan şebekeden bağımsız çalışan ve sabit DC gerilim çıkışa sahip bir fotovoltaik (FV) sistemin etkenliğini artırmaya yönelik, sistemin yeni bir yöntemle çok girişli çok çıkışlı (Multiple Input Multiple Output - MIMO) yapıda matematiksel modellenmesi ve MIMO kontrolcülerin tasarlanarak uygulanması irdelenmiştir. Şebekeden bağımsız fotovoltaik sistemlere yönelik kontrolcüler incelendiğinde literatürdeki genel yaklaşımın tek girişli tek çıkışlı (Single Input Single Output - SISO) modelleme ve kontrolcü tasarımına yönelik olduğu görülmektedir. Ancak çok girişli çok çıkışlı yapıda olan bir sisteme yönelik tek girişli tek çıkışlı kontrolcüler uygulandığında, değişken yük, güneş ışınımı ve ortam sıcaklığı koşulları altında beklenmeyen sonuçlarla karşılaşılabilir. Sisteme yönelik söz konusu beklenmeyen çalışma durumları, günlük olarak değişen ve değiştirilmesi mümkün olmayan çevresel koşulların güç üretimine doğrudan etkisi sonucu oluşmaktadır. Ayrıca çok girişli çok çıkışlı fotovoltaik sistem darbe genişlik modülasyon (Pulse Width Modulation - PWM) ile tetiklenen anahtarlamalı DC/DC dönüştürücüler içerdiği için geleneksel doğrusallaştırma teknikleri ile bu sistemlerin sağlıklı sonuçlar veren doğrusal modellerinin elde edilmesi ve uygun SISO model tabanlı kontrolcülerin tasarlanması oldukça zordur. Belirtilen sorunları çözmeye yönelik bu çalışmada

MIMO Hammerstein-Wiener (HW) doğrusal olmayan sistem tabanlı bir modelleme yaklaşımından yararlanılmıştır. Elde edilen model, FV paneller, DC/DC dönüştürücüler, akü ve DC yük gibi tüm sistem bileşenlerini içermektedir. Ayrıca söz konusu modellemeye, giriş/çıkış doğrusalsızlıklarının terslenebilir olmaya zorlanması ve yeterli koşulların türetilmesine yönelik özgün bir ekleme gerçekleştirilmiştir. Bu sayede terslenebilir fonksiyonlar kullanılarak HW modelin doğrusal kısmına göre MIMO kontrolcü tasarımları gerçekleştirilmiş ve daha sonra doğrusal olmayan tüm HW modeline adresleme yapılarak sisteme yönelik doğrusalsızlıklar da modele dahil edilebilmiştir. Bu yöntem yardımıyla H_∞ çevrim şekillendiren ve Linear-Quadratic-Gaussian (LQG) servo MIMO gürbüz kontrolcülerini tasarlanmıştır. Söz konusu gürbüz MIMO kontrolcülerin değişken yük ve atmosferik koşullar altındaki performans değerleri, sisteme yönelik tasarlanan Proportional-Integral (PI) ve PI/LQG hibrit SISO kontrolcüler ile karşılaştırılmıştır. MIMO ve SISO kontrol tasarımlarına yönelik, çıkış gerilimi düzenlemesinin gürbüzlüğü ve performansının yanısıra sistem bileşenlerinin parametrelerindeki belirsizliklere karşı hassasiyeti gibi sonuçlar ele alınmıştır. Sonuç olarak tasarlanan H_∞ çevrim şekillendiren MIMO kontrol sisteminin değişken yük ve atmosferik koşullar altında, FV panellerin maksimum güç noktasını sürekli takip etmesini sürekli sağladığı, çıkış geriliminin diğer sistemlere göre daha kararlı olduğu ve bozucu etkenlere ve sistem belirsizliklerine daha dayanıklı olduğu görülmüştür.

Anahtar Kelimeler: Fotovoltaik, Çok girişli çok çıkışlı modelleme, H_∞ çevrim şekillendiren kontrol, LQG servo kontrol, Hammerstein-Wiener model.

ABSTRACT

Doctor of Philosophy

MULTIPLE-INPUT MULTIPLE-OUTPUT MODELING AND ROBUST
CONTROL DESIGN FOR STAND-ALONE PHOTOVOLTAIC SYSTEMS

Onur DEVECİ

TOBB University of Economics and Technology
Institute of Natural and Applied Sciences
Electrical and Electronics Engineering Science Programme

Supervisor: Associate Prof. Dr. Coşku KASNAKOĞLU

Date: November 2016

This study focuses on a novel Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) mathematical modelling and control design to enhance the effectiveness of a common stand-alone photovoltaic (PV) system with constant DC voltage output. Standard approaches in the literature, for the design of such controllers, are typically based on single-input single-output (SISO) methods. As a result they suffer numerous unpredicted characteristics in case they are exposed to particular irradiation, temperature and load variations. Such unanticipated behaviour is a consequence of the effect of environmental conditions on power generation such that they change on a daily base and they cannot be managed which behaves like a disturbance to the system. It is additionally troublesome that it is difficult and may be insufficient to employ traditional linearization techniques to model the system and construct the controller since the system contains substantial nonlinearities attributable to DC/DC switching converters operated by means of pulse width modulation (PWM). This is remedied by using a modeling approach based on identifying a MIMO Hammerstein-Wiener (HW) nonlinear plant. The model represent the whole system consisting of the PV panels, DC/DC converters, electric battery and DC load. Moreover, an innovative extension to the method is considered by constraining the input/output nonlinearities to be invertible and derive the appropriate

conditions. This allows for a strategy where the inverse functions are utilized to carry out controller design on the linear portion of the HW model and later map it to the full nonlinear HW system. With the help of this technique H_∞ loop shaping and LQG servo MIMO robust controllers are designed. Performance of these robust MIMO controllers are compared with PI and PI/LQG hybrid SISO controllers under different irradiation/temperature and load conditions. Results regarding performance and robustness of output voltage regulation, as well as sensitivity to uncertainties in system parameters are discussed. Assessing the system effectiveness unveils the fact that newly designed H_∞ loop shaping MIMO control system is able to provide more stable output voltage to the load against changing atmospheric and load combinations while assuring the maximum power point tracking of the PV panels. It is also more robust than SISO controllers and LQG servo MIMO controller against disturbances and system uncertainties.

Keywords: Photovoltaics, Multiple-input multiple-output modelling, H_∞ loop shaping control, LQG servo control, Hammerstein-Wiener model.

TEŞEKKÜR

Çalışmalarım boyunca değerli bilgi birikimini, tecrübesini, zamanını ve her konuda desteğini benden esirgemeyen değerli hocam Doç. Dr. Coşku KASNAKOĞLU başta olmak üzere her zaman desteğini hissettiğim dostum Dr. Zafer ÖZTÜRK'e, tez izleme komitelerinde kıymetli tecrübelerinden faydalandığım Yrd. Doç. Dr. Yiğit TAŞCIOĞLU'na, yenilenebilir enerji üzerine ECRES konferanslarını düzenleyerek bu tez çalışmasındaki çıktıların uluslararası ortamda paylaşılması ve geri bildirimler alma imkanımızı oluşturan Prof. Dr. Erol KURT'a ve tez jürimde yer almayı kabul ettikleri ve zaman ayırdıkları için Prof. Dr. Mehmet Önder EFE ve Yrd. Doç. Dr. Mirbek TURDUEV'e,

Doktora eğitimim süresince bir yandan çalışmaya devam ettiğim için üniversiteye gitmem gereken zamanlarda bana her konuda her zaman kolaylık sağlayan ASELSAN'daki yöneticilerimden başta Sn.Tanju KARAGÖZ olmak üzere Sn.Aybars KÜÇÜK, Sn.Oğuz YEMİŞÇİLER ve Sn.Hakan ARSLAN'a, tecrübesi ve manevi desteğiyle beni motive eden Sn. Vahit ÖZVEREN'e,

Bu süreçte üzümlere vakitlerinden çalmak zorunda kaldığım en büyük destekçilerim canım eşim Seda'ya ve canım oğlum Devin'e ve aile bireylerimden Fatma KOÇ, Celal KOÇ, Meryem DEVECİ ve Musa DEVECİ'ye, ve

Doktora eğitimim süresince sağladığı burs ve diğer tüm imkanlar için TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi'ne çok teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET	iv
ABSTRACT	vi
TEŞEKKÜR	viii
İÇİNDEKİLER	ix
ŞEKİL LİSTESİ	xi
ÇİZELGE LİSTESİ	xiv
KISALTMALAR	xv
SEMBOLE LİSTESİ	xvi
1. GİRİŞ	1
1.1 Çalışmanın Amacı	2
1.2 Problem Tanımı	3
1.3 Literatüre Katkı	4
1.4 Tezin İçeriği	4
2. LİTERATÜR TARAMASI	7
3. KAVRAMSAL TEMELLER	19
3.1 FV Panel.....	19
3.2 DC/DC Dönüştürücü	21
3.3 MPPT Yöntemleri	23
3.4 Akü.....	25
4. SISO MODELLEME VE KONTROL	27
4.1 Sistem Konfigürasyonu	27
4.2 Matematiksel Model.....	28
4.3 MATLAB ile Sayısal Gerçekleme	32
4.3.1 FV panel modeli.....	33
4.3.2 DC/DC dönüştürücü modeli.....	36
4.3.3 Kurşun asit akü modeli	36
4.3.4 MPPT algoritması modeli	37
4.3.5 Tüm FV sistemin modeli.....	38
4.4 PI Kontrolcülü Sistemin Performansı	41
4.5 PI/LQG Hibrit Kontrolcü Tasarımı	42
4.6 Kararlılık Analizi.....	47
4.7 Kalıcı Durum Analizi	49
5. MIMO MODELLEME VE KONTROL	53
5.1 Genel Sistem Mimarisi	53
5.2 Sistem Tanılama Yöntemi ile Modelleme.....	55
5.3 HW Sistemin Kontrolüne Yönelik Temel Kontrol Yaklaşımı	61
5.4 H_{∞} Çevrim Şekillendiren Kontrolcü Tasarımı	64
5.5 LQG Servo Kontrolcü Tasarımı	69
5.6 Kararlılık ve Gürbüzlük Analizi.....	70
6. BENZETİM SONUÇLARI	75
6.1 SISO Modelleme ve Kontrole Yönelik Bulgular	75
6.2 MIMO Modelleme ve Kontrole Yönelik Bulgular	81

6.3 Belirsizlik Analizi.....	84
7. SONUÇ VE ÖNERİLER.....	89
KAYNAKLAR.....	91
EKLER.....	99
ÖZGEÇMİŞ.....	105

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 1.1 : FV sistem topolojileri (a)şebekeye bağlı [5], (b)şebekeden bağımsız [6]..	2
Şekil 2.1 : Literatürde önerilen yapı [8].....	7
Şekil 2.2 : Literatürde önerilen yapı [9].....	8
Şekil 2.3 : Literatürde önerilen yapı [10].....	8
Şekil 2.4 : Literatürde önerilen yapı [11].....	9
Şekil 2.5 : Literatürde önerilen yapı [12].....	9
Şekil 2.6 : Literatürde önerilen yapıya ait kontrol sistemi [13,14].	10
Şekil 2.7 : Literatürde önerilen yapı [15].....	10
Şekil 2.8 : Literatürde önerilen yapıya ait kontrol sistemi (a) FV panel için histeresis akım kontrolü (b) Akü SOC ve şarj/deşarj kontrolü [16].....	11
Şekil 2.9 : Literatürde önerilen yapı [17].....	12
Şekil 2.10 : Literatürde önerilen yapıya ait kontrol sistemi [21].	13
Şekil 2.11 : Literatürde önerilen yapı [22].....	14
Şekil 2.12 : Literatürde önerilen yapıya yönelik kontrol sistemi [23].	14
Şekil 2.13 : Literatürde önerilen yapıya yönelik kontrol sistemi [24].	15
Şekil 2.14 : Literatürde önerilen yapıya yönelik kontrol sistemi [25].	15
Şekil 2.15 : Literatürde önerilen yapı [26].....	16
Şekil 2.16 : Tez çalışmasında referans alınan FV sistem topolojisi [7].	17
Şekil 3.1 : Kristal silikon güneş hücresi çalışma prensibi [35].....	19
Şekil 3.2 : Güneş paneli üretim süreci.	20
Şekil 3.3 : Güneş hücresi eşdeğer elektrik devresi.....	20
Şekil 3.4 : Güneş hücresi I-V grafiği üzerinde (a) seri rezistans R_s , (b) paralel rezistans R_p 'nin etkisi.....	21
Şekil 3.5 : (a) Alçaltan (Buck) dönüştürücü, (b) Yükselten (Boost) dönüştürücü. ...	22
Şekil 3.6 : Çift yönlü yükselten dönüştürücü.	23
Şekil 3.7 : İdeal bir güneş hücresinin akım-gerilim ve güç-gerilim grafikleri.....	23
Şekil 3.8 : MPPT algoritmalarının karşılaştırılması [48].	24
Şekil 3.9 : P&O ve IC algoritmalarına yönelik giriş ve çıkışlar.	25
Şekil 3.10 : Çeşitli akü teknolojilerinin karşılaştırılması [53].	26
Şekil 4.1 : FV sistem konfigürasyonu.	27
Şekil 4.2 : FV sistem kontrol yapısı.	29
Şekil 4.3 : Değiştir-gözle algoritması.....	31
Şekil 4.4 : Artan iletkenlik algoritması.	32
Şekil 4.5 : FV panel modeli.	34
Şekil 4.6 : FV panelin farklı güneş ışınım ve sıcaklık değerlerindeki akım-gerilim ve güç-gerilim grafikleri.....	35
Şekil 4.7 : Referans çalışmada kullanılan Sanyo HIP-200BA3 200W FV panelin akım-gerilim grafiği.....	35
Şekil 4.8 : FV sistemde kullanılan DC/DC dönüştürücü modelleri (a) Tek yönlü yükselten dönüştürücü (b) Çift yönlü yükselten dönüştürücü.	36
Şekil 4.9 : FV sistemde kullanılan SimPowerSystems akü modeli.	36
Şekil 4.10 : Aküdeşarj karakteristikleri.....	37

Şekil 4.11 : Artan iletkenlik MPPT metoduna yönelik modelleme.	38
Şekil 4.12 : Tüm FV sistemin modeli.	39
Şekil 4.13 : Referans çalışmada belirtilen kontrol sisteminin modeli.	40
Şekil 4.14 : PI kontrolcülü FV sistemin değişken yük koşulları altındaki çıkış gerilimi regülasyonuna yönelik performansı.	41
Şekil 4.15 : P_{IB-1} kontrolcü tasarımı için tanılama verisi ve tanımlanmış sistem.	43
Şekil 4.16 : P_{IB-2} kontrolcü tasarımı için tanılama verisi ve tanımlanmış sistem.	43
Şekil 4.17 : LQG servo kontrolcü.	45
Şekil 4.18 : PI/LQG tasarıma yönelik kontrol modeli.	46
Şekil 5.1 : FV sisteme yönelik tanılama verisi elde etmek için oluşturulan model. ..	54
Şekil 5.2 : Giriş sinyalleri (D_b , D_{pv}) ve sonuçta çıkan ölçülen çıkışlar (V_{dc} , V_{pv}). ...	54
Şekil 5.3 : Çalışma noktası etrafındaki varyasyonu göstermek için kaydırılmış veriler.	55
Şekil 5.4 : Hammerstein-Wiener modeli.	55
Şekil 5.5 : Sınırlandırılmış polinom optimizasyonu (kırmızı) ve dalgalık ağı ile elde edilen doğrusallık dışı fonksiyonlar (mavi).	60
Şekil 5.6 : Ölçülen ve kestirimde bulunan model çıktıları. (a) V_{dc} için, (b) V_{pv} için.	60
Şekil 5.7 : HW doğrusal bloğu için kontrolcü tasarımı.	61
Şekil 5.8 : Tüm sistem için doğrusal olmayan kapalı çevrim kontrol yapısı.	61
Şekil 5.9 : FV sistemin H_∞ çevrim şekillendiren kontrolcü ve HW model tabanlı kapalı çevrim kontrol modeli.	62
Şekil 5.10 : FV sistemin bir serbestlik dereceli LQG servo kontrolcü ve HW model tabanlı kapalı çevrim kontrol modeli.	63
Şekil 5.11 : H_∞ çevrim şekillendiren kontrolcü performansı ve gürbüzlüğü.	68
Şekil 5.12 : 1-DOF LQG servo kontrolcü blok şeması.	69
Şekil 5.13 : SISO sistem modeline uygulanan SISO kontrolcülerin basamak cevabı.	71
Şekil 5.14 : MIMO sistem modeline uygulanan SISO kontrolcülerin basamak cevabı.	72
Şekil 5.15 : MIMO sistem modeline uygulanan MIMO kontrolcülerin basamak cevabı.	73
Şekil 5.16 : H_∞ çevrim şekillendirme ve LQG servo kontrolcülerin Sigma grafikleri.	74
Şekil 6.1 : Ankara için günlük güneş ışıınımı verisi, güneşli ve bulutlu hava için.	75
Şekil 6.2 : Ankara için günlük ortam sıcaklığı verisi, güneşli ve bulutlu hava için.	76
Şekil 6.3 : Maksimum ve minimum yük değerleri arasındaki değişim.	76
Şekil 6.4 : PI kontrolcülü standart sistemin güneşli havada performansı.	77
Şekil 6.5 : PI kontrolcülü standart sistemin bulutlu havada performansı.	77
Şekil 6.6 : PI/LQG hibrit kontrolcülü modifiye sistemin güneşli havada performansı.	79
Şekil 6.7 : PI/LQG hibrit kontrolcülü modifiye sistemin bulutlu havada performansı.	79
Şekil 6.8 : FV sistemin güneşli ve bulutlu havada MPPT performansı.	80
Şekil 6.9 : LQG servo MIMO gürbüz kontrolcülü sistemin güneşli havada performansı.	82
Şekil 6.10 : LQG servo MIMO gürbüz kontrolcülü sistemin bulutlu havada performansı.	82
Şekil 6.11 : H_∞ çevrim şekillendiren MIMO gürbüz kontrolcülü sistemin güneşli havada performansı.	83

Şekil 6.12 : H_{∞} çevrim şekillendiren MIMO gürbüz kontrolcülü sistemin bulutlu havada performansı.	83
Şekil 6.13 : PI/LQG hibrit SISO kontrolcülü sistemin belirsizlik analizi.....	86
Şekil 6.14 : LQG servo MIMO kontrolcülü sistemin belirsizlik analizi.....	86
Şekil 6.15 : H_{∞} çevrim şekillendiren MIMO kontrolcülü sistemin belirsizlik analizi.	87
Şekil Ek.1.1 :SANYO HIP-200BA3 güneş paneli.....	101
Şekil Ek.1.2 : Tez çalışmasında modellenen güneş paneline yönelik ışıınım ve sıcaklık etkileri grafikleri.....	102
Şekil Ek.2.1 : East Penn 8AU1 AGM 12V kurşun asit akü.....	103
Şekil Ek.2.2 : East Penn 8AU1 AGM 12V kurşun asit akü teknik bilgileri.	103
Şekil Ek.2.3 : Tez çalışmasındaki akü modelinin deşarj karakteristiği.....	103

ÇİZELGE LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Çizelge 4.1 : Kurşun asit akü modeli parametreleri	37
Çizelge 5.1 : SISO kontrolcülere yönelik GM ve PM karşılaştırma çizelgesi.....	71
Çizelge 6.1 : Farklı kontrol stratejileri için çıkış gerilim dalgalanmalarının karşılaştırılması.	84
Çizelge 6.2 : Belirsizlik analizinde kullanılan rastgele parametre kombinasyonları.	85

KISALTMALAR

AC	: Alternatif Akım (Alternative Current)
BDC	: Çift Yönlü Dönüştürücü
DC	: Doğru Akım (Direct Current)
DOF	: Serbestlik Derecesi (Degree-of-freedom)
IC	: Artan İletkenlik (Incremental Conductance)
IEA	: Uluslararası Enerji Ajansı (International Energy Agency)
FV	: Fotovoltaik
FVT	: Son Değer Teoremi (Final Value Theorem)
GCD	: En Büyük Ortak Bölen (Greatest Common Divisor)
GM	: Kazanç payı (Gain Margin)
HW	: Hammerstein-Wiener
ISE	: İntegral Kare Hatası (Integral Squared Error)
LQG	: Linear Quadratic Gaussian
MATLAB	: Matris Laboratuvarı (Matrix Laboratory)
MIMO	: Çok Girişli Çok Çıkışlı (Multiple Input Multiple Output)
MOSFET	: Metal–Oxide–Semiconductor Field-Effect Transistor
MPPT	: Maksimum Güç Noktası İzleme (Maximum Power Point Tracking)
MTBF	: Arızasız Geçen Ortalama Süre (Mean Time Between Failure)
NOCT	: Normal Operating Conditions Temperature
P&O	: Değiştir-Gözle (Perturb & Observe)
PID	: Oransal-İntegral-Türevsel (Proportional-Integral-Derivative)
PM	: Faz payı (Phase Margin)
PWM	: Sinyal Genişlik Modülasyonu (Pulse Width Modulation)
PVGIS	: EU Photovoltaic Geographical Information System
SISO	: Tek Girişli Tek Çıkışlı (Single Input Single Output)
SOC	: Akü Şarj Durumu (State of Charge)
SoDa	: Solar Radiation Data
SQP	: Ardışık Karesel Programlama (Sequential Quadratic Programming)
UDC	: Tek Yönlü Dönüştürücü
UK	: Ultrakapasitör

SEMBOL LİSTESİ

Bu çalışmada kullanılmış olan simgeler açıklamaları ile birlikte aşağıda sunulmuştur.

Simgeler	Açıklama
a	Diyot ideallik faktörü
A, B, C, D	Durum uzayı matrisleri
C	Dönüştürücü kapasitans değeri (F)
d	Ortalama kontrol girdisi
D	Doluluk boşluk oranı
D_b	MIMO kontrolcü giriş sinyali – çift yönlü dönüştürücü doluluk boşluk oranı
D_{max}	Minimum kapasitans değerini veren maksimum doluluk boşluk oranı
D_{min}	Dönüştürücü minimum anahtarlama sinyali genliği
D_{opt}	Minimum indüktans değerini veren optimum doluluk boşluk oranı
D_{pv}	MIMO kontrolcü giriş sinyali – tek yönlü dönüştürücü doluluk boşluk oranı
E	LQG tasarımına yönelik beklenen değer
e_{ss}	Kalıcı durum hatası
f	Hammerstein-Wiener modeli giriş doğrusalsızlığı
f_s	Anahtarlama frekansı (Hz)
$G(s)$	Sistem doğrusal transfer fonksiyonu
h	Hammerstein-Wiener modeli çıkış doğrusalsızlığı
I_{ph}	Güneş ışığı ile üretilen hücre akımı (A)
I_0	FV sistem çıkış yük akımı (A)
I_s	Diyot ters akımı (A)
i_{LB}	Çift yönlü dönüştürücünün indüktör akımı (A)
i_{Lpv}	Tek yönlü dönüştürücü giriş akımı (A)
J	LQG tasarımına yönelik maliyet fonksiyonu
K	LQG tasarımına yönelik kazançlar vektörü
K	H_∞ kontrolcüsü
L	Dönüştürücü indüktans değeri (H)
$L(s)$	Çevrim transfer fonksiyonu
L_B	Çift yönlü dönüştürücü indüktörü (H)
L_{pv}	Tek yönlü dönüştürücü indüktans değeri (H)
N_s	Seri bağlı güneş hücresi sayısı
N_p	Paralel bağlı güneş hücresi sayısı

q	Elektron yükü ($1.60217662 \times 10^{-19}$ C)
Q	LQG tasarımına yönelik durumların ağırlığı
Q_i	LQG tasarımına yönelik integral hatasının ağırlığı
Q_n	LQG tasarımına yönelik süreç gürültüsü
R	Yük direnç değeri (Ω)
r_{ij}	Ceza parametreleri
R_p	Güneş hücresi paralel rezistansı (Ω)
R_n	LQG tasarımına yönelik ölçüm gürültüsü
R_s	Güneş hücresi seri rezistansı (Ω)
r_{pv}	FV panelin çalışma noktası etrafındaki dinamik direnç (Ω)
S	Ortamdaki ışınım değeri ($\frac{mW}{cm^2}$)
$S(s)$	Duyarlılık fonksiyonu
$T(s)$	Tamamlayıcı duyarlılık fonksiyonu
T	Hücre sıcaklığı (Kelvin)
T_{amb}	Ortam sıcaklığı ($^{\circ}C$)
T_{cell}	Güneş panelinin yüzey sıcaklığı ($^{\circ}C$)
u	Durum uzayı gösteriminde giriş vektörü
w	Durum uzayı gösteriminde süreç vektörü
W	H_{∞} tasarımına yönelik ön filtre
ω_{gc}	Kazanç geçiş frekansı (rad/s)
$ W_1^{-1}(j\omega) $	Arzu edilen bozucu sönüm faktörü
$ W_3(j\omega) $	Beklenen en büyük belirsizlik değeri
v	Durum uzayı gösteriminde ölçüm vektörü
V_{dc}	DC-link gerilimi (V)
V_{dc-ref}	Referans yük gerilimi (V)
V_{pv}	FV panel terminal gerilimi (V)
V_0	FV sistem çıkış gerilimi (V)
ΔV_0	FV sistem çıkış gerilim dalgalanması (V_{p-p})
x	Durum uzayı gösteriminde durum vektörü
x_i	LQG tasarımına yönelik çıkıştaki referans izleme hatasının integrali
y	Durum uzayı gösteriminde çıkış vektörü
σ_{ij}	Lagrange çarpanları
$\Psi(p)$	Merit fonksiyonu
$\underline{\sigma}$	Minimum tekil değer
$\bar{\sigma}$	Maksimum tekil değer
Δ_M	Kararlı sistemdeki belirsizliğe yönelik transfer fonksiyonu
Δ_N	Nominal sistemdeki belirsizliğe yönelik transfer fonksiyonu

1. GİRİŞ

Birleşmiş Milletler'in "Dünya Nüfusu Beklentileri" raporuna göre, günümüzde 7,4 milyar olan dünya nüfusu, 2050 yılında 9,7 milyara ulaşacaktır [1]. Söz konusu nüfus artışının endüstriyelikleşme ile birlikte küresel enerji talebini ciddi oranda artırması beklenmektedir. Uluslararası Enerji Ajansı'na (International Energy Agency-IEA) göre 2040 yılına kadar küresel enerji tüketimi üçte bir, elektrik enerjisi tüketimi ise %70'ten fazla artacaktır [2].

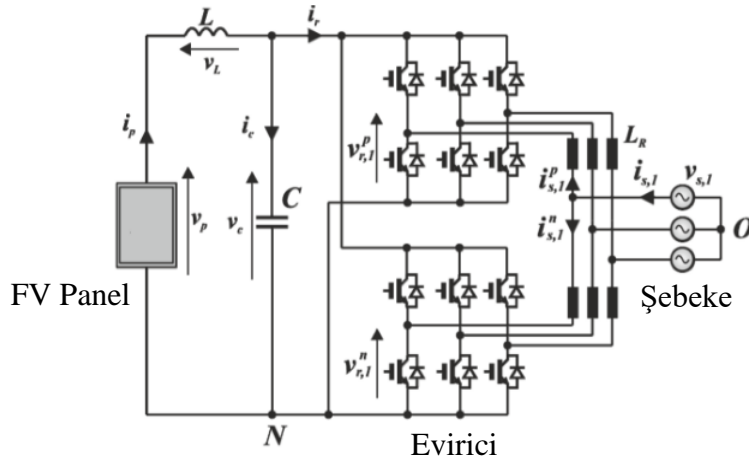
Petrol, doğalgaz ve kömür tabanlı geleneksel enerji kaynaklarına dayalı enerji üretimi, hem küresel iklim değişikliğine katkısı hem de doğal kaynakların petrol için 2040, doğalgaz için 2042 ve kömür için 2112 yılına kadar tükeneceğinin tahmin edilmesi nedeniyle sürdürülebilir değildir [3]. Sürdürülebilir ve tükenmez kaynaklara dayalı yenilenebilir enerji teknolojilerinin elektrik enerjisi üretimi konusunda birçok araştırma yapılmaktadır. Bu sayede 2040 yılına kadar toplam elektrik enerjisi tüketimi artışının yarısının yenilenebilir kaynaklardan sağlanabileceği düşünülmektedir [2,4].

Yenilenebilir kaynaklardan enerji elde etmeye yönelik güneş, rüzgâr, hidroelektrik, jeotermal, biyokütle, biyoyakıt, gelgit ve dalga enerjisi gibi çeşitli teknolojiler geliştirilmiştir.

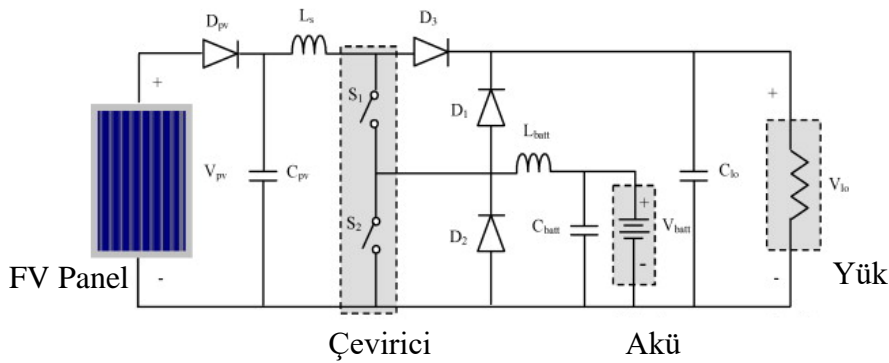
Güneş enerjisi, düşük işletme maliyetleri, uzun kullanım ömrü (yirmi yıldan fazla) ve sınırsız kaynağı sayesinde en popüler yenilenebilir enerji kaynaklarından birisidir.

Fotovoltaik (FV) sistemler tipik örnekleri Şekil 1.1'de görüldüğü gibi şebekeye bağlı ve şebekeden bağımsız olmak üzere iki farklı topolojide olabilmektedir. Güneş panellerinden elde edilen doğru akımın şebekeye bağlantı olması durumunda alternatif akıma dönüştürülmesi gerektiği için, şebekeye bağlı sistemlerde evirici bulunması ve eviriciye yönelik ayrı bir kontrol mekanizması gerekmektedir. Şebekeden bağımsız sistemlerde ise evirici bulunabileceği gibi destekleyici kaynak olarak genelde akü kullanıldığı için aküye yönelik ek bir kontrol mekanizması gerekir. Ayrıca şebekeye bağlı sistemlerde temel yaklaşım altyapının müsait olması durumunda şebekeye olabildiği kadar güneşten gelen enerjiyi aktarmak iken, şebekeden bağımsız

sistemlerde yük üzerindeki çıkış geriliminin ve sistem bileşenlerine zarar vermemek için güç yönetiminin önemi artmaktadır.



(a)



(b)

Şekil 1.1 : FV sistem topolojileri (a) şebekeye bağlı [5], (b) şebekeden bağımsız [6].

1.1 Çalışmanın Amacı

Bu tez çalışmasında şebekeden bağımsız FV sistemlerin maruz kaldığı atmosferik koşullar (güneş ışınımı ve ortam sıcaklığı) ve bağlı yüklerdeki değişimler altında, güneş enerjisinden azami ölçüde yararlanılması (sürekli maksimum güç noktası takibi yapan) ve aynı zamanda çıkış geriliminin eşzamanlı olarak en az salınımla etkin bir şekilde kontrolü amaçlanmıştır. Bu amaca yönelik FV sistemin modellenmesi ve kontrolü ile ilgili özgün yöntemler sunulmuştur. Önerilen yöntemler literatürde yer alan doğrusal olmayan sistem modelleme ve doğrusal kontrol yaklaşımlarının temel fikirlerini baz almaktadır.

1.2 Problem Tanımı

Şebekeden bağımsız fotovoltaik sistemlere yönelik kontrolcüler incelendiğinde literatürdeki genel yaklaşımın tek girişli tek çıkışlı (Single Input Single Output – SISO) modelleme ve kontrolcü tasarımına yönelik olduğu görülmektedir.

Söz konusu kontrolcülerin tasarımında sisteme ait belli giriş/çıkış portları arasında belirli koşullar için sistem davranışını temsil eden doğrusallaştırılmış modeller kullanılır. Özünde doğrusal olmayan sistemlerde sistem topolojisi ve işletme şartları değiştiği zaman bu doğrusal modeller geçersiz olabilir. Bu gibi her değişiklik için tekrarlanan analitik çıkarımlar külfetli ve zaman alıcı olmaktadır. Üstelik birçok kontrolcünün bulunduğu karmaşık bir sistemde modelleme ve tasarım prosedürü her kontrolcüye özgü giriş/çıkış verisi elde etme gereği göz önünde bulundurularak modelleme ve tasarım prosedürünün tekrarlanması gerekebilir.

Ayrıca şebekeden bağımsız FV sistemler, PWM ile tetiklenen anahtarlamalı DC/DC dönüştürücüler içerdiği için geleneksel doğrusallaştırma teknikleri ile bu sistemlerin sağlıklı sonuçlar veren doğrusal modellerinin elde edilmesi ve uygun SISO model tabanlı kontrolcülerin tasarlanması oldukça zor olabilir.

Bu durumda bu tez çalışmasındaki amaç aşağıda verilen araştırma sorularına cevap vermek üzerine kuruludur:

1. Özünde çok girişli çok çıkışlı (Multiple Input Multiple Output-MIMO) ve doğrusal olmayan sistemler olan akü beslemeli şebekeden bağımsız FV sistemlere yönelik doğrusal olmayan MIMO model elde edilebilir mi?
2. Söz konusu doğrusal olmayan MIMO model kullanılarak gürbüz MIMO kontrolcüler tasarlanabilir mi?
3. Gürbüz MIMO kontrolcüler kullanılarak sistemlerin maruz kaldığı atmosferik koşullarda ve bağlı yüklerdeki değişimler altında güneş enerjisinden azami olarak yararlanan ve aynı zamanda çıkış gerilimi salınımını en aza indirgeyen bir sistem elde edilebilir mi?
4. Söz konusu gürbüz MIMO kontrolcüler, FV sistemi literatürde sıkça yer alan SISO kontrolcülere göre daha iyi kontrol edebilir mi?

1.3 Literatüre Katkı

Literatürde, şebekeden bağımsız akü beslemeli FV sistemlere yönelik MIMO doğrusal olmayan modeller ve MIMO gürbüz kontrol yöntemleri ile ilgili bir çalışma bulunmamaktadır. Bu boşluğu doldurmak ve problem tanımında belirtilen sorunları çözmek üzere, tez çalışmasında, şebekeden bağımsız çalışan akü beslemeli ve sabit DC gerilim çıkışa sahip bir FV sistemin etkenliğini artırmaya yönelik, sistemin yeni bir yöntemle MIMO yapıda matematiksel olarak modellenmesi ve gürbüz MIMO kontrolcülerin tasarlanarak uygulanması incelenmiştir.

Matematiksel modellemede, MIMO Hammerstein-Wiener doğrusal olmayan sistem tabanlı bir modelleme yaklaşımından yararlanılmıştır. Elde edilen model, FV paneller, DC/DC dönüştürücüler, akü ve DC yük gibi tüm sistem bileşenlerini içermektedir. Ayrıca söz konusu modellemeye, giriş/çıkış doğrusalsızlıklarının terslenebilir olmaya zorlanması ve yeterli koşulların türetilmesine yönelik özgün bir ekleme gerçekleştirilmiştir. Bu sayede terslenebilir fonksiyonlar kullanılarak HW modelin doğrusal kısmına göre MIMO kontrolcü tasarımları gerçekleştirilmiş ve daha sonra doğrusal olmayan tüm HW modeline adresleme yapılarak sisteme yönelik doğrusalsızlıklar da modele dahil edilebilmiştir.

Kontrolcülerin değişken yük ve atmosferik koşullar altındaki performans değerleri, PI ve PI/LQG hibrit SISO kontrolcüler ile karşılaştırılmıştır. Literatürde MIMO kontrol yöntemleri ile, değişken yük ve atmosferik koşullar altında uzun süreli benzetim yapılan bir çalışma bulunmamaktadır.

Sonuç olarak, MIMO ve SISO kontrol tasarımlarına yönelik, çıkış gerilimi düzenlemesinin gürbüzlüğü ve performansının yanısıra sistem bileşenlerinin parametrelerindeki belirsizliklere karşı hassasiyet gibi sonuçlar elde edilmiştir.

1.4 Tezin İçeriği

Sunulan tez, giriş bölümü dâhil yedi bölümden oluşmaktadır.

Bölüm iki, literatür taramasını içermektedir.

Bölüm üç, tez çalışmasında ele alınan FV sisteme yönelik kuramsal temelleri içermektedir.

Bölüm dört, literatürdeki mevcut FV sisteme [7] yönelik matematiksel modelleme ve kontrolcü tasarımına ilişkin transfer fonksiyonlarının elde edilmesi, PI kontrolcü tabanlı sisteme yönelik simülasyon ile sayısal gerçekleştirme, PI/LQG hibrit kontrolcü tasarımı ile modifikasyon ve revize tasarıma yönelik kararlılık ve kalıcı durum analizlerini içermektedir. Özet olarak bu bölümde SISO tabanlı kontrolcüler irdelenmiştir.

Bölüm beş, MIMO modelleme ve kontrole yönelik genel sistem mimarisi, bu mimari ile sistem tanımlama verisinin elde edilmesi, Hammerstein-Wiener modeli ile sistemin doğrusal olmayan modelinin elde edilmesi, HW modele göre H_∞ çevrim şekillendiren ve LQG servo kontrolcülerin tasarımı ve tasarlanan kontrolcülerin kararlılık ve gürbüzlük analizlerini içermektedir. Özet olarak bu bölümde MIMO tabanlı modelleme ve kontrolcüler irdelenmiştir.

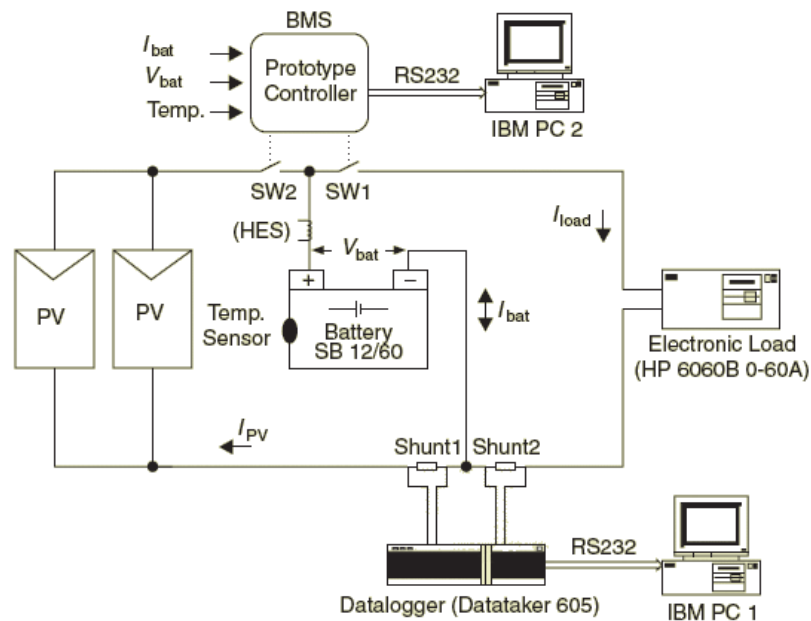
Bölüm altı, bölüm dört ve bölüm beşte elde edilen SISO ve MIMO kontrolcülerin FV sisteme uygulanmasıyla elde edilen karşılaştırmalı benzetim sonuçlarını içermektedir. Ayrıca tüm kontrolcüler için FV sistem parametrelerine belirsizlik analizi gerçekleştirilmesiyle elde edilen sonuçlar da yine bu bölümde yer almaktadır.

Bölüm yedi ise sonuçlar ve önerilerin özetlendiği bölümdür. Elde edilen bulgular ışığında, kontrol sisteminin performans incelemesi ve öneriler bu bölümde yer almaktadır.

2. LİTERATÜR TARAMASI

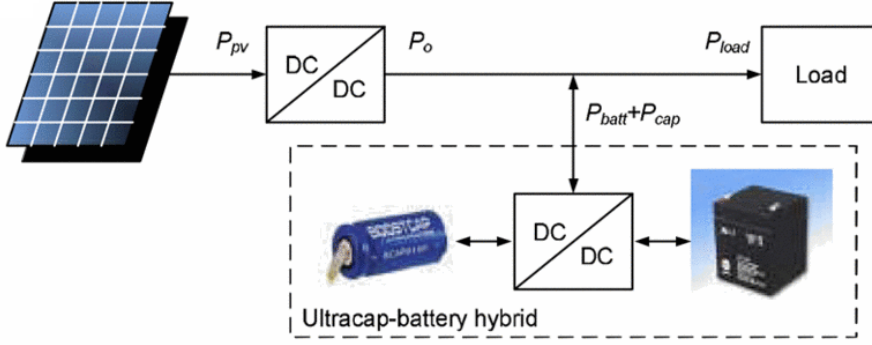
Literatürde FV sistem kontrolü ile ilgili çalışmaların büyük bir çoğunluğunu MPPT'ye yönelik kontrol tasarımları oluşturmaktadır. Ancak bu çalışma kapsamında tüm FV sistemin kontrolü ele alındığı için ve MPPT yöntemi olarak standart bir artan iletkenlik algoritması kullanılacağından, sadece MPPT ile ilgili çalışmalara bu bölümde ayrıca değinilmeyecektir. Şebekeden bağımsız akü beslemeli FV sistemlerin bir bütün halinde kontrolüne yönelik tez çalışmasında belirtilen Hammerstein-Wiener MIMO modelleme ve kontrolcü tasarımı ile ilgili bir çalışmaya literatürde rastlanmamış olup, benzer sistemler için öne çıkan çalışmalar aşağıda belirtilmiştir. Ayrıca ilgili bölümlerde yeri geldiğinde literatürden ilgili diğer çalışmalara da ayrıca referans verilecektir.

Duryea, Islam ve Lawrance'in önerdiği çalışma [8], Şekil 2.1'deki gibi şebekeden bağımsız FV sistemlere yönelik akü sıcaklığı, akü akımı ve akü gerilimi ölçümü ile jel tipi kurşun asit akünün akü şarj durumunu (State of Charge –SOC) hesaplayan bir akü yönetim sistemini önermektedir. Ancak bu yapıda herhangi bir MPPT algoritması çalışmadığı için güneş enerjisinden efektif bir şekilde yararlanılmamaktadır. Sadece akü şarj/deşarj kontrolü üzerine yoğunlaşmıştır.



