



T.C.

**BATMAN ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**CUK DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN TASARIMI VE
KONTROLÜ**

**Veysel GİDER
YÜKSEK LİSANS TEZİ**

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

**Temmuz-2020
BATMAN
Her Hakkı Saklıdır**

TEZ KABUL VE ONAYI

Veysel GİDER tarafından hazırlanan “CUK Dönüştürücünün Tasarımı ve Kontrolü” adlı tez çalışması 07/07/2020 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından oy birliği / oy çokluğu ile Batman Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı’nda YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak kabul edilmiştir.

Jüri Üyeleri

İmza

Başkan

Dr. Öğr. Üyesi Cafer BUDAK

.....

Danışman

Dr. Öğr. Üyesi Davut SEVİM

.....

Üye

Dr. Öğr. Üyesi Musa YILMAZ

.....

Yukarıdaki sonucu onaylarım.

Prof. Dr. Şahnaz TİĞREK
FBE Müdürü

TEZ BİLDİRİMİ

Bu tezdeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edildiğini ve tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada bana ait olmayan her türlü ifade ve bilginin kaynağına eksiksiz atıf yapıldığını bildiririm.

DECLARATION PAGE

I hereby declare that all information in this document has been obtained and presented in accordance with academic rules and ethical conduct. I also declare that, as required by these rules and conduct, I have fully cited and referenced all material and results that are not original to this work.

Veysel GİDER

Tarih: 07.07.2020

ÖZET**YÜKSEK LİSANS TEZİ****CUK DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN TASARIMI VE KONTROLÜ****Veysel GİDER****Batman Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı****Danışman: Dr. Öğr. Üyesi Davut SEVİM
2020, 86 Sayfa****Jüri****Dr. Öğr. Üyesi Musa YILMAZ
Dr. Öğr. Üyesi Cafer BUDAK
Dr. Öğr. Üyesi Davut SEVİM**

Bu tez çalışmasında, CUK dönüştürücünün tasarımı ve kontrolü gerçekleştirilmiştir. CUK dönüştürücünün matematiksel analizi yapılmıştır. Sistemin Dinamik modelini bulmak için durum uzayı ortalama tekniği uygulanmıştır. Buradan dördüncü dereceden parametrik bir transfer fonksiyonu elde edilmiştir. Elde edilen parametreler kullanılarak CUK dönüştürücünün MATLAB/SIMULINK ortamında benzetimi yapılmış ve sonuçlar değerlendirilmiştir. MATLAB içerisinde yer alan Kullanıcı Tabanlı Ara Yüz (GUI) editörü kullanılarak transfer fonksiyonunu ve sistem için gerekli kontrol parametrelerini bulmak için ara yüz tasarımı yapılmıştır. Tasarlanan ara yüz ile dönüştürücüye ait parametreler girilerek transfer fonksiyonu oluşturulmuştur. Sisteme ait kontrol parametreleri (P, PI, PID) Ziegler-Nichols metodu kullanılarak elde edilmiştir. Sistemin kontrolsüz, PI kontrollü ve PID kontrollü olarak benzetimi yapılmış ve sonuçlar değerlendirilmiştir. Son olarak CUK dönüştürücünün farklı parametre değerlerinde PID kontrol performansı üzerindeki etkiler incelenmiştir. Sistem için en uygun kontrol değerleri gözlemlenmiştir.

Anahtar Kelimeler: CUK Dönüştürücü, DA-DA Dönüştürücüler, PI, PID, Transfer Fonksiyonu.

ABSTRACT**MS THESIS****DESIGN AND CONTROL OF CUK CONVERTER****Veysel GİDER**

**THE GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCE OF
BATMAN UNIVERSITY THE DEGREE OF MASTER OF SCIENCE
IN ELECTRIC-ELECTRONIC ENGINEERING**

**Advisor: Dr. Öğr. Üyesi Davut SEVİM
2020, 86 Pages**

Jury**Dr. Öğr. Üyesi Musa YILMAZ****Dr. Öğr. Üyesi Cafer BUDAK****Dr. Öğr. Üyesi Davut SEVİM**

In this thesis, the design and control of the CUK converter has been realized. Mathematical analysis of the CUK converter was done. State space Averaging technique was applied to find the dynamic model of the system. Here, a fourth-order parametric transfer function is obtained. Using the obtained parameters, the CUK converter is simulated in MATLAB / SIMULINK environment and the results are evaluated. Interface design was made to find the transfer function and control parameters required for the system by using the User Based Interface (GUI) editor in MATLAB. With the designed interface, the transfer function is created by entering the parameters of the converter. Control parameters of the system (P, PI, PID) were obtained by using Ziegler-Nichols method. The system was simulated in MATLAB / SIMULINK environment as uncontrolled, PI controlled and PID controlled, and the results were evaluated. Finally, the effects on the PID control performance at different parameter values of the CUK converter were examined. The most appropriate control values for the system were observed.

Keywords: CUK Converter, DC-DC Converters, PI, PID, Transfer Function.

ÖNSÖZ

Güneş pillerinden ve güneş panellerinden en iyi şekilde yararlanmak için çoğu modern dönüştürücüler maksimum güç noktası izleme(MPPT) adı verilen bir teknik kullanır. Maksimum verim elde etmek için güneş panelinin maksimum güçte çalıştırılması istenmektedir. Bu durumun gerçekleşmesi için sistemin ancak belirli bir gerilim ve akım seviyesinde kalmasıyla mümkündür. DA-DA(Doğru Akım – Doğru Akım) dönüştürücü topolojilerinin de MGN(Maksimum Güç Noktası) takibi performansını belirler.

DA-DACUK dönüştürücü, birçok çalışmada kullanılan güç dönüştürücülerinden biridir. Analiz, modelleme ve tasarım için güçlü araçların bulunduğu literatürde, CUK dönüştürücülerinin statik ve dinamik özellikleri geniş ölçüde tartışılmıştır. CUK dönüştürücüler mükemmel özellikler (kapasitif enerji transferi, manyetik bileşenlerin bütünlüğü, tam transformatör kullanımı) ve iyi sabit durum performansları (geniş dönüştürme oranı, pürüzsüz giriş ve çıkış akımları) özelliği taşımaktadırlar.

DA-DA Anahtarlama dönüştürücüler, lineer olmayan denetleyicilerin kendi içsel doğrusal olmayan özelliklerinden dolayı test etmek için geleneksel bir ölçektir. Öncü çalışmalardan sonra, farklı sınıf anahtarlama dönüştürücülerinin ortalama modellemesi için tekniklerin geliştirilmesine ve ortalama modellerin otomatik olarak üretilmesine yönelik çok sayıda araştırma yapılmıştır. Bununla birlikte, CUK dönüştürücü için çıkış gerilimi regülasyonu sorunu çeşitli teknikler kullanılarak ele alınmış ve çözülmüştür.

Bu tez çalışmasında, CUK dönüştürücünün tasarımı ve kontrolü gerçekleştirilmiştir. CUK dönüştürücünün matematiksel analizi yapılmış, dinamik modelini bulmak için durum uzayı ortalama tekniği uygulanmıştır. Buradan dördüncü dereceden parametrik bir transfer fonksiyonu elde edilmiştir. Elde edilen parametreler kullanılarak CUK dönüştürücünün MATLAB/SIMULINK ortamında benzetimi yapılmış ve sonuçlar değerlendirilmiştir. MATLAB içerisinde yer alan Kullanıcı Tabanlı Ara Yüz (GUI) editörü kullanılarak transfer fonksiyonunu ve sistem için gerekli kontrol parametrelerini bulmak için ara yüz tasarımı yapılmıştır. Tasarlanan ara yüz ile dönüştürücüye ait parametreler girilerek transfer fonksiyonu oluşturulmuştur. Sisteme ait kontrol parametreleri (P, PI, PID) Ziegler-Nichols metodu kullanılarak elde edilmiştir. Sistemin kontrolsüz, PI kontrollü ve PID kontrollü olarak benzetimi yapılmış ve sonuçlar değerlendirilmiştir. Son olarak CUK dönüştürücünün farklı parametre değerlerinde PID kontrol performansı üzerindeki etkiler incelenmiştir. Sistem için en uygun kontrol değerleri gözlemlenmiştir.

Veysel GİDER
BATMAN-2020

İÇİNDEKİLER

ÖZET	iv
ABSTRACT.....	v
ÖNSÖZ	vi
İÇİNDEKİLER	vii
ŞEKİLLER.....	ix
ÇİZELGELER.....	xi
SİMGELER VE KISALTMALAR	xii
1. GİRİŞ	1
2. DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜ TOPOLOJİLERİ	9
2.1 Düşürücü (Buck) Dönüştürücü	9
2.1.1 Gerilim ve Akım İlişkisi:	9
2.2 Yükseltici (Boost) Dönüştürücü.....	11
2.2.1 Gerilim ve Akım İlişkisi:	11
2.3 Düşürücü-Yükseltici (Buck-Boost) Dönüştürücü	12
2.3.1 Gerilim ve Akım İlişkisi:	12
2.4 CUK Dönüştürücü.....	13
2.4.1 Gerilim ve Akım İlişkisi:	14
2.5 Tekli Uçlu Birincil İndüktans (SEPIC) Dönüştürücü	15
2.5.1 Gerilim ve Akım İlişkisi:	15
3. KONTROL SİSTEMLERİ	17
3.1 P Kontrol	17
3.2 PI Kontrol.....	19
3.3 PID Kontrol.....	20
4. MATERYAL VE YÖNTEM.....	22
4.1. CUK Dönüştürücünün Analizi	22
4.2. CUK Dönüştürücünün Durum Uzay Denklemleri	25
4.3. CUK Dönüştürücünün Transfer Fonksiyonun Çıkarımı	30
4.4. Kontrol İçin MATLAB/Ara Yüz Tasarımı ve Kontrol Parametrelerinin Hesaplanması	33
5. BENZETİM SİSTEMİNİN ANALİZİ VE SONUÇLARI	35
5.1. CUK Dönüştürücünün Matematiksel Analizi ve Sonuçları	35
5.2. CUK Dönüştürücünün Kontrolsüz Benzetim Sonuçları	37

5.3. Ara yüzden Transfer Fonksiyonu ve Kontrol Parametrelerinin Bulunması ve Sonuçları	41
5.4. CUK Dönüştürücünün PI Kontrol ile Benzetim Sonuçları	43
5.5. CUK Dönüştürücünün PID Kontrol ile Benzetim Sonuçları	46
5.6. Farklı Giriş Gerilimleri(V_g) için PID Kontrol Parametrelerinin Bulunması ve Sonuçları	59
5.7. Farklı Yük Dirençleri(R) için PID Kontrol Parametrelerinin Bulunması ve Sonuçları	62
5.8. Farklı Bobin Değerleri(L_1) için PID Kontrol Parametrelerinin Bulunması ve Sonuçları	63
5.9. Farklı Bobin Değerleri(L_2) için PID Kontrol Parametrelerinin Bulunması ve Sonuçları	64
5.10. Farklı Kondansatör Değerleri(C_1) için PID Kontrol Parametrelerinin Bulunması ve Sonuçları	64
5.11. Farklı Kondansatör Değerleri(C_2) için PID Kontrol Parametrelerinin Bulunması ve Sonuçları	65
5.12. Farklı Anahtarlama Frekansı Değerleri(f_s) için Giriş-Çıkış Güç Değerlerinin Bulunması ve Sonuçları	66
5.13. Analizler Sonucu Oluşan Düzenlenmiş Sistemin Analizi ve Sonuçları	67
6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER	72
6.1 Sonuçlar	72
6.2 Öneriler	73
KAYNAKLAR	75
EKLER	78
EK-1	78
ÖZGEÇMİŞ	86

ŞEKİLLER

Şekil 2.1 (a) Düşürücü DA-DA Dönüştürücü (b) Anahtarın kapalı durumu (c) Anahtarın açık durumu	10
Şekil 2.2 (a) Yükseltici DA-DA Dönüştürücü (b) Anahtarın kapalı durumu (c) Anahtarın açık durumu	12
Şekil 2.3 (a) Düşürücü-Yükseltici DA-DA Dönüştürücü (b) Anahtarın kapalı durumu (c) Anahtarın açık durumu	13
Şekil 2.4 (a) CUK DA-DA Dönüştürücü (b) Anahtarın kapalı durumu (c) Anahtarın açık durumu (d) Anahtarın açık ve kapalı durumdaki akımlar.....	14
Şekil 2.5 (a) SEPIC DA-DA Dönüştürücü (b) Anahtarın kapalı durumu (c) Anahtarın açık durumu	16
Şekil 3.1 Oransal (P) kontrol blok diyagramı olarak gösterimi	18
Şekil 3.2 Oransal-İntegral (PI) kontrol blok diyagramı olarak gösterimi	19
Şekil 3.3 Oransal-İntegral-Türev (PID) kontrol blok diyagramı olarak gösterimi	21
Şekil 4.1 CUK dönüştürücü devre topolojisi	23
Şekil 4.2 DA-DA CUK dönüştürücü devresi.....	25
Şekil 4.3 CUK dönüştürücüde anahtarın açık olma durumu	26
Şekil 4.4 CUK dönüştürücüde anahtarın kapalı olma durumu	27
Şekil 4.5 MATLAB GUI ile oluşturulan ara yüz.....	33
Şekil 5.1 Oluşturulan sistemin kontrolsüz CUK dönüştürücü benzetimi	37
Şekil 5.2 Kontrolsüz CUK dönüştürücünün çıkış gerilim (V_o) grafiği.....	38
Şekil 5.3 Kontrolsüz CUK dönüştürücünün L_1 ve L_2 bobinlerindeki akım değerlerinin grafiği.....	38
Şekil 5.4 Kontrolsüz CUK dönüştürücünün L_1 ve L_2 bobinlerindeki akım değerlerinin grafiği.....	39
Şekil 5.5 Kontrolsüz CUK dönüştürücünün diyot (I_d) ve yük direnci (I_o) üzerindeki akım değerlerinin grafiği	39
Şekil 5.6 Kontrolsüz CUK dönüştürücünün diyot (I_d) ve yük direnci (I_o) üzerindeki akım değerlerinin grafiği	40
Şekil 5.7 Ara yüzden transfer fonksiyonu ve kontrol parametrelerinin bulunması	41
Şekil 5.8 Transfer fonksiyonunun açık çevrim cevabı	41
Şekil 5.9 Transfer fonksiyonunun açık çevrim cevabı	42
Şekil 5.10 Transfer fonksiyonunun açık çevrim cevabının grafiği.....	42
Şekil 5.11 CUK dönüştürücünün PI kontrollü devresi	43
Şekil 5.12 PI kontrollü CUK dönüştürücünün çıkış gerilim (V_o) grafiği	44
Şekil 5.13 PI kontrollü CUK dönüştürücünün L_1 ve L_2 bobin akımlar (I_{L1} ve I_{L2}) grafiği	45
Şekil 5.14 PI kontrollü CUK dönüştürücünün diyot akımı (I_d) ve yük direnci çıkış akım (I_o) grafiği	45
Şekil 5.15 CUK dönüştürücünün PID kontrollü devresi	47
Şekil 5.16 PID kontrollü CUK dönüştürücünün çıkış gerilim (V_o) grafiği	47
Şekil 5.17 PID kontrollü CUK dönüştürücünün L_1 ve L_2 bobin akımlar (I_{L1} ve I_{L2}) grafiği.....	48
Şekil 5.18 PID kontrollü CUK dönüştürücünün diyot akımı (I_d) ve yük direnci.....	48
Şekil 5.19 PID kontrollü CUK dönüştürücünün L_1 , L_2 , R (I_{L1} , I_{L2} , I_o) üzerindeki akım ve çıkış gerilim (V_o) grafiği	49
Şekil 5.20 Filtre katsayısı $N=400$ için PID Parametreleri ile PID Tuner parametreleri karşılaştırılması	50

Şekil 5.21 Filtre katsayısı $N=500$ için PID Parametreleri ile PID Tuner parametreleri karşılaştırılması.....	50
Şekil 5.22 Filtre katsayısı $N=600$ için PID Parametreleri ile PID Tuner parametreleri karşılaştırılması.....	51
Şekil 5.23 Filtre katsayısı $N=700$ için PID Parametreleri ile PID Tuner parametreleri karşılaştırılması.....	51
Şekil 5.24 Filtre katsayısı $N=800$ için PID Parametreleri ile PID Tuner parametreleri karşılaştırılması.....	52
Şekil 5.25 Filtre katsayısı $N=900$ için PID Parametreleri ile PID Tuner parametreleri karşılaştırılması.....	52
Şekil 5.26 Filtre katsayısı $N=1000$ için PID Parametreleri ile PID Tuner parametreleri karşılaştırılması.....	53
Şekil 5.27 Filtre katsayısı $N=1500$ için PID Parametreleri ile PID Tuner parametreleri karşılaştırılması.....	53
Şekil 5.28 Filtre katsayısı $N=2000$ için PID Parametreleri ile PID Tuner parametreleri karşılaştırılması.....	54
Şekil 5.29 Filtre katsayısı $N=2200$ için PID Parametreleri ile PID Tuner parametreleri karşılaştırılması.....	54
Şekil 5.30 Filtre katsayısı $N=2300$ için PID Parametreleri ile PID Tuner parametreleri karşılaştırılması.....	55
Şekil 5.31 Filtre katsayısı $N=2400$ için PID Parametreleri ile PID Tuner parametreleri karşılaştırılması.....	55
Şekil 5.32 PID kontrollü transfer fonksiyonunun blok diyagram benzetim sonuçları ...	57
Şekil 5.33 PID kontrollü transfer fonksiyonunun blok diyagramın çıkış gerilim (V_o) grafiği.....	57
Şekil 5.34 PID kontrollü CUK dönüştürücünün çıkış gerilim (V_o) ve kararlı durum hatası(e) sonuçları.....	58
Şekil 5.35 PID kontrollü CUK dönüştürücünün çıkış gerilim(V_o) ve kararlı durum hatası(e) sonuçları.....	58
Şekil 5.36 PID Kontrollü CUK dönüştürücünün giriş gerilimi $V_g=10V$ için PID Parametreleri ile PID Tuner parametreleri karşılaştırılması.....	60
Şekil 5.37 PID Kontrollü CUK dönüştürücünün giriş gerilimi $V_g=15V$ için PID Parametreleri ile PID Tuner parametreleri karşılaştırılması.....	61
Şekil 5.38 PID Kontrollü CUK dönüştürücünün giriş gerilimi $V_g=50V$ için PID Parametreleri ile PID Tuner parametreleri karşılaştırılması.....	61
Şekil 5.39 PID Kontrollü CUK dönüştürücünün giriş gerilimi $V_g=75V$ için PID Parametreleri ile PID Tuner parametreleri karşılaştırılması.....	61
Şekil 5.40 Ara yüzden düzenlenmiş sistemin transfer fonksiyonu ve kontrol parametrelerinin bulunması.....	68
Şekil 5.41 CUK dönüştürücünün düzenlenmiş sistemin PID kontrollü devresi.....	69
Şekil 5.42 Düzenlenmiş sistemin PID kontrollü CUK dönüştürücünün çıkış gerilim (V_o) grafiği.....	70
Şekil 5.43 Düzenlenmiş sistemin PID kontrollü CUK dönüştürücünün yük direnci (I_o , V_o) üzerindeki çıkış akım ve gerilim grafiği.....	70
Şekil 5.44 Düzenlenmiş sistemin PID kontrollü CUK dönüştürücünün L_1 , L_2 ve C_1, C_2 , (I_{L1} , I_{L2} , V_{C1} , V_{C2}) üzerindeki akım ve gerilim grafiği.....	71

ÇİZELGELER

Çizelge 3.1 Oransal, integral ve türevsel kazancın etkileri.....	20
Çizelge 4.1 Ziegler-Nichols Metot	34
Çizelge 5.1 CUK Dönüştürücü Sistem Parametreleri.....	35
Çizelge 5.2 Matematiksel Analiz Sonuçları	36
Çizelge 5.3 Matematiksel Analiz Güç değerleri	36
Çizelge 5.4 Matematiksel Analiz ve Kontrolsüz CUK dönüştürücü Sonuçları.....	40
Çizelge 5.5 Matematiksel Analiz ve Kontrolsüz ve PI Kontrollü CUK dönüştürücü Güç değerleri	40
Çizelge 5.6 Matematiksel Analiz ve Kontrolsüz ve PI Kontrollü CUK dönüştürücü Sonuçları	46
Çizelge 5.7 Matematiksel Analiz ve Kontrolsüz ve PI Kontrollü CUK dönüştürücü Güç değerleri	46
Çizelge 5.8 Matematiksel Analiz ve Kontrolsüz, PI Kontrollü ve PID Kontrollü CUK dönüştürücü Sonuçları	49
Çizelge 5.9 Farklı filtre katsayıları için oturma zamanı, yükselme zamanı ve aşım değerlerinin karşılaştırması.....	56
Çizelge 5.10 Farklı filtre katsayıları için çıkış gerilimi, kararlı durum hatası ve akımların karşılaştırması.....	56
Çizelge 5.11 PID kontrollü Transfer Fonksiyonun Blok diyagram ile PID kontrollü CUK dönüştürücünün çıkış gerilim ve kararlı durum hataları karşılaştırılmaları	59
Çizelge 5.12 Giriş gerilim (V_g) değişimlerinin PID Parametre performansları ve Çıkış Gerilimi (V_o) üzerindeki etkisinin sonuçları.....	60
Çizelge 5.13 Yük Direnci (R) değişimlerinin PID Parametre performansları ve Çıkış Gerilimi (V_o).....	62
Çizelge 5.14 Yük (R) değişimlerinin Çıkış Gerilimi (V_o) ve Akım değerleri üzerindeki etkisinin sonuçları	62
Çizelge 5.15 Bobin (L_1) değişimlerinin PID Parametre performansları ve Çıkış Gerilimi(V_o)	63
Çizelge 5.16 Bobin (L_1) değişimlerinin Çıkış Gerilimi ve Akım üzerindeki değerleri..	63
Çizelge 5.17 Bobin (L_2) değişimlerinin PID Parametre performansları ve Çıkış Gerilimi(V_o)	64
Çizelge 5.18 Bobin (L_2) değişimlerinin Çıkış Gerilimi (V_o) ve akım değerleri üzerindeki etkisinin sonuçları	64
Çizelge 5.19 Kondansatör (C_1) değişimlerinin PID Parametre performansları ve Çıkış Gerilimi (V_o) üzerindeki etkisinin sonuçları.....	65
Çizelge 5.20 Kondansatör C_1 değişimlerinin Çıkış Gerilimi (V_o) ve Akım değerleri....	65
Çizelge 5.21 Kondansatör (C_2) değişimlerinin PID Parametre performansları ve Çıkış Gerilimi (V_o) üzerindeki etkisinin sonuçları.....	65
Çizelge 5.22 Kondansatör (C_2) değişimlerinin Çıkış Gerilimi (V_o) ve Akım değerleri üzerindeki.....	66
Çizelge 5.23 Farklı anahtarlama frekans (f_s) değerlerinin giriş ve çıkış güçleri üzerindeki etkisi	66
Çizelge 5.24 Düzenlenmiş CUK Dönüştürücü sistemin parametreleri	67
Çizelge 5.25 Matematiksel Analiz, Kontrolsüz, PI Kontrollü, PID Kontrollü ve Düzenlenmiş Sistem ile PID Kontrollü CUK dönüştürücü Sonuçları	71

SİMGELER VE KISALTMALAR

Simgeler

A	Durum Matris
B	Giriş Matris
C	Geçiş Matris
E	Çıkış Matris
C	Kondansatör
L	Bobin
R	Direnç(Yük)
D	Görev oranı
I	Akım
V	Gerilim
i_L	Bobin akımı
i_{L1}	1.bobin üzerindeki akım
i_{L2}	2.bobin üzerindeki akım
i_C	Kondansatör akımı
i_d	Diyot akımı
i_o	Çıkış akımı
V_C	Kondansatör gerilimi
V_0	Çıkış Gerilimi
V_g	Giriş Gerilimi

Kısaltmalar

DA	Doğru Akım
PI	Orantısız İntegral
P	Orantısız
PID	Orantısız İntegral Türev
SSA	Durum Uzay Tekniği
KVL	Kirchoff Gerilimler Yasası
KCL	Kirchoff Akımlar Yasası
LQR	Doğrusal Kuadrik Regülatör

1. GİRİŞ

Modern elektronik sistemler, hafif, yüksek kaliteli, taşınabilir, tutarlı ve verimli bir güç kaynağına ihtiyaç duymaktadır. Akım veya gerilim prensibi ile çalışan lineer güç dönüştürücüler daha az verimlidir. Bunun nedeni, daha küçük çıkış gerilimleri ve daha düşük güç yoğunluğu ile sınırlı olmasıdır. 50 ila 60 Hz'lik trafo ve filtrelerin düşük frekansına ihtiyaç duyarlar. Doğrusal regülatörler çok yüksek kaliteli bir çıkış gerilimine katkıda bulunabilir, ancak düşük güç uygulamalarında rahattırlar.

