



**BUCK-BOOST DÖNÜŞTÜRÜCÜ DEVRESİNİN PID
VE KAYAN KİPLİ KONTROL İLE DENETİMİ**

Ulviye AYDIN

**Yüksek Lisans Tezi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Danışman: Doç. Dr. Arif GÜLTEN
ŞUBAT-2019**

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

**BUCK-BOOST DÖNÜŞTÜRÜCÜ DEVRESİNİN PID VE KAYAN KIPLI
KONTROL İLE DENETİMİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Ulviye AYDIN

(062113101)

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 9 Ocak 2019

Tezin Savunulduğu Tarih : 8 Şubat 2019

Tez Danışmanı : Doç. Dr. Arif GÜLTEN (F.Ü)

Diğer Jüri Üyeleri : Doç. Dr. Vedat ÇELİK (F.Ü)

Dr. Öğr. Üyesi Mehmet ÜSTÜNDAĞ (B.Ü)

ŞUBAT-2019

ÖNSÖZ

Anahtarlamalı güç kaynaklarının kontrolü uygulama alanlarından dolayı önem arz etmektedir. DA-DA anahtarlamalı güç kaynaklarından buck-boost dönüştürücü devresinin kontrolü diğer türlere göre biraz daha zor olmaktadır. Bu çalışmada PID ve kayan kipli kontrol yöntemleriyle buck-boost devresinin kontrolü başarılı bir şekilde gerçekleştirilmiştir.

Kendisinden ders aldığım, çalışmalarında destek ve yardımlarını esirgemeyen, sorunların üstesinden gelmemde sürekli yardımcı olan değerli hocam Sayın Doç. Dr. Arif GÜLTEN' e ve eğitimimde katkıları olan bütün hocalarıma teşekkür eder saygılarımı sunarım.

Desteğini her zaman üzerinde hissettiğim ve zorluklara göğüs germemde bana yardımcı olan sevgili eşime teşekkürü bir borç bilirim.

Ulviye AYDIN
ELAZIĞ-2019

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa No</u>
ÖNSÖZ	II
İÇİNDEKİLER.....	III
ÖZET	IV
SUMMARY	V
ŞEKİLLER LİSTESİ	VI
TABLolar LİSTESİ	VIII
SEMBOLLER LİSTESİ	IX
KISALTMALAR LİSTESİ	X
1. GİRİŞ.....	1
2. DÖNÜŞTÜRÜCÜLER.....	3
2.1. Buck Dönüştürücü Devresi	3
2.1.1. Sürekli Modda Buck Dönüştürücü Devresi.....	4
2.1.2. Süreksiz Modda Buck Dönüştürücü Devresi	6
2.2. Boost Dönüştürücü Devresi.....	8
2.2.1. Sürekli Modda Boost Dönüştürücü Devresi.....	10
2.2.2. Süreksiz Modda Boost Dönüştürücü Devresi.....	11
2.3. Buck-Boost Dönüştürücü Devresi.....	12
2.3.1. Sürekli Modda Buck-Boost Dönüştürücü Devresi	14
2.3.2. Süreksiz Modda Buck-Boost Dönüştürücü Devresi.....	15
2.3.3. Buck-Boost Dönüştürücü Devresinin Modellenmesi	17
3. KONTROL YÖNTEMLERİ.....	19
3.1. PID Kontrol	19
3.2. Kayan Kipli Kontrol.....	19
4. BUCK-BOOST DÖNÜŞTÜRÜCÜ DEVRESİNİN DENETİMİ.....	22
4.1. Buck-Boost Dönüştürücü Devresinin PID ile Denetimi	22
4.2. Buck-Boost Dönüştürücü Devresinin Kayan Kipli Kontrol ile Denetimi.....	31
5. SONUÇLAR VE TARTIŞMA	41
KAYNAKLAR.....	42
ÖZGEÇMİŞ	45

ÖZET

Bu çalışmada DA-DA anahtarlama güç kaynaklarından Buck dönüştürücü, Boost dönüştürücü ve Buck-boost dönüştürücü devrelerinin çalışma prensipleri ve genel bilgiler yer almaktadır. Ayrıca buck-boost dönüştürücü devresinin modellenmesi yapılmıştır. Bu model kullanılarak Matlab/Simulink ortamında benzetim çalışması gerçekleştirilmiştir. Gerçekleştirilen bu model kullanılarak PID ve Kayan Kipli Kontrol yöntemleri ile buck-boost dönüştürücü devresinin çıkış gerilimi kontrol edilmiştir. PID ve Kayan Kipli Kontrol yöntemlerinin başarımını ortaya koymak için farklı referans değerleri için kontrol çalışmaları Matlab/Simulink ortamında tekrarlanmıştır.

Anahtar Kelimeler: Buck dönüştürücü, Boost dönüştürücü, Buck-boost dönüştürücü, SMPS, PID, Kayan Kipli Kontrol.

SUMMARY

CONTROL OF BUCK-BOOST CONVERTER CIRCUIT BY PID AND SLIDING MODE CONTROL

In this study, working principles and general information of Buck converter, Boost converter and Buck-boost converters from switched mode power supplied are presented. Buck-boost converter circuit also has been modeled. This model was used to simulate in Matlab / Simulink environment. By using this model, the output voltage of the buck-boost converter circuit was controlled by using PID and Sliding Mode Control methods. The control studies for different reference values were repeated to demonstrate the success of the PID and Sliding Mode Control methods in Matlab / Simulink environment.

Key Words: Buck converter, Boost converter, Buck-boost converter, Smmps, PID, Sliding Mode Control.

ŞEKİLLER LİSTESİ

Sayfa No

Şekil 2.1. Buck dönüştürücü devresinin genel hali	3
Şekil 2.2. Buck dönüştürücü devresinde anahtarın kapalı durumu	3
Şekil 2.3. Buck dönüştürücü devresinde anahtarın açık durumu	4
Şekil 2.4. Buck dönüştürücü devresinin sürekli mod grafiği	4
Şekil 2.5. Buck dönüştürücü devresinin süreksiz mod grafiği	7
Şekil 2.6. Boost dönüştürücü devresinin genel hali	9
Şekil 2.7. Boost dönüştürücü devresinde anahtarın kapalı durumu	9
Şekil 2.8. Boost dönüştürücü devresinde anahtarın açık durumu.....	9
Şekil 2.9. Boost dönüştürücü devresinin sürekli mod grafiği.....	10
Şekil 2.10. Boost dönüştürücü devresinin süreksiz mod grafiği	12
Şekil 2.11. Buck-boost dönüştürücü devresinin genel hali	13
Şekil 2.12. Buck-boost dönüştürücü devresinde anahtarın kapalı durumu	13
Şekil 2.13. Buck-boost dönüştürücü devresinde anahtarın açık durumu	13
Şekil 2.14. Buck-boost dönüştürücü devresinin sürekli mod grafiği	14
Şekil 2.15. Buck-boost dönüştürücü devresinin süreksiz mod grafiği	16
Şekil 2.16. Buck-boost dönüştürücü devresi.....	17
Şekil 3.1. Kayma yüzeyi.....	21
Şekil 4.1. Buck-boost dönüştürücü devresinin simulink benzetim modeli	22
Şekil 4.2. Buck-boost dönüştürücü devresinin PID kontrol blok şeması (-5 Volt Ref.)....	23
Şekil 4.3. Buck-boost dönüştürücü devresinin PID kontrol çıkış gerilimi (-5 Volt Ref.).	24
Şekil 4.4. Buck-boost dönüştürücü devresinin PID kontrol akım değişimi (-5 Volt Ref.)	25
Şekil 4.5. Buck-boost dönüştürücü devresinin PID kontrol gerilim hatası (-5 Volt Ref.)	25
Şekil 4.6. Buck-boost dönüştürücü devresinin PID kontrol görev döngüsü (-5 Volt Ref.)	26
Şekil 4.7. Buck-boost dönüştürücü devresinin PID kontrol PWM Sinyali (-5 Volt Ref.)	26
Şekil 4.8. Buck-boost dönüştürücü devresinin PID kontrol blok şeması (-8 Volt Ref.)....	27
Şekil 4.9. Buck-boost dönüştürücü devresinin PID kontrol çıkış gerilimi (-8 Volt Ref.).	28
Şekil 4.10. Buck-boost dönüştürücü devresinin PID kontrol akım değişimi (-8 Volt Ref.)	28
Şekil 4.11. Buck-boost dönüştürücü devresinin PID kontrol gerilim hatası (-8 Volt Ref.)	29
Şekil 4.12. Buck-boost dönüştürücü devresinin PID kontrol görev döngüsü (-8 Volt Ref.)	30
Şekil 4.13. Buck-boost dönüştürücü devresinin PID kontrol PWM Sinyali (-8 Volt Ref.)	30

Şekil 4.14.	Buck-boost dönüştürücü devresinin kayan kipli kontrol blok şeması (-5 Volt Referans).....	31
Şekil 4.15.	Kayan kipli kontrol alt bloğunun detaylı gösterimi.....	32
Şekil 4.16.	Buck-boost dönüştürücü devresinin kayan kipli kontrol çıkış gerilimi (- 5 Volt Referans).....	33
Şekil 4.17.	Buck-boost dönüştürücü devresinin kayan kipli kontrol akım değişimi (- 5 Volt Referans).....	34
Şekil 4.18.	Buck-boost dönüştürücü devresinin kayan kipli kontrol çıkış gerilim hatası (-5 Volt Referans).....	34
Şekil 4.19.	Buck-boost dönüştürücü devresinin kayan kipli kontrol görev döngüsü (- 5 Volt Referans).....	35
Şekil 4.20.	Buck-boost dönüştürücü devresinin kayan kipli kontrol PWM sinyali (-5 Volt Referans).....	36
Şekil 4.21.	Buck-boost dönüştürücü devresinin kayan kipli kontrol blok şeması (- 8 Volt Referans).....	36
Şekil 4.22.	Buck-boost dönüştürücü devresinin kayan kipli kontrol çıkış gerilimi (- 8 Volt Referans).....	37
Şekil 4.23.	Buck-boost dönüştürücü devresinin kayan kipli kontrol akım değişimi (- 8 Volt Referans).....	38
Şekil 4.24.	Buck-boost dönüştürücü devresinin kayan kipli kontrol çıkış gerilim hatası (-8 Volt Referans).....	38
Şekil 4.25.	Buck-boost dönüştürücü devresinin kayan kipli kontrol görev döngüsü (- 8 Volt Referans).....	39
Şekil 4.26.	Buck-boost dönüştürücü devresinin kayan kipli kontrol PWM sinyali (-8 Volt Referans).....	40

TABLÖLAR (ÇİZELGELER) LİSTESİ

Sayfa No

Tablo 4.1. Buck-boost dönüştürücü devresinin kontrol sonuçlarının kıyaslanması..... 40



SEMBOLLER LİSTESİ

C	: Kondansatör
D	: Görev çevrimi
e	: Hata
E	: Enerji
$\dot{e}$	: Hatanın türevi
F(t)	: Kontrol sinyali
I_D	: Diyod akımı
I_L	: İndüktans akımı
I_{av}	: Ortalama akım değeri
I_{max}	: Maksimum akım değeri
I_{min}	: Minimum akım değeri
k	: Pozitif sabit katsayı
K_P	: Oransal kazanç katsayısı
K_i	: İntegral kazanç katsayısı
K_D	: Türevsel kazanç katsayısı
L	: İndüktans
R	: Direnç
S	: Anahtar
S(t)	: Anahtarlama fonksiyonu
V_D	: Diyot gerilimi
V_i	: Giriş gerilimi
V_L	: İndüktans gerilimi
V_o	: Çıkış gerilimi
V_s	: Kaynak gerilimi
T	: Periyot
t_{on}	: Anahtarın kapalı kaldığı süre
t_{off}	: Anahtarın açık kaldığı süre
U	: Kontrol Sinyali

KISALTMALAR LİSTESİ

AA	: Alternatif akım
DA	: Doğru akım
PID	: Oransal-İntegral-Türevsel Kontrol
SMPS	: Anahtarlamaalı güç kaynakları



1. GİRİŞ

Düşük seviyeli DA (Doğru Akım) gerilimleri yeterli akımı da sağlayacak şekilde istenilen seviyede DA veya AA (Alternatif Akım) gerilimlere dönüştüren, elektrik enerjisinin kontrolünü sağlayan cihazlara dönüştürücü (çevirici) denir [1].

Güç elektroniği devrelerinde güç dönüştürme dört biçimde yapılmaktadır:

- AA-AA dönüşüm
- AA-DA dönüşüm
- DA-AA dönüşüm
- DA-DA dönüşüm

DA-DA dönüştürücüler, anahtarlama için tristörler bulunduğu ilk olarak kıyıcı devreleri gibi kullanılmıştır. Günümüzde ise IGBT ve MOSFET' ler DA-DA dönüştürücülerde kullanılmaktadır. Bu tür devreler SMPS (anahtarlama güç kaynakları) devreleri olarak bilinmektedir. Anahtarlama güç kaynakları kısaca "SMPS" olarak adlandırılmaktadır.

SMPS devreleri çok yönlü şekilde;

- Buck dönüştürücü, regüle edilmemiş DA giriş gerilimini regüle edilmiş DA çıkış gerilimine dönüştürerek düşürücü tip olarak,
- Boost dönüştürücü, regüle edilmemiş DA giriş gerilimini regüle edilmiş DA çıkış gerilimine dönüştürerek yükseltici tip olarak,
- Buck-Boost dönüştürücü, regüle edilmemiş DA giriş geriliminden regüle edilmiş DA çıkış gerilimi üreten "yükseltici" veya "düşürücü" SMPS olarak,
- Cuk dönüştürücü DA giriş gerilimini inverter gibi çevirmede,
- Fly-back dönüştürücü çoklu DA çıkış gerilimleri üretmede kullanılmaktadır [2].

SMPS' ler günümüzde televizyon alıcılarında, bilgisayarlarda, şarj makinalarında ve değişken hızlı sürücülerin DA motorlarında rotora değişken DA gerilim sağlamada kullanılmaktadır. Anahtarlama frekansı genellikle 20 kHz civarında tutulur [3]. Böylece üretilen gürültünün ortalama değerlerde tutulması sağlanmış olur.

Güç elektroniği devrelerinden olan DA-DA dönüştürücüler, herhangi bir DA kaynaktan aldığı gerilimi yükseltip düşürerek veya çoğullayarak, sabit veya değişken DA gerilimler elde etmek için kullanılırlar. DA-DA dönüşümün verimli yapılabilmesi için anahtar mod dönüştürücüye ihtiyaç vardır. Güç dönüştürücüleri, reaktif elemanlar ve anahtarlardan oluşur [1].

DA-DA dönüştürücüler bilgisayarlar, uçaklar ve elektronik ekipman gibi güç kaynağı sistemlerinin çoğunda yaygın olarak kullanılmaktadır. Elektromekanik sistemler için aktüatörleri uygulamanın en verimli yolu DA-DA dönüştürücüleri kullanmaktır.

DA-DA dönüştürücülerinin çıkış gerilim kontrolü özellikle boost ve buck-boost tipi dönüştürücülerde daha zordur. Bu tip dönüştürücülerin kontrolündeki zorluk, gerilim ve akım denklemlerinin ikisinde de kontrol girişinin yer almasından dolayıdır. Akımın kontrol edilmesi dolaylı olarak çıkış geriliminin kontrol edilmesi anlamını taşımaktadır.

DA-DA dönüştürücülerin doğrusal olmamaları ve zamana bağımlı sistemler olmaları nedeniyle doğrusal-geleneksel kontrol teknikleri bu dönüştürücülerin kontrolü için uygun değildir. Sistem parametrelerinin değişimi ve başlatma sırasında veya yükteki değişikliklere karşı üretilen geniş sinyal geçişleri bu tekniklerle ele alınamaz.

DA-DA dönüştürücüler için kullanılacak olan kontrol tekniği, hızlı geçiş cevapları sağlarken herhangi operasyon şartında kararlılığı sağlayarak yük değişimleri, geniş giriş gerilimi ile baş etmelidir [4]. Bu nedenle, DA-DA dönüştürücülerin performansını artırmak için doğrusal olmayan ve ileri geleneksel olmayan sağlam kontrol yapıları araştırmacıların ilgisini çekmiştir.

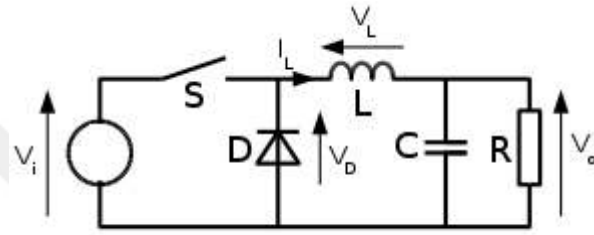
Bu çalışmada anahtarlama güç kaynaklarından olan DA-DA buck-boost dönüştürücü devresi ele alınmıştır. Buck-boost devresinin anahtarın açık ve kapalı durumları için modellenmesi gerçekleştirilmiştir. Çıkarılan bu model üzerinden klasik PID ve Kayan Kipli Kontrol yöntemleri kullanılarak buck-boost dönüştürücü devresinin çıkış gerilimi Matlab / Simulink ortamında kontrol edilmiş ve sonuçlar irdelenmiştir.

Tez beş bölümden oluşmaktadır. 1.Bölümde, anahtarlama güç kaynaklarına ve dönüştürücü tiplerine ait genel bilgilere yer verilmiştir. 2. Bölümde Buck, Boost ve Buck-Boost dönüştürücülerin sürekli ve süreksiz moddaki çalışma prensiplerinden ve Buck-Boost devresinin modellenmesinden bahsedilmiştir. 3. Bölümde PID ve Kayan kipli kontrol yöntemleri açıklanmıştır. 4. Bölümde Buck-Boost devresinin PID ve Kayan kipli kontrol ile denetimi gerçekleştirilmiştir. 5. Bölümde sonuçlar yer almaktadır.

2. DÖNÜŞTÜRÜCÜLER

2.1. Buck Dönüştürücü Devresi

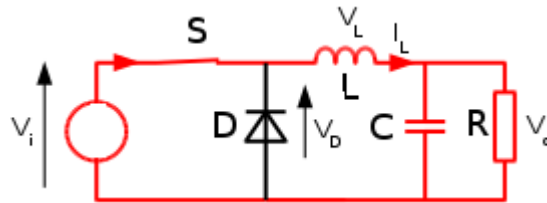
Buck dönüştürücü bir düşürücü DA-DA dönüştürücü çeşididir. DA gerilimini indirgemenin en basit yolu gerilim bölücü bir devre kullanmak olmasına rağmen; çıkış gerilimini regüle etmeden ısı yoluyla enerjinin boşa harcanmasına neden olacağından faydalı bir yöntem olmayacaktır. Bunun yerine Buck dönüştürücünün kendinden regüledi olduğu düşünülürse oldukça etkili olacaktır.



