



**DÜŞÜRÜCÜ TİP DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN
GÖZLEMLEYİCİ TABANLI İNTEGRAL
GERİADIMLAMA SENSÖRSÜZ KONTROLÜ**

Güven BALTA

**Yüksek Lisans Tezi
Elektrik Elektronik Mühendisliği
Danışman: Dr. Öğr. Üyesi Hacı Mehmet GÜZEY**

**2021
Her hakkı saklıdır.**



FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
YÜKSEK LİSANS TEZİ

DÜŞÜRÜCÜ TİP DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN GÖZLEMLEYİCİ
TABANLI İNTEGRAL GERİADIMLAMA SENSÖRSÜZ KONTROLÜ

Güven BALTA

Tez Danışmanı: Dr. Öğr. Üyesi Hacı Mehmet GÜZEY

Anabilim Dalı: Elektrik Elektronik Mühendisliği

Erzurum

2021

Her hakkı saklıdır

ETİK KURALLARA UYGUNLUK BEYANI

Erzurum Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü tez yazım kurallarına uygun olarak hazırladığım bu tez içindeki tüm bilgilerin doğru ve tam olduğunu, bilgilerin üretilmesi aşamasında bilimsel etiğe uygun davrandığımı, yararlandığım bütün kaynakları atıf yaparak belirttiğimi beyan ederim.

29 / 06 / 2021

İmzası

Güven BALTA

ÖZET

YÜKSEK LİSANS TEZİ

DÜŞÜRÜCÜ TİP DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN GÖZLEMLEYİCİ TABANLI İNTEGRAL GERİADIMLAMA SENSÖRSÜZ KONTROLÜ

Güven BALTA

Erzurum Teknik Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı

Danışman: Dr. Öğr. Üyesi Hacı Mehmet GÜZEY

Geçmişten günümüze kadar gelen süreçte teknolojik gelişmeler çok büyük bir yol katetmiştir. Bu teknolojik gelişmeler sayesinde kontrol sistemlerinde yeni eğilimler ortaya çıkmıştır. Sensörsüz kontrol bu yeni eğilimlerden biri olup günlük hayatımızda ve özellikle endüstriyel alanda kullanılan cihazları daha küçük boyutlu bir duruma getirmeyi amaçlamaktadır. Bunu yapabilmeyin yolu da sistemde veya cihazlarda kullanılan eleman sayısını azaltmaktan geçmektedir. Eleman sayısının azaltılması sistemin güvenilirliğini artırabilir ve maliyetler düşürülebilir. Ayrıca sistemde kullanılmayan elemanın, kullanılması durumunda oluşturabileceği istenmeyen etkilerden de kaçınılmış olunur. Herhangi bir sisteme ait bir tasarımın, yukarıda bahsedilen şekilde düzenlenmesi aşamasında devre dışı bırakılan elemanın, sistemin işlevselliğini olumsuz yönde etkilememesine kesinlikle dikkat edilmelidir. Sensörsüz kontrol tekniği bu duruma elverişlidir. Bu tez çalışmasında da düşürücü tip DC DC dönüştürücünün sadece çıkış geriliminin ölçüldüğü varsayılarak sensörsüz kontrolü yapılmıştır. Sistemin modellenmesi Matlab/Simulink ile yapılmış ve integral geriadımlama tekniği kullanılarak ani değişimlerde sistemin davranışı gözlemlenmiştir. Ani değişimler sonucu elde edilen veriler, PI kontrolcü ile karşılaştırılmıştır. Çünkü her iki kontrol yönteminde aynı sayıda sensör kullanılmıştır. Elde edilen sonuçlar, önerilen kontrol tekniğinin geleneksel kontrolcülerden çok daha iyi olduğunu açık bir şekilde göstermiştir. Ayrıca integratörün kullanılmasından dolayı ortaya çıkan aşımaların etkisinden kurtulmak için, hibrid kontrol tekniği kullanılmıştır.

2021, 72

Anahtar Kelimeler: Gözlemleyici, Sensörsüz Kontrol, Düşürücü Tip Dönüştürücü ,
Integral Geriadımlama Kontrolcü

ABSTRACT

MS. Thesis

OBSERVER BASED INTEGRAL BACKSTEPPING SENSORLESS CONTROL OF BUCK CONVERTER

Güven BALTA

Erzurum Technical University
Graduate School of Natural and Applied Sciences
Department of Electrical Electronic Engineering

Supervisor: Assist. Prof. Dr. Hacı Mehmet GÜZEY

Technological developments have come a long way in the process from the past to the present. Thanks to these technological developments, new trends have emerged in control systems. Sensorless control is one of these new trends and aims to bring the devices used in our daily life and especially in the industrial field to a smaller size. The way to do this is to reduce the number of elements used in the system or devices. Reducing the number of elements can increase the reliability of the system and reduce costs. In addition, the undesirable effects of the unused element in the system, if used, are avoided. Care must be taken to ensure that the disabled element does not adversely affect the functionality of the system when arranging a design of any system as mentioned above. The sensorless control technique is suitable for this situation. In this thesis, sensorless control of step-down type DC DC converter is carried out assuming that only the output voltage is measured. The modeling of the system was done with Matlab/Simulink and the behavior of the system in sudden changes was observed using the integral backstepping technique. The data obtained as a result of sudden changes were compared with the PI controller. Because the same number of sensors are used in both control methods. The obtained results clearly showed that the proposed control technique is much better than conventional controllers. In addition, the hybrid control technique was used to avoid the effects of overshoots caused by the use of the integrator.

2021, 72 pages

Keywords: Observer, Sensorless Control, Buck Converter, Integral Backstepping Controller

TEŞEKKÜR

Yüksek lisans tez çalışmamın her aşamasında bilgi birikimi ve tecrübeleriyle bana yol gösteren, sonsuz sabırla beni dinleyen ve güven verip çalışmaya teşvik eden değerli danışmanım Dr. Öğr. Üyesi Hacı Mehmet GÜZEY 'e içtenlikle teşekkür ederim. Bu süreçte manevi desteklerini benden hiç esirgemeyen değerli eşime sonsuz teşekkürü bir borç bilirim.

Güven BALTA
Haziran 2021



İÇİNDEKİLER

<u>Sayfa</u>	
ÖZET	i
ABSTRACT	ii
TEŞEKKÜR	iii
İÇİNDEKİLER	iv
SİMGELER VE KISALTMALAR	vi
ŞEKİLLER DİZİNİ	ix
ÇİZELGELER DİZİNİ	xi
1. GİRİŞ	1
1.1. Tezin Amacı	6
1.2. Tezin Kapsamı	6
2. KAYNAK ÖZETLERİ	8
3. MATERYAL ve YÖNTEM	11
3.1. PWM Kontrol Yöntemi.....	11
3.2. DA DA Alçaltıcı Dönüştürücü Devre Analizi	13
3.2.1. DA DA Alçaltıcı Dönüştürücü Çalışma Modları.....	14
3.3. Durum Uzay Modellemesi ve Matematiksel Model	18
3.4. Geri Bildirim Kontrol Sistemi.....	22
3.4.1. Güç Elektroniği Devrelerinde Kapalı Döngü Kontrol Sistemi	25
3.4.2. İntegral Geriadımlama Kontrolcü ve Tasarımı	28
3.5. Gözlemleyiciler	40
3.5.1. Gözlemlenebilirlik.....	46
3.5.1.1. DA DA Alçaltıcı Dönüştürücü İçin Gözlemlenebilirlik	53
3.5.2. Luenberger Gözlemleyici Tasarımı.....	55
3.5.2.1. DA DA Alçaltıcı Dönüştürücü İçin Luenberger Gözlemleyici Tasarımı	57
4. ARAŞTIRMA BULGULARI ve TARTIŞMA	60
4.1. Ölçülen ve Gözlemlenen Değerin Karşılaştırılması.....	65
4.2. Normal Koşullar Altında Performans Değerlendirmesi.....	65
4.3. Giriş Gerilimi Değişimi Altında Performans Değerlendirme	66
4.4. Referans Değerin Değişimi Altında Performans Değerlendirmesi	66
4.5. Yük Değişimi Altında Performans Değerlendirmesi	67

4.6. Gözlemleyici Kutup Değerlerinin Sisteme Etkisi	67
5. SONUÇ ve ÖNERİLER.....	69
KAYNAKLAR	70



SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

Simgeler Açıklama

t	Zaman değeri
KHz	Kilo Hertz
V_f	Çıkış geribesleme gerilimi
V_r, V_{ref}	Referans Gerilimi
f	Anahtarlama frekansı
D	Doluluk oranı
T_{on}	Yarı iletken güç anahtarının iletimde olduğu süre
T_{off}	Yarı iletken güç anahtarının kesimde olduğu süre
T_s	Toplam periyod
V_i, E	Giriş gerilimi
L	Endüktans değeri
S, M	Anahtarlama elemanı
D	Diyot
T	Transistör
D_z	Zener Diyodu
C	Kapasitör
R	Direnç
V_z	Zener Diyot gerilimi
V_o	Çıkış gerilimini
V_L	Endüktans gerilimi
V_C	Kapasitör gerilimi
V_{ramp}	Testere dişli dalga
I_{in}	Giriş akımı
I_L	Endüktans akımı
I_C	Kapasitör akımı
I_0	Çıkış akımı

u	Kontrolcü çıkış sinyali
Ω	Ohm
E_n	Nominal gerilim
k_1	İntegral geri adımlama kontrolcü katsayısı
k_2	İntegral geri adımlama kontrolcü katsayısı
ξ	İntegral eylemcisi
κ, k^{***}	Pozitif sayı
c_1	Geri adımlama kontrolcü katsayısı
c_2	Geri adımlama kontrolcü katsayısı
TX, T	Transformator
N_p	Transformator primer sarım sayısı
N_s	Transformator sekonder sarım sayısı
n	Dönüştürme oranı
I_p	Primer Akımı
$I_s(I_2)$	Sekonder Akımı
I_1	Kaçak endüktanstan dolayı oluşan akım
I_{Lm}	Mıknatıslanma akımı
L_m	Mıknatıslanma endüktansı
$Q, Q(M)$	Gözlemlenebilirlik matrisi
∇h	Lie türevi
L_1	Transformatörün primer tarafının indüktansı
L_2	Transformatörün sekonder tarafının indüktansı
L_M	Karşılıklı endüktans
K_1	Gözlemleyici kazanç katsayısı
K_2	Gözlemleyici kazanç katsayısı

Kısaltmalar

DA	Doğru Akım
AA	Alternatif Akım
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
MOSFET	Metal Oksit Yarı-iletken Alan Etkili Tansistör
PWM	Darbe Genişlik Modülasyonu
FM	Frekans modülasyonu
PID	Oransal-İntegral-Türevsel kontrolcü
PI	Oransal-İntegral kontrolcü



ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 1.1 Regüle edilmiş gerilim elde etme aşamaları (Ajao et al. 2017).....	2
Şekil 1.2 Regülatör çeşitleri (Anonim 2020)	3
Şekil 1.3 Anahtarlama dönüştürücülerin blok şeması (Uysal 2009)	4
Şekil 1.4 DA DA dönüştürücülerin sınıflandırılması (Amir et al. 2019)	5
Şekil 3.1 PWM kontrollü alçaltıcı tip dönüştürücü (Erickson and Maksimovic 2007a).	12
Şekil 3.2 Alçaltıcı dönüştürücünün devre şeması	13
Şekil 3.3 S anahtarı iletimde iken dönüştürücünün eşdeğer devre şeması.....	14
Şekil 3.4 S anahtarı kesimde iken dönüştürücünün eşdeğer devre şeması.....	15
Şekil 3.5 Alçaltıcı dönüştürücünün temel dalga şekilleri (Erel 2016a)	16
Şekil 3.6 Alçaltıcı dönüştürücünün kesintili akım modu çalışması (Salimi et al. 2013)	17
Şekil 3.7 Alçaltıcı dönüştürücünün blok matematiksel modeli.....	22
Şekil 3.8 Açık döngünün çalışma modeli.....	23
Şekil 3.9 Kapalı döngünün çalışma modeli.....	24
Şekil 3.10 Gerilim mod kontrol çalışma diyagramı (Mannes 2014a).....	26
Şekil 3.11 Akım mod kontrol çalışma diyagramı (Mannes 2014c)	27
Şekil 3.12 Giriş gerilimin değişiminin çıkış etkisi (Güldemir 2005a)	29
Şekil 3.13 Yük değişiminin çıkış gerilimine etkisi (Güldemir 2005b)	30
Şekil 3.14 Referance değeri belirleme devresi (Revuelta et al. 2015)	31
Şekil 3.15 Önerilen dönüştürücünün kontrol devresi (Nizami et al.2018).....	39
Şekil 3.16 Transformatörlü bir güç elektroniği devresi	41
Şekil 3.17 Transformatörlü güç elektroniği devresinin eşdeğer hali.....	41
Şekil 3.18 Gözlemleyici türleri ve Sınıflandırılması (Algarawi 2007)	44
Şekil 3.19 Gözlemleyicilerin Çalışma Metodu	45
Şekil 3.20 Normal bir gözlemleyici çalışma performansı (Pahlevani et al. 2014).....	50
Şekil 3.21 Flyback dönüştürücü devre şeması (Yildiz and Sumer 2009a).....	51
Şekil 3.22 Luenberger gözlemleyicinin blok şeması (Anonim 2014).....	55
Şekil 4.1 PI kontrol blok şeması (Şahin and Okumuş 2018).....	60
Şekil 4.2 Farklı kontrolcülerin çıkış gerilimine etkisi.....	61
Şekil 4.3 Kontrolcülerin yük değişimine çıkış geriliminde verdikleri cevaplar.....	62
Şekil 4.4 Kontrolcülerin yük değişimine çıkış akımında verdikleri cevaplar	62
Şekil 4.5 Kontrolcülerin giriş gerilimi değişimine çıkış geriliminde verdikleri cevaplar	63

Şekil 4.6 Kontrolcülerin referansın değişimine çıkış geriliminde verdikleri cevaplar.....	64
Şekil 4.7 Önerilen dönüştürücünün gözlemleyici tabanlı hibrit kontrol blok şeması	64
Şekil 4.8 Ölçülen ve gözlemlenen çıkış akımı	65
Şekil 4.9 Normal koşullar altında kontrolcü performansları	65
Şekil 4.10 Giriş gerilim değişimi altında kontrolcü performansları.....	66
Şekil 4.11 Referans değerin değişimi altında kontrolcü performansları	66
Şekil 4.12 Yük değişimi altında kontrolcü performansları	67
Şekil 4.13 Gözlemleyici kutup değerlerinin gözlemlenen değere etkisi	67
Şekil 4.14 Değişim anında gözlemleyici kutup değerlerinin sisteme etkisi.....	68
Şekil 4.15 Başlangıç için giriş gerilimi, çıkış gerilimi ve akımının deneysel grafikleri	68
Şekil 4.16 Anahtarlama frekansının deneysel grafiği	68

ÇİZELGELER DİZİNİ

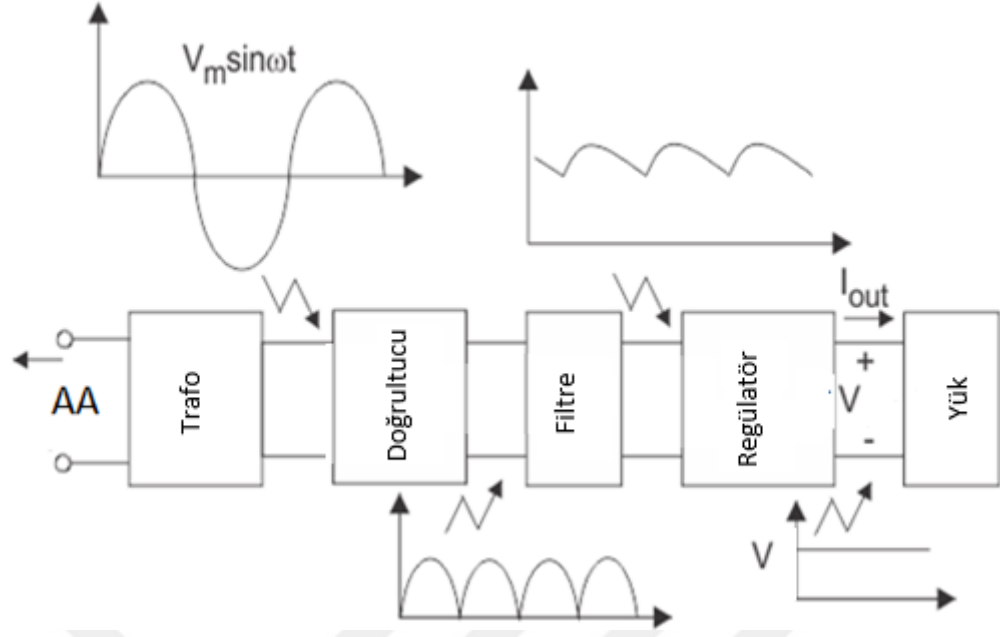
Çizelge 4.1 Simülasyonda kullanılan elemanların temel alındığı elemanlar..	60
Çizelge 4.2 Kontrolcülerin katsayı değerleri.....	61
Çizelge 4.3 Farklı kontrolcülerin çıkış gerilimine olan etkilerinin karşılaştırılması.	61
Çizelge 4.4 Başlangıç zamanı için kontrolcülerin süre açısından karşılaştırılması	63



1. GİRİŞ

Günümüzde elektrik enerjisine duyulan ihtiyaç günden güne artmaktadır. Bu ihtiyacı karşılamak için hem doğal kaynaklar hem de yenilebilir enerji kaynakları kullanılmaktadır. Bu kaynakların özellikle de yenilebilir enerji kaynaklarının daha fazla kullanımı için birçok noktada elektrik enerjisi sağlamaya yönelik tesislerde kurulmuştur. Ancak bu noktalarda üretilen gerilim regülesiz bir yapıdadır. Ayrıca tüketim tarafındaki yükün ihtiyacına binaen üretilen gerilimin dalga formu da değişebilir. Böyle bir durum ise gerilimin başka bir türe dönüşümünü gerektirecektir. Bu dönüşüm sonucunda da regüle edilmemiş bir gerilim elde edilir. Regülesiz bir gerilim ise sistemde oluşan dalgalanmalardan etkilenmektedir. Örneğin bir doğru akım sisteminde, giriş geriliminde artma veya azalma olursa buna bağlı olarak çıkışın gerilim seviyesi de değişecektir. Aynı şekilde yük tarafında bir artma olursa çıkış gerilimi değişecektir, yükte azalma olursa da çıkış geriliminde bir değişim gözlemlenecektir. Çıkış gerilimi, giriş geriliminde ve yük tarafında meydana gelen değişimlerden çok etkilenirse bu gerilim regüle edilmemiş bir gerilim olarak adlandırılır (Godse and Bakshi 2010).

Elektronik devrelerin stabil çalışabilmesi için ihtiyaç duyulan gerilimin özelliği, regüle edilmiş bir gerilim olmasıdır. Bu, elektronik devre için hem bir koruma hem de devrenin istenilen seviyelerde çalışmasına olanak sağlar. Regüle edilmiş bir gerilimde, oluşacak gerilim dalgalanmaları belirli bir seviyede tutulur ve elektronik devrelerin arızalanması önlenir . Böylece sorunsuz bir çalışma şartı sağlanmış olunur. Aksi bir durumda yani regüle edilmemiş gerilimdeki ani değişim, elektronik devrenin oluşan değişime karşı direnç gösterememesi ile sonuçlanıp cihazın bozulmasına ve maliyet olarak bir kayba sebep olacaktır. Burada belirtilen sorunlardan kurtulabilmek yani regüle edilmiş bir gerilim elde edilebilmek için regülatör büyük bir ihtiyaç olarak çıkmıştır. Şekil 1.1 bu durumu açık bir şekilde ifade etmektedir. Ancak regülatörlerin ne aşırı gerilimlere karşı elektronik devreyi koruması söz konusudur ne de aşırı gerilim sönümleyici gibi bir görevi vardır. Sadece çıkış gerilimini bozucu etkilere karşı mümkün mertebe sabit tutmaya çalışan cihazdır. Regülatör ihtiyacı için lineer ve anahtarlamalı regülatörler kullanılabilir.

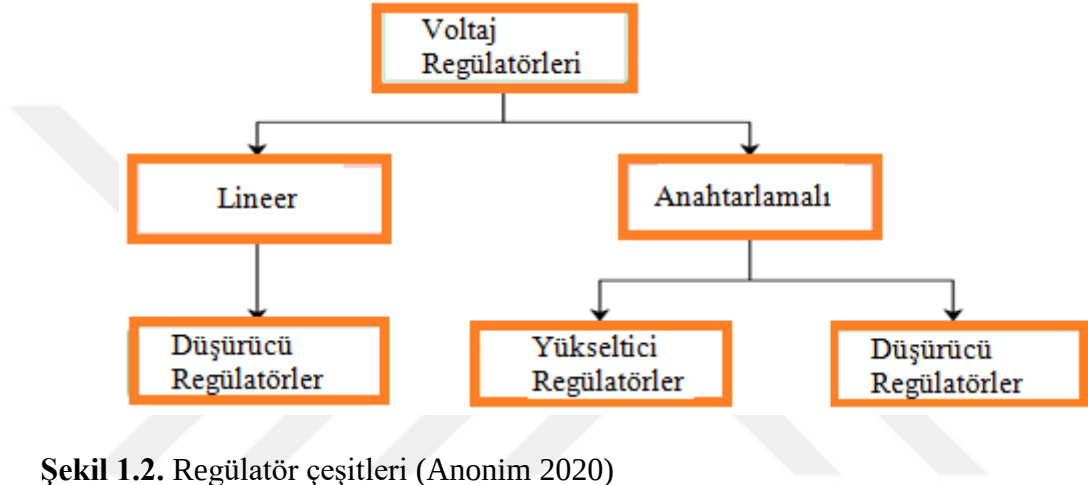


Şekil 1.1. Regüle edilmiş gerilim elde etme aşamaları (Ajao et al. 2017)

İyi regüle edilmiş bir gerilim elde etmek için lineer regülâtörler kullanılabilir. Çünkü lineer regülâtörler düzenlenmemiş gerilimi, sabit ve düzenlenmiş bir gerilime getirmeleri ile bilinirler. Ayrıca pahalı olmayıp sağlam ve dayanıklıdır (Kularatna 2000). Anahtarlama regülâtörlere göre daha düşük gürültüye ve elektromanyetik girişime sahipler. Basit yapıda ve düşük güçte olan uygulamalar için ideal bir çıkış gerilimi sağlarlar. Ancak hacimleri büyük ve ağırdır. Giriş ile çıkış gerilimi arasındaki fark yüksek olursa verimleri daha da düşer ve verimsiz bir şekilde enerji aktarımına neden olurlar. Bu yüzden, bu regülâtör çeşidinin en önemli dezavantajlarından birisi düşük verimli olmalarıdır (Brown 2012a). Ayrıca sistemde harcanan enerjinin ısı olarak ortaya çıkması sebebi ile sistemin zarar görme durumu da vardır. Bu durumu ortadan kaldırmak için soğutucu kullanılır; fakat sonuç itibariyle bir ek maliyet oluşturur. Bunlara ilaveten Şekil 1.2 'de görüleceği üzere lineer regülâtörlerin çıkış gerilimi, girişteki gerilim seviyesinden yüksek değildir, sadece çıkış gerilimini düşürmek için kullanılırlar.

Anahtarlama dönüştürücüler, düzensiz bir giriş gerilimini, düzenlenmiş bir çıkış gerilimine dönüştürmek için regülâtör olarak kullanılabilirler. Bu regülâtör çeşidinin iç yapısında yer alan bir anahtardan dolayı anahtarlama mode regülâtörler ismini almıştır. Regülâtörün yapısındaki anahtar, çıkış gerilimini kontrol etmek için

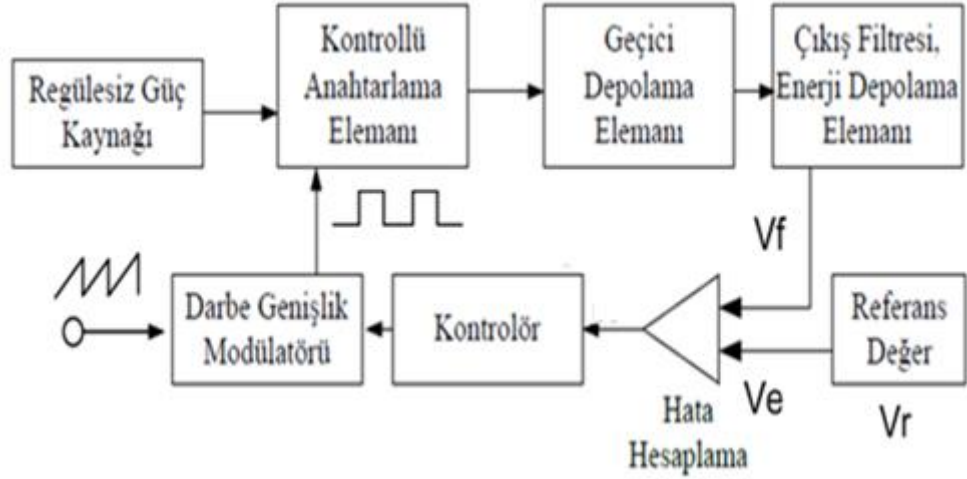
kullanılır. Anahtarlamaalı regülatörlerin lineer regülatörlere göre verimleri yüksektir, daha az yer kaplarlar ve çıkış gerilim polaritesi giriş gerilim polaritesine göre ters olabilir. Çıkış geriliminin seviyesi, giriş geriliminin seviyesinden düşük veya yüksek olabilir. Anahtarlamaalı mod regülatörlerinde birden fazla çıkış elde edilebilme özelliği de vardır. Bu regülatör türünün yapısı, lineer regülatörlere göre daha karmaşık ve kontrolü zor olduğundan maliyetleri de yüksektir. Çıkış geriliminde ve çıkış akımında oluşan dalgalanmalar daha yüksektir. Bu sorunların üstesinden gelebilmek adına ilaveten filtre elemanları devrede kullanılır.



Şekil 1.2. Regülatör çeşitleri (Anonim 2020)

Anahtarlamaalı gerilim regülatörlerinin yapılarının karmaşık olması sebebi ile tasarımları zor ve maliyetleri yüksektir. Bu sebeple düşük güçler için kullanımı ve tasarımı lineer regülatörler gibi tercih edilmez. Yüksek güçlü dc uygulamaların tasarımında ise anahtarlamaalı gerilim regülatörü kullanmak neredeyse zorunlu hale gelmiştir, çünkü lineer regülatörler yüksek güçlü uygulamalarda kullanılmazlar.

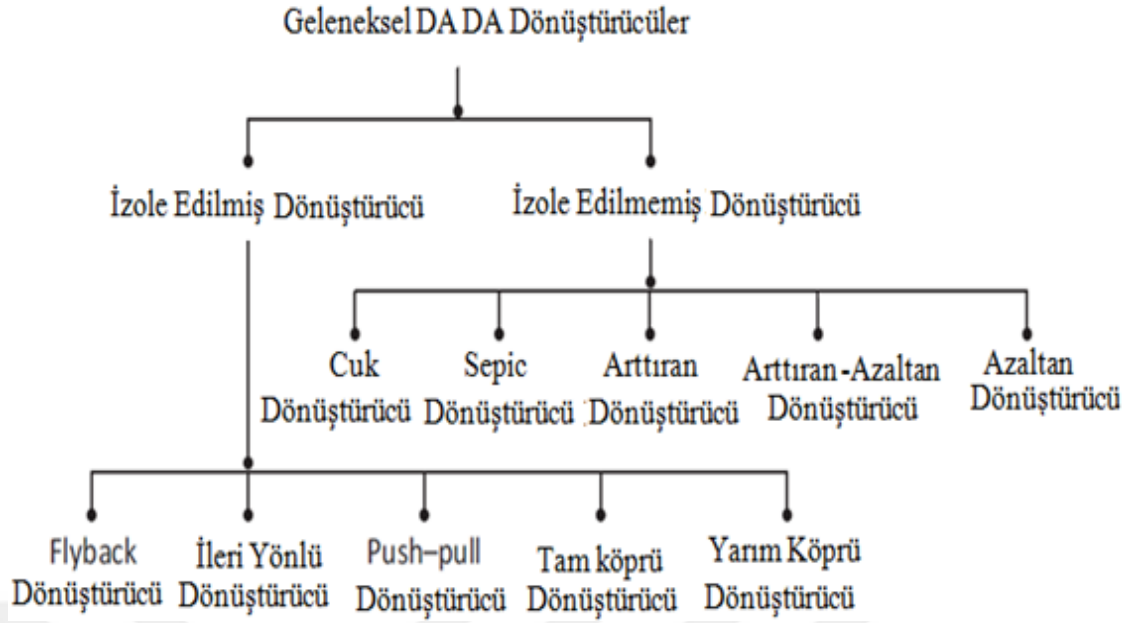
Anahtarlamaalı mode regülatörlerin iç yapılarında kontrolsüz ve en az bir adet olmak üzere yarı kontrollü devre elemanları bulunur. Bu elemanlar devrenin kontrolünde kullanılır. İç yapılarında ayrıca çıkıştaki gerilimi ve akımı filtrelemek için enerji depolama elemanları olan kapasitör ve indüktör kullanılır. Bu regülatör türünün farklı tasarım biçimlerinde transformatör de bulunabilir. Transformatör bulunduran tasarımlarda amaç, diğer tasarımlara göre biraz daha farklıdır. Bu sebeple anahtarlamaalı mode regülatörlerler farklı türlere ayrılırken transformatörün bulunup bulunmamasına göre de gruplara ayrılır.