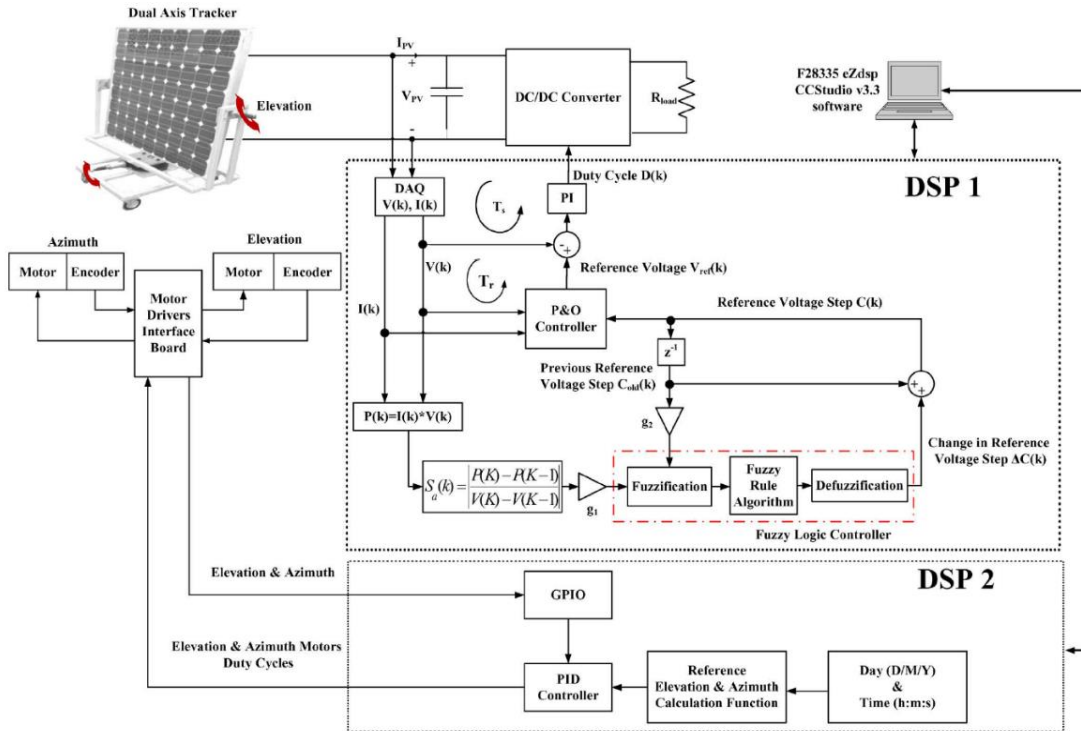
Şekil 2.1 : Literatürde önerilen yapı [8].

Glavin, Chan, Armstrong ve Hurley tarafından önerilen çalışma [9], Şekil 2.2'deki gibi şebekeden bağımsız FV sistemlerde kalkış akımı yüksek yüklere yönelik akü/süper kapasitör hibrit enerji depolama sistemi ve akü yönetim sistemi algoritması ele alınmıştır. Bu çalışmada da MPPT algoritması bulunmamakta ve çıkış gerilimi regülasyonuna yönelik kontrol tasarımından bahsedilmemektedir.



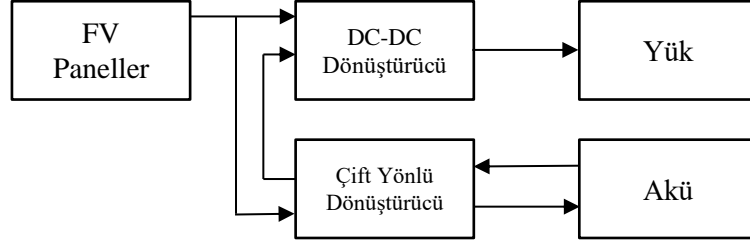
Şekil 2.2 : Literatürde önerilen yapı [9].

Nabulsi ve Dhaouadi tarafından önerilen çalışma [10], Şekil 2.3'teki gibi bulanık mantık ve değiştir-gözle MPPT algoritmalarını kullanarak iki eksen mekanik güneş takibi ve MPPT gerçekleştirmektedir. Sistemde alçaltan dönüştürücü çıkışındaki yük üzerinde MPPT dışında herhangi bir gerilim regülasyonu bulunmamaktadır.



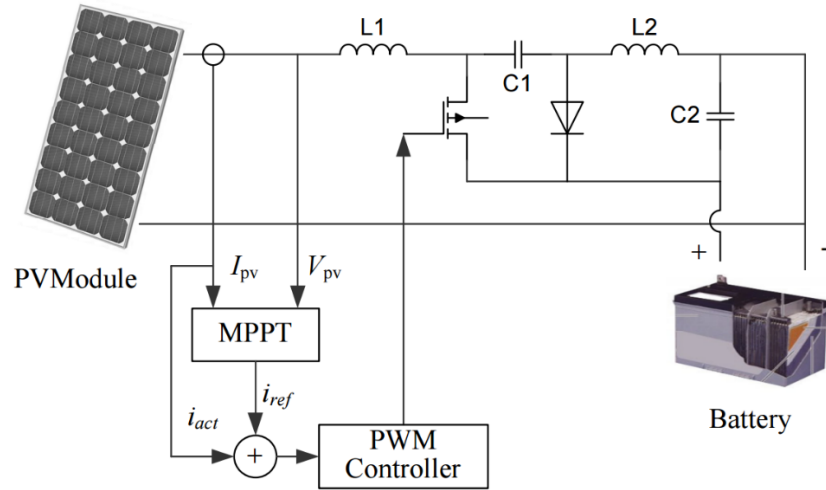
Şekil 2.3 : Literatürde önerilen yapı [10].

Matsuo ve Kurokawa tarafından Şekil 2.4'teki gibi önerilen çalışmada [11] MPPT için tek yönlü, akü kontrolü için çift yönlü dönüştürücüler kullanılmakta ve MPPT gerçekleştirilirken yük gerilimi de kontrol edilmeye çalışılmaktadır. Söz konusu sistem ile farklı yük, ışınlım ve sıcaklık değerleri altında çıkış gerilimi regülasyonunun sağlandığı bilgisi açıkça belirtilmemiştir.



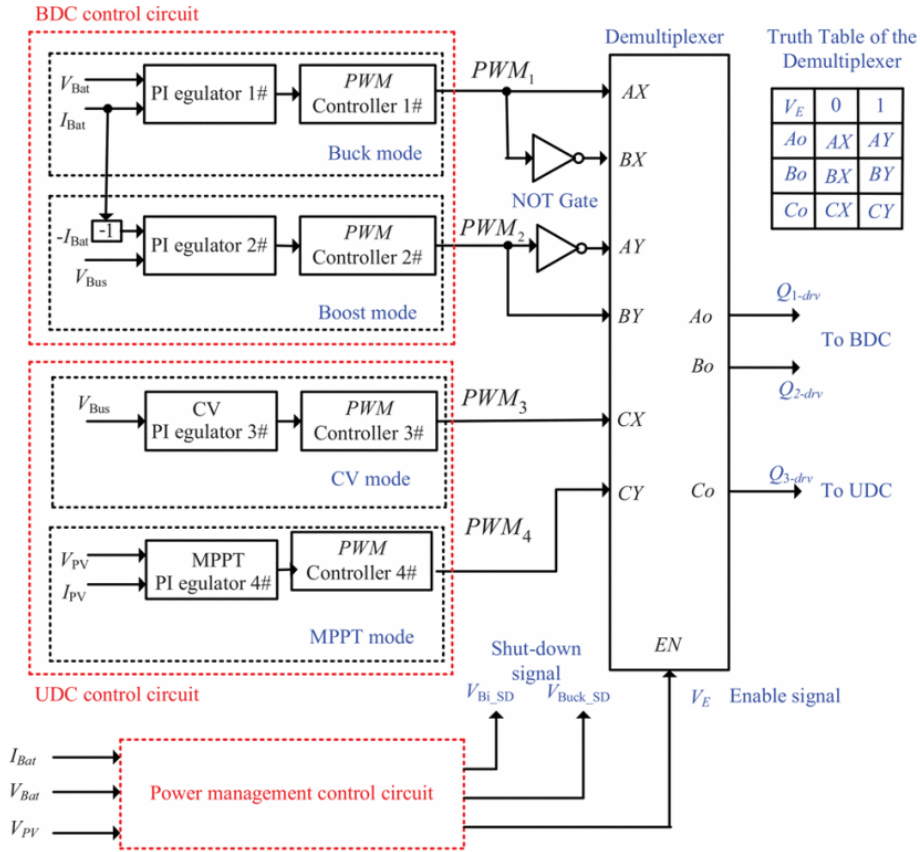
Şekil 2.4 : Literatürde önerilen yapı [11].

Riawan ve Nayar tarafından önerilen çalışma [12], Şekil 2.5'teki gibi cük dönüştürücü ile MPPT yaparken akü şarj eden bir FV sistem tasarımını içermektedir. Yük olarak akü kullanıldığı için aküden sonra bir yük bağlansa dahi yükü farklı gerilim değerlerinde çalıştırmak mümkün olmayacağı gibi, akü üzerinde gerilim doğrudan yüke de yansımaktadır. Ayrıca akü her zaman enerji akış sürecinin içerisinde olduğu için kullanım ömrü azalacaktır.



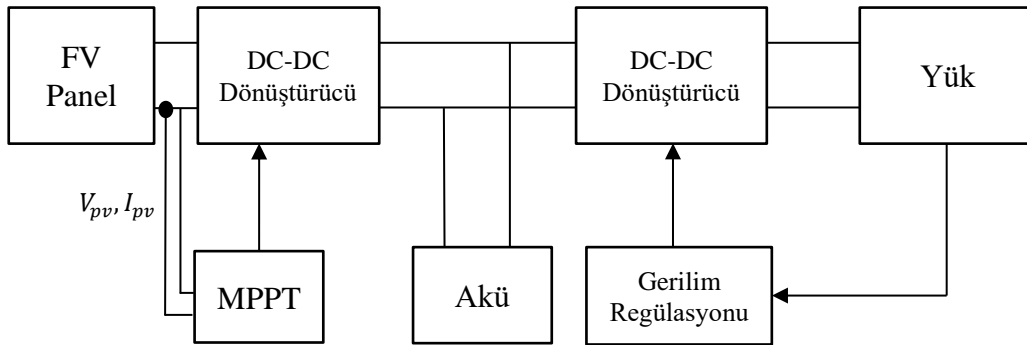
Şekil 2.5 : Literatürde önerilen yapı [12].

Liao ve Ruan tarafından önerilen çalışmalarda [13,14], MPPT kontrolü için alçaltan dönüştürücü, akü kontrolü için ise alçaltan-yükselten dönüştürücü kullanılmaktadır. Akü ve çıkış gerilimi Şekil 2.6'daki gibi kontrolü PI kontrolcüler, karşılaştırıcı ve mantık devreleri tabanlı bir yapı ile gerçekleştirilmiş olup gerçek atmosferik koşullar altında değişken yük ile uzun süreli sistem performansı belirtilmemiştir.



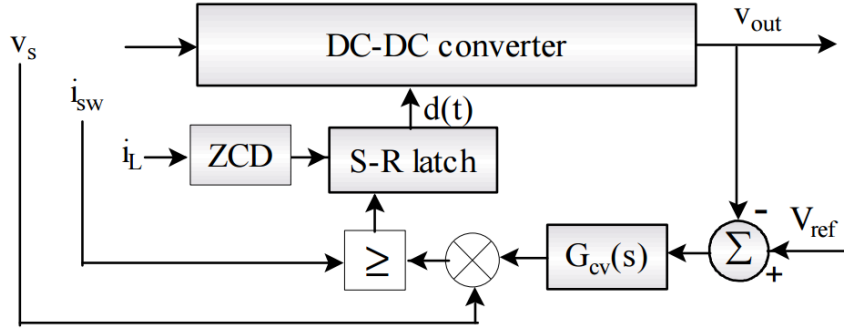
Şekil 2.6 : Literatürde önerilen yapıya ait kontrol sistemi [13,14].

Abouda, Nollet, Essounbouli, Chaari ve Koubaa tarafından önerilen çalışma [15], Şekil 2.7’deki gibi akü beslemeli maksimum güç noktası takip eden bir FV su pompası sistemidir. Kontrolcü olarak PID kullanılmış ve yük ve atmosferik koşullar eş zamanlı değişmediği ve grafikler sadece MPPT kontrolü yaparken oluşturulduğu halde referans takibi sırasında aşımalar olduğu görülmektedir. Pompa için gerilim regülasyonuna yönelik verilen grafiklerde yük ve atmosferik koşullardaki değişim belirtilmemiş sabit bir panel referans gerilimine ulaştığı belirtilmiştir. Bu durumda sistemin gerçek hava koşullarında değişken yük altında nasıl sonuçlar verdiği belirtilmemiştir.

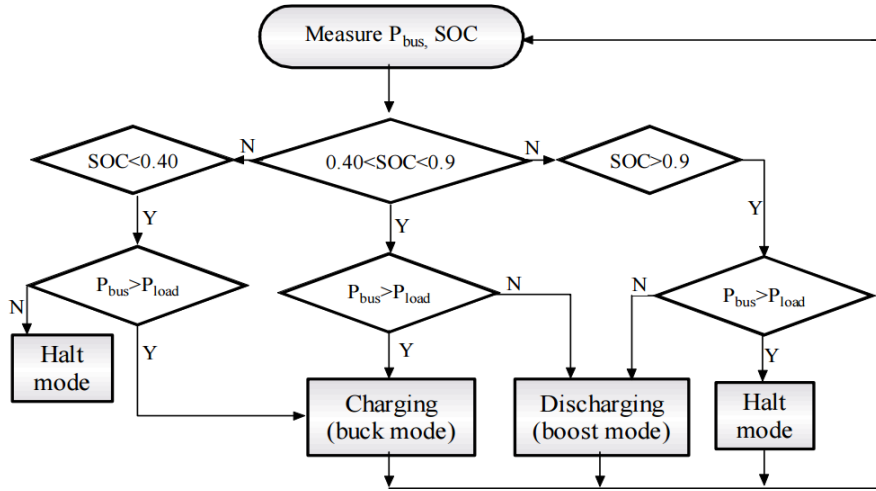


Şekil 2.7 : Literatürde önerilen yapı [15].

Hasan, Haque, Negnevitsky ve Muttaqi tarafından önerilen çalışma [16], akü şarj/deşarjı için çift yönlü dönüştürücü ve kontrolü için bara gücü ve akü şarj durumu tabanlı bir kontrolcü ile AC yük gerilimini ayarlamak üzere PI kontrolcülerini içermektedir (Şekil 2.8). Söz konusu çalışma kapsamında geliştirilen sistemin değişken yük ve atmosferik koşullar altında sonuçları olmadığı için performansa yönelik yeterli bilgi yoktur.



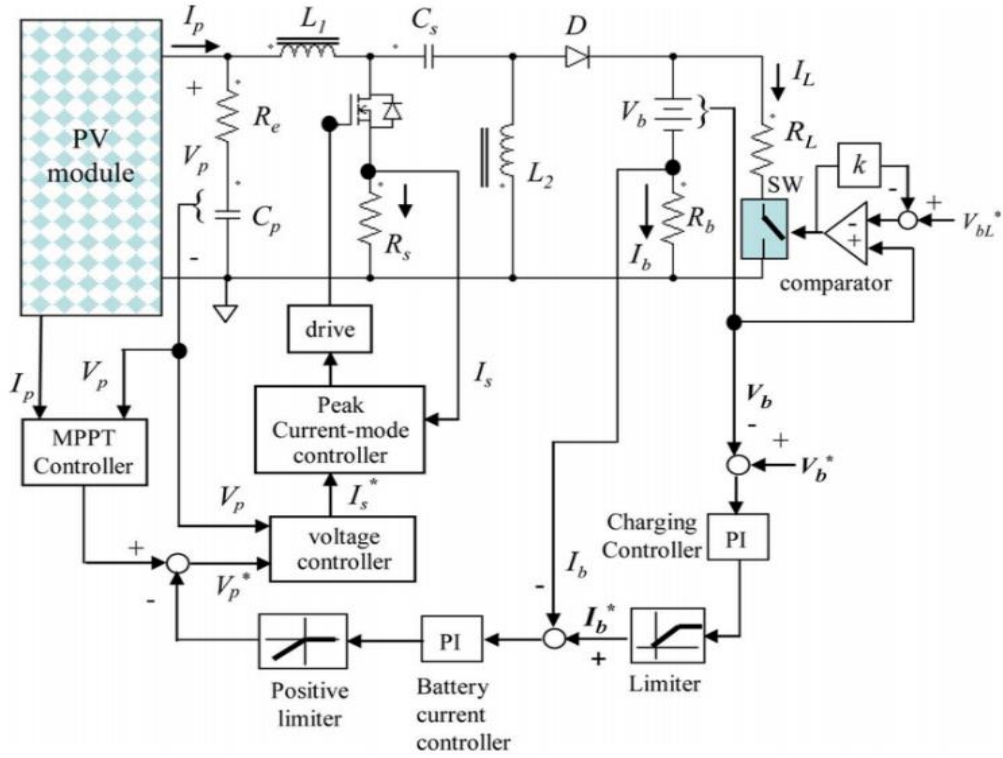
(a)



(b)

Şekil 2.8 : Literatürde önerilen yapıya ait kontrol sistemi (a) FV panel için histeresis akım kontrolü (b) Akü SOC ve şarj/deşarj kontrolü [16].

Chiang, Shieh ve Chen tarafından önerilen çalışma [17], sepic dönüştürücülü MPPT yapan FV akü şarj sistemidir. Yine akü yük ile paralel olduğu için Riawan tarafından önerilen çalışmadaki [12] durumlar geçerli olacaktır. Akü şarj akımı kontrolü için PI kontrolcü kullanılmıştır. Sistemin değişken yük ve atmosferik koşullar altında sonuçları olmadığı için performansa yönelik yeterli bilgi yoktur.



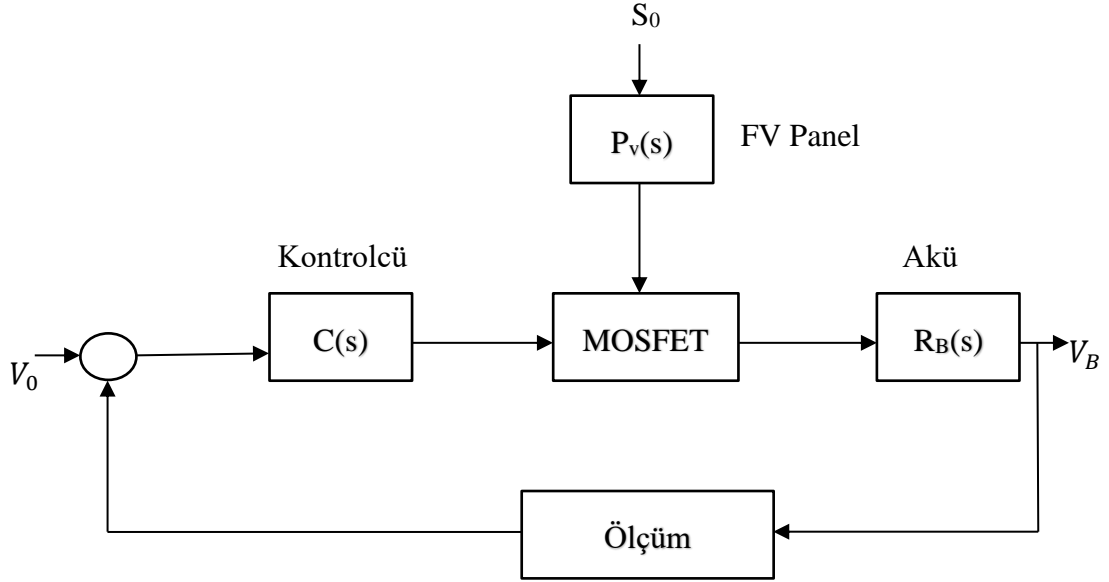
Şekil 2.9 : Literatürde önerilen yapı [17].

Pacheco, Freitas, Vieira, Coelho ve Farias tarafından önerilen çalışma [18], MPPT olmadan sadece akü yönetimi ve çıkış gerilim regülasyonu üzerine yoğunlaşmıştır. Deneysel bulgular sadece çıkış yükü ve çıkış gerilimindeki değişimlere yönelik kısa süreli olarak elde edilmiştir. Bu durumda uzun süreli gerçek atmosferik koşullar altında sistemin performansı bilinmemektedir.

Pacheco, Freitas, Vieira, Coelho ve Farias söz konusu çalışmasını [18] geliştirerek sisteme MPPT de eklemiştir. Önerilen çalışma [19], çıkış gerilim regülasyonu için PI kontrolcülerini içermektedir. Söz konusu kontrolcülerin tasarımına yönelik detaylar çalışmada yer almamaktadır. Sistem performansı değişen ışınım (sadece bir kademe değiştirilmiştir ve bir güne yönelik tüm spektrumu kapsamamaktadır) ve değişen yük altında (sadece bir kademe değiştirilmiştir ve yük değiştiğinde atmosferik koşullar sabit kalmıştır) gözlemlenmiştir.

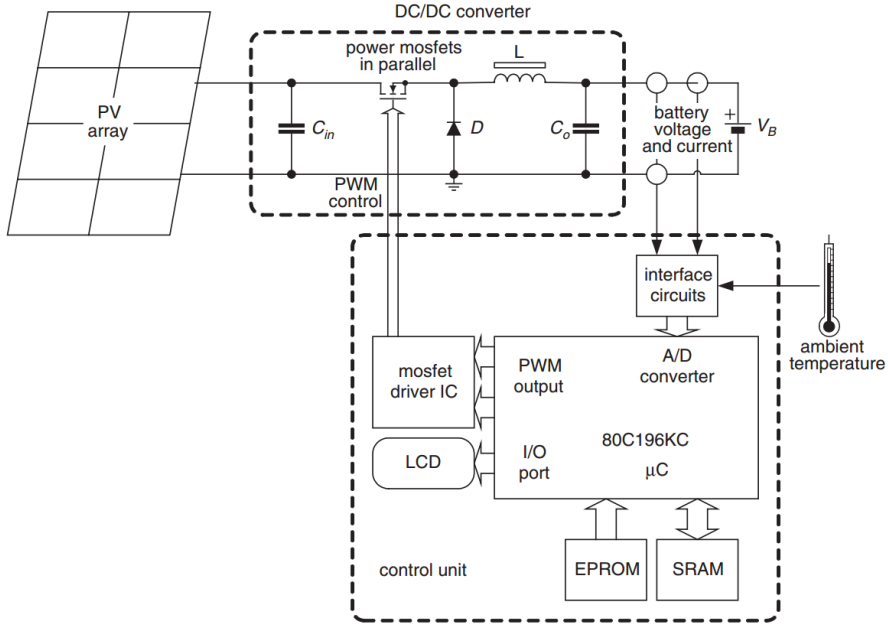
Hong, Yang, Liang ve Chen tarafından önerilen çalışma [20], akü yönetimine yönelik yeni bir çift yönlü dönüştürücü tasarımı ve uygulamasını içermektedir. Bu çalışmada bağlı indüktör yöntemiyle geliştirilen dönüştürücü sayesinde yüksek oranda yükseltme ve alçaltma yapılabildiği belirtilmiştir. Ancak söz konusu çalışma MPPT ve değişken yük ve hava koşullarında sistem performansını içermemektedir.

Huang, Hsu, Wu ve Ho tarafından önerilen çalışma [21], şebekeden bağımsız sistemlerde akü kontrolünün iyileştirilmesi üzerinedir. Söz konusu çalışma ile daha etkin bir akü yönetimi gerçekleştirildiği belirtilmiştir. Ancak bu çalışma da tüm FV sistemin kontrolü ile ilgili değildir. Şekil 2.10'da belirtilen yapı ile MPPT varken akü yönetiminin ve çıkış geriliminin regülasyonu gibi hususlar ele alınmamıştır.



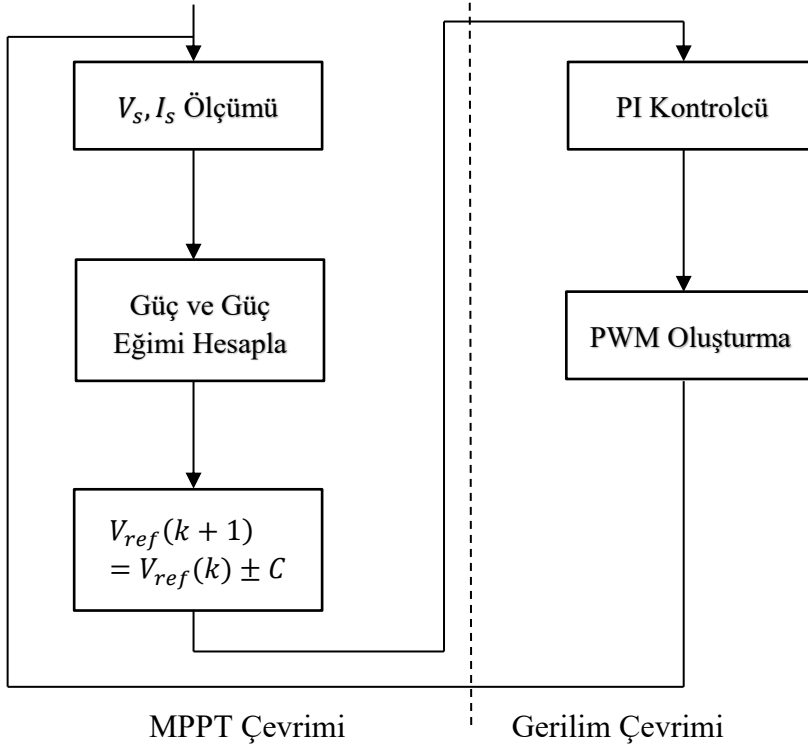
Şekil 2.10 : Literatürde önerilen yapıya ait kontrol sistemi [21].

Koutroulis ve Kalaitzakis tarafından önerilen çalışma [22], Şekil 2.11'deki gibi şebekeden bağımsız FV sistemlere yönelik akü şarj sistemi üzerinedir. Çalışmada aç-kapa akü kontrolü yerine ortam sıcaklığı, akü akımı ve akü gerilimi ölçümleri üzerine yeni bir kontrol algoritması sunulmuştur. Bu çalışmada da yüke bağlı tam konfigürasyonda bir FV sistem yerine MPPT ile akü şarjı ve buna yönelik kontrol sistemi ele alınmıştır. Sistem performansı da yine kısa süreli olarak (bir saatten az) değerlendirilmiştir.



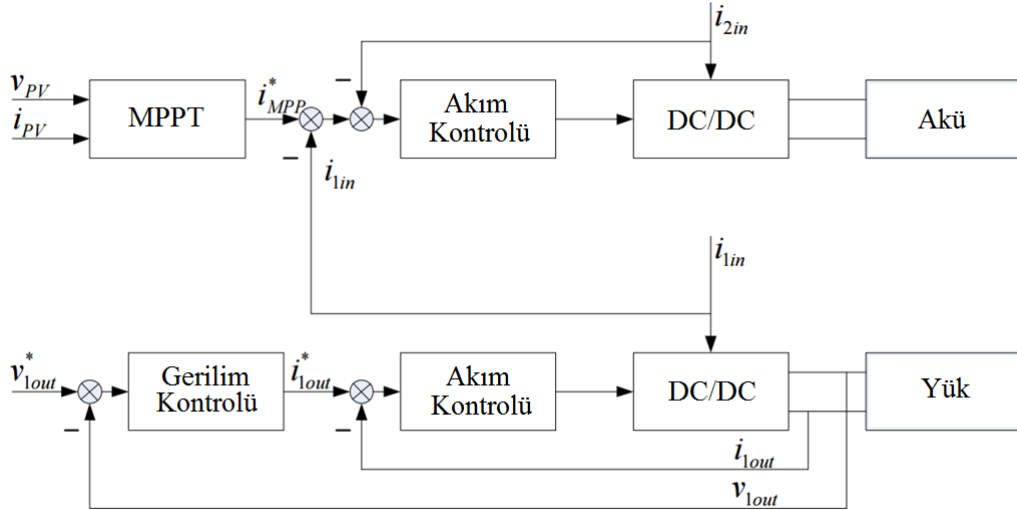
Şekil 2.11 : Literatürde önerilen yapı [22].

Hua ve Lin tarafından önerilen çalışma [23] da akü yönetimi üzerinedir. Çıkışta yük yerine akü bulunmaktadır ve sistem kontrolü Şekil 2.12'deki gibi PI tabanlı kontrolcü üzerine dizayn edilmiştir. Sisteme bağlanacak olası bir yük doğrudan akü ile paralel olacağı için daha önce belirtilen çalışmalardaki [12,17,22] hususlar bu çalışmada da geçerli olacaktır.



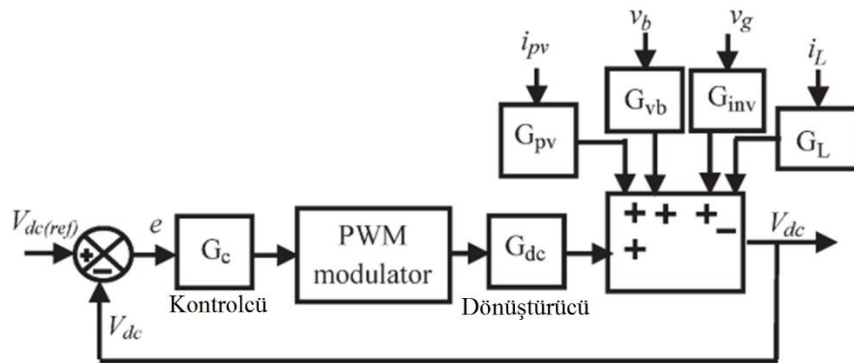
Şekil 2.12 : Literatürde önerilen yapıya yönelik kontrol sistemi [23].

Wang ve Zhang tarafından önerilen çalışma [24], akü şarjı ve akü yönetimini iyileştirmek adına FV sisteme paralel bir akü yönetim sistemi ele almaktadır. MPPT'nin de bulunduğu çalışmada Şekil 2.13'teki kontrol sistemi tasarımları detaylı olarak yer almamaktadır. Özellikle çıkış gerilimi ve MPPT kontrolüne yönelik nasıl bir kontrolcü kullanıldığı belirtilmemiştir. Sistem performansı tek bir yük değişimi ile ele alınmış ve diğer topolojilere göre daha verimli olduğu belirtilmiş olup uzun süreli değişen atmosferik koşullar altında nasıl davranacağı verilmemiştir.



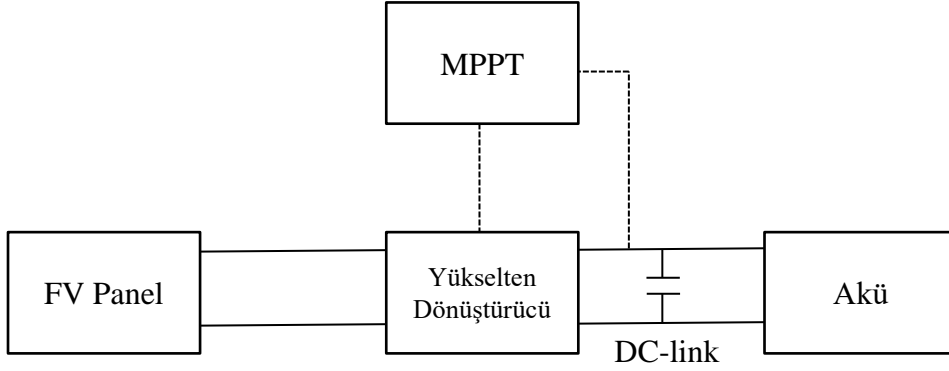
Şekil 2.13 : Literatürde önerilen yapıya yönelik kontrol sistemi [24].

Rani, Saravana ve Nagamani tarafından önerilen çalışma [25], Şekil 2.14'teki gibi MPPT içeren akü yönetim sistemini ele almaktadır. Akü gerilimi referans alınarak akü yönetim sistemi belirli durumlarda çalışmakta ve bu sayede tüm sistemin kontrolü sağlanmaktadır. Yük değişimi ve şebeke arızası durumunda sistem performansı kısa süreli olarak ele alınmıştır. Farklı yük ve atmosferik koşullar altındaki performansa ayrıca değinilmemiştir.



Şekil 2.14 : Literatürde önerilen yapıya yönelik kontrol sistemi [25].

Elhagry, Elkady, Abdel-Rahim ve Bendary tarafından önerilen çalışma [26], Şekil 2.16'daki gibi birden fazla FV panel ve dönüştürücü ile çıkışta yük olarak akünün doldurulması konusundadır. Bazı ışınım değerlerinde sistem performansı panel gücü ve akü akımı olarak gösterilmiştir ancak önceki çalışmalarda [12, 17, 22 ve 23] olduğu gibi çıkışta doğrudan akü ile paralel bağlanan bir yükün gerilim regülasyonu ve gerektiğinde farklı bir gerilime getirilmesi mümkün değildir.

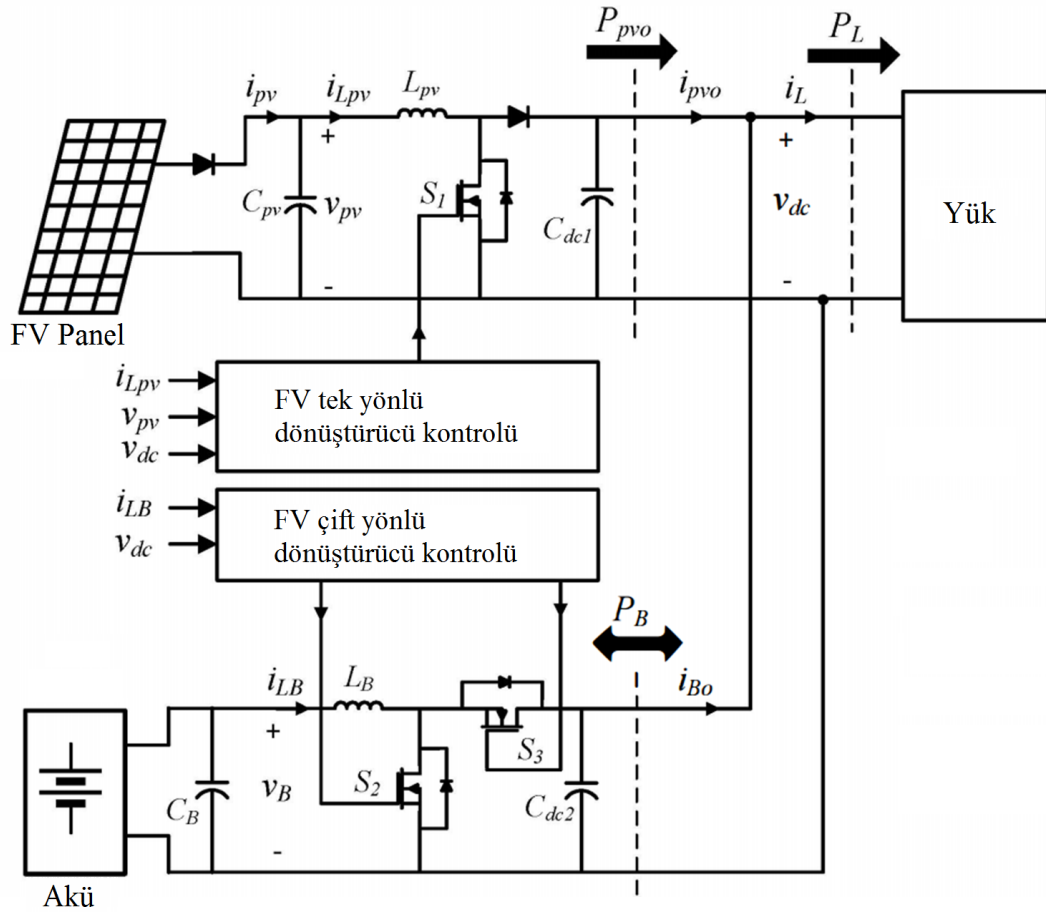


Şekil 2.15 : Literatürde önerilen yapı [26].

Hussain, Omar ve Samat tarafından önerilen çalışma [27], MPPT'ye yönelik çok girişli tek çıkışlı modelleme ve kontrolcü tasarımı içermektedir. Yaklaşım olarak bu tez çalışmasındaki çok girişli çok çıkışlı modelleme yaklaşımına benzer sistem tanımlama kullanılmıştır ancak çıkış gerilim regülasyonu eklemesi ile tam bir FV sistemin davranışını kestirmek mümkün değildir.

Lygouras, Kodogiannis, Pachidis, Tarchanidis ve Koukourlis tarafından gerçekleştirilen çalışmada [28], bir FV iklimlendirme sisteme yönelik MIMO bulanık mantık kontrolcü tasarımı ve SISO kontrolcü ile karşılaştırılarak kanallar arası etkileşimin tasarımdaki önemi bu nedenle MIMO kontrolcünün daha iyi sonuç verdiği belirtilmiştir. Bu tez çalışması kapsamında da tamamen farklı yapıda bir FV sistem için benzer bir yaklaşım gerçekleştirilmiştir. Bu nedenle sistem, modelleme, tasarım ve kontrolcü yöntemleri tamamen farklı dahi olsa benzer bir yaklaşım sergilendiği için literatür araştırmasında bu çalışmaya da yer verilmiştir.

Mahmood tarafından önerilen çalışma [7], Şekil 2.17'deki gibi MPPT kontrolü için tek yönlü yükselten dönüştürücü, akü şarj/deşarj ve yük gerilimi kontrolü için ise çift yönlü yükselten dönüştürücü içermektedir.



Şekil 2.16 : Tez çalışmasında referans alınan FV sistem topolojisi [7].

Bu tez çalışmasında Mahmood tarafından önerilen literatürde hali hazırda yer alan bir FV sistem referans alınmıştır. Bu yapıda MPPT ile FV panellerden maksimum güç elde edilmesi sağlanırken değişken yük değişken atmosferik koşullar altında çıkış gerilimi sabit bir referans değerinde tutulmaya çalışılmaktadır. Sistemin kontrolü PI kontrolcüler ile gerçekleştirilmektedir ve bazı ışınım ve yük değerleri için kısa süreli sistem performansı grafikleri elde edilmiştir. Ayrıca bu çalışmanın tez çalışmasında referans olarak kullanılmasının en önemli nedeni FV sistemin tam kontrolünün sağlanması ve kontrolcü tasarımları ve sistem bileşenlerinin detaylı olarak belirtilmesi sayesinde karşılaştırma amaçlı başka bir araştırmacı tarafından yeniden üretilmesinin mümkün olmasıdır. Bir başka önemli neden ise Mahmood'un çalışmasında belirtilen sistemin gerçekleşmesidir. Gerçeklenen sistemden elde edilen çıktıların bilgisayar ortamında da elde edilmesi başka bir tasarım için de kullanılacak olan FV sistem modelinin doğruluğu konusunda önemli bir gösterge olmaktadır.

Yukarıda belirtildiği gibi tüm FV sistem için detaylı kontrolcü tasarımları genel olarak çalışmalar içerisinde ayrıca belirtilmemiştir. Bu nedenle literatürdeki bir çalışmanın

uygulanarak farklı koşullarda işletilmesi ve performansının geliştirilmesi ile literatüre katkı sağlanması konusunda en uygun çalışmanın Mahmood'a ait çalışma [7] olduğu belirlenmiştir.

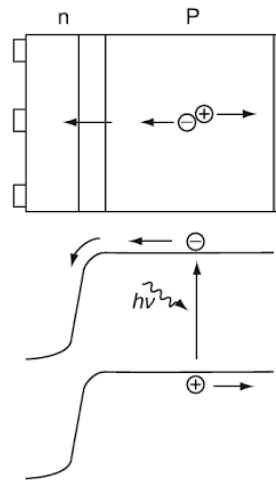
3. KAVRAMSAL TEMELLER

Fotovoltaik sistem kullanımının birçok avantajı vardır: hareketli parça sayısı azdır bu sayede arızasız geçen ortalama süresi (Mean Time Between Failures-MTBF) fazladır, çalışması sırasında emisyon yoktur, bağımsız çalışmaya uygundur, kurulumu kolaydır, sert hava koşullarına dayanıklıdır ve çok sık bakım gerektirmez [29].

Literatürde, güneş enerjili su pompalama sistemleri [30], güç elektroniği arayüzleri [31] ve şebeke bağlantılı FV sistemler dâhil olmak üzere güneş enerjisi ile ilgili birçok çalışma bulunmaktadır [32]. FV sistemlerle ilgili söz konusu araştırma ve geliştirme faaliyetleri sonucunda güneş enerjisine olan talep son yirmi yıl içerisinde her yıl yaklaşık %20-25 oranında artmıştır [33,34]. Talepteki artışa en fazla katkıda bulunan faktörler üretim maliyetlerindeki azalma ve verimliliği artırmaya yönelik üretim teknolojisindeki gelişmelerdir.

3.1 FV Panel

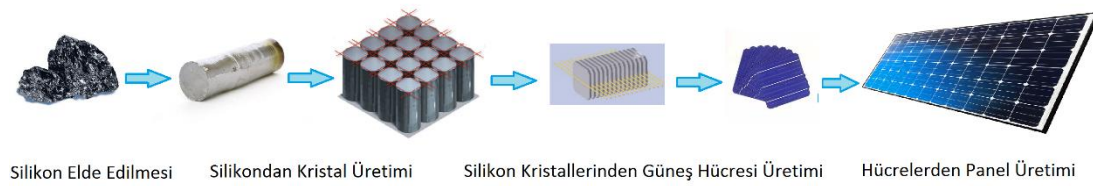
Günümüzde yaygın olarak kullanılan tipik bir kristal silikon güneş hücresi çalışma prensibi Şekil 3.1’de verilmiştir. Buna göre, güneşten gelen ışık çoğunlukla daha kalın olan p-tipi baz tarafından emilir ve azınlık taşıyıcıları (elektronlar) metalik yonga plakasının bir katmanından diğer katmanına doğru hareket eder. Bu hareket sırasında elektrik akımı oluşur.



Şekil 3.1 : Kristal silikon güneş hücresi çalışma prensibi [35].

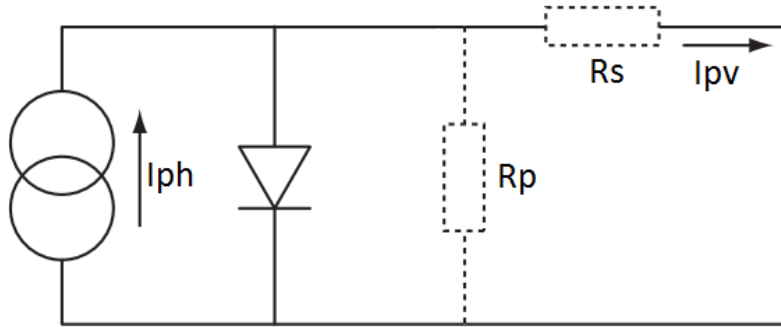
Güneş hücresi teknolojisi kullanıldığı alana göre sıkça kullanılan amorf silikon ve kristal silikon ve kadmiyum sülfür/kadmiyum tellür (CdS/CdTe), maliyet etkin ince film bakır indiyum galyum di-selenit (CIGS), galyum arsenik (GaAs), kadmiyum tellür (CdTe), bakır indiyum di-selenit (CuInSe₂) ve titanyum dioksit (TiO₂) ve henüz daha düşük verimliliğe sahip olan organik ve polimer hücrelerden oluşabilmektedir [36]. Günümüzde sıkça kullanılan ortalama bir kristal silikon güneş hücresinin verimliliği %25’ler seviyesindedir [37].

Kumdan elde edilen silisyumdan, güneş paneli üretimine dek devam eden süreç Şekil 3.2’deki gibidir.



Şekil 3.2 : Güneş paneli üretim süreci.

Güneş hücresi için eşdeğer elektrik devresi Şekil 3.3’teki gibidir. Kesik çizgi ile belirtilen kısımlar ideal güneş hücresi devresine eklenen ideal olmayan bileşenleri göstermektedir.