Şekil 2.1. Buck dönüştürücü devresinin genel hali

Şekil 2.1’de L indüktansı ve C kondansatörü filtrelemeye katkıda bulunmaktadır. S anahtarı D görev periyoduyla birlikte çalıştırıldığı zaman, çıkış DA gerilimi $V_o = D \cdot V_i$ olmaktadır. V_o çıkış gerilimi ise $D = t_{on} / T$ ile tanımlanan görev periyoduyla kontrol edilmektedir. Buck dönüştürücüde çıkış gerilimi daima giriş geriliminden daha küçüktür.

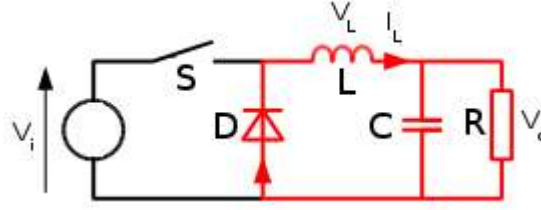
Genel bir yaklaşımla devrenin çalışma prensibi ele alınırsa anahtarın çalışma yönünün değiştirilmesiyle kaynak gerilimi indüktans da enerji depolar, anahtar tekrar yön değiştirdiğinde ise indüktans yükte deşarj olur. Anahtarın açık ve kapalı durumları Şekil 2.2 ve 2.3 de gösterilmiştir.



Şekil 2.2. Buck dönüştürücü devresinde anahtarın kapalı durumu

Şekil 2.2 de anahtar kapalı durumdayken diyot ters biaslandığından üzerinden akım geçmemektedir. V_i giriş gerilimi, V_D diyot gerilimi ve çıkış geriliminin toplamıdır.

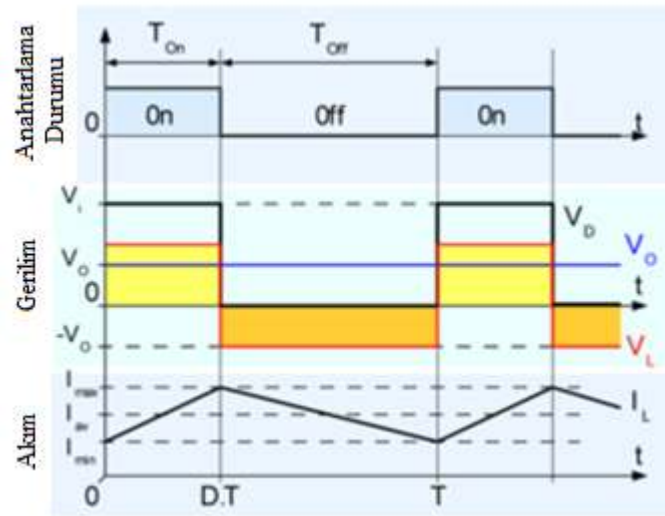
Anahtarın açık olduğu Şekil 2.3’ te indüktans üzerinden akan akım yük üzerinde V_o çıkış gerilimini oluşturduktan sonra diyot üzerinden geçerek devreyi tamamlamaktadır.



Şekil 2.3. Buck dönüştürücü devresinde anahtarın açık durumu

2.1.1. Sürekli Modda Buck Dönüştürücü Devresi

Sürekli mod; indüktans akımı I_L ’nin periyot çevrimi sırasında 0’a düşmemesi demektir. Sürekli modda bir buck dönüştürücü devresinin anahtar durumuna göre giriş (V_i), çıkış (V_o) ve indüktans (V_L) gerilimleri ve indüktans akımı (I_L) Şekil 2.4’ de gösterilmiştir.



Şekil 2.4. Buck dönüştürücü devresinin sürekli mod grafiği [5]

Anahtar kapalıysa ON durumunda V_L gerilimi

$$V_L = V_i - V_o \quad (2.1)$$

olmaktadır. Bu durumda I_L akımı doğrusal şekilde artacaktır. Diyod kaynak gerilimi tarafından ters biaslanmıştır.

Anahtar açıldığında yani OFF durumunda ise, diyod ileri yönde biaslanacağından indüktans gerilimi

$$V_L = -V_0 \quad (2.2)$$

olmaktadır. Bu durumda I_L akımı yük ve diyod üzerinden akarak devresini tamamlayıp azalacaktır. Bu durumda indüktansda depolanan enerji,

$$E = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I_L^2 \quad (2.3)$$

olacaktır.

Özetle; ON durumunda indüktansda I_L artarken enerji depolanmıştır. Anahtarın kapalı durumunda bu enerji azalmıştır. L enerjisi dönüştürücünün giriş tarafından çıkış tarafına aktarmak için kullanılır.

I_L 'deki değişim oranı ile;

$$V_L = L \cdot \frac{dI_L}{dt} \quad (2.4)$$

ON durumunda ki $V_L = V_i - V_0$ ve OFF durumunda $V_L = -V_0$ 'a eşittir.

ON durumunda indüktans akımındaki artış;

$$\Delta I_{L_{on}} = \int_0^{t_{on}} \frac{V_L}{L} \cdot dt = \frac{(V_i - V_o) \cdot t_{on}}{L} \quad (2.5)$$

OFF durumunda indüktans akımındaki azalma ;

$$\Delta I_{L_{off}} = \int_0^{t_{off}} \frac{V_L}{L} \cdot dt = \frac{-V_o \cdot t_{off}}{L} \quad (2.6)$$

şeklinde hesaplanmaktadır. ON ve OFF durumunda indüktans üzerindeki toplam akım 0 olacaktır.

$$\Delta I_{L_{on}} + \Delta I_{L_{off}} = 0 \quad (2.7)$$

$$\frac{(V_i - V_o) \cdot t_{on}}{L} - \frac{V_o \cdot t_{off}}{L} = 0 \quad (2.8)$$

Şekil 2.4'deki dikdörtgen alanların hesaplanmasıyla

$$t_{on} \cdot (V_i - V_o) - t_{off} \cdot V_o = 0 \quad (2.9)$$

İstenen gerilim değerleri rahatlıkla bulunabilir.

$$t_{on} = D \cdot T \text{ ve } t_{off} = T - D \cdot T \quad (2.10)$$

D: 0 ve 1 arasında bir değerdir.

$$(V_i - V_o) \cdot D \cdot T - V_o \cdot (T - D \cdot T) = 0 \quad (2.11)$$

$$V_o = D \cdot V_i \quad (2.12)$$

$$D = \frac{V_o}{V_i} \quad (2.13)$$

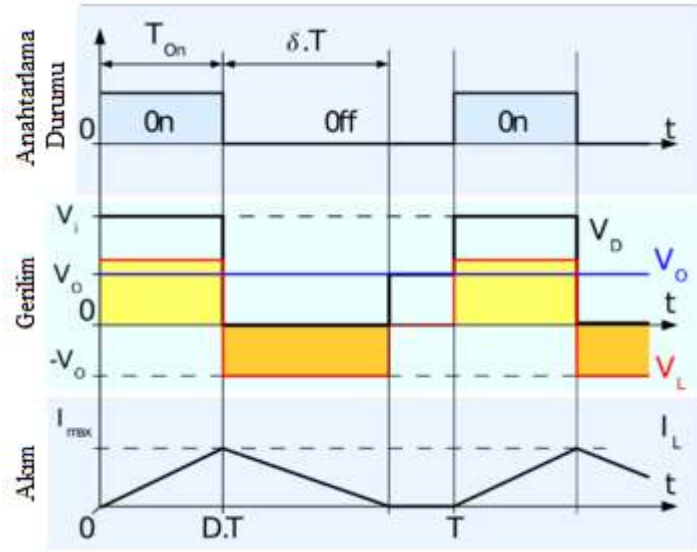
Bu eşitlikten çıkış geriliminin, verilen giriş geriliminin görev periyodu ile doğrusal şekilde değiştiği görülmektedir. D, T periyodu ve t_{on} arasındaki orana eşit olacağından 1'den fazla olamayacaktır.

$$V_o \leq V_i \quad (2.14)$$

Denklem 2.14' te görüldüğü gibi çıkış gerilimi görev çevriminden dolayı giriş geriliminden daima küçük olacaktır. Bu durum buck dönüştürücü devresinin bir “düşürücü” dönüştürücü olduğunu ispatlamaktadır. Bu durumda çıkış gerilimi her zaman giriş geriliminden küçük olmaktadır.

2.1.2.Süreksiz Modda Buck Dönüştürücü Devresi

Süreksiz modda, periyodun bir bölümünde indüktans akımı 0'a düşer. Sürekli moddan tek farkı görev periyodunun değişimi sırasında indüktansın tamamen deşarj olmasıdır. Buck dönüştürücünün sürekli durumdaki çalışması dikkate alındığında L indüktansındaki enerji, görev periyodunun çevriminin başında ve sonunda aynıdır (süreksiz modda 0 dır). Bu durumda indüktans gerilimi V_L ' nin ortalaması 0 olacaktır. Şekil 2.5' te buck dönüştürücünün süreksiz modda çalışmasına ait grafik yer almaktadır.



Şekil 2.5. Buck dönüştürücü devresinin süreksiz mod grafiği [5]

Sürekli modda yapıldığı gibi alanlar dikkate alınır;

$$(V_i - V_o) \cdot D \cdot T - V_o \cdot \delta \cdot T = 0 \quad (2.15)$$

eşitliği elde edilir. Buradan;

$$\delta = \frac{V_i - V_o}{V_o} \cdot D \quad (2.16)$$

olarak bulunur.

Çıkış akımı sabit bir şekilde yüke ulaştırılır. I_o akımının, bir görev periyodu boyunca çıkış kondansatörünün uçlarında sabit bir gerilim oluşturacak kadar büyük olduğunu kabul ediyoruz.

$$I_L = I_o \quad (2.17)$$

$\bar{I}_L$ ortalama indüktans akım değeridir. İndüktans akımı grafikten geometrik olarak hesaplandığında;

$$\bar{I}_L = \left(\frac{1}{2} \cdot I_{L_{\max}} \cdot D \cdot T + \frac{1}{2} \cdot I_{L_{\max}} \cdot \delta \cdot T \right) \cdot \frac{1}{T} = \frac{I_{L_{\max}} \cdot (D + \delta)}{2} = I_o \quad (2.18)$$

elde edilecektir.

İndüktans akımı başlangıçta 0' dır ve t_{on} boyunca artış göstererek $I_{L_{max}}$ değerine ulaşır.

$$I_{L_{max}} = \frac{V_i - V_o}{L} \cdot D \cdot T \quad (2.19)$$

Denklem 2.18' de $I_{L_{max}}$ ifadesi yerine koyulursa I_o aşağıda verildiği gibi ifade edilir.

$$I_o = \frac{(V_i - V_o) \cdot D \cdot T \cdot (D + \delta)}{2 \cdot L} \quad (2.20)$$

Denklem 2.20' de δ ifadesinin değeri kullanılıp V_o ifadesi çekilirse denklem 2.22 elde edilir.

$$I_o = \frac{(V_i - V_o) \cdot D \cdot T \cdot (D + \frac{V_i - V_o}{V_o} \cdot D)}{2 \cdot L} \quad (2.21)$$

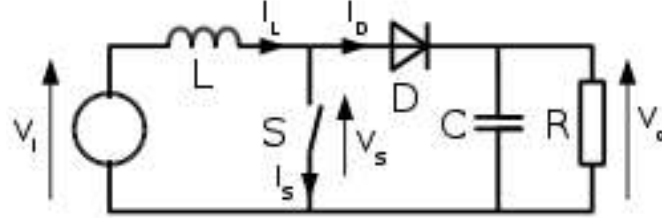
$$V_o = V_i \cdot \frac{1}{\frac{2 \cdot L \cdot I_o}{D^2 \cdot V_i \cdot T} + 1} \quad (2.22)$$

Elde edilen bu sonucun sürekli moda göre daha karmaşık olduğu gözlenmektedir. Buck dönüştürücünün son yıllarda yapılan kontrol çalışmalarında sabit güç yükleriyle kayan kipli görev oranı kontrolü, hızlı bir yerleşime dayalı örneklenmiş dijital kayan kipli kontrolü, DC motor için kontrole dayalı pürüzsüz başlatıcı olarak kullanılması, ikinci dereceden kayan kipli kontrolü, genetik optimizasyon şemasına dayalı tek girişli bulanık PID (Oransal-İntegral-Türevsel) kontrolör tasarımı, parabolik modülasyonlu kayan kipli gerilim kontrolü, sabit frekanslı ikinci dereceden kayan kipli kontrolü, süper bükümlü farklılaştırıcı tabanlı yüksek dereceden kayan kipli gerilim kontrol tasarımı, genişletilmiş durum gözlemcisi tabanlı kayan kipli kontrolü üzerine çalışmalar mevcuttur [6-13].

2.2. Boost Dönüştürücü Devresi

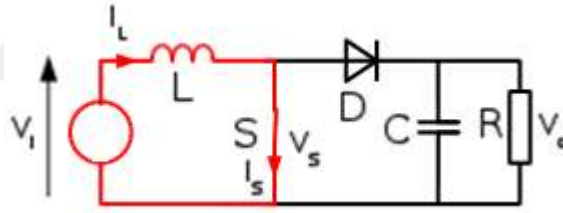
Boost dönüştürücü bir yükseltici DA-DA dönüştürücü çeşididir. Buck dönüştürücü ile aynı devre elemanlarına sahip olmasına rağmen kaynak geriliminden daha büyük bir çıkış gerilimi üretir. Devrenin kontrol mekanizması anahtarın ON ve OFF konumuna bağlı olarak değişir.

Boost dönüştürücü devresinin temel çalışma prensibi; L indüktansının akımdaki değişiklikleri engelleme eğilimidir. L indüktansı enerji depoladığı sırada yük gibi davranır ve depoladığı enerjiyi devreye verdiğinde ise kaynak gibi davranır. Şekil 2.6' da boost dönüştürücünün devre şeması verilmiştir.

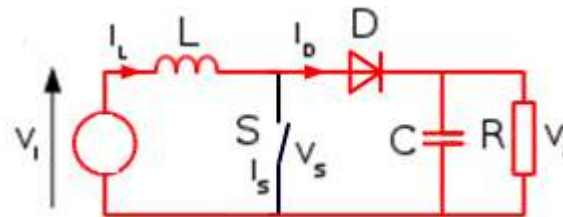


Şekil 2.6. Boost dönüştürücü devresinin genel hali

Bu devrede V_i gerilimindeki akımın sürekli olduğu ve devre elemanlarının ideal olduğu kabul edilmektedir. Şekil 2.7 ve 2.8' de sırasıyla boost devresine ait anahtarın açık ve kapalı durumlarını gösteren devre şemaları verilmiştir.



Şekil 2.7. Boost dönüştürücü devresinde anahtarın kapalı durumu

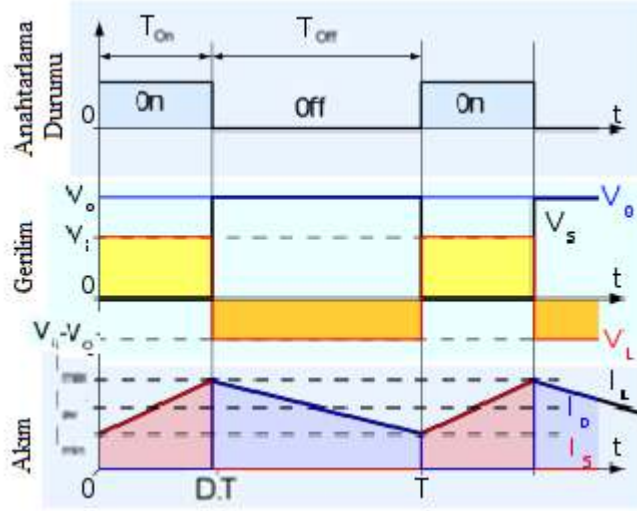


Şekil 2.8. Boost dönüştürücü devresinde anahtarın açık durumu

Şekil 2.7' de anahtar kapalı durumdayken I_L akımı S anahtarı üzerinden devresini tamamlamaktadır. Bu durumda kaynağın olduğu gözde çevrim denklemi yazıldığında V_L indüktans gerilimi $-V_i$ olarak elde edilir. Şekil 2.8' de ise anahtarın açık konumu için I_L akımı diyot üzerinden geçerek yük üzerinden devresini tamamlamaktadır.

2.2.1. Sürekli Modda Boost Dönüştürücü Devresi

S anahtarının durumuna göre V_s üzerine düşen gerilim grafikte gözükmemektedir.



Şekil 2.9. Boost dönüştürücü devresinin sürekli mod grafiği [14]

Anahtar ON durumundayken genlik 0 olmakta ve anahtar OFF durumuna geldiğinde genlik V_0 'a eşit olmaktadır. V_i giriş geriliminin DA bileşenleri V_s 'ye eşittir. Aynı şekilde AA bileşenler L indüktansı tarafından absorbe edilir.

$$V_i = V_0 \cdot (T_{off} / T) = V_0 \cdot (1 - D) \quad (2.23)$$

$$V_0 = V_i / (1 - D) \quad (2.24)$$

Boost dönüştürücüde D her zaman 1' den küçük olduğu için, çıkış gerilimi giriş geriliminden daima büyüktür. Bu dönüştürücüye “boost dönüştürücü” denilmesinin nedenlerinden biri de budur.

S anahtarı ON durumundayken girişten enerjiyi alır ve anahtarın “flyback” durumunda çıkış tarafına doğru verir. S anahtarı OFF durumundayken enerji giriş tarafından çıkış tarafına doğru akar. Eğer anahtar sürekli OFF durumunda kalırsa $V_0 = V_i$ olarak kalacaktır.

2.2.2. Süreksiz Modda Boost Dönüştürücü Devresi

Bazı durumlarda, yük için gerekli olan büyük enerji çok kısa bir sürede yeteri kadar küçük bir enerji ile transfer edilebilir. Bu durumda, indüktans akımı periyodun belli bir döneminde sıfıra düşer. Sürekli moddan tek farkı indüktansın çevrim değişimi sırasında tamamen deşarj olmasıdır.