Şekil 1.3. Anahtarlamaalı dönüştürücülerin blok şeması (Uysal 2009)

DA DA dönüştürücüler, anahtarlamaalı mod regülatörlerin bir türüdür. Çıkış geriliminin regülasyonunda kullanılırlar. Çıkış geriliminin regülasyonu, sabit bir tetikleme frekansında genellikle darbe genişlik modülasyonu (DGM) tekniğinin kullanılması ile yapılır. Darbe genişlik modülasyonuna dayalı temel bir DA DA dönüştürücünün çalışma prensibi Şekil 1.3’de gösterilmiştir. Çıkış geribesleme gerilimi V_f ve referans gerilimi V_r birbiri ile karşılaştırılarak hata gerilimi elde edilir. Hata gerilimi hesaplanarak kontrolcünün girişine verilir. Kontrolcü, hatayı en aza indirmeye çalışacak şekilde bir etki yapar. Buradan elde edilen sinyal kontrolcünün çıkışına gönderilir. Kontrolcünün çıkışı testere dalga ile karşılaştırılır ve PWM çıkış sinyalinin üretilmesi sağlanır. Bu döngü, hata en aza indirilene kadar devam eder.

DA DA dönüştürücülerin literatürde birçok türü vardır. Dönüştürücülerin iç yapısında yer alan geleneksel devre elemanlarının yerlerinin değiştirilmesi veya devreye ait geleneksel bir elemanın kendi yapısına benzer başka bir eleman ile değiştirilmesi sonucu ortaya farklı dönüştürücüler çıkmıştır ve buna bağlı olarak farklı isimlerle literatürde kendilerine yer bulmuşlardır. Geleneksel devre elemanının başka bir eleman ile değiştirilmesi ile DA DA dönüştürücülerin sınıflandırılması durumu ortaya çıkmıştır. Genel olarak DA DA dönüştürücüler aşağıda verilen şekildeki gibi izole edilmiş ve izole edilmemiş dönüştürücüler olarak iki farklı şekilde sınıflandırılır.



Şekil 1.4. DA DA dönüştürücülerin sınıflandırılması (Amir et al. 2019)

Temel olarak DA DA dönüştürücüler Şekil 1.4'te gösterildiği şekilde yalıtılmış ve yalıtımsız dönüştürücüler olarak kategorize edilir. Yalıtılmış olması bir izolasyonun olduğu anlamına gelmektedir. Başka bir deyişle devrenin girişi ile çıkışı arasında bir elektrik bariyeri vardır. Yüksek frekansa göre tasarlanmış bir transformatör, elektrik bariyeri yani izolasyon görevi yapabilir. Yukarıda da belirtildiği üzere izolasyon sayesinde giriş dalgalanmasının çıkışa etkisi engellenir. İzole edilmemiş dönüştürücülerde ise elektrik bariyer görevi görecektir bir yapı yoktur ve bu yüzden girişteki değişimlerden etkilenme gibi durumlar söz konusudur. İzole edilmemiş dönüştürücüler, bahsedilen değişimden etkilendiği için tasarlanan kontrolcülerin etkinliğini ölçmek adına çok fazla kullanılmaktadır.

1. 1 Tezin Amacı

Bu tez çalışmasında, literatürde güç elektroniği devreleri için tasarlanan kontrol tekniklerinin kullanılma biçiminden daha farklı bir bakış açısı yeni bir kontrol algoritması önerilmesi amaçlanmıştır. İntegral geri adımlama ve geleneksel geri adımlama kontrol tekniklerinin farklı değişimlere karşı farklı performans sergilemeleri nedeni ile her iki kontrolcünün iyi yönlerinden oluşan bir kontrol yapısı elde edilecektir. Oluşturulan kontrol yapısı da Luenberger Gözlemleyicisine dayandırılarak oluşturulacaktır. Devrenin dinamik değişkenlerinden biri SIMULINK ortamında Luenberger Gözlemleyicisi ile tasarlanarak kestirilmek istenmiş ve böylece ilave sensör kullanımından kaçınılmış olunacaktır. Bahsedilen gözlemleyici tabanlı kontrol yapısı özellikle çok değişkenli sistemler için gerilim ve yük değişimlerinin sık olarak meydana geldiği yerlerde çok rahatlıkla kullanılabilecek bir yöntem olması amaçlanmıştır.

1. 2 Tezin Kapsamı

Tez çalışması, beş farklı ana bölüm başlığı altında yazılmıştır. Giriş bölümünde regüle edilmiş ve regüle edilmemiş bir gerilim arasındaki fark belirtildikten sonra gerilimi regüle etme işi için kullanılan geleneksel regülatörlerden bahsedilmiştir. Belirtilen amaç doğrultusunda kullanılan lineer ve anahtarlama regülatörleri ile bilgiler verilip bu regülatör çeşitlerinin birbirlerine karşı üstünlükleri kıyaslanmıştır. Tez çalışmasında bir anahtarlama regülatör kullanılacağı için geleneksel anahtarlama regülatörlerin genel kontrol prensibinden ve çeşitlerinden bahsedilmiştir. Bu bölümde ayrıca tez çalışmasının amacı ve tezin yazım organizasyonu hakkında da kısa ve öz bilgiler verilerek bölüm sonlandırılmıştır.

Kaynak özetleri bölümünde ise dönüştürücü ile ilgili literatürde yapılan çalışmalar hakkında bilgiler verilmiştir. Tez çalışması, önerilen dönüştürücünün gözlemleyici tabanlı kontrolü olduğundan literatür taraması yapılırken çoğunlukla gözlemleyici tabanlı çalışmalar taranmıştır. Bu sebeple kaynak özetlerinde tez konusu ile birebir örtüşen çalışmaların yer alması uygun bulunmuştur.

Materyal ve Yöntem bölümüne önerilen dönüştürücünün temel amacı, çalışma modları ve kullanım alanları hakkında kısa bilgiler sunularak başlanmıştır. Giriş bölümünde anahtarlama regülatörler hakkında kısaca bahsedilen genel kontrol prensibi, bu bölümde detaylıca incelenmiştir. Önerilen dönüştürücünün kontrolü için kullanılan modülasyon tekniği, diğer modülasyon teknikleri ile karşılaştırılarak avantajlarına değinilmiştir. İlgili bölüme sırasıyla alçaltıcı dönüştürücünün detaylı devre analizinin yapılması, durum uzay modeli ve buna bağlı olarak matematiksel modelinin elde edilmesi, geri bildirim kontrol sistemi ve türlerinden bahsedilmesi ile devam edilmiştir. İlerleyen kısımda lineer bir sistem için lineer olmayan kontrolcü kullanmanın gerekleri açıklanarak önerilen lineer olmayan kontrolcü tasarımı yapılmıştır. Daha sonrasında gözlemleyicilerin tanımı ve amacına değinilmiş ve gözlemleyici başlığı altında gözlemlenebilirlik analizinin önemi ve gözlemlenebilirlik analizin yapılması işlenmiştir. Belirtilen analiz önerilen dönüştürücü için yapıldıktan sonra Luenberger gözlemleyicisine geçilmiştir. İlgili gözlemleyici ile ilgili bilgilerin verilmesi ile alçaltıcı dönüştürücü için Luenberger gözlemleyici tasarımı yapılmış ve gözlemleyicinin kazanç katsayılarının bulunması ile bu bölüm sonlanmıştır.

Araştırma Bulguları ve Tartışma bölümünün girişinde önerilen kontrolcü ile karşılaştırmak için kullanılacak olan geleneksel PI kontrolcünden bahsedilmiştir. Sonrasında önerilen kontrolcünün farklı katsayılarının sisteme etkisi grafiklendirilmiş ve katsayı seçiminin önemine değinilmiştir. Devamında integral geri adımlama ve geleneksel geri adımlama kontrolcülerin farklı durumlar altında birbirlerine göre kıyaslanmış ve bu kıyaslamalar göz önünde bulundurularak gözlemleyici tabanlı alçaltıcı dönüştürücü için genel kontrol yapısının nasıl olacağı Matlab/Simulink ile matematiksel model olarak gösterilmiştir. Belirtilen model ile farklı koşullar altında simülasyonlar yapılmış ve elde edilen sonuçlar başta PI kontrolcü olmak üzere diğer kontrolcülerin performansları ile kıyaslanmıştır.

Sonuç ve Öneriler bölümünde ise tez çalışmasında elde edilen sonuçlar değerlendirilmeye alınmıştır. Bu değerlendirmeler sonucu sistemi daha da stabil bir duruma getirebilecek yeni önerilerde bulunulmuştur.

2. KAYNAK ÖZETLERİ

DA DA dönüştürücüler endüstriyel yerlerde kullanılan çeşitli DA motorlarında, fotovoltaiik sistemlerde, birincil enerji kaynağı olarak pillerden güç sağlayan taşınabilir elektronik cihazlardan bilgisayar, cep telefonu, şarj cihazları gibi yerlerde yüksek bir kullanım alanına sahiptir. Bu dönüştürücü türlerinin çok fazla farklı alanda kullanılmaları sebebi ile araştırmacılar tarafından çeşitli çalışmalarda kullanılmak üzere ilgi odağı haline gelmiş ve gelmeye de devam etmektedir. Böylece her geçen gün literatüre dönüştürücüler ile ilgili birçok yeni çalışma eklenmektedir. Bu bölümde literatürde yer alan çalışmalardan özellikle de tez çalışmasında kullanılan dönüştürücü yapısı, kontrolcü türleri ve gözlemleyici konusunun ayrı ayrı veya beraber işlendiği akademik çalışmalardan örnekler ve verilen örneklerin açıklamaları yer alacaktır.

DA-DA dönüştürücülerden düşürücü tip dönüştürücü hariç diğer dönüştürücüler matematiksel anlamda doğrusal olmayan bir yapıya sahipler. Ancak bütün dönüştürücü tiplerinin son derece belirsiz model parametrelerine sahip olmaları nedeniyle dönüştürücülerin kararlı hal çalışması bu belirsiz parametrelerden son derece olumsuz etkilenmektedir. Bu sorun araştırmacıların dikkatini çok çekmiş ve sorunu çözmek adına ilk olarak geleneksel kontrol yöntemleri önerilmiştir; fakat geleneksel kontrol yöntemlerinin kullanılarak kontrolün sağlandığı dönüştürücü türlerinde yükselme zamanının iyi olması dışında maksimum aşım değerinin çok yüksek olması, oturma zamanının çok uzun olması ve geniş bir bant aralığında değişen giriş gerilimi değişimi, yük değişimi gibi bozucu etkenlere karşı iyi bir performans sergilememesi sebebi ile araştırmacılar dönüştürücülerin performansını daha çok artırmak için doğrusal olmayan kontrol yapılarına yönelmişlerdir. Bununla birlikte ileri geleneksel olmayan sağlam birçok kontrol yapısının literatürde mevcut olmasından dolayı da akademik çalışmalarda bu kontrolcüler tercih edilmektedir. Doğrusal olmayan kontrol yapılarından biri olan geri adımlama, Lyapunov fonksiyonu destekli olması ve tırlama etkisi oluşturan fonksiyonun olmaması sebebi ile araştırmacılar tarafından çok kullanılmaktadır. Bahsedilen kontrol türünün verimliliğini görmek adına düşürücü tip dönüştürücü yapısını ele alarak bir çalışma yapan Sureshkumar ve Ganeshkumar (2011), Matlab/Simulink ile simülasyon yaparak sonuçları elde etmiş ve geleneksel kontrolcülerden biri olan PI kontrolcü ile karşılaştırmıştır. Karşılaştırma için araştırmacı

sadece yükün tipini değiştirmiştir. Yük tipini önce resistive sonra PMDC motor olarak seçmiş ve geri adımlama kontrol ile geleneksel PI kontrol yapılarının her iki yük çeşidi için çıkış gerilimlerinin oturma zamanları ayrı ayrı elde edilmiştir. Elde edilen tüm sonuçlar birbiri ile karşılaştırılarak geri adımlama kontrolcünün geleneksel kontrolcüye göre daha mükemmel bir performans sergilediği görülmüştür.

Arsalan vd (2018) tarafından yapılan çalışmada düşürücü-yükseltici dönüştürücünün bir başka tipi ele alınarak yenilebilir enerji kaynaklarından beslenecek şekilde devrenin kontrolü integral geri adımlama ile sağlanmıştır. Belirtilen kontrol türünün seçimindeki temel sebep, bu kontrolcünün geleneksel geri adımlama kontrolcüye göre çok daha hızlı bir şekilde yükselme özelliğine sahip olmasıdır. Ancak her ne kadar bu çalışmada bahsedilmese de integral geri adımlama kontrolcü sistemin başlangıç anında, sıcaklığın ve ısıma miktarının değiştiği zamanlarda sistemde maksimum aşımalar yapmıştır.

Nizami vd (2018), düşürücü tip dönüştürücüyü baz alarak dönüştürücüye ait durum değişkenlerinden biri olan indüktör akımını ölçmeyerek devrenin kontrolünde adaptif geri adımlamanın kullanıldığı bir çalışma yapmıştır. Sensörlerden kaynaklı hatalardan kaçınmak için indüktör akımını ölçmeyip ilgili durum değişkenine ait sinyal bilgisini bir gözlemleyici tasarımı ile tahmin ederek elde etmiştir. Tasarlanan kontrol yapısının verimliliğini görmek için değişik parametre değişimleri uygulanmış ve elde edilen sonuçlar geleneksel adaptif geri adımlama ile karşılaştırılmıştır. Sonuçlar birebir aynı çıkmıştır. Bu durum, indüktör akımını tahmin etmek için kullanılan gözlemleyici türünün çok başarılı olduğunu göstermektedir.

Bhartiya vd (2014) tarafından yapılan çalışmada temel anahtarlamalı güç kaynaklarından düşürücü, yükseltici ve düşürücü-yükseltici dönüştürücüler sırası ile kullanılmıştır. Çalışma, sensörsüz akım kontrolüne dayalıdır. Akım sensörünün gerilim sensörüne göre daha karmaşık bir yapıya sahip olması ve ayrıca daha fazla gürültü oluşturması nedeni ile indüktör akımı bu çalışmada kayan kipli gözlemleyici kullanılarak tahmin edilmiştir. Simulasyon yapılarak her bir dönüştürücü için elde edilen sonuçlar, gerçek indüktör değeri ile karşılaştırılmış ve kullanılan gözlemleyici türünün her bir dönüştürücü için son derece başarılı bir indüktör tahmini yapmıştır. İlgili

çalışmada kontrolcü olarak kayan kipli kontrolcü kullanılmıştır. Bununla birlikte çalışmada kullanılan hem kayan kipli kontrolcü ve hem de kayan kipli gözlemleyicinin yapısında signum fonksiyonu bulunmaktadır. Bu durum çıkışta elde edilecek akım ve gerilim dalga şekillerinde tırlamanın görülmesine sebep olmaktadır.

Pahlevani vd (2014), yükseltici tip dönüştürücüyü ile ilgili bir çalışma yapmıştır. Yazar, akım sensörünün sistemde hem gecikme hem de gürültü oluşturmaları sebebi ile bir gözlemleyici türünü kullanarak indüktör akımının tahminini yapmış ve devrenin kontrolünü gözlemleyici türüne dayandırmıştır. Yükseltici tip dönüştürücü lineer olmadığından kendisi için gözlemlenebilirlik analizi Lie türevi ile yapılmıştır. Kontrol sinyalinin sıfır olduğu durumlarda sistem gözlemlenemez. Böylece gözlemlenecek değişkenin o noktada hatalı olarak tahmin edilmesine neden olacaktır. Devrenin beslemesi alternatif akım ile yapıldığında bu sorun her periyotta oluşacaktır. Araştırmacı bu durumu engellemek için bir yardımcı devre ile sorun oluşan noktada tahmin edilecek olan değişkeni her seferinde resetleyerek problemi ortadan kaldırmıştır.

Liu vd (2014), gözlemleyici tabanlı yüksek dereceli süper burulmalı bir kontrol yapısını çok hücreli bir dönüştürücüye uygulamıştır. Gözlemleyici ile kontrolün sağlandığı kontrol sistemlerinde gözlemlenebilirlik analizinin ne kadar ehemmiyetli bir analiz olduğunu gösteren bir çalışmadır. Çalışmada ele alınan dönüştürücü, doğrusal olmayan bir yapıda olduğundan Lie türevi kullanılarak elde edilen gözlemlenebilirlik matrisi, hiçbir zaman gözlemlenebilirlik koşulunu sağlamamaktadır. Bu sebeple bu dönüştürücü için geleneksel bir gözlemleyici tasarımı yapıldığında dönüştürücünün her çalışma noktasında tahmin edilecek değişkenler için hatalı tahminler elde edilecektir. Araştırmacı, gözlemleyici tasarımını $Z(TN)$ yapısına dayandırarak önerdiği kontrol metodu ile çok başarılı bir değişken tahmini yapmıştır. Nitekim ilgili çalışmanın simulasyon sonuçları, araştırmacının önerdiği yöntem ile geleneksel luenberger gözlemleyicinin performansını bariz bir şekilde ortaya koymuştur.

Das vd (2018), yükseltici dönüştürücü ve MPPT algoritmasını kullanarak güneş enerjisinden maksimum güç elde edilmesi için bir çalışma yapmıştır. Akım sensörünün kullanıldığı ve kullanılmadığı durumlarda elde edilen çıkış gerilimlerini karşılaştırmış ve sensörsüz kontrolün daha sağlıklı olduğunu deneysel sonuçlar ile göstermiştir.

3. MATERYAL ve YÖNTEM

3.1 PWM Kontrol Yöntemi

DA DA alçaltıcı dönüştürücünün temel görevi, kendisinin girişine uygulanan yüksek gerilimi filtreleyerek çıkışta daha düşük bir gerilim elde edilmesini sağlamaktır. Endüktanstan akan akıma bağlı olarak bu dönüştürücü hem sürekli iletim modunda hem de kesintili iletim modunda çalışabilmektedir. Bu dönüştürücü tipi, endüstriyel alanda kendisine çok büyük bir kullanım alanı bulmuştur. Kullanım alanlarına örnek olarak anahtarlama mod güç kaynakları, gelişmiş telekomünikasyon sistemleri, medical cihazlar, robotik alanı ve motor sürücü devreleri verilebilir (Khan 2017).

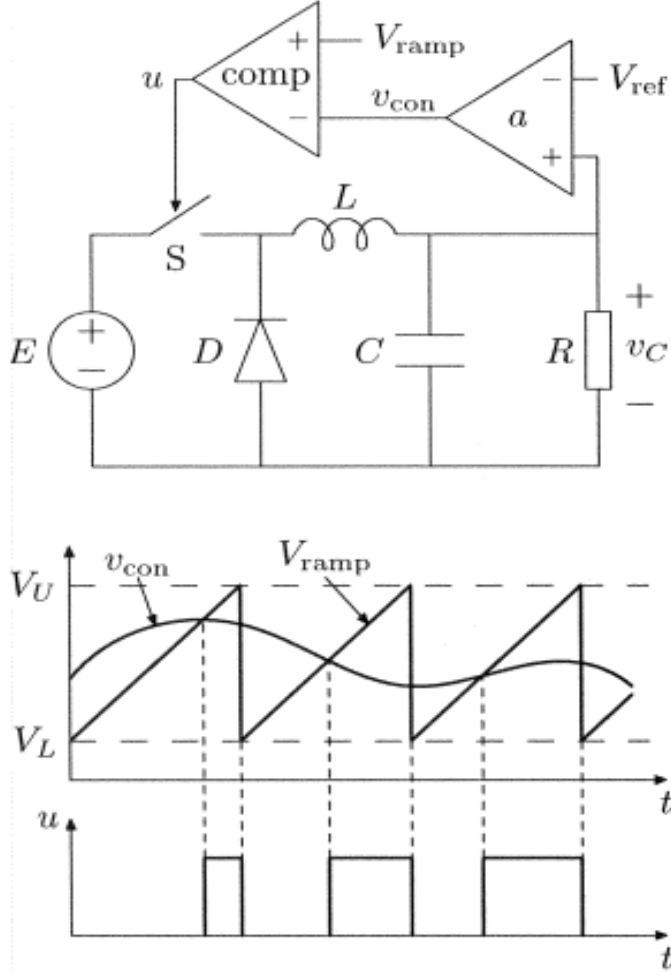
Prensib olarak alçaltıcı dönüştürücünün kontrolü, kontrol elemanının bir periyot boyunca doluluk oranının ayarlanması ile yapılır. Doluluk oranı (D), kontrol elemanın iletimde olduğu sürenin toplam sabit bir periyoda oranıdır. T_{on} ve T_{off} sırasıyla yarı iletken güç anahtarının iletimde ve kesimde olduğu süreleri, T_s ise toplam periyodu ifade eder. Denklem (3.1) 'de verilen şekilde doluluk oranı hesaplanır :

$$D = \frac{T_{on}}{T_s} = \frac{T_{on}}{T_{off} + T_{on}} \quad (3.1)$$

Çıkış geriliminin regülasyonu doluluk oranının ayarlanması ile yapılır. Bu regülasyon iki farklı teknik kullanılarak yapılabilir. Bu teknikler darbe genişlik modülasyonu (PWM) ve frekans modülasyonu (FM) teknikleridir. PWM kontrol yöntemi, sabit bir frekansta görev döngüsünün (doluluk oranı) genişliğinin değiştirilmesi ile çalışan bir teknik iken FM ise sabit bir görev döngüsünde frekans darbelerinin değiştirilmesine dayalıdır (Shaltout et al. 2017).

DA DA dönüştürücüler endüstride çoğunlukla PWM ile çalıştırılır. Çünkü endüstride kullanılan dönüştürücülerin yük tarafı genelde büyük güçlü yüklerdir. Yükün fazla olduğu durumda PWM, frekans modülüne göre daha verimli çalışır ve böylece çıkış geriliminin dalgalanması daha az ve gerilim şekli daha düzgün olur. Ancak hafif yüklerde FM çok daha iyi sonuçlar verir. Dönüştürücü hafif yükler altında PWM ile

çalıştırıldığında, her bir döngüdeki iletim kayırları ve anahtarlama kayırları sebebi ile FM tekniğine göre verimsiz olur (Wu 2012). Ancak PWM tekniği kontrolde kolaylık sağlar. Ayrıca motor sürücü devrelerinde FM kullanıldığında zaman motorda daha fazla titreşime sebep olunur (Ertan and Simsir 2004). Bu sebeplerden dolayı bu tez çalışmasında ve daha sonradan bu tez çalışması ile yakın ilişkili olacak çalışmalar da gözönünde bulundurularak PWM tekniği tercih edilmiştir.

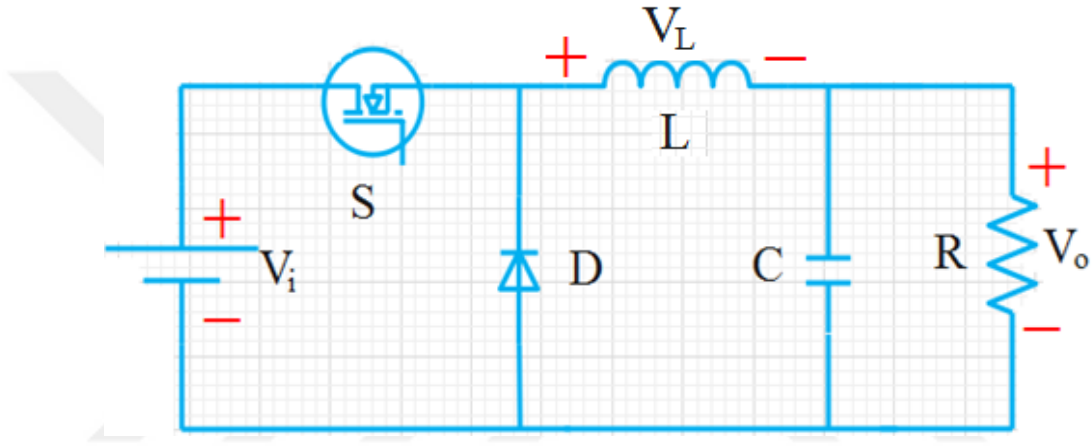


Şekil 3.1. PWM kontrollü alçaltıcı tip dönüştürücü (Erickson and Maksimovic 2007a)

Şekil 3.1. ' den hareketle PWM kontrol yönteminde, sensör yardımı ile bilgisi alınan çıkış gerilimi, referans gerilim ile karşılaştırılır ve geribildirim sinyali elde edilir. Geribildirim sinyali de testere dişi dalga ile karşılaştırılır ve böylece anahtara gönderilecek olan kontrol sinyali üretilmiş olunur.

3.2. DA DA Alçaltıcı Dönüştürücü Devre Analizi

Tipik bir DA DA alçaltıcı dönüştürücünün devre şeması Şekil 3.2.'de verilmiştir. Devre üzerinde yer alan elemanlardan V_i giriş gerilimini, L indüktörü, S anahtarlama elemanını, D diyotu, C kondansatörü, R yük direncini, V_o çıkış gerilimini ifade eder. Devre elemanlarından L ve C, sırası ile çıkış akımını ve çıkış gerilimini filtrelemek için kullanılır. Şekil 3.2.'de de görüleceği üzere alçaltıcı dönüştürücüyü oluşturan bileşenlerin ideal olduğu kabul edilmiştir.



Şekil 3.2. Alçaltıcı dönüştürücünün devre şeması

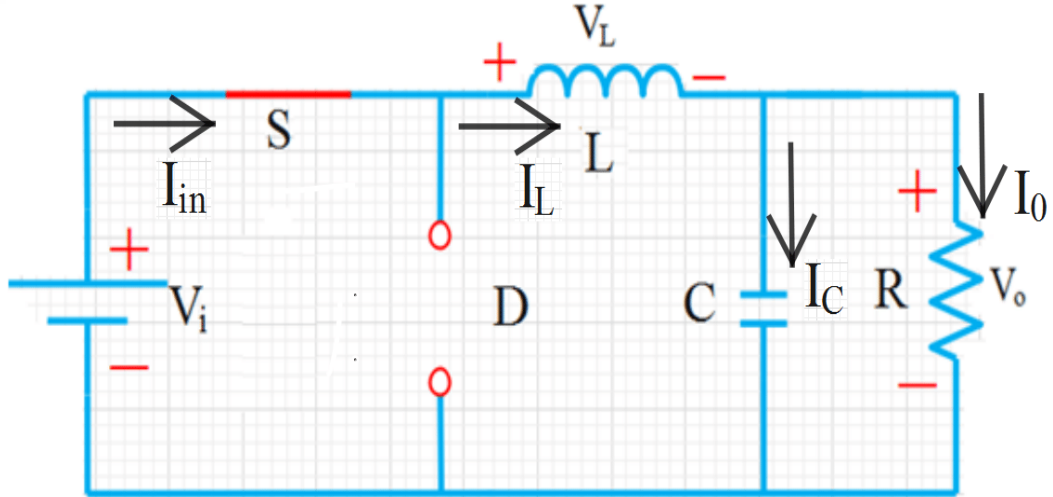
Devrede giriş gerilimi, kontrol edilebilir bir elemana bağlıdır. Bu eleman Mosfet, IGBT, tristör olabilir. Ancak DA-DA dönüştürücülerde tristör genelde kullanılmaz. Çünkü tristör, doğru akımda komütasyon devresi gerektirir. Bu durum ise başka elemanların kullanılması demektir. DA-DA dönüştürücüler için komütasyon devresi karmaşıklığa sebep verdiği için tristörün kullanımı tercih edilmez (Jain 2004).

Anahtarlama elemanının kontrol ucuna sabit frekansta, ayarlanabilir darbe genişliğine sahip PWM sinyali uygulanır. Darbenin uygulandığı sürede yani DT_s süresince kontrollü anahtarlama elemanı, geriye kalan ve $(1-D)T_s$ ile gösterilen sürede ise kontrolsüz anahtarlama elemanı iletimde olacaktır. Böylece devre iletim ve kesim olmak üzere 2 ayrı modda çalışacaktır. İletim modunda çalışırken girişteki enerji çıkışa aktarılacaktır, kesimde olduğu modda ise indüktörde ve kondansatörde depolanan enerji çıkış yükünü beslemeye devam edecektir.

Bu bölümde devrenin hem iletim hem de kesim modları ayrı ayrı incelenerek devrenin dinamik denklemleri yazılacaktır. Daha sonrasında bu dinamik denklemler esas alınarak devreye ait hem matematiksel modelleme hem de önerilen kontrol yönteminin tasarımı yapılacaktır.