DA-DA dönüştürücü, bir doğru akım kaynağını (DA) bir gerilim seviyesinden diğerine dönüştüren elektronik bir cihazdır. Bu bir tür elektrik dönüştürücüsüdür. Güç seviyeleri çok düşük (küçük piller) ile çok yüksek (yüksek gerilimli güç iletimi) arasında değişir(Vikipedi,2020).

Günümüzde DA-DA güç dönüştürücüler, bilgisayarlar, dizüstü bilgisayarlar ve cep telefonları gibi taşınabilir güç elektronik cihazlarında çok önemlidir. DA-DA güç dönüştürücüleri, bataryanın birincil enerji kaynağı olduğu için çok önemlidir, çünkü bu dönüştürücüler boyut olarak küçüktür, hafiftir, yüksek verimlidir ve zengin güç yoğunluğuna sahiptir(Web sitesi, 2019).

DA-DA dönüştürücülerinin çeşitli topolojileri bulunmaktadır. Bunlar temel olarak iki ayrı grup olarak ayrılır. Bunlar; İzole olmayan DA-DA dönüştürücüler (klasik tipler) ve İzole olan DA-DA dönüştürücülerdir. İzole olmayan DA-DA dönüştürücüler; Düşürücü (Buck) Dönüştürücü, Yükseltici (Boost) Dönüştürücü, Düşürücü–Yükseltici Dönüştürücü (Buck-Boost), CUK Dönüştürücü, Zeta Dönüştürücü, SEPIC Dönüştürücüdür. İzole olan DA-DA dönüştürücüler ise Flyback Dönüştürücü, İleri (Forward) Dönüştürücü, Tek uçlu İki transistörlü İleri Dönüştürücü (Single-endedTwo-transistor Forward Converter), Faz Kaydırmalı Tam köprü Dönüştürücüdür.

DA-DA dönüştürücünün çalışmasıyla ilgili temel sorun, DA-DA dönüştürücülerinin yanlış işlevine yol açan düzensiz güç kaynağıdır. DA-DA dönüştürücüler için kullanılan çeşitli analog ve dijital kontrol yöntemleri vardır. Bazıları gerilim ve akım modu kontrol teknikleri dâhil olmak üzere endüstri tarafından benimsenmiştir. DA-DA dönüştürücü girişleri genellikle regüle edilmemiş DA gerilim girişidir. Bir gerilim regülatörünün uygulanması, yük akımındaki veya giriş gerilimindeki değişikliklere bakılmaksızın sabit bir çıkış gerilimi korumalıdır. DA-DA dönüştürücülerinin verimliliğini artırmak için çeşitli kontrol şemalarına sahip çeşitli gerilim regülatörleri kullanılmaktadır. Günümüzde, güç elektroniği ve geliştirilmiş

teknolojideki ilerlemeden dolayı, doğru ve güvenilir düzenleme için daha ciddi bir gereklilik arzu edilmektedir. Bu, DA-DA dönüştürücüler için daha gelişmiş ve güvenilir bir kontrolör tasarımına ihtiyaç duymaktadır. Belirli amaçlar için gerekli olan çeşitli DA-DA dönüştürücüler vardır(Lorentz, 2009).

Düşürücü, Yükseltici, Düşürücü-Yükseltici, CUK ve Flyback, tüm DA-DA dönüştürücülerinin görevlerini tamamlamak için özel yapılandırmaları vardır. DA-DA dönüştürücündeki çeşitler, farklı tipte kontrol tekniklerine ihtiyaç duymuştur. Çünkü tüm teknikler farklı özelliklere sahip olduğundan tek bir teknik tüm dönüştürücülere uygulanamaz. Çeşitli DA-DA dönüştürücülerinin performansını kolaylaştırmak için kullanılan bazı kontrol teknikleri vardır. Bunlar DA-DA dönüştürücülerin Gerilim Modu Kontrolü (Voltage mode control), Akım Modu kontrolü (Current mode control), PI- PD- PID Kontrolörler, Kayar Mod kontrolörleri(Sliding mode controllers), Bulanık Mantık Kontrolör (Fuzzy Logic Controller) gibi(Lorentz, 2009).

2012’de 2. Uluslararası Güç, Kontrol ve Gömülü Sistemler Konferansında Brijesh Kumar Kushwaha ve Mr. Anirudha Narain “Derece Azaltma Model Tekniğini Kullanarak CUK Dönüştürücü için Kontrolör Tasarımı” adlı bir çalışma gerçekleştirilmiştir. Çalışmasında, CUK kontrol tasarımı için derece azaltma modeli tekniği kullanılmıştır. CUK dönüştürücünün dördüncü dereceden transfer fonksiyonunu sağlayan Durum Uzay Analizini (SSA) kullanarak ilk küçük sinyal dinamik modeli elde edilmiştir. Daha sonra bu dördüncü dereceden transfer fonksiyonu Pade yaklaşımı kullanılarak ikinci sıraya indirilmiştir(Kushwaha ve Narain, 2012).

2017’de Uluslararası Saf ve Uygulamalı Matematik Dergisinde yayımlanan “Derece Azaltma Modeli ile Evrimsel Algoritma kullanarak CUK Dönüştürücü için Kontrolör Tasarımı” yapan S.Suguna ve M. Siva Kumar çalışmalarında, Sürekli İletim Modunda (CCM) çalışan CUK dönüştürücü için kontrolörün modellenmesi ve tasarımı önerilmiştir. CUK dönüştürücü, bir anahtarlama Düşürücü-Yükseltici topolojisine dayanan alçaltan modlarının yanı sıra kademeli olarak yükselten olarak çalışan bir DA-DA dönüştürücüsüdür. Durum Uzay Tekniğini(State Space Averaging-SSA) kullanarak, bu dönüştürücünün matematiksel modeli gerçekleştirmiştir. Daha yüksek dereceli sistemi için geri bildirim kompensatör tasarımı çok zordur. Bu önerilen çalışmada, Integral Square Error (ISE)’ u en aza indirerek derece azaltma modeli yoluyla Evrimsel algoritma tabanlı Parçacık Sürtünme Optimizasyonu kullanılarak dördüncü dereceden bir sistemi ikinci dereceden bir modele indirgenmiş ve bu yöntemle tasarlanan kontrolör tatmin edici sonuçlar vermiştir(Suguna ve Kumar, 2017).

Uluslararası Elektrik, Elektronik ve Enstrüman Mühendisliği İleri Araştırma Dergisi 2014'te Rheesabh Dwivedi, Vinay Kumar Dwivedi ve Rahul Sharma yayımlanan "Sabit gerilim uygulamaları için CUK dönüştürücünün parametrik varyasyon analizi" adlı çalışmalarında, sabit gerilim uygulamaları için izole edilmemiş DA-DACUK dönüştürücü için optimize edilmiş bir kontrolör sunmaktadır. CUK dönüştürücü çıkışta gerilim polaritesine sahiptir, ancak kapasitif enerji transferi prensibi ile çalışır ve akım dalgalanmasını azaltmak için anahtarın her iki tarafında indüktör kullanır. MOSFET'ler, düşük güç ve yüksek frekanslı anahtarlama uygulamalarında bir anahtarlama cihazı olarak kullanılır. MOSFET'lerin açılma ve kapanma sürelerinin, anahtarlama kayıplarını azaltan diğer anahtarlama cihazlarına kıyasla daha düşük olduğu belirtilmelidir. MOSFET'in yüksek frekanslı çalışması, filtre bileşenlerinin boyutunu azaltır. Bu dönüştürücüler Anahtarlama Mod Güç Kaynağı (SMPS) vb. gibi çeşitli uygulamalar için kullanılmaktadır. Çalışmada, sabit gerilim çıkışı için Düşürücü-Yükseltici dönüştürücülerinin parametrik varyasyon analizini sunmaya çalışmışlardır(Dwivedi ve ark., 2014).

2009'da Orta Doğu Teknik Üniversitesinde Yüksek Lisans Tez çalışmasında Zekiye Günaydın "CUK Anahtarlama Dönüştürücünün İncelenmesi ve Tasarımı" adlı çalışmasında, CUK anahtarlama modda DA-DA dönüştürücü incelenmiştir. Sürekli ve süreksiz indüktans akımları için sürekli hal çalışması incelenmiştir. Karakteristik parametreler belirlenmiştir. Durum uzayı analizi modelinden yararlanılarak küçük işaret sinyal modeli elde edilmiştir. Dönüştürücü verimi, açık çevrim transfer fonksiyonları elde edilmiştir. Küçük işaret sinyali için belirli parametrelerle kararlılığı incelenmiştir. Tasarımı yapılan CUK dönüştürücünün benzetim ile doğrulanmıştır(Günaydın, 2009).

Mühendislik Bilimleri Araştırma Dergisinde 2013'te Sujata Verma, S.K Singh ve A.G. Rao "DA-DA dönüştürücüler için kontrol tekniklerine genel bakış" adlı makalesinde dönüştürücülerin ana sınırlamalarından biri, gerilim ve akımın düzenlenmesini ile ilgili problemleri ele almıştır. Bu problemlerin üstesinden gelmek için bu dönüştürücülerle birlikte kullanılan çeşitli kontrol teknikleri vardır. Bu makalede, bu kontrol tekniklerinin bir kaçını özetledik. Bazı iyi bilinen kontrol teknikleri Gerilim modu kontrolü (VMC), Akım modu kontrolü (CMC), PID, Kayar mod (SM) kontrolü ve bulanık mantık kontrolüdür. Bu tekniklerin temel çalışma prensibi ile avantaj ve dezavantajlarına incelenmiştir(Verma ve ark., 2013).

2015'te J. M. Valls "CUK Sınıfı gibi DA-DA Dönüştürücülerin Transfer Fonksiyonlarına Görev Döngüsünün Aktarımının Analizi" adlı Doktora Tezi

çalışmasında, sürekli çevrim modundaki (CCM) dört sıralı CUK benzeri sınıf DA-DA dönüştürücüleri için çıkış devresinin Transfer Fonksiyonlarını çıkış gerilimi ($G_{vd}(s)$) ile karşılaştırır. Küçük sinyal modelleri ve transfer fonksiyonlarını elde etmek için devre ortalama yöntemi uygulanmıştır. Bu çalışmanın sonucunda, CUK ve Zeta dönüştürücünün, aynı $G_{vd}(s)$ transfer fonksiyonuna sahip olduğu bulunmuştur. Diğer taraftan, bir Düşürücü-Yükseltici tipi çıkış aşamasına sahip olan SEPIC ve X çifti de aynı $G_{vd}(s)$ transfer fonksiyonuna sahiptir. Sonuç olarak, transfer fonksiyonunun tamamen dönüştürücünün çıktı aşaması topolojisine bağlı olduğudur(Valls, 2015).

2014'te Vysakh. M, Mohammed Azharuddin, Harshal Vilas, Muralidhar.K, Don Paul, Basil Jacob, Sudhakar Babu .T ve N.Rajasekar makale çalışmalarında, PV güneş sistemi içinde maksimum güç noktası takibi için Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO) değiştirilmesini önerir. PV panellerinden maksimum güç elde etmek için MPPT yöntemleri kullanılır. Panelin doğrusal olmayan karakteristikleri, paneldeki güç çıkışını engeller. HC, Incremental Conductance gibi daha önceden önerilen yöntemler, kararlı durumdan ve düşük verimden muzdariptir. Bu önerilen evrimsel hesaplama tekniği, azami güç izlenirken, neredeyse sıfır sabit durum salınımı ve daha hızlı yakınsama sağlar. Önerilen PSO algoritması bir DA-DACUK Dönüştürücü üzerinde test edilmiştir ve benzetim sonuçları Artımlı İletkenlik ve Tepe Tırmanma yöntemleri ile karşılaştırılmıştır(Vysakh ve ark., 2014).

2016'da Ramon Leyva "Geometrik Programlama ile CUK Dönüştürücülerin Optimum Boyutlandırılması" adlı makale çalışmasında, dönüştürücülerin optimum boyutlandırılması için yeni bir metodoloji rapor etmektedir. Tasarım sürecinde dikkate alınan büyüklükler; verimlilik değeri, dalgalanma değerleri, sürekli iletim modunun ve sürekli gerilim modunun sağlanması için kısıtlar ve kutup ve sıfır konumla ilgili dinamik gereksinimler. Optimizasyon modeli, ilgili ifadelerin polynomial formu nedeniyle bir Geometrik Program haline gelir. Bildirilen yaklaşım, dönüştürücünün tasarımını otomatikleştirmemize izin vermektedir. Somut olarak, bir CUK dönüştürücü için önerilen metodoloji tanımlanır. Prosedürü göstermek için bir tasarım örneği gösterilmiştir(Leyva, 2016).

2008'de IEEE Uluslararası Güç ve Enerji Konferansında M. R. Yousefi, S. A. Emami, S. Eshtehardiha, ve M. Bayati Poudeh "Partikül Swarm Optimizasyonu ve CUK Dönüştürücü üzerindeki Pole Yerleştirme Kontrolörünü Optimize Etmek için Genetik Algoritma" adlı makale çalışmalarında, CUK dönüştürücüler için kutup yerleştirme denetleyicisinin tasarımında yeni bir yöntem sunulmuştur. Bu optimize

edilmiş yöntem, DA-DA dönüştürücünün gerilimi kontrol edebilmiştir. Bu yöntemde, ortalama dönüştürücü modeli kullanılır ve sistemin doğrusal bir sistemle yaklaşık olarak tahmin edilmesi mümkündür ve daha sonra doğrusal kontrol yöntemleri kullanılabilir. Bu yöntemlerden biri olarak kutup yerleştirme, Genetik Algoritma (GA) ve Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO) temelli sistematik bir yöntem tarafından tasarlanmıştır. Önerilen kontrolörler eşzamanlı olarak tasarlanmış ve sonuçlarda gösterildiği gibi koordinatlı bir kontrol eylemi ve CUK dönüştürücü için tatmin edici bir performans sağlamışlardır(Yousefi ve ark., 2008).

2017’de Uluslararası Mühendislik Araştırma ve Teknoloji Dergisi (IJERT)’nde yayımlanan makalede “Geliştirilmiş Performans için PID Denetleyicili DA-DA Yükseltici (Boost) Dönüştürücüsünün Tasarımı ve Simülasyonu” adlı çalışmada, sistemin genel performansını artıran bir DA-DA Yükseltici dönüştürücüsünün PID kontrolörü kullanılarak tasarımı ve benzetimi önerilmektedir. DA-DA dönüştürücünün ana amacı, giriş / kaynak gerilimi, bileşenler ve yük akımındaki değişikliklere rağmen sabit bir çıkış gerilimi sağlamaktır. Tasarımcılar, daha iyi bir dönüştürme verimliliği, minimum harmonik bozulma ve geliştirilmiş güç faktörünü elde etmeyi ve dönüştürücülerin boyut ve maliyetini kabul edilebilir bir aralıkta tutmayı amaçlamaktadır. Geleneksel bir Yükseltici dönüştürücüne basit bir PID (Orantılı, İntegral ve Türev) kontrolörü uygulanmış ve geliştirilmiş gerilim regülasyonu sağlayan MATLAB/SIMULINK ortamında test edilmiştir. Dönüştürücünün önerilen kapalı döngü uygulaması, giriş gerilimindeki değişikliklere rağmen sabit çıkış gerilimi korur ve aşınmayı önemli ölçüde azaltır, böylece dönüştürücünün verimliliğini artırır. Bu araştırmanın çıktısı, elektrikli araçlar, endüstri, iletişim ve yenilenebilir enerji sektörlerinde önemli bir katkı sağlama potansiyeline sahiptir(Adnan ve ark., 2017).

2010’da IEEE’de Jason Neely, Raymond DeCarlo ve Steve Pekarek “CUK Dönüştürücü Gerçek Zamanlı Model Tahminli Kontrol” adlı makalesinde, Anahtarlama dönüştürücülerinin gerçek zamanlı hibrit model tahmin kontrolü (HMPC) için yeni geliştirilmiş bir yöntem, CUK dönüştürücüsüne genişletilmiştir. Özellikle, depolanmış enerji ve güç akışı regülasyonu için bütünleşmiş bir kuadratik performans endeksi kullanılır. Ayrık-zamanlı HMPC problemi aktif bir set optimizasyonu kullanılarak gerçek zamanlı olarak çözülür. Deneysel sonuçlar, kontrolün, çok çeşitli çalışma noktalarında, hem kararlı durumda hem de geçici çalışmada iyi performans gösterdiğini göstermektedir(Nelly ve ark., 2010).

Çukurova Üniversitesi Mühendislik Mimarlık Fakültesi Dergisinin 2012’de yayımlanan Ramazan Çoban ve Özden Erçin yaptıkları çalışmada iyi performanslar elde etmek ve Paretooptimal PID parametrelerini ayarlamak için Çok Amaçlı Arılar Algoritması (MOBA) optimizasyonuna dayalı PID kontrolör parametrelerini belirlemek için yeni bir akıllı ayar tasarım yöntemi geliştirilmiştir. MOBA’nın basamak tepki performansı, farklı sıralı doğrusal bitkilerle test edilmiştir. Arılar Algoritmasının sayısal optimizasyon problemlerini çözmede iyi sonuçları olduğu iyi bilinmektedir. Böylece, MOBA kullanılarak PID kontrolör tasarımının etkinliği araştırılmış tatmin edici bir performans elde edilmiştir. Bu çalışma aynı zamanda endüstride yaygın olarak kullanılan bir DA motorun PID kontrolör parametrelerini ayarlamak ve mevcut bazı yöntemlerle karşılaştırmak için de uygulanmıştır. Simülasyon sonuçları, MOBA kullanan yeni PID kontrol ayarlama yönteminin minimum aşma ve optimum veya optimal sistem performansına ulaştığını göstermektedir. Kontrol sistemi tasarımında bazı kararlılık kriterlerinin dikkate alınması nedeniyle, önerilen yöntem bu nedenle geniş bir doğrusal tesis sınıfına uygulanabilecek genel bir kontrolör tasarım yöntemi olarak kabul edilebilir.

Oladimeji Ibrahim, Nor Zaihar Yahaya, Nordin Saad “DC-DC Dönüştürücü Denetiminde Ayar Noktası Değişikliğine PID Denetleyicisi Yanıtı” adlı makale çalışmalarında güç dönüştürücü işlemleri ve verimliliği, besleme gerilimi, yük akımı, devre elemanları, yaşlanma ve sıcaklıktaki değişikliklerden etkilendiğinden bahsetmişlerdir. Gerilim regülasyonu amacına ulaşmak için güç dönüştürücüleri devre modülü ve kontrol ünitesi, besleme, yük değişimi ve devre elemanlarındaki değişikliklerden kaynaklanan arızaları reddetmek için sağlam olmalıdır. PID kontrolörü, güç dönüştürücü kontrolünde en yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu makalede, PID kontrol cihazı ayarlama yöntemlerinin ayar noktasındaki değişikliklere adım atması ve güç dönüştürücü kontrolündeki bozulmanın reddi için sağlamlık çalışmaları sunulmaktadır. Bir DA-DA yükseltici dönüştürücü, ortalama durum-uzay metodu kullanılarak modellenmiştir ve PID kontrolörleri beş farklı ayarlama yöntemiyle tasarlanmıştır. Çalışma, her bir ayarlama yönteminin güç kaynağı tasarım uygulamalarındaki uygunluğu için geçici tepki ve bozulma reddetme yeteneğini ortaya koymaktadır (Ibrahim ve ark., 2016).

Zengshi Chen makalesinde, PI ve SMC altında bir CUK dönüştürücüye analitik bir çözüm sağlar. Eşdeğer kontrol ile dördüncü dereceden bir kapalı döngü doğrusal olmayan sıradan diferansiyel denklem elde edilir ve doğrusallaştırılır. Routh-Hurwitz

kararlılık ölçütü ve genelleştirilmiş kök eğrileri aracılığıyla, aşırı veya düşük hasarlı bir sistem oluşturmak için uygun PI kazançları bulunabilir. Sıfırların konumlarına bağlı olarak kapalı döngü sistemi minimum veya minimum olmayan faz davranışına sahip olabilir. Çeşitli devre parametrelerinin adım değişikliklerinden kaynaklanan yük gerilimin geçici değerleri tahmin edilebilir. Bir doğrulama devresi ile benzetim sonuçları referans gerilimi, güçlü sistem sağlamlığı ve hızlı geçici yanıtları izlemek için kontrolörün yüksek doğruluğunu gösterir. Önerilen kontrolör diğer bazı kontrolörlerle karşılaştırılmıştır(Chen, 2012).

Priyadarshini, Dr.Shantharam Rai “Düşürücü-Yükseltici ve CUK Dönüştürücü için PID Kontrolörünün Tasarımı, Modellemesi ve Simülasyonu” makalelerinde, Düşürücü-Yükseltici ve CUK dönüştürücülerin durum-uzay modeli uygulamasını sunmaktadır. Her iki dönüştürücüden elde edilen sonuç, açık döngüde dinamik davranış sağlar. DC-DC dönüştürücü belirli hat ve yük koşulları için tasarlanacaktır. Ancak uygulamada kaynak, yük ve devre parametrelerindeki değişiklikler nedeniyle, devre işleminin istenen nominal davranıştan sapması vardır. Bu sorunun üstesinden gelmek için uygun bir kontrolör veya kompensatör tasarlanmalıdır. Bu nedenle PID kontrolörü, 24V sabit çıkış elde etmek için (1-36V) giriş varyasyonu için tasarlanmış ve modellenmiştir, böylece güç dönüştürücülerin doğrusallığı ve kararlılığı geliştirilebilir(Priyadarshini, 2014).

CUK dönüştürücü dualite prensibi kullanılarak elde edilir ve giriş gerilimin ortak terminaline göre negatif bir polarite yük gerilimi sağlayan özel bir DA-DA dönüştürücüdür ve ortalama çıkış, DA giriş geriliminden daha yüksek veya daha düşüktür. Genelde bir yükseltici dönüştürücü ve bunu takiben kapasitif enerji transferine sahip bir dönüştürücüdür. Bu bölümde, izole olmayan CUK dönüştürücü analiz edilir. Diğer dönüştürücü tiplerinin bir indüktör kullandığı ana enerji depolama elemanı olarak bir kondansatör kullanır. CUK dönüştürücü kapasitif enerji transferi kullanır ve analiz kapasitörün mevcut dengesine dayanır. Bu dönüştürücünün Düşürücü-Yükseltici dönüştürücü üzerindeki avantajı hem giriş akımıdır hem de çıkış akımı makul olarak serbestçe dalgalanır(Rashid,2007).