Bu çok önemli bir fark olmasa da, çıkış gerilimi üzerinde büyük bir etkisi vardır. Çevrimin başlangıcındaki indüktans akımı sıfırdır. $I_{L\max}$ ise şöyle hesaplanır.

$$I_{L\max} = \frac{V_i \cdot D \cdot T}{L} \quad (2.25)$$

OFF periyodu sırasında, $I_L \delta \cdot T$ 'nin sonunda sıfıra düşer.

$$I_{L\max} + \frac{(V_i - V_o) \cdot \delta \cdot T}{L} = 0 \quad (2.26)$$

Önceki iki eşitliği kullanarak

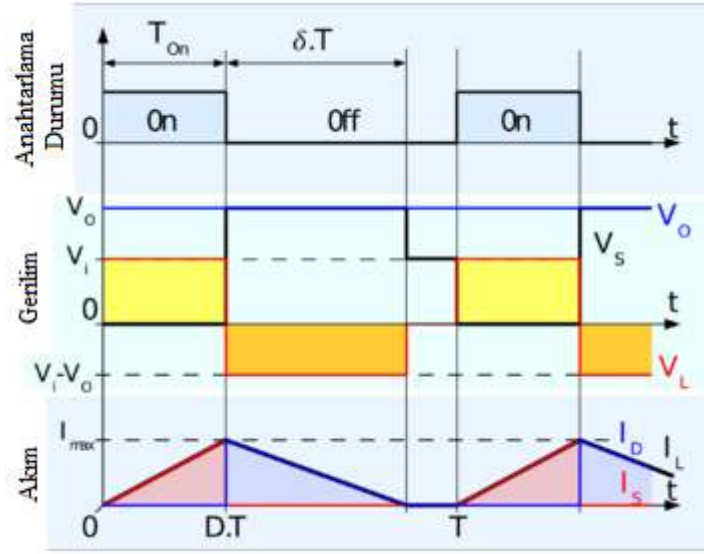
$$\delta = \frac{V_i \cdot D}{V_o - V_i} \quad (2.27)$$

ifadesi bulunur.

I_o Yük akımı , I_D diyod akımının ortalama değerine eşittir. Şekil 2.10' da görüldüğü gibi, diyod akımı off durumundaki indüktans akımına eşittir.

$$I_o = \bar{I}_D = \frac{I_{L\max}}{2} \cdot \delta \quad (2.28)$$

$$I_o = \frac{V_i \cdot D \cdot T}{2 \cdot L} \cdot \frac{V_i \cdot D}{V_o - V_i} = \frac{V_i^2 \cdot D^2 \cdot T}{2 \cdot L \cdot (V_o - V_i)} \quad (2.29)$$



Şekil 2.10. Boost dönüştürücü devresinin süreksiz mod grafiği [14]

Çıkış gerilim kazancı şöyle yazılabilir.

$$\frac{V_o}{V_i} = 1 + \frac{V_i \cdot D^2 \cdot T}{2 \cdot L \cdot I_o} \quad (2.30)$$

Süreksiz modun çıkış gerilim ifadesi sürekli modla karşılaştırıldığında bu ifadenin daha karmaşık olduğu gözlenir. Süreksiz modda çıkış gerilim kazancı, yalnızca görev periyoduna bağlı değildir. Ama indüktanstaki değer, giriş gerilimi, anahtarlama frekansı ve çıkış akımına bağlıdır.

Boost dönüştürücü ile ilgili kontrol çalışmalarında bulanık kayan kipli kontrolü, bulanık çıkış izleme kontrolünün DSP tabanlı uygulaması, gerilim ayarlı kuadratik boost dönüştürücü için dayanıklı kayan kipli kontrol tasarımı, PWM (Sinyal genişlik modülasyonu) tabanlı adaptif kayan kipli kontrol, PWM tabanlı PI-kayan kipli akım kontrolü, yakıt hücreleri için kuadratik boost dönüştürücü temelli kayan kipli kontrolör üzerine çalışmalar yapılmıştır [15-20].

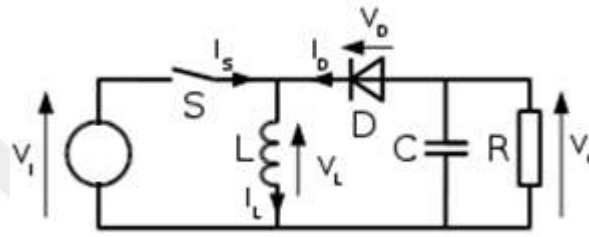
2.3. Buck-Boost Dönüştürücü Devresi

Buck-boost dönüştürücü, çıkış geriliminin giriş geriliminden daha küçük veya daha büyük olabildiği bir DA-DA dönüştürücü çeşididir. Bu devrenin dezavantajı anahtarın toprak ucunun olmamasıdır.

Devrenin çalışma prensibi genelleştirilecek olursa:

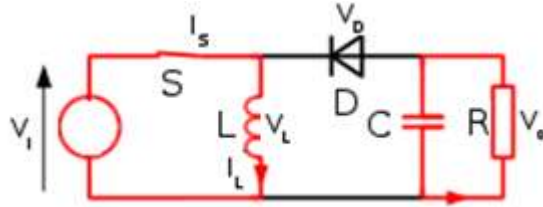
- Anahtar ON durumundayken, giriş kaynağı doğrudan indüktansa bağlanır. Böylece enerji L indüktansında birikir. Bu aşamada, kondansatör yüke enerji sağlar.
- Anahtar OFF durumuna getirildiğinde ise L indüktansı çıkış yüküne ve kondansatöre bağlanır. Enerji L indüktansından R ve C 'ye transfer edilir.

Devrede t_{on} sırasında L indüktansı üzerine düşen gerilim V_L olarak adlandırılmıştır, bu durumda V_L , V_i 'ye eşittir. t_{off} sırasında ise $V_L = -V_0$ 'dır. Şekil 2.11' de buck-boost devresinin şeması verilmiştir.

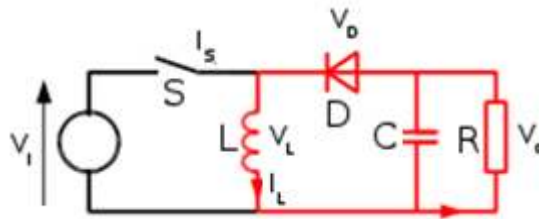


Şekil 2.11. Buck-boost dönüştürücü devresinin genel hali

Anahtarın kapalı ve açık durumları için buck-boost dönüştürücüye ait devreler sırasıyla Şekil 2.12 ve 2.13' te gösterilmiştir.



Şekil 2.12. Buck-boost dönüştürücü devresinde anahtarın kapalı durumu



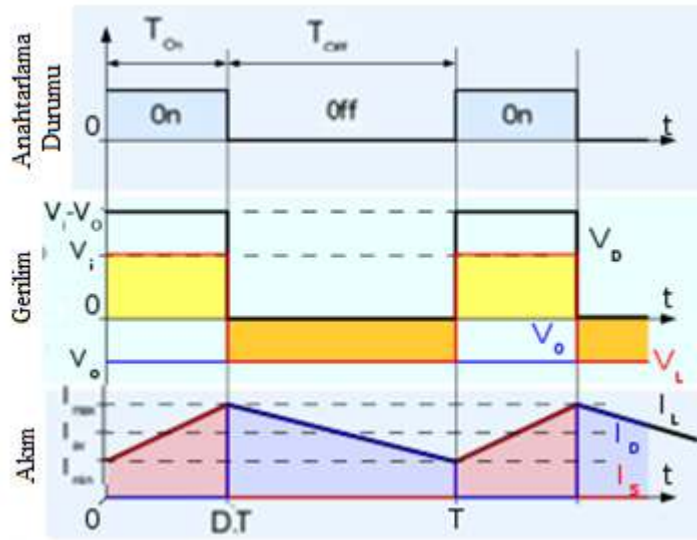
Şekil 2.13. Buck-boost dönüştürücü devresinde anahtarın açık durumu

Devrenin çalışmasında D görev periyoduna bağlı olarak, çıkış gerilimi giriş geriliminden daha büyük veya daha küçük olabilir. Devre $D < 0.5$ için buck dönüştürücü $D > 0.5$ için boost dönüştürücü olarak çalışmaktadır. Her iki durum için de buck-boost

dönüştürücü bir “flyback dönüştürücü” çeşididir. Devrenin girişi ve çıkışı arasında izolasyon yoktur.

2.3.1.Sürekli Modda Buck-Boost Dönüştürücü Devresi

I_L indüktans akımı çevrim sırasında hiç sıfıra düşmezse dönüştürücü sürekli modda çalışmış olur. İdeal bir dönüştürücünün akım ve gerilim dalga formları Şekil 2.14’ te görülmektedir.



Şekil 2.14. Buck-boost dönüştürücü devresinin sürekli mod grafiği [21]

$t=0$ ’ dan $t=D.T$ ’ ye kadar dönüştürücü ON durumundadır. I_L indüktans akımının değişimi

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{V_i}{L} \quad (2.31)$$

ON durumunun sonunda I_L akımının artışı

$$\Delta I_{L_{on}} = \int_0^{D.T} dI_L = \int_0^{D.T} \frac{V_i}{L} \cdot dt = \frac{V_i \cdot D \cdot T}{L} \quad (2.32)$$

OFF durumunda I_L akımı yüke doğru akmaktadır.

$$\Delta I_{L_{off}} = \int_0^{(1-D)T} dI_L = \int_0^{(1-D)T} \frac{V_o \cdot dt}{L} = \frac{V_o \cdot (1-D) \cdot T}{L} \quad (2.33)$$

İndüktansda biriken enerji;

$$E = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I_L^2 \quad (2.34)$$

ON ve OFF durumu sırasındaki I_L ' nin toplamının 0 olması gerekir.

$$\Delta I_{L_{on}} + \Delta I_{L_{off}} = 0 \quad (2.35)$$

$$\Delta I_{L_{on}} + \Delta I_{L_{off}} = \frac{V_i \cdot D \cdot T}{L} + \frac{V_o \cdot (1-D) \cdot T}{L} = 0 \quad (2.36)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \left(\frac{-D}{1-D} \right) \quad (2.37)$$

Şeklinde yazılabilir. Buradan D;

$$D = \frac{V_o}{V_o + V_i} \quad (2.38)$$

elde edilir.

Yukarıdaki ifadelerden çıkış gerilimi işaretinin her zaman negatif olduğu görülmektedir. Aynı zamanda ifadenin D ile artış gösterdiği gözlenir.

2.3.2.Süreksiz Modda Buck-Boost Dönüştürücü Devresi

Bazı durumlarda, yükün gerektirdiği enerji miktarı, tüm geçiş döneminden daha küçük bir zamanda aktarılacak kadar küçüktür. Bu durumda, indüktansdan geçen akım, periyodun bir kısmı boyunca sıfıra düşer. Yukarıda açıklanan prensipteki tek fark, indüktansda depolanan çevrim döngüsünün sonunda tamamen boşaltılmasıdır. Şekil 2.15' te bu dalga formları gösterilmiştir. Hafif olsa da, fark, çıkış gerilim denklemi üzerinde güçlü bir etkiye sahiptir ve aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

Döngünün başlangıcındaki indüktans akımı sıfır olduğundan, $I_{L_{max}}$ maksimum değeri $t=D \cdot T$ ’de gerçekleşir.

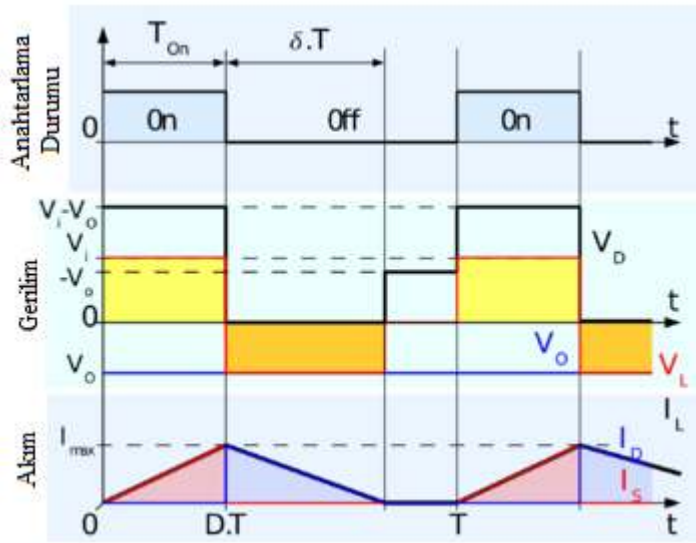
$$I_{L_{max}} = \frac{V_i \cdot D \cdot T}{L} \quad (2.39)$$

OFF periyodu sırasında, $I_L \delta \cdot T$ ‘nin sonunda sıfıra düşer.

$$I_{L_{max}} + \frac{V_o \cdot \delta \cdot T}{L} = 0 \quad (2.40)$$

Önceki iki eşitlikten δ ifadesi çekilirse;

$$\delta = \frac{-V_i}{V_o} \cdot D \quad (2.41)$$



Şekil 2.15. Buck-boost dönüştürücü devresinin süreksiz mod grafiği [21]

Yük akımı I_o ortalama diyod akımına ($\bar{I}_D$) eşittir. Şekil 2.15’ te görüldüğü gibi off durumu sırasında diyod akımı indüktans akımına eşittir. Bundan dolayı çıkış akımı aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$I_o = \bar{I}_D = \frac{I_{L_{max}}}{2} \cdot \delta \quad (2.42)$$

$I_{L_{max}}$ ve δ ifadelerinin karşılıklarını yerlerine koyulup I_o çekilirse;

$$I_o = -\frac{V_i \cdot D \cdot T}{2 \cdot L} \frac{V_i \cdot D}{V_o} = -\frac{V_i^2 \cdot D^2 \cdot T}{2 \cdot L \cdot V_o}$$

(2.43)

Buradan çıkış gerilim kazancı aşağıda olduğu gibi ifade edilir.

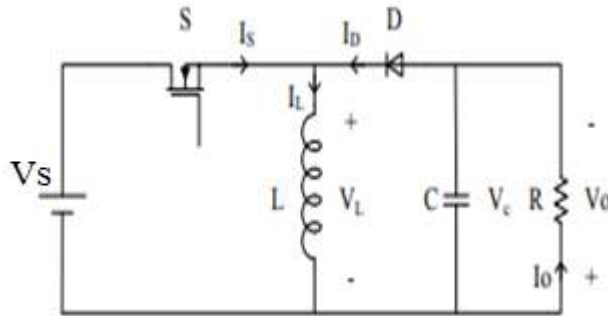
$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{V_i \cdot D^2 \cdot T}{2 \cdot L \cdot I_o} \quad (2.44)$$

Sürekli mod için çıkış gerilimi kazanımı ifadesine kıyasla, bu ifade çok daha karmaşıktır. Ayrıca, kesintisiz çalışmada, çıkış gerilimi sadece çalışma döngüsüne değil, aynı zamanda indüktans değerine, giriş gerilimi ve çıkış akımına da bağlıdır.

Son yıllarda buck-boost dönüştürücü üzerine yapılan kontrol çalışmaları aşağıdaki gibidir. Fotovoltaik uygulamalar için çok yönlü buck-boost dönüştürücüsünün giriş gerilimi kayan kipli kontrol yöntemi ile ayarlanmıştır. Güneş enerji batarya sistemlerindeki buck-boost dönüştürücü için hibrit bulanık PID kontrol kullanılmıştır, Led sürücü devresinin buck-boost dönüştürücü için cuckoo araştırma algoritması kullanarak PID kontrolör tasarımı gerçekleştirilmiştir. Çift anahtarlı buck-boost dönüştürücü için adaptif histerezis kayan kipli kontrol yöntemi kullanılmıştır. Buck-boost dönüştürücü için PI kontrol tasarımı ve benzetimi gerçekleştirilmiştir. Buck-boost dönüştürücünün PID ve bulanık mantık kontrol üzerine çalışmaları yapılmıştır [22-27].

2.3.3. Buck-Boost Dönüştürücü Devresinin Modellenmesi

Bir buck-boost dönüştürücü giriş gerilimi seviyesinin aşağısında ve yukarısında kontrol edilebilen çıkış gerilimi sağlar. Çıkış gerilimi polaritesi giriş geriliminin tersinedir. Dönüştürücü Topolojisi aşağıda gösterilmiştir. Devre, DA giriş gerilim kaynağı (E), kontrollü bir anahtar (S), diyot (D), indüktans (L), kondansatör (C) ve bir yük direnci (R)' den oluşur.



Şekil 2.16. Buck-Boost Dönüştürücü Devresi

Şekil 2.16' da anahtarın açık durumu için;

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_s}{L} \quad (2.45)$$

$$\frac{dV_C}{dt} = -\frac{V_o}{R \cdot C} \quad (2.46)$$

Şekil 2.16' da anahtarın kapalı durumu için;

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_C}{L} \quad (2.47)$$

$$\frac{dV_C}{dt} = -\frac{i_L}{C} - \frac{V_C}{R \cdot C} \quad (2.48)$$

Anahtarın kapalı ve açık durumlarındaki denklemler birleştirilip genel form akım ve gerilim için aşağıdaki gibi elde edilir. u ifadesi anahtarın açık durumu için 0, kapalı durumu için 1 değerini almaktadır.

$$\frac{di_L}{dt} = (1 - u) \cdot \frac{V_C}{L} + \frac{V_s}{L} \cdot u \quad (2.49)$$

$$\frac{dV_C}{dt} = -(1 - u) \cdot \frac{i_L}{C} - \frac{V_C}{R \cdot C} \quad (2.50)$$

3. KONTROL YÖNTEMLERİ

Bu bölümde PID ve kayan kipli kontrol yöntemleri ile ilgili genel bilgiler verilmiştir. PID kontrolün kullanım yerleri ve genel yapısından detaylı olarak bahsedilmiştir. Ayrıca Kayan kipli kontrol yapısına ait açıklamalara yer verilmiştir.

3.1. PID Kontrol

Otomatik kontrol sistemlerinde denetim çok önemlidir. Bir sistemin kontrol edilmesi için birçok denetim türü kullanılmaktadır. Bunlardan bir tanesi de sürekli denetimlerden PID denetleyicilerdir. PID denetleyiciler endüstriyel kontrol sistemlerinde çok sık kullanılan bir denetim biçimidir [28].

PID kontrol doğrusal bir kontrol yöntemidir ve matematiksel modeli aşağıda ifade edilmiştir. Burada K_P , K_I ve K_D sırasıyla oransal kazanç, integral kazanımı ve türev kazanç katsayılarını ifade eder. Buna ek olarak, burada e hatadır. $F(t)$ ise kontrol sinyalidir.

$$F(t) = K_P \cdot e(t) + K_I \cdot \int e(t) \cdot dt + K_D \cdot \frac{d}{dt} e(t) \quad (3.1)$$

Yapısı çok basit olması, ayarlanacak değişken sayısının az olması ve fiziksel gerçeklemenin kolay yapılması sayesinde PID kontrol çok tercih edilir. Yukarıdaki denklemde de belirtildiği gibi PID kontrol yöntemi üç ayrı parametreyi içerir. P (oransal), I (integral) ve D (türevsel) parametreleri mevcuttur.

Bir PID kontrol çıkıştan geri besleme ile gelen sinyali, giriş sinyali ile karşılaştırır ve bu ikisinin farkından bir hata oluşturur. Bu oluşan hataya göre PID denetleyici hatayı en aza indirmeye çalışarak bir etki yapar ve çıkışa gönderir. Bu şekilde hata en aza indirilene kadar çıkıştan girişe sürekli geri besleme ile hatalar belirlenir ve denetleyici etkisini çıkışa göndererek hata azaltılır [29].

PID denetleyiciler daha çok doğrusal sistemlere basitçe uygulanabilmektedir. Sistemin birim geri beslemeli döngü şeklinde olması işlemi daha da kolaylaştırıyor.

