

**KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ**  
**FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

**KARMA ENERJİ SİSTEMİ İÇİN PARALEL BAĞLI AZALTAN-ARTIRAN**  
**(BUCK-BOOST) ÇEVİRİCİ TASARIMI VE DENETİMİ**

**DOKTORA TEZİ**

**Elektrik Yük. Müh. Mustafa Ergin ŞAHİN**

**HAZİRAN 2014**  
**TRABZON**

**KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ**  
**FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

**KARMA ENERJİ SİSTEMİ İÇİN PARALEL BAĞLI AZALTAN-ARTIRAN**  
**(BUCK-BOOST) ÇEVİRİCİ TASARIMI VE DENETİMİ**

**Elektrik Yüksek Mühendisi Mustafa Ergin ŞAHİN**

**Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsünde**  
**"DOKTOR (ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ)"**  
**Unvanı Verilmesi İçin Kabul Edilen Tezdir.**

**Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 22.05.2014**  
**Tezin Savunma Tarihi : 23.06.2014**

**Tez Danışmanı : Doç. Dr. Halil İbrahim OKUMUŞ**

**Trabzon 2014**

Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalında  
Mustafa Ergin ŞAHİN Tarafından Hazırlanan

**KARMA ENERJİ SİSTEMİ İÇİN PARALEL BAĞLI AZALTAN-ARTIRAN  
(BUCK-BOOST) ÇEVİRİCİ TASARIMI VE DENETİMİ**

başlıklı bu çalışma, Enstitü Yönetim Kurulunun 03/06/2014 gün ve 1556 sayılı  
kararıyla oluşturulan jüri tarafından yapılan sınavda

**DOKTORA TEZİ**  
olarak kabul edilmiştir.

**Jüri Üyeleri**

Başkan : Prof. Dr. A. Sefa AKPINAR

Üye : Prof. Dr. İsmail H. ALTAŞ

Üye : Prof. Dr. Tankut YALÇINÖZ

Üye : Doç. Dr. H. İbrahim OKUMUŞ

Üye : Yrd. Doç. Dr. Hüseyin PEHLİVAN

  
.....  
.....  
.....  
.....  
.....

Prof. Dr. Sadettin KORKMAZ  
Enstitü Müdürü

## ÖNSÖZ

Karadeniz Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Doktora programı çerçevesinde gerçekleştirilmiş olan bu çalışma, güneş ve rüzgârdan elde edilen elektrik enerjisinin akü ve yükleri düzgün olarak besleyebilmesi için gerekli paralel bağlı Azaltan-Arttıran bir çeviricinin tasarımı, farklı kontrol yöntemleri ile denetimi, ve güç analizinin yapılmasını ele almaktadır.

Yapılan bu tez çalışması 111E292 numaralı TÜBİTAK hızlı destek projesi kapsamında desteklenmiş olup proje başarıyla sonuçlandırılmıştır. Bu bağlamda TÜBİTAK' a katkılarından dolayı teşekkür ederim.

Öncelikle doktora tezi danışmanlığımı üstlenerek çalışma süremce yardımlarını esirgemeyen ve her türlü olumsuzlukta beni tekrar yeniden motive eden değerli hocam Doç. Dr. Halil İbrahim OKUMUŞ' a teşekkür eder, saygılarımı sunarım.

Hem ders hem de tez izleme aşamalarında eleştiri ve fikirleri ile bana yardımcı olan, sayın hocalarım Prof. Dr. Adem Sefa AKPINAR, Prof. Dr. İsmail Hakkı ALTAŞ ve Yrd. Doç. Dr. Hüseyin PEHLİVAN'a teşekkürlerimi saygıyla sunarım.

Yine çalışmalarına katkı sağlayan Prof Dr. Adel M. SHARAF'a ve Gazi Üniversitesi'nden yüksek lisans tez danışmanım Doç. Dr. M. Timur AYDEMİR'e, KTÜ Makine Mühendisliği Bölümünden Yrd. Doç. Dr. Ö. Necati CORA'ya sonsuz minnettarım.

Doktora çalışmalarım sırasında ASOL laboratuvarında birlikte çalıştığımız Öğr. Gör. Dr. Hakan KAHVECİ ve Arş Gör. Mehmet EKİCİ'ye yardım ve katkılarından dolayı teşekkürlerimi sunuyorum.

Halen çalışmakta olduğum RTE Üniversitesi Fen Edebiyat Fakültesi Fizik Bölümünden başta yokluğumu aratmayan oda arkadaşım Yasin KARAN'a ve diğer tüm öğretim üyesi ve öğretim elemanı arkadaşlarıma bölüm içinde gösterdikleri hoşgörü ve yardımları nedeniyle şükranlarımı sunarım.

Son olarak anneme, babama, kardeşlerime ve bu süreçte bana sabırla katlanan ve bana her türlü olumsuzlukta moral veren eşime ve neşe kaynağım biricik kızıma teşekkürü bir borç biliyorum.

Mustafa Ergin ŞAHİN

Trabzon 2014

## TEZ BEYANNAMESİ

Doktora Tezi olarak sunduğum ‘‘Karma Enerji Sistemi İçin Paralel Bağlı Azaltan-Artıran evirici Tasarımı ve Denetimi’’ başlıklı bu çalışmayı baştan sona kadar danışmanım Doç. Dr. Halil İbrahim OKUMUŞ ‘un sorumluluğunda tamamladığımı, verileri/örnekleri kendim topladığımı, deneyleri/analizleri ilgili laboratuvarlarda yaptığımı/yaptırdığımı, başka kaynaklardan aldığım bilgileri metinde ve kaynakçada eksiksiz olarak gösterdiğimi, çalışma sürecinde bilimsel araştırma ve etik kurallara uygun olarak davrandığımı ve aksinin ortaya çıkması durumunda her türlü yasal sonucu kabul ettiğimi beyan ederim 22/05/2014.

Mustafa Ergin ŞAHİN

## İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa No</u>
ÖNSÖZ .....	II
TEZ BEYANNAMESİ.....	IV
İÇİNDEKİLER.....	V
ÖZET.....	IX
SUMMARY .....	X
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	XI
TABLolar DİZİNİ.....	XVIII
SEMBOLLER DİZİNİ.....	XIX
1. GENEL BİLGİLER.....	2
1.1. Giriş.....	2
1.2. Literatür Taraması ve Analizi.....	4
1.3. Tezin Amaç, Kapsam ve Genel Yapısı .....	14
2. AZALTAN-ARTTIRAN ÇEVİRİCİLERİN İNCELENMESİ.....	17
2.1. Çeviricilerin Genel İncelenmesi .....	17
2.2. Azaltan-Artıran (Buck-Boost) Çeviricinin İncelenmesi.....	18
2.2.1. Sürekli Akım Durumunun İncelenmesi .....	20
2.2.2. Sürekli ve Süreksiz Akım Çalışma Durumları Arasındaki Sınır Değer .....	21
2.2.3. Süreksiz Akım Durumunun İncelenmesi.....	22
2.2.4. Çıkış Gerilimindeki Dalgalılığın İncelenmesi .....	24
2.3. Dual (Cúk) Azaltan- Artıran Çeviricinin İncelenmesi .....	25
2.4. Geri Dönüslü (Fly Back) Azaltan-Artıran Çeviricinin İncelenmesi.....	27
2.5. SEPIC Azaltan-Artıran Çeviricinin İncelenmesi.....	30
2.6. Eşzamanlı (Senkron) Azaltan-Artıran Çeviricinin İncelenmesi .....	32
2.7. Azaltan Artıran Çeviricinin Eleman Değerlerinin Belirlenmesi .....	33
2.7.1. Çıkış Kapasitesinin Belirlenmesi .....	34
2.7.2. Çıkış Endüktansının Belirlenmesi .....	35
2.7.3. Güç Anahtarlama Elemanı .....	36
2.7.4. Çıkış Diyotu.....	36
3. ÇEVİRİCİLERDE KULLANILAN KONTROL YÖNTEMLERİ.....	38
3.1. Giriş .....	38

3.2.	Kontrol Yöntemleri.....	39
3.3.	Klasik Darbe Genişlik Modülasyonu (PWM) Kontrolü.....	40
3.4.	Oransal-Entegral-Türev (PID) Kontrolü .....	41
3.5.	Histerezis Kontrol.....	42
3.6.	Adaptif Kontrol .....	43
3.6.1.	Referans Modelli Adaptif Kontrol.....	43
3.6.2.	Kendinden Uyumlu Adaptif Kontrol.....	44
3.7.	Bulanık Mantık (Fuzzy Logic) Kontrol.....	45
3.7.1.	Bulanık Mantık Kontrolcü Tasarımı .....	47
3.8.	Kayan Kip Kontrol (SMC) .....	48
3.8.1.	DA/DA Çeviriciler İçin Kayan Kip Denetimi.....	50
3.9.	Çoklu Çevrim Kontrolü (Three-Loop Control).....	51
3.10.	Karma (Kaskat) Kontrolcüler .....	52
4.	ÇEVİRİCİNİN TEORİK TASARIMI VE KARARLILIK ANALİZİ.....	53
4.1.	Gerçekleştirilecek DA/DA Azaltan-Arttıran Çeviricinin Teorik Tasarımı .....	53
4.1.1.	Amaç.....	53
4.1.2.	Yapılan Tasarım ve Çalışma İlkesi.....	53
4.1.3.	Çeviricinin Eleman Değerlerinin Belirlenmesi .....	55
4.1.4.	Endüktans Tasarımı için Yapılan Hesaplamalar .....	58
4.2.	Gerçekleştirilen Çeviricinin Küçük İşaret İncelemesi ve Kararlılık Analizi .....	64
4.2.1.	Azaltan-Arttıran Çevirici için Küçük İşaret İncelemesi .....	64
4.2.2.	Ortalama Durum Uzayı Tekniği ile Çeviricinin Transfer Fonksiyonunun Bulunması.....	64
4.2.3.	Bulunan Transfer Fonksiyonu Kullanılarak Çeviricinin Kararlılık Analizi.....	70
5.	DA-DA ÇEVİRİCİLER İÇİN PARALELLEME YÖNTEMLERİ .....	76
5.1.	Paralel DA-DA Çeviricilerin Sınıflandırılması .....	76
5.2.	Gerilim Düşüm Yöntemleri Şekilleri .....	77
5.3.	Aktif Akım Paylaşım Yöntemleri.....	78
5.4.	Akım Programlama Şekilleri .....	78
5.4.1.	Ortalama Akım Paylaşım Metodu .....	79
5.4.2.	Kontrolcü ve Kontrol Edilen (Master-Slave) Akım Programlama Yöntemi.....	80
5.5.	Literatürde Rastlanan Diğer Yöntemler .....	82
5.6.	Kullanılacak Paralleleme Yöntemleri.....	82

5.6.1.	Serbest (Demokratik) Akım Paylaşımı.....	83
5.6.2.	Yönetici ve Yönetilenden Oluşan (Master- Slave) Akım Paylaşımı.....	84
5.6.3.	Paralel Girişim (Interleaving) Yöntemi.....	85
6.	SİSTEM BENZETİMİ İLE İLGİLİ YAPILAN ÇALIŞMALAR.....	86
6.1.	Güneş Pili Modülünün Yapısı ve Modellenmesi.....	86
6.1.1.	Güneş Pilinin Matematiksel Modellenmesi ve Eşdeğer Devre Modeli.....	86
6.1.2.	Güneş Pili Modülünün Matlab/Simulink Ortamında Benzetimi.....	91
6.2.	Rüzgâr Türbinin Yapısı ve Modellenmesi.....	92
6.2.1.	Rüzgâr Jeneratörünün Modellenmesi.....	95
6.3.	Doğrusal Olmayan Yük Olarak Akü Yapısı ve Benzetimleri.....	96
6.3.1.	Akünün Yapısı ve Modellenmesi.....	96
6.4.	Güneş Pili ile Beslenen Akü Yüğü Bağlı Paralel Çeviriciye Ait Benzetimler....	101
6.5.	Rüzgâr Türbini ile Beslenen Akü Bağlı Paralel Çeviriciye Ait Benzetimler.....	104
6.6.	Rüzgâr Türbini ve Güneş Paneli ile Beslenen Akü Yüğü Bağlı Paralel Çeviriciye Ait Benzetim Sonuçları.....	109
6.7.	Paralleleme Yöntemlerinin DA/DA Azaltan Artıran Çeviriciye Uygulanması ..	111
7.	UYGULAMA ÇALIŞMALARI.....	114
7.1.	Giriş.....	114
7.2.	Kurulan Sistemin Genel Yapısı.....	116
7.2.1.	Rüzgâr Türbinin Yapısı ve Kurulumu.....	117
7.2.3.	Akü ve Yüklerin Bağlanması.....	120
7.3.	Ölçüm Devrelerinin Yapısı ve Gerçekleştirilmesi.....	122
7.3.1.	Kullanılan Akım Algılayıcının Yapısı ve Gerçekleştirilmesi.....	122
7.3.2.	Kullanılan Gerilim Algılayıcının Yapısı ve Gerçekleştirilmesi.....	126
7.4.	Üç Fazlı Rüzgâr Türbini için Gerçekleştirilen Köprü Doğrultucu Devre.....	128
7.5.	Gerçekleştirilen MOSFET Sürücü Devresinin Tasarımı.....	129
7.6.	Gerçekleştirilen Paralel Azaltan-Arttıran Çeviricinin Tasarımı.....	130
7.7.	Kullanılan Sayısal İşaret İşleyici (DSP)'nin Genel Yapısı ve Özellikleri.....	132
7.7.1.	Yazılım Ara Yüzünde Yapılan Başlangıç ve ADC Ayarları.....	133
7.7.2.	Zamanlayıcı ve PWM Çıkışlarının Ayarlanması.....	135
8.	BULGULAR.....	137
8.1.	Paralel Azaltan-Arttıran Çeviriciye Ait Deney Düzeneği.....	137
8.2.	Denetimsiz Çevirici Sistem Üzerinde Alınan İlk Ölçüm Sonuçları.....	138



8.3.	PI Denetimli Çevirici Sistem Üzerinde Alınan Ölçüm Sonuçları .....	142
8.4.	Kayan Kip Denetimli Çevirici Sistem için Alınan Ölçüm Sonuçları.....	144
8.4.1.	Kayan Kip Denetimli Paralel Çevirici Sistem İçin Ölçüm Sonuçları .....	147
8.5.	Bulanık Mantık Denetimli Çevirici Sistem için Alınan Ölçüm Sonuçları .....	147
8.5.1.	Bulanık Mantık Denetimli Paralel Çevirici Sistem için Ölçüm Sonuçları.....	152
8.5.2.	Üç Farklı Denetleyici İçin Başlangıç Tepkisinin Karşılaştırılması.....	153
8.6.	Rüzgâr Türbini ve Güneş Panelleri Bağlı Sistem İçin Elde Edilen Sonuçlar.....	155
9.	SONUÇLAR .....	160
10.	ÖNERİLER .....	161
11.	KAYNAKLAR.....	162
12.	EKLER .....	172

ÖZGEÇMİŞ

Doktora Tezi

ÖZET

KARMA ENERJİ SİSTEMİ İÇİN PARALEL BAĞLI AZALTAN-ARTIRAN (BUCK-BOOST) ÇEVİRİCİ TASARIMI VE DENETİMİ

Mustafa Ergin ŞAHİN

Karadeniz Teknik Üniversitesi  
Fen Bilimleri Enstitüsü  
Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı  
Danışman: Doç. Dr. Halil İbrahim OKUMUŞ  
2014,171 Sayfa, 7 Ek Sayfalar

Rüzgâr, güneş ve diğer enerji kaynaklarının birlikte kullanılmaları tek başına kullanılmalarına göre daha karmaşık bir yapıya sahiptir. Bu tür sistemlerde her iki enerji kaynağının eşzamanlı olarak kullanılması ve bu kaynaklardan elde edilecek enerjileri düzenlemek ya da depolamak çeşitli sorunları beraberinde getirmektedir.

Rüzgâr ve güneşten elde edilen elektrik enerjisinin hem kullanılabilmesi hem de depolanabilmesi için kullanılan güç elektroniği devrelerinde anahtarlama frekanslarının çok büyük olması sistemin kontrolünü zorlaştırmakta ve anahtarlama kayıplarına yol açmaktadır. Sistem kontrolünü kolaylaştırmak için dijital sinyal işleme (DSP) tabanlı PI, kayan kip ya da bulanık mantık gibi kontrol yöntemlerinin kullanılması gerekir. Anahtarlama kayıplarını azaltmanın bir yöntemi de paralel bağlama yöntemidir.

Bu tez çalışmasında güneş ve rüzgâr gibi iki yenilenebilir enerji kaynağından elde edilen enerjilerinin kullanılması ve artan kısmının depolanmasını esas alan bir sistem tasarlanmış ve ortaya konmuştur. Burada güneş ve rüzgardan elde edilen gerilimin istenen değerden yüksek ya da düşük olabileceği göz önüne alınarak Azaltan-Artıran (Buck-Boost) çeviriciler, bunların paralel bağlanmaları ve denetimleri konuları üzerine yoğunlaşmıştır. Bu kapsamda akım ve gerilim okuma devreleri, MOSFET sürücü devresi ve en iyi verimde çalışacak paralel bir azaltan-arttıran çevirici tasarımı gerçekleştirilmiştir.

**Anahtar Kelimeler:** Karma (fotovoltaik/rüzgar) enerji sistemi, Azaltan-Artıran çevirici, Parallelleşme ve akım paylaşımı, Bulanık denetim, Oransal entegral denetim, Kayan kip denetimi

PhD. Thesis

SUMMARY

DESIGN AND CONTROL OF PARALLEL CONNECTED BUCK-BOOST  
CONVERTER FOR HYBRID ENERGY SYSTEM

Mustafa Ergin ŞAHİN

Karadeniz Technical University  
The Graduate School of Natural and Applied Sciences  
Electrical and Electronics Engineering Graduate Program  
Supervisor: Assoc. Prof. Halil İbrahim OKUMUŞ  
2014, 171 Pages, 7 Pages Appendix

Wind, solar and the other energy sources have very complex structure when they are exploited simultaneously compared to when those are used individually. In such systems, when more than one energy sources are used concurrently some problems may be experienced in transforming the produced energy into another form and storing it.

Power electronic circuits are implemented to use and store the electrical energy generated from the wind and solar energy. The amplitude of switching frequencies in these circuits both complicates the control of the system and give rise to switching losses. In order to simplify the control of the system, it is necessary to use DSP based PI, Sliding Mode, and Fuzzy Logic control methods. Another method to reduce the switching losses is parallel connection. Nevertheless, the control gets difficult in this situation. It has been considered to store and use the energy in super capacitors instead of conventional methods.

In this dissertation study, a system that converts the sunlight and wind to electrical energy and store was devised and realized. Deviations from required voltage level were taken into account, and the studies were focused on buck boost converter and their parallel connection and controlling of the system. In addition, current and voltage measurement circuits for DSP, MOSFET driver circuit, and a parallel connected buck-boost converter that works at optimum performance were realized.

**Key Words:** Hybrid energy system, Buck-Boost converter, Parallelization and current sharing, Fuzzy control, Proportional integrated control, Sliding mode control.

## ŞEKİLLER DİZİNİ

### Sayfa No

Şekil 1.	Trabzon ili için; (a) Güneşlenme süresi değerleri (saat), (b) Global radyasyon değerleri ( $\text{kWh/m}^2\text{-gün}$ ) .....	3
Şekil 2.	Türkiye'nin ortalama yıllık rüzgâr hızı haritası (50 metre yükseklik için) .....	4
Şekil 3.	Gerçekleştirilecek sistemin genel yapısı .....	15
Şekil 4.	DA/DA güç çeviricileri için soyağacı .....	17
Şekil 5.	Azaltan-Artıran çevirici devre şeması .....	18
Şekil 6.	Çalışma oranı ile gerilim kazancı arasındaki ilişkinin grafiksel gösterimi .....	19
Şekil 7.	Azaltan-Artıran çevirici işaretleri ( $i_L > 0$ ); anahtar iletimde (a); kesimde (b) ..	20
Şekil 8.	Azaltan-Artıran çevirici için sürekli ve süreksiz çalışma durumları sınırı.....	21
Şekil 9.	Süreksiz akım durumunda Azaltan-Artıran çeviricideki dalga şekilleri .....	22
Şekil 10.	$V_0$ sabitken Azaltan-Artıran çeviricinin sürekli ve süreksiz akım çalışma eğrileri.....	23
Şekil 11.	Azaltan-Artıran çeviricinin çıkış gerilimindeki dalgalılık .....	24
Şekil 12.	Cük çevirici .....	25
Şekil 13.	Cük çeviriciye ait dalga şekilleri; (a) anahtar kesimde, (b) anahtar iletimde... ..	26
Şekil 14.	Fly Back çevirici devre şeması.....	28
Şekil 15.	Süreksiz çalışma durumunda flyback çevirici dalga şekilleri .....	28
Şekil 16.	SEPIC çevirici temel şekli.....	30
Şekil 17.	(a) Anahtarlama elemanı iletimdeyken oluşan durum, (b) Anahtarlama elemanı tıkamada iken oluşan durum .....	31
Şekil 18.	SEPIC çevirici için anahtarlama durumuna göre dalga şekilleri.....	31
Şekil 19.	Eş zamanlı Azaltan-Artıran çevirici yapısı .....	32
Şekil 20.	Her iki MOSFET'in anahtarlama sinyalleri ve ölü zamanlar.....	33
Şekil 21.	DA/DA çeviricinin kontrol yöntemlerini ve meydana gelen bozulmaları gösteren genel blok diyagramı.....	39
Şekil 22.	PWM kontrol yöntemi için çevirici blok diyagramı .....	40
Şekil 23.	PWM anahtarlama işaretinin elde edilmesi.....	40
Şekil 24.	PID kontrolcünün DA/DA çeviriciyle kullanımını gösteren blok diyagramı ..	41
Şekil 25.	Çıkış geriliminin sınır değerlerine bağlı olarak zamanla değişimi.....	42
Şekil 26.	Histerezis kontrolcünün DA/DA çeviriciyle kullanımının gösterimi.....	42

Şekil 27.	Referans modellenli adaptif kontrol sistemi blok diyagramı .....	44
Şekil 28.	Kendinden uyumlu adaptif kontrol sistemi blok diyagramı .....	44
Şekil 29.	(a) Hata için, (b) Hatadaki değişim için üyelik fonksiyonları .....	45
Şekil 30.	Genelleştirilmiş bir sistem için bulanık dağılıma göre hata ve hatadaki değişimlerin zamanla değişimi .....	46
Şekil 31.	Bulanık mantık denetleyicinin geri besleme sistemi ile beraber temel yapısı ..	47
Şekil 32.	Kayan kip denetimi için kayan yüzey ve yörünge için kayan hat $s(x)$ etrafında histerezis salınımı .....	49
Şekil 33.	DA/DA çeviriciler için kayan kip denetiminin genel yapısı .....	51
Şekil 34.	DA/DA çeviriciler için çoklu kontrol çeviriminin genel yapısı .....	52
Şekil 35.	Tasarlanan sistemin genel yapısı .....	54
Şekil 36.	Azaltan-artıran çevirici ( $i_L > 0$ ); (a) anahtar iletimde; (b) anahtar kesimde ....	55
Şekil 37.	(a) Tek hava aralıklı, (b) Dağınık hava aralıklı E nüveler ve akı yolları .....	59
Şekil 38.	B-H histerezis eğrisi .....	59
Şekil 39.	B-H eğrisinin $\mu_r$ değerine bağlı değişimi .....	60
Şekil 40.	Hanna eğrisi.....	61
Şekil 41.	DMR40-EE70 kodlu çekirdeğe ait katalog verileri.....	61
Şekil 42.	Yüksek frekans(a) ve kabloların yakınlık etkisi (b) ile oluşan deri olayları .....	62
Şekil 43.	Çeşitli kablo kesitleri (a) Litz teli, (b) çok damarlı tel, (c) şerit tel.....	63
Şekil 44.	Çevirici kontrol döngü elemanları.....	64
Şekil 45.	Azaltan-Artıran çevirici için anahtarın iletim ve tıkama durumlarının gösterimi .....	65
Şekil 46.	$D=0,5$ için gerçekleştirilen Bode genlik ve faz çizimleri.....	71
Şekil 47.	Farklı doluluk oranları için Bode genlik ve faz çizimleri .....	72
Şekil 48.	Gerilim denetimli kapalı çevrim sistemin basit modeli.....	73
Şekil 49.	PI denetleyicinin eşdeğer elektriksel devresi .....	73
Şekil 50.	Kapalı çevrim transfer fonksiyonu kullanılarak elde edilen çizimler .....	75
Şekil 51.	Akım programlama için birleştirilmiş blok diyagramı.....	79
Şekil 52.	Temel akım programlama şekli.....	79
Şekil 53.	Otomatik yönetici şekli tipik uygulaması.....	81
Şekil 54.	KontROLSÜZ akım paylaşımli paralel çeviriciye ait blok diyagramı.....	83
Şekil 55.	Kontrollü akım paylaşımli paralel çeviriciye ait blok diyagramı.....	84

Şekil 56.	Paralel girişimli akım paylaşımli çeviriciye ait blok diyagramı .....	85
Şekil 57.	(a) Güneş pili eşdeğer devre modeli,(b) Basitleştirilmiş eşdeğer devre modeli. ....	87
Şekil 58.	Güneş pilinin tipik akım-gerilim (I-V) karakteristiği .....	88
Şekil 59.	(a) Işık şiddeti artışının I-V karakteristiği üzerinde değişimi, .....	89
Şekil 60.	Güneş pili modülü için genel eşdeğer devre modeli. ....	90
Şekil 61.	Güneş pilinin Simulink eşdeğer modeli. ....	91
Şekil 62.	Güneş pilinin Simulink’de yük bağlanarak elde edilen genel modeli.....	91
Şekil 63.	Güneş pili modelinin I-V karakteristiği(a) ve P-V karakteristiği(b) benzetimi.....	92
Şekil 64.	Farklı $\beta$ açısına karşılık farklı Cp- $\lambda$ karakteristik eğrileri .....	93
Şekil 65.	Rüzgâr türbini modelinin Matlab/Simulink’de gösterimi .....	94
Şekil 66.	Farklı rüzgâr hızları için türbin hızına bağlı çıkış gücü .....	94
Şekil 67.	Rüzgâr jeneratörünün Matlab/Simulink modeli .....	95
Şekil 68.	(a) Girişe uygulanan rüzgâr hızının(a), rotor hızının (b) zamanla değişimi... 95	
Şekil 69.	Rüzgâr jeneratörü çıkışında elde edilen üç fazlı gerilimin zamanla değişimi... 96	
Şekil 70.	Aküye ait eşdeğer devre modeli .....	97
Şekil 71.	Aküye ait nominal akım deşarj karakteristiği.....	97
Şekil 72.	Nominal şarj akımı için şarj karakteristiği .....	98
Şekil 73.	Matlab/Simulink programındaki akü ara yüz yazılımı.....	98
Şekil 74.	(a) Amper-saat olarak, (b) zamana bağlı olarak deşarj eğrileri.....	99
Şekil 75.	Seri bağlı akü gurubu Matlab/Simulink modeli. ....	100
Şekil 76.	Akü bağlı paralel azaltan artırıcı çeviriciye ait benzetim .....	100
Şekil 77.	PI denetleyici için paralel azaltan artırıcı çevirici giriş çıkış gerilimi .....	101
Şekil 78.	PI denetleyici için paralel azaltan artırıcı çevirici ve toplam yük akımları ....	101
Şekil 79.	Bulanık denetleyici için paralel azaltan artırıcı çevirici giriş çıkış gerilimi... 102	
Şekil 80.	Bulanık denetleyici için paralel azaltan artırıcı çevirici akımları ve toplam akım .....	102
Şekil 81.	Paralel kayan kip denetimi için giriş çıkış geriliminin referansa göre değişimi.....	103
Şekil 82.	Kayan kip denetleyici için paralel çevirici kol akımları ve toplam akım.....	103
Şekil 83.	Rüzgâr jeneratörünün paralel çeviriciye bağlandığı Matlab/Simulink modeli .....	104

Şekil 84.	Rüzgâr jeneratörü çıkış geriliminin akü yük durumu için zamanla değişimi (SOC%100).....	104
Şekil 85.	Rüzgâr jeneratörü çıkış geriliminin akü yük durumu için zamanla değişimi (SOC%50).....	105
Şekil 86.	PI denetleyici için rüzgâr jeneratörü ve akü gerilimi değişimleri .....	105
Şekil 87.	PI denetleyici için rüzgâr jeneratöründen gelen paralel akımlar ve yük akımı .....	106
Şekil 88.	Bulanık denetleyici için rüzgâr jeneratörü ve akü gerilimi (SOC%50) .....	106
Şekil 89.	Bulanık denetleyici için rüzgâr jeneratöründen gelen paralel akımlar ve yük akımı .....	107
Şekil 90.	Bulanık denetleyici için jeneratörün ve çıkış geriliminin değişimi (SOC%100).....	107
Şekil 91.	Bulanık denetleyici için rüzgâr jeneratöründen gelen paralel akımlar ve yük akımı .....	107
Şekil 92.	Kayan kip denetleyici için jeneratörün ve çıkış geriliminin değişimi (SOC%50).....	108
Şekil 93.	Kayan kip denetleyici için jeneratörden gelen paralel akımlar ve yük akımı	108
Şekil 94.	Kayan kip denetleyici için jeneratör ve çıkış geriliminin değişimi (SOC%100).....	109
Şekil 95.	Kayan kip denetleyici için jeneratörden gelen paralel akımlar ve yük akımı	109
Şekil 96.	Rüzgâr türbini ve güneş panelinin bağlı olduğu paralel çeviricilerin benzetimi.....	110
Şekil 97.	Kayan kip denetleyici için jeneratör ve güneş pili gerilimi ile çıkış geriliminin değişimi (SOC%100).....	110
Şekil 98.	Kayan kip denetleyici için jeneratör ve güneş pili gerilimi ile çıkış geriliminin değişimi (SOC%50).....	111
Şekil 99.	Paralel Azaltan-Artıran çeviriciye ait geribeslemeli temel devre şeması .....	111
Şekil 100.	Paralel azaltan-arttıran çeviriciye ait akım denetimli devre şeması .....	112
Şekil 101.	Paralel azaltan-arttıran çeviriciye ait paralel girişim yöntemi devre şeması...	113
Şekil 102.	Gerçekleştirilen temiz enerji evinin görüntüsü .....	115
Şekil 103.	Önerilen karma sistemin basit tek hat şeması .....	115
Şekil 104.	(a) Rüzgâr türbininin görüntüsü, (b) rüzgâr türbininin hıza bağlı güç eğrisi.	117
Şekil 105.	Güneş panellerinin montajının görüntüsü .....	118
Şekil 106.	Güneş panelinin farklı durumlarda ölçülen akım-gerilim, güç-gerilim eğrileri.....	119
Şekil 107.	Farklı bağlantı elemanları ile PV panellerinin seri(a), paralel(b) bağlanması	120

Şekil 108.	Tüm cihazların yerleştirildiği enerji kabini .....	121
Şekil 109.	Kapalı çevrim akım okuma dönüştürücünün (a)yapısı, (b)blok diyagramı....	123
Şekil 110.	Sensor giriş akımı ile çıkış gerilimi arasındaki değişim .....	123
Şekil 111.	Akım sensör'ünün bağlantı ayaklarının farklı şekillerde bağlanması .....	124
Şekil 112.	Tasarlanan devrenin Multisim benzetim programında gerçekleştirilmiş hali	124
Şekil 113.	Gerçekleştirilen akım okuma devresinin önden görünüşü .....	125
Şekil 114.	Gerilim algılayıcısının içyapısı ile bağlantı şekli ve görüntüsü .....	126
Şekil 115.	Gerilim algılayıcısının çalışma prensibi.....	127
Şekil 116.	Gerilim ölçüm devresi .....	127
Şekil 117.	Üç fazlı köprü doğrultucu devre şeması(a), gerçekleştirilen devre(b) .....	128
Şekil 118.	Tasarımı gerçekleştirilen MOSFET sürücü devresinin genel gösterimi .....	129
Şekil 119.	Gerçekleştirilen MOSFET sürücü devresinin son hali.....	130
Şekil 120.	Tasarımı gerçekleştirilen paralel azaltan arttıran çevirici devre şeması.....	131
Şekil 121.	Tasarımı gerçekleştirilen paralel Azaltan-Arttıran çevirici devresi .....	131
Şekil 122.	Kullanılan DSP'nin görüntüsü .....	132
Şekil 123.	CCS yazılımına ait ekran görüntüsü ve temel özellikler .....	133
Şekil 124.	Sürekli yukarı sayma ve sürekli yukarı/aşağı sayma durumu gösterimi .....	136
Şekil 125.	Sürekli yukarı/aşağı sayma durumu için PWM işaretinin elde edilişi. ....	136
Şekil 126.	DeneySEL sonuçların alındığı sistemin son hali .....	137
Şekil 127.	Paralel Azaltan-Arttıran çeviriciye ait deney düzeneğinin yakından görünüşü .....	138
Şekil 128.	Üretilen kontrol işaretleri ve güçlendirilmiş hali .....	139
Şekil 129.	Çevirici üzerinde alınan ölçüm sonuçları; giriş gerilimi (1), çıkış gerilimi (2), anahtarlama işareti (3), yük akımı (4).....	140
Şekil 130.	Çevirici üzerinde alınan ölçüm sonuçları; giriş gerilimi (1), çıkış gerilimi (2), anahtarlama işareti (3), yük akımı (4).....	140
Şekil 131.	Çevirici üzerindeki sonuçlar; bobin akımı 1 (1), bobin akımı 2 (2), anahtarlama işareti (3), çıkış gerilimi (4). ....	141
Şekil 132.	Çevirici üzerindeki zorlanmış sonuçlar; bobin akımı 1 (1), bobin akımı 2 (2), giriş gerilimi (3), çıkış gerilimi (4). ....	141
Şekil 133.	Geri beslemeli PI denetimin yapıldığı CCS ara yüzü .....	142
Şekil 134.	Arttıran modda çalışan çeviriciye ait PI denetimli sonuçlar; anahtarlama işareti(3), giriş gerilimi(2), çıkış gerilimi(1).....	143



Şekil 135.	Azaltan modda çalışan çeviriciye ait PI denetimli sonuçlar; anahtarlama işareti(3), giriş gerilimi(2), çıkış gerilimi(1).....	143
Şekil 136.	Kayan kip denetimine ait denetim algoritması.....	144
Şekil 137.	Gerilimin ve akımın okunduğu ve kayan kip kontrolünün yapıldığı CCS yazılımı .....	144
Şekil 138.	Kayan kip denetimli Arttıran mod çevirici giriş(2), çıkış gerilimi (1).....	145
Şekil 139.	Kayan kip denetimli Azaltan mod çevirici giriş (2), çıkış gerilimi (1), anahtarlama işareti(3) .....	145
Şekil 140.	Farklı yük durumları için giriş(4)-çıkış(3) gerilimleri ve bobin akımı(2).....	146
Şekil 141.	Azaltan(a) ve Arttıran(b) moddaki çevirici için bobin gerilim(2) ve akımları(3) .....	146
Şekil 142.	Kayan kip denetim için kol akımları (1,2), giriş akımı (3a), yük akımı (3b).	147
Şekil 143.	Gerilimin ve akımların okunduğu ve bulanık denetimin yapıldığı CCS yazılımı .....	148
Şekil 144.	Bulanık denetleyici için (a) Arttıran, (b) Azaltan modda giriş (1), çıkış (2) gerilimleri .....	148
Şekil 145.	Azaltan(a) ve Arttıran(b) modda ki çevirici için giriş (1), çıkış gerilimi (2) ve bobin akımları(50mV/A) (3).....	149
Şekil 146.	Azaltan(a) ve Arttıran(b) modda ki çevirici için giriş (1), çıkış gerilimi (2) ve giriş akımları (50mV/A) (3).....	149
Şekil 147.	Giriş ve çıkış gerilimleri ile yük akımının değişimi.....	150
Şekil 148.	Azaltan(a) ve Arttıran(b) modda ki çevirici için giriş (1), çıkış gerilimi (2), bobin akımları (50mV/A) (3) ve anahtarlama işaretleri(4).....	150
Şekil 149.	Bobin akım ve geriliminin değişimi (a) 30V, (b) 24V, (c) 15V giriş gerilimleri için. ....	151
Şekil 150.	Paralel kol akım paylaşımları (1-2 için 500mV/1A, 3 için 500mV/10A).....	152
Şekil 151.	Paralel kol bobin akımlarına bağlı olarak yük akımı(a) ve giriş akımı(b) .....	153
Şekil 152.	PI denetleyici için (a) Azaltan, (b) Arttıran durumda giriş(2), çıkış(1) tepkisi	154
Şekil. 153.	SM denetleyici için (a) Azaltan, (b) Arttıran durumda giriş(2), çıkış(1) tepkisi.....	154
Şekil 154.	FL denetleyici için (a) Azaltan, (b) Arttıran durumda giriş(2), çıkış(1) tepkisi.....	154
Şekil 155.	Temiz enerji evinin içinde kurulan çevirici sistem ve enerji kabini .....	155
Şekil 156.	Farklı giriş giriş gerilimine(1) karşı çıkış geriliminin değişimi(2).....	156
Şekil 157.	Farklı giriş gerilimine (1) karşı çıkış geriliminin (2) ve bobin akımının (3) değişimi.....	156

Şekil 158.	Farklı giriş gerilimine (1) karşı çıkış geriliminin (2), bobin akımının (3) ve anahtarlama işaretinin değişimi (4). .....	157
Şekil 159.	Giriş gerilimine (1) karşı çıkış geriliminin (3), bobin akımının (2) ve anahtarlama işaretinin değişimi (4). .....	157
Şekil 160.	Düşük ve nominal hızda rüzgâr türbini ve doğrultucu çıkışında oluşan gerilimler.....	158
Şekil 161.	Nominal ve düşük seviylerdeki rüzgar hızları için rüzgar türbünü(2),doğrultucu(1) ve çevirici çıkış gerilimleri(3). .....	159
Şekil 162.	Çok düşük hızlardaki rüzgâr hızı için rüzgâr türbini(1), doğrultucu(2), çevirici çıkış gerilimleri(3) ile bobin akımı(4). .....	159

## TABLULAR DİZİNİ

	<b><u>Sayfa No</u></b>
Tablo 1. Bulanık kural karar tablosu .....	47
Tablo 2. Güneş pili modülü benzetiminde kullanılan sabitler ve parametreler .....	92
Tablo 3. Kullanılan güneş paneline ait katalog verileri .....	118

## SEMBOLLER DİZİNİ

AA	Alternatif Akım
CCS	Code Composer Studio
DA	Doğru Akım
DSP	Sayısal İşaret İşleyici
FLC	Bulanık Mantık Denetimi
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
PI	Oransal Entegral
PID	Oransal Entegral Türev
PWM	Darbe Genişlik Modülasyonu
SMC	Kayan Kip Denetimi
$V_o, V_{in}$	Çıkış-Giriş Gerilimleri
$I_o, I_{in}$	Çıkış-Giriş Akımları
$P_o, P_{in}$	Çıkış- Giriş Gücü
$D$	Doluluk Oranı
$T_s$	Anahtarlama İşareti Periyodu
$\Delta V_o$	Çıkış Geriliminin Ortalaması
$\Delta I_L$	Bobin Akımının Ortalaması
$\mu_r$	Ferit Malzeme için Manyetik Geçirgenlik
$B$	Manyetik Akı Yoğunluğu
$H$	Manyetik Alan Şiddeti
$W_A$	Bobin için Gerekli Pencere Aralığı
$V_g$	Giriş Gerilimi
$T_{p(s)}$	Çeviricinin $s$ Düzlemindeki Açık Çevrim Transfer Fonksiyonu
$T_{KÇ(s)}$	Çeviricinin $s$ Düzlemindeki Kapalı Çevrim Transfer Fonksiyonu
$R_s, R_{sh}$	Güneş Pili Modeli için Seri, Paralel İç Dirençler
$V_{PV}$	Güneş Pili Modül Gerilimi
$C_p$	Rüzgar Türbini için Güç Katsayısı

## 1. GENEL BİLGİLER

### 1.1. Giriş

Dünyada enerji ihtiyacının nüfustaki artış ve daha kaliteli bir yaşam standardına bağlı olarak her geçen gün daha da artması, fosil yakıtlarının tükenmekte olması ve çevre kirliliği gibi etkenler toplumları yenilenebilir enerji kaynaklarına yöneltmiştir. Yenilenebilir enerji kaynaklarının sürekli olması, herhangi bir hammadde ihtiyacı duymadan enerjilerini güneş, su, rüzgâr gibi doğal olaylardan karşılıyor olmaları ve çevre kirliliğine neden olmamaları gibi etmenler tüm dünyada bu konuda çalışmalara insanları yönlendirmiş ve bu çalışmaların birçok kurum ve kuruluş tarafından destek görmesi sağlanmıştır.

Yenilenebilir enerji kaynakları doğanın kendi dengesini kurmak için oluşturduğu ve sürekli tekrarladığı için bitmeyeceği varsayılan hidroelektrik enerjisi, güneş enerjisi, rüzgâr enerjisi, jeotermal enerji ve dalga enerjisi gibi enerji kaynaklarıdır. Bu kaynaklardan enerjiyi en verimli şekilde elde edip depolamak ya da kullanmak veya istediğimiz şekle dönüştürmek bugün tüm dünyada bilim ve teknolojiyle uğraşan insanların üzerinde çalıştıkları en önemli konu haline gelmiştir.

Bu kaynaklar arasında üzerinde en çok durulması gereken rüzgâr ve güneş enerjisidir. Bunun yanında ülkemiz gibi üç tarafı denizlerle çevrili olan bir ülke için dalga enerjisi de azımsanmayacak bir potansiyel teşkil etmektedir. Amaç sadece enerjinin elde edilmesi değil kullanılacak uygun değerlere getirilmesi, verim ve güç kalitesinin artırılması fazla enerjinin depolanması ya da şebekeye verilmesi gibi problemleri de çözmektir. Bunun yanında sistemin olabilecek en ucuz maliyetle oluşturulması tasarımın her aşamasında düşünülmektedir.

Rüzgâr, güneş ve diğer enerji kaynaklarının birlikte kullanılmaları tek başına kullanılmalara göre daha karmaşık bir yapıya sahiptirler. Tek bir enerji kaynağının bulunduğu sistemlerde bunlardan birini kontrol etmek çok zor değildir. Karmaşık sistemlerde her iki enerji kaynağının eşzamanlı çalışması bunlardan elde edilecek enerjileri birbirine çevirmek ya da depolamak çeşitli sorunları beraberinde getirmektedir. Güneş olmadığı veya güneş şiddetinin az olduğu durumda güneş paneli yeterli gücü veremez.

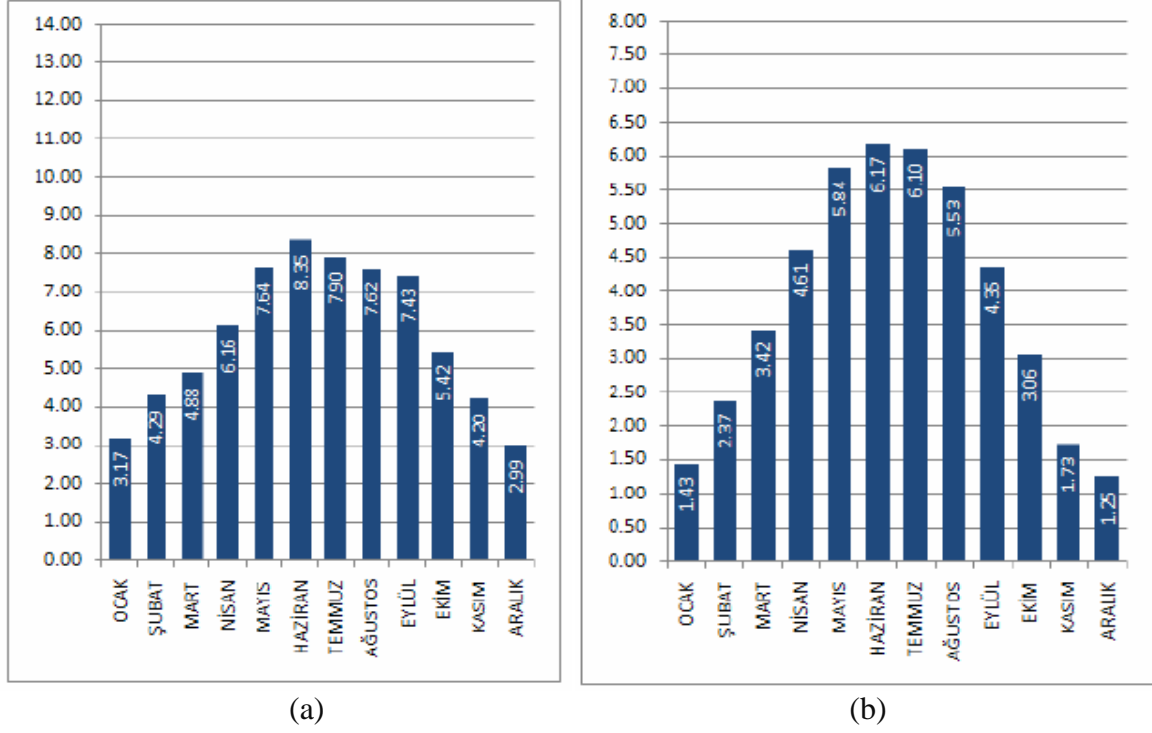
Aynı şekilde rüzgâr olmadığı durumda da rüzgâr türbini çalışmayacak ve enerji üretemeyecektir. Bu gibi durumlarda sistem gerekli enerjiyi şebekeden ya da depolanmış enerjiden sağlamaktadır. Elde edilen enerjinin depolanabilmesi için en bilinen yöntem enerjinin akülerde depolanmasıdır. Ancak çok büyük yükleri akülerde depolamak çok zor ve maliyetli olduğundan enerjinin süper kapasitelerde ya da hidrojen olarak tüplerde depolanması ve kullanılması düşünülmektedir. Tüm bu sistemlerin oluşturulması, denetimi ve kayıpların en aza indirilmesi çok büyük önem arz etmekte ve bu konuda yapılan çalışmalar halen devam etmektedir.

Rüzgâr ve güneşin sürekli değişken özellikte olması ve süreklilik arz etmemesi ve genel olarak güneş olmadığı durumlarda havanın bulutlu olacağı ve denizlerden dağlara doğru olan bu bulut hareketinin bir hava akışı ve rüzgâr doğuracağı düşünülmüştür. Bu yüzden iki kaynağın aynı anda enerji sağlayamayacağı ve yapılan tasarımlarda rüzgâr ve güneş enerjisinin birbirini tamamlayacak şekilde enerji sağlayacağı düşünülmüştür. Ayrıca tasarlanacak sistemin bir diğer özelliği de güneşin az olduğu yâda dik olarak güneş panelini görmediği durumlarda da üreteceği düşük enerjinin kazanılması ve sistemin maksimum verimde çalışmasını sağlamaktır. Azaltan artıran çevirici tercihiinde esas düşünce budur.

Gün ışığı ile gelen fotonlar güneş pili tarafından emilir. Bu fotonlar güneş pilinin yapısını oluşturan p-n eklemesindeki elektronları harekete geçirir. Şayet bu elektronlar bu pile bir yük bağlandığı takdirde üzerlerinde oluşan gerilimden dolayı bir akım akıtmaktadır. Bu akım ve gerilim güneş pillerinin seri ve paralel bağlanma durumuna göre değişmektedir. Güneş pillerinden elde edilebilecek enerjiyi belirleyen üzerine düşen güneş miktarı ve süresidir. Dünya ülkelerine baktığımızda ülkemizin ekvatora yakın olması sebebiyle birçok Avrupa ülkesi, İskandinav ülkeleri ve Kanada gibi ülkelere daha fazla güneş aldığı bilinmektedir.

Ülkemizin diğer bölge illerine göre Karadeniz bölgesi illerinin daha az güneş aldığı gözükmektedir. Ancak bu değerler yinede azımsanmayacak değerlerdir. Doğu Karadeniz bölgesinin dağlık ve ormanlık bir coğrafi yapıya sahip olması ve yayla kültürünün gelişmiş olması ile birlikte enerji talebinin geniş bir alana yayılması enerji iletim hatlarının her yere ulaştırılmasında çeşitli güçlüklerle yol açmaktadır. Bölgede turizmin gelişmesi ve tarımın kalkınması alternatif enerji kaynaklarının kullanımı ve yaygınlaşması ile daha kolay olacaktır. Yine meteorolojik verilere baktığımızda önemli bir ölçüt olan günlük güneşlenme süreleri durumuna göre en az güneşlenmenin olduğu ay aralık ayı olup tasarım

aşamasında bu ay dikkate alınmalıdır. Kullanılacak güneş panelinin büyüklüğü bu tabloya göre hesaplanmalıdır. Trabzon ili için aylara göre yıllık ortalama güneşlenme süreleri ve global radyasyon değerleri Şekil 1’de verilmiştir [1].

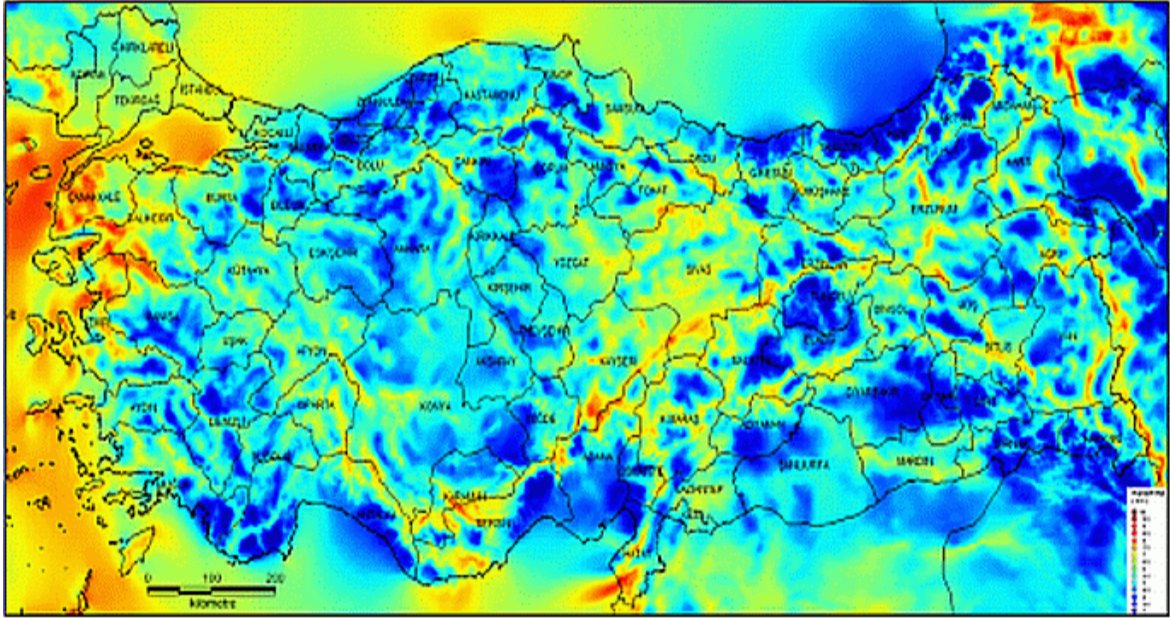


Şekil 1. Trabzon ili için; (a) Güneşlenme süresi değerleri (saat), (b) Global radyasyon değerleri (kWh/m<sup>2</sup>-gün)

Ülkemizin ortalama yıllık rüzgâr hızı haritası ise Şekil 2’de gözükmemektedir[112]. Rüzgâr hızı potansiyeli Ege bölgesi ve İç Anadolu bölgesi dışında ülkemizin birçok yerinde tek başına yeterli ve verimli bir enerji kaynağı olarak gözükmemektedir. Ancak rüzgâr türbini fiyatlarının güneş panellerine göre daha uygun fiyatta olması ve şebekeye bağlanma kolaylıkları bu yöne doğru bir yönelim oluşturmuştur. Ancak hem güneş hem de rüzgârdan beslenecek bir sistem hem yenilenebilir enerjinin sürekliliğini arttırarak diğer enerji kaynaklarına olan ihtiyacı azaltacak hem de ortak kullanılacak dönüştürücü, kontrol ve depolama elemanları sayesinde birim güç başına düşen maliyeti azaltacaktır.

Bu konuda optimum çözümler bulmak ve maliyet hesapları başlı başına bir inceleme konusu olduğundan bu konulara değinilmemiş ve ayrıntılı hesaplamalar yapılamamıştır. Çalışmada öncelikle tasarlanacak devre elemanlarını maksimum güçte ve istenen voltajlarda besleyebilecek güneş ve rüzgâr türbinlerinin seçilmesine dikkat edilmiştir. Bu

çalışma sadece bir model olup bölgesel koşullara ve talebe göre eleman değerleri değişebilecektir.



Şekil 2. Türkiye'nin ortalama yıllık rüzgâr hızı haritası (50 metre yükseklik için)

## 1.2. Literatür Taraması ve Analizi

Güç elektroniği uygulamaları ve çeviricilerin kullanımı 1980'li yıllara dayanırken güç elektroniğinin yenilenebilir enerji kaynaklarında kullanımı güncel bir konu olup 2000'li yıllarda kullanılmaya başlamış ve literatüre girmiştir. Bu konuda Rashid tarafından yazılan güç elektroniği kitabı, Mohan ve Andeland tarafından yazılan diğer bir güç elektroniği kitabı önemli referans kaynaklar olup bu konuda yapılan çalışmaları bir araya toplamıştır. Yine Emadi ve arkadaşları tarafından yazılan diğer bir kitapta bu konuda yapılan güncel ve daha bütünleşmiş devreleri içermektedir. Middlebroak ise güç elektroniği devrelerinin matematiksel analizlerini kapsamlı bir şekilde gerçekleştirmiştir [50-53].

Güç elektroniği devrelerinin kontrolü de başlı başına bir konu olup literatür de çok farklı kontrol yöntemlerine rastlanmaktadır. Lütfi Zade tarafından ortaya atılan bulanık mantık teoremi Mamdani ve diğer bilim adamları tarafından geliştirilmiş ve yenilenebilir enerji sistemlerinde de kullanılmaya başlanmıştır. Sing, Sharaf, Altaş gibi bilim adamları bu konularda ilk çalışmaları yapmış bulanık sistemlerini Matlab/Simulink ortamında modelleyerek kullanmışlardır[55]. Lineer kontrol sistemlerinde PID kontrol sistemleri



yaygın olarak kullanılmakla beraber, Rus bilim adamı Utkins tarafından ortaya atılan kayan kip denetimi Sivrioğlu, Mattavelli tarafından DA/DA çeviricilerde kullanılmıştır[21, 54].

Bu konuda konulara göre kapsamlı literatür taraması yapılmış olup yenilenebilir enerji, karma sistemler, DA/DA çeviriciler ve kullanımlarına odaklı çalışmalar incelendiğinde;

Mazumder ve diğerleri tarafından yapılan çalışmada paralel DA-DA azaltan dönüştürücünün kayan kip kontrolü için matematiksel analizleri yapılmış sistemin değişik durumlar için benzetimi yapılmıştır. Sistem doğrudan DC gerilimle beslenmekte ve lineer bir yükte yüklenmektedir. Bu sistemin herhangi bir uygulama devresi yapılmamış yenilenebilir enerji kaynakları ile beraber kullanımının sadece benzetimi yapılmıştır. Farklı yük durumları ve paralel bağlama incelenmemiştir [2]. Madawala ve diğerleri tarafından yapılan çalışmada yeni bir azaltan-artıran kontrol tekniği olarak Push-Pull paralel rezonans dönüştürücü ele alınmıştır. Bu çalışmada dönüştürücü doğal çalışma frekansından yukarı ve aşığı frekanslarda çalıştırılarak hem artıran hem de azaltan çevirici olarak çalıştırılması sağlanmıştır. Sistemin 50W'lık bir portatifi gerçekleştirilerek benzetim sonuçlarına yakın değerler alınmıştır [3].

Dixon ve diğerleri tarafından yazılan bir makalede elektrikli araçlar için tasarlanmış yedek ultra kapasiteler içeren bir azaltan-artıran dönüştürücü tasarımı yapısı ve performansı incelenmiştir. Bu sistemin tasarımı gerçekleştirilmiş ve deneysel sonuçlar çok fazla irdelenmemiştir. Ayrıca sistem çok güçlü olduğundan çok büyük ısınma ve kayıp sorunları oluşmaktadır. Bunun için paralel bağlama gibi çözüm önerileri olabilir [4].

Ahmed tarafından yapılan tez çalışmasında anahtarlamalı güç kaynaklarının Kayan Kip durumunda çalışması incelenmiştir. İlk olarak bu tezde anahtarlamalı güç kaynaklarının kontrol yöntemleri incelenmiştir. PID ve Kayan Kip modlu kontrolörlerin DA-DA dönüştürücüler üzerinde MATLAB/Simulink programı ile denenmesi sağlanmıştır. PID kontrol ve kayan kip kontrol için DA/DA azaltan çevirici devresi üzerinde geçici ve sürekli durum ve değişik yük durumları için sonuçlar karşılaştırılmıştır. Kayan Kip durumunun daha iyi sonuçlar verdiği gözlenmiştir [5].

Dehbonie ve diğerleri tarafından yazılan makalede maksimum güç izleme için tasarlanmış akım ve gerilim tabanlı bir güneş pili sistemin teorik ve deneysel sonuçları ele alınmıştır. Bu çalışmada benzetimler bir azaltan çevirici model üzerinde denenirken, uygulamada ise azaltan-artıran çevirici kiti kullanılmıştır. Yük olarak ise omik bir yük

seçilmiştir. Bu uygulama için sağlıklı sonuçlar bulunmuştur. Ancak yük olarak farklı durumlar denenebilir ve paralel çalışma üzerinde durulabilirdi. Sistemde harmonikler ve dalgalanmalar oldukça fazladır. Bunların giderilmesi için bir öneride bulunulmamıştır [6].

Tse ve diğerleri tarafından yapılan makalede paralel bağlı azaltan çeviricinin davranışları ele alınmış, akım paylaşımları ele alınmış ve bazı parametreler belirlenmiştir. Karakteristik olarak inceleme yapılmıştır. Bu sistemde de yine sadece benzetim yapılmış ve gerçek kaynak ve yük durumları incelenmemiştir [7].

Tan ve diğerleri tarafından yapılan çalışmada kayan kip mod kontrolle çalışan bir DA-DA çeviricinin genel yapısı incelenmiş ve lineer kontrol sistemleri kayan kip kontrol sistemi ile karşılaştırılmıştır. Sonuç olarak kayan kip modunda sistemin daha çabuk kararlı hale geldiği gözükmemektedir [8].

Ramos ve diğerleri tarafından yapılan çalışmada Master-Slave (haberleşmeli) çalışan kayan kip modunda tasarlanmış paralel bağlı çeviricilerin tasarımı sunulmuştur. Çeviriciler N adet paralel azaltan dönüştürücüden oluşmaktadır. Çıkış voltajındaki regülasyon kayan kipli denetimle gerçekleştirilmektedir. Simülasyon için MATLAB/Simulink programı kullanılırken. Tasarımda bir mikrobilgisayar kontrolcü kullanılmış ve sonuçlar irdelenmiştir [9].

Zhang ve arkadaşları tarafından yapılan bu çalışmada rüzgar-güneş karma güç üretim sisteminin simülasyonu bulanık PI denetleyici kullanılarak yapılmıştır. Simülasyonun sonuçları modelin ve kontrol metodunun etkinliğini göstermiştir. Bu çalışma yalnızca bir benzetim çalışması olup deneysel sonuçlar elde edilmemiş daha etkin kontrol yöntemleri denenmemiştir [10].

Nelson ve diğerleri tarafından yapılan bu çalışmada karma, Rüzgâr - PV- Yakıt Hücreli, güç üretim sistemlerinin birim ayrımı ve maliyet analizi yapılmıştır. Çalışmada bir ev için karma sistemin ekonomikliği incelenmiştir. Enerji depolama sistemi olarak hidrojen tankları elektrolizör ve yakıt hücresi kullanılmıştır. Geliştirilen sistem akülü klasik sistemle karşılaştırılmıştır. Yine MATLAB da programlanmış bir grafik ara yüzü kullanılmıştır. Sonuç olarak elektrolizör/yakıt hücresi sisteminin klasik sisteme göre avantaj sağladığı gözükmemiştir. Aynı şekilde bu çalışmadan yakıt hücresi/elektrolizör sisteminin avantajları ve teknolojileri üzerine daha kapsamlı bir araştırma yapılmasının gerektiği sonucuna varılmıştır [11].

Lee ve arkadaşları, rüzgâr türbin jeneratörleri, dizel jeneratörler, yakıt hücreleri, güneş pili sistem, batarya ve volan (flywheel) enerji depolama sisteminden oluşan karma

enerji üretim/ depolama sisteminin küçük işaret kararlılık analizini yaptılar. Sadece rüzgâr türbin jeneratörlerin sisteme bağlı olduğu durum, sadece güneş panellerinin sisteme bağlı olduğu durum ve farklı zamanlarda rüzgar türbinlerinin sisteme bağlandığı durum olmak üzere üç farklı durumda sistemin davranışının zaman bölgesinde benzetimini gerçekleştirdiler [12].

Kim ve diğerleri tarafından yapılan çalışmada şebeke bağlantılı rüzgâr/güneş pili sisteminin modellenmesi ve kontrolü yapılmıştır. Sistemin değişken hızlı doğrudan sürülen rüzgâr türbini, güneş panelleri DA-DA çeviriciler ve bir şebeke bağlantılı eviriciden oluşmaktadır. Burada değişen rüzgâr hızı ve güneş seviyelerinde, maksimum güç noktası izleme ile maksimum gücün elde edilmesi ve yüksek güç kalitesi sağlanmaya çalışılmıştır. Sistemin yalnızca benzetimi yapılmış, sistem davranışı ve grafiksel sonuçlar verilmiştir [13].

Alam ve Gao tarafından yazılan makalede güneş pili, rüzgâr türbini ve yakıt hücresinden oluşan bir elektrik üretim sisteminin ekonomik güç üretimi için bulanık mantık denetleyici kullanılarak güç akış kontrolü yapılmıştır. Simülasyona dayalı bir çalışmadır. Kurulan sistem ile ilgili ekonomik hesaplamaların yapıldığı bu çalışmada sistemin senelik güç ihtiyacının %30-70 arasındaki kısmını rüzgâr ve güneşten sağlamak asıl amaçtır [14].

Sathyan ve diğerleri tarafından yapılan çalışmada bir karma Rüzgar/PV/Yakıt hücreli üretim sistemi geliştirilmiştir. Çalışmada bir eve sürekli bir kaynak ve bir hidrojen istasyonundan, bir bulanık mantık kontrolörü geliştirilerek güç sağlanmıştır. Karışık halde gelen gerilim hattı, evin yükünü karşılamakta olup artan güç önce akülere daha sonrada araçlar için hidrojen üreten elektrolizörlere gitmektedir. Bu çalışma MATLAB/Simulink yazılımı kullanılarak yapılmıştır. Gerekli enerji dönüşümleri çeviriciler vasıtasıyla yapılmakta ve sistem bulanık mantık denetleyicisi kullanılarak kontrol edilmektedir [15].

Erdoğan tarafından yapılan çalışmada yakıt hücresi çıkışında kullanılan artıran DA-DA dönüştürücüler için yeni paralelleme yöntemlerinin geliştirilmesi ve gerçekleştirilmesi üzerinde çalışılmıştır. Bu çalışmada tek bir büyük modül yerine küçük modüllerle haberleşmeli ve haberleşmesiz olarak sistem tasarlanmış ve her iki durum için kararlılık analizleri yapılmış ve denenmiştir. Sonuçta iyi bir gerilim regülasyonu oluşmuştur. Ancak bu sistem tüm durumlar için tam olarak incelenememiştir. Ayrıca bu sistemde paralel bağlamanın kullanılması azaltan dönüştürücülere göre daha az avantaj sağlamaktadır. Sadece yük paylaşımı olmaktadır. Bir diğer durum ise bu sistemin kaynak olarak güneş pili

ve rüzgâr türbininden beslenen bir sistem kullanılarak modellenmesi ve gerçekleştirilmesidir. Bu durumlarda incelenmemiş ve analizleri yapılmamıştır [16].

Mutlu tarafından yapılan çalışmada rüzgâr türbinlerinin güç sistemleri üzerine etkisi incelenmiştir. Burada 12 adet rüzgâr türbini modeli oluşturulmuş ve daha sonra bunların tek bir noktadan şebekeye bağlanması modeli üzerinde durulmuştur. Bir rüzgâr çiftliğinde ölçümler yapılmış ve bu ölçümler benzetim sisteminde girdi olarak kullanılmıştır. Bu çalışma sadece bir benzetim çalışması olup bu çalışma deneysel olarak gerçekleştirilmemiş ve güç elektroniği dönüştürücülerinin bu sistemde ne şekilde kullanılabileceği hakkında detaylı bir çalışma yapılmamıştır [17].

Kıvrak tarafından yapılan bu çalışmada şebekeden bağımsız bir güneş pili sisteminin maksimum çıkış gücünde çok yönlü kontrol ve modelleme tasarımı üzerinde durulmuştur. Bu çalışmada DA-DA bir kıyıcının yarı iletken anahtarının lineer bölgesinde ki çalışma karakteristiğinden faydalanarak maksimum güç takibi yapılmıştır. Bu sayede maksimum güç soğrulması yapılmaya çalışılmış ve bunlarla kuru tip aküler için uygun bir şarj ve kıyıcı devresi seçilerek enerji akülere depolanmıştır. Bu çalışma daha çok güneş panellerinden maksimum verimi almaya yönelik olup DA-DA dönüştürücülerin kayıpları ve bunlarda yapılabilecek paralelleme yöntemleri ve hidrojen gibi depolama yöntemleri üzerinde durulmamıştır [18].

Uzunoğlu ve diğerleri tarafından yapılan bu çalışmada güneş pili, yakıt hücresi ve süper kapasitelerden oluşan bir sistemin MATLAB/Simulink ortamında modellenmesi gerçekleştirilmiştir. Burada güneş pili tarafından üretilen enerjinin elektroliz sistemi tarafından hidrojen olarak depolanmak üzere alındığı ve süper kapasiteler tarafından depolandığı düşünülmüştür. Burada esas üzerinde durulan konu sistemin dinamik bileşenlerinin MATLAB/Simulink ortamında modellenmesi depolama ve güç yönetim stratejisinin belirlenmesidir. Deneysel bir çalışma içermemektedir [19].

Walker ve diğerleri tarafından yapılan bu çalışmada güneş pili modüllerinin paralel ve seri bağlanmaları durumunda verim ve avantajları incelenmiştir. Ayrıca şebekeye bağlanma durumunda peş peşe kullanılabilecek çevirici seçenekleri incelenmiştir. Çevirici olarak artıran, azaltan, azaltan-artıran ve cuk çevirici seçenekleri incelenmiş MATLAB/Simulink ortamında hangisinin daha verimli ve daha az karmaşık bir yapıya sahip olacağı incelenmiştir. Azaltan-artıran çeviricilerin ise esnek voltaj seviyelerinde çalışabilmelerine rağmen fiyat ve verim açısından dezavantajlı olduğu görülmüştür. Bu çalışmada deneysel bir çalışma olmayıp sadece benzetim yapılmıştır [20].

Camara ve diğçerleri tarafından yapılan çalışmada enerji depolama elemanları olarak süper kapasite ve bataryaların kullanıldığı karma bir araç sistemi üzerinde çalışılmıştır. Bu depolama elemanları direk olarak DA bara ya bağlanmış ve DA-DA azaltan-artıran çeviriciler kullanılarak farklı bağlantı şekillerinde kontrol yöntemlerinin etkisi verim ve kayıplar incelenmiştir. Benzer bir çalışma rüzgâr ve güneşten oluşan karma bir sisteme uygulanabilir [27].

Bu çalışmada yine güneş ve rüzgâr kaynakları tarafından beslenen bir akü yükü için tasarlanmış ara çeviriciler incelenmiştir. Değişik çeviricilerin değişik bağlantı şekillerindeki durumları incelenmiştir. Tasarımı güçlendirecek yeni bir çevirici üzerinde durulmuştur. Çalışma yeterince ayrıntılı olmayıp kararlılık analizleri yapılmamıştır [29].

You ve diğçerleri tarafından yapılan bu çalışmada karma elektrikli araçlarda kullanılan azaltan artıran çeviricilerde kullanılan bobin çekirdeklerinin optimizasyonu gerççekleştirilmiştir. Demir çekirdekli bobinlerle yeni geliştirilen yüksek akıya sahip bobinlerin 10-20 Khz frekanslarında kayıpları incelenmiş ve karşılaştırılmıştır [32].

SubbaRao ve diğçerleri tarafından yapılan bu çalışmada karma elektrikli taşıtlar için tasarlanmış iki girişli azaltan artıran bir çeviricinin MATLAB/Simulink ortamında benzetimi gerççekleştirilmiştir. Çeviricinin durumları çıkartılıp gerekli analizler yapılmış sistemin kapalı çevrim modellemesi MATLAB/Simulink ortamında gerççekleştirilmiştir [33].

Zhang ve diğçerleri tarafından yapılan bu çalışmada yenilenebilir enerji kaynakları için tasarlanmış iki girişli izoleli akım beslemeli çevirici üzerinde durulmuştur. Burada iki girişli çeviriciden alınan voltajın istenen voltaja düşürülmesi ya da yükseltilmesi ele alınmış yalıtım Trafosunun yapısı incelenmiş ve Matlab/ Simulink ortamında benzetimler gerççekleştirilmiştir [34].

Bir diğçer çalışmada ise diğçer enerji kaynaklarının olmadığı rüzgâr ve güneşten oluşan melez bir enerji sistemi önerilmiştir. Bu çalışmada istenen özellikleri sağlamak için azaltan-artıran çevirici ve voltaj çevrim kontrolü önerilmiştir. Gerekli Simülasyonlar Pspice ortamında yapılmış ve beklenen veriler elde edilmiştir [35].

Gavriş ve diğçerleri tarafından yapılan bu çalışmada çeşitli yenilenebilir enerji kaynaklarından ve depolama elemanlarında sabit Bir DA bara gerili sağlamak üzere tasarlanmış çok girişli çeviriciler üzerinde durulmuştur. Çeşitli çevirici türlerinin bu uygulamalarda nasıl kullanıldıkları ele alınmış teorik bir çalışmadır. Deneysel bir içerik içermemektedir [38].

Lu ve Agelidis tarafından yapılan çalışmada Fotovoltaik-Batarya sisteminin DA bara ya bağlanması ve değişik yükleri beslemesinden oluşan bir sistem tasarlanmıştır. MPPT sistemi ile beslenmiş bir azaltan-artıran çevirici ve buna bağlı bir Fly-Back çevirici den bahsedilmiştir. Sistemin portatifi kurulmuş ve deneysel sonuçlar elde edilmiştir [40].

Şimşek tarafından yapılan çalışmada güneş pili modüllerinin gerçek zamanlı olarak modellenmesini ortaya koyan bir yazılım gerçekleştirilmiştir. Bu çalışmada gerçek zamanlı veriler kullanılarak Matlab fonksiyonları ile Labview ortamında benzetimler gerçekleştirilmiştir [41].

Çeviricilere ait kontrol yöntemlerine ait çalışmalar incelendiğinde ise;

Matavelli ve diğerleri tarafından yapılan bu çalışma kayan kip denetiminin DA/DA çeviriciler de kullanımına yönelik ilk yapılan çalışmalardan biri olması ve genel bir fikir vermesi açısından önemlidir. Bu çalışmada kayan kip denetimi değişik çeviriciler üzerinde denenmiş ve standart akım modu kontrolüne göre daha iyi bir denetim sağladığı kaynak, yük ve diğer parametrelerin değişimleri durumunda daha çabuk tepki verdiği gözlenmiştir [21].

Guo tarafından yapılan tez çalışmasında azaltan ve artıran çevirici için lineer ve lineer olmayan kontrol sistemlerinin tasarımı üzerinde durulmuştur. Öncelikle standart PI e PID kontrolleri üzerinde durulmuştur. Daha sonra lineer olmayan sistemler için iyi bir çözüm yöntemi olan bulanık kontrol üzerinde durulmuştur. En son olarak ta kayan kipli bulanık kontrolör yöntemi denenmiştir. Tasarlanan kontrol yöntemleri DSP ye yüklenmiş ve azaltan ve artıran çevirici için sonuçlar incelenmiş lineer olmayan kontrol yöntemlerinin daha iyi sonuçlar verdiği gözlemlenmiştir [56].

Tan ve diğerleri tarafından yapılan çalışmada kayan kip mod kontrolle çalışan bir DA-DA çeviricinin genel yapısı incelenmiş ve lineer kontrol sistemleri kayan kip kontrol sistemi ile karşılaştırılmıştır. Sonuç olarak kayan kip modunda sistemin daha çabuk kararlı hale geldiği gözükmemektedir [8].

Ramos ve diğerleri tarafından yapılan bu çalışma Lyapunov fonksiyonu yaklaşımına dayalı bir kayan kip denetimi kontrol çalışması olup tek fazlı paralel eviricilerin kontrolünde kullanılmıştır. Bu strateji programlanabilir kapı sürme özelliğine sahip bir cihaz tarafından gerçekleştirilmiş ve güç yönetimi sağlanmıştır. Deneysel sonuçlar AA çıkış voltajında regülasyonun oluştuğunu göstermektedir. DA/AA paralel çeviriciler de kullanılan bu yöntemin iyi sonuç vermesi yenilenebilir enerji kaynakları için tasarlanacak DA/DA paralel çeviricilerde bu sistemin kullanılabileceği sonucunu doğurmaktadır [22].

Lopez ve diğerkleri tarafından yapılan bu çalışma paralel bağılı çeviricilerin kayan kip denetimi kullanılarak kontrolünü gerçekleştirmek için gerekli analiz ve tasarımları göstermektedir. Bu tasarım N tane paralel bağılı artıran çeviricinin tasarımı için gerekli akım çevrim kontrolü ve çıkış gerilimindeki hata için PI kompanzâtörden oluşmaktadır. Bu çalışmada Utkin tarafından önerilen kayan kip kontrolünün küçük işaretil analizine dayalı kontrol sistemlerine üstünlükleri incelenmiştir. Önerilen yöntem benzetim ve deneysel çalışmalarla desteklenmiştir. Bu çalışmada yalnız artıran çevirici için incelenmiş diğerk çeviriciler ve değışik yük durumları ve giriş voltajındaki değışimlerin sisteme etkisi incelenmemiştir [23].

Nuchkrua ve diğerkleri tarafından yapılan bu çalışmada güneş pilinin özelliğinden dolayı lineer olmayan bir yapıya sahip olduğı ve bu problemi aşmak için kayan kip denetiminin kullanılabilereğı vurgulanmıştır. Bu çalışmada yük ve hat değışimlerinin kayan kip denetimi ile kontrol edilebileceğı ve sabit bir bara gerilimi elde edilebileceğı vurgulanmıştır. Klasik kontrol yöntemleri kayan kip denetimi ile kıyaslanmış ve sürekli ve geçici durumlar için kayan kip kontrol yönteminin daha etkili olduğı gözlenmiştir. Yapılan bu çalışma yalnızca bir benzetim çalışması olup deneysel sonuçlar içermemektedir. Ayrıca çıkış yük durumları yeterince incelenmemiştir [24].

Su tarafından yapılan bu çalışmada kayan kip kontrol yöntemi ayrıntılı bir şekilde incelenmiş ve değışik sistemlerin kontrolünde daha etkili olduğı gözlenmiştir. Çeviriciler için herhangi bir inceleme yapılmamıştır [25].

Castilla ve diğerkleri tarafından yapılan bu çalışmada kayan kip denetiminin seri-paralel rezonant çeviricilerin çıkış voltajının düzeltilmesi üzerinde durulmuştur. Çıkış ve girişte kullanılan geri besleme lineerleştirme sistemleri sayesinde sistemin kayan yüzeyde hareket etmesinden dolayı kısmi bir lineerleştirme gerçekleştirmektedir. Bu çözüm yöntemi parametre değışimleri ve bozucu dış etkiler olması durumunda sağlam bir kontrol gerçekleştirmektedir. Yapılan benzetimler ve deneysel sonuçlar önerilen kontrol yönteminin istenen sonuçları verdiğini göstermektedir. Bu çeviricide kullanılan kontrol yönteminin etkili sonuç vermesi yenilenebilir enerji sistemleri için kullanılacak paralel azaltan-artıran çeviricilerde de bu yöntemi kullanabileceğimizi göstermektedir [26].

Khan ve diğerkleri tarafından yapılan bu çalışmada bir rüzgâr-hidrojen sisteminin dinamik ve fiziksel modelleri göz önüne alarak detaylı analizi ve benzetimi sunulmuştur. Rüzgâr hızına bağılı ani değışimler ve hidrojen basıncındaki düşmelere bağılı olarak

sistemin değişimi incelenmiştir. Kontrol yöntemi olarak bulanık kontrol yöntemi incelenmiş ve denenmiştir [28].

Vázquez ve diğerleri tarafından yapılan bu çalışmada yine güneş ve rüzgar kaynakları tarafından beslenen bir akü yükü için tasarlanmış ara çeviriciler incelenmiştir. Değişik çeviricilerin değişik bağlantı şekillerindeki durumları incelenmiştir. Tasarımı güçlendirecek yeni bir çevirici üzerinde durulmuştur. Çalışma yeterince ayrıntılı olmayıp kararlılık analizleri yapılmamıştır [29].

Hongbo ve diğerleri tarafından yapılan bu çalışmada azaltan artıran çeviriciler için karma bir kontrol yöntemi düşünölmüştür. Çeviricinin sürekli ve kesikli akım durumları göz önüne alınarak gerekli tasarımlar yapılmıştır. Farklı yükler ve hat gerilimi bozulmaları göz önüne alınarak MATLAB ortamında gerekli benzetimler yapılmıştır [30].

Bodur tarafından yapılan bu çalışmada kayan kip denetimi, bulanık mantık denetimi ve bulanık kayan kip denetimi yöntemleri ayrıntılı olarak ele alınmış ve bu yöntemlerin taşıt süspansiyon sistemlerine uygulamasının MATLAB ortamında modellenmesi gerçekleştirilmiştir [31].

Chien ve arkadaşları tarafından yapılan bu çalışma DSP sistemleri ile kontrolün yenilenebilir enerji kaynaklarında kullanılmasına yönelik bir çalışmadır. Bu sistem güneş pili, rüzgâr tribünü, batarya, Azaltan-Arttıran çevirici ve dsPIC bileşenlerinden oluşmaktadır. dsPIC ile yalnızca PWM kontrolü amaçlanmış farklı bir kontrol yöntemi denenmemiştir. Sistem 100W'lık güç için tasarlanmış yüksek güçler için bir çözüm önerisi getirilmemiştir. Yapılan deneysel çalışmalar yeterince açık net verilmemiştir [36].

Mesai ve diğerleri tarafından yapılan çalışmada Güneş pilinden elde edilen enerjinin maksimum verimde elde edilebilmesi tasarlanmış bir maksimum güç noktası izleyicinin güneş piline bağlı çeviriciyi kontrol etmesine yönelik bir çalışma yapılmıştır. Burada güneş pili girişinden alınan akım ve gerilim bilgileri bulanık kontrolcüden geçirilerek çeviriciye kontrol işareti olarak gönderilecek işareti belirlemektedir. Bu çalışma deneysel bir çalışma olmayıp, yalnızca MATLAB/Simulink ortamında gerçekleştirilen benzetimleri içermektedir [37].

Dowlatabadi ve diğerleri tarafından yapılan çalışmada yön değiştirmeyen azaltan artıran çevirici incelenmiş ve bu çeviricinin küçük işaret ve kararlılık analizleri yapılmıştır. Sistemin açık çevrim kapalı çevrim PI ve özel bir kompanzatörle kararlılık incelemeleri yapılmıştır. Teorik bir çalışmadır [39].



Tankari ve arkadaşları tarafından yapılan bu çalışmada rüzgâr ve güneş enerjisi bir dizel jeneratörle beraber DA barayı besleyecek şekilde kullanılmıştır. Depolama elemanları olarak ultra kapasiteler ve bataryalar kullanılmış ve bunların ömürleri ve dayanma süreleri depoladıkları güçlerle ilgili bazı kestirimlerde bulunulmuş bunlar deneysel sonuçlarla ölçülerek karşılaştırılmıştır [43].

Iftikhar tarafından yapılan tez çalışmasında DA-DA çeviriciler için tasarlanmış giriş filtresi kullanımı ve bu sistemin kararlılık analizleri ve kontrol yöntemleri üzerinde durulmuştur [48].