3.2.1 DA DA Alçaltıcı Dönüştürücü Çalışma Modları

Devrenin ilk analizi anahtarın kapalı olduğu varsayılarak yapılmıştır, yani S anahtarı iletimde, diyot kesim modunda iken yapılan analizdir. Bu durumda eşdeğer devre şeması Şekil 3.3.'de gösterildiği gibidir. S anahtarı iletimde olduğundan kısa devre olarak, diyot ise kesim durumunda olduğundan açık devre olarak gösterilmiştir.



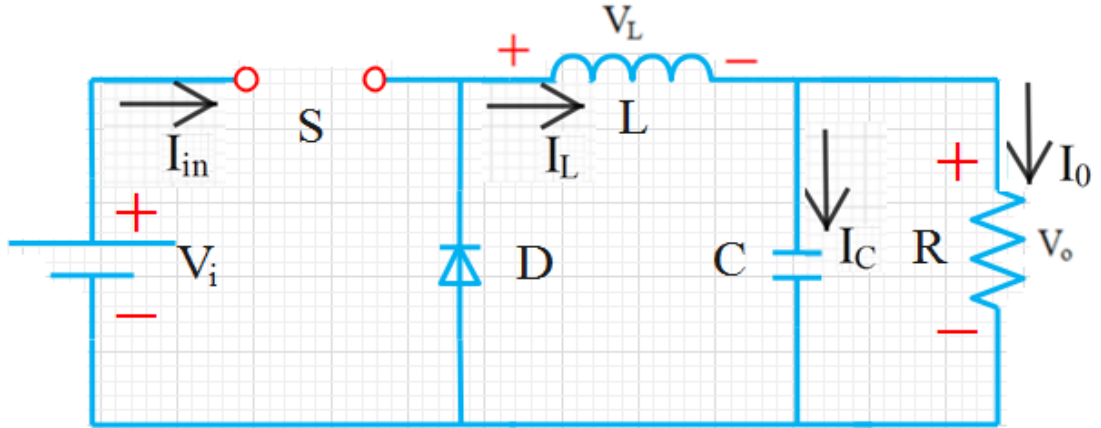
Şekil 3.3. S anahtarı iletimde iken dönüştürücünün eşdeğer devre şeması

Şekil 3.3.'de görüleceği üzere çıkış yükü ile kondansatör, birbirlerine paralel oldukları için gerilimleri eşittir. S anahtarının kısa devre olması ile indüktör, doğrudan giriş gerilimi ile çıkış gerilimi arasına bağlanmıştır. Kirchhoff'un gerilim yasasını kullanarak indüktörün uçları arasındaki gerilim denklem (3.2)'te gösterildiği gibi giriş ile çıkış gerilimi arasındaki fark kadar olacaktır. Giriş ile çıkış geriliminin sabit olduğunu kabul ederek indüktör akımı DT_s süresince doğrusal bir şekilde artacak ve Şekil 3.5.'te gösterildiği gibi maksimum bir değere ulaşacaktır. Giriş gerilimi bu sürede aynı zamanda yükü ve kapasitörü de besleyecektir (Babaei et al. 2011).

$$-V_i + L \frac{dI_L}{dt} + V_C = 0 \quad (3.2)$$

$$I_L = C \frac{dV_C}{dt} + \frac{V_C}{R} \quad (3.3)$$

S anahtarı kesimde, diyot iletim modunda iken oluşan eşdeğer devre şeması Şekil 3.4.'de gösterildiği gibidir. S anahtarı kesimde olduğundan açık devre olarak gösterilmiştir. Şekil 3.4.'den hareket edilirse indüktör üzerindeki gerilim, çıkış gerilimine eşit ve ters polariteli bir gerilim olarak gözlemlenecektir. İndüktör üzerinde birikmiş olan enerji, diyot üzerinden geçerek yükü besler. İndüktörün yükü beslemesi sebebi ile indüktör akımı bu sürede yani $(DT_s, T_s]$ aralığında azalarak Şekil 3.5.'te gösterildiği gibi minimum bir değere ulaşacaktır. Kirchhoff'un gerilim ve akım yasası Şekil 3.4.'te gösterilen devreye sırasıyla uygulanırsa

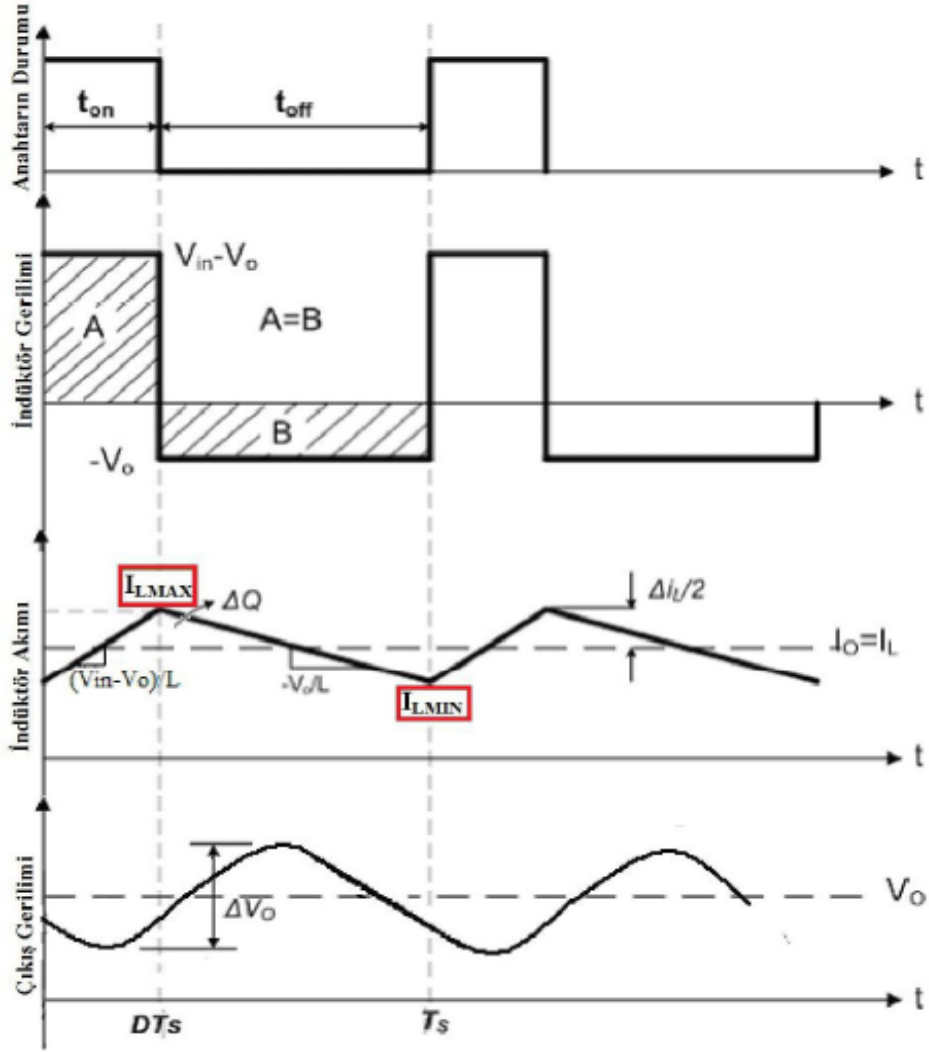


Şekil 3.4. S anahtarı kesimde iken dönüştürücünün eşdeğer devre şeması

$$L \frac{dI_L}{dt} + V_o = 0 \quad (3.4)$$

$$\frac{dV_C}{dt} = \frac{I_L}{C} - \frac{V_C}{RC} \quad (3.5)$$

elde edilir. Denklem (3.3) ve (3.5), Kirchhoff'un akım yasasının indüktör, yük ve kondansatör akımlarının oluşturduğu eşitliğe ($I_L = I_C + I_o$) uygulanması ile bulunmuştur.

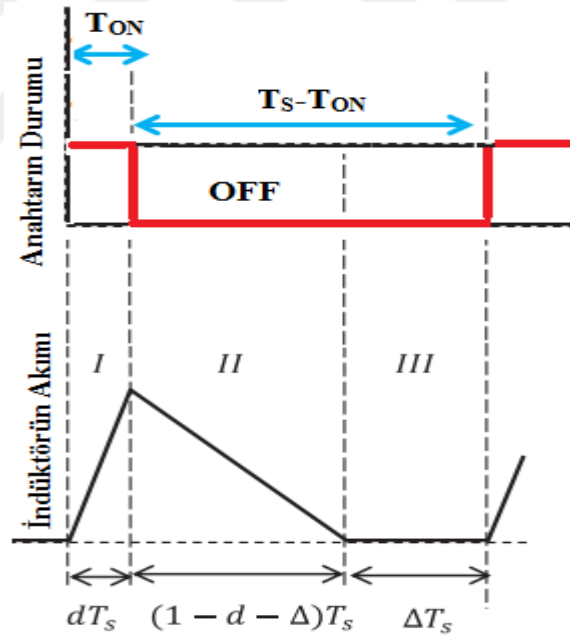


Şekil 3.5. Alçaltıcı dönüştürücünün temel dalga şekilleri (Erel 2016a)

Dönüştürücünün devre elemanlarından olan indüktörden akan akımın devamlılığına bağlı olarak devrenin çalışması sürekli akım modu ve kesintili akım modu olmak üzere 2 modda sınıflandırılabilir. Sürekli akım modunda indüktör içerisinde kesintisiz olarak akım geçişi olur ve sıfıra düşmez. Şekil 3.5'ten görüleceği üzere indüktör akımı, maximum ve minimum bir değer arasında hareket etmekte ve sıfır değerine gelmemektedir. Bu durum devrenin sürekli akım modunda çalıştığının kanıtıdır. Sürekli akım modunda çalışma durumunda dalga şekli bir periyottan diğerine tekrar etmek zorunda olduğundan, indüktör geriliminin bir periyottaki integrali sıfır olmak zorundadır (Erel 2016b). Başka bir deyişle kalıcı duruma ulaşmış, dengede olan bir sistemde bir periyot süresi boyunca indüktörün akımındaki net değişim sıfırdır. (Erickson and Maksimović 2007b). Bu durum literatürde indüktör volt-saniye dengesi olarak bilinir. İndüktör volt-saniye dengesi, Şekil 3.5'te indüktör gerilimi için

gösterilen dalga şekline uygulandığı zaman A ve B alanlarının birbirine eşit olması gerekir. Bu eşitlik de endüktansın üzerindeki ortalama gerilimin sıfır olacağı anlamına gelmektedir. Devredeki indüktansın değeri yeteri kadar büyükse seçilirse, indüktör akımı asla sıfır olmaz ve devre sürekli akım modunda çalışır. Eğer indüktans küçük bir değer alırsa, her yarım dalganın bir kısmında indüktör akımı sıfır olur ve devre kesintili akım modunda çalışır (Brown 2012b). Bu her iki mod birbirinden çok farklı olduğu için indüktörün değeri seçilirken çok dikkat edilmelidir.

Anahtarlama elemanı kesimde iken indüktör akımı sıfır değerine, bir periyot tamamlanmadan gelirse devre kesintili akım modunda çalıştığını göstermektedir. Bu modda çalışma, Şekil 3.6'dan hareketle daha iyi bir şekilde anlaşılabilir. İlgili şekilden görüleceği üzere bir periyot tamamlamadan indüktör akımının sıfır olduğu ve bununla birlikte indüktör akımının sıfır olduğu andan itibaren periyodun tamamlanmasına kadar geçen ΔT_s kadar ölü bir zaman vardır.



Şekil 3.6. Alçaltıcı dönüştürücünün kesintili akım modu çalışması (Salimi et al. 2013)

Devrenin kesintili akım modu ve sürekli akım modunda çalışmaları ile ilgili referans olarak verilen kaynak Erickson ve Maksimović (2007c) incelendiği zaman, devrenin çıkış geriliminin her iki akım mod çalışma için farklı parametrelere bağlı olduğu görülecektir. Sürekli akım modunda çalışmada devrenin çıkış geriliminin, verilen sabit bir giriş geriliminde lineere yakın bir şekilde değiştiği görülecektir. Çünkü

çıkış gerilimi, sürekli akım modunda giriş gerilimi ve görev döngüsünün bir fonksiyonudur. Kesintili akım modu çalışmada ise çıkış gerilimi birçok parametreye bağlıdır. Sadece giriş gerilimi ve döngüsüne bağlı olmayıp ayrıca endüktansın değerine, toplam periyoda ve çıkış akımına da bağlıdır. Bu yüzden bu mod, sürekli akım moduna göre daha karmaşıktır.

3.3. Durum Uzay Modellemesi ve Matematiksel Model

Bir sistemi kontrol etmek için, o sistemin matematiksel modelinin ortaya konulması gerekir. Çünkü matematiksel modelleme ile sistemin daha açık ve iyi anlaşılması, sistemin analizinin daha kolay yapılması ve kontrolcü gibi sonradan yapılacak tasarımların kolaylaştırılması sağlanır. Özellikle son derece karmaşık olan bazı dinamik sistemlerin birçok analizi matematiksel modelleme ile basit bir şekilde yapılabilmektedir. Dinamik sistemlerin matematiksel modelinde ise diferansiyel denklemler çok kullanılır. Diferansiyel denklemler kullanılarak ifade edilen bir sistem sonrasında iki farklı yaklaşım olan frekans domen ve zaman domen ile çok daha basite indirgenebilir.

Frekans domen, çok geniş bir şekilde lineer dinamik sistemler için uygulanır. Sistemin ifadesini sağlayan diferansiyel denklemler, Laplace dönüşümü sayesinde frekans domeninde ifade edilir. Zaman domeninde ise durum-uzay dönüşümü kullanılır ve hem lineer hem de lineer olmayan sistemlere uygulanabilmektedir. Durum uzay dönüşümü sayesinde diferansiyel eşitliklerle tanımlanan sistemin dinamikleri, vektör matrisinde birleştirilerek bir tane durum vektörü ve bir tane de çıkış vektörü elde edilir. Böylece daha basit bir yapı elde edilmiş olunur. Ayrıca durum uzay yönteminde sistemin dinamiklerinin artması sorun ve karmaşıklığa sebep vermez. Bu sebeple sisteme ait dinamiklerin çok fazla olduğu sistemlerde bu yöntem yoğun bir şekilde kullanılır. Bir sistem için durum uzay modelinin genel formu, eşitlik (3.6)'daki gibi yazılabilir :

$$\begin{aligned}\dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx + Du\end{aligned}\tag{3.6}$$

Denklem (3.6)'da yer alan x elemanları durum değişkenlerinden oluşan durum vektörünü, $\dot{x}$ durum değişkenlerinin zamana türevini, y elemanları çıkış değişkenlerinden oluşan çıkış vektörünü, u elemanları giriş değişkenlerinden oluşan giriş vektörünü, A sistem matrisini, B giriş matrisini, C çıkış matrisini, D ileri besleme matrisini ifade eder. Denklem (3.6)'da yer alan ilk eşitlik durum denklemi, sonraki eşitlik ise çıkış denklemi olarak adlandırılır. Durum denklemindeki durum değişkenlerinin seçimine ilişkin yapılan pratik yöntem, sistemde enerji depolayan elemanların durum değişkeni olarak kabul edilmesidir (Semmlow 2005). Bu durumda bir elektrik devresi göz önüne alındığında indüktör ve kapasitörün durum değişkeni olarak seçilmesi gerekir.

Güç elektroniği dönüştürücüleri, anahtarın çalışma şekline göre çoğunlukla periyodik değişen yapıya sahiptirler. Bu yüzden durum uzay denkleminde ifade edilebilmeleri için en az 2 diferansiyel denklemin bulunması gerekir. Bu diferansiyel denklemlerden biri anahtarın iletimde olduğu yani DT_s süresi boyunca olan çalışmayı, diğeri ise anahtarın kesimde olduğu yani $(1-D)T_s$ süresince devam eden çalışmayı ifade etmektedir.

Tan ve Hoo (2015) referans alınarak anahtarın iletimde ve kesimdeki durumları için sırasıyla aşağıdaki durum uzay denklemleri yazılabilir :

$$\begin{aligned}\dot{x} &= A_{İLETİM}x + B_{İLETİM}u \\ y &= C_{İLETİM}x\end{aligned}\tag{3.7}$$

$$\begin{aligned}\dot{x} &= A_{KESİM}x + B_{KESİM}u \\ y &= C_{KESİM}x\end{aligned}\tag{3.8}$$

(3.7) ve (3.8) ifadelerinde D matrisi yok. Çünkü ele alınan devrenin çıkış vektörü sadece durum değişkenine bağlıdır. Belirtilen her iki denklem, aşağıdaki gibi birleştirilebilir:

$$\begin{aligned}\dot{x} &= [A_{İLETİM}D + A_{KESİM}(1-D)] + [B_{İLETİM}D + B_{KESİM}(1-D)]u \\ y &= [C_{İLETİM}D + C_{KESİM}(1-D)]\end{aligned}\tag{3.9}$$

Eşitlik (3.9)'da verilen ortalama model aşağıdaki gibi sadeleştirilebilir :

$$\begin{aligned}\dot{x} &= A_{TOPLAM}x + B_{TOPLAM}u \\ y &= C_{TOPLAM}x\end{aligned}\tag{3.10}$$

İfade (3.10)'da yer alan A, B, C matrisleri aşağıdaki gibi hesaplanabilir :

$$\begin{aligned}A_{TOPLAM} &= [A_{İLETİM}D + A_{KESİM}(1-D)] \\ B_{TOPLAM} &= [B_{İLETİM}D + B_{KESİM}(1-D)] \\ C_{TOPLAM} &= [C_{İLETİM}D + C_{KESİM}(1-D)]\end{aligned}\tag{3.11}$$

Yukarıdaki bilgiler ışığında hareket edilirse matematiksel modellemede, kontrolcü ve gözlemleyici tasarımında kullanılacak olan durum uzay modeli elde edilebilir. Öncelikle önerilen devrenin durum değişkenleri $x_1 = V_C$ ve $x_2 = I_L$ olarak seçilmiştir. Anahtarın iletimde olduğu modda elde edilen denklem (3.2) , denklem (3.3) ve anahtarın kesimde olduğu modda elde edilen denklem (3.4), denklem (3.5) kullanılarak çalışma moduna ait A ve B matrisleri elde edilebilir.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix}}_{A_{İLETİM}} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L} \end{bmatrix}}_{B_{İLETİM}} V_i\tag{3.12}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix}}_{A_{KESİM}} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_{KESİM}} V_i\tag{3.13}$$

C vektörü çıkış vektörüdür. Daha açık bir ifade ile sistemde ölçülebilen veya sadece ölçülmek istenen durum değişkenlerinin içinde bulunduğu vektördür. Normal koşullarda önerilen devrenin her iki değişkeni de akım ve gerilim sensörleri kullanılarak ölçümü

yapılabilir; fakat tezin özet kısmında da belirtildiği gibi sensörsüz kontrol yapılacağı için sadece çıkış geriliminin ölçüldüğü varsayılmıştır. Bu sebepten dolayı çıkış vektörü

$$C = [1 \ 0] [x_1 \ x_2]^T \quad (3.14)$$

olarak elde edilecektir. Eşitlik (3.14)'de yer alan üstel ifade transpozedir. Çalışma modlarına ait matrisler ayrı ayrı bulunduktan sonra devrenin ortalama A ve B matrisleri elde edilmelidir. (3.11) ifadesini kullanarak ortalama matrisler bulunabilir.

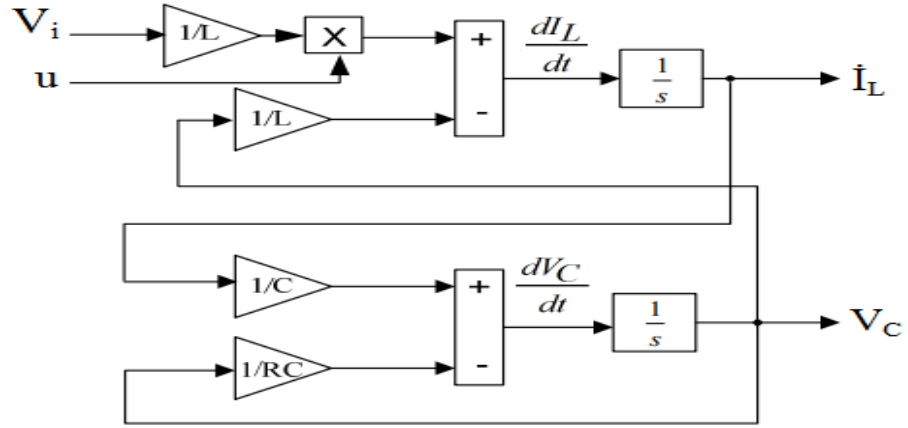
$$\begin{aligned} A_{TOPLAM} &= A_{İLETİM} D + A_{KESİM} (1-D) \\ A_{TOPLAM} &= \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix}}_{A_{İLETİM}} D + \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix}}_{A_{KESİM}} (1-D) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.15)$$

$$\begin{aligned} B_{TOPLAM} &= B_{İLETİM} D + B_{KESİM} (1-D) \\ B_{TOPLAM} &= \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L} \end{bmatrix}}_{B_{İLETİM}} D + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_{KESİM}} (1-D) = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{D}{L} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.16)$$

Elde edilen (3.15) ve (3.16) matrisleri, (3.10) eşitliğinin formatında aşağıdaki gibi yazılabilir. (3.17), literatürde en çok kullanılan (3.18) formatı gibi de yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix}}_{A_{TOPLAM}} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ \frac{D}{L} \end{bmatrix}}_{B_{TOPLAM}} V_i \quad (3.17)$$

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= -\frac{x_1}{RC} + \frac{x_2}{C} \\ \dot{x}_2 &= -\frac{x_1}{L} + \frac{DV_i}{L} \end{aligned} \quad (3.18)$$



Şekil 3.7. Alçaltıcı dönüştürücünün blok matematiksel modeli

(3.18) denklemleri esas alınarak devrenin matlab/simulink programında oluşturulmuş matematiksel modeli Şekil 3.7’de gösterilmiştir. Genel anlamda (3.18) denklemlerindeki D ifadesi u ile gösterilir. Burada da daha açık olmak için D ifadesi u ile gösterilmiş ve Şekil 3.7 bu kabule göre çizilmiştir. Blok matematiksel model ile çalıştırılan devreler en ideal olan sonuçları verir. Çünkü bu model ile devrenin kayıplardan etkilenmesi söz konusu değildir. Matlab/simulink programı ile ele alınan alçaltıcı dönüştürücünün normal devre çizimi yapıp çalıştırılırsa, devredeki her elemanın kendi iç dirençlerinin oluşturacağı kayıplar nedeni ile idealden uzak sonuçlar elde edileceği görülecektir. Bu sebepten dolayı kontrolcüsü tasarlanan devrenin çalıştırılması matematiksel model baz alınarak yapılmıştır. Ayrıca bu model ile simulasyon yapmak daha kullanışlı bir yoldur.

3.4. Geri Bildirim Kontrol Sistemi

Kontrol sistemi, bir cihaz veya bir dizi cihazın oluşturduğu düzenek olmakla birlikte istenilen sonuçları elde etmek için cihazların davranışını komuta eden ve düzenleyen sistemdir. Son yıllarda, bu kontrol sistemleri günümüz teknolojisinde, medeniyetin gelişmesinde ve ilerlemesinde merkezi bir rol oynamıştır. İnsan uygarlığı gün geçtikçe daha da modernleşmektedir. Modernleşme ile birlikte hayatın daha kolay olmasına yönelik olan talepler her geçen gün artmış ve artmaya devam etmektedir. Böylece pratik olarak günlük yaşantımızın her yönü kontrol sistemlerinden az veya çok etkilenmektedir. Buzdolabı, klima, otomatik ütü, akıllı ev, ulaşım sistemleri gibi günlük

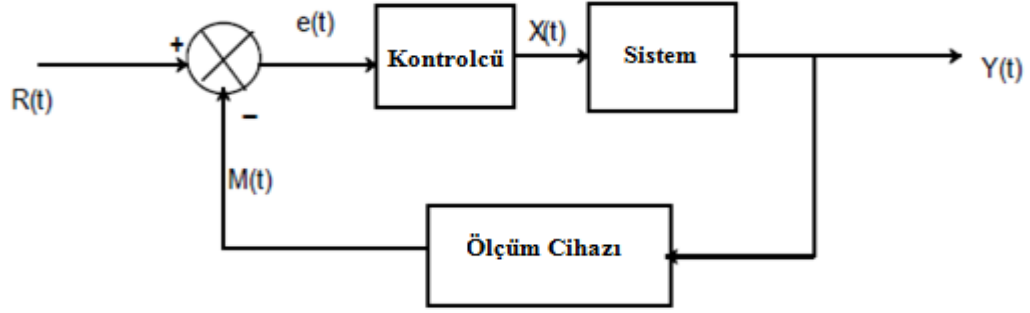
hayatımızda olan ve aynı zamanda kontrol sistemlerinden bağımsız olmayan örnekler mevcuttur. Silah sanayisi, uzay teknolojisi, otomasyon sistemleri kontrolün fazlası ile kullanıldığı birer alandır. Tüm bu örnekler kontrol sistemlerine olan ilginin artmasına ve bu alanla ilgili birçok çalışma yapılmasına yol açmıştır.

Yukarıda örnek olarak verilen akıllı ev, ulaşım sistemleri, uzay teknolojisi gibi sistemlerin temel özelliği, giriş ile çıkış arasında net bir matematiksel ilişkinin olmasıdır. Sistemin giriş ve çıkışı arasındaki ilişki doğrusal olarak temsil edilebilirse sistem doğrusaldır, eğer aradaki ilişki doğrusal bir biçimde temsil edilemezse doğrusal olmayan sistem olarak adlandırılır. Bu doğrusal olan ve olmayan sistemlerin yapısına bir kontrol sistemi eklendiği zaman edinen temel amaç, sistemin çıkışını kontrol etmektir. Çünkü daha iyi sonuç alabilmek ancak sistemi kontrol etmekten geçer ve bu da sistemin çıkışından bilgi almak ile olabileceği, uzun ve yoğun yapılan çalışmalar sonucu kanıtlanmıştır. Böylece sistemin çıkışından bilgi almaya dayalı geri bildirim kontrol sistemi ortaya çıkmıştır.

Kapalı döngü kontrolü olarak da bilinen geri bildirim kontrolü, açık döngü kontrolünün eksikliklerini ortadan kaldırır. Sistemlerin kontrolünde geri bildirim kontrol yapısı kullanmak zorunlu değildir, yani açık döngü olarak da sistemler kontrol edilebilirler. Şekil 3.8’de görüldüğü gibi açık döngü kontrol sistemi, kontrol eyleminin sistemin çıkışından tamamen bağımsız olduğu bir yapıdır. Bu döngü sistemi daha kolaydır ve daha ekonomik bir yapıdadırlar. Bu döngünün dezavantajları ise güvenilir sistem değiller, sistemin çıkışındaki bir değişiklik otomatik olarak düzeltilemez.



Şekil 3.8. Açık döngünün çalışma modeli



Şekil 3.9. Kapalı döngünün çalışma modeli

Kapalı döngü kontrol sistemi, açık döngü kontrolün yapısını kullanmakla beraber ilaveten sistemin girişi ile çıkışı arasında bir bağlantı daha var. Hem kapalı döngü kontrol sistemini açık döngüden ayıran hem de kapalı döngüye üstün özellikler katan kısım, giriş ile çıkış arasındaki bağlantıdır. Bu bağlantı bir veya daha fazla geri bildirim döngüsünden oluşabilir. Daha açık bir ifade ile kapalı döngü kontrol sistemi tasarlanırken bir veya birden fazla kontrolcü kullanılabilir ki bu yapı özellikle hibrit kontrol sistemlerinde çok kullanılmaktadır.