Bu tez çalışmasında, CUK dönüştürücünün tasarımı ve kontrolü gerçekleştirilmiştir. CUK dönüştürücünün matematiksel analizi yapılmış, dinamik modelini bulmak için durum uzayı ortalama tekniği uygulanmıştır. Buradan dördüncü dereceden parametrik bir transfer fonksiyonu elde edilmiştir. Elde edilen parametreler kullanılarak CUK dönüştürücünün MATLAB/SIMULINK ortamında benzetimi

yapılmış ve sonuçlar değerlendirilmiştir. MATLAB içerisinde yer alan Kullanıcı Tabanlı Ara Yüz (GUI) editörü kullanılarak transfer fonksiyonunu ve sistem için gerekli kontrol parametrelerini bulmak için ara yüz tasarımı yapılmıştır. Tasarlanan ara yüz ile dönüştürücüye ait parametreler girilerek transfer fonksiyonu oluşturulmuştur. Sisteme ait kontrol parametreleri (P, PI, PID) Ziegler-Nichols metodu kullanılarak elde edilmiştir. Sistemin kontrolsüz, PI kontrollü ve PID kontrollü olarak benzetimi yapılmış ve sonuçlar değerlendirilmiştir. Son olarak CUK dönüştürücünün farklı parametre değerlerinde PID kontrol performansı üzerindeki etkiler incelenmiştir. Sistem için en uygun kontrol değerleri gözlemlenmiştir.

2. DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜ TOPOLOJİLERİ

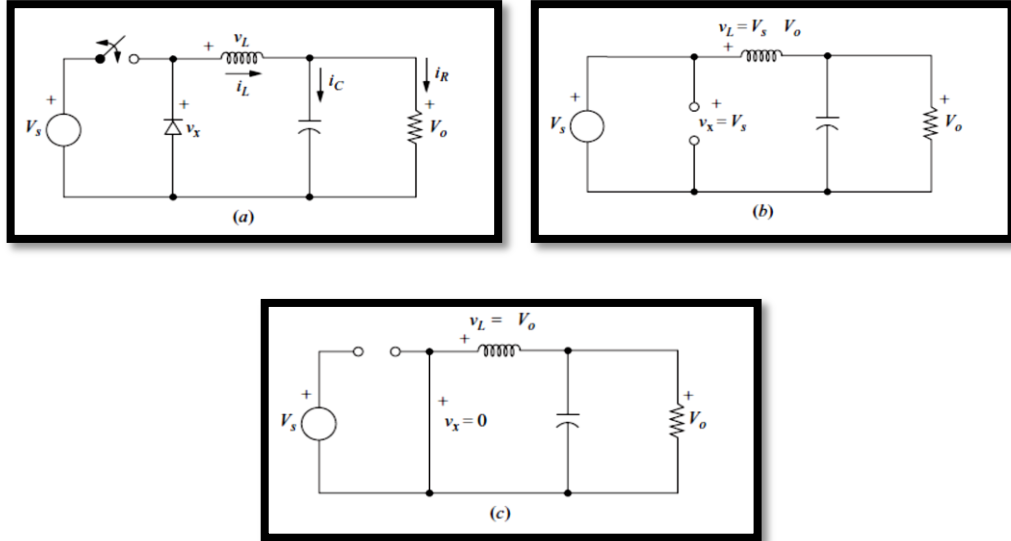
DA-DA dönüştürücüler, bir DA gerilimini farklı bir DA gerilim seviyesine dönüştüren, genellikle düzenli bir çıkış sağlayan güç elektronik devreleridir. Bu bölümde açıklanan devreler, anahtarlamalı güç kaynağı veya anahtarlayıcı olarak da adlandırılan anahtarlamalı DA-DA dönüştürücüler olarak sınıflandırılır. Bu bölümde bazı temel DA-DA dönüştürücü izoleli olmayan devreler açıklanmaktadır. Birçok DA güç kaynağı tasarımında kullanılan bu devrelere ait yaygın varyasyonları açıklamaktadır.

2.1 Düşürücü (Buck) Dönüştürücü

Bir Düşürücü çıkış geriliminin DA bileşeninin kontrol edilmesi, bir DA motorun hızının kontrol edilmesi gibi bazı uygulamalar için yeterli olabilir. Ancak çoğu zaman amaç sadece DA olan bir çıktı üretmektir. Devreden bir DA çıkış elde etmenin bir yolu, anahtardan sonra bir düşük geçiş filtresi yerleştirmektir. Şekil 2.1(a), temel dönüştürücüye eklenen bir LC düşük geçiş filtresini göstermektedir. Diyot, anahtar açıldığında indüktör akımı için bir yol sağlar ve anahtar kapandığında ters yönlüdür. Çıkış gerilimi girişten daha az olduğu için bu devreye Düşürücü dönüştürücü denir.

2.1.1 Gerilim ve Akım İlişkisi:

Düşük geçiş filtresi ideal ise, çıkış gerilimi filtreye giriş gerilimin ortalamasıdır. Şekil 2.1(a)'daki V_x filtresine giriş, anahtar kapalı olduğunda ve anahtar açıkken sıfır olduğunda, indüktör akımının pozitif kalması, diyotun açık tutulması şartıyla V_s 'dir. Anahtar periyodik olarak bir görev oranında (D) kapalıysa, filtre girişindeki ortalama gerilim $V_s D$ 'dir. Bu analiz, diyotun, anahtar açık olduğunda tüm zaman boyunca ileriye eğilmiş olarak kaldığını ve indüktör akımının pozitif kaldığını varsayar. Anahtarlama periyodu boyunca pozitif kalan bir indüktör akımı, sürekli akım olarak bilinir. Tersine, süreksiz akım, her bir dönemde indüktör akımının sıfıra dönmesi ile karakterize edilir.



Şekil 2.1 (a)Düşürücü DA-DA Dönüştürücü (b)Anahtarın kapalı durumu (c)Anahtarın açık durumu

Şekil 2.1.(a)'nın dönüştürücünün çalışmasını analiz etmenin bir başka yolu, indüktör gerilimini ve akımını incelemektir. Bu analiz metodu, filtrenin tasarlanması ve daha sonra bu bölümde sunulan devreleri analiz etmek için yararlı olacaktır. Düşürücü dönüştürücüler ve DA-DA dönüştürücüler genel olarak, kararlı durumda çalışırken aşağıdaki özelliklere sahiptir:

Şekil 2.1(a)'nın Düşürücü dönüştürücüsünün analizi, bu varsayımları yaparak başlar:

1. Devre kararlı durumda çalışıyor.
2. İndüktör akımı sürekli (daima pozitif).
3. Kondansatör çok büyüktür ve çıkış gerilimi V_o geriliminde sabit tutulur. Bu kısıtlama, sonlu kapasitansın etkilerini göstermek için daha sonra rahatlayacaktır.
4. Anahtarlama periyodu T 'dir; anahtar DT için kapalıdır ve zaman için açıktır $(1 - D) T$.
5. Bileşenler idealdir.

Çıkış gerilimini (V_o) belirlemek için analizin anahtarı, önce anahtar kapalı ve daha sonra anahtarın açılması için indüktör akımı ve indüktör gerilimi incelemektir. Bir süre boyunca indüktör akımındaki net değişim, kararlı durum çalışması için sıfır olmalıdır. Ortalama indüktör gerilimi sıfırdır.

$$\frac{V_o}{V_s} = D \quad (2.1)$$

Çıkış gerilimini için önceki denklemi çözmek, Denklem (2.1), $V_o = V_s * D$. Çıkış geriliminin sadece girişe ve çalışma oranına (D) bağlı olduğu unutulmamalıdır. Giriş gerilimi dalgalanırsa, çıkış gerilimi uygun şekilde görev oranı ayarlanarak düzenlenebilir.

2.2 Yükseltici (Boost) Dönüştürücü

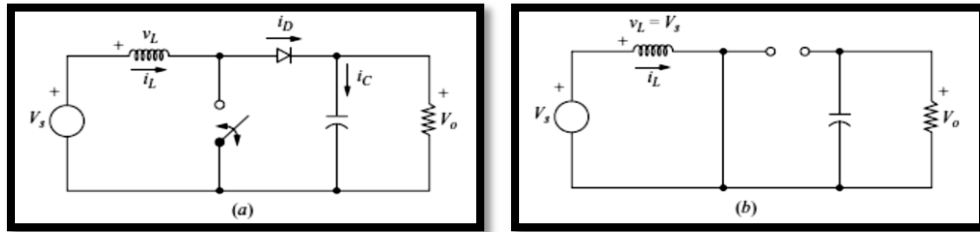
Yükseltici dönüştürücü Şekil 2.2'de gösterilmiştir. Bu, bir elektronik anahtarın periyodik olarak açılması ve kapanmasıyla çalışan bir başka anahtarlama dönüştürücüsüdür. Çıkış gerilimi girişten daha büyük olduğu için bir yükseltici dönüştürücü olarak adlandırılır.

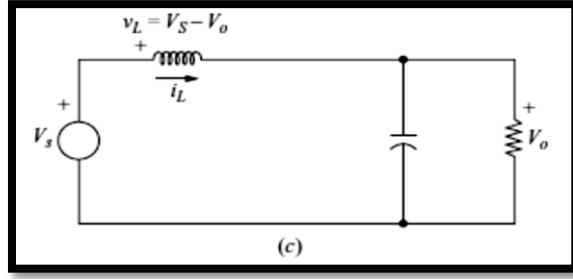
2.2.1 Gerilim ve Akım İlişkisi:

Analiz aşağıdakileri varsayar:

1. Kararlı durum koşulları vardır.
2. Anahtarlama periyodu T 'dir ve anahtar DT için kapalıdır ve $(1 - D)T$ için açılır.
3. İndüktör akımı sürekli (daima pozitif).
4. Kondansatör çok büyüktür ve çıkış gerilimi geriliminde sabit tutulur.
5. Bileşenler idealdir.

Analiz, anahtarın kapalı ve tekrar açılması için indüktör gerilimi ve akımını inceleyerek ilerler.





Şekil 2.2 (a) Yükseltici DA-DA Dönüştürücü (b) Anahtarın kapalı durumu
(c) Anahtarın açık durumu

Kararlı durum çalışması için, indüktör akımındaki net değişim sıfır olmalıdır.

$$V_o = \frac{V_s}{1 - D} \quad (2.2)$$

Denklem (2.2), anahtar her zaman açık ve D sıfır olduğunda, çıkış geriliminin giriş ile aynı olduğunu gösterir. Görev oranı arttıkça Denklem (2.2) daha küçük hale gelir ve daha büyük bir çıkış gerilimi ile sonuçlanır. Yükseltici dönüştürücü, giriş geriliminden büyük veya buna eşit bir çıkış gerilimi üretir. Bununla birlikte, çıkış gerilimi, bu dönüştürücüde olduğu gibi girişten daha az olamaz.

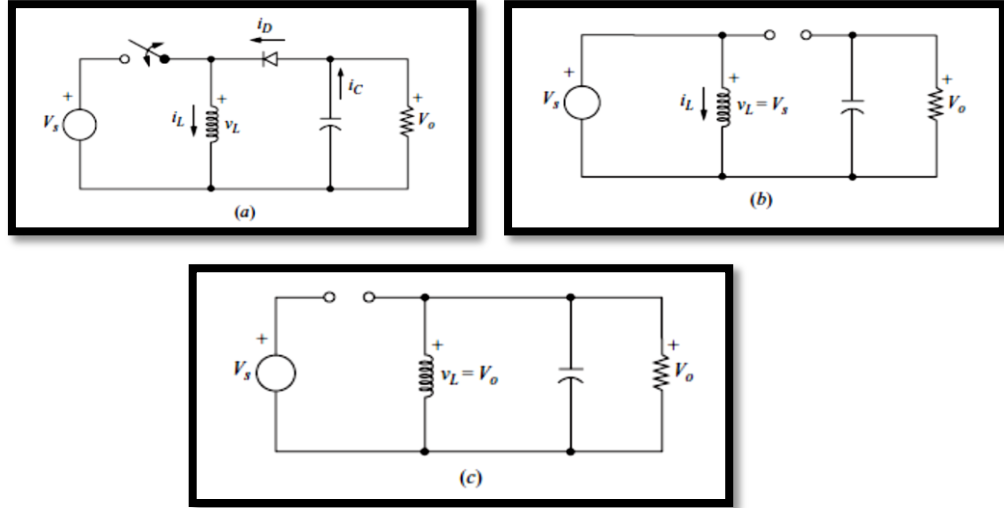
2.3 Düşürücü-Yükseltici (Buck-Boost) Dönüştürücü

Bir başka temel anahtarlamalı mod dönüştürücü, Şekil 2.3'de gösterilen Düşürücü-Yükseltici dönüştürücüdür. Düşürücü-Yükseltici dönüştürücünün çıkış gerilimi, giriş geriliminden daha yüksek veya daha düşük olabilir.

2.3.1 Gerilim ve Akım İlişkisi:

Dönüştürücünün çalışması hakkında yapılan varsayımlar şöyledir:

1. Devre kararlı durumda çalışıyor.
2. İndüktör akımı sürekli.
3. Kapasitör, sabit bir çıkış gerilimi kabul edecek kadar büyüktür.
4. Anahtar DT için kapalıdır ve $(1 - D)T$ için açılır.
5. Bileşenler idealdir.



Şekil 2.3 (a) Düşürücü-Yükseltici DA-DA Dönüştürücü (b) Anahtarın kapalı durumu
 (c) Anahtarın açık durumu

Kararlı durum çalışması için, indüktör akımındaki net değişim bir periyot boyunca sıfır olmalıdır.

$$V_o = -V_s \cdot \left(\frac{D}{1-D} \right) \quad (2.3)$$

Denklem (2.3), çıkış geriliminin kaynak geriliminden ters polariteye sahip olduğunu gösterir. Düşürücü-Yükseltici dönüştürücünün çıkış gerilimi büyüklüğü, kaynağın görev oranına bağlı olarak kaynağinkinden daha az ya da kaynaktan daha büyük olabilir. $D=0.5$ ise, çıkış gerilimi girişten daha büyüktür ve $1-D=0.5$ ise, çıkış girişten daha küçüktür. Bu nedenle, bu devre Düşürücü dönüştürücü ve Yükseltici dönüştürücüleri birleştirir. Bununla birlikte, çıkıştaki polariteyi tersine çevirme bazı uygulamalarda bir dezavantaj olabilir.

2.4 CUK Dönüştürücü

CUK anahtarlama topolojisi, Şekil 2.4(a)'da gösterilmiştir. Çıkış gerilimi büyüklüğü, giriş geriliminden daha büyük veya daha küçük olabilir ve çıkışta bir polarite tersi vardır. Girişteki indüktör, büyük harmonik içeriği önlemek için DA kaynağı için bir filtre görevi görür. Enerji transferinin indüktörle ilişkili olduğu önceki dönüştürücü topolojilerinden farklı olarak, CUK dönüştürücü için enerji aktarımı C_1 kapasitörüne bağlıdır. Bu topolojinin önemli bir avantajı, dönüştürücünün hem giriş

hem de çıkışında sürekli bir akımdır. CUK dönüştürücünün dezavantajları çok sayıda reaktif bileşen ve anahtar, diyot ve C_1 kapasitörü üzerindeki yüksek akım gerilimleridir.

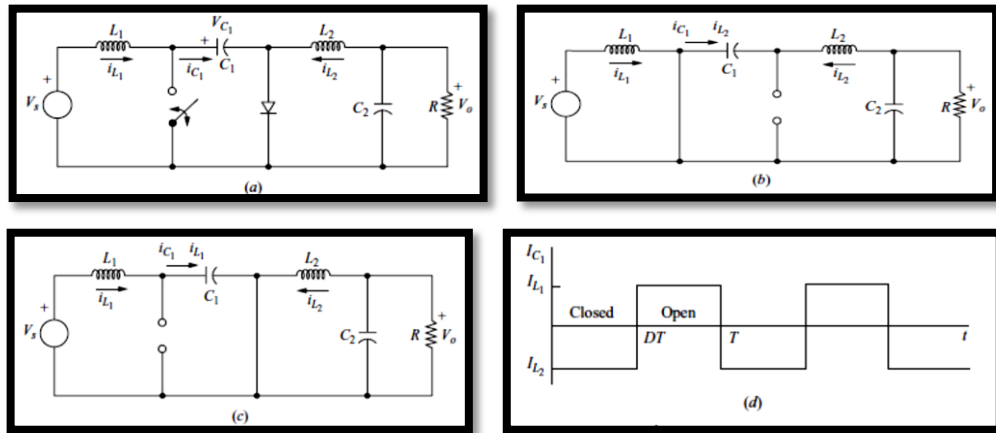
CUK dönüştürücünün avantajı sürekli giriş ve çıkış akımıdır. Endüktif enerji transferinden daha verimli olan kapasitif enerji transferine dayanmaktadır. Giriş ve çıkış taraflarındaki akım sürekli ve dalgalanma olmamasına rağmen, dalgalanma akımının sıfıra düşme olasılığı çok düşüktür. Çok düşük giriş ve çıkış gürültüsünün gerekli olduğu yerlerde uygulanabilir.

Bu dönüştürücünün analizi, uzay denklemleri ve transfer fonksiyonu gibi detaylar Bölüm 4'te detaylı olarak açıklanmıştır.

2.4.1 Gerilim ve Akım İlişkisi:

Analiz bu varsayımlarla başlar:

1. Her iki indüktör de çok büyüktür ve içlerindeki akımlar sabittir.
2. Her iki kapasitör de çok büyüktür ve bunların karşısındaki gerilimler sabittir.
3. Devre sabit durumda çalışıyor, bu da gerilim ve akım dalga formlarının periyodik olduğunu gösteriyor.
4. D' 'nin görev oranı için, anahtar DT için kapalıdır ve $(1 - D) T$ için açıktır.
5. Anahtar ve diyot idealdir.



Şekil 2.4 (a) CUK DA-DA Dönüştürücü (b) Anahtarın kapalı durumu
 (c) Anahtarın açık durumu (d) Anahtarın açık ve kapalı durumdaki akımlar

$$V_o = -V_s \left(\frac{D}{1-D} \right) \quad (2.4)$$

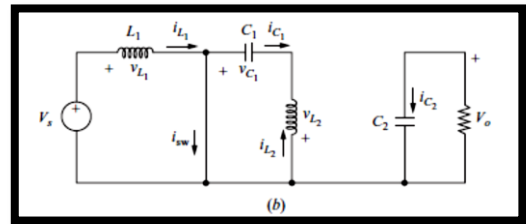
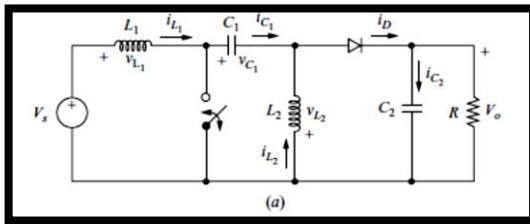
Negatif işareti, çıkış ve giriş arasındaki polarite tersini gösterir. Anahtarının kapalı pozisyonunda, sürekli akım üretmek için indüktör (L_1) boyunca gerilim polaritesinin tersine çevirir. Çıkıştaki bileşenlerin (L_2 , C_2 ve R), Düşürücü dönüştürücü ile aynı yapılandırmada olduğunu ve indüktör akımının, bu dönüştürücü ile aynı formda olduğunu unutmayın. Bu nedenle, dalgalanma veya çıkış gerilimindeki değişim, bu dönüştürücü ile aynıdır.

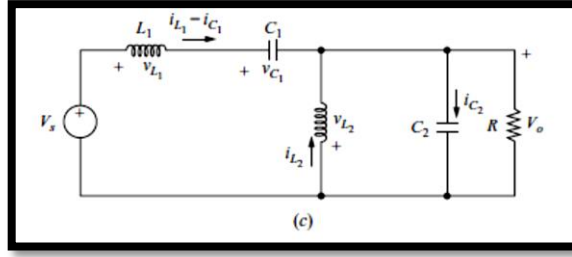
2.5 Tekli Uçlu Birincil İndüktans (SEPIC) Dönüştürücü

CUK'a benzer bir dönüştürücü, Şekil 2.5'de gösterildiği gibi, tek uçlu birincil indüktans dönüştürücüsüdür (SEPIC). SEPIC, girişten daha büyük veya daha az olan ancak polarite geri dönüşü olmayan bir çıkış gerilimi üretebilir. Giriş ve çıkış gerilimleri arasındaki ilişkiyi elde etmek için, bu ilk varsayımlar yapılır:

2.5.1 Gerilim ve Akım İlişkisi:

1. Her iki indüktör de çok büyüktür ve içlerindeki akımlar sabittir.
2. Her iki kapasitör de çok büyüktür ve bunların karşısındaki gerilimler sabittir.
3. Devre sabit durumda çalışıyor, yani gerilim ve akım dalga formları periyodiktir.
4. D 'nin bir görev oranı için, anahtar DT için kapalıdır ve $(1 - D) T$ için açılır.
5. Anahtar ve diyot idealdir.





Şekil 2.5 (a) SEPIC DA-DA Dönüştürücü (b) Anahtarın kapalı durumu
(c) Anahtarın açık durumu

Bu analizde indüktör akımlarının sürekli olduğu varsayılmaktadır. Diğer gözlemler, ortalama indüktör gerilimlerinin sıfır olması ve sabit durum çalışması için ortalama kapasitör akımlarının sıfır olmasıdır.

$$V_o = V_s \left(\frac{D}{1-D} \right) \quad (2.5)$$

Bu sonuç, giriş-çıkış gerilimleri arasında polarite tersinin olmadığı önemli bir farkla, Düşürücü-Yükseltici ve CUK dönüştürücü denklemlerine benzerdir. Polarite tersi olmayan girişten daha büyük veya daha düşük bir çıkış gerilimine sahip olma yeteneği, bu dönüştürücüyü birçok uygulama için uygun hale getirir.

3. KONTROL SİSTEMLERİ

Sistemler üzerinde kontrol işlemlerinin gerçekleştirilebilmesi için farklı yöntemler içeren sistemlere kontrol sistemleri denir. Bir sistemi kontrol etmek istenmesinin temel sebebi ise sistemden alınmak istenen çıkış değeri ile sistemin verdiği çıkış değeri arasındaki farkı bulmaktır(Arifoğlu, Açık Erişim). Bu farka da hata denir. Bu hata değerini en aza indirmek için sistemin girişi değiştirilerek hata en aza indirilmeye çalışılır.

Denetleyici; Oransal denetleyici P denetleyici, PI denetleyici, PD denetleyici, PID denetleyici, Bulanık mantık denetleyici vb. olabilir. Denetleyicinin iki amacı vardır. Oturma süresi azaltmak ve kararlı durum hatasını minimum seviyede tutmaktır (sıfır olmalıdır). Ancak sönümlemeyi artırmaya çalışırsak, kararlı durum hatası artabilir. Bu nedenle kontrolörün tasarlanması, stabilite ve kararlı durum hatası kontrol altında olacak şekilde olmalıdır. Kontrolörün optimum tasarımı geniş bir araştırma konusudur.

Kontrol sistemleri teorisinde kontrolörlerin kullanımını bilmek çok önemlidir. Denetleyicilerin önemli kullanım alanları şunlardır:

1. Kontrolörler, kararlı durum hatasını azaltarak kararlı durum doğruluğunu artırır.
2. Kararlı durum doğruluğu arttıkça, kararlılık da iyileşir.
3. Kontrolörler ayrıca sistem tarafından üretilen istenmeyen sapmaları azaltmaya yardımcı olur.
4. Kontrolörler sistemin maksimum aşımını kontrol edebilir.
5. Kontrolörler, sistem tarafından üretilen gürültü sinyallerinin azaltılmasına yardımcı olabilir.
6. Kontrolörler, aşırı yüklenmiş bir sistemin yavaş yanıtını hızlandırmaya yardımcı olabilir.