3.2. Kayan Kipli Kontrol

Kayan kipli denetim yüksek hızlı, doğrusal olmayan bir geri besleme ile önceden belirlenen bir kayma yüzeyi üzerinde zamanda süresiz bir şekilde anahtarlama yapılarak

elde edilen, belirgin, doğrusal olmayan, dayanıklı bir denetim yöntemidir [30]. Kayan kipli kontrol kararlı ve sağlam (gürbüz) bir yapıya sahiptir [31]. Doğrusal olmayan kontrol yaklaşımıyla kayan kipli kontrol DA-DA dönüştürücülerin doğasındaki doğrusal olmayan özelliklerle bağdaşır [32]. Bir sisteme ait parametreler değişken olduğu veya modellenemediği için tam ölçülemiyorsa ve sisteme dışarıdan etki eden bozucular varsa kayan kipli denetim bunların sınır değerleri bilindiği sürece dayanıklı denetim sağlar.

Kayan kipli denetleyici tasarımı süreci iki adımlı bir yöntem olarak düşünülebilir. Bu adımlar sırasıyla; kayma yüzeyinin belirlenmesi ve belirlenen kayma yüzeyine ulaşmayı sağlayan bir denetim kuralının elde edilmesidir. Kayma yüzeyine ulaşmak için geçen süre ulaşma zamanı ve faz yörüngesinin bu bölgesi ise ulaşma kipi olarak adlandırılır. Ulaşma kipinde sistem, parametre belirsizlikleri ve dış bozuculara karşı duyarlıdır [33]. Kayma yüzeyine ulaşıldığı zaman sistem yörüngelerinin parametre belirsizlikleri ve dış bozuculara karşı duyarsız olduğu kayma kipi başlar. Kayan kipli denetim uygulamalarında meydana gelen çatırtı, sistemin ulaşmak istediği denge noktası etrafında meydana gelen osilasyonlardan kaynaklanır ve sistemin modellenmemiş yüksek frekanslı dinamiklerini ortaya çıkarır. Kayan kipli kontrolü DA-DA dönüştürücülere uygulamak basittir ve bir çok makalede çalışılmıştır [34-35]. Yükteki değişikliklere ve belirsiz sistem parametrelerine karşı dayanıklıdır [36].

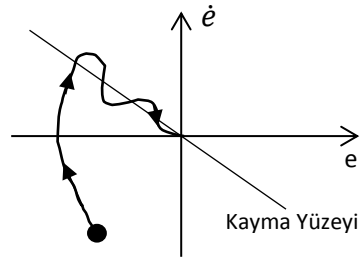
Bir işaret fonksiyonuna sahip kayan kipli denetim ifadesi;

$$U = -k \cdot \text{sign}(S) \quad (3.2)$$

olarak yazılabilir. Burada S ifadesi kayma yüzeyi fonksiyonudur ve sistem cevabından alınan hata (e) ve hatanın zamana göre değişimine ($\dot{e}$) bağlı olarak aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$S = C \cdot e + \dot{e} \quad (3.3)$$

Kayma yüzeyi Şekil 3.1' de görüldüğü gibi belirli bir eğime sahip olur. Bu eğim (3.3) nolu denklemde yer alan C katsayısı ile belirtilir.

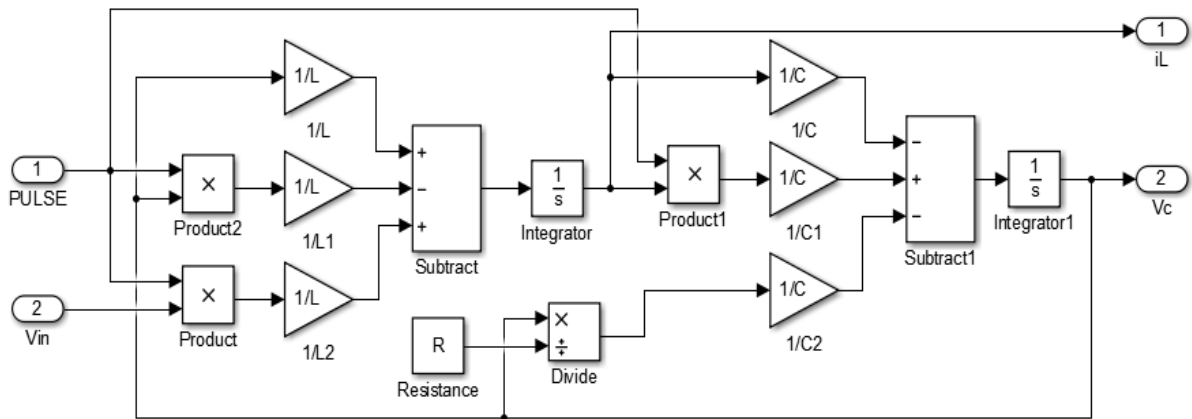


Şekil 3.1. Kayma yüzeyi

Denetleyicinin başarısı, belirtilen bu eğimin en uygun değerinin tespit edilmesi ile sağlanır.

4. BUCK-BOOST DÖNÜŞTÜRÜCÜ DEVRESİNİN DENETİMİ

Bu bölümde daha önceki bölümde elde edilen Buck-boost dönüştürücü devresine ait denklemler kullanılarak Matlab / Simulink ortamında devrenin benzetimi ilk olarak gerçekleştirilmiştir. Buck-boost dönüştürücü devresinin çıkış geriliminin kontrolü gerçekleştirilen benzetim modeli kullanılarak PID ve kayan kipli kontrol yöntemleriyle gerçekleştirilmiştir. Simulink ortamında gerçekleştirilen benzetime ait model Şekil 4.1’ de verilmiştir.

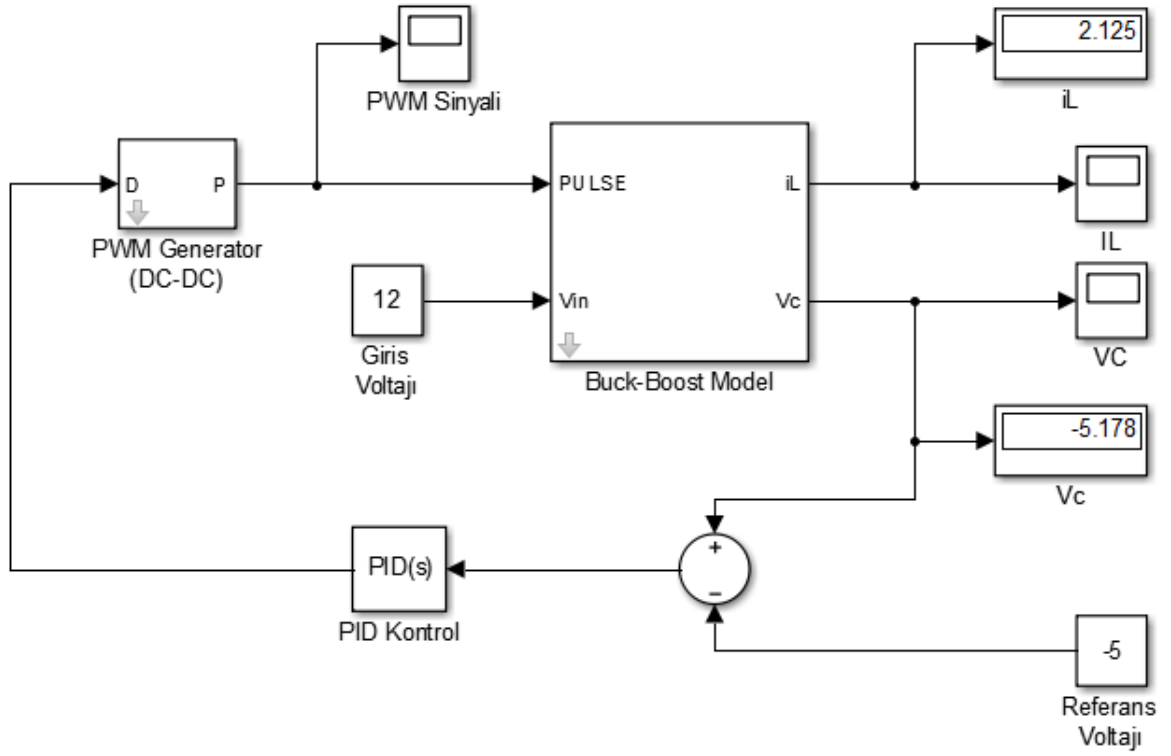


Şekil 4.1. Buck-boost dönüştürücü devresinin simulink benzetim modeli

Buck-boost devresinin modelinde anahtarlama frekansı 5000 Hz, indüktans değeri 1.5e-3 H, kapasitans değeri 250e-6 F, yük direnç değeri 3 Ohm, giriş gerilimi 12 V olarak alınmıştır.

4.1. Buck-Boost Dönüştürücü Devresinin PID ile Denetimi

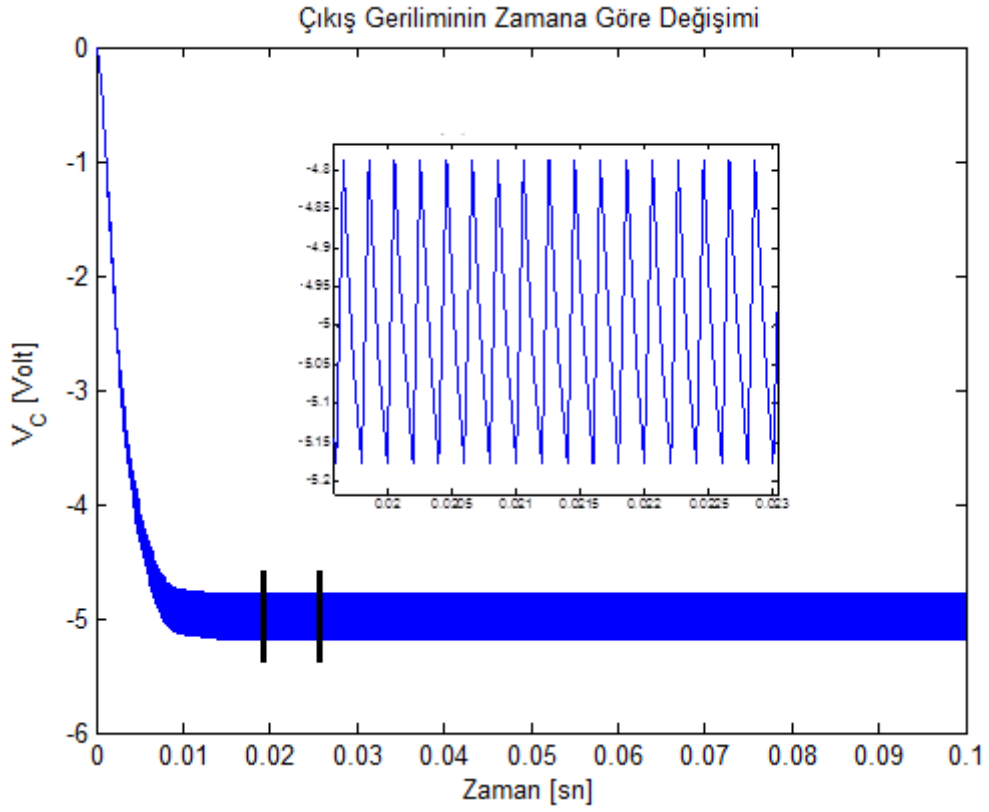
Bu kısımda PID kontrol yöntemi kullanılarak DA-DA buck-boost dönüştürücü devresinin çıkış gerilimi kontrolü gerçekleştirilmiştir. PID kontrolün buck-boost devresi üzerindeki kontrol başarısını ortaya koymak için farklı iki çıkış gerilim referansı için kontrol çalışmaları yapılmıştır. Aşağıda buck-boost devresinin modeli kullanılarak gerçekleştirilen, Matlab/Simulink ortamında yapılan, -5 Volt referans girişine ait PID kontrol blok şeması yer almaktadır.



Şekil 4.2. Buck-boost dönüştürücü devresinin PID kontrol blok şeması (- 5 Volt Referans)

Bu çalışmada PID kontrol yapısında yer alan kazanç katsayıları deneme yanılma yöntemi ile elde edilmiştir. $K_p=0.01$, $K_i=20$ ve $K_d=0.00001$ olarak alınmıştır.

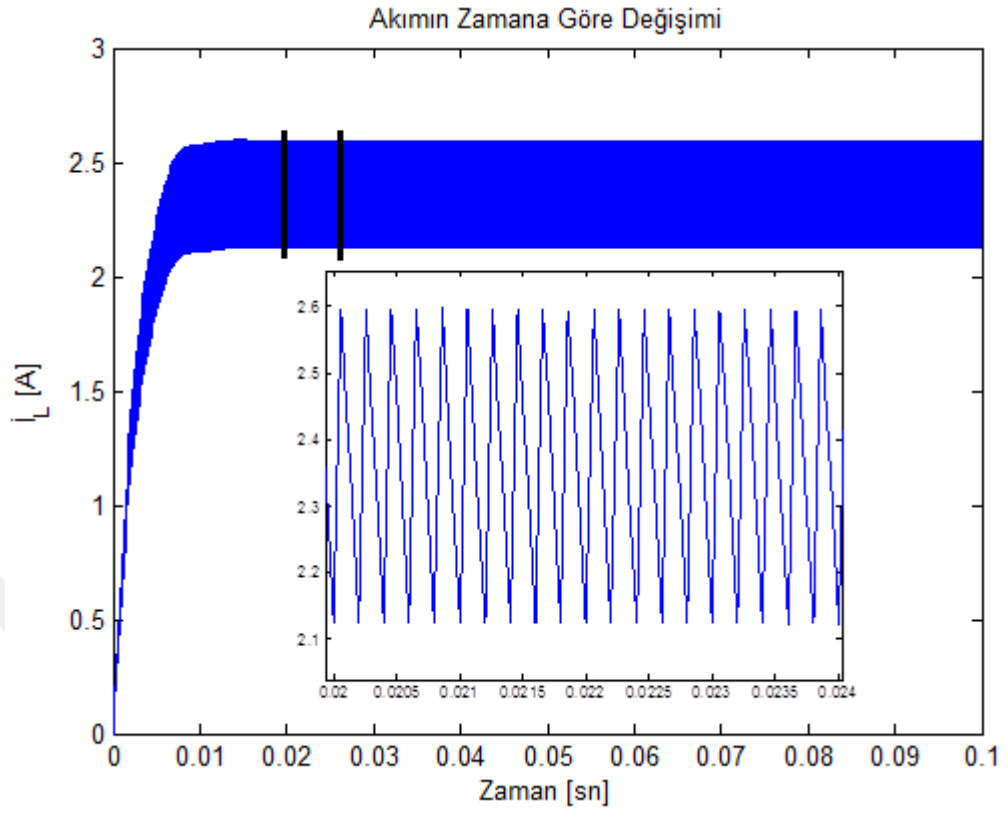
Giriş gerilim değeri 12 V olarak uygulanmıştır. Çıkış değerinin -5 V değerinde olması istenilmektedir. Şekil 4.3 ve 4.4' te PID kontrol uygulandıktan sonra elde edilen çıkış gerilimi ve akım değerlerini gösteren grafikler verilmiştir.



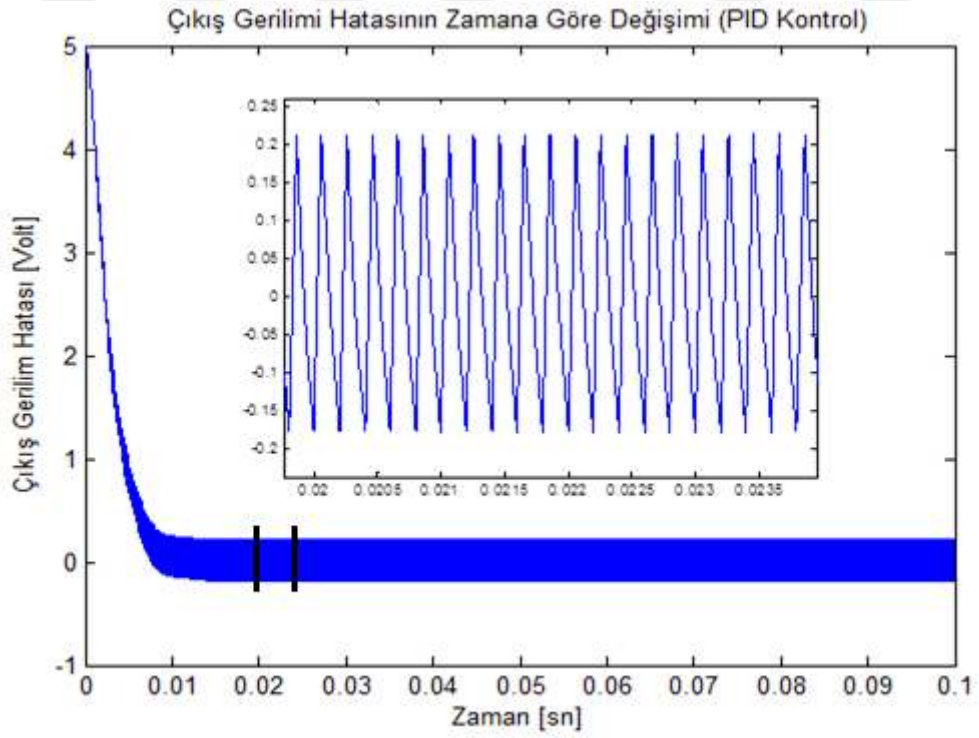
Şekil 4.3. Buck-boost dönüştürücü devresinin PID kontrol çıkış gerilimi (- 5 Volt Referans)

Şekil 4.3’ te yer alan çıkış gerilimi grafiği incelendiği zaman yaklaşık 0.015 saniye civarında istenilen referans değerinin yakalandığı görülmektedir. ± 0.2 Voltluk anahtarlama kaynaklı yön değiştirmelerle ortalama -5 volt değerinde kontrol işlemi gerçekleştirilmiştir.

Şekil 4.4’ teki akım grafiğine bakıldığında zaman akım değerinin üst limitinin 2.6 A, alt limitinin ise yaklaşık 2.1 A olduğu görülmektedir. Ortalama akım değerinin ise yaklaşık 2.35 A değerlerinde sağlandığı gözlenmiştir.