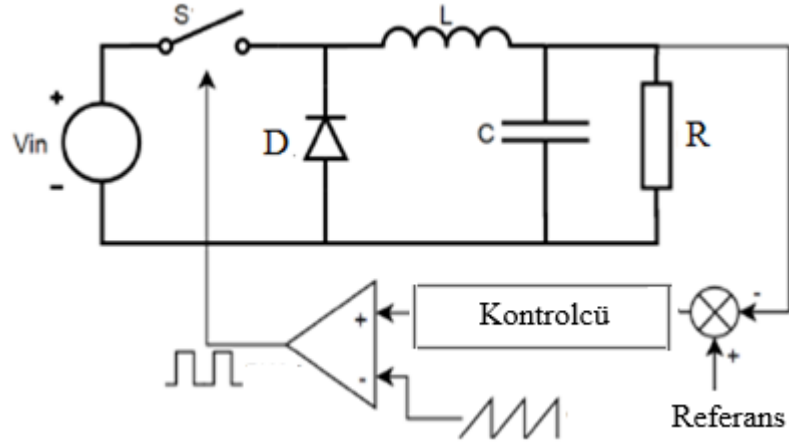
Geri besleme kontrolünün amacı, kontrol edilen değişkeni ayar noktasına yani referans değere yakın tutmaktır. Bu, geri besleme kontrol cihazına girişin değerini belirlemek için ayar noktası ile kontrol edilen değişken arasındaki fark kullanılarak elde edilir. Bu geri besleme kontrol sistemi türüne negatif geri besleme denilir. Negatif geri beslemenin kullanıldığı yerlerde çıkış değerinin, istenilen değere göre bir artış göstermesi durumunda denetim etkisi azaltılarak çıkış değerinin referans değere ulaşması sağlanır. Aynı şekilde çıkış değeri, referans değerine göre azalırsa denetim etkisi arttırılarak çıkışın referans değere oturması sağlanır. Yani negatif geri besleme türü çıkıştaki değişimlerin giriş büyüklüğüne ters yönde etki ettiği geri beslemedir. Negatif geri beslemede çıkış değerinin referansa ulaşması ve referans değerinde tutulması için sürekli olarak giriş ve çıkış değerlerinin farkı alınır. Bu fark, bir hatadır ve kontrolcü için giriş olarak kabul edilir. Kontrolcünün girişine verilen bu hata, sıfırlanmaya yakın bir şekilde sistemin kontrol elemanına gönderilir. Ayarlanmış kontrol çıkışı sistemi, referans değeri takip etmeye zorlar. Bu özelliğinden yani hatayı en aza indirmeye çalışmasından dolayı negatif geri besleme endüstriyel sistemlerde çok kullanılır. Diğer bir geri besleme türü ise pozitif geri beslemedir. Bu yapı negatif geri beslemenin tersi olarak çalışır. Yani sistemin çıkışındaki değişimler, giriş büyüklüğüne

aynı yönde bir etkide bulunur. Çıkış değerinin referans değere göre bir artış göstermesi durumunda, girişteki hatayı da arttırıcı bir etki meydana gelmiş olur. Böylece sistemdeki hata hem azalmamış olur hem de sistemde aşımalar meydana gelir. Bu sebepten pozitif geri besleme özellikle kapalı döngü sistemlerinde tercih edilmez.

Yukarıdaki açıklamalar özellikle negatif geri besleme göz önünde bulundurulduğunda, kapalı döngü kontrol sisteminin kullanımının açık döngüye göre daha avantajlı olduğu görülmektedir. Kapalı döngü sistemler gürültülerden az etkilenir, daha güvenilir sonuçlar sunar, sistem içinden veya dışından gelen bozucu etkilere karşı sistemi stabil durumda tutmaya çalışır. Pahalı olmaları, tasarımlarının karmaşık olması, fazla bakım gerektirmeleri ise geri besleme kontrolcü için birer dezavantajdır.

3.4.1. Güç Elektroniği Devrelerinde Kapalı Döngü Kontrol Sistemi

Anahtarlama mod güç kaynaklarının varlığı uzun bir süredir bilinmekte ve kullanımları çok geniş alanlara yayılmıştır. Çok geniş bir alana yayılmalarındaki temel faktörler arasında lineer regülatörlere göre enerji kaybının daha az olması, indüktör ve kapasitör gibi elemanların daha küçük boyutlu olması ve ağırlıklarının az olması yer almaktadır. Buna benzer daha birçok efektif özelliğe sahip olmaları nedeni ile anahtarlama mod güç kaynakları akademik alandaki ilgiyi de üzerine çekmiştir. Akademik alanın, anahtarlama mod dönüştürücüler ile ilgili üzerinde çalıştığı en önemli nokta çıkış gerilimidir. Bu dönüştürülerden beklenen çalışma durumu, sürdürülebilir bir çıkış gerilimi sağlamalarıdır. Yani çıkışlarında sabit ve düzgün bir çıkış gerilimi üretmeleridir. Sabit bir çıkış gerilimi demek girişte oluşabilecek bir etkiden veya parametrik değişimlerden en az seviyede etkilenmek demektir. Ayrıca çıkış geriliminde istenilen diğer bir özellik ise saf bir gerilim şeklinde olmasıdır. Başka bir söylemle toplam harmonik distorsiyonunun minimize edildiği bir gerilim elde etmektir. Tüm bu söylenen ifadelerin gerçekleşmesi için anahtarlama mod dönüştürücünün çıkış geriliminin kontrol edilmesi gerekmektedir. Çıkış geriliminin kontrol edildiği yönteme ise gerilim mod kontrolü denilir.

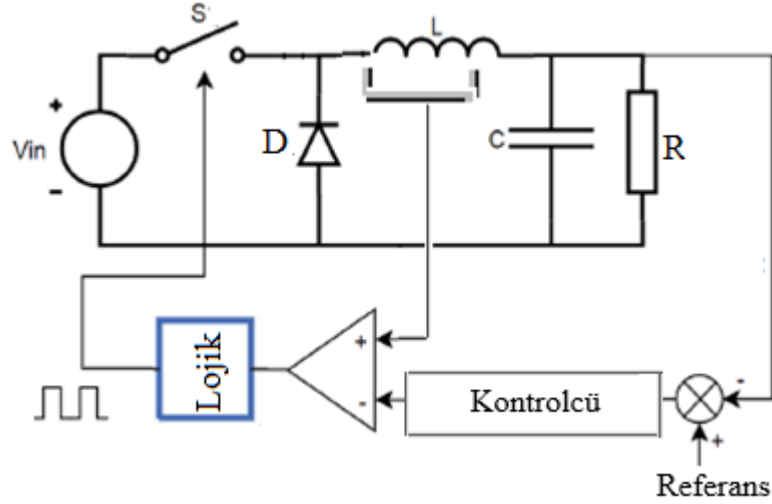


Şekil 3.10. Gerilim mod kontrol çalışma diyagramı (Mannes 2014a)

Tek döngülü kapalı kontrol olarak da bilinen gerilim mod kontrol, sadece tek bir kapalı döngünün olduğu ve Şekil 3.10'da da görüleceği üzere geri besleme kontrolcü için sadece çıkış geriliminin kapalı döngüye konularak bilgi alınmaya çalışıldığı bir kontrol türüdür. Devrenin çıkış gerilimi, kontrolcüye gönderilmeden önce set edilen değer ile karşılaştırılır ve bir hata üretildikten sonra kontrolcüye verilir. Kontrolcünün çıkışından elde edilen sinyal, testere dişli dalga ile karşılaştırılır ve Şekil 3.10 baz alındığında PWM sinyali aşağıdaki koşula göre üretilir :

$$\begin{cases} PWM = 1 & \text{if } V_{ctrl} > V_{ramp} \\ PWM = 0 & \text{if } V_{ctrl} < V_{ramp} \end{cases} \quad (3.19)$$

Gerilim mod kontrol türünde kullanılan testere dişli dalganın genliği sabittir ve devrenin bütün parametrelerinden bağımsızdır. Gerilim mod kontrol, tek kapalı döngüye sahip olması nedeni ile tasarımı ve üretimi kolaydır. Yapısal olarak basittir. Gürültülere karşı toleransı daha fazladır. Yüksek genliğe sahip bir testere dişli kullanmak gürültüye karşı bağışıklığı artırır (Mannes 2014b). Bu gibi özelliklerden dolayı çok geniş bir kullanım alanına sahiptir. Gerilim mod kontrolün yapısında akımı sınırlayacak bir faktörün olmaması en büyük dezavantajıdır. Çünkü oluşabilecek aşırı akımlara karşı devre elemanları korumasızdırlar ve bu durumda zarar görmeleri kaçınılmaz olabilir. Böyle bir durumla karşı karşıya kalmanın temel nedeni sadece çıkış geriliminin kontrol edilmeye çalışılmasındandır.



Şekil 3.11. Akım mod kontrol çalışma diyagramı (Mannes 2014c)

Akım mod kontrolü, güç elektroniği uygulamalarında kullanılan diğer bir geri besleme yöntemidir. Bu kontrol türü, yapısal olarak gerilim mod kontrolde kullanılan aynı değişkeni kullanmakla birlikte sisteme ait diğer bir başka değişkeni de kontrol yapısına katar. İlave değişkenin de döngü ünitesine eklenmesi ile birlikte devrenin kapalı döngü sayısı da artmıştır. Bu özellik ile akım mod kontrolün gerilim mod kontrolden bir farkı ortaya çıkmaktadır. Yani akım mod kontrol, gerilim mod kontrol türünün modifiye edilmiş hali olarak düşünülebilir.

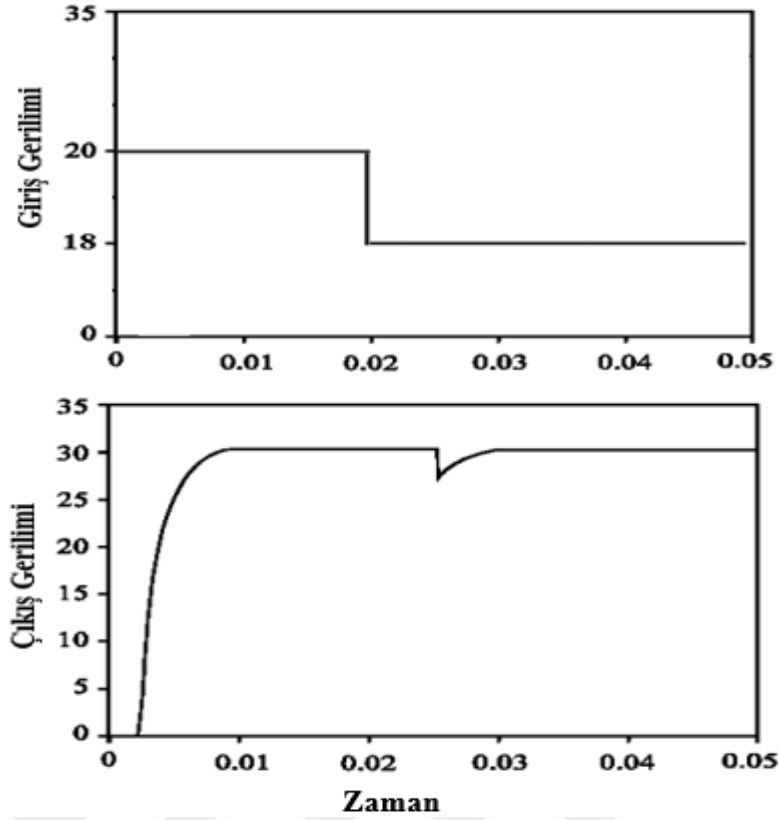
Şekil 3.11’de temel bir akım mod kontrol devresinin yapısını gösterilmiştir. Şekilden anlaşılacağı üzere akım mod kontrolde, ilave değişken olan indüktörün akımı bir sensör yardımı ile algılanır ve algılanan akım görev döngüsünün kontrol edilmesinde kullanılır. Gerilim mod kontrol yapısına bakıldığında görev döngüsünün elde edilmesinde sabit genlikli testere dişli dalga kullanılırken bu kontrol türünde ise indüktörün akımının testere dişli dalganın yerini aldığını görmekteyiz. İndüktörün akımı, kontrolcünün çıkışından elde edilen sinyal ile karşılaştırılır ve lojik devrelerin yardımı ile görev döngüsü elde edilir. Bu kontrol türünde hem çıkış gerilimi hem de çıkış akımı kontrol edilir. İki döngünün olması sebebi ile gerilim mod kontrolcüyeye göre daha stabil bir geri besleme sağlar; fakat iki döngü aynı zamanda kontrolcüyü daha karmaşık hale getirir. Gürültülere karşı akım mod kontrolcünün toleransının daha düşük olması diğer bir dezavantajıdır.

Her iki kontrolcü ile ilgili verilen bilgiler göz önündü bulundurularak bu tez çalışmasında sadece çıkış gerilimine dayalı geri besleme türü kullanılmıştır. Gerilim mod kontrol yapısı daha çok çıkış geriliminin stabil olması istendiği uygulamalarda kullanılmaktadır. Bu tez çalışmasında da öncelik olarak iyi regüle edilmiş bir çıkış gerilimi elde edilmek istendiğinden gerilim mod kontrolcü tercih edilmiştir.

3.4.2. İntegral Geriadımlama Kontrolcü ve Tasarımı

Lineer sistemlerin kontrolünü gerçekleştirmek için doğrusal denetimli kontrolcülerini kullanmak son derece iyi sonuçlar verebilir. Hatta daha iyi sonuçlar vermesi için doğrusal denetimli kontrolcülerin katsayıları birçok optimizasyon teknikleri kullanılarak elde edilebilir. Bu optimizasyon tekniklerine örnek olarak parçacık sürü optimizasyonu, gri kurt optimizasyonu, yapay arı kolonisi algoritması verilebilir. Bu farklı optimizasyon tekniklerinin her birinin kendine has özellikleri mevcuttur ve bunlardan birinin kullanılması ile elde edilen sonuçlar, deneme-yanılma ile elde edilecek sonuçlardan daha iyi olacaktır.

Lineer sistemler için lineer olmayan kontrol tekniklerinin kullanılmasına engel teşkil edecek bir durum yoktur. Her iki kontrol yönteminin lineer bir sistem için performansı karşılaştırılırsa kayda değer çok büyük bir fark görülmeyebilir ; fakat bazı lineer sistemlerin kendi iç yapılarında kaynaklanan durumlardan dolayı, kontrolünde kullanılacak olan lineer ve lineer olmayan kontrolcüler arasında bir performans farkı olacaktır. Daha açık olması açısından tez için önerilen devrenin dinamik denklemlerine bakıldığında lineer bir sistem olduğu açıktır. Çünkü ne durum değişkenleri birbiri ile çarpılı bir haldedir ne de D ifadesi herhangi bir durum değişkeni ile çarpılı bir durumdadır. Matematiksel olarak devrenin lineer olduğu kesin olmasına rağmen birçok faktör vardır ve devrenin doğrusal olmayan özellik göstermesine neden olmaktadır. Devrenin giriş geriliminde meydana gelebilecek bir dalgalanma bu faktörlerden biri olarak verilebilir.

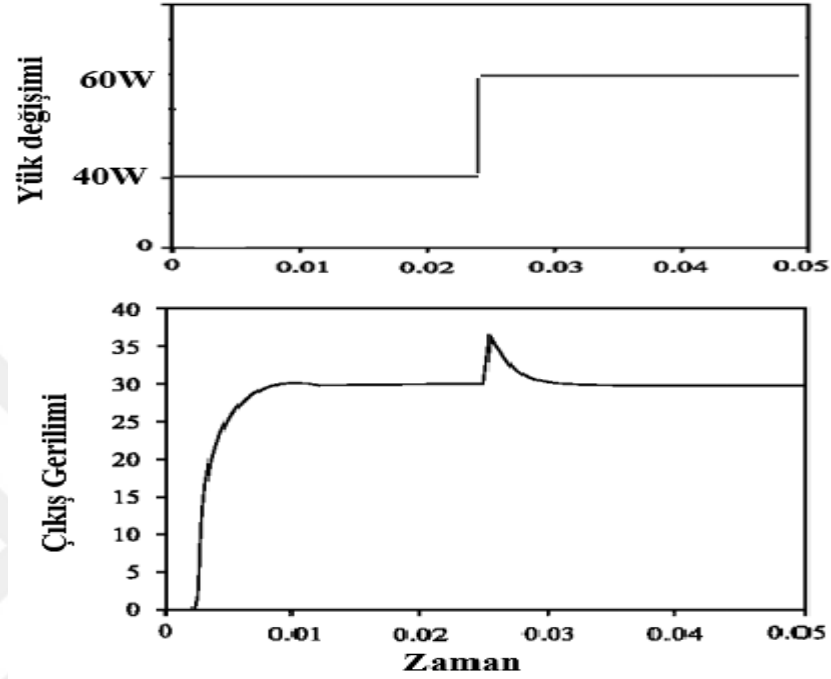


Şekil 3.12. Giriş gerilimin değişiminin çıkışa etkisi (Güldemir 2005a)

Normal şartlarda belli değerlerde olması gereken besleyici gerilimi, zaman zaman bu değerlerin üzerine veya altına düşebilir. Bu durum elektrik enerjisinin üretim noktalarında, elektrik enerjisinin format değiştirdiği noktalarda ve özellikle enerjinin dağıtım noktalarında sıklıkla görülen bir durumdur. Örneğin Şekil 1.1’de verilen besleyici gerilim, arzu edilen şekilde kalmayıp belli bir süreden sonra değişime uğramış. Bu durum da kendisinden sonraki kullanıcılarda da istenmeyen değişimlerin oluşmasına sebep verecektir. Şekil 3.12, yukarıda anlatılanlara iyi bir örnek olması açısından incelendiğinde, giriş geriliminin 20V civarından 18V’a ani bir düşüş yaptığı görülmektedir. Yine aynı şekilden hareketle çıkış geriliminin, giriş geriliminin değişiminden etkilendiği görülmektedir. Bu etki aynı zamanda giriş geriliminin artması sonucunda da görülebilir.

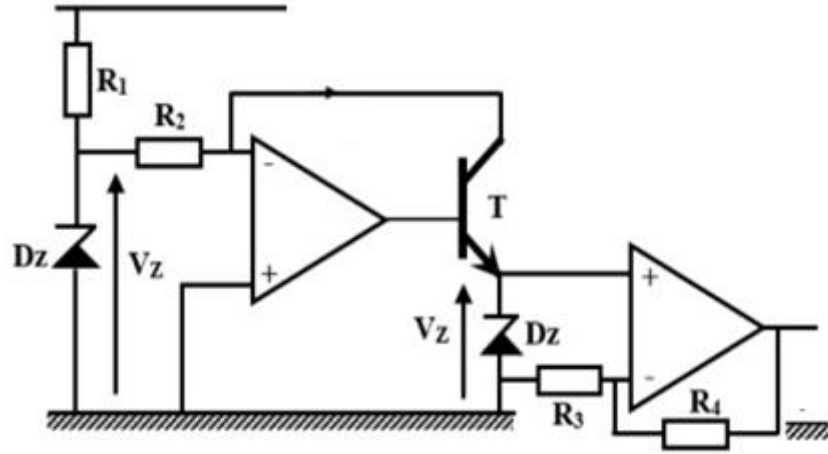
Sistemi doğrusal yapıdan uzaklaştıran diğer bir faktör ise sistemin çıkışına büyük yüklerin bağlanmasıdır. Bu büyük yüklere, büyük güçlü motorlar örnek olarak verilebilir. Sistem, büyük yük altında çalıştırıldığı zaman Şekil 3.13’deki gibi çıkış geriliminde bir gerilimin sıçraması meydana gelecektir. Aynı şekilde büyük yüklerin

sistemi de çıkış geriliminde ani sarkmalara sebep olacaktır. Giriş geriliminde meydana gelen ve yük tarafında oluşan değişimler, son kullanıcı cihazların etkilenmesine sebep olabilir. Buna örnek olarak mikroişlemci tabanlı kontrol sistemlerindeki hassas ekipmanların zarar görmesi, veri işleme cihazlarında veri kaybı yaşanması verilebilir.



Şekil 3.13. Yük değişiminin çıkış gerilimine etkisi (Güldemir 2005b)

Referans gerilimi , hem analog sistemlerin hem de digital sistemlerin performansı ve doğruluğu üzerinde büyük bir etkisi vardır. Çünkü tasarlanan kontrolcü yapılarının belirlenen referans değeri takip etmesi istenir . Her iki sistem için referans değeri belirlemede bazı farklılıklar mevcuttur. Örneğin analog sistemlerde referans değeri belirlemede, Şekil 3.14 'te verilen devre ve benzerleri kullanılarak elde edilir. Dijital sistemlerde ise daha kolay yapılır ve çok daha güvenilirdir. Çünkü ortamın koşullarından olumsuz yönde etkilenmek gibi bir durum söz konusu değildir. Ancak bazı uygulamalarda referans gerilimi için geniş bir aralıkta değişim söz konusudur. Bu geniş aralıktaki değişim, sistemin performansını önemli ölçüde etkiler ve bu sebeple ayar noktasının geniş aralıktaki değişiminden olumsuz etkilenmemek gerekir. Bu değişimde de, referans değerinin değişimine ayak uyduracak son derece iyi bir kapalı döngü kontrol sisteminin kullanılmasını zorunlu hale getirmektedir.



Şekil 3.14. Referans değeri belirleme devresi (Revuelta et al. 2015)

Lineer olmayan kontrolcülerin, değişen parametrelere karşı daha sağlam veriler sunmasındaki en temel faktör, matematiksel olarak bu kontrolcülerin tasarımı yapıldığında, elde edilen kontrolcünün yapısında durum değişkenlerinin neredeyse hepsinin bulunmasıdır. Kontrolcünün yapısında sisteme ait durum değişkenlerinin fazla olması demek, değişen parametrelere karşı daha çok bilgi almak anlamına gelmektedir. Böylece sistemin ihtiyacı olan kontrol işaretini elde etmeye yönelik daha sağlam adımlar atılmış olunur. DA DA dönüştürücüler göz önünde bulundurulduğunda, lineer kontrolcüler genellikle tek bir durum değişkenini barındırarak sistemin kontrolünü sağlamaya çalışır. Tek bir değişken daha az bilgi demektir. Bu da lineer olmayan kontrolcülere göre daha iyi veriler sunma konusunda geride kalmasına bir sebeptir. Yukarıda anlatılanlar göz önüne alındığında önerilen alçaltıcı dönüştürücünün kontrolünde lineer olmayan bir kontrol tekniği kullanmak daha verimli olacaktır.

Önerilen devrenin kontrolü için birçok kontrol tekniği uygulanabilir. Kayan kipli kontrolcü, geriadımlama kontrolcü, nöro kontrolcü, nöro kayan kipli kontrolcü, integral eylemli geriadımlama kontrolcü birer uygulanabilecek kontrol teknikleridir. Bu her bir kontrolcünün kendine özgü özellikleri vardır. Örneğin bazı kontrol teknikleri çok hızlı bir biçimde sisteme otururken, diğer bir başka kontrolcü ise herhangi bir aşım yapmadan referans değeri takip edebilir. Bu kontrolcüler arasında geriadımlama kontrol tekniği, yinelemeli bir yapıya sahip olması nedeni ile daha sağlam sonuç vermektedir. Ayrıca bu kontrolcünün yapısında signum fonksiyonunun olmaması da kendisini daha sağlam bir kontrolcü yapmaktadır. Çünkü signum fonksiyonunun tırlama etkisi vardır .

Geri adımlamalı kontrol tekniği, kararlılık analizlerinden biri olan Lyapunov teorisine dayanmaktadır. Bu kontrol yöntemi yukarıda da bahsedildiği gibi yinelemeli bir yapıdadır. Yani sisteme ait durum değişkenleri her bir adımda birbirini kararlı hale getirmeye çalışır. Her bir adımda kararlılığı sağlanan durum değişkenleri, böylece sistemi de otomatik olarak kararlı bir yapıya ulaştıracaktır. Kararlılığı sağlanan durum durum değişkenleri ile elde edilen kontrol sinyali de sistemi kararlı hale getirecektir. Böylece kontrol yöntemi, referans ve gerçek değer arasında oluşan hataları azaltarak sistemin referans değeri rakip etmesini sağlayacaktır. (Doruk ve Zuglem 2018).

Geriadımlamalı kontrolcü adından da anlaşılacağı üzere, dinamik denklemler kullanılarak kontrolcünün tasarımı gerçekleştirilirken geriye doğru yönelimlerin yapıldığı kontrolcü türüdür. Bu geriye doğru yapılan adımlar, kontrolcü tasarımının arkasındaki temel fikirdir. Sisteme ait durum değişkenlerinden biri sanal kontrolcü kabul edilir ve sanal kontrolcü kendisi için belirlenen referans değere ulaşırsa böylece asıl ele alınan değişken de referans değere ulaşmış olacaktır. Ancak son zamanlarda geri adımlamalı kontrolcünün yapısında bir takım değişiklikler yapıldı. Kontrolcünün, yüksek hassasiyetli kontrol sağlaması ve referans takibini yüksek performansla yapmasını sağlamak için integral kontrolcüsü, geriadımlama kontrolcünün yapısına eklendi. Buradan edinen amaç her iki kontrolcünün avantajlarından aynı anda fayda sağlamaktır. Bu oluşturulan yapıyı daha iyi anlamak adına PID kontrol örnek olarak verilebilir. Normalde oransal, integral ve türevsel kontrolcüler ayrı birer kontrolcüdür; fakat aynı anda her birinin sahip olduğu özelliklerden yararlanmak adına bu kontrolcüler birbirlerine entegre edilmişlerdir. İntegral geriadımlama kontrolcü de verilen örnek gibi düşünülebilir.

İntegral geriadımlama kontrolcü tasarımı, Oubbati vd (2020) çalışması referans alınarak aşağıdaki gibi yapılmıştır. (3.20) denkleminde ε_1 ifadesi gerçek değer ile referans değer arasındaki fark olarak tanımlanmıştır. x_{1ref} ise çıkış geriliminin ulaşılması istendiği değerdir. Güç elektroniği devreleri için tasarlanan kontrolcülerden genel anlamda beklenen sonuç kontrol edinilen değişkeni, kendisi için referans olarak belirlenen değere ulaştırmasıdır. Bu sebeple kontrolcülerin genel tasarımındaki ilerleyiş gerçek değer ile referans değer arasındaki farkın alınması ile başlanır.

$$\varepsilon_1 = x_1 - x_{1ref} \quad (3.20)$$

Bir sistem için kontrolcü tasarımı yapılırken edinen temel amaç hatayı yani ε_1 ifadesini sıfırlamak ya da sıfır değerine yakınsamaktır. Bu sebeple (3.20) denkleminin türevi alınırsa :

$$\dot{\varepsilon}_1 = \dot{x}_1 - \dot{x}_{1ref} \quad (3.21)$$

(3.18) ifadesindeki ilk eşitlik kullanılarak

$$\dot{\varepsilon}_1 = -\frac{x_1}{RC} + \frac{x_2}{C} - \dot{x}_{1ref} \quad (3.22)$$

elde edilir. Bu noktadan sonra integral kontrolcüsü denklem (3.23)'te gösterildiği gibi toplam hatanın içine dahil edilir. Böylece integral kontrolcüsü, geri adımlama kontrolcünün iç yapısına eklenmiştir ve integral geri adımlama kontrolcü tasarımı yapılmaya başlanılabilir. Denklem (3.23)'te yer alan ξ ifadesi integral eylemcisidir ve (3.24)'te gösterilmiştir.

$$e_1 = \varepsilon_1 + \xi \quad (3.23)$$

$$\xi = \int_0^t (x_1 - x_{1ref}) dt \quad (3.24)$$

Yukarıda da bahsedildiği gibi geri adımlama kontrolcü Lyapunov analizine dayalı ve sisteme ait durum değişkenleri her bir adımda birbirini kararlı hale getirmeye çalışır. Bu yüzden V_1 tanımlı positif bir Lyapunov fonksiyonu seçilir.

$$\begin{aligned} V_1 &= \frac{1}{2} e_1^2 \\ &= \frac{1}{2} \varepsilon_1^2 + \frac{\kappa}{2} \xi^2 \end{aligned} \quad (3.25)$$

(3.25) ifadesinde yer alan κ positif tanımlı reel bir sayıdır. Asimptotik kararlılıktan emin olmak için seçilen Lyapunov fonksiyonun zamana göre türevi alınır. Elde edilen türevli ifadenin negatif tanımlı olması gerekir. Denklem (3.25)'in türevi alınırsa

$$\dot{V}_1 = \varepsilon_1 \dot{\varepsilon}_1 + \kappa \xi \dot{\xi} \quad (3.26)$$

(3.26) denkleminde türevli ifadelerin yerlerine sırasıyla denklem (3.22) ve (3.24)'teki eşitlikler konulursa denklem (3.27) elde edilecektir.

$$\dot{V}_1 = \varepsilon_1 \left(-\frac{x_1}{RC} + \frac{x_2}{C} - \dot{x}_{1ref} \right) + \kappa \xi (x_1 - x_{1ref}) \quad (3.27)$$

(3.27) denklemini düzenlenirse

$$\dot{V}_1 = \varepsilon_1 \left(-\frac{x_1}{RC} + \frac{x_2}{C} - \dot{x}_{1ref} + \kappa \xi \right) \quad (3.28)$$

V_1 fonksiyonun türevinin negatif tanımlı olması gerekir. Bu sebeple (3.28) denklemini $-k_1 \varepsilon_1^2$ ifadesine eşitlenir. Bu ifadede yer alan k_1 , sabit ve pozitif bir sayıdır. Böylece seçilen Lyapunov fonksiyonun türevi (3.29)'daki gibi elde edilir ve (3.29)'dan görüleceği üzere k_1 pozitif bir değer seçildikçe Lyapunov kararlılık analizinin kriteri sağlanmış olacaktır.

$$\dot{V}_1 = -k_1 \varepsilon_1^2 \quad (3.29)$$

(3.29) denklemini tekrar düzenlenirse

$$\varepsilon_1 \left(-\frac{x_1}{RC} + \frac{x_2}{C} - \dot{x}_{1ref} + \kappa \xi \right) = -k_1 \varepsilon_1^2 \quad (3.30)$$