3.1 P Kontrol

P kontrolör, kararsız işlemi stabilize etmek için çoğunlukla tek enerji depolamalı birinci dereceden işlemlerde kullanılır. P kontrolörün ana kullanımı sistemin kararlı durum hatasını azaltmaktır. Oransal kazanım faktörü(K) arttıkça, sistemin kararlı durum hatası azalır. Bununla birlikte, azalmaya rağmen, P kontrolü hiçbir zaman sistemin kararlı durum hatasını ortadan kaldırmayı başaramaz. Orantılı kazancı artırdığımızda, daha küçük genlik ve faz marjı, daha geniş frekans bandını tatmin eden daha hızlı

dinamikler ve gürültüye karşı daha yüksek hassasiyet sağlar. Bu denetleyiciyi yalnızca sistemin sabit bir kararlı durum hatasına toleranslı olduğunda kullanabiliriz. Ek olarak, P kontrolörünün uygulanmasının yükselme süresini azalttığı ve kararlı durum hatası üzerinde belirli bir azalma değerinden sonra, K'nın artırılması sadece sistem yanıtının aşılmasına neden olduğu kolayca anlaşılabilir. P kontrolü ayrıca gecikmeler ve/veya ölü zamanların varlığında yeterince agresif ise salınımlara neden olur. Daha fazla gecikme (daha yüksek sıra), daha fazla sorun yaratır. Ayrıca, işlem gürültüsünü doğrudan artırır. Hata sinyali çıkış sinyaliyle doğru orantılıdır.

Oransal Kontrolörün Avantajları:

1.Orantılı kontrolör kararlı durum hatasını azaltmaya yardımcı olur, böylece sistemi daha kararlı hale getirir.

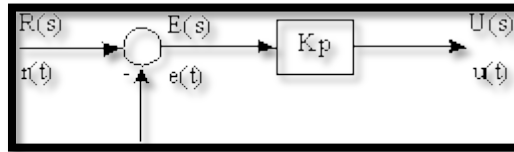
2.Aşırı yüklenen sistemin yavaş tepkisi bu kontrolörler sayesinde daha hızlı yapılabilir.

Oransal Kontrolörün Dezavantajları:

1.Bu denetleyicilerin varlığı nedeniyle, sistemde bazı sapmalar elde edilir.

2.Oransal kontrolörler ayrıca sistemin maksimum aşımını artırır.

Oransal terim sistemdeki hatayı bir katsayı (K_p) ile çarparak küçültmeyi hedefler. Bu işlemle birlikte hata hızlıca düzeltilir ancak çıkışta osilasyon görülme ihtimali artar. Bu yüzden salınımları önlemek için K_p değeri yüksek seçilmemelidir.



Şekil 3.1 Oransal (P) kontrol blok diyagramı olarak gösterimi

t – *domeninde*

$$u(t) = K_p \cdot e(t) \quad (3.1)$$

s – *domeninde ise*

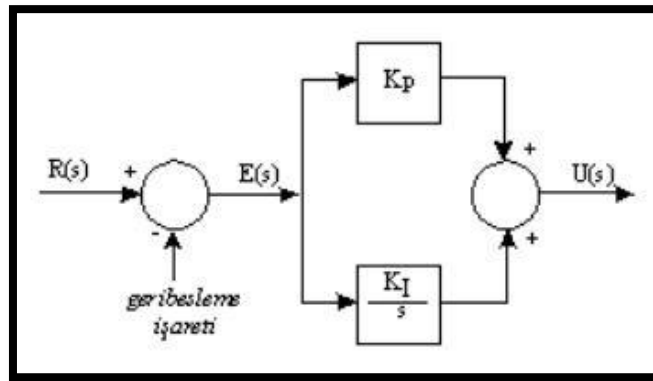
$$u(s) = K_p \cdot E(s) \quad (3.2)$$

3.2 PI Kontrol

PI kontrolörü esas olarak P kontrol cihazından kaynaklanan kararlı durum hatasını ortadan kaldırmak için kullanılır. Ancak, yanıtın hızı ve sistemin genel istikrarı açısından olumsuz bir etkisi vardır. Bu kontrolör çoğunlukla sistemin hızının sorun olmadığı alanlarda kullanılır. PI kontrolörün sistemin gelecekteki hatalarını tahmin etme yeteneği olmadığından yükselme süresini azaltamaz ve salınımları ortadan kaldıramaz. Eğer uygulanırsa, herhangi bir miktarda I ayar noktasının aşılmasını garanti eder (Sreenivasappa, 2010).

PI kontrolörü aracılığıyla, başlangıç noktasında bir kutup ve başlangıç noktasından bir yerde bir sıfır ekliyoruz (karmaşık düzlemin sol tarafında). Kutup başlangıç noktasında olduğu için etkisi daha fazla olacaktır. Bu nedenle PI kontrolörü dengeyi azaltabilir. PI kontrolörünün temel avantajı, kararlı durum hatasını $e(s)$ büyük ölçüde azaltmasıdır. Bu nedenle en yaygın kullanılan kontrolörlerden biridir. Ancak kararlılık üzerinde olumsuz bir etkiye sahiptir.

PI denetleyicileri, sistemin kararlılığını azaltmanın dezavantajına sahip olurken, bir sistemin kararlı durum hatasını azaltma avantajına sahiptir.



Şekil 3.2 Oransal-İntegral (PI) kontrol blok diyagramı olarak gösterimi

$$\frac{u(s)}{E(s)} = \left(Kp + \left(\frac{Ki}{s} \right) \right) = \frac{(s Kp + Ki)}{s} = Kp \left(1 + \left(\frac{Ki}{s Kp} \right) \right) \quad (3.3)$$

3.3 PID Kontrol

PID kontrolör, sıfır kararlı durum hatası, hızlı tepki (kısa yükselme süresi), minimum salınım ve daha yüksek kararlılık gibi optimum kontrol dinamiklerine sahiptir. PI kontrolörüne ek olarak bir türev kazanç bileşeni kullanmanın gerekliliği, sistemin çıkış yanıtında meydana gelen aşma ve salınımları ortadan kaldırmaktır. PID kontrol cihazının temel avantajlarından biri, tekli enerji depolamasından daha fazlasını içeren daha üst düzey işlemlerle kullanılabilmesidir(Temel, 2013).

PID Kontrolör, geri beslemeyle girişe gönderilen sinyal ile giriş sinyalini karşılaştırarak hata değerini hesaplar. Bu hata PID'ye gönderilir ve PID bu hatayı bir katsayı değeri ile çarparak türevini ve integralini alır, tekrar sistem çıkışına gönderir. Bu işlem hata minimuma inene kadar devam eder.

Önceki çalışmalarda, PI kontrolörü kontrol mühendislerinin en iyi seçeneklerinden biriydi, çünkü PID kontrol cihazının tasarımı (parametrelerin ayarlanması) biraz zordu, ancak günümüzde PID kontrolörlerinin yazılım tasarımının gelişmesi nedeniyle kolaylık sağlanmıştır.

PID denetleyicileri, kontrol sistemi ailesindeki en iyi denetleyici olarak kabul edilir. Nichols Minorsky, PID kontrolörü üzerine teorik analiz belgesini yayınlamıştır. PID kontrolü için çalıştırma sinyali, hata sinyalinin türevi ve integrali ile eklenen orantılı hata sinyalinden oluşur(Bennett, 1993).

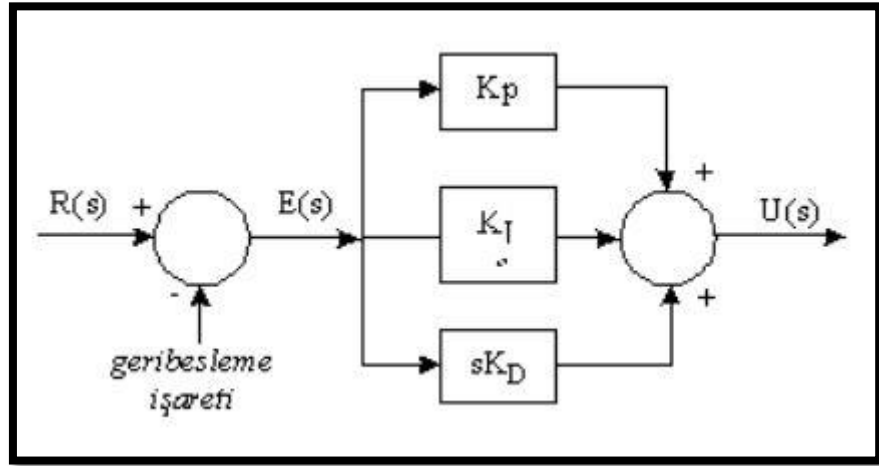
K_p: *K_p* katsayısının artması ω_n doğal frekansı artmasına buna karşılık δ sönüm katsayısının azalmasına neden olur. *K_p* katsayısının artması aşımı artıracak, aşım zamanını azaltacaktır.

K_i: *K_i* Katsayısının artması integral etkisini artıracığından küçülerek, aşım artacaktır.

K_d: *K_d* etkisi artırıldığında sönüm katsayısının da arttığı görülür. Sönüm katsayısındaki bu artış sistemi daha kararlı hale getirir ve aşımı azaltır.

Çizelge 3.1 Oransal, integral ve türevsel kazancın etkileri

Kontrol Yanıtı	Yükselme zamanı	Yerleşme zamanı	Aşım%	Kararlı durum hatası
K_p	Azaltır	Küçük Değişim	Artırır	Azaltır
K_d	Küçük Değişim	Azaltır	Azaltır	Değişim yok
K_i	Azaltır	Artırır	Artırır	Elenir



Şekil 3.3 Oransal-İntegral-Türev (PID) kontrol blok diyagramı olarak gösterimi

$$\frac{E o(s)}{E i(s)} = \left(K p + \left(\frac{K i}{s} \right) + s K d \right) = K p \left(1 + \left(\frac{K i}{s K p} \right) + \left(s \frac{K d}{K p} \right) \right) \quad (3.4)$$

4. MATERYAL VE YÖNTEM

4.1. CUK Dönüştürücünün Analizi

CUK dönüştürücü iki kapasitör C_1 ve C_2 , iki indüktör L_1 ve L_2 , S anahtarı, diyot D ve direnç R yük olarak temsil edilir. Dönüştürücü, bir gerilim seviyesini diğerine dönüşümünü sağlamak için kapasitörler ve indüktörler arasındaki enerjiyi değiştirir. Gerilim kaynağından, giriş gerilimi ($V_{giriş}$), L_1 üzerinden dönüştürücü devresine uygulanır. S Anahtarının AÇIK konumu sırasında, L_1 , i_{L_1} boyunca akan akım, V_{C_1} kondansatör boyunca aynı anda artar, diyotu ters yönde döndürerek kapatır. C_1 Kondansatörü enerjisini C_1 , C_2 , L_2 ve R devresine boşaltır. S Anahtarının KAPALI pozisyonunda, kesintisiz akımı üretmek için indüktör L_1 boyunca gerilim polaritesini tersine çevirir.

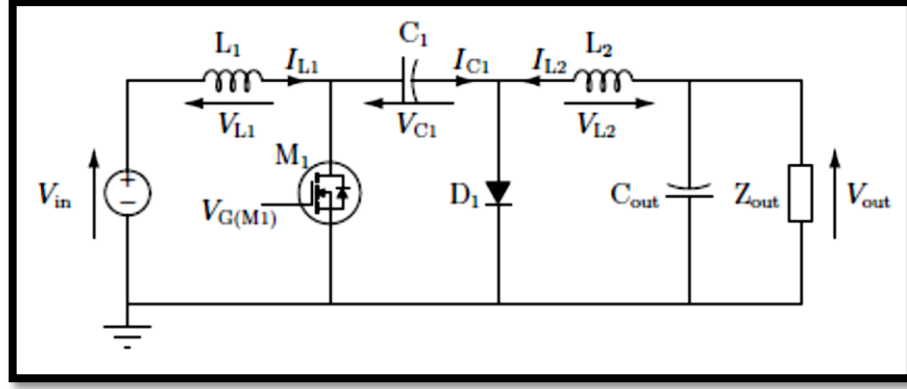
D diyotu ileri doğru eğimlidir. kapasitör C_1 , $V_{giriş}$ tarafından yüklenir ve enerji giriş iletkeninde depolanır. Yük akımı, L_2 de ve ayrıca C_2 kondansatöründe depolanan enerji tarafından sağlanır. V_{C_1} Geriliminin sabit olduğu varsayımı altında, i_{L_1} ve i_{L_2} akımlarının toplamı sabit durumda sifıra eşit olmalıdır. İdeal dönüştürücü için $V_{çıkış}$ ile $V_{giriş}$ arasındaki ilişki $\frac{V_{çıkış}}{V_{giriş}} = \frac{D}{1-D}$ olarak verilmiştir. Bu denklemlerden çıkış gerilimi V_0 görev döngüsünün kontrol edilmesiyle kontrol edilebilir (Hart,2010).

V_{in} ve V_{out} arasındaki ilişkiyi belirlemek için iki durum dikkate alınmalıdır:

Durum 1: $M1$ açık, $D1$ ters yönlü ($0 < t < t_{on}$):

$$V_{L_1} = V_{in} \quad (4.1)$$

$$V_{L_2} = V_{out} + V_{C_1} \quad (4.2)$$



Şekil 4.1 CUK dönüştürücü devre topolojisi

Durum 2: $M1$ kapalı, $D1$ ileri yönde ($t_{on} < t < t_{sw}$):

$$V_{L1} = V_{in} - V_{C1} \quad (4.3)$$

$$V_{L2} = V_{out} \quad (4.4)$$

Dönüştürücü sabit durumda olduğunda, C_1 kapasitesinin yeterince büyük olması ve böylece C_1 'deki gerilim dalgasının ihmal edilebileceği varsayılmaktadır. Böylece V_{L1} ve V_{L2} 'de $t = t_{on}$ 'da bir süreksizlik adımı ile $[0, t_{on}]$, $[t_{on}, t_{sw}]$ arasında sabittir. Kararlı durum çalışması sırasında L_2 'den indüktör akım değişimi bu nedenle yazılmıştır:

$$\int_0^{t_{açık}} V_{L2} \cdot dt + \int_{t_{açık}}^{t_{kapalı}} V_{L2} \cdot dt = 0 \quad (4.5)$$

Denklem (4.3)'de bulunan V_{L2} 'nin Denklem (4.1) ve Denklem (4.2) ifadeleri ile değiştirilmesiyle elde edilir:

$$\int_0^{t_{açık}} (V_{çıkış} + V_{C1}) \cdot dt + \int_{t_{açık}}^{t_{kapalı}} V_{çıkış} \cdot dt = 0 \quad (4.6)$$

$$(V_{çıkış} + V_{C1}) \cdot (t_{açık} - 0) + V_{çıkış} (t_{kapalı} - t_{açık}) = 0 \quad (4.7)$$

$$V_{C1} = -V_{çıkış} \cdot \frac{t_{kapalı}}{t_{açık}} \quad (4.8)$$

Kararlı hal durumunda L_1 'deki akım değişimi şöyle ifade edilir:

$$\int_0^{t_{açık}} V_{L1} \cdot dt + \int_{t_{açık}}^{t_{kapalı}} V_{L1} \cdot dt = 0 \quad (4.9)$$

Denklem (V_{C1})' in Denklem (4.8)'de Denklem (4.1) ve Denklem (4.2) ifadeleri ile değiştirilmesiyle elde edilir:

$$\int_0^{t_{açık}} (V_{giriş}) \cdot dt + \int_{t_{açık}}^{t_{kapalı}} ((V_{giriş} - V_{C1}) \cdot dt = 0 \quad (4.10)$$

$$((V_{giriş}) \cdot (t_{açık} - 0) + (V_{giriş} - V_{C1})(t_{kapalı} - t_{açık}) = 0 \quad (4.11)$$

$$((V_{giriş}) \cdot (t_{açık} - 0) + (V_{giriş} + V_{çıkış} \cdot \frac{t_{kapalı}}{t_{açık}})(t_{kapalı} - t_{açık}) = 0 \quad (4.12)$$

$$V_{giriş} \cdot t_{kapalı} + V_{çıkış} \cdot \frac{t_{kapalı}}{t_{açık}} (t_{kapalı} - t_{açık}) = 0 \quad (4.13)$$

Sonunda; CUK dönüştürücünün Giriş ve Çıkış gerilimleri arasındaki ilişki:

$$\begin{aligned} \frac{V_{çıkış}}{V_{giriş}} &= \frac{-t_{açık}}{t_{kapalı} - t_{açık}} \\ &= -\frac{D}{1 - D} \end{aligned} \quad (4.14)$$

D Anahtarın görev döngüsüdür. Bu denklem, anahtar çıkış geriliminin (V_o) görev döngüsünü kontrol ederek, kontrol edilebilir ve çıkış geriliminin V_g giriş geriliminden daha yüksek veya daha düşük olabileceğini göstermektedir. Çalışma sırasında görev döngüsünü değiştirmek için bir kontrolör kullanarak, devre bozulmalarını reddetmek için yapılabilir.

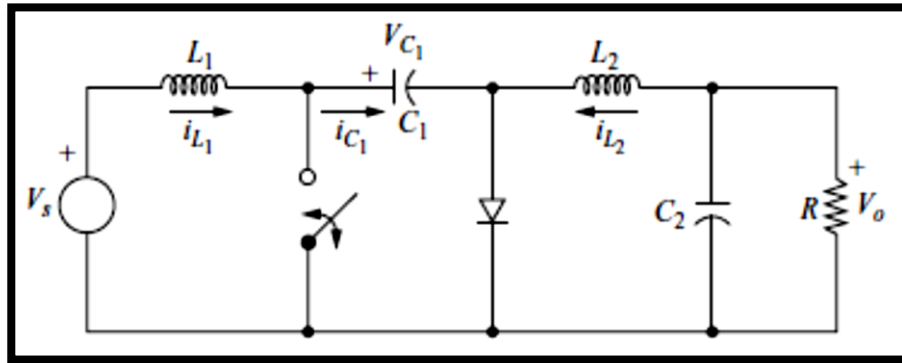
Dönüşüm oranı, $-\infty$, 0 arasında değişebilir. CUK topolojisi, her zaman girişe bağlı olan indüktör L_1 'e ve indüktör L_2 daima çıkışa bağlanır. Böylece düşük giriş ve çıkış akımı dalgalanmaları sağlar. CUK dönüştürücü, D_1 diyotunu bir güç MOSFET içinden değiştirerek çift yönlü bir dönüştürücü yapılabilir. CUK dönüştürücünün

dezavantajı, iki güç indüktörünün (yani L_1 ve L_2) ve enerji aktarımı için ek bir kondansatörün (yani, C_1) ihtiyacıdır.

$$dt \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_1} & 0 & -\frac{1}{RC_2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_g$$

4.2. CUK Dönüştürücünün Durum Uzay Denklemleri

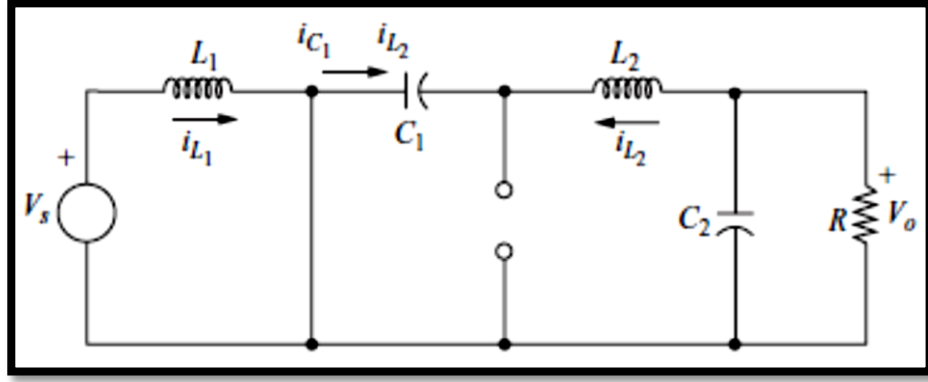
CUK dönüştürücü, çıkışı ya giriş geriliminden daha fazla ya da daha az olan bir yükselticidir. Dört adet enerji depolama elemanı, iki adet indüktör ve iki adet kapasitörden oluşur. Diyot, anahtar kapalı olduğunda bir bypass diyotu olarak hareket edecektir. Giriş gerilimi ve çıkış gerilimi dalgasını serbest bırakmak için giriş ve çıkış tarafına dönüşümlü olarak iki kondansatör bağlanır. Giriş akımını ve çıkış akımını sürekli hale getirmek için iki adet L_1 ve L_2 indüktörü kullanılır.



Şekil 4.2 DA-DA CUK dönüştürücü devresi

4.2.1. Anahtar açık durumdayken:

S anahtarı Açık olduğunda, diyot ters yönde döner ve akım i_{L1} , giriş aşamasında indüktörün manyetik alanını oluşturur. Hem i_{L1} hem de i_{L2} indüktörlerdeki akım artar. Kondansatör C_1 , enerjisini C_1 , L_2 , C_2 ve yükten deşarj eder. Enerji depolama elemanlarından çıkış yüküne yayılır. L_2 kısa devrededir.



Şekil 4.3 CUK dönüştürücüde anahtarın açık olma durumu

Anahtar Açık durumdayken KVL ve KCL denklemleri uygulanırsa;

$$-V_g + L_1 \cdot \frac{di_{L1}}{dt} = 0 \quad (4.15)$$

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_g}{L_1} \quad (4.16)$$

$$V_{C2} + L_2 \cdot \frac{di_{L2}}{dt} - V_{C1} = 0 \quad (4.17)$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_{C1}}{L_2} - \frac{V_{C2}}{L_2} \quad (4.18)$$

$$-i_2 = C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} \quad (4.19)$$

$$\frac{dv_{C1}}{dt} = -\frac{i_2}{C_1} \quad (4.20)$$

$$i_2 = C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} + \frac{V_{C2}}{R} \quad (4.21)$$

$$\frac{dv_{C2}}{dt} = \frac{i_2}{C_2} - \frac{V_{C2}}{RC_2} \quad (4.22)$$

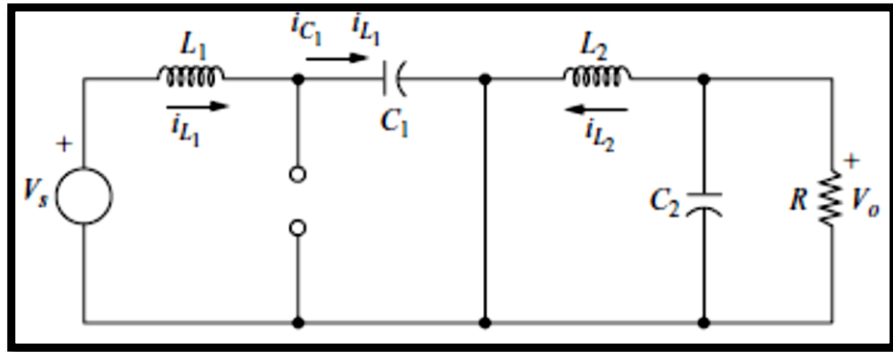
- Anahtarın Açık durum için Durum matrisi:

$$dt \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_1} & 0 & -\frac{1}{RC_2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_g$$

4.2.2. Anahtar kapalı durumdayken:

S Anahtarı KAPALI olduğunda, aynı zamanda D ileri yönlü olur ve C_1 , L_1 , ve D giriş kaynağı $V_{giriş}$ 'den şarj edilir. Hem i_{L1} hem de i_{L2} indüktörlerindeki akım artar. İndüktör L_2 'de, depolanan enerji yüke aktarılır. Diyot D ve anahtar S eşzamanlı anahtarlama etkisi sağlar.