Şekil 3.3 : Güneş hücresi eşdeğer elektrik devresi.

N_s sayıda seri ve N_p sayıda paralel bağlı güneş hücresiyle çıkış akımı Eşitlik (3.1)’de verilen bir güneş paneli oluşturulabilir [38].

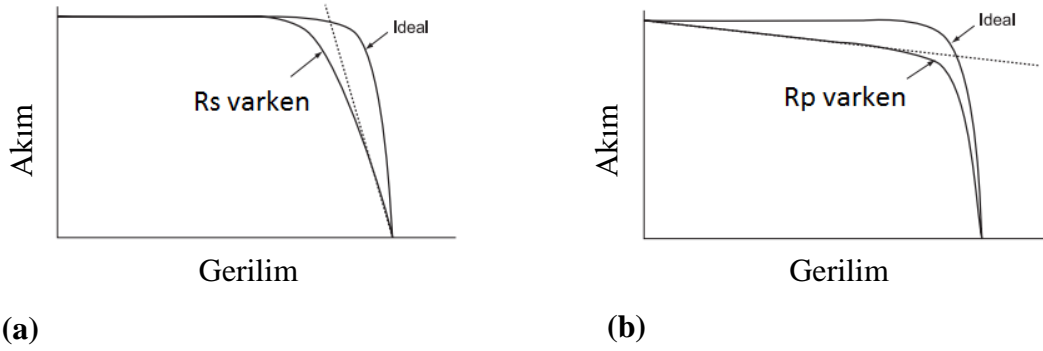
$$I_{pv} = N_p I_{ph} - N_p I_s \left(e^{\frac{q(V+I_{pv}R_s)}{aKT}} \right) - \frac{1}{R_p} \left(\frac{V}{N_s} + \frac{I_{pv}R_s}{N_p} \right) \quad (3.1)$$

Burada R_s hücre modelinin seri rezistansı, R_p hücre modelinin paralel rezistansı, I_{ph} güneş ışığı ile üretilen akım, I_s diyotun ters doyum akımı, q elektron yükü, a diyot ideallik faktörü, T Kelvin cinsinden hücre sıcaklığıdır. Simülasyonlarda ve uygulamada ortam sıcaklığı daha sık kullanıldığı için bu değerin hücre sıcaklığına gerekli dönüşümü Eşitlik (1.2)'deki gibi gerçekleştirilebilir [39].

$$T_{cell} = T_{amb} + \left(\frac{NOCT - 20}{80} \right) S \quad (3.2)$$

Burada T_{cell} panelin yüzey sıcaklığı ($^{\circ}C$), T_{amb} ortam sıcaklığı ($^{\circ}C$), $NOCT$ FV panelin $80 \frac{mW}{cm^2}$ ışınımında, $20^{\circ}C$ ortam sıcaklığında ve $1 \frac{m}{s}$ rüzgar hızında nominal hücre sıcaklığı ve S de ortamdaki ışınım değeridir ($\frac{mW}{cm^2}$).

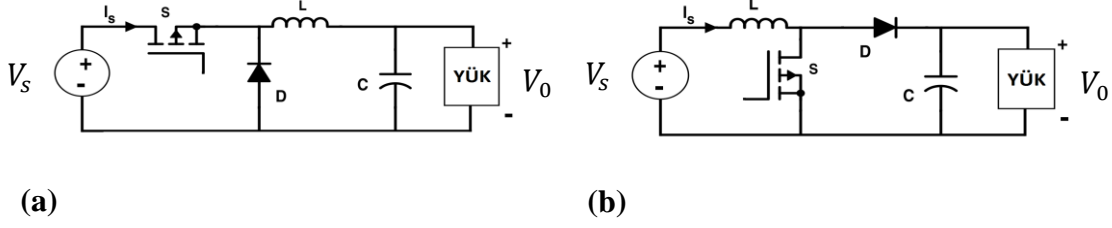
Seri ve paralel direncin güneş hücresi akım-gerilim grafiği üzerindeki etkisi Şekil 3.4'te verilmiştir.



Şekil 3.4 : Güneş hücresi I-V grafiği üzerinde (a) seri rezistans R_s , (b) paralel rezistans R_p 'nin etkisi.

3.2 DC/DC Dönüştürücü

Güneş enerjisi sistemlerinde alçaltan, yükselten, alçaltan-yükselten, sepic, cük v.b. dönüştürücüler ihtiyaca göre kullanılmaktadır. Bunlardan FV panel çıkışında genelde maksimum güç noktası takip (Maximum Power Point Tracking-MPPT) amaçlı en sık kullanılan ikisi olan alçaltan ve yükselten dönüştürücülere yönelik elektrik devresi gösterimleri Şekil 3.5'teki gibidir.



Şekil 3.5 : (a) Alçaltan (Buck) dönüştürücü, (b) Yükselten (Boost) dönüştürücü.

Şekil 3.5.a'da yer alan alçaltan dönüştürücüde indüktans L ve kapasitans C değerlerinin belirlenmesi için Eşitlik (3.3-3.4) kullanılır [40].

$$L_{min} = \frac{(1 - D_{min})V_0}{2f_s I_0} \quad (3.3)$$

$$C_{min} = \frac{(1 - D_{min})}{8L_{min} \frac{\Delta V_0}{V_0} f_s^2} \quad (3.4)$$

D_{min} değeri dönüştürücülere verilebilecek minimum anahtarlama sinyali genliğidir. f_s dönüştürücü anahtarlama frekansdır (Hz). V_0 yük üzerindeki çıkış gerilimi, ΔV_0 gerilim dalgalanması, I_0 ise yük akımıdır.

Şekil 3.5.b'de yer alan yükselten dönüştürücüde indüktans L ve kapasitans C değerlerinin belirlenmesi için Eşitlik (3.5-3.6) kullanılır [40].

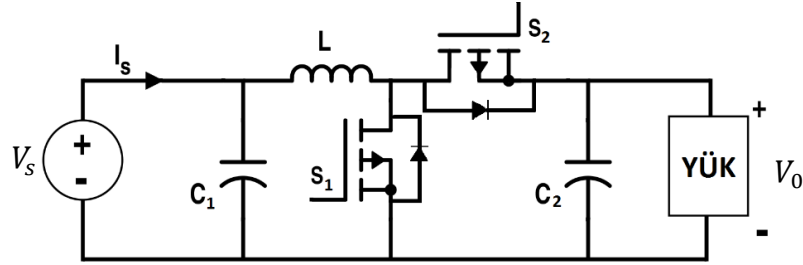
$$L_{min} = \frac{D_{opt}(1 - D_{opt})^2 V_0}{2f_s I_0} \quad (3.5)$$

$$C_{min} = \frac{I_0 D_{max}}{V_0 \frac{\Delta V_0}{V_0} f_s} \quad (3.6)$$

D_{opt} değeri minimum indüktans değerini veren optimum doluluk boşluk oranıdır. D_{max} azami doluluk boşluk oranıdır. f_s dönüştürücü anahtarlama frekansdır (Hz). V_0 yük üzerindeki çıkış gerilimi, ΔV_0 gerilim dalgalanması, I_0 ise yük akımıdır. Seçilen indüktans ve kapasitans değerleri, gerilim/akım dalgalanmalarını ve kayıpları azaltmak ve daha iyi bir kontrol sağlamak için bu minimum değerlerden daha büyük olacak şekilde seçilebilir.

Akü içeren fotovoltaik sistemlerde enerji akışı iki yönlü olduğu için yukarıda bahsedilen tek yönlü kontrolcüler yeterli olmamaktadır. FV panelden gelen fazla enerjiyi depolamak için akü şarj edilirken, FV panelden yeterli enerji gelmemesi

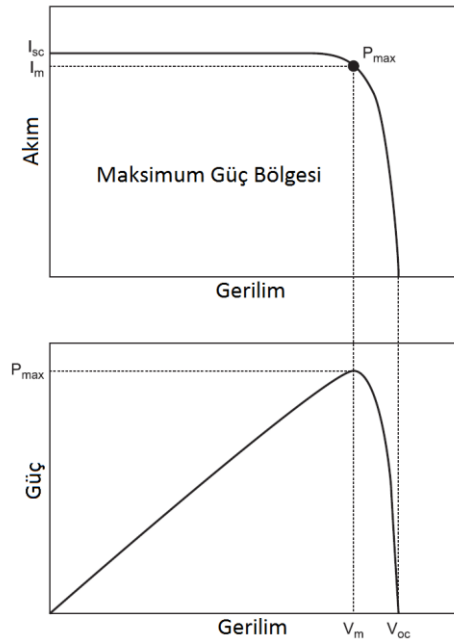
durumunda yükü beslemek üzere akım sağlarken akü deşarj olur. Bu durumda birden fazla yarı-iletken anahtar içeren çift yönlü dönüştürücüler kullanılmaktadır. Bu çalışmada da kullanılan çift yönlü yükselten dönüştürücü elektrik devresi Şekil 3.6'da yer almaktadır.



Şekil 3.6 : Çift yönlü yükselten dönüştürücü.

3.3 MPPT Yöntemleri

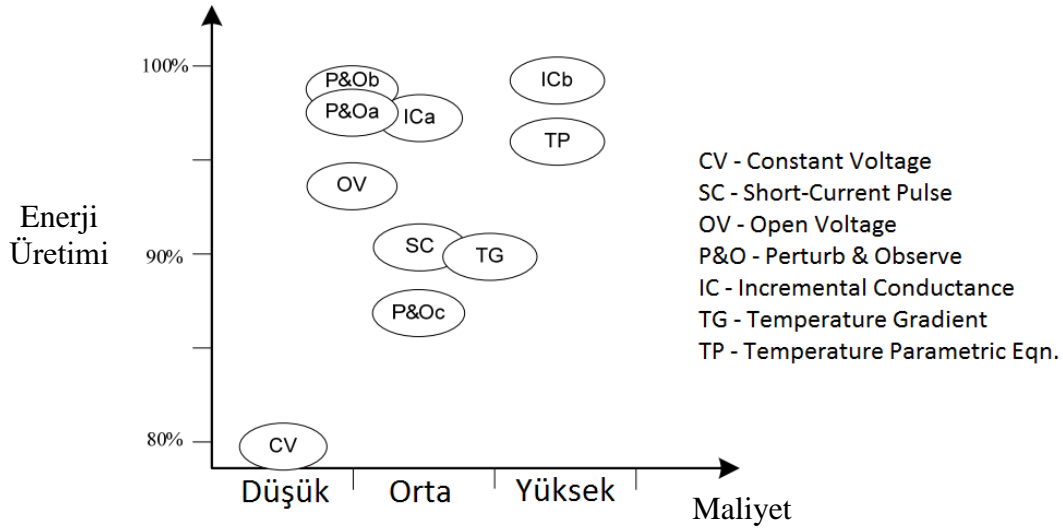
İdeal bir güneş hücresinin akım-gerilim ve güç-gerilim grafikleri üzerinde maksimum güç noktasının gösterimi Şekil 3.7'de verildiği gibidir. Yük profili ve atmosferik koşullar, FV panellerden elde edilen güneş enerjisi miktarını doğrudan etkiler [41,42]. Güneş ışınımındaki artış panelden elde edilen akım çıkışını artırırken, ortam sıcaklığındaki artış panel terminallerindeki gerilimi azaltır. Sonuç olarak FV panelden elde edilebilecek maksimum güç değeri atmosferik koşullara göre değişkenlik göstermektedir.



Şekil 3.7 : İdeal bir güneş hücresinin akım-gerilim ve güç-gerilim grafikleri.

Maksimum güç noktası takibi (Maximum Power Point Tracking-MPPT) sayesinde bir FV panel, değişken yük profili ve atmosferik şartlar altında sürekli maksimum güç noktasında çalışacak şekilde kullanılabilir. Ayrıca MPPT algoritmaları kullanılarak daha az sayıda güneş paneli ile daha yüksek güç ve daha düşük maliyetli FV sistemler elde edilebilir [42].

Literatürde maksimum güç noktası takibine yönelik çok sayıda yöntem mevcuttur [41,43-47]. Çeşitli MPPT algoritmalarının enerji üretimi-maliyet grafiği ile karşılaştırması Şekil 3.8’de yer almaktadır. Bunlar arasında enerji üretimi ve maliyet faktörlerini optimum düzeyde karşılayabilen Değiştir-Gözle (Perturb and Observe - P&O) ve Artan İletkenlik (Incremental Conductance - IC) yöntemleri en fazla kullanılan algoritmalarlardır.



Şekil 3.8 : MPPT algoritmalarının karşılaştırılması [48].

Değiştir-Gözle algoritmasında, FV panelin çalışma geriliminde küçük değişiklikler gerçekleştirilerek her bir periyotta panelin çıkış gücündeki değişim (ΔP) gözlenmektedir. $\Delta P > 0$ ise, çıkış gerilimi arttırılmakta, $\Delta P < 0$ ise azaltılmaktadır ve panel çalışma noktası maksimum güç noktasına yaklaştırılmaktadır [49]. Kolay uygulanabilir bir yöntem olmasına rağmen hızlı değişen ışınım değerlerinde iyi sonuçlar vermemesi, FV panel maksimum güç noktasına erişse bile sıfır hata noktası etrafında sistemin salınım yaparak çalışmaya devam etmesi ve düşük ışınım değerlerinde maksimum güç noktasının yerinin doğru olarak tespit edilememesi gibi nedenlerle bu gibi durumlara maruz kalan sistemlerde daha iyi sonuçlar veren artan iletkenlik metodu kullanılabilir [50].

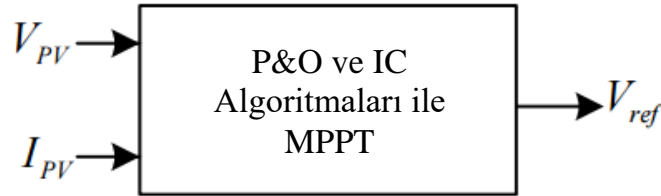
Artan iletkenlik metodunda, panel güç-gerilim eğrisinin eğimi maksimum güç noktasında sıfırdır, sağ tarafta negatif, sol tarafta ise pozitifdir. Bu koşullara göre maksimum güç noktası, Eşitlik (3.7-3.8) kullanılarak panel iletkenlik artışına göre bulunur [51].

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(V \cdot I)}{dV} = i + V \frac{dI}{dV} = 0 \quad (3.7)$$

$$(a) \frac{\Delta I}{\Delta V} = -\frac{I}{V}, \quad (b) \frac{\Delta I}{\Delta V} > -\frac{I}{V}, \quad (c) \frac{\Delta I}{\Delta V} < -\frac{I}{V} \quad (3.8)$$

Eşitlik (3.8)'e göre, (3.8.a) maksimum güç noktasında çalışıldığını, (3.8.b) maksimum güç noktasının solunda ve (3.8.c) de maksimum güç noktasının sağ tarafında çalışıldığını gösterir.

Artan iletkenlik metodu değiştir-gözle metodu ile benzer şekilde Şekil 3.9'da belirtilen girişleri kullanarak maksimum güç noktasını arar. Ancak panel çıkış gücünün hesaplanmasına gerek kalmadan takip yapıldığı için ani hava koşulu değişikliklerinde ve düşük güneş ışınım değerlerinde artan iletkenlik metodu, değiştir-gözle metoduna göre daha doğru sonuçlar verir. Bu çalışmada anlık atmosferik koşul ve yük değişikliklerine dayanıklı gürbüz kontrolcüler içeren bir FV sistem tasarlanması hedeflendiği için MPPT için artan iletkenlik algoritması kullanılmıştır.



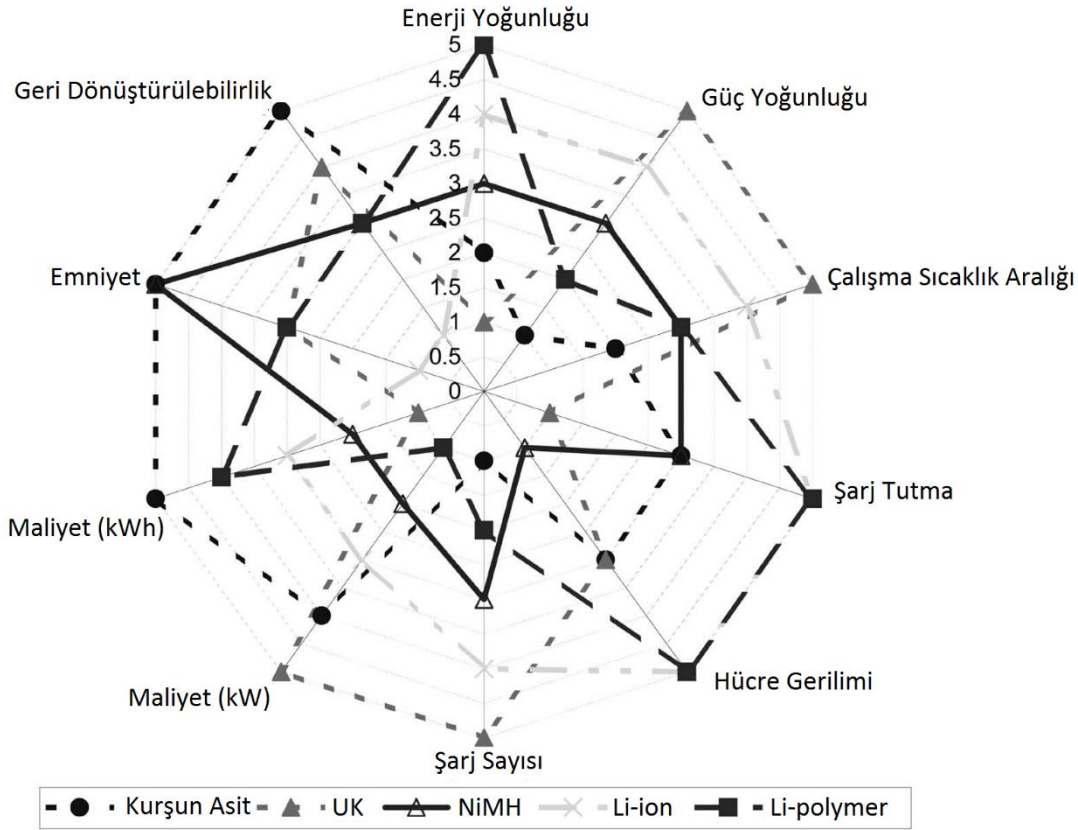
Şekil 3.9 : P&O ve IC algoritmalarına yönelik giriş ve çıkışlar.

3.4 Akü

Panel verimliliğini iyileştirmek ve çıkış gerilimini düzenlemek için MPPT dışında eviriciler (şebeke bağlantılı veya bağımsız çalışan AC sistemler için), DC/DC dönüştürücüler (alçaltan, yükselten, alçaltan-yükselten, Cúk, SEPIC v.s.) ve aküler kullanılabilir [52].

Şebekeden bağımsız sistemlerde akü kullanımı sayesinde, FV panelin yüke yeteri kadar güç sağlayamadığı durumlarda yükün beslenmesi veya fazla güç üretilmesi durumunda enerjinin fazlasının depolanması sağlanabilir.

Çeşitli akü teknolojilerine yönelik çeşitli başlıklarda karşılaştırma Şekil 3.10'da yer almaktadır. Güneş enerjili sistemlerde kurşun asit ve lityum-iyon aküler sıklıkla kullanılmaktadır. Şekil 3.10'dan da görüldüğü üzere kurşun asit akü geri dönüştürülebilirlik, emniyet ve maliyet yönünden üstünken, lityum-iyon aküler ise enerji yoğunluğu, güç yoğunluğu, çalışma sıcaklık aralığı, şarj tutma ve şarj sayısı yönünden üstündür.



Şekil 3.10 : Çeşitli akü teknolojilerinin karşılaştırılması [53].

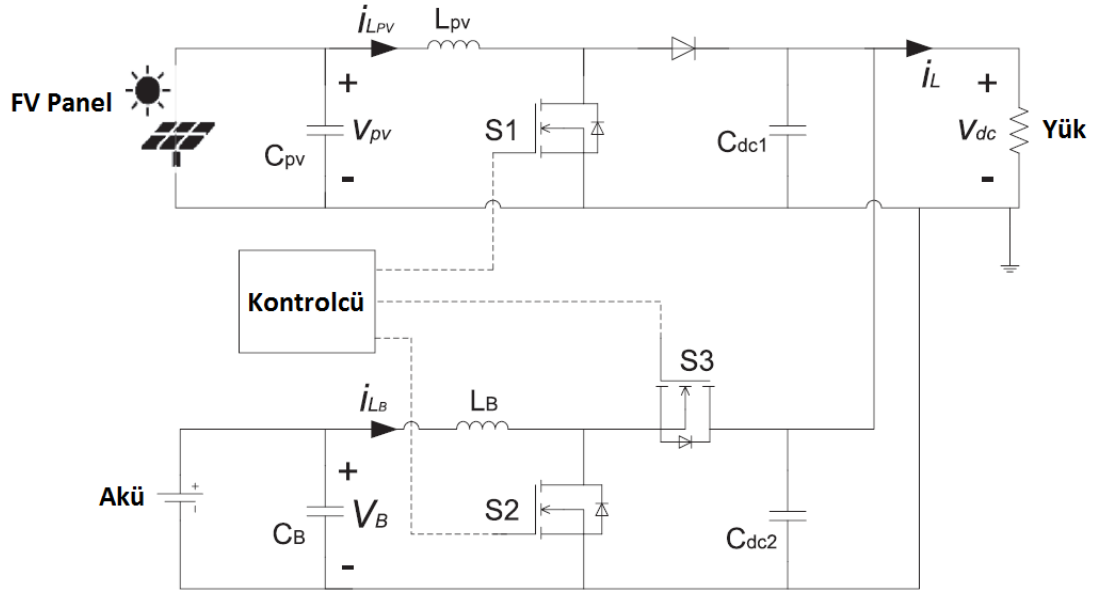
Bu çalışmada hali hazırda literatürde yer alan bir çalışmada [7] yer alan FV sistem konfigürasyonu kullanıldığı için akü seçimi özel olarak gerçekleştirilmemiştir, kurşun asit akü kullanılmıştır.

4. SISO MODELLEME VE KONTROL

Tez çalışmasının bu bölümünde; literatür tarama bölümünde belirtilen referans FV sisteme [7] yönelik sistem konfigürasyonu (bkz. Bölüm 4.1), sisteme yönelik matematiksel modeller ve PI kontrolcülerin transfer fonksiyonları (bkz. Bölüm 4.2), referans sistemin MATLAB ile sayısal gerçekleştirilmesi (bkz. Bölüm 4.3), PI kontrolcülü sistemin performansı (bkz. Bölüm 4.4), söz konusu sisteme yönelik PI/LQG tasarımı ile iyileştirme (bkz. Bölüm 4.5), tasarlanan kontrolcüye yönelik kararlılık analizi (bkz. Bölüm 4.6) ve kalıcı durum analizi (Bkz. Bölüm 4.7) sunulmuştur.

4.1 Sistem Konfigürasyonu

Bölüm 2’de belirtilen nedenlerle seçilen sistem konfigürasyonu literatürde yaygın olarak kullanılan bir topolojiye dayalı [7] olup genel yapısı Şekil 4.1’de verilmiştir. MPPT kontrolü için FV paneller ile yük arasında tek yönlü yükselten bir dönüştürücü kullanılmıştır. Akü şarj/deşarj kontrolü için ise akü ile yük arasında çift yönlü yükselten dönüştürücü yerleştirilmiştir. Bu sayede aküden her iki yöne akım geçişi sağlanabilmektedir.



Şekil 4.1 : FV sistem konfigürasyonu [7].

Sistem içerisindeki güç akışı normal çalışma durumu, PV/SOC (Akü Şarj Durumu, State of Charge-SOC) regülasyonu ve PV/DC-link regülasyonu olarak sınıflandırılabilir. Her regülasyon senaryosu ve MPPT için Şekil 4.2’de belirtilen şekilde bir kontrol yapısı oluşturulmuştur.

Normal çalışma sırasında FV panel referans gerilimi $V_{pv,ref}$ sadece MPPT modülü tarafından üretilir ve diğer iki kontrolcü PI_1 ve PI_2 atıl kalır. Tek yönlü yükselten dönüştürücü FV panelden maksimum güç üretilmesini ve yüke aktarılmasını sağlar. Çift yönlü dönüştürücü ise ağırlıklı olarak sistem içerisindeki güç dengesini sağlar.

Sistemin temel kontrol stratejisi, PI_1 , PV/SOC regülasyonu sırasında MPPT referans gerilimini bozarak FV panelin maksimum güç üretimini keser ve akünün maksimum şarj düzeyinin ötesinde şarj edilmemesini sağlar. PI_2 de, PV/DC-link regülasyonu sırasında MPPT referans gerilimini bozarak DC-link geriliminin önceden belirlenen bir limitin ötesinde artmamasını sağlamaya çalışır.

4.2 Matematiksel Model

Tek yönlü dönüştürücü için doğrusallaştırılmış ortalama durum uzayı denklemleri Eşitlik (4.1,4.2)’de verilmiş ve çift yönlü dönüştürücü için doğrusallaştırılmış ortalama durum uzayı denklemleri de Eşitlik (4.3,4.4)’te verilmiştir.

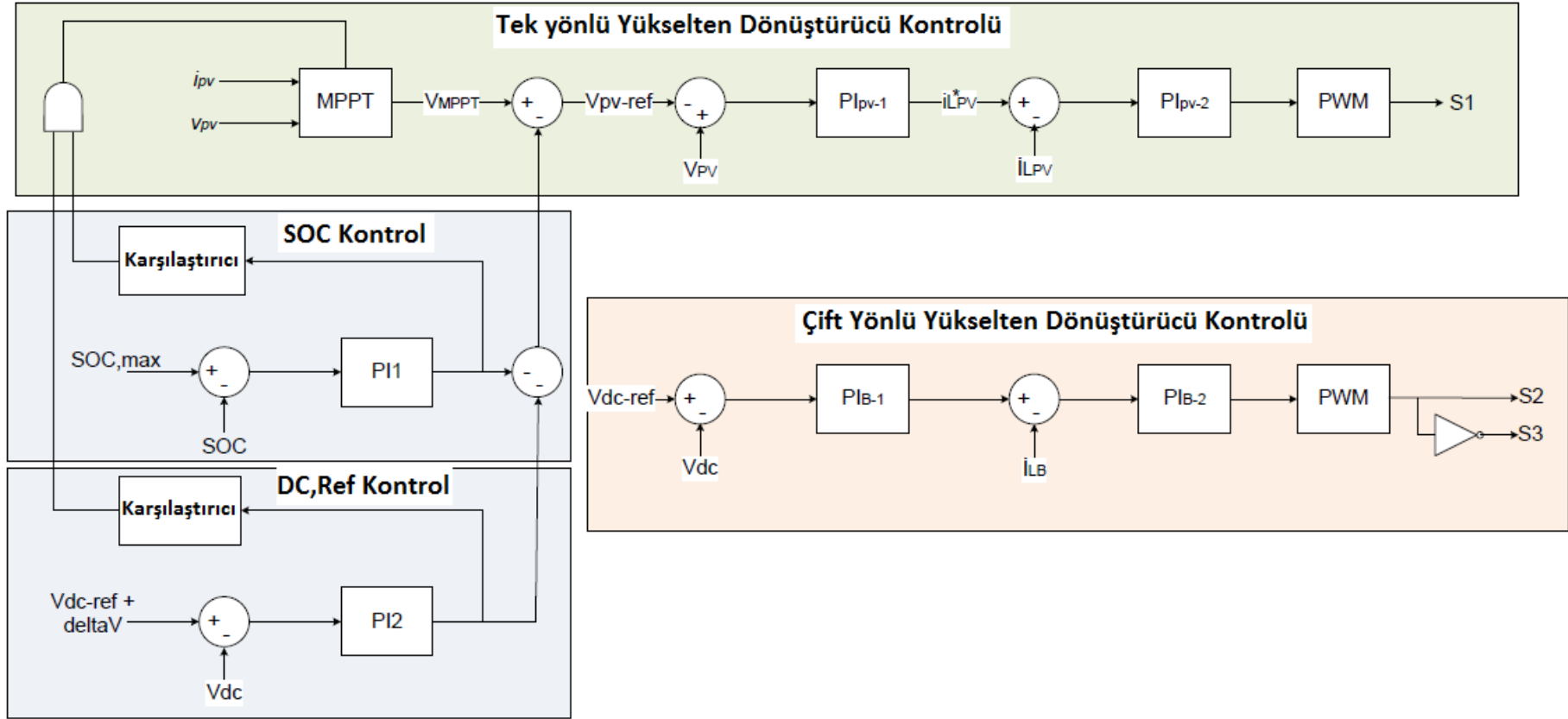
$$L_{pv} \frac{di_{L_{pv}}}{dt} = v_{pv} + V_{dc}d \quad (4.1)$$

$$C_{pv} \frac{dv_{pv}}{dt} = -i_{L_{pv}} + \frac{v_{pv}}{r_{pv}} \quad (4.2)$$

$$L_B \frac{di_{L_B}}{dt} = -(1-D)v_{dc} + V_{dc}d \quad (4.3)$$

$$C \frac{dv_{dc}}{dt} = (1-D)i_{L_B} - \frac{v_{dc}}{R} - V_{dc}d \quad (4.4)$$

Burada L_{pv} tek yönlü dönüştürücü indüktörü (H), $i_{L_{pv}}$ tek yönlü dönüştürücünün giriş akımı (A), V_{pv} FV panel terminal gerilimi (V), V_{dc} yük yani DC-link gerilimi (V), r_{pv} FV panelin çalışma noktası etrafındaki dinamik direnç (Ω), d ortalama kontrol girdisi, L_B çift yönlü dönüştürücü indüktörü (H), i_{L_B} çift yönlü dönüştürücünün indüktör akımı (A), D doluluk boşluk oranı, $C = C_{dc_1} + C_{dc_2}$ ’nin kombinasyonu (F) ve R de yük direncidir (Ω).



Şekil 4.2 : FV sistem kontrol yapısı [7].

Şekil 4.2’de verilen *PI* kontrolcüler için transfer fonksiyonları [7]’de açıklanan ve Eşitlik (4.5-4.10)’da verilen şekilde ampirik olarak seçilmiştir. PI_1 ve PI_2 ’nin transfer fonksiyonları referans çalışmada bulunmadığı için yazar ile irtibat kurularak elde edilebilmiştir.

$$G_{PI-pv_1} = 0.5 + 250 \frac{1}{s} \quad (4.5)$$

$$G_{PI-pv_2} = 0.01 + 40 \frac{1}{s} \quad (4.6)$$

$$G_{PI-B_1} = 1 + 250 \frac{1}{s} \quad (4.7)$$

$$G_{PI-B_2} = 0.03 + 30 \frac{1}{s} \quad (4.8)$$

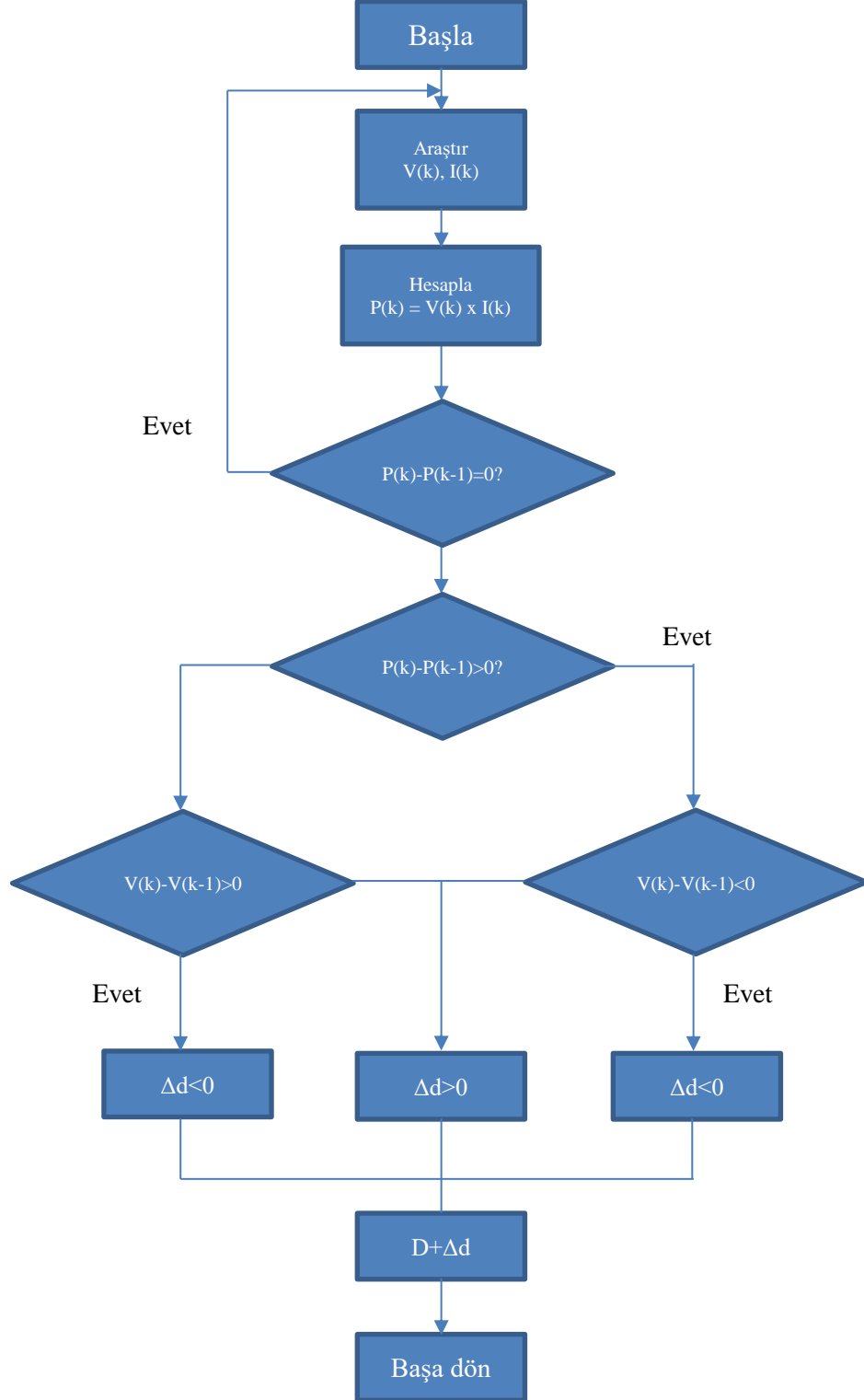
$$G_{PI-1} = 30.000 + 100.000 \frac{1}{s} \quad (4.9)$$

$$G_{PI-2} = 0.4 + 200 \frac{1}{s} \quad (4.10)$$

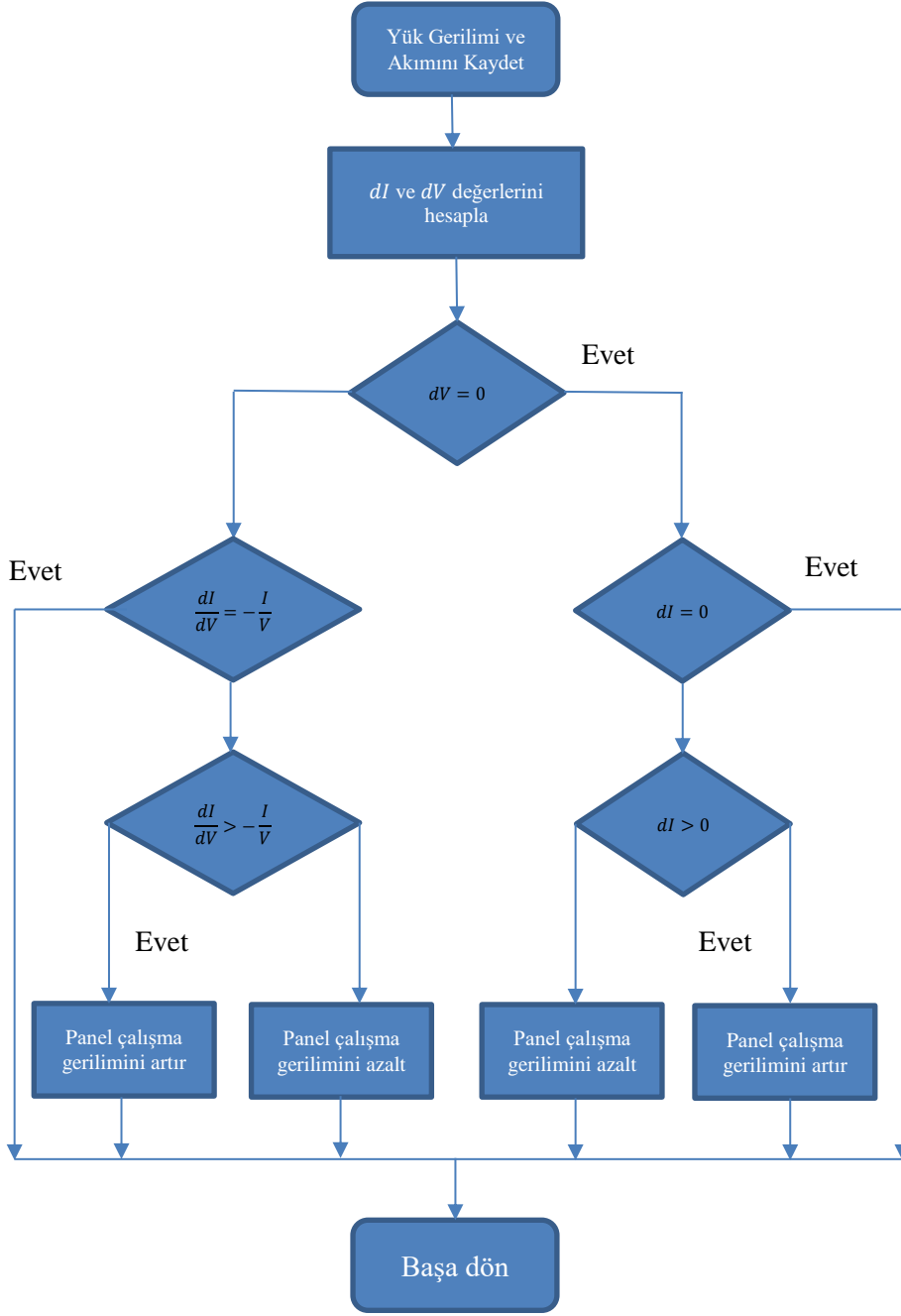
FV panelin çeşitli ortam sıcaklığı ve güneş ışınımı değerlerinde maksimum güç noktasında çalıştırılabilmesi için maksimum güç noktası izleme yöntemleri kullanılmıştır. MPPT için literatürde taraması bölümünde de belirtilen değiştir-gözle (Perturb&Observe-P&O), artan iletkenlik, akım tarama (current sweep) ve sabit gerilim (constant voltage) gibi çeşitli yöntemler mevcuttur. Referans çalışmada spesifik olarak bir yöntem belirtilmediği için ilk denemede algoritması Şekil 4.3’te yer alan değiştir-gözle yöntemi uygulanmıştır.

Bu yöntemin uygulanmasının nedeni programlanmasının kolay olması ve FV panel güç çıkışı yeteri kadar yüksek olduğunda tatmin edici sonuçlar vermesidir. Çeşitli denemelerden sonra P&O yönteminin belirtilen FV sistem için uygun olmadığı görülmüştür. Bunun nedeni FV sistemin kış aylarında daha düşük ışınım düzeyleri ve sıcaklıklarda çalışmak durumunda olmasıdır. Bu faktörler panellerin düşük güç çıkışına sahip olması ve daha düz (P&O algoritması için gerekli eğimi azdır) bir güç-gerilim grafiği olmasına neden olarak P&O algoritmalarının maksimum güç noktasını bulmasını zorlaştırır. P&O’nun başka bir dezavantajı da FV sistemin çalışma noktası olan $\Delta P = 0$ etrafında dalgalanmasıdır, çünkü bu salınım nedeniyle her MPPT kontrol periyodunda panel gerilimi değiştirilir ve tam olarak MPPT noktası yakalanamaz. Bu gibi nedenlerle nihai tasarımda algoritması Şekil 4.4’te verilen artan iletkenlik (IC) yöntemi kullanılmıştır. Anlık değişen hava şartları altında literatüre göre IC, P&O’dan

daha iyi sonuçlar vermektedir [57]. IC yöntemi ile, panel güç-gerilim grafiğinin eğimi $\frac{dP}{dV}$ analiz edilir: Maksimum güç noktasında $\frac{dP}{dV} = 0$, maksimum güç noktasının sağında $\frac{dP}{dV} < 0$ ve maksimum güç noktasının solunda $\frac{dP}{dV} > 0$ 'dır.



Şekil 4.3 : Değiştir-gözle algoritması [55].



Şekil 4.4 : Artan iletkenlik algoritması [56].

4.3 MATLAB ile Sayısal Gerçekleme

Bu çalışmada sayısal modelleme ve simülasyonlar için ve ayrıca kontrol sistemlerinin geliştirilmesi ve sistem düzeyinde performansın test edilebilmesi bakımından, MATLAB ve MATLAB'a ait Simulink sayısal ve grafiksel programlama ortamları ve ilgili araçları kullanılmıştır.

FV paneller, DC/DC dönüştürücüler, elektrik akümülatörü ve yükü bir araya getiren her alt sistem, ayrıntıları aşağıda verildiği şekilde modellenmiş ve simüle edilmiştir.