(3.30) denkleminde yer alan x_2 durum değişkeni, denklemin düzenlenmesi ile denklem (3.31)'de verilen şekilde yalnız bırakılır. Böyle bir düzenleme yapmanın temel amacı bu değişkeni hayali bir kontrolcü olarak seçmektir. Eğer bu değişken kendisi için belirlenen referans değere ulaşırsa asıl önemli olan değişken de kendi referans değerine ulaşmış olacaktır.

$$x_2 = \frac{x_1}{R} + C\dot{x}_{1ref} - C\kappa\xi - Ck_1\varepsilon_1 \quad (3.31)$$

(3.31) denkleminde elde edilen x_2 , kendisi için referans değer olarak seçilir. Başka bir deyişle indüktör için arzu edilen akım olarak ele alınır ve aşağıdaki gibi yeniden tanımlanabilir :

$$\beta = \frac{x_1}{R} + C\dot{x}_{1ref} - C\kappa\xi - Ck_1\varepsilon_1 \quad (3.32)$$

(3.32) ifadesinde, indüktör için arzu edilen akım olarak ele alınan ifadenin yani β 'nin x_2 'yi takip etmesini istenir. Bu durumda yeni bir hata tanımlaması yapılır.

$$\varepsilon_2 = x_2 - \beta \quad (3.33)$$

(3.33) ifadesi tekrardan düzenlenirse

$$x_2 = \varepsilon_2 + \beta \quad (3.34)$$

(3.34) denklemindeki x_2 , (3.22) denkleminde yerine koyulursa

$$\dot{\varepsilon}_1 = -\frac{x_1}{RC} + \frac{\beta + \varepsilon_2}{C} - \dot{x}_{1ref} \quad (3.35)$$

Seçilen Lyapunov fonksiyonun kararlılık analizini daha basit bir şekilde yapmak adına (3.32) denklemi, (3.35) denkleminde yerine yazılır ve gerekli hesaplamalar yapıldığı zaman (3.36) denklemi elde edilecektir.

$$\dot{\varepsilon}_1 = \frac{\varepsilon_2}{C} + \dot{x}_{1ref} - \kappa\zeta - k_1\varepsilon_1 \quad (3.36)$$

(3.36) denklemi, (3.26) denkleminde yerine yazılırsa seçilen Lyapunov fonksiyonu aşağıdaki gibi bulunacaktır:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= \varepsilon_1 \dot{\varepsilon}_1 + \kappa\zeta \dot{\zeta} \\ &= \varepsilon_1 \dot{\varepsilon}_1 + \kappa\zeta \varepsilon_1 \\ &= \varepsilon_1 (\dot{\varepsilon}_1 + \kappa\zeta) \\ &= \varepsilon_1 \left(\frac{\varepsilon_2}{C} + \dot{x}_{1ref} - \kappa\zeta - k_1\varepsilon_1 + \kappa\zeta \right) \\ &= \varepsilon_1 \left(\frac{\varepsilon_2}{C} + \dot{x}_{1ref} - k_1\varepsilon_1 \right) \end{aligned} \quad (3.37)$$

Önerilen devren için kullanılacak olan referans değerin sabit olmasından dolayı $\dot{x}_{1ref} = 0$ eşitliği yazılabilir. (3.37) denklemi tekrardan düzenlenirse

$$\dot{V}_1 = \frac{\varepsilon_1 \varepsilon_2}{C} - k_1 \varepsilon_1^2 \quad (3.38)$$

İfade (3.38)'den görüleceği üzere Lyapunov fonksiyonu iki terimden oluşmuştur. İkinci terimin her pozitif k_1 değeri için negatif tanımlı olduğu kesindir. İlk terim için ise ne pozitif ne de negatif olduğu ile ilgili kesin bir şey söylenemez. Bu durumda negatif olduğu kanıtlanana kadar işlemlere devam edilmesi gerekir. Öncelikle (3.32) ve (3.33)'te ifade edilen denklemlerinin türevlerinin alınmalıdır.

$$\begin{aligned}
 \dot{\beta} &= \frac{\dot{x}_1}{R} + C\ddot{x}_{1ref} - C\kappa\dot{\xi} - Ck_1\dot{\varepsilon}_1 \\
 &= \frac{\dot{x}_1}{R} - C\kappa\dot{\xi} - Ck_1\dot{\varepsilon}_1 + C\ddot{x}_{1ref} \\
 &= \frac{1}{R} \left(-\frac{x_1}{RC} + \frac{x_2}{C} \right) - C\kappa\varepsilon_1 - Ck_1 \left(-\frac{x_1}{RC} + \frac{x_2}{C} - \dot{x}_{1ref} \right) + C\ddot{x}_{1ref}
 \end{aligned} \tag{3.39}$$

Referans değerin sabit olmasından dolayı denklem (3.39) tekrardan düzenlenirse

$$\dot{\beta} = \left(-\frac{x_1}{RC} + \frac{x_2}{C} \right) \left(\frac{1}{R} - Ck_1 \right) - C\kappa\varepsilon_1 \tag{3.40}$$

$$\dot{\varepsilon}_2 = \dot{x}_2 - \dot{\beta} \tag{3.41}$$

Denklem (3.40), denklem (3.41)'de yerine yazılırsa

$$\dot{\varepsilon}_2 = \dot{x}_2 - \left(\left(-\frac{x_1}{RC} + \frac{x_2}{C} \right) \left(\frac{1}{R} - Ck_1 \right) - C\kappa\varepsilon_1 \right) \tag{3.42}$$

Bundan sonrasında atılacak olan adım hem ε_1 hem de ε_2 hatalarının sıfıra yakınsadığından emin olmaktır. Bunun için V_c adında denklem (3.43)'teki gibi bileşik bir Lyapunov fonksiyonu tanımlanır.

$$V_c = V_1 + \frac{1}{2} \varepsilon_2^2 \tag{3.43}$$

Sistemin stabil seviyeye ulaşabilmesi için bileşik Lyapunov fonksiyonunun türevinin negatif tanımlı olması gerekir. Denklem (3.43)'ün türevi alınırsa

$$\begin{aligned}
 \dot{V}_c &= \dot{V}_1 + \frac{1}{2} \dot{\varepsilon}_2^2 \\
 &= \dot{V}_1 + \varepsilon_2 \dot{\varepsilon}_2
 \end{aligned} \tag{3.40}$$

Denklem (3.38), denklem (3.44)'de yerine yazılır ve düzenlenirse

$$\begin{aligned}\dot{V}_C &= \frac{\varepsilon_1 \varepsilon_2}{C} - k_1 \varepsilon_1^2 - \varepsilon_2 \dot{\varepsilon}_2 \\ &= -k_1 \varepsilon_1^2 + \varepsilon_2 \left(\dot{\varepsilon}_2 + \frac{\varepsilon_1}{C} \right)\end{aligned}\quad (3.45)$$

Denklem (3.45) iki farklı terimden oluşmuştur. İlk terimin her pozitif k_1 değeri için negatif tanımlı olduğu kesindir. İkinci terimin de negatif tanımlı olması gerekir. Bunun için bileşik Lyapunov fonksiyonunun türevinde ikinci terimi negatif yapacak olan bir eşitlik yazılır. Bu eşitlik için denklem (3.46)'daki gibi bir tanımlama yapılabilir.

$$\dot{\varepsilon}_2 + \frac{\varepsilon_1}{C} = -k_2 \varepsilon_2 \quad (3.46)$$

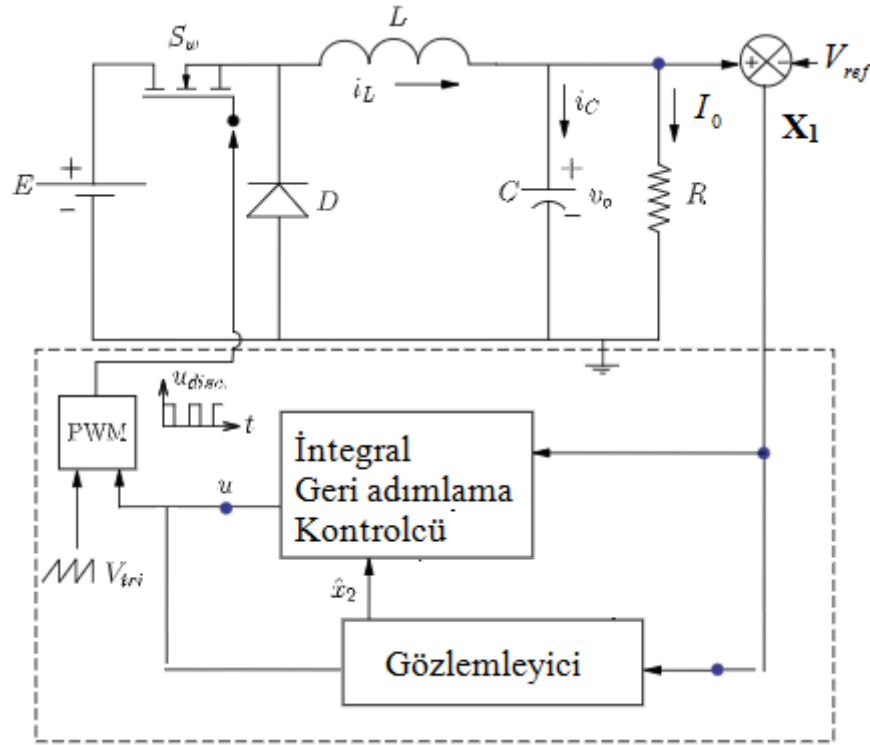
Denklem (3.46)'de yer alan k_2 ifadesi pozitif bir sayıdır. Bu durumda bileşke fonksiyonun türevi denklem (3.46) kullanılarak (3.47)'deki gibi elde edilecektir.

$$\dot{V}_C = -k_1 \varepsilon_1^2 - k_2 \varepsilon_2^2 \quad (3.47)$$

(3.47)'de ifade edilen denkleme bakıldığında her pozitif k_1 ve k_2 değerleri için bileşke fonksiyonun türevi her zaman negatif olacaktır ve böylece sistem stabil olacaktır. Sistemin stabilitesinden emin olduktan sonra integral geri adımlama kontrolcünün çıkış kontrol sinyali elde edilmelidir. Kontrol sinyali elde etmek için denklem (3.46) kullanılacaktır. (3.20) ve (3.42) denklemlerinde yer alan ifadeler (3.46) denkleminde yerine konulup (3.48) ifadesinde gerekli düzenlemeler yapılırsa kontrolcüye ait kontrol sinyali (3.49) denkleminde gösterilen şekildeki gibi elde edilecektir.

$$\begin{aligned}
-k_2 \varepsilon_2 &= \frac{\varepsilon_1}{C} + \dot{\varepsilon}_2 \\
&= \frac{1}{C} (x_1 - x_{1ref}) + \dot{x}_2 - \left(\left(-\frac{x_1}{RC} + \frac{x_2}{C} \right) \left(\frac{1}{R} - Ck_1 \right) - Ck\varepsilon_1 \right) \\
&= \frac{x_1 - x_{1ref}}{C} + \frac{uV_i - x_1}{L} - \left(\left(-\frac{x_1}{RC} + \frac{x_2}{C} \right) \left(\frac{1}{R} - Ck_1 \right) - Ck\varepsilon_1 \right)
\end{aligned} \quad (3.48)$$

$$u = -\frac{L}{V_i} \left[\frac{x_1 - x_{1ref}}{C} + \left(\frac{x_1}{RC} - \frac{x_2}{C} \right) \left(\frac{1}{R} - Ck_1 \right) + Ck\varepsilon_1 + k_2 \varepsilon_2 - \frac{x_1}{L} \right] \quad (3.49)$$



Şekil 3.15. Önerilen dönüştürücünün kontrol devresi (Nizami et al.2018)

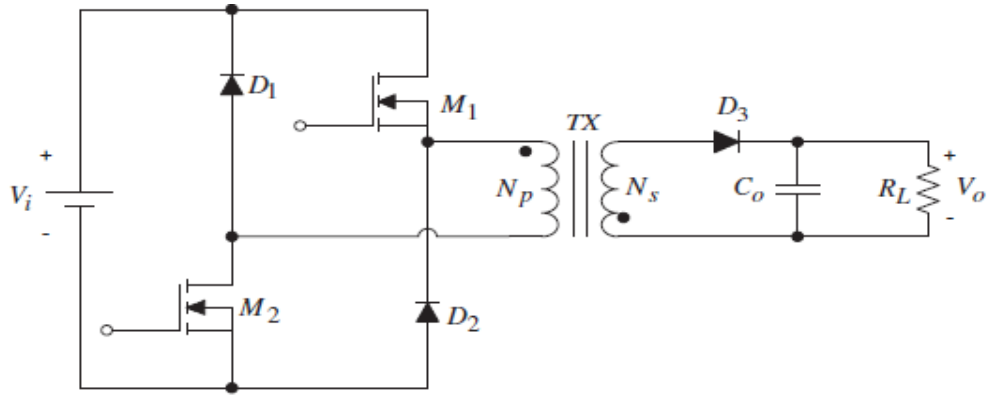
(3.49)'da ifade edilen kontrol sinyalinin anahtara direk giden sinyal olmadığına dikkat edilmelidir. Bu, Şekil 3.15'den daha açık bir şekilde görülebilir. Şekil 3.15, düşürücü tip dönüştürücünün önerilen kontrol yöntemi ve önerilen gözlemleyici ile kontrolünün nasıl yapıldığına dair bilgi sunan bir bilimsel diyagramdır. Diyagrama bakıldığında integral geri adımlama kontrolcü ile elde edilen kontrol sinyalinin doğrudan yarı kontrollü devre elemanın PWM ucuna gitmediği görülür. Bu kontrol sinyali, sabit genlikli testere dişli dalga ile karşılaştırıldıktan sonra nihai kontrol sinyali

elde edilir. Bu yüzden (3.49)'daki kontrol sinyali dolaylı bir yoldan anahtara gittiği söylenebilir. Ayrıca dikkat edilmesi gereken diğer bir nokta ise saturasyondur. Önerilen kontrolcünün çıkışında elde edilen sinyalin değeri testere dışı dalgaının genliğini aşabilir; fakat düzgün bir kontrol sinyalinin elde edilmesi için böyle bir durum olmamalıdır. Daha iyi anlaşılması adına PWM sinyalinin elde edilmesi ile ilgili verilen bölümler detaylıca irdelenebilir. Arzu edilen nitelikte kontrol sinyalinin elde edilmesi için kontrolcünün çıkışına birçok bilgisayar programı ile saturasyon oluşturulabilir. Özellikle dijital kontrolün yapıldığı uygulamalarda bu yöntem çok kullanılır. Saturasyona konulan kontrol sinyali, saturasyonda belirlenen değerler arasında yer alır. Böylece testere dışının genliğini aşılmamış ve gerekli kontrol sinyali üretilmiş olunur.

3.5. Gözlemleyiciler

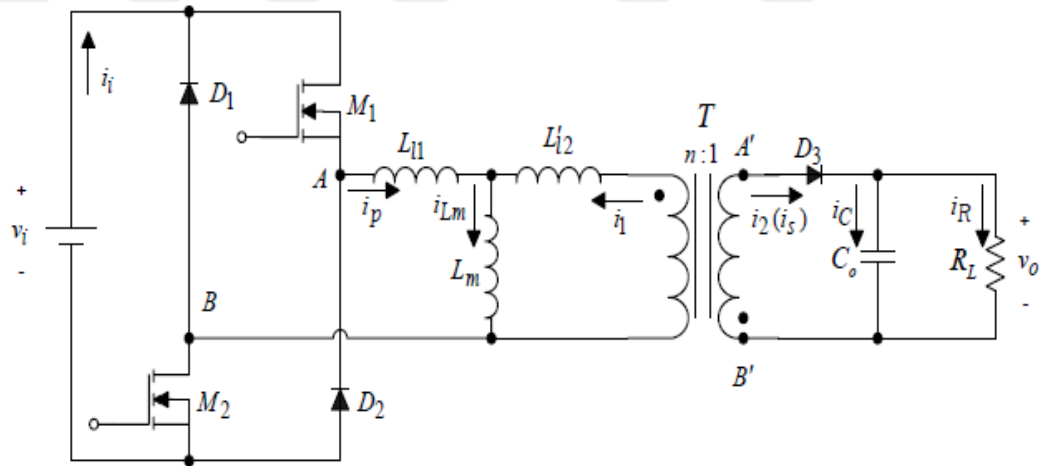
Kontrol sistemleri, özellikle endüstriyel alan başta olmak üzere bir çok yerde fazlasıyla kullanılmaktadır. Bu sistemlerin kullanım amaçlarına hareket, sıcaklık, sıvı akışı, gerilim, akım, sıvı basıncı düzenleme örnek verilebilecek birkaç amaçtır. Kontrol sistemleri yukarıda belirtilen amaçları yerine getirirken sensörlerden gelen bilgiye dayalı olarak sistemin kontrolünü sağlar.

Bir sistem, kontrol edilmeden önce genellikle sisteme ait durum değişkenleri belirlenir. Sistemin durum değişkenlerinin belirlenmesi elektrik devreleri için genelde sistemin eşdeğer devresi üzerinden hareketle yapılır. Sistem için belirlenen durum değişkenleri kullanılarak sistem için önerilen kontrolcü tasarımı yapılır ve böylece kontrol sinyali elde edilir. Önerilen kontrolcü ile elde edilen kontrol sinyalinin içinde sistemin durum değişkenlerinin hepsi de yer alabilir, sadece biri de yer alabilir ki bu durum bir anlamda sistemin kontrolünü sağlamak için kaç tane sensör kullanılacağıının da bilgisini verir. Kontrol sinyalinin içinde hangi durum değişkeni veya durum değişkenleri varsa uygun sensör kullanılarak kontrol sinyali için bilgi toplanır. Ancak bazı sistemlerin kontrol sinyallerinin içinde yer alan durum değişkeni veya değişkenleri ölçülmeyebilir. Böyle bir durumun yani ölçülmeyen durum değişkeninin ortaya çıkması, sistemin eşdeğer devresinin baz alınmasından ortaya çıkabilir.



Şekil 3.16. Transformatörlü bir güç elektroniği devresi

Özellikle elektriksel devrelerde eşdeğer devre, genelde bazı kabullerin ortaya koyulması ile oluşturulur. Bu eşdeğer devrelerde, gerçekte ölçülmesi zor olan veya ölçülmesi imkansız olan durumlar da hesaba katılır. Bu durum da ölçülmeyen durum değişkeninin ortaya çıkmasını sağlayacaktır. Şekil 3.16'te ve Şekil 3.17'de aynı devrenin iki farklı şeması verilmiştir ve bu devreler sırasıyla incelendiği zaman konu daha sağlam bir şekilde anlaşılacaktır.



Şekil 3.17. Transformatörlü güç elektroniği devresinin eşdeğer hali

Şekil 3.16'da verilen devrenin primer tarafında bir ve sekonder tarafında bir tane olmak üzere toplamda iki adet durum değişkeni olduğu söylenebilir. Ancak Şekil 3.17'deki devrede ise kaçak endüktanslar göz önünde bulundurularak devrenin eşdeğeri çizilmiştir ve sekonder tarafındaki kaçak endüktans primer tarafa aktarılmıştır. Böylece normal devre yapısında olmayan ama eşdeğer devre çiziminin yapılması ile ortaya çıkan

bir durum değişkeni var. Ortaya çıkan yeni durum değişkeni, sonrasında Şekil 3.17'deki devre için uzay durum denklemleri çıkartıldığında bu denklemlerin yapısında yer alacaktır. Yine, bu devre için doğrusal olmayan bir kontrolcü tasarımı yapılmak istendiğinde çıkartılan uzay durum denklemleri baz alınacağından kontrol sinyalinin içinde de yeni durum değişkeninin olma ihtimali yüksektir. Daha önceden de bahsedildiği gibi ölçülebilir veya ölçülemez olduğuna bakılmaksızın, istenilen nitelikte bir kontrol sinyalinin elde edilmesi için içerisinde yer alan durum değişkenlerinin hepsinin bilgisinin alınması lazım. Eğer ölçülemez durum değişkeni, kontrol sinyalinin içerisinde varsa fiziksel bir ölçüm aleti kullanarak, ölçülemez durum değişkeni için bilgi alınması imkansız olduğundan bu sorunu ortadan kaldırmak adına uzun süren bilimsel çalışmalar yapılmıştır. Bu bilimsel araştırmalar sonucu araştırmacılar tarafından tahmine dayalı bir metot geliştirilmiştir ki bu metot gözlemleyiciler olarak bilinir.

Günümüzdeki kontrol sistemlerindeki ana trendlerden biri de bir sistemin çalışma performansını etkilemeden sistemdeki bileşen sayısını azaltmaktır. Çünkü kontrol uygulamalarının daha güvenilir, daha basit bir yapıda, daha küçük boyutlu olması ve bu faktörler ile birlikte daha ekonomik bir yapıda olması hem arzulanan hem de gittikçe önem kazanan bir durumdur. Ayrıca yukarıda belirtilen özelliklere sahip bir sistem günümüz teknolojisi ile birlikte çok kolay bir şekilde elde edilebilir. Bu konunun anlaşılabilirliğini arttırmak adına aşağıda verilen örnekler, iyi bir şekilde irdelendiğinde kavranması da daha kolay olacaktır.

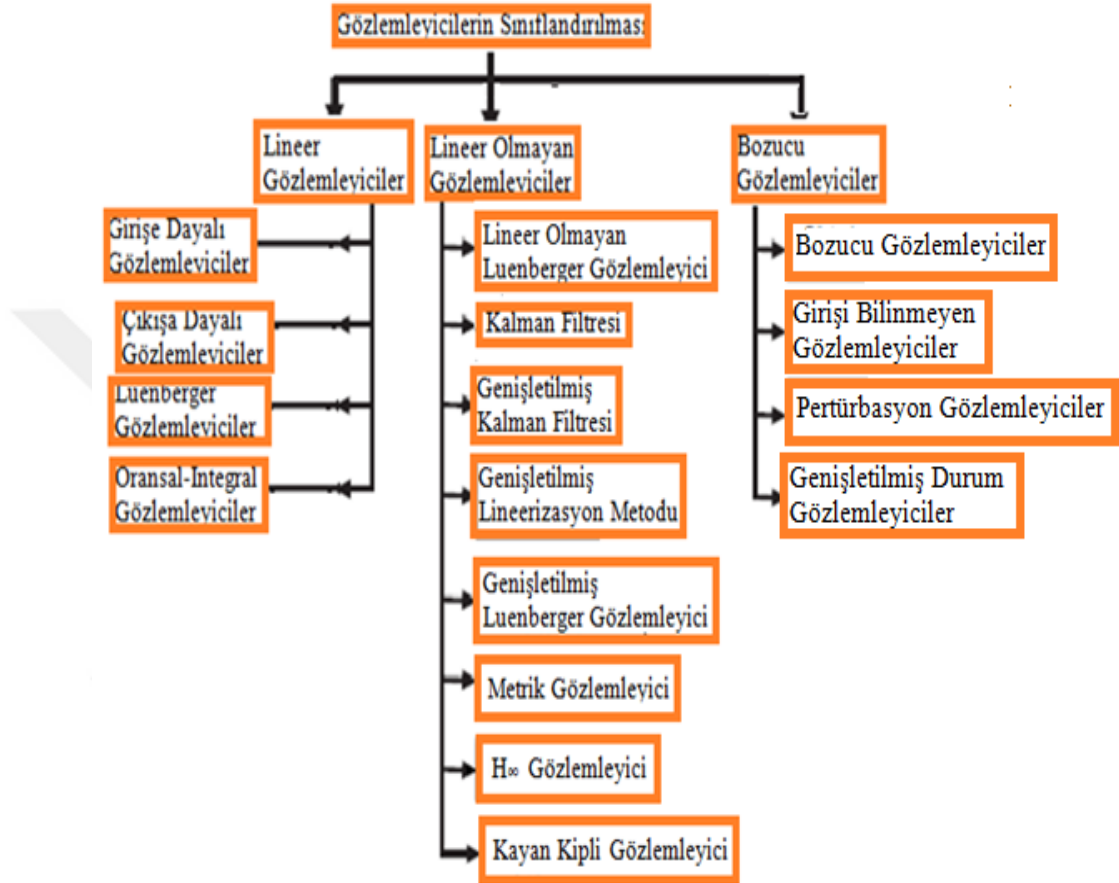
Bazı kontrol sistemlerinde durum değişkenleri, teknik anlamda ölçülmesine rağmen sistemin durum değişkenlerinden biri veya bazıları ölçülmek istenmez. Çünkü sistemin istediği nitelikte sensör mevcut olmayabilir ve bu durumda özel üretim sensör ihtiyacı doğacaktır. Bu nitelikte bir sisteme özellikle yüksek gerilim veya yüksek akım uygulamaları örnek verilebilir. Kullanılacak olan sensörün yüksek gerilim veya yüksek akım değerlerine dayanıklı olacak şekilde üretilmeleri gerekir. Bu durum, özel sensörün üretim aşamasında hem zaman ve çalışma kaybına hem de özellikle ekonomik alanda sistemin kontrol devresinin pahalı olmasına sebep olacaktır. Ayrıca ister özel üretimli sensör olsun ister normal sensör kullanmak olsun sonuçta bir maliyet kaybı oluşturur. Bu sebepten dolayı kullanılacak olan sensör sayısı azaltılarak sistemin tümüyle daha basit olması sağlanır, sensör bağlantıları için kullanılacak olan kablolar ve sensör

bakımı gibi bir ihtiyaçtan kurtulmuş olunur, sistemin maliyeti düşürülmüş olunur. Diğer bir örnek ise sistemin kontrol devresi için kullanılan sensörlerin oluşturduğu problemlerdir. Sensörler fiziksel bir aygıt olduklarından bu fiziksel yapılarından kaynaklanan sorunlar vardır. Bunlardan biri özellikle akım sensörlerindeki iç dirençten dolayı oluşan güç kayıplarıdır. Ortaya çıkan güç kayıpları, sensörün doğruluğunu azaltır ve böylece kontrol devresinin güvenirliliği de kötü yönde etkilenmiş olunur. Yine devrenin tasarım aşamasında göz önünde bulundurulması gereken sensör karakteristikleri vardır. Bunlar aralık, açıklık, duyarlılık, doğruluk, doğrusallık, yinenebilirliktir. Çünkü doğruluk, doğrusallık, duyarlılık gibi özellikler çevresel koşullardan olumsuz yönde etkilenir. Bu gibi etkiler sistemin güvenirliliğini son derece olumsuz etkiler. Sensörün devreden çıkartılması ile sensöre dayalı her ne kadar karakteristik varsa bunların oluşturduğu sorunların hepsinden kurtulmuş olunur. Tüm bu söylenenlerden yani sensörün kullanılması ile ortaya çıkan ekonomik problemlerden ve sensörün karakteristik yapısından kaynaklı sorunlardan kurtulmak için sensör yerine kullanılabilecek olan gözlemleyiciler ile mümkündür.

Gözlemleyiciler, sensörlerin bir alternatifi olarak düşünülebilir. Yani sensörün kullanılmasının mümkün olmadığı veya kullanılmasının maliyet oluşturması nedeni ile problem oluşturacağı yerlerde gözlemleyiciler devreye girer. Ancak gözlemleyiciler, sensörler gibi fiziksel bir yapıya sahip değildirler. Gözlemleyiciler fiziksel bir aygıt olmadıklarından dolayı sensörlerden farklı olarak sistemin maliyetini arttırmazlar, sensörler gibi çevre koşullarından etkilenen karakteristiklere sahip değildirler. Daha anlaşılır ifade ile gözlemleyiciler matematiksel bir kavram olarak düşünülebilirler. Matematiksel bir yapıda oldukları için sensörlerden kaynaklı kontrol sisteminin performansını olumsuz yönde etkileyen tüm faktörlerden arındıkları söylenebilir. Bu üstün özelliklerden dolayı gözlemleyiciler özellikle endüstriyel alan başta olmak üzere birçok yerde kullanımı mevcuttur.