Anahtar Kapalı durumdayken KVL ve KCL denklemleri uygulanırsa;



Şekil 4.4 CUK dönüştürücüde anahtarın kapalı olma durumu

$$-V_g + L_1 \cdot \frac{di_1}{dt} + V_{C1} = 0 \quad (4.19)$$

$$\frac{di_1}{dt} = -\frac{V_1}{L_1} + \frac{V_g}{L_1} \quad (4.20)$$

$$V_{C2} + L_2 \cdot \frac{di_2}{dt} = 0 \quad (4.21)$$

$$\frac{di_2}{dt} = -\frac{V_{C2}}{L_2} \quad (4.22)$$

$$-i_1 = C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} \quad (4.23)$$

$$\frac{dv_{C1}}{dt} = -\frac{i_1}{C_1} \quad (4.24)$$

$$i_2 = C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} + \frac{V_{C2}}{R} \quad (4.25)$$

$$\frac{dv_{C2}}{dt} = \frac{i_2}{C_2} - \frac{V_{C2}}{RC_2} \quad (4.26)$$

- Anahtarın Kapalı durum için Durum matrisi:

$$dt \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & -\frac{1}{RC_2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_g$$

- Anahtarın Açık ve Kapalı durumları için Durum matrisleri:

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_1} & 0 & -\frac{1}{RC_2} \end{bmatrix}$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & -\frac{1}{RC_2} \end{bmatrix}$$

- A_1 ve A_2 'den

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{D'}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{D}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{D'}{C_1} & -\frac{D}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & -\frac{1}{RC_2} \end{bmatrix}$$

- $V_{\text{çıkış}} = V_{C1}$ Denklemi: Anahtarın açık ve kapalı durumları için aynı çıkış denklemidir.

$$V_{\text{çıkış}} = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 1] \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix}$$

- Giriş matrisleri açık ve kapalı durumları için eşittir.

$$B_1 = B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

- Geçiş matrisleri açık ve kapalı durumları için eşittir

$$C_1 = C_2 = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 1]$$

- Çıkış matrisi:

$$E_1 = E_2 = [0]$$

Oluşturduğumuz matrisleri s-düzleminde birim matris ile çarpıp, daha sonraki aşama durum matristen çıkarılacaktır.

$$|sI - A| = \begin{vmatrix} s & 0 & \frac{D'}{L_1} & 0 \\ 0 & s & -\frac{D}{L_2} & \frac{1}{L_2} \\ -\frac{D'}{C_1} & \frac{D}{C_1} & s & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_2} & 0 & s + \frac{1}{RC_2} \end{vmatrix}$$

$$|A| = \begin{bmatrix} B & C \\ D & E \end{bmatrix}$$

$$|A| = |B||E - DB^{-1}C|$$

4.3. CUK Dönüştürücünün Transfer Fonksiyonun Çıkarımı

Önceki aşamada birim matris ile çarpılmıştı. Durum matrizen çıkarılma işlemi burada gerçekleştirilmiş ve transfer fonksiyonu elde edilmiştir.

$$\begin{aligned} |sI - A| &= s^2 \left[\begin{vmatrix} s & 0 \\ 0 & s + \frac{1}{RC_2} \end{vmatrix} - \begin{bmatrix} -\frac{D'}{C_1} & \frac{D}{C_1} \\ 0 & -\frac{1}{C_2} \end{bmatrix} \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\frac{D'}{L_1} & 0 \\ -\frac{D}{L_2} & \frac{1}{L_2} \end{bmatrix}} \right] \\ &= \begin{bmatrix} -\frac{D'}{C_1} & \frac{D}{C_1} \\ 0 & -\frac{1}{C_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{D'}{sL_1} & 0 \\ -\frac{D}{sL_2} & \frac{1}{sL_2} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} -\frac{D'^2}{sL_1C_1} - \frac{D^2}{sL_2C_1} & \frac{D}{sL_2C_1} \\ \frac{D}{sL_2C_2} & -\frac{1}{sL_2C_2} \end{bmatrix} \\ &= s^2 \begin{vmatrix} s + \frac{D'^2}{sL_1C_1} + \frac{D^2}{sL_2C_1} & -\frac{D}{sL_2C_1} \\ -\frac{D}{sL_2C_2} & s + \frac{1}{RC_2} + \frac{1}{sL_2C_2} \end{vmatrix} \\ &= s^2 \left[s^2 + s \left(\frac{1}{RC_2} + \frac{1}{sL_2C_2} + \frac{D'^2}{sL_1C_1} + \frac{D^2}{sL_2C_1} \right) + \left(\frac{D'^2}{sL_1C_1} + \frac{D^2}{sL_2C_1} \right) \left(\frac{1}{RC_2} + \frac{1}{sL_2C_2} \right) \right. \\ &\quad \left. - \frac{D^2}{s^2L_2^2C_1C_2} \right] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= s^2 \left[s^2 + \frac{s}{RC_2} + \frac{1}{L_2 C_2} + \frac{D'^2}{L_1 C_1} + \frac{D^2}{L_2 C_1} + \frac{D'^2}{s L_1 C_1 R C_2} + \frac{D'^2}{s^2 L_1 C_1 L_2 C_2} + \frac{D^2}{s L_2 C_1 R C_2} \right. \\
&\quad \left. + \frac{D^2}{s L_2^2 C_1 R C_2} - \frac{D^2}{s L_2^2 C_1 R C_2} \right] \\
&= s^4 + \frac{s^3}{RC_2} + s^2 \left(\frac{1}{L_2 C_2} + \frac{D'^2}{L_1 C_1} + \frac{D^2}{L_2 C_1} \right) + s \left(\frac{D'^2}{L_1 C_1 L_2 C_2} + \frac{D^2}{L_2 C_1 R C_2} \right) + \frac{D'^2}{L_1 C_1 L_2 C_2} \\
&= \frac{D'^2}{L_1 C_1 L_2 C_2} \left[s^4 \frac{L_1 C_1 L_2 C_2}{D'^2} + \frac{s^3}{RC_2} \frac{L_1 C_1 L_2 C_2}{D'^2} + s^2 \frac{L_1 C_1 L_2 C_2}{D'^2} \left(\frac{1}{L_2 C_2} \frac{D'^2}{L_1 C_1} + \frac{D^2}{L_2 C_1} \right) \right. \\
&\quad \left. + s \frac{L_1 C_1 L_2 C_2}{D'^2} \left(\frac{D'^2}{L_1 C_1 R C_2} + \frac{D^2}{L_2 C_1 R C_2} \right) + 1 \right] \\
\textbf{Payda} &= \frac{D'^2}{L_1 C_1 L_2 C_2} \left[s^4 \frac{L_1 C_1 L_2 C_2}{D'^2} + s^3 \frac{L_1 C_1 L_2 C_2}{D'^2 R} + s^2 \left(\frac{L_1 C_1}{D'^2} + L_2 C_2 + \frac{D^2}{D'^2} L_1 C_2 \right) + \right. \\
&\quad \left. s \left(\frac{L_2}{R} + \frac{D^2}{D'^2} \frac{L_1}{R} \right) + 1 \right]
\end{aligned}$$

$$B_d = (A_1 - A_2)x + (B_1 - B_2)u$$

$$\begin{aligned}
x &= \begin{bmatrix} \frac{D^2}{D'^2} \frac{V_g}{R} \\ \frac{D}{D'} \frac{V_g}{R} \\ \frac{1}{D'} V_g \\ \frac{D}{D'} V_g \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{D^2}{D'R} \\ \frac{D}{R} \\ 1 \\ D \end{bmatrix} \frac{V_g}{D'} \\
B_d &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & 0 \\ -\frac{1}{C_1} & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{D^2}{D'R} \\ \frac{D}{R} \\ 1 \\ D \end{bmatrix} \frac{V_g}{D'} \\
&= \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{L_2} \\ -\frac{1}{C_1} \left(\frac{D^2}{D'R} + \frac{D}{R} \right) \\ 0 \end{bmatrix} \frac{V_g}{D'} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{L_2} \\ -\frac{D}{D'RC_1} \\ 0 \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

$$\dot{x} = Ax + B_d \hat{\ell}$$

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} \dot{i}_1 \\ \dot{i}_2 \\ \dot{V}_{C1} \\ \dot{V}_{C2} \end{bmatrix}$$

$$(sI - A)\dot{x} = B_d \hat{\ell}$$

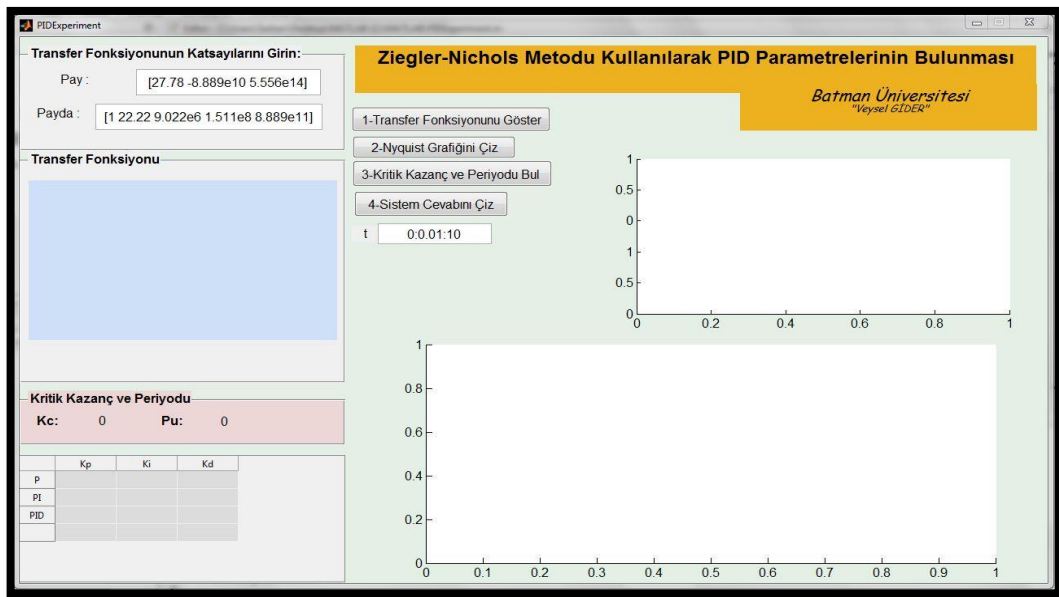
$$\begin{aligned} Pay &= \begin{vmatrix} s & 0 & \frac{D'}{L_1} & \frac{V_g}{D'L_1} \\ 0 & s & -\frac{D}{L_2} & \frac{V_g}{D'L_2} \\ -\frac{D'}{C_1} & \frac{D}{C_1} & s & -\frac{DV_g}{D'^2 L_2} \\ 0 & -\frac{1}{C_2} & 0 & 0 \end{vmatrix} \\ &= s^2 \begin{vmatrix} s & -\frac{DV_g}{D'^2 RC_1} \\ 0 & 0 \end{vmatrix} - \begin{vmatrix} -\frac{D'}{C_1} & \frac{D}{C_1} \\ 0 & -\frac{1}{C_2} \end{vmatrix} \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{D'}{L_1} & \frac{V_g}{D'L_1} \\ -\frac{D}{L_2} & \frac{V_g}{D'L_2} \end{bmatrix}} \\ &\quad \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{D'}{C_1} & \frac{D}{C_1} \\ 0 & -\frac{1}{C_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{D'}{sL_1} & \frac{V_g}{sD'L_1} \\ -\frac{D}{sL_2} & \frac{V_g}{sD'L_2} \end{bmatrix}} \\ &\quad \begin{bmatrix} -\frac{D'^2}{sL_1 C_1} - \frac{D^2}{sL_2 C_1} & -\frac{D'V_g}{sD'L_1 C_1} + \frac{DV_g}{sD'L_2 C_1} \\ \frac{D}{sL_2 C_2} & -\frac{V_g}{sD'L_2 C_2} \end{bmatrix} \\ &= s^2 \begin{vmatrix} s + \frac{D'^2}{sL_1 C_1} + \frac{D^2}{sL_2 C_1} & -\frac{DV_g}{D'^2 RC_1} + \frac{D'V_g}{sD'L_1 C_1} + \frac{DV_g}{sD'L_2 C_1} \\ -\frac{D}{sL_2 C_2} & \frac{V_g}{sD'L_2 C_2} \end{vmatrix} \\ &= s^2 \left[\frac{V_g}{D'L_2 C_2} + \frac{D'^2 V_g}{s^2 D'L_1 C_1 L_2 C_2} + \frac{D^2 V_g}{s^2 D'L_2^2 C_1 C_2} - \frac{D^2 V_g}{sD'^2 L_2 C_1 RC_2} + \frac{DD'V_g}{s^2 D'L_1 C_1 L_2 C_2} \right. \\ &\quad \left. - \frac{D^2 V_g}{s^2 D'L_2^2 C_1 C_2} \right] \\ &= V_g \left[\frac{s^2}{D'L_2 C_2} - s \frac{D^2}{D'^2 L_2 C_2 RC_1} + \frac{1}{L_1 C_1 L_2 C_2} \right] \\ Pay &= \frac{V_g}{L_1 C_1 L_2 C_2} \left[s^2 \frac{L_1 C_1}{D'} - s \frac{D' L_1}{D'^2 R} + 1 \right] \end{aligned}$$

$$\text{Transfer Fonksiyonu: } \frac{Pay}{Payda}$$

$$Tf: \frac{V_0}{d} = \frac{\left(s^2 \frac{V_g L_1 C_1}{D' L_2 C_2} - s \frac{D^2 V_g}{D'^2 R C_1 L_2 C_2} + \frac{V_g}{L_1 C_1 L_2 C_2} \right)}{s^4 + s^3 \frac{L_1 C_1 L_2 C_2}{D'^2 R} + s^2 \left(\frac{1}{L_2 C_2} + \frac{D'^2}{L_1 C_1} + \frac{D^2}{L_2 C_1} \right) + s \left(\frac{D'^2}{L_1 C_1 R C_2} + \frac{D^2}{R C_1 L_2 C_2} \right) + \frac{D'^2}{L_1 C_1 L_2 C_2}}$$

4.4. Kontrol İçin MATLAB/Ara Yüz Tasarımı ve Kontrol Parametrelerinin Hesaplanması

Bu çalışma süresince MATLAB programı içerisinde yer alan Graphical User Interface (GUI) editörü kullanılarak DA-DA dönüştürücülerinden CUK dönüştürücü devresinin benzetimleri için grafik tabanlı kullanıcı ara yüzü tasarlanmıştır. Tasarımı gerçekleştirilen ara yüzde sistemin transfer fonksiyonu hesaplanmış ve Ziegler-Nichols metodu kullanılarak oluşturulan transfer fonksiyonun kritik kazanç ve kritik zaman periyodu hesaplanmıştır. Hesaplanan kritik kazanç ve kritik zaman periyodu ile sistem kontrolü için gerekli kontrol parametre değerleri (P, PI, PID) hesaplanmıştır. Bunun yanı sıra kullanıcı, devrenin giriş parametrelerini istediği değerlere ayarlayarak, sonuçları aynı ara yüzde sayısal ve grafiksel olarak görüntüleyebilecektir. Böylece yapılan benzetim işlemi ve elde edilen sonuçlar kısa sürede ve bütünlük içerisinde kullanıcıya sunularak dönüştürücü devre uygulamalarında karşılaşılan zaman kısıtlaması gibi problemlerin giderilmesinde belli oranda yarar sağlayacağı düşünülmektedir. Tasarımı yapılan ara yüz Şekil 4.5’de gösterilmiştir.



Şekil 4.5 MATLAB GUI ile oluşturulan ara yüz

Tasarım kod kısmına istenilen parametreler yazılarak transfer fonksiyonu otomatik oluşturulur ve sistem için gerekli D (çalışma) oranı giriş ve çıkış gerilim değerine göre otomatik olarak hesaplanmaktadır.

Ziegler-Nichols Metodu:

1950 'den önce, PI kontrolörleri PID kontrolörlerinden daha yaygın olarak kullanılmaktaydı. PID kontrol cihazının daha hızlı olmasına ve salınımının olmamasına rağmen, giriş ayar noktasında küçük değişiklikler veya işlemde PI kontrolörlerinden daha fazla bozulma durumunda bile kararsız olma eğilimindedir. Ziegler-Nichols Yöntemi, PID kontrolörlerinin kullanımını artıran en etkili yöntemlerden biridir. İlk olarak, istenen oransal kontrol kazancının pozitif veya negatif olup olmadığı kontrol edilir(Ziegler ve Nichols, 1942). Bunun için adım girişi manuel olarak biraz artırılır, eğer kararlı durum çıkışı da artarsa, pozitifdir; olumsuz. Daha sonra K_i ve K_d sıfıra ayarlanır ve çıkış tepkisinde periyodik bir salınım oluşturan kadar sadece K_p değeri artırılır. Bu kritik K_p değerine “Kritik Kazanç”, K_c olarak ulaşılır ve salınımın meydana geldiği döneme P_u “Kritik Zaman Periyodu” adı verilir. Sonuç olarak, tüm süreç iki değişkene bağlıdır ve diğer kontrol parametreleri Çizelge 2'ye göre hesaplanır. Aşağıdaki çizelgede kontrol parametreleri için hesaplamada kullanılan Ziegler-Nichols metot değerleri gösterilmiştir.

Çizelge 4.1 Ziegler-Nichols Metot

Kontrol Tipi	K_p	K_i	K_d
P	$0.5 * K_c$	-	-
PI	$0.45 * K_c$	$1.2 * K_p / P_u$	-
PID	$0.6 * K_c$	$2 * K_p / P_u$	$K_p * P_u / 8$

5. BENZETİM SİSTEMİNİN ANALİZİ VE SONUÇLARI

CUK Dönüştürücü için aşağıdaki Çizelge 5.1’de yer alan parametreler kullanılmıştır. İlk olarak dönüştürücünün matematiksel analizi yapılmıştır. Daha sonra CUK dönüştürücünün benzetimi yapılmış, sonuçlar gözlemlenmiştir. Tasarımı yapılan ara yüzde transfer fonksiyonu ve sistemi kontrol etmek için gerekli kontrol parametreleri hesaplanmıştır.

Çizelge 5.1 CUK Dönüştürücü Sistem Parametreleri

Elemanlar	Değerler
V_g	25V
L_1	1mH
C_1	100μF
L_2	1mH
C_2	450μF
R	100Ω
$V_0(istenen)$	100V
f_s	5kHz
Duty(D Görev oranı)	0.8

5.1. CUK Dönüştürücünün Matematiksel Analizi ve Sonuçları

Bu aşamada parametreleri verilen CUK dönüştürücünün matematiksel analizi yapılmıştır. Analiz sonucu bulunan değerler daha sonra MATLAB/SIMULINK ortamında oluşturulan CUK dönüştürücünün kontrolsüz, PI kontrollü ve PID kontrollü sonuçlarıyla karşılaştırılacaktır. Sistemin çıkış gerilim ve akım değerleri aşağıdaki gibi bulunmuştur. Denklem (4.14)’de değerler yerine yazılarak çıkış gerilim değeri hesaplanmıştır.

$$V_0 = -V_s \cdot \frac{D}{1-D} \quad (4.14)$$

$$V_0 = -25 \cdot \frac{0.8}{0.2} = -100 \text{ V}$$

Denklem (5.1)’de değerler yerine yazılırsa yük direnci üzerindeki çıkış akım değeri hesaplanmıştır.

$$I_0 = \frac{-V_0}{R} \quad (5.1)$$

$$I_0 = \frac{-100 V}{100} = -1A$$

Denklem (5.2)'de değerler yerine yazılarak yük üzerindeki çıkış güç değeri hesaplanmıştır.

$$P_0 = I_0^2 R \quad (5.2)$$

$$P_0 = 1^2 100 = 100W$$

Denklem (5.3) ve (5.4)'te değerler yerine yazılarak L_1 ve L_2 bobini üzerindeki akımlar hesaplanmıştır. Burada kaynak tarafından sağlanan ortalama güç, yük tarafından harcanan ortalama güç ile aynı olmalıdır (Hart,2010).

$$I_{L1} = \frac{P_s}{V_s} \quad (5.3)$$

$$I_{L1} = \frac{100W}{25V} = 4A$$

$$I_{L2} = \frac{P_0}{-V_0} \quad (5.4)$$

$$I_{L2} = \frac{100W}{-100V} = -1A$$

Burada matematiksel analiz sonucu hesaplanan çıkış değerleri gösterilmiştir.

Çizelge 5.2 Matematiksel Analiz Sonuçları

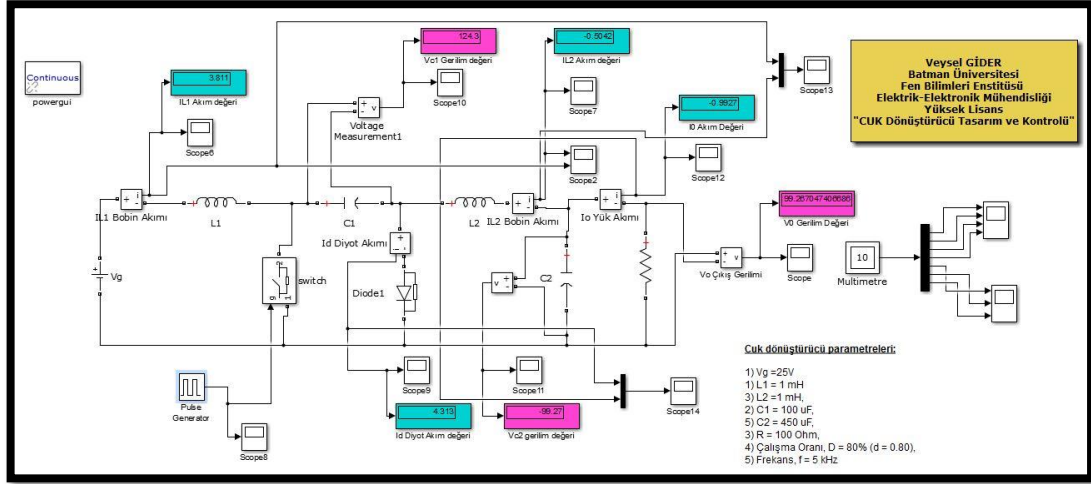
Matematiksel Analiz Sonucu	
$I_{L1} (A)$	4
$I_{L2} (A)$	-1
$I_0 (A)$	1
$V_0 (V)$	100

Çizelge 5.3 Matematiksel Analiz Güç değerleri

Matematiksel Analiz Sonucu	
$P_s (W)$	100
$P_o (W)$	-100

5.2. CUK Dönüştürücünün Kontrolsüz Benzetim Sonuçları

Bu aşamada oluşturulan CUK dönüştürücünün kontrolsüz sistem analizi yapılmıştır.



Şekil 5.1 Oluşturulan sistemin kontrolsüz CUK dönüştürücü benzetimi

Sistemin çıkış gerilim ve akım değerleri aşağıdaki gibi bulunmuştur.

$$V_0 = -99.2670 \text{ V}$$

$$I_{L1} = 3.811 \text{ A}$$

$$I_{L2} = -0.5042 \text{ A}$$

$$I_0 = -0.9926 \text{ A}$$

Burada kaynağın sağlamış olduğu ortalama güç P_s ile yük tarafından harcanan gücü P_o hesaplanmıştır.