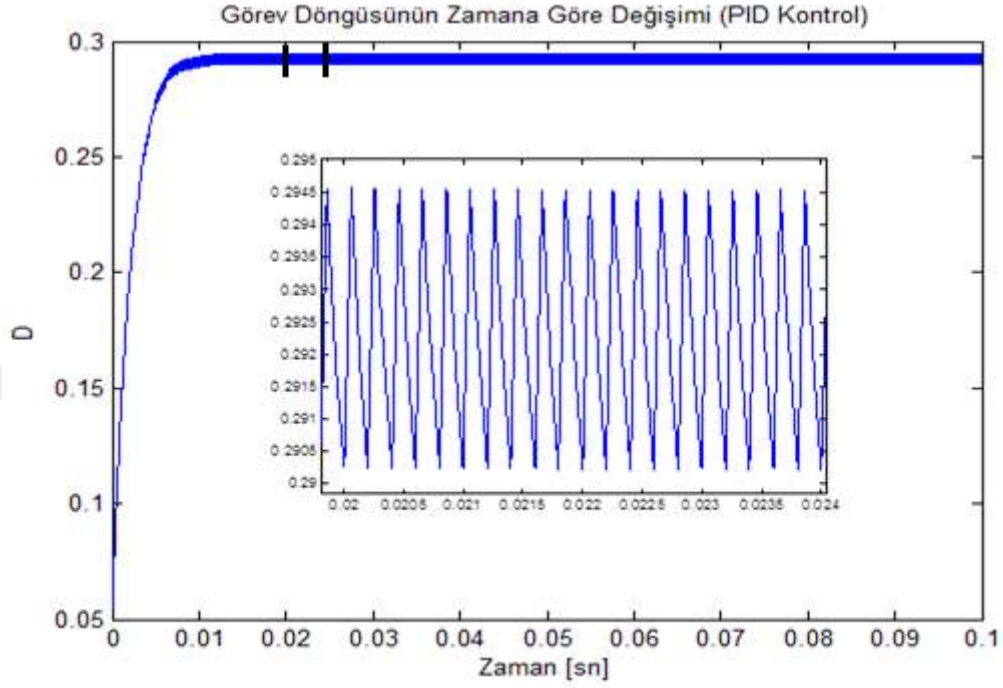


Şekil 4.4. Buck-boost dönüştürücü devresinin PID kontrol akım değişimi (- 5 Volt Referans)

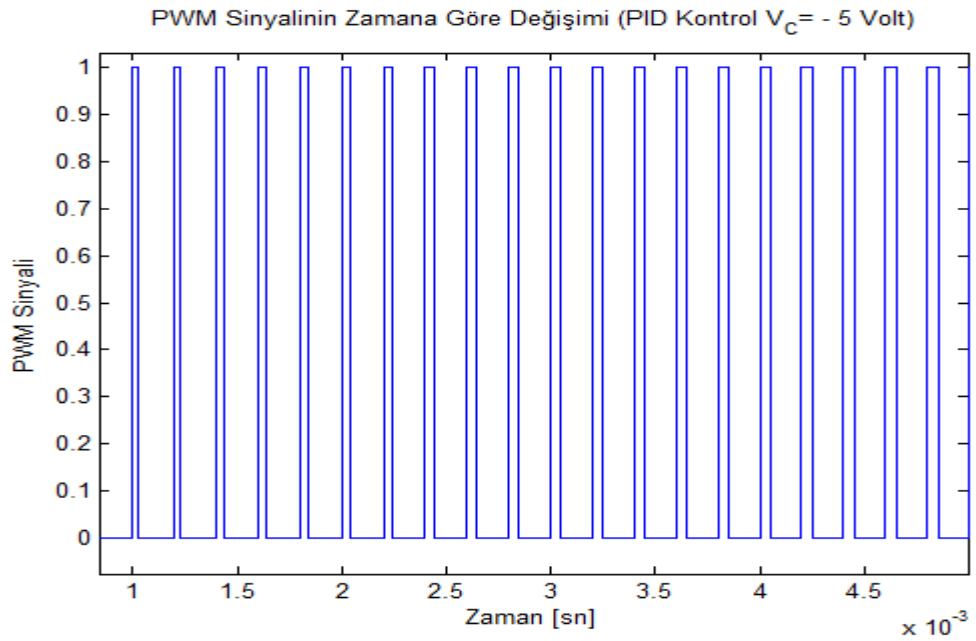


Şekil 4.5. Buck-boost dönüştürücü devresinin PID kontrol çıkış gerilim hatası (-5 Volt Referans)

Şekil 4.5’ deki grafikten çıkış gerilim hatasının yaklaşık 0.015 saniye civarında sıfıra yaklaştığı ve ± 0.2 volt alt-üst değerler arasında anahtarlama kaynaklı değişimler olduğu açıktır.



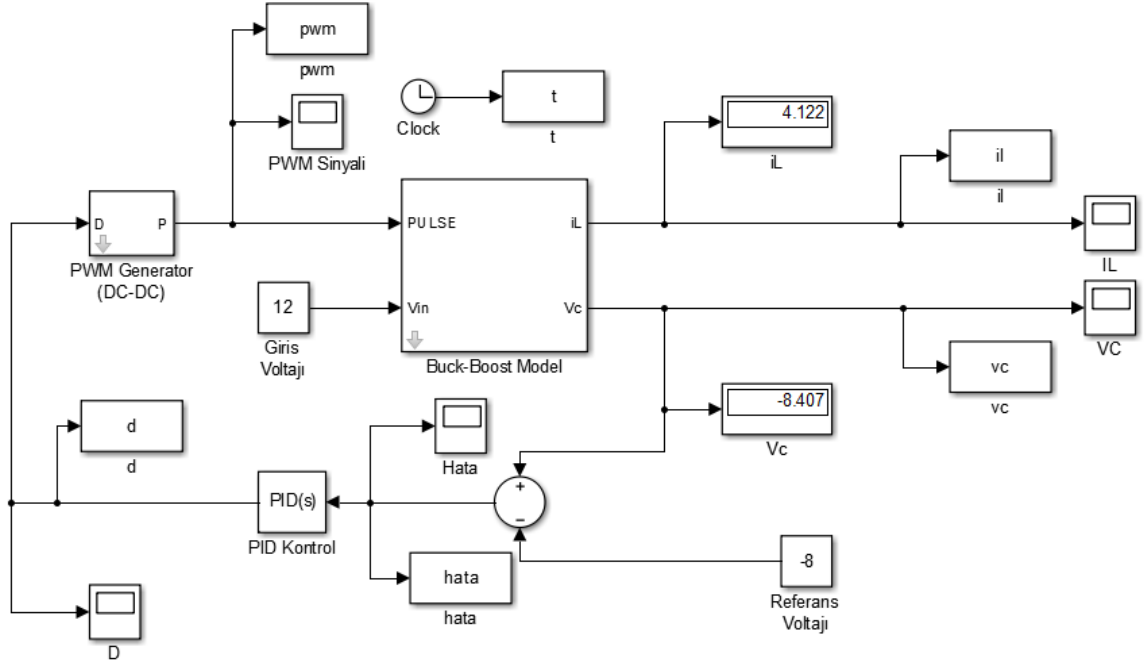
Şekil 4.6. Buck-boost dönüştürücü devresinin PID kontrol görev döngüsü (- 5 Volt Referans)



Şekil 4.7. Buck-boost dönüştürücü devresinin PID kontrol PWM sinyali (-5 Volt Referans)

Şekil 4.6 ve 4.7’ den görev döngü değerinin ortalama 0.2925 değerinde olduğu ve PWM sinyalinin bu doluluk oranına göre 0 ile 1 değerleri arasında çalıştığı görülmektedir.

Aşağıda buck-boost devresinin modeli kullanılarak Matlab/Simulink ortamında gerçekleştirilen – 8 Volt referans girişine ait PID kontrol blok şeması yer almaktadır.

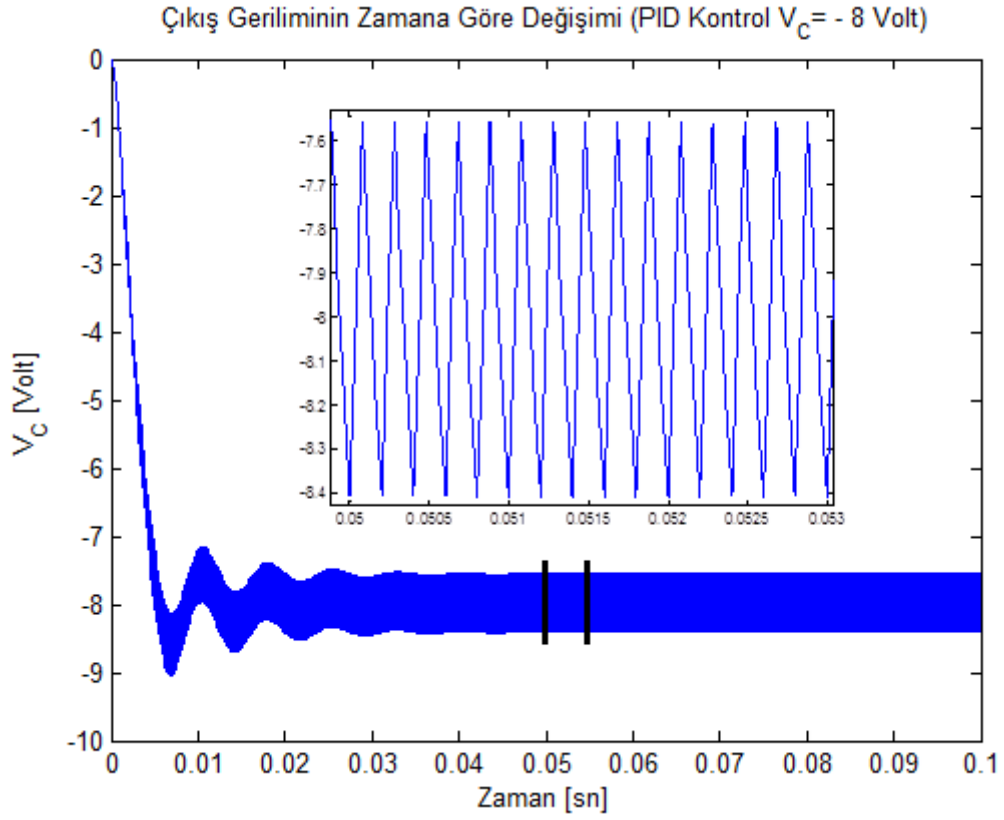


Şekil 4.8. Buck-boost dönüştürücü devresinin PID kontrol blok şeması (- 8 Volt Referans)

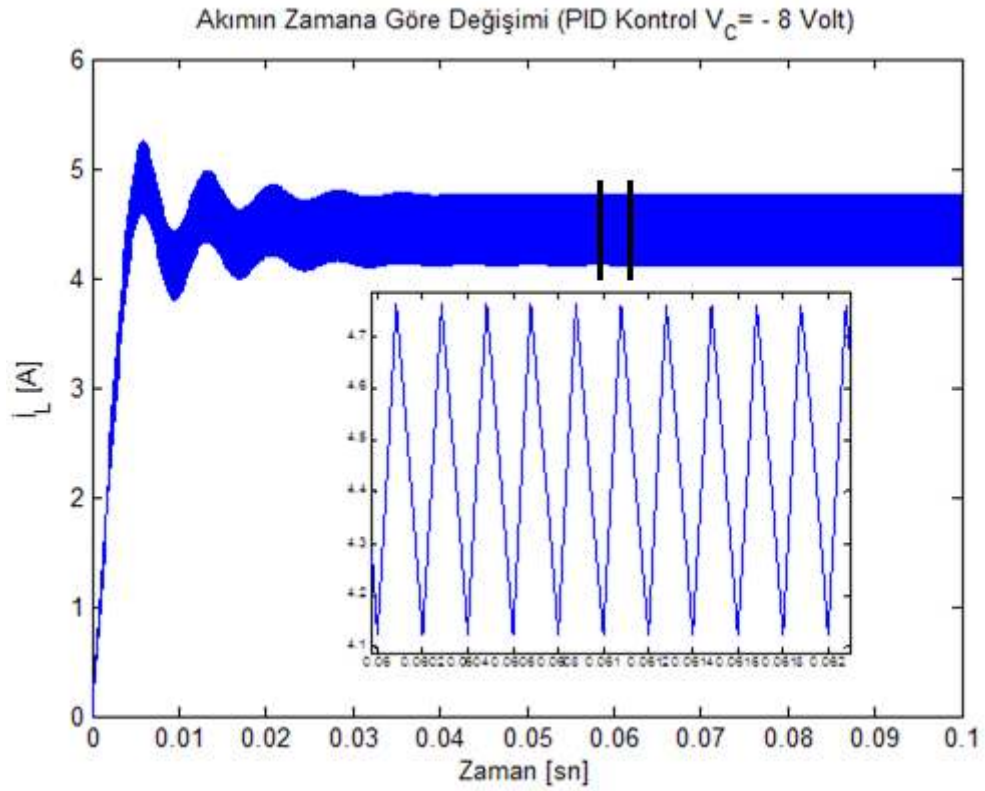
Şekil 4.8’ de PID kontrol yapısında yer alan kazanç katsayı değerleri önceki kontrol uygulamasındaki değerlerle aynıdır. Giriş gerilim değeri 12 V olarak uygulanarak çıkış gerilimi değerinin -8 V da olması istenilmektedir. Kontrol uygulamasının sonucunda elde edilen çıkış gerilimi ve akım değerlerini gösteren grafikler sırasıyla Şekil 4.9 ve 4.10’ da verilmiştir.

Çıkış gerilimi grafiği incelendiği zaman gerilim referans değeri – 8 voltun yaklaşık 0.05 saniye sonra yakalandığı, %12.5 kadar bir maksimum aşmanın gerçekleştiği görülmektedir. 0.05 saniyeden sonra anahtarlardan kaynaklı olmak üzere – 8 volt değerinin civarında 0.4 voltluk salınımların olduğu gözlemlenmiştir.

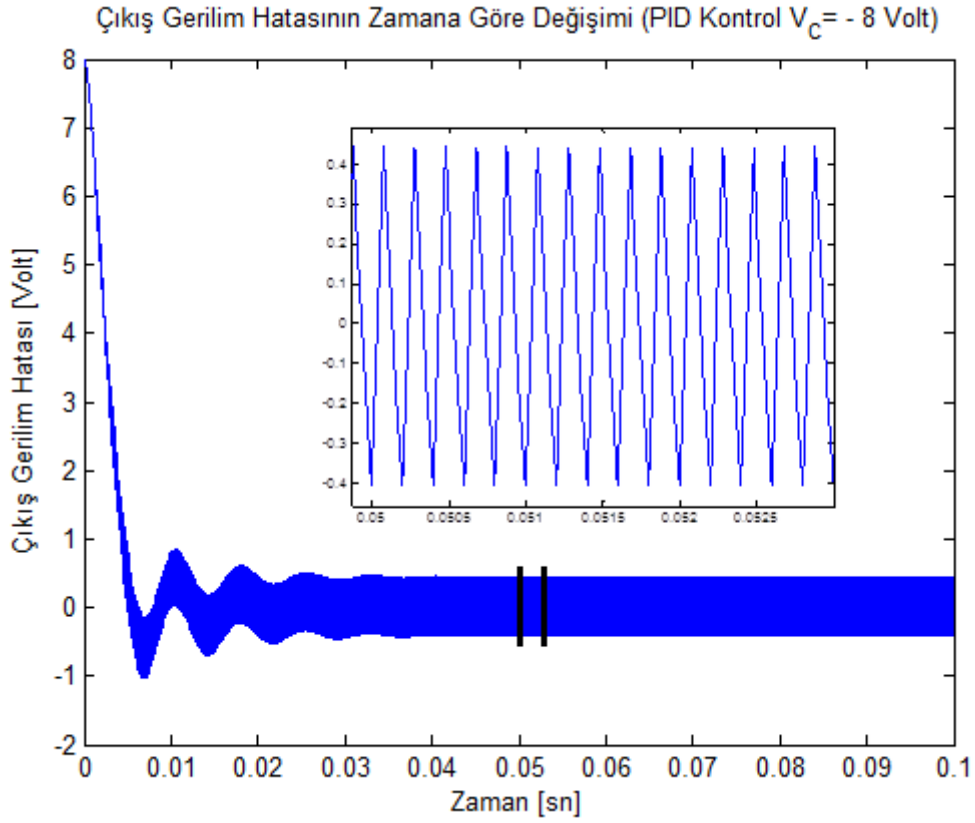
Akım grafiğinden ise akım üst değerinin 4.75 A, alt değerinin yaklaşık 4.1 A ve ortalama akım değerinin 4.45 A olduğu anlaşılmaktadır.



Şekil 4.9. Buck-boost dönüştürücü devresinin PID kontrol çıkış gerilimi (- 8 Volt Ref.)