Yenilenebilir enerji ekonomisi, yönetimi ve optimizasyonu odaklı çalışmalar incelendiğinde ise;

Nelson ve diğerleri tarafından yapılan bu çalışmada karma rüzgâr-PV- yakıt hücreli güç üretim sistemlerinin birim ayrımı ve maliyet analizi yapılmıştır. Çalışmada bir ev için karma sistemin ekonomikliği incelenmiştir. Enerji depolama sistemi olarak hidrojen tankları elektrolizör ve yakıt hücresi kullanılmıştır. Geliştirilen sistem akülü klasik sistemle karşılaştırılmıştır. Yine MATLAB da programlanmış bir grafik ara yüzü kullanılmıştır. Sonuç olarak elektrolizör/yakıt hücresi sisteminin klasik sisteme göre avantaj sağladığı gözükmiştir. Aynı şekilde bu çalışmadan yakıt hücresi/elektrolizör sisteminin avantajları ve teknolojileri üzerine daha kapsamlı bir araştırma yapılmasının gerektiği sonucuna varılmıştır [11].

Bu çalışmada karma yenilenebilir enerji kaynaklarına genel bir bakış yapılmış sistemlerin modellenmesi, tasarımı ve kontrolü gibi durumlar genel olarak ortaya konmuştur. Geniş bir referans listesi ile beraber bu konuda yaşanan gelişmeler istatistiksel verilerle sunulmuştur [42].

Qi ve diğerleri tarafından yapılan bu çalışmada karma ve güneş-rüzgar sistemlerinin optimum kontrolüne yönelik prediktif kontrol yöntemini ele almıştır. Prediktif kontrolün sistem verimine etkisini incelemek üzere değişik koşullarda benzetimler yapılmıştır [44].

Şahin tarafından yapılan bu çalışmada ülkemizde halen var olan alternatif enerji yatırımları kapsamlı bir şekilde incelenmiş ve bunlar detaylı şekilde verilmiştir. Daha sonra ise alternatif enerji yatırımlarına yönelik yeni bir algoritma geliştirilerek yapılacak yatırımların ekonomik yönden avantaj ve dezavantajları karlılıkları ortaya konmuştur. Bu çalışma alanında ülkemizde ilk sayılabilecek bir çalışmadır [45].

Balat yaptığı çalışmada Türkiye'nin enerji politikalarından enerji güvenliğinden ve değişen enerji ihtiyaçlarından söz etmiştir. Ayrıca Türkiye'nin kaynaklarından ve özellikle yenilenebilir enerji kaynaklarından detaylı olarak bahsetmiştir [46].

Figueiredo tarafından yapılan bu çalışmada bina otomasyon sistemi, haberleşme sistemi, bilgisayar sistemlerinin yenilenebilir enerji kaynaklarından sağlanması ele alınmıştır. Bu çalışmada genel olarak bir enerji yönetim üzerinde durulmuş ve buna ait bilgisayar algoritmaları ve gerekli ara donanımlar üzerinde durulmuştur [47].

Rosario tarafından yapılan tez çalışmasında karma elektrikli taşıtlar için akü ve süper kapasite depolama elemanları ve güç yönetimi için gerekli diğer elemanlar ele alınmıştır. Burada ara eleman olarak DA/DA çeviriciler kullanılmış ve bunlar kapsamlı bir şekilde incelenmiş bunlara ait sürücü devreleri ve deneysel sonuçlar detaylı olarak verilmiştir [49].

Sonuç olarak yapılan kapsamlı literatür taramasında konuyla ilgili sorunlar ve çözüm önerileri incelenmiş olup, çözüm için başvurulan yöntemin doğru olduğu sonucuna varılmıştır. Literatürde yapılan çalışmanın bir kısmını içeren benzer çalışmalar vardır. Ancak bu çalışmalar çok kapsamlı olmayıp, birçoğu deneysel çalışma içermemekte ya da çok küçük güçteki devrelerde denemeler içermektedir. Yapılan çalışmalarda bulanık mantık kayan kip denetimine yönelik deneysel bir çalışmaya rastlanmamıştır. Ayrıca bu çalışmalarda daha çok analog devrelerle denetim yapılmış, DSP tabanlı denetim kullanılmamıştır. Yine yapılan çalışmalarda kapsamlı bir yük analizi ve rüzgâr türbinlerinin DA olarak kullanımına yönelik bir çalışmaya rastlanmamıştır. Özellikle ülkemizde bu konuda yok denecek kadar az sayıda çalışma vardır. Yapılan çalışmalarda daha çok hazır modüller ve yazılımlar kullanılmıştır. Çalışmanın deneysel olması ve mümkün olduğunca hazır devrelerden kaçınılması bu çalışmanın diğer bir özgünlüğüdür.

### **1.3. Tezin Amacı ve Kapsamı**

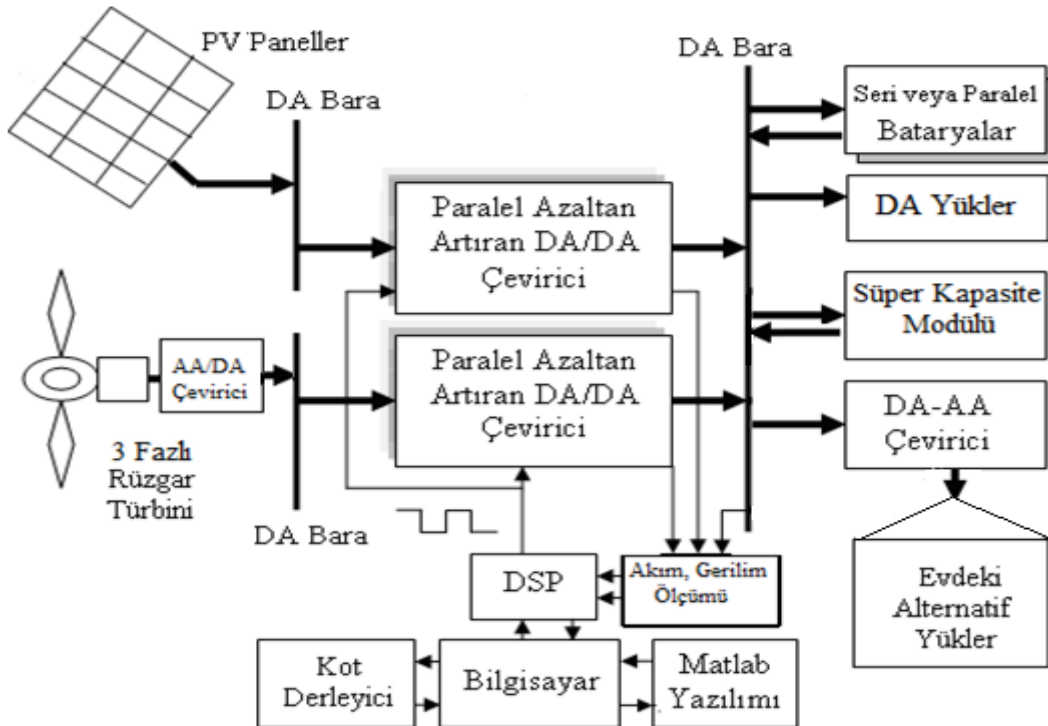
Bu tez çalışmasının esas kısmı yenilenebilir enerji kaynaklarının süreksizliğinden ve düzensizliğinden dolayı meydana gelecek dengesizlikleri azaltmak ve sistemin verimini artırmaktır. Bu düşünceyle yüke ve bataryalara bağlı bara gerilimini sabit tutmak için azaltan artıran çeviricilerin kullanımı zorunludur. Bu çeviricilerin düzensiz yük durumları ve beslemeler için kontrollerinin yapılması büyük önem arz etmektedir. Bu amaçla değişik kontrol yöntemlerinin benzetimleri yapılacak ve en etkin benzetim yöntemi burada kullanılacaktır. Bu yöntemler PI kontrol, Bulanık kontrol, Kayan Kip kontrol veya bunların

karma kullanımlarından oluşabilecektir. Benzetimler MATLAB/Simulink programı ile gerçekleştirilecektir. Kontrol yöntemi için kullanılan algoritma ve Simulink’de gerçekleştirilen benzetimi Dijital Sinyal İşleyici (DSP) ile kodlanarak sistemin gerçek zamanlı kontrolünde kullanılacaktır. Sistemin genel yapısı Şekil 3’de verilmiştir.

İncelenecek diğer bir parametre ise paralel çeviricilerin kontrol yöntemine, kayıplara ve verime etkisi olacaktır. Bu amaçla sistemin paralel ve tek koldan çalışması durumunda maksimum yük ve normal yük durumları için sistem verimi ve sistemin kararlılığı incelenecektir. Sistemin kararlılığında diğer bir parametre ise sisteme bağlanacak yüklerin durumudur. Bataryaların değişik şarj durumlarında benzetimleri yapılarak sistemin kararlılığına etkisi incelenecektir. Ayrıca yük olarak DA yükler, Süper kapasite, DA/AA çeviriciye bağlı yükler gibi farklı doğrusal olmayan yükler bağlanması durumunda analizler yapılacaktır.

Sistemin gerçekleştirilmesinde bobin akımları ve çıkış gerilimi ölçülerek bunların üzerinden geri besleme kontrolü yapılacaktır. Değişik durumlar için yapılacak ölçüm sonuçları ve bobin akımı ile çıkış geriliminin davranışları incelenecektir.

En etkili kontrol yönteminin hangisi olduğu, avantaj ve dezavantajları irdelenecektir. Paralel bağlama yönteminin kayıplara etkisi ve kayıplarla paralel kollar arasında bir ilişki kurulmaya çalışılacaktır. Tüm bu sonuçlar bir rapor haline getirilecektir.



Şekil 3. Gerçekleştirilecek sistemin genel yapısı

Bu tez çalışmasının temel konusu rüzgâr ve güneş gibi yenilenebilir enerji kaynaklarında kullanılmak üzere verimi yüksek, güçlü ve değişik yük durumlarında kararlı çalışabilen paralel bir çevirici ve bu çeviricinin kontrolünü gerçekleştirmektir. Kapsam olarak ise rüzgâr ve güneş enerjisiyle beraber enerji depolamak için kullanılan sistemler ve DA çalışan yüklerin incelenmesini de içermektedir. Sistemin kararlı çalışabilmesi için çeviricilerin kontrol yöntemlerinin incelenmesi ve denenmesi gerekmektedir. Benzetimi yapılan kontrol yöntemleri Dijital Sinyal İşleyici (DSP) ile belirlenen bir yönteme göre bir kod derleyici üzerinden sistemin kontrolünü gerçekleştireceklerdir.

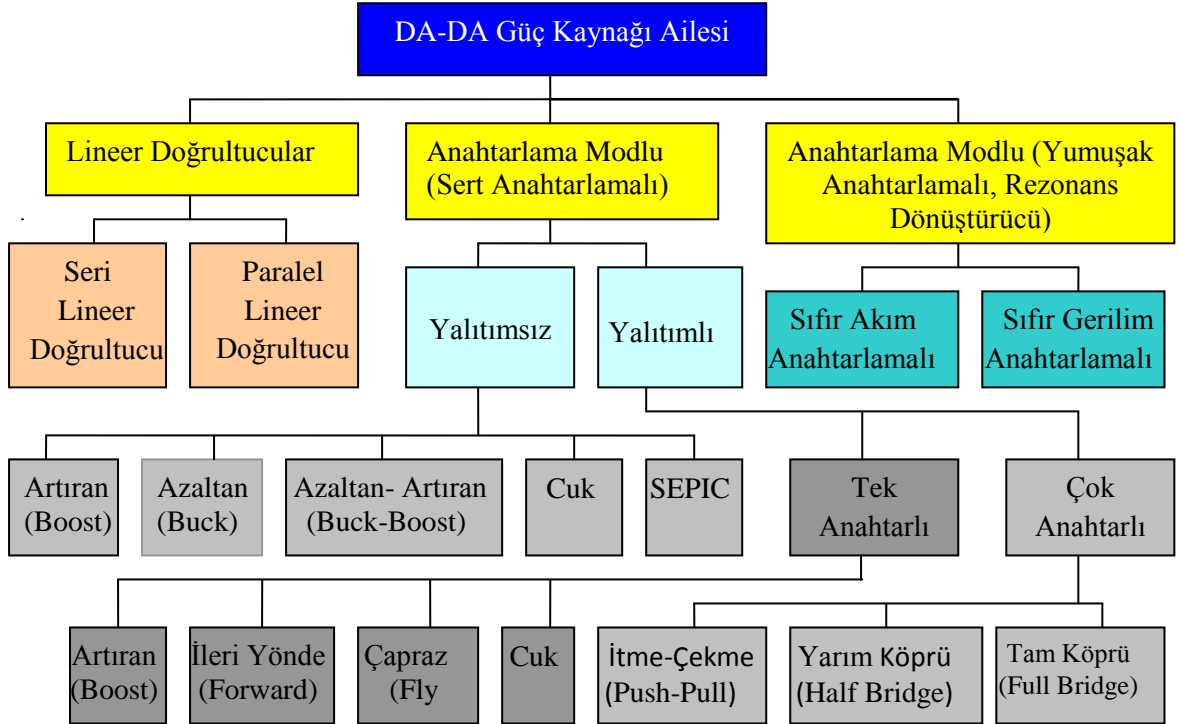
Tez çalışmasının ilerleyen bölümlerinde çalışmanın gerçekleştirilmesi için gerekli teorik bilgiler, hesaplamalar ve benzetimler verilecektir. Gerçekleştirilen deneysel düzeneklerle beraber yapılan deneysel çalışmalar, elde edilen bulgular ve sonuçlar ayrıntılı olarak verilecektir.

## 2. AZALTAN-ARTTIRAN ÇEVİRİCİLERİN İNCELENMESİ

### 2.1. Çeviricilerin Genel İncelenmesi

DA/DA çeviricili güç kaynakları genel olarak literatürde aşağıda gösterilen şekilde sınıflandırılmıştır. Bu sınıflandırma genel bir sınıflandırma olup kullanım şekillerine ve özelliklerine göre farklı kaynaklarda farklı sınıflandırmalara rastlanmıştır.

Şekil 4’de genel olarak DA/DA çevirici ailesine ait bir soyacağı verilmiştir. Burada genel olarak çeviriciler üçe ayrılmış olup Lineer doğrultucular ve sert anahtarlama ve yumuşak anahtarlama rezonans çeviriciler olarak sınıflandırılmıştır. Sert anahtarlama çeviricilerde kendi aralarında şekilde görüldüğü gibi yalıtımlı ve yalıtımsız olarak sınıflandırılmıştır. Burada yalıtımdan kastedilen giriş ucuyla çıkış ucu arasında bir dönüştürücü bobin yardımıyla gerilimi yükseltmek ya da düşürmektir. Bu durum doluluk oranını ayarlayarak yeterli gerilimin elde edilemediği durumlarda daha çok tercih edilir. Kullanılan bobin bir transformatör özelliğinde olup gerilimi artırıp azalttığı gibi her iki yanını da izole eder ve bu sayede daha güvenli bir yapı oluşur [5, 51].



Şekil 4. DA/DA güç çeviricileri için soyacağı

Yenilenebilir enerji kaynakları özellikle de güneş gözeleri gün içerisinde hava koşullarının değişimi ile birlikte çok değişken özellikte gerilimler üretirler. Bu durum sabit bir bara geriliminin olduğu sistemlerde ya da bir batarya gurubunun beslendiği durumlarda güneş gözelerinden çok verimli bir şekilde yararlanılamamasına yol açar. Bu yüzden bu tür sistemlerde değişken giriş gerilimine karşılık sabit çıkış gerilimi verebilecek artıran-azaltan dönüştürücüler tercih edilir. Bu yüzden daha çok bu dönüştürücüler üzerinde durulacaktır.

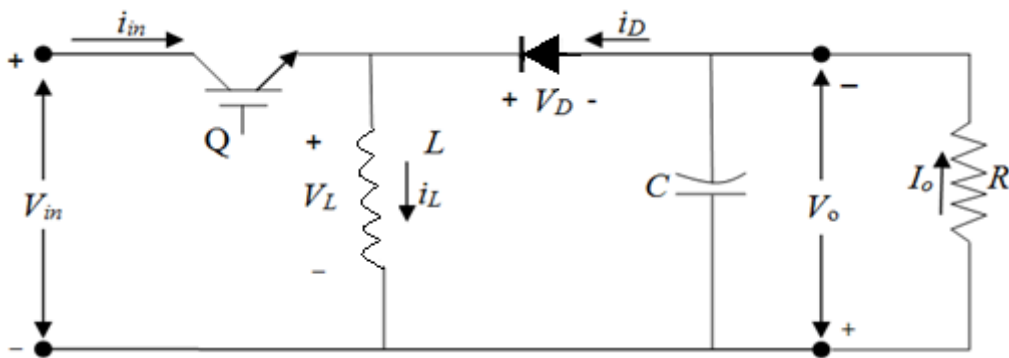
Şekil 4'deki soy ağacından yola çıkılarak artırıp-azaltma özelliğine sahip DA/DA çeviriciler şunlardır:

1. Azaltan- Artıran çevirici (Buck-Boost)
2. Dual (Cuk) çevirici
3. Çapraz (Flyback) çevirici
4. SEPIC çevirici

Bu bölümde temel azaltan-artıran çevirici yapısı kapsamlı olarak incelenecek ve farklı özellikteki diğer azaltan artıran çevirici yapıları da genel olarak incelenecektir.

## 2.2. Azaltan-Artıran (Buck-Boost) Çeviricinin İncelenmesi

Azaltan-Artıran çeviricilerin başlıca uygulama alanı, çıkış uçlarına göre ters kutuplu çıkış gereken ve çıkış geriliminin giriş geriliminden yüksek ya da düşük olduğu ayarlı DA güç kaynaklarıdır.



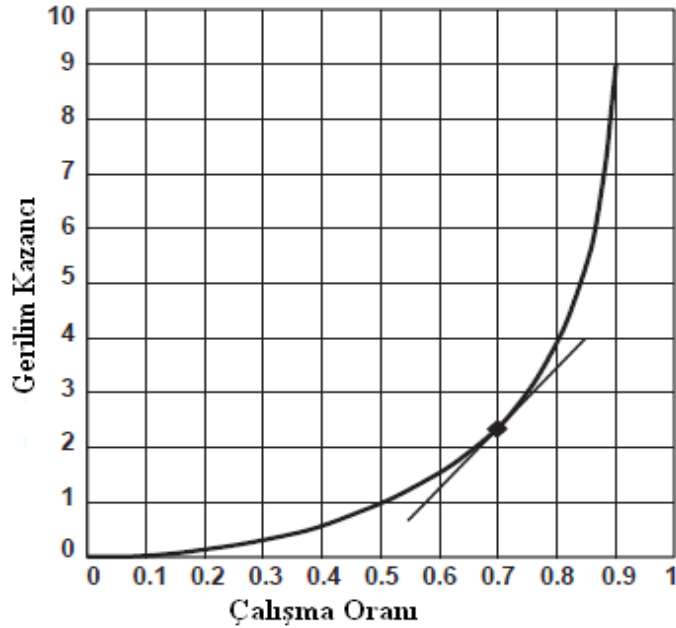
Şekil 5. Azaltan-Artıran çevirici devre şeması

Bir azaltan-artıran çevirici iki temel çeviricinin, azaltıcı ve artıran çeviricinin ardı ardına bağlanmasıyla elde edilebilir. Sürekli durumda çıkış geriliminin giriş gerilimine

oranı olan gerilim çevirme oranı ardı ardına bağlı iki çeviricinin çevirme oranlarının çarpımıdır. Bu durumda iki çeviricinin çalışma oranları ( $D$ ) eşit kabul edilir.

$$\frac{V_0}{V_{in}} = D \frac{1}{1-D} \quad (1)$$

Eşitlik 1’de yer alan çalışma oranı ( $D$ ) anahtarlama elemanına uygulanacak sinyalin ( $Q$ ) doluluk oranını temsil etmektedir. Şayet çalışma oranı 0,5’e eşitse giriş gerilimi çıkış gerilimine eşit olacaktır. Doluluk oranının 0,5 değerinden büyük olduğu durumlarda çıkış gerilimi giriş geriliminden büyük olacak ve yükselten çevirici olarak çalışacaktır. Doluluk oranının 0,5 değerinden küçük olduğu durumlarda ise çıkış gerilimi giriş geriliminden küçük olacak ve düşüren bir çevirici olarak çalışacaktır. Bu çevrime ait grafik Şekil 6’da gösterilmiştir.



Şekil 6. Çalışma oranı ile gerilim kazancı arasındaki ilişkinin grafiksel gösterimi

Kontrollü anahtarlama elemanının iletme girmesi ile girişten bobine enerji uygulanır ve bu esnada diyot ters kutuplu olduğundan yalnızca bobin üzerinden bir akım akışı olur. Anahtar kesime geçtiğinde girişteki kaynak devreden ayrılır ve bobinde biriken enerji çıkışa aktarılır. Sürekli durum incelemesinde çıkıştaki kapasitenin çok büyük olduğu ve dolayısıyla çıkış geriliminin sabit olduğu varsayılır. Ancak burada çıkış gerilimi giriş gerilimine göre ters kutuplanmıştır.

### 2.2.1. Sürekli Akım Durumunun İncelenmesi

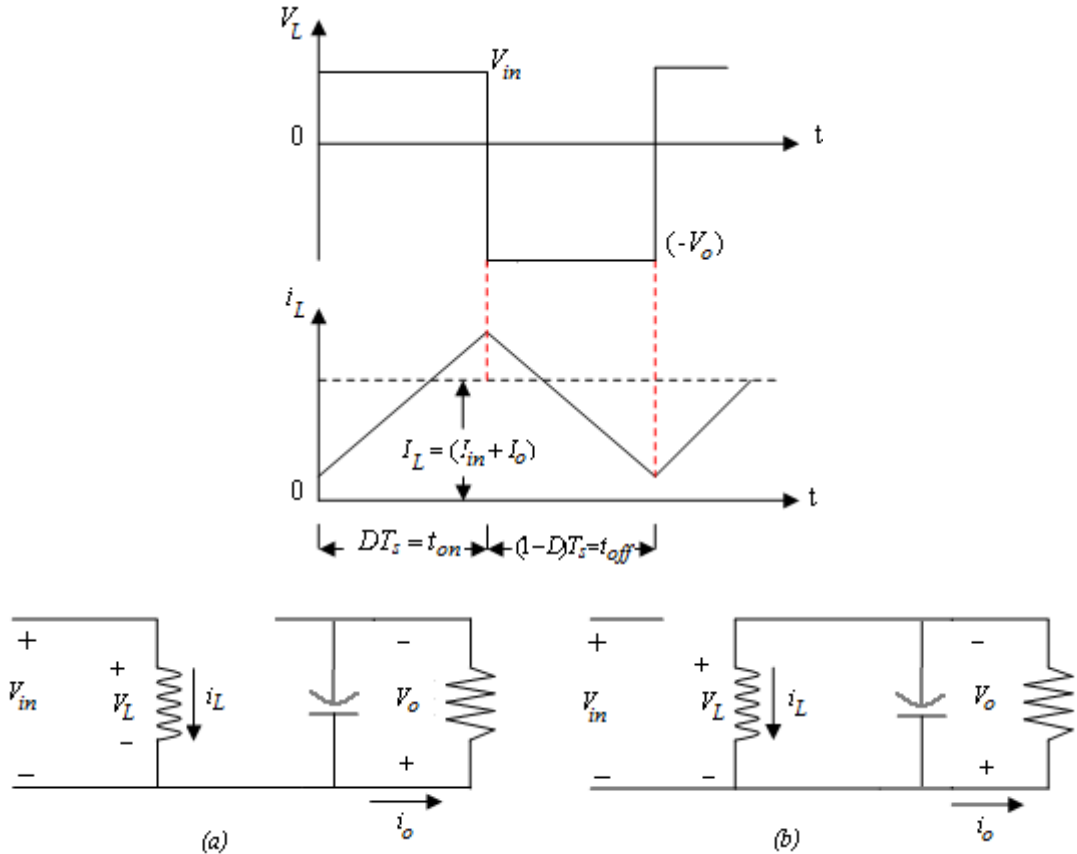
Şekil 7’de bobin akımının kesintisiz aktığı sürekli akım durumuna ilişkin dalga şekilleri gösterilmektedir. Bu şekilleri göze alarak bobin geriliminin bir periyotta ki entegralini sıfıra eşitleyerek aşağıdaki eşitlikler elde edilir.

$$V_{in}DT_s + (-V_o)(1-D)T_s = 0$$

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D}{1-D} \quad (2)$$

$$\frac{I_o}{I_{in}} = \frac{1-D}{D} \quad (P_{in} = P_o \text{ olarak alınmıştır}) \quad (3)$$

Eşitlik 2, çalışma oranına bağlı olarak, çıkış geriliminin giriş geriliminden yüksek ya da düşük olabileceğini, Eşitlik 3 ise, giriş gücünün çıkış gücüne eşit kabul edilmesi durumunda yine çalışma oranına bağlı olarak çıkış akımının giriş akımından yüksek ya da düşük olabileceğini göstermektedir.

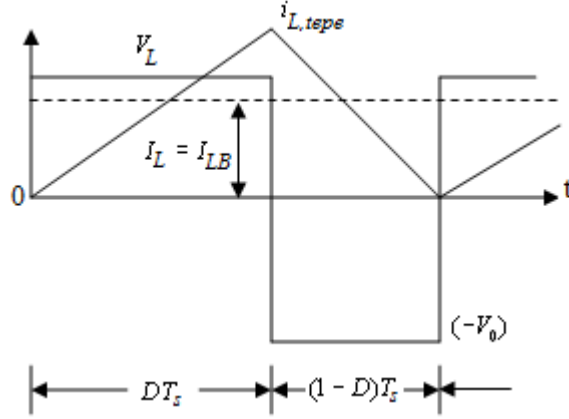


Şekil 7. Azaltan-Artıran çevirici işaretleri ( $i_L > 0$ ); anahtar iletimde (a); kesimde (b)



### 2.2.2. Sürekli ve Süreksiz Akım Çalışma Durumları Arasındaki Sınır Değer

Şekil 8, sürekli akım durumunun sınırındaki dalga şekillerini göstermektedir. Sınır koşulu için  $i_L$ , kesim süresi sonunda sıfıra gitmektedir.



Şekil 8. Azaltan-Artıran çevirici için sürekli ve süreksiz çalışma durumları sınırı

Şekil 8'den,

$$I_{LB} = \frac{1}{2} i_{L,tepe} = \frac{T_s V_{in}}{2L} D \quad (4)$$

ve Şekil 5'den, ortalama kapasite akımı sıfır alınarak Eşitlik 5 elde edilir.

$$I_o = I_L - I_{in} \quad (5)$$

Eşitlik 3 kullanılarak bobin akımının ortalaması ve süreksizlik sınırında çıkış akımının  $V_o$ 'a bağlı değişimi Eşitlik 6 ve 7'deki gibi elde edilir.

$$I_{LB} = \frac{T_s V_o}{2L} (1-D) \quad (6)$$

$$I_{oB} = \frac{T_s V_o}{2L} (1-D)^2 \quad (7)$$

Azaltan-artıran çeviricinin kullanıldığı birçok uygulamada, giriş voltajı ve doluluk oranı değişirken çıkış voltajının sabit olması istenir. Denklem 6 ve 7'ye bakıldığında  $I_{LB}$

ve  $I_{oB}$  'nin en yüksek değerlerine  $D=0$  iken ulaştığını görürüz. Buna göre maksimum değerler;

$$I_{LB,max} = I_{oB,max} = \frac{T_s V_o}{2L} \quad (8)$$

olarak elde edilir.

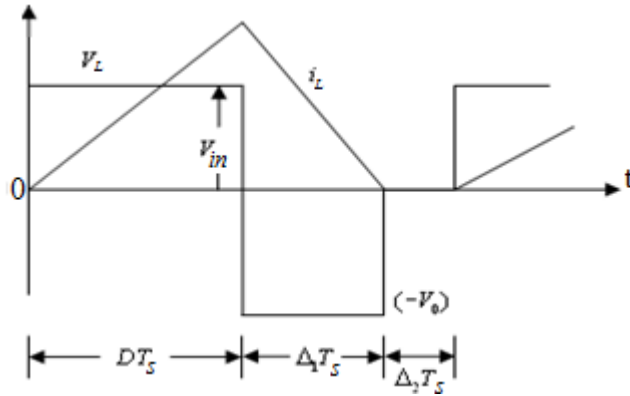
### 2.2.3. Süreksiz Akım Durumunun İncelenmesi

Şekil 9, süreksiz  $i_L$  bobin akımı için dalga şekillerini göstermektedir. Bobin geriliminin bir periyotta ki entegralini sıfıra eşitlersek Eşitlik 9 ve 10 elde edilir.

$$V_{in}DT_s + (-V_o)\Delta_1T_s = 0$$

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D}{\Delta_1} \quad (9)$$

$$\frac{I_o}{I_{in}} = \frac{\Delta_1}{D} \quad (P_{in} = P_o \text{ olarak alınmıştır}) \quad (10)$$



Şekil 9. Süreksiz akım durumunda Azaltan-Artıran çeviricideki dalga şekilleri

Şekil 9'dan,

$$I_L = \frac{V_{in}}{2L} DT_s (D + \Delta_1) \quad (11)$$

olarak bulunur.  $V_o$  sabit tutulduğu için,  $D$ 'yi,  $V_o/V_{in}$ 'nin çeşitli değerleri için çıkış akımı  $I_o$ 'ın bir fonksiyonu olarak elde etmek yararlı olacaktır. Daha önce çıkarılan denklemleri de kullanarak doluluk oranı,

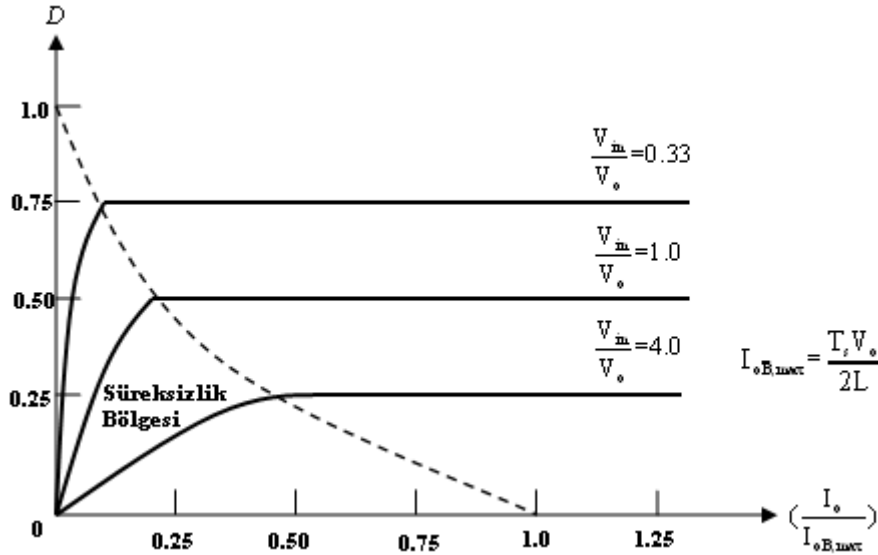
$$D = \frac{V_o}{V_{in}} \sqrt{\frac{I_o}{I_{oB,max}}} \quad (12)$$

olarak bulunur.

Şekil 10'da  $D$ 'nin  $I_o / I_{oB,max}$ 'ın bir fonksiyonu olarak değişimi, çeşitli değerleri için gösterilmiştir. Sürekli ve süreksiz akım durumları arasındaki sınır kesikli eğriyle gösterilmiştir. Sürekli ve süreksiz akım durumları arasındaki sınırı belirleyen değer kritik endüktans değeridir. Bu kritik endüktans değeri;

$$L_{min} \geq \frac{1}{2} (V_{in(max)} - V_{DS} - I_L R_L) \frac{T_{ON(min)}}{I_{O(crit)}} \quad (13)$$

olarak hesaplanır.



Şekil 10.  $V_o$  sabitken Azaltan-Artıran çeviricinin sürekli ve süreksiz akım çalışma eğrileri

Buraya kadar olan hesaplamalarda yarıiletken anahtarlar ve pasif devre elemanları ideal kabul edilmiştir. Gerçek çalışmada bunların iç dirençleri ve bunlardan kaynaklanan kayıplar ve gerilim düşümleri, gerilim çevirme oranı da sistemin kararlılığına etki eder. Yüksek çalışma oranlarında düşük anahtar verimliliği nedeniyle çalışmak uygun değildir. Tasarım sırasında devre elemanlarının tüm özelliklerini kapsayan gerçekçi modeller kullanılmaktadır [50, 51].

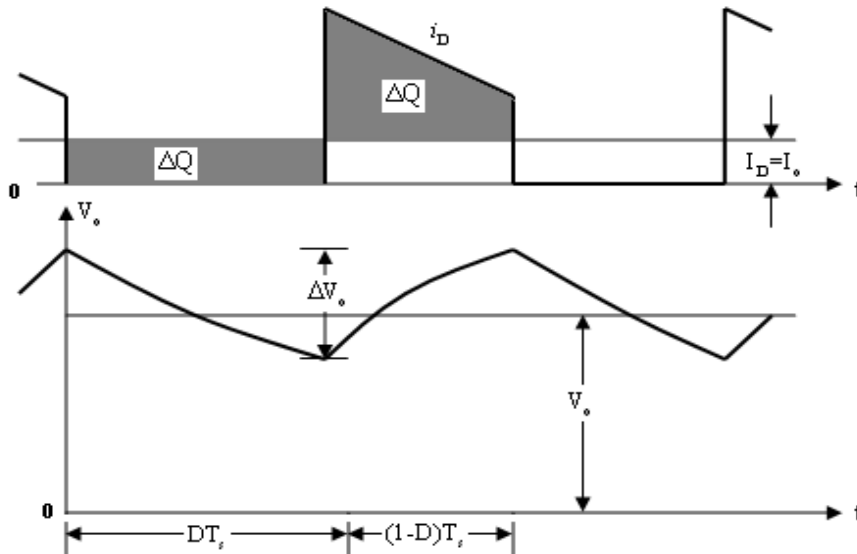
#### 2.2.4. Çıkış Gerilimindeki Dalgallığın İncelenmesi

Çıkış geriliminde ki dalgalanma iki tepe arasındaki mesafedir. Bu dalgalanma sürekli akım çalışma durumu için Şekil 11'deki dalga şekilleri göz önüne alınarak hesaplanabilir. Diyot akımı  $I_D$ 'nin dalgalı akımının tamamının kapasite üzerinden ve ortalama değerinin ise yük direnci üzerinden aktığını varsayarak Şekil 11'deki taralı alan  $\Delta Q$  yükünü gösterir. Buradan volt cinsinden gerilim dalgalanmasını hesaplayacak olursak;

$$\Delta V_0 = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_o DT_s}{C} = \frac{V_o}{R} \frac{DT_s}{C} \quad (\text{çıkış akımı sabit olduğu varsayılmıştır}) \quad (13)$$

$$\frac{\Delta V_0}{V_0} = \frac{DT_s}{RC} = D \frac{T_s}{\tau} \quad (14)$$

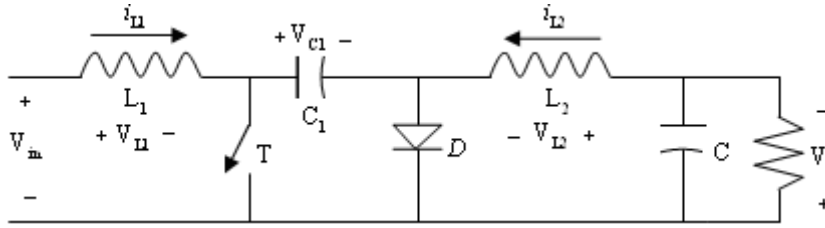
olarak bulunur. Burada  $\tau = RC$  zaman sabitidir.



Şekil 11. Azaltan-Artıran çevircinin çıkış gerilimindeki dalgallık

### 2.3. Dual (Cúk) Azaltan- Artıran Çeviricinin İncelenmesi

Bulan kişinin adı ile anılan Cúk çevirici bir önceki bölümde anlatılan azaltan –artıran çevirici devresinin çiftlenmesi uygulanarak elde edilir. Bu çevirici devre şeması Şekil 12’de görülmektedir. Azaltan-artıran çeviriciyle benzer olarak, Cúk çeviricide giriş geriliminin ortak ucuna göre ters kutuplu çıkış gerilimi üretir. Burada,  $C_1$  kapasitesi enerjiyi biriktirmede ve girişten çıkışa aktarmaktadır.



Şekil 12. Cúk çevirici

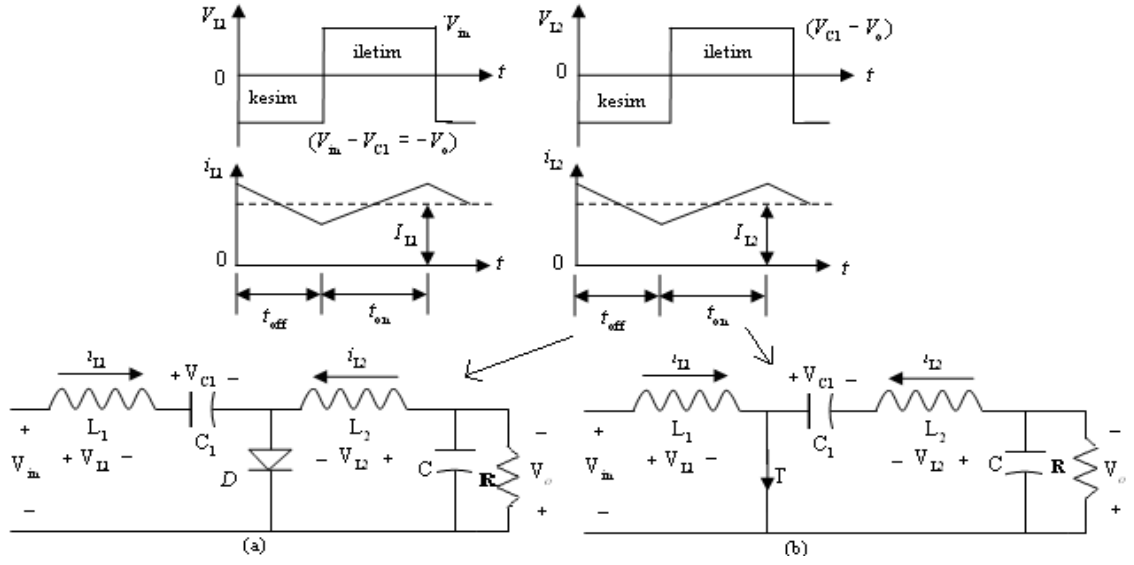
Sürekli çalışma durumunda, ortalama endüktans gerilimleri  $V_{L1}$  ve  $V_{L2}$  sıfırdır. Şekil 12’yi inceleyerek;

$$V_{C1} = V_{in} + V_o \quad (15)$$

olarak bulunur. Bu nedenle  $V_{C1}$ ,  $V_{in}$  ve  $V_o$ ’dan büyüktür. Sürekli çalışma durumunda  $C_1$  kapasitesinin yeterince büyük olduğunu varsayarsak  $C_1$  kapasitesi üzerindeki gerilim dalgalanmasının  $V_{C1}$  ortalama gerilimine göre, kapasitenin enerjiyi biriktirip girişten çıkışa aktarmasına karşın, önemsenmeyecek kadar küçük olduğunu varsayabiliriz.

Anahtarlama elemanı iletimde değilken  $i_{L1}$  ve  $i_{L2}$  endüktans akımları diyot üzerinden akar.  $C_1$  kapasitesi hem girişten hem de  $L_1$ ’den gelen ve diyot üzerinden yolunu tamamlayan enerji ile yüklenir.  $V_{C1}$  gerilimi giriş geriliminden daha yüksek olduğu için  $i_{L1}$  akımı azalır. Bu zaman aralığında  $L_2$ ’de birikmiş olan enerji çıkışı besler. Bu nedenle  $i_{L2}$  de azalmaktadır. Bu durum Şekil 13(a)’da ilgili şekillerle beraber gösterilmiştir.

Anahtarlama elemanı iletimdeyken,  $V_{C1}$  gerilimi, diyotu ters kutuplar. Endüktans akımları  $i_{L1}$  ve  $i_{L2}$  Şekil 13(b)’de görüldüğü gibi anahtar üzerinden akar.  $V_{C1} > V_o$  olduğundan  $C_1$  kapasitesi enerjisini çıkışa ve  $L_2$ ’ye aktararak anahtar üzerinden boşalır. Bu nedenle  $i_{L2}$  artar. Aynı anda girişten  $L_1$ ’e enerji aktarıldığı için  $i_{L1}$ ’de artar.



Şekil 13. Cük çeviriciye ait dalga şekilleri; (a) anahtar kesimde, (b) anahtar iletimde

Endüktans akımları  $i_{L1}$  ve  $i_{L2}$ 'nin sürekli olduğu varsayılmıştır. Sürekli durumdaki gerilim ve akım gösterimleri iki farklı yoldan elde edilebilir.

Kapasite gerilimi  $V_{C1}$ 'i sabit varsayarsak  $L_1$  ve  $L_2$  üzerindeki gerilimlerin bir periyotta ki entegrallerini sıfıra eşitlersek;

$$L_1 : V_{in}DT_s + (V_{in} - V_{C1})(1-D)T_s = 0$$

$$V_{C1} = \frac{1}{1-D}V_{in} \quad (16)$$

$$L_2 : (V_{C1} - V_o)DT_s + (-V_o)(1-D)T_s = 0$$

$$V_{C1} = \frac{1}{D}V_o \quad (17)$$

bulunur. Eşitlik 16 ve 17'den Eşitlik 18 elde edilir.

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D}{1-D} \quad (18)$$

Giriş gücünün çıkış gücüne eşit olduğu varsayılırsa;

$$\frac{I_o}{I_{in}} = \frac{1-D}{D} \quad (19)$$

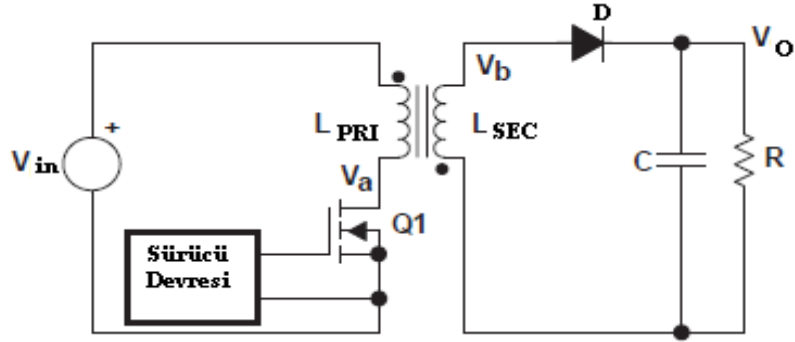
denklemleri elde edilir. Burada  $I_{L1} = I_m$  ve  $I_{L2} = I_o$  'a eşittir.

Aynı eşitlikler endüktans akımlarının hiç dalgasız olduğu varsayılarak ve sürekli çalışma durumunda kapasite üzerindeki yükteki net değişme bir periyot boyunca sifira eşit olduğu varsayılarak da hesaplanabilir. Sonuç olarak ortalama giriş ve çıkış ilişkileri azaltan artıran çeviricide olanlara benzemektedir.

Uygulama devrelerinde kapasite geriliminin neredeyse sabit olduğu görülmektedir. Bu devrenin diğer bir üstünlüğü de hem giriş hem de çıkış akımlarının ve çıkış devresini besleyen akımın normal Azaltan-Artıran çeviriciye göre neredeyse hiç dalgasız olmasıdır. Yine  $i_{L1}$  ve  $i_{L2}$  akımlarındaki dalgalanmaları eş zamanlı olarak tamamen yok etmek olanaklıdır ve bu avantajı ilave filtrelerin gerekliliğini azaltır. Önemli bir dezavantajı ise, büyük dalgalı akımları taşıyabilen büyük bir kapasiteye gereksinim duymasındır [57, 58].

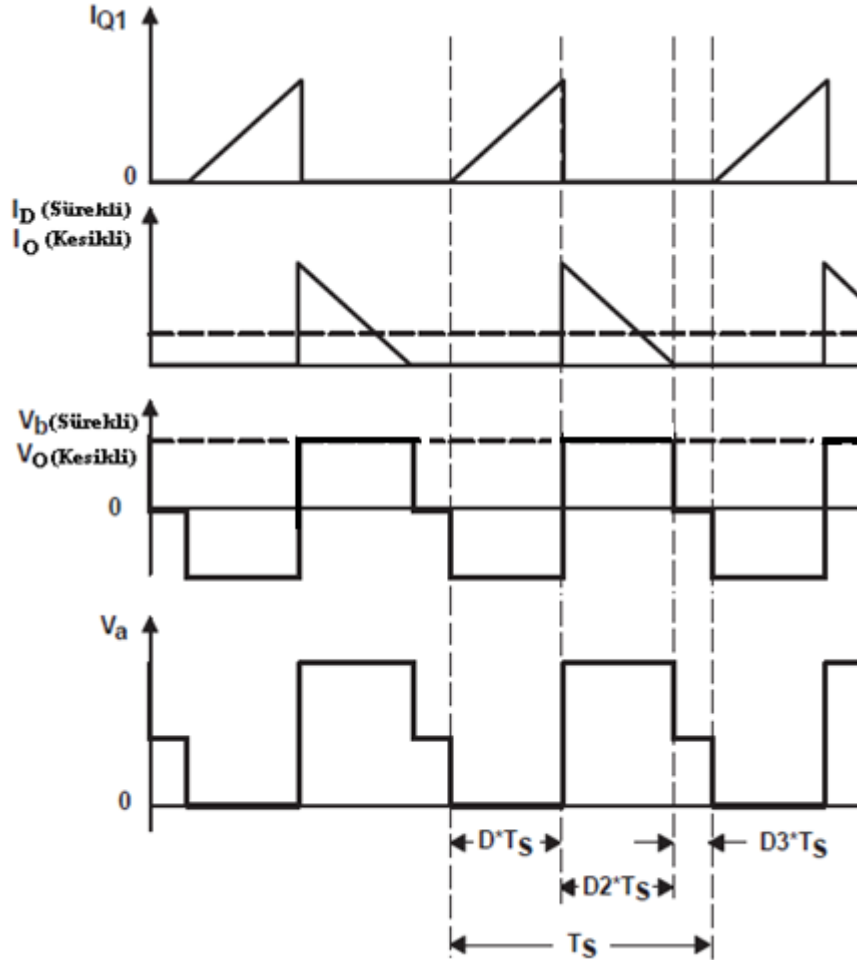
#### 2.4. Geri Dönüslü (Fly Back) Azaltan-Artıran Çeviricinin İncelenmesi

Normal bir azaltan-artıran çeviricinin bir transformatör ilave edilmiş şekline Fly Back (Geri dönüşlü) çevirici denir. Bu çevirici normal Azaltan-Artıran çeviricideki tek sarımlı endüktansın yerine iki ya da daha çok sarımlı ve kuplajlı bir endüktans bağlanmasıyla elde edilir. Anahtarlama elemanı (Q1) giriş voltajını kuplajlı endüktansın birincil kısmına ( $L_{PRI}$ ), Şekil 14'deki gibi uygular. Q1 ta ki tıkamaya geçene kadar endüktans enerji depolamaya devam eder. Daha sonra bu enerji kuplajlı endüktansın ikincil kısmına ( $L_{SEC}$ ) bağlı olan çıkış kapasitesi ve yük direncine çıkış diyotu üzerinden aktarılır. Bu yapı çeviricinin girişi ile çıkışı arasında elektriksel bir yalıtım sağlarken aynı zamanda ikincil kısımda gerilimin artırılmasını ya da azaltılmasını da sağlar. Giriş çıkış arasındaki dönüşüm oranı bu kuplajlı endüktans sayesinde çok küçük veya çok büyük çalışma oranı gerektiren uygulamalardan bizi kurtarır. Diğer bir avantajı da standart çeviriciye göre giriş çıkış arasındaki polaritenin sabit olmaması ve değiştirilebilmesidir. Bu dönüştürücü 48V DA/220V AA dönüşümlerin olduğu Telekom uygulamalarında çok popülerdir. Fly back dönüştürücü devre şeması Şekil 14'de gösterilmiştir [57].



Şekil 14. Fly Back çevirici devre şeması

Fly Back çevirici için süreksiz durumda çalışma durumuna ait dalga şekilleri Şekil 15' de gösterilmiştir.



Şekil 15. Süreksiz çalışma durumunda flyback çevirici dalga şekilleri

Fly Back çevirici için sürekli akım iletim çalışma durumuna ait basitleştirilmiş voltaj dönüştürme oranı Eşitlik 20 ile ifade edilir.



$$V_0 = V_{in} \frac{N_s}{N_p} \frac{D}{1-D} \quad (20)$$

Fly Back çevirici için süreksiz akım iletim çalışma durumuna ait basitleştirilmiş voltaj dönüştürme oranı Eşitlik 21 ile ifade edilir.

$$V_0 = V_{in} \frac{N_s}{N_p} \frac{D}{\sqrt{K}} \quad (21)$$

Burada K:

$$K = \frac{2.L_{SEC}}{R.T_{SEC}} \quad (22)$$

olarak tanımlanmıştır. Sürekli akım çalışma durumu için Fly Back çeviricinin doluluk oranına bağlı transfer fonksiyonu Eşitlik 23 ile ifade edilir.

$$\frac{\hat{V}_o}{\hat{d}}(s) = G_{do} \frac{N_s}{N_p} \frac{(1 + \frac{s}{\omega_{z1}}) \cdot (1 - \frac{s}{\omega_{z2}})}{1 + \frac{s}{\omega_o x Q} + \frac{s^2}{\omega_o^2}} \quad (23)$$

Burada:

$$G_{do} \approx \frac{V_{in}}{(1-D)^2}, \quad \omega_{z1} = \frac{1}{R_C \cdot C}, \quad \omega_{z2} \approx \frac{(1-D)^2 \cdot R}{D \cdot L_{SEC}}, \quad \omega_o \approx \frac{(1-D)}{\sqrt{L_{SEC} \cdot C}}, \quad Q \approx \frac{(1-D) \cdot R}{\sqrt{\frac{L_{SEC}}{C}}}$$

olarak elde edilir. Süreksiz akım çalışma durumu için Fly Back çeviricinin doluluk oranına bağlı transfer fonksiyonu Eşitlik 24 ile ifade edilir.

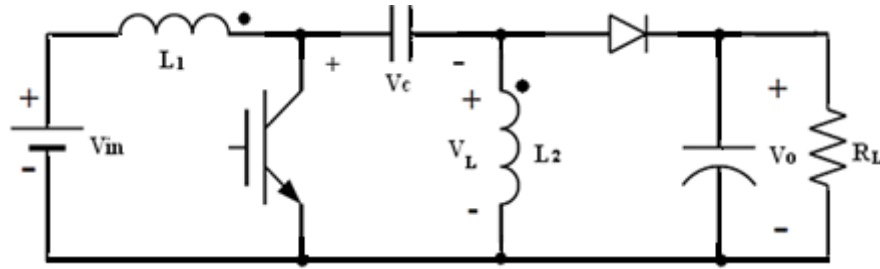
$$\frac{\hat{V}_o}{\hat{d}} = G_{do} x \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \quad (24)$$

Burada:

$$G_{do} = V_{in} \cdot \frac{N_s}{N_p} \sqrt{\frac{R.T_s}{2.L_{SEC}}}, \quad \omega_p = \frac{2}{RC} \quad \text{olarak elde edilir.}$$

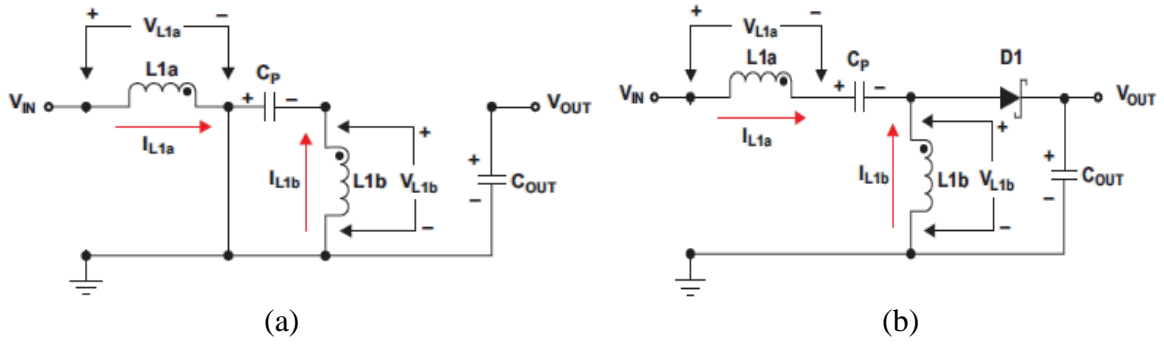
## 2.5. SEPIC Azaltan-Artıran Çeviricinin İncelenmesi

Bir azaltan-artıran çevirici olup, yapısı Cük çeviriciye benzer. Tek uçlu birincil bobinli çevirici kelimelerinin İngilizce kısaltmasından adını almaktadır. Cük çeviriciden farklı olarak ikinci bobinle diyot yer değiştirmiştir ve çıkış gerilimi ile giriş gerilimi aynı polaritedir. Temel devre topolojisi Şekil 16'daki gibi olup  $L_1$  bobini ile  $L_2$  bobini aynı çekirdeğe sarılmış birbirine göre ters kutuplanmış iki bobinden oluşur. Birinci kapasite girişle çıkış arasını izole ederek istenmeyen yükleri ve dalgalanmaları elimine eder. Bu yüzden bu tür dönüştürücüler giriş geriliminin düzensiz olduğu uygulamalarda daha çok tercih edilir. Ayrıca bobin sargılarının kuplajlı olması akım dalgalanması sağlayacağından çekirdek boyutları da azalmaktadır [59, 60].



Şekil 16. SEPIC çevirici temel şekli

Çeviricinin çalışma prensibini anlamak için sistemin DA analizini yapmak gerekir. Bunun için önce anahtarlama elemanın iletimde olduğu duruma bakacak olursak akım yönleri ve gerilim kutuplanmaları Şekil 17(a)'daki gibi olur. Burada  $C_p$  kapasitesi giriş gerilimi tarafından yüklenir. Anahtarlama elemanı tıkamada olduğu durumda ise akım yönleri ve gerilim kutuplanmaları Şekil 17(b)'deki gibi olur. Bu durumda diyot ilettime geçer ve çıkış gerilimi ikincil bobinin gerilimine eşit olur. Bu durumda çıkış kapasitesi ve giriş kapasitesi girişten ve bobinler üzerinden dolar. Anahtar tekrar ilettime geçince çıkış kapasitesi yükü beslemeye devam eder. Bu sırada diğer bobinler de diğer kapasiteyi doldurur. Her iki durumda da elemanlar üzerinden akan akımlar Şekil 18'de verilmiştir.

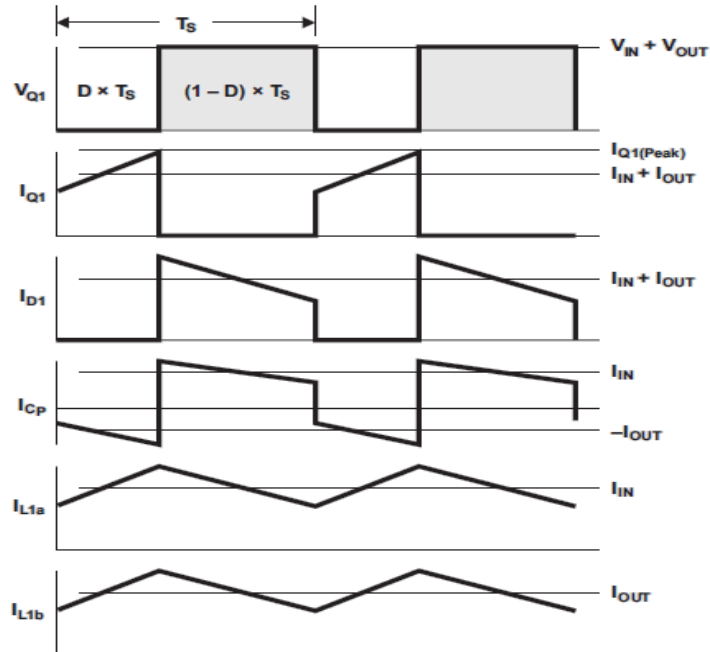


Şekil 17. (a) Anahtarlama elemanı iletimdeyken oluşan durum, (b) Anahtarlama elemanı tıkamada iken oluşan durum

Doluluk oranının 0,5 değerinden küçük olduğu durumda azaltan çevirici kipinde 0,5 değerinden büyük olduğu durumda ise artıran çevirici kipinde çalışır. Çıkış gerilimi ile giriş gerilimi arasındaki ilişki azaltan artıran çeviricide olduğu gibidir. Giriş gerilimi ile çıkış gerilimi arasındaki ilişki Eşitlik 25 ve 26'daki gibidir.

$$D.V_{in} = (1-D)V_o \quad (25)$$

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D}{1-D} \quad (26)$$

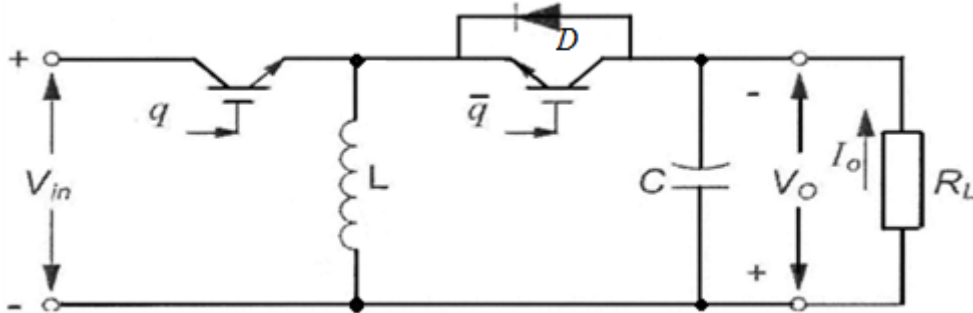


Şekil 18. SEPIC çevirici için anahtarlama durumuna göre dalga şekilleri

## 2.6. Eşzamanlı (Senkron) Azaltan-Artıran Çeviricinin İncelenmesi

Senkron çeviriciler genel olarak anahtarlama güç kaynaklarının, düşük gerilim ve düşük güç uygulamalarında verimini artırmak için kullanılırlar. Senkron doğrultucu genel olarak anahtarlama güç kaynaklarındaki doğrultucu diyotun yerine daha düşük dirence sahip bir iletim yolu sağlayan MOSFET elemanının kullanılması esasına dayanır. Anahtarlama elemanı üzerindeki ileri yöndeki gerilim düşümü çıkış gerilimi ile seri olduğundan bu eleman üzerindeki kayıplar verimi doğrudan etkilemektedir. Verimi etkileyen bir diğer etmende Shotky diyot üzerinde meydana gelen ileri yöndeki gerilim düşümü ve bunun çıkış gerilimini düşürmesidir.

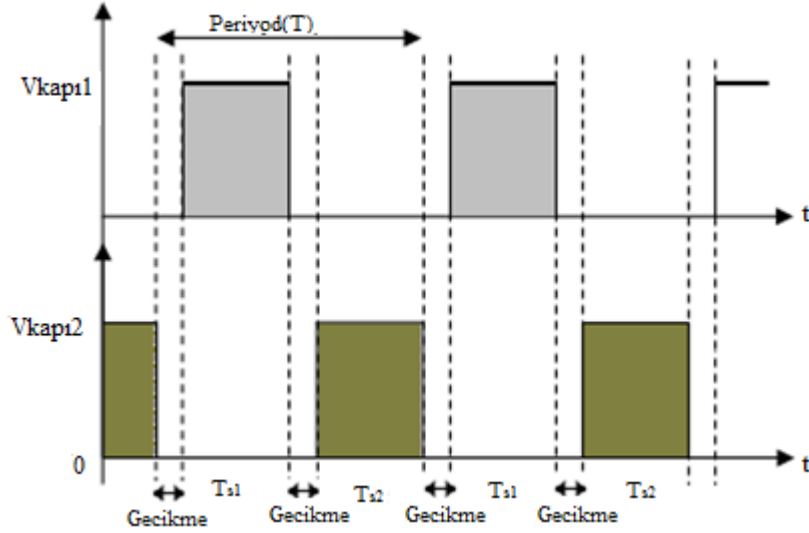
Anahtarlama çeviricilerde MOSFET elemanlarının seçimi anahtarlama hızı, verim ve ısıl denge hesabına göre belirlenir. Bu özellikler MOSFET karakteristiklerine bakılarak belirlenir.  $R_{DS(ON)}$  direnci MOSFET verimini belirleyen en önemli faktördür. Senkron doğrultucuda Şekil 19'daki gibi Shotky diyotun yerine bir MOSFET kullanılmış ve bu sayede gerilim düşümü diyottan daha düşük seviyeye indirilmiştir. Bunun yanında  $R_{DS(ON)}$  direnci neredeyse 3 de bir oranında daha azdır ve ikinci MOSFET' in iletimde kalma süresi daha az olacağı için anahtarlama kayıpları da buna göre daha azdır [52, 61].



Şekil 19. Eş zamanlı Azaltan-Artıran çevirici yapısı

Senkron çeviricilerde her iki MOSFET'in anahtarlama hızından dolayı bazı anahtarlama gecikmeleri meydana gelir. Bu gecikmeler her iki anahtar için farklılıklar gösterebilir. Bu durum bir anahtar iletimde iken diğeri tıkmada olması gereken durumlarda bazı gecikmelere yol açtığına girişe uygulanan gerilimin kısa devre olmasına yol açıp sisteme zarar verebileceğinden dolayı, MOSFET'lerin anahtarlama sinyalleri arasında ölü zamanlar bırakılmasını gerektirmiştir. Bu sinyaller Şekil 20'de gösterilmiştir. Tipik uygulamalarda MOSFET'lerin kısa devre olmasını engellemek için 60 Nano saniye

ölü zaman bırakılmış ve anahtarlama frekansı 300kHz olarak sınırlandırılmıştır. Bu ölü zaman süresince endüktans akımı ikinci MOSFET'in kendi diyotu üzerinden yolunu tamamlayacaktır. Bazen bu diyotun yetersiz olduğu durumlarda paralel bir Shotky diyot bağlamak verimi artıracaktır. Diyotun iletimde olduğu durum tam periyoda göre oldukça küçük olacağından bunun verime etkisi çok az olacaktır.



Şekil 20. Her iki MOSFET'in anahtarlama sinyalleri ve ölü zamanlar

Senkron çeviricilerin çalışma prensibi diğer çeviricilere benzediği için kontrol yöntemleri de normal çeviricilerde olduğu gibidir. Çıkış voltajını düzeltmek için akım kontrol modu ve gerilim kontrol modu kullanılır. Her iki kontrol yönteminin de avantaj ve dezavantajları vardır. Uygun olan yerlerde uygun kontrol yöntemi ile kullanılırlar. Senkron çeviricilere ait benzetim çalışmalarına ileriki konularda yer verilecektir.

## 2.7. Azaltan Artıran Çeviricinin Eleman Değerlerinin Belirlenmesi

Bu bölümde Azaltan-Artıran bir çevirici için gerekli temel elemanların nasıl belirlendiği üzerinde durulacaktır. Bir güç ünitesi ve kontrol ünitesinden oluşan bir çevirici tasarlanırken genelde minimum performans gereksinimi ele alınarak hareket edilir. Bu gereksinimler genel olarak güç kaynağının özellikleriyle belirlenir. Güç kaynaklarının eleman gereksinimleri güç kaynağının özelliğine göre değişir [57].

### 2.7.1. Çıkış Kapasitesinin Belirlenmesi

Anahtarlama güç kaynaklarında çıkış kapasitesi elektrik alanda enerji depolayan bir eleman olarak kullanılır. Kapasitenin bu özelliğini kullanarak çıkışta sabit bir gerilim elde edilmesi sağlanır. Genel olarak çıkış kapasitesinin değeri çıkış akımında istenen dalgalanma sınır değeri göz önüne alınarak hesaplanır. Kapasiteye seri bağlı olan endüktans ve çeviricinin çıkış akımı çıkış geriliminde ki dalgalanmayı belirler. Kapasitenin empedansını belirleyen üç temel eleman olan eşdeğer seri direnç, eşdeğer seri endüktans ve kapasitedir.

Endüktans akımının sürekli olduğu çalışma durumunda gerekli kapasite değerini çıkış akımının, anahtarlama frekansının ve istenen çıkış gerilimi dalgalanmasının bir fonksiyonu olarak kapasite değerine bağlı olarak veren ifade Eşitlik 27’de verilmiştir.

$$C \geq \frac{I_{o(Max)} D_{Max}}{f_s \Delta V_o} \quad (27)$$

Burada  $I_{o(max)}$  maksimum çıkış akımı  $D_{Max}$  maksimum doluluk oranıdır.

Endüktans akımının süresiz olduğu çalışma durumunda çıkıştaki dalgalanmanın tamamının kapasiteden kaynaklandığı düşünülerek gerekli kapasite değerini belirlemek için aşağıdaki eşitlik kullanılır.

$$C \geq \frac{I_{o(Max)} \left(1 - \sqrt{\frac{2L}{RT_s}}\right)}{f_s \Delta V_o} \quad (28)$$

Pratik uygulamalarda ise eşdeğer seri direnci de göz önüne alarak daha büyük kapasite değerlerinin seçilmesi gerekebilir. Güç kaynağı uygulamalarında genel olarak alüminyum kapasitelere göre daha düşük eşdeğer direnci olan ve daha az ısınan organik kapasiteler tercih edilir.

### 2.7.2. Çıkış Endüktansının Belirlenmesi

Anahtarlamalı güç kaynağında endüktansın görevi enerji depolamaktır. Enerji manyetik alanda akım aktığı sürece depolanır. Bu yüzden endüktans ifadesi akıma ya da akımdaki değişime bağlı olarak yazılır.

Azaltan-artıran çevirici için çıkış endüktansının değeri genel olarak içinden akan akımın tepeden tepeye dalgalanma sınırına göre seçilir. Endüktansın akım dalgalanması direk olarak uygulanan voltaja ve bunun süresine bağlıdır. Endüktans değeri ile ters orantılıdır. İlave olarak endüktans seçimi yapılırken göz önüne alınacak diğer faktörler maksimum DA akım ve maksimum çalışma frekansıdır. Maksimum DA akımın göz önüne alınma sebebi aşırı ısınmayı engellemektir. Maksimum çalışma frekansını aşmama sebebi ise ısınma ve doyuma gitmeden dolayı oluşabilecek çekirdek kayıplarıdır.

Günümüzde çok çeşitli endüktanslar bulmak mümkündür. En popüler olanları çekirdeği Ferit ya da demir tozundan yoğrulanlarıdır. Bobin ya da çubuk şeklinde olan çekirdekler diğerlerine göre daha ucuz olmasına rağmen diğer şekillerine göre daha gürültülü oldukları denemeler sonucu ortaya konmuştur. Endüktans seçimi ile ilgili diğer konular endüktans tasarımı başlığı altında ileriki konularda işlenecektir.

Endüktansın içerisinde akım akışı endüktansın DA direncinden dolayı güç kayıplarına yol açar ve bu kayıp kolaylıkla hesaplanabilir. Bobin çekirdeğinde kaybolan güç uçlarına uygulanan AA gerilimindeki dalgalanmadan dolayı oluşur fakat bu genel olarak üretici kataloglarında verilir. Genellikle endüktansın maksimum çalışma frekansı ve uygulanacak gerilim ve bununla oluşacak kayıplar tasarımcıya verilir. Bu güç kayıpları endüktans da sıcaklık artışına neden olur. Bu aşırı ısınma bobin sarımlarının ısınıp zarar görmesine ve çekirdek kayıplarına yol açar. Bunun için endüktansın tüm değerlerinin sınır değerleri aşmadığına dikkat edilmelidir.

Endüktans da ki kayıplar şu şekilde ifade edilir.

$$P_{inductor} = (I_{Lrms})^2 R_{Cu} + P_{Core} \quad (29)$$

Burada  $R_{Cu}$  sargı direncidir.

### 2.7.3. Güç Anahtarlama Elemanı

Anahtarlama gücü kaynaklarında güç anahtarlama fonksiyonu giriş gücüyle çıkış voltajı arasında enerji akışını kontrol eder. Anahtarlama elemanı özelliğinden dolayı bir halden diğerine güç kayıplarını azaltmak için çabucak geçer. Anahtarlama elemanı olarak birçok eleman kullanılacağı gibi en ucuz ve performansı en iyi olan güç MOSFET'i dir.  $N$  kanal ve  $P$  kanal MOSFET'ler olmak üzere iki çeşit MOSFET mevcuttur.  $P$  kanal MOSFET'ler genel olarak kapısını sürmesinin kolaylığından dolayı azaltan-artıran dönüştürücülerde tercih edilirler.

Anahtarlama elemanı Q1 için güç kayıpları şu şekilde tanımlanır.

$$P_{D(Q1)} = (I_{Lrms})^2 R_{DS(on)} D + \frac{1}{2} (V_{in} - V_o) \left( \frac{I_o}{1-D} \right) (t_r + t_f) f_s + Q_{Gate} V_{GS} f_s \quad (30)$$

Burada:  $t_r$  ve  $t_f$ , MOSFET'in açma ve kapama süreleridir.  $Q_{Gate}$ , ise MOSFET'in toplam kapı yüküdür.

Seçilen MOSFET bir  $V_{DS}$  gerilimine sahip olacaktır. Bu değer giriş ve çıkış geriliminin farkından daha büyük olacaktır. Yine seçilen MOSFET'in  $I_{D(Max)}$  değeri endüktans akımının en az iki katı olmalıdır. Çoğu zaman bu değer yeterli olmayabilir bu yüzden MOSFET'in eklem sıcaklığı emin olmak için hesaplanmalıdır. Eklem sıcaklığı aşağıdaki formülle kestirilebilir.

$$T_J = T_A + P_D R_{\Theta JA} \quad (31)$$

Burada:  $T_A$  çevre ya da soğutucu yüzey sıcaklığı,  $R_{\Theta JA}$  ise MOSFET'le ortam ya da soğutucu yüzey arasındaki ısı direncidir. Bu konu sistem tasarım kısmında ele alınacaktır.

### 2.7.4. Çıkış Diyotu

Çıkış diyotu anahtarlama elemanı tıkamaya geçtiğinde iletme geçer ve endüktans akımın akması için bir yol oluşturur. Doğrultucu diyot şu kıstaslara sahip olmalıdır: Hızlı anahtarlama, delinme gerilimi, akım kaybı, güç kayıplarını azaltmak için düşük ters kutuplama gerilimi ve montaj kolaylığı. Senkron anahtarlama doğrultucularında düşük



gerilim durumunda genel olarak bir Shotky diyot kullanılması en iyi çözümdür. Ters besleme delinme gerilimi giriş çıkış arasındaki gerilim farkından mutlaka büyük olmalıdır. Akım oranı ise en az çıkış akımının iki katı olmalıdır.

Diyotlardaki kayıplar genel olarak iletim durumunda ki gerilim düşümü ile alakalıdır. Diyottaki güç kaybı gerilim düşümü ve çıkış akımının çarpımı ile hesaplanabilir. Anahtarlama kayıpları iletim kayıplarının yanında çok küçük olduğu için genelde ihmal edilirler.

Diyot üzerinde harcanan güç;

$$P_{D(Diyot)} = V_D I_o (1 - D) \quad (32)$$

ile verilir. Burada  $V_D$  iletim durumundaki diyot gerilimidir.

Eklem sıcaklığı ise şu şekilde tahmin edilir.

$$T_J = T_A + P_D R_{\Theta JA} \quad (33)$$

### 3. ÇEVİRİCİLERDE KULLANILAN KONTROL YÖNTEMLERİ

#### 3.1. Giriş

Kontrol yöntemleri genel olarak istenen referans değerle gerçek değeri karşılaştırıp elde edilen sonuca göre sistemi yönlendiren yöntemlerdir. Son yıllarda güç elektroniği ve diğer sistem uygulamalarında kullanılan kontrol yöntemlerinin çeşitliliği bu konuda ciddi gelişmeler sağlamıştır. Bu gelişmeler sistemlerin kararlılığını arttırırken aynı zamanda da bozulmaları ve algılama sürelerini kısaltmış, sistemlerin verimini ve performanslarını arttırmıştır.

Çeviricilerin yapısında bulunan lineer olmayan elemanların etkisi, ani yük ve hat değişimlerinin kararlılığa olan etkisi, özel tasarım çeviricilerinin kontrolünün zorluğu ve kontrol için gerekli devre elemanlarının fiyatlarını düşürmeye yönelik çalışmalar bu alanda yapılan çalışmaların temel sorunları olarak karşımıza çıkmaktadır. Yapılan çalışmalar bu sorunların çözümü için en etkin yöntemleri bulmaya yöneliktir [51, 52].

Klasik kontrol yöntemleri doğrusal sistemler ve doğrusal olmayan sistemlerin doğrusallaştırılmış halleri için geçerlidir. Klasik kontrol yöntemleri sistemin doğrusal davrandığı denge noktasında iyi sonuçlar verir. Aşağıda sistemin kararlılığını belirlemek için kullanılan bazı kontrol yöntemleri verilmiştir. Bunlar;

- Routh- Hurwitz kararlılık kriteri,
- Nyquist kararlılık kriteri,
- Bode çizim diyagramı yaklaşımı,
- Root-locus metodu,
- Nichols grafik çizimi,

Her ne kadar bu sistemlerle doğrusal sistemlerin kararlılığını belirleyebilesek de çok değişkenli doğrusal olmayan gelişmiş sistemlerin kararlılığı hakkında bir şey söyleyip denetimini yapmak imkânsızdır. Doğrusal olmayan bu sistemlerin çözümü için aşağıdaki belli başlı yöntemler kullanılmaktadır.

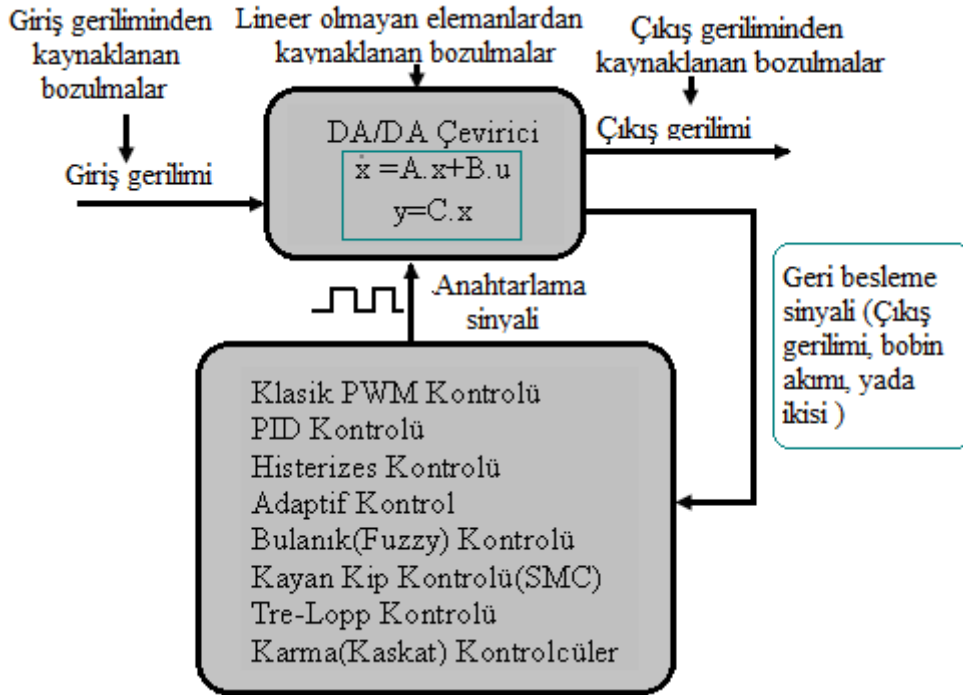
- Doğrusallaştırma yaklaşımı
- Fonksiyonların genel kavramını tanıma
- Piecewise doğrusal yaklaşımı
- Faz düzeyi

- Lyapunow kararlılık kriteri
- Popov metodu
- Kayan kip kontrol (SMC) yöntemi

Bu yöntemlerden kayan kip kontrol yöntemi kullanılacak ve üzerinde ilerleyen konularda durulacaktır.

### 3.2. Kontrol Yöntemleri

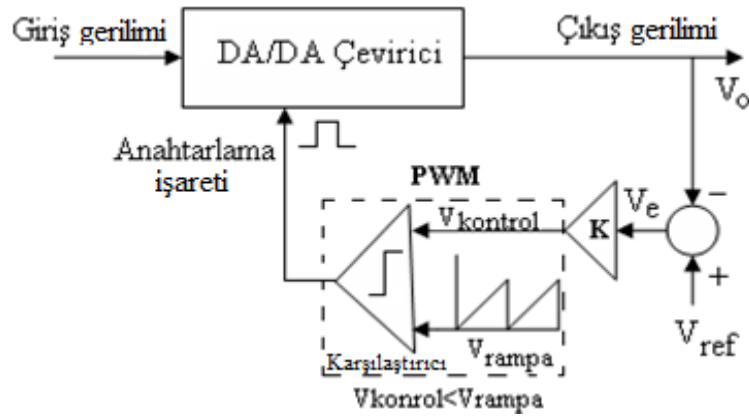
Bu konuda DA/DA çeviricilerin kontrolünde kullanılan klasik kontrol yöntemleri verilecek ve bunlarda niçin kayan kip kontrolüne gereksinim duyulduğu anlatılmaya çalışılacaktır. Şekil 21’de bu tezde üzerinde durulan ve en çok bilinen kontrol yöntemlerinin nasıl kullanıldığı verilmiştir. Burada giriş ve çıkış gerilimini ve sistemi etkileyen bozulmalar gösterilmiştir. Ayrıca üzerinde durulacak kontrol yöntemleri blok diyagramı üzerinde gösterilmiştir. Bu yöntemler tek başına kullanılabileceği gibi ikisi bir arada peş peşe kullanılmaları da mümkündür. Bu tip kontrol yöntemlerinin diğerlerine üstünlükleri benzetimler kısmında incelenecektir [5, 48].



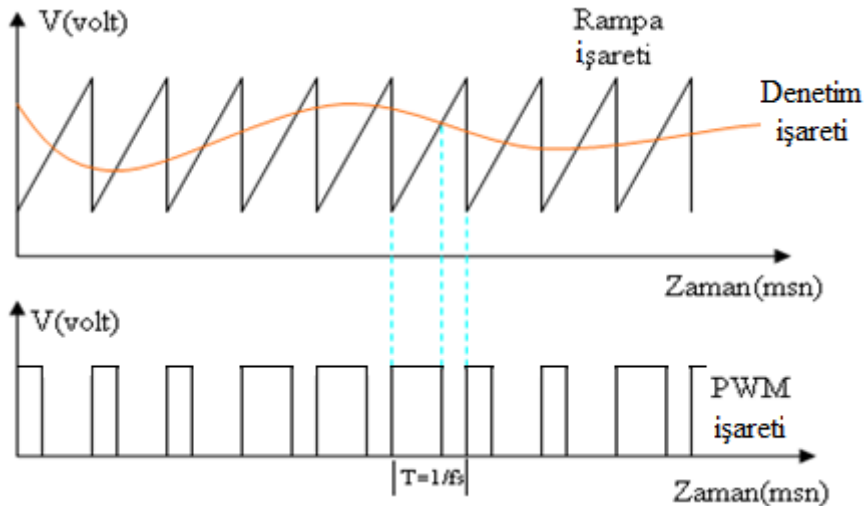
Şekil 21. DA/DA çeviricinin kontrol yöntemlerini ve meydana gelen bozulmaları gösteren genel blok diyagramı

### 3.3. Klasik Darbe Genişlik Modülasyonu (PWM) Kontrolü

Bu klasik kontrol yöntemi ilk olarak Wester tarafından bu tip devrelerde bir yaklaşım olarak ortaya konmuştur. Bu klasik kontrol yöntemi bir lineer modele ihtiyaç duyduğu için, ortalama devre uygun bir çalışma noktasında lineerleştirilir. Ortalama durum uzayı tekniği ile devrenin durum denklemleri çıkarılır. Klasik PWM kontrol yöntemi için çeviricinin blok diyagramını Şekil 22’de gösterilmiştir. Burada çıkış voltajı ( $V_o$ ) referans voltajı ( $V_{ref}$ ) ile karşılaştırılmış ve sonuç olarak bir hata sinyali ( $V_e$ ) oluşturulmuştur. Oluşturulan bu hata sinyali bir  $K$  sabiti ile çarpılarak kontrol sinyali ( $V_{kontrol}$ ) elde edilmiştir. Bu sinyalin genliği rampa fonksiyonunun genliğinden küçük olmalıdır. Kontrol sinyali ve rampa fonksiyonu darbe genişlik modülasyonu yapılarak çıkışta bir kare dalga sinyali oluşturulur. Oluşan bu sinyal DA/DA çeviricinin anahtarlama sinyalidir. PWM ile anahtarlama işaretinin elde edilmesine dair işlemler Şekil 23’de verilmiştir [69].