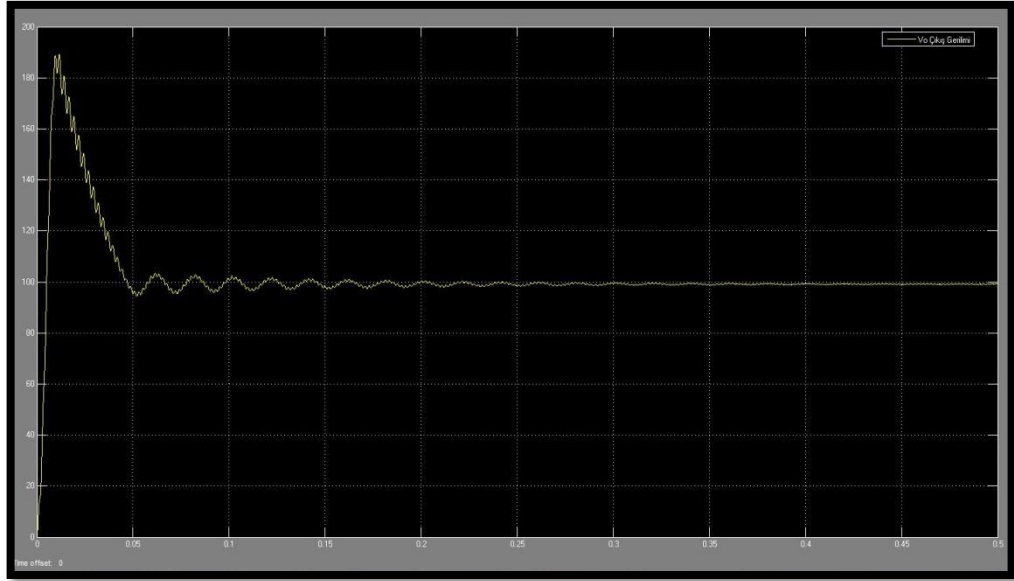
$$P_s = I_{L1} * V_s \quad (5.5)$$

$$P_s = 3.811 \text{ A} * 25 \text{ V} = 95.275 \text{ W}$$

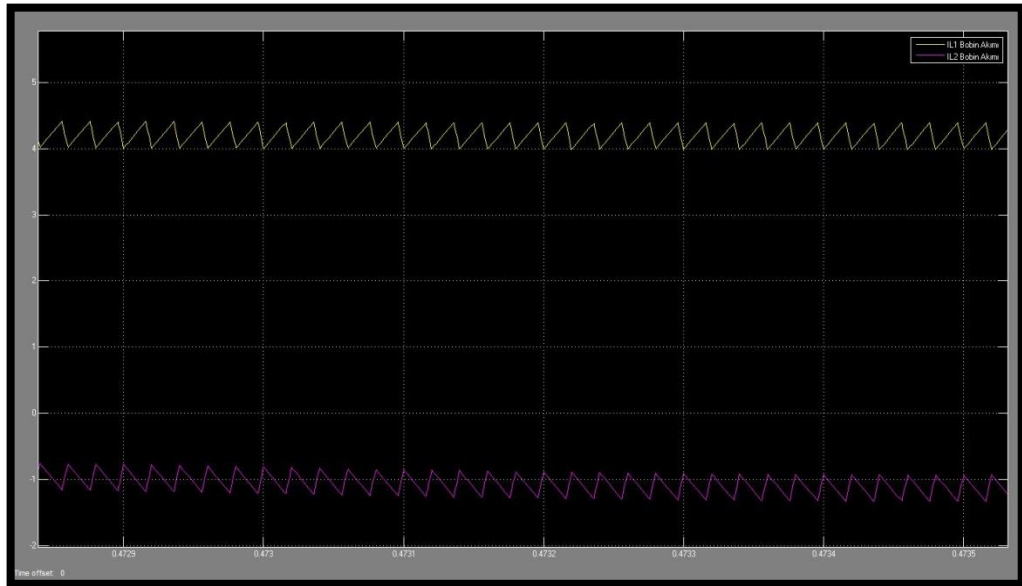
$$P_o = I_{L2} * -V_o \quad (5.6)$$

$$P_s = -0.5042 \text{ A} * 99.2670 \text{ V} = -50.05 \text{ W}$$

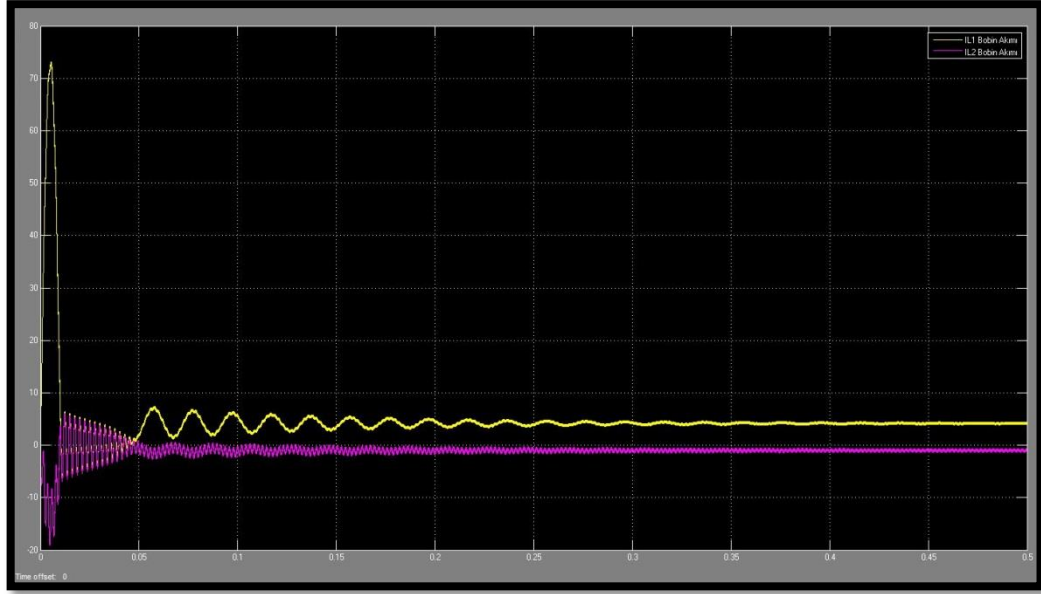
CUK dönüştürücünün kontrolsüz sistemin akım ve gerilim çıkış grafikleri aşağıdaki gibidir.



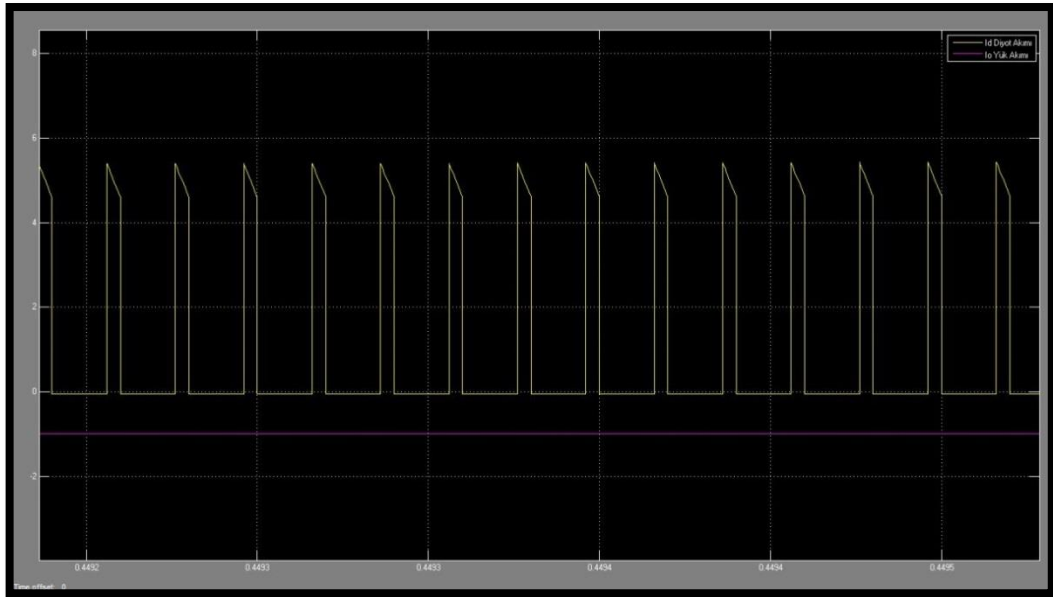
Şekil 5.2 Kontrolsüz CUK dönüştürücünün çıkış gerilim (V_o) grafiği



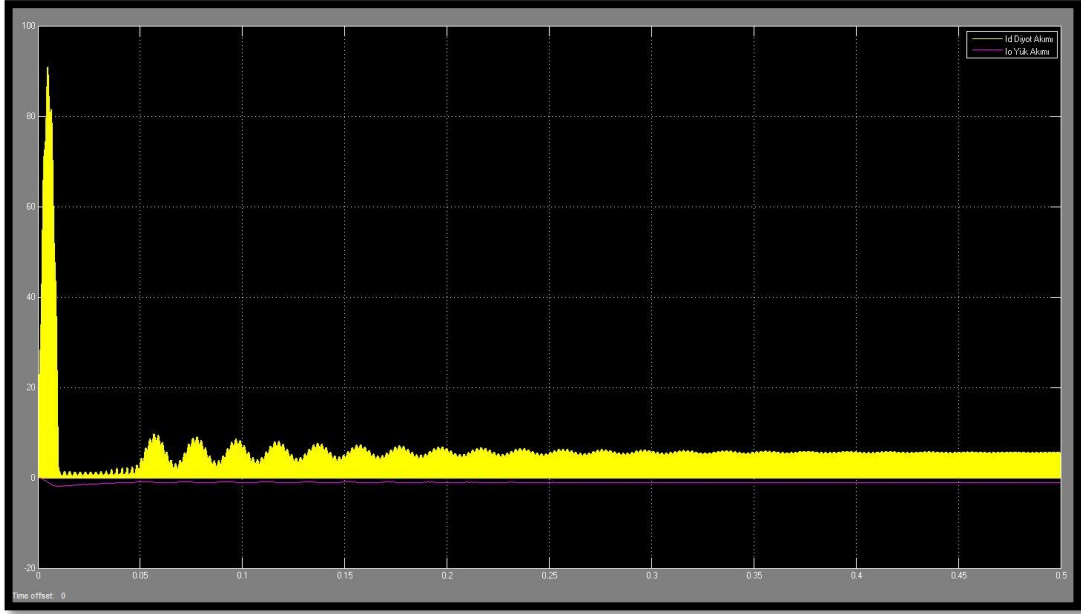
Şekil 5.3 Kontrolsüz CUK dönüştürücünün L1 ve L2 bobinlerindeki akım değerlerinin grafiği



Şekil 5.4 Kontrolsüz CUK dönüştürücünün L1 ve L2 bobinlerindeki akım değerlerinin grafiği



Şekil 5.5 Kontrolsüz CUK dönüştürücünün diyot (I_d) ve yük direnci (I_o) üzerindeki akım değerlerinin grafiği



Şekil 5.6 Kontrolsüz CUK dönüştürücünün diyot (I_d) ve yük direnci (I_o) üzerindeki akım değerlerinin grafiği

Aşağıdaki Çizelge 5.4’de matematiksel analiz sonuçları ile kontrolsüz CUK dönüştürücünün benzetim sonuçları, Çizelge 5.5’de matematiksel analiz, kontrolsüz ve PI kontrollü CUK dönüştürücü güç değerleri karşılaştırılmıştır.

Çizelge 5.4 Matematiksel Analiz ve Kontrolsüz CUK dönüştürücü Sonuçları

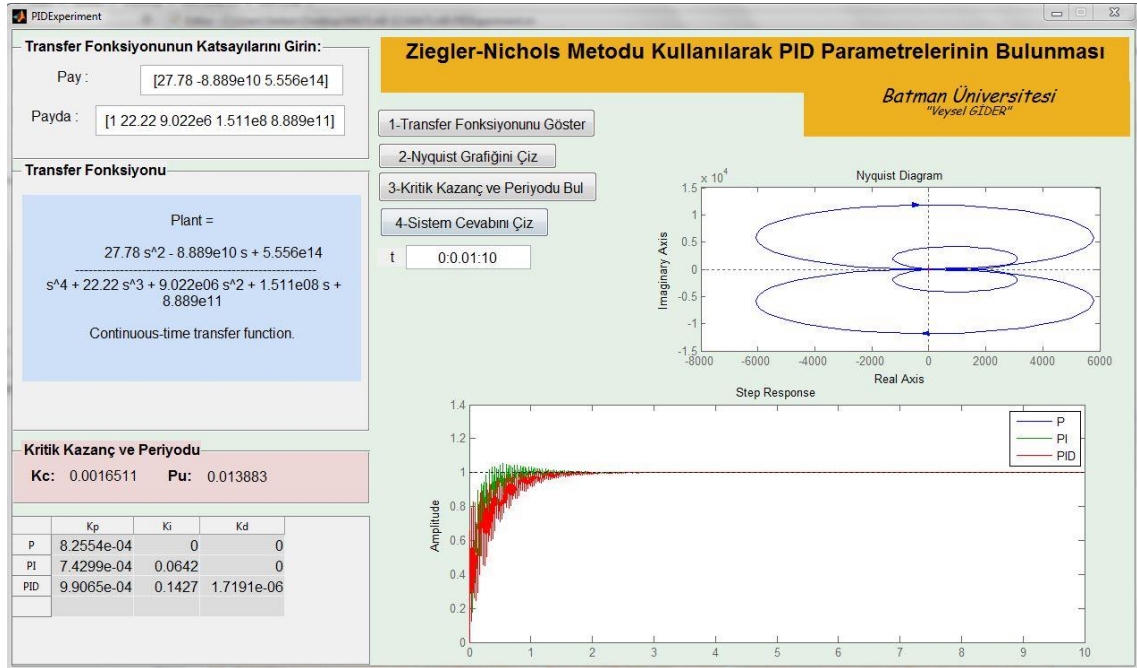
	Matematiksel Analiz	Kontrolsüz Sonuç
$I_{L1}(A)$	4	3.811
$I_{L2}(A)$	-1	-0.5042
$I_o(A)$	-1	-0.9926
$V_o(V)$	-100	-99.2670

Çizelge 5.5 Matematiksel Analiz ve Kontrolsüz ve PI Kontrollü CUK dönüştürücü Güç değerleri

	Matematiksel Analiz	Kontrolsüz Sonuç
$P_s(W)$	100	95.275
$P_o(W)$	-100	-50.05

Kontrolsüz CUK dönüştürücünün çıkış gerilimi incelendiğinde yaklaşık olarak %90 civarında büyük bir aşım ile 99.26 olduğu gözlenmiştir. Bu da istenmeyen ve salınımlı bir durumdur. Aşım ve salınımları ortadan kaldırmak için kontrol tasarımına ihtiyaç vardır.

5.3. Ara yüzden Transfer Fonksiyonu ve Kontrol Parametrelerinin Bulunması ve Sonuçları

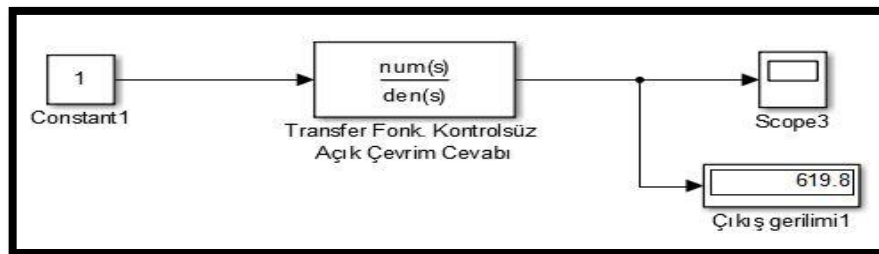


Şekil 5.7 Ara yüzden transfer fonksiyonu ve kontrol parametrelerinin bulunması

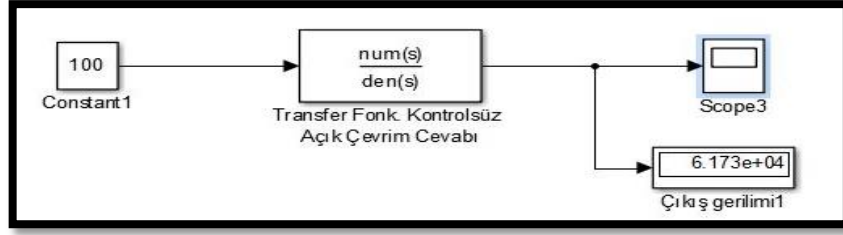
Parametreleri verilen sistemin transfer fonksiyonu aşağıdaki gibidir.

$$\frac{V_0(s)}{d(s)} = \frac{27.78s^2 - 8.889 \times 10^{10}s + 5.556 \times 10^{14}}{s^4 + 22.22s^3 + 9.022 \times 10^6s^2 + 1.511 \times 10^8s + 8.889 \times 10^{11}}$$

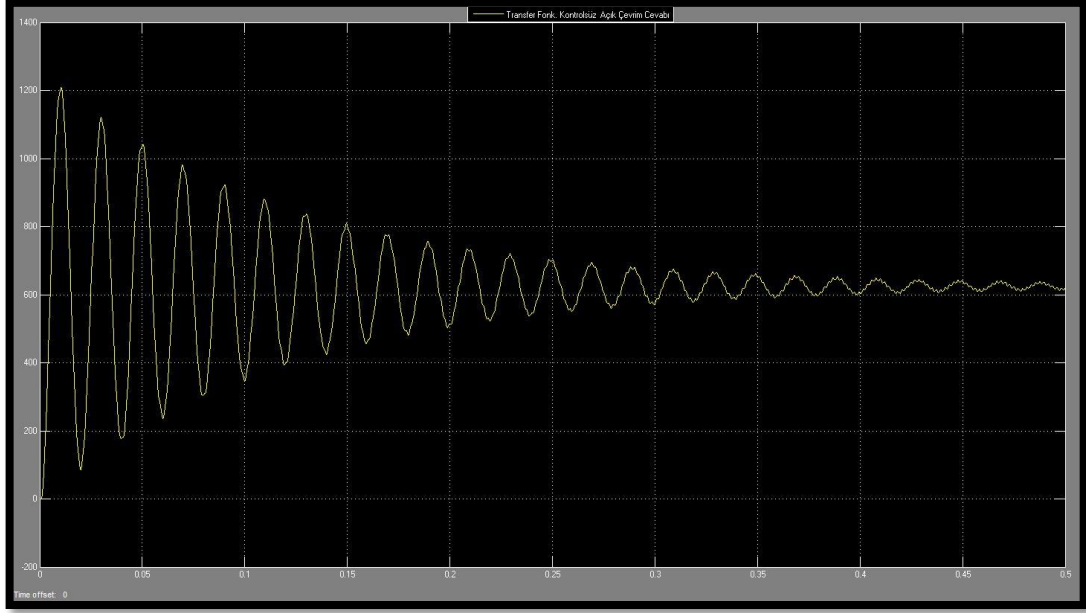
Oluşturulan transfer fonksiyonunun açık çevrim cevabını MATLAB/SIMULINK ortamında incelenmiştir.



Şekil 5.8 Transfer fonksiyonunun açık çevrim cevabı



Şekil 5.9 Transfer fonksiyonunun açık çevrim cevabı



Şekil 5.10 Transfer fonksiyonunun açık çevrim cevabının grafiği

Aşağıda tasarımı yapılan ara yüzden hesaplanan sistemimizi kontrol edebilmemiz için gerekli kontrol parametreleri yer almaktadır.

Kritik Kazanç K_c : 0.0016511

Kritik Zaman Periyodu P_u : 0.013883

Ziegler-Nichols Metodu kullanılarak bulunan kontrol parametreleri:

PI Kontrol için;

K_p : 0.00074299

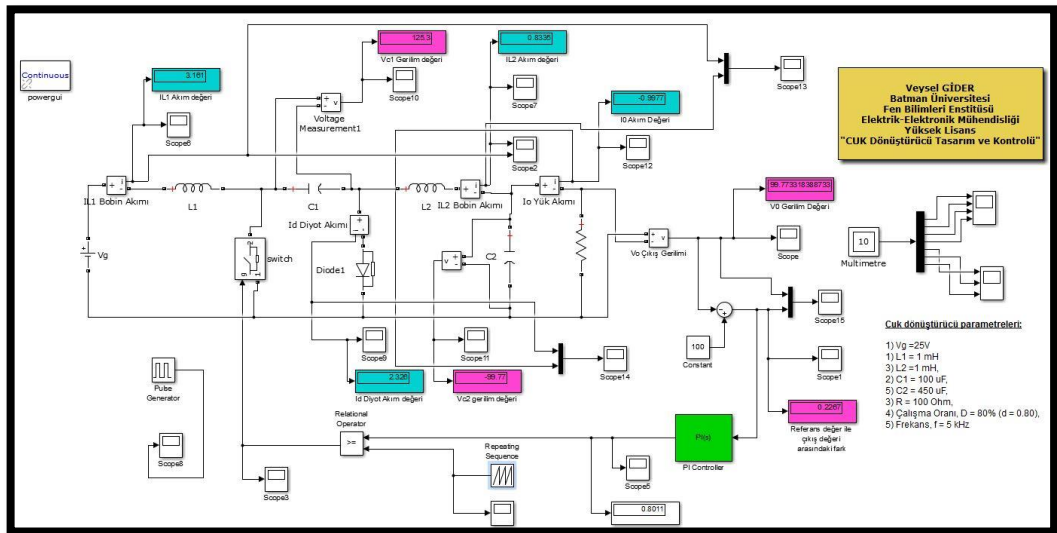
K_i : 0.0642

PID Kontrol için;

K_p : 0.00099065
 K_i : 0.1427
 K_d : 0.0000017191
 N : 1000

5.4. CUK Dönüştürücünün PI Kontrol ile Benzetim Sonuçları

Bu aşamada oluşturulan CUK dönüştürücünün hesaplanan K_p ve K_i değerleri ile PI Kontrol işlemi gerçekleştirilerek sistemin analizi yapılmıştır.



Oluşturulan CUK dönüştürücü PI kontrollü devresinin çıkış gerilim ve akım değerleri aşağıdaki gibi bulunmuştur.

$$V_s = 25 \text{ V}$$

$$V_0 = 99.7733 \text{ V}$$

$$I_{L1} = 3.161 \text{ A}$$

$$I_{L2} = 0.8335 \text{ A}$$

$$I_0 = 0.9977 \text{ A}$$

Burada kaynağın sağlamış olduğu ortalama güç P_s ile yük tarafından harcanan gücü P_o hesaplanmıştır.

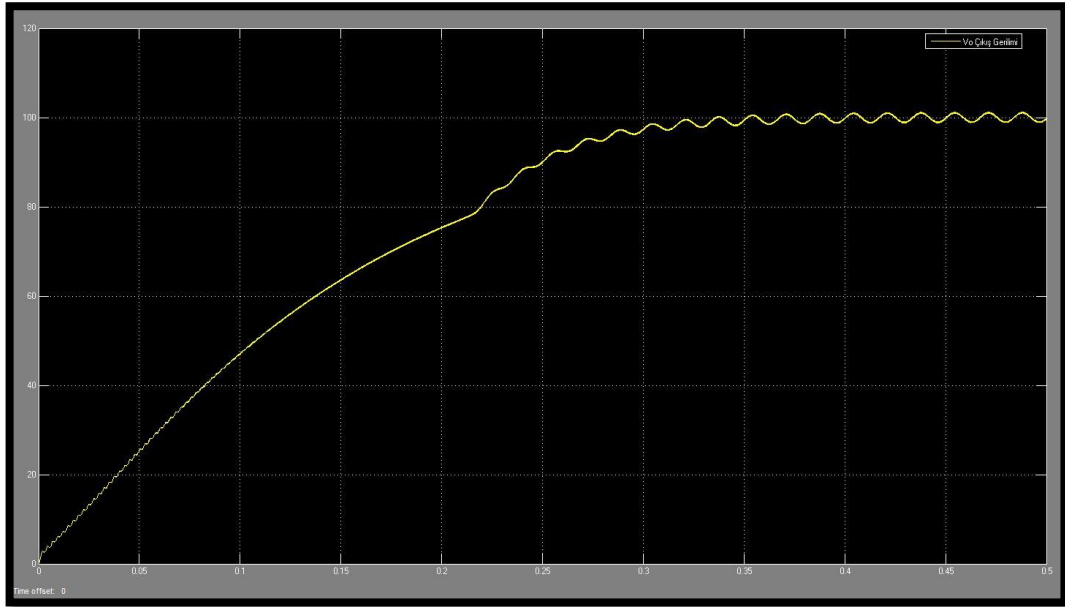
$$P_s = I_{L1} * V_s \quad (5.5)$$

$$P_s = 3.161 \text{ A} * 25 \text{ V} = 79.025 \text{ W}$$

$$P_o = I_{L2} * V_o \quad (5.6)$$

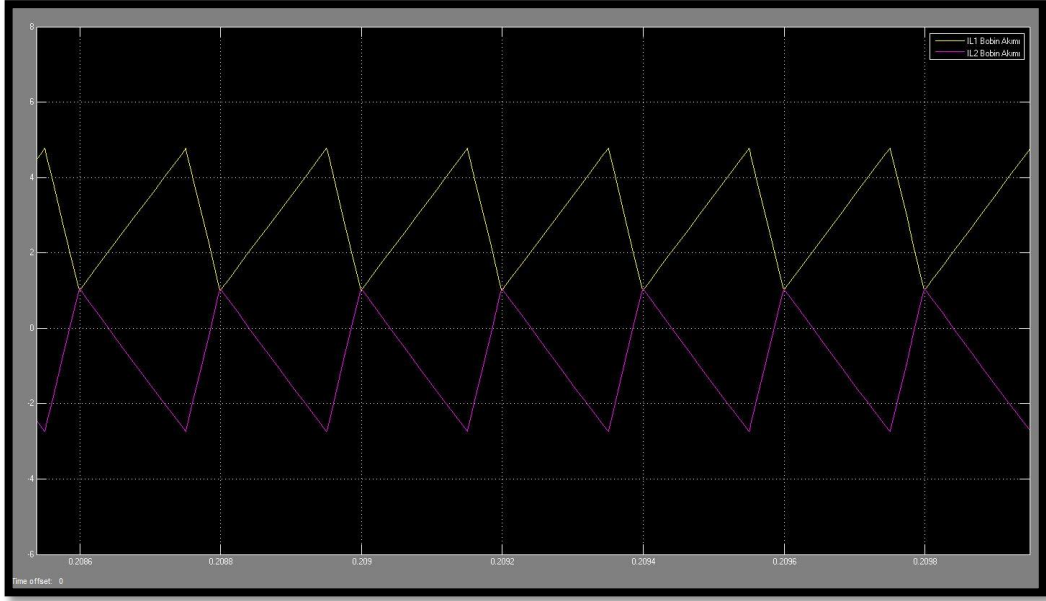
$$P_s = 0.8335 \text{ A} * 99.7733 \text{ V} = 83.161 \text{ W}$$

Anahtarlama frekansı ve bobin değerlerinden kaynaklı güç kayıpları bulunmaktadır.