4.3.1 FV panel modeli

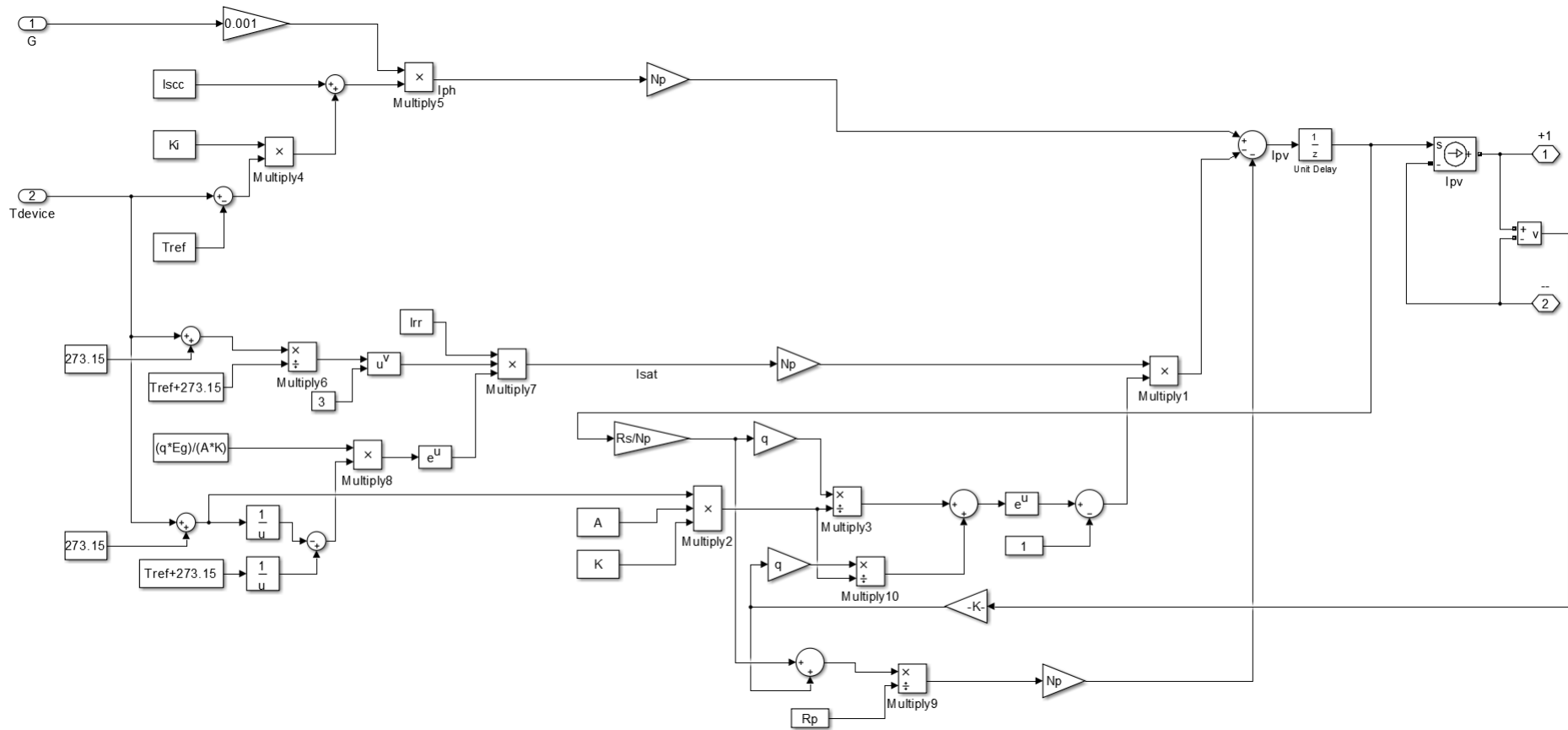
FV panelin modellenmesi için Eşitlik (3.1)'de verilen FV hücre eşdeğer devre denklemini kullanılmakta, dönüştürücüyü modellemek ve kontrolcüyü tasarlamak için çift yönlü DC/DC dönüştürücü (BDC) ile tek yönlü DC/DC dönüştürücünün (UDC) doğrusallaştırılmış ortalama durum-uzay eşitlikleri kullanılmakta ve kurşun asit akünün modellenmesi için de standart bir akü modeli kullanılmaktadır [58-60].

Bu uyarlama sırasında ve genel olarak simülasyon ortamında modellemede Simulink araçlarından SimPowerSystems kullanılmıştır. Güç sistemi modelinin içerisine SimElectronics aracından bileşenler eklendiğinde çözümlerin ve modelleme yaklaşımının farklı olması nedeniyle simülasyonun ciddi seviyede yavaşladığı ve hatta sağlıksız sonuçlar elde edilebileceği görülmüştür. Bu nedenle modelleme ağırlıklı olarak SimPowerSystems bileşenleri ile gerçekleştirilmiştir.

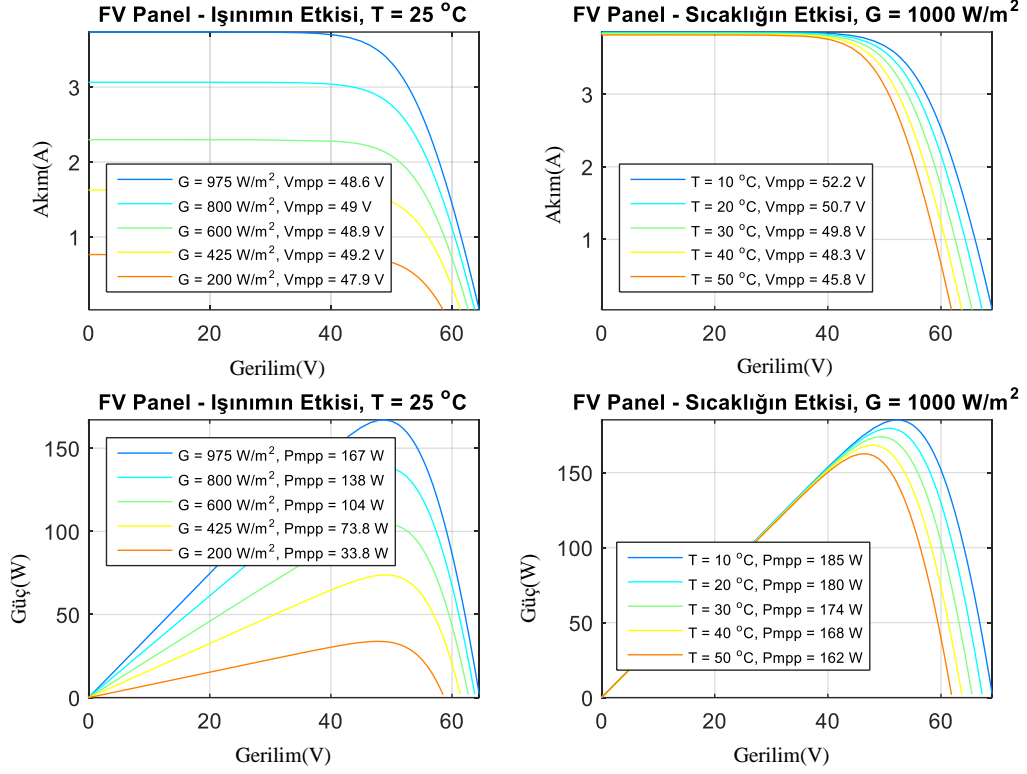
Çalışmada kullanılacak FV panel modeli, değişken ışınım ve sıcaklık girdilerini kapsamalıdır. Kim'in çalışmasında [61] açıklandığı gibi sıcaklık ve ışınımın güneş hücresi üzerindeki etkileri dikkate alınarak FV panel için akım çıkışı Eşitlik (3.1)'deki gibi açıklanabilir.

Değişken güneş ışınımı ve ortam sıcaklığını dikkate alan bir FV panel modeli Eşitlik (3.1)'e göre geliştirilmiş ve Simulink ortamına Şekil 4.5'te gösterildiği gibi uyarlanmıştır.

Seçilen panelin referans çalışma [7]'de belirtilen Sanyo HIP-200BA3 200W FV panel ile uyumlu olduğunu doğrulamak için bir MATLAB kodu yazılmış ve Şekil 4.5'teki model çeşitli güneş ışınım değerlerinde çalıştırılarak Şekil 4.6'da verilen akım-gerilim ve güç-gerilim grafikleri elde edilmiştir. Söz konusu grafiğin Şekil 4.7'de belirtilen Sanyo Fv panelin deneysel verileri ile uyumlu olduğu gözlemlenmiştir.

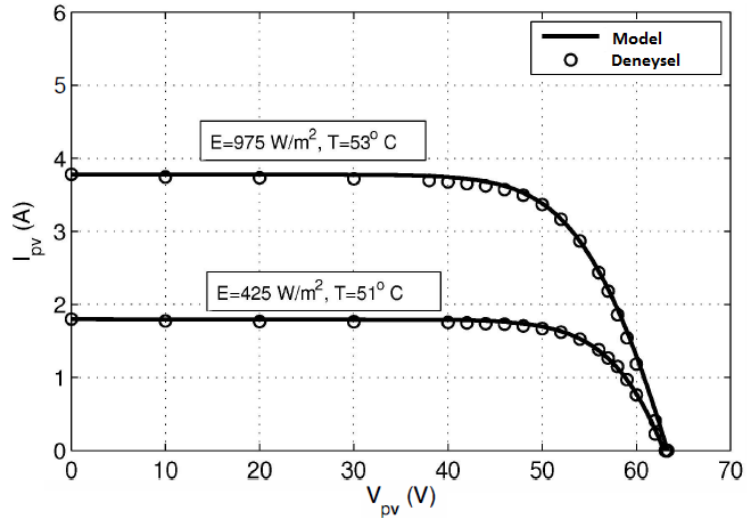


Şekil 4.5 : FV panel modeli.



Şekil 4.6 : FV panelin farklı güneş ışınım ve sıcaklık değerlerindeki akım-gerilim ve güç-gerilim grafikleri.

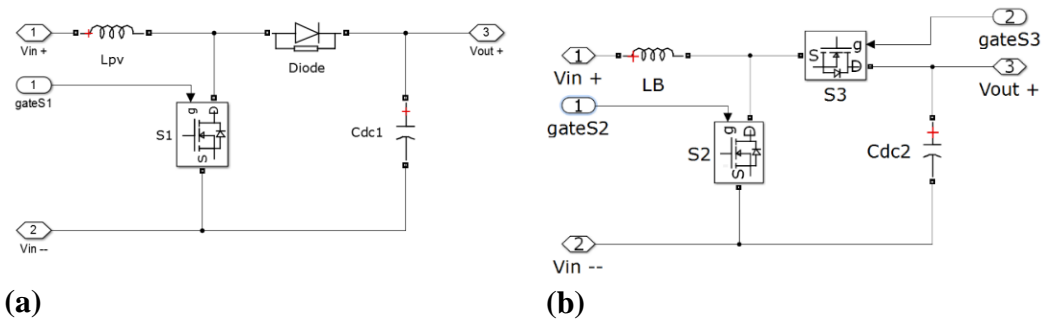
Şekil 4.6'dan görülebileceği gibi ışınımın azalması panel akımını, sıcaklığın artması ise panel gerilimini azaltır. Bu nedenle ışınım azaldığında panel çıkış gücü azalırken, sıcaklık azaldığında panel çıkış gücü artmaktadır.



Şekil 4.7 : Referans çalışmada kullanılan Sanyo HIP-200BA3 200W FV panelin akım-gerilim grafiği [7].

4.3.2 DC/DC dönüştürücü modeli

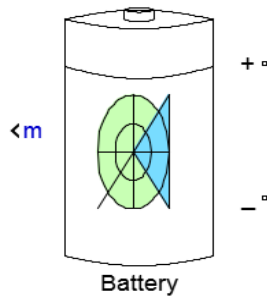
Hem tek yönlü hem de çift yönlü DC/DC dönüştürücülerde referans çalışmada [7] belirtilen Infineon SPP20N60CFD 20A 650V MOSFET parametreleri referans alınarak MOSFET giriş direnci 0.22Ω , diyot iç direnci $0,001 \Omega$, diyot iletim yönü gerilimi $1.2 V$ ve kapama direnci $10 k\Omega$ olarak alınmış ve gerçeğe yakın bir modelleme gerçekleştirilmeye çalışılmıştır. Dönüştürücülerdeki diğer elemanlar için değerler de yine belirtilen $L_{pv} = 550 mH$, $C_{dc1} = 1200 mF$, $L_B = 880 mH$ ve $C_{dc2} = 1200 mF$ olarak alınmıştır. MPPT işlemi ve $400 VDC$ referans yük geriliminde gerilim regülasyonu yapılabilmesi için tek yönlü bir yükseltme dönüştürücüsü kullanılmıştır. Kurşun-asit akünün şarj ve deşarj edilmesi ve gerilimin $192 VDC$ akü geriliminden akü deşarjı sırasında gerekli $400 VDC$ 'ye yükseltme yapabilmesi için çift yönlü yükselten dönüştürücü kullanılmıştır. Her iki dönüştürücü Şekil 4.8'de belirtildiği gibi modellenmiştir.



Şekil 4.8 : FV sistemde kullanılan DC/DC dönüştürücü modelleri (a) Tek yönlü yükselten dönüştürücü (b) Çift yönlü yükselten dönüştürücü.

4.3.3 Kurşun asit akü modeli

Kurşun asit aküye yönelik [58-60]'a dayalı, $192 V$ nominal gerilim ve $32 Ah$ nominal kapasiteli, %50 başlangıç şarj durumunda, literatürdeki standart uygulamalarla [7] tutarlı bir akümülatör modeli kullanılmıştır. Söz konusu model Şekil 4.9'da gösterilen SimPowerSystems altındaki 'Battery' bloğudur.

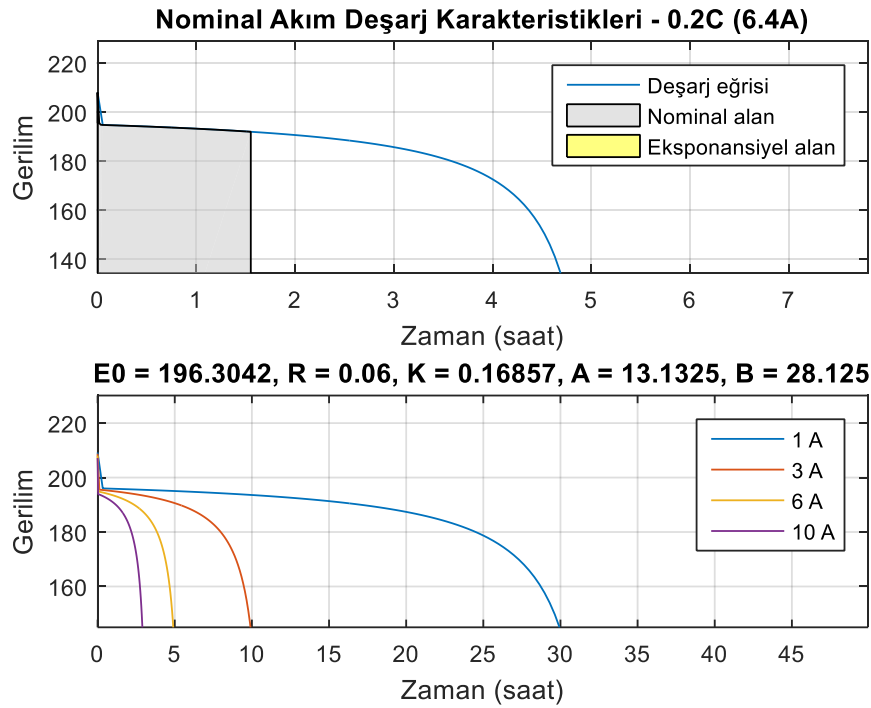


Şekil 4.9 : FV sistemde kullanılan SimPowerSystems akü modeli.

Bu blokta bir akü tipi seçilir ve aküye yönelik temel bazı veriler girilir (örneğin, kapasite, nominal gerilim, ilk şarj değeri), ardından blok otomatik olarak diğer gerekli verileri Çizelge 4.1'deki gibi ve nominal akım deşarj karakteristiklerini Şekil 4.10'daki gibi hesaplar.

Çizelge 4.1 : Kurşun asit akü modeli parametreleri.

MODELE GİRİLEN PARAMETRELER			MODEL TARAFINDAN HESAPLANAN PARAMETRELER			
Nominal Gerilim (V)	Nominal Kapasite (Ah)	Başlangıç Şarj Durumu (%)	Maksimum Kapasite (Ah)	Tam Şarj Gerilimi (V)	İç Direnç (Ω)	Nominal Deşarj Akımı (A)
192	32	50	33.3	209.05	0.06	6.4

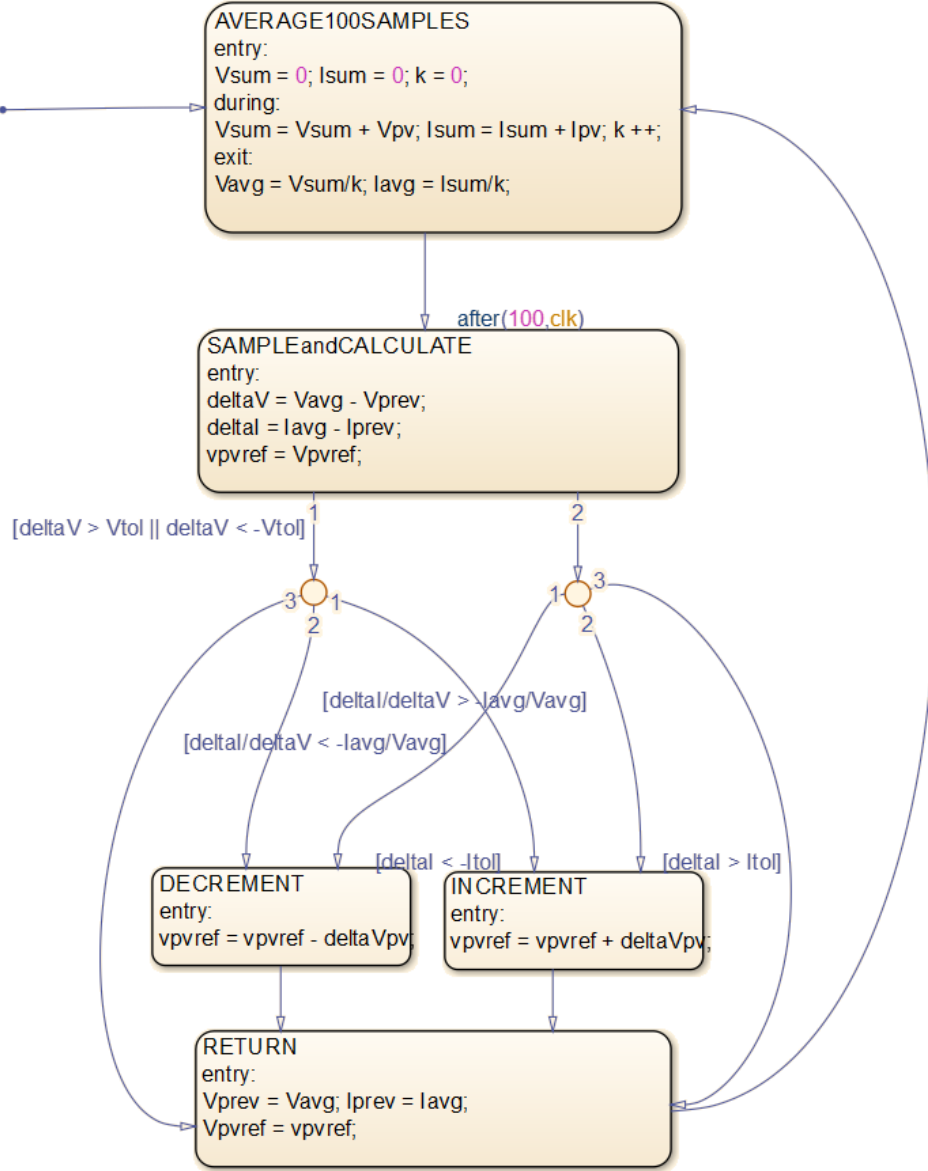


Şekil 4.10 : Akü deşarj karakteristikleri.

4.3.4 MPPT algoritması modeli

FV panelden maksimum gücün elde edilebilmesi için MATLAB/Simulink'te Stateflow bloku kullanılarak IC algoritmasına dayalı bir MPPT kontrolü gerçekleştirilmiştir. Buradaki karar mantığı, bir akış diyagramı içinde durum geçişleri kullanılarak kolaylıkla gerçekleştirilebilmektedir.

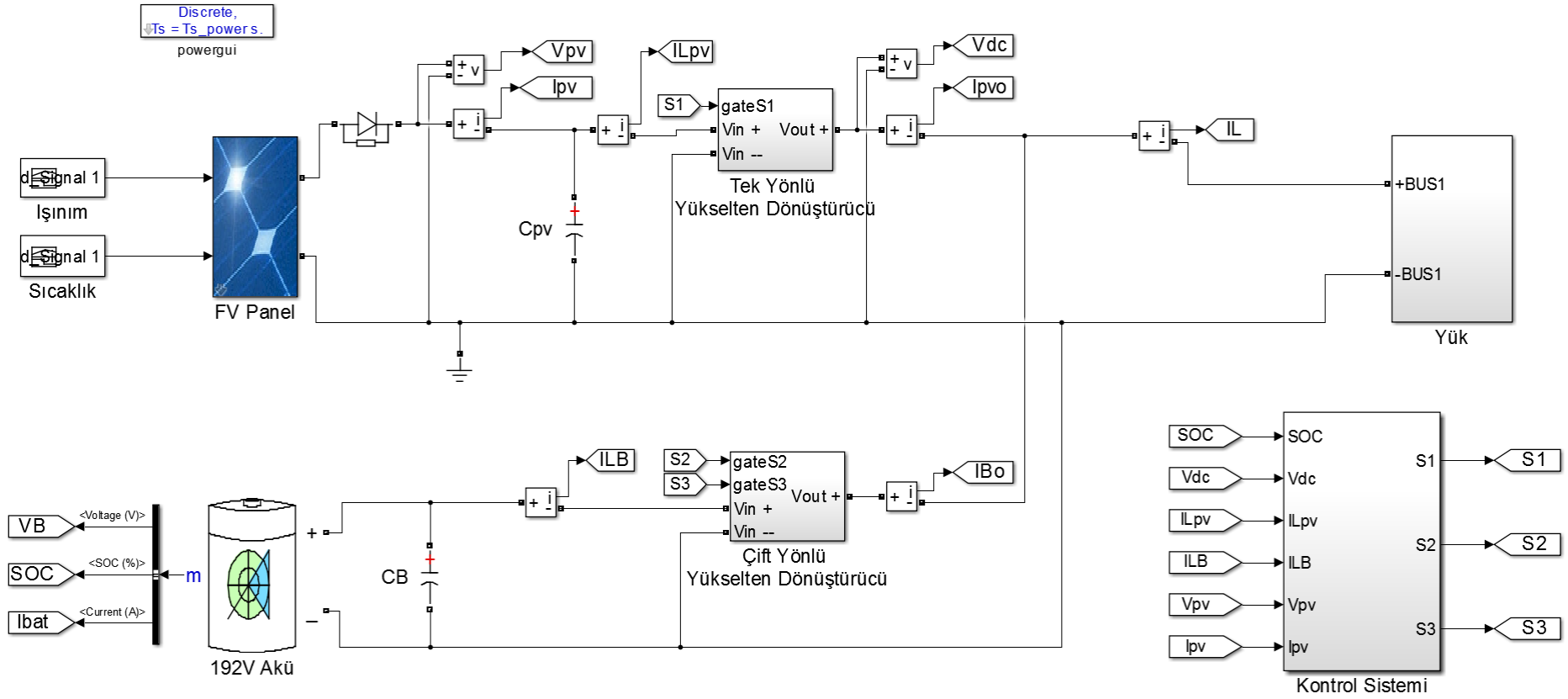
Fotovoltaik panelin değişen hava koşulları (sıcaklık ve güneş ışınım değerleri) ve yük profili altında sürekli maksimum güç noktasında çalışmasını sağlamak için kullanılan artan iletkenlik metoduyla maksimum güç noktası izleyen kontrolcü modeli, Şekil 4.4'te belirtilen algoritmanın Simulink'te 'Stateflow-Chart' bloğu içerisine Şekil 4.11'deki gibi gömülmesiyle oluşturulmuştur.



Şekil 4.11 : Artan iletkenlik MPPT metoduna yönelik modelleme.

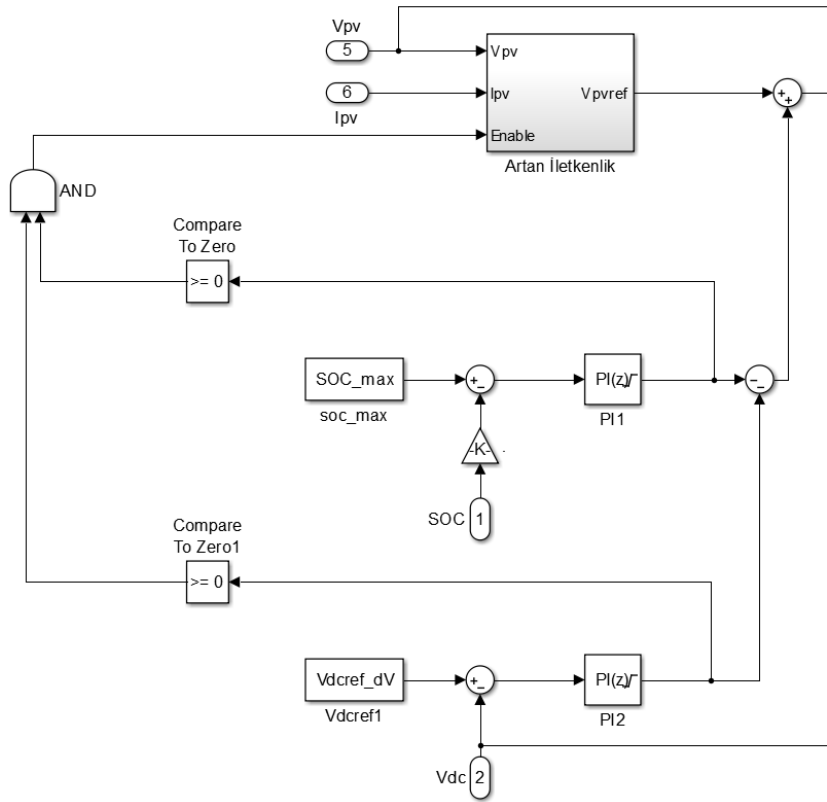
4.3.5 Tüm FV sistemin modeli

Tüm sistemin sayısal simülasyon için hazır olan son modeli Şekil 4.12'de verilmiştir. Kontrol sistemine yönelik blok Şekil 4.13'te detaylı olarak ayrıca gösterilmiştir.

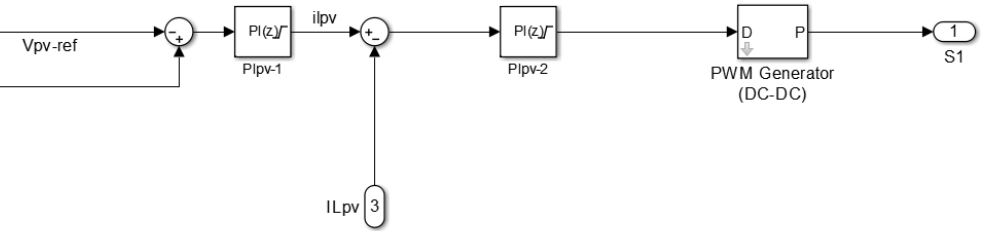


Şekil 4.12 : Tüm FV sistemin modeli.

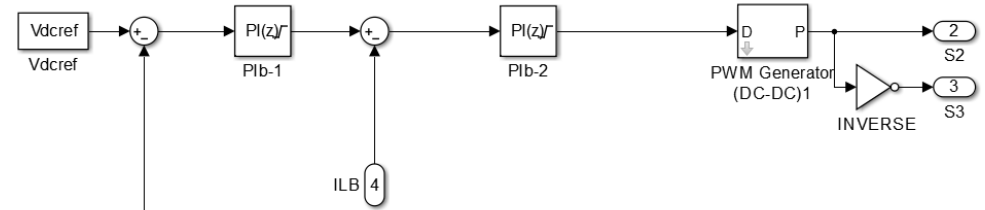
FV Güç Kontrolü



Tek Yönlü Dönüştürücü Kontrolü



Çift Yönlü Dönüştürücü Kontrolü



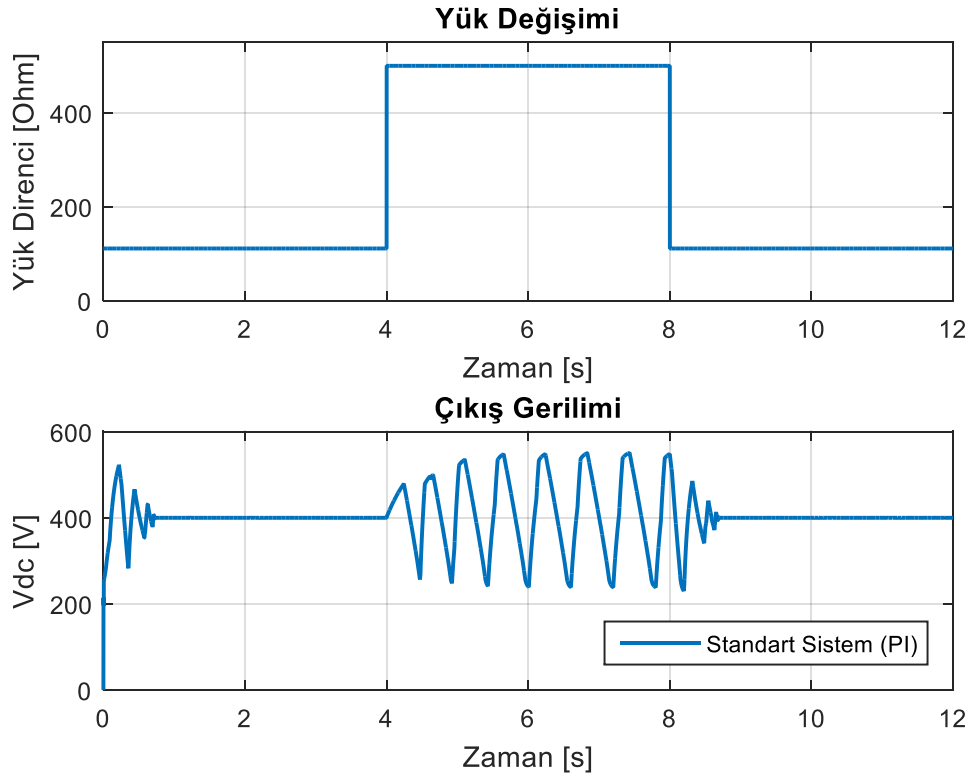
Şekil 4.13 : Referans çalışmada [7] belirtilen kontrol sisteminin modeli.

4.4 PI Kontrolcülü Sistemin Performansı

Şekil 4.12 ve 4.13'te gösterilen şekilde modellenen PI kontrolcü tabanlı FV sistemin azami ve asgari yük koşulları altında performans ölçümü Şekil 4.14'te belirtilmiştir.

Buna göre kontrol sisteminin yaklaşık %25 değerinde bir aşım ve bir saniye gibi bir sürede sistemi referans gerilime getirebildiği, yük değeri azami 500 Ω değerine geldiğinde ise çıkış gerilimini regüle edemediği görülmüştür. Söz konusu yüksek salınım değerleri çıkışta bulunan bir kritik yüke zarar verebileceği için tasarımın gereksinimleri karşılayamadığı tespit edilmiştir.

Bu durumda regülasyon probleminin kaynağının PI kontrolcünün yetersiz kalması olabileceği düşünülerek, henüz MIMO tasarımlara geçmeden, bir sonraki bölümde detayları verilen SISO PI/LQG hibrit kontrolcü tasarlanarak sistem modifiye edilmiştir.



Şekil 4.14 : PI kontrolcülü FV sistemin değişken yük koşulları altındaki çıkış gerilimi regülasyonuna yönelik performansı.

4.5 PI/LQG Hibrit Kontrolcü Tasarımı

Literatür Taraması bölümünde de belirtildiği gibi, FV sistem tasarımları ile ilgili çalışmalar incelendiğinde sayısal ya da deneysel olarak birçok farklı uygulama yapıldığı görülmektedir. Tüm FV sistemin kontrolüne yönelik söz konusu çalışmaların genelinde PI kontrolcü benzeri kontrolcülerin kullanıldığı ve bu kontrolcülerin katsayılarının da beklenen performans sağlanıncaya kadar deneme-yanılma yöntemi ile seçildiği görülmüştür. Bu durumda kontrolcülerin tasarlandığı şartlar dışında gerçek koşullar altındaki operasyon sırasında sistemin kararlılığı ve gürbüzlüğü konusu tartışmaya açıktır.

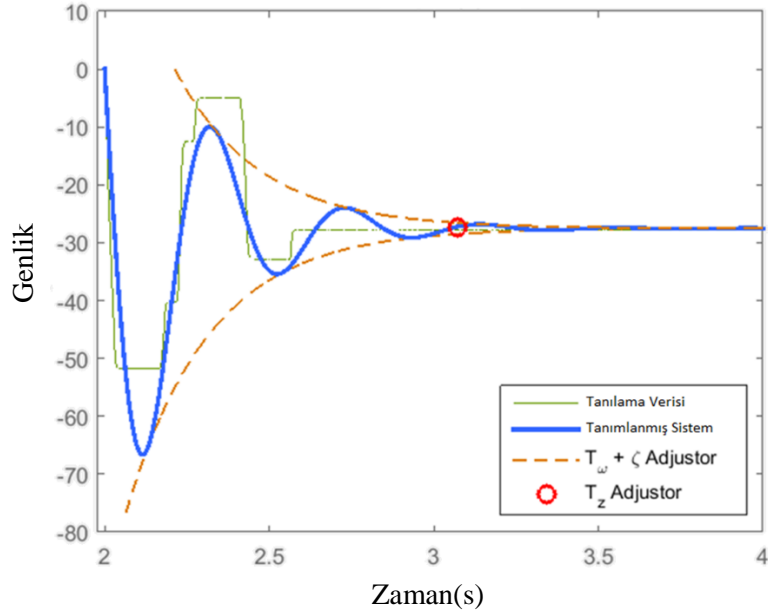
Metodolojik bir tasarımı önleyen engellerden bir tanesi de kontrol tasarımının yer alabileceği basit analitik modellerin elde edilmesinin zorluğudur. Bu nedenle sistem davranışı önemli doğrusalsızlıklar içerdiğinde tüm gerçek koşulları kapsayan uygun bir çalışma noktası bulunmadıkça sık rastlanan sonuç performans isterlerinin karşılanamamasıdır. Sayısal yöntemler kullanılmaksızın bu doğrusallık bölgesinin araştırılması kolaylıkla karmaşık bir işlemdir. Literatürde doğrusalsızlıkların önemli derecede yüksek olduğu akü beslemeli şebekeden bağımsız FV sistemlere yönelik bu hususun göreceli olarak incelenmemiş olması da bununla açıklanabilmektedir.

Referans çalışmadaki [7] SISO kontrol yapısı esas alındığında, iki ve üç düzeyli birbirine bağlı kontrolcülerin yanı sıra sistemde PWM tahrikli anahtarlar olduğu için doğrusal bir model oluşturularak teorik olarak uygun bir kontrolcü tasarımı bulmak oldukça zordur. Ayrıca her dönüştürücünün kontrolcü dinamiği hem kendi içinde hem de birbirleri ile bağlantılıdır ve bu dinamikler belirsiz atmosferik koşullar ve kritik yük değerleri kombinasyonlarına göre değişkenlik gösterir. Bu nedenle kontrolcünün tüm bilinen ve bilinmeyen sistem dinamiklerini ele alabilecek şekilde tasarlanması oldukça önemlidir.

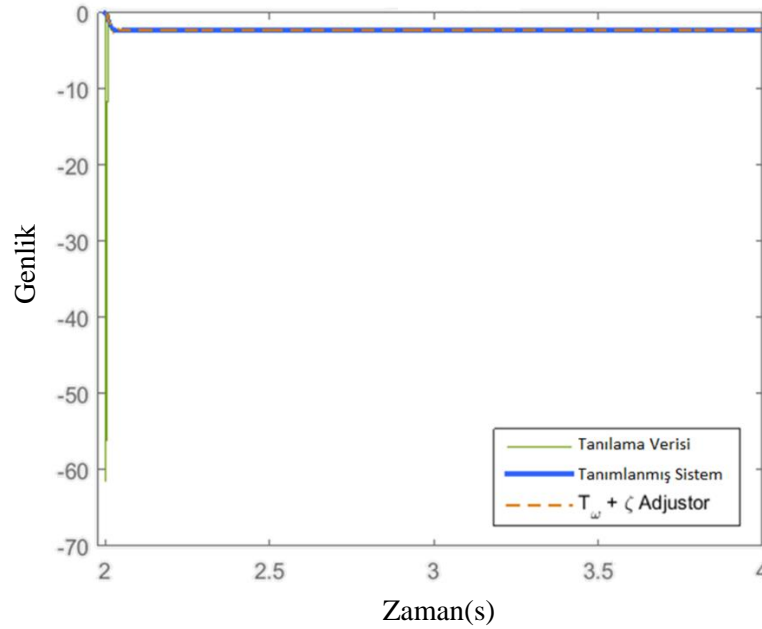
Çıkış geriliminin regülasyonuna yönelik kontrol için PI_{B-1} ve PI_{B-2} kontrolcülerinin sistematik olarak yeniden tasarlanmasında esas zorluk sistemdeki yüksek doğrusalsızlıklar nedeniyle standart doğrusal modelleme yaklaşımı ile doğrusallaştırılmış sistemin sıfırla özdeş olmasıdır, yani uygun bir model bulunamamasıdır. Bu bölümde, söz konusu nedenle klasik doğrusallaştırma yöntemleri kullanılmadığı için, sistem girişini kullanarak sistemi bilinen bir çalışma noktasına getirmeye ve sonra da bu noktanın etrafında bir basamak değişikliği

sağlamaya dayalı alternatif bir doğrusallaştırma yaklaşımı kullandık. Bu adım değişikliğinden elde edilen veriler doğrusallaştırma işleminde kullanılmıştır.¹

PI_{B-1} ve PI_{B-2} için elde edilen tanılama verileri ve bu verilere oturacak şekilde tanımlanmış sistem cevabı sırasıyla Şekil 4.15 ve 4.16’da gösterilmiştir.



Şekil 4.15 : PI_{B-1} kontrolcü tasarımı için tanılama verisi ve tanımlanmış sistem.



Şekil 4.16 : PI_{B-2} kontrolcü tasarımı için tanılama verisi ve tanımlanmış sistem.

¹ Söz konusu işlemler MATLAB/Simulink doğrusallaştırma aracında şu adımlarla gerçekleştirilebilir: Plant / Identify New Plant / Plant Identification / Get I/O Data / Simulate Data / Simulate I/O Data.

Sistem tanılama ile elde edilen birinci ve ikinci dereceden transfer fonksiyonları Eşitlik (4.11,4.12)'de verilmiştir.

$$G_{Plant_{B-1}} = \frac{27.5(1 + 0.142s)}{0.04s^2 + 0.0311s + 1} \quad (4.11)$$

$$G_{Plant_{B-2}} = \frac{44.657}{6.87 \times 10^{-5}s^2 + 0.0124s + 1} \quad (4.12)$$

Eşitlik (4.11,4.12)'deki modeller, çalışma noktası etrafında tasarlanacak ilgili kontrolcülerin giriş/çıkış terminallerinden görülen yerel doğrusallaştırılmış modellerdir. Bu yaklaşım ile sistemin matematiksel modelleri elde edildiği için, artık birçok uygulamada yer alan deneysel PI denetleyicilerle kısıtlanmak yerine alternatif kontrol yöntemleri üzerine çalışılabilecektir.

Yukarıdaki husus ve sisteme yönelik SISO tanılama verileri dikkate alınarak bu çalışmada, Kalman filtreye dayalı bir optimum durum kontrolcüsü olan Linear-Quadratic-Gaussian (LQG) servo kontrolcü tasarlanmıştır [62,63].

Eşitlik (4.11,4.12)'de belirtilen fonksiyonların her biri eşdeğer durum-uzay gösteriminde aşağıdaki şekilde ifade edilebilir:

$$\begin{aligned} \frac{dx}{dt} &= Ax + Bu + w \\ y &= Cx + Du + v \end{aligned} \quad (4.13)$$

Burada x durum vektörü, u giriş, y çıkış, w süreç gürültüsü, v ölçüm gürültüsü ve A, B, C, D durum uzayı matrisleridir.

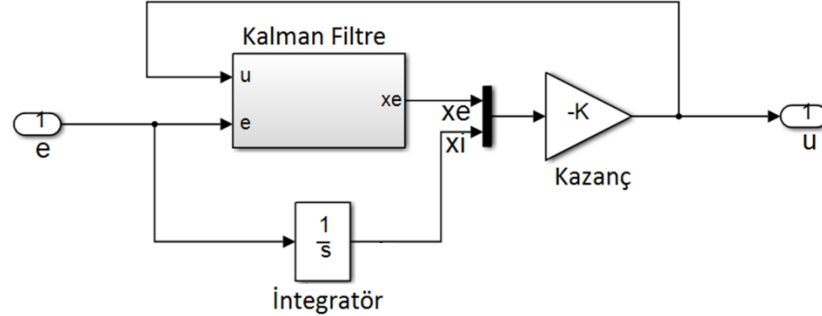
LQG kontrolcü tasarımı aşağıdaki maliyet fonksiyonu J 'yi en aza indirir:

$$J = E \left\{ \lim_{\tau \rightarrow \infty} \frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} x^T Q x + u^T R u + x_i^T Q_i x_i dt \right\} \quad (4.14)$$

Burada E beklenen değeri gösterir, x_i çıkıştaki referans izleme hatasının integralidir ve Q, R ve Q_i ise sırasıyla durumlar, girişler ve integral hatasının ağırlıklarıdır. Bir kazançlar vektörü olan K için optimum değeri, $u = K[x \ x_i]^T$ kontrol yasasını oluşturmak için sayısal olarak hesaplanır, bu sayede J minimize edilir. Sistemin durumları, x , doğrudan ölçülmediğinden, bir Kalman filtresi kullanılarak gözlenir ve süreç ve ölçüm gürültüleri için sırasıyla Q_n ve R_n kovaryans matrisleri kullanılarak ve aşağıdaki değer minimize edilerek x_e tahmin elde edilir:

$$P = \lim_{t \rightarrow \infty} E \{ (x - x_e)(x - x_e)^T \} \quad (4.15)$$

Kalman filtresi, durum vektörü için gürültü ve model/parametre belirsizlikleri altında bile iyi tahminler sağlamasıyla bilinmektedir. LQG kontrolcünün genel yapısı Şekil 4.17’de verilmiştir.



Şekil 4.17 : LQG servo kontrolcü.