Şekil 22. PWM kontrol yöntemi için çevirici blok diyagramı



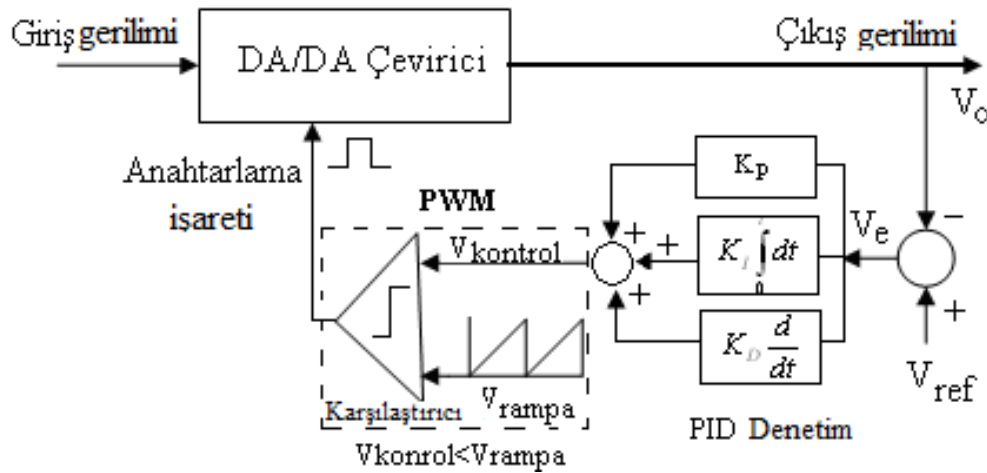
Şekil 23. PWM anahtarlama işaretinin elde edilmesi

### 3.4. Oransal-Entegral-Türev (PID) Kontrolü

DA/DA çeviricilerin kontrolünde kullanılan bir diğer yöntemde oransal-entegral-türev (PID) kontrolüdür. Bu yöntem ucuz olması, tasarımının kolay olması ve özellikle doğrusal sistemlerde çok etkili olmasından dolayı endüstride oldukça tercih edilir. Sürekli zaman dümeninde hata fonksiyonuna bağlı olarak PID kontrolcü tarafından üretilen kontrol işareti Eşitlik 34'de verilmiştir.

$$u(t) = K_p \cdot e(t) + K_I \int_0^t e(t) dt + K_D \frac{de(t)}{dt} \quad (34)$$

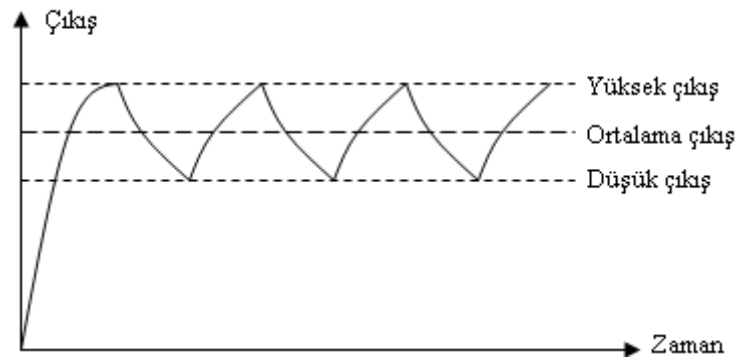
Burada  $u(t)$  kontrol işareti,  $e(t)$  hata işareti,  $K_p$ ,  $K_I$ ,  $K_D$ , ise sırayla oransal, entegral, türev sabitleridir. PID kontrolcülerin fiziksel etkilerini anlamının en iyi yolu bir dinamik kompanzator olarak sistemi nasıl etkilediklerini anlamakla olur. Oransal denetim sadece sabit bir kazanç sağlayarak sistemin performansını iyileştirir. Entegral denetimi ise yüksek kazanç gerektiren düşük frekanslı uygulamalarda daha etkindir. Türev denetimi ise yüksek frekanslı uygulamalar da daha etkindir ve aynı zamanda faz marjını da iyileştirir. Sadece belli bir bant bölgesinde adeta bir bant geçiren filtre gibi verimli çalışması istenen uygulamalarda ise, türev ve entegral denetimi ikisi bir arada oransal denetimle birlikte kullanılırlar. PID kontrolcünün DA/DA çeviricilerle beraber kullanımı gösteren genel blok diyagramı Şekil 24'de verilmiştir.



Şekil 24. PID kontrolcünün DA/DA çeviriciyle kullanımını gösteren blok diyagramı

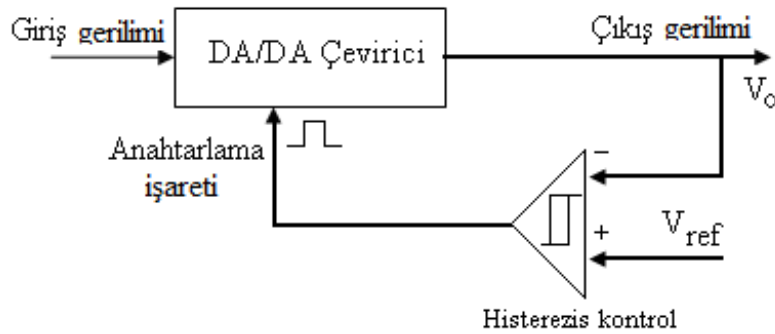
### 3.5. Histerezis Kontrol

Histerezis kontrol ilk olarak SMPS'lerde uygulanmıştır. Bu konuda histerezis kontrolün DA/DA çeviriciler de kullanımı incelenecektir. Histerezis kontrolün fiziksel olarak anlamı sınır koşullarının belirlenerek istenen aralıkta tutulmasıdır. Şekil 25'de görüldüğü gibi çıkış gerilimi yüksek çıkış ve düşük gerilim sınır değerleri arasında sınırlandırılmış olur. Bu yüksek ve düşük seviye ayarları anahtarlama işaretini ve sistemin kontrolünü sağlar.



Şekil 25. Çıkış geriliminin sınır değerlerine bağlı olarak zamanla değişimi

Kontrol için alt ve üst sınır değerlerin belirlenmesi ile oluşan iki sınır değer arasındaki mesafeye ölü bant denir ve çıkış bu aralıkta iken kontrol işlemi değişmez. Histerezis kontrolcünün DA/DA çeviricilerle beraber kullanımını gösteren genel blok diyagramı Şekil 26'da verilmiştir.



Şekil 26. Histerezis kontrolcünün DA/DA çeviriciyle kullanımının gösterimi

Bu kontrol yönteminin en iyi özelliği her koşulda çıkış gerilimini belirlenen sınır değerleri arasında tutabilmesidir. Kontrol işlemi yük, kapasite ve endüktans değerlerinden bağımsız olarak gerçekleştirilir ve bunların oluşturacağı dalgalanmalardan etkilenmez. Histerezis kontrolün diğer dalgalanmaları elimine eden bu özelliğinden dolayı güçlü (*robustness*) kontrolcü olarak bilinir.

Histerezis kontrolün bir diğer özelliği de çıkış voltajının yanında endüktans akımını da kontrol edebilmesidir. Burada en önemli sorun yüke bağlı olarak akımında değişmesidir. Endüktans akımının geri besleme olarak kullanıldığı devrelerde kontrol performansı daha farklıdır. Akım önce sınır değerlere çıkar daha sonra ise çalışma noktasına kayar. Bu tip kontrol yöntemleri kayan kip denetimli kontrolcülerle beraber kullanılır.

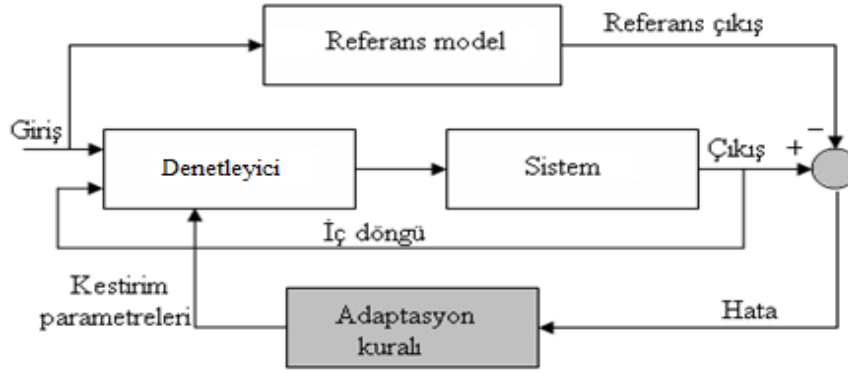
Akım kaynaklı histerezis kontrolcülerde iki çevrim bulunmaktadır. Bunlardan biri akımı denetlerken diğeri de yük gerilimini denetlemektedir. PI kontrolcüyle gerilim denetlenirken histerezis kontrolcü ile akım denetlenmektedir. Bu iki kontrolcünün beraber kullanıldığı bu tip denetime kayan kip denetimi (SMC) denmektedir. Ve ayrı bir başlıkta incelenecektir.

### **3.6. Adaptif Kontrol**

Bazı kontrol sistemlerinde kontrol işlemi başlangıçta bilinmeyen bazı parametreler tarafından yapılabilir. Bu bilinmeyen parametrelerin adaptasyonu ve kestirimi kontrol sisteminin hatalı ve kararsız çalışmasına yol açabilir. Başlangıçta sistem dinamikleri bilinirken, deneysel olarak denenmemiş parametreler değişebilmektedir. Temel olarak adaptif kontrol sistemin genel performansının sürekliliği için bilinmeyen ve kesin olmayan parametreleri tespit etmektir. Kendinden uyumlu ve modeli referans alan adaptif kontrol olarak ikiye ayrılmaktadır [64, 65].

#### **3.6.1. Referans Modelli Adaptif Kontrol**

Şekil 27'de gösterilen referans modelli adaptif kontrol sistemi, parametreleri bilinmeyen sistem, kontrol sisteminin çıkışını düzenleyen referans model, ayarlı parametreleri içeren geri besleme kontrol kural tabanı, uygun parametreleri güncellemek için gerekli bir adaptasyon mekanizmasından oluşur. Sistemin parametreleri bilinmemesine rağmen yapısının bilindiği varsayılır.

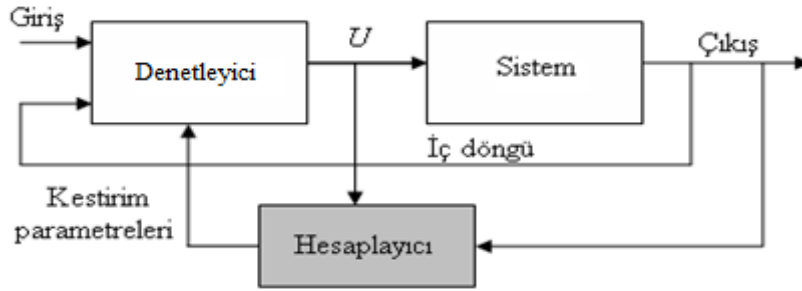


Şekil 27. Referans modellenli adaptif kontrol sistemi blok diyagramı

Burada referans model adaptif kontrolcünün ideal tepkisini belirleyen harici bir komuttur. Bu komut sistemin ideal tepkisini ayarlayan parametreleri ayarlayan adaptasyon kuralıdır. Referans model seçimi de adaptif kontrolün diğer bir parçasıdır.

### 3.6.2. Kendinden Uyumlu Adaptif Kontrol

Bir kontrolcünün parametrelerinin parametre kestirimi ile tekrarlanması ile elde edilmesine kendinden uyumlu adaptif kontrol denilmektedir. Şekil 28’de bu tür kontrolcülere ait blok diyagramı görülmektedir.



Şekil 28. Kendinden uyumlu adaptif kontrol sistemi blok diyagramı

Kendinden uyumlu parametre kestirimi şu şekilde gerçekleşir: her bir zaman süresinde hesaplayıcı sisteme ait sistemden önceki ( $U$ ) ve sonraki değerlere ait hesaplanan kestirim parametrelerini gönderir. Buradaki  $U$  yeni bir sistem çıkışı üretilmesini sağlar, buna bağlı olarak sistem parametrelerini ve girişi tekrarlayarak yeniler.

İyi tasarlanmış bir adaptif kontrol sistemi, sistemi karalı hale getirip hataları sıfıra indirebilir. Her ne kadar adaptif kontrol, kontrol sistemleri için doğru bir çözüm olsa bile kontrol yönteminin çok karmaşık olmasından dolayı ve fiyatının oldukça fazla olmasından dolayı anahtarlamalı güç kaynaklarında kullanımı pek uygun değildir.



### 3.7. Bulanık Mantık (Fuzzy Logic) Kontrol

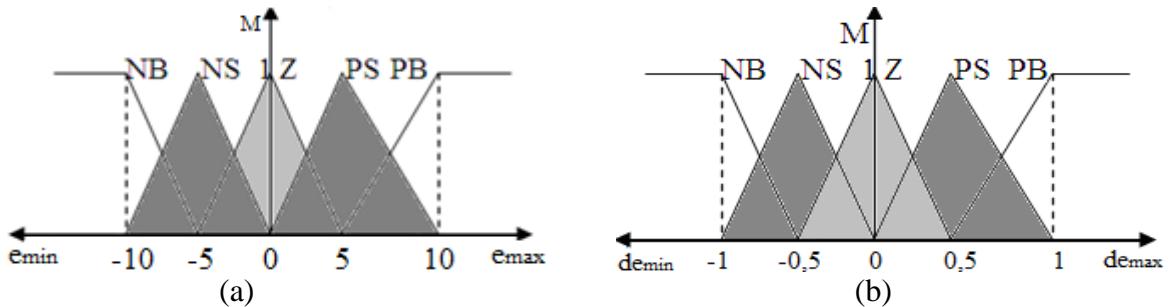
Bulanık mantık denetleyicileri bulanık kuralların geçerli olduğu ve sayısal kontrol sistemleri yerine bulanık kuralların kullanıldığı denetleyicilerdir. Burada rakamlar yerine kelimelerle işlemler yapılır. Bulanık kurallar üyelik fonksiyonları ile tanımlanır ve bu kurallar bulanık mantığın en önemli kısmını oluşturur. Bizim tarafımızdan tanımlanan bulanık kurallar çok karmaşık ve lineer olmayan sistemlerin herhangi bir matematik modele ve parametre kestirimine ihtiyaç duyulmadan istenen sonuçları verir. Aynı zamanda bulanık denetleyici birçok uygulamada daha çabuk tepki verirken aynı zamanda diğer bilinen birçok kontrol yöntemine göre daha güçlü bir denetim sağlar [55, 66, 68].

Sistem değişkenleri ve bu değişkenlere ait kural tablosu öncelikle bir kontrol algoritması oluşturmak için tanımlanmalıdır. Temel olarak çeviricilerin çıkış geriliminin anahtarlama elemanının doluluk oranı ile kontrol edildiğini bildiğimizi varsayalım. Dolayısıyla sistemde meydana gelen hata sistemin ölçülen çıkış voltajı ile istenen referans gerilim arasındaki farka eşittir. Dolayısıyla böyle bir sistem için  $r(k)$  referans gerilimi ifade ederken  $y(k)$  da ölçülen çıkış gerilimini ifade etmiş olsun, buradan hesaplanan hata gerilimi Eşitlik 35'deki gibi olmuş olur. Hatadaki meydana gelen değişim ise Eşitlik 36'daki gibi olmuş olur.

$$e(k) = r(k) - y(k) \quad (35)$$

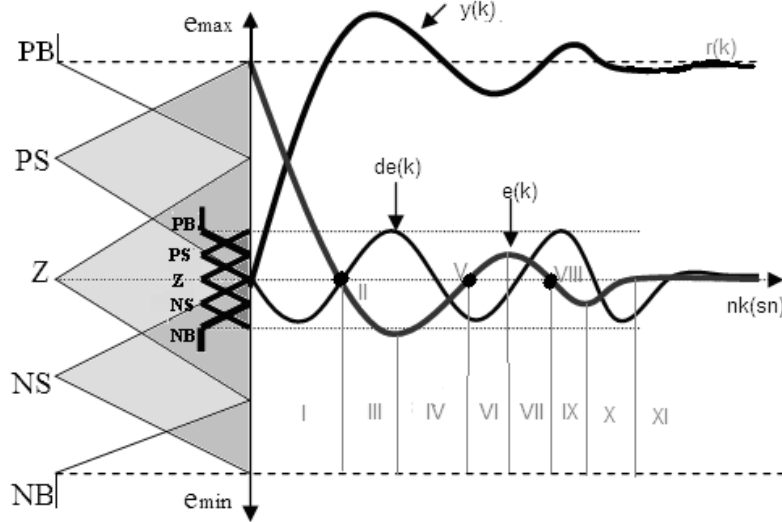
$$de(k) = e(k) - e(k-1) \quad (36)$$

Tüm bulanık değişkenlere ait üçgen üyelik fonksiyonları ise Şekil 29'daki gibi gösterilmiş olsun.



Şekil 29. (a) Hata için, (b) Hatadaki değişim için üyelik fonksiyonları

Şekil 29'daki üyelik fonksiyonları ve bu fonksiyonlara bağlı olarak hatanın ve hatadaki değişimin gösterildiği grafik Şekil 30'da verilmiştir. Bu grafikten yararlanarak bulanık kuralları tespit etmek mümkündür.



Şekil 30. Genelleştirilmiş bir sistem için bulanık dağılıma göre hata ve hatadaki değişimlerin zamanla değişimi

Birinci basamakta  $e(k)$ 'nin değeri '+' iken  $de(k)$ 'nin değeri '-' dir. Yani hata pozitifdir ancak sifıra doğru azalmaktadır. Bu yüzden hatadaki değişim  $du$  için kural hatayı azaltmak için pozitif olarak seçilir.  $e(k)$ 'nin değeri '-' ve  $de(k)$ 'nin değeri '+' iken hata negatiftir fakat artmaktadır. Bu yüzden  $du$  için kural hatayı azaltmak için negatif olarak seçilir. Şayet çıkış uzayı  $du$ , bir den çok kısma ayrılacak olursa  $e$  ve  $de$  eksenlerinde pozitif ve negatif bölgeler için  $PB$ ,  $PS$ ,  $ZZ$ ,  $NS$ ,  $NB$  gibi daha küçük ara bölmelere ayrılabilir. Tüm bunlar için bazı örnek bulanık kurallar aşağıdaki gibi verilebilir.

- 1- **Şayet  $e$   $PB$  ve  $de$   $NB$  ise  $du$   $ZZ$ 'dir.**
- 2- **Şayet  $e$   $PS$  ve  $de$   $NB$  ise  $du$   $NS$ 'dir.**
- 3- **Şayet  $e$   $ZZ$  ve  $de$   $NB$  ise  $du$   $NS$ 'dir.**
- 4- **Şayet  $e$   $NS$  ve  $de$   $NB$  ise  $du$   $NB$ 'dir.**
- 5- **Şayet  $e$   $NB$  ve  $de$   $NB$  ise  $du$   $NB$ 'dir.**

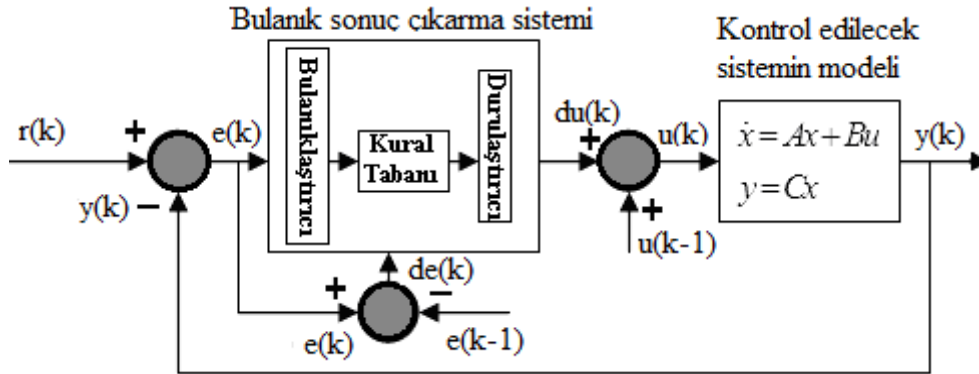
Bu kurallar her üç bulanık bölge için tekrarlanır ve Tablo 1'deki 25 kurallı tablo oluşturulur. Bu kural tablosu kullanılarak Matlab/Simulink programı ile kural tabanlı bulanık mantık denetleyici tasarımı gerçekleştirilebilir.

Tablo 1. Bulanık kural karar tablosu

		$\Delta e$				
		NB	NS	ZZ	PS	PB
e	PB	ZZ 1	PS 2	PS 3	PB 4	PB 5
	PS	NS 6	ZZ 7	PS 8	PS 9	PB 10
	ZZ	NS 11	NS 12	ZZ 13	PS 14	PS 15
	NS	NB 16	NS 17	NS 18	ZZ 19	PS 20
	NB	NB 21	NB 22	NS 23	NS 24	ZZ 25

### 3.7.1. Bulanık Mantık Denetleyici Tasarımı

Bulanık mantık denetleyicinin çalışma ilkesi temel olarak insan beyninin çalışmasına benzer. Girişine uygulanan sinyalleri insan beyninin yorumladığı şekilde yorumlayarak sistem çıkışına bir kontrol işareti olarak gönderir. Bulanık mantık tabanlı denetleyiciler esas olarak *bulanıklaştırıcı*, *kural tabanı* ve *durulaştırıcı* olmak üzere Şekil 31’de görüldüğü gibi üç kısımdan oluşmaktadır.



Şekil 31. Bulanık mantık denetleyicinin geri besleme sistemi ile beraber temel yapısı

İlk olarak bulanıklaştırma işleminde iki giriş sinyali olan hata ve hatadaki değişim bulanıklaştırma işlemi ile bulanık sayılara dönüştürülürler. Daha sonra bu sayılar düzgün bir sonuç elde etmek için kural tabanına uygulanırlar. Daha sonra durulaştırma işleminden geçirilen yeni değerler kontrolcü çıkışında elde edilirler.

**Bulanıklaştırma İşlemi:** Kontrolcü girişi sistemin kontrol işlemi için gerekli durum değişkenlerini ifade etmektedir. Bu değişkenlerin her biri, hata ve hatadaki değişim, bulanık değerleri elde etmek için üyelik fonksiyonlarına uygulanır. Burada üçgen üyelik fonksiyonlarını elde etmek için Eşitlik 37’deki ifade kullanılır.

$$\mu(x) = \max \left( \min \left( \frac{x-x_1}{x_T-x_1}, \frac{x_2-x}{x_2-x_T} \right), 0 \right) \quad (37)$$

Bu bulanıklaştırma işleminin diğer bir aşaması ise tüm hata üyelik fonksiyonları (NBe, NSe, ZZe, PSe, PBe) ve tüm hatadaki değişimlere ait üyelik fonksiyonları (NBde, NSde, ZZde, PSde, PBde) için giriş kurallarını oluşturmak için bir minimum alma işlemi gerçekleştirmesidir.

Bulanık Kural Tabanı Sistemi: Bulanıklaştırma işleminden elde edilen minimum değerli üyelik fonksiyonları bulanık denetleyicinin çıkışında kural tablosuna göre belirlenen her 25 kural için ayarlanan değerlerle çarpılır. Daha sonra belirlenen kurallar bir durulaştırma işlemine tabi tutulurlar.

Durulaştırma İşlemi: Bu işlem elde edilen değerlerin çarpımıyla elde edilecek alanların merkezi (COA) adlı durulaştırma yöntemiyle ifade edilmektedir. Alanların merkezi yöntemine ait temel gösterim Eşitlik 38' de verilmiştir.

$$coa = \frac{\sum_i \mu(x(i)) * x(i)}{\sum_i \mu(x(i))} \quad (38)$$

Bu çarpma işleminde kullanılacak yeni ara değerler en büyük üyelik değerine ait bulanık ara değerlerdir. Bu çarpımların toplamı üyelik değerlerinin toplamına bölünerek bir çıkış değeri elde edilir.

### 3.8. Kayan Kip Kontrol (SMC)

Doğrusal olmayan anahtarlamalı güç kaynaklarının kontrolü için değişken yapılı kontrolcülerden kayan kip denetimi türetilmiştir. Bu kontrol yönteminin diğer kontrol yöntemlerine karşı birçok üstünlükleri vardır. Bunlar büyük yük değişimleri ve hatlar için kararlık, güçlü denetim, iyi bir dinamik tepki ve uygulanmasının basitliği olarak sıralanabilirler [9, 21, 22].

Değişken yapıdaki kontrol sistemleri sistemin fiziksel yapısına göre zamanla kontrol kuralının yapısına göre değişir. Kayan kip denetimi değişken yapıdaki sistemler için alternatif bir çözüm sunar. Pratik olarak çevirici anahtarlama elemanı durum

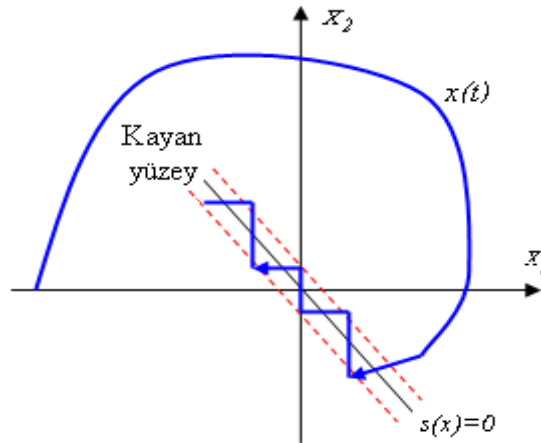
değişkenlerinin ani değerlerinin bir fonksiyonu tarafından sürülür. Sonuç olarak bu sistemin yörüngesinin durum uzayında belli bir bölgede kalmasını sağlar. Buna kayan yüzey (Sliding Surface) denir [54, 78, 80].

Tek girişli parçalı sınıflandırılmış bir lineer olmayan sistemin aşağıdaki durum değişkenleri ile ifade edildiğini göz önüne alalım:

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u, \quad u = \{0,1\} \quad (39)$$

Burada sıkalar kontrol girişi  $u$  kayan yüzeyde  $s(x,t)=0$  süreksiz iken,  $f$  ve  $g$  sürekli fonksiyon vektörleridir. Değişken yapıdaki bir doğrusal olmayan sisteme ait kontrol kuralı sonuçları Eşitlik 39'da verilmiştir. Kayan kip kontrol denetimi altında durum yörüngeleri asimptotik olarak dinamik bir davranışla denge noktasına kayma eğilimindedirler. Burada en önemli husus kontrolcü için gerekli kayan yüzeyin,  $s(x)$ , belirlenmesinde gerekli olan kuralı tespit etmektir. Anahtarlama kontrol sistemlerinde en önemli husus sistemi bir anahtarlama yüzeyinde tutmaktır. Lyapunov yaklaşımı özellikle bu işte tercih edilir.

İdeal kayan kip denetiminde  $x(t)$  durum yörüngesinin sürekli istenen yörüngede kalması beklenir. Bu ancak sonsuz hızdaki bir anahtarlama frekansı ile mümkün olabilir. Buna karşılık gerçek sistemlerde anahtarlama frekansı belirli bir değerde sınırlandırılmıştır. Bu belirli değerler anahtarlama yüzeyi etrafında salınımlar yaparlar. Buna dalgalanma ya da titreşim denir. Bu yüzeye ait gösterimler Şekil 32'de verilmiştir.



Şekil 32. Kayan kip denetimi için kayan yüzey ve yörüngenin kayan hat  $s(x)$  etrafında histerezis salınımı

Kayan kip kontrolü altında sistem yörüngesi kayan yüzeyde yer alır ve Eşitlik 40 ve Eşitlik 41'deki gibi olur.

$$s(x,t) = 0 \Rightarrow \dot{s}(x,t) = 0 \quad (40)$$

$$\dot{s}(x,t) = \frac{ds}{dt} = \sum_{i=1}^n \frac{\partial s}{\partial x_i} \frac{dx_i}{dt} = \nabla s \dot{x} = G \dot{x} \quad (41)$$

$G$ , elemanları kayan yüzeyden türetilmiş durum değişkenlerine uygun bir'e  $n$  boyutunda bir matristir. Eşitlik 40 ve Eşitlik 41 kullanılarak Eşitlik 42 elde edilebilir. Burada kontrol girişi  $u$  yerine eşdeğer kontrol  $u_{eş}$  kullanılmıştır. Bu sürekli eşdeğer kontrol girişi sistemin kayan yüzeyde hareketini tanımlar.

$$G \dot{x} = Gf(x,t) + GB(x,t)u_{eş} = 0 \quad (42)$$

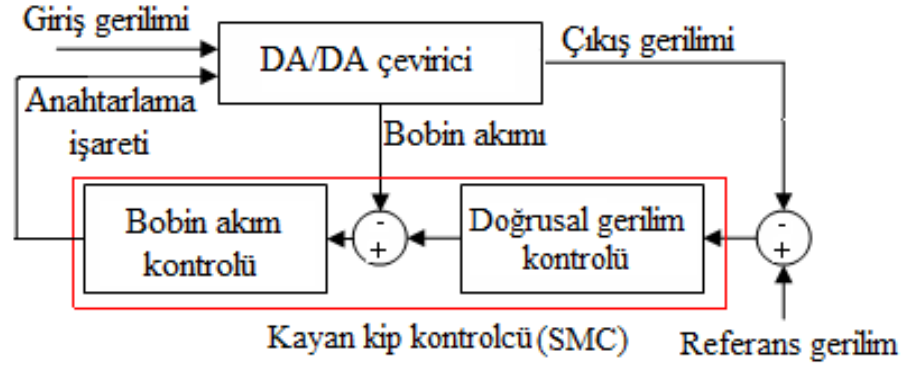
Eşitlik 43 sistemin kayan kip denetimi altındaki hareketini tanımlar. Burada  $I - B(GB)^{-1}G$  matrisi en büyük dereceden az olmalıdır. Bu kayan kip çalışma durumunda sistemi kayan yüzeyde çalışmaya zorlayacaktır. Sonuç olarak Eşitlik 43'deki sistemin mertebesi  $n-1$  olacaktır.

$$\dot{x} = [I - B(GB)^{-1}G]f(x,t) \quad (43)$$

### 3.8.1. DA/DA Çeviriciler İçin Kayan Kip Denetimi

Kayan kip denetiminin en önemli özelliklerinden biride sistem tepkisinin sistem parametrelerinden bağımsız olarak elde edilebilmesidir. Bundan dolayı DA/DA çeviriciler kayan kip denetimi uygulamaları için uygundur. Çıkış gerilimi ve türevleri sürekli olup ölçüm için uygundur. Pratik uygulamalarda DA/DA çeviricilerde akımın değişim hızı çıkış voltajının değişim hızından çok daha hızlıdır. Bu kontrol problemi, iç akım kontrolü ve dış gerilim kontrolünün kaskat kullanımı ile çözülebilir. Bu iki çevrim kayan kip denetimi olarak tanımlanabilir. Burada gerilim kontrolü olarak standart doğrusal kontrol kullanılırken, akım kontrolü için PWM ya da histerezis kontrol tercih edilir. Burada kayan kip denetimi endüktans akımını kontrol etmek için kullanılmıştır. Şekil 33'de DA/DA çeviriciler için

kayan kip denetiminin genel yapısı verilmiştir. Azaltan-artıran çevirici için kayan kip kontrolcünün kullanımı ayrı bir başlık olarak ileriki konularda ele alınacak ve incelenecektir [73-77].



Şekil 33. DA/DA çeviriciler için kayan kip denetiminin genel yapısı

### 3.9. Çoklu Çevrim Kontrolü (Three-Loop Control)

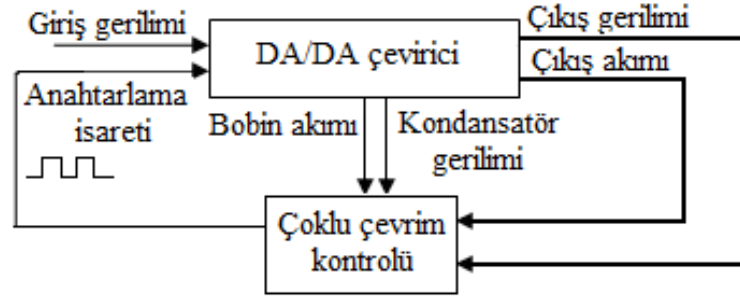
DA/DA çeviricilerin en önemli gereksinimlerinden biride kararlık ve hızlı geçiş tepkisi vermesidir. Bu gereksinimleri karşılamak için kullanılan yöntemlerden biride ilave çevrim kontrollerinin kullanılmasıdır.

İlave çevrim kontrolünde genel olarak endüktans akımı ve kondansatör gerilimi kullanılır. Bu çevrimlerin temel ilkesi endüktans akımının çıkış geriliminden  $\pi/2$  kadar geride olması, kondansatör geriliminin de akımdan  $\pi/2$  kadar geri fazda olmasıdır. Bu ilave çevrimler tüm sistemin transfer fonksiyonunun faz kaymasının da  $-\pi/2$  den daha az olmasını sağlar. Bu sayede çoklu çevrim kontrolcü tekli kontrol çevrime göre daha kararlı olur ve daha hızlı geçici tepkisi sağlar [81,82].

Çoklu çevrim kontrolcülerin yaygın olarak kullanıldığı bir başka uygulamada yüksek akımlı paralel çevirici devreleridir. Burada genellikle çıkış geriliminin düşük ve sabit olması istenirken akım paylaşımı gerçekleştirilir. Bu sayede sistemin kararlılığı sağlanırken anahtarlama elemanları üzerindeki streste azaltılmış olur. Burada düzgün bir akım paylaşımı için endüktans akımları ve çıkış gerilimleri karşılaştırılarak çoklu çevrim kontrolü sağlanmış olur.

Şekil 34'de DA/DA çeviriciler için çoklu kontrol çevriminin genel yapısı verilmiştir. Burada çeviricinin özelliğine ve sağladığı faydaya göre endüktans akımı veya kapasite voltajıyla beraber yük akımı veya yük voltajı bilgileri alınarak bunların ikili ya da üçlü

değişik birleşimleri ile çeviricinin çoklu kontrolü sağlanmış olur. Aynı şekilde akım ve gerilim bilgilerinin yanında bunların çarpımı ile elde edilecek güç bilgisi de kullanılarak üçlü çevrim kontrolü yapılabilmektedir.



Şekil 34. DA/DA çeviriciler için çoklu kontrol çevriminin genel yapısı

### 3.10. Karma (Kaskat) Denetleyiciler

Bu tip kontrol yöntemleri bir kontrolcü çıkışına başka bir kontrolcünün seri olarak bağlandığı yani hata sinyalinin peş peşe iki kontrol metodu uygulandığı kontrol yöntemleridir. Literatürde bu kontrol yöntemlerinin paralel kullanımına da rastlanmıştır. Bu kontrol yöntemlerinden FLC+PI, FLC+SMC kontrol yöntemleri ve bunlara ait benzetimler ileriki konularda ayrıntılı olarak ele alınacaktır [53, 85].



## **4. ÇEVİRİCİNİN TEORİK TASARIMI ve KARARLILIK ANALİZİ**

### **4.1. Gerçekleştirilecek DA/DA Azaltan-Arttıran Çeviricinin Teorik Tasarımı**

#### **4.1.1. Amaç**

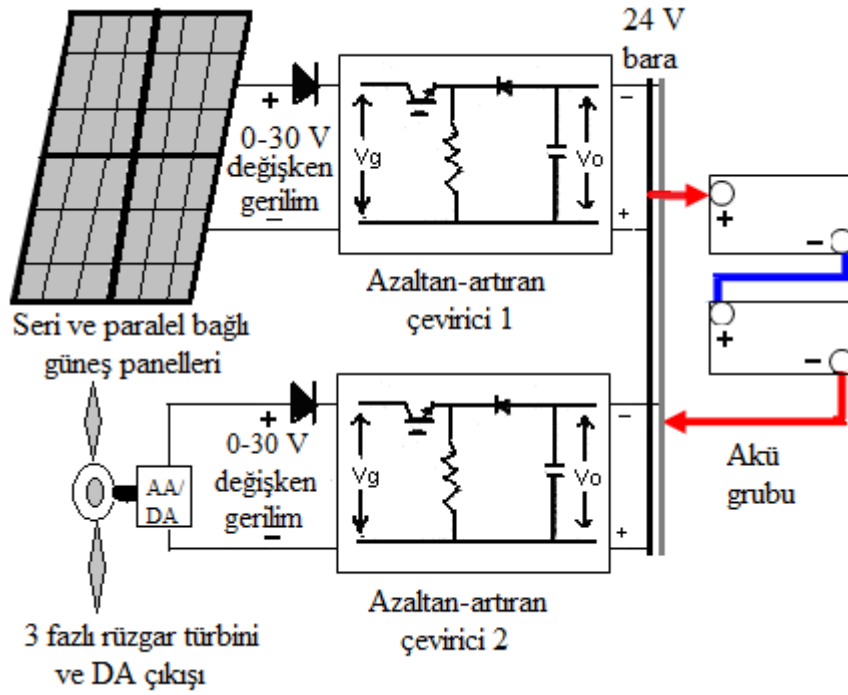
Güneş pillerinden elde edilecek enerjinin meteorolojik verilere göre güneşlenme durumunun gün içerisinde ve mevsimlere göre farklılıklar göstermesi ve bu durumda güneş pillerinin çıkış gerilimlerinin ve akımlarının düzensizliği güneş pillerinden beslenecek bataryaların ve sabit bara geriliminde çalışacak diğer DA yüklerin verimini azaltmaktadır. Tasarımı yapılacak bu sistemde sabit bara gerilimi için güneş pillerinden elde edilecek değişken gerilimi güneşlenme durumuna göre artırıp azaltarak akülerin sürekli şarj edilmeleri ve güneş pillerinden maksimum verimde yararlanmak amaçlanmıştır. Benzer şekilde kullanılan rüzgâr türbini de rüzgâr hızına ve yüklerden çekilen akım durumuna göre 0-30V aralığında değişken bir çıkış gerilimine sahip olacaktır. Sabit gerilim vermeyen kaynakları doğrudan yüklerle bağlamak beraberinde çeşitli sorunları da getirecektir.

Bu düşünceyle sistem maksimum gerilimleri 17- 18 Volt olan güneş pillerinin paralel ve seri bağlanmasıyla elde edilecek istenen güçteki güneş pili modüllerinin ve farklı rüzgâr hızlarındaki değişken gerilimlerin sabit bara ve akü şarj gerilimini sağlayacak şekilde bir çevirici tasarımı öngörülmektedir.

Bu sistemde 24V'luk sabit bara gerilimi için 12V'luk iki akünün seri bağlanması ve iki güneş pilinin de seri bağlanarak akü şarjı için gerekli sabit gerilimi bir azaltan artıran çevirici üzerinden sağlaması amaçlanmıştır. Burada talep edilen güce göre seri bağlı akü ve güneş pillerine paralel bağlı grupların ilave edilmesi gerekecektir.

#### **4.1.2. Yapılan Tasarım ve Çalışma İlkesi**

Tasarlanan sistemin genel yapısı Şekil 35'de gösterilmiştir. Yapılan bu tasarımda güneş pillerinin seri ve paralel bağlanması ile elde edilecek toplam güneş enerjisi potansiyelini ve asenkron jeneratörlü rüzgâr türbininden gelen doğrultulmuş rüzgâr enerjisi potansiyelini istenen gerilime çevirecek güçte bir azaltan artıran çeviricinin tasarımı gerçekleştirilecektir. Tek bir çevirici için bu güç 400W/saat olarak hesaplanmıştır. Rüzgâr enerjisi için paralel bir çeviricinin ayrıca kullanılması gerekecektir.

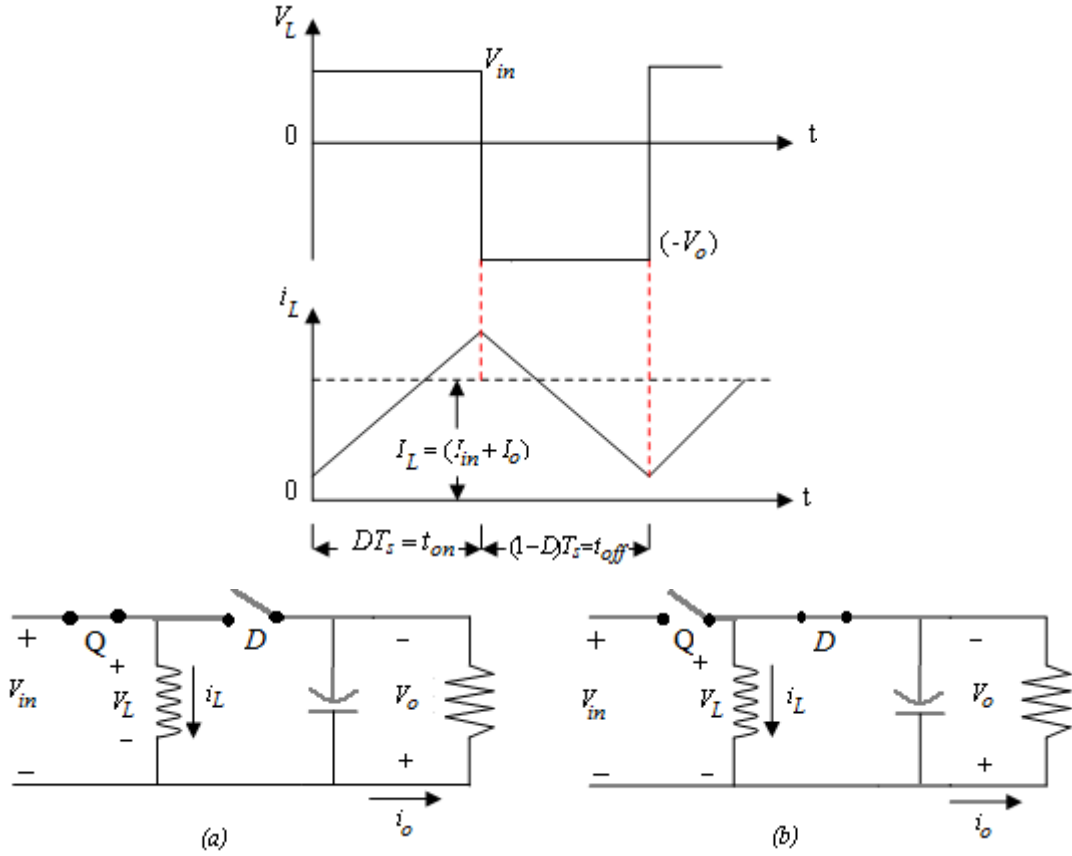


Şekil 35. Tasarlanan sistemin genel yapısı

12 Volt nominal gerilime sahip bir akünün şarj edilmesi için 14 Volt'luk bir giriş gerilimi yeterlidir. Bunun altındaki gerilimler aküyü tam verimde şarj etmezken aşırı gerilimlerde akünün çabuk deforme olmasına yol açacaktır. Ayrıca çeviricide aktarılan güç sabit olacağından dolayı aşırı gerilimler bir miktar akım azalmasına ve gereksiz güç kaybına neden olacaktır. Dolayısıyla akü şarjı için istenen düzgün bir DA giriş gerilimidir.

Burada azaltan-artıran çeviricinin üstlendiği görev güneş panellerinden alınan DA gerilimi istenen değere düşürerek ya da çıkararak bara gerilimine yakın bir değerde sabit tutarak güneş panellerinden elde edilebilecek maksimum güç aktarımını gerçekleştirmektir. Bunun içinde yapılacak tasarım ve kullanılacak kontrol yöntemi çok büyük önem arz etmektedir.

Şekil 36'da endüktans akımının sürekli olduğu durum için azaltan-artıran dönüştürücüye ait dalga biçimleri yardımıyla dönüştürücünün çalışma prensibi gösterilmiştir.



Şekil 36. Azaltan-artıran çevirici ( $i_L > 0$ ); (a) anahtar iletimde; (b) anahtar kesimde

Bu çalışma durumları göz önüne alınarak devre tasarımı ve eleman değerlerinin belirlenmesi gerçekleştirilebilir.

#### 4.1.3. Çeviricinin Eleman Değerlerinin Belirlenmesi

Azaltan artıran çeviricinin sürekli akım çalışma durumu için giriş gerilimi ile çıkış gerilimi arasındaki ilişki Eşitlik 44'de verilmiştir.

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D}{1-D} \quad (44)$$

Aynı şekilde giriş akımı ile çıkış akımı arasında ki ilişki Eşitlik 45'de verilmiştir.

$$\frac{I_o}{I_{in}} = \frac{1-D}{D} \quad (P_{in} = P_o \text{ olarak alınmıştır}) \quad (45)$$

Çeviricinin çıkışında yüke aktarılabilecek maksimum güç her bir paralel kol için 200W/saat olması istendiğinden yük akımı Eşitlik 46'daki gibi hesaplanabilir.

$$P = V.I \Rightarrow I_o = \frac{P_o}{V_o} = \frac{200}{24} = 8,3A \quad (46)$$

Burada yük den akacak maksimum akım aynı zamanda bobin akımı olup bu durumda yükün alacağı en küçük değer;

$$V = I.R = 24V \Rightarrow R = \frac{V_o}{I_o} = \frac{24V}{8,3} = 2,89\Omega \quad (47)$$

olarak bulunur. Şayet çıkış gerilimindeki dalgalanmanın müsaade edilen üst sınırı %1 olarak seçilirse;

$$\Delta V_o = 24 \times 0,01 = 0,24V \quad (48)$$

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_o DT_s}{C} = \frac{V_o DT_s}{R C} \quad (49)$$

Endüktans akımının ortalama ifadesi ise Eşitlik 50'deki gibi yazılacak olursa;

$$\Delta I_L = \frac{V_o}{L} (1-D).T_s \quad (50)$$

ve Eşitlik 49 ve 50'deki ifadeler birleştirilecek olursa Eşitlik 51 elde edilir.

$$\Delta V_o = \Delta I_L . L . \frac{D}{1-D} . \frac{1}{R.C} \quad (51)$$

Eşitlik 44 36 Volt giriş gerilimi ve 24 Volt çıkış gerilimi için yazılacak olursa;

$$\frac{24}{36} = \frac{D}{1-D} \Rightarrow D = 0,4 \text{ olarak bulunur.} \quad (52)$$

Eşitlik 51'de bilinen değerler yerine yazılırsa;

$$0,24 = 0,83 \times \frac{0,4}{0,6} \times \frac{L}{2,89C} \Rightarrow L = 1,25C \text{ olarak bulunur.} \quad (53)$$

Sınır değer koşulu için ortalama yük akımı endüktans akımının ortalamasına eşit olmalı;

$$I_{LB} = I_{OB} \quad (54)$$

$$i_{L\_tepe} = 2.I_{LB} (D = 0,5 \text{ için}) \quad (55)$$

$$I_{LB} = I_{LB,max} (1 - D) \quad (56)$$

$$I_{LB,max} = \frac{8,3}{0,6} = 13,8 \text{ Amper} \quad (57)$$

Eşitlik 50'den  $I_{LB,max}$  değerinin  $D=0$  için sağlandığı gözükür. Anahtarlama frekansı  $f=100kHz$  için;

$$T_s = \frac{1}{f} = \frac{1}{100.10^3} = 10\mu s \text{ olarak bulunur.} \quad (58)$$

Eşitlik 58'deki değer Eşitlik 59'da yazılırsa;

$$I_{LB,max} = \frac{T_s \cdot V_o}{2.L} = \frac{10.10^{-6} \cdot 24}{2.L} = 13,8 \text{ Amper} \quad (59)$$

Buradan endüktans için alt sınır değer;

$$L = \frac{10.10^{-6} \cdot 24}{2.13,8} = 0,87\mu H \text{ olarak bulunur.} \quad (60)$$

Bu değer sürekli çalışma için gerekli endüktansın alt sınır değeridir. Endüktans akımı aynı zamanda yük akımını da etkilediği için yük akımında daha az dalgalanma ve endüktans üzerinde oluşacak kayıpları azaltmak için bu değerden daha büyük seçilmelidir. Örneğin Eşitlik 53'deki  $L$ -  $C$  ilişkisi de kullanılarak  $C = 50\mu F$  için  $L = 62,5\mu H$  olarak bulunur.

Çıkış gerilimindeki dalgalanmanın istenen sınır değerden az olması için kullanılması gereken kondansatör değeri;

$$C \geq \frac{I_{o(Max)} D_{Max}}{f_s \Delta V_o} = \frac{13,8.1}{100.10^3.0,24} = 575 \mu F \text{ olarak bulunur.} \quad (61)$$

Şayet çevirici çıkışında  $575 \mu F$  değerinde bir kondansatör seçilirse  $718 \mu H = 0,72 mH$  değerinde bir endüktans seçilmelidir.

#### 4.1.4. Endüktans Tasarımı İçin Yapılan Hesaplamalar

Endüktans tasarımı başlı başına bir çalışma alanı olup bu konuda gerek üretici firmalar gerekse bilim adamları günümüze kadar birçok çalışma yapmışlar ve yapmaya da devam etmektedirler. Bu tasarımda daha çok MAGNETICS firmasına ait katalog verilerinden ve bültenlerden yararlanarak gerekli endüktans için bobin ve çekirdek hesaplamaları gerçekleştirilecektir [90].

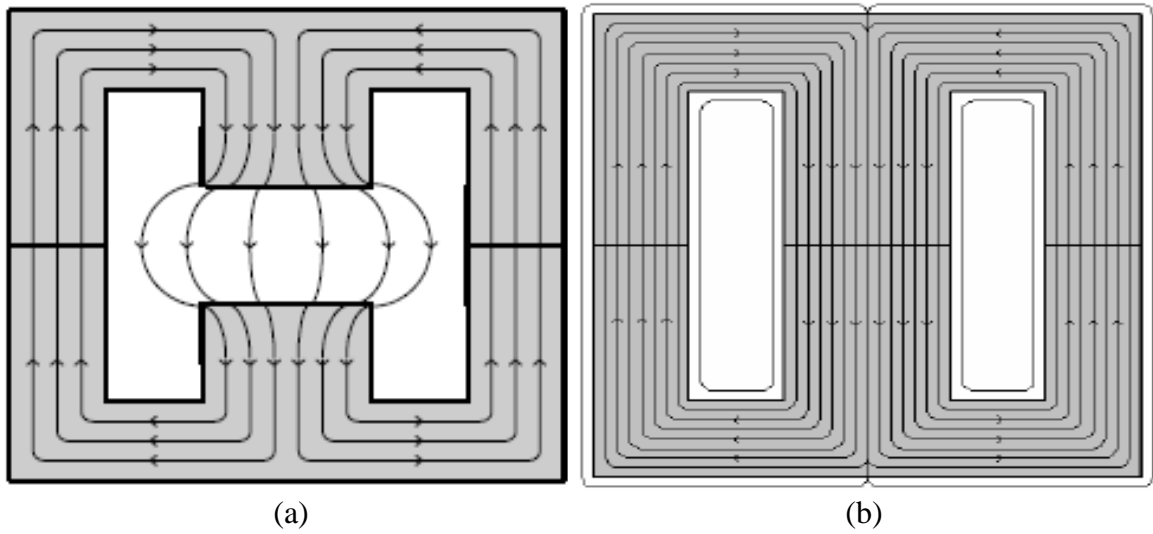
Bobin tasarımında en önemli faktör manyetik akı geçişini sağlayan çekirdek ve onun yapısıdır. Genel olarak hava çekirdekli, demir çekirdekli(saç levhalı), Ferit ve toz nüveler bulunmaktadır. Yüksek frekanslı anahtarlamalı güç kaynaklarında özellikle kayıpları ve doyum olayları daha az olduğu için Ferit ve toz nüveler tercih edilmektedir. Bunların da birbirlerine göre avantaj ve dezavantajları mevcuttur.

Ferit çekirdeklerin en önemli özelliği fiyatının düşük olması ve yüksek frekanslarda düşük çekirdek kayıplarına sahip olmasıdır. Bu çekirdekler Mn-Zn, Ni-Zn alaşımlarından elde edilmektedir. Bu alaşımların değişik oranlarından elde edilen F, P, R, K tipi nüveler çekirdek kayıpları ve DA karakteristiklerinden dolayı tercih edilirler. Bu nüvelere ilave olarak elde edilen hava aralıkları doyum olaylarına karşı Ferit çekirdeği daha etkin kılmaktadır. Katalog verilerinden yararlanarak ihtiyaca göre istenen şekilde ve boyutta bir nüve kullanılabilir [86].

Toz nüveler ise üretildikleri malzemenin özelliğinden dolayı malzemenin içine dağılmış bir hava aralığına sahiptirler ve bu özellik anahtarlamalı doğrultucular için idealdir. Bu özellik yumuşak bir doyum karakteristiği yanında küçük çekirdek hacmi, aşırı akım koruması, az ısınma gibi birçok tasarım kolaylığı sağlar. Toz nüveler DA manyetik kuvvet karakteristiklerinde doyuma gitmeden yüksek seviyelerde sürülme imkânı sağlar. Halka E şekilli nüveler için değişik malzemeler için üretilmiş olanları vardır. E çekirdekler için Kool Mu nüveler mevcuttur.

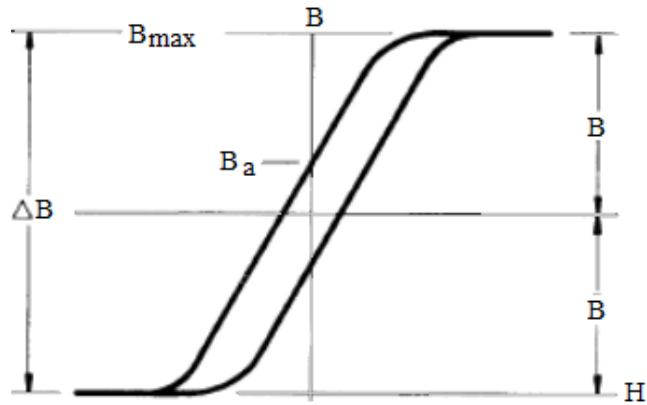
Nüve seçiminde bir diğer konuda nüve geometrisidir. Pot nüve, E şekilli nüve, Halka şekilli nüve başta olmak üzere kullanım özelliklerine göre çeşitli nüve tipleri imal

edilmiştir. E çekirdekler nüve, bobin ve sargı fiyatları ve kolaylığı açısından daha avantajlıdır. Ayrıca değişik boyutlarda kesit alanı ve pencere aralıklarına sahip E nüveler mevcuttur. E nüvelerin iki taraflı akı yoluna sahip olması boyutlarını küçültmektedir. Buda devre üzerinde az yer kaplamalarını ve baskı devrelere montajlarının kolay yapılmasını sağlamaktadır. E nüvelerin bir diğer özelliği de hava aralığının ayarlanabiliyor olmasıdır. Ancak hava aralığı olan nüvelerde oluşan saçak akıları Şekil 37(a)'daki gibi akı kayıplarına ve sargı telleri üzerinde girdap akımı (Eddy) kayıplarına yol açmaktadır. Bu yüzden eşit hava aralığına sahip Kool Mu E nüveler daha çok tercih edilir [72, 87].



Şekil 37. (a) Tek hava aralıklı, (b) Dağınık hava aralıklı E nüveler ve akı yolları

Endüktans hesabının temel ilkeleri Faraday yasalarına dayanmaktadır. Endüktans için manyetik akı yoğunluğu ( $B$ ) ve manyetik alan şiddeti ( $H$ ) arasındaki  $B$ - $H$  histerezis eğrisi Şekil 38'de verilmiştir.



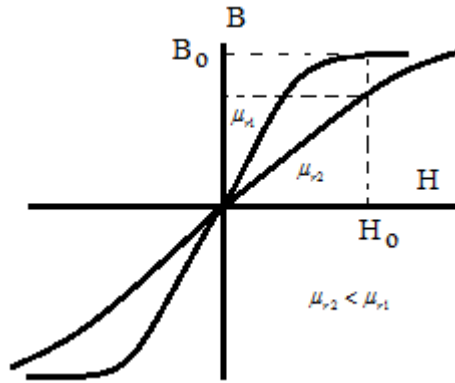
Şekil 38. B-H histerezis eğrisi

B ve H arasındaki ilişki aşağıdaki eşitliklerle verilmiştir.

$$\mu = \frac{\Delta B}{\Delta H} \Rightarrow B = \mu \cdot H \quad (62)$$

$$\mu = \mu_0 \cdot \mu_r \quad (63)$$

Burada  $\mu$  manyetik geçirgenlik olup Eşitlik 63'deki gibi hava ve nüvenin manyetik geçirgenliğinin çarpımına eşittir. Havanın manyetik geçirgenliği  $\mu_0 = 1,26 \cdot 10^{-6} H/m$ , malzemenin manyetik geçirgenliği  $\mu_r$ . Ferit malzemeler için 2000-4000 arasında değişmektedir. Şayet  $\mu$  büyük ise Şekil 39'daki gibi B çabuk olarak doyuma ulaşacaktır. Bu yüzden B'nin küçük seçilmesi gerekir [89].



Şekil 39. B-H eğrisinin  $\mu_r$  değerine bağlı değişimi

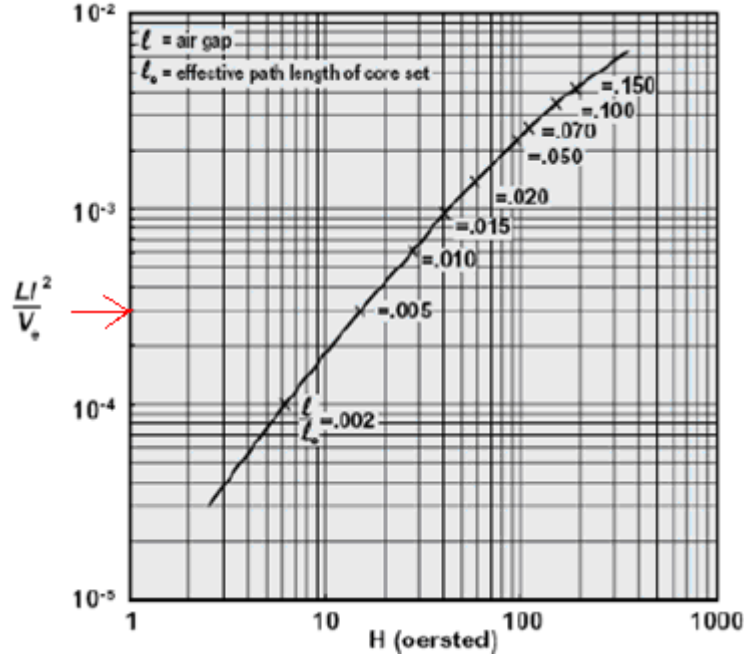
Endüktans hesabı için; çeviricide kullanılacak 0,72mH değerindeki endüktansın tasarımı için, endüktans akım değerinin de kullanılması gerekir. Endüktans üzerinden akacak maksimum akım yaklaşık 8,5A olduğu için, endüktans üzerinde depolanabilecek maksimum enerji;

$$LI^2 = (0,72 \times 10^{-3}) \times (8,5)^2 = 52,02 \times 10^{-3} J \quad (64)$$

olarak bulunur. B-H arasındaki Eşitlik 65'deki ilişkiden elde edilen Hanna eğrisi Şekil 40'da verilmiştir. Burada  $V_e$  hacmi ifade eder [91].

$$H = \frac{LI^2}{V_e \cdot B_{\max}} \quad (65)$$



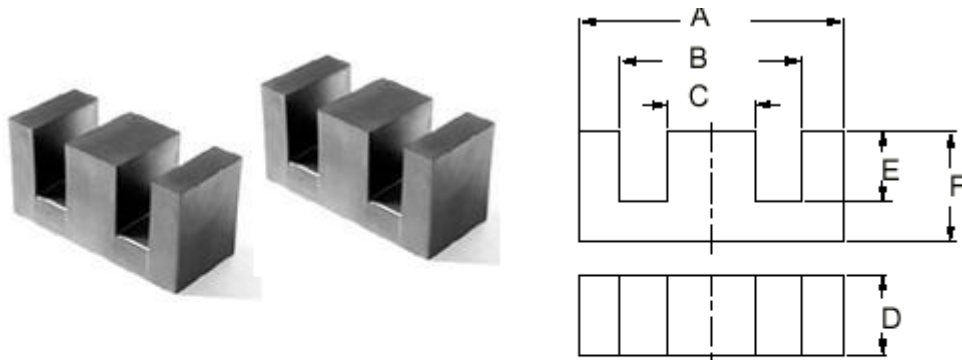


Şekil 40. Hanna eğrisi

Hanna eğrisinde skalanın orta noktası seçilecek olursa;

$$\frac{LI^2}{Hacim} = 5.10^{-4} \Rightarrow Hacim = \frac{52,02 \cdot 10^{-3}}{5 \cdot 10^{-4}} = 104,04 \text{ cm}^3 \quad (66)$$

bulunur. Üretici firmaya ait E tipi çekirdek katalogundan en yakın hacim değeri DMR40-EE70 kodlu çekirdek için  $102 \text{ cm}^3$  olarak seçilmiştir. Bu çekirdek için katalog verileri Şekil 41'de verilmiştir.



EE FERİT ÇEKİRDEK DMR 40

Tipi	Çekirdek Ölçüleri							
	A	B <sub>min</sub>	C	D	E	F	L <sub>e</sub> (mm)	A <sub>e</sub> (mm)
EE 13	13,3	10	2,7	6,15	4,65	6,2	30,8	17,9
EE 33	33,2	23,5	9,7	12,7	9,65	14	67	117,1
<b>EE 70</b>	<b>70,5</b>	<b>48</b>	<b>21,65</b>	<b>31,75</b>	<b>22,25</b>	<b>32,95</b>	<b>150</b>	<b>686</b>

Şekil 41. DMR40-EE70 kodlu çekirdeğe ait katalog verileri

Bu hacim değeri için akı yolu olan,  $L_e=150$  mm ve akı yolu kesit alanı,  $A_e=686$  mm<sup>2</sup> olarak verilmektedir. Yeni seçilen hacim değeri için;

$$\frac{LI^2}{Hacim} = \frac{52,02 \cdot 10^{-3}}{102} = 0,51 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^3 \quad (67)$$

olarak bulunur. Şekil 42'deki Hanna eğrisinden tekrar bakacak olursak  $\frac{LI^2}{Hacim}$  'e karşılık

gelen değer için  $\frac{l}{l_e} = 0,005$  ve  $H=20$  olarak bulunur. Manyetik kuvvetin Eşitlik 68'deki

Oersted ifadesinden sarım sayısı bulunur.

$$H = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot N \cdot I}{l_e} \Rightarrow N = \frac{H \cdot l_e}{0,4 \cdot \pi \cdot I} \quad (68)$$

$$N = \frac{20 \cdot 14,9}{0,4 \cdot \pi \cdot 8,5} = 27,91 \text{ ve } N=28 \text{ sarımdır.} \quad (69)$$

$I_{LB\_max} = 13,8A$  için bobin sarımında kullanılacak kablo kesiti 1,5 mm<sup>2</sup> olarak seçildi (TS9759, IEC277 standartlarına göre).

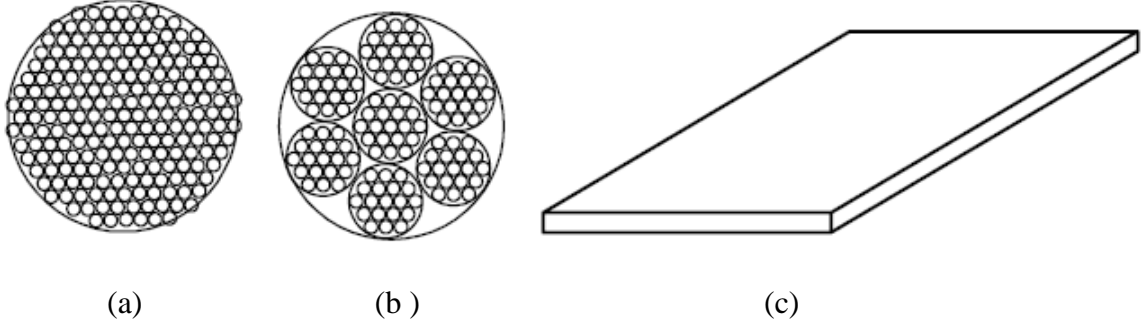
Burada bir diğer konuda kullanılacak kablonun türüdür. Yüksek frekanslarda yaşanan deri olayı etkisi ve kabloların yakınlık etkisi akımın iletken tel içerisinde düzgün dağılımını olumsuz etkilemektedir. Bu etki Şekil 42'de özetlenmiştir.



Şekil 42. Yüksek frekans (a) ve kabloların yakınlık etkisi (b) ile oluşan deri olayları

Bu tip sorunları ortadan kaldırmak için çeşitli çözümler üretilmiştir. Bunlardan belli başlıları emaye tellerden oluşan çok damarlı Litz teli kullanmak, çok damarlı sarımlı kablo

kullanmak veya şerit kablolar kullanmaktır. Bu tip kablolarla ait tel kesitleri Şekil 43'de gösterilmiştir.



Şekil 43. Çeşitli kablo kesitleri (a) Litz teli, (b) çok damarlı tel, (c) şerit tel

Litz teli için katalog verilerine göre aynı yük taşıma kapasitesi için kablo kesiti 2 kat alınır. Buradan tek bir tel için hacim ve gerekli pencere aralığı;

$$A_w = 2.1,5.10^{-2} = 3.10^{-2} \text{ cm}^2 \quad (70)$$

$$W_A = 3.10^{-2} \cdot (42 / 0,4) = 263.10^{-2} = 2,63 \text{ cm}^2 \quad (71)$$

DMR40-EE70 kodlu çekirdek için pencere aralığı;

$$W_A = D.E.(B - C) = 1,92 \text{ cm}^2 \quad (72)$$

olarak hesaplanır. Bu değer kablo sarımı için hesaplanan değerden büyüktür ve çekirdek pencere aralığı yeterlidir. Eşit hava aralığına sahip nüveler için hava aralığı hesabına gerek yoktur. Diğer nüveler için hava aralığı ise;

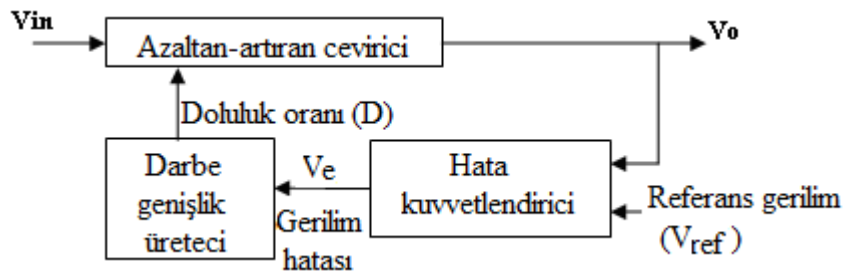
$$\frac{l}{l_e} = 0,005 \Rightarrow l = 14,9.0,005 = 0,0745 \text{ cm} \text{ olarak bulunur.} \quad (73)$$

Yapılan hesaplamalar doğrultusunda piyasadan temin edilen uygun bobin ile özel olarak sardırılan Litz teli kullanılarak gerekli endüktansların tasarımı gerçekleştirilmiştir. Beklenemeyen durumlar ve ani yüklenmeler de göz önüne alınarak sarım sayıları ve dolayısıyla da bobin değerleri bir miktar yüksek seçilmiş ve gerçekleştirilmiştir.

## 4.2. Gerçekleştirilen Çeviricinin Küçük İşaret İncelemesi ve Kararlılık Analizi

### 4.2.1. Azaltan-Artıran Çevirici İçin Küçük İşaret İncelemesi

Bu kısma kadar yapılan çevirici ile ilgili hesaplamalarda anahtarlama elemanı hesaplamalara katılmamıştır. Bu bölümde daha doğru bir analiz için kontrol döngüsü elemanları da yapılan hesaplamalara katılacaktır. Bu elemanlar anahtarlama elemanına bağlı olan darbe genişlik modülatörü ve çıkış gerilimini referansla karşılaştıran hata kuvvetlendiricidir. Bu kontrol döngüsü elemanları Şekil 44’de verilmiştir [57, 62].



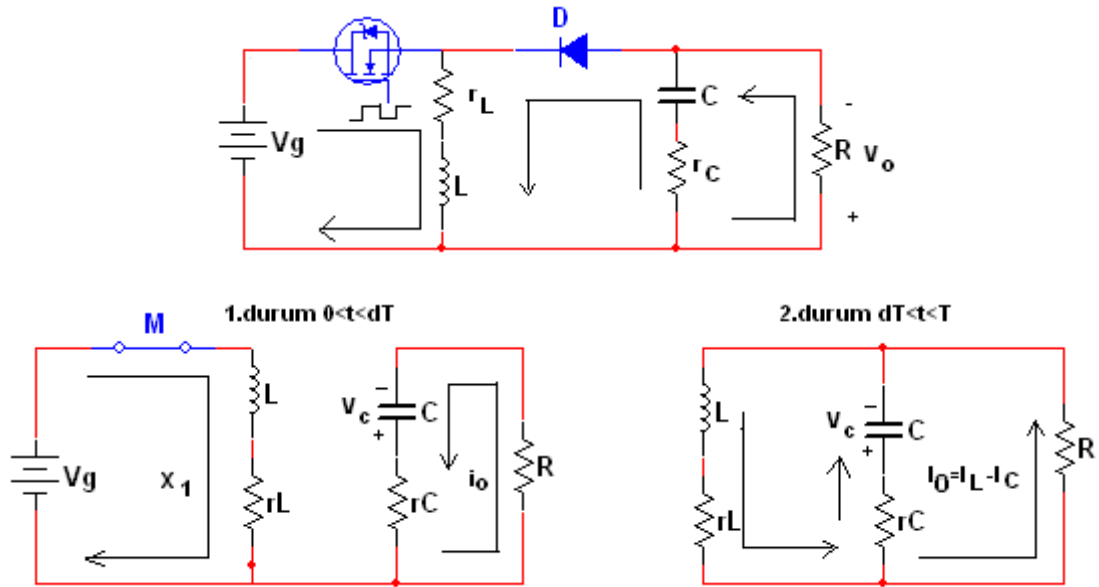
Şekil 44. Çevirici kontrol döngü elemanları

Çevirici modellenirken genel olarak anahtarlama elemanı sadece devreye katılır ve bu PWM anahtar modeli olarak alınır. Bu model burada ele alınacaktır. Şekil 44’de görüldüğü gibi doluluk oranı bir kontrol girişi olup çıkış gerilimini belirleyen bir anahtarlama işaretidir. Bu doluluk oranı doğrusal olmayan bir anahtarlama elemanı olarak çalışmaktadır. Bu güç elektroniği çeviricisinde yalnızca anahtarlama elemanları doğrusal olmayan elemanlar olduğu için bir periyot için ortalama akım ve gerilim değerlerine bölünerek lineerleştirilir. Bu durumda bu model gerçek modelin yerine konarak tüm sistemin analizi yapılır. Bu yüzden anahtarlama elemanlarının bu modeli PWM anahtarlama modeli olarak adlandırılır [63].

### 4.2.2. Ortalama Durum Uzayı Tekniği ile Çeviricinin Transfer Fonksiyonunun Bulunması

Bu bölümde azaltan artıran çeviricilerde diğer anahtarlama devrelerinin kontrolünde de kullanılan ortalama durum uzayı yönteminden yararlanılacaktır. Bu yöntemde, anahtarlama elemanının her bir konumu için devrenin durum denklemleri çıkartılır ve elde edilen denklem takımları anahtar konumlarının sürelerinin ağırlık fonksiyonu olarak

kullanılmasıyla ortalama tepkiyi verecek şekilde yeniden düzenlenir. Azaltan-Artıran çevirici devresine ait anahtarın her iki konumu için devre durumları Şekil 45’de gösterilmiştir. Burada kapasite ve endüktans elemanı için seri eşdeğer dirençler devreye eklenmiştir.



Şekil 45. Azaltan-Artıran çevirici için anahtarın iletim ve tıkama durumlarının gösterimi

Çeviricide enerji depolayan kapasite ve endüktans elemanları için iki durum değişkeni vardır. Bu durum değişkenleri  $x_1$  ve  $x_2$  ile gösterilmekte olup, endüktans akımı ve kondansatör gerilimlerini ifade ederler.

$$x_1 = i_L$$

$$x_2 = V_C \rightarrow \dot{x}_2 = \frac{dV_C}{dt} \quad (74)$$

$$i_o = i_c = C \frac{dV_C}{dt} = C \dot{x}_2 \quad (75)$$

1.durum için (anahtarın iletimde olduğu durum); çevre denklemleri yazılarak aşağıdaki eşitlikler elde edilir.

$$V_g = r_L x_1 + L \dot{x}_1 \quad (76)$$

$$-x_2 + r_c C \dot{x}_2 + RC \dot{x}_2 = 0 \rightarrow x_2 = (r_c + R)C \dot{x}_2 \quad (77)$$

Bu eşitlikler gerekli ara işlemler yapılarak standart durum denklemleri formuna sokulur. Anahtarın iletim durumuna ait durum denklemleri matris yapısında şu şekilde gösterilir.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_L}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{(r_c + R)C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_g \quad (78)$$

Bu eşitlik  $\dot{x} = A_1 x + B_1 u$  formunda olup buradan  $x$ ,  $A_1$  ve  $B_1$  matrisleri elde edilir.

2. durum için (anahtarın tıkama konumunda olduğu durum); çevre denklemleri yazılarak aşağıdaki eşitlikler elde edilir.

$$0 = L\dot{x}_1 + r_L x_1 + x_2 + r_c C \dot{x}_2 \quad (79)$$

$$V_0 = -x_2 - r_c C \dot{x}_2 = R(x_1 - C \dot{x}_2) \quad (80)$$

Eşitlik 80 düzenlenecek olursa Eşitlik 81 elde edilir.

$$\dot{x}_2 = \frac{-x_2 - R x_1}{(r_c + R)C} \quad (81)$$

Eşitlik 81 Eşitlik 79'da yerine yazılırsa Eşitlik 82 elde edilir.

$$r_L x_1 + L\dot{x}_1 + x_2 + r_c \left( \frac{-x_2 - R x_1}{r_c + R} \right) = 0 \quad (82)$$

Bu eşitlikler düzenlenerek anahtarın tıkama konumuna ait durum denklemleri matris formunda aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R r_L - R r_c + r_L r_c}{(R + r_c)L} & -\frac{R}{(R + r_c)L} \\ -\frac{R}{(R + r_c)C} & -\frac{1}{(R + r_c)C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_g \quad (83)$$

Çevirici devresi için her iki durumda yazılan matris bağıntıları, geçerli oldukları zaman süreleri ile çarpılarak toplanır ve anahtarlama periyoduna bölünürse, ortalama durum uzayı denklemi elde edilir.

$$\dot{x} = dA_1x + (1-d)A_2x + dB_1u + (1-d)B_2u \quad (84)$$

Birinci aralık için tanımlanan katsayılar matrisi  $A_1$  ve ikinci aralık için tanımlanan katsayılar matrisi  $A_2$ ,  $R$ 'nin,  $r_L$  ve  $r_C$  değerlerinden çok büyük olduğu düşünülerek aşağıdaki gibi sadeleştirilebilir.

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{r_L}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{RC} \end{bmatrix}, A_2 = \begin{bmatrix} \frac{r_C - r_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (85)$$

Eşitlik 85'deki katsayılar matrisleri Eşitlik 84'de yerine yazılırsa ve gerekli sadeleştirmeler yapılırsa durum denklemlerinin son hali aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{r_C(d+1) - r_L}{L} & \frac{1}{L}(d-1) \\ \frac{1}{C}(d-1) & \frac{1}{RC}(2d-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + d \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_g \quad (86)$$

Çıkış gerilimini durum değişkenlerine bağlı olarak ifade edecek olursak;

1. durum ( $d.T_s$  için):

$$\begin{aligned} V_o &= x_2 - r_C(V_o / R) \\ V_o &= x_2 \frac{R}{R + r_C} \end{aligned} \quad (87)$$

2.durum ( $(1-d)T_s$  için) :

$$\begin{aligned} V_o &= x_2 + r_C(x_1 - V_o / R) \\ V_o &= x_1 \frac{R.r_C}{R + r_C} + x_2 \frac{R}{R + r_C} \end{aligned} \quad (88)$$

Bu iki durum denklemini matris formunda yazacak olursak, Eşitlik 89 ve 90 elde edilmiş olur.

$$y = C_1 X = \begin{bmatrix} 0 & \frac{R}{R+r_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (89)$$

$$y = C_2 X = \begin{bmatrix} \frac{Rr_c}{R+r_c} & \frac{R}{R+r_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (90)$$

Eşitlik 89 ve 90'dan elde edilen  $C_1$  ve  $C_2$  matrisleri  $V_o = [C_1 d + C_2 (1-d)]x$  formunda yazılırsa;

$$V_o = CX = \left[ \begin{bmatrix} 0 & \frac{dR}{R+r_c} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{(1-d)Rr_c}{R+r_c} & \frac{(1-d)R}{R+r_c} \end{bmatrix} \right] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (91)$$

elde edilir. Bu eşitlikte yine  $R$ 'nin,  $r_c$ 'nin yanında çok küçük olduğu düşünülür ve gerekli sadeleştirmeler yapılırsa  $C$  matrisinin son hali elde edilir.

$$C = \begin{bmatrix} \frac{(1-d)Rr_c}{R+r_c} & \frac{R}{R+r_c} \end{bmatrix} \cong [(1-d)r_c \quad 1] \quad (92)$$

Çıkış gerilimi ile giriş gerilimi arasındaki ilişki;

$$y = Cx = CA^{-1}Bu \quad (93)$$

ifadesi ile verilir. Burada  $u$  çıkış  $y$  de giriş gerilimi olarak tanımlandığından giriş çıkış ilişkisi;

$$\frac{V_o}{V_g} = -CA^{-1}B \quad (94)$$

olarak yazılabilir.  $C$  ve  $A$  matrisleri yerine yazılarak gerekli işlemler yapıldıktan sonra transfer fonksiyonu;



$$\frac{V_o}{V_g} = -[(1-d)rc \quad 1] \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} D \quad (95)$$

biçiminde yazılabilir. Bu işlemler sonucunda transfer fonksiyonu;

$$\frac{V_o}{V_g} = -\frac{(1-d)rc}{L} D \cong -\frac{dr_c}{L} \left( D = \frac{d}{d-1} \text{ için} \right) \quad (96)$$

olarak elde edilir. Bu sonuç girişle çıkış arasındaki ortalama ilişkidir.