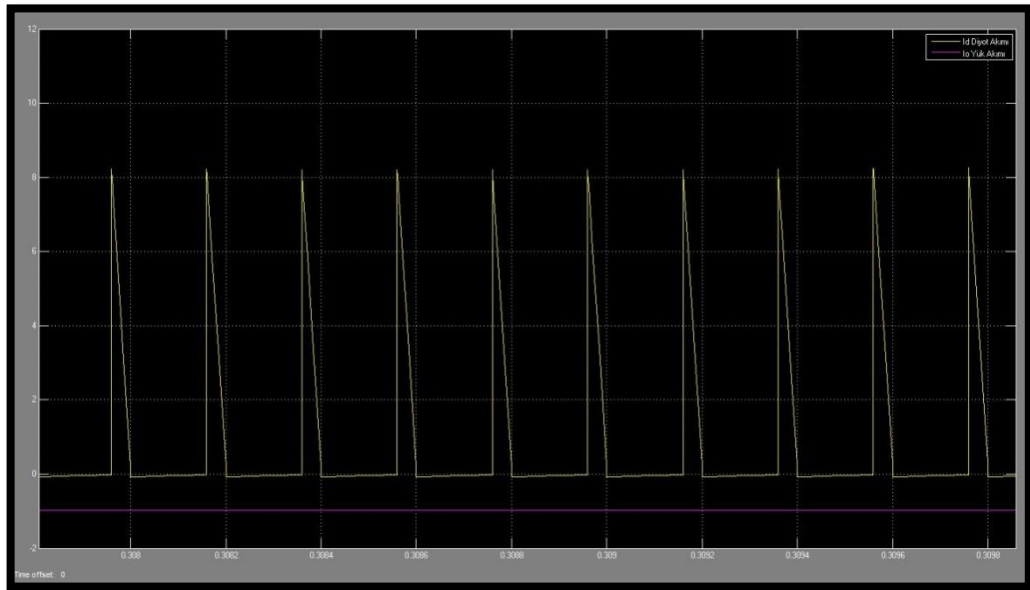
Şekil 5.12 PI kontrollü CUK dönüştürücünün çıkış gerilim (V_o) grafiği

PI kontrollü CUK dönüştürücünün çıkış gerilim grafiği Şekil 5.12’de gösterilmiştir.



Şekil 5.13 PI kontrollü CUK dönüştürücünün L_1 ve L_2 bobin akımlar (I_{L1} ve I_{L2}) grafiği

PI kontrollü CUK dönüştürücünün L_1 ve L_2 bobin akımlar (I_{L1} ve I_{L2}) grafiği Şekil 5.13’de gösterilmiştir.



Şekil 5.14 PI kontrollü CUK dönüştürücünün diyot akımı (I_d) ve yük direnci çıkış akım (I_o) grafiği

PI kontrollü CUK dönüştürücünün diyot akımı (I_d) ve yük direnci çıkış akım (I_o) grafiği Şekil 5.14’de gösterilmiştir. Aşağıdaki Çizelge 5.6’da matematiksel analiz sonuçları, kontrolsüz ve PI kontrollü CUK dönüştürücünün sonuçları Çizelge 5.7’de

Matematiksel Analiz, Kontrolsüz ve PI Kontrollü CUK dönüştürücü Güç değerleri karşılaştırılmıştır.

Çizelge 5.6 Matematiksel Analiz ve Kontrolsüz ve PI Kontrollü CUK dönüştürücü Sonuçları

	Matematiksel Analiz	Kontrolsüz Sonuç	PI Kontrollü Sonuç
$I_{L1}(A)$	4	3.811	3.161
$I_{L2}(A)$	-1	-0.5042	0.8335
$I_o(A)$	-1	-0.9926	0.9977
$Vo(V)$	-100	-99.2670	99.77

Çizelge 5.7 Matematiksel Analiz ve Kontrolsüz ve PI Kontrollü CUK dönüştürücü Güç değerleri

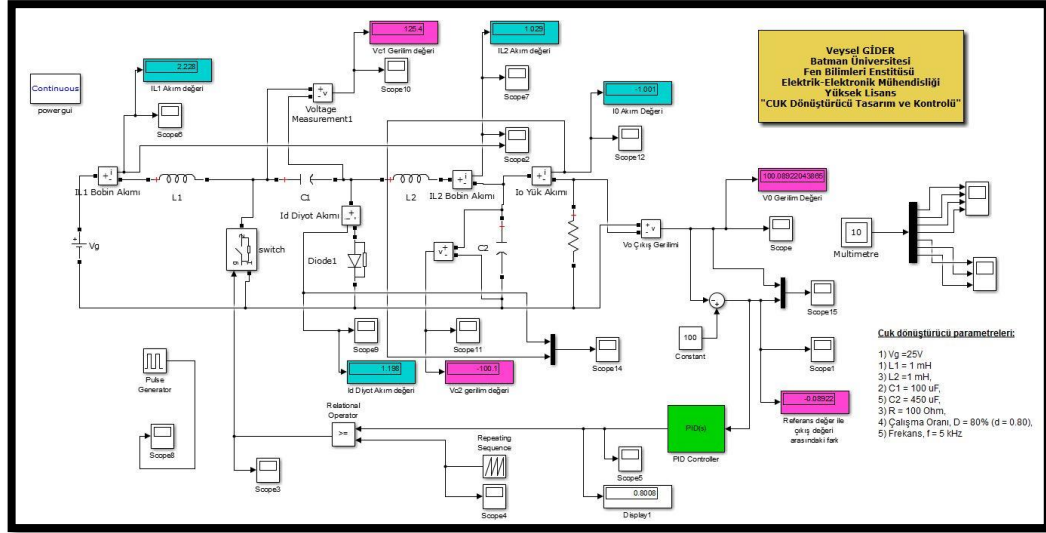
	Matematiksel Analiz	Kontrolsüz Sonuç	PI Kontrollü Sonuç
$P_s(W)$	100	95.275	79.025
$P_o(W)$	-100	-50.05	83.161

PI kontrollü CUK dönüştürücünün çıkış gerilimi incelendiğinde çıkış geriliminin sabit olduğu ve daha az kararlı durum hatası ile daha az aşma olduğu sonucuna varılabilir. PI kontrollü CUK dönüştürücünün çıkış gerilimi 99.77V olduğu gözlenmiştir.

Dönüştürücü için bir kontrolör tasarlanmasının temel amacı, farklı giriş koşullarına göre çıkış gerilimini düzenlemektir. Bu çıkış gerilimini düzenlemenin yolu düşük oturma süresi ile kararlı durum hatasını elde etmek ve sistemin tepe aşımını azaltmaktır. Temel hedef, ayar noktası değerini minimum kararlı durum hatasıyla izlemek olduğundan, burada PI kontrolör kullanılmıştır. PI kontrolör kullanılmasının nedeni sadece iki kontrol parametresinin (orantısal, integral) ayarlanmasının basit ve kolay olmasıdır. PI kontrolörünün ayarlanması, dinamikleri bildiğimiz Ziegler-Nichols yöntemine dayanmaktadır. Ancak aşırı integrasyon nedeniyle PI kontrolör sistemi kararsızlığa sürüklemektedir. Kararsızlığı ortadan kaldırmak için PID kontrolör kullanılması daha uygun olacaktır.

5.5. CUK Dönüştürücünün PID Kontrol ile Benzetim Sonuçları

Bu aşamada CUK dönüştürücünün hesaplanan K_p , K_i , K_d ve N değerleri ile PID Kontrol işlemi gerçekleştirilerek sistem analiz edilmiştir.



Şekil 5.15 CUK dönüştürücünün PID kontrollü devresi

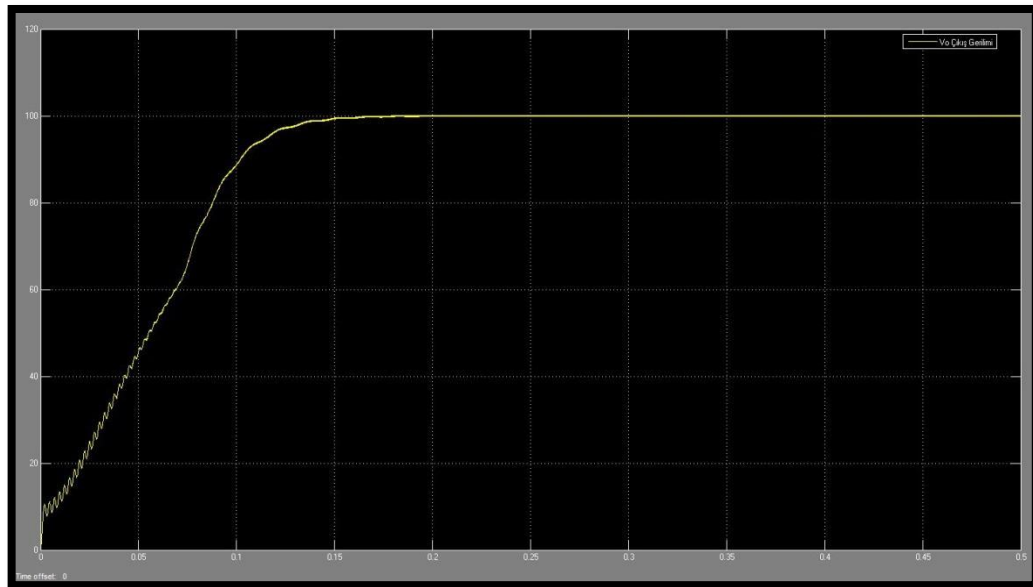
Burada CUK dönüştürücünün PID kontrollü devresinin çıkış gerilim ve akım değerleri aşağıdaki gibi bulunmuştur.

$$V_0 = 100.089 \text{ V}$$

$$I_{L1} = 2.228 \text{ A}$$

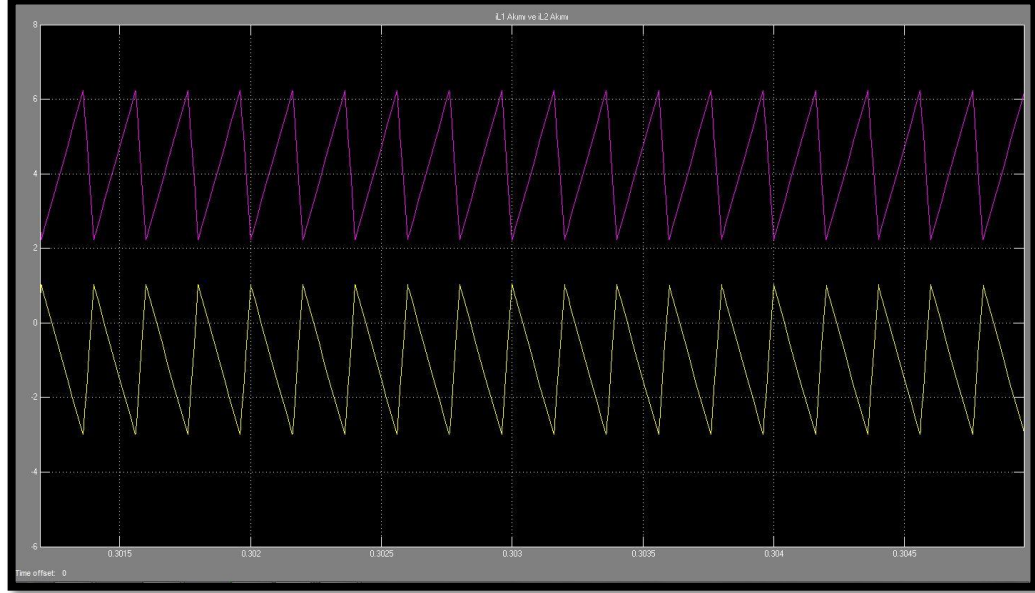
$$I_{L2} = 1.029 \text{ A}$$

$$I_0 = 1.001 \text{ A}$$



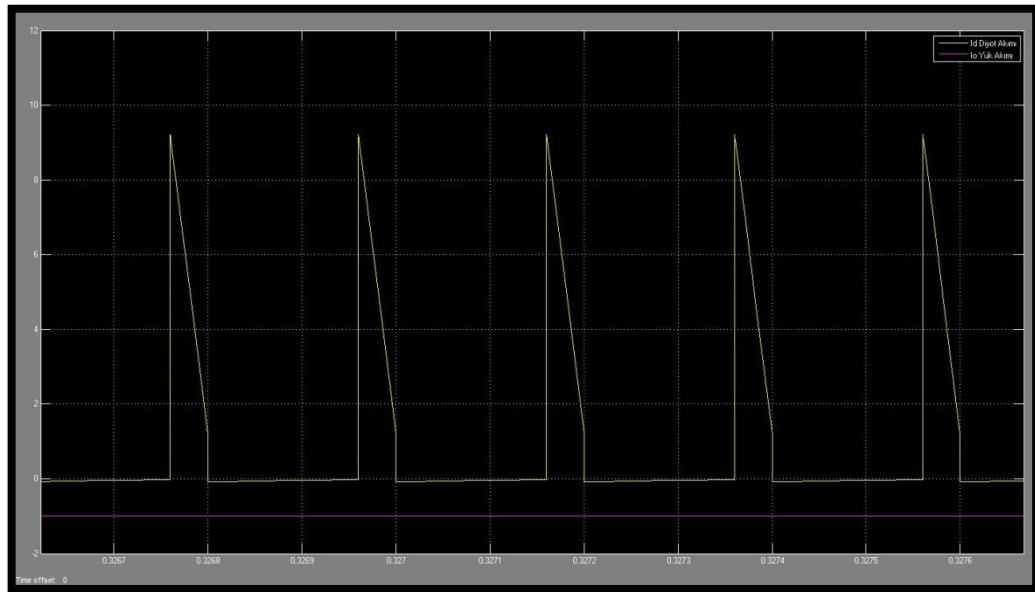
Şekil 5.16 PID kontrollü CUK dönüştürücünün çıkış gerilim (V_0) grafiği

PID kontrollü CUK dönüştürücünün çıkış gerilim (V_o) grafiği Şekil 5.16'da gösterilmiştir.

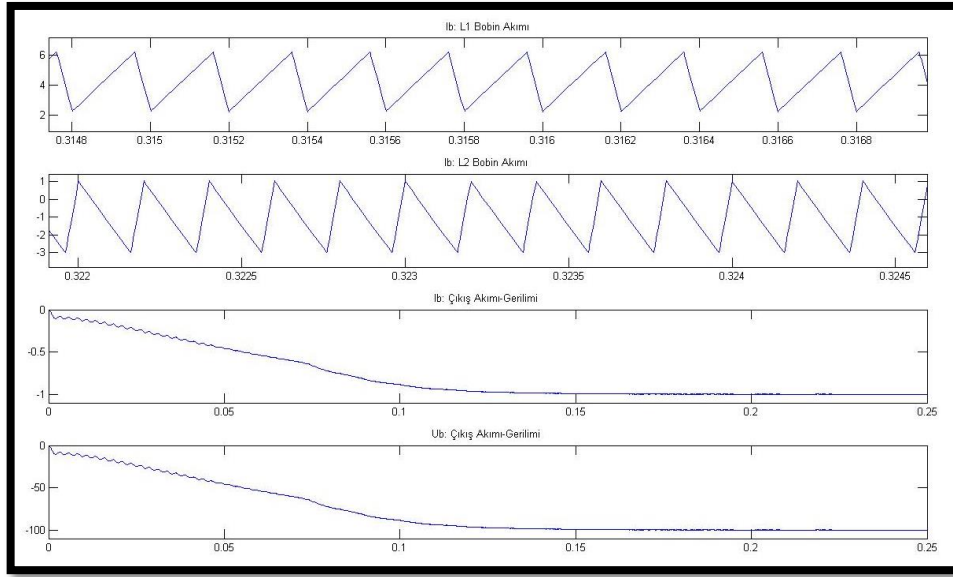


Şekil 5.17 PID kontrollü CUK dönüştürücünün L_1 ve L_2 bobin akımlar (I_{L1} ve I_{L2}) grafiği

PID kontrollü CUK dönüştürücünün L_1 ve L_2 bobin akımlar (I_{L1} ve I_{L2}) grafiği Şekil 5.17'de gösterilmiştir.



Şekil 5.18 PID kontrollü CUK dönüştürücünün diyot akımı (I_d) ve yük direnci



Şekil 5.19 PID kontrollü CUK dönüştürücünün L1, L2, R (IL1, IL2, Io) üzerindeki akım ve çıkış gerilim (V_o) grafiği

Aşağıdaki Çizelge 5.8’de matematiksel analiz sonuçları, kontrolsüz, PI Kontrollü ve PID kontrollü CUK dönüştürücünün sonuçları karşılaştırılmıştır.

Çizelge 5.8 Matematiksel Analiz ve Kontrolsüz, PI Kontrollü ve PID Kontrollü CUK dönüştürücü Sonuçları

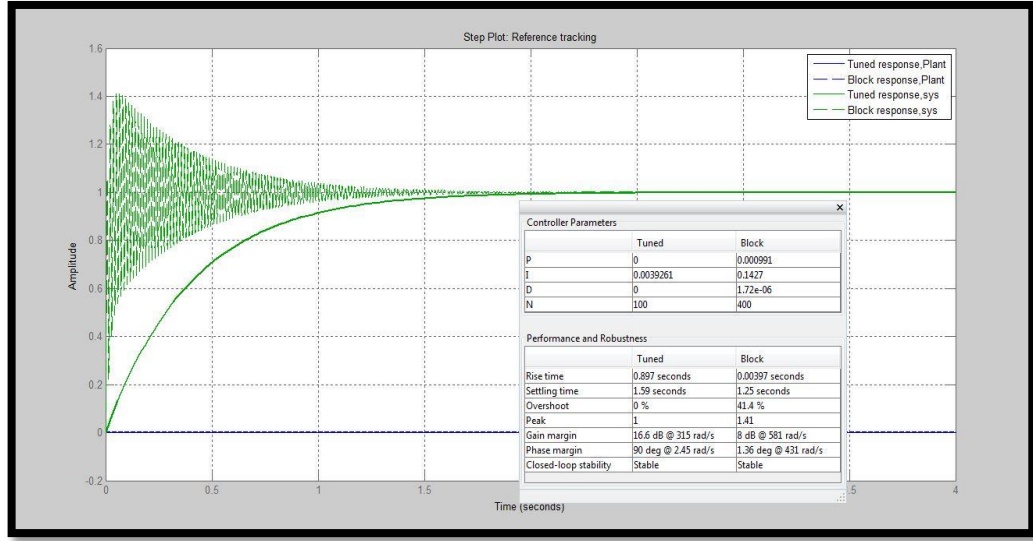
	Matematiksel Analiz	Kontrolsüz Sonuç	PI Kontrollü Sonuç	PID Kontrollü Sonuç
$I_{L1}(A)$	4	3.811	3.161	2.228
$I_{L2}(A)$	-1	-0.5042	0.8335	1.029
$I_o(A)$	-1	-0.9926	0.9978	1.001
$V_o(V)$	-100	-99.2670	99.77	100.1

CUK dönüştürücü için bir kontrolör tasarlanmasının amacı, hem sistemin kararlılığını sağlamak hem de giriş gerilimindeki bozulmalara rağmen minimum aşım ile daha az kararlı bir durum hatası elde etmektir. Ayar noktası değerinin izlenerek çıkış gerilimini düzenlemektir.

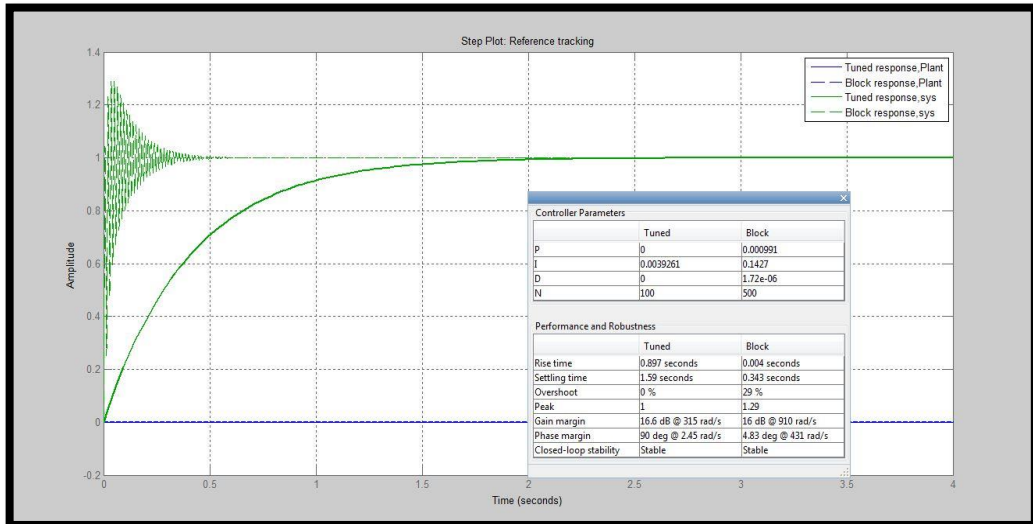
PI kontrollü CUK dönüştürücüde aşırı integrasyondan kaynaklı salınımının fazla olmasından dolayı sistem kararsızdır. PID kontrollü CUK dönüştürücü incelendiğinde bu durum ortadan kalktığı gözlenmiştir. Buna da PID kontrolde yer alan türev faktörünün (K_d) etkisi vardır. PID kontrolde K_p , K_i , K_d gibi değişkenler ile sistem analizi yapıldığı sırada K_d faktörünü etkileyen Filtre katsayısının (N) en uygun değerde seçilmesi gerekir. PID kontrolün dezavantajlarından biri gürültüye karşı çok hassas

olmasıdır. Bunun için sistem için en uygun filtre katsayısı seçilmesi gerekir. Bu filtre katsayısı sistemin kararlı durum hatasını (e) etkilemektedir. Kararlı durum hatası Referans giriş değeri ile çıkış değeri arasındaki farktır. Bu farkın sıfır olması istenir.