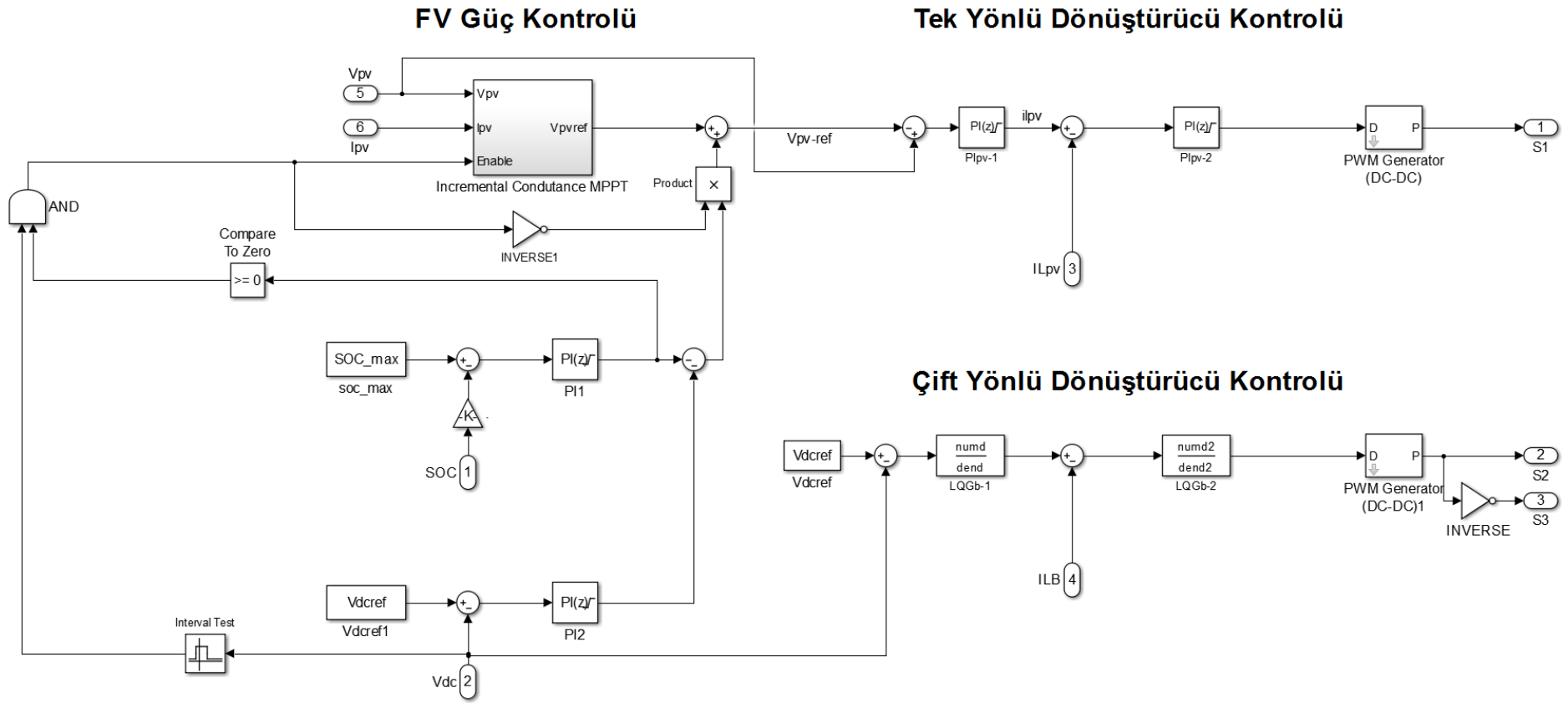
Eşitlik (4.11,4.12)’de belirtilen sistemler için yukarıda açıklanan yaklaşıma göre tasarlanan LQG kontrolcülerin transfer fonksiyonları aşağıdaki gibidir:

$$G_{LQG_{B-1}} = \frac{3641s^2 + 1.6 \times 10^5 s + 1.36 \times 10^6}{s^3 + 1.09 \times 10^4 s^2 + 2.87 \times 10^5 s} \quad (4.16)$$

$$G_{LQG_{B-2}} = \frac{5605s^2 + 8.73 \times 10^5 s + 5.43 \times 10^7}{s^3 + 2.59 \times 10^4 s^2 + 2.18 \times 10^7 s} \quad (4.17)$$

İlave bir husus da referans çalışmadaki [7] gibi standart yaklaşımlarda, DC-link geriliminin bir üst limiti (referans çıkış geriliminin %5 fazlasını aşmayacak şekilde) olmasına rağmen herhangi bir alt limit içermemesidir. Bu durum kritik yükler üzerinde sabit bir referans DC gerilimi sağlamaya engel olabilmektedir. Bu nedenle kontrol sistemi tasarımı, DC-link gerilimi için daha iyi üst ve alt limitleri (V_{dc-ref} değerinin $\pm \%2.5$ aralığında) kapsamak üzere Şekil 4.18’de görülebileceği gibi modifiye edilmiştir. Bu revizyon ile MPPT etkinleştirildiği zaman, DC-link regülasyonuna yönelik kontrolcünün (PI_2 denetleyicisi) herhangi bir etkisi olmaz.

Bu bölüm altındaki sonraki kısımlarda, öncelikle integral eylemi içeren söz konusu LQG yöntemi ile tasarlanmış kontrol çevrimlerinin stabilite marjları belirlenmekte, sonra da referans takibi için kalıcı durum analizi gerçekleştirilmektedir. Deneysel Bulgular bölümünde ise önerilen mimari, FV panel ve akü parametrelerine yönelik olası belirsizliklerin analizi hususunda modellenmekte ve son olarak sistem, gerçek atmosferik koşullar ile yük değişimleri altında test edilmektedir.



Şekil 4.18 : PI/LQG tasarıma yönelik kontrol modeli.

4.6 Kararlılık Analizi

Kontrol sistemlerinin gürbüzlüğünün analizine yönelik birçok farklı gösterge vardır. Bu bölümdeki kontrol sistemlerinin gürbüzlük göstergesi olarak kararlılık analizini gerçekleştirmek üzere kazanç payı (Gain Margin-GM) ve faz payı (Phase Margin-PM) hesaplanacaktır [64]. Kazanç payı, sistemi kararsız hale getirmeden çevrim kazancının ne kadar artırılabilceğini ölçer. Faz payı ise sistem kararsız hale gelmeden önce faz gecikmesinin ne kadar tolere edilebileceğini belirtir.

Parametre değişimleri, belirsizlikler, gürültüler ve benzeri etkenler, nominal modeli bozarak kazanç/faz varyasyonlarına neden olmaktadır, bu nedenle gürbüz bir kontrol sistemi bu etkenleri bir dereceye kadar tolere etmelidir. Genel bir kural olarak, kontrol tasarımlarında en az 6 dB kazanç payı, 45° faz payı amaçlanır. Elde edilen değerler ne kadar yüksek olursa, sistem söz konusu etkenlerden o kadar daha az etkilenir.

İlk çevrim olarak,

$$G(j\omega) = G_{Plant_{B-1}}(j\omega)G_{LQG_{B-1}}(j\omega) \quad (4.18)$$

$$= \frac{-\omega^3 3.558 \times 10^6 j - 1.819 \times 10^8 \omega^2 + \omega 2.434 \times 10^9 j + 9.362 \times 10^9}{\omega^5 j + 10922.0 \omega^4 - \omega^3 3.723 \times 10^5 j - 4.962 \times 10^6 \omega^2 + \omega 7.181 \times 10^7 j}$$

Eşitlik (4.18) standart karmaşık sayı biçiminde aşağıdaki şekilde yazılabilir:

$$G(j\omega) = Re\{G(j\omega)\} + jIm\{G(j\omega)\} \quad (4.19)$$

Burada, $Re\{G(j\omega)\} = N_{Re}(j\omega)/D_{Re}(j\omega)$ olmak üzere,

$$N_{Re}(j\omega) = -(4.006 \times 10^{21} \omega^7 + 7.431 \times 10^{26} \omega^5 + 1.766 \times 10^{29} \omega^3 - 1.445e32 \omega) \quad (4.20)$$

$$D_{Re}(j\omega) = 1.126 \times 10^{15} \omega^9 + 1.335 \times 10^{23} \omega^7 + 3.424 \times 10^{25} \omega^5 - 3.249 \times 10^8 \omega^3 + 5.806 \times 10^{30} \omega$$

ve, $Im\{G(j\omega)\} = N_{Im}(j\omega)/D_{Im}(j\omega)$ olmak üzere,

$$N_{Im}(j\omega) = -(4.354 \times 10^{25} \omega^6 + 2.648 \times 10^{28} \omega^4 - 5.037 \times 10^{30} \omega^2 + 7.57 \times 10^{32}) \quad (4.21)$$

$$D_{Im}(j\omega) = 1.126 \times 10^{15} \omega^9 + 1.335 \times 10^{23} \omega^7 + 3.424 \times 10^{25} \omega^5 - 3.249 \times 10^{28} \omega^3 + 5.806 \times 10^{30} \omega$$

Kazanç payı tanımı Eşitlik (4.22)'deki gibidir.

$$GM = \frac{1}{|G(j\omega_{pc})|} \quad (4.22)$$

Burada w_{pc} faz geçiş (phase coross-over) frekansdır,

$$\angle G(j\omega_{pc}) = 180^\circ . \quad (4.23)$$

Son eşitlik aşağıdaki durumu gerektirir:

$$Im\{G(j\omega)\} = 0 . \quad (4.24)$$

Eşitlik (4.24) ile $Im\{G(j\omega)\}$ 'nin payının hiçbir zaman sıfır olmayacağı gösterilebilir,

$$4.354 \times 10^{25} \omega^6 + 2.648 \times 10^{28} \omega^4 - 5.037 \times 10^{30} \omega^2 + 7.57 \times 10^{32} = 0 \quad (4.25)$$

Buna göre Eşitlik (4.25)'i sağlayan bir ω değeri yoktur. Bu durum fazın hiçbir zaman 180° olamayacağı anlamına gelen ideal durum olarak bilinir. Bu da sonsuz kazanç payı olarak anılarak aşağıdaki şekilde gösterilir:

$$GM = \infty . \quad (4.26)$$

Faz payı ise aşağıdaki gibi tanımlanır:

$$PM = 180^\circ + \angle G(j\omega_{gc}) . \quad (4.27)$$

Burada ω_{gc} kazanç geçiş (gain cross-over) frekansdır,

$$|G(j\omega_{gc})|^2 = 1 \quad (4.28)$$

Bu nedenle çözülmesi gereken eşitlik,

$$|G(j\omega)|^2 = \frac{N(j\omega)}{D(j\omega)} = 1 \Leftrightarrow N(j\omega) = D(j\omega) \quad (4.29)$$

Burada $N(j\omega)$ ve $D(j\omega)$, $|G(j\omega)|^2$ 'nin payı ve paydası olup değerleri şöyledir:

$$\begin{aligned} N(j\omega) &= 1.605 \times 10^{43} \omega^{14} + 1.902 \times 10^{51} \omega^{12} + 2.86 \times 10^{54} \omega^{10} \\ &\quad + 5.239 \times 10^{56} \omega^8 - 3.844 \times 10^{59} \omega^6 + 1.44 \times 10^{61} \omega^4 \\ &\quad + 1.326 \times 10^{64} \omega^2 + 5.73 \times 10^{65} , \\ D(j\omega) &= 1.268 \times 10^{30} \omega^{18} + 3.005 \times 10^{38} \omega^{16} + 1.781 \times 10^{46} \omega^{14} \\ &\quad + 9.138 \times 10^{48} \omega^{12} - 7.5 \times 10^{51} \omega^{10} - 6.752 \times 10^{53} \omega^8 \\ &\quad + 1.453 \times 10^{57} \omega^6 - 3.773 \times 10^{59} \omega^4 + 3.371 \times 10^{61} \omega^2 . \end{aligned} \quad (4.30)$$

Eşitlik (4.30) pozitif gerçek kök için sayısal olarak çözüldüğünde aşağıdaki sonuç elde edilir:

$$\omega_{gc} = 328.1386 \text{ rad/s} . \quad (4.31)$$

Eşitlik (4.32)'nin değerlendirilmesi ile $G(j\omega_{gc}) = 1$ doğrulanır,

$$G(j\omega_{gc}) = -0.0816 - 0.9967j \quad (4.32)$$

ve açısı aşağıdaki gibi hesaplanabilir,

$$\angle G(j\omega_{gc}) = -94.6790^\circ . \quad (4.33)$$

Böylece faz payı Eşitlik (4.34)'teki gibi olur.

$$PM = 180^\circ - 94.6790^\circ = 85.3210^\circ \quad (4.34)$$

İkinci çevrim için de benzer bir hesaplama aşağıdaki şekilde gerçekleştirilebilir:

$$G(j\omega) = G_{Plant_{B-2}}(j\omega)G_{LQG_{B-2}}(j\omega). \quad (4.35)$$

İşlemi basitleştirmek amacıyla hesaplamaların ara adımlarını atladığımızda şunları elde ederiz:

$$\omega_{pc} = 4724.6 \text{ rad/s} \quad (4.36)$$

ve,

$$G(j\omega_{pc}) = -0.0062884. \quad (4.37)$$

Bu nedenle kazanç payı aşağıdaki gibi olur:

$$GM = \frac{1}{0.0062884} = 159.0219 = 44.0291 \text{ dB}. \quad (4.38)$$

Faz payı için aşağıdaki denklemler elde edilebilir:

$$\omega_{gc} = 161.7419 \text{ rad/s} \quad (4.39)$$

ve

$$G(j\omega_{gc}) = -0.0014139 - 0.9999j. \quad (4.40)$$

Buradan $|G(j\omega_{gc})| = 1$ ve $\angle G(j\omega_{gc}) = -90.081^\circ$ olarak elde edilir.

Böylece faz marjı şu şekilde olacaktır:

$$PM = 180^\circ - 90.081^\circ = 89.9190^\circ. \quad (4.41)$$

Yukarıdaki hesaplamalardan her iki kazanç payının da 6 dB 'nin üzerinde ve faz paylarının da 45° dereceden oldukça fazla olduğu ve gürbüzlük açısından olumlu özellikleri olduğu görülmektedir.

4.7 Kalıcı Durum Analizi

Bu kısımda, integralci içeren LQG kontrol çevrimlerinin referans takibi açısından kalıcı durum analizi yer almaktadır. Şekil 4.17'den görülebileceği gibi bu çalışmada tasarlanan LQG kontrolcüdeki integralci, kalıcı durum hatalarını elimine etmeye yaramaktadır. Tanımlanan sistemlerde ve bu sistemlere göre tasarlanan kontrolcülerde orijinde sıfır olmadığı için, basamak komutlarında kalıcı durum hatası olmaması

beklenmektedir [64]. Bu durum ayrıca aşağıdaki hesaplama yöntemleriyle doğrulanmıştır.

Referanstan hataya transfer fonksiyonu şöyledir:

$$\frac{E(s)}{R(s)} = \frac{1}{1 + G(s)} \quad (4.42)$$

Burada $G(s)$ açık çevrim transfer fonksiyonudur. Birinci kontrol çevrimi için,

$$\begin{aligned} G(s) &= G_{Plant_{B-1}}(s)G_{LQG_{B-1}}(s) \\ &= \frac{27.526(1 + 0.142s)}{0.004s^2 + 0.0311s + 1} \times \frac{3641s^2 + 1.6 \times 10^5 s + 1.36 \times 10^6}{3.558 \times 10^6 s^3 + 1.819 \times 10^8 s^2 + 2.434 \times 10^9 s + 9.362 \times 10^9} \\ &= \frac{1}{s^5 + 1.092 \times 10^4 s^4 + 3.723 \times 10^5 s^3 + 4.962 \times 10^6 s^2 + 7.181 \times 10^7 s} \end{aligned} \quad (4.43)$$

Son değer teoreminden (Final Value Theorm-FVT),

$$\begin{aligned} e_{ss} &= \lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s}{1 + G(s)} R(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s}{1 + G(s)} \frac{1}{s} \\ &= \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{1 + G(s)} = \frac{1}{1 + \lim_{s \rightarrow 0} G(s)} = \frac{1}{1 + K_p} \end{aligned} \quad (4.44)$$

olacaktır.

Burada $K_p = \lim_{s \rightarrow 0} G(s)$ olur ve biz bir basamak komutu için $R(s) = \frac{1}{s}$ kullanılırsa,

$$K_p = \lim_{s \rightarrow 0} G(s) = \infty \quad (4.45)$$

olacaktır ve bu da $e_{ss} = 0$ olmasını gerektirir.

Analiz ikinci kontrol çevrimi için benzer bir şekilde gerçekleştirilebilir,

$$\begin{aligned} G(s) &= G_{Plant_{B-2}}(s)G_{LQG_{B-2}}(s) \\ &= \frac{3.643 \times 10^9 s^2 + 5.679 \times 10^{11} s + 3.532 \times 10^{13}}{s^5 + 2.613 \times 10^4 s^4 + 2.638 \times 10^7 s^3 + 4.191 \times 10^9 s^2 + 3.178 \times 10^{11} s} \end{aligned} \quad (4.46)$$

Buna göre yine $e_{ss} = 0$ elde edilir. Kısacası her iki kontrol çevrimi için de kalıcı durum hatası yoktur.

Rampa türü girdiler için $R(s) = \frac{1}{s^2}$, FVT'nin yukarıdaki şekilde kullanılması sonucu,

$$\begin{aligned} e_{ss} &= \lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s}{1 + G(s)} R(s) \\ &= \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s}{1 + G(s)} \frac{1}{s^2} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{s + sG(s)} = \frac{1}{\lim_{s \rightarrow 0} sG(s)} = \frac{1}{K_v} \end{aligned} \quad (4.47)$$

Birinci kontrol çevrimi için,

$$K_v = \lim_{s \rightarrow 0} sG(s) = 130.3767 \quad (4.48)$$

Sonuç olarak,

$$e_{ss} = \frac{1}{K_v} = 0.0077 \quad (4.49)$$

İkinci kontrol çevrimi için,

$$K_v = \lim_{s \rightarrow 0} sG(s) = 111.1421 \quad (4.50)$$

Sonuç olarak,

$$e_{ss} = \frac{1}{K_v} = 0.0090 \quad (4.51)$$

Görülebileceği gibi her iki kontrol çevrimi için de kalıcı durum hatası oldukça küçüktür. Bu durum değişken referans komutlarının da takip edilebildiği anlamına gelir.

Tasarlanan PI/LQG hibrit kontrolcüye yönelik deneysel bulgular altıncı bölümde verilecektir.

5. MIMO MODELLEME VE KONTROL

Tez çalışmasının bu bölümünde; literatür tarama bölümünde belirtilen ve dördüncü bölümde SISO modelleme ve kontrolcü tasarımı gerçekleştirilen referans FV sisteme [7] yönelik genel sistem mimarisi (bkz. Bölüm 5.1), sistem tanılama yöntemi ile MIMO modelleme (bkz. Bölüm 5.2), elde edilen Hammerstein-Wiener modelin kontrolüne yönelik temel kontrol yaklaşımı (bkz. Bölüm 5.3), MIMO modellenen sisteme yönelik H_∞ çevrim şekillendiren (bkz. Bölüm 5.4) ve LQG servo kontrolcü tasarımı ile iyileştirme (bkz. Bölüm 5.5) ve son olarak MIMO kontrolcülü sistemlere yönelik kararlılık ve gürbüzlük analizi (bkz. Bölüm 5.6) sunulmuştur.

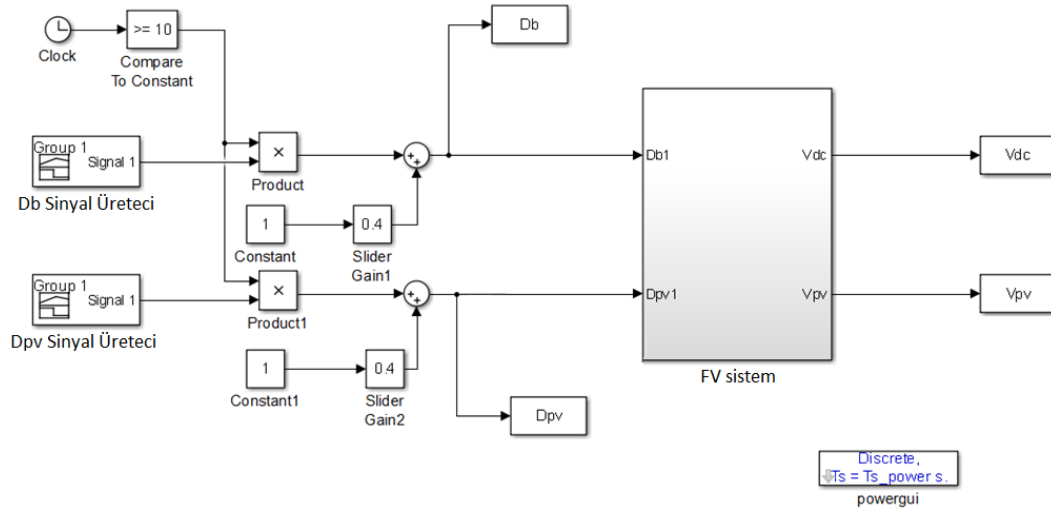
5.1 Genel Sistem Mimarisi

Bu bölümdeki MIMO modelleme ve kontrolcü tasarımı için de, SISO modelleme ve tasarımda kullanılan Şekil 4.1'de belirtilen referans çalışmadaki [7] FV sistem kullanılmıştır.

Özet olarak, Şekil 4.1'de yer alan FV sistem Şekil 4.2'de belirtildiği gibi üç aşamada kontrol edilmektedir: FV güç kontrolcüsü, tek yönlü dönüştürücü kontrolcüsü ve çift yönlü dönüştürücü kontrolcüsü. Kademelerin her biri PI kontrolcülere dayalıdır. Dördüncü bölümde detayları verildiği gibi referans çalışmanın [7] sistem performansını artırmak için PI/LQG hibrit kontrol yapısı kullanılmıştır [65]. Her ne kadar FV sistem MIMO yapıda olsa da, söz konusu yaklaşımlar doğrusallaştırma tekniklerini esas alan SISO tasarım yöntemlerini kullanmakta ve çoklu girdiler/çıkıntılarla birlikte doğrusalsızlıkların da olması halinde sistem performansında daha önceki bölümlerde bahsedilen çeşitli problemlerle karşılaşmaktadır.

Bu bölümde standart SISO kontrolcüler (dört doğrusallaşmış modele dayalı dört ayrı kontrolcüden oluşan) yerine doğrusal olmayan bir MIMO modelini esas alan ve tüm FV sistemi kontrol eden tek bir MIMO kontrolcü kullanılmıştır.

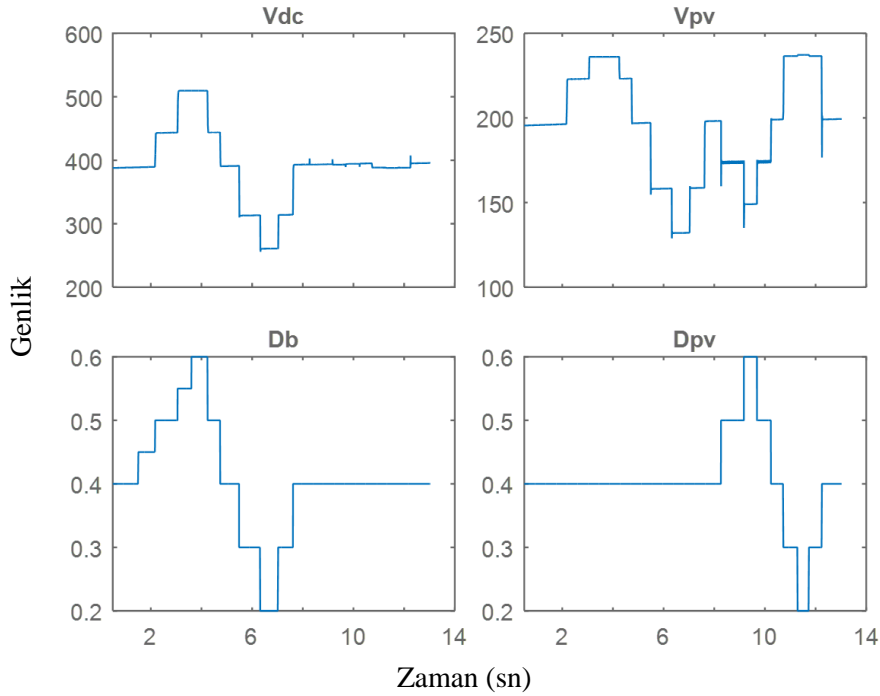
Şekil 4.12'de belirtilen FV sisteme yönelik MIMO model oluşturmak üzere tanılama verilerinin toplanmasına yönelik Şekil 5.1'de verilen bir model oluşturulmuştur.



Şekil 5.1 : FV sisteme yönelik tanımlama verisi elde etmek için oluşturulan model.

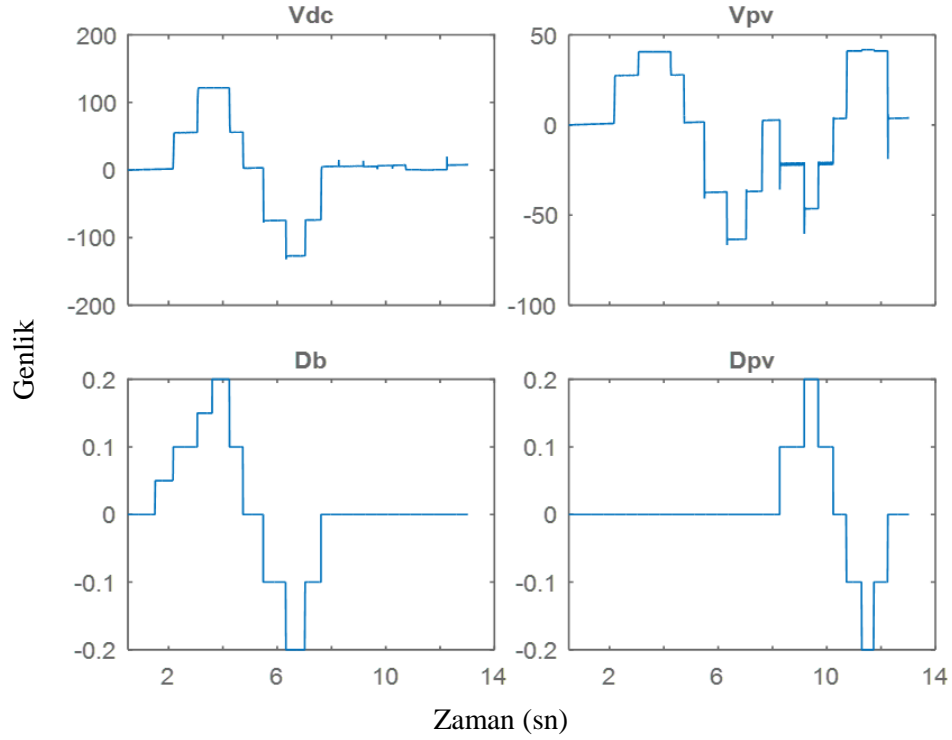
Şekil 4.12'deki modele göre S1 portu D_{pv} doluluk boşluk oranını ve S2 portu da D_b 'yi temsil eder, bunlar aynı zamanda FV sistemin girişleridir. Çift yönlü dönüştürücü yapısı nedeniyle S3, S2'nin tersidir. Sistem çıkışları ise yük ve FV panel gerilimi olan V_{dc} ve V_{pv} 'dir. Yani bu çalışmada ele alınan FV sistem özünde iki girişli iki çıkışlı bir MIMO sistemdir.

Şekil 5.1'deki modele göre toplanan giriş/çıkış verileri Şekil 5.2'de gösterilmiştir.



Şekil 5.2 : Giriş sinyalleri (D_b , D_{pv}) ve sonuçta çıkan ölçülen çıkışlar (V_{dc} , V_{pv}).

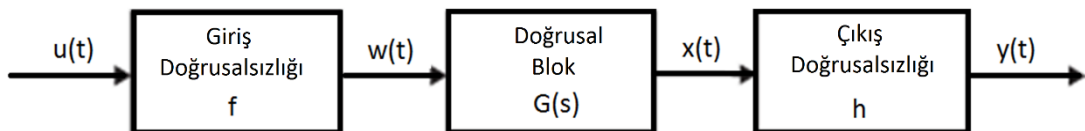
Veriler $(D_b, D_{pv}, V_{dc}, V_{pv}) = (0.4, 0.4, 400 V, 193 V)$ olan tipik bir çalışma noktasını temsil eder ve çalışma noktası etrafındaki varyasyonu gösterebilmek için verilerdeki ofsetler temizlenmiş ve Şekil 5.3'te görüldüğü gibi sıfır etrafına kaydırma işlemi yapılmıştır. Bu veriler sistemin MIMO modelinin elde edilebilmesi için sonraki bölümde açıklandığı gibi sistem tanımlanmasında kullanılacaktır.



Şekil 5.3 : Çalışma noktası etrafındaki varyasyonu göstermek için kaydırılmış veriler.

5.2 Sistem Tanılama Yöntemi ile Modelleme

Giriş-çıkış verileri Şekil 5.3'teki gibi elde edildikten sonra doğrusal olmayan MIMO sisteminin tanımlanması gerçekleştirilir. Simüle edilmiş verilere dayalı doğru bir model elde etmek için, doğrusal bir bloktan ve giriş/çıkış doğrusalsızlıklarından oluşan Hammerstein-Wiener (HW) doğrusal olmayan model yapısı kullanılır [66-68].



Şekil 5.4 : Hammerstein-Wiener modeli.

Şekil 5.4'e göre,

- $G(s)$, doğrusal bir transfer fonksiyonudur,
- f , sistem girişi $u(t)$ 'yi $G(s)$ girişine transfer eden doğrusal olmayan bir fonksiyondur,
- h , doğrusal olmayan bir fonksiyondur, $G(s)$ 'in çıkışını sistem çıkışına dönüştürür.

Bir model sadece giriş doğrusalsızlığı olan f 'yi içerdiği zaman buna Hammerstein modeli adı verilir. Modelde sadece çıkış doğrusalsızlığı h varsa buna Wiener modeli denir.

Bu çalışmada hem giriş ve hem de çıkıştaki doğrusalsızlıklar dikkate alınır yani model tam bir HW modelidir.

HW modelleri çoğu sistem tanımlama aracında (bu çalışmada kullanılan MATLAB System Identification Toolbox dâhil) genel giriş/çıkış doğrusalsızlık fonksiyonlarıyla oluşturulabilirken, doğrusalsızlıklar yüksek derecede ve terslenemez durumda ise bu modellere kontrolü genellikle sorunlu hatta imkansız olabilmektedir. Bu nedenle MIMO kontrolcü tasarımından yararlanabilmek için tanımlama işlemine bazı kısıtlamaların konması gerekir [68]. Doğrusalsızlıklar gerçek sistemin ve simülasyonların fiziksel özellikleri esas alınarak her iki girdi için $[-0.25, 0.25]$ ve her iki çıktı için $[-80, 80]$ bölgesinde ve en fazla ikinci dereceden terslenebilir polinomlara dönüştürmeye çalışma şeklinde kısıtlanır.

Daha detaylı incelenecek olursa giriş doğrusalsızlığı f aşağıdaki formdadır:

$$f_i(u_i) = \alpha_{i2}u_i^2 + \alpha_{i1}u_i + \alpha_{i0} \quad (5.1)$$

Burada $\alpha_{i2}, \alpha_{i1}, \alpha_{i0} \in \mathbb{R}$ ve $i = 1, 2$ ilgili girişi gösterir. Fonksiyonun tek bir uç noktası vardır ve $u_i = -\alpha_{i1}/(2\alpha_{i2})$ 'dadır. $[-0.25, 0.25]$ 'de tersine çevrilebilirliği sağlamak için bu nokta ilgili bölgenin dışında kalmalıdır, yani:

$$-\frac{\alpha_{i1}}{2\alpha_{i2}} \leq -0.25 \text{ or } -\frac{\alpha_{i1}}{2\alpha_{i2}} \geq 0.25 \quad (5.2)$$

Buna eşdeğer olarak,

$$\left| \frac{\alpha_{i1}}{2\alpha_{i2}} \right| \geq 0.25 \Leftrightarrow \frac{\alpha_{i1}^2}{(2\alpha_{i2})^2} \geq 0.25^2 \quad (5.3)$$

olması gerektiğinden:

$$\alpha_{i1}^2 - 0.0625\alpha_{i2}^2 \geq 0. \quad (5.4)$$

Aynı şekilde çıkış doğrusalsızlığı h şu formdadır:

$$h_j(x_j) = \beta_{j2}x_j^2 + \beta_{j1}x_j + \beta_{j0} \quad (5.5)$$

Burada $\beta_{j2}, \beta_{j1}, \beta_{j0} \in \mathbb{R}$ ve $j = 1, 2$ ilgili çıkışı gösterir. Fonksiyonun tek bir uç noktası vardır ve $u = -\beta_{j1}/(2\beta_{j2})$ 'dadır. $[-80, 80]$ 'de tersine çevrilebilirliği sağlamak için bu nokta ilgili bölgenin dışında kalmalıdır, yani:

$$-\frac{\beta_{j1}}{2\beta_{j2}} \leq -80 \text{ or } -\frac{\beta_{j1}}{2\beta_{j2}} \geq 80 \quad (5.7)$$

Buna eşdeğer olarak da,

$$\left| \frac{\beta_{j1}}{2\beta_{j2}} \right| \geq 80 \Leftrightarrow \frac{\beta_{j1}^2}{(2\beta_{j2})^2} \geq 80^2 \quad (5.8)$$

olması gerektiğinden:

$$\beta_{j1}^2 - 6400\beta_{j2}^2 \geq 0. \quad (5.9)$$

Doğrusal kısım için, n 'inci dereceden bir transfer fonksiyonu kullanılır

$$G(s) = \frac{X(s)}{W(s)} = \frac{b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_2 s^2 + b_1 s^1 + b_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_2 s^2 + a_1 s^1 + a_0} \quad (5.10)$$

Burada $a_n, a_{n-1}, \dots, a_2, a_1, a_0, b_n, b_{n-1}, \dots, b_2, b_1, b_0 \in \mathbb{R}$. Tahmin edilmek üzere minimize edilecek olan maliyet fonksiyonu J , integral kare hatası (Integral Squared Error-ISE) olarak tanımlanır:

$$J(p) = \int_{t_{start}}^{t_{end}} e^2 d\tau \quad (5.11)$$

burada

$$p = [a_n \ a_{n-1} \ \dots \ a_1 \ a_0 \ b_n \ b_{n-1} \ \dots \ b_1 \ b_0 \ \alpha_{12} \ \alpha_{11} \ \alpha_{10} \ \alpha_{22} \ \alpha_{21} \ \alpha_{20} \ \beta_{12} \ \beta_{11} \ \beta_{10} \ \beta_{22} \ \beta_{21} \ \beta_{20}]^T \quad (5.12)$$

parametre vektörüdür,

$[t_{start}, t_{end}] = [0s, 12s]$ veri aralığının tahmin aralığıdır,

$$e(t) = y_{data}(t) - y_{model}(t) \quad (5.13)$$

eşitliğinde tahmin verileri olan y_{data} ile HW modelin çıktısı arasında,

$$y_{model} = h\left(G\left(f(u_{data})\right)\right) \quad (5.14)$$

olarak ifade edilen hatadır.

HW modeli tahmin prosedürü bu nedenle standart formda bir doğrusal olmayan sınırlandırılmış optimizasyon problemi olarak yazılabilir:

$$\min_p J(p) \text{ s. t. } c_{i1}(p) \geq 0 \text{ and } c_{j2}(p) \geq 0 \quad (5.15)$$

Burada J Eşitlik (5.11) deki gibidir ve Eşitlik (5.4) ve (5.9)'a göre eşitsizlik kısıtları yazılabilir,

$$c_{i1}(p) = \alpha_{i1}^2 - 0.0625\alpha_{i2}^2 \quad (5.16)$$

$$c_{j2}(p) = \beta_{j1}^2 - 6400\beta_{j2}^2 \quad (5.17)$$

Eşitlik (5.16, 5.17)'deki problemi çözmek için, Ardışık Karesel Programlama (Sequential Quadratic Programming-SQP) yöntemi kullanılabilir [69, 70]. Bu amaçla Langrangian fonksiyonunun karesel kesitirimini esas alan bir karesel programlama alt problemi formüle edilir:

$$\begin{aligned} & \mathcal{L}(p, \sigma_{11}, \sigma_{12}, \sigma_{21}, \sigma_{22}) \\ & = J(p) - \sigma_{11}c_{11}(p) - \sigma_{12}c_{12}(p) - \sigma_{21}c_{21}(p) - \sigma_{22}c_{22}(p) \end{aligned} \quad (5.18)$$

Burada σ_{ij} Lagrange çarpanlarıdır. İtere edilmiş bir p_k değerinde, SQP algoritması QP probleminin bir çözümü olarak uygun bir araştırma yönü d_k 'yi tanımlar

$$\min_d \frac{1}{2} d^T \nabla^2 \mathcal{L}(p_k, \sigma_{11,k}, \sigma_{12,k}, \sigma_{21,k}, \sigma_{22,k}) d + \nabla J(p_k)^T d \quad (5.19)$$

bu da aşağıdakilere tabidir:

$$\nabla c_{i1}(p_k)^T d + c_{i1}(p_k) = 0, \quad \nabla c_{j2}(p_k)^T d + c_{j2}(p_k) = 0 \quad (5.20)$$

Alt problem standart QP formunda olduğundan herhangi bir QP algoritması ile çözülebilir. Bu problemin çözümü olan d_k yeni bir iterasyon oluşturmak için kullanılır:

$$p_{k+1} = p_k + a_k d_k \quad (5.21)$$

Burada, uygun bir doğru bulma prosedürü ile adım uzunluğu a_k elde edilir, böylece aşağıdaki merit fonksiyonu elde edilir:

$$\Psi(p) = J(p) + r_{11}c_{11}(p) + r_{21}c_{21}(p) + r_{12}c_{12}(p) + r_{22}c_{22}(p) \quad (5.22)$$

Buradaki ceza parametreleri r_{ij} pozitif sabitlerdir.

Yukarıda açıklanan prosedür ve MATLAB Sistem Tanılama Aracı birlikte kullanılarak tüm FV sistem için bir HW modeli elde edilir. Kontrolcü tasarımı için sistemin doğrusal bloğunu ($G(s)$) durum-uzayı formunda aşağıdaki şekilde ifade etmek daha uygundur:

$$\begin{aligned} x(k+1) &= Ax(k) + Bu(k) \\ y(k) &= Cx(k) + Du(k) \end{aligned} \quad (5.23)$$

Burada x oniki adet durumu gösterir, u D_b ve D_{pv} girişlerini gösterir ve y de V_{dc} ve V_{pv} çıkışlarını gösterir A , B , C ve D aşağıdaki şekilde verilen durum-uzayı katsayılarıdır:

$$A = \begin{bmatrix} 0.906 & 0.9838 & -0.895 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 2.806 & -1.316 & 0.825 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 2.79 & -1.301 & 0.811 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 2.795 & -1.306 & 0.817 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.5 & 0 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 2 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0.925 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -0.49 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -0.764 & 0.5 & 0 & 0 & 0 & 0 & -2.438 & 1.218 & 0 \end{bmatrix}, D = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Giriş ve çıkış doğrusalsızlıkları için ikinci dereceden doğrusal olmayan fonksiyonlar şu şekilde tahmin edilmiştir:

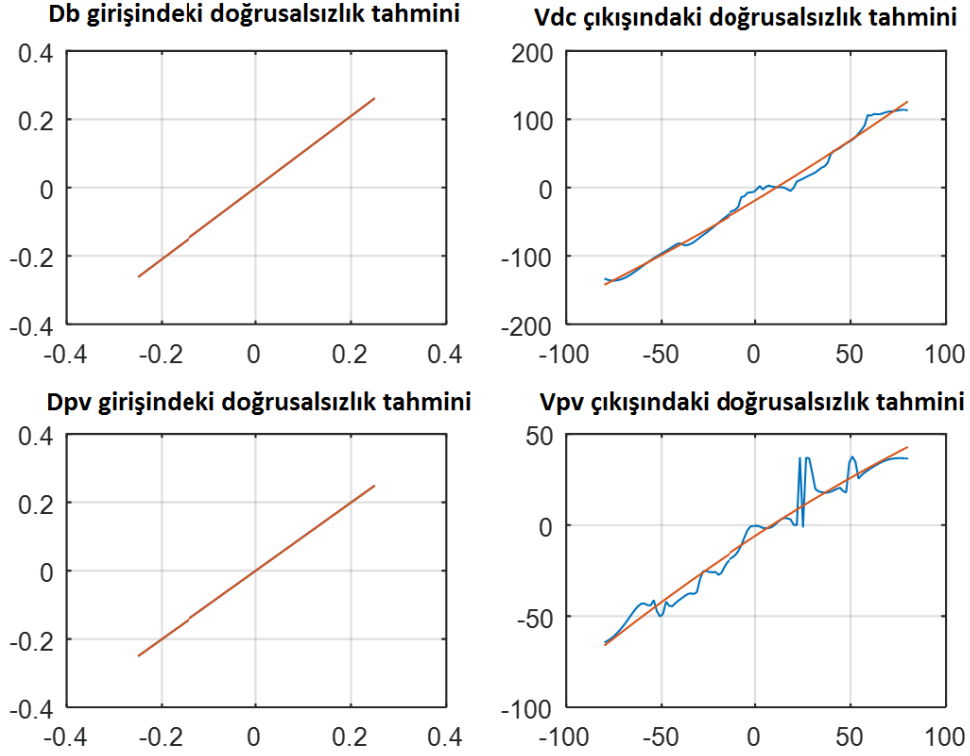
$$y_{in1,Db} = -5.62x10^{-6} x^2 + 1.047 x - 8.93x10^{-5} \approx x \quad (5.24)$$

$$y_{in2,Dpv} = -0.0001 x^2 + 0.99 x - 0.00047 \approx x \quad (5.25)$$

$$y_{out1,Vdc} = 0.001659 x^2 + 1.678 x - 18.7 \quad (5.26)$$

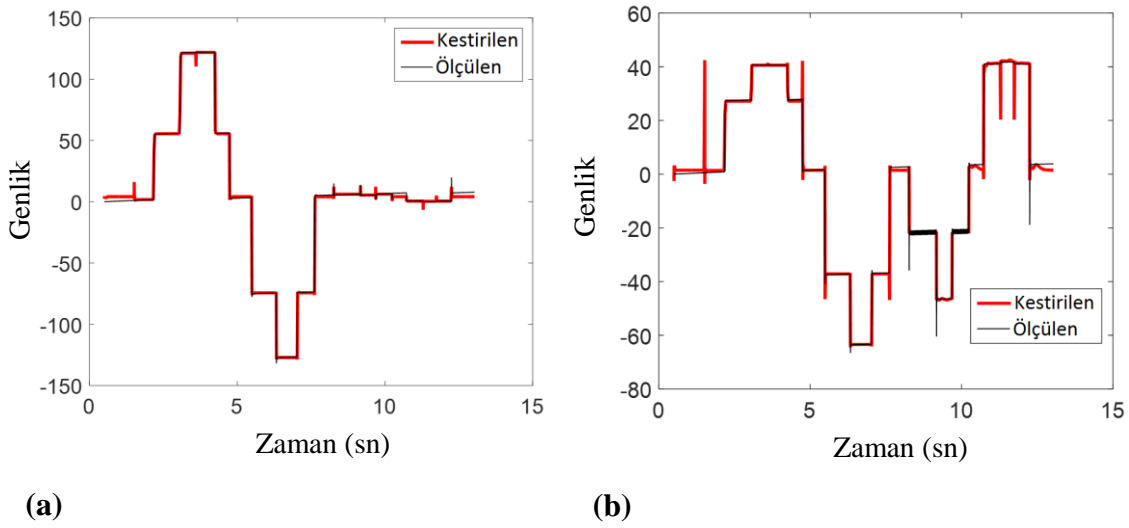
$$y_{out2,Vpv} = -0.0008937 x^2 + 0.6814 x - 5.91 \quad (5.27)$$

İkinci dereceden sınırlandırılmış bir polinom uyumu ile karşılaştırma için, çeşitli fonksiyon tipleri ile sınırlandırılmamış bir optimizasyon gerçekleştirilmiş ve bu optimizasyondaki en iyi sonuçlar dalgacık ağları (wavelet network) ile elde edilmiştir [71]. Doğrusalsızlık fonksiyonları Şekil 5.5'te gösterilmektedir. İkinci derece denklemlerin ilgi bölgesi dâhilinde kabul edilebilir ve terslenebilir bir kestirim sağlayacağı görülebilir.



Şekil 5.5 : Sınırlandırılmış polinom optimizasyonu (kırmızı) ve dalgacık ağı ile elde edilen doğrusallık dışı fonksiyonlar (mavi).

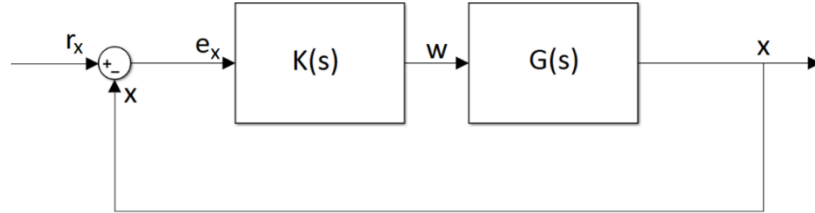
Son olarak HW modeli tarafından tahmin edilen çıkışların, elde edilen çıkış verileri ile karşılaştırması Şekil 5.6'da gösterilmiştir. Uyumluluk için yüzde karesel hata ortalaması V_{dc} için % 97,1 ve V_{pv} için % 96'dır. Bu değerlerin FV sistemi temsil etmek için yeterli doğrulukta olduğu hükmüne varılmıştır.