Sistemin dinamik değişimi Laplace dönüşümleri yardımıyla  $s$  dümeninde aşağıdaki bağıntılarla ifade edilebilir.

$$T_p(s) = \frac{\bar{V}_o}{d(s)} = C[SI - A]^{-1} [(A_1 - A_2)x + (B_1 - B_2)V_d] + (C_1 - C_2)x \quad (97)$$

Bu ifadede  $I$  birim matris  $A, A_1, A_2, B, B_1, B_2, C, C_1, C_2$  daha önce hesaplanan durum matrisleridir. Bu değerler yerine konulacak olursa sistemin geçiş fonksiyonu;

$$T_p(s) = [(1-d)r_c \quad 1] \begin{bmatrix} s - \frac{r_c(d+1) - r_L}{L} & -\frac{1(d-1)}{L} \\ -\frac{1}{C}(d-1) & s - \frac{1}{RC}(2d-1) \end{bmatrix}^{-1} \left[ \begin{bmatrix} -\frac{r_c}{L} & \frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & \frac{2}{RC} \end{bmatrix} X + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_g \right] + \begin{bmatrix} -\frac{Rr_c}{R+r_c} & 0 \end{bmatrix} X \quad (98)$$

Bu eşitlikte ki matrisin tersini alabilmek için Eşitlik 99'da önce determinantı alınmış Eşitlik 100'de tersi hesaplanmıştır.

$$\det[SI - A] = s^2 - \frac{s}{RC}(2d-1) - \frac{s(r_c(d+1) - r_L)}{L} + \frac{(r_c(d+1) - r_L)(2d-1)}{RLC} - \frac{(d-1)^2}{LC} \quad (99)$$

$$[SI - A]^{-1} = \frac{1}{s^2 - \frac{s}{RC}(2d-1) - \frac{s(r_c(d+1) - r_L)}{L} + \frac{(r_c(d+1) - r_L)(2d-1)}{RLC} - \frac{(d-1)^2}{LC}} \begin{bmatrix} s - \frac{1}{RC}(2d-1) & \frac{1}{L}(d-1) \\ \frac{1}{C}(d-1) & s - \frac{r_c(d+1) - r_L}{L} \end{bmatrix} \quad (100)$$

Eşitlik 100, Eşitlik 98'de yerine yazılarak gerekli sadeleştirmeler yapılırsa Eşitlik 101 elde edilir.

$$T_p(s) = \frac{1}{s^2 - \frac{s}{RC}(2d-1) - \frac{s(r_c(d+1)-r_L)}{L} + \frac{(r_c(d+1)-r_L)(2d-1)}{RLC} - \frac{(d-1)^2}{LC}} \begin{bmatrix} s - \frac{1}{RC}(2d-1) & \frac{1}{L}(d-1) \\ \frac{1}{C}(d-1) & s - \frac{r_c(d+1)-r_L}{L} \end{bmatrix} \cdot \left[ \left[ \frac{-2r_c^2(1-d)}{RLC} - \frac{(1-d)r_c}{LC} \right] X + \frac{V_g}{L}(1-d)r_c \begin{bmatrix} -2r_c & -1 \\ RLC & LC \end{bmatrix} X + \frac{V_g}{L} \right] + \begin{bmatrix} -Rr_c & 0 \\ R+r_c & 0 \end{bmatrix} X \quad (101)$$

Genel olarak ileri yönde çalışan bir çeviriciye ait transfer fonksiyonu  $f(D)$  Eşitlik 102'deki gibi verilir.

$$\frac{\bar{V}_o(s)}{\bar{d}(s)} = V_d f(d) \frac{(1 + s/w_{z1})(1 - s/w_{z2})}{as^2 + bs + c} \quad (102)$$

Eşitlik 101'deki ifade Eşitlik 102'deki formda yazılacak olursa Eşitlik 103 elde edilir;

$$\frac{\bar{V}_o(s)}{\bar{d}(s)} = \frac{V_{giriş}}{(1-d)^2} \frac{(1 + \frac{s}{1/r_c C})(1 - \frac{s}{(1-d)^2 R/dL})}{\frac{s^2}{(1-d)^2/LC} + \frac{s}{(1-d)^2 R/L} + 1} \quad (103)$$

Burada:

$$G_{do} \approx \frac{V_{giriş}}{(1-D)^2}, \quad \omega_{z1} = \frac{1}{r_c C}, \quad \omega_{z2} \approx \frac{(1-D)^2 R}{DL}, \quad \omega_o \approx \frac{(1-D)}{\sqrt{LC}} \quad \text{ve} \quad Q \approx \frac{(1-D)R}{\sqrt{L/C}}$$

olup bu değerler Eşitlik 103'de yerlerine konursa Eşitlik 104 elde edilir.

$$\frac{\bar{V}_o}{\bar{d}}(s) = G_{do} \frac{(1 + \frac{s}{\omega_{z1}})(1 - \frac{s}{\omega_{z2}})}{1 + \frac{s}{\omega_o Q} + \frac{s^2}{\omega_o^2}} \quad (104)$$

### 4.2.3. Bulunan Transfer Fonksiyonu Kullanılarak Çeviricinin Kararlılık Analizi

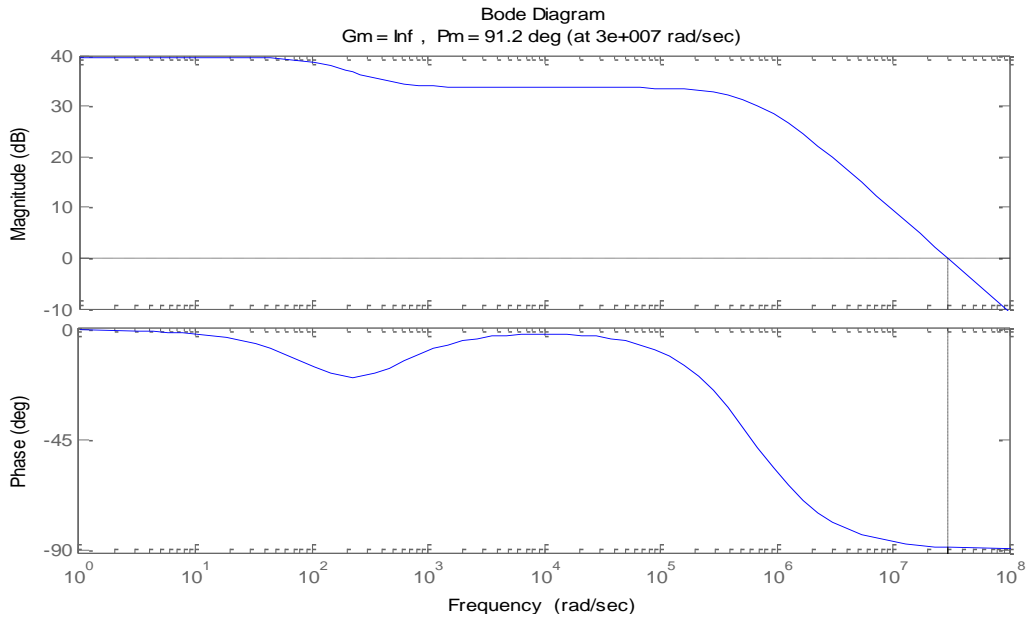
Bu bölümde daha önce tasarımını yaptığımız Azaltan-Artıran dönüştürücü için eleman değerleri elde edilen transfer fonksiyonunda yerine yazılarak transfer fonksiyonun  $S$  dümeninde ki sayısal değeri elde edilecektir. Bu değerler  $V_g=24V$ ,  $r_c=0$ ,  $r_L=0$ ,  $C=575\mu F$ ,  $L=0,72mH$  ve  $R=2,89\Omega$  olup bu değerler Eşitlik 103'de yerine yazılarak

transfer fonksiyonun sayısal değeri Eşitlik 105'deki gibi elde edilir.  $D=0,5$  ortalama çalışma oranı için Eşitlik 106'daki gibi sadeleştirilebilir.

$$\frac{\overline{V_o}(s)}{\overline{d}(s)} = \frac{24 - \frac{d \cdot 375 \cdot 10^{-4} \cdot s}{(1-d)^2}}{2,5 \cdot 10^{-9} \cdot s^2 + 1562,5 \cdot 10^{-6} \cdot s + (1-d)^2} \quad (105)$$

$$\frac{\overline{V_o}(s)}{\overline{d}(s)} = \frac{24 - 750 \cdot 10^{-4} \cdot s}{2,5 \cdot 10^{-9} \cdot s^2 + 1562,5 \cdot 10^{-6} \cdot s + 0,25} \quad (106)$$

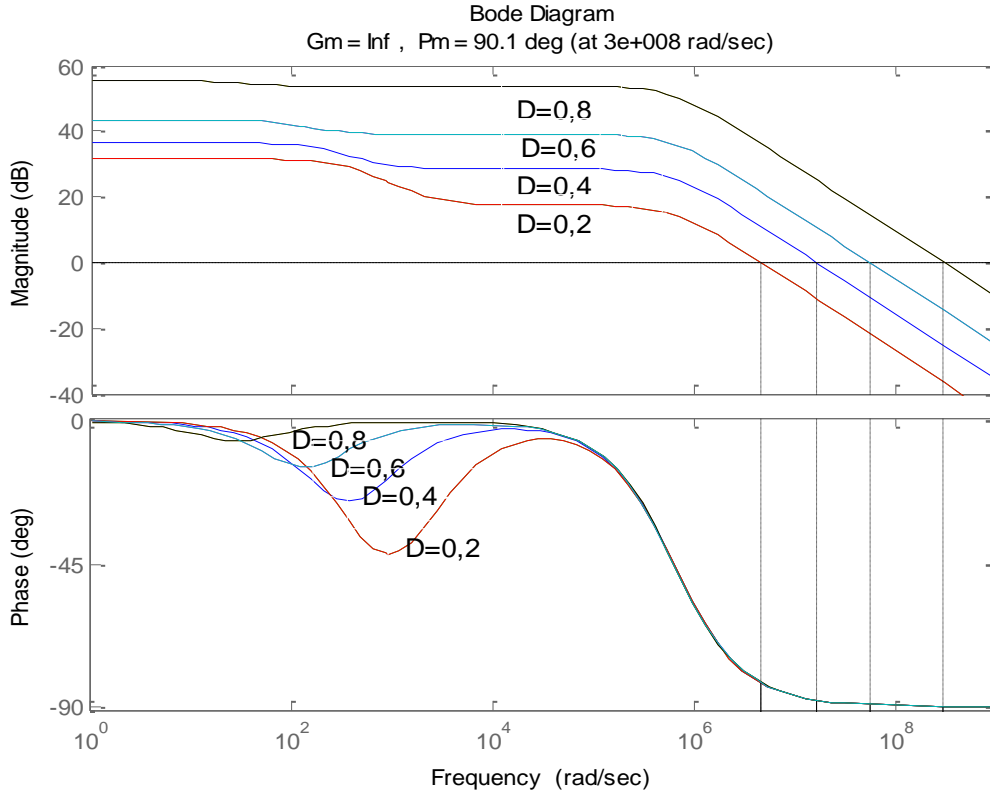
Burada yine transfer fonksiyonun kökleri olan  $W_0=932$ ,  $W_{Z1}=0$  ve  $W_{Z2}=3600$  olarak hesaplanabilir. Eşitlik 106'daki transfer fonksiyonu kullanılarak MATLAB programında Bode genlik ve faz çizimlerini yapacak olursak;



Şekil 46.  $D=0,5$  için gerçekleştirilen Bode genlik ve faz çizimleri

Şekil 46'daki çizimde elde ettiğimiz transfer fonksiyonun %50 doluluk oranı için Bode genlik ve faz çizimleri elde edilmiştir. Bu çizimde düşük frekanslarda transfer fonksiyonun sabit bir kazancı olduğu ve düşük frekanslarda çok küçük faz değişimleri olduğu gözükmektedir. Çıkış filtresinin rezonans frekansı olan  $W_0$ 'ın sağında kazanç düşmekte ve faz  $-90^0$ 'ye yönelmektedir. Kazancın 1 olduğu (0 dB) frekansında  $87,7^0$ 'lik bir faz açısı oluşmaktadır. Kazanç payı ise faz payının sıfır olduğu frekans değerindeki değer olup grafik üzerinde bu değere ulaşamadığı için sonsuz bir değer olarak gözükmektedir.

Şekil 47'deki çizimde ise Eşitlik 105'deki transfer fonksiyonun farklı doluluk oranları için Bode genlik ve faz çizimleri elde edilmiştir. Çizimler incelendiğinde düşük doluluk oranlarında kazanç düşükken yüksek doluluk oranlarında ise kazanç artmaktadır. Aynı şekilde geçiş frekansı da yüksek doluluk oranları için daha yüksektir. Yine yüksek doluluk oranları için çalışma frekansı bölgesinde faz payı da oldukça düşmektedir.



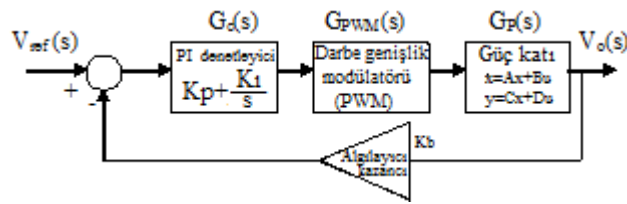
Şekil 47. Farklı doluluk oranları için Bode genlik ve faz çizimleri

Verilen bir açık çevrim transfer fonksiyonu kompanse edilmiş hata kuvvetlendiricilerle yeniden düzenlenip sonuç olarak çeviricinin istenen başarımları sağlaması istenir [51, 52, 92]. Bunun için;

1. Düşük frekanslarda kazanç yüksek olmalıdır.
2. Şekil 48'de gözüken çeviricide sistemin kazancının 1 olduğu (0 dB) frekansı geçiş frekansı olup, bu geçiş frekansı olabildiğince yüksek olmalıdır. Ancak bu değer anahtarlama frekansından da düşük olmalıdır.
3. Faz payı (Phase Margin-PM)  $PM = \Phi + 180^\circ$  olup burada  $\Phi$ , geçiş frekansındaki faz açısıdır ve negatiftir. Faz payı ise pozitif olması gereken bir büyüklük olup çıkış geriliminin yükteki ve giriş gerilimindeki ani değişimlere verdiği geçici tepkileri ifade

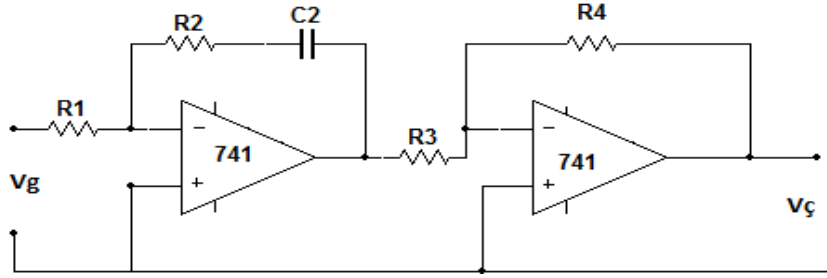
eder.  $45^\circ$ - $60^\circ$  aralığında bir faz payı istenir. Bu gereksinimleri sağlamak için bir hata kuvvetlendirici önerilebilir.

Hata kuvvetlendiricisi olarak farklı kaynaklarda farklı tipte kompanzatör devreleri kullanılmakla beraber bu kısımda uygulamada denetim amaçlı olarak kullanılan PI (Oransal+Entegral) denetim sistemi bir hata kuvvetlendiricisi olarak kabul edilip sistem üzerindeki denetim etkisi kararlılık yöntemleri kullanılarak belirlenecektir. Gerilim denetimli bir sistem için kapalı çevrim denetleyicinin basitleştirilmiş modeli Şekil 48’de verilmiştir [93-94].



Şekil 48. Gerilim denetimli kapalı çevrim sistemin basit modeli

Buradaki PI denetleyicinin eşdeğer elektriksel devresi ise Şekil 49’da gösterilmiş olup matematiksel ifadesi Eşitlik 107’de verilmiştir.



Şekil 49. PI denetleyicinin eşdeğer elektriksel devresi

$$G_C(s) = K_p + \frac{K_I}{s} = \frac{R_4}{R_3} \cdot \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_4}{R_3 \cdot R_1 \cdot C_2} \cdot \frac{1}{s} \quad (107)$$

Eşitlik 107’deki denetleyiciye ait kazanç ifadesinin sayısal değeri farklı yöntemler kullanılarak bulunabilir. Bunlar matematiksel yöntemlerle bulunabileceği gibi benzetim yöntemleri ile ve pratik uygulamadaki tecrübelerle dayanarak da belirlenebilir [95, 96].

Sistemin kapalı çevrim transfer fonksiyonu Eşitlik 108’deki gibi elde edilir.

$$T_{KÇ}(s) = \frac{G_C(s)G_{PWM}(s)G_P(s)}{1 + KbG_C(s)G_{PWM}(s)G_P(s)} \quad (108)$$

Darbe genişlik modülatörünün transfer fonksiyonu ve sayısal değeri Eşitlik 109'daki gibi elde edilebilir. Buradaki  $V_r$  değeri DSP'nin ürettiği testere dişi işaretlerin genliği olarak 3,3 V olarak alınmıştır.

$$G_{PWM}(s) = \frac{\bar{d}}{\bar{V}_C(s)} = \frac{1}{V_r} = \frac{1}{3,3} = 0,3 \quad (109)$$

Algılayıcının kazancı  $K_b = V_{ref}/V_o$  olup değeri  $K_b = 3,3/24 = 0,14$  olarak seçilmiştir.

Bu ara değerlerde yerine konduktan sonra kapalı çevrim transfer fonksiyonu Eşitlik 110'daki gibi olur.

$$T_{KÇ}(s) = \frac{24 - \frac{d \cdot 375 \cdot 10^{-4} s}{(1-d)^2}}{2,5 \cdot 10^{-9} s^2 + 1562,5 \cdot 10^{-6} s + (1-d)^2} \left( Kp + Ki \frac{1}{s} \right) 0,3$$

$$1 + \frac{24 - \frac{d \cdot 375 \cdot 10^{-4} s}{(1-d)^2}}{2,5 \cdot 10^{-9} s^2 + 1562,5 \cdot 10^{-6} s + (1-d)^2} \left( Kp + Ki \frac{1}{s} \right) 0,3 \cdot 0,14 \quad (110)$$

$D=0,5$  doluluk oranı için  $s$  dümenindeki kapalı çevrim transfer fonksiyonu Eşitlik 111- 114'deki gibi elde edilir.

$$T_{KÇ}(s) = \frac{24 - 750 \cdot 10^{-4} s}{2,5 \cdot 10^{-9} s^3 + 1562,5 \cdot 10^{-6} s^2 + 0,25s} \cdot (Kp \cdot s + Ki) \cdot 0,3$$

$$1 + \frac{24 - 750 \cdot 10^{-4} s}{2,5 \cdot 10^{-9} s^3 + 1562,5 \cdot 10^{-6} s^2 + 0,25s} \cdot (Kp \cdot s + Ki) \cdot 0,042 \quad (111)$$

$$T_{KÇ}(s) = \frac{(24 - 750 \cdot 10^{-4} s)(0,3Kp \cdot s + 0,3Ki)}{2,5 \cdot 10^{-9} s^3 + 1562,5 \cdot 10^{-6} s^2 + 0,25s} \quad (112)$$

$$\frac{2,5 \cdot 10^{-9} s^3 + (1562,5 \cdot 10^{-6} - 31,5 \cdot 10^{-4} Kp)s^2 + (0,315 + Kp - 31,5 \cdot 10^{-4} Ki)s + 24 + Ki}{2,5 \cdot 10^{-9} s^3 + 1562,5 \cdot 10^{-6} s^2 + 0,25s}$$

$$T_{KÇ}(s) = \frac{-225 \cdot 10^{-4} Kp \cdot s^2 + (7,2Kp + 225 \cdot 10^{-4} Ki)s + 7,2Ki}{2,5 \cdot 10^{-9} s^3 + (1562,5 \cdot 10^{-6} - 31,5 \cdot 10^{-4} Kp)s^2 + (0,315 + Kp - 31,5 \cdot 10^{-4} Ki)s + 24 + Ki} \quad (113)$$

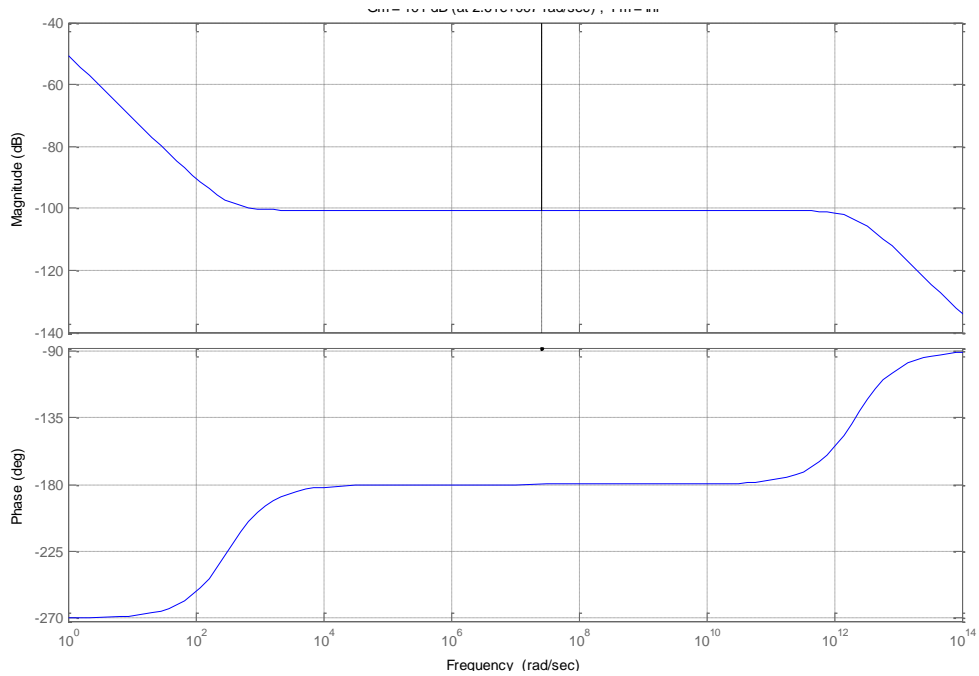
Burada farklı yöntemler ele alınarak  $K_p$  ve  $K_I$  katsayıları elde edilebilir. İşlemlerin uzunluğu dikkate alınarak pratik uygulamada yaygın olarak kullanılan  $K_p=2,2$ ,  $K_I=0,0005$  değeri alınarak denetleyiciye ait kazanç ifadesi Eşitlik 114'deki gibi elde edilir. Buradan yararlanarak  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $R_4$  ve  $C_2$  değerleri de bulunabilir.

$$G_C(s) = K_p + K_I \cdot \frac{1}{s} = 2,2 + 0,0005 \cdot \frac{1}{s} \quad (114)$$

Elde ettiğimiz değerleri Eşitlik 113 de yerine yazarsak  $D=0,5$  doluluk oranı için  $s$  dümenindeki kapalı çevrim transfer fonksiyonu Eşitlik 115'deki gibi elde edilir.

$$T_{KÇ}(s) = \frac{-0,05 \cdot s^2 + (15,84)s + 0,0036}{2,5 \cdot 10^{-9} s^3 - 5367,5s^2 + 2,515s + 24} \quad (115)$$

Eşitlik 115'deki kapalı çevrim transfer fonksiyonun son hali kullanılarak MATLAB programı ile elde edilen Bode genlik ve faz çizimleri Şekil 50'de olduğu gibi elde edilir.



Şekil 50. Kapalı çevrim transfer fonksiyonu kullanılarak elde edilen çizimler

## 5. DA-DA ÇEVİRİCİLER İÇİN PARALELLEME YÖNTEMLERİ

Dağınık güç sistemlerinde DA/DA çeviriciler için paralelleme uygulamaları son yıllarda yaygın olarak kullanılmaya başlanmıştır. Burada, dağınık şekilde farklı yüklerin aynı kaynaktan beslenmesi durumu dışında, farklı amaç ve avantajlar için paralelleme yöntemleri de tercih edilmektedir. Paralel bağlantıda en önemli amaç çeviriciler üzerindeki güç dağılımını azaltarak aşırı akım ve gerilimden oluşabilecek zararlı etkileri azaltmaktır. Bu sayede sistemin kontrolü ve tasarımı da kolaylaşmaktadır [97].

DA/DA çeviriciler için paralel bağlama yöntemleri genel olarak yük akımının paylaşılması esasına dayanır. Temel olarak Kirşof'un akımlar ve gerilimler yasası burada da geçerlidir [98]. Kirşof'un gerilimler yasasına göre, bağımsız gerilim kaynaklarının paralel bağlanması istenmezken akım kaynaklarının da seri bağlanması istenmeyen bir durumdur. Çıkış gerilimi yük akımına bağlı olup, aynı zamanda kaynaktan çekilen akıma ve kaynak gerilimine bağlıdır. Yani çıkış gerilimini yük direnci belirlemiş olur. Buna göre akım paylaşımı için kaynakların paralel bağlanması üzerine odaklanılmıştır. Burada paralel bağlantının nasıl yapılacağı ve kontrol yönteminin ne olacağı paralelleme yöntemini belirleyen en önemli unsurlardır [101].

Bu konuda genel olarak paralel çeviriciler incelenecek olup tasarlanacak sisteme uygun ve kullanılması düşünülen yöntemler seçilerek üzerinde durulacaktır.

### 5.1. Paralel DA-DA Çeviricilerin Sınıflandırılması

Paralel çeviriciler literatür de farklı şekillerde sınıflandırılmış olsa da genel olarak gerilim düşümü metodu (Voltage Drop Method) ile çalışan ve aktif akım paylaşım metodu olarak çalışan olmak üzere genel olarak iki kısma ayrılırlar. Gerilim düşüm metotları bağlantı şekillerine göre beş kısma ayrılmıştır. Aktif akım paylaşım metodu ise kontrol yapısına göre ve akım programlama yöntemine göre iki kısma ayrılırlar. Genel olarak akım paylaşımının bakışına göre üç çeşit kontrol yapısı vardır. Bunlar iç çevrim regülasyonu dış çevrim regülasyonu ve dışarıdan kontrol yapısıdır. Bu akım paylaşım yöntemleri de kendi içinde sınıflara ayrılmaktadır [100, 106].

Burada paralelleme yöntemlerinin sınıflandırılması konusuna kısaca değinilecektir. Bağlantı şekillerine göre paralel DA/DA güç kaynaklarında çok sayıda yöntem



kullanılmaktadır. Bu şekiller burada kısaca tartışılarak ne için kullanıldıkları, çalışma prensipleri, üstünlük ve dezavantajlarına değinilecektir.

## 5.2. Gerilim Düşüm Yöntemleri Şekilleri

Gerilim düşüm metodu genel olarak yük akımının artması ile çıkış geriliminde meydana gelen düşüm esasına dayanır. Bunun çalışma prensibi çıkış empedansına bağlı olarak yük akımının çeviriciler arasında paylaştırılması esasına dayanır. Alışıla gelmiş çeviriciler genelde düşük akımlarda çalışan birer gerilim kaynağı olarak düşünüldükleri için akım paylaşımını çok iyi gerçekleştiremezler. Yani akım paylaşımı çıkış gerilim dengesini de bozar. Bu grup da ki çeviriciler paralel çeviriciler arasında bir iç döngüye sahip olmayıp genelde kontrol devreleriyle haberleşmesiz çalışırlar. Bunlar bağlantı şekillerine göre beş ayrı kategoride ele alınabilirler [99].

Bunlardan ilki temel düşüm özelliğini kullanarak çalışan ve genelde çeviricilerde tercih edilen metottur. Çok hassas olmayan ve çok fazla regülasyon gerektirmeyen bazı düşüren ve yükselten çeviricilerin paralel bağlanmasında bu yöntem kullanılır.

İkincisi ise çıkışa seri bir direnç bağlanarak bu direnç üzerindeki gerilim düşümünden yola çıkarak çıkışta ki gerilim düşümünün bulunması esasına dayanır. Bunun dezavantajı seri dirençten dolayı çıkış geriliminin çok düşmesi ve seri direnç üzerinde güç kaybının oluşmasıdır.

Üçüncüsünde ise gerilim düşümü bir seri direnç tarafından algılanır ve çıkış geriliminde kaynağın çıkış akımı ile orantılı bir gerilim düşümü oluşturmak için kullanılır.

Dördüncü kategoride, geri besleme yolundaki seri kapasiteyi elimine etmek için akım bağımlı kaynağın hata kuvvetlendiricisindeki transfer fonksiyonu ifadesinde entegral kullanılmaz. Bu gerçekten hata kuvvetlendiricinin DA kazancını düşürür bu çıkış geriliminde bir düşüş oluşturur.

Sonuncu gerilim düşüm yöntemi ise doğrusal olmayan kazanç uygulamalarında kullanılır. Toplam kontrol kazancı DA kazançtan yüksek olup, bu yük regülasyonu için iyidir. Bu durum sistemin büyük yüklerde kullanılmasında tercih edilir.

Düşüm metotlarının genel olarak avantajları, uygulamasının ve genişletilmesinin kolay olması, çeviricilerin kontrol devreleri arasında bağlantı olmaması ve güvenli olması sayılabilirken, dezavantajları ise düşüm karakteristiğini oluştururken yük regülasyonunu da düşürmesi, paralel sistemlerin açık çevrim olmasından dolayı az miktarda akım paylaşımı yapılmasıdır.

### 5.3. Aktif Akım Paylaşım Yöntemleri

Aktif akım paylaşım yöntemleri özel denetim yapıları ve akım programlama şekillerinden oluşurlar. Üç kontrol yapısı ve altı akım programlama yöntemi aşağıda incelenmiştir.

Akım paylaşımli paralel kontrol yöntemlerinde üç temel kontrol yönteminden söz edilmektedir.

Bunlardan ilki iç döngü regülasyonu olup referans gerilim, geri besleme gerilimi ve kompanzatör ortak olarak alınır. Akım programlayıcıdan gelen hata sinyalleri çıkış gerilimini kontrol eder. Dış döngü regülasyonuna göre hızlı ve durağandırlar.

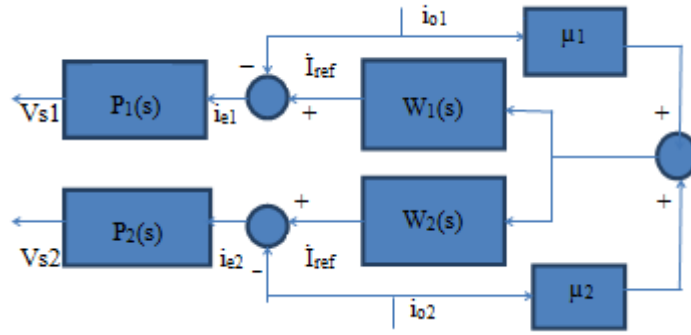
İkincisi ise dış döngü regülasyonu olup bu yapı akım programlama hatası dış döngü geriliminin referansı ile akım paylaşım düzgün olana kadar karşılaştırılır. Bu yöntem özellikle hatalara tolerans yönünden iyidir.

Üçüncüsü ise harici kontrolör olup bu tüm yük sinyallerinin karşılaştırılması ve elde edilen geri besleme sinyali ile yük akımlarının dengelenmesi esasına dayanır. Bu sistemin performansı oldukça iyidir ancak ilave kontrolörler ve çok sayıda bağlantı gerektirmektedir. Düzgün bir paylaşım ve iyi bir çıkış regülasyonu sağlar [101, 107].

### 5.4. Akım Programlama Şekilleri

Akımın programlanması aktif akım paylaşımında en önemli husustur. Akım programlama fonksiyonları paralel çeviriciler arasındaki haberleşmeyi sağlamak için her bir kolun akım paylaşım hatasını tespit edip daha sonra bir güçlendirici ile kuvvetlendirip kontrol devresini besler. Şekil 51'de iki adet paralel çeviricinin akım programlaması için gerekli akım referansı sinyalinin nasıl üretildiğini göstermektedir.  $P_1$  ve  $P_2$  ayarlı bir yükseltecin transfer fonksiyonunu,  $\mu_1$  ve  $\mu_2$  ortak paylaşım barası ile modüller arası bağlantıları göstermektedir.

Ağırlık fonksiyonları olan  $W_1$  ve  $W_2$  akım referans sinyallerini istenen akım paylaşım oranlarına göre oluştururlar. İstenen akım seviyesi,  $i_{ref1}$  ile gerçek akım seviyesi,  $i_{o1}$  arasındaki fark akım hata sinyalini gösterir. Her bir çevirici için istenen çıkış akım seviyesi toplam akım ağırlığı istenen akım paylaşım oranı ile orantılı bir fonksiyondur.



Şekil 51. Akım programlama için birleştirilmiş blok diyagramı

Aksi bir durum belirtilmediği sürece paralel çeviricilerde iki tür akım paylaşımından bahsedilebilir. Bunlar ortalama ve Master-Slave akım paylaşım yöntemleridir.

#### 5.4.1. Ortalama Akım Paylaşım Metodu

Şekil 51'deki modelde  $\mu_1$  ve  $\mu_2$  bire eşit olduğu ve  $W$  ağırlık fonksiyonunun kazancı paralel sistemdeki dönüştürücülerin akım paylaşım oranları ile orantılı olduğunda buna ortalama akım programlama yöntemi denir. Bütün çeviriciler kendi çıkış akımları ile orantılı bir sinyal sağlarlar bu sinyaller toplanarak ve ortalaması alınarak referans akım paylaşımı elde edilir. Dolayısıyla referans akımda çıkış akımıyla orantılı olmuş olur. Bu sistemde tüm paralel çevirici çıkış akımları çeviricilerin akım taşıma kapasitelerine göre yaklaşık olarak birbirine eşit olmuş olur. Ortalama akım paylaşım yöntemi de kendi içinde üç kısma ayrılmaktadır.

Bunlardan birincisi temel ortalama akım programlama yöntemidir. Bu sistemin temel uygulaması her bir güç modülünden elde edilen akım bir dirençten geçerek ortak bir barayı sürer. Bu durum Şekil 52'de gösterilmiştir. Ayarlı bir yükselteç şayet direncin uçlarında bir gerilim farkı varsa bunu algılayacak ve çeviricinin kontrol çevrimi sayesinde yük akımındaki dengesizlikleri engelleyecektir. Referans akım ise ortak bara akımının ortalama değerinden elde edilecektir.



Şekil 52. Temel akım programlama şekli

İkincisi ise modifiyeli ortalama akım programlama yöntemidir. Bu yöntemde akım paylaşımı için ayarlı bir yükselteç yoktur. Bu model daha kararlı olmasına rağmen durum tepkisi daha geçtir.

Üçüncü yöntem ise izoleli ortalama akım programlama yöntemidir. Bu yöntemin dayandığı temel ilke frekans temelli akım paylaşım tekniğidir. Bu metod frekans domeni mantığı ile çalışır. Akım paylaşım bilgileri ile haberleşmek ve bunları kodlamak için galvaniz izoleli akım paylaşım kontrol devresi kullanılır. Bu yöntemin diğer sunulan yöntemlere göre bazı üstünlükleri vardır. Modüllerin kontrolörleri arasındaki galvanik bağlantı sistem hatalarını azaltır ve bu durum sistemin gereksinimi olan daha üstün bir doğruluk sağlar. Dezavantajı ise karmaşık devrelerin kullanımından dolayı fiyatının diğerlerine göre fazla olmasıdır.

Anlatılan bu üç yöntem içinde yaygın olarak temel ortalama akım paylaşım yöntemi en çok kullanılır. Master/Slave yöntemine göre bu yöntemde düşük frekans gürültüsü akım paylaşım hatalarına yol açmaz. Fakat bu yöntemde her ne kadar düzgün akım paylaşımı gerçekleşse de düşük akımlarda akım paylaşımı olduğunda çıkış voltajı da düşük değerlere ayarlanacağından ağırlık faktörünün tam bulunması ve değişimi zor olacaktır. Bu durum sistemin çok hassas çalışmasını engelleyecek ve bunun için ilave devrelere gereksinim duyulacaktır.

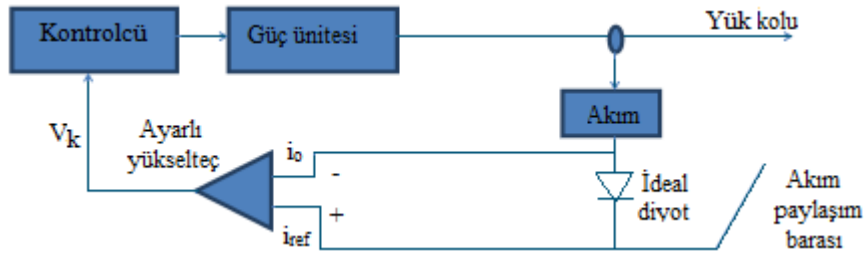
#### **5.4.2. Kontrolcü ve Kontrol Edilen (Master-Slave) Akım Programlama Yöntemi**

Akım programlama yöntemleri kontrolcü ve kontrol edilen sistem ilişkisine göre ve kontrolcü sistemin tasarımına göre temel olarak üç kısımda ele alınabilir. Bunlar atanmış yönetici, dönüşümlü yönetici, ya da otomatik yönetici öyle ki bu aynı zamanda demokratik yönetici olarak da adlandırılmaktadır. Bu yöntem ortalama akım paylaşım yöntemine benzememekle birlikte akım referansı yönetici modülün akımı temel alınarak belirlenir.

Atanmış yönetici yönteminde Şekil 51'deki blok diyagramına göre  $\mu 1$  ve  $\mu 2$ 'den birinin bire eşit olduğu diğerlerinin sıfır olduğu ve  $W$  ağırlık fonksiyonun 1 olduğu göz önüne alınarak atanmış yönetici yöntemine ait blok diyagramı elde edilir. Bu durumda modüllerden biri yönetici olarak atanmışken buna ait çıkış akımı diğer yönetilen modüller için akım paylaşımı için referans akımı olarak belirlenir. Bu şekil akım paylaşımını sağlarken aynı zamanda durağan bir çıkış gerilimi regülasyonu da sağlar. Ancak yöneticiden oluşan hatalar sistemin girişini bazen etkisiz kılar.

Dönüşümlü yönetici yönteminde Şekil 51'deki blok diyagramına göre  $\mu 1$  ve  $\mu 2$ 'den birinin aktif olduğu diğerlerinin olmadığı diğer koşulların ise aynı kaldığı varsayılmaktadır. Geliştirilmiş güvenilirlik sistemlerine sahip bu sistemde her bir modül yönetici olabilme özelliğine sahiptir. Bu sistemin güvenilirlik önlemlerinin artırılması beraberinde bazı sorunları getirmiştir. Bunlardan en önemlisi yönetici modülün sürekli değişmesinden dolayı çıkış voltajında meydana gelebilecek dalgalanmalardır. Diğer bir pratik problem ise uygulamasının zorluğudur.

Otomatik yönetici yönteminde ise Şekil 51'deki blok diyagramına göre  $\mu 1$  ve  $\mu 2$ 'nin tek yönlü doğrultucu halini aldığı sisteme tek yönlü otomatik yönetici yöntemi denir. Bu yöntemin tipik uygulaması Şekil 53'de gösterilmiştir. Bu şekilde sistem en yüksek çıkış akımına sahip modülü otomatik olarak yönetici seçer ve yük akımına göre akım paylaşımını en iyi şekilde ayarlamaya çalışır. Bu yapı Şekil 52'ye benzemekle beraber direncin yerini ideal bir diyot almıştır. Bu yöntem ortalama akım paylaşımı ve atanmış yönetici yönteminin bazı avantajlarını içerir ve bunlardan daha üstün olan ve bazı literatürde demokratik akım paylaşımı olarak ta bilinen yöntemin özelliklerini icra eder.



Şekil 53. Otomatik yönetici şekli tipik uygulaması

Yukarıda sözü edilen üç ayrı Master-Slave kontrol yöntemi içerisinde otomatik Master yöntemi güç kaynağı tasarımcıları arasında en yaygın olarak kullanılanıdır. Tümüleşik devre olarak UC3902 ve UC3907 olarak pratik uygulamalar için piyasada bulunmaktadır.

Genel olarak bu yöntem paylaşım baralarının kolay bağlanması, iyi bir hata toleransı sağlaması, paralel sistemlerin kolay genişletilebilmesi gibi üstünlükler sağlarken, geçici durum paylaşımı, olası kontrol hataları ve paylaşım kontrolünde gürültüden etkilenmesi yönünden çok iyi değildir.

### 5.5. Literatürde Rastlanan Diğer Yöntemler

Yukarıda sayılan sınıflandırmaların dışında literatürde farklı sınıflandırmalara da rastlanmıştır. Bunlardan bir tanesinde paylaşım yöntemleri üç tipe ayrılmıştır. Bunlardan birincisi gerilim düşüm yöntemi diğeri Master-Slave akım paylaşım yöntemi bir diğeri ise demokratik akım paylaşım yöntemi olarak sınıflandırılmıştır.

Literatürde rastlanan bir diğer yöntemde paralel çeviriciler için frekans tabanlı akım paylaşım tekniğidir. Bu yöntemde akım paylaşım bilgilerinin frekans olarak kodlanması ile gerçekleştirilir. Bu yöntemin diğer yöntemlere göre akım paylaşımı kontrol bağlantılarının azaltılması gibi çeşitli avantajları vardır [102].

Diğer yöntemlerden biride paralel sistemlerde uygulanan girişim (interleaving) yöntemidir. Bu yöntemde akım paylaşımlarında yönetici ile yönetilen modül arasında uygulanan kontrol sinyallerine  $180^0$  faz farkı oluşturulmaktadır. Bu sayede çevirici giriş ve çıkışındaki akım dalgalanmaları azaltılmaya çalışılmıştır [103].

Yapılan bir tez çalışmasında ise, paralel çalışan DA/DA çeviricilerde akım paylaşım algoritmaları ayrıntılı olarak incelenmiş ve yükselten tip bir dönüştürücünün paralel çalışması gerçekleştirilirken paralelleme yöntemleri de haberleşmeli ve haberleşmesiz olarak sınıflandırılmıştır [16].

Yine yük akımının algılanması ile çalışan paralel çeviriciler için geliştirilmiş TPS5210 kodlu bir tümleşik devrede mevcuttur [73].

### 5.6. Kullanılacak Parallelleme Yöntemleri

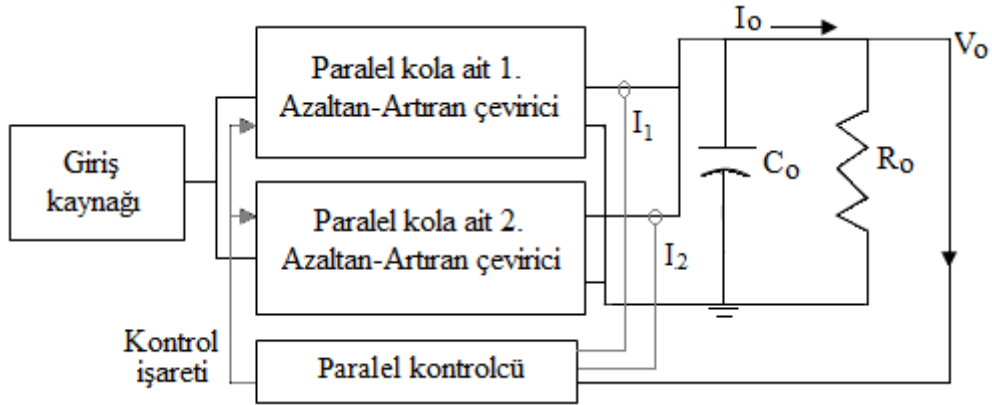
Bu konuda tasarımı gerçekleştirilecek olan Azaltan Arttıran çeviricide kullanılacak olan paralel bağlama yöntemleri üzerinde durulacaktır. Yapılan literatür incelemesinde ve avantaj ve dezavantajları göz önüne alındığında uygulama kolaylığı da düşünüldüğünde paralel çeviriciler için akım paylaşım yöntemleri içerisinde en yaygın olarak kullanılan demokratik akım paylaşımı ve yönetici ve yönetilenden oluşan (master-slave) yöntemler ele alınacaktır. Bu yöntemlerde de girişim yöntemi denenerek avantaj ve dezavantajları benzetimlerde incelenerek gerekiyorsa tasarlanacak sisteme uygulanacaktır [108-111].

Her ne kadar paralel yöntemlerde ikiden fazla paralel kol kullanılabilse de genel olarak literatür de iki paralel kol için çalışılması ve bizim sistemimiz içinde akım paylaşımı için iki paralel kolun yeterli olmasından dolayı uygulanacak yöntemin güneş ve rüzgardan gelen iki paralel kol olarak ele alınması düşünülmüştür.

Tasarlanacak sistemde daha önce yapılan benzetimler göz önüne alındığında çıkış akımındaki dalgalanmanın fazla olması, durum tepki süresinin aşması ve giriş kaynağının sınırlı akım verebilmesinden dolayı girişteki aşırı dalgalanmalar uygulanacak paralelleme yöntemleri incelenerek azaltılmaya çalışılacaktır.

### 5.6.1. Serbest (Demokratik) Akım Paylaşımı

Çevrici girişindeki yüke aktarılan toplam kol akımının tamamının paralel çeviricilere serbestçe dağıtıldığı akım paylaşım yöntemidir. Bu yöntemde akım paylaşımı için herhangi bir yönelim ya da zorlama yoktur. Genel olarak paralel kollarda akımın eşit dağılacığı düşünülse de sistemin iç direnci ve benzeri etkilerden eşitsizliklerde meydana gelebilir [105]. Bu sistemin ilave bir yönetim mekanizmasına ihtiyaç duymamasından dolayı avantajları olsa da bazı dezavantajları da vardır. İki paralel koldan oluşan demokratik paylaşımli çevirici sistemi Şekil 54’de gösterilmiştir. Burada çıkış gerilimi yük üzerinden ölçülmekte paralel kolların akımları ise kontrol yönteminde de kullanılacak bobin akımı üzerinden okunacak ve hesaplanacaktır.

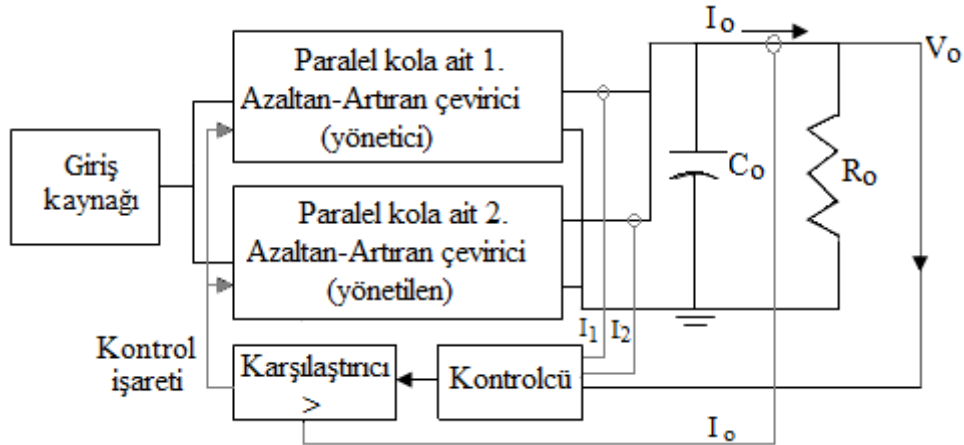


Şekil 54. Kontrolsüz akım paylaşımli paralel çeviriciye ait blok diyagramı

Şekil 54’deki kontrolsüz paralel çeviriciye ait blok diyagramında görüldüğü gibi akım paylaşımına herhangi bir müdahale edilmemekte ve demokratik bir şekilde akım paylaşımı gerçekleştirilmektedir. Çeviriciler ise kendi içindeki bobin akımlarını ya da toplam çıkış gerilim sinyalini kullanarak anahtarlamalarını gerçekleştirmektedirler. Yine bu çeviricide çıkışta tek bir kondansatör bağlanmış ise de literatürde her bir paralel kol için bağlanmış küçük kondansatörlerden oluşan sistemlerde mevcuttur.

### 5.6.2. Yönetici ve Yönetilenden Oluşan (Master- Slave) Akım Paylaşımı

Çevrici girişindeki yüke aktarılan toplam kol akımının tamamının paralel çeviricilere kontrollü dağıtıldığı akım paylaşım yöntemidir. Bu yöntemde akım paylaşımı için herhangi bir çevirici yönetici olarak seçilir ve diğer çeviricileri yönetir. Bu yöntemde paralel kollarda akım kontrolü sağlanır. Şayet akım belli bir değerden küçük ise akım paylaşımı yapılmaz ve akım yönetici çeviriciden akar. Akım belli bir değer üstüne çıktığından ise akım paylaşımı gerçekleştirilir. Bu sistemin en büyük avantajı akım paylaşımını kontrol ederek düşük akımlarda paralel kollardan birini devre dışı bırakması ve gereksiz enerji kaybını önlemesi ve çeviricinin sürekli çalışma durumunda kalarak ömrünün kısalsmasını engellemiş olmasıdır. Ayrıca bu tip çeviricilerde farklı güçlere sahip paralel çeviricilerin kontrolü de daha kolay ve isteğe bağlı olarak yapılacaktır. İki paralel koldan oluşan Master-Slave akım paylaşımını çevirici sistemi Şekil 55’de gösterilmiştir. Burada çıkış gerilimi yük üzerinden ölçülmekte, paralel kollardan akımları ise kontrol yönteminde de kullanılacak bobin akımı üzerinden okunacak toplam akım ise yük akımı ya da giriş akımından okunacak ve hesaplanacaktır.



Şekil 55. Kontrollü akım paylaşımını paralel çeviriciye ait blok diyagramını

Şekil 55’de kontrollü paralel çeviriciye ait blok diyagramında görüldüğü gibi akım paylaşımını çıkış akımı göz önüne alınarak belirli bir referans seviyeye göre paylaşılır. Şayet akım değeri belli bir akımın altında ise yalnızca yönetici çevirici devreye girmekte ve akım üzerinden akmaktadır. Akım belli bir değeri aştığında ise yönetilen çevirici de devreye girmekte ve akım paylaşımını sağlamaktadır. Çeviriciler ise kendi içindeki bobin akımlarını ya da toplam çıkış gerilim sinyalini kullanarak sistemin kontrolü için gerekli anahtarlama sinyalini üretmektedirler.

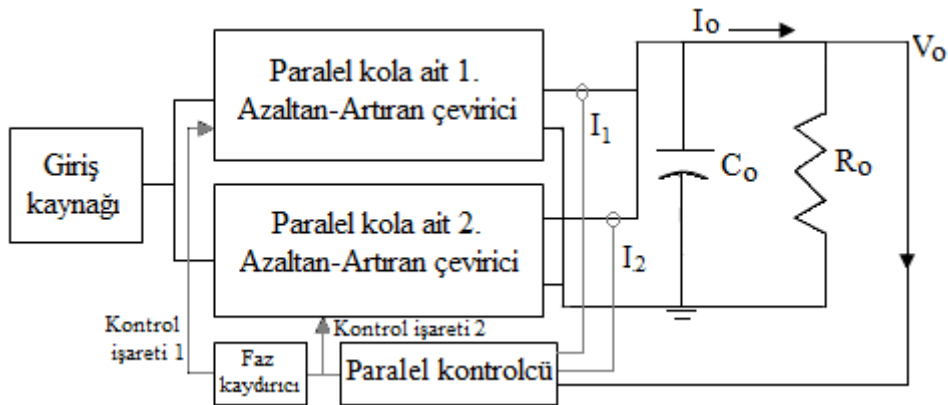


### 5.6.3. Paralel Girişim (Interleaving) Yöntemi

Paralel çeviricilerde literatürde rastlanan ve yapılacak olan çalışmada kullanılan bir diğer akım paylaşım yöntemi de girişim yöntemi, literatürdeki adıyla interleaving yöntemidir. Bu yöntemin temel amacı da paralel kollardaki akım ve gerilim streslerini azaltmak ve giriş çıkış birimleri ve çeviriciler üzerindeki kayıpları azaltmaya çalışmaktır. Bu yöntemin diğer bir avantajı da çıkış geriliminde meydana gelebilecek dalgalanmaları azaltmasıdır. Yapılan çalışmada bu sistemin avantaj ve dezavantajları benzetimlerde incelenecek üstünlük sağlaması durumunda pratik uygulamalarda kullanılacaktır.

Fotovoltaik sistemler gibi şebekeden bağımsız sistemlerde sistemin verebileceği akımın sınırlı olması ani yüksek akımlar çekilmesi durumunda kaynağın seri direncinden dolayı gerilim dalgalanmalarına yol açacak buda hem sistemin verimini etkilerken aynı zamanda çıkış akımındaki dalgalanmaları attıracaktır. Geliştirilen paralel girişim yöntemi ile paralel kollar arasında  $180^0$  lik bir faz farkı ile anahtarlama sağlanarak kaynaktan çekilen akımın aynı anda çekilmesi engellenmiş olur. Ancak bu durum paralel kol akımlarında farklılıklar doğuracağından sistemin kontrolünü de zorlaştıracaktır. Bu yüzden bu yöntemin eşit akım paylaşımli sistemde kullanımının daha kolay olacağı düşünülmektedir.

Şekil 56'daki kontrolsüz paralel girişimli çeviriciye ait blok diyagramında görüldüğü gibi akım paylaşımları kontrolsüz olmakla beraber çeviricilere giden kontrol sinyalleri arasında  $180^0$  lik bir faz kayması vardır. Bu faz kayması sayesinde çeviriciler birbirinden farklı zamanda devreye girerek akım paylaşımının kaynaktan aynı anda çekilmemesi ve kaynağın zorlanmaması sağlanmış olur. Çeviriciler ise kendi içindeki bobin akımlarını yâda toplam çıkış gerilim sinyalini kullanarak anahtarlama sinyalini üretmektedirler.



Şekil 56. Paralel girişimli akım paylaşımli çeviriciye ait blok diyagramı

## 6. SİSTEM BENZETİMİ İLE İLGİLİ YAPILAN ÇALIŞMALAR

### 6.1. Güneş Pili Modülünün Yapısı ve Modellenmesi

Güneş pillerinin üretim maliyetlerinin her geçen gün daha da azalması, bunların şebekeden bağımsız ve şebekeye bağımlı sistemler olarak kullanılmasını gündeme getirmiş ve bu konuda daha fazla bilimsel çalışma yapma ihtiyacı doğmuştur [70, 83, 113]. Bu bağımsız sistemler aydınlatma sistemi, su pompalama sistemi, havalandırma sistemi ve buna benzer AA ve DA yüklerden oluşabilmektedir. Bu sistemler için ilave bataryalar, DA/AA ve DA/DA çeviricilere ihtiyaç duyulmaktadır. Tüm bu sistemlerin karmaşıklığı ve güneş pillerinin diğer kaynaklardan farklı kendine özgü yapısı, öncelikle güneş pillerinin eksiksiz olarak modellenmesi gereğini doğurmuştur [19, 115, 116].

Güneş pillerinin verimi kendi iç dirençleri, kontak yapıları, üretildiği malzeme, sıcaklık ve ışık şiddeti değişimi gibi parametrelerden etkilenmektedir. Dolayısıyla güneş pilleri ile ilgili yapılan çalışmalarda sağlıklı sonuçlar elde edebilmek için öncelikle değişken parametrelerin güneş pili verimine etkisini ortaya koyacak bir modele ihtiyaç vardır. Benzetimlerde kullanılacak güneş pili modülü bu konuda yapılan benzer çalışmalar incelenip bir araya getirilerek çevirici girişine kaynak olarak bağlanmak amacıyla oluşturulmuştur [117- 121].

Bu bölümde güneş pilinin verimini etkileyecek tüm parametreleri içeren genel matematiksel modeli elde edilmiş ve bu model Matlab/Simulink yazılımı ile görsel olarak programlanmıştır. Bu modelle öncelikle güneş pilinin genel  $I-V$  ve  $P-V$  karakteristik eğrileri elde edilmiştir. Modellenen güneş pili için farklı seri ve paralel hücre sayıları, farklı sıcaklık değerleri, farklı güneş ışıma ve soğrulma miktarları ve farklı özellikte üretilen güneş pilleri için kullanılan diğer parametrelere göre  $I-V$  ve  $P-V$  karakteristik eğrileri elde edilmiş ve yapılan bir yayın çalışmasında detaylı olarak sunulmuştur [114].

#### 6.1.1. Güneş Pilinin Matematiksel Modellenmesi ve Eşdeğer Devre Modeli

Bir güneş pilinin  $I-V$  karakteristiği temel olarak Eşitlik 116'daki Shockley diyot eşitliğine dayanmaktadır. Ancak tam bir gösterim için diğer parametreleri içeren genel güneş pili eşitliği Eşitlik 117'deki gibi verilmiştir.

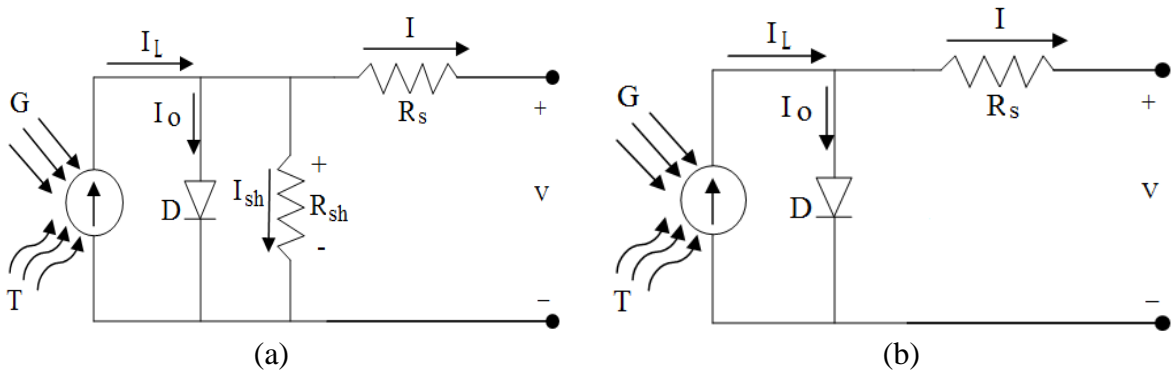
$$I = I_0 \left[ \exp\left(\frac{qV}{kT} - 1\right) \right] \quad (116)$$

$$I = I_L - I_0 \left[ \exp\left(\frac{q(V + R_s I)}{n k T}\right) - 1 \right] - \frac{V + R_s I}{R_{sh}} \quad (117)$$

Burada ideallik faktörü ( $n$ ), seri direnç ( $R_s$ ) ve paralel direnç ( $R_{sh}$ ) güneş pilinin özelliğine göre değişen parametrelerdir. Diğer parametreler ise Boltzmann sabiti ( $k$ ), elektron yükü ( $q$ ) ve güneş pilinin sıcaklığı ( $T$ )'dir. Eşitlik 117 kullanılarak ve gerekli matematiksel işlemler yapılarak güneş pilinin gerilim ifadesi Eşitlik 118'deki gibi yazılabilir. Burada paralel direnç ( $R_{sh}$ ) ihmal edilmiştir.

$$V = \frac{n k T}{q} \ln \left[ \frac{I_L + I_0 - I}{I_0} \right] - R_s I \quad (118)$$

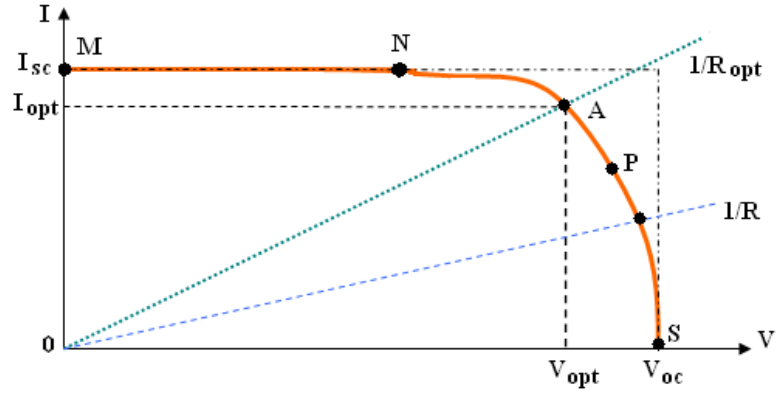
Güneş pilinin eşdeğer devre modeli Lorenzo tarafından 1994 yılında tanımlanmıştır [120]. Bu model bir akım kaynağı ve buna bağlı paralel bir diyottan oluşmaktadır. Burada seri direnç ( $R_s$ ) akım akışından kaynaklanan güneş pilinin iç kayıplarını ifade etmektedir ve maksimum güç üretimi için küçük olması istenir. Diyota paralel bağlı ( $R_{sh}$ ) direnci ise toprağa olan kaçak akımlardan meydana gelen kayıpları ifade eder ve çok küçük olduğu için genelde ihmal edilir. Güneş pilinin eşdeğer devre modeli Şekil 57(a)'da, basitleştirilmiş eşdeğer devre modeli ise Şekil 57(b)'de verilmiştir.



Şekil 57. (a) Güneş pili eşdeğer devre modeli, (b) Basitleştirilmiş eşdeğer devre modeli

Güneş pilinin tipik  $I$ - $V$  karakteristiği sabit sıcaklık ( $T$ ) ve belirli bir ışık şiddeti ( $G$ ) için Şekil 58'deki gibidir. Omik bir yük için yük karakteristiği doğrusal olarak  $I/V = I/R$ 'nin eğimi olarak bulunabilir. Yüke aktarılan gücün sadece dirence bağlı olduğu söylenebilir.

Buna göre şayet  $R$  yükü çok küçükse güneş pili Şekil 58'deki M-N aralığında bir akım kaynağı olarak kısa devre akımına yakın bir akım değerinde çalışacaktır. Şayet  $R$  yükü oldukça büyük değerdeyse bu durumda da güneş pili eğrinin P-S aralığında sabit bir gerilim kaynağı olarak açık devre gerilimine yakın bir gerilim değerinde çalışacaktır [113].



Şekil 58. Güneş pilinin tipik akım-gerilim (I-V) karakteristiği

Yüke aktarılan gücün maksimum olduğu noktaya maksimum güç noktası denir ve bu nokta Şekil 58'de A ( $I_{opt}$ ,  $V_{opt}$ ) noktasıdır. Ve bu nokta için yükün aldığı uygun değer  $R_{opt}$  olur. Maksimum güç  $P_{mak}$  ise Eşitlik 119'daki gibi yazılabilir.

$$P_{max} = V_{opt} \cdot I_{opt} \quad (119)$$

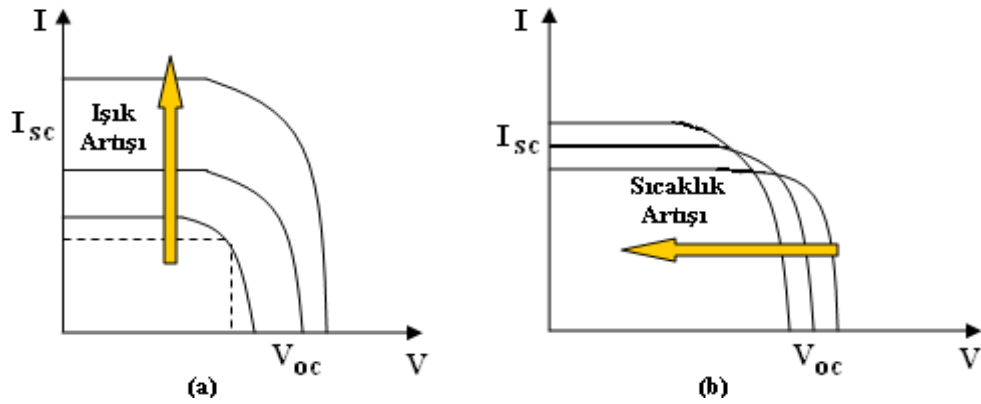
Güneş pilinin verimi ise pile aktarılan güç ile emilen ışık gücü arasındaki orana bağlıdır ve Eşitlik 120'de gösterilmiştir. Burada  $G$  aydınlanma şiddeti,  $A$  ise hücrenin alanıdır.

$$\eta = \frac{P_{max}}{P_{in}} = \frac{V_{opt} \cdot I_{opt}}{G \cdot A} \quad (120)$$

Diğer bir parametre ise maksimum gücün ( $P_{max}$ ), kısa devre akımı ( $I_{sc}$ ) ile açık devre gerilimi ( $V_{oc}$ )'nin çarpımına bölümünden elde edilen ve Eşitlik 121'de gösterilen doldurma faktörüdür. Bu değer üretilen güneş pilleri için hesaplanabilir ve ideal bir güneş pili için 0,7 değerinden büyük olması istenir.

$$DF = \frac{P_{\max}}{V_{oc} \cdot I_{sc}} = \frac{V_{opt} \cdot I_{opt}}{V_{oc} \cdot I_{sc}} \quad (121)$$

Şekil 58’de sadece sabit ışık şiddetinde ve sabit sıcaklıkta bir değer için  $I$ - $V$  karakteristiği verilmiştir. Işık şiddeti emiliminin ( $G$ ) ve hücre sıcaklık değişiminin ( $T$ )  $I$ - $V$  karakteristiği üzerindeki etkisi Şekil 59’da gösterilmiştir. Burada ışık şiddeti değişiminin akım ( $I_{sc}$ ) ve gerilimin ( $V_{oc}$ ) değerini arttırdığı, sıcaklık artışının gerilimi ( $V_{oc}$ ) düşürdüğü ve akımı ( $I_{sc}$ ) az miktarda arttırdığı gözükmektedir.



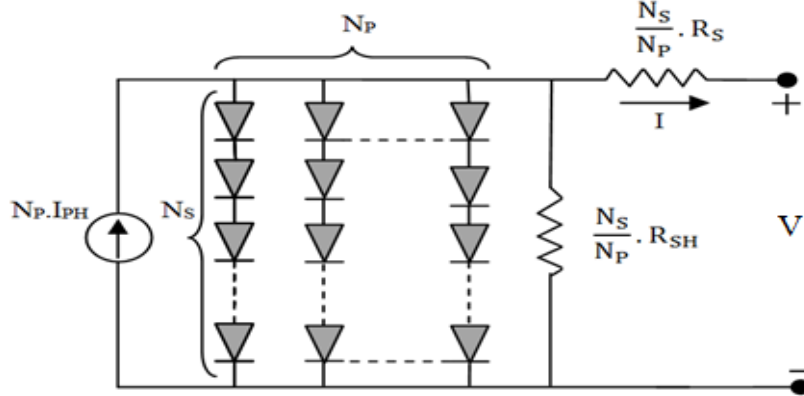
Şekil 59. (a) Işık şiddeti artışının  $I$ - $V$  karakteristiği üzerinde değişimi, (b) Sıcaklık artışının  $I$ - $V$  karakteristiği üzerinde değişimi

Güneş pilinin akımının hücre sıcaklığı ( $T$ ) ve güneş ışığı soğurulması ( $G$ ) ye bağlı ifadesi Eşitlik 122’deki gibi gösterilebilir. Burada  $G$ , güneş ışığı enerjisi soğrulma miktarı olup ışık şiddetine göre 0-1100 kW/m<sup>2</sup> aralığında değişmektedir.  $K_I$  ise kısa devre akımına bağlı sıcaklık katsayısıdır. Genel olarak 3 mA/°C olarak alınır [118].

$$I_L = [I_{sc} + K_I(T - T_{ref})].G \quad (122)$$

Basit bir güneş pili hücresi en fazla 0,5V gerilimde 2W güce çıkabilmektedir. Bu yüzden hücreler seri ve paralel bağlanarak istenen gerilim ve akımda güneş pilleri elde edilebilir. Bu elde edilen yapılar güneş pili modülü olarak adlandırılır. Eşdeğer devre modelinde seri hücre sayıları  $N_s$ , paralel hücre sayıları ise  $N_p$  olarak alınıp Şekil 60’daki modüler eşdeğer devre modeli gösterilmiştir [118]. Bu ifade de seri hücre sayısı gerilimi artırırken paralel hücre sayısı ise akımı artırır. Bu modül için toplam akım ifadesi Eşitlik 123’deki gibi yazılabilir.

$$I = N_p \cdot I_{PH} - N_p \cdot I_0 \left[ \exp \left( q \left( \frac{V}{N_s} + \frac{I R_s}{N_p} \right) / k T_C A \right) - 1 \right] - \left( \frac{N_p V}{N_s} + I R_s \right) / R_{SH} \quad (123)$$



Şekil 60. Güneş pili modülü için genel eşdeğer devre modeli

Güneş pili eşdeğer devresinde ki  $R_s$  direnci  $R_{sh}$  direncine göre çok daha duyarlıdır. Bu yüzden  $R_{sh}$  direnci  $R_s$  direnci yanında açık devre gibi alınabilir. Bu durumda toplam modül akımı ( $I$ ) Eşitlik 124'deki gibi olur.

$$I = N_p \cdot I_{PH} - N_p \cdot I_0 \left[ \exp \left( q \cdot \left( \frac{V}{N_s} + \frac{I R_s}{N_p} \right) / k T_C A \right) - 1 \right] \quad (124)$$

Eşitlik 124'de  $V = V_{PV}$ ,  $I = I_{PV}$ ,  $I_{PH} = I_L$ ,  $A = n$  ve  $T_C = T$  ifadeleri yerine konularak toplam modül çıkış gerilimi ( $V_{PV}$ ) Eşitlik 125'deki gibi yazılabilir.

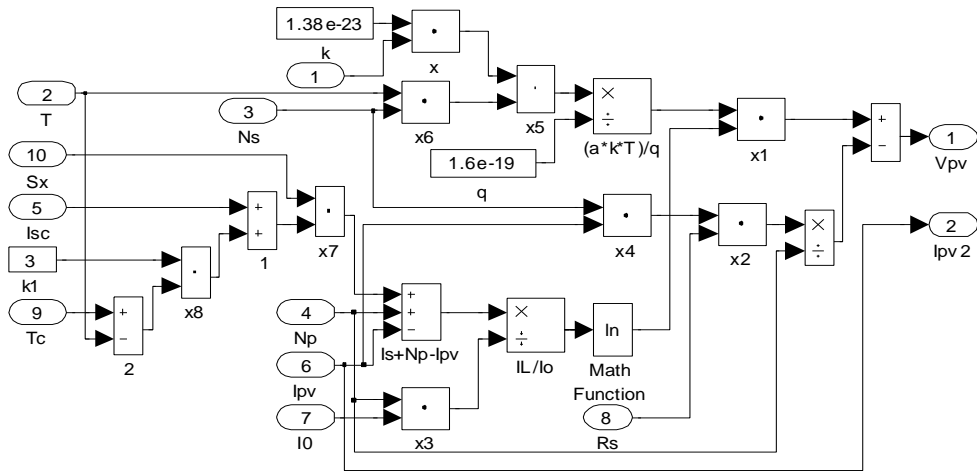
$$V_{PV} = \frac{N_s n k T}{q} \ln \left[ \frac{I_L + I_0 - I_{PV} + N_p}{I_0 \cdot N_p} \right] - \frac{N_s}{N_p} R_s I_{PV} \quad (125)$$

Eşitlik 122'deki güneş pilinin sıcaklığa ve güneş ışığı soğrulma miktarına bağlı akım ifadesi, Eşitlik 125'de yerine yazılacak olursa bu parametrelere bağlı güneş pili modülünün gerilim ifadesi Eşitlik 126'daki gibi yazılabilir.

$$V_{PV} = \frac{N_s n k T}{q} \ln \left[ \frac{(I_{SC} + K_I (T - T_{ref})) G + I_0 - I_{PV} + N_p}{I_0 \cdot N_p} \right] - \frac{N_s}{N_p} R_s I_{PV} \quad (126)$$

### 6.1.2. Güneş Pili Modülünün Matlab/Simulink Ortamında Benzetimi

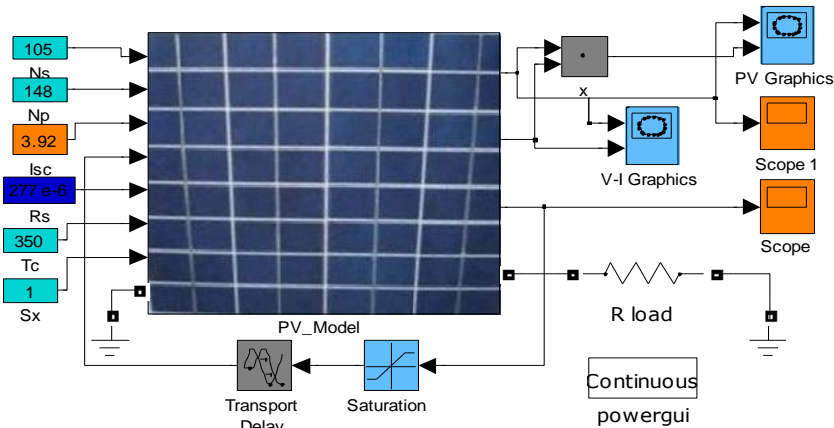
Sayısal ifadelerin ve formüllerin yazımında, bu ifadeleri oluşturan sistemlerin modellenmesinde ve diğer sistemlerle birleştirilmesinde Matlab/Simulink görsel yazılımı oldukça kolaylıklar sağlamaktadır. Bu yüzden modellemede Matlab/Simulink yazılımı tercih edilmiştir. Eşitlik 126'daki güneş pilinin tüm parametrelerini içeren akıma bağlı gerilim ifadesinin Simulink benzetimi Şekil 61'de verilmiştir.



Şekil 61. Güneş pilinin Simulink eşdeğer modeli

Güneş piline bir yük bağlanması ve bu yük durumuna göre sonuçların elde edildiği güneş piline ait gerçekleştirilen genel devre modeli Şekil 62'de gösterilmiştir.

Şekil 61'deki güneş pilinin eşdeğer modeli ve Şekil 62'deki güneş piline yük bağlanmış genel elektriksel modeli kullanılarak benzetim sonuçları elde edilmiştir. Bu benzetimlerde Tablo 2'deki sabit değerler ve değişken parametreler kullanılmıştır.

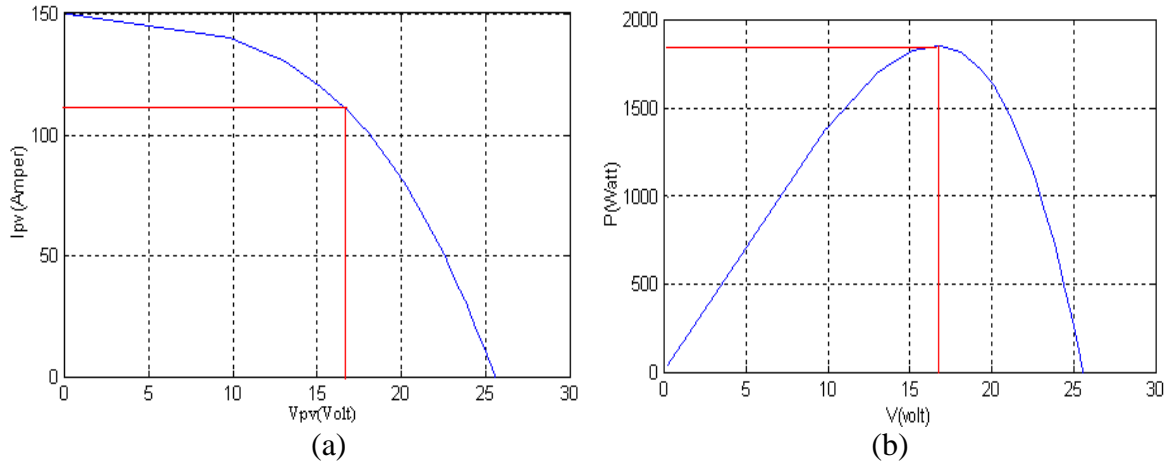


Şekil 62. Güneş pilinin Simulink'de yük bağlanarak elde edilen genel modeli

Tablo 2. Güneş pili modülü benzetiminde kullanılan sabitler ve parametreler

Sabit Kabul Edilen Parametreler		Değişken Parametreler	
Boltzmann sabiti( $k$ )	$1,38.10^{-23} \text{ J}^\circ\text{K}$	Seri hücre sayısı ( $N_s$ )	105
Elektron yükü( $q$ )	$1,6.10^{-19} \text{ C}$	Paralel hücre sayısı( $N_p$ )	148
Referans sıcaklık( $T$ )	$(273+25) \text{ K}$	Seri iç direnç( $R_s$ )	$0,0277 \Omega$
Kısa devre akımı sıcaklık sabiti( $K_I$ )	$3 \text{ mA}/^\circ\text{C}$	Değişken sıcaklık( $T_x$ )	$0-100^\circ \text{ C}$
Diyot akımı( $I_0$ )	$50 \mu\text{A}$	Işık soğrulması ( $S_x=G$ )	$0,1-1\text{kW}/\text{m}^2$
Kısa devre akımı( $I_{sc}$ )	$3,92 \text{ A}$	İdeallik faktörü( $a=n$ )	1,9

Güneş pili modülüne ait benzetimler ve Tablo 2'deki parametreler kullanılarak Şekil 63(a)'da güneş piline ait akım-gerilim ( $I$ - $V$ ) karakteristik eğrisi elde edilmiştir. Bu eğri için maksimum güç noktası belirlenmiştir. Şekil 63(b)'de ise güç-gerilim ( $P$ - $V$ ) karakteristiği çizilmiş ve maksimum güç noktası için gerilim değeri belirlenmiştir. Maksimum güç aktarımı ise 17 V için 1800 W civarındadır.

Şekil 63. Güneş pili modelinin  $I$ - $V$  karakteristiği(a) ve  $P$ - $V$  karakteristiği(b) benzetimi

## 6.2. Rüzgâr Türbinin Yapısı ve Modellenmesi

Rüzgâr türbinin modellenmesinde genel Matlab/Simulink programında yer alan basit modellerden yola çıkılmış ve bu konuda önceden yapılan çalışmalardan yararlanılmıştır [26-28]. Daha sonra model olarak geliştirilen rüzgâr türbini paralel azaltan arttıran çeviriciye bağlanarak bataryaları beslemesi için gerekli kontrol yöntemleri denenecektir.

Rüzgâr türbininden elde edilebilecek mekanik enerji  $v$  hızındaki  $C_p$  güç katsayısı ile beraber Eşitlik 127'deki gibi sunulabilir. Burada  $A$  rotorun kanatlarının taradığı alan  $v$  rüzgâr hızı  $\rho$  ise havanın özgül ağırlığıdır [122].



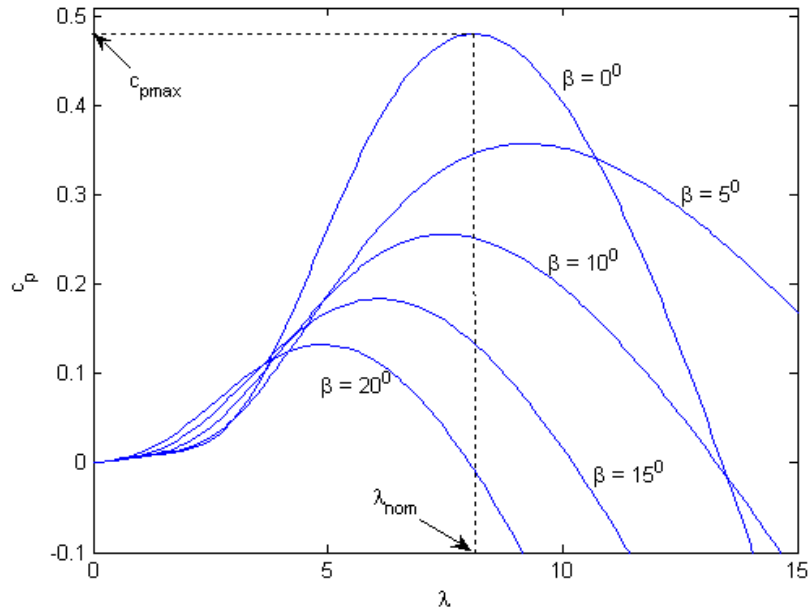
$$P_m = \frac{1}{2} C_p(\lambda, \beta) \rho A v^3 \quad (127)$$

Türbin karakteristiğinin modellendiği genel ifadesi Eşitlik 128 ve Eşitlik 129'daki gibi olur.

$$C_p(\lambda, \beta) = C_1 \left[ \frac{C_2}{\lambda_1} - C_3 \beta - C_4 \right] e^{-\frac{C_5}{\lambda_1}} + C_6 \lambda \quad (128)$$

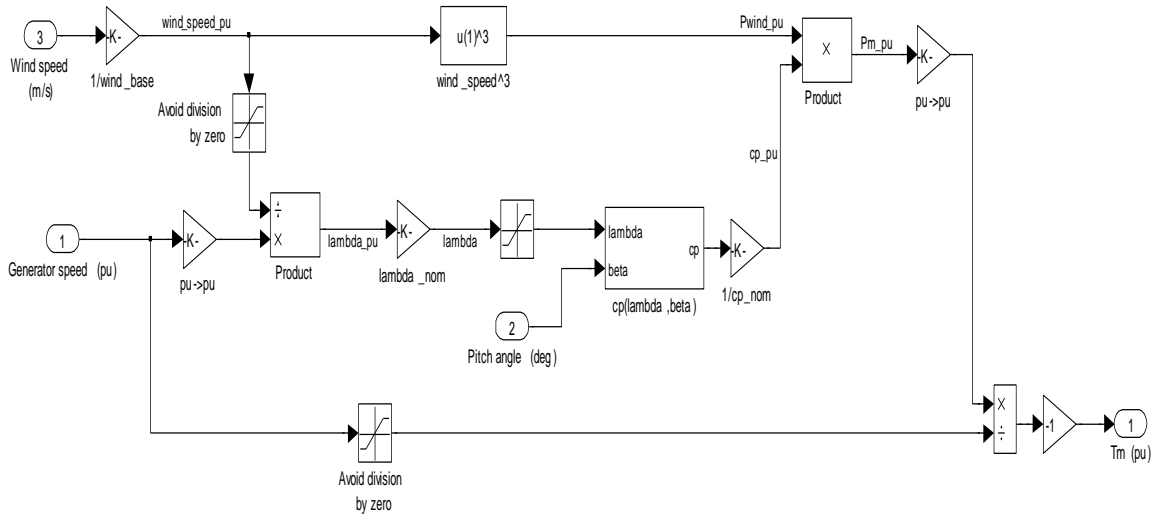
$$\frac{1}{\lambda_1} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \quad (129)$$

Burada  $C_1$  den  $C_6$  ya kadar olan katsayılar:  $C_1 = 0,5176$ ,  $C_2 = 116$ ,  $C_3 = 0,4$ ,  $C_4 = 5$ ,  $C_5 = 21$ ,  $C_6 = 0,0068$ .  $\beta$  açısının farklı değerlerine karşılık karakteristik eğrilerin gösterimi Şekil 64'deki gibi olur. Burada  $C_{pmax}$  değeri,  $\beta = 0$  için 0,48 olup  $\lambda = 8,1$  değerine karşılık gelmektedir.