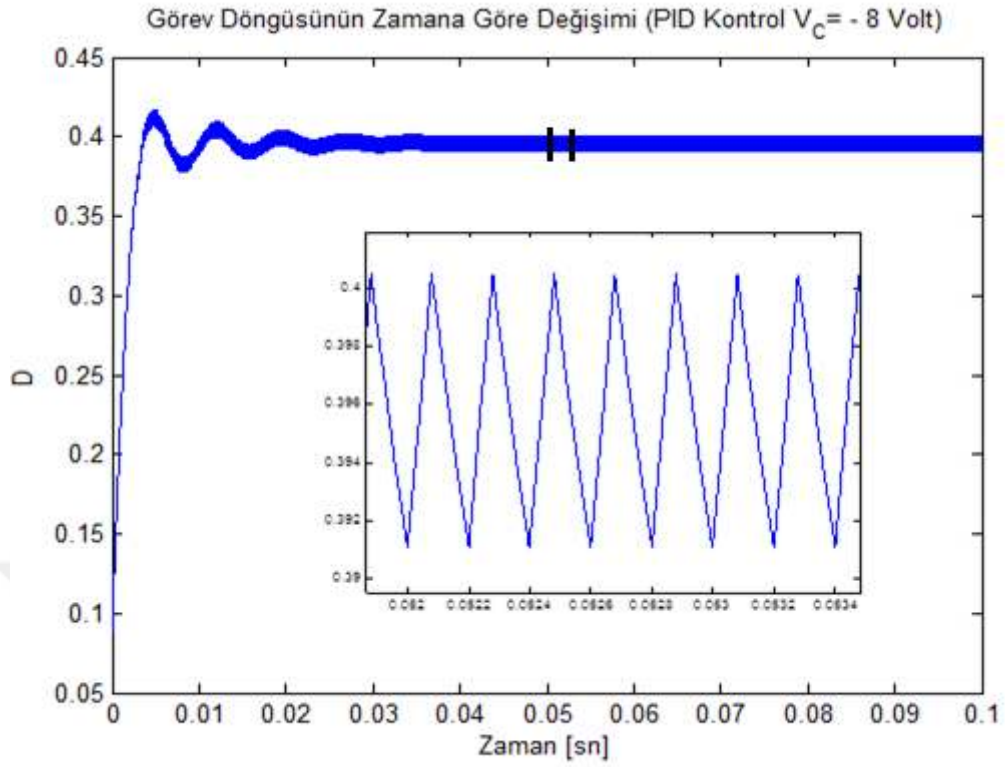
Şekil 4.10. Buck-boost dönüştürücü devresinin PID kontrol akım değişimi (- 8 Volt Referans)



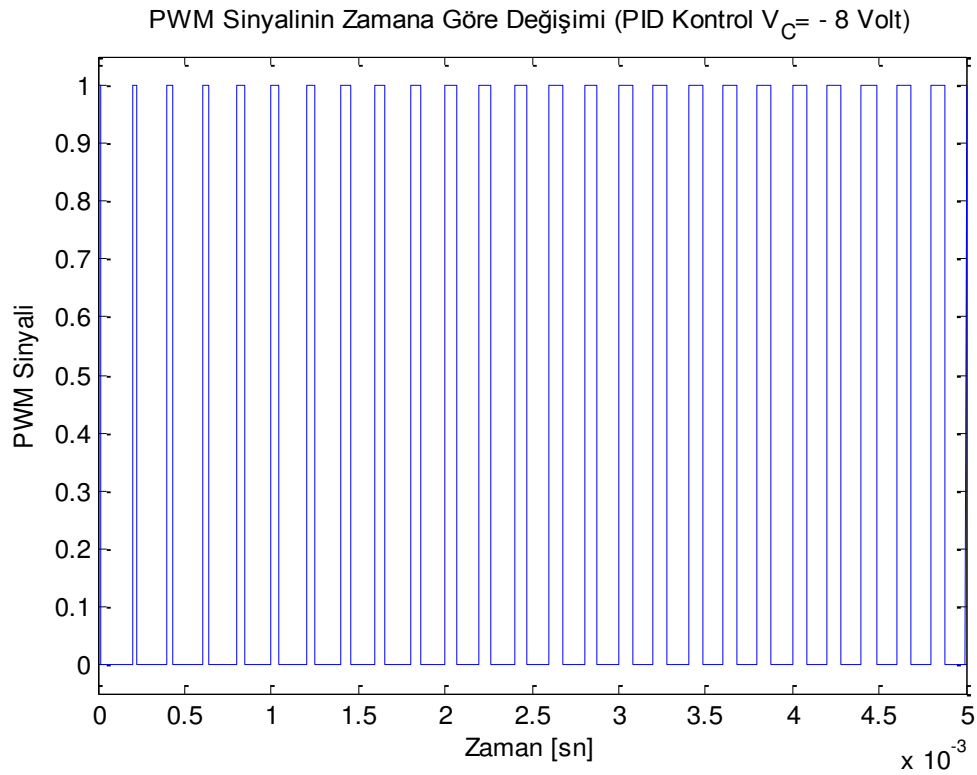
Şekil 4.11. Buck-boost dönüştürücü devresinin PID kontrol çıkış gerilim hatası (-8 Volt Referans)

Yukarıdaki grafikte hatanın yaklaşık 0.05 saniye sonra sıfıra yaklaştığı ve anahtarlama kaynaklı sıfırın etrafında ± 0.4 voltluk değişimler olduğu bellidir.

Şekil 4.12’ de -8 voltluk referans için PID kontrol uygulamasının görev döngüsünün zamana göre değişimi grafiği yer almaktadır. Grafikten görev döngüsü değerlerinin 0.391 ile 0.401 arasında değiştiği görülmektedir. Bu uygulama için ortalama görev döngüsü değeri 0.396 olarak gerçekleşmiştir. Şekil 4.13’ de ise bu doluluk oranları neticesinde -8 voltluk çıkış gerilimini elde etmek için uygulanan PWM sinyali gözükmemektedir.



Şekil 4.12. Buck-boost dönüştürücü devresinin PID kontrol görev döngüsü (- 8 Volt Referans)



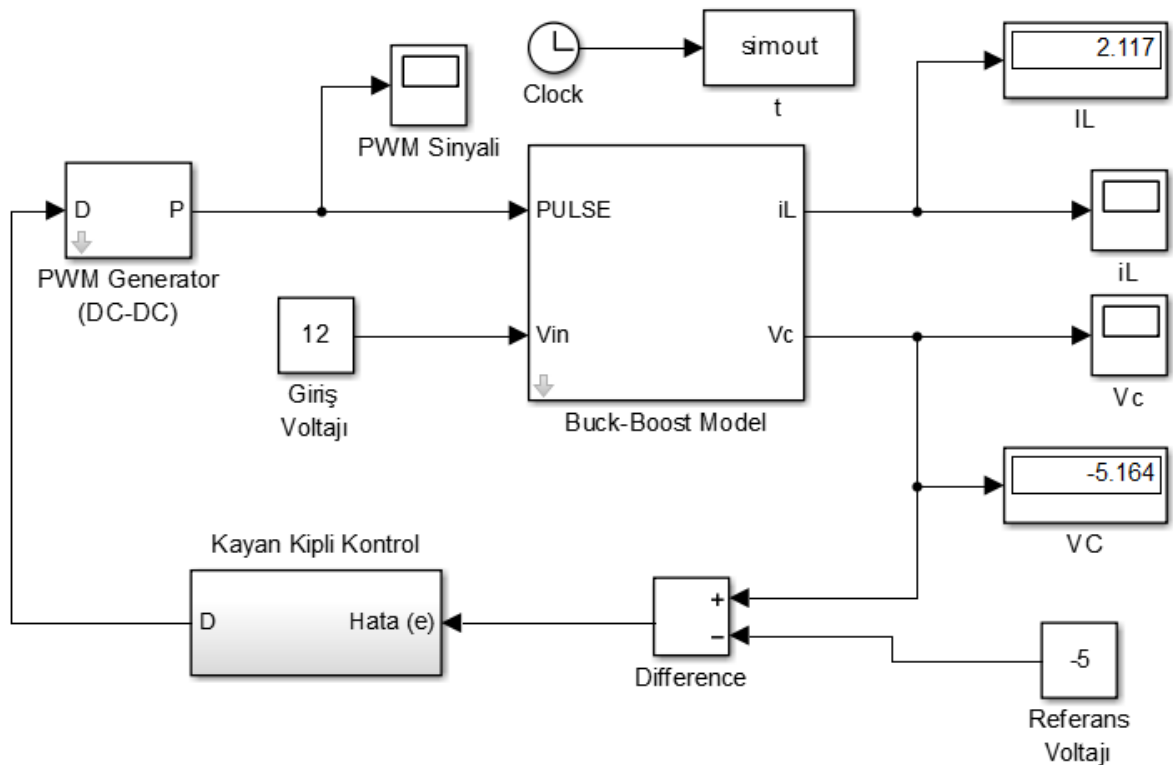
Şekil 4.13. Buck-boost dönüştürücü devresinin PID kontrol PWM sinyali (-8 Volt Referans)

4.2. Buck-Boost Dönüştürücü Devresinin Kayan Kipli Kontrol ile Denetimi

Bu bölümde buck-boost dönüştürücü devresinin matematiksel modeli kullanılarak kayan kipli kontrol yöntemi ile denetimi sağlanmıştır. Kayan kipli kontrol yönteminin buck-boost dönüştürücü devresi üzerindeki başarısını ortaya koyabilmek için iki farklı çıkış gerilim referansı için denetimler tekrarlanarak gerçekleştirilmiştir. Matlab/Simulink ortamında hazırlanan benzetim programı ile sayısal çözümler yapılarak sistemin grafiksel sonuçları elde edilmiştir. Elde edilen grafiksel sonuçlarla denetleyicinin başarısı irdelenerek yorumlanmıştır.

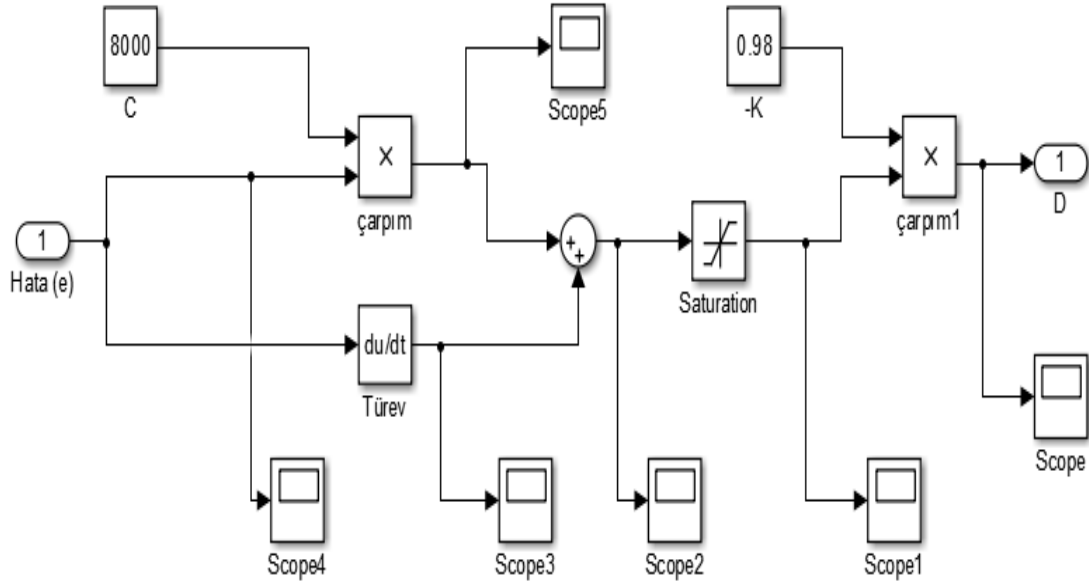
Buck-boost devresinin kayan kipli kontrolünde Bölüm 3 de anlatılmış olan k ve C değerleri deneme yanılma yöntemi ile 0.98 ve 8000 olarak alınmıştır.

Aşağıda Matlab/Simulink ortamında hazırlanan buck-boost devresi için kayan kipli kontrol uygulamasının benzetim çalışması gösterilmektedir.



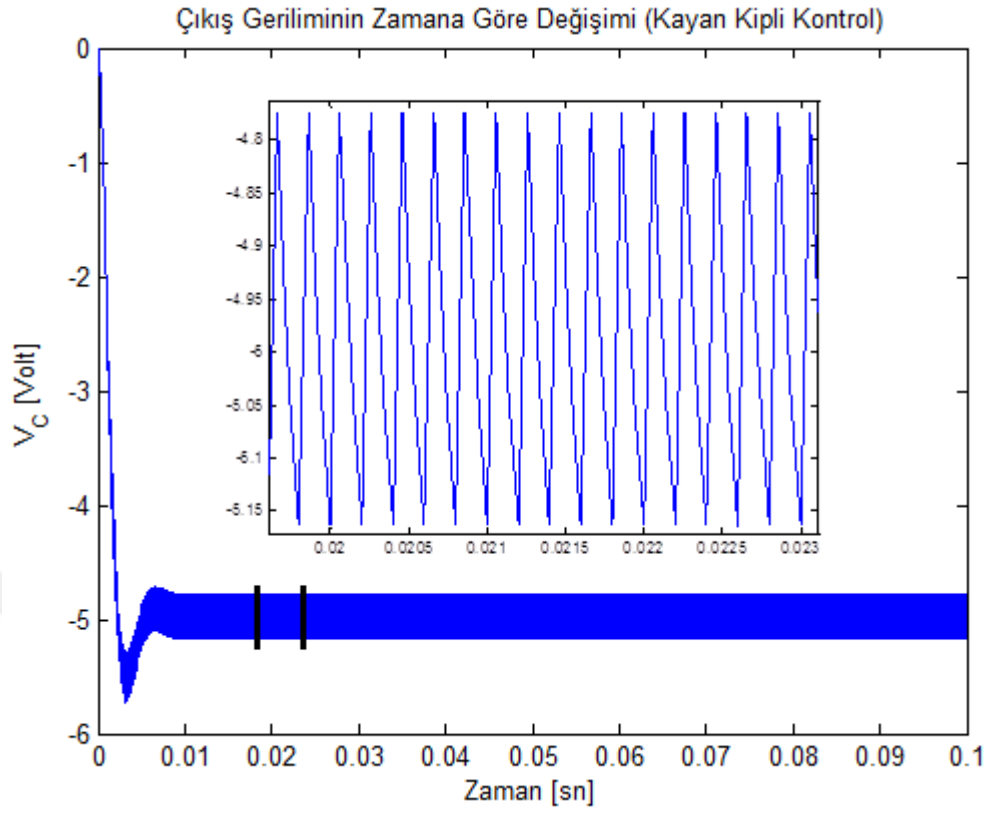
Şekil 4.14. Buck-boost dönüştürücü devresinin kayan kipli kontrol blok şeması (- 5 Volt Referans)

Yukarıdaki modellemeye kayan kipli kontrol alt bloğuna ait çalışmanın detaylı açılımına Şekil 4.15’ de yer verilmiştir.



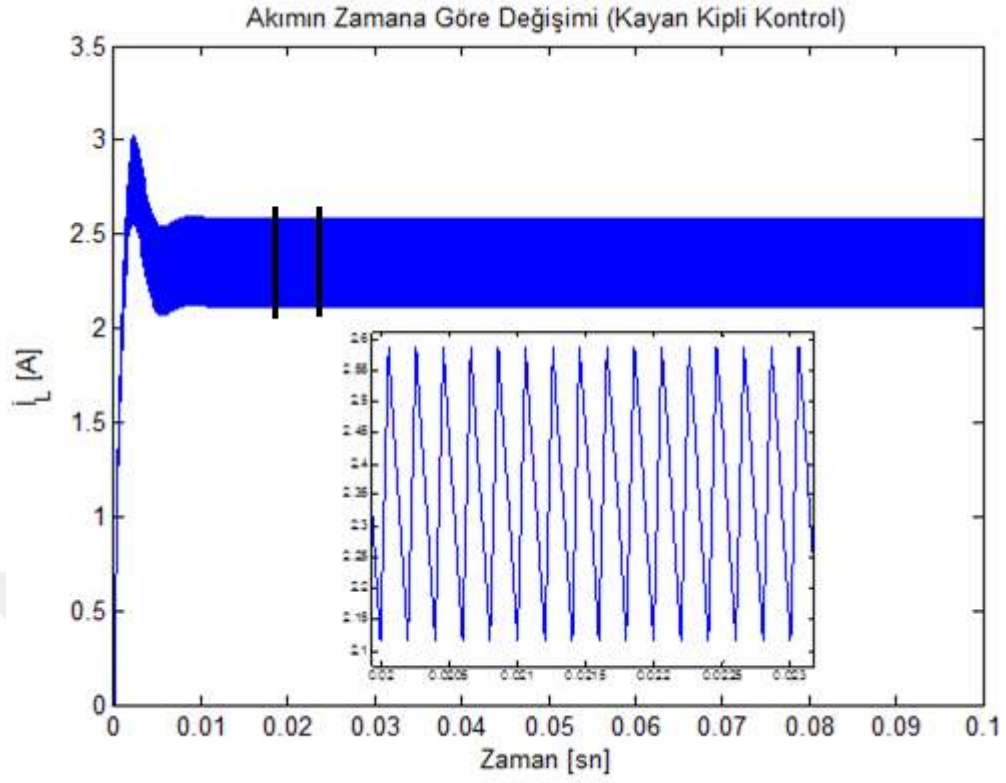
Şekil 4.15. Kayan kipli kontrol alt bloğunun detaylı gösterimi

Şekil 4.16’ da buck-boost dönüştürücü devresi için gerçekleştirilen kayan kipli kontrol uygulamasının -5 Volt çıkış gerilimi için elde edilen çıkış geriliminin zamana göre değişim grafiği verilmiştir. Grafiğe göz gezdirildiği zaman çıkış gerilimi değerinin yaklaşık 0.01 saniye sonra -5 volt değerini sağladığı görülmektedir. Yaklaşık ± 0.2 voltluk salınımlar yani üst değer -4.8 volt, alt değer -5.2 volt arasında anahtarlardan kaynaklı olarak gerilim değerleri gidip gelmektedir. Ortalama gerilim değerinin -5 Volt olduğu açıktır. Yaklaşık %15 civarında maksimum aşmanın olduğu grafikten net bir şekilde görülmektedir.

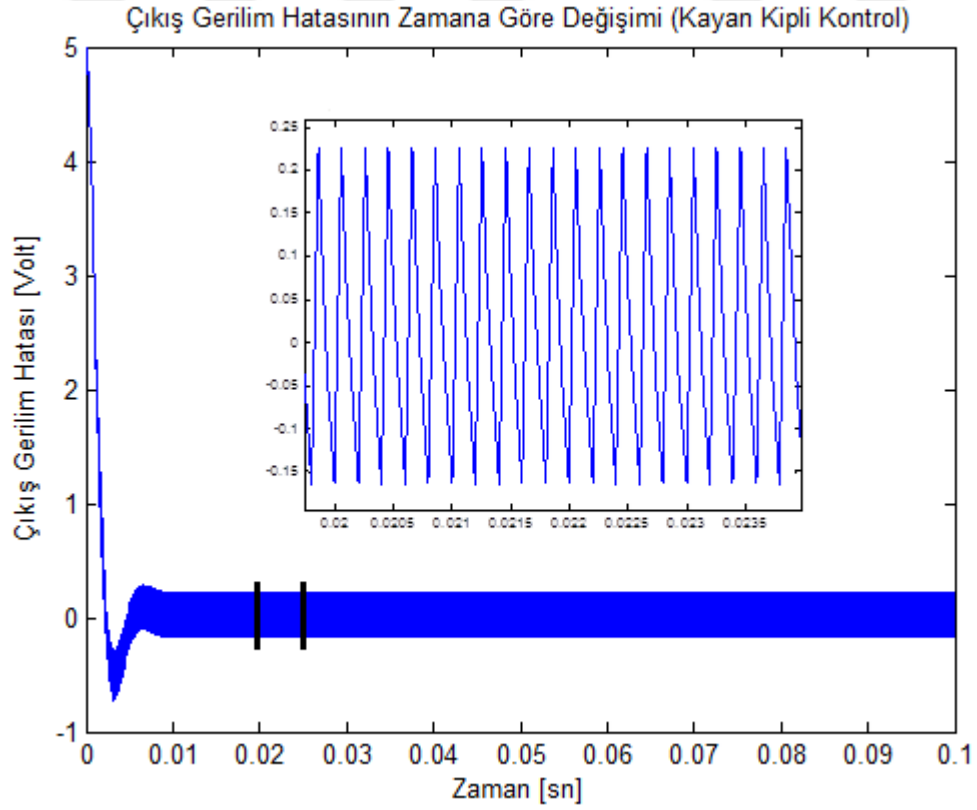


Şekil 4.16. Buck-boost dönüştürücü devresinin kayan kipli kontrol çıkış gerilimi (- 5 Volt Referans)

Şekil 4.17' de verilen akım grafiğinden akım üst değerinin yaklaşık 2.6 A, akım alt değerinin yaklaşık 2.1 ve ortalama akım değerinin 2.35 A olduğu anlaşılmaktadır.