Şekil 5.6 : Ölçülen ve kestirimde bulunan model çıktıları. (a) V_{dc} için, (b) V_{pv} için.

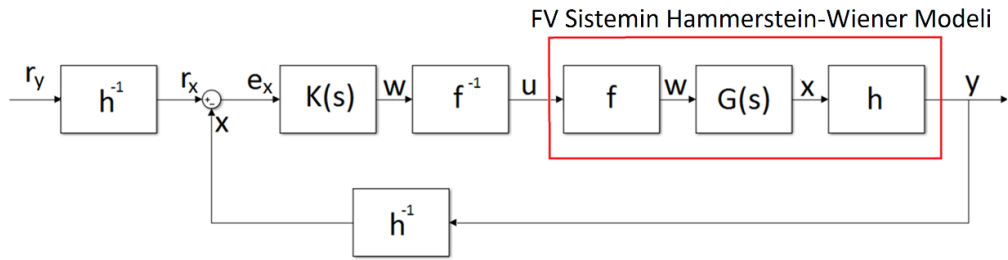
5.3 HW Sistemin Kontrolüne Yönelik Temel Kontrol Yaklaşımı

İlk olarak yapılması gereken Şekil 5.7’de belirtilen $G(s)$ doğrusal bloğu için bir $K(s)$ kontrolcüsü tasarlamaktır.



Şekil 5.7 : HW doğrusal bloğu için kontrolcü tasarımı.

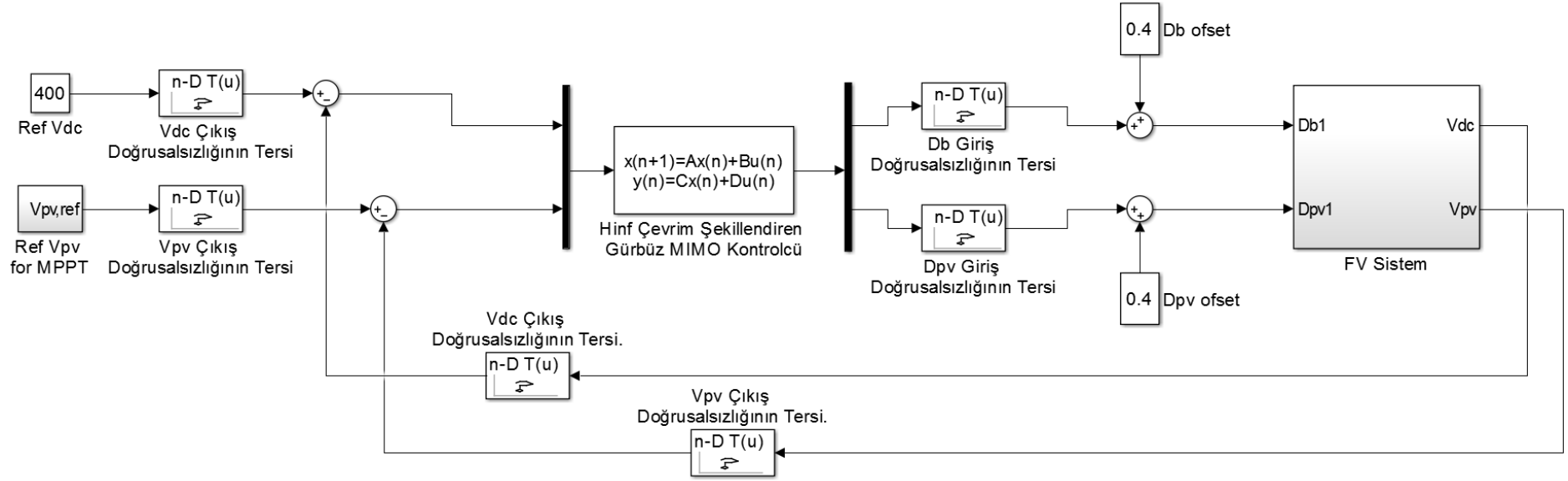
Şekil 5.4 ve Şekil 5.7’de de görüldüğü gibi f ve h fonksiyonlarının tasarımıyla terslenebilir olmaya zorlanmış olması gerçeğini kullanarak tüm HW modelinin eşdeğeri olan kapalı çevrim kontrol sistemi Şekil 5.8’de verilmiştir.



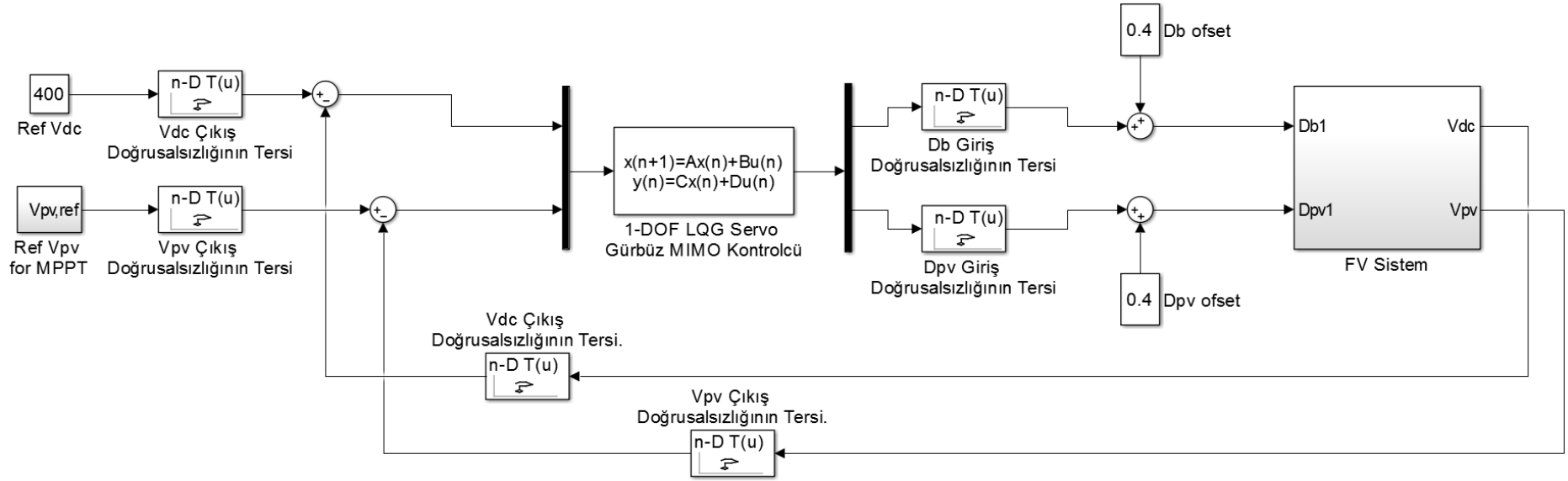
Şekil 5.8 : Tüm sistem için doğrusal olmayan kapalı çevrim kontrol yapısı.

Bu yapıya göre H_∞ çevrim şekillendiren kontrolcünün ve bir serbestlik dereceli LQG servo kontrolcünün MATLAB/Simulink modelleri Şekil 5.9 ve 5.10’da gösterilmiştir.

FV panel referans gerilimi, önceki bölümlerde açıklandığı gibi artan iletkenlik MPPT algoritmasını içeren MPPT kontrolcüsü ve MPPT’yi akünün şarj kapasitesinin üzerinde şarj edilmesine karşı sınırlandıran kontrolcüler tarafından üretilir.



Şekil 5.9 : FV sistemin H_∞ çevrim şekillendiren kontrolcü ve HW model tabanlı kapalı çevrim kontrol modeli.



Şekil 5.10 : FV sistemin bir serbestlik dereceli LQG servo kontrolcü ve HW model tabanlı kapalı çevrim kontrol modeli.

5.4 H_∞ Çevrim Şekillendiren Kontrolcü Tasarımı

Temel kontrol yaklaşımının belirlenmesinin ardından G için çevrim şekillendirme yaklaşımı ile MIMO yapıda bir gürbüz H_∞ çevrim şekillendiren kontrolcü K tasarlanmıştır. Çok değişkenli gürbüz kontrol tasarımında arzu edilen isterler genellikle şöyle ifade edilmektedir:

$$\bar{\sigma}(S(j\omega)) \leq |W_1^{-1}(j\omega)| \quad \left(\text{ya da } \frac{1}{\bar{\sigma}(S(j\omega))} \geq |W_1(j\omega)| \right) \quad (5.28)$$

$$\bar{\sigma}(T(j\omega)) \leq |W_3^{-1}(j\omega)| \quad (5.29)$$

Burada $\underline{\sigma}$ ve $\bar{\sigma}$ sırasıyla minimum ve maksimum tekil değerleri gösterir. Burada $S(s)$ aşağıdaki şekilde tanımlanan duyarlılık fonksiyonudur,

$$S(s) = (I + L(s))^{-1}. \quad (5.30)$$

$T(s)$ tamamlayıcı duyarlılık fonksiyonudur ve şöyle tanımlanır,

$$T(s) = L(s)(I + L(s))^{-1}. \quad (5.31)$$

$L(s)$ çevrim transfer fonksiyonu matrisidir,

$$L(s) = G(s)K(s). \quad (5.32)$$

$|W_1^{-1}(j\omega)|$ sistemin arzu edilen bozucu sönüm faktörüdür ve $|W_3(j\omega)|$ de sistemin çarpımsal pertürbasyonu olarak ifade edilen beklenen en büyük belirsizlik değeridir. Bir d çıkış bozucusundan, y sistem çıkışına kapalı çevrim transfer fonksiyonu olduğundan $S(j\omega)$ 'nin tekil değerleri bozucu sönümlemesini belirlemektedir. $T(s)$, tüm sisteme yönelik kapalı çevrim transfer fonksiyonudur. Çevrim transfer fonksiyonu GK 'nin sigma grafiğinin, arzu edilen çevrim şekli γ doğruluğunda G_d olarak elde edilmesi için dengeleyici bir H_∞ kontrolcüsü olarak K hesaplanmıştır. Eşitlik (5.28, 5.29)'daki ifadeler, $\bar{\sigma}(L(s)) \gg 1$ için aşağıdaki kestirim yapılabileceğinden çevrim transfer fonksiyonunun tekil değerleri açısından şöyle yazılabilir:

$$S(s) = (I + L(s))^{-1} \approx L(s)^{-1}, \quad (5.33)$$

Ve $\bar{\sigma}(L(s)) \ll 1$ için,

$$T(s) = L(s)(I + L(s))^{-1} \approx L(s). \quad (5.34)$$

Bu nedenle eğer ω_c 0 dB ise, $G_d(j\omega)$ tekil değerler grafiğinin geçiş frekansına (ω_c) yönelik isterler şöyle ifade edilebilir:

$$\underline{\sigma}(G(j\omega)K(j\omega)) \geq \frac{1}{\gamma} \underline{\sigma}(G_d(j\omega)), \quad \forall \omega < \omega_c \quad (5.35)$$

$$\bar{\sigma}(G(j\omega)K(j\omega)) \leq \gamma \bar{\sigma}(G_d(j\omega)), \quad \forall \omega > \omega_c \quad (5.36)$$

Böylece, yüksek referans takibi performansı sistem modelinin daha doğru olduğu düşük frekanslarda gerçekleştirilebilirken, sistem modeli doğruluğunun daha az olduğu ve gürültü etkilerinin daha fazla olduğu yüksek frekanslarda da gürbüz bir kontrol sağlanabilir. Kararlı bir minimum faz çevrim şekillendirmede, ön filtre W en büyük ortak bölen (Greatest Common Divisor-GCD) formülleri kullanılarak hesaplanmıştır [71]. $G_s = GW$ karedir ve arzu edilen şekil G_d , şekillendirilmiş sistem tarafından ($\omega_{\min}, \omega_{\max}$) frekans aralığında yüksek bir doğrulukta elde edilir; yani,

$$\sigma(G_d) \approx \sigma(G_s), \quad \forall \omega \in (\omega_{\min}, \omega_{\max}). \quad (5.37)$$

Daha sonra, şekillendirilmiş sistem için optimal bir çevrim şekillendiren kontrolcünün hesaplanması için normalleştirilmiş asal faktör sentezi teorisi kullanılır.

Şekillendirilen sistem aşağıdaki şekilde çarpanlarına ayrılır,

$$G_s = M^{-1}N \quad (5.38)$$

ve pertürbe olmuş sistem şu şekilde yazılabilir:

$$G_\Delta = (M + \Delta_M)^{-1}(N + \Delta_N). \quad (5.39)$$

Burada Δ_M ve Δ_N kararlı ve nominal sistemdeki belirsizlikleri temsil eden bilinmeyen transfer fonksiyonlarıdır. Gürbüz kontrolcü tasarımının hedefi, sadece nominal sistemi değil aynı zamanda aşağıdaki şekilde ifade edilen pertürbe olmuş sistemler ailesini bir K kontrolcüsü ile kararlı hale getirmektir etmektir,

$$G_\varepsilon = \{(M + \Delta_M)^{-1}(N + \Delta_N): \|\Delta_M, \Delta_N\|_\infty < \varepsilon\}. \quad (5.40)$$

Gürbüz kararlılığı sağlamak için, nominal ve pertürbe olmuş sistemde iç stabilite sağlanmalıdır. Eğer (M, N, K, ε) 'yi gürbüz olarak kararlı yapan bir K varsa, (M, N, ε) 'nin ε kararlılık payı ile gürbüz olarak kararlı hale getirilebilir olduğu söylenebilir [72].

Gürbüz kararlılık için aşağıdakiler sağlanmalıdır:

$$(I - GK)^{-1}, K(I - GK)^{-1}, (I - GK)^{-1}G, (I - KG)^{-1} \in RH_{\infty}, \det(I - GK)(\infty) \neq 0 \quad (5.41)$$

$$\inf_K \left\| \begin{bmatrix} K(I - GK)^{-1}M^{-1} \\ (I - GK)^{-1}M^{-1} \end{bmatrix} \right\|_{\infty} \leq \varepsilon^{-1} \quad (5.42)$$

Burada tüm kararlı hale getiren kontrolcüler üzerinden infimum alınmıştır. H_{∞} optimizasyon problemi, ε^{-1} 'nin olabildiğince küçük seçilebilmesini sağlamaktadır. Gerçek uygulamada, gürbüz kararlılık problemi aşağıdaki gibi daha uygun bir formülasyon haline dönüştürülebilir.

$$P \triangleq \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{21} & P_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \begin{pmatrix} 0 \\ M^{-1} \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} I \\ G \end{pmatrix} \\ M^{-1} & G \end{bmatrix} \quad (5.43)$$

$$\mathcal{F}_L(P, K) \triangleq P_{11} + P_{12}K(I - P_{22}K)^{-1}P_{21} \quad (5.44)$$

olsun. O halde Eşitlik (5.42)'nin,

$$\inf_K \|\mathcal{F}_L(P, K)\|_{\infty} \leq \varepsilon^{-1} \quad (5.45)$$

eşitliğinin eşdeğeri olduğu görülebilir, ki burada K sistemi kararlı hale getiren kontrolcülere yönelik seçilen kazanç ve P de H_{∞} optimizasyon problemi için standart formda bir sistemdir [73].

Kullanılacak kontrolcünün son hali halde şu şekilde hesaplanır,

$$K_{\text{final}} = WK. \quad (5.46)$$

Elimizdeki FV sistem için arzu edilen çevrim şekli şu şekilde seçilmiştir:

$$G_d(s) = \text{diag}\left(\frac{10}{s}, \frac{10}{s}\right) \quad (5.47)$$

Burada 'diag' köşegen matrisi yerine kullanılmıştır.

Yukarıda açıklanan prosedürün Şekil 5.7'de belirtilen HW modelin $G(s)$ doğrusal bloğu için gerçekleştirilmesi sonucu elde edilen kontrolcü transfer fonksiyonları aşağıda yer almaktadır:

$$\begin{aligned}
G_{H_{\infty},e1 \rightarrow Db}(s) = & (3.72s^{15} + 1.68 \times 10^7 s^{14} + 1.13 \times 10^{12} s^{13} + 3 \times 10^{16} s^{12} \\
& + 3.85 \times 10^{20} s^{11} + 2.42 \times 10^{10} s^{10} + 6.95 \times 10^{27} s^9 + 1.21 \times 10^{31} s^8 \\
& + 1.39 \times 10^{34} s^7 + 1.08 \times 10^6 s^6 + 5.59 \times 10^5 s^5 + 1.82 \times 10^{42} s^4 \\
& + 3.34 \times 10^{44} s^3 + 2.65 \times 10^{46} s^2 + 1.5s - 2.23 \times 10^{35}) / (s^{16} \\
& + 4.39 \times 10^5 s^{15} + 3.81 \times 10^{10} s^{14} + 1.53 \times 10^{15} s^{13} \\
& + 3.44 \times 10^{19} s^{12} + 4.63 \times 10^{23} s^{11} + 3.7 \times 10^{27} s^{10} + 1.68 \times 10^{31} s^9 \\
& + 4.08 \times 10^{34} s^8 + 6.07 \times 10^{37} s^7 + 5.68 \times 10^{40} s^6 + 3.19 \times 10^{45} s^5 \\
& + 9.46 \times 10^{45} s^4 + 1.09 \times 10^{48} s^3 + 6.23 \times 10^{48} s^2)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
G_{H_{\infty},e1 \rightarrow Dpv}(s) = & (-0.67s^{15} - 3.03 \times 10^6 s^{14} - 1.98 \times 10^{13} s^{13} - 4.99 \times 10^{15} s^{12} \\
& - 5.82 \times 10^{19} s^{11} - 2.92 \times 10^{23} s^{10} - 3.46 \times 10^{26} s^9 - 4.72 \times 10^{29} s^8 \\
& + 2.28 \times 10^{33} s^7 + 3.58 \times 10^{36} s^6 + 3.18 \times 10^{39} s^5 + 1.66 \times 10^{42} s^4 \\
& + 4.64 \times 10^{44} s^3 + 5.35 \times 10^{46} s^2 + 2.72s - 1.73 \times 10^{34}) / (s^{16} \\
& + 4.39 \times 10^5 s^{15} + 3.81 \times 10^{10} s^{14} + 1.53 \times 10^{15} s^{13} \\
& + 3.44 \times 10^{19} s^{12} + 4.63 \times 10^{23} s^{11} + 3.7 \times 10^{27} s^{10} + 1.68 \times 10^{31} s^9 \\
& + 4.08 \times 10^{34} s^8 + 6.07 \times 10^{37} s^7 + 5.68 \times 10^{40} s^6 + 3.19 \times 10^{45} s^5 \\
& + 9.46 \times 10^{45} s^4 + 1.09 \times 10^{48} s^3 + 6.23 \times 10^{48} s^2)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
G_{H_{\infty},e2 \rightarrow Db}(s) = & (0.75s^{15} + 3.43 \times 10^6 s^{14} + 2.32 \times 10^{11} s^{13} + 6.15 \times 10^{15} s^{12} \\
& + 7.91 \times 10^{19} s^{11} + 5 \times 10^{23} s^{10} + 1.46 \times 10^{27} s^9 + 2.59 \times 10^{30} s^8 \\
& + 2.95 \times 10^{41} s^4 + 2.22 \times 10^{36} s^6 + 1.05 \times 10^{39} s^5 + 2.97 \times 10^{41} s^4 \\
& + 4.38 \times 10^{43} s^3 + 2.61 \times 10^{45} s^2 + 1.27s + 1.91 \times 10^{35}) / (s^{16} \\
& + 4.39 \times 10^5 s^{15} + 3.81 \times 10^{10} s^{14} + 1.53 \times 10^{15} s^{13} \\
& + 3.44 \times 10^{19} s^{12} + 4.63 \times 10^{23} s^{11} + 3.7 \times 10^{27} s^{10} + 1.68 \times 10^{31} s^9 \\
& + 4.08 \times 10^{34} s^8 + 6.07 \times 10^{37} s^7 + 5.68 \times 10^{40} s^6 + 3.19 \times 10^{45} s^5 \\
& + 9.46 \times 10^{45} s^4 + 1.09 \times 10^{48} s^3 + 6.23 \times 10^{48} s^2)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
G_{H_{\infty},e2 \rightarrow Dpv}(s) = & (-7.55s^{15} - 3.65 \times 10^6 s^{14} - 2.29 \times 10^{11} s^{13} - 6 \times 10^{15} s^{12} \\
& - 7.83 \times 10^{19} s^{11} - 5 \times 10^{23} s^{10} - 1.72 \times 10^{27} s^9 - 3.59 \times 10^{30} s^8 \\
& - 5.03 \times 10^{33} s^7 - 4.93 \times 10^{36} s^6 - 3.33 \times 10^{39} s^5 - 1.49 \times 10^{42} s^4 \\
& - 3.87 \times 10^{44} s^3 - 4.21 \times 10^{46} s^2 - 2.13 \times 10^{47} s \\
& - 3.09 \times 10^{35}) / (s^{16} + 4.39 \times 10^5 s^{15} + 3.81 \times 10^{10} s^{14} \\
& + 1.53 \times 10^{15} s^{13} + 3.44 \times 10^{19} s^{12} + 4.63 \times 10^{23} s^{11} \\
& + 3.7 \times 10^{27} s^{10} + 1.68 \times 10^{31} s^9 + 4.08 \times 10^{34} s^8 + 6.07 \times 10^{37} s^7 \\
& + 5.68 \times 10^{40} s^6 + 3.19 \times 10^{45} s^5 + 9.46 \times 10^{45} s^4 + 1.09 \times 10^{48} s^3 \\
& + 6.23 \times 10^{48} s^2)
\end{aligned}$$

Bu kontrolcü için çevrim transfer fonksiyonu $L(s)$ 'in makul tolerans sınırlarında $G_d(s)$ 'e yaklaştığı Şekil 5.11'deki gibi görülür. Çevrim kazancı düşük frekanslarda yüksek ve yüksek frekanslarda ise düşük olup 10 rad/s'lik bir bant genişliği vardır. Bu, daha önce hedeflendiği gibi, düşük frekanslarda performansın ve yüksek frekanslarda gürbüzlüğün öne çıktığını gösterir.

$L(s) \approx G_d(s)$ olduğundan,

$$T(s) = L(s)(I + L(s))^{-1} \approx G_d(s)(I + G_d(s))^{-1}. \quad (5.48)$$

Buradan da aşağıdaki eşitlik elde edilir:

$$T(s) \approx \text{diag} \left(\frac{10}{s+10}, \frac{10}{s+10} \right) = \begin{bmatrix} \frac{10}{s+10} & 0 \\ 0 & \frac{10}{s+10} \end{bmatrix}. \quad (5.49)$$

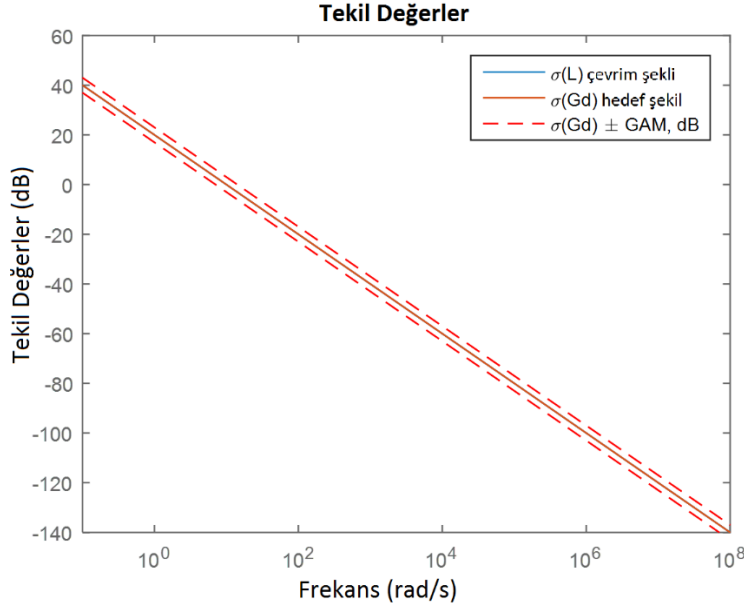
Eşitlik (5.49)'a göre:

- i. Diyagonal kanallar için ayrı transfer fonksiyonları

$$\frac{V_{dc}(s)}{V_{dc,ref}(s)} = \frac{V_{pv}(s)}{V_{pv,ref}(s)} \approx \frac{10}{s+10} \quad (5.50)$$

eşitliği ile yakınlştırılır ve böylece kapalı çevrim sistemi, tüm referansları minimal aşım ve Şekil 5.17'deki yatışma süresiyle eşleşen yaklaşık $t_s = 5\tau = 5 \frac{1}{10} = 0.5$ saniye sürede başarılı ile takip edebilecektir.

- ii. $T(s)$ 'in köşegen dışındaki girişleri yaklaşık olarak sıfırdır, bu da farklı komut-yanıt çiftleri arasındaki bağlantının elimine edildiğini gösterir.

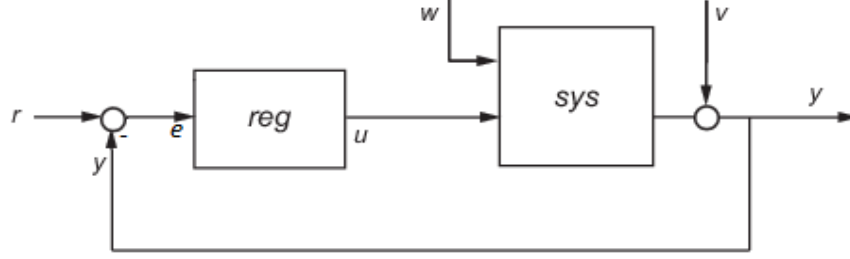


Şekil 5.11 : H_∞ çevrim şekillendiren kontrolcü performansı ve gürbüzlüğü.

5.5 LQG Servo Kontrolcü Tasarımı

Bu kısımda blok şeması Şekil 5.12'de gösterilen bir serbestlik derecesine sahip (one degree of freedom-1-DOF) LQG servo kontrolcü tasarımı ele alınmıştır. 1-DOF LQG servo kontrolcü, u kontrol sinyallerini üretmek için, referans komutları r ile ölçümler

y arasındaki fark olan hata e 'yi kullanır. Çıkışlar y 'nin, referans komutları r 'yi takip etmesini sağlamak için integralci içermektedir. w ve v sırasıyla proses ve ölçüm gürültüleridir.



Şekil 5.12 : 1-DOF LQG servo kontrolcü blok şeması.

1-DOF LQG servo kontrolcü Eşitlik (5.51)'de verilen maliyet fonksiyonunu minimize eder.

$$J = E \left\{ \lim_{\tau \rightarrow \infty} \frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} \left([x^T, u^T] Q_{xu} \begin{bmatrix} x \\ u \end{bmatrix} + x_i^T Q_i x_i \right) dt \right\} \quad (5.51)$$

Burada E beklenen değeri gösterir, x_i çıkışın referans takip hatası olan e 'nin integrali, Q_{xu} ve Q_i de ağırlıklandırma matrisleridir. Bu çalışmadaki FV sistem, iki girişli iki çıkışlı bir MIMO sistem olduğundan r , y ve x_i aynı boyutlardadır.

Bir önceki bölümdeki LQG kontrol kısmında detaylı bahsedildiği gibi, sistemin durumları, x , doğrudan ölçülemediğinden, proses ve ölçme gürültülerine yönelik kovaryans matrisleri Q_n ve R_n kullanılarak aşağıdaki eşitliğin minimize edilmesiyle bir x_e tahmini üreten bir Kalman filtresi kullanılır.

$$P = \lim_{t \rightarrow \infty} E \{ (x - x_e)(x - x_e)^T \} \quad (5.52)$$

Bu filtrenin durum vektörü için gürültüler ve model/parametre belirsizlikleri altında bile oldukça iyi tahminler sağladığı bilinmektedir.

HW'nin $G(s)$ doğrusal bloğu için tasarlanmış iki giriş iki çıkışlı 1-DOF LQG servo kontrolcü transfer fonksiyonları aşağıdaki gibidir:

$$\begin{aligned}
G_{LQG,e1 \rightarrow Db}(s) = & (5.8 \times 10^4 s^{12} + 7.63 \times 10^{12} s^{11} + 3.31 \times 10^{19} s^{10} + 1.14 \times 10^{24} s^9 \\
& + 1.2 \times 10^{28} s^8 + 3.97 \times 10^{31} s^7 + 7.47 \times 10^{34} s^6 + 8.91 \times 10^{37} s^5 \\
& + 7.05 \times 10^{40} s^4 + 3.64 \times 10^{43} s^3 + 1.16 \times 10^{46} s^2 + 2.03 \times 10^{48} s \\
& + 1.49 \times 10^{50}) / (s^{13} + 4.49 \times 10^8 s^{12} + 4.08 \times 10^{16} s^{11} \\
& + 3.63 \times 10^{21} s^{10} + 1.29 \times 10^{26} s^9 + 2.36 \times 10^{30} s^8 + 2.28 \times 10^{34} s^7 \\
& + 1.08 \times 10^{38} s^6 + 2.09 \times 10^{41} s^5 + 2.27 \times 10^{44} s^4 + 1.35 \times 10^{47} s^3 \\
& + 4.03 \times 10^{49} s^2 + 4.6710^{51} s)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
G_{LQG,e1 \rightarrow Dpv}(s) = & (-1.87 \times 10^6 s^{12} - 6.03 \times 10^{14} s^{11} - 3.62 \times 10^{19} s^{10} \\
& - 7.52 \times 10^{23} s^9 - 6.35 \times 10^{27} s^8 - 2.02 \times 10^{31} s^7 - 3.76 \times 10^{34} s^6 \\
& - 4.39 \times 10^{37} s^5 - 3.33 \times 10^{40} s^4 - 1.57 \times 10^{43} s^3 - 4.11 \times 10^{45} s^2 \\
& - 4.55 \times 10^{47} s - 2.31 \times 10^{48}) / (s^{13} + 4.49 \times 10^8 s^{12} \\
& + 4.08 \times 10^{16} s^{11} + 3.63 \times 10^{21} s^{10} + 1.29 \times 10^{26} s^9 + 2.36 \times 10^{30} s^8 \\
& + 2.28 \times 10^{34} s^7 + 1.08 \times 10^{38} s^6 + 2.09 \times 10^{41} s^5 + 2.27 \times 10^{44} s^4 \\
& + 1.35 \times 10^{47} s^3 + 4.03 \times 10^{49} s^2 + 4.6710^{51} s)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
G_{LQG,e2 \rightarrow Db}(s) = & (179.1 s^{12} + 8.87 \times 10^{10} s^{11} + 3.92 \times 10^{17} s^{10} + 8.49 \times 10^{20} s^9 \\
& - 1.71 \times 10^{26} s^8 - 1.64 \times 10^{30} s^7 - 4.96 \times 10^{33} s^6 - 8.47 \times 10^{36} s^5 \\
& - 8.95 \times 10^{39} s^4 - 6.08 \times 10^{42} s^3 - 2.51 \times 10^{45} s^2 - 5.6 \times 10^{47} s \\
& - 5.04 \times 10^{49}) / (s^{13} + 4.49 \times 10^8 s^{12} + 4.08 \times 10^{16} s^{11} \\
& + 3.63 \times 10^{21} s^{10} + 1.29 \times 10^{26} s^9 + 2.36 \times 10^{30} s^8 + 2.28 \times 10^{34} s^7 \\
& + 1.08 \times 10^{38} s^6 + 2.09 \times 10^{41} s^5 + 2.27 \times 10^{44} s^4 + 1.35 \times 10^{47} s^3 \\
& + 4.03 \times 10^{49} s^2 + 4.6710^{51} s)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
G_{LQG,e2 \rightarrow Dpv}(s) = & (-4.15 \times 10^6 s^{12} - 1.34 \times 10^{15} s^{11} - 8.02 \times 10^{19} s^{10} \\
& - 1.67 \times 10^{24} s^9 - 1.42 \times 10^{28} s^8 - 4.57 \times 10^{31} s^7 - 8.51 \times 10^{34} s^6 \\
& - 9.95 \times 10^{37} s^5 - 7.57 \times 10^{40} s^4 - 3.58 \times 10^{43} s^3 - 9.38 \times 10^{45} s^2 \\
& - 1.03 \times 10^{48} s - 5.27 \times 10^{48}) / (s^{13} + 4.49 \times 10^8 s^{12} \\
& + 4.08 \times 10^{16} s^{11} + 3.63 \times 10^{21} s^{10} + 1.29 \times 10^{26} s^9 + 2.36 \times 10^{30} s^8 \\
& + 2.28 \times 10^{34} s^7 + 1.08 \times 10^{38} s^6 + 2.09 \times 10^{41} s^5 + 2.27 \times 10^{44} s^4 \\
& + 1.35 \times 10^{47} s^3 + 4.03 \times 10^{49} s^2 + 4.6710^{51} s)
\end{aligned}$$

5.6 Kararlılık ve Gürbüzlük Analizi

Bir kontrol sistemin gürbüzlüğünü tanımlamak için farklı yöntemler mevcuttur. SISO kontrolcü tasarımları için kazanç payı (Gain Margin-GM) ve faz payı (Phase Margin-PM) hesabı, kararlılık ve gürbüzlüğün analiz edilmesi için kullanılan standart araçlardır.

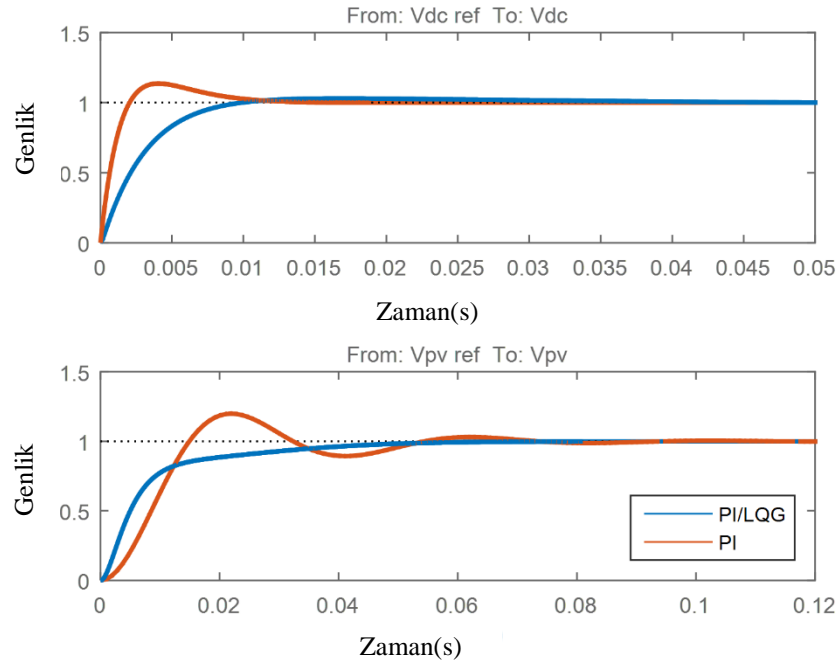
Bir önceki bölümde detaylı olarak bahsedilen prosedür kullanılarak, GM ve PM PI kontrolcü yaklaşımı ve PI/LQG hibrit kontrolcü yaklaşımı açısından değerlendirilmiş ve Çizelge 5.1'de belirtilen sonuçlar elde edilmiştir. Her ikisinin de 6 dB GM ve 45°

PM kriterlerinin üzerinde olduğu görülür ancak PI/LQG hibrit kontrolcünün daha yüksek kazanç ve faz payı olduğundan kararlılık/gürbüzlük açısından PI kontrolcünden daha üstün olduğu yorumlanabilir.

Çizelge 5.1 : SISO kontrolcülere yönelik GM ve PM karşılaştırma çizelgesi.

	Tek Yönlü Yükselten Dönüştürücü için Kazanç Payı	Tek Yönlü Yükselten Dönüştürücü için Faz Payı	Çift Yönlü Yükselten Dönüştürücü için Kazanç Payı	Çift Yönlü Yükselten Dönüştürücü için Faz Payı
PI	39.2 dB	44.8 derece	33.4 dB	48.1 derece
PI/LQG Hibrit	∞ dB	85.3 derece	44 dB	89.9 derece

SISO kontrolcülerin basamak cevapları Şekil 5.13'te gösterilmiştir. Buna göre PI/LQG hibrit kontrolcünün basamak cevabının da daha iyi olduğu görülür.



Şekil 5.13 : SISO sistem modeline uygulanan SISO kontrolcülerin basamak cevabı.

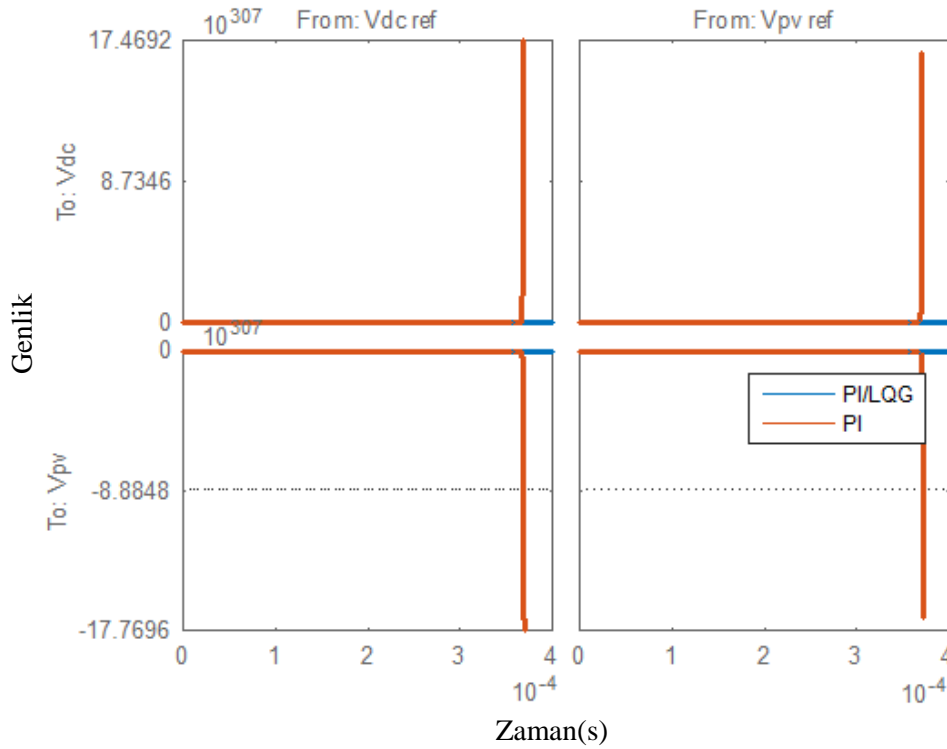
SISO kontrolcü tasarımında önemli bir varsayım, kullanılan SISO modellerin her birinin diğerinden bağımsız olmasıdır. Buna göre, D_b girişinden V_{dc} çıkışına olan model ve D_{pv} girişinden V_{pv} çıkışına olan modelin herhangi bir şekilde birbirini

etkilememesi gerekir, bunun sonucu olarak V_{dc} için bir referans komut da V_{pv} 'yi karşılıklı olarak etkilememelidir.

Ne yazık ki bu varsayım her koşulda geçerli olarak kabul edilebilecek bir varsayım değildir, örneğin, Şekil 5.6'daki giriş/çıkış tanımlama verisinden kanallar arası çapraz bağlaşım olduğu açıkça görülmektedir. Bu gibi çapraz kanal uyarılmaları, performansı ve gürbüzlüğü engelleyebilir ve hatta sistemi kararsız hale getirebilir.

Bu durumu daha açıkça gösterebilmek için PI ve PI/LQG SISO kontrolcüler, FV sisteme yönelik elde edilen Hammerstein-Wiener MIMO modeline uygulanmıştır ve basamak cevabı Şekil 5.14'te gösterilmiştir.

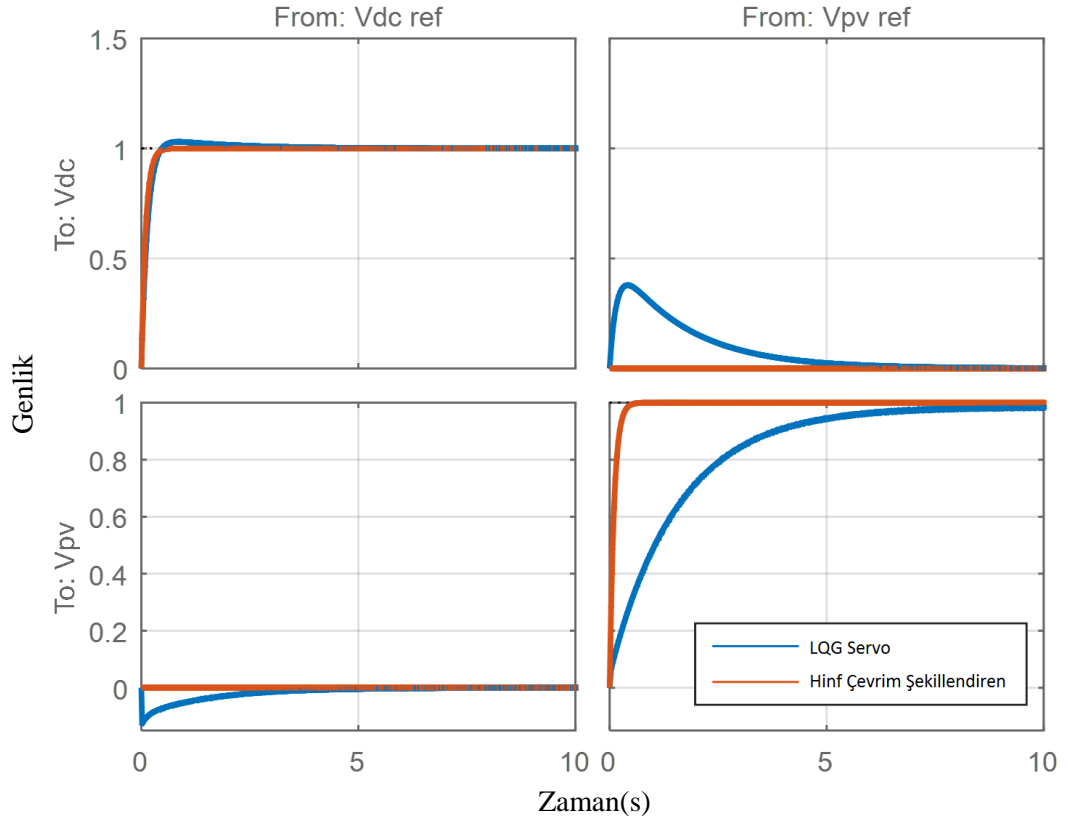
Çapraz kanal bağlaşımının kararsızlığa neden olacak kadar önemli olduğu görülmektedir. Elde edilen sonuç, FV sistemin birbirinden bağımsız olduğu varsayılan kanallara ayrılmadan bir bütün olarak kontrol edilmesine yönelik MIMO modeli üretmek ve gürbüz bir MIMO kontrolcü tasarlamak için önemli bir gerekçedir.



Şekil 5.14 : MIMO sistem modeline uygulanan SISO kontrolcülerin basamak cevabı.