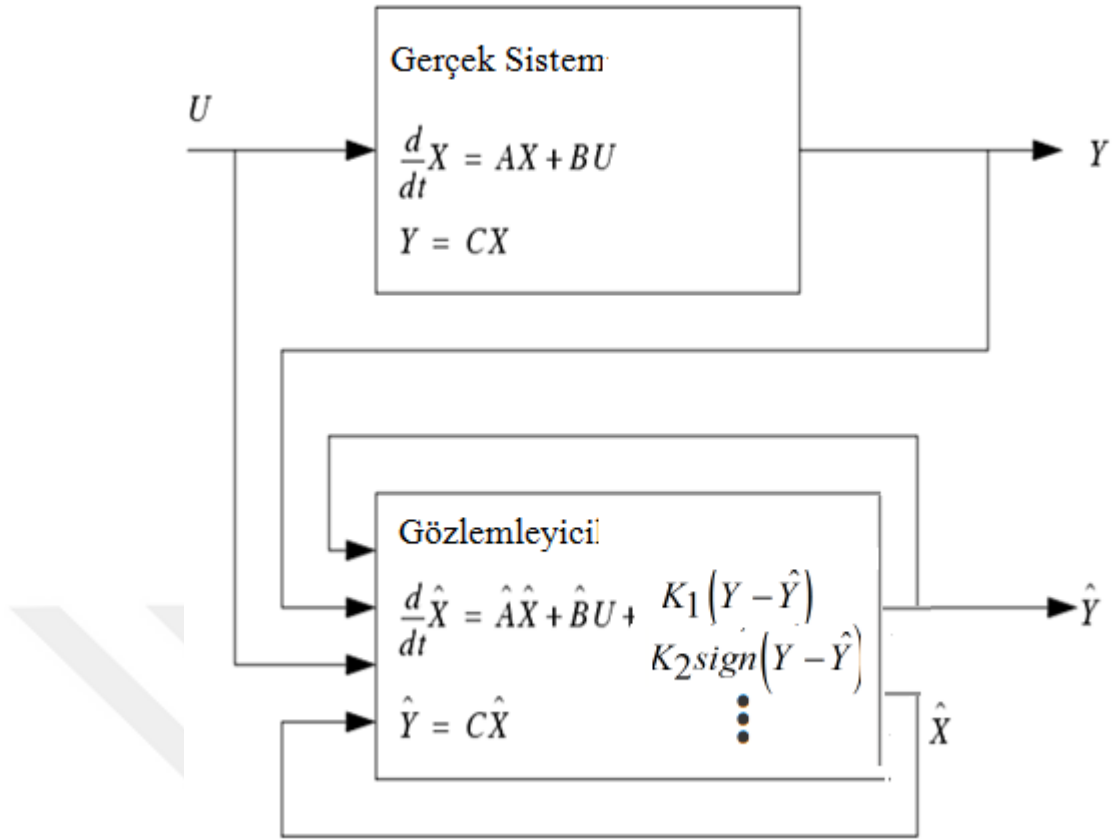
Gözlemleyiciler genel anlamda Şekil 3.18’de gösterildiği gibi lineer gözlemleyiciler, lineer olmayan ve bozucu gözlemleyiciler olmak üzere 3 farklı gruba ayrılabilir. Lineer ve lineer olmayan gözlemleyiciler sistemin durum değişkenlerinin oluşturduğu matematiksel modele dayalıdır ve gürültülerin, bozucu etkilerin bu matematiksel modelin içinde olduğu varsayılır. Öte yandan bozucu gözlemleyiciler ise

adından da anlaşılacağı üzere sistemdeki bozucu bir takım etkilere karşı tasarlanan bir yöntemdir. Bu gözlemleyici türü, sistemin yüksek seviyedeki lineer olmayan etkilerine ve belirsizliklere karşı göstermiş olduğu iyi performanstan dolayı çok geniş bir kullanım alanına sahiptir.



Şekil 3.18. Gözlemleyici türleri ve Sınıflandırılması (Algarawi 2007)

Gözlemleyiciler, matematiksel bir modeldir. Şekil 3.19’da gösterildiği gibi, gözlemleyicilerin matematiksel modelleri, gerçek sistemin matematiksel modelinin kullanılması ile elde edilir. Bu matematiksel model vasıtası ile tahmine dayalı bir çalışma yapılır. Tahmine dayalı çalışma metodlarını ise başta sistemin çıkışında ölçülen durum değişkeni veya değişkenlerini olmak üzere bazı yerlerde sistemin giriş vektörünü de kullanılarak yapılır. Ayrıca güç elektroniği devrelerinde gözlemleyiciler, kontrol sinyalini de tahmin için kullanılır. Gözlemleyiciler, özellikle çıkış vektörünü kullanarak bilinmeyen veya bilinmediği varsayılan durum değişkenlerinin tahminini yapar ve bu tahmin edilen değişken kullanılarak sistemin kontrolü yapılır.



Şekil 3.19. Gözlemleyicilerin Çalışma Metodu

Şekil 3.19 baz alındığında gerçek sistem ile gözlemleyici arasındaki temel farkın, gözlemleyicinin matematiksel modelinde ilaveten bulunan bir düzeltme terimininden oluştuğu görülecektir. Bu düzeltme terimi sistemin ölçülen çıkışı ile gözlemlenen çıkışı arasındaki farktır. Düzeltme teriminin çıkışa dayalı olmasının temel sebebi ise çıkışın ölçülmesindendir.

Genel olarak bir gözlemleyici tasarımı yapılırken aşağıda maddeler halinde verilenler göz önünde bulundurulur :

- Güç elektroniği devreleri için gözlemleyici tasarımı yapılırken kontrol sinyalinin bilindiği varsayılır.

- Gözlemleyici tasarımının amacı, sistemin giriş sinyalini ve çıkıştaki değişkenlerini kullanarak bilinmeyen değişken veya değişkenleri tahmin etmektir. Bu sebeple giriş sinyali ve çıkış vektöründe yer alan değişkenlerin bilindiği sayılır. Giriş sinyali bütün gözlemleyici tasarımlarında bilinmek zorunda değildir.

- Gözlemleyici tasarımında yukarıda da bahsedildiği üzere sistemin matematiksel modeli yani sisteme ait uzay durum denklemleri kullanılır. Bundan dolayı eşitlik (3.6)'da yer alan A, B, C, D matrislerinin bilindiği kabul edilir.

3.5.1 Gözlemlenebilirlik

Gözlemlenebilirlik analizi, bir sistemin çıkış vektörü ile sistemin durum değişkenleri arasındaki ilişki ile ilgilenir. Bir sistemin tamamen gözlemlenebilirlik kriterini sağlaması için t_0 anında bütün durum değişkenlerinin belirli bir zaman aralığında sistemin çıkış vektörü ile hesaplanabilmesi gerekmektedir. Başka bir deyişle öyle bir t_1 zamanı vardır ki ($t_1 > t_0$), $[t_0, t_1]$ zaman aralığında eşitlik (3.6)'da verilen sistem giriş u ve sistem çıkışı y işaretlerinin bilinmesi durumunda $x(t_0) \in \mathbb{R}^n$ sistemin durum değişkenleri tespit edilebilirse sistem tümüyle gözlemlenebilir, sistemin bütün durum değişkenlerini belirlemeyi sağlayacak bir t_1 zamanı bulunamazsa sistem tümüyle değil kısmı olarak gözlemlenebilir demektir (Ogata and Yang 2002). Kısmı ve tümüyle gözlemlenebilirlik konusu, gözlemleyici tasarımında önemli olduğundan aşağıda verilen örnek sayesinde konu detaylandırılmıştır. Ancak örneklere geçilmeden önce gözlemlenebilirlik analizinin nasıl yapıldığı görülürse konunun iyi anlaşılması için daha iyi olacağı düşünülmektedir.

Doğrusal ve doğrusal olmayan sistemler için gözlemlenebilirlik analizi farklı metodlar ile yapılır. Bunun başlıca nedeni sistemin giriş sinyali ile ilgilidir. Lineer sistemlerde gözlemlenebilirlik, sistemin giriş sinyaline bağlı değildir. Eşitlik (3.10)'da verilen doğrusal sistem baz alındığında gözlemlenebilirlik analizi, (3.50)'de ifade edildiği gibi yapılır (Villaverde 2019). Daha önceden de ifade edildiği üzere çıkış vektörü ölçülebilen durum değişkenlerinin oluşturduğu vektördür, yani bilinmeyen veya bilinmediği varsayılan değişkenlerin tahminini yapmak için kendisinden bilgi alınabilecek olan değişkenlerin meydana getirdiği vektördür. Bu yüzden çıkış vektörü baz alınır ve her seferinde çıkışın türevi elde edilmeye çalışılır. Sistemin n adet durum değişkeni olduğu varsayılırsa bu durumda $n-1$ defa türev alınır ve bu bilgiler kullanılarak sisteme ait gözlemlenebilirlik matrisi elde edilir. Sistemin giriş sinyali sabit olduğundan türevi sıfır olacaktır.

$$\begin{aligned}
y &= Cx \\
\dot{y} &= C\dot{x} = C(Ax + Bu) \\
\ddot{y} &= C\ddot{x} = CA(Ax + Bu) = CA^2x + CABu \\
&\vdots \\
\frac{d^n y}{dt^n} &= CA^i x + h \left(A, B, C, u, \dot{u}, \ddot{u}, \dots, \frac{d^{n-1} u}{dt^{n-1}} \right)
\end{aligned} \tag{3.50}$$

(3.50) ifadesi düzenlenerek bir matris haline getirilirse :

$$\begin{pmatrix} y \\ \dot{y} \\ \ddot{y} \\ \vdots \\ \frac{d^{n-1} y}{dt^{n-1}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C \\ CA \\ CA^2 \\ \vdots \\ CA^{n-1} \end{pmatrix} x + \underbrace{h \left(A, B, C, u, \dot{u}, \ddot{u}, \dots, \frac{d^{n-2} u}{dt^{n-2}} \right)}_{2. Terim} \tag{3.51}$$

(3.51) ifadesinde ikinci terim doğrudan değişkenlere bağlı olmadığından $Q = (C \quad CA \quad CA^2 \dots CA^{n-1})^T$ tanımı yapılır ve sistemin gözlemlenebilirlik matrisi elde edilir. Bu elde edilen matris kullanılarak sistemin gözlemlenebilir veya gözlemlenemez olduğuna karar verilir. Bunun için matrisin determinantına veya rankına bakılmalıdır. Eğer gözlemlenebilirlik matrisinin determinantı hesaplandığında sıfırdan farklı bir değer çıkarsa sistem gözlemlenebilir, determinant sıfır çıkarsa sistem gözlemlenemez. Ancak sistem kısmen gözlemlenebilir. Aynı şekilde Q matrisinin rankı da hesaplanarak sistemin gözlemlenebilirlik analizi yapılabilir. Eğer Q gözlemlenebilirlik matrisinin rankı ancak ve ancak tam mertebeden ise sistem gözlemlenebilir, diğer durumlarda sistem kısmen gözlemlenebilir. Gözlemlenebilirlik matrisinin rankının tam mertebeden olması için matris içindeki tüm vektörlerin birbirinden doğrusal olarak bağımsız olmaları gerekmektedir.

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 2 & 3 \\ 2 & 4 & 6 \end{bmatrix} \qquad B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 2 \\ 2 & 1 & 0 \\ 3 & 2 & 1 \end{bmatrix}$$

Yukarıda verilen A ve B matrisleri incelenirse bir matrisin tam mertebeden bir ranka nasıl sahip olduğu anlaşılacaktır. A matrisinde ilk sıra lineer olarak diğer sıranın bir kombinasyonudur. Daha açık bir ifade ile ikinci sıra, ilk sıranın iki katıdır ki bu durum A matrisine ait vektörlerinin birbirine lineer olarak bağlı olduğu anlamına gelmektedir. Bu yüzden A matrisinin tam mertebeden bir rankı yoktur ve böylece tümüyle gözlemlenemez. B matrisinin vektörlerine bakıldığında aralarında herhangi bir lineer bağlantı olmadı görülecektir. Bu yüzden B matrisinin tam mertebeden bir rankı vardır ve böylece tümüyle gözlemlenebilir.

Determinant veya rank kullanılarak bir sistemin gözlemlenebilirlik analizi yapılabilir. Ancak determinant ve rank farklı iki kavramdır. Determinant hesaplama kare matrisler için geçerli bir durumdur. Rank için bu ve buna benzer bir koşul söz konusu değildir. Bir örnekle açıklanırsa yukarıda verilen matrislerden sadece B matrisinin determinantı hesaplanabilir. A matrisi kare olmadığından determinantı hesaplanamaz. Her iki matris için rank hesaplanabilir. Determinantın kullanıldığı her yerde rank da kullanılabilir ama rankın kullanıldığı yerde determinant kullanılamaz. Bu sebeple gözlemlenebilirlik analizinde rank yöntemi her zaman kullanılabilir.

Lineer olmayan sistemler için gözlemlenebilirlik analizi ise Lie türevine dayalıdır. Lie türevi ile çıkış vektörünün her seferinde türevi alınır ve sonrasında gözlemlenebilirlik matrisi oluşturulur. Oluşturulan matrisin rankı hesaplanarak gözlemlenebilirlik analizi yapılmış olunur. Bu tez çalışmasında ele alınan devre lineer olduğundan lineer olmayan sistemler için gözlemlenebilirlik analizi detaylıca incelenmemiştir.

Bir sistem için gözlemleyici tasarımı yapılmadan önce gözlemlenebilirlik analizinin yapılması gerekir. Çünkü gözlemlenebilirlik analizi yapıldığı zaman sonradan çıkabilecek problemler, baştan fark edilmiş olunur ve böylece bu problemler göz önünde bulundurularak daha sağlıklı bir gözlemleyici tasarımı yapılır. Ancak gözlemlenebilirlik analizi yapılması gereken zorunlu bir analiz değildir. Hem gözlemci tasarımının gerekli olup olmadığını anlamak hem de yukarıda kısmi ve tümüyle gözlemlenebilirlik için verileceği belirtilen örnekler için aşağıda verilenler incelenebilir.

Bir kontrol sistemi için gözlemleyici tasarımı yapılmadan önce gözlemlenebilirlik analizinin yapılmasının ne kadar ehemmiyet arz ettiğini görmek adına doğrusal olmayan bir sistem ele alınırsa gözlemlenebilirlik analizinin önemi çok daha kolay ve iyi bir şekilde görülecektir. Bu sebeple dönüştürücü ailesi içerisinde lineer olmayan bir tanesi seçilmiştir ki bu geleneksel arttıran dönüştürücüdür. Geleneksel arttıran dönüştürücünün durum denklemleri aşağıdaki gibidir:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= -\frac{(1-d)x_2}{L} + \frac{V_i}{L} \\ \dot{x}_2 &= \frac{(1-d)x_1}{C} - \frac{x_2}{RC}\end{aligned}\tag{3.52}$$

(3.52) ifadesinde x_1 indüktör akımını, x_2 çıkış gerilimini, d ise görev döngüsünü temsil eder. Normal şartlarda her iki durum değişkeni de uygun sensör kullanılarak ölçülebilir; fakat burada sadece çıkış geriliminin ölçüldüğü varsayılmıştır. Geleneksel arttıran dönüştürücünün durum denklemlerinde görüleceği üzere durum değişkenleri, kontrol sinyali ile çarpılı bir durumdadır ve bu yüzden doğrusal olmayan bir sistem olduğu rahatlıkla söylenebilir. Lineer olmadığı için bu dönüştürücünün gözlemlenebilirlik analizi Lie türevi kullanılarak yapılacaktır. Daha kolay analiz yapmak adına (3.53)'de gösterildiği gibi bir tanımlama yapılabilir.

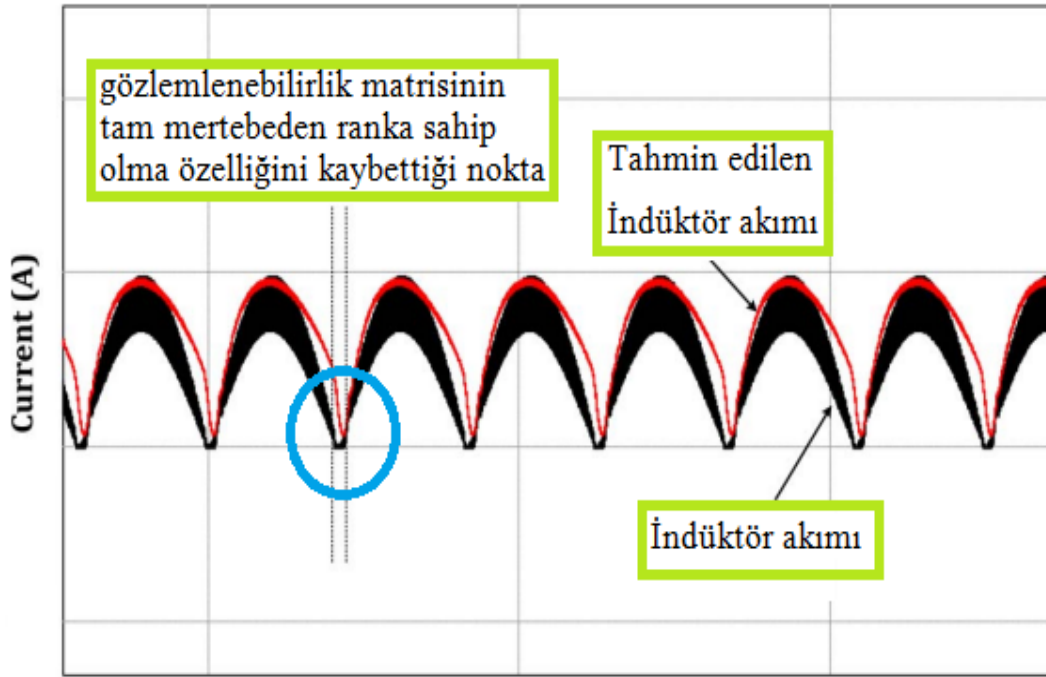
$$u = 1 - d\tag{3.53}$$

Yapılan tanımlama (3.53)'de yerine yazılırsa ve Lie türevi geleneksel arttıran dönüştürücünün ölçülebilen değişkenine uygulanırsa (3.54)'de ifade edilen gözlemlenebilirlik matrisi elde edilecektir (Pahlevaninezhad et al. 2013) :

$$Q = \begin{pmatrix} \nabla h \\ \nabla L_f h \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ \frac{u}{C} & -\frac{1}{CR} \end{pmatrix}\tag{3.54}$$

(3.54) ifadesinin determinant hesaplandığında sıfırdan farklı bir değer elde edilecektir. Bu, dönüştürücünün tümüyle gözlemlenebilir olduğunu göstermektedir. Ancak

dönüştürücünün çalışma prensibinden kaynaklanan bir durumdan dolayı bazı noktalarda gözlemlenebilirlik matrisi, tam mertebeden ranka sahip olma özelliğini kaybeder veya determinantı sıfır olur. Böyle bir durum ancak Q matrisinde u kontrol sinyalinin sıfır ($u=0$) olması veya (3.53)'de gösterilen tanımlama göz önüne alındığında görev döngüsünün 1 olması durumu ile mümkündür. Dönüştürücünün alternatif akımla beslendiği düşünülürse giriş geriliminin sıfır geçiş noktasında gözlemlenebilirlik matrisi tam mertebeden ranka sahip olma özelliğini kaybedecek. Ayrıca sıfır geçiş noktalarında görev döngüsü 1'e çok yakındır. Dönüştürücüler periyodik çalışma biçimine sahip oldukları için giriş geriliminin her sıfır geçiş noktasında sistem tam mertebeden rankını kaybedecektir. Tam bu noktada, tahmin edilecek değişken için bilgi alınamadığından sistemde sapmalar görülecektir. Bu sebeple devrede normal bir gözlemleyici kullanılırsa belirtilen noktalarda oluşan sapmalar giderilmemiş olacaktır. Bu sapmalar, sistemin kararlı hal çalışmasını olumsuz yönde etkiler. Giriş geriliminin sıfır geçiş noktasından kaynaklanan bir sapma örneği Şekil 3.20'de mavi daire ile gösterilmiştir.

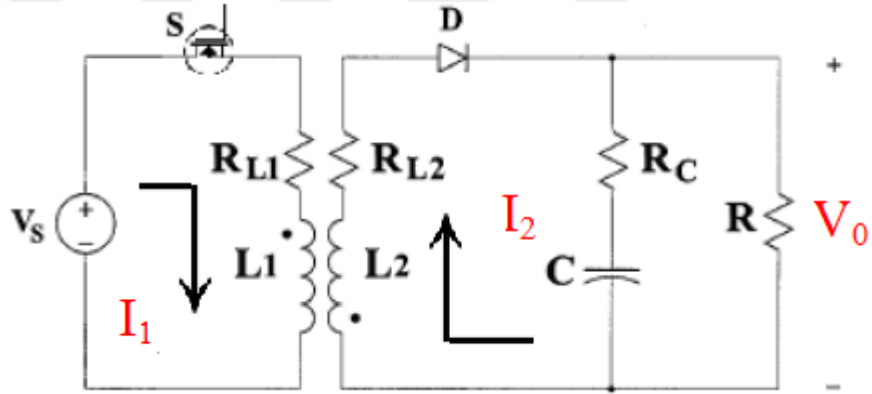


Şekil 3.20. Normal bir gözlemleyici çalışma performansı (Pahlevani et al. 2014)

Şekil 3.20'de gösterilen hata, kontrol sistemlerinde özellikle de güç elektroniği devrelerinde kullanılan gözlemleyicilerde sık karşılaşılan bir problemlerden biridir. Bu

hataların, sistemin çalışma performansını olumsuz yönde etkilememesi için sönümlendirilmesi gerekir. Bu gibi hataların ortadan kaldırılması için de öncelikle bu hataların varlığından haberdar olunmalıdır. Yukarıda verilen örnekte de görüldüğü üzere gözlemleyici tasarımına geçilmeden önce sonradan karşılaşılabilecek bir takım hataların gözlemlenebilirlik analizinin yapılması ile baştan fark edilebilir ve böylece bu hatalar bazı özel teknikler kullanarak giderilebilir. Bu örnek gözlemlenebilirlik analizinin ne kadar önemli olduğunu çok açık bir şekilde göstermiştir.

Yukarıda verilen geleneksel arttıran dönüştürücünün gözlemlenebilirlik analizinde sadece giriş geriliminin sıfır geçiş noktasında gözlemlenemediği görülmüştür. Ancak bazı güç elektroniğ devreleri ise gözlemlenebilirlik analizinin sonucunda hiç bir zaman tümüyle gözlemlenemedikleri görülmüştür. Bu gibi devreler ancak kısmi olarak gözlemlenebilirler. Aşağıda devre şeması ve dinamik denklemleri verilen dönüştürücü, bahsedilen duruma uyan bir yapıdadır.



Şekil 3.21. Flyback dönüştürücü devre şeması (Yildiz and Sumer 2009a)

Şekil 3.21’de geleneksel bir flyback dönüştürücünün devre şeması ve şema ile birlikte devreye ait durum değişkenleri verilmiştir. I_1 flyback dönüştürücüsünün primer sargılarında geçen akım, I_2 dönüştürücünün seonder sargılarında geçen akım ve V_0 ise dönüştürücünün çıkış gerilimini temsil eder. L_1 dönüştürücüye ait transformatörün primer tarafının indüktansı, L_2 dönüştürücüye ait transformatörün sekonder tarafının indüktansı, L_M ise primer ve sekonderde yer alan sargılar arasındaki karşılıklı indüktanstır. Bu dönüştürücünün gözlemlenebilirlik analizi yapılırken sadece çıkış

geriliminin ölçüldüğü düşünülerek hareket edilmiştir. Yıldız ve Sumer (2009) referans alınarak flyback dönüştürücüsüne ait devre elemanlarının iç dirençleri ihmal edilirse aşağıdaki uzay durum matrisi elde edilebilir :

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \\ \dot{V}_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{L_M(1-u)}{L_1L_2 - L_M^2} \\ 0 & 0 & \frac{L_1(1-u)}{L_1L_2 - L_M^2} \\ 0 & -\frac{1-u}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I \\ V \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{L_2V_S u}{L_1L_2 - L_M} \\ \frac{L_M V_S u}{L_1L_2 - L_M} \\ 0 \end{bmatrix}$$

Yukarıdaki uzay durum matrisi oluşturulurken kontrol sinyalinin ayrık değerleri ele alınmıştır. Normalde bir sistemde kontrol sinyali bir durum değişkeni ile çarpılı halde olursa bu sistem doğrusal olmayan bir sistem olur ve bu sistem için gözlemlenebilirlik analizi yapılırsa yukarıda söylendiği gibi Lie türevi kullanılmalıdır. Ancak kontrol sinyalinin ayrık değerleri baz alınarak incelenen sistemlerde gözlemlenebilirlik analizi, lineer sistemlerin gözlemlenebilirlik analizi ile aynı şekilde yapılır. Bu sebeple flyback dönüştürücüsünün uzay durum matrisine (3.50)'de ifade edilen işlem uygulanıp sonrasında (3.51)'deki gibi düzenlenir ise (3.55)'deki $Q(M)$ gözlemlenebilirlik matrisi elde edilecektir.

$$Q(M) = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ CA^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & \left(-\frac{1-u}{C}\right) & \left(-\frac{1}{RC}\right) \\ 0 & \left(\frac{(1-u)}{RC^2}\right) & \left(\frac{1}{R^2C^2} - \frac{(1-u)^2 L_1}{C(L_1L_2 - L_M^2)}\right) \end{bmatrix} \quad (3.55)$$

$Q(M)$ gözlemlenebilirlik matrisinin determinantı bulunsa veya tam mertebeden ranka sahip olup olmadığına bakılsa gözlemlenebilirlik kriterini sağlamadığı görülecektir. Bu yüzden flyback dönüştürücü hiçbir zaman tümüyle gözlemlenemez. Ancak kısmı olarak bazı aralıklarda gözlemlenebilir. Kısmı gözlemlenebilirlik ancak

hibrit gözlemleyici yapısı kullanılarak yapılabilir. Kısmi gözlemlenebilirlik çok geniş bir konu olduğundan burada detaylıca incelenmesi gerekli görülmemiştir.

Yukarıda geleneksel arttırıcı dönüştürücü için gözlemleyici tasarımında sadece bir noktada problem olduğu ve bu sebeple normal bir gözlemleyici tasarımının sistemde hataya sebep olacağı görüldü. Flyback dönüştürücüsünün analizinde ise hiçbir zaman gözlemlenemediği sonucuna varılmıştır. Bu iki dönüştürücü arasında yapılacak bir karşılaştırmada flyback dönüştürücüsü için normal bir gözlemleyici tasarımında geleneksel arttırıcı dönüştürücüye nazaran çok daha büyük hatalar ile karşılaşılması mümkündür. Başka bir deyişle Şekil 3.19 baz alındığında flyback dönüştürücüsü için sadece belli noktalarda değil neredeyse her noktada sapmalar meydana gelecek ve bu durumda sistem kararlı bir çalışmadan uzak kalacaktır.

Sonuç olarak geleneksel arttırıcı dönüştürücü, Flyback dönüştürücü veya bir başka sistem için gözlemleyici tasarımından önce gözlemlenebilirlik analizi yapılırsa sonradan oluşabilecek birçok problem ile ilgili önceden bilgi alınmış olunacak ve böylece problemleri ortadan kaldırmak adına daha sağlıklı adımlar atılmış olunacaktır. Tüm bu anlatılanlar, gözlemleyici tasarımında gözlemlenebilirlik analizinin ne kadar büyük bir ehemmiyete sahip olduğunu açıkça göstermektedir.

3.5.1.1 DA DA Alçaltıcı Dönüştürücü İçin Gözlemlenebilirlik

Lineer sistemler için gözlemlenebilirlik analizi (3.50)'de ifade edilen işlem uygulanarak yapılır. Bu işlemde ölçülebilen değişkenin her seferinde türevi alınır ve sonrasında türevli ifadeler baz alınarak gözlemlenebilirlik matrisi oluşturulur. Ancak bu işlem hem zaman kaybına neden hem de işlem karmaşasına neden olur. Özellikle lineer olmayan sistemlerin kontrol sinyalinin ayrık değerleri baz alınarak gözlemlenebilirlik matrisi oluşturulurken türevden dolayı birçok işlem meydana gelir. Bu durum ise bir işlem karmaşasına neden olacaktır. Bu sebeplerden dolayı lineer sistemler için her seferinde türevi almaktansa yani daha kolay olması adına sistemin dinamik denklemleri, (3.56)'da ifade edilen formatta yazılarak da gözlemlenebilirlik matrisi analiz yapılabilir. Eşitlik (3.56)'daki u kontrol sinyalidir.

$$\begin{aligned}\dot{x} &= A(u)x + B(u) \\ y &= Cx\end{aligned}\tag{3.56}$$

Eşitlik (3.56)'da ifade edilen çıkarımın dayanak noktası, (3.51)'de gösterilen ifadedir. Sistemin dinamik denklemleri (3.56)'da gösterilen formata getirildikten sonra gözlemlenebilirlik matrisi (3.57)'de gösterilen şekilde hesaplanabilir.

$$Q(M) = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ CA^2 \end{bmatrix}\tag{3.57}$$

Alçaltıcı tip dönüştürücünün (3.17)'de verilen dinamik denklemleri, (3.56) formatına uygun şekildedir. (3.17)'deki ifade baz alınır:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \quad \text{ve} \quad C = [1 \quad 0] \text{ elde edilir.}$$

(3.57) kullanılarak önerilen dönüştürücünün gözlemlenebilirlik matrisi elde edilebilir.