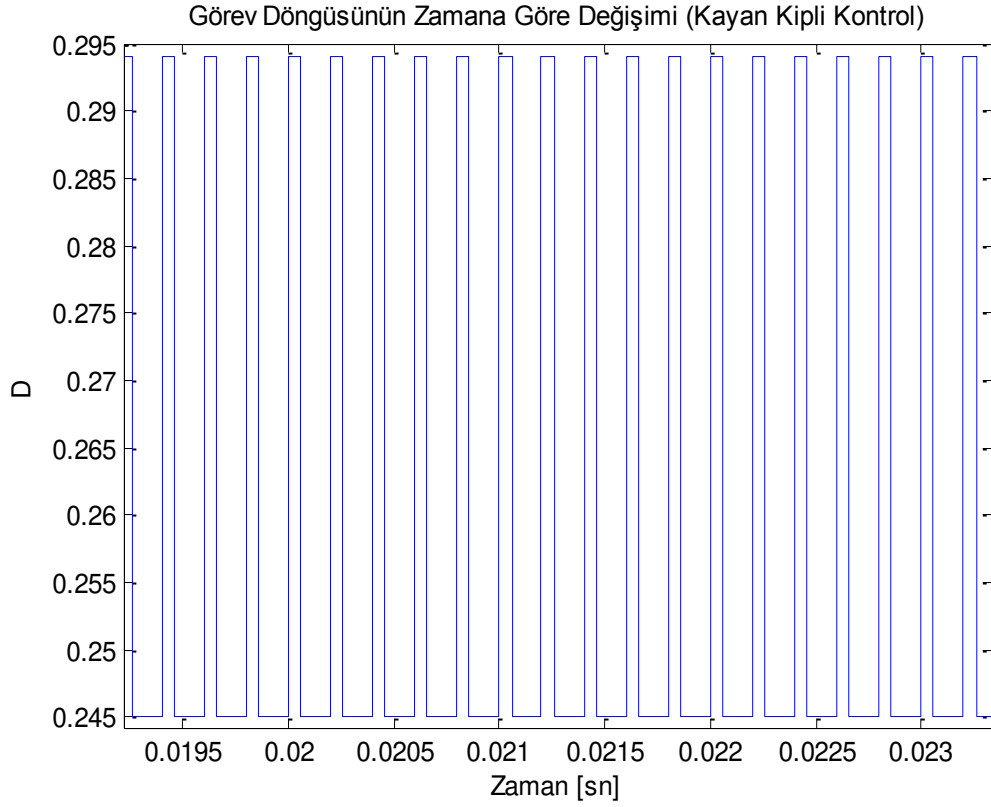


Şekil 4.17. Buck-boost dönüştürücü devresinin kayan kipli kontrol akım değişimi (- 5 Volt Referans)



Şekil 4.18. Buck-boost dönüştürücü devresinin kayan kipli kontrol çıkış gerilim hatası (-5 Volt Referans)

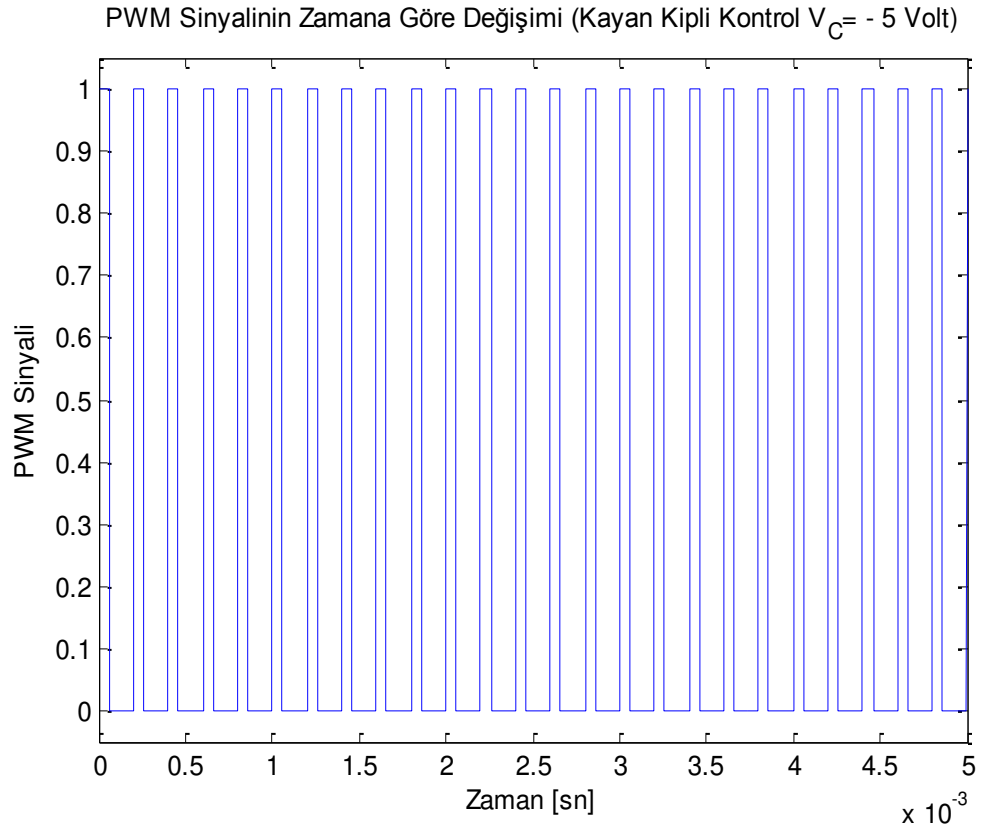
Şekil 4.18’ de gösterilen çıkış gerilim hatasının -5 volt referans değeri için 0.01 saniye sonra sıfıra ulaştığı, anahtarlama kaynaklı olarak yaklaşık ± 0.2 lik değerler arasında gittiği bellidir.



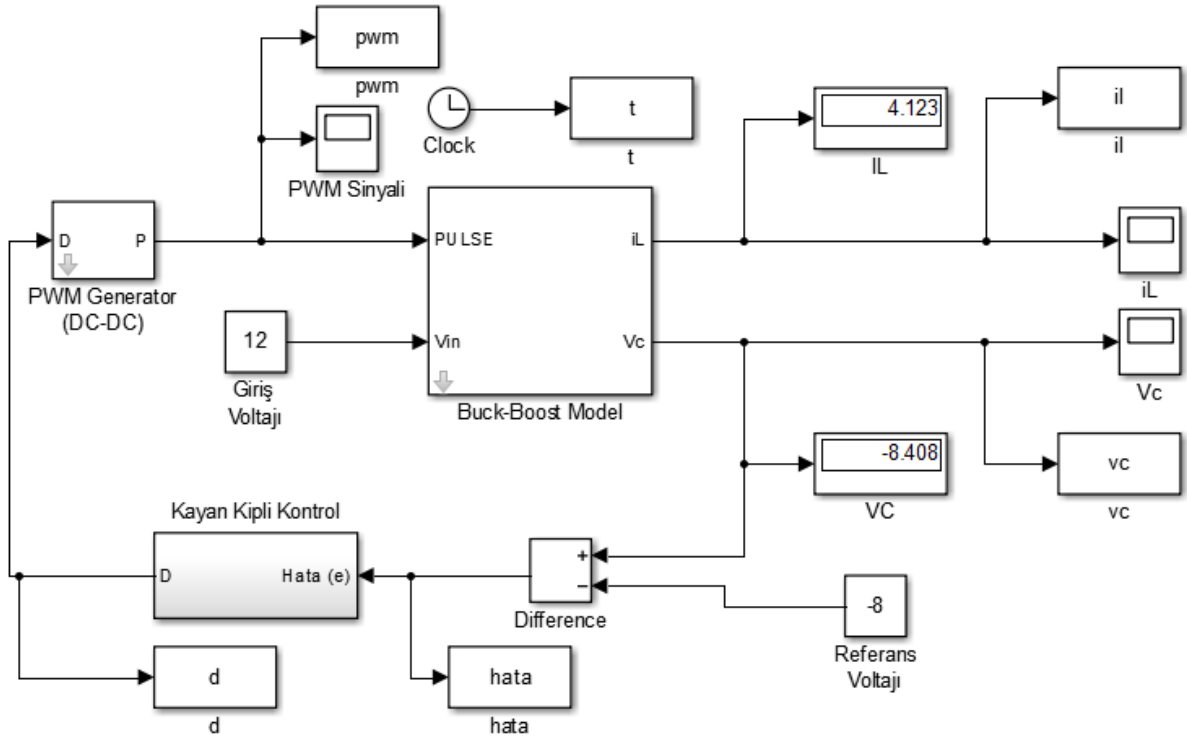
Şekil 4.19. Buck-boost dönüştürücü devresinin kayan kipli kontrol görev döngüsü (- 5 Volt Referans)

Yukarıdaki grafikten görev döngüsü değerlerinin 0.245 ile 0.295 arasında değiştiği ve ortalama görev döngüsü değerinin 0.27 civarında olduğu nettir.

Şekil 4.20’ de ise görev döngüsü değerlerindeki doluluk oranları kullanılarak sisteme uygulanan PWM sinyali değerlerini veren grafik gösterilmektedir. Grafikten de görüleceği üzere PWM değerleri 0 ile 1 arasında değişmektedir.

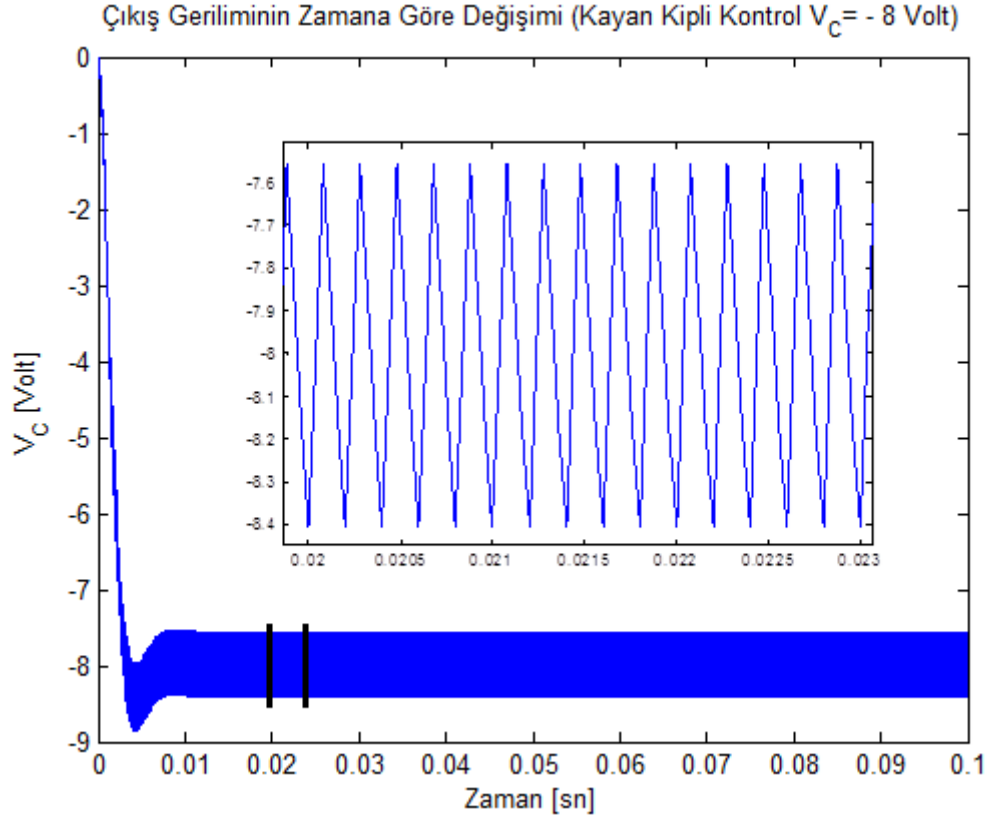


Şekil 4.20. Buck-boost dönüştürücü devresinin kayan kipli kontrol PWM sinyali (-5 Volt Referans)



Şekil 4.21. Buck-boost dönüştürücü devresinin kayan kipli kontrol blok şeması (- 8 Volt Referans)

Şekil 4.21’ de çıkış gerilimi değerinin -8 volt referansı için kayan kipli kontrol uygulamasına ait simulink blokları verilmiştir.

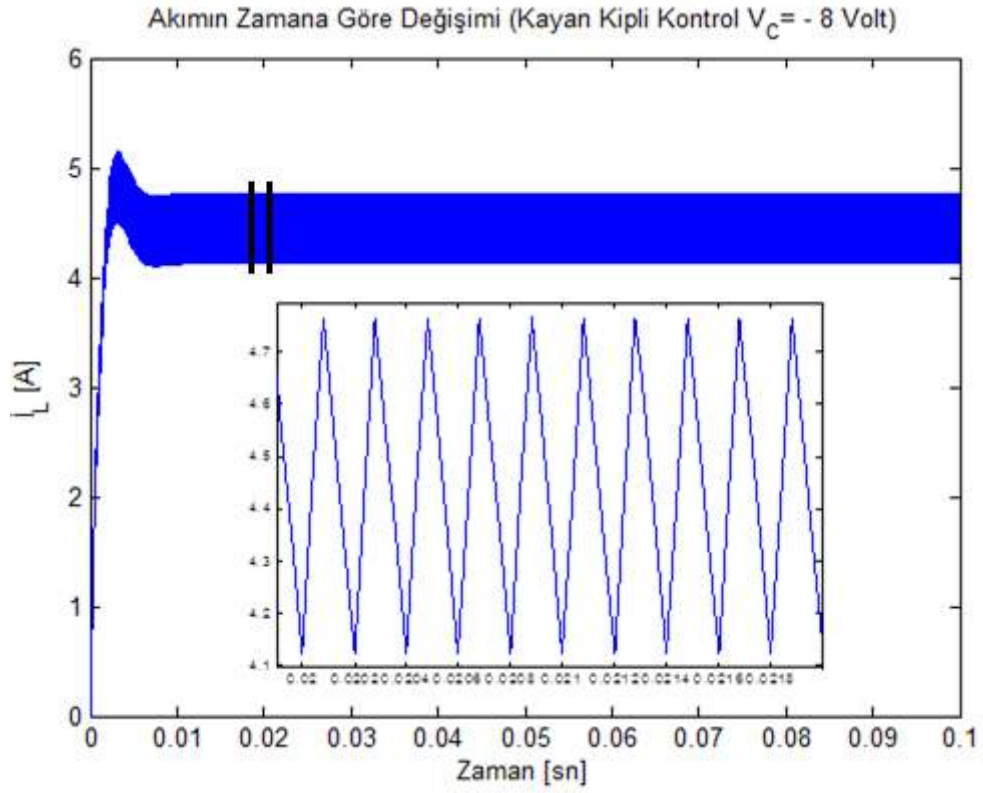


Şekil 4.22. Buck-boost dönüştürücü devresinin kayan kipli kontrol çıkış gerilimi (- 8 Volt Referans)

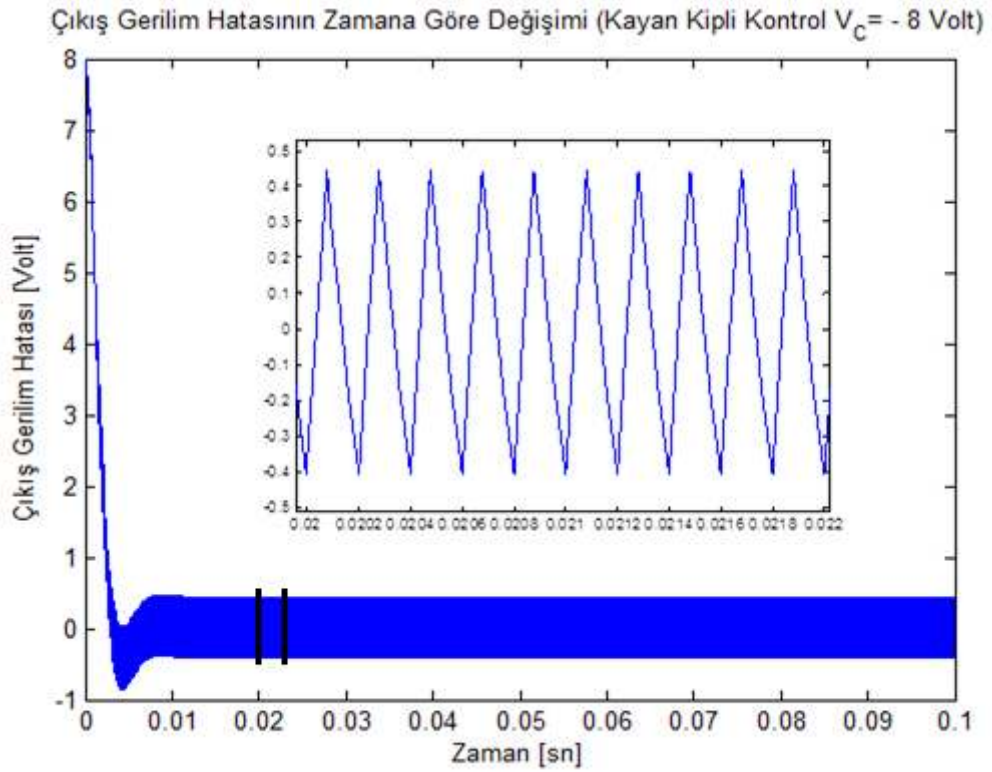
-8 volt referans girişi için kayan kipli kontrol uygulamasına ait çıkış gerilimi grafiği Şekil 4.22’ den incelendiği zaman, yaklaşık 0.013 saniye sonra istenilen referans değerinin yakalandığı açıktır. Anahtarlama kaynaklı olarak ± 0.4 voltluk değişimler mevcuttur. Ortalama çıkış gerilimi değerinin -8 volt olduğu bellidir. Buck-boost dönüştürücü devresinin kayan kipli kontrol ile çıkış gerilimi kontrolünde %10’ a yakın maksimum aşma oluşmuştur.

Şekil 4.23’ teki -8 volt referans değeri için kayan kipli kontrol yöntemiyle akımın zamana göre değişimi grafiğinden akımın üst değerinin yaklaşık 4.8 A, akımın alt değerinin 4.1 A ve ortalama akım değerinin 4.45 A olduğu aşıkardır.

Çıkış gerilimi hatası ise Şekil 4.24’ te verilmiştir. Grafikten hatanın yaklaşık 0.013 saniyeden sonra sıfırın etrafında salınım yaptığı açıktır. Anahtarlama kaynaklı olarak ± 0.4 voltluk hatada değişimler mevcuttur.