1-DOF LQG servo ve H_{∞} çevrim şekillendiren MIMO kontrolcülerin kapalı çevrim basamak cevapları Şekil 5.15'te gösterilmiştir. Olması gerektiği gibi, bir kanaldaki referans takibinin diğer kanaldaki çıkışın çok fazla uyarılmadan gerçekleştirilebildiği görülmektedir. Çevrim şekli G_d belirli bir cevabı verecek şekilde tasarlandığından,

beklediği gibi H_∞ çevrim şekillendiren kontrolcünün basamak cevabı daha iyidir. Çapraz etkileşimleri engellemek için G_d 'nin köşegen dışı girişleri sıfıra ayarlanmış olduğundan bu etkileşimin de neredeyse sıfır olduğu görülmektedir.

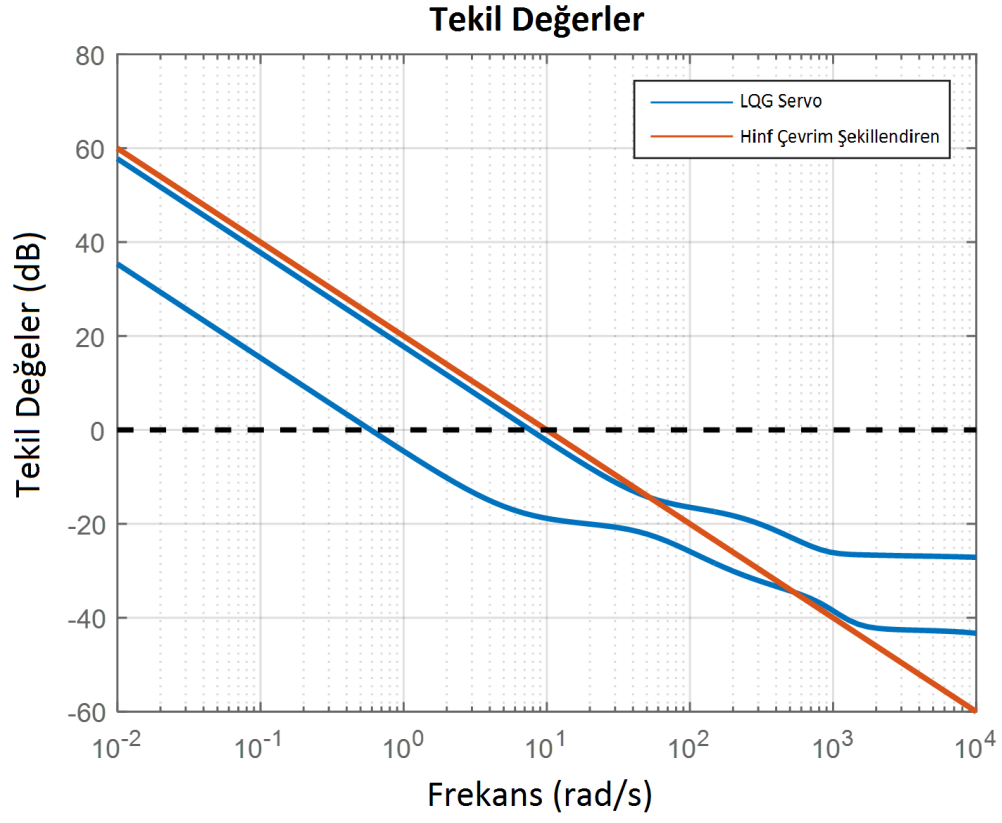


Şekil 5.15 : MIMO sistem modeline uygulanan MIMO kontrolcülerin basamak cevabı.

MIMO sistemlerin gürbüzlük ve performans analizi için sigma grafikleri önemli bir araçtır. Sigma grafiği sistemin tekil değerlerini gösterir ve tek bir grafik üzerinde çevrim kazancını değerlendirebilmeyi sağlar.

H_∞ çevrim şekillendiren ve LQG servo kontrolcülerin sigma grafikleri Şekil 5.16'da verilmiştir.

H_∞ çevrim şekillendiren kontrolcünün, düşük frekans kazancı daha yüksek (daha iyi referans takibi sağlar), 0 dB geçiş frekansı daha yüksek (daha fazla bant genişliği sağlar) ve yüksek frekans kazancı daha düşük (daha gürbüz olmasını sağlar) olduğundan LQG servo kontrolcüye göre üstündür.



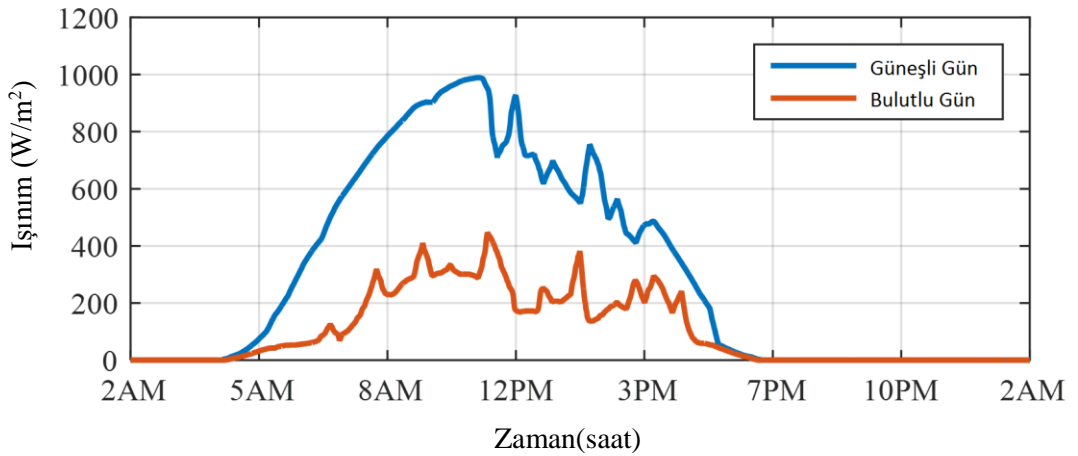
Şekil 5.16 : H_{∞} çevrim şekillendirme ve LQG servo kontrolcülerin Sigma grafikleri.

6. BENZETİM SONUÇLARI

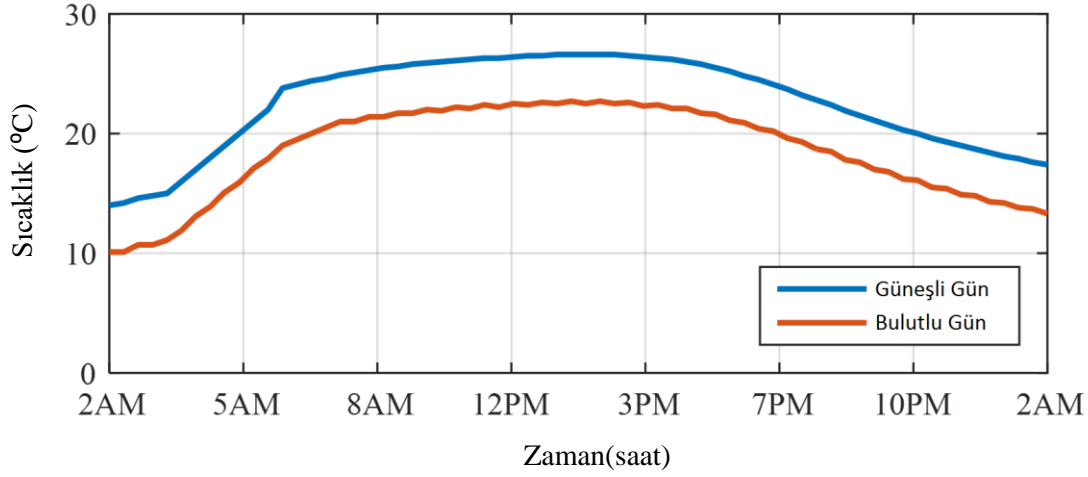
Tez çalışmasının bu bölümünde; literatür tarama bölümünde belirtilen ve dördüncü bölümde SISO modelleme ve kontrolcü tasarımı gerçekleştirilen referans FV sisteme [7] yönelik benzetim sonuçları (bkz. Bölüm 6.1), beşinci bölümde sistem tanılama yöntemi ile MIMO modelleme ve kontrolcü tasarımı sonucu oluşturulan sisteme yönelik benzetim sonuçları (bkz. Bölüm 6.2) ve SISO ve MIMO sistemler için belirsizlik analizi (bkz. Bölüm 6.3) sunulmuştur.

6.1 SISO Modelleme ve Kontrole Yönelik Bulgular

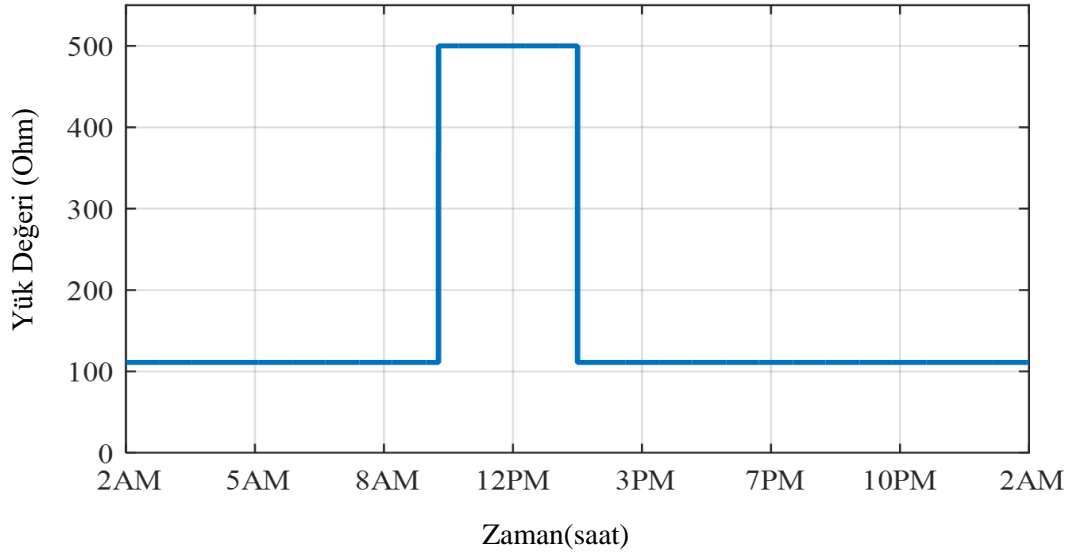
FV sistemin sayısal benzetimi Türkiye’de Ankara için güneşli bir gün ve bulutlu bir günün gerçek atmosferik koşulları altında gerçekleştirilmiştir. Gerçek güneş ışınımı verileri SoDa (Solar Radiation Data) veri tabanından [74] ve gerçek ortam sıcaklığı değerleri de PVGIS (EU Photovoltaic Geographical Information System) veritabanından [75] alınmıştır. Işınım verileri çözünürlüğü 1 dakika ve sıcaklık verileri çözünürlüğü 15 dakikadır. Simülasyonlar sırasında kullanılan ışınım, sıcaklık ve yük değişiklikleri sırasıyla Şekil 6.1, 6.2 ve 6.3’te gösterilmiştir.



Şekil 6.1 : Ankara için günlük güneş ışınımı verisi, güneşli ve bulutlu hava için.



Şekil 6.2 : Ankara için günlük ortam sıcaklığı verisi, güneşli ve bulutlu hava için.

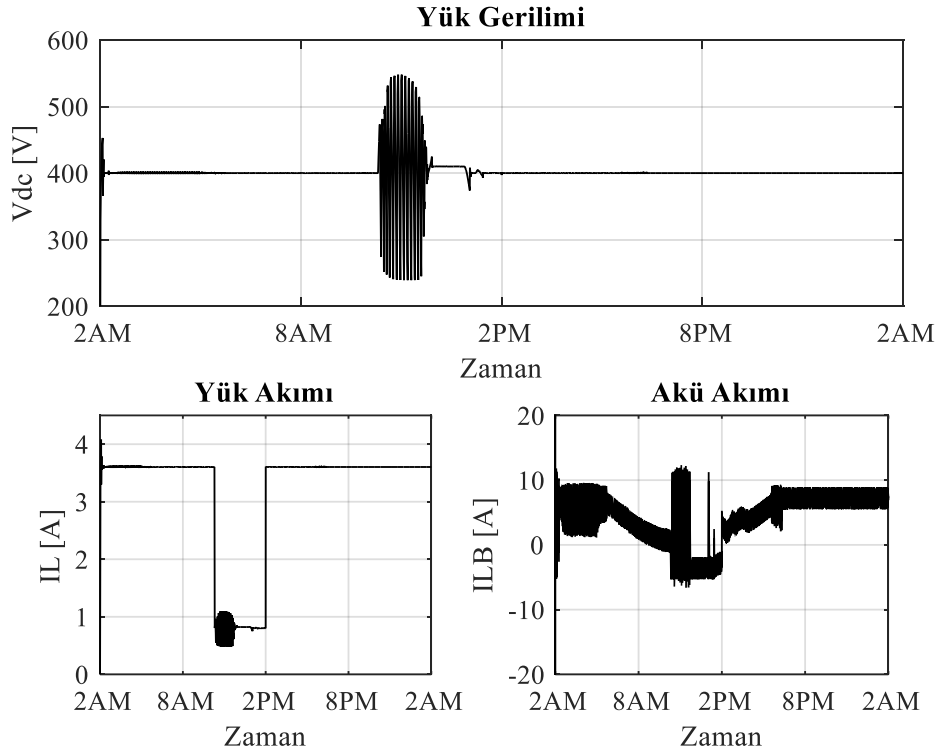


Şekil 6.3 : Maksimum ve minimum yük değerleri arasındaki değişim.

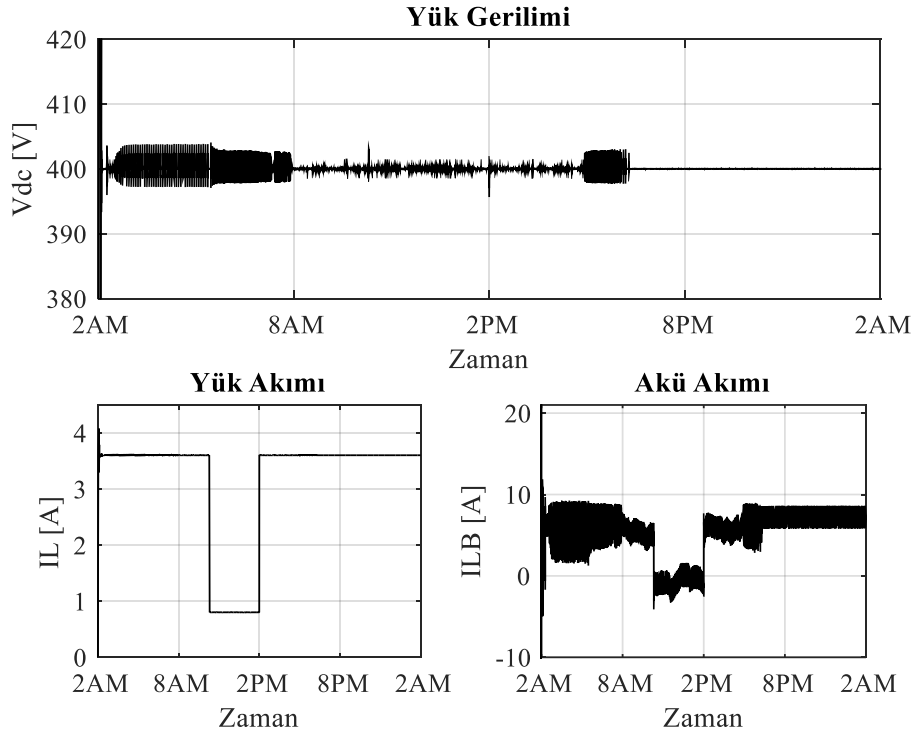
Şekil 6.2’de verilen ortam sıcaklığı verileri Şekil 4.5’te verilen FV panel modelinde girdi olarak doğrudan kullanılmadığından, üçüncü bölümde belirtilen Eşitlik (3.2) ile verilen FV hücre sıcaklığı tahmin yöntemi kullanılmıştır.

Eşitlikte yer alan NOCT’nin tipik değerleri FV panelinin türüne ve zemine veya çatıya monteli olmasına bağlı olarak genelde 48 °C ile 60 °C arasında değişmektedir [38]. Referans çalışmada [7] kullanılan zemine monteli Sanyo HIP-200BA3 200W panel için NOCT değeri teknik dokümanına göre 44.2 °C derecedir.

FV sistem, Şekil 6.3'te verilen yük değişimlerine karşı güneşli ve bulutlu hava şartlarında simüle edilmiştir. Elde edilen sonuçlar Şekil 6.4 ve 6.5'te verilmiştir.



Şekil 6.4 : PI kontrolcülü standart sistemin güneşli havada performansı.



Şekil 6.5 : PI kontrolcülü standart sistemin bulutlu havada performansı.

Bulutlu hava şartlarında güneş ışınımı ile FV panel tarafından üretilen güç aynı anda yüke yeterli akım sağlama ve akünün şarj edilmesi için yeterli değildir. Bu durum yük üzerindeki çıkış gerilimini çok fazla etkilemeyecektir ve PI_{PV-1} ve PI_{PV-2} kontrolcüler Şekil 6.5'te gösterildiği gibi yük için sabit DC gerilim sağlayabilir.

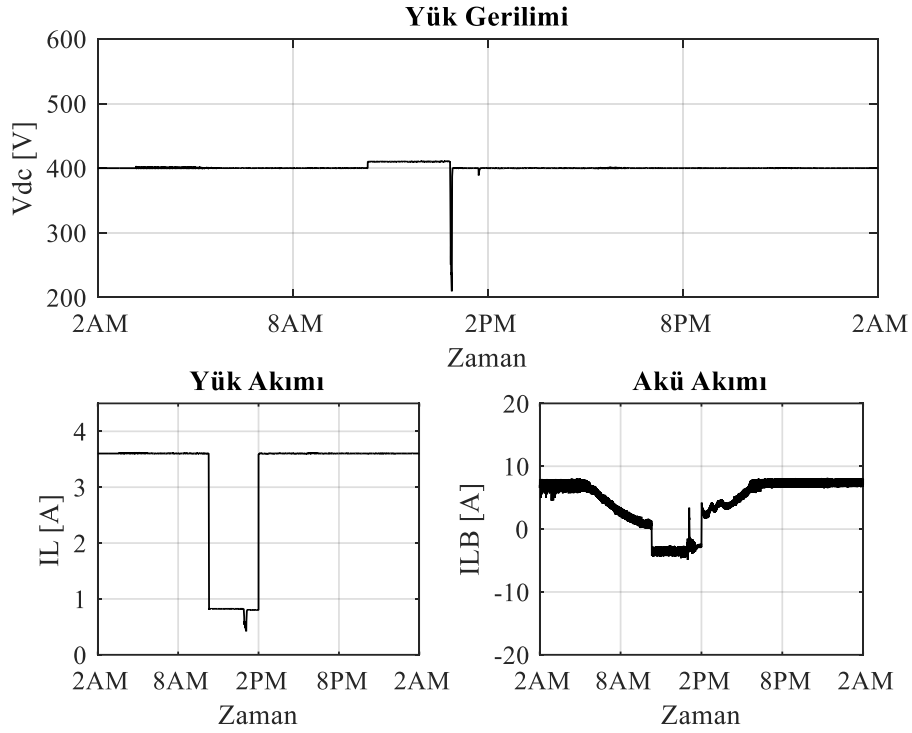
Ancak güneşli hava şartlarında aynı anda yük için yeterli akım sağlama ve panelden gelen fazla akımın aküye yönlendirilerek akünün şarj edilmesi gereksinimi doğar ve bu da çıkış gerilimini daha fazla etkiler. Referans çalışmada [7] tasarımı yapılan PI kontrolcüler çıkış gerilimindeki bu etkiyi yeterince tolere edemediği için yük üzerinde 300 V_{p-p} 'lik gerilim dalgalanmaları ve akü şarj akımında da 13 A_{p-p} 'lik akım dalgalanmaları olur. Bu dalgalanmalar çıkıştaki olası bir kritik yükü, kurşun asit akünün sağlık durumunu ve ömrünü olumsuz etkilediği için DC-link kontrolcülerinin yeniden tasarlanmasını gerektirir.

FV sistem tasarımına yönelik, literatürde yer alan modellerin ya sayısal ya da deneysel olarak uygulanmasına dayalı birçok çalışma vardır. Bu çalışmalardaki kontrolcüler (literatür tarama bölümünde belirtildiği gibi genellikle PI kontrolcüler) kabul edilebilir performansın elde edilebilmesi için genellikle deneme-yanılma ile deneysel olarak ayarlanır. Ancak bu da sistemin kararlılığı ve gürbüzlüğüne böylece de kontrolcünün tasarlanmış olduğu şartlar dışında gerçek hava şartlarında çalışıp çalışmayacağını yargılanmasını zorlaştırır.

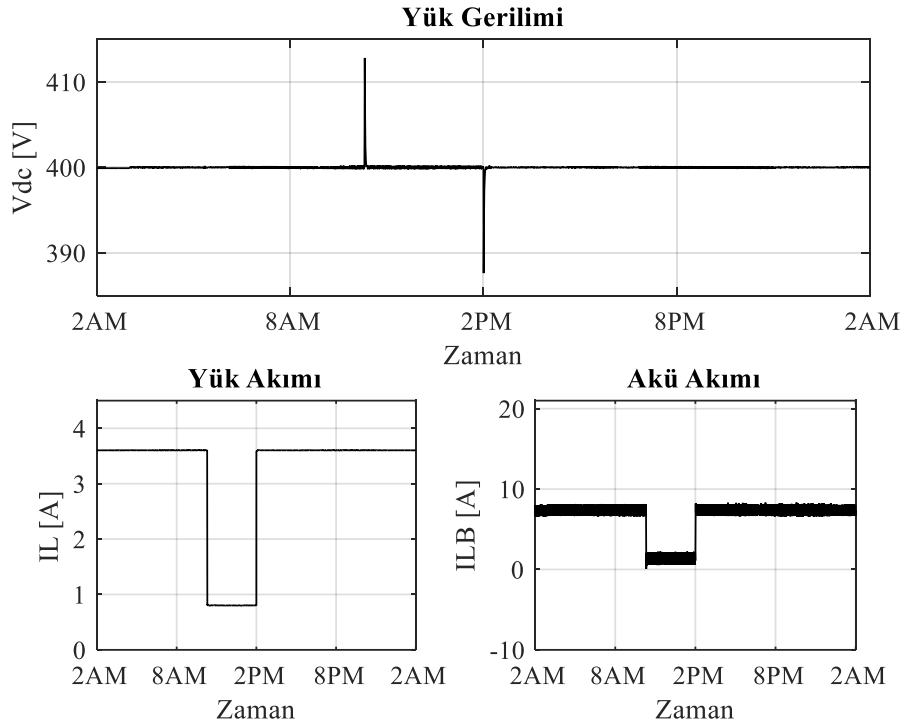
Yukarıda açıklanan nedenlerle DC-link kontrolünün iyileştirilmesine yönelik yeniden tasarlanmış kontrolcülerle modifiye edilmiş PI/LQG hibrit kontrolcülü sistem, Ankara için gerçek hava verileri ve yük değişiklikleri altında tekrar simüle edilmiştir. Elde edilen sonuçlar Şekil 6.6 ve 6.7'de gösterilmiştir.

PI/LQG hibrit kontrolcü modifiye kontrol sistemi, verilen ışınım, sıcaklık ve yük değişimleri altında PI kontrolcülü standart tasarımdan daha iyi bir performans göstermiştir. Yük değişimleri sırasında yük gerilimi, $400 V_{DC} \pm \%2,5$ 'lük limiti hafifçe aşmaktadır. Güneşli hava durumundaki performansı ise, saat 14:00'te yük 500 Ω 'luk maksimumdan 111 Ω 'luk minimum değere düştüğünde ve güneş ışınımı kritik değer altına düştüğü zaman hariç, belirtilen tolerans sınırları dâhilindedir. Yük değişiminin olduğu ve ışınımın belirli bir değer altına düştüğü söz konusu durum, MPPT kontrolcünün saat 12:30'da yeniden yüke ve aküye güç sağlamak üzere devreye

girmesine neden olur ve o an yük üzerinde yaklaşık $190 V_{p-p}$ 'lik gerilim değişikliği ve akü üzerinde yaklaşık $6.2 A_{p-p}$ 'lik beklenmeyen bir akım değişikliği oluşur.



Şekil 6.6 : PI/LQG hibrit kontrolcülü modifiye sistemin güneşli havada performansı.

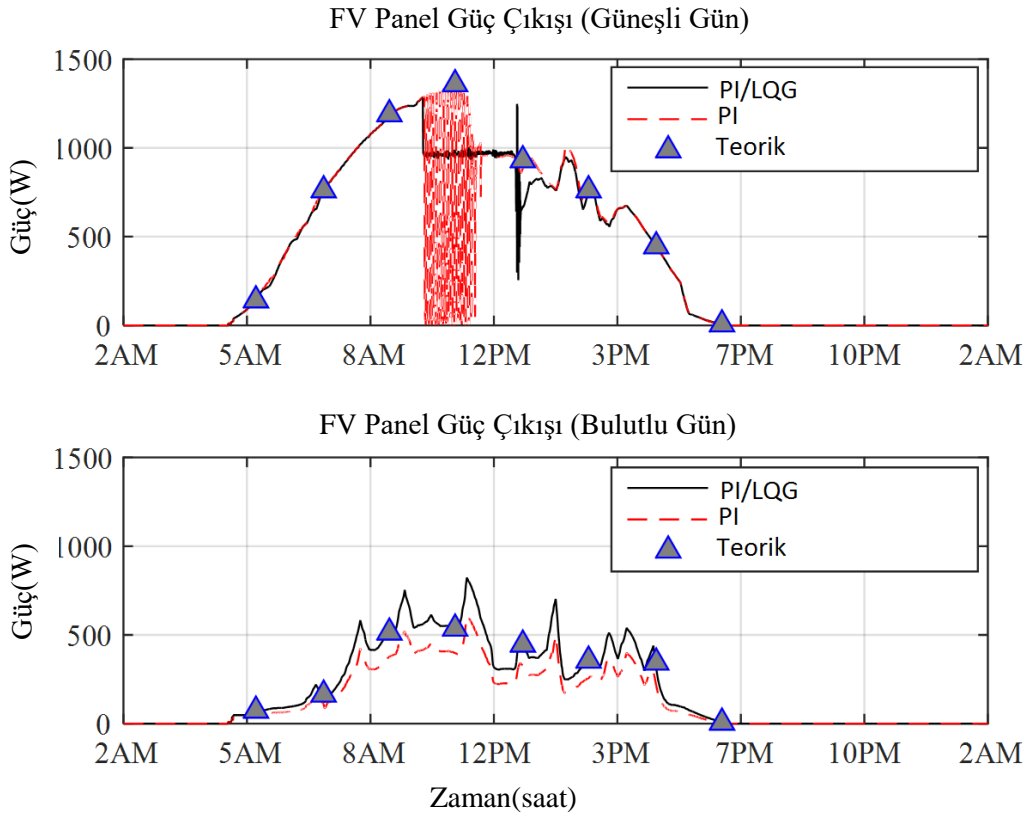


Şekil 6.7 : PI/LQG hibrit kontrolcülü modifiye sistemin bulutlu havada performansı.

Modifiye sistemin bulutlu günde ise, saat 10:00 civarında yükün minimum 111Ω 'dan maksimum 500Ω 'a çıktığı ve saat 14:00 civarında da maksimumdan minimuma düştüğü zamanki dalgalanmalar hariç kontrolcü performansı kabul edilebilir sınırlar dâhilindedir. Sö konusu anlarda yük üzerinde yaklaşık $12 V_{p-p}$ 'lik gerilim değişikliği vardır ve arzu edildiği gibi de aküde anlık akım değişiklikleri yoktur.

Yükte ve aküde arzu edilmeyen gerilim ve akım dalgalanmalarının nedeni SISO modele dayalı PI ve PI/LQG hibrit kontrolcülerin yüksek düzeyde doğrusalsızlıklar içeren MIMO şebekeden bağımsız akü beslemeli FV sistemleri kontrol etmekte yetersiz kalmasıdır. Bu durum bir sonraki kısımda MIMO kontrolcüler ile modelleme ve simülasyon sonucu elde edilen deneysel bulgular kısmında tekrar ele alınacaktır.

Yukarıda açıklanan gerilim regülasyonu ve akü şarj yönetimi görevlerinin yerine getirilmesine ek olarak kontrolcüler eşzamanlı olarak FV paneli her zaman maksimum güç noktasında tutmaya çalışmaktadır. Sanyo HIP-200BA3 200 W panellerden oluşan dört seri ve iki paralel FV dizinine yönelik teorik maksimum güç noktaları ve FV sistemde kullanılan artan iletkenlik yönteminin tüm ışınım değerleri için maksimum güç noktası izleme performansı Şekil 6.8'de gösterilmiştir.



Şekil 6.8 : FV sistemin güneşli ve bulutlu havada MPPT performansı.

SISO tasarım için önerilen PI/LQG hibrit kontrolcülü sistem, MPPT algoritması tarafından üretilen referansların takibini daha iyi gerçekleştiren modifiye kontrolcüler içerir. Şekil 6.8'den görülebileceği gibi özellikle bulutlu günde teorik maksimum güç değerlerine daha yakın sonuçlar üretebilir. Güneşli gün için ise birçok durumda yük ve akü şarj akımı limiti kombinasyonu gereği, MPPT işleminin birçok defa devreye sokulması veya engellenmesi gerekmektedir. Bu durum, güneşli günde sabah 09:00 ile 11:00 arasındaki olumsuz performansın nedeni olarak gösterilebilir. Ancak bu durumda dahi PI/LQG hibrit kontrol sistemi standart PI kontrol sistemine göre daha kararlı bir durum sergilemiştir.

Önerilen SISO sistemin olumsuz performans noktası saat 12:30'dadır. Bu zamanda, güneş ışınımı yük gerilim regülasyonu ve eş zamanlı olarak akü şarjı için artık yeterli olmadığı için MPPT algoritması tekrar etkinleştirilir. Söz konusu geçiş, akım ve gerilimde çok kısa süreli atlamalara neden olur ancak bu durum kontrolcüler tarafından hızla toparlanarak tekrar iyi bir performans elde edilir.

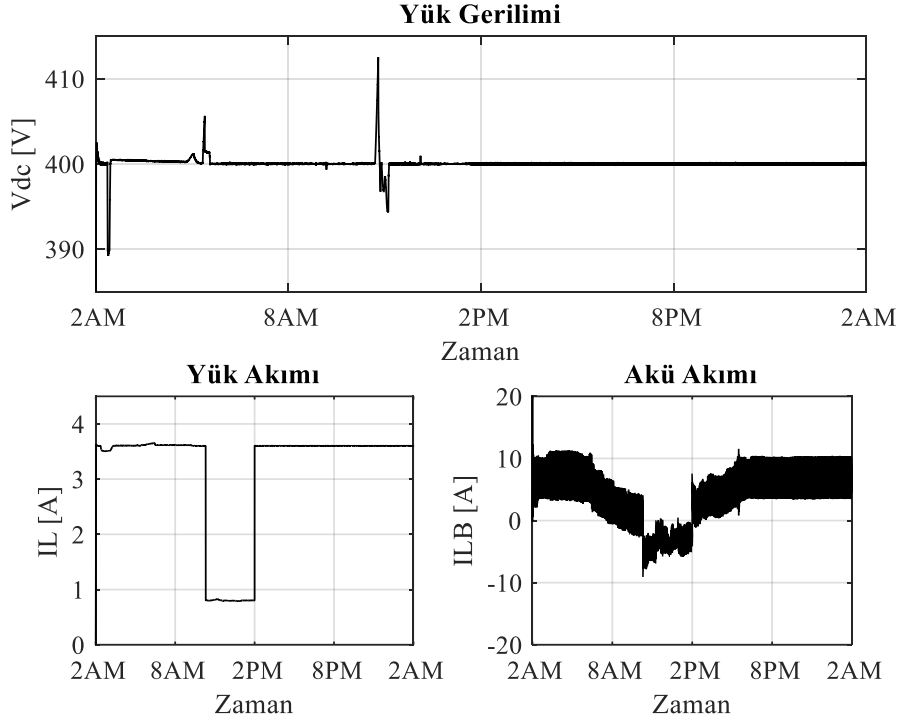
Şekil 6.8, kontrol sistemi tasarımının güneş enerjisinden daima olabildiğince fazla yararlanıldığını gösterir ve enerji fazlasını standart PI kontrol sistemine göre daha iyi bir performansla aküde depolar.

6.2 MIMO Modelleme ve Kontrole Yönelik Bulgular

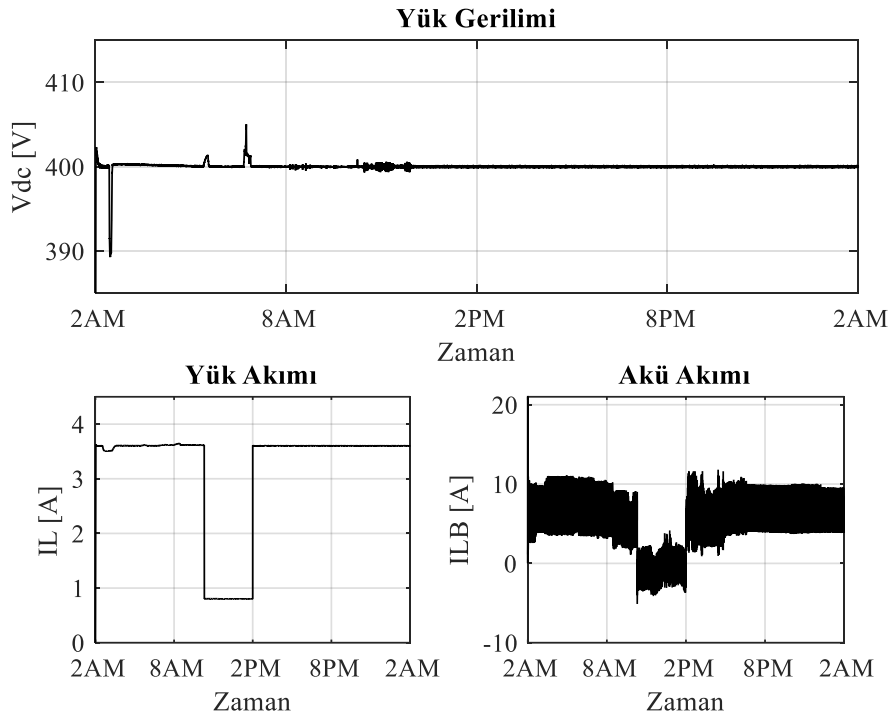
Beşinci bölümde, FV sisteme yönelik Hammerstein-Wiener doğrusal olmayan MIMO model tabanlı H_∞ çevrim şekillendiren ve LQG servo kontrolcüler ile terselenebilir giriş/çıkış doğrusalsızlıkları ele alınmıştır. Bu tasarımlara yönelik ayrık durum uzayı denklemleri dikkate alınarak, tüm sistem için MIMO gürbüz kontrolcüler Şekil 5.9 ve 5.10'daki gibi modellenmiştir.

SISO kontrolcü simülasyonlarında kullanılan Şekil (6.1-6.3)'te verilen Ankara için güneşli ve bulutlu hava verileri ve yük değişimleri, bu kısımdaki MIMO tasarımlarını doğrulamak için de kullanılmıştır.

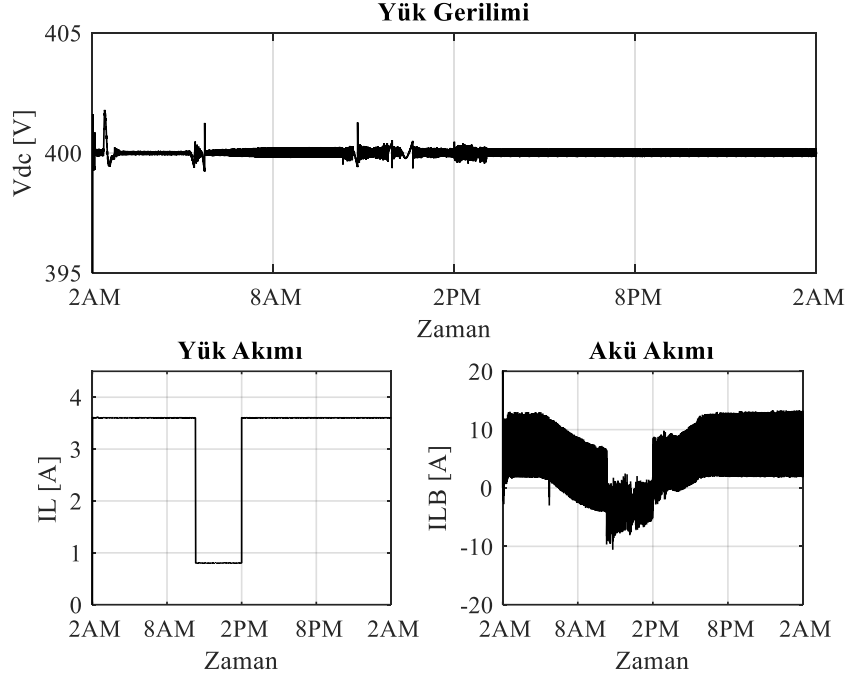
LQG servo ve H_∞ çevrim şekillendiren MIMO kontrolcülere yönelik güneşli ve bulutlu havada bir günlük simülasyon sonuçları sırasıyla Şekil (6.9-6.12)'de verilmiştir.



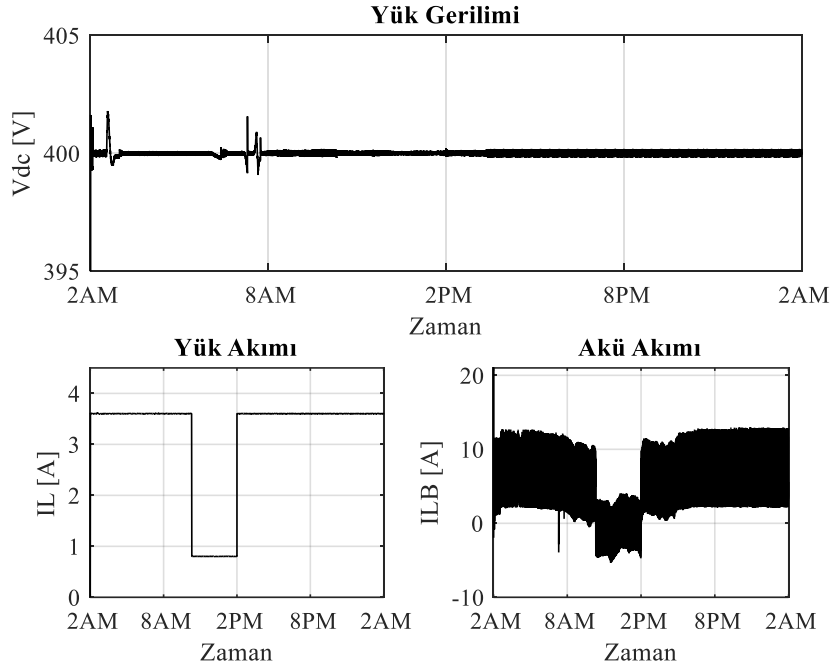
Şekil 6.9 : LQG servo MIMO gürbüz kontrolcülü sistemin güneşli havada performansı.



Şekil 6.10 : LQG servo MIMO gürbüz kontrolcülü sistemin bulutlu havada performansı.



Şekil 6.11 : H_{∞} çevrim şekillendiren MIMO gürbüz kontrolcülü sistemin güneşli havada performansı.



Şekil 6.12 : H_{∞} çevrim şekillendiren MIMO gürbüz kontrolcülü sistemin bulutlu havada performansı.

Hem H_{∞} çevrim şekillendiren hem de LQG servo denetleyiciler ışınım, sıcaklık ve yük değişimlerine karşı yük gerilimi regülasyonu açısından beşinci bölümde tasarlanan SISO kontrolcülere göre daha iyi sonuçlar vermektedir.

Simülasyonlardan alınan bazı önemli veriler Çizelge 6.1’de karşılaştırılmıştır. H_{∞} çevrim şekillendiren kontrolcü tarafından gerçekleştirilen yük gerilimi regülasyonu, değişen atmosferik koşullar ve yük değerlerine karşı gün boyunca hem güneşli hem de bulutlu günde daima arzu edilen $390 V_{DC}$ ve $410 V_{DC}$ değerindeki tasarım limitleri dâhilindedir.

Çizelge 6.1 : Farklı kontrol stratejileri için çıkış gerilim dalgalanmalarının karşılaştırılması.

Model	Kontrol Yöntemi	Güneşli Gün için Gerilim Dalgalanması	Referans Çıkış Gerilimi Açısından Yüzde Değişim	Bulutlu Gün için Gerilim Dalgalanması	Referans Çıkış Gerilimi Açısından Yüzde Değişim
SISO	PI	$300 V_{dc,p-p}$	$400 V_{dc} \pm 37.5\%$	$8 V_{dc,p-p}$	$400 V_{dc} \pm 1\%$
	PI/LQG Hibrit	$190 V_{dc,p-p}$	$400 V_{dc} \pm 23.7\%$	$24 V_{dc,p-p}$	$400 V_{dc} \pm 3\%$
MIMO	LQG Servo	$17 V_{dc,p-p}$	$400 V_{dc} \pm 2.1\%$	$15 V_{dc,p-p}$	$400 V_{dc} \pm 1.8\%$
	H_{∞} Çevrim Şekillendiren	$3 V_{dc,p-p}$	$400 V_{dc} \pm 0.3\%$	$3 V_{dc,p-p}$	$400 V_{dc} \pm 0.3\%$

LQG servo kontrolcü açısından yük gerilimi daha fazla dalgalanır ve tasarım limitlerini aşar. Ancak her iki MIMO kontrolcü ile de SISO kontrolcüler ile gözlemlenen yüksek gerilim dalgalanmaları ($300 V_{DC}$ ’ye kadar) engellenebilmektedir. Bu anlık gerilim değişimleri şebekeden bağımsız FV sisteme bağlı olası bir kritik yük üzerinde arzu edilmeyen hasarlar oluşturabileceği için bu husus önemlidir.

6.3 Belirsizlik Analizi

Gerçek sistemde FV sistem bileşenlerinin modelde kullanılan parametrelere göre değişkenlik gösterebileceği ve sistem modelinde belirli bir tolerans dâhilinde hata olması durumunda tasarlanan kontrolcülerin bunu tolere edip edemeyeceğini görmek üzere SISO ve MIMO tasarımların gürbüzlüğüne yönelik belirsizlik analizi gerçekleştirilmiştir.

Literatürde belirsizlikle ilgili olarak, analizde kullanılacak modellere ilişkin sistem tanımlama ile maksimum, minimum ve ortalama değerlerin bulunması ve elde edilen birden fazla sistem modelin her birinin ayrı ayrı değerlendirilmesi gibi yöntemler vardır [76]. Ancak bu çalışmada tüm sistemin simülasyonunu yapılmaktadır ve bu yöntem simülasyondaki sistem parametrelerini doğrudan değiştirmek ve kontrolcü performansını birebir gözlemlemek için daha uygun bir yöntemdir.

FV panele yönelik daha önce üçüncü bölümde Eşitlik (3.1)'de belirtilen ve aşağıda yinelenen eşitlikteki bazı parametrelerin değişken olabileceği varsayılmıştır.