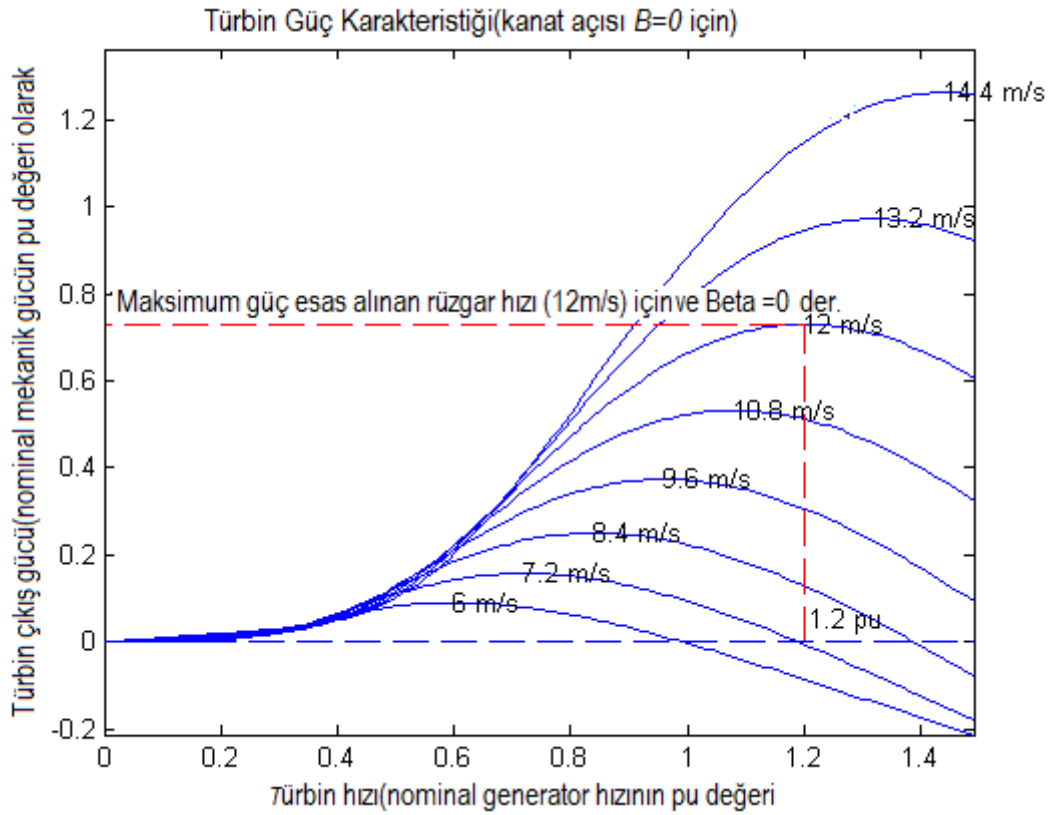
Şekil 64. Farklı  $\beta$  açısına karşılık farklı  $C_p$ -  $\lambda$  karakteristik eğrileri

Yukarıdaki eşitlikler kullanılarak rüzgâr türbinin Matlab/Simulink'de gerçekleştirilen modeli Şekil 65'de gösterilmiştir. Burada üç tane giriş değeri; jeneratör hızının pu olarak değeri, derece olarak kanat açısı ve rüzgâr hızının m/s olarak değeridir. Çıkış ise jeneratör miline uygulanan momenttir.



Şekil 65. Rüzgâr türbini modelinin Matlab/Simulink’de gösterimi

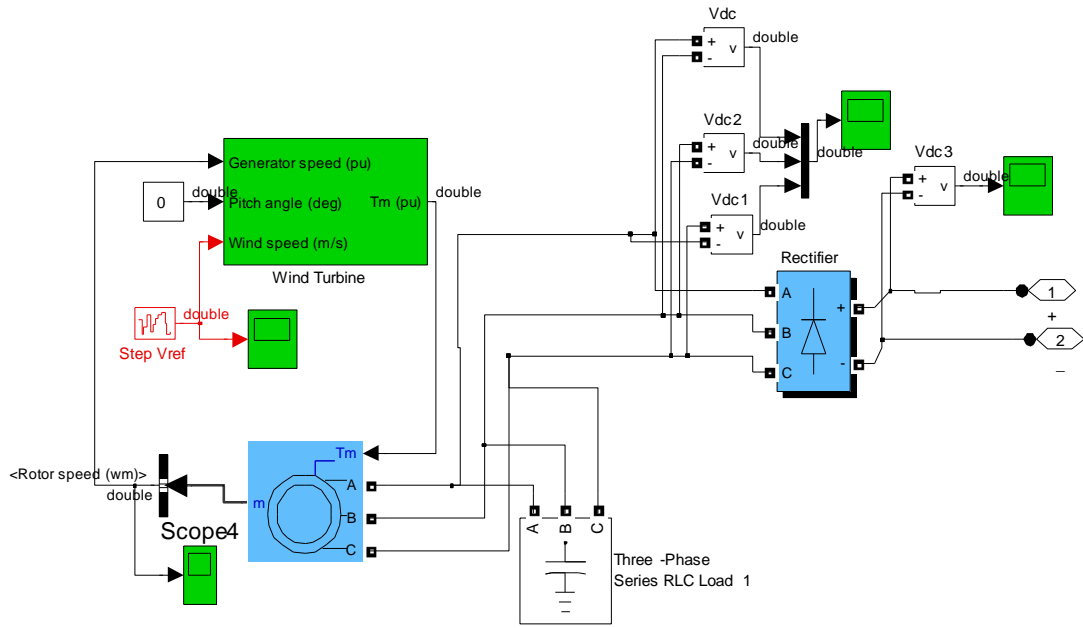
Jeneratör hızının bir fonksiyonu olarak üretilen mekanik güç  $P_m$  farklı rüzgâr hızları ve kanat açısının  $\beta=0$  değeri için Şekil 66’da gösterilmiştir. Burada 12m/s’lik rüzgâr hızı için 1,2 pu’lık türbin taban hızında 0,73 pu’lık bir maksimum güç olduğu gözükmektedir.



Şekil 66. Farklı rüzgâr hızları için türbin hızına bağlı çıkış gücü

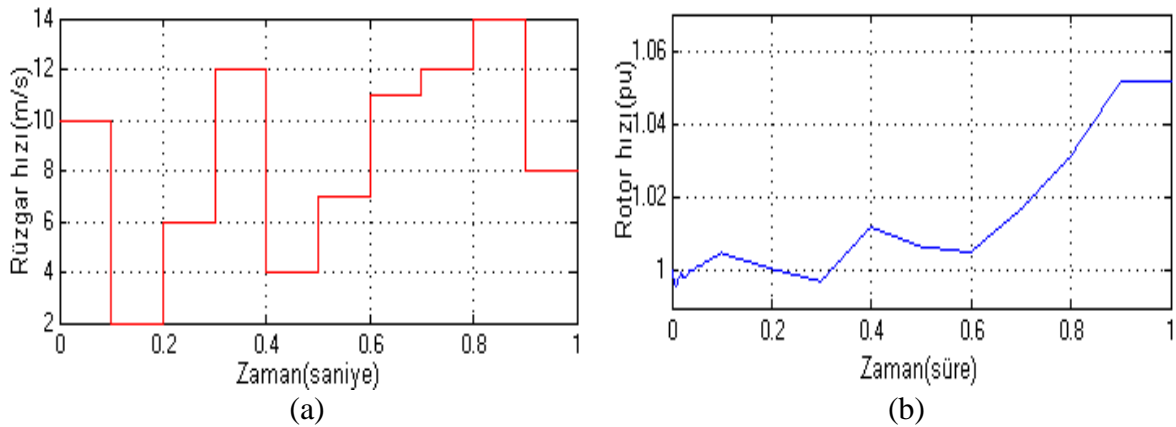
### 6.2.1. Rüzgâr Jeneratörünün Modellenmesi

Matlab/Simulink programında rüzgâr türbini modeline asenkron jeneratör bağlanarak oluşturulan rüzgâr jeneratörü ve elde edilen üç fazlı çıkış sinyallerinin ölçülmesi, doğrultulması ve çeviriciye bağlanan kısmını gösteren Simulink modeli Şekil 67'de gösterilmiştir. Burada rüzgâr hızı değişken özellikte seçildiği için asenkron jeneratör kullanılmış ve fazlar arasına kapasiteler bağlayarak uyarılması sağlanmıştır.



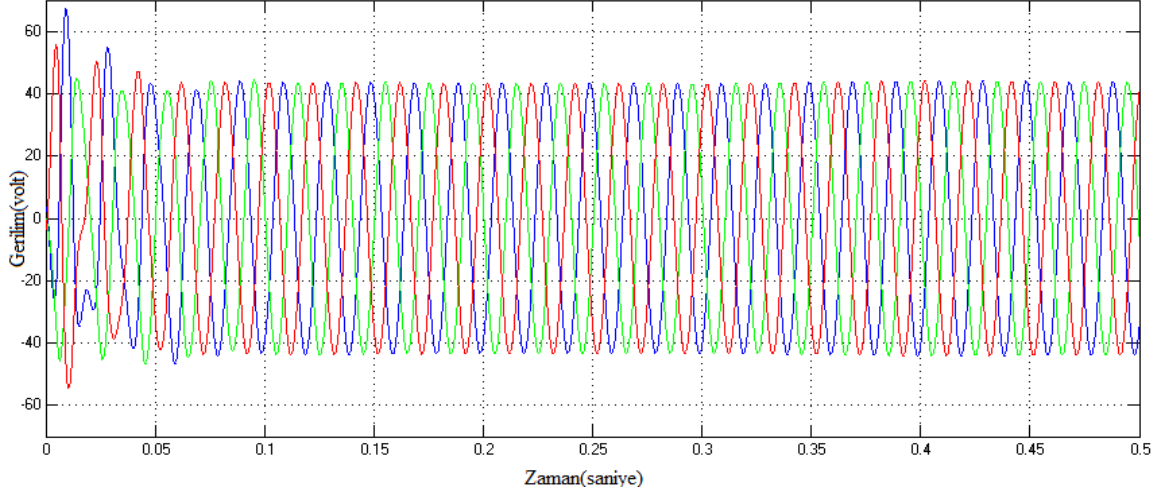
Şekil 67. Rüzgâr jeneratörünün Matlab/Simulink modeli

Şekil 68(a)'da girişe uygulanan değişken yapıdaki rüzgâr hızının zamanla değişimi gözükmekte 68 (b)' de ise rotor hızının zamanla değişimi gözükmektedir.



Şekil 68. Girişe uygulanan rüzgâr hızının (a), rotor hızının (b) zamanla değişimi

Şekil 69’da ise rüzgâr jeneratörü çıkışında yük yokken elde edilen aralarında  $120^0$  faz farkı bulunan üç fazlı AC gerilimin zamanla değişimi 0,5 saniye için gözükmektedir.



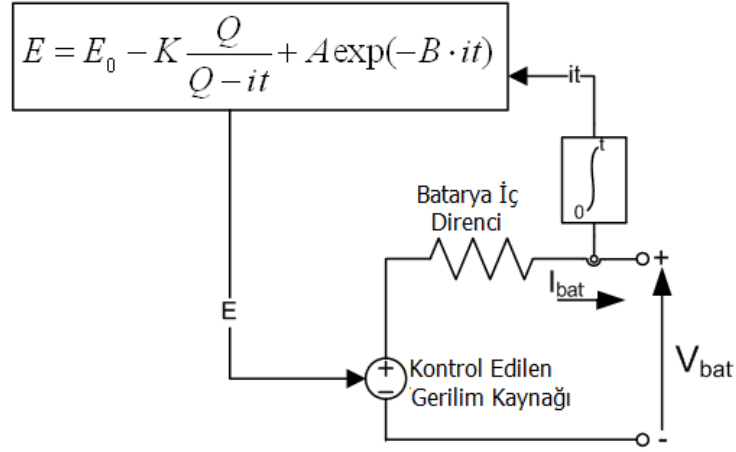
Şekil 69. Rüzgâr jeneratörü çıkışında elde edilen üç fazlı gerilimin zamanla değişimi

### 6.3. Doğrusal Olmayan Yük Olarak Akü Yapısı ve Benzetimleri

Çeviriciler için sistem parametreleri yanında yük durumu da önemli bir parametre olarak karşımıza çıkmaktadır. Doğrusal yapıdaki omik yükler için sistem tepkisi yalnızca yükün değerine bağlı olarak değişirken doğrusal olmayan depolama elemanları ve motor gibi yükler için sistem tepkisi zamanla değişen farklı özellikler gösterebilmektedir [122]. Burada tasarlanacak sistemde kullanılacak temel depolama elemanı olan akülerin yapısı incelenecek ve Matlab/Simulink’de ki akü modellemesi kullanılarak paralel çeviricinin yüklenme durumları üzerinde durulacaktır.

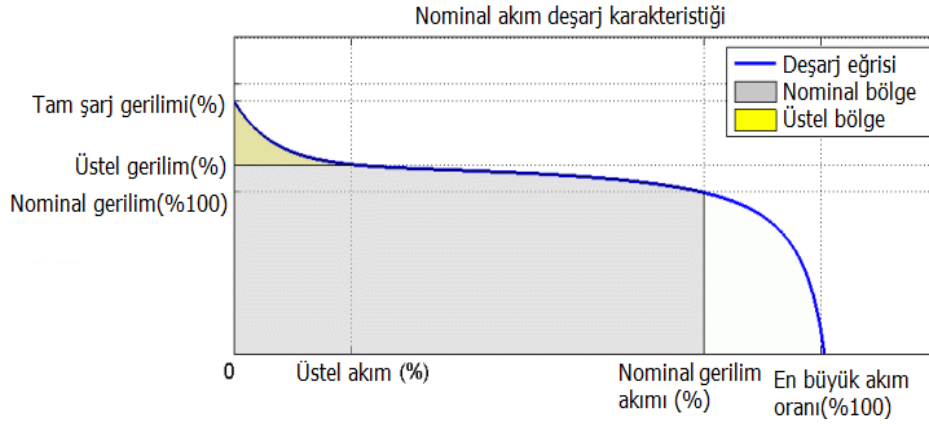
#### 6.3.1. Akünün Yapısı ve Modellenmesi

Şarj olabilen bataryalar için yaygın olarak kullanılan batarya modeli Matlab/Simulink’de kullanılmıştır. Aküye ait bu eşdeğer devre modeli Şekil 70’de gösterilmiştir. Burada  $E$  yüksüz gerilim,  $E_0$  sabit gerilim,  $K$  kutuplama voltajı,  $Q$  akü kapasitesi (Amper-saat),  $A$  üstel gerilim,  $B$  üstel kapasite (Amper-saat<sup>-1</sup>) olarak tanımlanmıştır. Burada kontrollü gerilim kaynağının verdiği gerilim aküden çekilen ve akünün iç direncine bağlı olarak, değişen akım değişimine bağlı olacak şekilde, gösterilen eşitlikte gerilim kaynağını kontrol edecek şekilde düzenlenmiştir. Buradaki akü parametreleri farklı akü tipleri için deşarj karakteristiğine bağlı olarak düzenlenebilir.



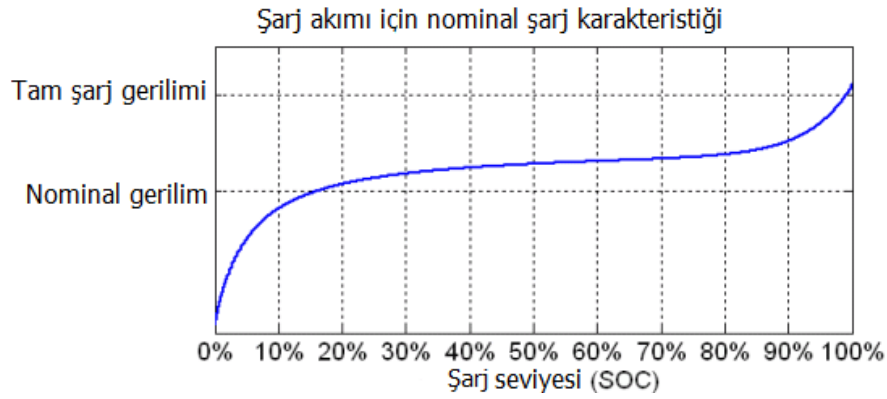
Şekil 70. Aküye ait eşdeğer devre modeli

Tipik deşarj eğrisi üç kısımdan oluşmaktadır. İlk kısım üstel gerilim düşümünün olduğu yani bataryanın tam dolu olduğu kısmı göstermektedir. İkinci kısım ise akü geriliminin nominal gerilime kadar düştüğü şarj durumunu göstermektedir. Üçüncü kısım ise akünün hızlı bir şekilde tam olarak deşarj olduğu ve gerilimin sıfıra düştüğü kısmı göstermektedir. Bu duruma ait deşarj karakteristiği Şekil 71’de gösterilmiştir.



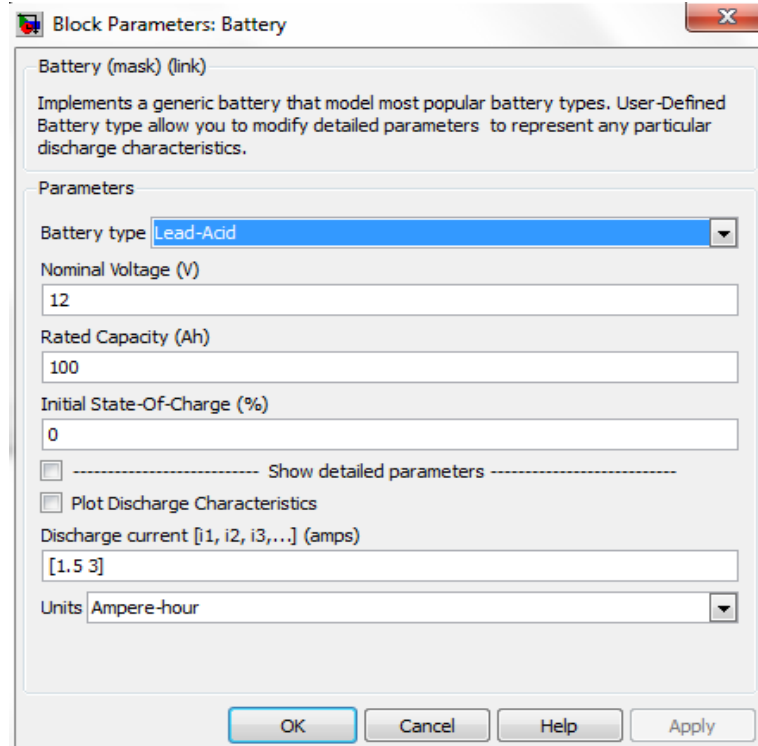
Şekil 71. Aküye ait nominal akım deşarj karakteristiği

Batarya akımı negatif olduğunda ise batarya şarj karakteristiğini takip edecek şekilde yeniden şarj olacaktır. Buna ait gösterim ise Şekil 72’de sunulmuştur. Şarj durumundaki tüm parametreler deşarj durumu içinde geçerlidir.

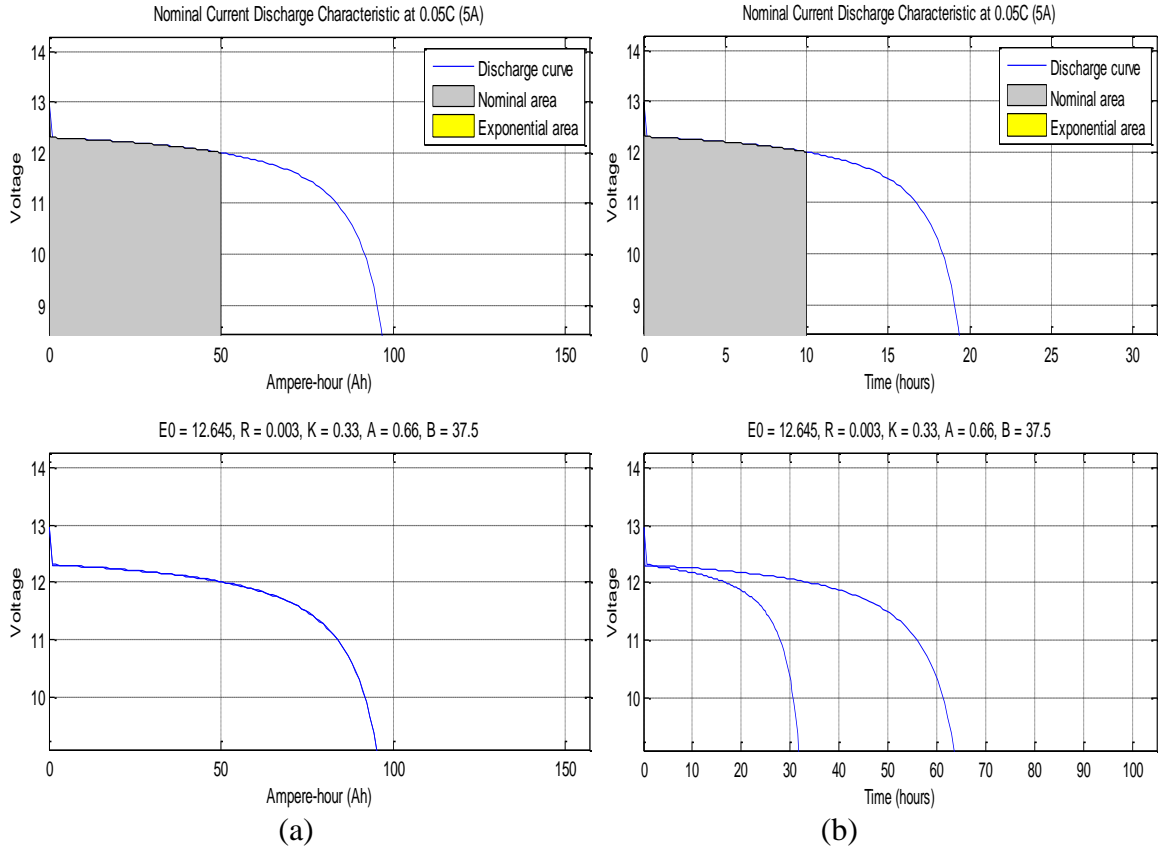


Şekil 72. Nominal şarj akımı için şarj karakteristiği

Matlab/Simulink programında düzenlenen akü modeline ait farklı parametreler girmek için gerekli ara yüz yazılımı Şekil 73’de gösterilmiştir. Bu yazılımda farklı akü tipi seçilebilmekte akü gerilimi ve akü kapasitesi belirlenebilmektedir. Ayrıca benzetimler için akünün şarj seviyesi istenen seviyeye ayarlanabilmektedir. Bunun dışında hesaplanan diğer parametreleri de bu ara yüzde görme imkânı vardır. Ayrıca deşarj karakteristiklerini Amper-saat yada zamana bağlı olarak farklı deşarj akımları için çizdirme imkânı da bulunmaktadır. Şekil 74 (a)’da Amper-saat olarak deşarj eğrileri çizimi verilirken Şekil 74(b)’de zamana bağlı olarak iki farklı akım değeri için deşarj eğrileri çizilmiştir.

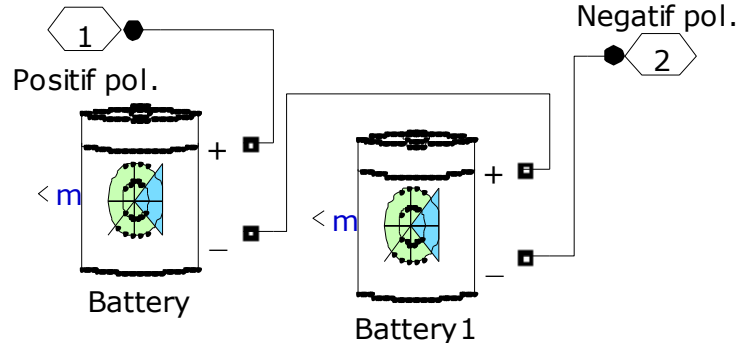


Şekil 73. Matlab/Simulink programındaki akü ara yüz yazılımı



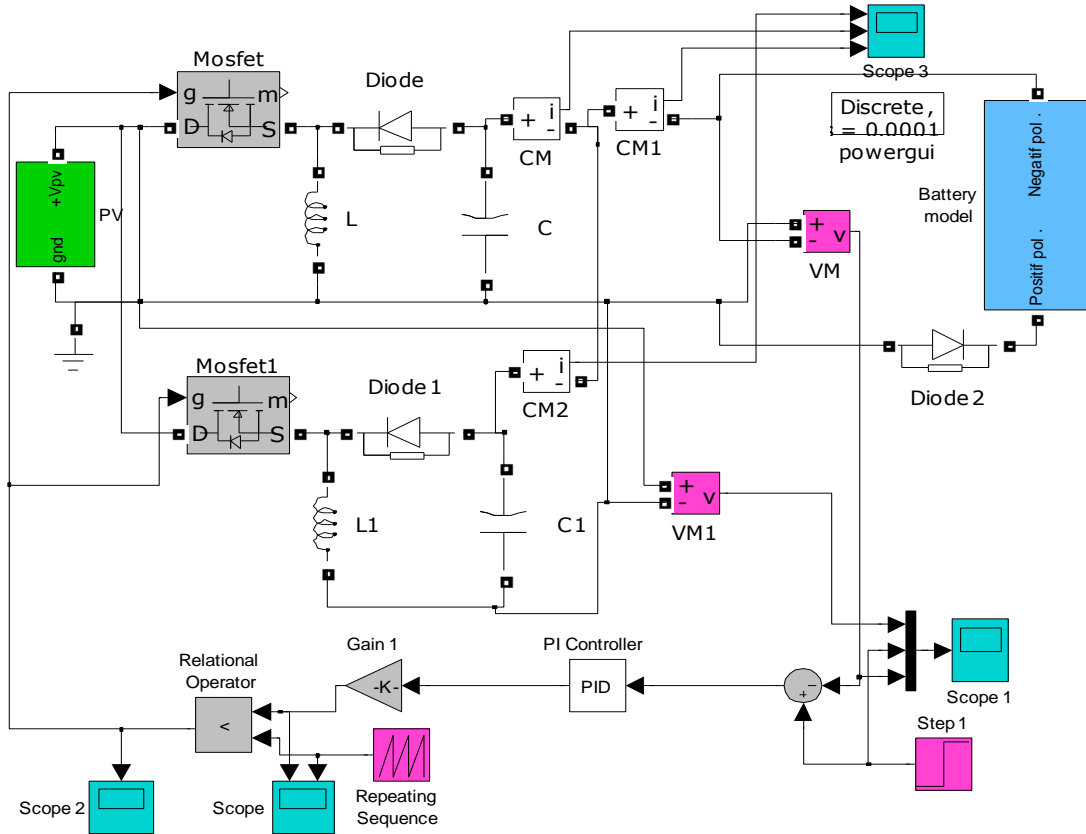
Şekil 74. (a) Amper-saat olarak, (b) zamana bağlı olarak deşarj eğrileri

Akülerin modellenmesi ve akü modelinin kullanımı ile ilgili bir diğer husus ise büyük güçlerdeki akülerin modellenmesidir. Büyük güçlerdeki akü ihtiyaçlarını karşılamak için gerçek sistemlerde paralel ve seri bağlı akü grupları kullanılmaktadır. Büyük gerilimler için seri bağlı aküler tercih edilirken büyük akımlar için paralel bağlı akü grupları kullanılır. Bu akü gruplarının eşdeğer devresi düşünüldüğünde seri bağlama için iç dirençler seri olarak toplanırken paralel bağlamada ise iç dirençler paralel olarak toplanır. Dolayısıyla akülerin eşdeğer iç direnci seri ve paralel bağlama durumları için değişmektedir. Yapılan benzetimler sonucunda daha gerçekçi sonuçlar elde edebilmek için büyük güçlerde uygulamadaki gibi paralel seri bağlı akü grupları oluşturularak akülerin modellenmesinin daha doğru benzetim sonuçları vereceği görülmüştür. Dolayısıyla gerçek sistem için düşünülen 100 Amper-saat 12 Voltluk iki akünün seri bağlanması ile elde edilen 24 Voltluk bara gerilimine eşit bir akü grubunun modellenmesi ve benzetimlerde kullanılması daha mantıklı olacaktır. Buna ait benzetim Şekil 75’de gösterilmiştir.



Şekil 75. Seri bağlı akü gurubu Matlab/Simulink modeli

Bu model kullanılarak elde edilen akü grubunun bağlı olduğu güneş pili modülü ile beslenen paralel Azaltan-Artıran çeviriciye ait model Şekil 76'da gösterilmiştir. Burada akü polaritesi Azaltan-Artıran çevirici çıkışına göre belirlenmiş aküden çeviriciye akım akışını önlemek için aküye seri bir diyot bağlanmıştır.

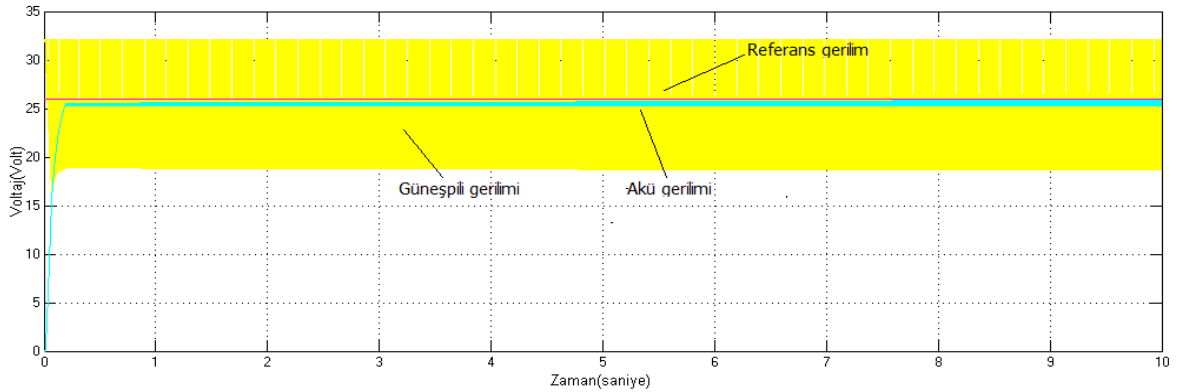


Şekil 76. Akü bağlı paralel Azaltan-Artıran çeviriciye ait benzetim

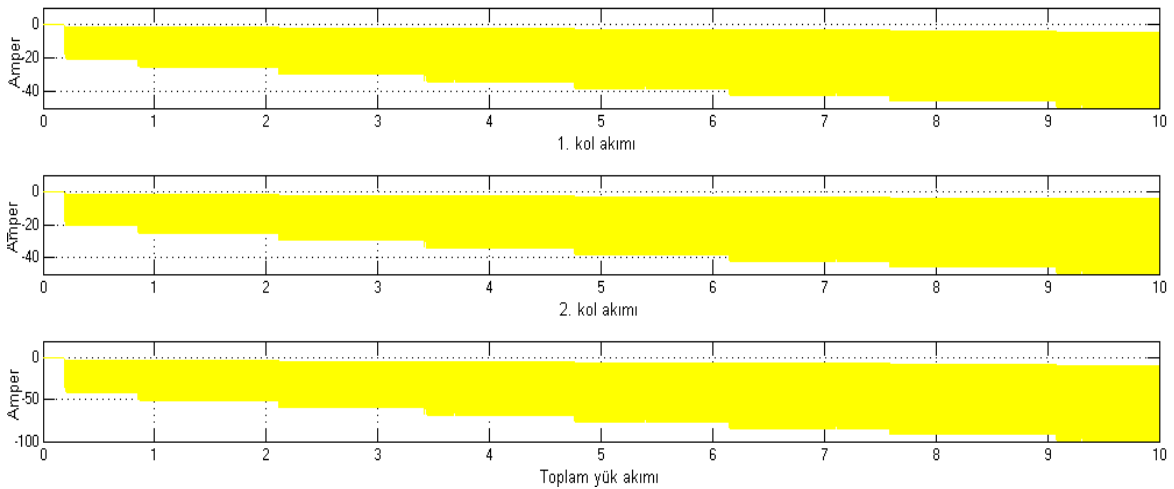


#### 6.4. Güneş Pili ile Beslenen Akü Yüğü Bağlı Paralel Çeviriciye Ait Benzetimler

Bu bölümde ilk olarak Şekil 76’da verilen ortalama akım paylaşımı ile çalışan oransal entegral denetleyiciye ait benzetim sonuçları verilmiştir. Şekil 77’de oransal entegral denetleyici için paralel azaltan arttıran çeviriciye ait giriş çıkış gerilimlerinin değişimi verilmiştir. Burada anahtarlama elemanı ve girişte bir filtre devresi bulunmadığından giriş gerilimindeki dalgalanma fazladır. Ancak çıkış gerilimi ise artarak referans gerilimi yakalamaya çalışmaktadır ve dalgalanma da girişe göre oldukça azdır. Şekil 78’de ise akü yük akımı ve bu akımın paralel çeviriciler üzerinde paylaşımı gösterilmiştir. Burada akımın ters çıkma sebebi devrenin çalışma prensibi gereği çıkış geriliminin polaritesinin girişe göre ters çıkmasıdır. Benzetimler %80 şarj seviyesi (SOC) durumu için gerçekleştirilmiştir.

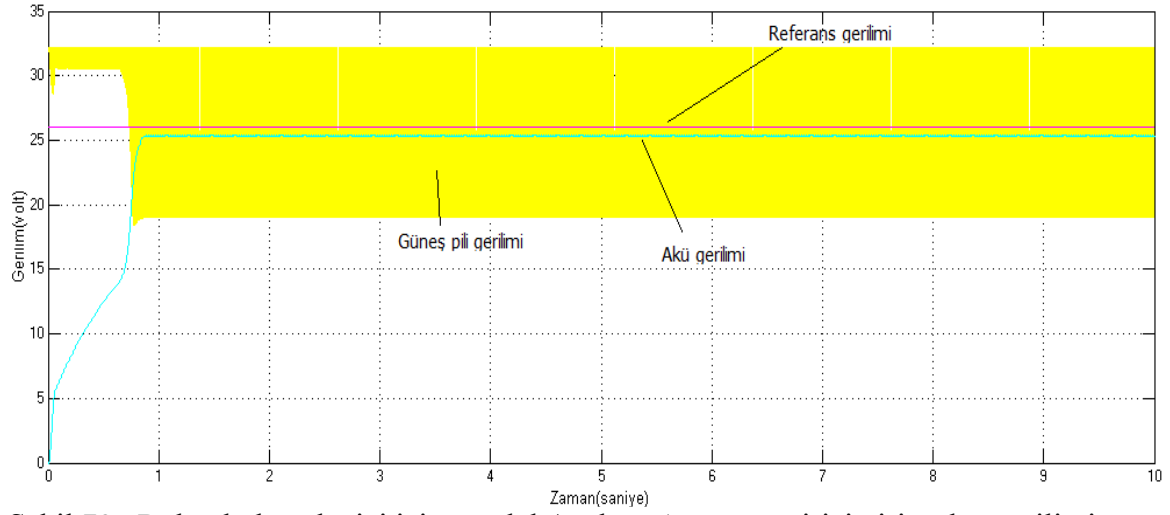


Şekil 77. PI denetleyici için paralel Azaltan-Artıran çevirici giriş çıkış gerilimi

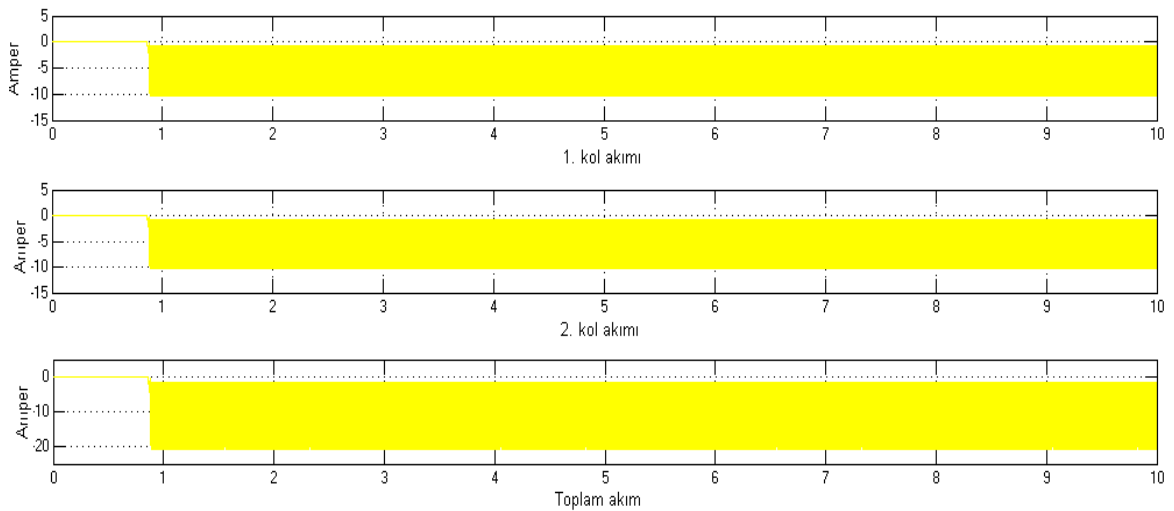


Şekil 78. PI denetleyici için paralel Azaltan-Artıran çevirici ve toplam yük akımları

İkinci olarak ortalama akım paylaşımı ile çalışan bulanık denetleyiciye ait benzetim sonuçları verilmiştir. Şekil 79’da bulanık denetleyici için paralel azaltan arttıran çeviriciye ait giriş çıkış gerilimlerinin değişimi verilmiştir. Burada giriş gerilimi anahtarlama elemanından dolayı ve girişte bir filtre bulunmadığından dolayı dalgalanma fazladır. Ancak çıkış gerilimi ise artarak referans gerilimi yakalamaya çalışmaktadır ve dalgalanma da girişe göre oldukça azdır. Şekil 80’de ise akü yük akımı ve bu akımın paralel çeviriciler üzerinde paylaşımı gösterilmiştir. Burada şarj akımı PI denetleyiciye göre daha az bir dalgalanma ve düşük akımda olmaktadır. Bu istenen bir durumdur. Benzetimler %80 SOC durumu için gerçekleştirilmiştir.

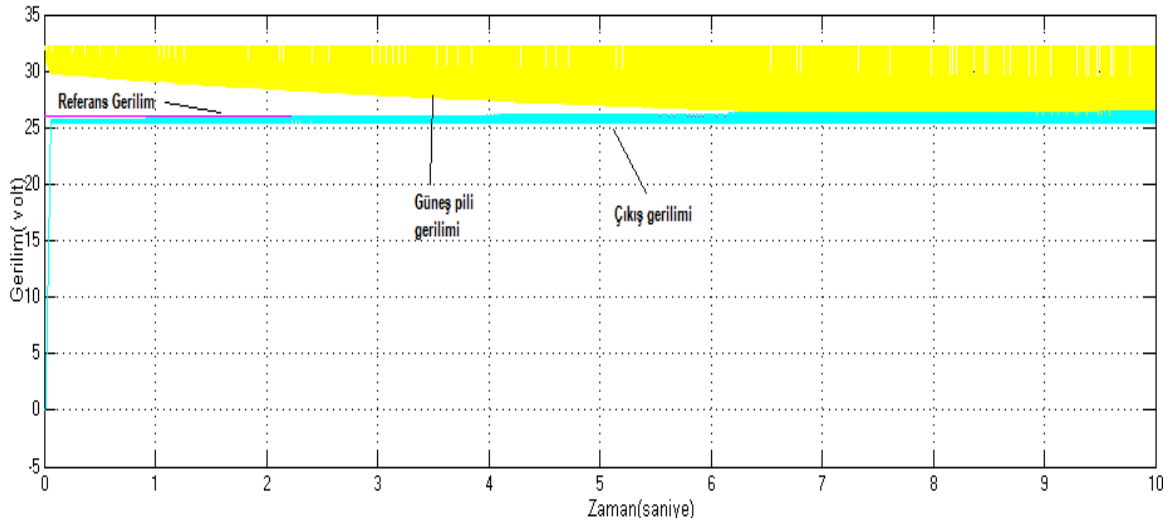


Şekil 79. Bulanık denetleyici için paralel Azaltan-Artıran çevirici giriş çıkış gerilimi

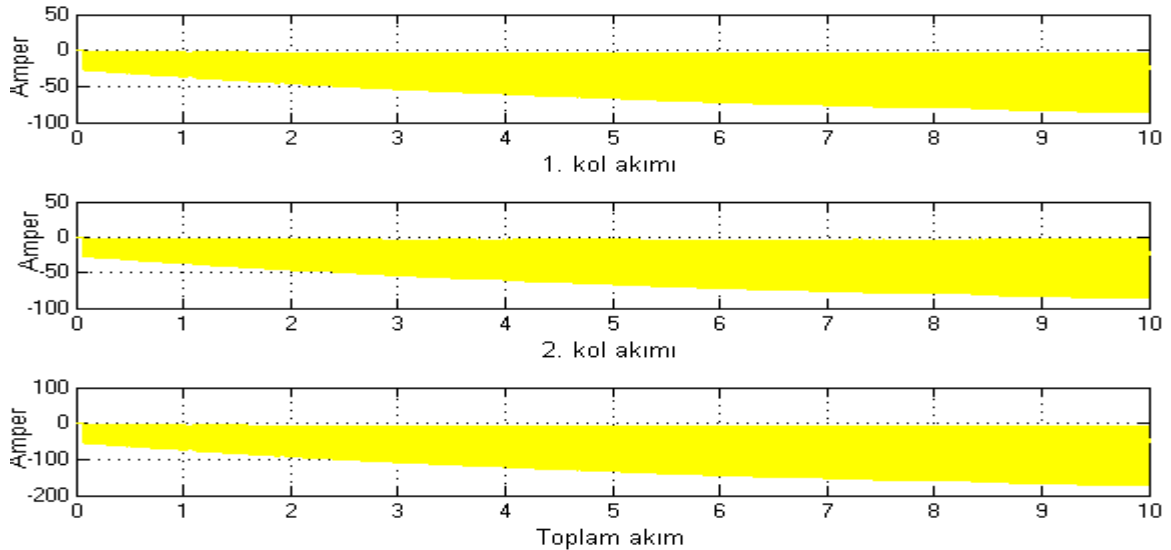


Şekil 80. Bulanık denetleyici için paralel Azaltan-Artıran çevirici akımları ve toplam akım

Üçüncü olarak ortalama akım paylaşımı ile çalışan kayan kip denetleyiciye ait benzetim sonuçları verilmiştir. Şekil 81’de kayan kip denetimi için paralel azaltan arttıran çeviriciye ait giriş çıkış gerilimlerinin değişimi verilmiştir. Burada giriş geriliminin, anahtarlama elemanından dolayı ve girişte bir filtre bulunmadığından dolayı dalgalanması fazladır. Ancak çıkış gerilimi ise artarak referans gerilimi yakalamaktadır ve dalgalanma da girişe göre oldukça azdır. Çıkış gerilimi referans gerilim etrafında ki kayan yüzeyde %90’lık akü şarj durumu için az bir salanım ile aküyü şarj etmektedir. Şekil 82’de ise akü yük akımı ve bu akımın paralel çeviriciler üzerinde paylaşımı gösterilmiştir. Burada şarj akımı bulanık denetleyiciye göre biraz fazla olmaktadır. Bu şarj sistemleri için çok istenen bir durum değildir. Bunun sebebi giriş geriliminin fazla olması ve denetleyiciden kaynaklanmaktadır.



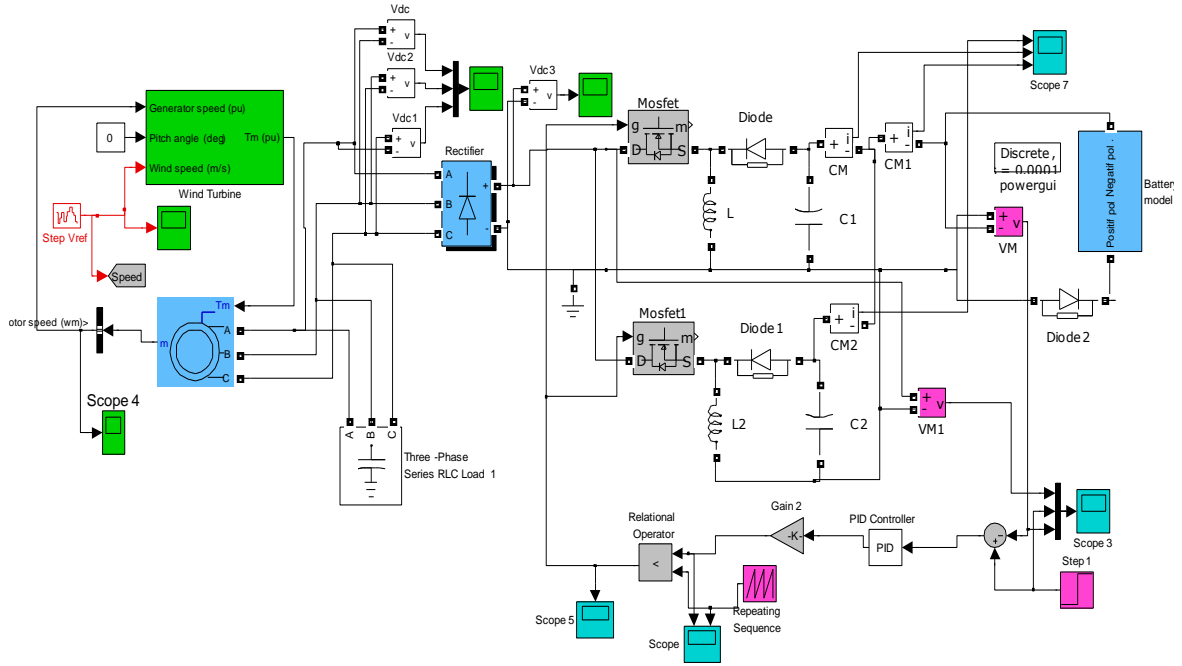
Şekil 81. Paralel kayan kip denetimi için giriş çıkış geriliminin referansa göre değişimi



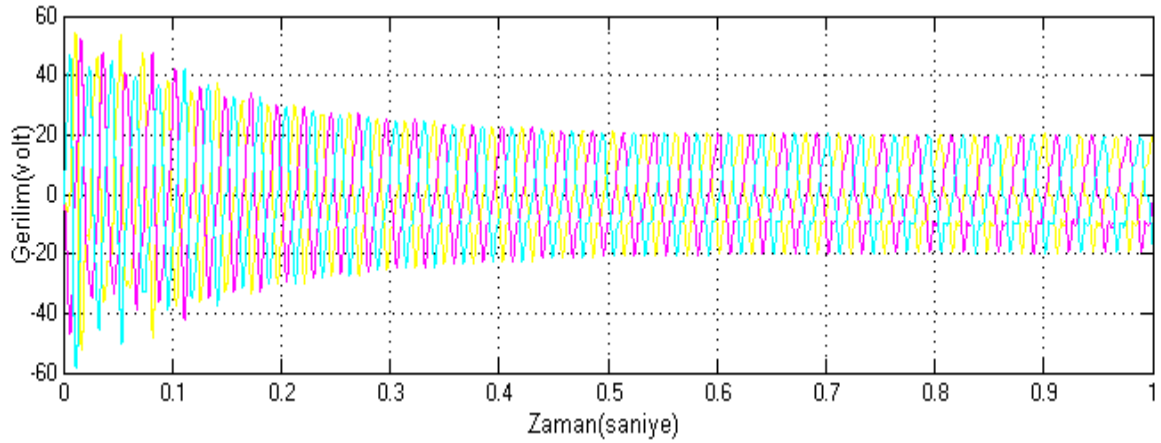
Şekil 82. Kayan kip denetleyici için paralel çevirici kol akımları ve toplam akım

### 6.5. Rüzgâr Türbini ile Beslenen Akü Bağlı Paralel Çeviriciye Ait Benzetimler

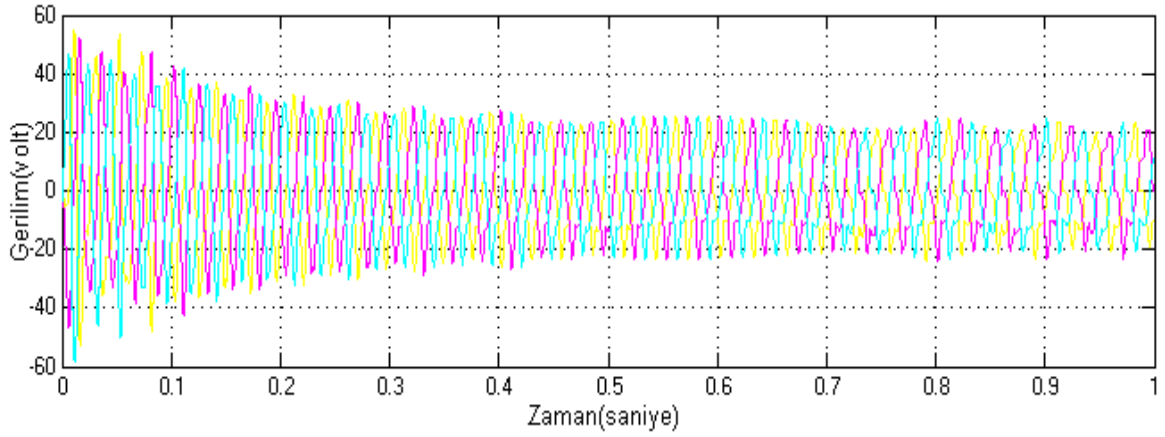
Rüzgâr türbinin paralel azaltan artırıcı çeviriye bağlanması ve bataryaları beslemesi durumunda elde edilen Matlab/Simulink modeli Şekil 83'de gösterilmiştir. Rüzgâr jeneratörüne bağlı yük durumu için jeneratör çıkışındaki üç fazlı gerilimin farklı şarj durumları için zamanla değişimi Şekil 84 ve 85'de gösterilmiştir.



Şekil 83. Rüzgâr jeneratörünün paralel çeviriciye bağlandığı Matlab/Simulink modeli

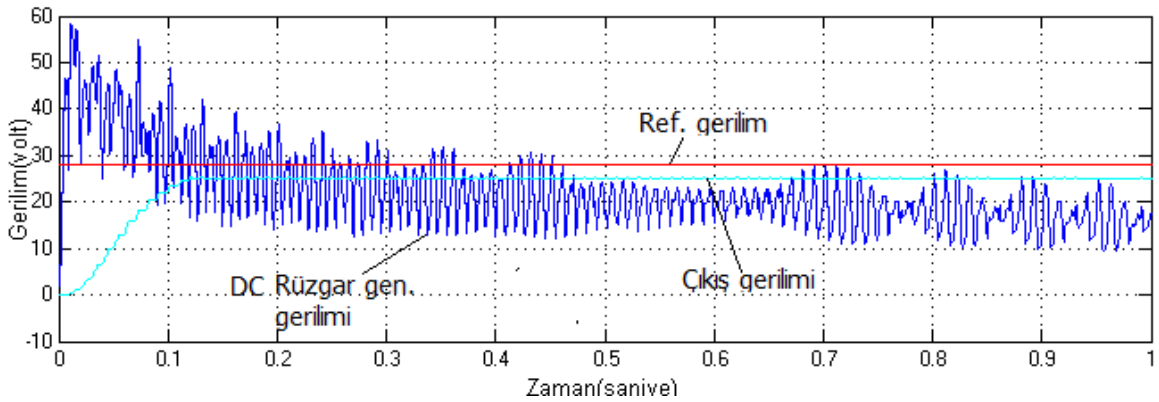


Şekil 84. Rüzgâr jeneratörü çıkış geriliminin akü yük durumu için zamanla değişimi (SOC%100)

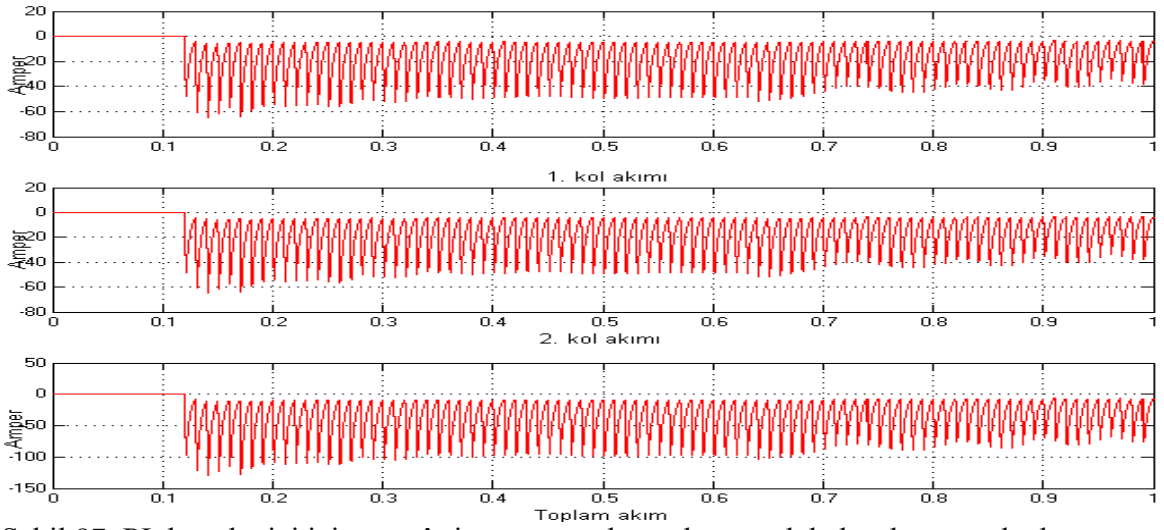


Şekil 85. Rüzgâr jeneratörü çıkış geriliminin akü yük durumu için zamanla değişimi (SOC%50)

Rüzgâr jeneratörü bağlı paralel azaltan arttıran çeviriciye ait oransal entegral denetim sonucu elde edilen benzetim sonuçları aşağıda verilmiştir. Şekil 86’da rüzgâr jeneratörü geriliminin farklı rüzgâr hızlarına karşılık çevirici çıkışında istenen referans gerilime yakın bir değerde akülerin başlangıçtaki %50 şarj durumu için çok az bir dalgalanma ile sabitlendiği gözükmemektedir. Şekil 87’de ise paralel kollardaki akım paylaşımları ve toplam yük akımı gözükmemektedir. Burada akımın paralel kollarda eşit paylaşıldığı ve bir süre sonra azalarak belli bir değerde sabitlendiği gözükmemektedir. Çıkış akımındaki dalgalanmanın sebebi anahtarlama elemanları ile ilgili olup giriş akımının sürekli çıkışa aktarılması ve yükten fazla akım çekilmesi ile ilgilidir. Ancak akım sıfıra inmediği için çeviricinin sürekli durumda çalıştığı söylenebilir.



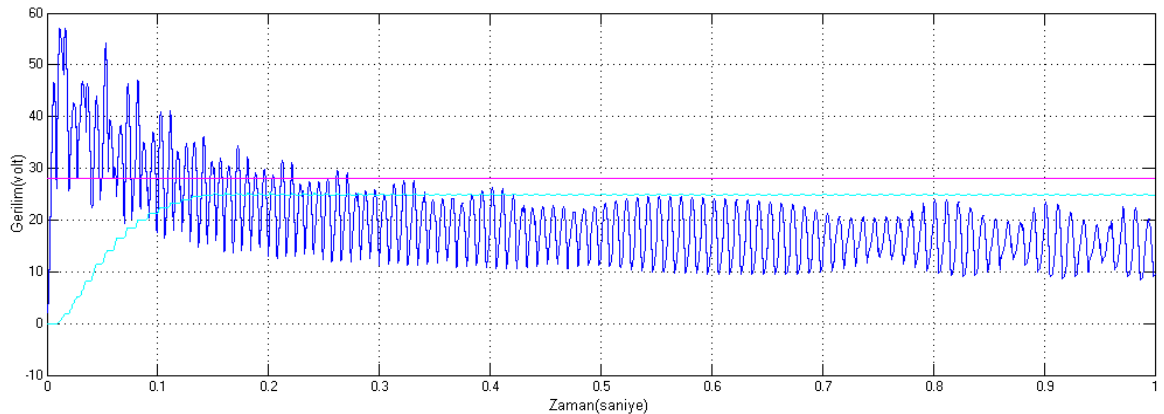
Şekil 86. PI denetleyici için rüzgâr jeneratörü ve akü gerilimi değişimleri



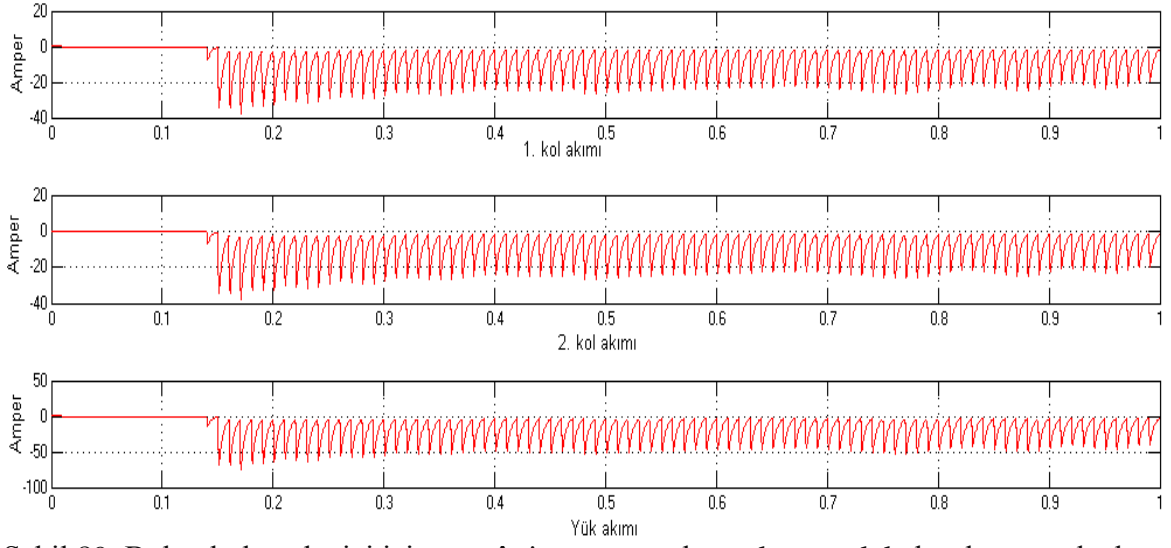
Şekil 87. PI denetleyici için rüzgâr jeneratöründen gelen paralel akımlar ve yük akımı

Rüzgâr jeneratörü bağlı paralel azaltan arttıran çeviricide bulanık denetim sonucu elde edilen benzetim sonuçları aşağıda verilmiştir. Şekil 88’de rüzgâr jeneratörü geriliminin farklı rüzgâr hızlarına karşı değişimine karşılık çevirici çıkışında istenen referans gerilime yakın bir değerde akülerin başlangıçtaki %50 şarj durumu için çok az bir dalgalanma ile sabitlendiği gözükmektedir. Şekil 89’da ise paralel kollardaki akım paylaşımları ve toplam yük akımı gözükmektedir. Şekil 90 ve 91’de aynı benzetimler %100’lük akü şarj seviyesi için tekrarlanmıştır. Her iki durumda da akımın paralel kollarda eşit paylaşıldığı ve bir süre sonra azalarak belli bir değerde sabitlendiği gözükmektedir. Akım değerleri %100 lük şarj durumu için beklendiği gibi oldukça azalmaktadır.

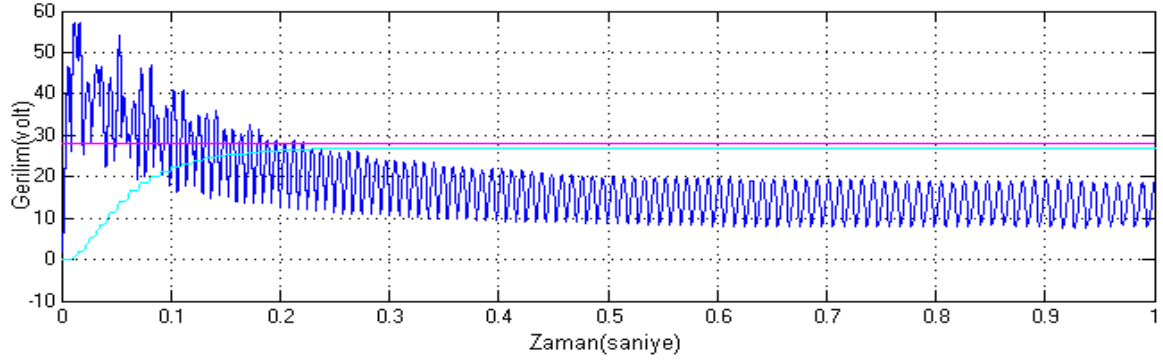
Bulanık denetleyiciye ait çıkış gerilimi referans gerilime daha geç ulaşsa da referans gerilimi yakalamakta ve az bir dalgalanma ile aküleri şarj etmektedir. Bulanık denetleyicinin PI’a göre görünen en büyük faydası akımı düşük değerlerde tutabilmesi ve sabitleyebilmesidir.



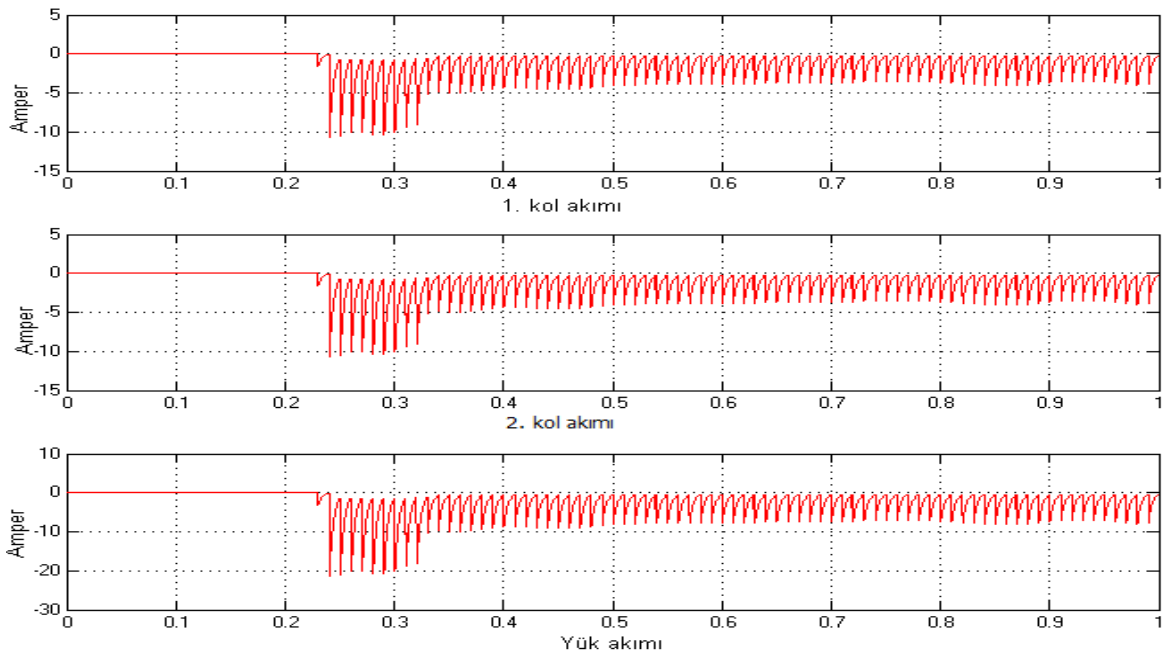
Şekil 88. Bulanık denetleyici için rüzgâr jeneratörü ve akü gerilimi (SOC%50)



Şekil 89. Bulanık denetleyici için rüzgâr jeneratöründen gelen paralel akımlar ve yük akımı



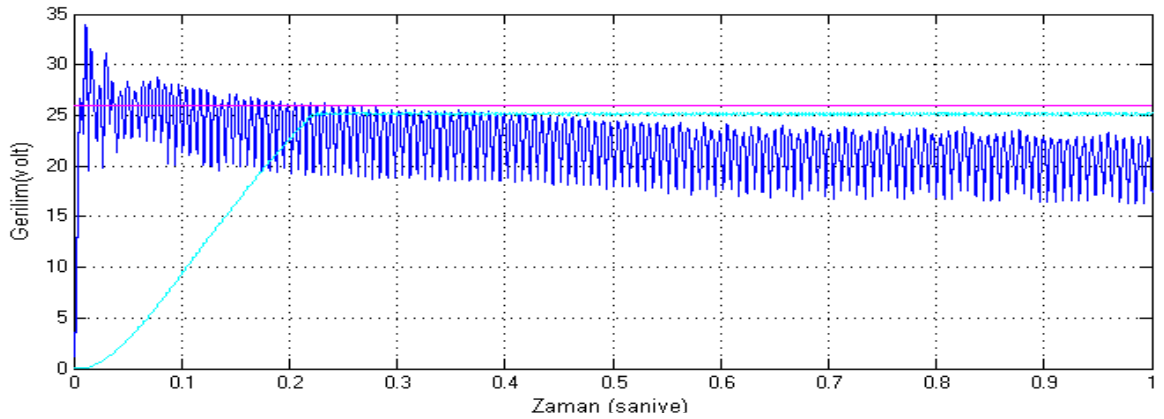
Şekil 90. Bulanık denetleyici için jeneratörün ve çıkış geriliminin değişimi (SOC%100)



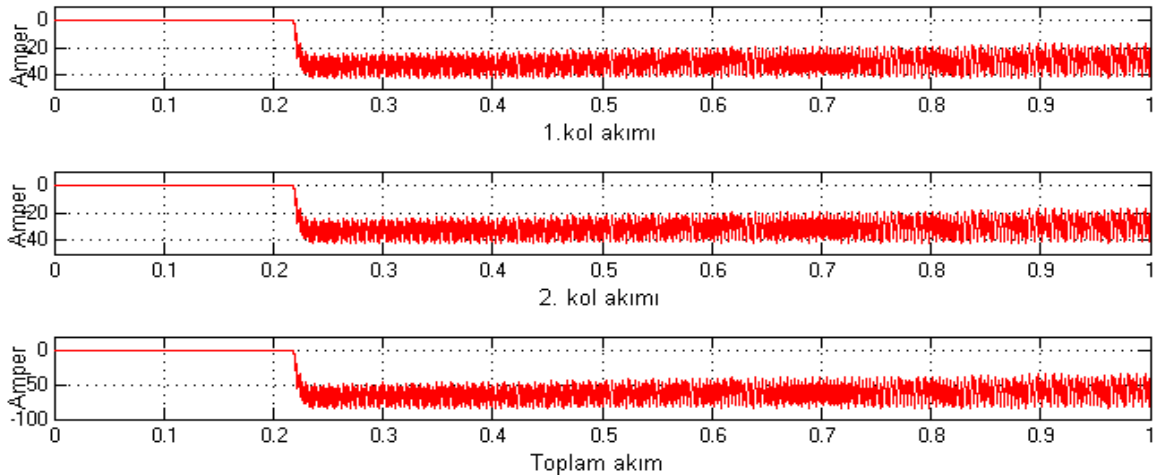
Şekil 91. Bulanık denetleyici için rüzgâr jeneratöründen gelen paralel akımlar ve yük akımı

Rüzgâr jeneratörü bağıl paralel azaltan arttıran çeviricide kayan kip denetimi sonucu elde edilen benzetim sonuçları aşağıda verilmiştir. Şekil 92’de rüzgâr jeneratörü geriliminin farklı rüzgâr hızlarına karşı değişimine karşılık çevirici çıkışında istenen referans gerilime yakın bir değerde akülerin başlangıçtaki %50 şarj durumu için çok az bir dalgalanma ile sabitlendiği gözükmektedir. Şekil 93’de ise paralel kollardaki akım paylaşımları ve toplam yük akımı gözükmektedir. Şekil 94 ve 95’de aynı benzetimler %100 lük akü şarj seviyesi için tekrarlanmıştır. Her iki durumda da akımın paralel kollarda eşit paylaşıldığı ve bir süre sonra azalarak belli bir değerde sabitlendiği gözükmektedir.

Kayan kip denetimine ait çıkış gerilimi %100 lük şarj durumu için referans gerilimi biraz aşmakta ve az bir dalgalanma ile aküleri şarj etmektedir. Kayan kip denetleyicinin diğerlerine göre görünen en büyük faydası akımdaki dalgalanmayı akım kontrolü sayesinde daha düşük değerlerde tutabilmesi ve sabitleyebilmesidir. Dolayısıyla ilk çalışma anında oluşan aşırı ani akımlarda sınırlandırılmıştır.

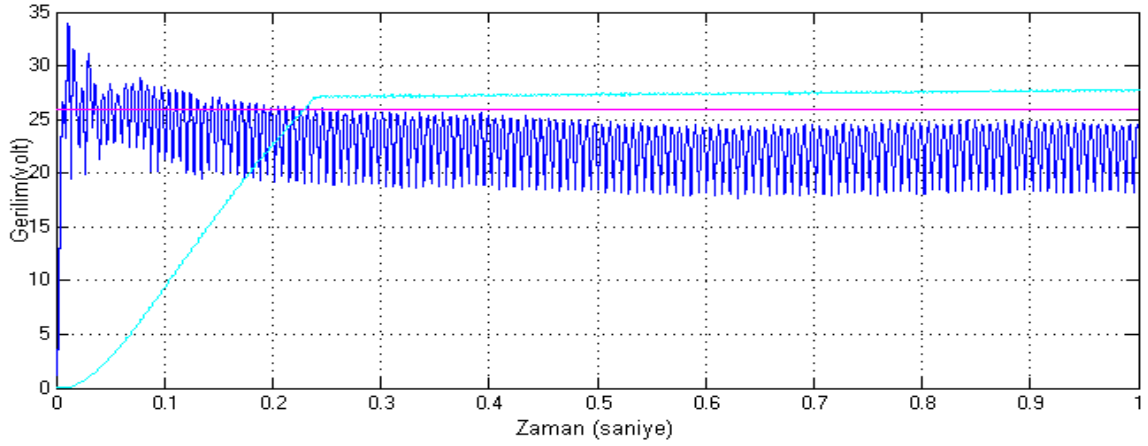


Şekil 92. Kayan kip denetleyici için jeneratörün ve çıkış geriliminin değişimi (SOC%50)

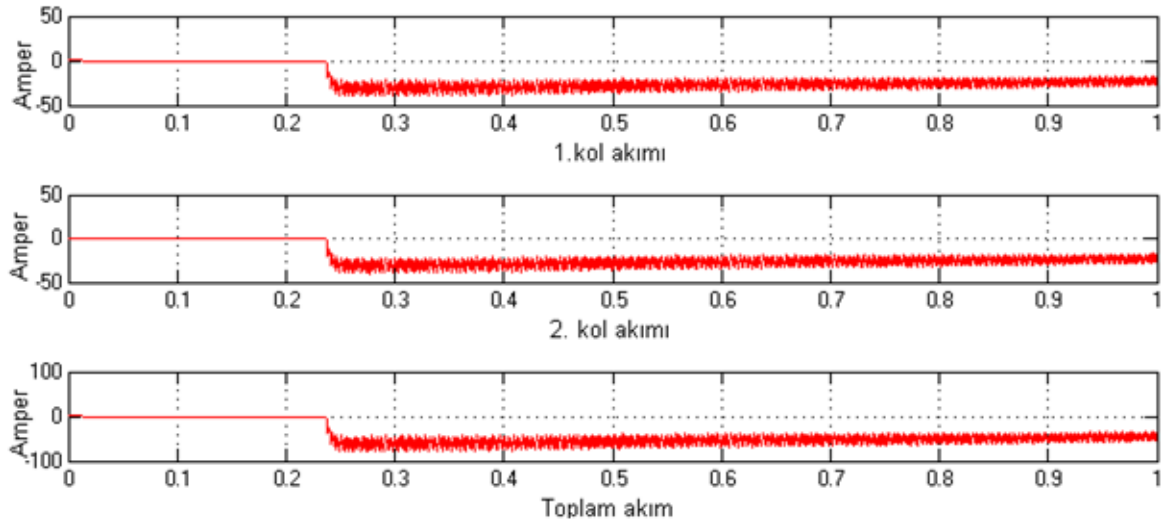


Şekil 93. Kayan kip denetleyici için jeneratörden gelen paralel akımlar ve yük akımı





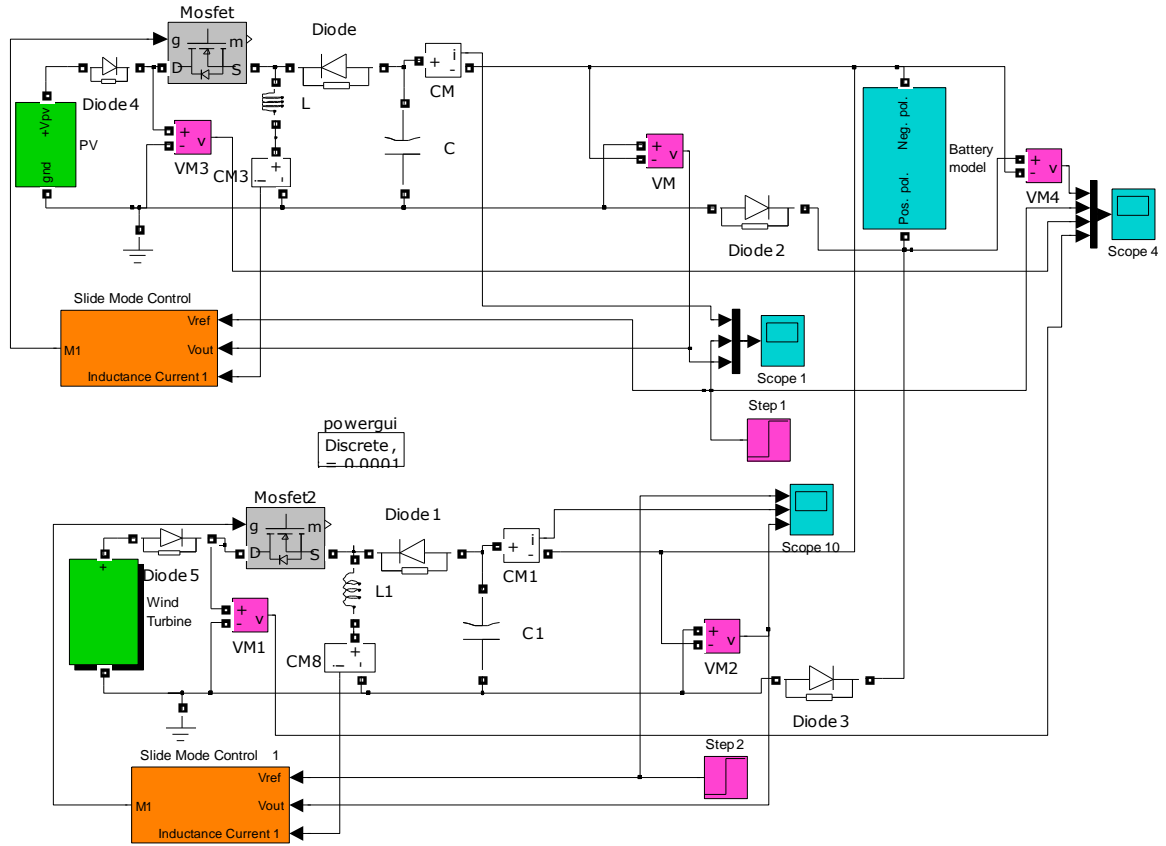
Şekil 94. Kayan kip denetleyici için jeneratör ve çıkış geriliminin değişimi (SOC%100)



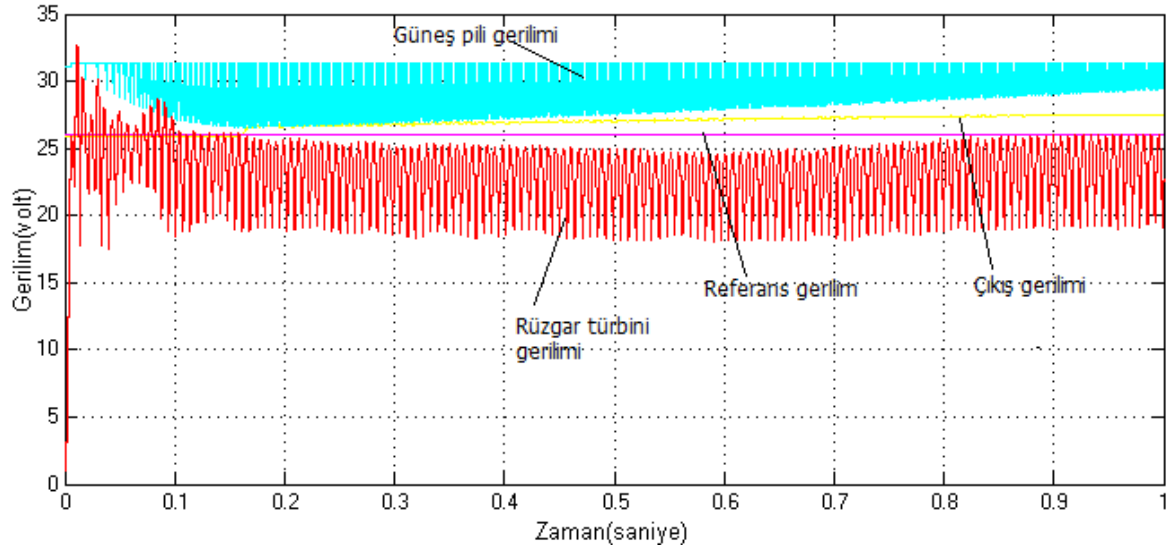
Şekil 95. Kayan kip denetleyici için jeneratörden gelen paralel akımlar ve yük akımı

### 6.6. Rüzgâr Türbini ve Güneş Paneli ile Beslenen Akü Yüğü Bağlı Paralel Çeviriciye Ait Benzetim Sonuçları

Bu konuda güneş paneli ve buna bağlı çevirici çıkışı ile Rüzgâr jeneratörü ve buna bağlı çeviricinin tek bir barayı beslediği ve buradan da tek bir akü bloğuna bağlı olan toplam sistemin benzetimi üzerinde durulacaktır. Bu düşünceyle iki sistem aynı referans gerilime ayarlanarak ve iki kaynağın birbirine doğru ters akım akıtması ve kaynakların zarar görmesi ve sistemin düzgün çalışmaması durumları göz önüne alınarak ilave diyotlar eklenmiştir. Kayan kip denetimi için oluşturulan Matlab/Simulink modeli Şekil 96'da gösterilmiştir. Akülerin farklı şarj durumları için girişteki güneş pili gerilimi ve rüzgâr türbini gerilimine bağlı olarak ortak bara geriliminin farklı şarj durumları için değişimi kayan kip denetimi için Şekil 97 ve 98'de görülmektedir.