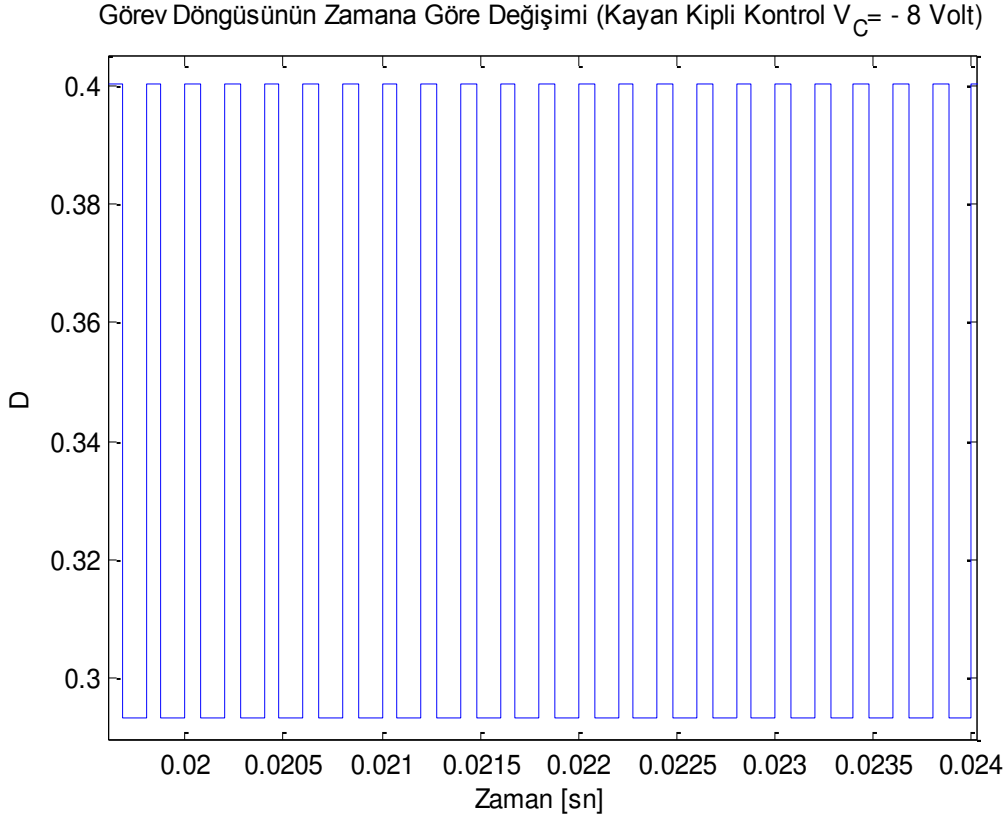


Şekil 4.23. Buck-boost dönüştürücü devresinin kayan kipli kontrol akım değişimi (- 8 Volt Referans)



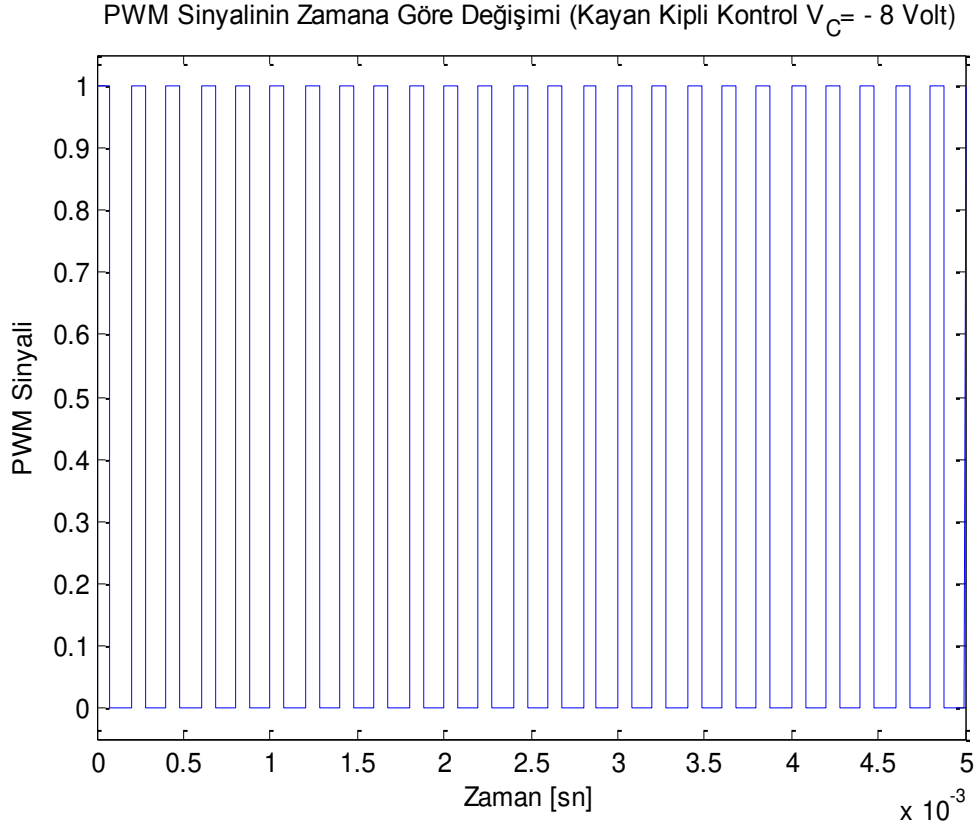
Şekil 4.24. Buck-boost dönüştürücü devresinin kayan kipli kontrol çıkış gerilim hatası (-8 Volt Referans)

Aşağıda -8 voltluk referans için kayan kipli kontrol uygulamasının görev döngüsünün zamana göre değişimi grafiği yer almaktadır. Grafikten görev döngüsü değerlerinin 0.29 ile 0.4 arasında değiştiği görülmektedir. Bu uygulama için ortalama görev döngüsü değeri 0.345 olarak gerçekleşmiştir.



Şekil 4.25. Buck-boost dönüştürücü devresinin kayan kipli kontrol görev döngüsü (- 8 Volt Referans)

Görev döngüsü değerlerinin doluluk oranları Şekil 4.25’ deki PWM sinyallerini oluşturmaktadır. 5000 Hz’lik anahtarlama frekansı ile doluluk oranları sisteme uygulanması gereken PWM sinyalini meydana getirmektedir. Böylelikle kayan kipli kontrol ile -8 voltluk referans değerinin sağlanabilmesi için gerekli olan PWM sinyali elde edilmiş ve Şekil 4.26’ da gösterilmiştir. PWM sinyali değerleri grafikte de görüldüğü üzere 0 ile 1 arasında gidip gelmektedir.



Şekil 4.26. Buck-boost dönüştürücü devresinin kayan kipli kontrol PWM sinyali (-8 Volt Referans)

Tablo 4.1’ deki 1a tezde yapılan PID kontrol çalışmasının sonuçlarını ve 1b başka bir çalışmada alınan DA-DA buck-boost devresinin PID kontrol sonuçlarını göstermektedir[37]. 2a tezde yapılan kayan kipli kontrol çalışmasının sonuçlarını ve 2b başka bir çalışmadan alınan DA-DA buck-boost devresinin kayan kipli kontrol sonuçlarını ifade etmektedir [38].

Tablo 4.1. Buck-boost dönüştürücü devresinin kontrol sonuçlarının kıyaslanması [37-38]

Sıra	V_i [V]	L [mH]	C [μ F]	R [Ω]	$V_{oüst}$ [V]	V_{oalt} [V]	V_{oort} [V]	I_{Lalt} [A]	$I_{Lüst}$ [A]	I_{Lort} [A]	Yerleşme Zamanı [sn]
1a	12	1.5	250	3	5.2	4.8	5	2.1	2.6	2.35	0.015
1b	40	5	0.5	1	45	25	35	8	18	13	0.01
2a	12	1.5	250	3	5.2	4.8	5	2.1	2.6	2.35	0.01
2b	12	0.5	650	5	10.1	9.9	10	4.2	3.2	3.7	0.01

5. SONUÇLAR VE TARTIŞMA

Bu çalışmada buck-boost DA-DA dönüştürücü devresinin çalışma prensibi incelenerek kontrol çalışmaları için matematiksel modeli oluşturulmuştur. Anahtarın kapalı ve açık durumları için elde edilen gerilim ve akım denklemleri için genel bir form elde edilmiştir. Elde edilen bu genel form kullanılarak Matlab/Simulink ortamında buck-boost dönüştürücü devresinin modeli oluşturulmuştur. Oluşturulan bu modelden faydalanılarak buck-boost devresini PID ve Kayan Kipli Kontrol yöntemleri ile çıkış gerilimi kontrol edilmiştir. 12 Voltluk giriş gerilimine karşılık çıkış geriliminin -5 ve -8 voltta her iki kontrol yöntemi ile kontrolü sağlanmıştır.

PID kontrol sonuçları incelendiği zaman -5 volt için kontrol sonuçları -5 ± 0.2 değerleri arasında gidip gelmektedir. Yaklaşık 0.015 saniyede istenilen referans değer yakalanmıştır. -8 volt için PID kontrol sonuçlarında ise yerleşme zamanı 0.05 saniye civarına uzamıştır. Ayrıca referans değer -8 ± 0.4 voltluk değerler arasında anahtarlama kaynağı olarak gidip gelmektedir. Ortalama çıkış referans değerinin ise -8 Volt olduğu grafikten açıktır. -5 volt çıkış gerilim değerinde ortalama indüktans akım değeri 2.35 A iken, -8 voltluk çıkış gerilim değerinde ortalama indüktans akımı 4.45 A olarak elde edilmiştir. Çıkış gerilim değeri arttıkça akım değerinin artması beklenen bir durumdur. Bunlara ek olarak küçük referans uygulamasındaki görev çevrimi değeri ortalama 0.2925 iken -8 voltluk değer için ise ortalama 0.396 olarak tespit edilmiştir. Bu sonuçta buck-boost dönüştürücü devresinin çalışma prensibi ve denklemleri incelendiği zaman beklenen bir durumdur.

Kayan kipli kontrolün buck-boost devresinin çıkış gerilimi kontrolü sonuçları incelendiği zaman PID kontrolde elde edilen çıkış gerilimi ve akım değerlerine benzer sonuçlar elde edilmiştir. Farklı olarak kayan kipli kontrol uygulamalarında % 10-15 civarında maksimum aşma meydana gelmiştir. Ayrıca yerleşme zamanı süreleri -5 volt için 0.01 saniye, -8 volt için 0.013 saniye olarak PID kontrolden daha iyi olarak elde edilmiştir. Kayan kipli kontrol uygulamasındaki görev çevrimi süreleri ise -5 volt için ortalama 0.27, -8 volt için 0.345 olarak PID kontrole göre biraz daha düşüktür.

İleriki çalışmalarda direnç, kapasitans, indüktans ve anahtarlama frekans değerleri farklı alınarak çalışma tekrarlanabilir. Bunlara ek olarak farklı kontrol yöntemleri kullanılarak kontrol çalışmaları gerçekleştirilebilir.

KAYNAKLAR

- [1]<http://www.elektrikrehberiniz.com/elektronik/konvertor-nedir-14579/> Konvertör nedir. 10 Kasım 2018.
- [2][https://www.elektrikport.com/makale-detay/smps-\(anahtarlamali-guc-kaynagi\)-nedir-elektrikport-akademi/17070#ad-image-0](https://www.elektrikport.com/makale-detay/smps-(anahtarlamali-guc-kaynagi)-nedir-elektrikport-akademi/17070#ad-image-0) SMPS Nedir. 13 Kasım 2018.
- [3]<https://tr.wikipedia.org/wiki/Smps> Smpls. 13 Kasım 2018.
- [4]Mattavelli, P., Rosetto, L. ve Spiazzi, G., 1997. Small-signal analysis of dc-dc converters with sliding mode control, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **12**, 96- 102.
- [5]https://en.wikipedia.org/wiki/Buck_converter Buck Converter. 15 Kasım 2018.
- [6]Zhao, Y., Qiao, W. ve Ha, D., 2014. A Sliding-mode duty-ratio controller for DC/DC buck converters with constant power loads, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **50** (2), 1448-1458.
- [7]Dashtestani, A. ve Bakkaloğlu, B., 2015. A fast settling oversampled digital sliding-mode DC–DC converter, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **30** (2), 1019-1027.
- [8]Silva-Ortigoza, R., Hern´andez-Guzm´an, V. M., Antonio-Cruz, M. Ve Mu˜noz-Carrillo, D., 2015. DC/DC buck power converter as a smooth starter for a dc motor based on a hierarchical control, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **30** (2), 1076-1084.
- [9]Ling, R., Maksimovic, D. ve Leyva, R., 2016. Second-order sliding-mode controlled synchronous buck dc–dc converter, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **31** (3), 2539-2549.
- [10]Qi, W., Li, S., Tan, S. ve Hui, S. Y. R., 2018. Parabolic-modulated sliding-mode voltage control of a buck converter, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **65** (1), 844-853.
- [11]Ling, R., Hu, R., Hu, Q., Liu, J. ve Wang, F., 2018. Fixed-frequency second-order sliding-mode control of buck dc–dc converter, *The 30th Chinese Control and Decision Conference*, Shengyang, China, 9-11 Haziran, 655-660.
- [12]Huangfu, Y., Zhuo, S., Rathore, A. K., Breaz, E., Mobarakeh ve B. N., Gao, F., 2016. Super-twisting differentiator-based high order sliding mode voltage control design for dc-dc buck converters, *Energies*, **9**, 494.

- [13]Wang, J., Li, S., Yang, J., Wu,B. ve Li, Q., 2015. Extended state observer-based sliding mode control for PWM-based DC–DC buck power converter systems with mismatched disturbances, *IET Control Theory Appl.*, **9(4)**, 579–58.
- [14]https://en.wikipedia.org/wiki/Boost_converter Boost Converter. 15 Kasım 2018.
- [15]Duranay, Z., B., Güldemir, H. ve Tuncer, S., 2018. Fuzzy sliding mode control of dc-dc boost converter, *Engineering, Technology & Applied Science Research*, **8(3)**, 3054-305.
- [16]Beid, S. E. ve Doubabi, S., 2014. DSP-Based implementation of fuzzy output tracking control for a boost converter, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **61(1)**, 196-209.
- [17]Lopez-Santos, O., Martinez-Salamero, L., Garcia, G., Valderrama-Blavi, H. ve Sierra-Polanc, T., 2015. Robust sliding-mode control design for a voltage regulated quadratic boost converter, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **30(4)**, 2313-2327.
- [18]Pandey, S. K., Patil, S. L. ve Phadke, S. B., 2018. PWM-Based adaptive sliding-mode control for boost dc–dc converter, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **65(6)**, 5078-5080.
- [19]Al-Baidhani, H. ve Kazmierczuk, M. K., 2018. PWM-Based Proportional-Integral Sliding-Mode Current Control of DC-DC Boost Converter, *IEEE*.
- [20]Tiwari, A., Jaga, O. ve Soni, S. S., 2017. Sliding mode controller based quadratic boost converter for fuel cell system, *Recent Developments in Control, Automation & Power Engineering (RDCAPE)*, 142-146.
- [21]https://en.wikipedia.org/wiki/Buck%E2%80%93boost_converter Buck-Boost Converter. 15 Kasım 2018.
- [22]Mendez-Diaz, F., Ramirez-Murillo, H., Calvente, J., Pico, B. ve Giral, R., 2015. Input voltage sliding mode control of the versatile buck-boost converter for photovoltaic applications, *IEEE*, 1053-1058.
- [23]Hussein, K. F., Abdel-Qader, I. ve Hussain, M., K., 2015. Hybrid fuzzy pid controller for buck-boost converter in solar energy-battery systems, *IEEE*, 70-75.
- [24]Verma,P., Patel, N., Nair, N-K. C. ve Sikander, A., 2016. Design of PID controller using cuckoo search algorithm for buck-boost converter of led driver circuit, *IEEE*.
- [25]Wang, L., Meng, F., Sun, Z., Yang, S. ve Yang, W., 2017. An adaptive hysteresis sliding mode control method for double-switch buck-boost converter, *IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific*.

- [26]Duong, M. Q., Nguyen, V. T., Sava, G. N., Scripcariu, M. ve Mussetta, M., 2017. Design and Simulation of PI-Type Control for the Buck Boost Converter, *UPB*, 79-82.
- [27]Srivastava, P., Singh, S. K. ve Tripathi, N., Study of fuzzy logic and PID controller in buck-boost converter, *International Journal of Scientific Research Engineering & Technology (IJSRET)*, **3(6)**, 998-1001.
- [28]<https://www.elektrikport.com/universite/pid-denetleyiciler/11787#ad-image-0> PID Denetleyiciler. 20 Kasım 2018.
- [29]<http://www.elektrikport.com/teknik-kutuphane/pid-denetleyiciler/11787#ad-image-0> 20 Kasım 2018.
- [30]Young, K.D., Utkin, V.I. ve Ozguner, U. A., 1999. Control Engineer's Guide to Sliding Mode Control, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, **7 (3)**, 328-342.
- [31]Utkin, V. I., 1993. Sliding mode control design principles and applications to electric drives, *IEEE Transactions on Industrial Applications*, **40**, 23-36.
- [32]Su, J. H., Chen, J. J. ve Wu, D.S., 2002. Learning feedback controller design of switching converters via Matlab/Simulink, *IEEE Transactions on Education*, **45**, 307-315.
- [33]Edwards C. ve Spurgeon S. K., 1998. Sliding Mode Control: Theory and Applications, Taylor and Francis, London.
- [34]Matas, J., L.G. Vicuna, O. Lopez, M. Lopez ve M. Castilla, 1999. Sliding-LQR based control of dc-dc converters, *European Power Electronics Conference (EPE'99)*.
- [35]Lopez, M., Vicuna, L.G., Castilla, M., Lopez, O. ve Matas, J., 1999. Sliding mode control strategy applied to parallel connected converters, *European Power Electronics Conference (EPE'99)*.
- [36]Kaynak, O. ve Harashima, F., 1985. Disturbance rejection by means of sliding mode, *IEEE Transactions on Industrial Applications*, **32**, 85-87.
- [37]Can, E., 2010. Bir azaltan-arttıran da-da dönüştürücü tasarımı ve gerçekleştirilmesi, *Yüksek Lisans Tezi*, Karadeniz Teknik Üniversitesi. Fen Bilimleri Enstitüsü, Trabzon.
- [38]Çalışkan, A., Ünal, S. ve Orhan, A., 2017. Buck-boost dönüştürücü tasarımı, modellenmesi ve kontrolü, *Fırat Üniversitesi Mühendislik Bilimleri Dergisi*, **29 (2)**, 265-268.

ÖZGEÇMİŞ

1983 yılında Elazığ'da doğdu.1994 yılında Cemal Gürsel İlköğretim Okulu'ndan, 1997 yılında Murat İlköğretim Ortaokulu'ndan, 2001 yılında Mehmet Akif Ersoy Yabancı dil Ağırlıklı Lisesinden mezun oldu. 2001 yılında eğitim görmeye hak kazandığı Fırat Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği bölümünü 2006 yılında bitirdi.

Eğitimini tamamladıktan sonra 2006 yılında İller Bankası 12. Bölge Müdürlüğünde çalışmaya başladı. 2010 yılında Karayolları Elazığ Bölge Müdürlüğüne geçerek görevine devam etti. Halen aynı iş yerinde çalışmaya devam etmektedir. Evli ve 2 çocuk annesidir.

Ulviye AYDIN

Elazığ, 2019