Buna göre, N_s sayıda seri ve N_p sayıda paralel bağlı güneş hücresiyle çıkış akımı aşağıda verilen güneş paneline yönelik:

$$I_{pv} = N_p I_{ph} - N_p I_s \left(e^{\frac{q(V+I_{pv}R_s)}{aKT}} \right) - \frac{1}{R_p} \left(\frac{V}{N_s} + \frac{I_{pv}R_s}{N_p} \right) \quad (6.1)$$

R_s hücre modelinin seri rezistansı, R_p hücre modelinin paralel rezistansı, I_s diyotun ters doyum akımı ve a diyot ideallik faktörü değişken parametre olarak alınmıştır.

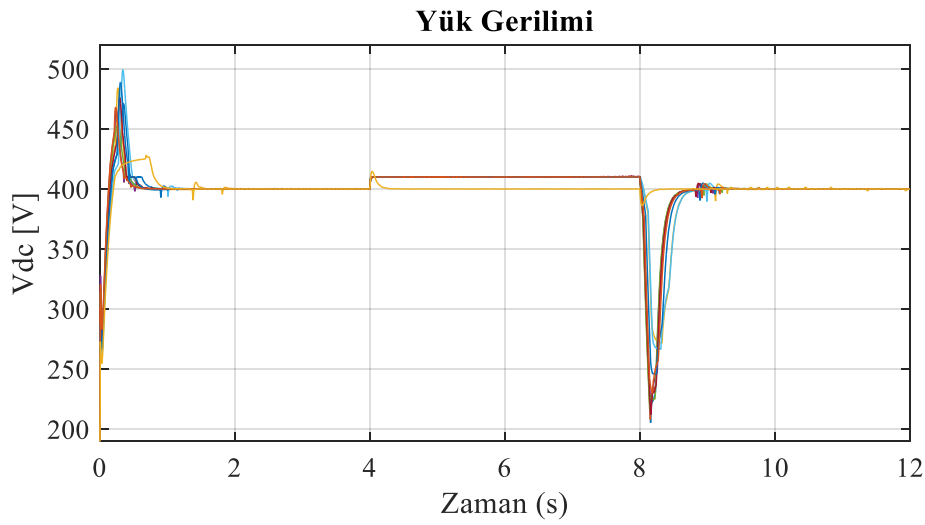
Çizelge 6.2 : Belirsizlik analizinde kullanılan rastgele parametre kombinasyonları.

No	R_s (Ω)	R_p (Ω)	a	I_s (A)	Nominal Gerilim (V)	Nominal Kapasite (Ah)
1	0.0237	4.31e3	1.782	1.16e-7	190.87	35.84
2	0.0171	4.84e3	1.749	1.09e-7	227.28	33.99
3	0.0163	5.69e3	1.760	1.05e-7	211.79	35.11
4	0.0191	5.31e3	1.302	1.06e-7	156.04	29.14
5	0.0164	4.19e3	1.694	1.05e-7	177.95	37.76
6	0.0163	4.87e3	1.428	1.08e-7	214.67	27.99
7	0.0199	4.89e3	1.587	1.06e-7	211.55	29.13
8	0.0214	5.3e3	1.297	8.32e-8	191.87	37.88
9	0.0187	5.17e3	1.334	1.08e-7	173.19	32.07
10	0.0216	5.78e3	1.775	1.00e-7	164.24	27.51

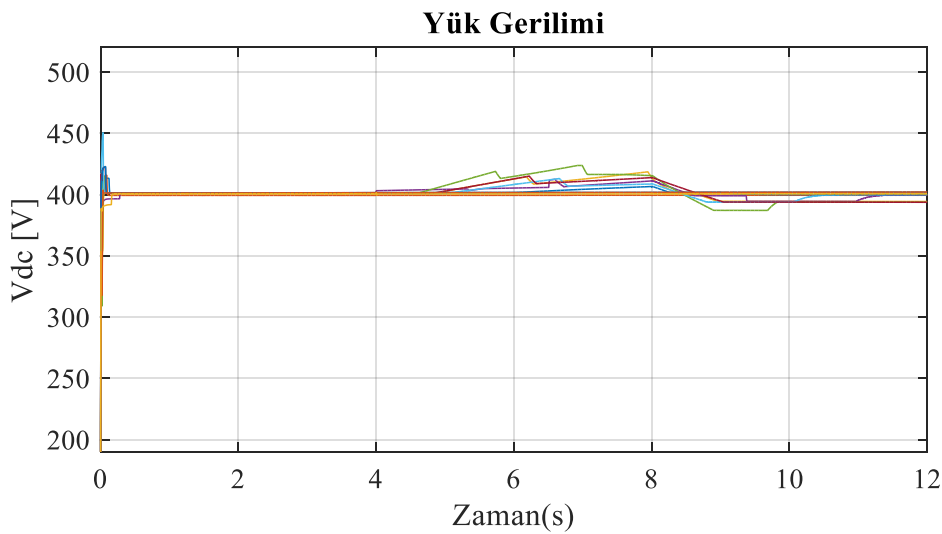
Ayrıca kurşun asit aküye yönelik akü kapasitesi ve nominal gerilim parametreleri değişken olarak kabul edilmiştir. Bu parametreler akünün tüm diğer parametrelerini (maksimum kapasite, nominal deşarj akımı, iç direnç ve eksponansiyel bölge) de belirleyen temel parametrelerdir.

Belirtilen FV panel ve akü parametrelerinin $\pm\%20$ tolerans aralığında değiştiği varsayılarak, parametrelerin Çizelge 6.2’de belirtilen bu aralıktaki rastgele on adet kombinasyonuna göre kısa süreli simülasyonlar gerçekleştirilmiştir.

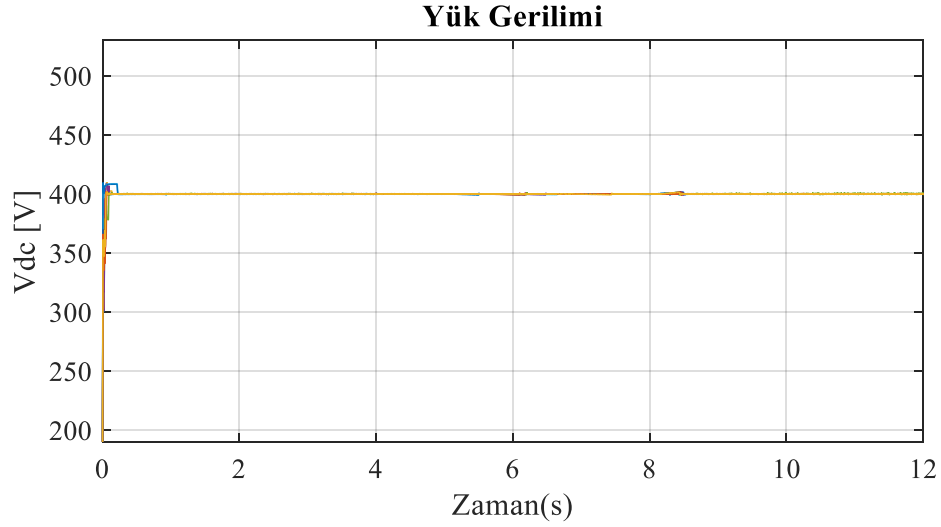
PI/LQG SISO, H_∞ çevrim şekillendiren ve LQG servo MIMO kontrolcülerin yukarıda belirtilen parametre değişimleri altındaki simülasyonları Şekil 6.13-6.15’te verilmiştir.



Şekil 6.13 : PI/LQG hibrit SISO kontrolcülü sistemin belirsizlik analizi.



Şekil 6.14 : LQG servo MIMO kontrolcülü sistemin belirsizlik analizi.



Şekil 6.15 : H_{∞} çevrim şekillendiren MIMO kontrolcülü sistemin belirsizlik analizi.

Şekil 6.13'ten PI/LQG hibrit kontrolcülü sistemin belirsizliklere karşı gürbüz olmadığı görülür. Şekil 6.14'ten LQG servo MIMO kontrolcünün belirsizlikleri daha iyi tolere ettiği ancak yük gerilimi için istenen aralığı ($V_{dc,ref} \pm \%2,5$) sağlayamadığı görülmektedir. Şekil 6.15'e göre H_{∞} çevrim şekillendiren MIMO kontrolcünün ise söz konusu parametre değişimlerine karşı çıkış gerilimini her zaman istenen tasarım aralığında hassas bir şekilde tutabildiği görülmektedir. Bu durum beklendiği gibi (daha önce sigma grafiklerinde gösterildiği gibi) söz konusu kontrolcünün belirsizliklere karşı en gürbüz kontrolcü olduğunu göstermektedir.

7. SONUÇ VE ÖNERİLER

Güneş enerjisi güç kaynağı olan güneş ışınımı, diğer geleneksel güç üreten proses kaynaklarından (kömür, doğalgaz vb.) farklıdır: manipüle edilemez ve sisteme bozucu etki yaparak mevsimsel ve günlük bazda değişir [77]. Buna göre güneş sistemlerinin ileri kontrol yöntemleri ile ele alınması gereken doğrusal olmayan ve belirsizlik içeren yapıları vardır.

Literatürde SISO kontrol tasarımı yaklaşımını esas alan çok sayıda çalışma vardır. Maksimum güçte çalışan ve regüle edilmiş çıkış gerilimi sağlayan şebekeden bağımsız FV sistemlerde çok girişli çok çıkışlı bir yapı bulunduğundan, bu sistemler için tasarlanan tek girişli tek çıkışlı kontrolcüler, atmosferik koşullar ve yük değişimlerine tabi olduğu zaman parametrelerin ve gerçek devre elemanlarının dinamikleri nedeniyle beklenmeyen bazı sonuçlar ortaya çıkabilir. Ayrıca, SISO kontrolcülerin tasarımı için kullanılan geleneksel doğrusallaştırma teknikleri de PWM anahtarlamalı dönüştürücülerin sebep olduğu yüksek doğrusalsızlıklar nedeniyle bu gibi FV sistemlerde kullanılamayabilir [65]. Literatürde de sıkça yer alan PI/PID gibi SISO kontrolcülerin söz konusu sistemlerin kontrolünde kullanılması ve düşük kazanç ile ayarlanması durumunda yavaş yanıtlar elde edilebilir. Eğer kontrolcü katsayıları daha sıkı ve katı bir şekilde ayarlanırsa da ışınım, ortam sıcaklığı, bulutluluk ve yük değeri gibi dinamikler değiştiğinde yüksek salınımlı yanıtlar elde edilir.

Bu çalışmada şebekeden bağımsız çalışan FV sistemler için FV paneller, DC/DC dönüştürücüler ve akü içeren ve DC yükü sabit referans DC gerilimde çalıştırmaya yönelik MIMO tabanlı kontrolcüler tasarlanmış ve FV sistemin performansı incelenmiştir. Buna yönelik, sistem tanılama araçları ile sistemin Hammerstein-Wiener doğrusal olmayan modeli elde edilmiştir. Doğrusal olmayan bu modele göre FV sistemler için özgün bir kontrol metodolojisi geliştirilmiş ve iki girişli iki çıkışlı FV sistem için H_∞ çevrim şekillendiren ve bir serbestlik dereceli LQG servo MIMO gürbüz kontrolcüler tasarlanmıştır. Şebekeden bağımsız FV sistemlere yönelik MIMO modelleme ve MIMO kontrol sistemi tasarımı ile farklı atmosferik koşullar ve yük değerleri altında performans analizine yönelik literatürde kapsamlı herhangi bir çalışmaya rastlanmamıştır.

FV sistem için literatürdeki standart yaklaşımın karşılaştırmalı olarak ele alınabilmesi için dördüncü bölümde SISO kontrolcüler de tasarlanmıştır.

Hem SISO kontrolcüler hem de MIMO modeli esas alan MIMO gürbüz kontrolcülere yönelik kapalı çevrim kontrol sistemi değişen ortam sıcaklığı, güneş ışıını ve yük seviyeleri altında simüle edilmiştir.

SISO ve MIMO tasarımların sistem performansları değerlendirildiğinde, MIMO kontrolcülerin maksimum güç noktası takibini sağlarken aynı zamanda değişen atmosferik koşullar ve yük değerlerinde ve sistem parametrelerindeki belirsizliklere karşı SISO kontrolcülere göre daha kararlı çıkış gerilimi sağlayabildiği gözlenmiştir. Tasarlanan MIMO kontrolcüler kendi içinde değerlendirildiğinde ise H_{∞} çevrim şekillendiren kontrolcünün değişim ve belirsizliklere karşı en gürbüz kontrolü sağladığı görülmüştür.

Bu tez çalışmasında gerçekleştirilen analizler ve sonrasında elde edilen sonuçlardan faydalanılarak, şebekeden bağımsız FV sistemler ile ilgili çalışan araştırmacılar için önerilebilecek çalışmalar: benzetim için oluşturulan modellerin oldukça uzun süren simülasyonlarını hızlandırmak için ayrıca bir çalışma gerçekleştirilmesi, akü şarj/deşarj akım kontrolünün iyileştirilmesi ve salınımların azaltılması, farklı gürbüz ve doğrusal olmayan kontrol tekniklerinin denenmesi ve deneysel uygulama gerçekleştirilerek farklı lokasyonlarda uzun süreli (birkaç ay ya da bir yıl) performansın takip edilmesi şeklindedir.

KAYNAKLAR

- [1] **Fallis, A.**, (2015). The 2015 revision, Key findings and advance tables. *World Population Prospects, Vol. 53*.
- [2] **International Energy Agency**, (2015). World Energy Outlook 2015 Factsheet. *Global energy trends to 2040: The energy sector and climate change in the run-up to COP21*, 1–4.
- [3] **Shafiee, S. and Topal, E.**, (2009). When will fossil fuel reserves be diminished? *Energy Policy*, 37(1), 181–189.
- [4] **Karadeniz, A. and Eker, M.K.**, (2016). Ruzgar ve termik santrallerden oluşan enerji sistemlerinde ekonomik guc dagiliminin big-bang big-crunch, PSO ve IMO algortimaları ile irdelenmesi, *Journal of Polytechnic*, 19, 261-268.
- [5] **Brando, G., Dannier, A., Pizzo, A.D., and Spina, I.** (2016). Control and Modulation Techniques for a Centralized PV Generation System Grid Connected via an Interleaved Inverter. *Applied Sciences*, 6(9), 1-16.
- [6] **Lalouni, S., Rekioua, D., Rekioua, T., and Matagne, E.** (2009). Fuzzy logic control of stand-alone photovoltaic system with battery storage. *Journal of Power Sources*, 193(2), 899-907.
- [7] **Mahmood, H., Michaelson, D., and Jiang, J.** (2012). Control strategy for a standalone PV/battery hybrid system. *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)* (pp. 3412–3418).
- [8] **Duryea, S., Islam, S., and Lawrance, W.** (2001). A battery management system for stand-alone photovoltaic energy systems. *IEEE Industry Applications Magazine*, 7, 67–72.
- [9] **Glavin, M. E., Chan, P. K. W., Armstrong, S., and Hurley, W. G.** (2008). A stand-alone photovoltaic supercapacitor battery hybrid energy storage system. *13th International Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC 2008* (pp. 1688–1695).
- [10] **Al Nabulsi, A., and Dhaouadi, R.** (2012). Efficiency optimization of a dsp-based standalone PV system using fuzzy logic and dual-MPPT control. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 8(3), 573–584.
- [11] **Matsuo, H., and Kurokawa, F.** (1984). New solar cell power supply system using a boost type bidirectinal DC-DC converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 31(1), 51–55.

- [12] **Riawan, D. C., and Nayar, C. V.** (2007). Analysis and design of a solar charge controller using Cuk converter. *2007 Australasian Universities Power Engineering Conference, AUPEC*.
- [13] **Liao, Z., and Ruan, X.** (2008). Control strategy of bi-directional DC/DC converter for a novel stand-alone photovoltaic power system. *2008 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*.
- [14] **Liao, Z. and Ruan, X.** (2009). A novel power management control strategy for stand-alone photovoltaic power system. *2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference* (pp. 445–449).
- [15] **Abouda, S., Nollet, F., Essounbouli, N., Chaari, A., and Koubaa, Y.** (2013). Design, simulation and voltage control of standalone photovoltaic system based MPPT: Application to a pumping system. *International Journal of Renewable Energy Research*, 3(3), 538–549.
- [16] **Hasan, K. N., Haque, M. E., Negnevitsky, M., and Muttaqi, K. M.** (2008). Control of energy storage interface with a bidirectional converter for photovoltaic systems. *2008 Australasian Universities Power Engineering Conference*.
- [17] **Chiang, S. J., Shieh, H. J., and Chen, M. C.** (2009). Modeling and control of PV charger system with SEPIC converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(11), 4344–4353.
- [18] **Pacheco, V.M., Freitas, L.C., Vieira, J.B., Coelho, E.A.A. and Farias, V.J.,** (2002). A DC-DC converter adequate for alternative supply system applications. *Applied Power Electronics Conference and Exposition*.
- [19] **Pacheco, V. M., Freitas, L. C., Jr, J. B. V., Coelho, E., and Farias, V. J.** (2003). Stand-alone photovoltaic energy storage system with maximum power point tracking. *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition* (pp. 97–102).
- [20] **Hong, C. M., Yang, L. S., Liang, T. J., and Chen, J. F.** (2009). Novel bidirectional DC-DC converter with high step-up/down voltage gain. *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2009* (pp. 60–66).
- [21] **Huang, B. J., Hsu, P. C., Wu, M. S., and Ho, P. Y.** (2010). System dynamic model and charging control of lead-acid battery for stand-alone solar PV system. *Solar Energy*, 84(5), 822–830.
- [22] **Koutroulis, E., and Kalaitzakis, K.** (2004). Novel battery charging regulation system for photovoltaic applications. *IEE Proceedings on Electric Power Applications*, 151(2), 191.
- [23] **Hua, C. H. C., and Lin, J. R. L. J. R.** (1996). DSP-based controller application in battery storage of photovoltaic system. *Proceedings of the 1996 IEEE*

- [24] **Wang, H., and Zhang, D.** (2010). The stand-alone PV generation system with parallel battery charger. *Proceedings - International Conference on Electrical and Control Engineering, ICECE 2010* (pp. 4450–4453).
- [25] **Rani, B. I., Saravana I. G., and Nagamani, C.** (2013). Control strategy for power flow management in a PV system supplying DC loads. *IEEE Transactions on Industrial Electronics, 60*(8), 3185–3194.
- [26] **Elhagry, M.M., Elkady, Z., Abdel-Rahim, N. and Bendary, F.,** (2016). New topology of multiple-input single-output PV system for DC load applications. *Journal of Electrical Systems and Information Technology.*
- [27] **Hussain, M. N. M., Omar, A. M., and Samat, A. A. A.** (2011). Identification of multiple input-single output (MISO) model for MPPT of photovoltaic system. *Proceedings - 2011 IEEE International Conference on Control System, Computing and Engineering, ICCSCE 2011* (pp. 49–53).
- [28] **Lygouras, J.N., Kodogiannis, V.S., Pachidis, T., Tarchanidis, K.N., and Koukourlis, C.S.** (2008). Variable structure TITO fuzzy-logic controller implementation for a solar air-conditioning system. *Applied Energy, 85*(4), 190–203.
- [29] **Deveci, O., Onkol, M., Unver, H. O., and Ozturk, Z.** (2015). Design and development of a low-cost solar powered drip irrigation system using Systems Modeling Language. *Journal of Cleaner Production, 102,* 529–544.
- [30] **Paredes-Sánchez, J. P., Villicaña-Ortíz, E., and Xiberta-Bernat, J.** (2015). Solar water pumping system for water mining environmental control in a slate mine of Spain. *Journal of Cleaner Production, 87,* 501–504.
- [31] **Pacas, J. M., Molina, M. G., and Dos Santos, E. C.** (2012). Design of a robust and efficient power electronic interface for the grid integration of solar photovoltaic generation systems. *International Journal of Hydrogen Energy, 37*(13), 10076–10082.
- [32] **Molina, M. G., and Espejo, E. J.** (2014). Modeling and simulation of grid-connected photovoltaic energy conversion systems. *International Journal of Hydrogen Energy, 39*(16), 8702–8707.
- [33] **Linares, L., Erickson, R. W., MacAlpine, S., and Brandemuehl, M.** (2009). Improved energy capture in series string photovoltaics via smart distributed power electronics. *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC* (pp. 904–910).

- [34] **Selvaraj, J., and Rahim, N.A.** (2009). Multilevel inverter for grid-connected PV system employing digital PI controller. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(1), 149–158.
- [35] **McEvoy, J., Castaner, L., Joseph, A. and Markvart, T.,** (2012). Solar cells: materials, manufacture and operation. Academic Press.
- [36] **Parida, B., Iniyar, S., and Goic, R.** (2011). A review of solar photovoltaic technologies. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*.
- [37] **Green, M. A., Emery, K., Hishikawa, Y., Warta, W., and Dunlop, E. D.** (2016). Solar cell efficiency tables (version 48). *Progress in Photovoltaics: Research and Applications*, 24(7), 905–913.
- [38] **Kim, I. S., Kim, M. B., and Youn, M. J.** (2006). New maximum power point tracker using sliding-mode observer for estimation of solar array current in the grid-connected photovoltaic system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53(4), 1027–1035.
- [39] **Ioannou, A. K., Stefanakis, N. E., and Boudouvis, A. G.** (2014). Design optimization of residential grid-connected photovoltaics on rooftops. *Energy and Buildings*, 76, 588–596.
- [40] **Mohan, N.** (2012). Power electronics: a first course. Wiley.
- [41] **Hussein, K. H.** (1995). Maximum photovoltaic power tracking: an algorithm for rapidly changing atmospheric conditions. *IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution*, 142(1), 59.
- [42] **Layate, Z., Bahi, T., Abadlia, I., Bouzeria, H., and Lekhchine, S.** (2015). Reactive power compensation control for three phase grid-connected photovoltaic generator. *International Journal of Hydrogen Energy*, 40(37), 12619–12626.
- [43] **Enrique, J. M., Durán, E., Sidrach-de-Cardona, M., and Andújar, J. M.** (2007). Theoretical assessment of the maximum power point tracking efficiency of photovoltaic facilities with different converter topologies. *Solar Energy*, 81(1), 31–38.
- [44] **Patel, H., and Agarwal, V.** (2009). MPPT scheme for a PV-fed single-phase single-stage grid-connected inverter operating in CCM with only one current sensor. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 24(1), 256–263.
- [45] **Liu, F., Duan, S., Liu, F., Liu, B., and Kang, Y.** (2008). A variable step size INC MPPT method for PV systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(7), 2622–2628.

- [46] **Petrone, G., Spagnuolo, G., Teodorescu, R., Veerachary, M., and Vitelli, M.** (2008). Reliability Issues in Photovoltaic Power Processing Systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(7), 2569–2580.
- [47] **Inthamoussou, F. A., Battista, H. De, and Mantz, R. J.** (2012). New concept in maximum power tracking for the control of a photovoltaic/hydrogen system. *International Journal of Hydrogen Energy*, 37(19), 14951–14958.
- [48] **Onat, N.** (2010). Recent developments in maximum power point tracking technologies for photovoltaic systems. *International Journal of Photoenergy*, 10, 1-11.
- [49] **Faranda, R. and Leva, S.,** (2008). Energy comparison of MPPT techniques for PV systems. *WSEAS Transactions on Power Systems*, 6(3), 446-455.
- [50] **Yafaoui, A., Wu, B., and Cheung, R.** (2007). Implementation of maximum power point tracking algorithm for residential photovoltaic systems. *2nd Canadian Solar Buildings Conference*.
- [51] **De Brito, M. A. G., Sampaio, L. P., Luigi, G., E Melo, G. A., and Canesin, C. A.** (2011). Comparative analysis of MPPT techniques for PV applications. *3rd International Conference on Clean Electrical Power: Renewable Energy Resources Impact, ICCEP 2011* (pp. 99–104).
- [52] **Deveci, O. and Kasnakoglu, C.,** (2014). Bir fotovoltaik sistemden değişken güneş ışınım değerlerinde maksimum güç ve sabit DA gerilim elde edilebilmesine yönelik DA/DA dönüştürücü ve kontrolcü tasarımı. *Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı, TOK 2014* (pp.187-193).
- [53] **García, P., Torreglosa, J. P., Fernández, L. M., and Jurado, F.** (2013). Optimal energy management system for stand-alone wind turbine/photovoltaic/hydrogen/battery hybrid system with supervisory control based on fuzzy logic. *International Journal of Hydrogen Energy*, 38(33), 14146–14158.
- [54] **Lukic, S. M., Cao, J., Bansal, R. C., Rodriguez, F., and Emadi, A.** (2008). Energy storage systems for automotive applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*.
- [55] **Keskin, Y.E., Basoglu, M.E., Tekdemir, İ.G. and Cakir, B.,** (2014). Comparison of P&O and incremental conductance algorithms for photovoltaic systems. *Elektrik-Elektronik-Bilgisayar ve Biyomedikal Muhendisligi Sempozyumu, ELECO 2014* (pp. 91-95).
- [56] **Onat, N. and Ersoz, S.** (2009). Fotovoltaik sistemlerde maksimum güç noktası izleyici algoritmalarının karşılaştırılması. *V. Yenilenebilir Enerji Kaynakları Sempozyumu* (pp. 50-56).

- [57] **De Brito, M. A. G., Sampaio, L. P., Luigi, G., E Melo, G. A., and Canesin, C. A.** (2011). Comparative analysis of MPPT techniques for PV applications. *3rd International Conference on Clean Electrical Power: Renewable Energy Resources Impact, ICCEP 2011* (pp. 99–104).
- [58] **Tremblay, O., and Dessaint, L. A.** (2009). Experimental validation of a battery dynamic model for EV applications. *World Electric Vehicle Journal*, 3(1).
- [59] **Zhu, C., Li, X., Song, L., and Xiang, L.** (2013). Development of a theoretically based thermal model for lithium ion battery pack. *Journal of Power Sources*, 223, 155–164.
- [60] **Saw, L. H., Somasundaram, K., Ye, Y., and Tay, A. A. O.** (2014). Electro-thermal analysis of lithium iron phosphate battery for electric vehicles. *Journal of Power Sources*, 249, 231–238.
- [61] **Kim, I. S., Kim, M. B., and Youn, M. J.** (2006). New maximum power point tracker using sliding-mode observer for estimation of solar array current in the grid-connected photovoltaic system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53(4), 1027–1035.
- [62] **Green, L.** (1995). Linear robust control. *Automatica*, Vol. 31.
- [63] **Lopez C.P.,** (2014). MATLAB control systems engineering. *Apress*.
- [64] **Kluever, C.A.,** (2015). Dynamic systems: modelling, simulation and control. *John Wiley & Sons*.
- [65] **Deveci, O., and Kasnaoğlu, C.** (2016). Performance improvement of a photovoltaic system using a controller redesign based on numerical modeling. *International Journal of Hydrogen Energy*, 41(29), 12634–12649.
- [66] **Ding, B., and Ping, X.** (2012). Dynamic output feedback model predictive control for nonlinear systems represented by Hammerstein-Wiener model. *Journal of Process Control*, 22(9), 1773–1784.
- [67] **Yu, F., Mao, Z., and Jia, M.** (2013). Recursive identification for Hammerstein-Wiener systems with dead-zone input nonlinearity. *Journal of Process Control*, 23(8), 1108–1115.
- [68] **Karaca, H. D., Özen, G. D., and Kasnaoğlu, C.** (2016). Nonlinear modelling and control of the flow over aerofoils using CFD simulations. *Simulation Modelling Practice and Theory*, 67, 29–43.
- [69] **Fletcher, R.** (1987). Practical Methods of Optimization. *John and Sons Chichester*, Vol. 1.

- [70] **Schittkowski, K.** (1986). NLPQL: A fortran subroutine solving constrained nonlinear programming problems. *Annals of Operations Research*, 5(1–4), 485–500.
- [71] **Le, V.X. and Safanov, M.G.,** (1992). Rational matrix GCDs and the design of squaring-down compensators –a state-space theory. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 37(3), 384-392.
- [72] **Chen, M.J. and Desoer, C.A.,** (1982). Necessary and sufficient condition for robust stability of linear distributed feedback systems. *International Journal of Control*, 35(2), 255-267.
- [73] **Glover, K., and Mcfarlane, D.** (1989). Robust stabilization of normalized coprime factor plant descriptions with hinf-bounded uncertainty. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 34(8), 821–830.
- [74] **Wald, L., Albuisson, M., Best, C., Delamare, C., Dumortier, D., Gaboardi, E., and Lefèvre, M.** (2002). SoDa: a project for the integration and exploitation of networked solar radiation databases. *Environmental Communication in the Information Society* (pp. 713-720).
- [75] **Suri, M., Huld, T., Dunlop, E. D., and Cebecauer, T.** (2008). Geographic aspects of photovoltaics in Europe: contribution of the PVGIS website. *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*, 1(1), 34-41.
- [76] **Salloum, R., Arvan, M. R., and Moaveni, B.** (2013). Identification, uncertainty modelling, and robust controller design for an electromechanical actuator. *2013 International Conference on Control, Automation, Robotics and Embedded Systems*.
- [77] **Igreja, J. M., Lemos, J. M., and Silva, R. N.** (2005). Adaptive receding horizon control of a distributed collector solar field. *Proceedings of the 44th IEEE Conference on Decision and Control, and the European Control Conference, CDC-ECC '05* (pp. 1282–1287).

EKLER

EK 1: Tez Çalışmasında Modellenen FV Panele Ait Teknik Bilgiler

EK 2: Tez Çalışmasında Modellenen Kurşun Asit Aküye Ait Teknik Bilgiler

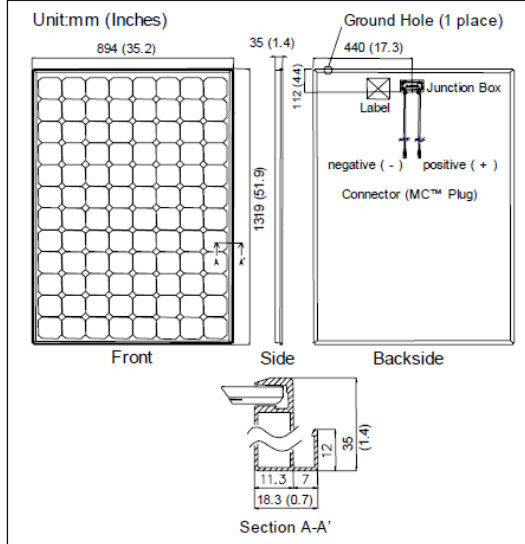
EK 1

Bu bölümde referans [7] baz alınarak tez çalışmasında modellenen FV sisteme yönelik teknik bilgiler verilmiştir.



Şekil Ek.1.1 : SANYO HIP-200BA3 güneş paneli.

Dimensions

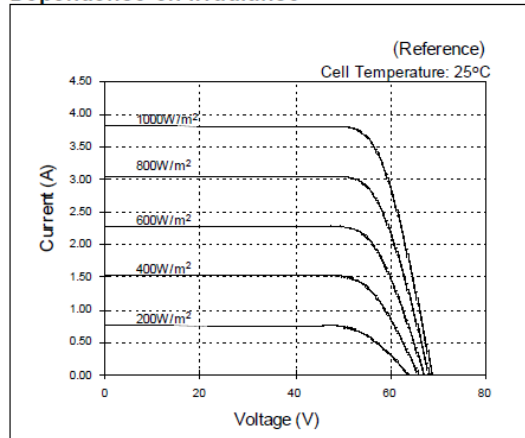


Electrical

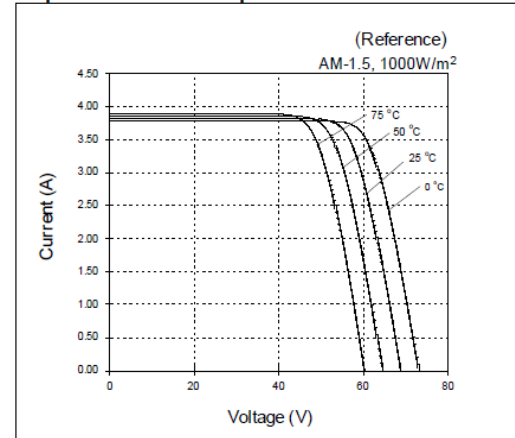
Maximum Power (Pmax) ²	W	200
Maximum Power Voltage (Vpm)	V	55.8
Maximum Power Current (Ipm)	A	3.59
Open Circuit Voltage (Voc)	V	68.7
Short Circuit Voltage (Isc)	A	3.83
Minimum Power (Pmin)	W	180
Maximum System Voltage	V	600
Series Fuse Rating	A	15
Temperature Coefficient (Pmax)	%/°C	-0.29
Temperature Coefficient (Voc)	V/°C	-0.172
Temperature Coefficient (Isc)	mA/°C	0.88
PTC Rating ³	W	188.3
Module Area	Ft ²	12.7
Power Output Per Square Foot	W	15.8
Weight	Lbs.	30.9
Fire Rating	Class	C

1. Values are nominal.
2. STC: Cell Temp. 25 C, AM 1.5, 1000 W/m²
3. PTC: Cell Temp. 20 C, AM 1.5, 1000 W/m², 1 m/s wind

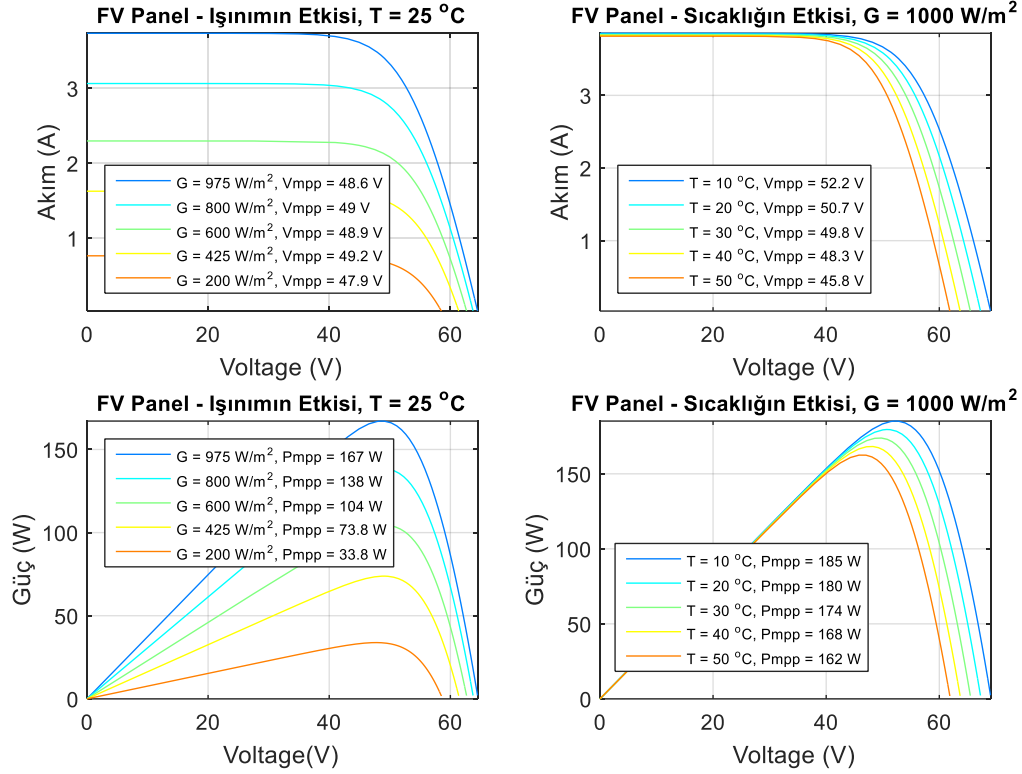
Dependence on Irradiance



Dependence on Temperature



Teknik bilgiler dokümanında yer alan ışınım ve sıcaklık etkileri bu çalışmada modellenen FV panele yönelik Şekil Ek.2’de verilen grafiklerle hemen hemen aynıdır. Bu da modelin doğruluğunu göstermektedir.



Şekil Ek.1.2 : Tez çalışmasında modellenen güneş paneline yönelik ışınım ve sıcaklık etkileri grafikleri.

EK 2

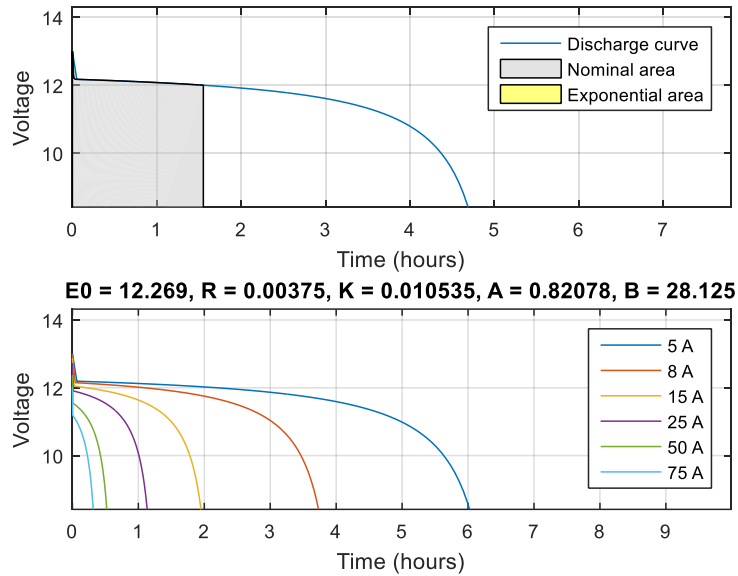
Bu bölümde referans [7] baz alınarak tez çalışmasında modellenen jel tipi kurşun asit aküye yönelik teknik bilgiler verilmiştir.



Şekil Ek.2.1 : East Penn 8AU1 AGM 12V kurşun asit akü.

GROUP NO.	PART NO.	FOOT NOTES	MINUTES DISCHARGED AT*						CCA @ 0°F (-18°C)	RES. CAP.	VOLTS	AMPERE HOUR CAPACITY*					
			75 AMPS	50 AMPS	25 AMPS	15 AMPS	8 AMPS	5 AMPS				100 HR.	20 HR.	8 HR.	6 HR.	3 HR.	1 HR.
U1	8AU1	38.39	10	20	54	98	200	340	200	48	12	37.0	32.0	29.5	28.3	26.5	23.0
22NF	8A22NF	38.39	22	40	102	180	365	620	350	90	12	63.0	55.0	50.0	49.0	45.0	35.5
24	8A24	17.38.39	35	60	150	280	550	900	470	140	12	91.0	79.0	72.0	70.5	65.0	50.5
27	8A27	17.38.39	43	75	185	330	640	1080	580	175	12	106.0	92.0	84.0	82.5	75.0	59.0
31	8A31DT	17.38	53	87.4	200	348	706	1265	800	190	12	116.0	105.0	90.0	87.4	81.5	68.2
4D	8A4D	17	106	180	413	745	1512	2507	1110	380	12	216.0	198.2	176.0	167.4	150.0	115.0
8D	8A8D	17	138	230	517	953	1874	3040	1350	480	12	257.0	245.0	212.0	202.8	182.1	151.1
GC2	8AGC2		94	171	409	718	1409	2304	690	380	6	220.0	187.0	173.7	167.8	144.8	102.6

Şekil Ek.2.2 : East Penn 8AU1 AGM 12V kurşun asit akü teknik bilgileri.



Şekil Ek.2.3 : Tez çalışmasındaki akü modelinin deşarj karakteristiği.

Şekil Ek.2.2 ve Ek.2.3'ten de görülebileceği gibi teknik bilgiler dokümanında yer alan deşarj süreleri ile bu çalışmada modellenen aküye yönelik grafikler hemen hemen aynıdır. Bu da kullanılan modelin yeterliliğini göstermektedir.

ÖZGEÇMİŞ

Ad-Soyad : Onur DEVECİ
Uyruğu : Türkiye Cumhuriyeti
Doğum Tarihi ve Yeri : 30.07.1985 / Afşin
E-posta : onurdeveci@gmail.com

ÖĞRENİM DURUMU:

- **Lisans** : 2007, ODTÜ, Mühendislik Fakültesi,
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
- **Yüksek Lisans** : 2009, University of Salford Manchester
Sustainable Development, Energy and Management
- **Doktora** : 2016, TOBB ETÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

MESLEKİ DENEYİM VE ÖDÜLLER:

Yıl	Yer	Görev
2010-Halen	ASELSAN A.Ş.	Kıdemli Uzman Mühendis

Ödüller:

2005	Yeni Fikirler Yeni İşler	Final Four
2007	ODTÜ	Şeref - Mezuniyet
2007	University of Salford	Uluslararası Öğrenci Bursu
2009	University of Salford	Yüksek Şeref – Mezuniyet
2011	TOBB ETÜ	Ar-Ge Bursu

YABANCI DİL: İngilizce

TEZDEN TÜRETİLEN YAYINLAR, SUNUMLAR VE PATENTLER:

- **Deveci, O.**, Kasnakoglu, C., 2014. Bir Fotovoltaik Sistemden Değişken Güneş Işınım Değerlerinde Maksimum Güç ve Sabit DA Gerilim Elde Edilebilmesine Yönelik DA/DA Dönüştürücü ve Kontrolcü Tasarımı, TOK Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı, September 11-13, Kocaeli, Turkey.
- **Deveci, O.**, Kasnakoglu, C., 2015. Farklı Atmosferik Koşullarda Maksimum Güç Noktasında ve Sabit Gerilimde Çalışan Bir Fotovoltaik Sistemin Tasarımı ve Kontrolü, TOK Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı, September 10-12, Denizli, Turkey.
- **Deveci, O.**, Kasnakoglu, C., 2015. Control of a Photovoltaic System Operating at Maximum Power Point and Constant Output Voltage under Different Atmospheric Conditions, ICOAC International Conference on Automatic Control, April 28-29, Ankara, Turkey.
- **Deveci, O.**, Kasnakoglu, C., 2015. Performance Improvement of a Theoretically Designed Stand-Alone PV System Through the Utilization of MATLAB/Simulink Modeling, ECRES 3. European Conference on Renewable Energy Systems, October 7-10, Antalya, Turkey.
- **Deveci, O.**, Kasnakoglu, C., 2015. Control of Photovoltaic System Operating at Maximum Power Point and Constant Output Voltage under Different Atmospheric Conditions, *Int. J. Computer and Electrical Engineering*, 7(4), 240-247.
- **Deveci, O.**, Kasnakoglu, C., 2016. Performance Improvement of a Photovoltaic System Using a Controller Redesign Based on Numerical Modeling, *Int. J. Hydrogen Energy*, 41(29), 12634-12649.
- **Deveci, O.**, Kasnakoglu, C., 2016. MIMO Modeling and Control for Standalone Photovoltaic Systems, ECRES 4. European Conference on Renewable Energy Systems, August 28-31, Istanbul, Turkey.
- **Deveci, O.**, Kasnakoglu, C., 2016. A Multiple-Input Multiple-Output Nonlinear Modeling and Robust Control Approach for Standalone DC Photovoltaic Systems. (submitted to *Int. J. Hydrogen Energy*)

DİĞER YAYINLAR, SUNUMLAR VE PATENTLER:

- **Deveci, O.**, Onkol, M., Unver, H.O. and Ozturk, Z., 2015. Design and Development of a Low-cost Solar Powered Drip Irrigation System Using Systems Modeling Language, *J. Cleaner Production*, 102, 529-544.