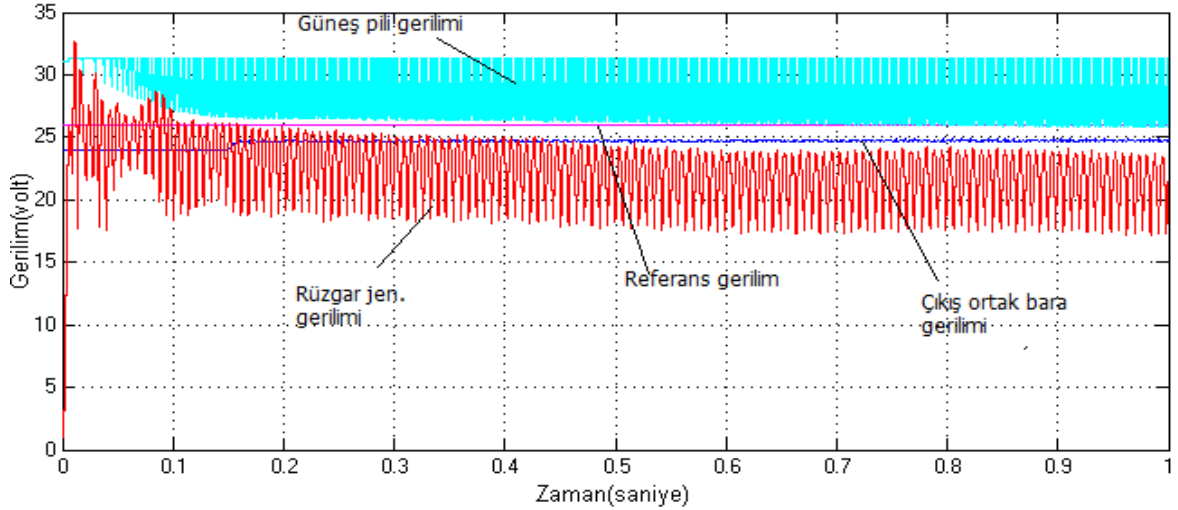


Şekil 96. Rüzgâr türbini ve güneş panelinin bağlı olduğu paralel çeviricilerin benzetimi



Şekil 97. Kayan kip denetleyici için jeneratör ve güneş pili gerilimi ile çıkış geriliminin değişimi (SOC%100)

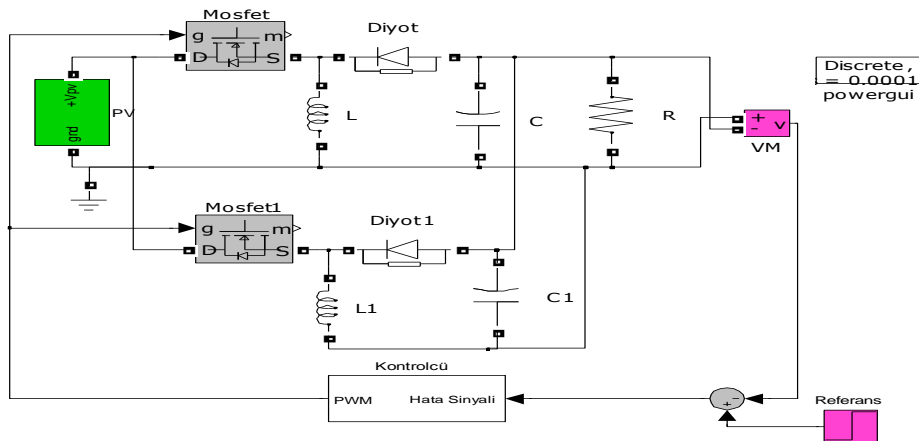
Yapılan benzetimlerde kayan kip denetimi kısmen daha iyi sonuçlar verdiği için, karma sistemi için benzetimler yalnızca kayan kip denetimi kullanılarak yapılmıştır. İleriki çalışmalarda farklı yük durumları eklenerek farklı benzetimler yapılacaktır.



Şekil 98. Kayan kip denetleyici için jeneratör ve güneş pili gerilimi ile çıkış geriliminin değişimi (SOC%50)

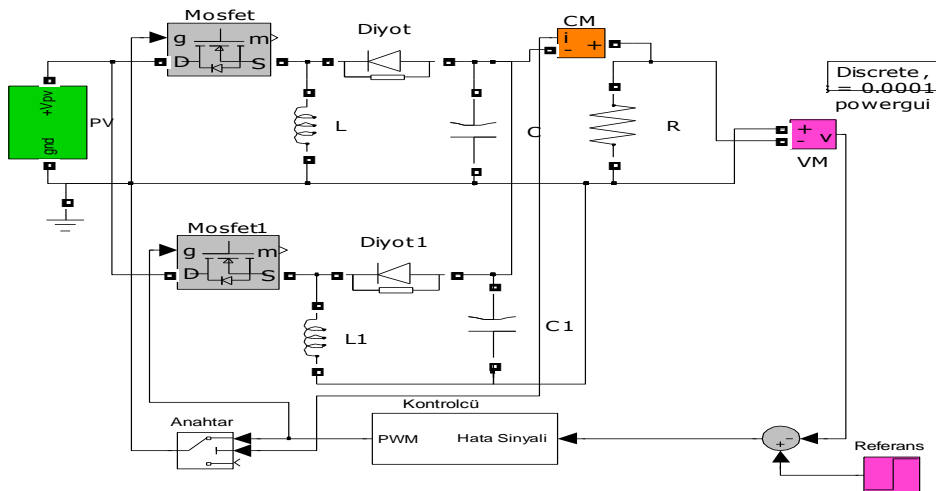
### 6.7. Paralleleme Yöntemlerinin DA/DA Azaltan Artıran Çeviriciye Uygulanması

Paralleleme yöntemlerinin DA/DA azaltan-artıran çeviriciye uygulanmış iki paralel koldan oluşan en basit modeli olan ortalama metoduna ait benzetim Şekil 99'da verilmiştir. Burada tek bir kaynak olarak seçilen güneş pilinden alınan enerji iki kola ayrılmış ve MOSFET anahtarlama elemanları aracılığıyla bobinleri doldurmakta ve bobinler üzerinde bir gerilim oluşturmaktadır. Anahtar tıkama konumuna geçtiğinde bobin üzerinde oluşan kaynağa göre ters gerilimler yük ve kondansatör üzerinden bir akım akıtarak diyotlar üzerinden yolunu tamamlamaktadır. Dolayısı ile çıkışta yük üzerinde ters kutuplanmış bir gerilim oluşmakta ve kaynak akımı iki kol üzerinden yüke aktarılmış olmaktadır. Burada iki mosfet aynı anda anahtarlandığı için akımların eşit paylaşıldığı düşünülmektedir. Dikkat edilmesi gereken bir hususta ik paralel çeviricinin kutuplarının ters olamaması ve çıkıştaki yükün kutuplamasının ters yapılmamasıdır.



Şekil 99. Paralel Azaltan-Artıran çeviriciye ait geribeslemeli temel devre şeması

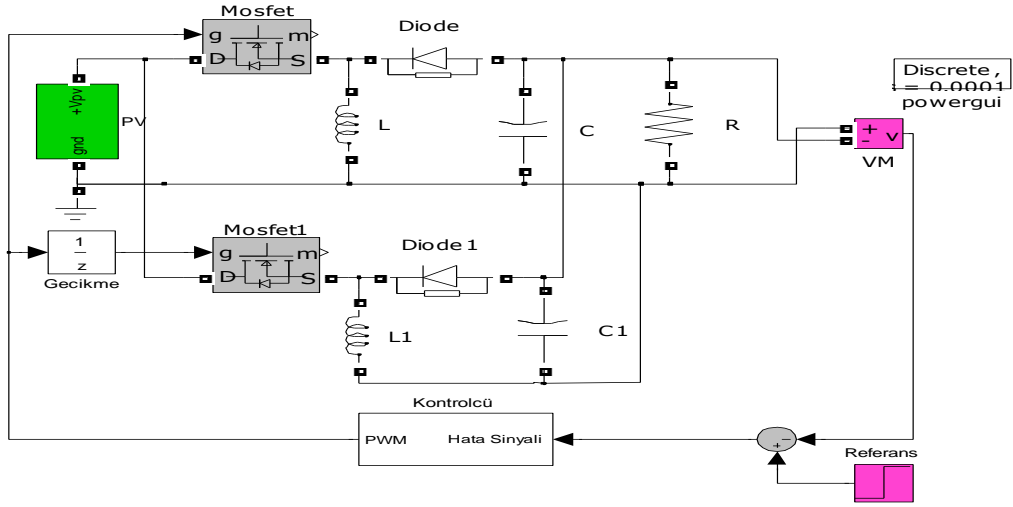
Geribeslemeli denetimli bir sistem göz önüne alındığında çıkış gerilimi bir referans gerilim ile karşılaştırılarak bir hata sinyali elde edilir. Elde edilen hata sinyali bir denetim yöntemi ile PWM işaretine çevrilir ve bu işaretle girişteki anahtarlama MOSFET'lerini tetikler. Burada aynı PWM işareti ile MOSFET'lerin sürüldüğü gözükmektedir. Bu işaretlerin bir kontrole tabi tutularak ayrı ayrı MOSFET'leri sürmesi durumu da mümkündür. Bu durumda çıkış akımı ölçülerek MOSFET'lerin buna göre devreye girmesi sağlanır. Şayet akım belli bir değerin altında ise yalnızca bir mosfet çalışır ve akım paylaşımı yapılmaz diğer MOSFET dinlenmede kalır. Enerji harcamaz. Akımın belli bir değerin üstüne çıktığı durumlarda ise ikinci Mosfet devreye girerek hem akım paylaşımını sağlar hemde MOSFET'ler üzerinde aşırı akımdan oluşacak kayıp ve stresi azaltmış olur. Bu durum Master-Slave (Yönetici-Yönetilen) paralel çevirici olarak adlandırılır ve Şekil 100'de gösterilmiştir.



Şekil 100. Paralel Azaltan-Artıran çeviriciye ait akım denetimli devre şeması

Şekil 101'de basit olarak bir programlanabilir anahtar ile yük üzerinde ölçülen akım referans alınarak programlanan referans değeri ile karşılaştırılır. Şayet akım değeri belli bir değerin üstünde ise anahtar ilk konumdadır ve her iki kola sinyal gönderir ve iki kol iletimde olur. Akım programlanan değerin altında ise anahtar ikinci konuma geçer ve yalnızca bir kola anahtarlama sinyali gönderir bu durumdaki bir mosfet iletimde olur. Bu durumda iletimde olan mosfet ve çevirici akımları baz alınarak ikinci kol devreye alındığı için birinci kol yönetici olarak kabul edilir. Akım durumuna göre devreye giren MOSFET ve çevirici ise yönetilen olarak kabul edilir. Bu şekilde çok sayıda mosfet paralel bağlanarak belli akım oranlarında yönetici tarafından devreye alınabilirler.

Bu durumda her iki paralelleme yönteminde geçerli olan farklı bir topolojide paralel girişim yöntemi (parallel interleaving) dir. Bu yöntemde iki paralel çalışan çevirici göz önüne alındığında bu çeviricilere uygulanacak PWM işaretleri arasında bir gecikme yani  $180^{\circ}$  lik faz farkı oluşturulur. Bu sayede hem kaynaktan aynı anda akım çekilmez hemde yük kısmında oluşacak dalgalanmalar da azaltılmış olur. Bu uygulamaya ait devre Şekil 101’de gösterilmiştir.



Şekil 101. Paralel Azaltan-Artıran çeviriciye ait paralel girişim yöntemi devre şeması

Sonuç olarak yapılan benzetim çalışmalarında tek bir kaynak için ve iki farklı kaynak için paralelleme yöntemlerinin ortalama akım paylaşımı için benzetimleri yapılmıştır. Parallelleme yöntemlerinin farklı uygulamaları bu bölümde tek tek denenmemiş bizim için olumlu sonuç veren ortalama akım paylaşımı kullanılmıştır. Paralel çevirici için akım paylaşımının benzetimleri konusu farklı bir çevirici için yapılan bir yayın çalışmasında detaylı olarak incelenmiştir [123]. Tasarlanan sistem üzerindeki farklı paralelleme yöntemlerinin benzetimi, uygulaması ve karşılaştırması oldukça kapsamlı bir konu olup daha sonra bir yayın çalışması olarak incelenmesi düşünülmüştür.

## 7. UYGULAMA ÇALIŞMALARI

### 7.1. Giriş

Her ne kadar yapılan çalışma yenilenebilir enerji uygulamaları için bir güç elektroniği devresi tasarımı ise de sistemin bir bütün olarak ele alınması gerekir. Tasarlanan sistemin rüzgar türbini ve güneş gözelerinden gelen enerji miktarlarına bağlı olarak çalışıyor olması ve bu durumlarda oluşacak olan olumsuzlukların telafi edilebilmesi, sistemin tam ve kusursuz olarak çalıştırılabilmesi için diğer laboratuarlardan ve binadan bağımsız üzerine rüzgar türbini ve güneş panellerinin monte edilebileceği bir konteynır alınarak uygun bir yere yerleştirilmiştir. Yapılan çalışmaların büyük bir kısmı TÜBİTAK projesinden karşılanırken proje kapsamında tedarik edilemeyen malzemeler sponsorlar tarafından karşılanmıştır.

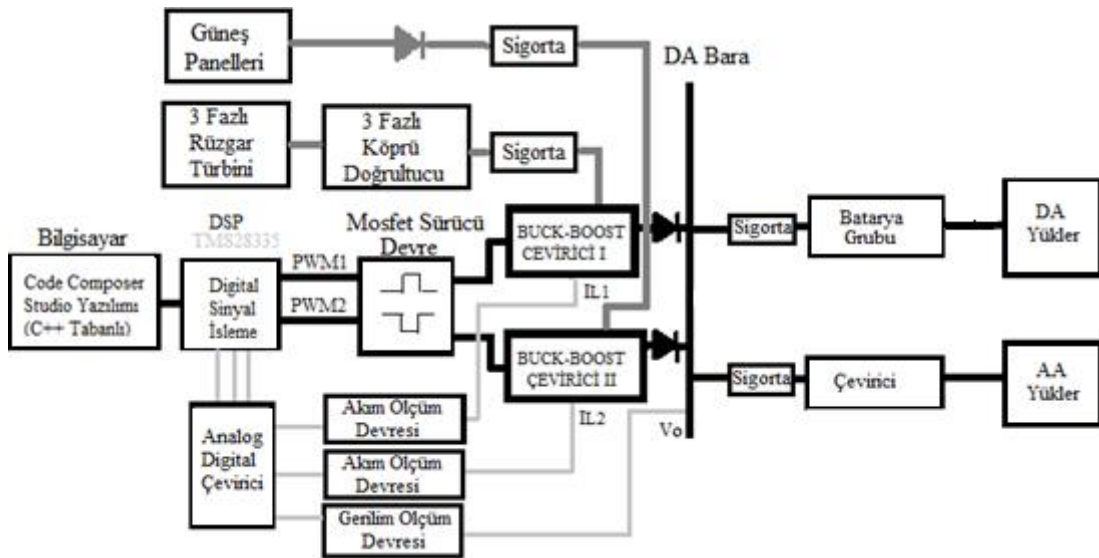
Ayrıca yapılan bu çalışmanın ilerleyen zamanlarda başkaları tarafından da kullanılabilmesi, farklı tez ve projelerle daha da güçlendirilebilmesi, hem sistemin bir proje aracılığı ile yapılan orijinal bir çalışma olduğunun, hem de bölümde ilk defa yapıldığının resmi makamlara duyurularak buranın “KTÜ TEMİZ ENERJİ EVİ” adıyla resmi bir statü kazanabilmesi için gerekli yazışmaların yapılması sağlanmıştır.

Güneş panelleri ve rüzgâr türbininin bu şekilde bağımsız bir sistem olarak kurulmak istenmesinin başka faydalı sebepleri de vardır. Bunlardan en önemlisi binanın çatısına kurulacak bu sistemleri rüzgâr vb. durumlarda sabit tutabilecek bir sistemin çatıya montajının zor olmasıdır. Diğer bir sebebi de uygulama yapılacak laboratuvarın çatıya olan uzaklığı nedeniyle enerjinin laboratuara taşınması için gerekli kablo ve montaj zorluğu ve enerjide meydana gelecek gerilim düşümü ve kayıplar sebebiyle sağlıklı sonuçlar alınmasına engel olacak olmasıdır. Bu şekilde sisteme anında müdahale etmek de kolaylaşmıştır. Ayrıca bu şekilde bağımsız bir sistem kurulması hem tanıtım hem de yapılan çalışmanın ilgili kişiler tarafından rahatlıkla görülmesi ve incelenmesi açısından da önemlidir. Kurulan sistemin çevreye uyumlu olması ve bir çevre kirliliği oluşturmaması için sistemle uyumlu bir kompozisyon içeren resimlerle konteynırın etrafı kaplanmış, tanıtım amacıyla bir levha asılmış ve bir logo tasarımı yaptırılmıştır. Temiz enerji evinin çevreye uyumlu son halinin görünüşü Şekil 102’de gösterilmiştir.



Şekil 102. Gerçekleştirilen temiz enerji evinin görüntüsü

Yapılan çalışmanın en önemli kısmı yenilenebilir enerji kaynaklarının süreksizliğinden ve düzensizliğinden dolayı meydana gelecek dengesizlikleri azaltmak ve sistemin verimini artırmaktır. İncelenecek diğer bir parametre ise paralel çeviricilerin kontrol yöntemine, kayıplara ve verime etkisi olacaktır. Bu amaçla sistemin paralel ve tek koldan çalışması durumunda maksimum yük ve normal yük durumları için sistem verimi ve sistemin kararlılığı incelenecektir. Bu kapsamda öncelikle kurulan portatif sistemin devre şemasının ana hatlarıyla incelenmesi gerekmektedir. Önerilen sistemin tek hat devre şeması Şekil 103’de verilmiştir.



Şekil 103. Önerilen karma sistemin basit tek hat şeması

Burada ele alınan karma sistemde rüzgâr türbinleri ve güneş panelleri iki ayrı azaltan artıran çevirici üzerinden DA barayı besleyecek sabit bir gerilime ulaşacak şekilde düşünülmüştür. Bu baraya bağlı bataryalar ve diğer yükler bara gerilimi ile beslenmektedir. Burada diğer bir konuda çeviricinin kontrolüdür. Çeviriciden alınacak akım ve gerilim değerleri ADC vasıtasıyla dijital sinyal işleyiciye ulaştırılarak oradan da Code Composer Studio yazılımı ile karşılaştırılıp gerçek zamanlı bir denetim yapılması sağlanmaktadır.

DSP den elde edilecek PWM sinyallerinin gerilim değerleri 3,3 V akım değerleri de oldukça düşüktür. Bu değer küçük güçteki devrelerde yeterliyen güç MOSFET'lerini sürebilecek kapasiteye sahip değildir. Bu yüzden hem kontrol katı ile güç katı arasında biryalıtım sağlayacak hem de işaretleri güçlendirerek MOSFET'leri sürececek bir sürücü devresi tasarlanmıştır.

Geri beslemeli kapalı çevrim kontrol sistemlerinde en önemli konulardan biri kontrolü yapılan akım ve gerilim bilgilerinin doğru tespit edilmesidir. Çıkış geriliminin doğru ve düşük bir hatayla tespit edilmesi ve dijital sinyal işleyiciye gönderilmesi ve kontrolü yapılacak doğrusal olmayan bobin akımının hızlı ve hatasız olarak tespit edilerek yine dijital sinyal işleyiciye gönderilmesi akım ve gerilim kontrollü devreler için önemli bir husus olarak karşımıza çıkmaktadır.

Bu amaçla akım ve gerilim kontrolünde kullanılmak üzere akım ve gerilim algılayıcı elemanlardan düzgün olarak okuyup bize istediğimiz şekilde aktaracak olan akım ve gerilim ölçüm devreleri tasarlanmıştır. Bu sayede devrenin akım ve gerilimlerinin uygun şekilde DSP üzerinden okunması gerçekleştirilmiştir.

Tüm yukarıda söz edilen devreler ve cihazlar bir araya getirilerek sistemin genel yapısı oluşturulmuştur. Bu bölümde ilk olarak temiz enerji evinin kurulum aşamasındaki teknik bilgilerden bahsedildikten sonra uygulama çalışmaları ile ilgili gerçekleştirilen Azaltan-Artıran çevirici, ölçüm devrelerinin yapısı ve gerçekleştirilme aşamaları ve kullanılan DSP yazılımından söz edilecektir.

## **7.2. Kurulan Sistemin Genel Yapısı**

Bu bölümde sistemin kuruluşu aşamasında yapılan ve giriş kısmında değinilmeyen teknik çalışmalar ve sistemin genel ve teknik özelliklerine değinilecektir. Gerek sistemin görüntüsünün estetik ve sağlam olması gerekse talep edilen özellikleri karşılayabilmesi için gerekli montaj çalışmaları bu aşamada yapılmıştır.



Bunun için ilk olarak sistemin kurulacağı yerin seçimi yapılmıştır. Sistem kurulumu yapılırken yerleşke alanının ağaçlık olması ve binaların çok olmasından dolayı rüzgâr ve güneş alma durumları ile ilgili ön çalışma ve ölçümler yapılarak temiz enerji evininin kurulacağı en uygun yer tespit edilmiştir. Sonraki aşamada 2,40mx4mx2m boyutlarında ve içi kullanıma uygun yapılmış bir konteynerin kurulumu gerçekleştirilmiştir.

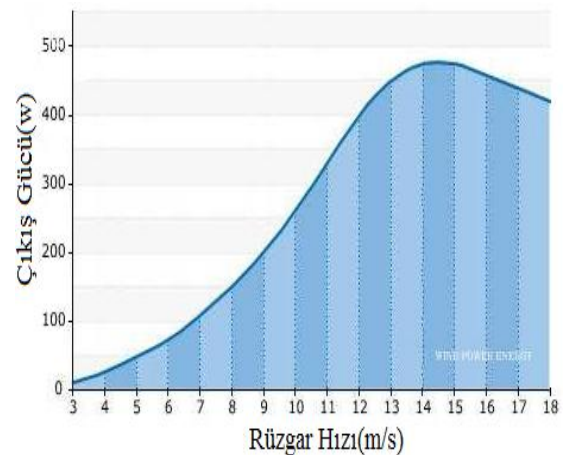
### 7.2.1. Rüzgâr Türbinin Yapısı ve Kurulumu

İlk olarak rüzgâr türbini için uygun demir direği seçilmiş ve montajı gerçekleştirilmiştir. Montajı yapılan 10 m yüksekliğinde ve 10 cm çapındaki direğin üzerine rüzgâr türbini monte edilmiştir. Monte edilen rüzgâr türbini genel olarak yaklaşık 22 kg ağırlığında olup beş kanada sahiptir. Türbin nominal hız ve gerilimde 400 W çıkış gücü üretmektedir. Rüzgâr türbininin görüntüsü Şekil 104(a)'da verilmiştir.

Rüzgâr türbini seçiminde yerleşke alanının şiddetli rüzgâr almaması ve ağaçlık olması sebebiyle düşük hızlarda devreye girebilen özellikler dikkate alınmıştır. Rüzgâr türbini beş kanatlı olup ortalama güç sabiti  $C_p \geq 0,36$  değerine sahiptir. Rotor çapı 1,55m'dir. Ayrıca 2 m/s rüzgâr hızında devreye girdiği için daha verimlidir. Kullanılan rüzgâr türbininin bir diğer özelliği de üç fazlı sincap kafesli sürekli mıknatıslı asenkron jeneratör olması ve sabit mıknatıs olarak daha güçlü Neodyum mıknatıs kullanılmasıdır. 12m/s rüzgâr hızında istenen gücü verebilmektedir. 50 m/s hıza kadar sorunsuz çalışabilmektedir. Rüzgâr türbininin güç eğrisi Şekil 104(b)'de verilmiştir. Rüzgâr türbininin bir diğer özelliği denge kuyruğu sayesinde rüzgârın yönünü bularak rüzgârın türbine dik esmesi ve en yüksek verimde ve sürekli çalışmasıdır [124].



(a)



(b)

Şekil 104. (a) Rüzgâr türbininin görüntüsü, (b) Rüzgâr türbininin hıza bağlı güç eğrisi

### 7.2.2. Güneş Panellerinin Yapısı ve Montajı

Montaj işlemlerinin bir diğer adımı ise güneş panellerinin montajı ve enerjinin iletimidir. Piyasadan temin edilen 4 adet 100W gücündeki güneş panellerinin ayarlı şase üzerine montajının görünümü Şekil 105'de verilmiştir. Tasarlanan sistemde güneş panellerinin pozisyonu sabit olmayıp hareketli sistem sayesinde  $15^{\circ}$ ,  $30^{\circ}$  ve  $45^{\circ}$ 'lik pozisyonlarda ayarlanabilmektedir. Yapılan ölçümlerde kış aylarında  $45^{\circ}$ 'lik açıda ilkbahar ve sonbaharda  $30^{\circ}$ 'lik açıda yaz aylarında ise  $15^{\circ}$ 'lik açılarda güneş ışınlarının panellere daha dik çarptığı ve güneş pillerinin daha verimli çalışacağı öngörülmüştür.



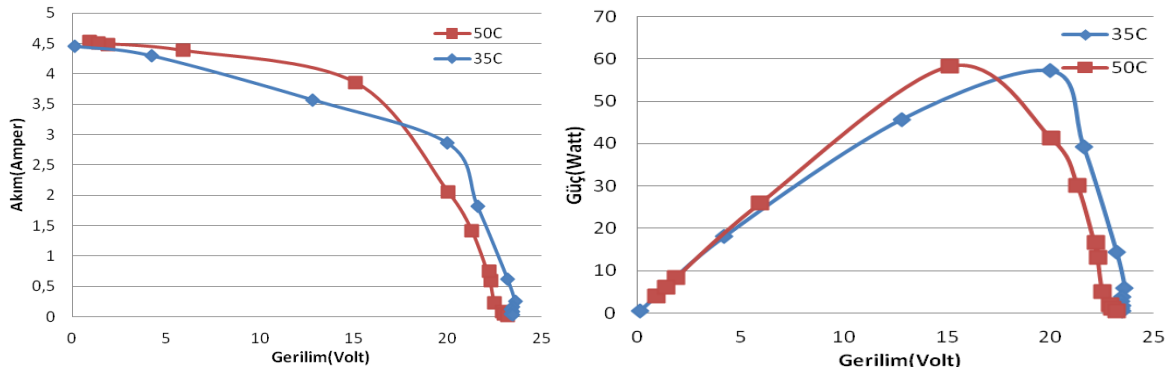
Şekil 105. Güneş panellerinin montajının görüntüsü

Yapılan deneysel ölçümlerde elimizde bulunan SUNRISE marka SR-M540100 model 100W'lık tek kristal yapıya sahip bir güneş paneli kullanılmıştır [125]. Güneş paneline ait katalog verileri Tablo 3'de verilmiştir.

Tablo 3. Kullanılan güneş paneline ait katalog verileri

Maksimum güç ( $P_m$ )	100 W $\pm$ %3
Açık devre gerilimi ( $V_{oc}$ )	24,35 V
Kısa devre akımı ( $I_{sc}$ )	5,51 A
Maksimum güç voltajı ( $V_m$ )	19,80 V
Maksimum güç akımı ( $I_m$ )	5,06 A
Modül ve hücre verimi (%)	15,6- 18,43
Hücre tipi-Si tek kristal	125x125 (mm)
Hücre sayısı (Pcs)	40(4x10)
Çalışma sıcaklığı ( $^{\circ}C$ )	-40,+85

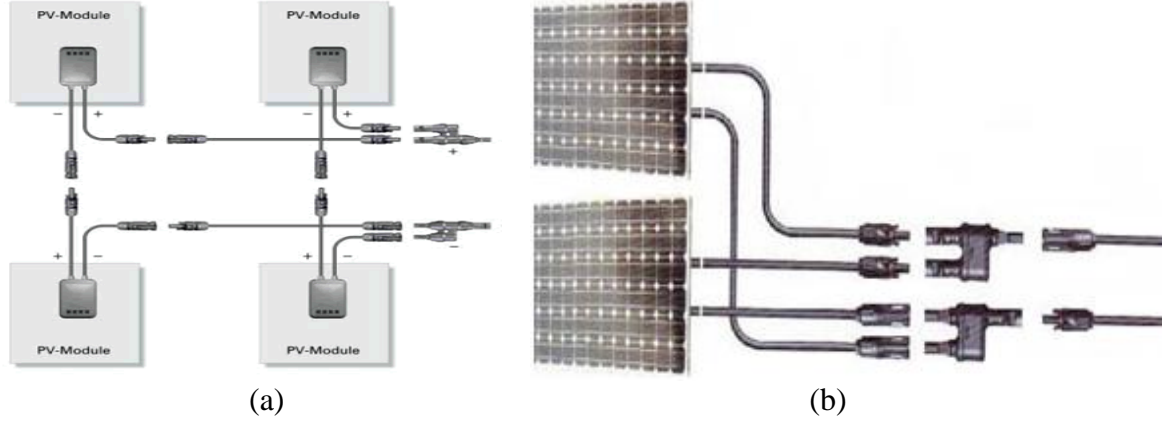
Kurulan deney düzeneğinde güneş ışığının aydınlatma şiddeti bir lüksmetre yardımı ile ölçülmüştür. Ancak güneş ışınımı ( $W/m^2$ ) ile aydınlatma şiddeti (lüks) farklı boyutlarda olduğu için aralarında doğrusal bir dönüşüm yapmak mümkün değildir. Elimizdeki ışıkölçerin, katalog bilgilerine göre, 550nm dalga boyu için ölçüm yapabildiği görülmektedir. Gün ışığının görünür ışık bölgesinde (600nm) en büyük ışınımına sahip olduğu bilinmektedir. Bu dalga boyunda aydınlanma şiddeti ile güneş ışınımı arasında bir dönüşüm katsayısı kullanılmaktadır. Kullanılan iki termik çift yardımıyla panelin alt ve üst sıcaklığı ölçülerek ortalama panel sıcaklığı bulunmuştur. Güneş panelinin akım ve gerilimleri farklı yüklerde ölçülerek I-V ve P-V eğrileri Şekil 106(a) ve (b)'deki gibi elde edilmiştir. Yapılan ölçümler güneş ışınımının en düşük olduğu aralık ayında güneş ışık şiddetinin 95000 lüks ve 70000 lüks olduğu saatlerde farklı günlerde yapılmıştır. Ortalama panel sıcaklığı  $50^0 C$  ve  $35^0 C$  olarak ölçülmüştür [114].



Şekil 106. Güneş panelinin farklı durumlarda ölçülen akım-gerilim, güç-gerilim eğrileri

Yapılan ölçümlerde güneş paneli eğrilerinin beklenen katalog verilerine ulaşılmış ancak, düşük ışınım için maksimum güce ulaşılamamıştır. Yıl içerisinde en düşük ışınım için güneş panelinin verebileceği güç miktarı bulunmuştur. Işınım miktarının bir miktar artışı ile güç miktarı az da olsa artmıştır. Yapılan ölçüm sonucunda elde edilen bir diğer sonuçta güneş pilinin maksimum çalışma noktasında geriliminin 15-20 V arasında değiştiğidir. Dolayısıyla güneş pillerinin doğrudan 24 V'luk bir bataryayı beslemesi imkansızdır. Dolayısıyla güneş panellerinin ya seri bağlanarak gerilimin şarj için yeterli seviyeye çıkarılması yada azaltan arttıran dönüştürücü kullanılarak istenen gerilime çıkartılması gereksinimi burada gözükmemektedir. Bağlantılar yapılırken özel MC4 konnektörler kullanılarak seri ve paralel bağlantılar yapılmış ve iletim için iki farklı renkte  $4 mm^2$  çapında çok iletkenli ısı ve diğer etkilere karşı özel tasarlanmış özel PV kablo

kullanılmıştır. Tasarımı yapılan bağlantılar Şekil 107’de gösterilmiştir. Sistem güneş panellerini seri ve paralel bağlayarak farklı deneme ve ölçümler yapılacak şekilde tasarlanmıştır.



Şekil 107. Farklı bağlantı elemanları ile PV panellerinin seri(a), paralel(b) bağlanması

### 7.2.3. Akü ve Yüklerin Bağlanması

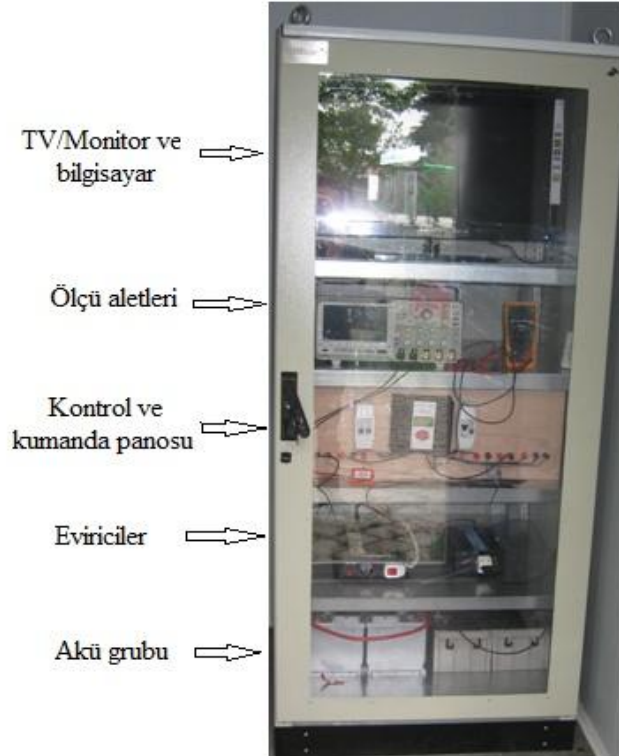
Rüzgâr türbini ve güneş panellerinin montajı gerçekleştirildikten sonra enerjinin düzgün şekilde akülere depolanması ve gerekli yüklerin düzgün beslenmesi gerekmektedir. Her ne kadar bu kısmın tasarımı tez çalışmasında gerçekleştirilse de ilk aşamada hem sistemin denenmesi hem de gerçekleştirilen sistemle karşılaştırılabilmesi için rüzgâr türbini ile beraber verilen düşük güçler için tasarlanmış ve bazı fonksiyonları eksik olan şarj kontrol cihazı kullanılmıştır. Bu kontrol cihazı güneş ve rüzgârdan beslenen ve bataryaları şarj ederken aynı zamanda da yükleri besleyebilen bir kontrol cihazıdır.

Ancak hazır alınan bu cihazın hem düşük güçlerde giriş ve çıkışlara göre tasarlanmış olması hem de yalnızca bir PWM kıyıcı tarafından kontrol ediliyor olması sistemden elde edilecek enerjinin verimini düşürerek sistemin tüm koşullarda çalışmasını engelleyecektir.

Burada bir diğer konuda batarya kapasitesi ve bağlantısıdır. Sistem gerilimi ve bara gerilimi 24V olarak düşünüldüğü için 100 Ah 12V’luk iki adet kuru tip akü seri bağlanarak 24V’luk bara gerilimi sağlanmıştır. Bu aküler 2,4kWh enerji depolayabilecek kapasitededir. Ayrıca aşırı akımlarda gerilim düşümlerini engellemek için 10mm<sup>2</sup> kesitinde + ve – kutupları farklı renkte iki kablo kullanılmıştır. Aküleri kısa devre durumundan korumak için 100A’lik sigorta aküye seri bağlanmıştır. Ayrıca güneş panele ile şarj kontrol cihazı arasına ve şarj kontrol cihazı ile yük arasına hem güvenlik amaçlı hem de anahtar olarak kullanılmak üzere 20 Amperlik 2 adet otomatik sigorta bağlanmıştır.

Akülerde depolanan enerjinin düzgün şekilde harcanamaması ya da çok hızlı deşarj olayı akülere ve sisteme zarar verecektir. Bu yüzden uygun yük seçimi ve aşırı akımlara karşı koruma gereklidir. İlk aşamada akülerde depolanan 24V DA gerilime uygun yükler seçilerek akülerde depolanan enerjinin buralarda harcanması sağlanmıştır. Bu yükler DA 24V'la çalışan aydınlatmalardır. Bunlar levha iç aydınlatması, LED'li aydınlatmalar, projektör aydınlatması ve iç aydınlatmalardır. Tüm bu aydınlatmalar devreye girdiğinde toplam çekilen akım 6 Amper ve toplam harcanan güç 150 Watt'dan azdır. Dolayısıyla yalnızca karanlıkta çalışan bu yükler depolanan enerjinin yalnızca %40'ını ancak harcayabilir.

Bu düşüncüyle sisteme AA yükleri de besleyecek 2 adet evirici bağlanarak TV, bilgisayar, buzdolabı, klima ve ölçüm aletlerinin de çalıştırılması düşünülmüştür. Bu eviricilerden biri az güç harcayan hassas cihazlar için 800 W tam sinüs evirici, bir diğeri ise 1800 W gücünde daha fazla güç çeken hassas olmayan cihazları besleyecek olan modifiye sinüs evirici olarak seçilmiştir. Toplam güç ise kurulu güç olan 2400 W için yeterlidir. Tüm bu cihazlar bir enerji kabini içerisine yerleştirilerek gerekli bağlantı ve düzenlemeler gerçekleştirilmiştir. Tüm cihazların yerleştirildiği enerji kabini Şekil 108'de gösterilmiştir.



Şekil 108. Tüm cihazların yerleştirildiği enerji kabini

### 7.3. Ölçüm Devrelerinin Yapısı ve Gerçekleştirilmesi

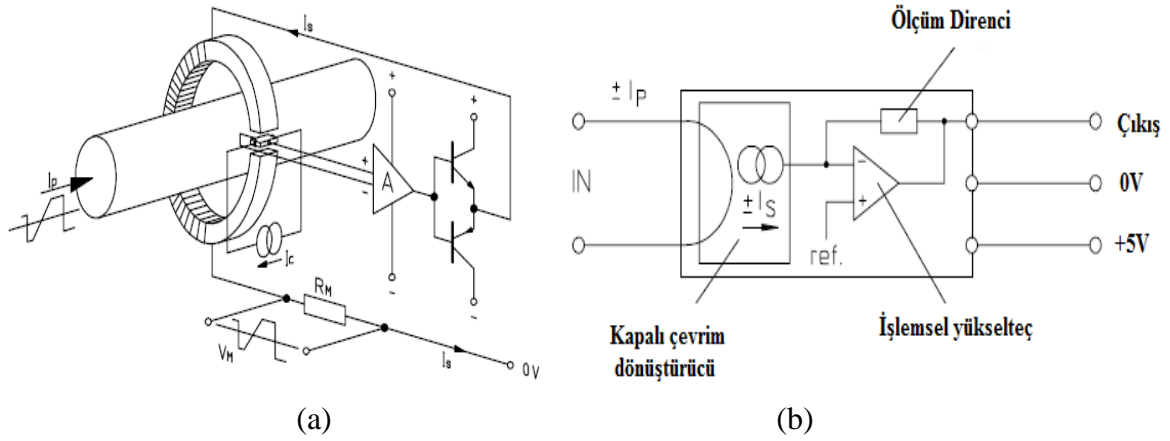
Geri beslemeli kapalı çevrim kontrol sistemlerinde en önemli konulardan biri kontrolü yapılan akım ve gerilim bilgilerinin doğru tespit edilmesidir. Çevirici çıkış geriliminin doğru ve düşük bir hatayla tespit edilmesi ve sayısal sinyal işleyiciye gönderilmesi, kontrolü yapılacak doğrusal olmayan bobin akımının hızlı ve hatasız olarak tespit edilip yine dijital sinyal işleyiciye gönderilmesi akım ve gerilim kontrollü devreler için önemli bir husus olarak karşımıza çıkmaktadır.

Bu amaçla akım ve gerilim kontrolünde kullanılmak üzere akım ve gerilimi algılayıcı elemanlardan düzgün olarak okuyup bize istediğimiz şekilde aktaracak olan akım ve gerilim ölçüm devreleri tasarlanmıştır. Bu sayede devrenin akım ve gerilimlerinin uygun şekilde DSP üzerinden okunması gerçekleştirilmiştir.

#### 7.3.1. Kullanılan Akım Algılayıcının Yapısı ve Gerçekleştirilmesi

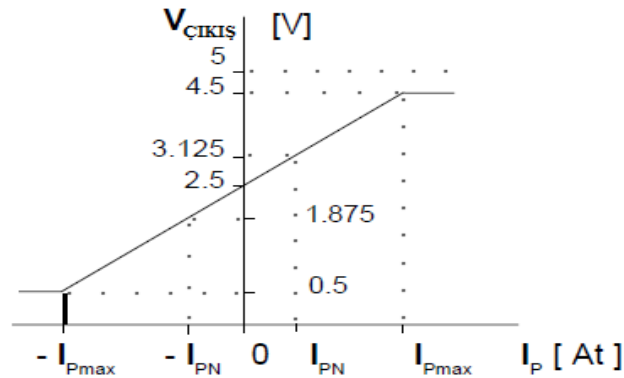
Güç elektroniği çeviricilerinde anahtarlama frekansının genelde yüksek seçilmesi ölçüm yapılacak bobin akımlarının yüksek bir dalgalanma frekansına sahip olması bazı durumlarda ise alternatif akım akıtması ölçüm elemanı seçiminde önem arz etmektedir. Yine akımın ani değişiminin fazla olması ve yüksek akımları doğrudan devre elemanları üzerinde şönt direnç vb. yollarla doğru olarak okumanın zorluğu da diğer bir önemli husustur.

Bu amaçla yaygın olarak kullanılan ve piyasadan uygun fiyatlara temin edilebilen LEM firmasına ait LTS25NP ve LTS15NP kodlu akım dönüştürücüleri kullanılmıştır. Bu algılayıcılar yapısal olarak Şekil 109(a)'da ki gibi olup içerisinden akım geçmesi ve bu akımın bir manyetik akıya ve bu akımında bir gerilime dönüştürülmesi esasına göre çalışmaktadır. Bu dönüştürücü kapalı bir çevrime sahip olup bir kompanzasyon yapmakta ve birincil sargının akısını sıfırlamaktadır. Bu durum elektriksel olarak yalıtılmış ve 100kHz üstünde yüksek frekanslı akımları okumamızı sağlamaktadır. LTS serisine ait bu dönüştürücülerin elektriksel olarak görünümünü gösteren blok diyagramı Şekil 109(b)'de gösterilmiştir [126].



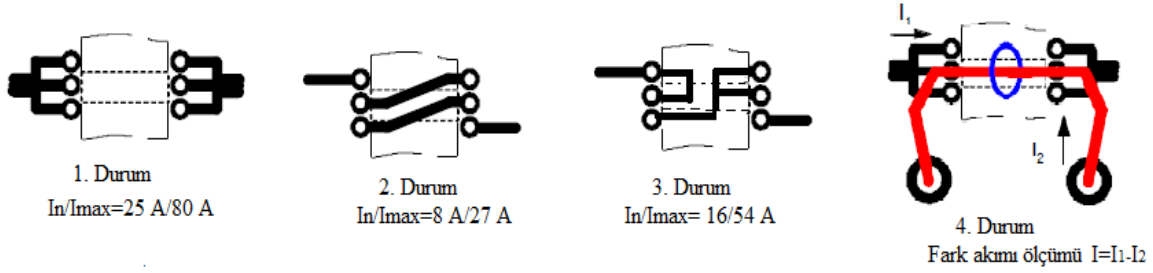
Şekil 109. Kapalı çevrim akım okuma dönüştürücünün (a)yapısı, (b)blok diyagramı

Bu dönüştürücünün yaygın olarak kullanılmasını sağlayan en önemli özelliği 0, +5V aralığında besleme ile çalışabilmesidir. Katalog verilerinde yer alan diğer belli başlı özellikleri ise birincil nominal akımların 6-15 ve 25 Amper akıma göre ayarlanabilmesidir. Bu akım durumları için nominal akımın üç katı olan 80 Ampere kadar akımı düzgün olarak okuyabilmektedir. Herhangi bir akım yokken referans gerilimi besleme gerilimi olan 5V'un yarısı olan 2,5V'dur. Güçlendirilmiş çıkış geriliminin değişim aralığı  $0,625V/I_{PN}$  olup 80 Amper akım için çıkış gerilimi 4,5 Volta çıkmaktadır. Tersi olarak -80 Amper akım için çıkış gerilimi 0,5 Volta düşmektedir. Dolayısıyla giriş akımı ile çıkış gerilimi arasındaki değişim Şekil 110'daki gibi +2V -2V aralığında değişmektedir.



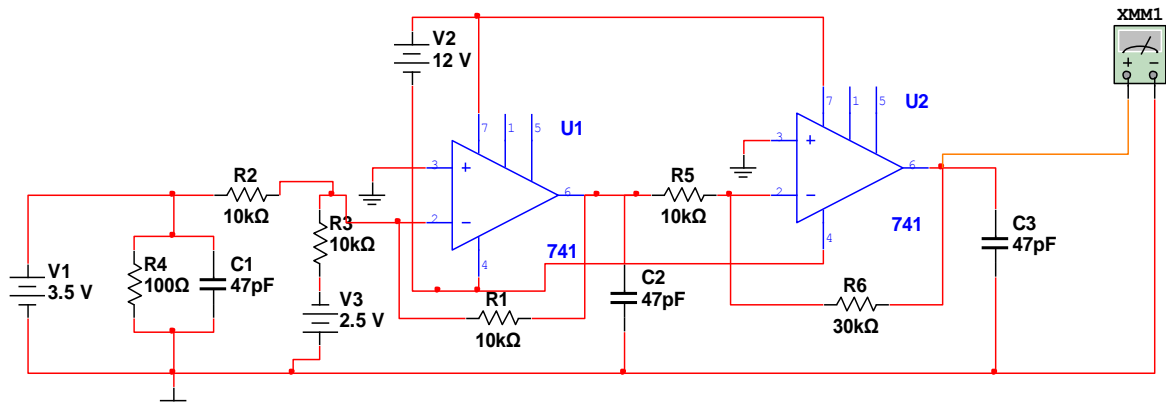
Şekil 110. Sensör giriş akımı ile çıkış gerilimi arasındaki değişim

Akım algılayıcısının bir diğer özelliği de üç akım girişi ve üç akım çıkışına sahip bağlantı ayaklarının farklı şekillerde bağlanması sonucu 8, 16 ve 25 Amper akım okuyacak şekilde ve içerisinde bir iletken geçirilmesiyle fark akımı da okuyacak şekilde bağlantı yapılabileceği Şekil 111'de gösterilmiştir [127].



Şekil 111. Akım sensörünün bağlantı ayaklarının farklı şekillerde bağlanması

Akım algılayıcısının temel özellikleri göz önüne alındığında bu algılayıcının doğrudan bir dijital sinyal işleyiciye bağlanmasının çok doğru bir çözüm olmayacağı gözükmemektedir. Bunun başlıca sebebi Şekil 110'da görüldüğü gibi maksimum çıkış akımına karşılık çıkış geriliminin 4,5V'a kadar çıkabileceği ve bu durumda DSP analog girişlerinin üst sınır değeri olan 3V'un üzerine çıkıp DSP'ye zarar verebileceğidir. Bu durumun önüne geçebilmek için işlemsel yükselteç girişine ters bir gerilim kaynağı bağlanarak algılayıcıdan herhangi bir akım geçmediğinde giriş geriliminin sıfır seviyesine çekilmesi sağlanır. Bu sayede aynı zamanda çıkış geriliminin de kalibre edilmesi sağlanmış olur. İlk işlemsel yükselteç toplama işlemi gerçekleştirirken yükseltici çıkışı terslenmiş olur. İkinci işlemsel yükselteç ile hem işaretin tersi alınır hem de istenen değerde çıkışta güçlendirilir. Bu sayede giriş işareti üç kat kadar arttırılarak giriş işaretinin hassasiyeti de üç kat artmıştır. Dolayısıyla 25Amperlik nominal akım için algılayıcı çıkışında 0,625V gerilim değişimi olurken devre çıkışında 1,875V gerilim değişimi olmaktadır. Dolayısıyla 1 Amper için 0,025V gerilim değişimi olurken çıkışta 0,075V'luk bir değişim okunmaktadır. Buda akım okuma hassasiyetini üç kat arttırmaktadır. Bunun için Şekil 112'deki devre tasarlanmış olup farklı giriş durumları için çıkıştaki sonuçlar gözlenmiştir [128].



Şekil 112. Tasarlanan devrenin Multisim benzetim programında gerçekleştirilmiş hali



Benzetim sonucuna göre girişten 3V DA gerilim devreye verildiğinde çıkıştan 2,5V negatif yönde kaymış sinyalin üç katı olan 1,5V çıkış gerilimi gözükmemektedir. Giriş sinyalinin yine çıkışa yüksek frekanslar için bozulmadan aktarıldığı gözükmemektedir. Yine yapılan diğer benzetimlerde devrenin yüksek anahtarlama kayıplarından meydana gelen gürültü sinyallerini bir miktar filtrelediği gözlenmiştir. Ancak çok yüksek frekanslarda devrenin kazancı ve giriş sinyallerini çıkışa düzgün aktarma özelliği bozulmuş olarak gözükmemektedir. Bunun için filtreler eklenmesi sistemin performansını artıracaktır.

Eagle 5.11. Light baskı devre çizim programının deneme sürümü kullanılarak gerçekleştirilen akım okuma devresinin baskı devresi gerçekleştirilmeden önceki son halinin şematik çizimi Ek 1’de verilmiştir. Burada devredeki entegreleri beslemek ve daha düzgün sonuçlar alabilmek için gerekli olan simetrik kaynaklar devreye eklenmiş ayrıca ilave ters kaynak olarak bağımsız 9V’luk bir batarya ve buna bağlı bir ayarlı direnç ile ölçüm sırasında akım sıfırken geriliminde sıfır olması için gerekli set ayarı yapılmaktadır. Yine program kütüphanesinde olmayan akım ölçmek için kullanılan LTS25NP akım algılayıcısı şematik olarak bacak bağlantılarına göre modellenmiştir. Sonuç olarak devre sadece akım giriş çıkışı ve simetrik 12V’luk DA bir kaynaktan beslenerek çıkışta akımın gerilim değerini vermektedir. Bu sinyalleri doğrudan osiloskopa bağlayıp gözleme imkânı da vardır. Dolayısıyla tasarımı yapılan bu devre her ne kadar yüksek frekanslarda yüksek çözünürlükte bir akım okuma başarımına sahip olmasa da paralel kol akımlarının gözlemlenmesinde de kullanılabilir.

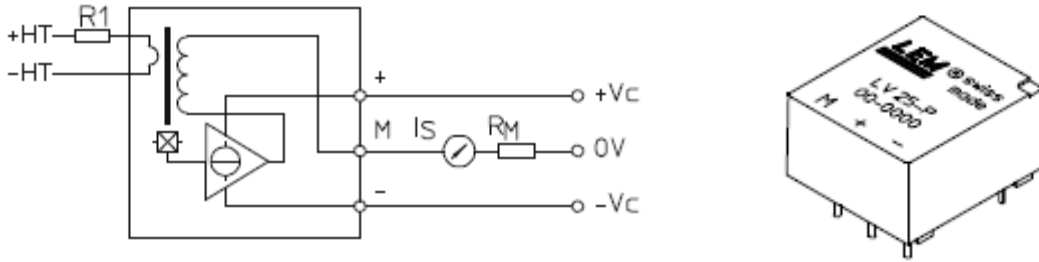
Ek 2(a)’da ki devrede ise şematik çizimi gerçekleştirilen devrenin baskı devre için gerekli olan tasarımı gösterilmiştir. Bu tasarımda elemanların uygun yerlere yerleştirilmesi sağlanmıştır. Baskı devre üzerine elemanlar yerleştirildikten sonraki görüntüsü Ek 2(b)’de verilmiştir. Gerçekleştirilen devrenin son hali Şekil 113’de görülmektedir.



Şekil 113. Gerçekleştirilen akım okuma devresinin önden görünüşü

### 7.3.2. Kullanılan Gerilim Algılayıcının Yapısı ve Gerçekleştirilmesi

Güç elektroniği devrelerinin çok hassas olması ve yenilenebilir enerji kaynaklarında verimin yüksek olması istenmesi ve gerek yüklerin beslenmesi gerekse şarj geriliminin istenen seviyede olmasının istenmesi ayrıca yüksek anahtarlama frekanslarında çıkış geriliminin ani olarak çok hızlı değişebiliyor olması gerilim ölçümünde istenen başlıca özelliklerdir. Bu yüzden uygulamalarda baskı devreye uygun tasarlanmış LEM firmasına ait LV-25 kodlu gerilim algılayıcısı kullanılmıştır. 10mA nominal gerilimle çalışan ve 10-500V aralığında DA ve AA gerilimleri okuyabilen algılayıcı yüksek doğruluk ve lineerlik düşük tepki süresi geniş çalışma bandı özelliklerine sahip izoleli bir gerilim algılayıcısıdır. Gerilim algılayıcısının iç yapısı ile bağlantı şekli ve görüntüsü Şekil 114'de verilmiştir [129].

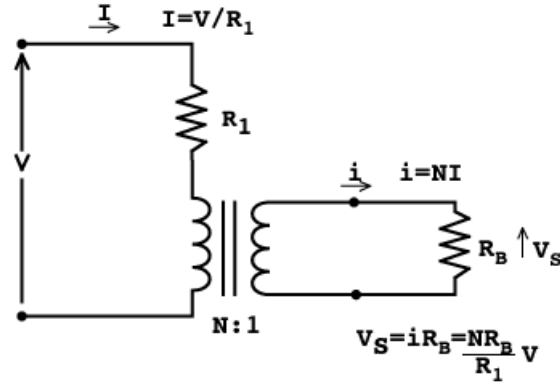


Şekil 114. Gerilim algılayıcısının iç yapısı ile bağlantı şekli ve görüntüsü

Gerilim algılayıcısı bağlantısında bilinmesi gereken em önemli husus buradaki  $R_1$  ve  $R_M$  dirençlerinin uygun değerlerde seçilmesi ile hem gerilimin istenen örnekleme değerlerine indirilmesi hem de az güç tüketimi ile devrenin düzgün çalışmasını sağlamaktır. Gerilim transdüseri esasen içerisinden akan akımın ölçülmesi esasına dayanır.  $I_p=10\text{mA}$  olması durumunda devre en yüksek doğrulukta çalıştığı için ve daha yüksek akımlarda da zarar görebileceği için  $R_1$  direnci buna göre seçilmelidir. Örneğin giriş voltajının maksimum 50V olabileceği bir durum için  $V=I \cdot R$  den  $R_1$  direncinin en küçük değeri  $5\text{k}\Omega$  olarak bulunur. Bu durumda harcanan kayıp güç  $P=I^2 \cdot R$  eşitliğinden  $P=100 \cdot 10^{-6} \cdot 5 \cdot 10^3=0,5\text{Watt}$  olarak bulunur. Bu değer en yüksek doğrulukta güç kaybıdır. Şayet direnç değeri artarsa akım düşer doğrulukta azalır. Ancak kayıp güçte azalır.

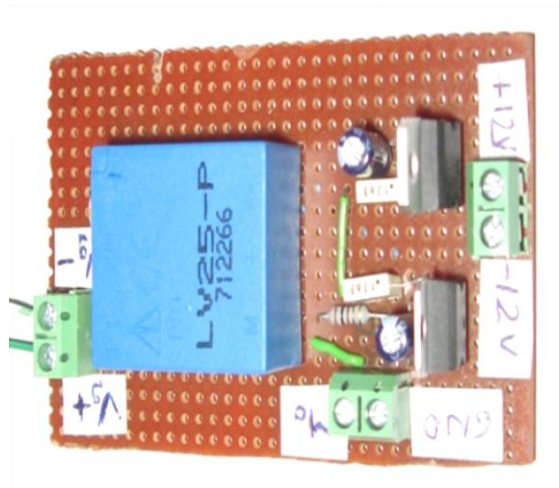
$R_M$  ölçüm direncinin seçimi ise biraz daha farklıdır ve katalog verilerinden yararlanılmıştır. Birincil taraftaki 10mA akım ikinci tarafta uygun dirençle beraber 15mA

akıma döndürülür. Ölçüm tarafının simetrik 12V'luk güç kaynağı ile beslenmesi durumunda katalog verilerinden  $30\Omega$  ile  $100\Omega$  aralığında bir direnç bağlanmasının uygun olduğu gözükmemektedir. Bu durumda seçilen direnç değeri ile uygun dönüştürme oranı kalibre edilebilir. Bu hesaplamalara ait teorik bilgiler ve gerilim algılayıcısının çalışma prensibi Şekil 115'de verilmiştir.



Şekil 115. Gerilim algılayıcısının çalışma prensibi

Yapılan bu hesaplamalar ve bilgiler ışığında çıkış barasının gerilimini okumak için bize gerekli olan gerilim ölçüm devresi tasarlanmıştır. Şekil 116'de görülen devre üzerinde AA ölçüm gerilimi bağlantısı simetrik kaynak bağlantısı ve ölçüm bağlantısı gözükmemektedir. Simetrik kaynaktan oluşabilecek dalgalanma ve dengesizliklere karşı regülasyon ve filtre devreleri de eklenmiştir.



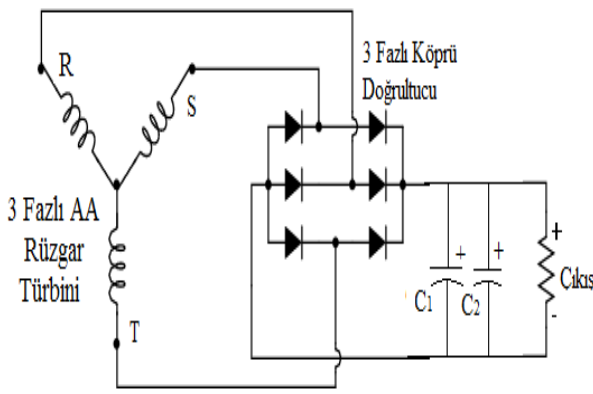
Şekil 116. Gerilim ölçüm devresi

#### 7.4. Üç Fazlı Rüzgâr Türbini için Gerçekleştirilen Köprü Doğrultucu Devre

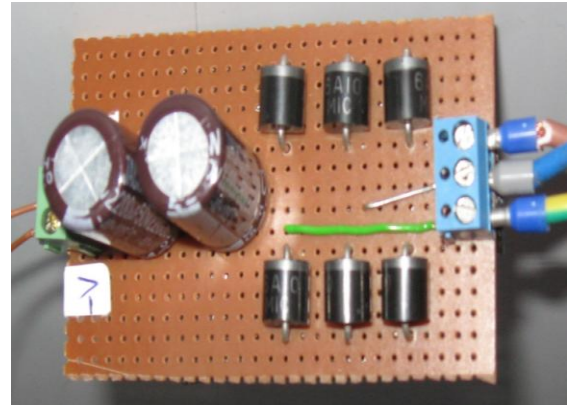
Bilindiği üzere rüzgâr jeneratörleri genel olarak alternatif akım üretir ve üretilen akım genelde yıldız veya üçgen bağlantıya sahip bobinler aracılığı ile üretilir. Bizim elimizde bulunan rüzgâr türbini de üç fazlı olup 0-30V aralığında değişken alternatif akımlar üretebilmektedir.

Ancak üretilen gerilimin rüzgâr hızına bağlı olarak değişkenlik göstermesi ve üç faz çıkışa sahip olması elde edilen enerjinin doğrudan kullanımını zorlaştırmaktadır. Bu yüzden rüzgâr jeneratöründe üretilen gerilim önce üç fazlı bir doğrultucuda doğrultulup ve tek faza indirilip filtre edildikten sonra tasarladığımız DA-DA azaltan arttıran çevirici aracılığı ile sabit bara gerilimine aktarılacak oradan da aküler şarj edilecek ve DA-AA çevirici aracılığı ile tekrar 220V alternatif gerilime çevrilecektir.

Rüzgâr türbininden elde edilen üç fazlı AA gerilimi tek fazlı DA gerilime dönüştürmek için Şekil 117'deki basit devre gerçekleştirilmiştir. Bu tip doğrultucularda verimi arttırmak için karmaşık yapıya sahip ve bir kontrolcü gerektiren tristörlü doğrultucularda kullanılabilir. Bunun yerine altı adet 10 Amper akım geçirebilen güç diyotu köprü bağlantıda olduğu gibi arka arkaya bağlanarak elde edilen basit bir dönüştürücü devre tasarlanmış ve çıkışına bağlanan 2200uF'lık iki adet kondansatör ile çıkış gerilimindeki dalgalanmalar azaltılarak filtre edilmiştir. Burada diyotlar her bir fazın gerilimine göre iletme geçecek ve çıkışta tek yönlü sürekli bir akımın akışı sağlanacaktır. Rüzgâr türbini için tasarlanan üç fazlı doğrultucu devre şeması Şekil 117(a)'da, gerçekleştirilen devre ise Şekil 117(b)'de verilmiştir.



(a)

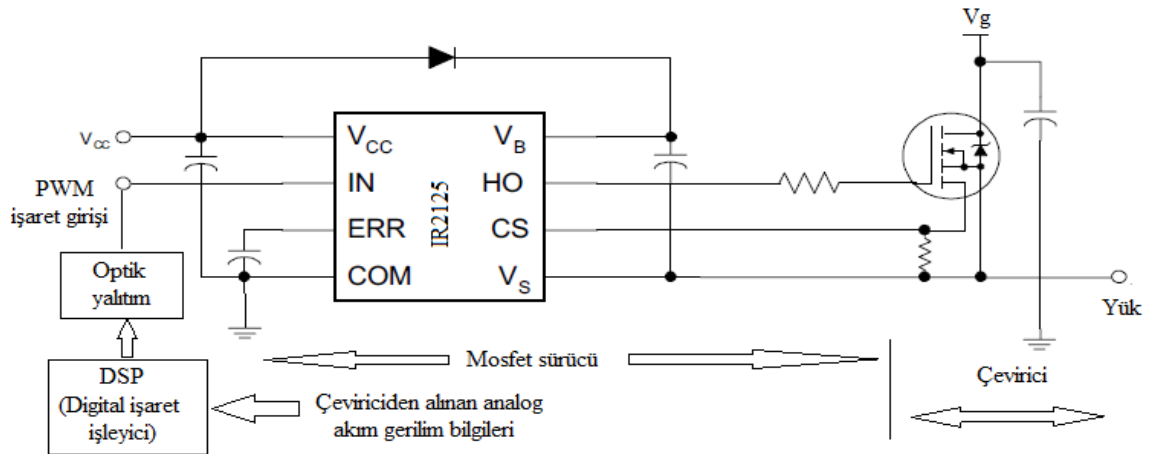


(b)

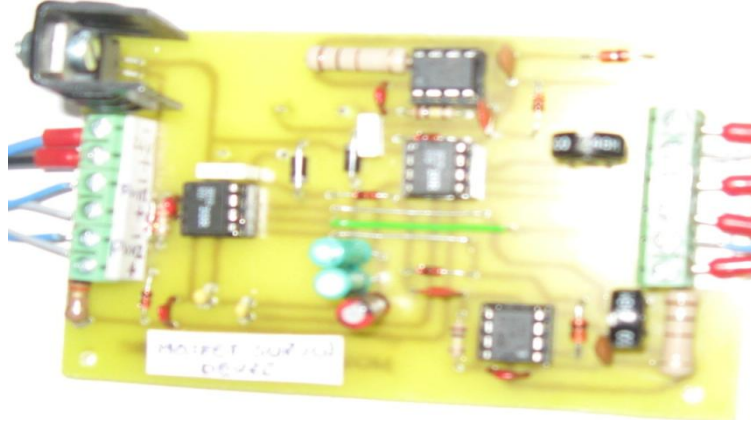
Şekil 117. Üç fazlı köprü doğrultucu devre şeması(a), gerçekleştirilen devre(b)

### 7.5. Gerçekleştirilen MOSFET Sürücü Devresinin Tasarımı

Bu bölümde tasarlanan Azaltan-Artıran çeviricideki MOSFET'leri düzgün bir şekilde anahtarlayabilmek için gerekli sürücü devresinin tasarımı üzerinde durulacaktır. Bu düşünceyle DSP'den gelen 3,3V genliğe sahip anahtarlama işaretlerini MOSFET'leri sürebilmek için gerekli en az 10V genlikteki sinyallere çeviren bir MOSFET sürücü devresi tasarlanmıştır. Bu MOSFET sürücü devresi aynı zamanda paralel iki kolu da sürecektir. Yine yapılan bir uluslararası bildiri çalışmasında bu devrenin farklı frekanslarda ve farklı güçlerde MOSFET'leri sürüp süremediği test edilmiştir. Gerçekleştirilen tasarımla ilgili ayrıntılı bilgiler bu çalışmada yer almaktadır [130]. Şekil 118'de tasarımı gerçekleştirilen MOSFET sürücü devresi ana hatlarıyla verilmiştir. Bu devre aynı zamanda anahtarlama sinyalleri arasında ölü zamanlar oluşturarak farklı çalışma durumlarında sinyallerin üst üste çakışmasıyla oluşacak kısa devreleri engelleyecek şekilde tasarlanmıştır. Bu devre için 1A akım dayanımına sahip IR2125 entegresi seçilmiştir [88]. Devrenin bir diğer özelliği de kapı ucuna bağlı ayarlı direnç sayesinde farklı  $R_{DS}$  dirençlerine sahip MOSFET'leri sürecektir. Anahtarlama işaretlerinin ayarlanabilmesidir. Ayrıca yapılan denemelerde yüksek doluluk ve düşük doluluk oranları için devrenin düzgün çalışmadığı gözlenmiştir. Bunun önüne geçmek için işaretleri sürekli besleyecek CMOS555 entegresi ile çalışan bir şarj pompası devresi ilave edilerek sürücünün daha iyi çalışması sağlanmıştır. Ek 3 ve 4'de gerçekleştirilen devre şeması ve baskı devre şeması görülmektedir. Gerçekleştirilen MOSFET sürücü devresinin son hali Şekil 119'da verilmiştir.



Şekil 118. Tasarımı gerçekleştirilen MOSFET sürücü devresinin genel gösterimi

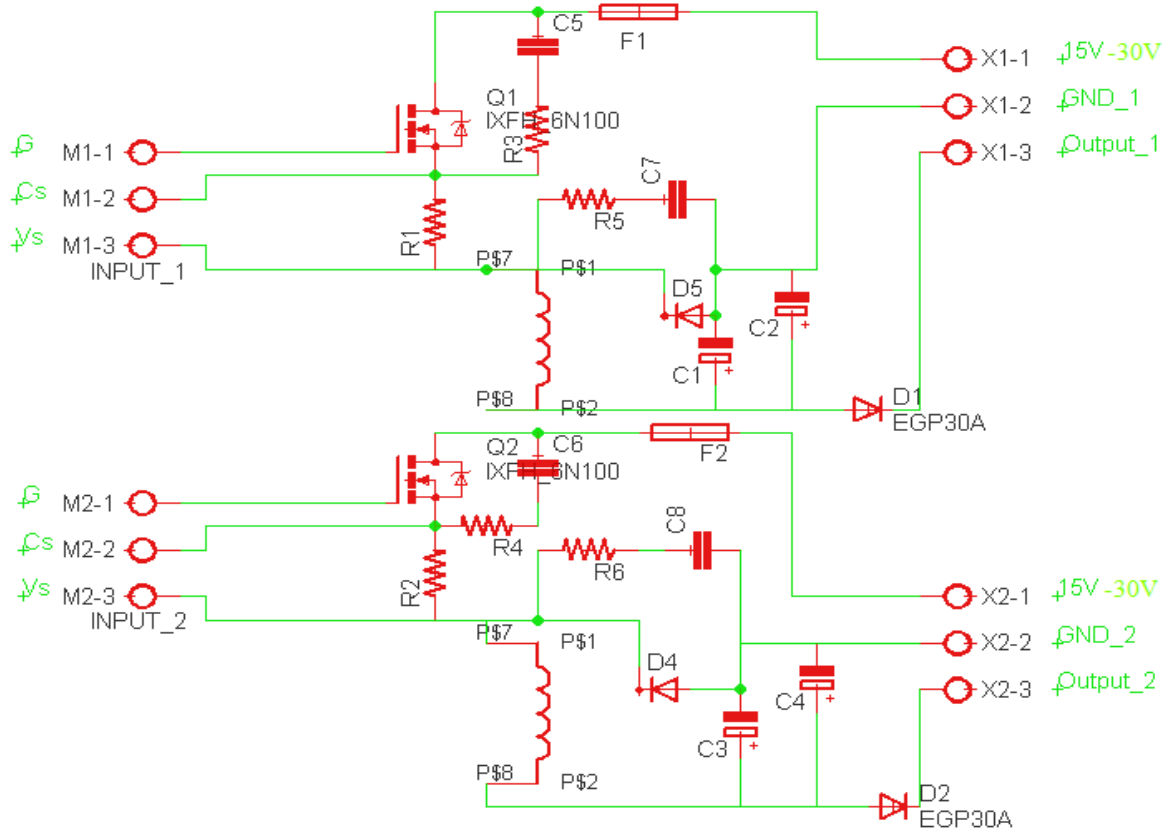


Şekil 119. Gerçekleştirilen MOSFET sürücü devresinin son hali

### 7.6. Gerçekleştirilen Paralel Azaltan-Arttıran Çeviricinin Tasarımı

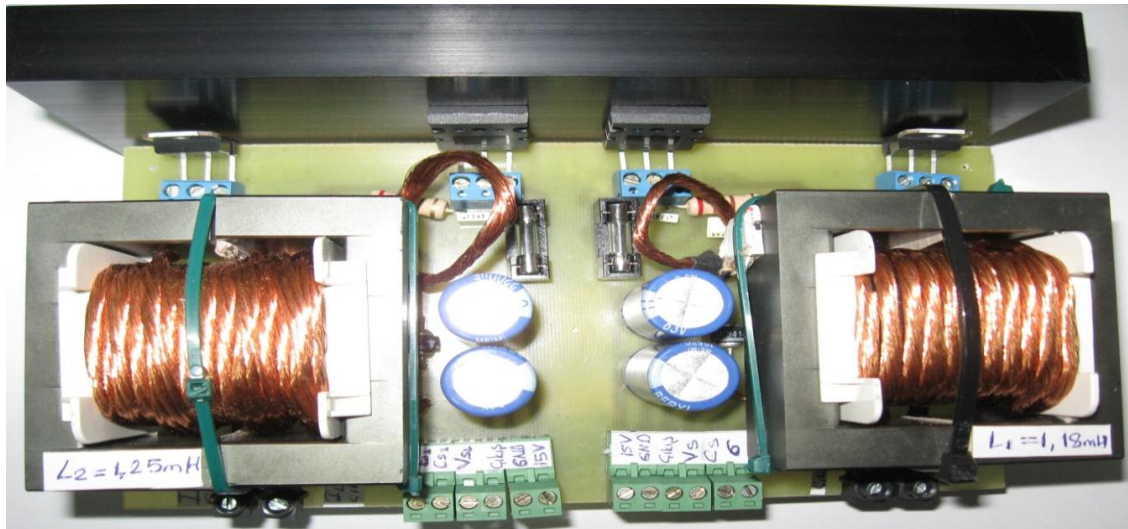
Gerçekleştirilen çalışmanın en önemli kısmı olan Azaltan-Arttıran çeviricinin tasarımı, montajı ve gerçekleştirilmesi bu bölümde ele alınmıştır. Tasarımı gerçekleştirilen paralel Azaltan-Arttıran çevirici devresi Şekil 120’de verilmiştir. Bu devrede önceki tasarımlardan ve benzetimlerden farklı olarak sönümleme R-C tipli (snubber) devreleri ilave edilmiştir. Bu devreler yüksek anahtarlama kayıplarını azaltırken çıkış işaretinin daha düzgün olmasına yardımcı olmaktadır. Bu tasarıma ait hesaplamalar yayınlanan bir uluslararası konferans bildirisinde ele alınmıştır [130]. Devrenin çıkışına aküden gelebilecek ters beslemeleri engellemek için koruyucu diyotlar eklenmiştir. Yine aşırı ve kısa devre akımlarından sistemi korumak için ilave sigortalar eklenmiştir. Ayrıca aşırı akımları algılamak için MOSFET elemanlarına seri olarak çok küçük değerinde bir direnç bağlanmıştır. Her iki paralel kol birbirinden bağımsız olarak tasarlanmış olup paralel bağlantılar giriş ve çıkış konektörleri aracılığı ile yapılacaktır.

Gerçekleştirilen devrenin üstten görüntüsü Şekil 121’de gösterilmiştir. Bu devre yüksek güçlere dayanacak özellikte tasarlanmıştır. Bu yüzden devredeki MOSFET ve diyot elemanları büyük bir soğutucuya bağlanmıştır. MOSFET elemanı olarak 100V-50A değerindeki çok küçük  $R_{DS}$  değeri olan MOSFET’ler seçilmiştir. Diyot elemanı olarak 20 Amper akım taşıyabilen hızlı tepki süresi olan MUR20 diyotlar seçilmiştir. Yine devredeki akım yolları yüksek akımlara dayanabilecek şekilde güçlendirilmiştir. Kapasite elemanı olarak 2200 $\mu$ F 63V kapasiteler ikiyeşerli ve paralel olarak kullanılmıştır.



Şekil 120. Tasarımı gerçekleştirilen paralel azaltan arttıran çevirici devre şeması

Daha önce tasarlanan ve 1,2mH'ye ayarlanan Litz teli ile sarılmış iki adet bobin E tipi Ferromagnetik çekirdeğin orta bacağına yerleştirilmiş ve devre üzerine monte edilmiştir. Bu elemanlar birbirine en uzak noktaya konarak etkileşmelerinin önüne geçilmeye çalışılmıştır. Gerçekleştirilen paralel azaltan arttıran çeviriciye ait devre şeması ve baskı devresi Ek 5'de verilmiştir.



Şekil 121. Tasarımı gerçekleştirilen paralel Azaltan-Arttıran çevirici devresi

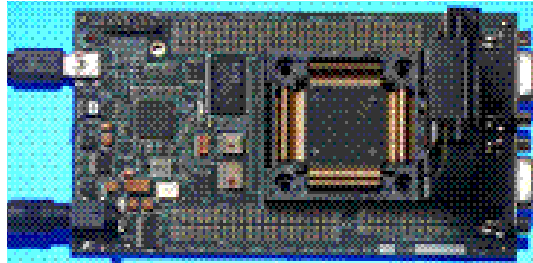
## 7.7. Kullanılan Sayısal İşaret İşleyici (DSP)'nin Genel Yapısı ve Özellikleri

Sayısal işaret işleyicilerle ilgili yapılan araştırma sonucunda maliyeti düşük ve diğer DSP'lere göre daha az karmaşık olan motor kontrol, dijital kontrol sistemleri ve güç kaynağı kontrol uygulamalarında yaygın olarak kullanılan TMS320F28335 eZDSP kodlu DSP seçilmiş ve çalışmalar bununla yürütülmüştür.

Bu DSP'nin donanımsal özellikleri; kayan noktalı (floating point) , 150MHz işlemci hızı, 512KB flaş hafıza, 68KB RAM ve 16 kanallı 12 Bit ADC özelliğine sahiptir. Yine 128Kx16 SRAM özelliği vardır. Arıza durumlarında entegresi değiştirilebilir özelliktedir. RS232 ve CAN ara yüzlerine sahiptir. Tüm konektörleri giriş ve çıkış olarak atanabilmektedir. USB JTAG üzerinden bilgisayara bağlanma özelliğine sahiptir ve 5V harici besleme ile beslenebilmektedir.

DSP'nin belli başlı yazılım özellikleri ise C2000 kodlayıcı ve derleyici özelliklerine sahip Code Composer Studio 3,3(CCS 3,3) yazılımıyla verilmesi ve Texas Instrument firması tarafından geliştirilen örnek yazılımlarla uyumlu olmasıdır.

Satın alınan ve kullanılan DSP'nin genel görüntüsü çevre birimleri ve diğer malzemelerle beraber Şekil 122'de gösterilmiştir.

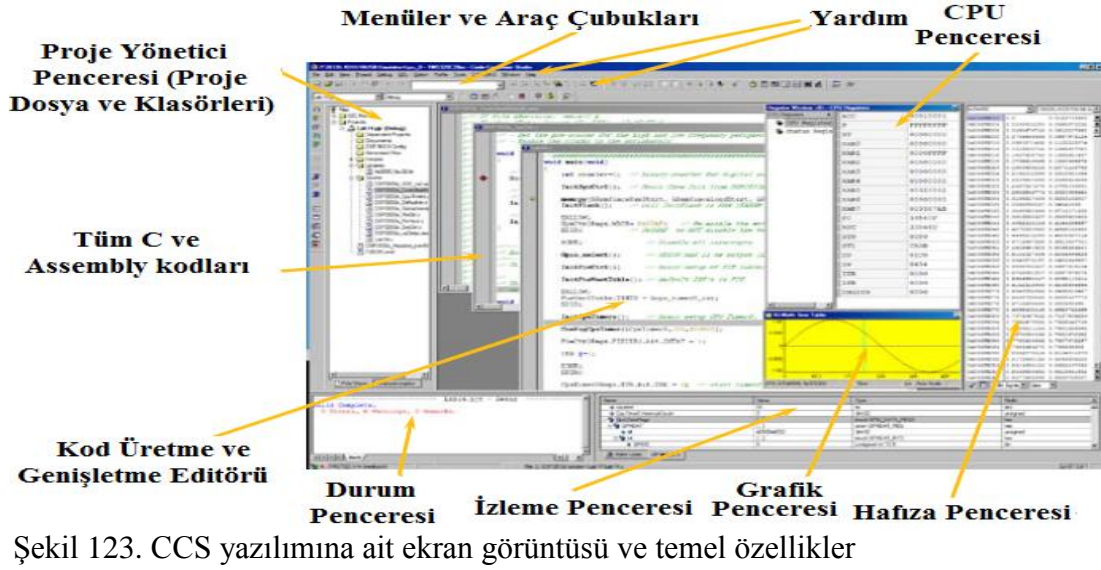


Şekil 122. Kullanılan DSP'nin görüntüsü

Kullanılan DSP'nin iç mimarisi ve giriş çıkış birimleri ve bunlar arasındaki ilişkilerin genel gösterimi Ek 6'da gösterilmiştir. Burada veri yolları, program yolları, direk hafıza yolları ve kayıt yolları farklı şekillerde gösterilmiştir. Yine giriş çıkış birimleri ve diğer ara birimler ve bunlar arasındaki bağlantılar gösterilmiştir. Burada bu yollar işlemci, hafıza ve giriş çıkış birimleri arasındaki ilişkilerin mimarisi görülmektedir [131].

Code Composer Studio yazılımı çevresel bir birim olup DSP'nin programlanması ve diğer tüm gerekli paketleri içeren ve sonuçları gözlemlememizi sağlayan ara yazılımdır. C tabanlı yazılımla ve assembler kodları ile kodlanabilmektedir. Bu yazılıma ait ekran görüntüsü ve temel özellikleri Şekil 123'de gösterilmiştir.





### 7.7.1. Yazılım Ara Yüzünde Yapılan Başlangıç ve ADC Ayarları

DSP’de ilk olarak kontrol için kullanılacak olan yazılım çalıştırılmadan önce sistem başlangıç ayarları ve çevresel birimlerin ayarlarının düzgün bir şekilde yapılması gerekir. Bunun için işlemcinin kendine ait çevresel birimlerin, kaynak dosyasında (DSP2833x\_SysCtrl.c) ayarları verilmiştir. Hazırlanan proje altında kaynak klasörüne bu kaynak dosyası dahil edilerek aşağıdaki satır yazılıma eklenmelidir.

```
InitSysCtrl ( );
```

İkinci olarak burada kullanılacak analog dijital dönüştürücü (ADC)' nün hızı ayarlanmalıdır. DSP' nin hızı 150Mhz iken ADC ve diğer çevresel birimler aşağıdaki satırlar ile en fazla 25Mhz' de çalıştırılır. HISPCP kayıtçısı, yazmaya karşı korumalı olduğundan EALLOW ile koruma kaldırılmış ve EDIS ile tekrar koruma altına alınmıştır.

```
EALLOW;
```

```
SysCtrlRegs.HISPCP.all = 0x3;
```

```
EDIS;
```

Bir sonraki aşamada kesmelerle ilgili ayarlar yapılır. Kesmelerden birinin seçildikten sonra aktif hale gelebilmesi bir dizi bit düzeyinde işlem gerektirir. Bu işlemler de DSP2833x\_PieCtrl.c kaynak dosyasında tanımlanmıştır. Kesmeler ile çalışabilmek için bu

dosyaların kaynak klasörüne eklenmesi gerekir. Kesmelerle ilgili kaynak dosyalarının başlatılması için ise aşağıdaki satırlar kullanılır.

```
InitPieCtrl ( );
InitPieVectTable ( );
```

Bir sonraki aşama ise diğer çevresel birimlerin başlatılması aşmasıdır. Bu aşamada sadece bize gerekli olan ePWM çıkışları başlatılacaktır.

```
EALLOW;
SysCtrlRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 0;
EDIS;
InitEPwm1Example();
InitEPwm2Example();
```

Analog sayısal dönüştürücü (ADC) için de başlangıç ayarlarının yapılması gerekir. ADC'nin beslenmesi, örnekleme frekansı, hangi girişin örnekleneceği gibi ayarların yapılabildiği DSP2833x\_Adc.c dosyası projeye eklenir ve aşağıdaki satır ile başlatılır.

```
InitAdc ( );
AdcRegs.ADCTRL1.bit.ACQ_PS = ADC_SHCLK;
AdcRegs.ADCTRL3.bit.ADCCLKPS = ADC_CKPS;
```

Çalışmalarımızda sabit çıkış gerilimini ve iki kolun bobin akımını okumak üzere üç adet analog giriş kullanılmıştır. Bunun için ADC kayıtçılarında yapılan ayarlar aşağıdaki satırlar ile yazılıma eklenmiştir.

```
AdcRegs.ADCMAXCONV.all = 0x0002; // (2+1) Dönüşüm yapılacak
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV00 = 0x0; // ADCINA0 gerilim için seçildi
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV01 = 0x2; //ADCINA2 1. akım için seçildi
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV02 = 0x3; //ADCINA2 2. Akım için seçildi
AdcRegs.ADCTRL2.bit.EPWM_SOCA_SEQ1 = 0; // İptal edildi
AdcRegs.ADCTRL2.bit.INT_ENA_SEQ1 = 0; // İptal edildi
AdcRegs.ADCTRL1.bit.CONT_RUN = 0; //İptal edildi
```

Burada bahsedilen tüm kaynak dosyaları ile beraber başlık dosyalarının yer aldığı DSP2833x\_Header\_nonBIOS.cmd komut dosyası ve bellek haritasının yer aldığı F2833\_EzDSP\_RAM\_Ink.cmd komut dosyası hazır olarak CCS ile birlikte kurulmakta veya TI (Texas Instruments) resmi web sayfasından indirilebilmektedir.