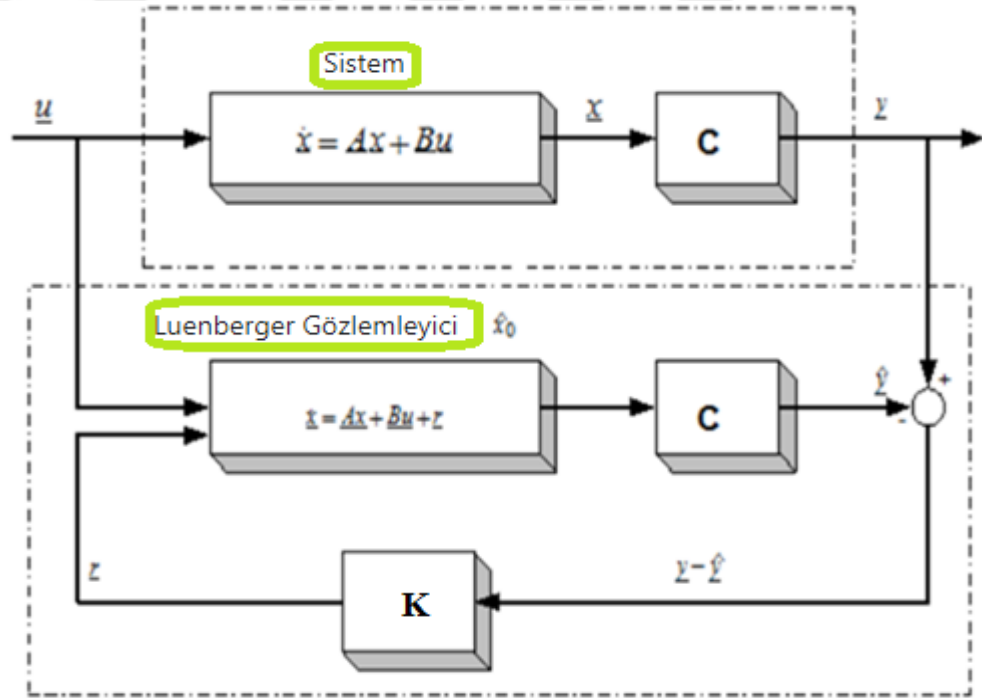
$$Q(M) = \begin{bmatrix} C \\ CA \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (1 \quad 0) \\ (1 \quad 0) \begin{pmatrix} -\frac{1}{RC} & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{pmatrix} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{RC} & \frac{1}{C} \end{bmatrix}\tag{3.58}$$

(3.58)'de elde edilen $Q(M)$ gözlemlenebilirlik matrisinin determinanı $\det(Q(M)) = \frac{1}{C} \neq 0$ olduğundan alçaltıcı tip dönüştürücü tümüyle gözlemlenebilir.

Ayrıca $Q(M)$ gözlemlenebilirlik matrisinin içinde kontrol sinyali de yoktur. Böylece geleneksel arttırıcı dönüştürücüde görülen duruma benzer bir hata oluşmayacaktır.

3.5.2. Luenberger Gözlemleyici Tasarımı

Bir sistem için Şekil 3.18’de çeşitleri verilen gözlemleyicilerden amaca uygun olan herhangi biri seçilerek gözlemleyici tasarımı yapılabilir. Bazı sistemlerde özellikle doğrusal olmayan sistemlerde, gözlemleyiciye dayalı kontrol sisteminin sağlamlığını arttırmak adına birden fazla gözlemleyicinin birleştirildiği tasarımlar da literatürde mevcuttur. Lineer olan sistemlerde ise çoğunlukla tek bir çeşit gözlemleyici kullanılır. Luenberger gözlemleyici, lineer sistemlerde en çok kullanılan gözlemleyici türüdür. Çünkü yapısı itibarı ile basittir ve yapısında tırlama oluşturacak bir fonksiyon yoktur. Sistemlere uygulanabilirliği kolaydır. Belirtilen sebeplerden dolayı bu çalışmada Luenberger gözlemleyici kullanılmıştır.



Şekil 3.22. Luenberger gözlemleyicinin blok şeması (Anonim 2014)

Luenberger gözlemleyicinin lineer bir sistem için genel blok şemasının gösterimi Şekil 3.22’deki gibidir. Verilen şekilde de görüldüğü gibi Luenberger gözlemleyicisi sisteme ait dinamik denklemlerin yapısını kullanır. Bu yüzden (3.10) eşitliğinde ifade edilenler baz alınır Luenberger gözlemleyici aşağıdaki gibi tasarlanabilir.

$$\begin{aligned}\dot{\hat{x}} &= A\hat{x} + Bu + K(y - \hat{y}) \\ \hat{y} &= C\hat{x}\end{aligned}\tag{3.59}$$

(3.59) ifadesinde K kazanç matrisi olarak bilinir. x durum değişkenleri vektörünün tahmini $\hat{x}$, y çıkış vektörünün tahmini $\hat{y}$ ile gösterilmiştir. Gözlemleyici tasarımın en temel amacı bilinmeyen değişkenleri sıfır hata ile tahmin etmektir. Ancak tahminin başlangıcında biraz hata meydana gelebilir. Zamanla bu hatanın sıfır olacağı umulur. Tahminde meydana gelen hata aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$e = x - \hat{x}\tag{3.60}$$

Sistemin durum değişkenlerini en doğru şekilde kestirebilmek için (3.60)'daki hatanın $\lim_{t \rightarrow \infty} (e \in R^n) \rightarrow 0$ olması gerekir. İfade (3.61)'de verilen eşitlik sağlanırsa gözlemlenencinin değişkeni, sistemin değişkenini zaman içinde yakalayacaktır ve böylece (3.60)'da ifade edilen hata da sıfır olacaktır.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} x = \lim_{t \rightarrow \infty} \hat{x}\tag{3.61}$$

(3.60) ve (3.61) eşitlikleri birlikte düşünüldükleri zaman hata, daha açık bir şekilde (3.62)'de gösterildiği gibi yazılabilir.

$$\dot{e} = \dot{x} - \dot{\hat{x}}\tag{3.62}$$

(3.10) ve (3.59) ifadeleri (3.62)'de yerine yazılırsa

$$\dot{e} = (Ax + Bu) - (A\hat{x} + Bu + K(y - \hat{y}))\tag{3.63}$$

elde edilir. (3.60) ifadesinden yararlanılarak (3.63) tekrardan düzenlenebilir.

$$\begin{aligned}
\dot{e} &= Ax - A\hat{x} - K(y - \hat{y}) \\
&= A(x - \hat{x}) - K(Cx - C\hat{x}) \\
&= Ae - KCe \\
&= (A - KC)e
\end{aligned} \tag{3.64}$$

Yukarıda belirtildiği üzere sistemin en iyi şekilde çalışması için gerçek değişken ile gözlemlenen değişken arasındaki hatanın sıfır olması gerekir. Bu ise (A-KC) matrisine bağlıdır. Eğer (A-KC) stabil bir matris olursa tahmin hatası zamanla sıfıra gidecektir. (A-KC)'nin stabil bir matris olması da (3.64) denkleminde görüldüğü gibi gözlemleyicinin K kazanç matrisinin uygun değerlerde seçilmesi ile sağlanabilir. Gözlemleyicinin K kazanç matrisinin elde edilmesi ise karakteristik polinomu ile yapılır. (3.64) ifadesi yani hatanın dinamikleri baz alınarak karakteristik polinomu aşağıdaki gibi yazılır :

$$\det(sI - (A - KC)) = 0 \tag{3.65}$$

(3.65) denklemi açılırsa (3.66)'daki gibi n. dereceden bir polinom elde edilecektir.

$$p(s) = s^n + a_{n-1}s^{n-1} + \dots + a_0 \tag{3.66}$$

(3.65)ve (3.66) ifadeleri birbirine eşitlenir ve gözlemleyicinin K kazanç matrisi oluşturan değerler elde edilir ve böylece gözlemleyici tasarımı tamamlanmış olur.

3.5.2.1 DA DA Alçaltıcı Dönüştürücü İçin Luenberger Gözlemleyici Tasarımı

Önerilen dönüştürücü için Luenberger gözlemleyicisi, (3.18) ve (3.59) ifadeleri ele alındığında aşağıdaki gibi tasarlanabilir:

$$\begin{aligned}
\dot{\hat{x}}_1 &= -\frac{\hat{x}_1}{RC} + \frac{\hat{x}_2}{C} + K_1(y - \hat{y}) \\
\dot{\hat{x}}_2 &= -\frac{\hat{x}_1}{L} + \frac{uV_L}{L} + K_2(y - \hat{y})
\end{aligned} \tag{3.67}$$

Önerilen devrenin dinamik değişkenleri için (3.60) baz alındığında hatalar aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$\begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 - \hat{x}_1 \\ x_2 - \hat{x}_2 \end{bmatrix} \quad (3.68)$$

(3.68)'in türevi alınır ve düzenlemeler yapılırsa hatanın dinamikleri elde edilecektir.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \dot{x}_1 - \dot{\hat{x}}_1 \\ \dot{x}_2 - \dot{\hat{x}}_2 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \left(-\frac{x_1}{RC} + \frac{x_2}{C} \right) - \left(-\frac{\hat{x}_1}{RC} + \frac{\hat{x}_2}{C} + K_1(y - \hat{y}) \right) \\ \left(-\frac{x_1}{L} + \frac{uV_f}{L} \right) - \left(-\frac{\hat{x}_1}{L} + \frac{uV_f}{L} + K_2(y - \hat{y}) \right) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} -\frac{e_1}{RC} + \frac{e_2}{C} - K_1 e_1 \\ -\frac{e_1}{L} - K_2 e_1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.69)$$

(3.67) ifadesinde yer alan gözlemleyicinin katsayılarının elde edilmesini kolaylaştırmak adına (3.69) ifadesi bir matriks şeklinde yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} - K_1 & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} - K_2 & 0 \end{bmatrix}}_{A-KC} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} \quad (3.70)$$

Tablo 1'de önerilen dönüştürücü için verilen değerler (3.70) ifadesinde yerine koyulursa (3.71) elde edilir ve böylece Luenberger gözlemleyicisinin kazanç katsayıları belirleyebilmek için artık karakteristik polinomu kullanılabilir.

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{2500}{11} - K_1 & \frac{50000}{11} \\ -\frac{1000}{59} - K_2 & 0 \end{bmatrix}}_{A-KC} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} \quad (3.71)$$

(3.65)'de belirtilen durum (3.71)'deki matrise uygulanırsa (3.72) elde edilecektir.

$$\begin{aligned} \det(sI - (A - KC)) &= \begin{vmatrix} s & 0 \\ 0 & s \end{vmatrix} - \begin{vmatrix} -\frac{2500}{11} - K_1 & \frac{50000}{11} \\ -\frac{1000}{59} - K_2 & 0 \end{vmatrix} \\ &= \begin{vmatrix} s + \frac{2500}{11} + K_1 & -\frac{50000}{11} \\ \frac{1000}{59} + K_2 & s \end{vmatrix} \\ &= s^2 + \left(\frac{2500}{11} + K_1 \right) s + \frac{50000}{11} \left(\frac{1000}{59} + K_2 \right) \end{aligned} \quad (3.72)$$

Luenberger gözlemleyicisinin kutupları $\{-10, -10\}$ olarak seçilsin. Gözlemleyicinin özdeğerleri negatif olmalıdır ve bununla birlikte seçilen değerler küçük olursa sistemin performansı daha iyi olacaktır. Diğer bir ifade ile teorik anlamda daha hızlı bir şekilde sistemin hatasını sıfıra yakınsamak için kutup değerlerinin seçiminde çok küçük negatif sayılar da ele alınabilir; fakat bu durum sistemin gürültülere karşı çok hassas olmasına sebep olacaktır (Li and Sanfelice 2013). Bu yüzden gözlemleyicinin kutupları için küçük değerler seçilmiştir. Denklem (3.66), belirlenen kutuplar için kullanılırsa

$$p(s) = (s + 10)^2 = s^2 + 20s + 100 \quad (3.73)$$

elde edilecektir. (3.72) ve (3.73) ifadeleri birbirine eşitlenirse gözlemleyicisinin kazanç matriksi aşağıdaki gibi belirtilen değerlerde bulunacaktır:

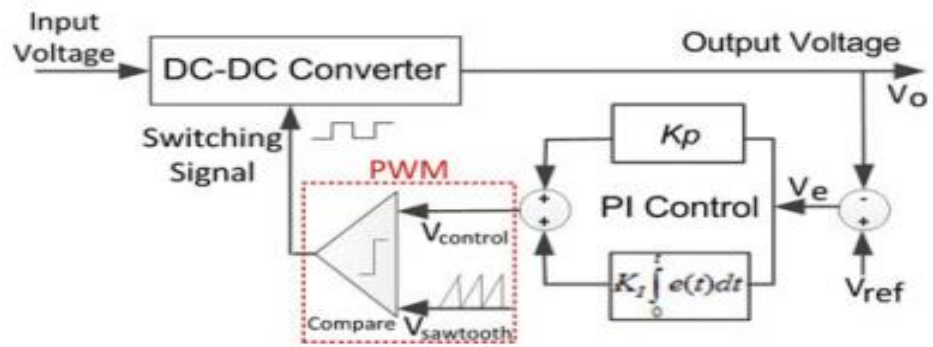
$$\begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -207,3 \\ -16,93 \end{bmatrix}$$

4. ARAŞTIRMA BULGULARI ve TARTIŞMA

Çizelge 4.1 Simülasyonda kullanılan elemanların temel alındığı elemanlar

Tanım	Parametre	Değer	Birim
Giriş Gerilimi	V_i	25	V
İndüktör	L	59	mH
Kapasitör	C	220	μF
Yük Direnci	R	20	Ω
Referans Gerilimi	V_{ref}	10	V
Anahtarlama Frekansı	f_s	20	KHz

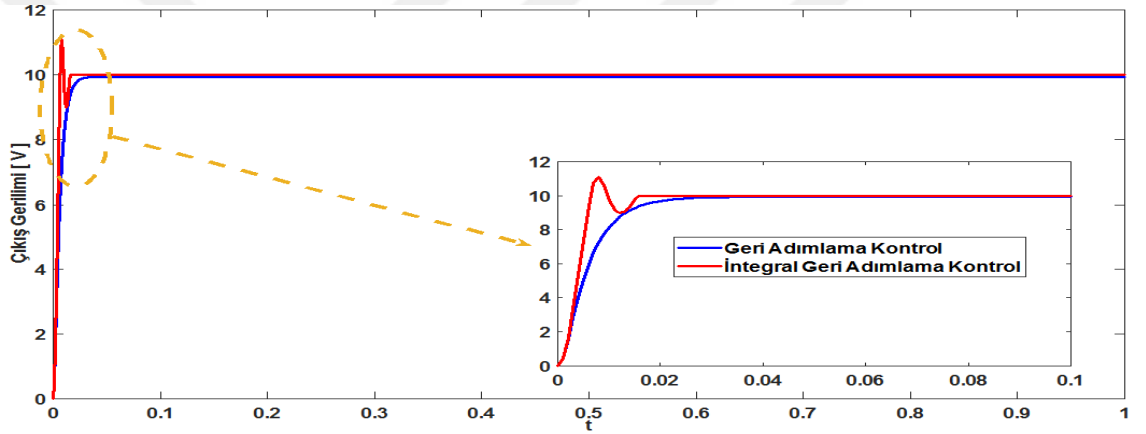
Devrede kullanılan elemanların değerleri Çizelge 4.1’de verilmiştir. Bu değerler düşürücü tip dönüştürücünün sürekli iletim modunda çalışmasına ait değerlerdir. Bu değerler kullanılarak hem önerilen kontrolcünün hem de PI kontrolcünün gerekli grafikleri elde edilmiştir. Bu çalışmada PI kontrolcü, önerilen kontrol yönteminin ne kadar efektif olduğunu bir karşılaştırma ile gösterilmek istendiği için seçilmiştir. Başka kontrol yöntemleri de karşılaştırma için kullanılabilir. Ancak PI kontrolcü, sadece güç elektroniğinde olmayıp bütün sistemlerde en çok kullanılan kontrol metodudur. Çünkü bu kontrolcü Şekil 4.1’de de görüleceği gibi basit bir yapıdadır. Ayrıca sistemlere kolaylıkla uygulanabilmesi, diğer kontrol yöntemlerine göre daha az maliyetli olması, kendisinin çok büyük bir alanda tercih edilmesine olanak sağlamıştır. PI kontrolcü çalışma biçimi, ilgili şekilden görüldüğü gibi tek sensöre dayalıdır. Bu sebeple gözlemleyici tabanlı kontrol yapıları ile karşılaştırılması çok makul bir yoldur.

**Şekil 4.1.** PI kontrol blok şeması (Şahin and Okumuş 2018)

Kontrolcülere integral eklenmesinin temel amaçlarından biri sistemde oluşan hataları azaltmaktır. Ancak integralin kullanıldığı kontrol yapılarında maksimum aşım çok olmaktadır. Bu yüzden tercih edilmezler (Yang et al. 2012). Bu durum Şekil 4.2 ve Çizelge 4.3'ün incelenmesiyle iyi anlaşılabilir. Çizelge 4.3'te kontrolcüler için verilen katsayı değerleri kullanılarak ilgili şekiller ve çizelgeler elde edilmiştir. Katsayı değerleri deneme-yanılma yöntemi ile elde edilmiştir.

Çizelge 4.2 Kontrolcülerin katsayı değerleri

Geri Adımlama		Integral Geri Adımlama		
c1	c2	k1	k2	κ
2500	150	350	1000	89



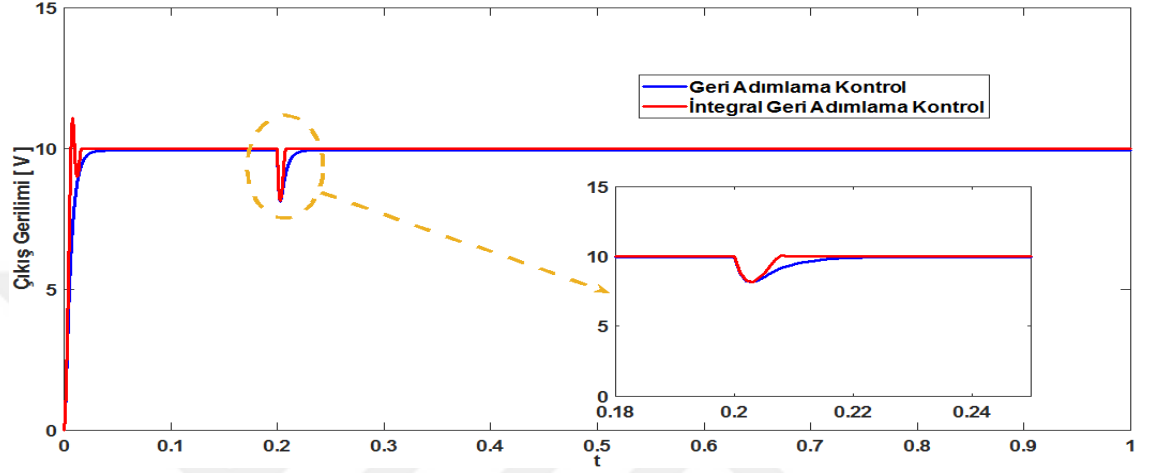
Şekil 4.2. Farklı kontrolcülerin çıkış gerilimine etkisi

Çizelge 4.3 Farklı kontrolcülerin çıkış gerilimine olan etkilerinin karşılaştırılması

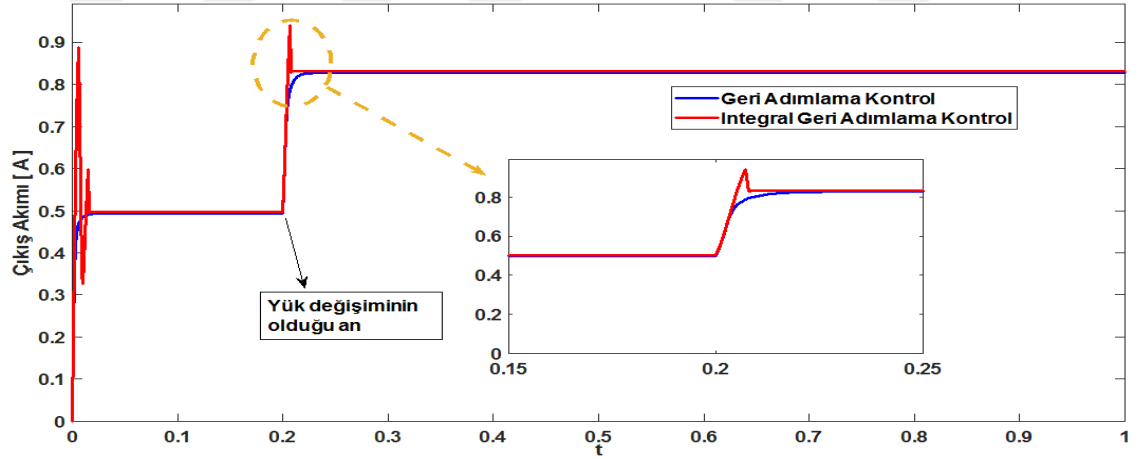
	Geri Adımlama Kontrolcü	Integral Geri Adımlama Kontrolcü
Maksimum Aşım	8.8218e-11	10.8828
Pik Değer	9.9440	11.0966

Şekil 4.2 ile birlikte Çizelge 4.3 ele alındığında integral geri adımlama kontrolcünün çıkış geriliminde çok daha fazla maksimum aşım yaptığı görülmektedir. Bununla beraber bu kontrolcünün pik değeri de geleneksel kontrolcünden daha fazladır. İntegral geri adımlama kontrolcünün sistemin başlangıç anında oluşturduğu ters etkiler, tercih edilmemesine yönelik sunulabilecek bir sebeptir.

Sistemde bir yük değişimi olduğunda kontrolcülerin verdikleri cevaplar için Şekil 4.3 verilmiştir. Devrenin 20Ω olan yük direnci $0,2$ saniyede 12Ω olmuştur. İlgili şekil baz alındığında integral geri adımlamanın geleneksel geri adımlamaya göre hatayı sönümlemede daha iyi performans gösterdiği söylenebilir. Ancak Şekil 4.4 incelendiğinde bir farklılık görülecektir.



Şekil 4.3. Kontrolcülerin yük değişimine çıkış geriliminde verdikleri cevaplar



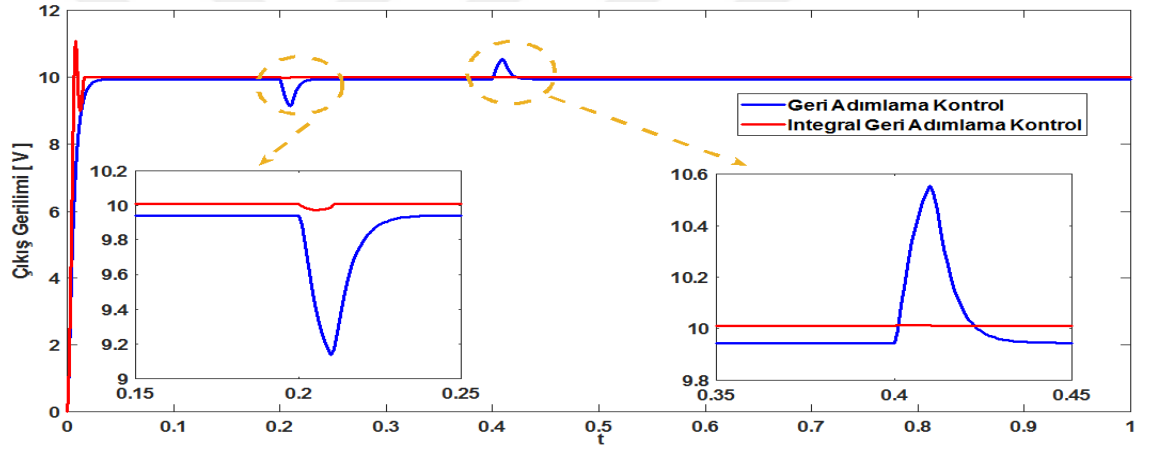
Şekil 4.4. Kontrolcülerin yük değişimine çıkış akımında verdikleri cevaplar

Şekil 4.3 için integral geri adımlama iyi bir performans sergilerken Şekil 4.4'de indüktör akımında ise maksimum aşımalar meydana getirir. Bu sebeple integral geri adımlamanın kontrolcünün Şekil 4.3'deki performansına bakmaksızın Şekil 4.4'deki sonuçtan dolayı bu çalışmada tercih edilmemiştir. Bunun yerine yük değişiminin olduğu yerde geleneksel kontrolcü kullanılacaktır.

Olumsuz yanları olmasına rağmen integral geri adımlamanın avantajları da var. Bu kontrolcünün oturma ve pik seviyeye ulaşma zamanları geleneksel kontrolcülere göre daha iyidir. Bu durum, Şekil 4.5 ve Çizelge 4.4'den açık bir şekilde görülmektedir.

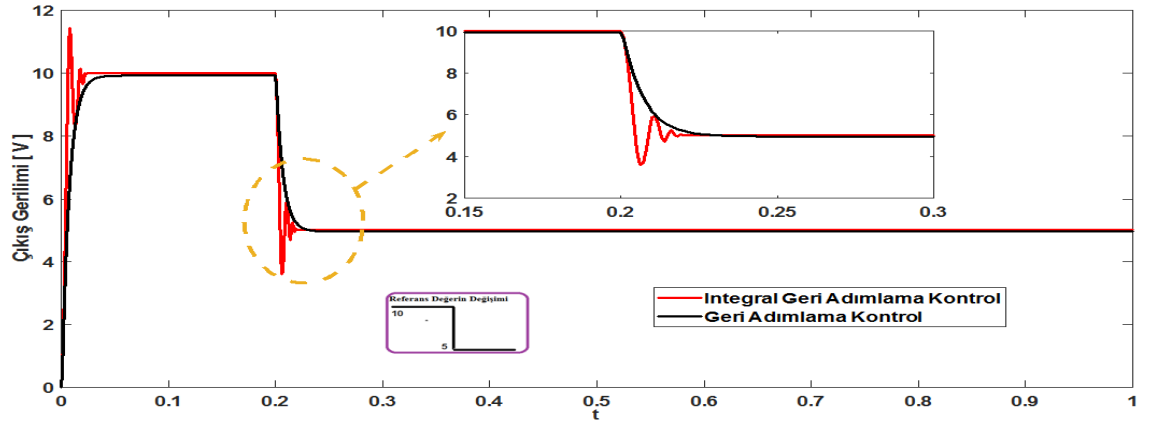
Çizelge 4.4 Başlangıç zamanı için kontrolcülerin süre açısından karşılaştırılması

Süreler	Geri Adımlama Kontrolcü	Integral Geri Adımlama Kontrolcü
Yükselme Zamanı	0.0115 sn	0.0044 sn
Oturma Zamanı	0.2185 sn	0.0150 sn
Pik Değere Ulaşma Zamanı	0.9260 sn	0.0080 sn



Şekil 4.5. Kontrolcülerin giriş gerilimi değişimine çıkış geriliminde verdikleri cevaplar

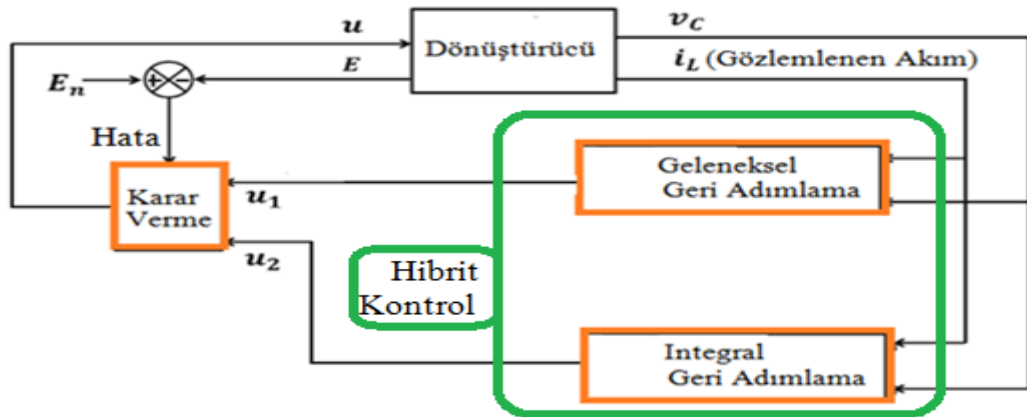
İntegral geri adımlama kontrolcünün diğer çok önemli bir faydası da sistemdeki gerilim dalgalanmalarına karşı çok daha iyi cevap vermesidir. Şekil 4.5'de devrenin 25V olan giriş gerilimi 0,2. saniyede 5V aşağı düşürülmüş ve sonra 0.01 saniyede tekrar 25V seviyesine gelmiştir. Belirtilen durumun tersi ise 0,4.saniyede uygulanmıştır. Kontrolcülerden integral geri adımlama geleneksel geri adımlamaya göre çok mükemmel bir performans sergilemiştir. Aynı etki altında kontrolcülerin çıkış akımında verdikleri cevaplar da karşılaştırılırsa integral geri adımlamanın daha iyi performans gösterdiği görülecektir. Tüm bunlar göz önüne alındığında bu çalışmada gerilim değişimi için integral geri adımlama kontrolcü kullanılacaktır.