Bundan sonraki aşama ADC den elde edilen 12 Bitlik işaretleri 16 Bitlik yazmaçlara yazılmasıdır. Aradaki 4 bitlik farktan dolayı sonuçlar 4 bit sağa kaydedilerek aşağıdaki gibi kaydetme işlemi gerçekleştirilir. Bellekteki bu sayısal bilgiler, yazılım ile analog değerlere çevrilerek kontrol algoritmasında kullanılır.

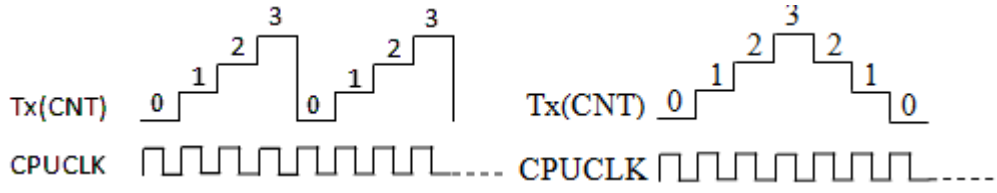
```
volt=AdcRegs.ADCRESULT0 >>4;
akim1=AdcRegs.ADCRESULT1 >>4;
akim2=AdcRegs.ADCRESULT2 >>4;
voltt=((volt*3.3)/4096.0)*17.4; //Analog gerilim değeri
akim11=(((akim1*3.3)/4096.0)*2.0); //Analog 1. kol akım değeri
akim21=(((akim2*3.3)/4096.0)*2.0); //Analog 2. kol akım değeri
```

### 7.7.2. Zamanlayıcı ve PWM Çıkışlarının Ayarlanması

Kullanılan TMS320F28335 sayısal işaret işleyicide üç adet 32 Bitlik genel amaçlı zamanlayıcı ve bu her zamanlayıcının da kendine ait PWM çıkışları mevcuttur. Ayrıca üç çift birbirinden bağımsız PWM çıkışı mevcuttur. PWM çıkışlarının düzgün çalışması için öncelikli olarak zamanlayıcıların ayarlarının yapılması gerekir.

Sistem başlangıç ayarları bölümünde de bahsedildiği gibi çevresel birimlerin hızları DSP hızından farklı olabilmekteydi. Çevresel birimlere ait bu hız zamanlayıcının dahili saat kaynağı olmaktadır.

Zamanlayıcılar artan veya azalan şekilde sayma işlemi yapabilirler. Bunun seçimi uygulamaya veya kullanıcıya göre değişmektedir. Sayma işlemi için zamanlayıcıya bir periyot değeri (TxPR) atanmalıdır. Genel amaçlı zamanlayıcılar iki farklı şekilde çalıştırılabilirler. Sürekli yukarı (veya aşağı) sayma ve sürekli yukarı/aşağı (veya aşağı/yukarı) sayma. Sürekli yukarı sayma işlemi bazı uygulamalar için daha kullanışlı olsa da sürekli yukarı/aşağı sayma işlemi simetrik PWM elde edebilmek için uygundur. Şekil 124'de periyodu üç olarak atanmış zamanlayıcının iki farklı sayma işlemi gösterilmiştir [79].

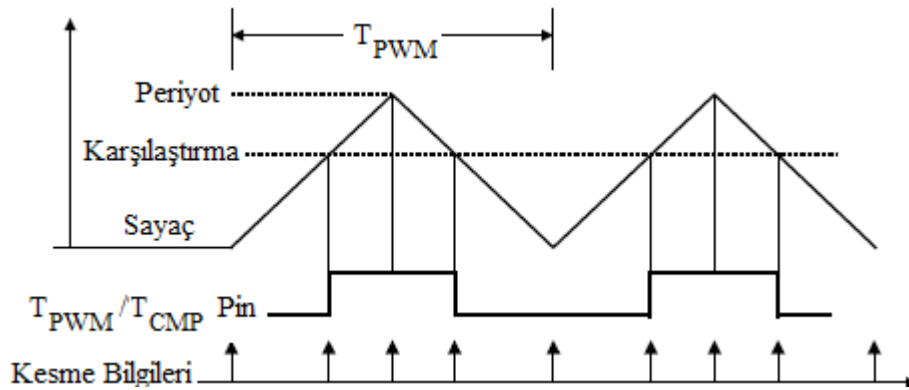


Şekil 124. Sürekli yukarı sayma ve sürekli yukarı/aşağı sayma durumu gösterimi

EPwm1Regs.TBPRD değeri 2000'e ayarlandığında yukarı aşağı sayma durumunda 37,5kHz'lik PWM anahtarlama işareti üretilmiş olacaktır. Bu işlem için gerekli hesaplama Eşitlik 130'da verilmiştir.

$$f_{PWM} = \frac{f_{CPU}}{T1per.TPS_{T1}.HISP} = \frac{150MHz}{(2 \times 2000)1,1} = 37,5kHz \quad (130)$$

Zamanlayıcı sayma işlemine devam ederken önceden tanımlanmış karşılaştırma değerine (CMPRx) denk geldiğinde karşılaştırma birimi ilgili PWM devresine sinyal göndererek çıkışın (PWMxA, PWMxB) üretilmesini sağlar. PWM işaretleri, Şekil 125'deki gibi sürekli yukarı/aşağı sayma durumundaki zamanlayıcı ile elde edilir. Sayacın karşılaştırma değerine eşit olduğu ilk durumda PWM çıkışı Lojik-1 seviyesine yükselecektir. Sayaç birer artarak periyot değerine kadar yükselecek ve azalmaya başlayacaktır. Sayaç tekrar karşılaştırma değerine eşit olduğunda PWM çıkışı Lojik-0 olacaktır. Simetrik PWM durumunda PWM çıkışının periyodu, zamanlayıcı periyodunun iki katı olmaktadır [128].

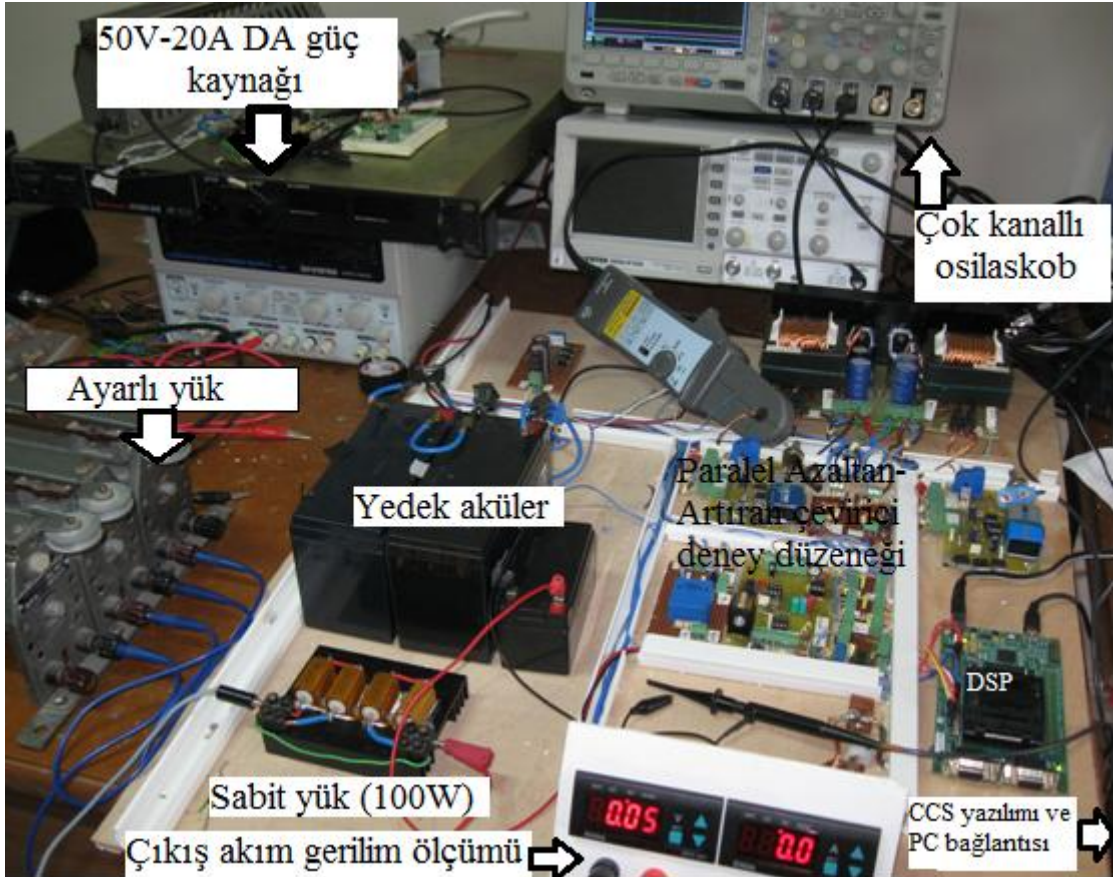


Şekil 125. Sürekli yukarı/aşağı sayma durumu için PWM işaretinin elde edilişi

## 8. BULGULAR

### 8.1. Paralel Azaltan-Arttıran Çeviriciye Ait Deney Düzeneği

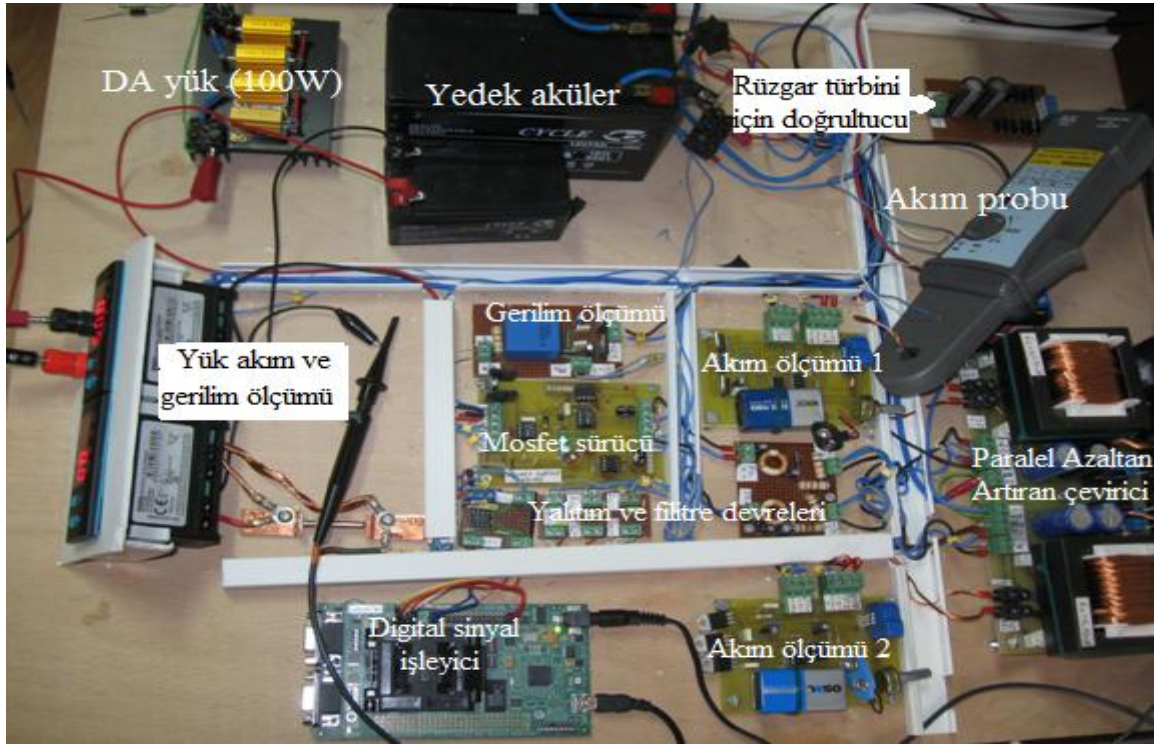
Paralel Azaltan-Arttıran çeviriciye ait deneysel sonuçların alındığı laboratuardaki deney düzeneği Şekil 126’da verilmiştir. Burada ölçümleri almak amacıyla güneş pilleri ve rüzgâr türbini yerine 50V-20A DA güç kaynağı kullanılmıştır. Ölçüm devrelerinde de yine henüz akülerin tam olarak şarj sistemi ve kontrolü deneme aşamasında olduğu için yedek aküler kullanılmıştır. Ölçüm sonuçları dört kanallı TEXTRONIX marka verileri kaydetme özelliğine sahip osilaskopla ve iki kanallı osilaskopla alınmıştır. Üretilen anahtarlama sinyalleri CCS yazılımı yardımıyla üretilmiş ve sayısal işaret işleyiciden (DSP) gelen PWM işaretleri alınarak çeviriciler çalıştırılmıştır.



Şekil 126. Deneysel sonuçların alındığı sistemin son hali

Şekil 127’de ise paralel Azaltan-Arttıran çeviriciye ait deney düzeneğinin yakından görünüşü gözükmemektedir. Burada farklı dirençlerdeki yükler ve yine yük ve kontrol amaçlı

olarak kullanılacak yedek aküler gözükmektedir. Yine paralel azaltan arttıran çevirici ve buna bağlı akım ölçüm devreleri gözükmektedir. Gerilim ölçüm devresi ve DSP den gelen sinyalleri izole edip güçlendiren MOSFET sürücü devresi de burada yer almaktadır. Bu devreye ilave olarak kontrol katını güç katından ayırmak ve gürültü sinyallerinden arındırmak için yalıtım ve filtre devreleri eklenmiştir. Kablo işlemleri yapılırken uygun renk ve kesit seçimine dikkat edilmiştir.



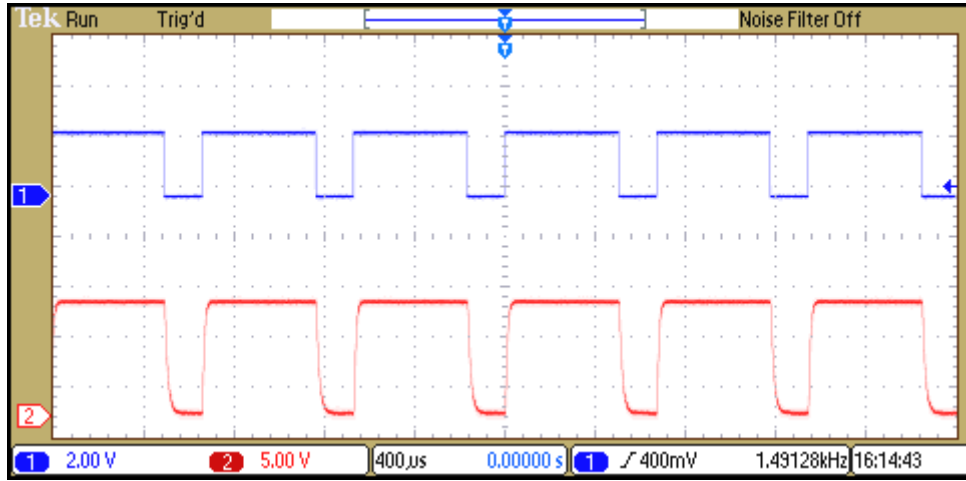
Şekil 127. Paralel Azaltan-Artıran çeviriciye ait deney düzeneğinin yakından görünüşü

## 8.2. Denetimsiz Çevirici Sistem Üzerinde Alınan İlk Ölçüm Sonuçları

Genel olarak çeviriciler sabit çalışma koşullarında sabit yükler ve sabit giriş gerilimleri için kontrolsüz olarak ta çalışabilirler. Ancak doğrusal olmayan değişken yükler ve kaynaklar göz önüne alındığında sistemin kontrolsüz olarak düzgün çalışması beklenemez. Ani değişimlerde dikkate alındığında iyi bir kontrolcü tasarımı kaçınılmazdır.

Ancak yapılan deneysel düzeneğin bazı koşullar için düzgün çalıştığını test ettikten sonra geri beslemeli kontrol edilebilen bir sistem üzerinde çalışmak ilk aşamada daha mantıklı olacaktır. Bu yüzden ilk olarak DSP de üretilen farklı doluluk oranlarına sahip farklı frekanslardaki PWM işaretleri kullanılarak sistemin istenen sonuçları sağlayıp sağlamadığı test edilmiştir.

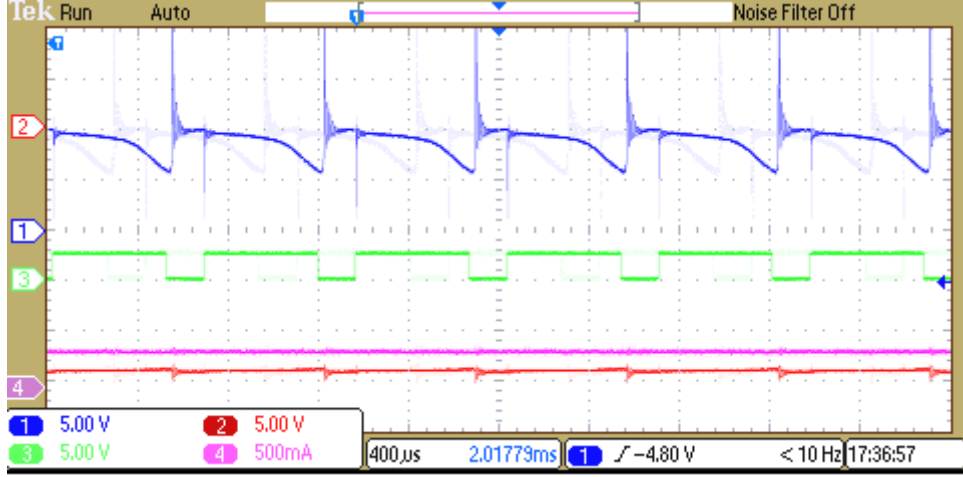
Öncelikle CCS yazılımı ile paralel kolları sürebilecek iki adet PWM işareti oluşturulmuş ve bu işaretler bir MOSFET sürücü devresi yardımıyla 3,3V DSP çıkış geriliminden MOSFET'leri tetikleyebilecek 12V gerilime yükseltilmiştir. Bu sayede üretilen işaretler hem güçlendirilmiş hem de güç kısmı ile izole edilmişlerdir. Üretilen kontrol işaretleri ve güçlendirilmiş hali Şekil 128'de gösterilmiştir. Anahtarlama frekansı başlangıç için 1,5kHz olarak seçilmiştir.



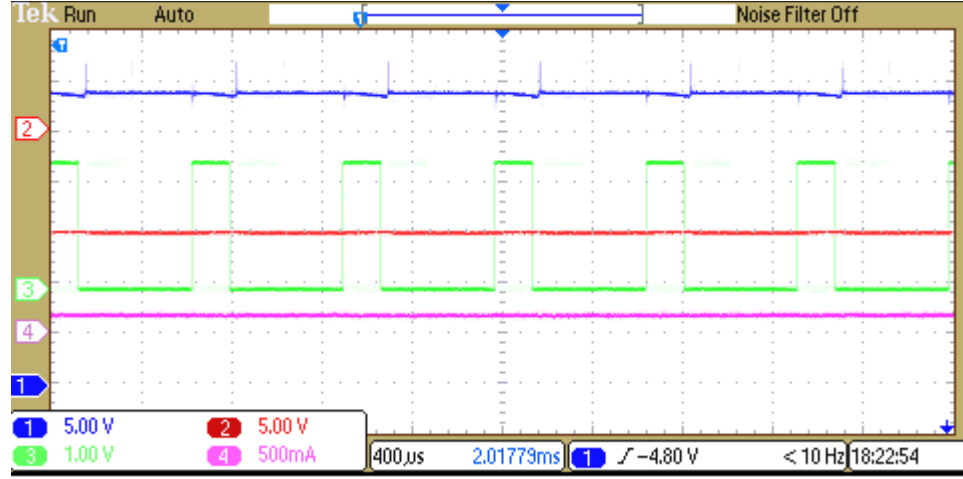
Şekil 128. Üretilen kontrol işaretleri ve güçlendirilmiş hali

Şekil 129'da anahtarlama işaretinin durumuna bağlı olarak giriş gerilimi ve çıkış geriliminin durumu gözükmemektedir. %75 doluluk oranı için ortalama 10V giriş geriliminin akülerin şarjı için gerekli 24V'luk çıkış gerilimini sağladığı gözükmemektedir. Çıkış gerilimi çeviricinin özelliğinden dolayı çıkışa göre terstir. Girişteki dalgalanma kaynağın sınırlı olması ile ilgili olup güneş ve rüzgâr uygulamalarında gerekli görüldüğünde girişe bir filtre eklenecektir. Ancak çevirici çıkışında akım ve gerilimde müsaade edilen sınırların altında çok az bir dalgalanma olduğu gözükmemektedir.

Bir sonraki aşamada ise çeviricinin azaltan durumda çalışması için %25 doluluk oranı seçilerek aynı yük durumları için sonuçlar alınmıştır. Bu sonuçlar Şekil 130'da gösterilmiştir. Burada giriş gerilimi 30V civarında seçilirken çıkış geriliminin 10V olduğu ve girişe göre daha az dalgalı olduğu gözükmemektedir. Aynı durum için yük akımı da gerilim düşümü sebebiyle azalmaktadır. Yük akımın azalması girişten çekilen akımı da azaltmakta ve buna bağlı olarak giriş gerilimindeki dalgalanmada azalmaktadır.



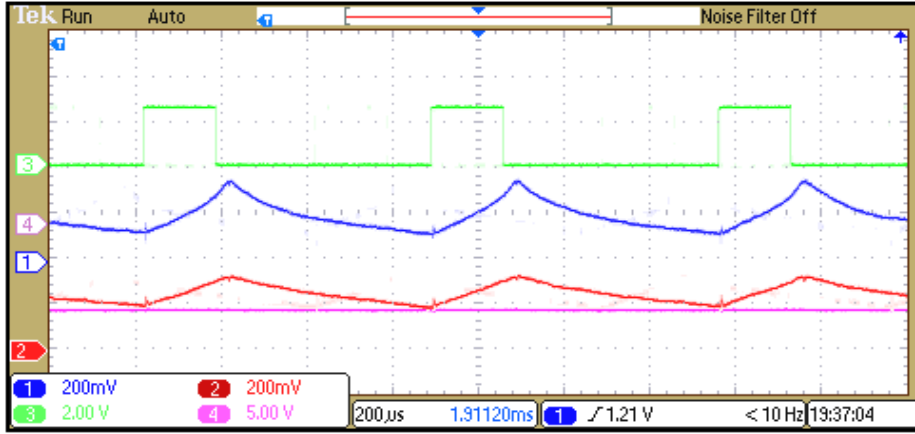
Şekil 129. Çevirici üzerinde alınan ölçüm sonuçları; giriş gerilimi (1), çıkış gerilimi (2), anahtarlama işareti (3), yük akımı (4)



Şekil 130. Çevirici üzerinde alınan ölçüm sonuçları; giriş gerilimi (1), çıkış gerilimi (2), anahtarlama işareti (3), yük akımı (4)

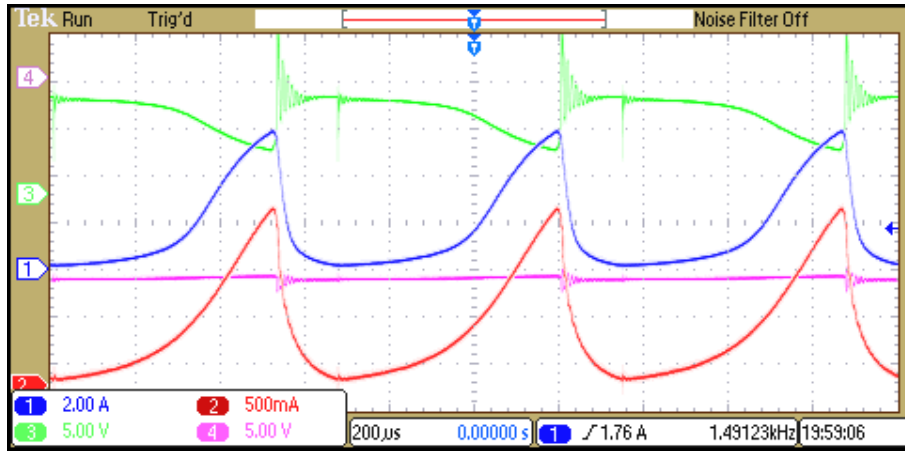
Bir sonraki aşamada paralel kollara ait akımlar incelenmiştir. Ancak elimizde iki adet akım probu olmadığından bobin akımlarını okumak için tasarlanan devrelerin çıkış gerilimleri kullanılmıştır. Şekil 131’de paralel kollara ait bobin akımları, anahtarlama işareti ve çıkış gerilimi için verilmiştir. %25 doluluk oranı için çevirici azaltan modda çalışmakta ve 30V giriş gerilimini 10V’a düşürmektedir. Elde edilen sonuçlardan bobin gerilimlerinin beklenen şekillere yakın olduğu ve yaklaşık eşit paylaşımlı olduğu gözükmektedir. Her ne kadar paralel kollar aynı yüke bağlansa da eşdeğer dirençlerdeki küçük farklardan dolayı akım paylaşımları tam olarak eşit değildir.





Şekil 131. Çevirici üzerindeki sonuçlar; bobin akımı 1 (1), bobin akımı 2 (2), anahtarlama işareti (3), çıkış gerilimi (4)

Şekil 132’de ise düşük yük direnci için arttıran modda çalışan çeviriciye ait zorlanmış çözümler verilmiştir. Çıkış gerilimi zorlanmış çözüm için istenen değerde ve çok az dalgalıdır. Bobin akımları ise kesikli modda olup kol akımları arasında bir miktar dengesizlik mevcuttur.



Şekil 132. Çevirici üzerindeki zorlanmış sonuçlar; bobin akımı 1 (1), bobin akımı 2 (2), giriş gerilimi (3), çıkış gerilimi (4)

Denetimsiz sisteme ait sonuçlar incelendiğinde çevirici düşük güçlerde çalışırken istenen sonuçları vermesine rağmen yüksek güçlerde anahtarlama kayıpları, dengesiz akım dağılımı, kesikli modda çalışma, çıkış geriliminde dalgalanmalar gibi bazı istenmeyen sorunlar oluşmaktadır. Bunun için öncelikle doğrusal olmayan etkileri yok edecek iyi bir denetimin sisteme uygulanması şarttır. Bir diğer önemli etkide sistemi sürekli moda çekecek ve yüksek güçlerde çalışmasını sağlayacak frekanslarda sistemin çalıştırılmasıdır.

Bu düşünceyle MOSFET sürücü devresi yüksek frekanslarda çalışacak şekilde yeniden düzenlenmiştir. Ayrıca paralel kollar tamamen birbirinden izole edilerek iki paralel kolun birbirinden etkilenmesinin önüne geçilmiştir. Bundan sonraki aşamada PI, Kayan Kip ve Bulanık denetleyici için sistem Sayısal İşaret İşleyici(DSP) kullanılarak geri beslemeli olarak denenmiş ve çeviriciye ait sonuçlar irdelenmiştir. Ayrıca çeviricinin düzgün çalışıp çalışmadığının anlaşılması için özellikle bobin akım ve gerilimleri ve akım paylaşımları farklı yüklenme durumları ve farklı giriş çıkışlar için incelenmiştir.

### 8.3. PI Denetimli Çevirici Sistem Üzerinde Alınan Ölçüm Sonuçları

Bu aşamada gerilim geri beslemeli PI (Oransal+Entegral) kontrolcü kullanılarak PWM işaretleri üretilmiştir. Referans olarak 24V referans gerilimi seçilerek çeviricinin azaltan ve arttıran modda çalışması test edilmiştir. İlk olarak gerilim algılayıcı devreden okunan 0 ile 3V arasında üretilen gerilim DSP tarafından gerçek değeri algılanacak şekilde kalibre edilmiş ve DSP'nin ADC girişleri kullanılarak okutulmuştur. Bu sinyal üzerinden PI parametreleri kullanarak gerekli PWM işareti üretilmiştir. CCS yazılımına ait gerilimin okunduğu ve PI kontrolün yapıldığı ara yüz Şekil 133'de verilmiştir.

```

Example_2833xEPwmUpDownAQ.c
volt=AdcRegs.ADCRESULT0 >>4;
akim1=AdcRegs.ADCRESULT1 >>4;
voltt=((volt*3.3)/4096)*29.0; //Tekrar kalibre edilecek

//_____
//PI Denetleyici
ek=ref-voltt;
p_ik=ek*kp+p_ik_1+ek*ki*0.0001;
//p_ik_1=p_ik;

if(p_ik<=0.05) p_ik=0.05;
if(p_ik>=0.95) p_ik=0.95;

p_ik_1=p_ik;
du=1-(p_ik);

EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = du*55000; // doluluk bosluk buradan ayarlanacak
EPwm1Regs.CMPB = du*55000;

```

Name	Value	Type	Radix
volt	1027	int16	dec
akim1	1067	int16	dec
volt	23.94835	float	float

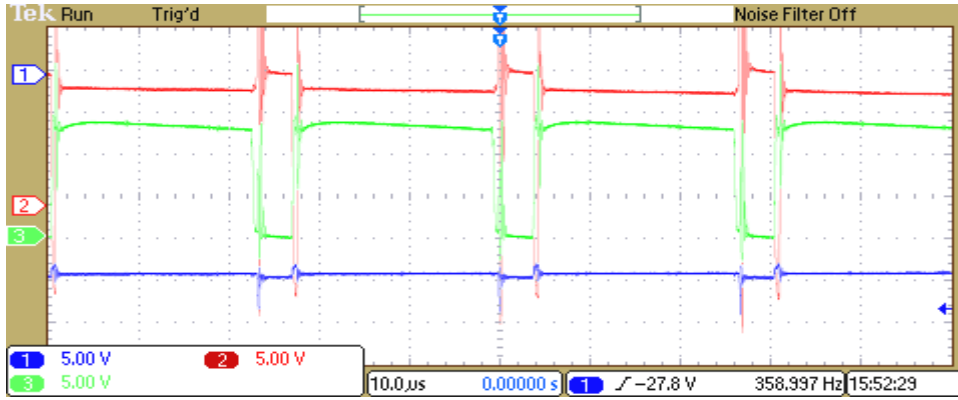
NOTES:  
Gel will enable XINTFX16 during Debug only.  
Enable XINTF in code prior to use.  
FPU Registers can be found via GEL->Watch FPU Registers.

Build GEL Output /

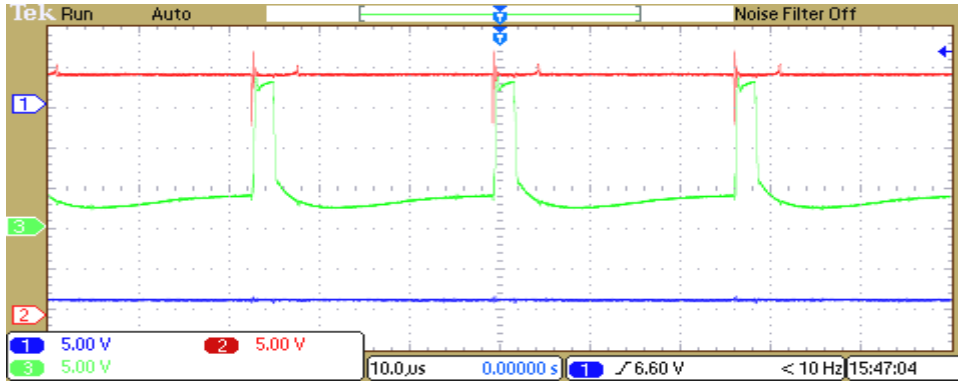
RUNNING POLITE Ln 273, Col 33

Şekil 133. Geri beslemeli PI denetimin yapıldığı CCS ara yüzü

İlk olarak referans gerilim 24V'a ayarlanarak giriş geriliminin düşük değerleri için çıkış geriliminin durumu kontrol edilmiştir. Şekil 134'de giriş gerilimi 15V iken çıkış gerilimi 24V'a sabitlenmiştir. Bu durum için PWM işaretinin doluluk oranı %70 civarındadır. İkinci olarak yine referans gerilim 24V'a ayarlanarak giriş geriliminin yüksek değerleri için çıkış geriliminin sağlanıp sağlanmadığı kontrol edilmiştir. Şekil 135'de giriş gerilimi 30V iken çıkış gerilimi 24V'a sabitlenmiştir. Bu durum için PWM işaretinin doluluk oranı görüldüğü gibi %25 civarındadır.



Şekil 134. Arttıran modda çalışan çeviriciye ait PI denetimli sonuçlar; anahtarlama işareti(3), giriş gerilimi(2), çıkış gerilimi(1)

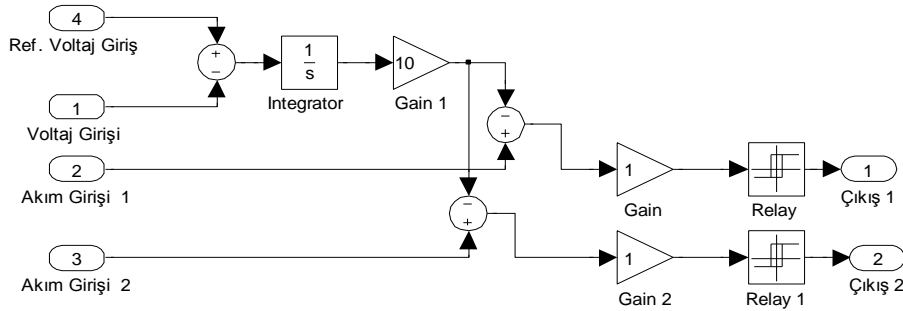


Şekil 135. Azaltan modda çalışan çeviriciye ait PI denetimli sonuçlar; anahtarlama işareti(3), giriş gerilimi(2), çıkış gerilimi(1)

Bu sonuçlardan yararlanarak PI denetimli Azaltan-Arttıran çeviricinin her iki modda da düzgün çalıştığı görülmüştür. Ancak bu sonuçlar zorlanmış çözümler olmayıp akım paylaşımları, bobin akımları ve aşırı yüklenme durumları için çevirici incelenmemiştir. Çıkış gerilimi bir miktar dalgalı olup referans gerilimi de tam olarak yakalayamadığı gözükmemektedir. Ayrıca PI parametreleri her sistem için denenerek yâda uzun hesaplamalarla belirlenebilmektedir. Tüm bu olumsuzluklar daha etkili modern bir kontrol yöntemine ihtiyaç doğurmuştur.

#### 8.4. Kayan Kip Denetimli Çevirici Sistem İçin Alınan Ölçüm Sonuçları

Bu kısımda gerilim ve akım geri beslemeli Kayan Kip (Sliding Mode) kontrolcü kullanılarak PWM işaretleri üretilmiştir. Referans olarak 24V referans gerilimi seçilerek çevircinin Azaltan ve Arttıran modda çalışması test edilmiştir. İlk olarak gerilim algılayıcı ve akım algılayıcı devreden okunan 0 ile 3V arasında üretilen gerilimler DSP tarafından gerçek değeri algılanacak şekilde kalibre edilmiş ve DSP'nin ADC girişleri kullanılarak okutulmuştur. Bu işaretler üzerinden Şekil 136'daki kayan kip denetimine ait algoritma kullanarak gerekli PWM işareti üretilmiştir. CCS yazılımına ait gerilimin ve akımın okunduğu ve kayan kip kontrolün yapıldığı ara yüz Şekil 137'de verilmiştir.



Şekil 136. Kayan kip denetimine ait denetim algoritması

```

akim21=((akim2*3.3)/4096.0)*2.0;
//
//gerilim hatasının bulunması
ek=vref-voltt;
//ek=0;
//
//
// Sliding Mode
iref=((iref_1)+(ek)*(ki_s)*(0.01))*(g1); //sliding mode için ilk integral alındı.
iref_1=iref;
eki=iref_1-akim11;
//
// Hysteresis Band
if(eki>hb/2.0) du=0.10;
else if((eki>=-hb/2.0) & (eki<=hb/2.0) & (du>0.5)) du=0.10;
else if((eki>=-hb/2.0) & (eki<=hb/2.0) & (du<0.5)) du=0.75;
else du=0.75;
//

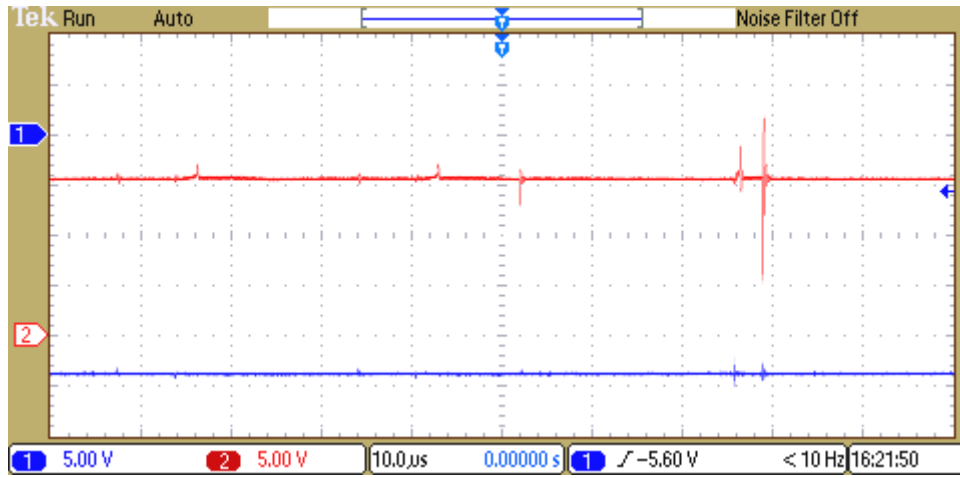
```

Name	Value	Type	Radix
volttt	0.0	float	float
akim11	0.0	float	float
akim21	0.004833984	float	float

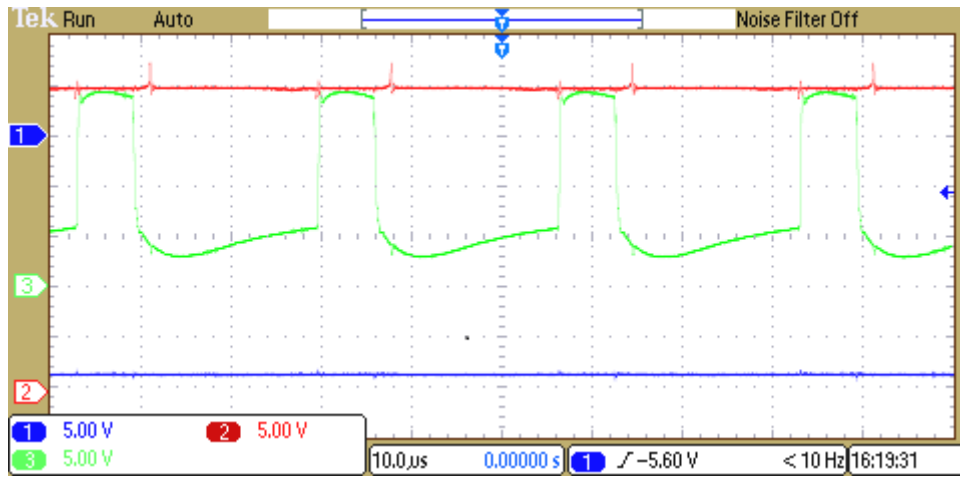
NOTES:  
Gel will enable XINTFX16 during Debug only.  
Enable XINTF in code prior to use.  
FPU Registers can be found via GEL->Watch F

Şekil 137 Gerilimin ve akımın okunduğu ve kayan kip kontrolünün yapıldığı CCS yazılımı

İlk olarak referans gerilim 24V'a ayarlanarak giriş geriliminin düşük değerleri için çıkış geriliminin sağlanıp sağlanmadığı kontrol edilmiştir. Şekil 138'da giriş gerilimi 15V iken çıkış gerilimi 24V'a sabitlenmiştir. İkinci olarak yine referans gerilim 24V'a ayarlanarak giriş geriliminin yüksek değerleri için çıkış geriliminin sağlanıp sağlanmadığı kontrol edilmiştir. Şekil 139'da giriş gerilimi 30V iken çıkış gerilimi yine 24V'a sabitlenmiştir ve girişe göre çıkış çok az dalgalıdır. Bu dalgalanma 1V'un altında olup dalga şekli benzetim çalışmaları ile uyumludur.



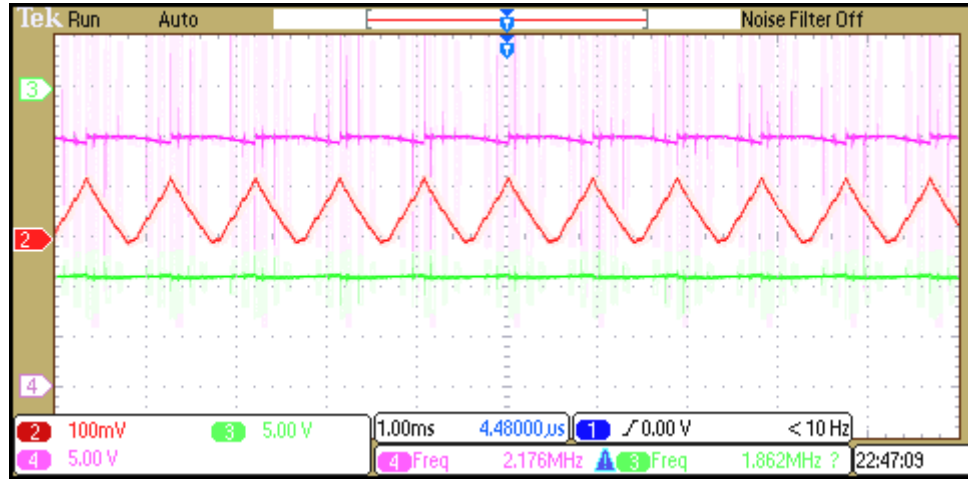
Şekil 138. Kayan kip denetimli Arttıran mod çevirici giriş (2), çıkış gerilimi (1)



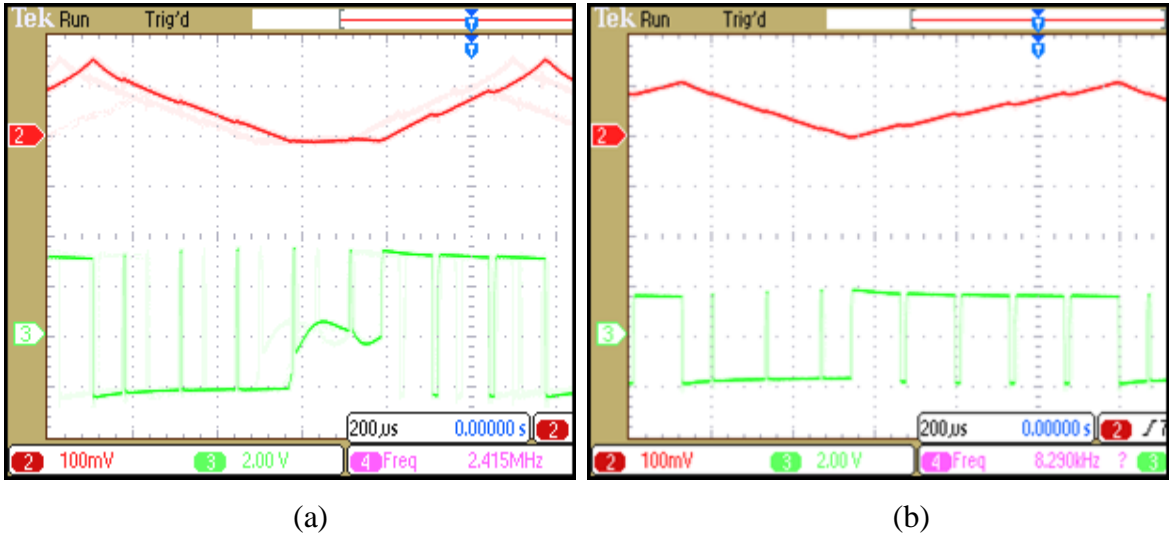
Şekil 139. Kayan kip denetimli Azaltan mod çevirici giriş (2), çıkış gerilimi (1), anahtarlama işareti (3)

Şekil 140'da ise giriş ve çıkış gerilimlerinin farklı durumları için bobin akımının şekli gözükmektedir. Çıkış gerilimi aşırı akım etkisi ile referansın bir miktar altına

düşmekte ve bobin akımı kesikli modda çalışarak çıkışı beslemektedir. Bu durumda bobin akımı 2 Amperden fazladır ancak kaynak da meydana gelen dalgalanmalar çıkışta oldukça filtrelenmiştir. Şekil 141'de ise bobin akımı ve geriliminin ilişkisi gösterilmiştir. Şekil 141(a)'da çevirici Azaltan modda çalışırken Şekil 141(b)'de Artıran modda çalışmaktadır.



Şekil 140. Farklı yük durumları için giriş (4)-çıkış (3) gerilimleri ve bobin akımı (2)

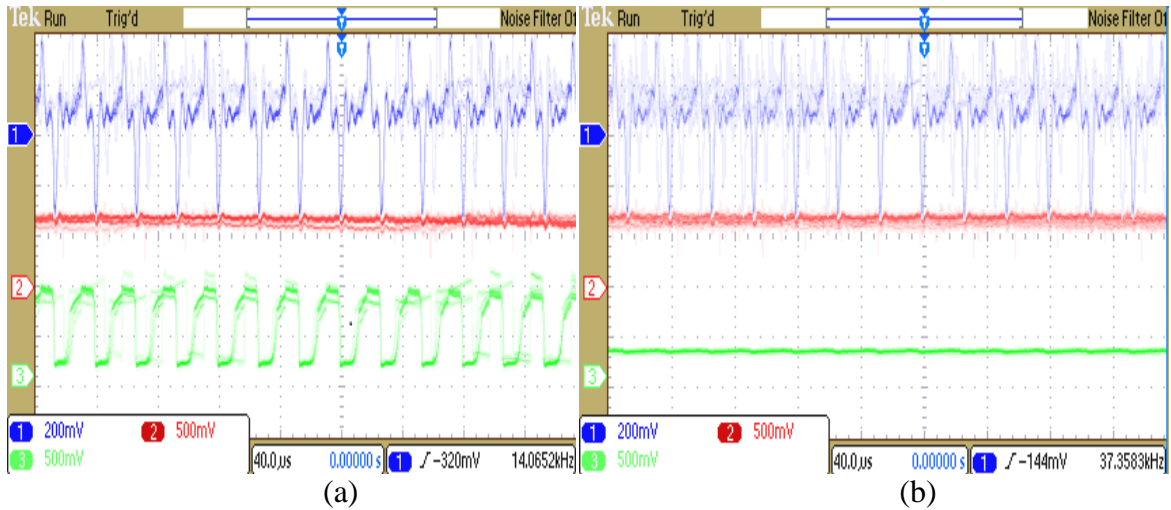


Şekil 141. Azaltan (a) ve Artıran (b) moddaki çevirici için bobin gerilim (2) ve akımları (3)

Bu sonuçlardan yararlanarak kayan kip denetleyici ile çalışan çeviricinin PI denetleyici ile çalışan çeviriciye ait tüm sonuçları sağladığı ve  $K_p$  ve  $K_i$  gibi parametrelerin ayarlanması zorluğu olmadığı ve daha geniş bir aralıkta akım ve gerilim denetimi kolaylığı sağladığı gözlenmiştir. Bu denetimin en büyük dezavantajı anahtarlama işaretinin kesikli olmasına bağlı çıkış geriliminde ve bobin gerilimlerinde meydana gelen dalgalanmalardır.

### 8.4.1. Kayan Kip Denetimli Paralel Çevirici Sistem İçin Ölçüm Sonuçları

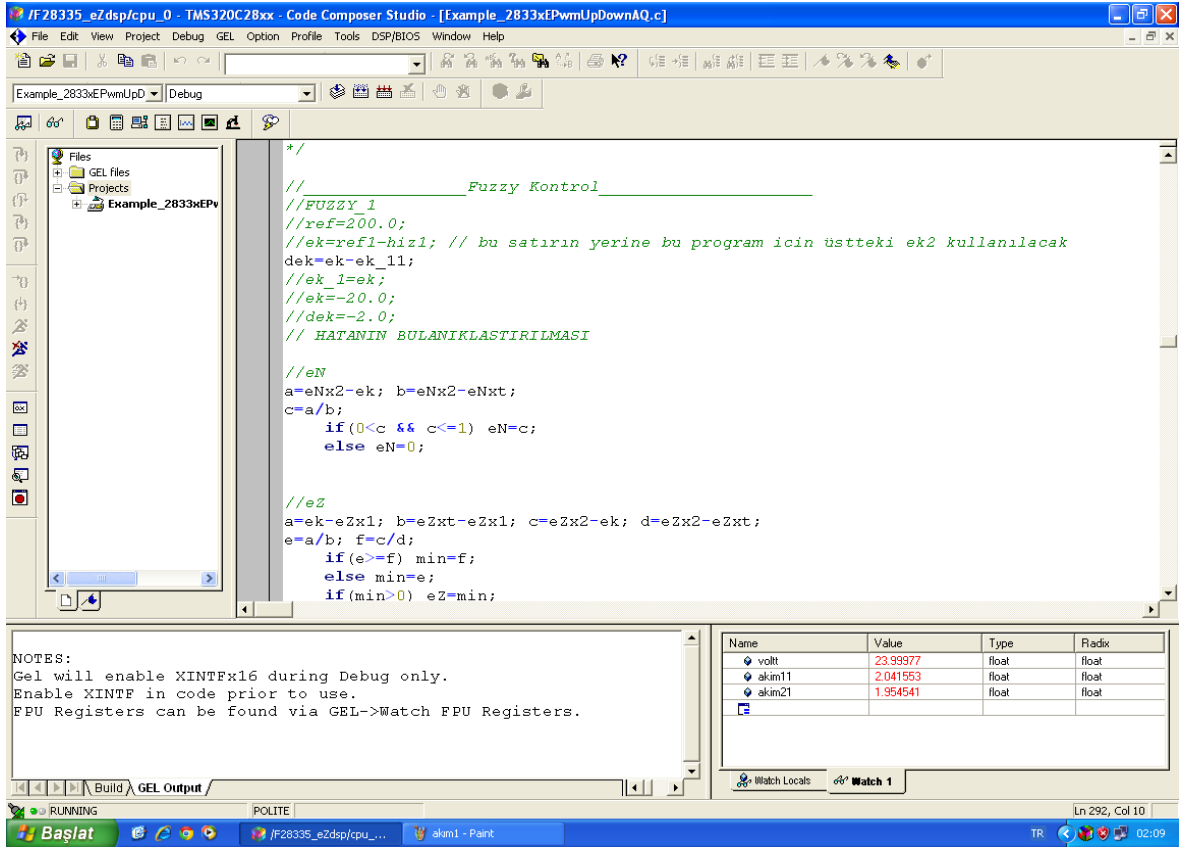
Bu kısımda akım ve gerilim geri beslemesi kullanılarak Kayan Kip denetleyici için her iki kol için ayrı PWM işaretleri üretilmiş 24V referans gerilim için paralel bağlı iki çeviricinin Azaltan-Artıran durumda çalışması test edilmiştir. Şekil 142’de paralel kol akımları giriş ve çıkış akımları ile beraber verilmiştir. Burada her iki kola ait bobin akımları eşit olmayıp elimizdeki akım problemlerinin yetersiz olmasından dolayı düzgün olarak akım şekilleri gözlenememiştir. Ancak giriş akımları beklenen şekilde olup çıkış akımı da çok az dalgalıdır ve çıkış gerilimi referans gerilimi yakalamaktadır. Ancak akımların eşit paylaşılmamış olması ve üretilen anahtarlama işaretlerinin düzensizliğinden dolayı anahtarlama elemanı olan MOSFET’lerin yüksek güçlerde aşırı ısınıp zarar görmesinden dolayı bu yöntem yüksek güçlerde ve uygulamada kullanılmamıştır.



Şekil 142. Kayan kip denetim için kol akımları (1,2), giriş akımı (3a), yük akımı (3b)

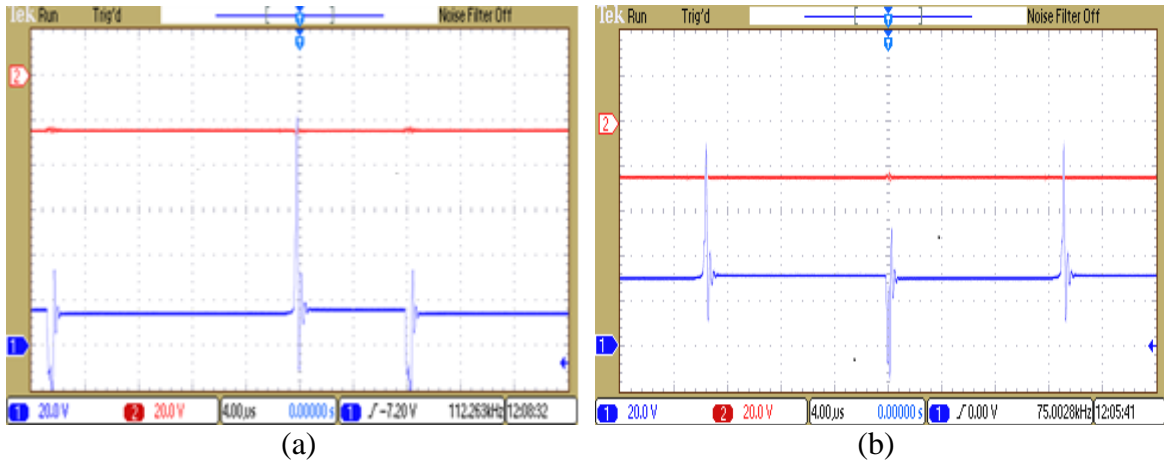
### 8.5. Bulanık Mantık Denetimli Çevirici Sistem için Alınan Ölçüm Sonuçları

Bu kısımda gerilim geri beslemesi kullanılarak Bulanık Mantık denetleyici ile PWM işaretleri üretilmiştir. Referans olarak 24V referans gerilimi seçilerek çeviricinin Azaltan ve Arttıran modda çalışması test edilmiştir. İlk olarak gerilim algılayıcı ve akım algılayıcı devreden okunan 0 ile 3V arasında üretilen gerilimler DSP tarafından gerçek değeri algılanacak şekilde kalibre edilmiş ve DSP’nin ADC girişleri kullanılarak okutulmuştur. Bu işaretler üzerinden CCS yazılımına ait gerilimin ve akımların okunduğu bulanık mantık kontrolün yapıldığı ara yüz Şekil 143’de verilmiştir.



Şekil 143. Gerilimin ve akımların okunduğu ve bulanık denetimin yapıldığı CCS yazılımı

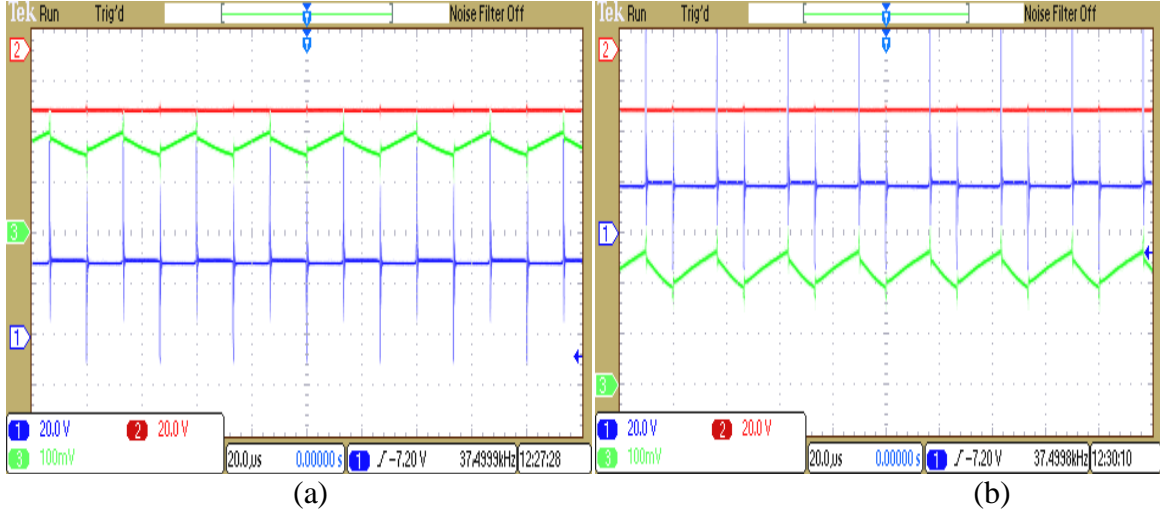
İlk olarak referans gerilim 24V'a ayarlanarak giriş geriliminin düşük değerleri için çıkış geriliminin sağlanıp sağlanmadığı kontrol edilmiştir. Şekil 144(a)'da giriş gerilimi 15V iken çıkış gerilimi 24V'a sabitlenmiştir. Şekil 144(b)'de ise giriş gerilimi 30V iken çıkış gerilimi yine 24V'a sabitlenmiştir ve girişe göre çıkış çok az dalgalıdır. Referans gerilimine çok yakın çıkış vermektedir.



Şekil 144. Bulanık denetleyici için (a) Arttıran, (b) Azaltan modda giriş (1), çıkış (2) gerilimleri

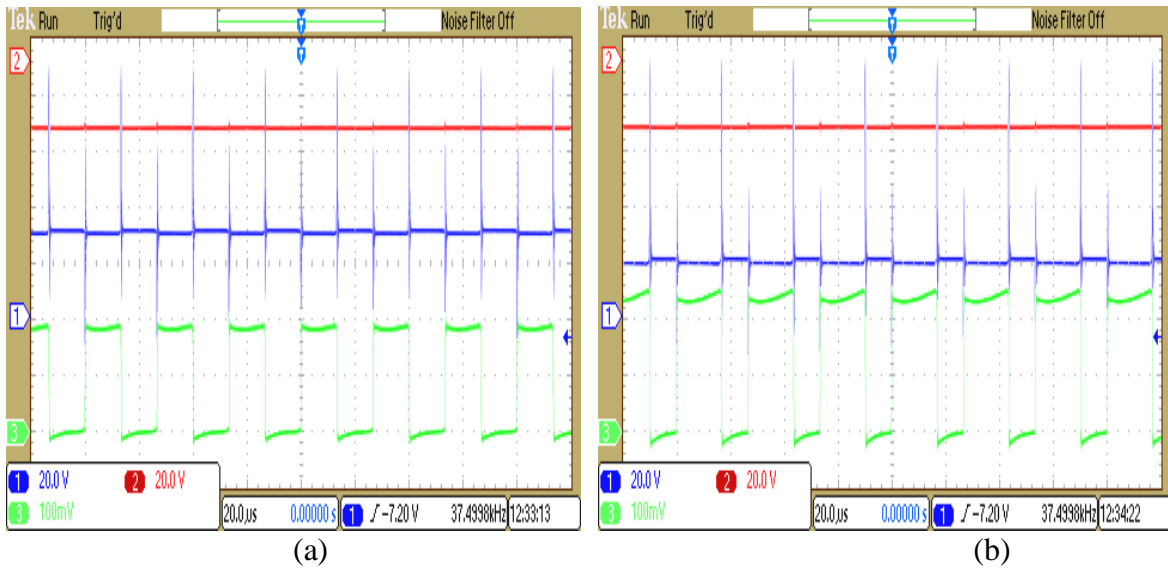


Şekil 145’de ise giriş ve çıkış gerilimleri ile bobin akımının değişimi farklı giriş gerilimleri için verilmiştir. Şekil 145(a)’da giriş gerilimi 30V iken bobin akımı daha düşük ve daha az dalgalıdır. Şekil 145(b)’de ise giriş gerilimi 20V iken bobin akımı daha yüksek ve fazla dalgalıdır.



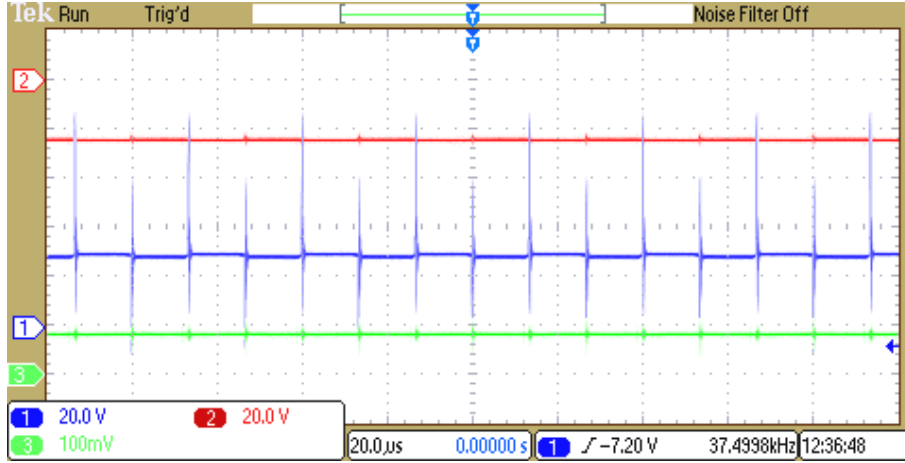
Şekil 145. Azaltan (a) ve Artıran (b) modda ki çevirici için giriş (1), çıkış gerilimi (2) ve bobin akımları (50mV/A) (3)

Şekil 146’da ise giriş ve çıkış gerilimleri ile kaynaktan çekilen giriş akımının değişimi farklı giriş gerilimleri için verilmiştir. Şekil 146(a)’da giriş gerilimi 30V iken kaynaktan çekilen akım daha düşük ve daha az doluluğa sahiptir. Şekil 146(b)’de ise giriş gerilimi 20V iken kaynaktan çekilen akım daha yüksek ve fazla doluluğa sahiptir.



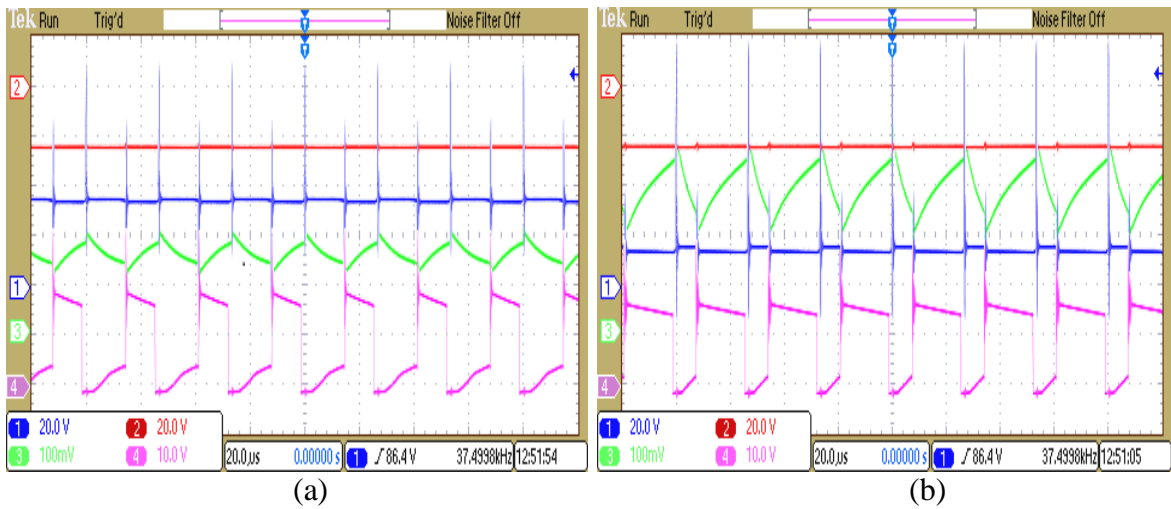
Şekil 146. Azaltan (a) ve Artıran (b) modda ki çevirici için giriş (1), çıkış gerilimi (2) ve giriş akımları (50mV/A) (3)

Şekil 147’de ise giriş ve çıkış gerilimleri ile yük akımının değişimi verilmiştir. Yük akımının da çıkış gerilimi gibi çok az dalgalı ve sabit değerde olduğu gözükmektedir. Kullanılan akım probu 50mV/A kademesinde olup yaklaşık yükten 2A akım çekilmektedir.



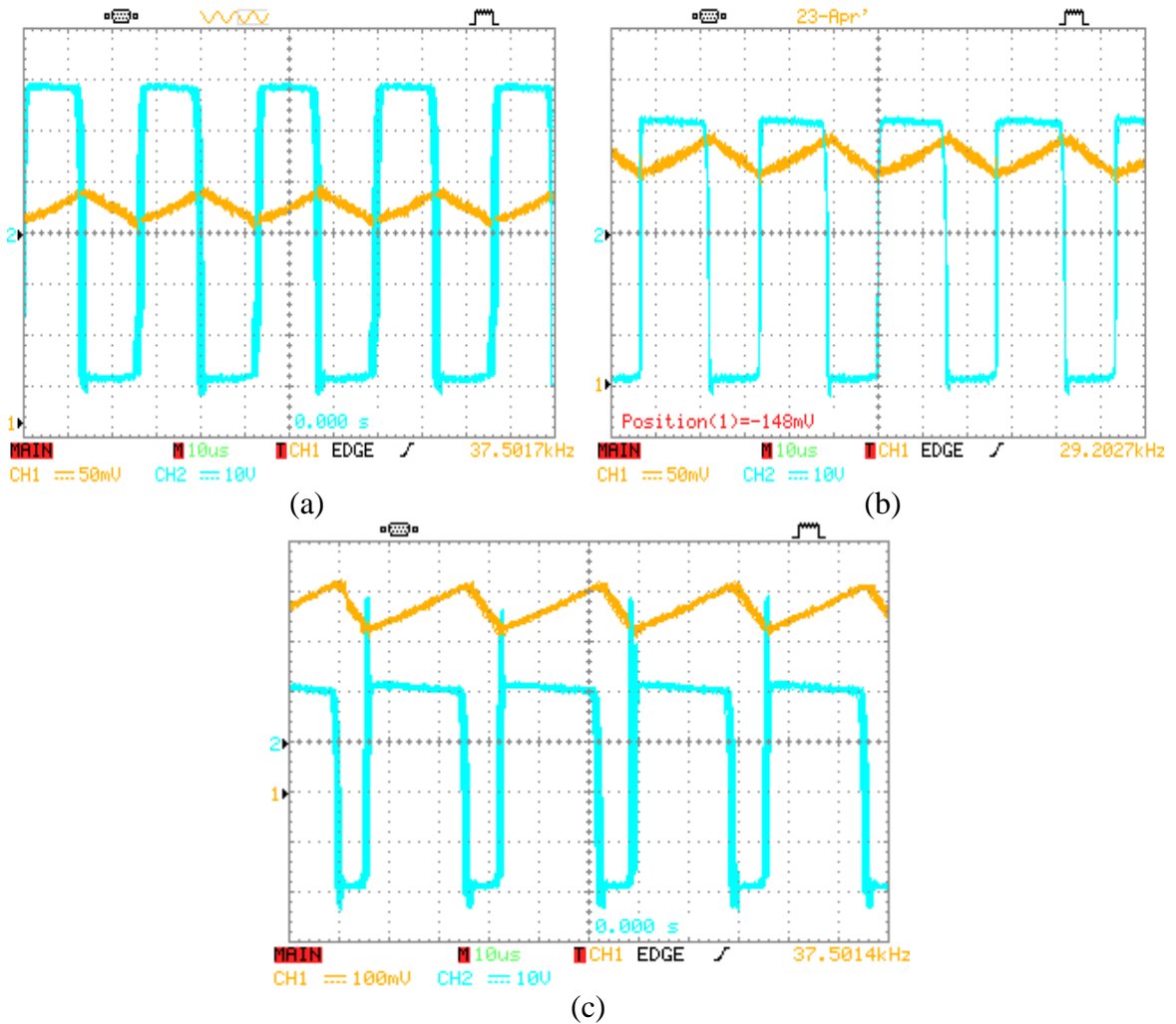
Şekil 147. Giriş ve çıkış gerilimleri ile yük akımının değişimi

Şekil 148’de ise giriş ve çıkış gerilimleri bobin akımının değişimi ve MOSFET’leri sürmek için üretilen PWM işaretleri farklı giriş gerilimleri için gözükmektedir. Şekil 148(a)’da giriş gerilimi 30V iken bobin akımı daha düşük ve PWM işareti daha az doluluğa sahiptir. Şekil 148(b)’de ise giriş gerilimi 15V iken bobin akımı daha yüksek ve dalgalı PWM işareti ise daha fazla doluluğa sahiptir.



Şekil 148. Azaltan (a) ve Artıran (b) modda ki çevirici için giriş (1), çıkış gerilimi (2), bobin akımları (50mV/A) (3) ve anahtarlama işaretleri (4)

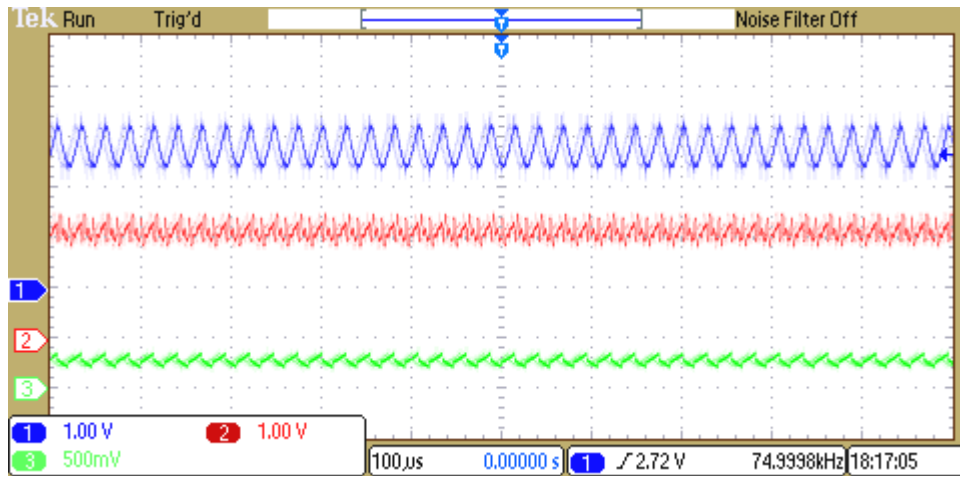
Şekil 149’da ise bobin akımının ve gerilimin değişimi farklı giriş gerilimleri için verilmiştir. Şekil 149(a)’da giriş gerilimi 30V iken bobin akımı düşük bobin gerilimi daha az doluluğa sahiptir. Ve pozitif alternansı giriş gerilimine eşittir. Şekil 149(b)’de ise giriş gerilimi 24V iken bobin akımı daha yüksek ve PWM işaretini ise daha fazla doluluğa sahiptir. Yine pozitif alternansı giriş gerilimine eşittir. Şekil 149(c)’de ise giriş gerilimi 15V iken bobin akımı çok daha yüksek ve PWM işaretini çok fazla doluluğa sahiptir. Yine pozitif alternansı giriş gerilimine eşittir. Bu durumda bobin akımı 8A gibi bir değere ulaşmaktadır ve sürekli moddadır. Bu tek bir bobin için tasarımdaki üst sınırdır. Yine bu durumda bobin geriliminde bir miktar ani artışlar olsa da bunlar çok kısa süreli olup genlik değerinden düşük olduğu için kabul edilebilecek boyuttadır. Bu durum anahtarlama işaretleri için tasarlanan söndürücü devrelerin düzgün çalıştığını göstermektedir.



Şekil 149. Bobin akım ve geriliminin değişimi (a) 30V, (b) 24V, (c) 15V giriş gerilimleri için

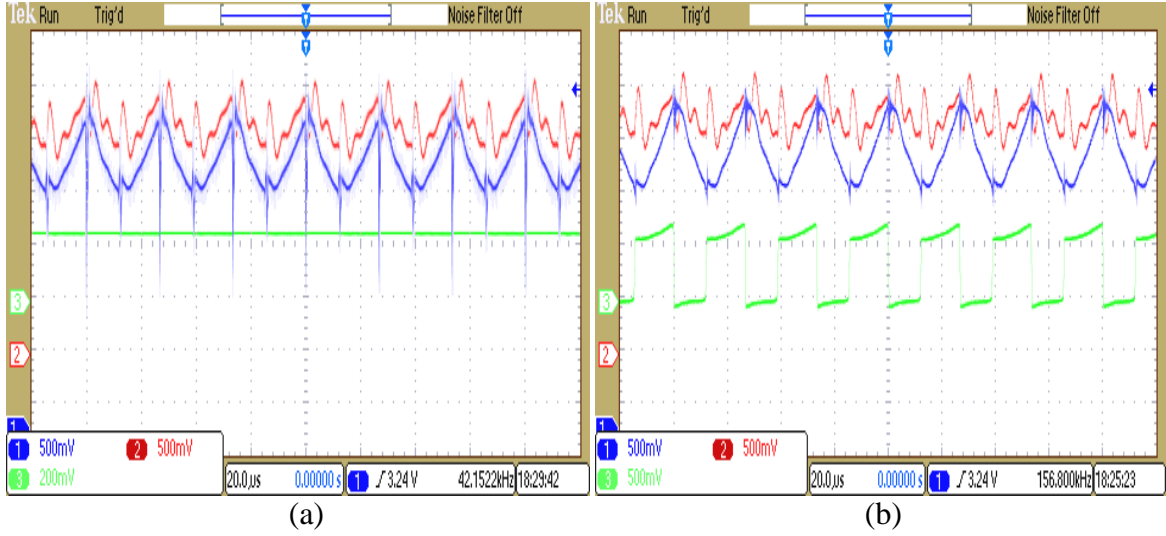
### 8.5.1. Bulanık Mantık Denetimli Paralel Çevirici Sistem İçin Ölçüm Sonuçları

Bu kısımda gerilim geri beslemesi kullanılarak Bulanık Mantık denetleyici için her iki kol için ayrı PWM işaretleri üretilmiştir. Referans olarak 24V referans gerilimi seçilerek paralel bağlı iki çevircinin Azaltan ve Arttıran modda çalışması test edilmiştir. Bu durum için bobin akımları ve akım paylaşımları incelenmiştir. Şekil 150'de paralel kol akımları gösterilmiş ve gerçek değerle kalibre edilmeleri amacıyla akım probuyla okunan değerde ilave edilmiştir. Burada her iki kola ait okunan bobin akım değerleri birbirine yakın değerde olup yaklaşık her bir kol akımı 5A'yi göstermektedir. Bobin akım dalga şekilleri de birbirine yakın değerdedir. 3. kanal ise akım probundan okunan değeri göstermekte olup 50mV/A olarak ayarlanmıştır.



Şekil 150. Paralel kol akım paylaşımları (1-2 için 500mV/1A, 3 için 500mV/10A)

Şekil 151'de ise paralel kol akımları ile giriş çıkış akımlarının ilişkisi görülmektedir. Şekil 151(a)'da paralel kol akımları gözükmekte olup her biri 5Amper DA değere sahipken yük akımı da yaklaşık 5 Amperdir. Şekil 151(b)'de ise yine paralel kol akımları ile giriş akımı gözükmektedir. Girişten çekilen akımın ani değeri 10 Amper olup ortalama değeri 6 Amper civarındadır. Bu ölçümler giriş gerilimi çıkış gerilimine eşit olduğu durum için alınmış olup elde edilen sonuçlar tutarlıdır.

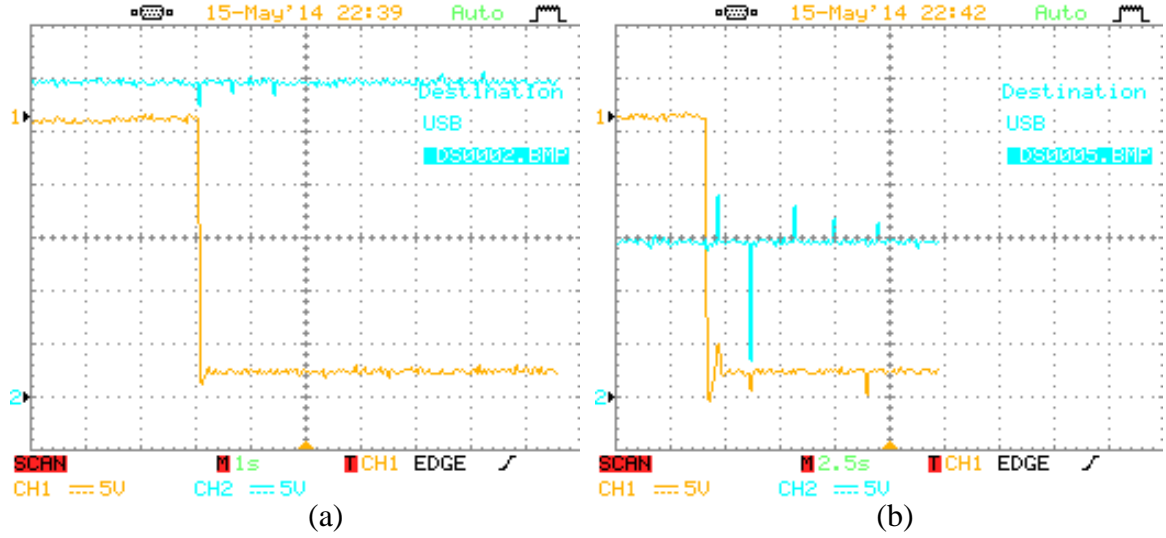


Şekil 151. Paralel kol bobin akımlarına bağlı olarak yük akımı (a) ve giriş akımı (b)

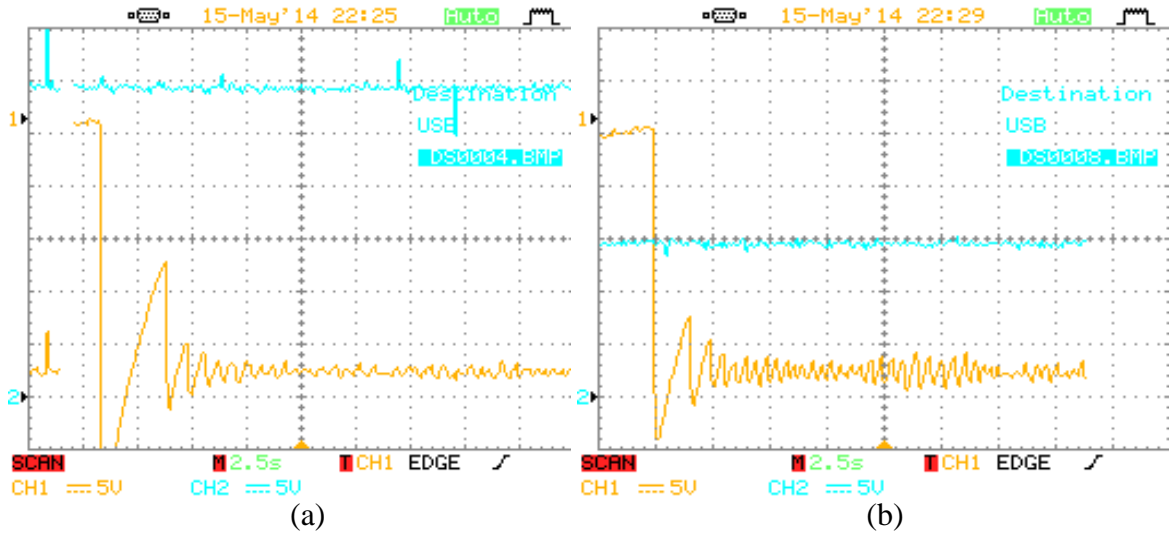
### 8.5.2. Üç Farklı Denetleyici İçin Başlangıç Tepkisinin Karşılaştırılması

Çeviriciler için en önemli hususlardan biride birim basamak tepkisi ya da başlangıç tepkinin incelenmesidir. İdeal bir çeviricinin başlangıç tepkisine karşı cevabının düzgün olması için bazı özellikleri sağlaması istenir. Bunlar; tepki süresinin kısa olması ve referans gerilimi en kısa zamanda yakalaması, referans gerilimi aşmanın az olması ve referans gerilimi çok az bir hata ile yakalaması olarak sıralanabilir. Bu bölümde üç farklı denetleyici için bu sonuçlar irdelenmiştir. Şekil 152’de PI denetleyici için Azaltan ve Artıran durumda sonuçlar incelenmiş ve her iki durumda da bir miktar aşma olduğu tepki süresinin 1s civarında olduğu çıkış geriliminde ise az miktarda dalgalanma ve sapma olduğu gözlenmiştir. Şekil 153’de ise Kayan Kip denetleyici için Azaltan ve Artıran durumda sonuçlar incelenmiş ve her iki durumda da epey aşma olduğu tepki süresinin 5s civarında olduğu çıkış geriliminde ise PI denetleyiciye göre daha fazla dalgalanma olduğu fakat referans gerilimi yakaladığı gözlenmiştir. Şekil 154’de ise bulanık denetleyici için Azaltan ve Artıran durumda sonuçlar incelenmiş ve her iki durumda aşmanın neredeyse olmadığı, tepki süresinin çok kısa olduğu ve çıkış gerilimindeki dalgalanmanın da diğer kontrol yöntemlerine göre daha iyi olduğu ve referans gerilimi de yakaladığı gözlenmiştir.

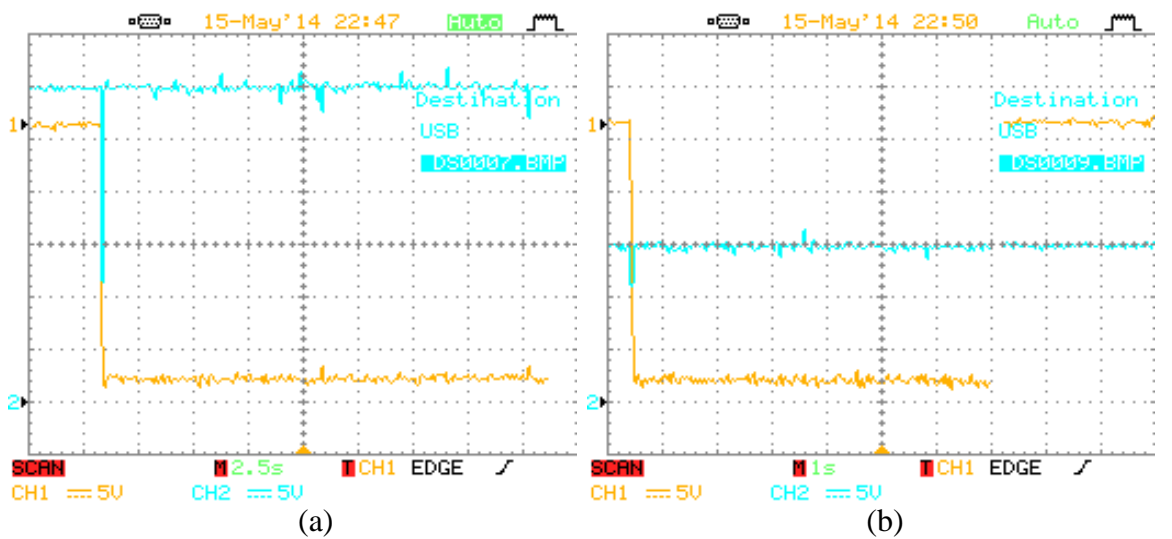
Bu sonuçlara göre Bulanık Mantık denetleyicinin tasarlanan sistem için daha iyi çalıştığı ve bundan sonraki aşamalarda Bulanık Mantık denetleyici ile diğer sonuçların alınmasının daha uygun olacağı düşünülmüştür.



Şekil 152. PI denetleyici için (a) Azaltan, (b) Artıran durumda giriş (2), çıkış (1) tepkisi



Şekil. 153. SM denetleyici için (a) Azaltan, (b) Artıran durumda giriş (2), çıkış (1) tepkisi



Şekil 154. FL denetleyici için (a) Azaltan, (b) Artıran durumda giriş (2), çıkış (1) tepkisi

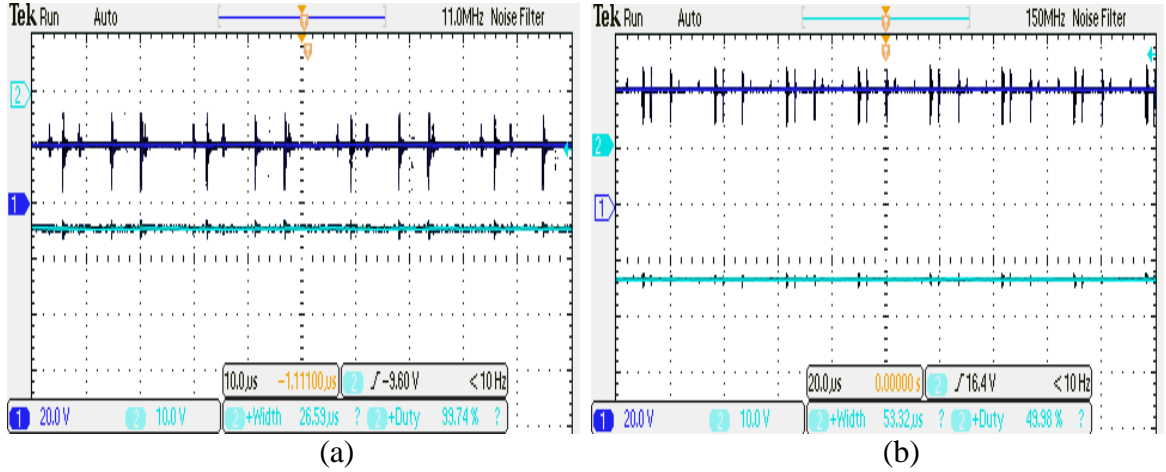
### 8.6. Rüzgâr Türbini ve Güneş Panelleri Bağlı Sistem İçin Elde Edilen Sonuçlar

Bu bölümde sistemin girişine ayarlı güç kaynağı yerine rüzgâr ve güneş kaynağı bağlanması üzerinde durulacaktır. Güneş panelleri ise farklı durumlar için sistem girişine bağlanarak sistemin azaltan ya da artıran modda çalışıp çalışmadığı gerçek sistem üzerinde denenmiştir. Gerçek sistem üzerinde alınan verileri ölçebilmek için temiz enerji evinin içinde kurulan sistem Şekil 155’de gösterilmiştir. Burada güneş panellerinden gelen kablolar çevirici girişine bağlanmış ve yine akülere bağlanan iki adet evirici kullanılmıştır. Sisteme bağlanan ve AA ile çalışan bilgisayar monitör ve ölçü aletleri buradan beslenmektedir.



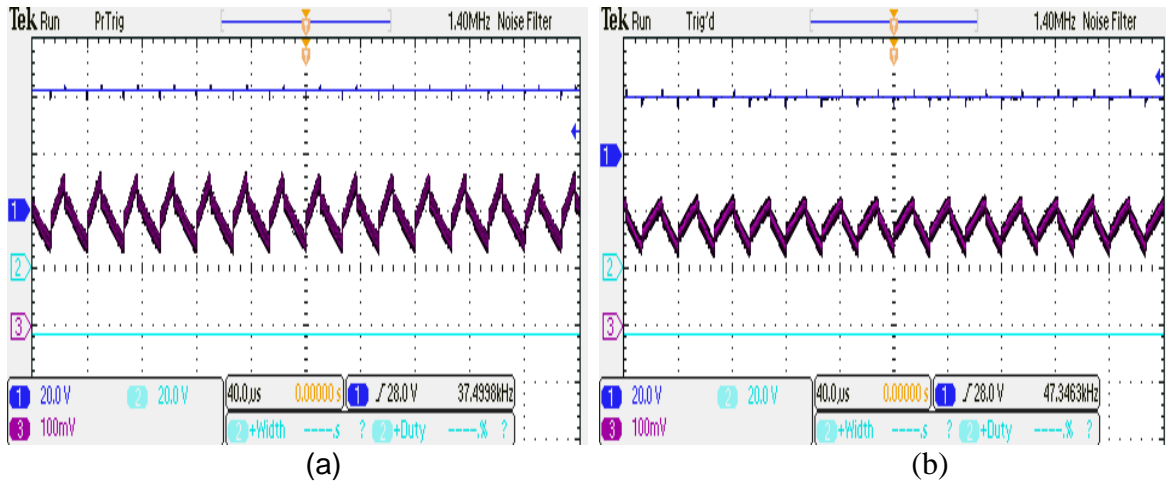
Şekil 155. Temiz enerji evinin içinde kurulan çevirici sistem ve enerji kabini

Bunun için ilk olarak bulanık denetleyici için güneş panelleri paralel bağlanarak güneş panelinin I-V eğrisine göre 24V bara geriliminin altında çalışması sağlanmış ve çıkış gerilimi 24V bara gerilimine tasarlanan çevirici sayesinde çıkarılmıştır. Şekil 156(a)’da 20V’luk giriş gerilimine karşı çıkış geriliminin 24V’a sabitlendiği görülmüştür. Şekil 156(b)’de ise güneş panelleri seri bağlanarak girişteki 40V’luk gerilimi çeviricinin çıkışında 24V’a sabitlediği görülmüştür. Her iki durumda da çıkış gerilimi girişe göre daha az dalgalı ve sabittir.



Şekil 156. Farklı giriş gerilimine (1) karşı çıkış geriliminin değişimi (2)

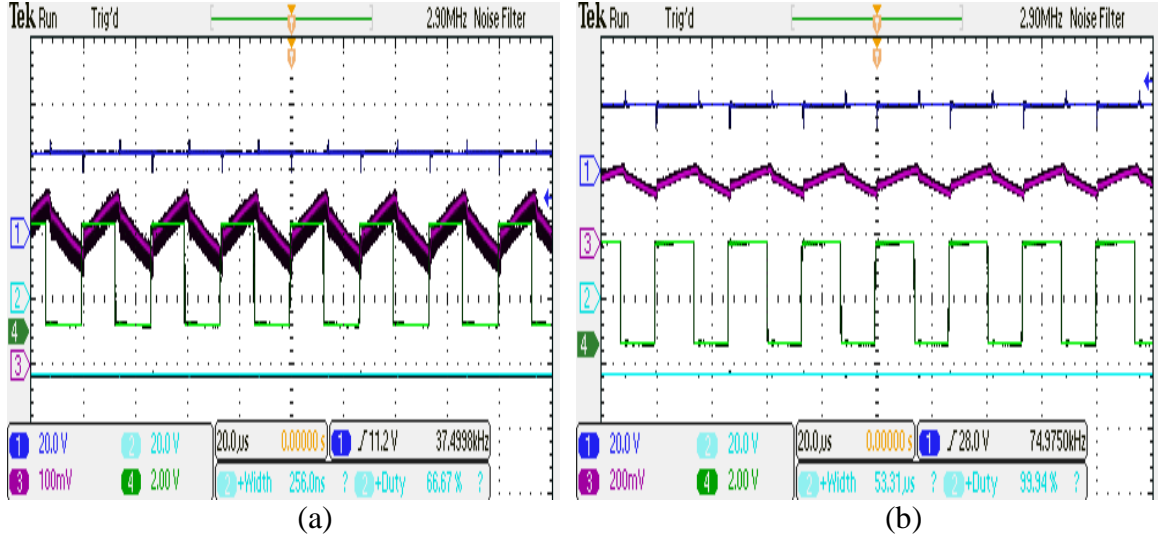
Şekil 157(a)'de ise giriş gerilimine karşı çıkış geriliminin değişimi ve bobin akımı azaltan durum için gösterilmiştir. Şekil 157(b)'de ise aynı sonuçlar artıran çevirici durumu için gösterilmiştir. Her iki durumda da bobin akımı yaklaşık 4 Amperken çevirici sürekli durumda çalışmakta çıkış gerilimi girişe göre sabit ve dalgalanması çok az olmaktadır.



Şekil 157. Farklı giriş gerilimine (1) karşı çıkış geriliminin (2) ve bobin akımının (3) değişimi

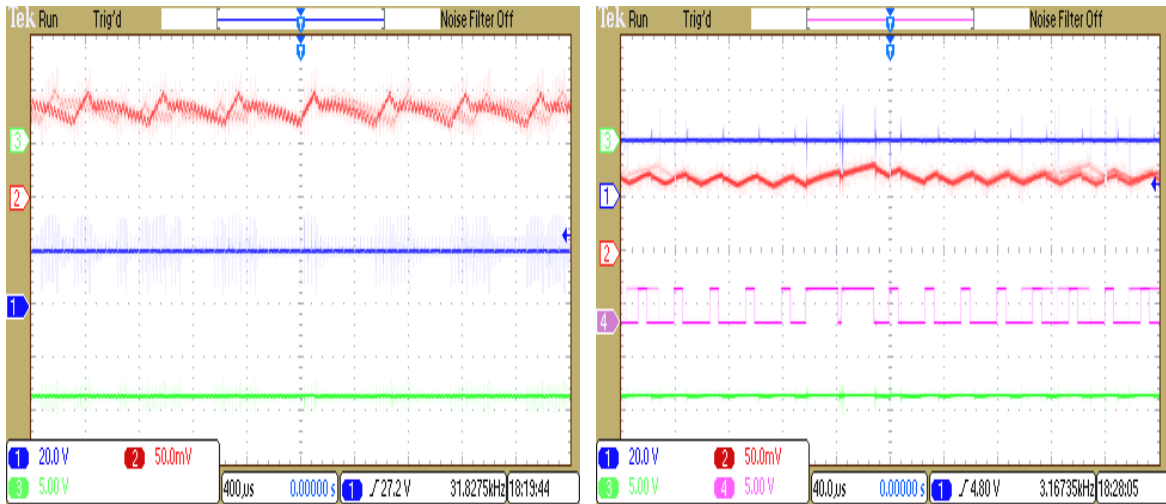
Şekil 158(a)'de ise giriş gerilimine karşı çıkış geriliminin değişimi, bobin akımı ve anahtarlama işareti azaltan durum için gösterilmiştir. Şekil 158(b)'de ise aynı sonuçlar artıran çevirici durumu için gösterilmiştir. Her iki durumda da bobin akımı yaklaşık 4 amperken çevirici sürekli durumda çalışmakta ve anahtarlama işaretleri ile uyumlu olduğu gözükmektedir. Azaltan durum için doluluk oranı 0,5 den küçükken artıran durum için büyüktür.





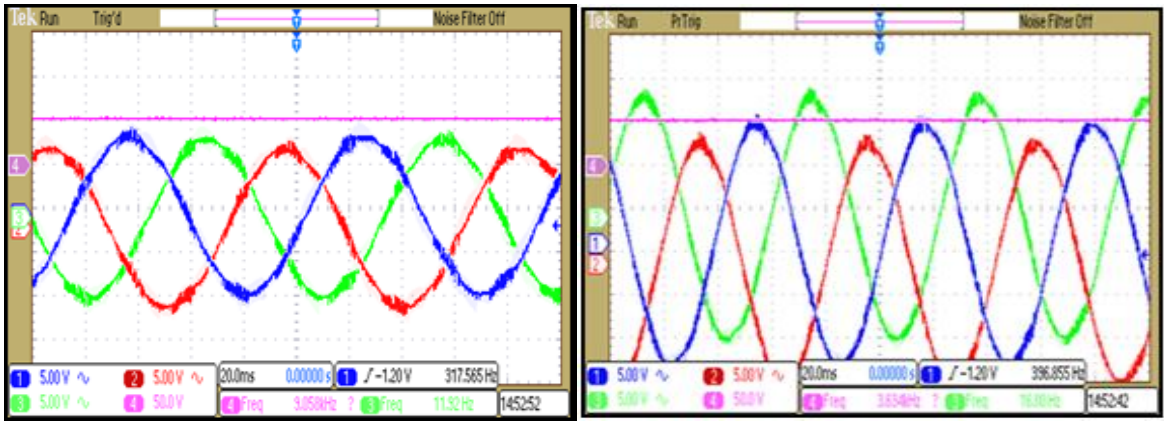
Şekil 158. Farklı giriş gerilimine (1) karşı çıkış geriliminin (2), bobin akımının (3) ve anahtarlama işaretinin değişimi (4)

Şekil 159'da kayan kip denetleyici için azaltan artıran çeviriciye ait giriş çıkış gerilimleri bobin akımı ve anahtarlama işaretinin durumu incelenmiştir. Şekil 159(a)'da giriş gerilimine karşı çıkış geriliminin değişimi ve bobin akımı gözükmemektedir. Bobin akımının bulanık denetleyiciye göre daha dalgalı olduğu gözükmemektedir. Şekil 159(b)'de bu dalgalanmalar anahtarlama işareti ile beraber görülmektedir. Bobin akımının arttığı durumlarda anahtarlama işaretinin doluluk oranının da arttığı gözükmemektedir. Bu akım denetimli kayan kip denetleyici için beklenen bir durumdur.



Şekil 159. Giriş gerilimine (1) karşı çıkış geriliminin (3), bobin akımının (2) ve anahtarlama işaretinin değişimi (4)

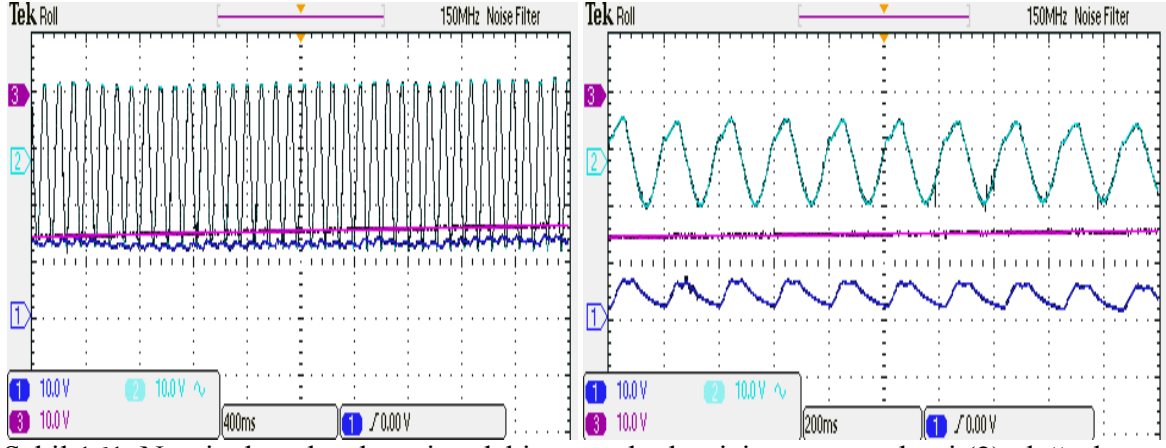
Son olarak rüzgârdan gelen üç fazlı gerilimin doğrultulması için gerçekleştirilen devrenin düzgün çalışıp çalışmadığı farklı rüzgâr hızları için denenmiş ve elde edilen gerilimler ve bunların doğrultulmuş durumları ve artıran durumdaki çevirici çıkışları incelenmiştir. Elde edilen ölçüm sonuçları kullanılarak doğrultucu çıkışına bağlanacak olan Azaltan-Artıran çeviricinin güneş panellerinden elde edilen enerji gibi kullanılabilceği görülmektedir. Şekil 160(a)'da düşük bir rüzgâr hızında (2,5 m/s üzeri) rüzgâr türbinin çıkışındaki üç faza ait gerilimler görülmektedir. Oluşan gerilimler alternatif olup aralarında 120 derece faz farkı vardır. Tepeden tepeye normal rüzgâr hızı için 15V bir gerilim üretildiği gözükmemektedir. Şekil 160(b)'de nominal rüzgâr hızında (12m/s) yaklaşık 30V'luk faz gerilimleri için çıkış geriliminin 50V civarında sabit olduğu gözükmemektedir. Bu ölçümler çıkışa bir yük bağlı değilken yapılmıştır. Aynı şekilde anlık rüzgâr hızları ölçülemediği görülmüştür.



Şekil 160. Düşük ve nominal hızda rüzgâr türbini ve doğrultucu çıkışında oluşan gerilimler

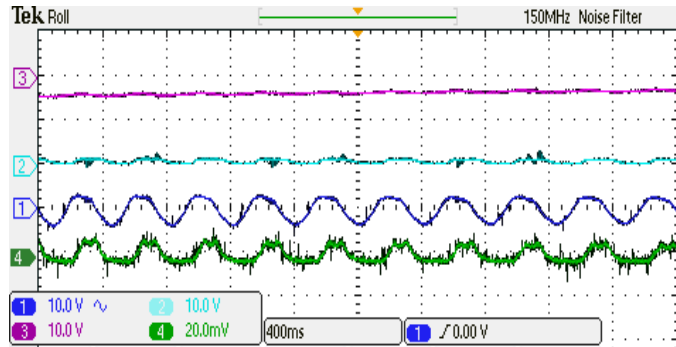
Elde edilen sonuçlara bakıldığında yüksüz durumda sonuçların oldukça düzgün olduğu ve doğrultucunun düzgün çalıştığı ve beklenen şekilde çıkış gerilimini iki ile üç kat arttırdığı görülmektedir. Ancak jeneratör geriliminin yüklenme durumunda bir miktar azalması beklenmektedir. Bu yüzden bu ölçümlerinde yapılması iyi bir denetleyici için daha faydalı olacaktır. Elde edilen bu sonuçlar tasarımı gerçekleştirilen Azaltan-Artıran çevirici gereksinimini bir kez daha ortaya koymuştur.

Şekil 161'de rüzgâr türbini çeviriciye bağlandığında elde edilen sonuçlar verilmiştir. Şekil 161(a)'da yüksek rüzgâr hızları için faz gerilimi, doğrultucu çıkışındaki gerilim ve azaltan-artıran çevirici çıkış gerilimi verilmiştir. Şekil 161(b)'de aynı sonuçlar orta seviyedeki rüzgâr hızları için tekrarlanmış olup her iki durumda da çıkış geriliminin 24V'a sabitlendiği gözlenmiştir. Doğrultucu çıkışı düşük rüzgâr hızları için biraz daha dalgalıdır.



Şekil 161. Nominal ve düşük seviylerdeki rüzgar hızları için rüzgar türbünü (2), doğrultucu (1) ve çevirici çıkış gerilimleri (3)

Şekil 162’de ise jeneratörün kalkış hızındaki düşük rüzgar hızları için elde edilen sonuçlar verilmiştir. Burada çok düşük rüzgâr hızları için faz gerilimi, doğrultucu çıkışındaki gerilim ve Azaltan-Artıran çevirici çıkış gerilimi verilmiştir. Çok düşük rüzgâr hızlarında doğrultucu çıkışındaki gerilim çok düşük olduğu için istenen referans gerilimi sağlayamamıştır. Bu durumda bobin akımı incelendiğinde çok düşük genlikte ve kesikli modda çalıştığı gözükmemektedir.



Şekil 162. Çok düşük hızlardaki rüzgâr hızı için rüzgâr türbünü (1), doğrultucu (2), çevirici çıkış gerilimleri (3) ve bobin akımı(4)

Sistemin kurulduğu yerin ağaçlık olması ve çalışmanın yapıldığı mevsimin çok rüzgârlı olmaması sebebiyle yüksek rüzgâr hızlarında ki sonuçlar alınamamıştır. Ancak sistemin düşük rüzgâr hızlarındaki düşük gerilimleri istenen referans gerilime çıkartabildiği gözlenmiştir. Bu sayede tezde amaçlanan düşük hızlarda üretilen düşük gerilimler istenen seviyeye yükseltile az da olsa akülerin şarj edilebilmesi ve DA yüklerin beslenebilmesi düşüncesi gerçekleştirilmiştir.

## 9. SONUÇLAR

Bu tez çalışmasında ilk olarak farklı çeviriciler incelenmiş ve kullanılacak olan çeviricinin çalışma prensibi ve teorik hesaplamaları detaylı olarak ele alınmıştır. Daha sonra çeviriciler de kullanılacak kontrol yöntemleri ve bu çalışmada önerilen kontrol yöntemleri detaylı olarak incelenmiştir.

Daha sonraki aşamada ise çeviricinin teorik yapısı incelenerek ortalama durum uzayı tekniği ile küçük işaret analizi yapılmış ve çeviricinin transfer fonksiyonu çıkarılmıştır. Bu transfer fonksiyonu kullanılarak açık çevrim ve kapalı çevrim için kararlılık analizleri yapılmıştır. Bir sonraki aşamada ise çeviriciler için kullanılan paralelleme yöntemleri kapsamlı bir literatür taraması ile incelenmiş, kullanılabilir paralel akım paylaşım yöntemleri irdelenmiştir.

Yine sistem benzetimi ile ilgili MATLAB/Simulink programı ile kullanılan Güneş paneli, Rüzgâr türbini kaynakları modellenmiş ayrıca yük olarak kullanılacak akü modeli de incelenmiştir. Tasarlanan çeviricinin benzetimi yine aynı yazılımda gerçekleştirilerek sistemin benzetimleri farklı çalışma durumları için incelenmiştir.

Uygulama çalışmasında öncelikli olarak paralel çeviriciler için gerçek kaynak olarak kullanılacak karma çalışan bir temiz enerji evi projesi düşünülmüş ve gerçekleştirilmiştir. Sistem kendi enerjisini karşılayacak şekilde çalışır hale getirilmiştir.

Çalışmanın bir sonraki aşaması ise paralel çevirici ve çeviricinin kontrolü ve sağlıklı çalışması için gerekli diğer devrelerin tasarım aşamasıdır. Gerçekleştirilen devreler kusursuz olarak çalıştırılmış ve sağlıklı sonuçlar alınmıştır. Kontrol işlemi için TMS200028335 kodlu DSP kullanılmış ve gerekli anahtarlama frekansı için PWM işaretleri bu DSP den üretilmiştir. Daha sonraki aşamada ise çıkış gerilimi ve bobin akımı verileri kullanılarak ADC den DSP ye okutulmuş ve sistemin Oransal+Entegral, Kayan Kip ve Bulanık Mantık kontrol yöntemi ile geri beslemeli denetimi yapılmıştır.

Elde edilen sonuçlar incelendiğinde çevirici ve çevre birimlerin düzgün olarak çalıştığı ve elde edilen sonuçların beklenen ihtiyacı karşılayacağı görülmüştür. Tasarlanan sistemin daha sağlıklı çalışması için üzerinde ilave çalışmalar düşünülmekle beraber çevirici sorunsuz olarak çalışmaktadır.

## 10. ÖNERİLER

Her ne kadar sistem sorunsuz çalışsa da sistemin performansını ve verimini arttırmak için aşağıda değinilen bazı ilave çalışmaların yapılması faydalı olacaktır.

İlk olarak anahtarlama frekansı olarak daha yüksek bir frekans seçilerek ve ilgili devreler düzenlenerek çevircinin daha verimli çalışması sağlanabilir. Bu durumda yüksek güçler için gerekli çevirici boyutu da bir miktar küçülecektir. Farklı kontrol yöntemleri tüm çalışma koşulları için denenip tüm durumlar için en etkili kontrol yöntemi seçilebilir.

Sistem üzerine koruyucu devreler ve aparatlar ilave edip sistemin aşırı akım, aşırı ısınma gibi istenmeyen durumlarda zarar görmesinin önüne geçilebilir.

Kullanılan malzemelerin özellikleri değiştirilerek sistem verimine etkileri incelenebilir. Örneğin daha düşük kayıplardaki MOSFET vb. elemanlar için sonuçlar tekrar incelenebilir veya depolama elemanı olarak süper kapasite gibi farklı alternatifler için sonuçlar tekrar incelenebilir.

Tez çalışmasında eksik kalan konular ileriki aşamalarda yapılacak olan yayın çalışmalarında tamamlanacak ve güçlendirilecektir. Ayrıca tasarımı gerçekleştirilen çevircinin ticari bir ürün olarak geliştirilmesi düşünülmektedir. Bu kapsamda daha kapsamlı bir çalışma yapılabilir.

Tez çıktıları incelendiğinde başlangıçtaki hedeflere yüksek oranda varıldığı ve elde edilen sonuçların hedeflenen amacı büyük oranda gerçekleştirildiği bazı konularda elde olmayan nedenlerle hedeflere ulaşılamazken bazı konularda hedeflenenin de ilerisine gidildiği söylenebilir.

## 11. KAYNAKLAR

1. Devlet Meteoroloji İşleri Kurumu, Trabzon İli İçin Güneşlenme Süreleri, <http://www.dmi.gov.tr/veridegerlendirme/il-ve-ilceler-istatistik.asp>, 21 Eylül 2011.
2. Mazumder, S.K., Nayfeh, A.H. ve Projevic, D., Robust Control of Parallel DC-DC Buck Converters by Combining Integral-Variable-Structure and Multiple-Sliding- Surface Control Schemes, IEEE Transactions on Power Electronics, 17,3(2002) 428-438.
3. Thrimawithana, D.J., Madawala, U.K. ve Lunenburg, P., A Novel Buck-Boost Control Technique for Push-Pull Parallel-Resonant Converters, IEEE Industrial Electronics, (2006) 2805-2811,
4. Ortuzar, M., Dixon, J. ve Moreno, J., Design, Construction and Performance of a Buck-Boost Converter for an Ultra capacitor-Based Auxiliary Energy System for Electric Vehicles, IEEE IECON Conference, November, 2003,USA, 2889-2896.
5. Ahmed, M., Sliding Mode Control for Switched Mode Power Supplies, Doktora Tezi, Lapeenranta University of Technology, Finland, 2004.
6. Mohammed, A.S., Masoum, H.D. ve Ewald, F.F., Theoretical and Experimental Analyses of Photovoltaic Systems with Voltage and Current Based Maximum Power Point Tracking, IEEE Transactions on Energy Conversion, 17,4 (2002) 514-523.
7. Tse, C.K. ve Iu, C.H.H., Bifurcation Behavior in Parallel Connected Buck Converter, IEEE Transactions on Circuits and Systems, 48, 2 (2001).
8. Tan, S.C., Lai, Y.M. ve Tse, C.K., General Design Issues of Sliding-Mode Controllers in DC-DC Converters, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 55, 3 (2008).
9. Ramos, R., Biel, D., Guinjoan, F. ve Fossas, E., Master-Slave Sliding-Mode Control Design in Parallel-Connected Inverters, AUTOMATIKA, 42(2001)37-44.
10. Zhang, F., Shi, Q., Wang, Y. ve Wang, F., Simulation Research on Wind Solar Hybrid Power System Based on Fuzzy-PID Control, Proceedings on International Conference on Electrical Machines and Systems, October 2007, Seoul, Bildiriler Kitabı: 388-342.
11. Nelson, D.B., Nehrir, M.H., Wang, C., Unit Sizing and Cost Analysis of Stand Alone Hybrid Wind/PV/Fuel Cell Power Generation Systems”, Renewable Energy, (2005).
12. Lee, D.J. ve Wang, L., Small-signal Stability Analysis of An Autonomous hybrid Renewable Energy Power Generation/energy Storage System Part I:

- Time-domain Simulations, IEEE Transaction on Energy Conversion, 23, 1 (2008) 311-320.
13. Kim, S., Kim, E.S. ve Ahn, J., Modeling and Control of A Grid-connected Wind/PV Hybrid Generation System, PES Conference, May 2006, USA, Bildiriler Kitabı:1202-1207.
  14. Alam, M.S. ve Gao, D.W., Modeling and Analysis of A Wind-PV-Fuel Cell Hybrid Power System in HOMER, ICIEA Conference, 2007, Bildiriler Kitabı: 1594-1599.
  15. Sathyan, A., Anthony, K. ve Al-Hallaj S., Hybrid Wind/PV/Fuel Cell Generation System, Vehicle Power and Propulsion, IEEE VPP Conference, September 2005, Bildiriler Kitabı:495-501
  16. Erdoğan, A.D., Yakıt Hücresi Çıkışında Kullanılan Boost DA-DA dönüştürücüler İçin Yeni Paralleleme Yöntemlerini Geliştirilmesi ve Gerçekleştirilmesi, Doktora Tezi, Gazi Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, 2009.
  17. Mutlu Ö.S., Effect of Wind Turbines on Power System Operation, Doktora Tezi, Dokuz Eylül Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İzmir, 2009.
  18. Kıvrak, S., Comprehensive Design for Controlling and Modeling of An Off-grid PV System at Maximum Power Output, Doktora Tezi, Dokuz Eylül Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İzmir 2008.
  19. Uzunoglu, M., Onar, O.C. ve Alam, M.S., Modeling, Control and Simulation of A PV/FC/UC Based Hybrid Power Generation System for Stand-alone Applications, Renewable Energy, 34 (2009) 509-520,
  20. Geoffrey, R.W. ve Paul, C.S, Cascaded DC-DC Converter Connection of Photovoltaic Modules, IEEE Transactions on Power Electronics, 19, 4 (2004) 1130-1140.
  21. Mattavelli, P., Ressetto, L., Spiazzi, G. ve Tenti, P., General-purpose Sliding-Mode Controller for DC/DC Converter Applications, IEEE PES Conference, Jun 1993, USA, Bildiriler Kitabı:609-6015.
  22. Ramos, R., Biel, D., Fossas, E. ve Guinjoan, F., Sliding-mode Control Design Applied to Parallel-connected Modular Inverters Through FPGA-based Implementation, IET Control Theory Application, 3 (2009) 1611-1624.
  23. López, M.G., Vicuña, L.G., Castilla, M., Gayà, P. ve López, O., Current Distribution Control Design for Paralleled DC/DC Converters Using Sliding-Mode Control, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 51, 2 (2004).

24. Thammasiroj, W., Nuchkrua, T. ve Ruayariyasub, S., Sliding Mode Control for Stabilizing DC-link of DC-DC Converter in Photovoltaic Systems, IEEE International Symposium, June 2010, Bildiriler Kitabı: 347-351.
25. Su, W.C., Sliding Mode Control with Industrial Applications, Central Jersey Section of IEEE Circuits and Systems, (2008).
26. Castilla, M., García de Vicuña, L., María, G. J., Matas, J. ve Miret, J., Sliding-Mode Control of Quantum Series-Parallel Resonant Converters via Input-Output Linearization, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 52, 2 (2005).
27. Camara, M.B., Gualous, H., Gustin, F., Berthon, A. ve Dakyo, B., DC/DC Converter Design for Super Capacitor and Battery Power Management in Hybrid Vehicle Applications—Polynomial Control Strategy, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 57, 2 (2010).
28. Khan, M.J. ve Iqbal, M.T., Analysis of A Small Wind-hydrogen Stand-alone Hybrid Energy System, Applied Energy, 86 (2009) 2429-2442.
29. Vázquez, N., Sánchez, C.M., Hernández, C., Vázquez, E. ve Lesso, R., A Three Port Converter for Renewable Energy Applications, IEEE ISIE Conference, June 2011, Bildiriler Kitabı:1735-1761.
30. Hongbo, M. ve Quanyuan, F., Hybrid Modeling and Control for Buck-Boost Switching Converters, IEEE ICCAS Conference, July 2009, CA, Bildiriler Kitabı: 678- 773.
31. Bodur, F.N., Taşıt Süspansiyon Sistemlerinin Bulanık Mantıklı Kayan Kip Kontrolü, Doktora Tezi, Sakarya Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, 2008.
32. You, B.G., Kim, J.S., Lee, B.K., Choi, G.B. ve Yoo, D.W., Optimization of Powder Core Inductors of Buck-Boost Converters for Hybrid Electric Vehicles, Journal of Electrical Engineering & Technology, 6, 4 (2011) 527-534.
33. SubbaRao, M., Babu, C.S. ve Satynarayana, S., Analysis and Control of Double-Input Integrated Buck-Boost Converter for Hybrid Electric Vehicles, International Journal of Advances in Engineering & Technology, 1, 4 (2011).
34. Zhang, Z., Thomsen, O.C., Andersen, M.A.E. ve Nielsen, H.R., A Novel Dual-input Isolated Current-Fed DC-DC Converter for Renewable Energy System, IEEE APEC Conference, March 2011, USA, Bildiriler Kitabı:1494-1502.
35. Seddik, M., Zouggar, S., Ouchbel, T. ve Oukili, M., A Stand-Alone System Energy Hybrid Combining Wind and Photovoltaic with Voltage Control, International Renewable Energy Congress, November 2010.
36. Chien, C.J-R., Tseng, K-C. ve Yan, B-Y., Design of A Hybrid Battery Charger System Fed by A Wind-turbine and Photovoltaic Power Generators, Revive of Scientific Instruments, 82 (2011).



37. Messai, A., Mellit, A., Guessoum, A. ve Kalogiro, S.A., Maximum Power Point Tracking Using A GA Optimized Fuzzy Logic Controller and Its FPGA Implementation, Solar Energy, 85 (2011) 265-277.
38. Gavriş, M., Cornea, O. ve Muntean, N., Multiple Input DC-DC Topologies in Renewable Energy Systems – A General Review”, IEEE EXPRES, March, 2011,Subotica, Bildiriler Kitabı: 23-29.
39. Dowlatabadi, R., Monfared, M., Golestan, S. ve Hassanzadeh, A., Modeling and Controller Design for a Non-inverting Buck-Boost Chopper, International Conference on Electrical Engineering and Informatics, July 2011.
40. Lu, D-C.D. ve Agelidis, V.G., Photovoltaic-Battery-Powered DC Bus System for Common Portable Electronic Devices, IEEE Transactions on Power Electronics, 24, 3 (2009).
41. Şimşek, K.G., Elektrik Enerjisi Üreten Fotovoltaik Güneş Paneli Sistemi Fonksiyonel Modellemesi, Yüksek Lisans Tezi, Hacettepe Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, 2010.
42. Nehrir, M.H., Wang, C., Strunz, K., Aki, H., Ramakumar, R., Bing, J., Miao, Z., ve Salameh, Z., A Review of Hybrid Renewable/Alternative Energy Systems for Electric Power Generation: Configurations, Control, and Applications, IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2, 4 (2011).
43. Tankari, M.A., Camara, M.B., Dakyo, B. ve Nichita, C., Ultra Capacitors and Batteries Integration for Power Fluctuations Mitigation in Wind-PV-Diesel Hybrid System, International Journal of Renewable Energy Research, 1,2(2011) 86- 95.
44. Qi, W., Liu, J., Chen, X. ve Christofides, P.D., Supervisory Predictive Control of Standalone Wind/Solar Energy Generation Systems, IEEE Transactions on Control Systems Technology, 19,1 (2011).
45. Şahin, Ö., Analitik Hiyerarşi Süreci ve Optimum Yenilenebilir Enerji Yatırımı Seçimine Dair Bir Uygulama, Yüksek Lisans Tezi, Gazi Üniversitesi Sosyal Bilimler Enstitüsü, Ankara, 2010.
46. Balat, M., Security of energy supply in Turkey: Challenges and Solutions, Energy Conversion and Management, 51 (2010).
47. Figueiredo, J. ve Martins, J., Energy Production System Management–Renewable Energy Power Supply Integration with Building Automation System, Energy Conversion and Management, 51 (2010).
48. Iftikhar, M.U., Investigation of DC-DC Converter Modeling from the Perspective of Control and Input-Filter Influence, Doctoral Thesis, Paris University, 2008.

49. Rosario, L.C., Power and Energy Management of Multiple Energy Storage Systems in Electric Vehicles, Doctoral Thesis, Cranfield University, 2007.
50. Rashid, M.H., Power Electronics Circuits, Devices, and Applications, Prentice-Hall, 1993.
51. Mohan, N., Undulant, T.M. ve Robbins, W.P., Power Electronics, John-Wiley, 1995.
52. Emadi, A. Khaligh, Z.N. ve Lee, Y.J., Integrated Power Electronic Converters and Digital Control, CRC Pres, 2009.
53. Middlebrook, R.D., Topics in Multiple-Loop Regulators and Current-Mode Programming, IEEE Transactions on Power Electronics, 2, 2 (1987) 109-125.
54. Sivrioğlu, S. ve Nonami, K., Sliding Mode Control with time-varying hyper lane for AMB systems, IEEE/ASME Transaction on Mechatronics, 3, 1(1998) 51-60.
55. Altas, I.H., ve Sharaf, A.M., A Generalized Direct Approach for Designing Fuzzy Logic Controllers in Matlab/Simulink GUI Environment, International Journal of Information Technology and Intelligent Computing, 4,1(2007).
56. Guo, L., Design and Implementation of Digital Controllers for Buck and Boost Converters Using Linear and Nonlinear Control Methods, Doctoral Thesis, Auburn University, Alabama, 2006.
57. Rogers, E., Understanding Buck-Boost Power Stages in Switch Mode Power Supplies, Application Report, Texas Instruments, 2002.
58. Günaydın, Z., Analysis and Design of a Cuk Switching Regulator, Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, 2009.
59. Falin, J., Designing DC/DC Converters Based on SEPIC Topology, Analog Applications Journal, Texas Instruments, 2008.
60. Gu, W. ve Zhang, D., Designing A SEPIC Converter, Application Note 1484, National Semiconductor, April 30, 2008.
61. Sahu, B. ve Gabriel A.R-M., A High- Efficiency, Dual-Mode, Dynamic, Buck-Boost Power Supply IC for Portable Applications, IEEE VLSID'05 Conference, Jan. 2005.
62. Şahin, M.E., Senkron Buck Dönüştürücü ile Elektroliz Olayının Gerçekleştirilmesi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, 2006.
63. Erickson, R.W. ve Maksimović, D, Fundamentals of Power Electronics, Kluwer Academic Publishers, New York, 2001.

64. Gadoura, I.A., Design of Robust Controllers for Telecom Power Supplies, Doctoral Thesis, Helsinki University of Technology, Espoo, 2002.
65. Sastry, S. ve Bodson, M., Adaptive Control Stability, Convergence, and Robustness, 1-16, Prentice Hall, New Jersey, 1989.
66. Şahin, M.E. ve Okumuş I.H., Fuzzy Logic Controlled Buck-Boost DC-DC Converter for Solar Energy-Battery Systems, IEEE INISTA Conference, Jan. 2011, Istanbul.
67. Ahmed, M., Kuisma, M., Pyrhonen, O. ve Silventoinen, P., Sliding Mode Control for Buck-Boost Converter Using Control Desk dSPACE, IEEE PEDS Conference, Nov. 2003, Bildiriler Kitabı:1491-1494.
68. Bakhti, A., ve Benbaouche, L., Simulink-DSP Co-Design of Fuzzy Logic Controller, IEEE IECON Conference, Jan. 2006, Paris, Bildiriler Kitabı:4587-92.
69. Pomar-Garcia, M.J., Gutierrez, G., Normey-Rico, J.E. ve Prada, C., Integrated Design& Control of A Buck Boost Converter, Revista Controle& Automação, 20, 3 (2009).
70. Joyce, A., Rodrigues, C. ve Manso, R., Modelling a PV system, Renewable Energy, 22 (2001) 275-280.
71. Young, K.D., Utkin, V.I. ve Özgüner, Ü., A Control Engineer's Guide to Sliding Mode Control, IEEE Transactions on Control Systems Technology, 7, 3 (1999) 328-343
72. Fair-Rite Products Corp., The Effect of Direct Current on the Inductance of a Ferrite Core, Technical Information, 14<sup>th</sup> Edition, 165-169.
73. Application Brief, DC to DC Converter Parallel Operation Using Droop Compensation of TPS5210, Texas Instrument.
74. López, M.G., Vicuña, L.G., Castilla, M., Gayà, P. ve López, O., Current Distribution Control Design for Paralleled DC/DC Converters Using Sliding-Mode Control, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 51, 2 (2004).
75. Loukianov, G.A., Cañedo, M.J., Utkin, I.V. ve Cabrera-Vázquez, J., Discontinuous Controller for Power Systems: Sliding –Mode Block Control Approach, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 51, 2 (2004) 340-354.
76. Ahmed, M., Kuisma, M., Pyrhonen, O. ve Silventoinen, P., Sliding Mode Control for Buck-Boost Converter Using Control Desk dSPACE, IEEE PEDS Conference, Nov. 2003, Bildiriler Kitabı:1491-1494.
77. Castilla, M., García de Vicuña, L., María, G.J., Matas, J. ve Miret, J., Sliding-Mode Control of Quantum Series-Parallel Resonant Converters via Input-Output Linearization, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 52,2 (2005).

78. Gomis-Bellmunt, O., Montesinos-Miracle, D., Galceran-Arellano, S. ve Rull-Duran, J., Sliding mode control based buck-boost bidirectional converter to drive piezoelectric loads, Electrical Engineering, 90 (2007) 115-125.
79. Kahveci, H., Doğrudan Sürürlü Elektrikli Araçlar İçin Bulanık Mantık Tabanlı Elektronik Diferansiyel Sisteminin Gerçekleştirilmesi, Doktora Tezi, Karadeniz Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Trabzon, 2013.
80. Su, W.C., Sliding Mode Control with Industrial Applications, Central Jersey Section of IEEE-Circuits and Systems, 2008.
81. Choi, B., Cho, B.H., Lee, F.C. ve Ridley, R.B., Three-Loop Control for Multimodule Converter Systems, IEEE Transactions on Power Electronics, 8, 4 (1993) 466-475.
82. Ye, H., Kong, X. ve Liu, B., Three-Loop Control Scheme for High Tracking Precision Magnet Power Supply Used in Rapid Cycling Synchrotron, IEEE APEC Conference, March 2011, Bildiriler Kitabı: 1099-2006.
83. Anca, D.H., Poul, S, Lars, H.H., Henrik, B., Models for a Stand-Alone PV System, Risø National Laboratory, Roskilde, December 2000.
84. Naser, M.A. ve John, E.Q., Analysis and design of a Multiple Feedback Loop Control strategy for single-phase voltage-source UPS inverters, IEEE Transactions on Power Electronics, 11, 4 (1996).
85. Şerban, B.G., Multiple-loop Control of DC-DC Converters, IEEE SCS Conference, 2003, Bildiriler Kitabı:93-96.
86. You, B-G., Kim J-S., Lee, B-K., Choi, G-B. ve Yoo, D-W., Optimization of Powder Core Inductors of Buck-Boost Converters for Hybrid Electric Vehicles, Journal of Electrical Engineering & Technology, 6, 4 (2011) 527-534.
87. Marek, S.R., Brendan, J.L., John, G.H. ve Michael, G.E., Revised Magnetics Performance Factors and Experimental Comparison of High-Flux Material for High-Current DC-DC Inductors, IEEE Transactions on Power Electronics, 26, 8 (2011) 2112-2126.
88. Adams, J., Using The Current Sensing IR212X Gate Drive ICs, International Rectifier, Application Note, AN-1014.
89. Gary, L.J., Inductors and Transformers, Solid State Tesla Coil, Chapter 4, October 29, 2001.
90. Magnetics, Magnetics Kool Mü E-Nüveleri, Teknik Bülten, Sayı: KMC-E1.
91. Orenchak, G., Boost Material Improves Inductor Characteristics Under DC Bias Conditions, PCIM Article, (1999).

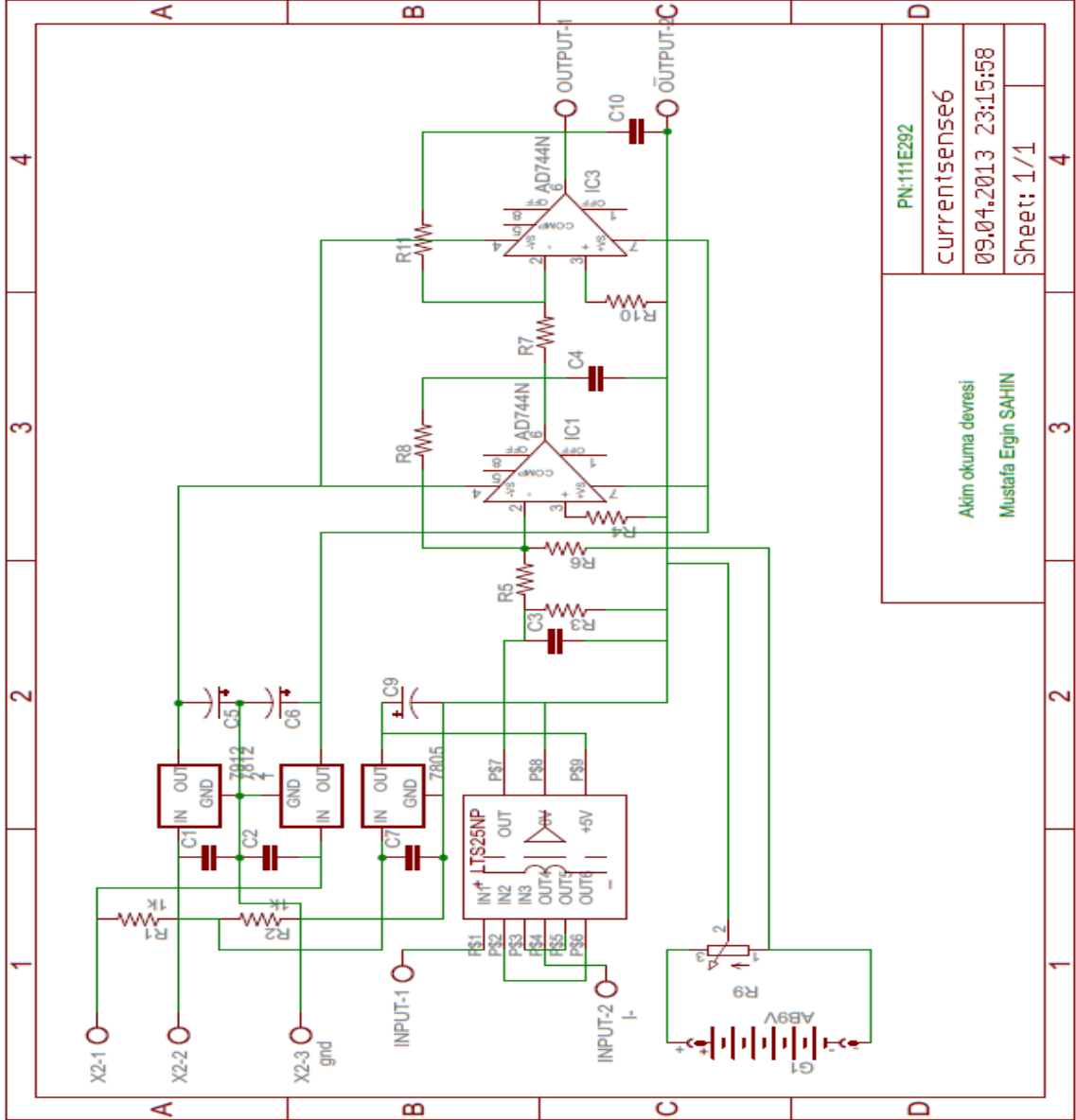
92. Shiau, J.-K., Cheng, C.-J. ve Tseng, C.-E., Stability Analysis of a Non-Inverting Synchronous Buck-Boost Power Converter for a Solar Power Management System, IEEE ICSET Conference, Nov. 2008, Singapore, Bildiriler Kitabı:263-269.
93. Koparan, A., 200 Amper, Yüksek Frekans Anahtarlmalı, DA ve AA/DA Kaynak Makinelerinin Geliştirilmesi, Yüksek Lisans Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, 2010.
94. Venable, H.D., Practical Techniques for Analyzing, Measuring, and Stabilizing Feedback Control Loops in Switching Regulators and Converters, 6th National Power Conversion Conference, 1983, Bildiriler Kitabı I2:1-17.
95. Choi, H., Practical Feedback Loop Design Considerations for Switched Mode Power Supplies, Fairchild Semiconductor Power Seminar, 2010 – 2011.
96. Kuo, B.C., Automatic Control Systems, Prentice-Hall, New Jersey, 1995.
97. Huang, Y. ve Tse, C.K., Classification of Parallel DC/DC Converters Part I:Circuit Theory, IEEE ECCTD Conference, August 2007, Bildiriler Kitabı: 1010-1014.
98. Werner, T. ve Johannes P., Buck-Boost Converter Topology for Paralleling HB-LED Using Constant-Power Operation, IEEE PEDS Conference, Nov. 2009, Bildiriler Kitabı:568-573.
99. Kim, J-W., Choi, H-S. ve Cho, B.H., A Novel Droop Method for Converter Parallel Operation, IEEE Transaction on Power Electronics, 17, 1 (2002) 25-33.
100. Luo, S., Ye, Z., Lin, R-L. ve Lee, F.C., A Classification and Evaluation of Paralleling Methods for Power Supply Modules, IEEE PESC Conference, 1999, Bildiriler Kitabı:901-909.
101. Vishwanathan, N., Ramanarayanan, V., A Two Stage Power Converter Topology for High Voltage DC Power Supplies Under Pulsed Loads, EPE Journal, 16,2 (2006) 45-56.
102. Thottuvelil, V.J. ve Verghese, G.C., Analysis and Control Design of Paralleled DC/DC Converters with Current Sharing, IEEE Transaction on Power Electronics, 13, 4 (1998) 635-645.
103. Perreault, D.J., Selders, R.L. ve Kassakian, J.G., Frequency-Based Current-Sharing Techniques for Paralleled Power Converters, IEEE Transaction on Power Electronics, 13, 4 (1998), 626-645.
104. Huber, L., Irving, B.T. ve Jovanović M.M., Closed-Loop Control Methods for Interleaved DCM/CCM Boundary Boost PFC Converters, IEEE APEC Conference, Feb. 2009, USA, Bildiriler Kitabı:991-998.

105. Herbert, H.C. ve Tse, C.K., Design-Oriented Hopf Bifurcation Boundary in Parallel-Connected Buck Converters Under Democratic Current-Sharing Control, NOLTA Conference, 2006, Bologna-Italy, Bildiriler Kitabı:515-518.
106. Leey, J-P., Min, B-D., Kim, T-J., Yoo, D-W. ve Yoo, J-Y, Input-Series-Output-Parallel Connected DC/DC Converter for a Photovoltaic PCS with High Efficiency under a Wide Load Range, Journal of Power Electronics, 10,1 (2010).
107. Wu T.-F., Siri, K. ve Lee, C.Q., Reliability Improvement in Parallel Connected Converter Systems, IEEE IECON Conference, 1991, Bildiriler Kitabı:429-435.
108. Walker G.R.ve Sernia, P.C., Cascaded DC–DC Converter Connection of Photovoltaic Modules, IEEE Transaction on Power Electronics, 19, 4 (2004) 1130-1140.
109. Siri, K., Lee, C.Q. ve Wu, T.E., Current Distribution Control for Parallel Connected Converters: Part I, IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems, 28, 3 (1992) 829-841.
110. Gadoura, I.A., Design of Robust Controllers for Telecom Power Supplies, Doctoral Thesis, Helsinki University of Technology, 2002.
111. Zhang at all, Parallel Current Mode Control Using a Direct Duty Cycle Algorithm with low Computational Requirements to Perform Power Factor Corrections, United States Patent PN: US7317625B2, Jan 2008.
112. Elektrik İşleri Etüt İdaresi Genel Müdürlüğü, 50m Yükseklik İçin Ortalama Rüzgar Hızı Haritası, Ankara, 2006.
113. Tsai, H.-L., Tu, C-S. ve Su, Y-J, Development of Generalized Photovoltaic Model Using Matlab/Simulink, WCECS Conference, October 2008, USA.
114. Sahin, M.E. ve Okumus, H.I., Modeling and Simulation of Solar Cell Module in Matlab/Simulink, The Journal of Electrical, Electronics, Computer and Biomedical Engineering, 3, 5 (2013) 17-25.
115. González-Longatt, F.M., Model of Photovoltaic Module in Matlab, CIBELEC II Conference, 2005
116. Lorenzo, E., Solar Electricity Engineering of Photovoltaic Systems, Artes Graficas Gala, S.L., Spain, 1994.
117. Ropp, M.E. ve Gonzales S., Development of Matlab/Simulink Model of a Single- Phase Grid-Connected Photovoltaic System, IEEE Transactions on Energy Conversion, 2009.
118. Walker, G., Evaluating Mppt Converter Topologies Using A Matlab PV Model, Journal of Electrical & Electronics Engineering, 21,1 (2001) 49-56.

- 119.Walker, G.R. ve Sernia, P.C., Cascaded DC-DC Converter Connection of Photovoltaic Modules, IEEE Transactions on Power Electronics, 19, 4 (2004) 1130-1140.
- 120.Patel, H. ve Agarwal, V., MATLAB-Based Modeling to Study the Effects of Partial Shadings on PV Array Characteristics, IEEE Transactions on Energy Conversion, 23, 1 (2008) 302-311.
- 121.Hegazy, A.A., Comparative study of the performances of four photovoltaic/thermal solar air collectors, Energy Conversion& Management, 41 (2000) 861-881.
- 122.Şahin M.E., Sharaf, A.M. ve Okumuş, H.İ., A novel filter compensation scheme for single phase-self-excited induction generator micro wind generation system, Scientific Research and Essays, 7,34 (2012) 3058-3072.
- 123.Sahin, M.E. ve Okumuş, H.I., Fuzzy Logic Controlled Parallel Connected Synchronous Buck DC-DC Converter for Water Electrolysis, IETE J Res 59 (2013) 280-288
- 124.<http://www.newskypower.com>, COMMERCIAL Energy, HY-400WL- 600WL (5BLADES) Wind Turbines, Document,2013.
- 125.<http://www.srsolartech.cn>, SUNRISE, SR MODULE SR-M536100, Sunrise Solar Tech Document, 1 Mart 2013.
- 126.[www.lem.com](http://www.lem.com), LEM Components, Current Transducer LTS 25-NP, LEM Document 981222/4, 11 Nisan 2013.
- 127.Rüdiger, B., Friot, M., Huber, H.D. ve Mortier, F., ASIC Based Closed-Loop Transducers from 6 A up to 25 A nominal, LEM Technical Information. [www.lem.com](http://www.lem.com), 11 Nisan 2013.
- 128.Kesler, S., Bilezikli Asenkron Makinelerin Bilezikleri Üzerinden Bulanık Mantık Tabanlı Hız Denetiminin TMS320f2812 DSP İle Gerçekleştirilmesi, Doktora Tezi, Karadeniz Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, 2006.
- 129.[www.lem.com](http://www.lem.com), LEM Components, Voltage Transducer LV 25-P, LEM Document 080729/17, 11 Nisan 2013.
- 130.Şahin, M.E. ve Okumuş, H.İ., Small Signal Analyses and Hardware Implementation of a Buck-Boost Converter for Renewable Energy Applications, IEEE ICRERA Conference, Oct. 2013, Madrid Bildiriler Kitabı:330-335.
131. [www.ti.com](http://www.ti.com), Texas Instruments, TMS320F28335 Tutorial, 1 Haziran 2013.

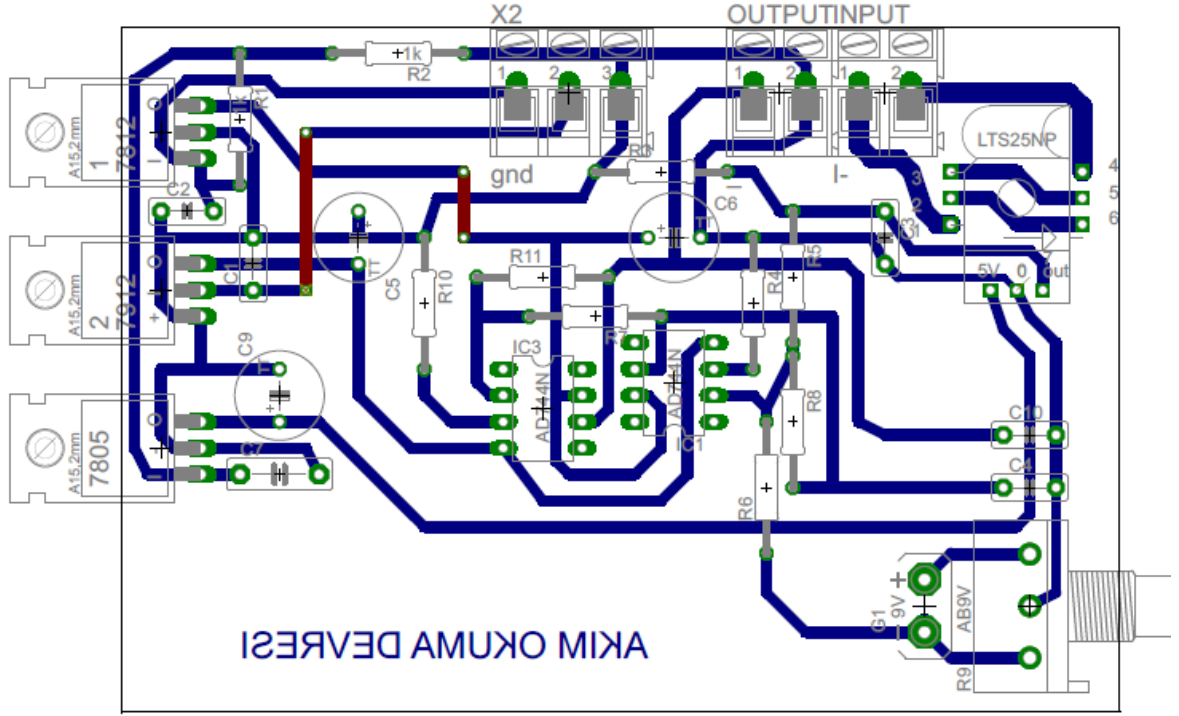
## 12. EKLER

Ek 1. Akım okuma devresinin şematik çizimi

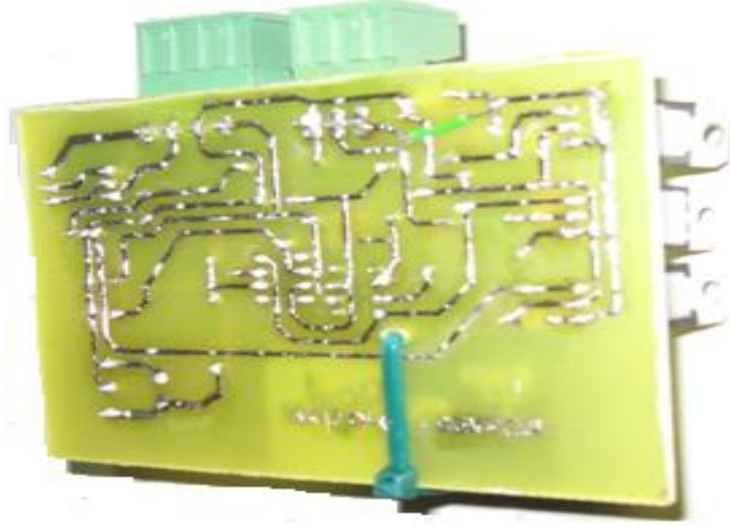




Ek 2. Akım okuma devresinin baskı devre çizimi (a), gerçekleştirilmiş görüntüsü (b)

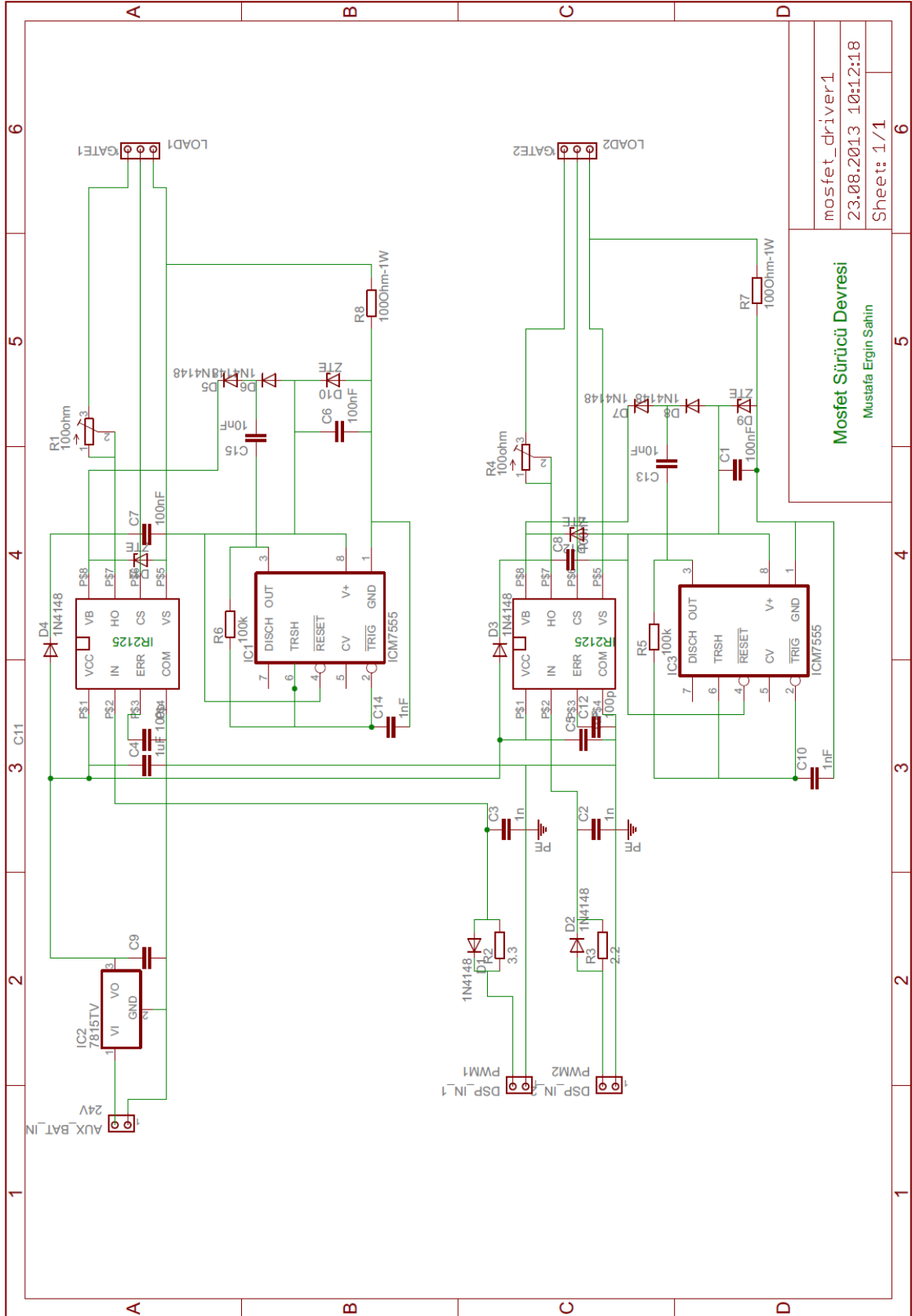


(a)

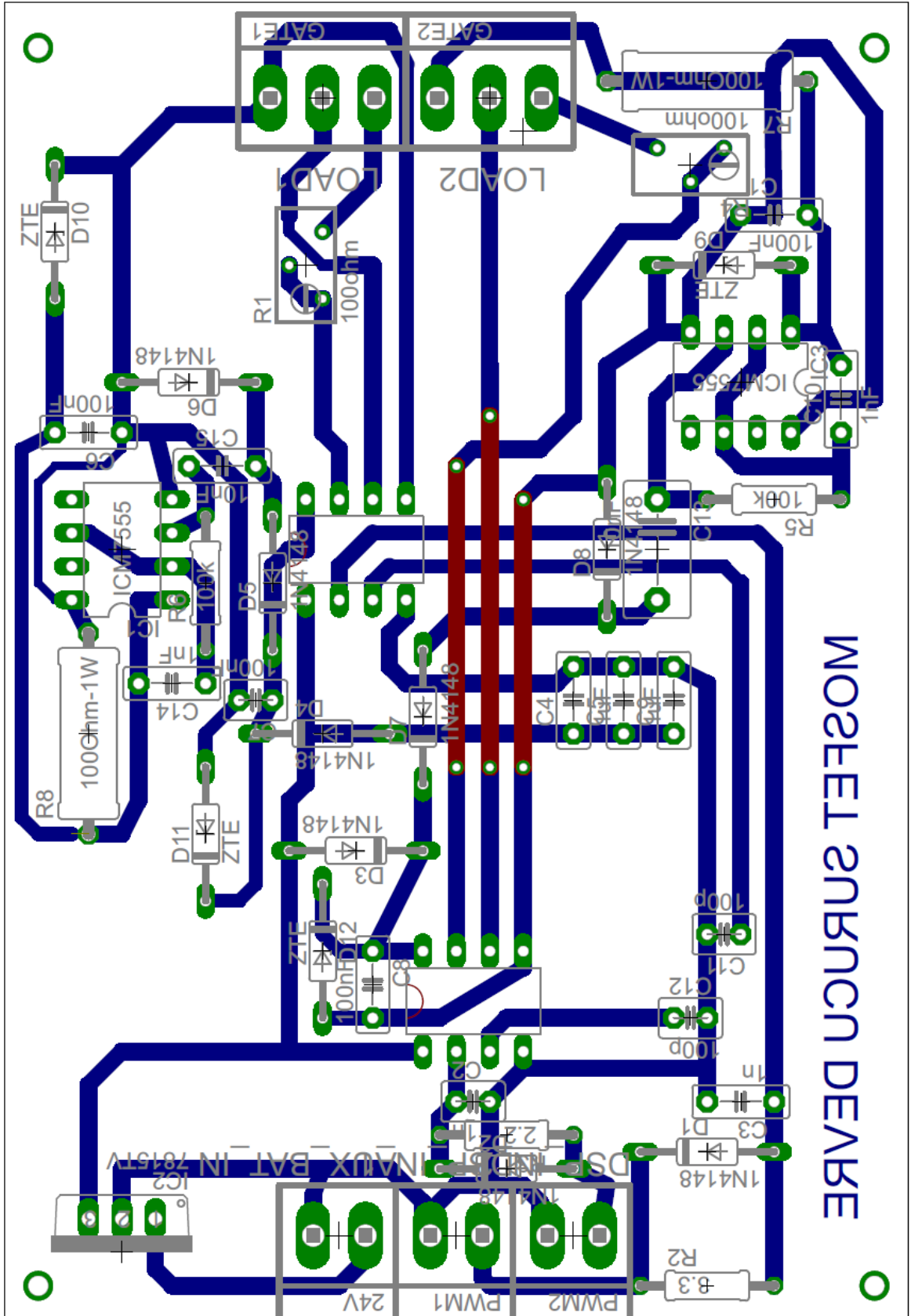


(b)

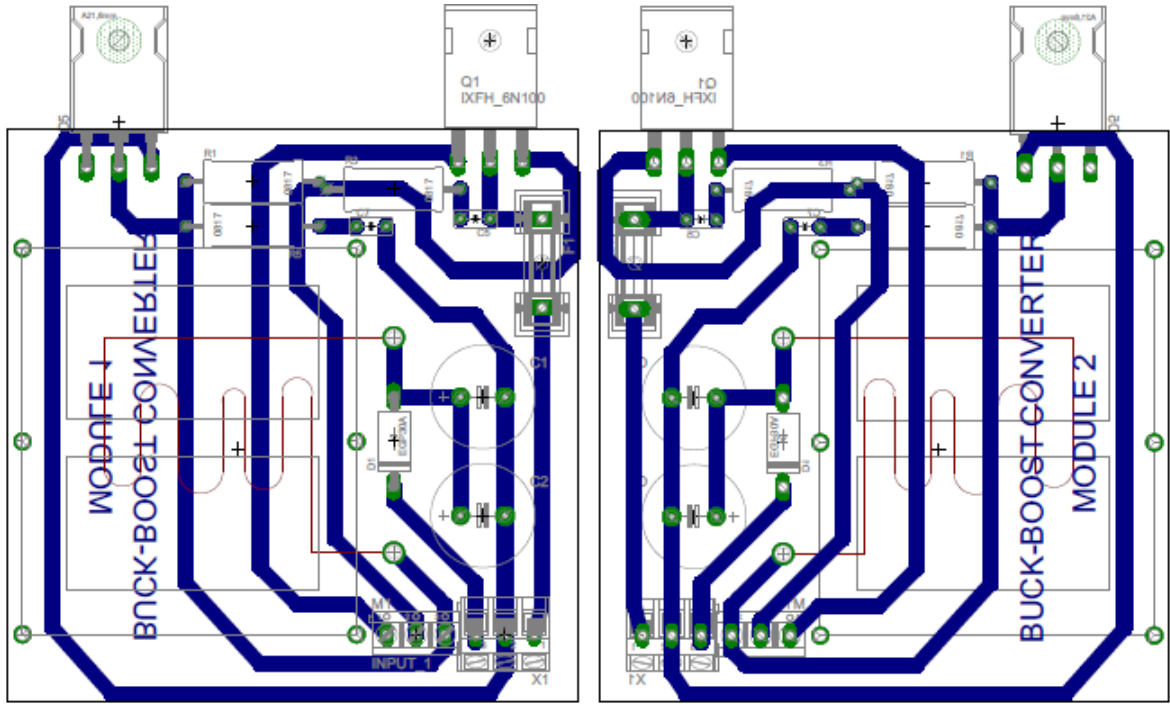
Ek 3. MOSFET sürücü devresi devre şeması



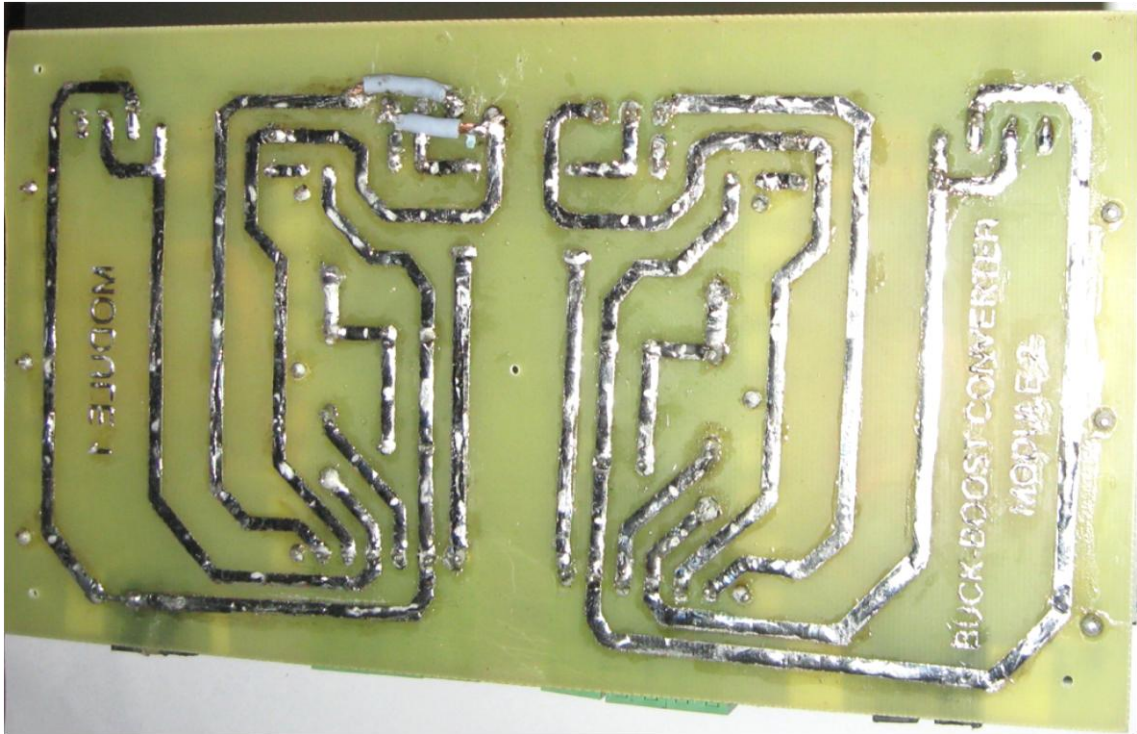
Ek 4. MOSFET sürücü devresi baskı devre şeması



Ek 5. Paralel Azaltan-Artıran çeviriciye ait devre şeması (a), baskı devresi (b)

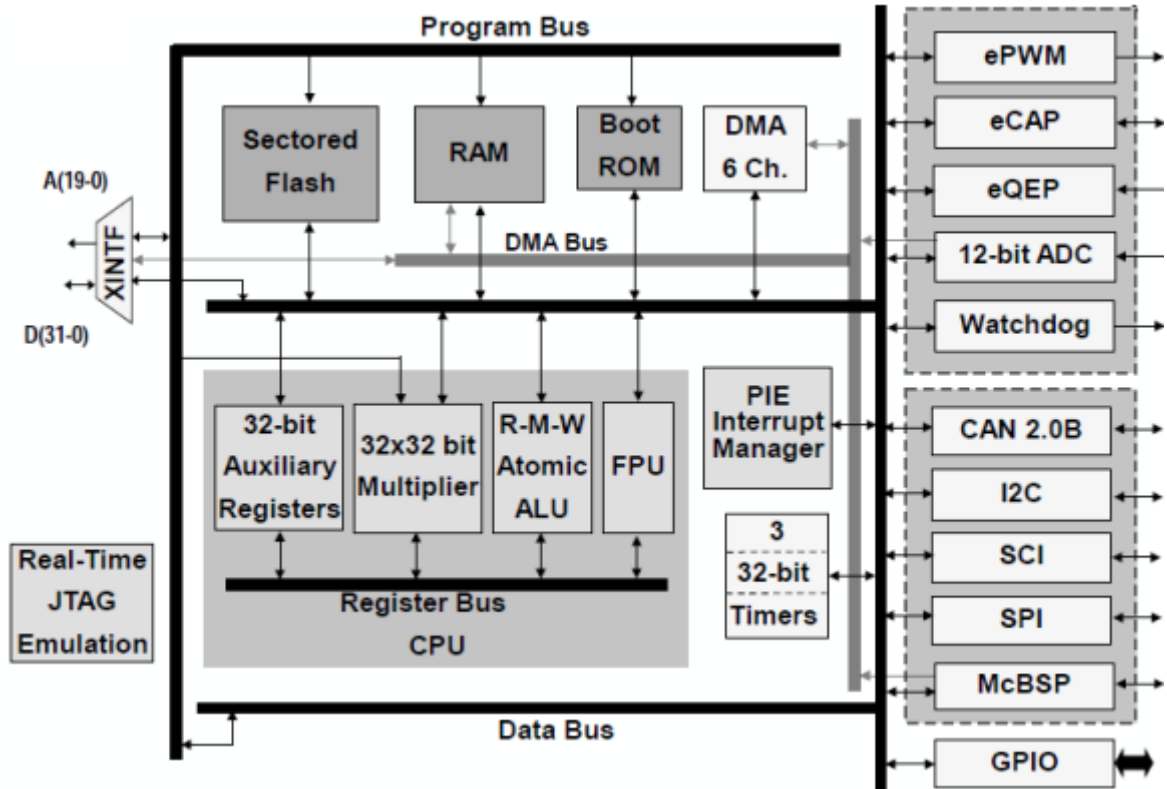


(a)



(b)

Ek 6. TMS320F28335 DSP'nin genel mimarisi ve giriş çıkış ilişkileri



## ÖZGEÇMİŞ

Mustafa Ergin ŞAHİN 1978 yılında Trabzon'un Çaykara ilçesinde doğdu. İlk ve orta öğrenimini Trabzon'da tamamladı. 2002 yılında Karadeniz Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölüm'ünden Elektrik-Elektronik Mühendisi unvanı alarak mezun oldu. 2003 yılında Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda yüksek lisansa başladı ve 2006 yılında mezun oldu. Bu süreçte çeşitli firmalarda araştırma-geliştirme ve kontrol mühendisi olarak çalıştı. 2007 yılında Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda doktora çalışmalarına başladı. Aynı yıl Rize Üniversitesi Fen Edebiyat Fakültesi Fizik Bölümü Nükleer Fizik Anabilim Dalında Öğretim Görevlisi olarak göreve başladı. Orta seviyede İngilizce bilmektedir. Doktora çalışmaları sırasında 111E292 numaralı projede bursiyer olarak görev aldı. Bu çalışmalar sırasında beyin travması geçirerek koku ve tat alma duyusunu kısmen kaybetti. 2009 yılında evlenmiştir ve bir çocuk babasıdır.

### **Tez Döneminde Yapılan Tezle İlgili Yayınlar:**

1. Şahin, M.E. ve Okumus, H.İ., Modeling and Simulation of Solar Cell Module in Matlab/Simulink, EMO Bilimsel Dergisi, 3, 5 (2013) 17-25.
2. Sahin, M.E. ve Okumuş, H.İ., Fuzzy Logic Controlled Parallel Connected Synchronous Buck DC-DC Converter for Water Electrolysis, IETE J Res 59 (2013) 280-288
3. Şahin M.E., Sharaf, A.M. ve Okumuş, H.İ., A Novel Filter Compensation Scheme for Single Phase-Self-excited Induction Generator Micro Wind Generation System, Scientific Research and Essays, 7(34), (2012) 3058-3072.
4. Şahin M.E. ve Okumuş H.İ., KTÜ Temiz Enerji Evinin Kurulması ve Temel Uygulamalar, Faal Enerji Dergisi, 14 (2013).
5. Şahin, M.E. ve Okumuş, H.İ., Small Signal Analyses and Hardware Implementation of a Buck-Boost Converter for Renewable Energy Applications, IEEE ICRERA Conference, Oct. 2013, Madrid Bildiriler Kitabı:330-335.
6. Şahin, M.E. ve Okumuş, H.İ., A Fuzzy-Logic Controlled PV Powered Buck-Boost DC-DC Converter for Battery-Load System, IEEE INISTA Conference, 2012, Trabzon.
7. Şahin, M.E. ve Okumuş, H.İ., A Sliding Mode and Fuzzy Logic Controlled PV Powered Buck-Boost DC-DC Converter, ICECCO Conference, 2012, Ankara.
8. Şahin, M.E. ve Okumuş H.İ., Fuzzy Logic Controlled Buck-Boost DC-DC Converter for Solar Energy-Battery Systems, IEEE INISTA Conference, 2011, İstanbul.