Şekil 4.6. Kontrolcülerin referansın değişimine çıkış geriliminde verdikleri cevaplar

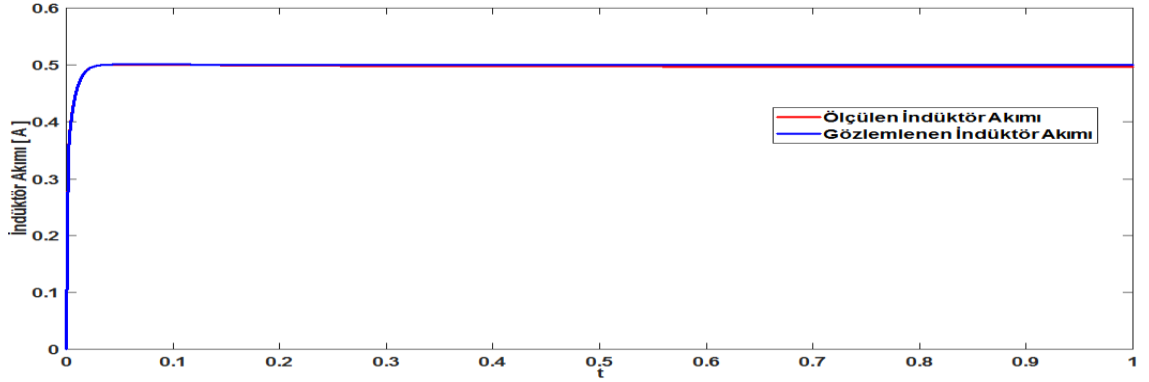
Şekil 4.6’te referans değer 10’dan 5’e düşmüş ve iki farklı kontrolcünün bu değişime tepkileri verilmiştir. İlgili şekilden görüldüğü gibi referans geriliminin değişmesine ile çıkış geriliminde bir değişim olmuş ve önemlisi bu değişim karşısında geleneksel geri adımlama kontrolcü daha başarılı bir duruş sergilemiştir. Bundan dolayı referans geriliminin değişiminde de geleneksel kontrolcü kullanılacaktır.

Tüm bu anlatılanlar ele alındığında devrenin çalışması Şekil 4.7’de verildiği gibidir. Şekil 4.7’de her iki kontrolcü de kontrol sisteminde yer alıp değişimin türüne göre kontrolcü devreye girecektir. Giriş gerilimindeki değişimde integral eylemli kontrolcü devreye gireceği için Şekil 4.7’den de görüldüğü gibi bu değişimin algılanması gerekir. Bu sebeple girişteki dalgalanma bir sensör yardımı ile algılanacak ve bu sensörden gelen bilgi ile gerekli kontrolcü devreye girecektir.



Şekil 4.7. Önerilen dönüştürücünün gözlemleyici tabanlı hibrit kontrol blok şeması

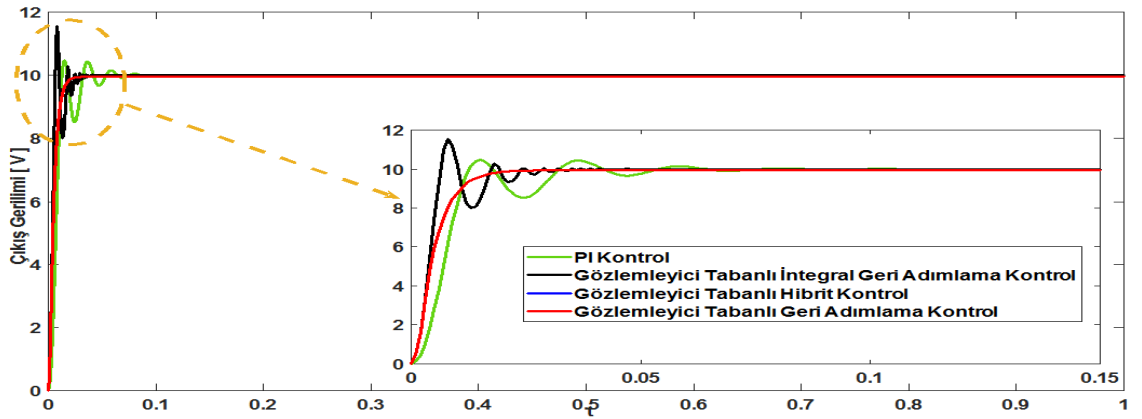
4.1. Ölçülen ve Gözlemlenen Değerin Karşılaştırılması



Şekil 4.8. Ölçülen ve gözlemlenen çıkış akımı

Devreyi kontrol edecek kontrolcüde indüktör akımı, değişken olarak bulunmaktadır ve kendisi ile ilgili bilgi alınmalıdır. Bu çalışmada indüktör akımı ölçülmeyeceği için gözlemlenerek bilgi alınacaktır. Tasarlanan kontrolcü ve gözlemleyici çeşidi ile gözlemlenen değer, Şekil 4.8'den görüldüğü gibi gerçek değere çok yakındır.

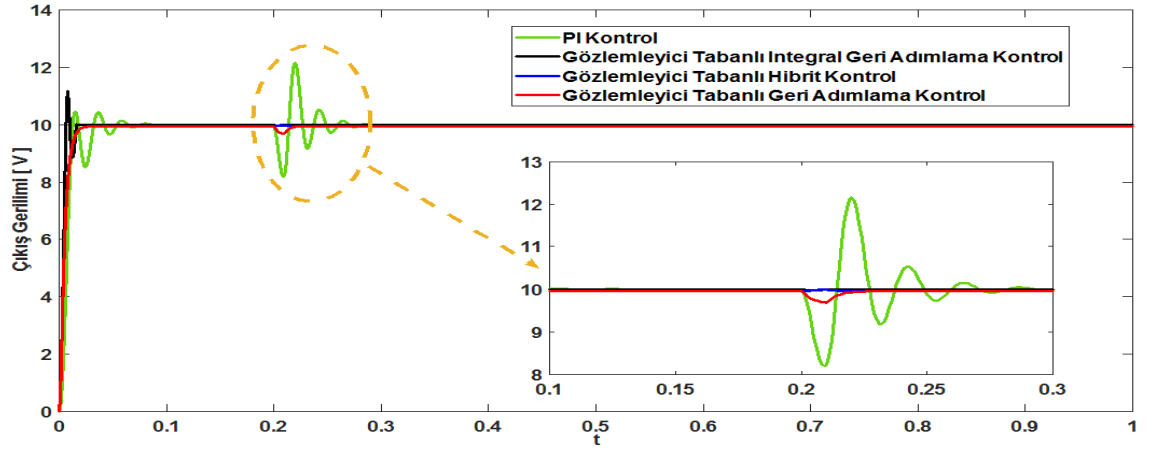
4.2. Normal Koşullar Altında Performans Değerlendirmesi



Şekil 4.9. Normal koşullar altında kontrolcü performansları

Şekil 4.9'da sistemin başlangıç anında integral geri adımlama ve PI kontrolcüler çok fazlası ile maksimum aşım yapmış iken geleneksel geri adımlama herhangi bir aşım yapmamıştır. Önerilen dönüştürücü için hibrit kontrol yapısı normal şartlar altında geleneksel kontrolcüye bağlı kılınarak devre için maksimum aşım engellenmiştir.

4.3. Giriş Gerilimi Değişimi Altında Performans Değerlendirme

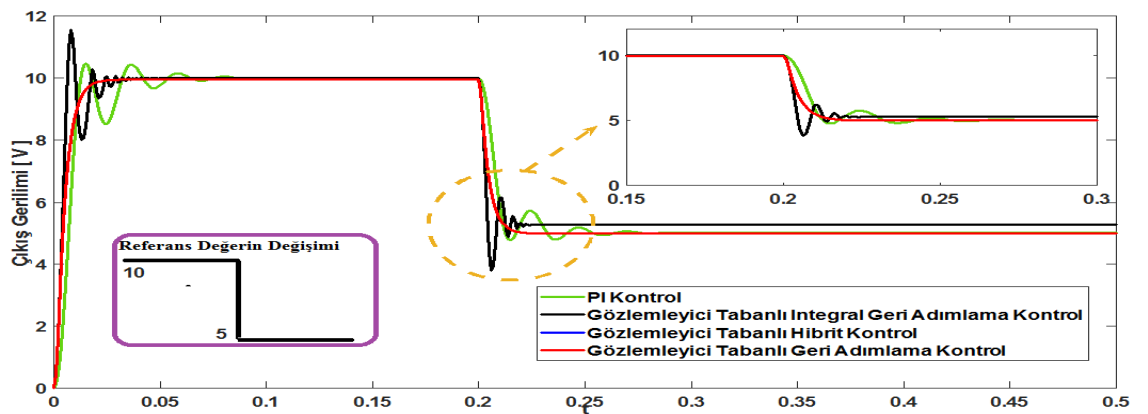


Şekil 4.10. Giriş gerilim değişikliği altında kontrolcü performansları

Giriş gerilim değişikliğinde devrenin hibrit kontrolcüsü integral geri adımlamaya dayalıdır. Şekil 4.10'da giriş geriliminde 5V'luk bir düşüş olmuş ve sonrasında tekrar eski seviyesine gelmiştir. İlgili şekilden görüleceği gibi bahsedilen değişime sistem için en iyi cevap veren integral geri adımlama kontrolcüdür.

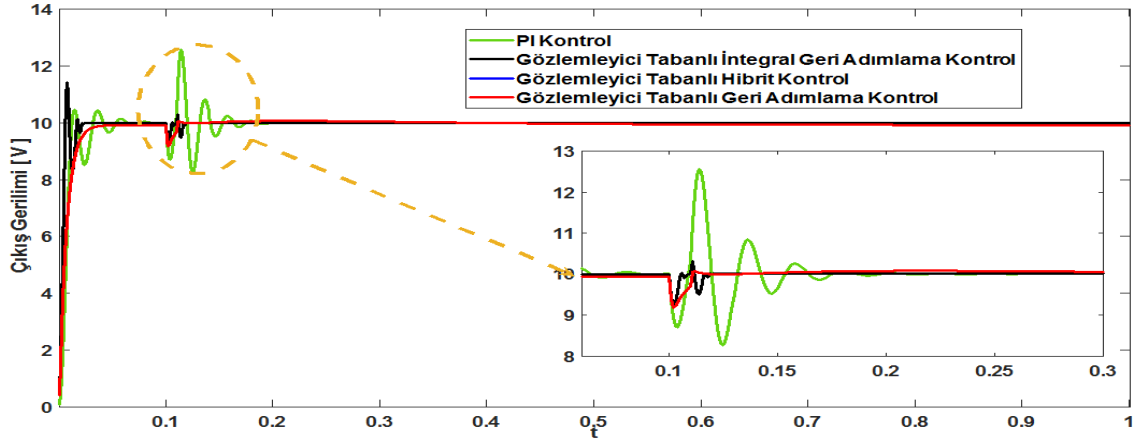
4.4. Referans Değerin Değişimi Altında Performans Değerlendirmesi

İntegral geri adımlama ve PI kontrolcüler, Şekil 4.11'deki gibi referans değerinin 10'dan 5'e düşmesi durumunda geleneksel geri adımlama kontrolcü kadar iyi bir performans sergilememiştir. Bu sebeple devrenin hibrit kontrol yapısı burada geleneksel geri adımlama kontrolcüye dayandırılmıştır.



Şekil 4.11. Referans değer değişikliği altında kontrolcü performansları

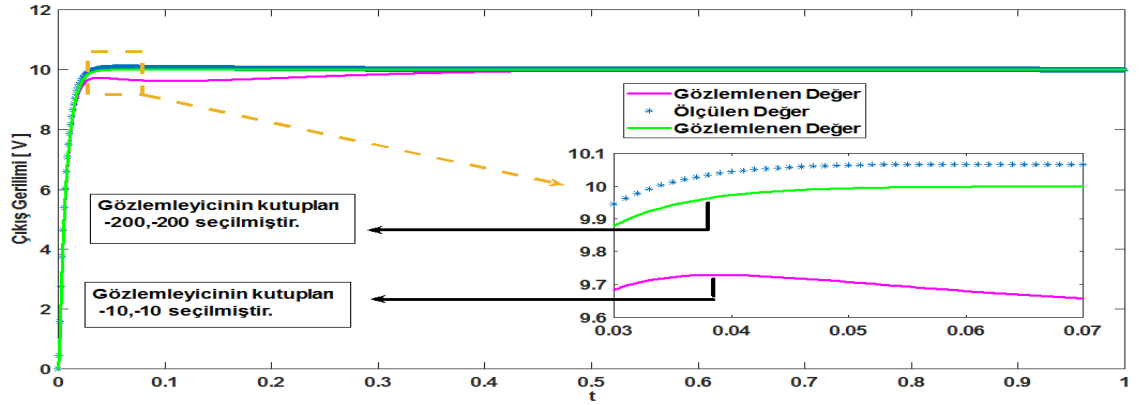
4.5. Yük Değişimi Altında Performans Değerlendirmesi



Şekil 4.12. Yük değişimi altında kontrolcü performansları

Şekil 4.12’de sistemden aniden 5Ω ’luk bir yük çıkışı olmuş ve çok kısa bir süre içinde aynı yük tekrar sisteme girmiştir. Yük değişimi için devrenin hibrit kontrol yapısında geri adımlama aktif olacak şekilde tasarım yapılmıştır.

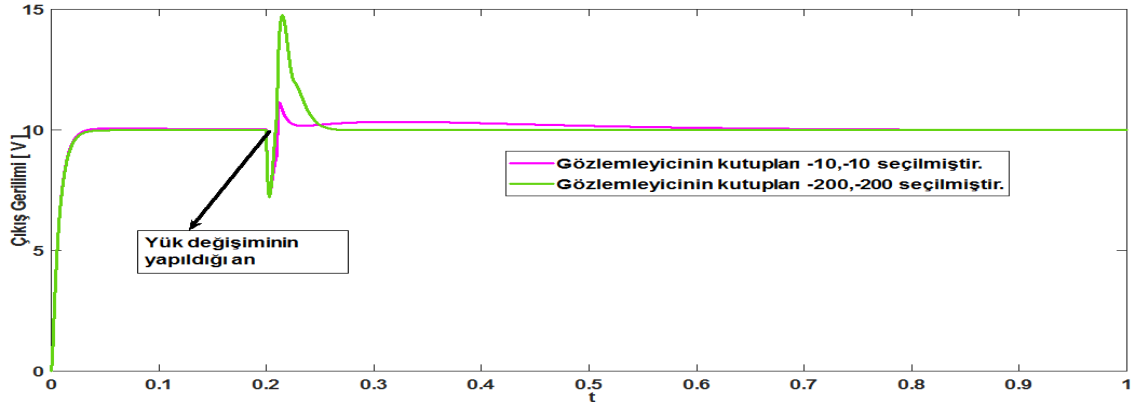
4.6. Gözlemleyici Kutup Değerlerinin Sisteme Etkisi



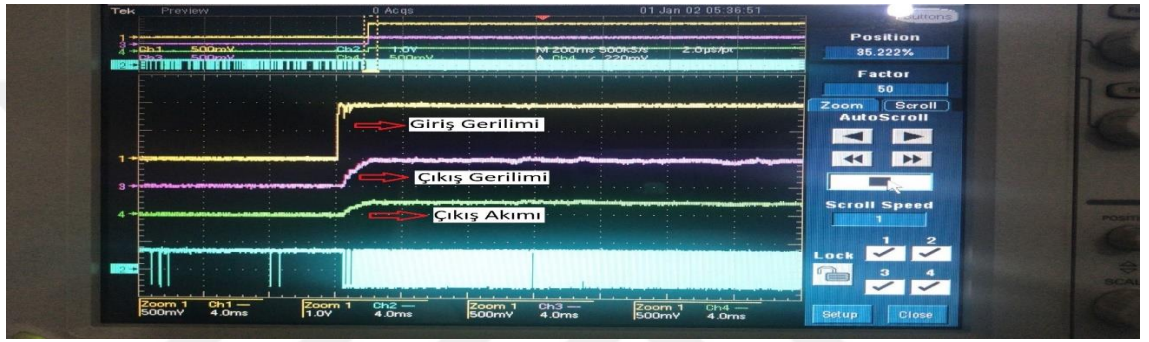
Şekil 4.13. Gözlemleyici kutup değerlerinin gözlemlenen değere etkisi

Şekil 4.13’den görüleceği gibi kutuplar küçük seçildikçe ile gerçek ile gözlemlenen değer arasındaki hata iyice azalmıştır. Ancak Şekil 4.14’deki verilen bir durumun oluşması durumunda sisteme olumsuz yönde bir etkisi olmaktadır.

4. ARAŞTIRMA BULGULARI ve TARTIŞMA

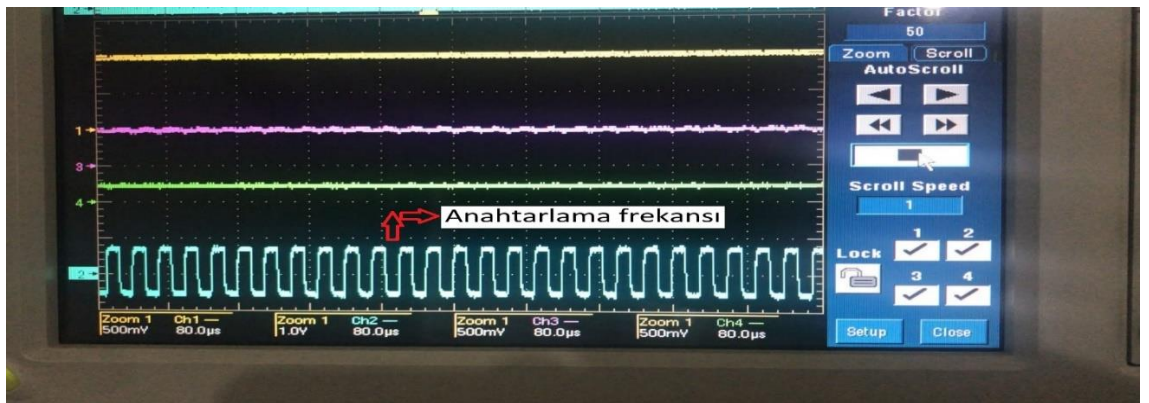


Şekil 4.14. Değişim anında gözlemleyici kutup değerlerinin sisteme etkisi



Şekil 4.15. Başlangıç için giriş gerilimi, çıkış gerilimi ve akımının deneysel grafikleri

Deneysel sonuçlardan elde edilen Şekil 4.15, Şekil 4.9 ile karşılaştırıldığında birebir aynı oldukları görülecektir. Şekil 4.16 ise Şekil 4.15'te çok açık olarak gösterilmeyen anahtarlama frekansı gösterilmiştir.



Şekil 4.16. Anahtarlama frekansının deneysel grafiği

NOT: Laboratuvarında, ayarlanabilir DC güç kaynağı ve yük (direnç serisi) olmadığı için simülasyonlardan elde edilen bazı grafikler deneysel olarak elde edilememiştir.

5. SONUÇ ve ÖNERİLER

Matlab/Simulink simülasyon programının yardımı ile önerilen devrenin simulasyonu yapılmıştır. Önerilen devre lineer bir sistem olmasına rağmen devre için doğrusal olmayan kontrolcü tasarımları yapılmıştır. Çünkü güç elektroniği devrelerinde sıkça görülen bazı bozucu etkenlerin meydana gelmesi sebebiyle ele alınan devre ve diğer benzer devrelerin stabil çalışması olumsuz yönde etkilenir. Bu bozucu etkilere karşı daha dayanıklı olmaları hasebi ile lineer olmayan kontrolcü tasarımları yapılmıştır. Nitekim ele alınan dönüştürücü için yapılan ani giriş gerilimi değişimi, referans gerilimi değişimi ve yük tarafında ani değişime lineer ve lineer olmayan kontrolcülerin devrenin çıkış geriliminde verdikleri cevaplar birbirinden çok farklıdır. Bahsedilen değişimler ile ilgili verilen tüm şekiller incelenmiş ve önerilen kontrolcü yapısının lineer kontrolcüye göre çok daha mükemmel bir performans sergilemiştir.

Önerilen güç elektroniği devresi için doğrusal olmayan bir kontrolcü tasarımı yapılırken devreye ait durum değişkenlerinin hepsi kullanılmıştır. Önerilen kontrolcüye ait arzu edilen nitelikte bir kontrol sinyalinin elde edilmesi için durum değişkenlerinin hepsinin bir sensör ile algılanması gerekir ki bu durum ilave sensör gerektirir. Bu sebeple devrenin kontrolünde gözlemleyici kullanılarak durum değişkenleri için kullanılacak sensör sayısı azaltılmıştır. Luenberger gözlemleyicisinin lineer sistemler için iyi performans göstermesi sebebiyle bu çalışmada kullanılmış ve ilgili şekilden görülmüştür ki ölçülmeyen durum değişkenini çok iyi tahmin etmiştir.

Devrenin kontrolü iki farklı kontrolcü ile aynı anda gerçekleştirilmiştir. Çünkü her iki kontrolcünün kendine özgü olumlu ve olumsuz tarafları mevcuttur. Hibrit bir kontrol yapısı oluşturulmuş ve her iki kontrolcünün iyi özelliklerinden faydalanılmıştır. Bu oluşturulan yapı hem lineer hem de diğer kontrolcülerin performansı ile karşılaştırılmış ve bu kontrol yapısının daha stabil bir çalışma sağladığı görülmüştür.

İleri ki çalışmalarda ele alınan devre için daha iyi sonuçlar elde etmek adına bozucu etkiye dayalı gözlemleyici tabanlı kontrol yapılabilir. Çünkü bozucu etkiye dayalı çalışma için tasarlanan kontrolcünde bozucu etkenler de yer almaktadır. Ayrıca verilen kontrolcü türü için adaptif tasarım yapılırsa daha mükemmel sonuçlar alınabilir.

KAYNAKLAR

- Ajao, L. A., Agajo, J., Ajao, A. O., & Oke, J. T. (2017). Development of a Low-Cost Digital Logic Training Module for Students Laboratory Experiments. *Journal of Engineering and Technology (JET)*, 8(1).
- Algarawi, M. 2007. Non-linear discrete-time observer design by sliding mode (Doctoral dissertation, Brunel University School of Engineering and Design PhD Theses).
- Amir, A., Amir, A., Che, H. S., Elkhateb, A., & Abd Rahim, N. 2019. Comparative analysis of high voltage gain DC-DC converter topologies for photovoltaic systems. *Renewable energy*, 136, 1147-1163.
- Anonim, 2014. Web Sitesi: http://moodle.autolab.uni-pannon.hu/Mecha_tananyag/digitalis_szervo_hajtasok_angol/ch08.html, Eriřim Tarihi: 08.01.2021
- Anonim, 2020. Web Sitesi: <https://components101.com/articles/how-to-select-right-voltage-regulator-ic-for-your-design>, Eriřim Tarihi: 27.11.2020
- Arsalan, M., Iftikhar, R., Ahmad, I., Hasan, A., Sabahat, K., & Javeria, A. (2018). MPPT for photovoltaic system using nonlinear backstepping controller with integral action. *Solar energy*, 170, 192-200.
- Babaei, E., Mahmoodieh, M. E. S., & Sabahi, M. 2011. Investigating buck dc-dc converter operation in different operational modes and obtaining the minimum output voltage ripple considering filter size. *Journal of Power Electronics*, 11(6), 793-800.
- Bhartiya, P., Rathore, N., & Fulwani, D. (2014, October). A tutorial on implementation of Sliding mode observer for DC/DC power converters using FPGA. In *IECON 2014-40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society* (pp. 4153-4159). IEEE.
- Brown, M. C. 2012. *Practical switching power supply design*. Elsevier.
- Das, D., Madichetty, S., Singh, B., & Mishra, S. (2018). Luenberger observer based current estimated boost converter for PV maximum power extraction—a current sensorless approach. *IEEE Journal of Photovoltaics*, 9(1), 278-286.
- Doruk, R. Ö., & Zuglem, A. 2018. Geri adımlama tekniği ile bir DC motorun konum ve hız kontrolü. *Journal of Natural & Applied Sciences*.
- Erel, M. 2016. "Yeni bir senkron yumuřak anahtarlamaalı DC-DC dūřürücü dōnūřtürücü", Yüksek Lisans Tezi, YTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü , Elektrik Mühendislięi Bilim Dalı, İstanbul.
- Erickson, R. W., & Maksimovic, D. (2007). *Fundamentals of power electronics*. Springer Science & Business Media.

- Ertan, H. B., & Simsir, N. B. 2004. Comparison of PWM and PFM induction drives regarding audible noise and vibration for household applications. *IEEE transactions on industry applications*, 40(6), 1621-1628.
- Godse, A. P., & Bakshi, U. A. (2010). *Electronic Circuits-Ii*. Technical Publications.
- Guldemir, H. 2005. Sliding mode control of DC-DC boost converter. *Journal of Applied Sciences*, 5(3), 588-592.
- Jain, A. 2004. *Power electronics and its applications*. Penram International Publishing (India) Pvt. Ltd.
- Khan, T. N. 2017. Design and implementation of online estimation based backstepping controller for DC-DC buck converters (Doctoral dissertation).
- Kularatna, N. 2000. *Modern component families and circuit block design*. Elsevier.
- Li, Y., & Sanfelice, R. G. 2013. A coupled pair of Luenberger observers for linear systems to improve rate of convergence and robustness to measurement noise. In *2013 American Control Conference* (pp. 2497-2502). IEEE.
- Liu, J., Laghrouche, S., Harmouche, M., & Wack, M. (2014). Adaptive-gain second-order sliding mode observer design for switching power converters. *Control Engineering Practice*, 30, 124-131.
- Mannes, Q. 2014. Study of a Hysteretic Regulator and Switching Frequency Control Applied to a Low-Power and High-Speed Buck Converter.
- Nizami, T. K., Chakravarty, A., & Mahanta, C. 2018. Analysis and experimental investigation into a finite time current observer based adaptive backstepping control of buck converters. *Journal of the Franklin Institute*, 355(12), 4996-5017.
- Ogata, K., & Yang, Y. 2002. *Modern control engineering* (Vol. 4). India: Prentice hall.
- Oubbati, B. K., Boutoubat, M., Rabhi, A., & Belkheiri, M. 2020. Experiential Integral Backstepping Sliding Mode Controller to achieve the Maximum Power Point of a PV system. *Control Engineering Practice*, 102, 104570.
- Pahlevani, M., Pan, S., Eren, S., Bakhshai, A., & Jain, P. 2014. An adaptive nonlinear current observer for boost PFC AC/DC converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(12), 6720-6729.
- Pahlevaninezhad, M., Das, P., Moschopoulos, G., & Jain, P. 2013. Sensorless control of a boost PFC AC/DC converter with a very fast transient response. In *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)* (pp. 356-360). IEEE.
- Revuelta, P. S., Litrán, S. P., & Thomas, J. P. (2015). *Active power line conditioners: design, simulation and implementation for improving power quality*. Academic Press.

- Salimi, M., Soltani, J., Markadeh, G. A., & Abjadi, N. R. 2013. Adaptive nonlinear control of the DC-DC buck converters operating in CCM and DCM. *International Transactions on Electrical Energy Systems*, 23(8), 1536-1547.
- Semmlow, J. 2005. Circuits, signals, and systems for bioengineers. *Parasitic Element (Electrical networks)*, 134-135.
- Shaltout, A., Lipski, M., & Gregori, S. 2017. Analysis of PWM and PFM control schemes for integrated step-up DC-DC converters. In 2017 IEEE 30th Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE) (pp. 1-5). IEEE.
- Sureshkumar, R., & Ganeshkumar, S. (2011, March). Comparative study of proportional integral and backstepping controller for buck converter. In 2011 International Conference on Emerging Trends in Electrical and Computer Technology (pp. 375-379). IEEE.
- Şahin, M. E., & Okumuş, H. İ. 2018. Comparison of different controllers and stability analysis for photovoltaic powered buck-boost DC-DC converter. *Electric Power Components and Systems*, 46(2), 149-161.
- Tan, R. H., & Hoo, L. Y. 2015. DC-DC converter modeling and simulation using state space approach. In 2015 IEEE Conference on Energy Conversion (CENCON) (pp. 42-47). IEEE.
- Uysal, A. 2009. "Elektroliz Yapmak İçin Bulanık Mantık Denetimli Senkron Alçaltıcı Tip Dönüştürücü Tasarımı ve Gerçekleştirilmesi", Yüksek Lisans Tezi, Gazi Üniversitesi Bilişim Enstitüsü, Elektronik-Bilgisayar Eğitimi Anabilim Dalı, Ankara.
- Villaverde, A. F. 2019. Observability and structural identifiability of nonlinear biological systems. *Complexity*, 2019.
- Wu, X. 2012. U.S. Patent No. 8,330,439. Washington, DC: U.S. Patent and Trademark Office.
- Yang, J., Li, S., & Yu, X. 2012. Sliding-mode control for systems with mismatched uncertainties via a disturbance observer. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 60(1), 160-169.
- Yildiz, H. A., & Goren-Sumer, L. 2009. Lagrangian modeling of DC-DC flyback converters and sliding mode control. In Turkish National Committee of Automatic Control Conference (pp. 145-148)