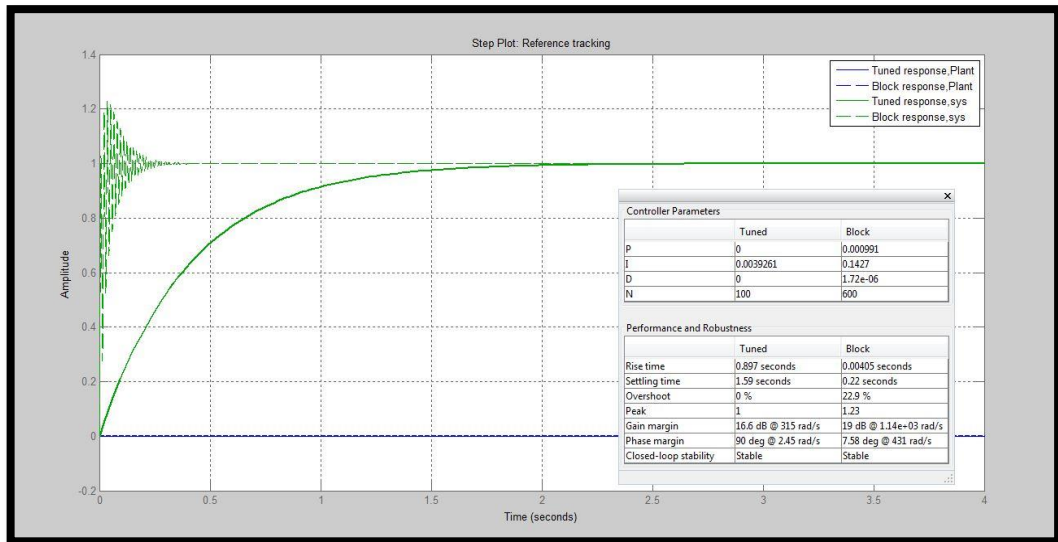
Aşağıda CUK Dönüştürücünün ara yüzde parametrelerini hesapladığımız PID kontrol ile MATLAB/SIMULINK içerisinde yer alan PID Tuner sistem karşılaştırmaları yer almaktadır. Burada farklı filtre katsayılarının (N) sistemi nasıl etkilediği incelenmiştir.



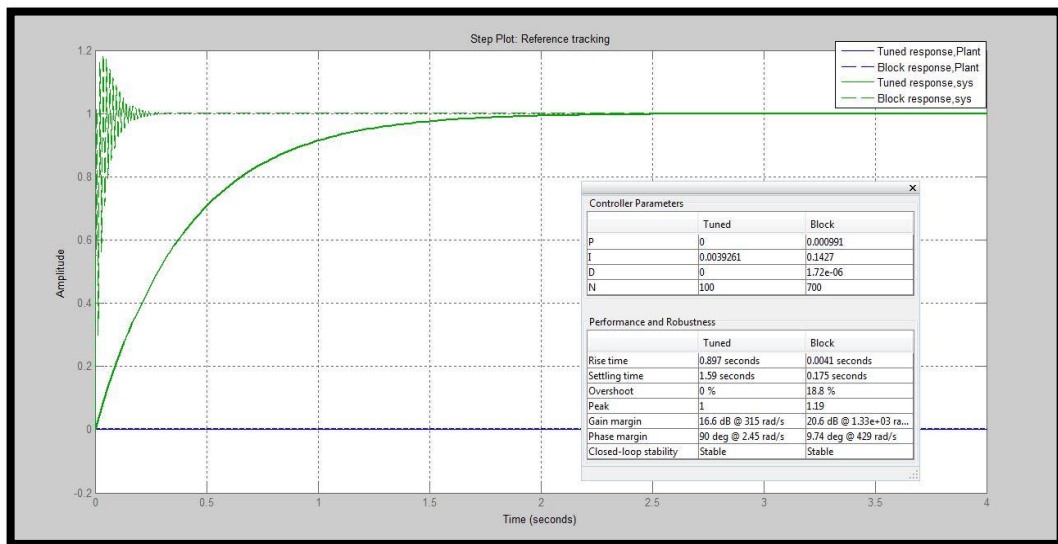
Şekil 5.20 Filtre katsayısı $N=400$ için PID Parametreleri ile PID Tuner parametreleri karşılaştırılması



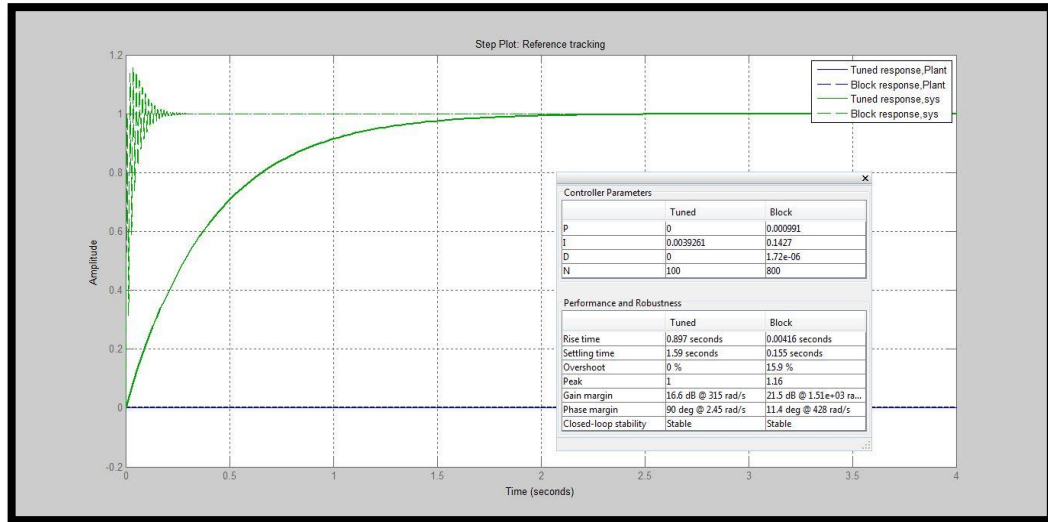
Şekil 5.21 Filtre katsayısı $N=500$ için PID Parametreleri ile PID Tuner parametreleri karşılaştırılması



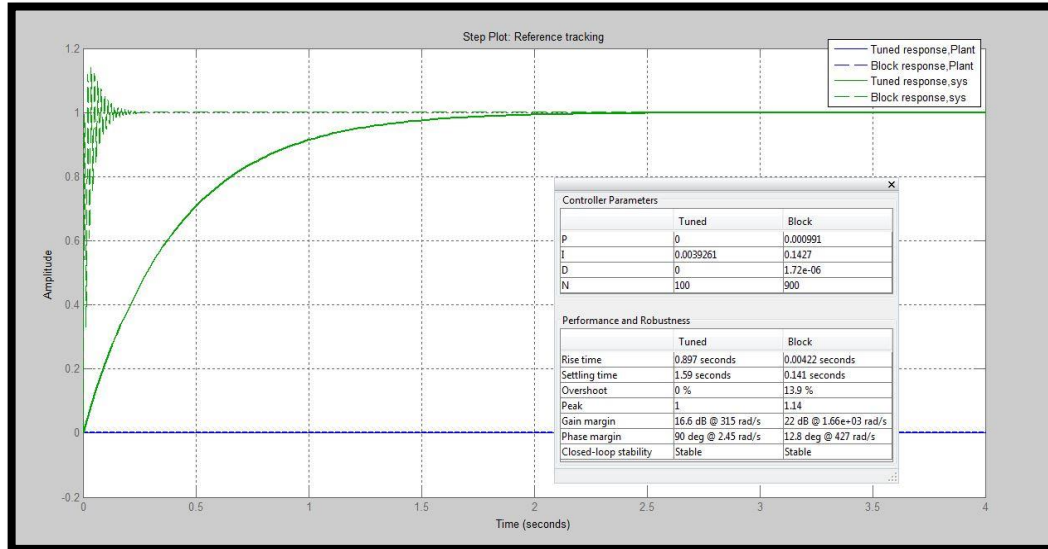
Şekil 5.22 Filtre katsayısı $N=600$ için PID Parametreleri ile PID Tuner parametreleri karşılaştırılması



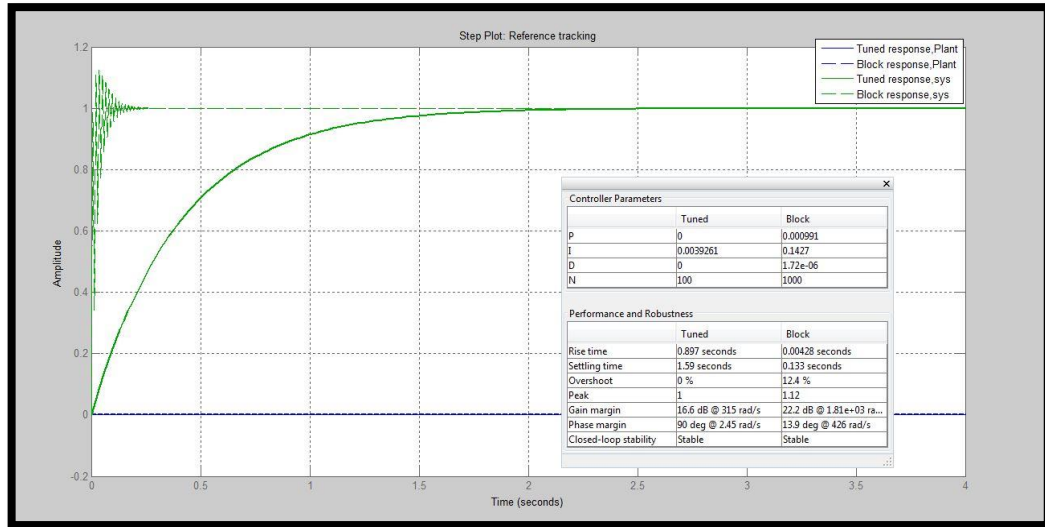
Şekil 5.23 Filtre katsayısı $N=700$ için PID Parametreleri ile PID Tuner parametreleri karşılaştırılması



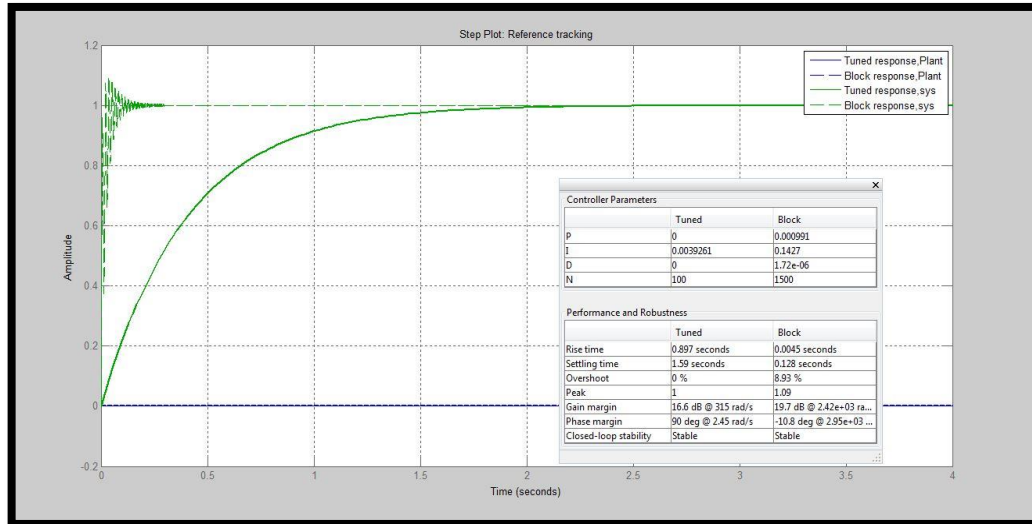
Şekil 5.24 Filtre katsayısı $N=800$ için PID Parametreleri ile PID Tuner parametreleri karşılaştırılması



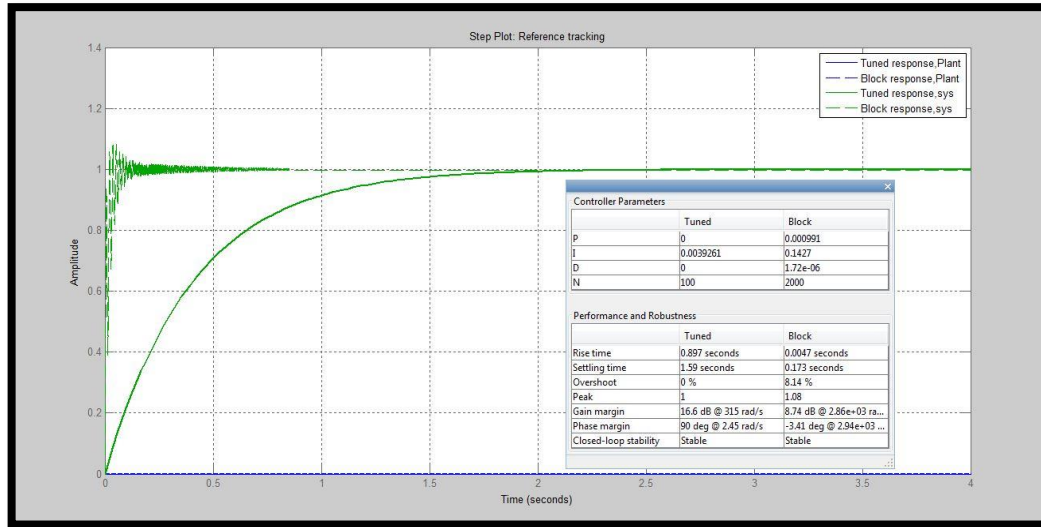
Şekil 5.25 Filtre katsayısı $N=900$ için PID Parametreleri ile PID Tuner parametreleri karşılaştırılması



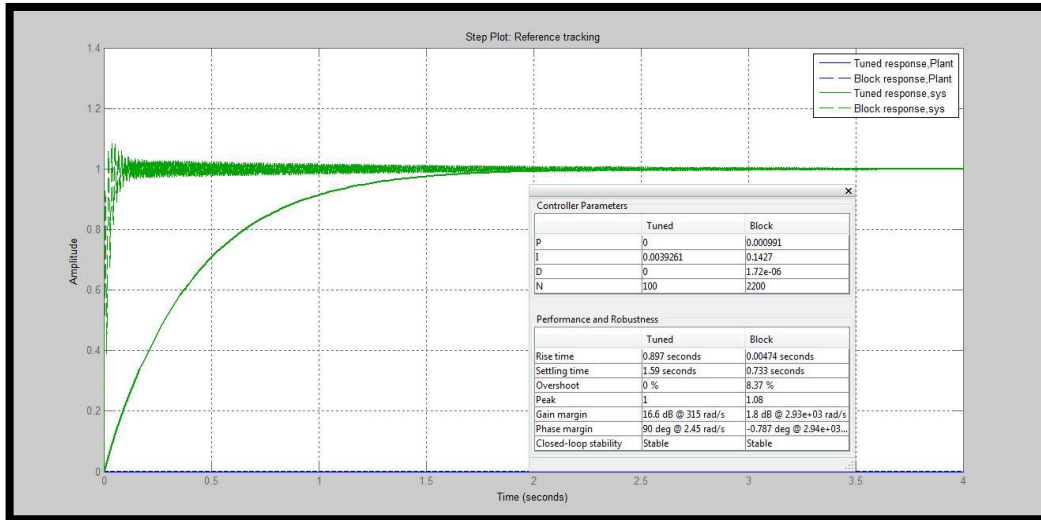
Şekil 5.26 Filtre katsayısı $N=1000$ için PID Parametreleri ile PID Tuner parametreleri karşılaştırılması



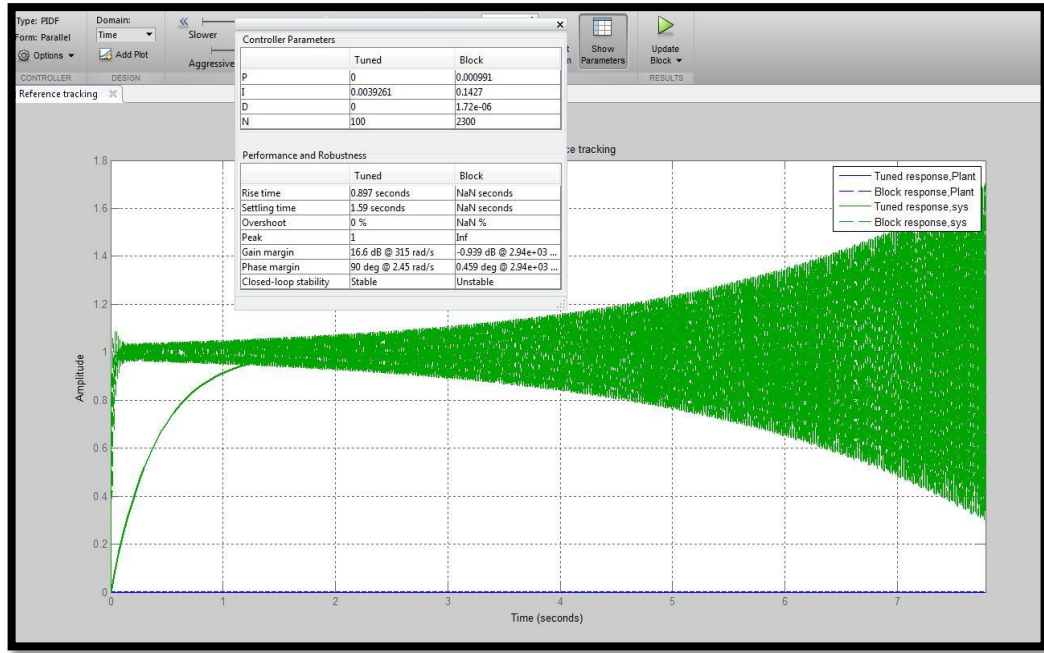
Şekil 5.27 Filtre katsayısı $N=1500$ için PID Parametreleri ile PID Tuner parametreleri karşılaştırılması



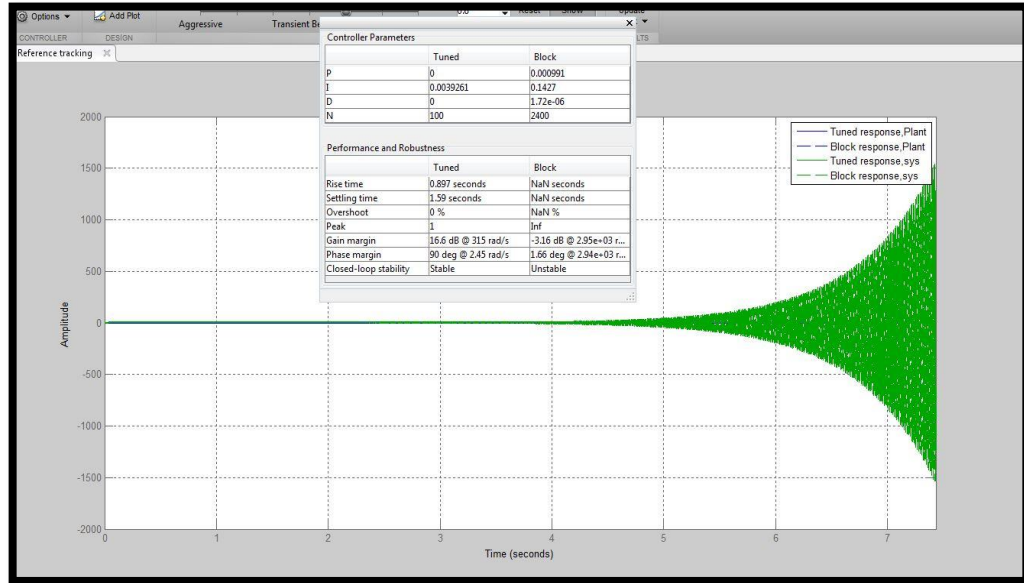
Şekil 5.28 Filtre katsayısı $N=2000$ için PID Parametreleri ile PID Tuner parametreleri karşılaştırılması



Şekil 5.29 Filtre katsayısı $N=2200$ için PID Parametreleri ile PID Tuner parametreleri karşılaştırılması



Şekil 5.30 Filtre katsayısı N=2300 için PID Parametreleri ile PID Tuner parametreleri karşılaştırılması



Şekil 5.31 Filtre katsayısı N=2400 için PID Parametreleri ile PID Tuner parametreleri karşılaştırılması

Çizelge 5.9 ve Çizelge 5.10'da oluşturulan farklı filtre katsayıları için oturma zamanı, yükselme zamanı ve aşım değerleri ile çıkış gerilimi, kararlı durum hatası ve akımların karşılaştırması yer almaktadır.

Çizelge 5.9 Farklı filtre katsayıları için oturma zamanı, yükselme zamanı ve aşım değerlerinin karşılaştırması

Filtre Katsayısı N	K_p	K_i	K_d	Oturma zamanı(sn)	Yükselme zamanı(sn)	Aşım%
400	0.000991	0.1427	0.00000172	1.25	0.00397	41.4
500	0.000991	0.1427	0.00000172	0.343	0.00400	29
600	0.000991	0.1427	0.00000172	0.220	0.00405	22.9
700	0.000991	0.1427	0.00000172	0.175	0.00410	18.8
800	0.000991	0.1427	0.00000172	0.155	0.00416	15.9
900	0.000991	0.1427	0.00000172	0.141	0.00422	13.9
1000	0.000991	0.1427	0.00000172	0.133	0.00428	12.4
1500	0.000991	0.1427	0.00000172	0.128	0.00450	8.93
2000	0.000991	0.1427	0.00000172	0.173	0.00470	8.14
2200	0.000991	0.1427	0.00000172	0.733	0.00474	8.37
2300	0.000991	0.1427	0.00000172	Kararsız	Kararsız	Kararsız
2400	0.000991	0.1427	0.00000172	Kararsız	Kararsız	Kararsız

Kırmızı ile gösterilen sistem analizi için kullanılan referans parametre sonuçlarıdır.

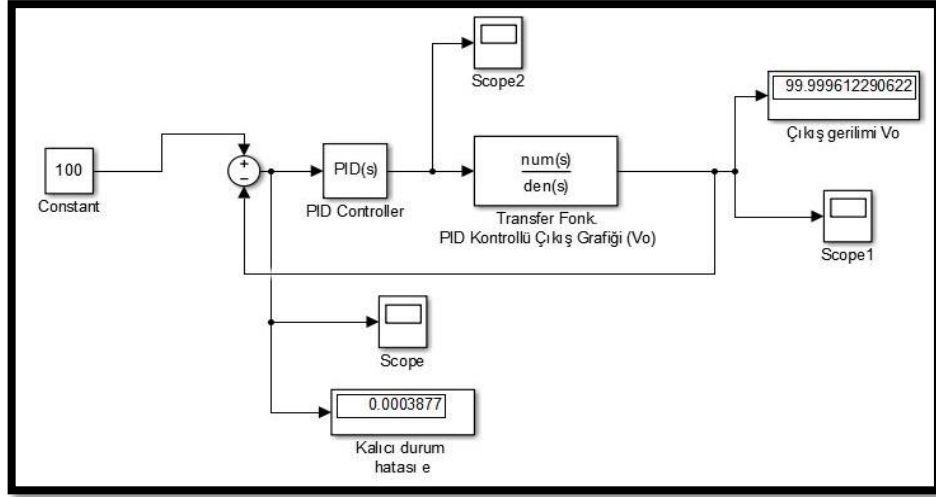
Çizelge 5.10 Farklı filtre katsayıları için çıkış gerilimi, kararlı durum hatası ve akımların karşılaştırması

N Filtre Katsayısı	V_{ref} (V)	V_o (V)	Kalıcı durum hatası (e)	I_{L1} (A)	I_{L2} (A)	I_d (A)	I_o (A)
400	100	99.96	0.03507	2.026	1.062	0.9631	0.9996
500	100	100.1	0.08106	2.210	1.032	1.177	1.001
600	100	100.1	0.08952	2.225	1.029	1.194	1.001
700	100	100.1	0.08967	2.227	1.029	1.197	1.001
800	100	100.1	0.08941	2.228	1.029	1.198	1.001
900	100	100.1	0.08927	2.228	1.029	1.198	1.001
1000	100	100.1	0.08922	2.228	1.029	1.198	1.001
1500	100	100.1	0.08921	2.228	1.029	1.198	1.001
2000	100	100.1	0.08922	2.228	1.029	1.198	1.001
2200	100	100.1	0.08922	2.228	1.029	1.198	1.001
2300	100	100.1	0.08922	2.228	1.029	1.198	1.001
2400	100	100.1	0.08922	2.228	1.029	1.198	1.001

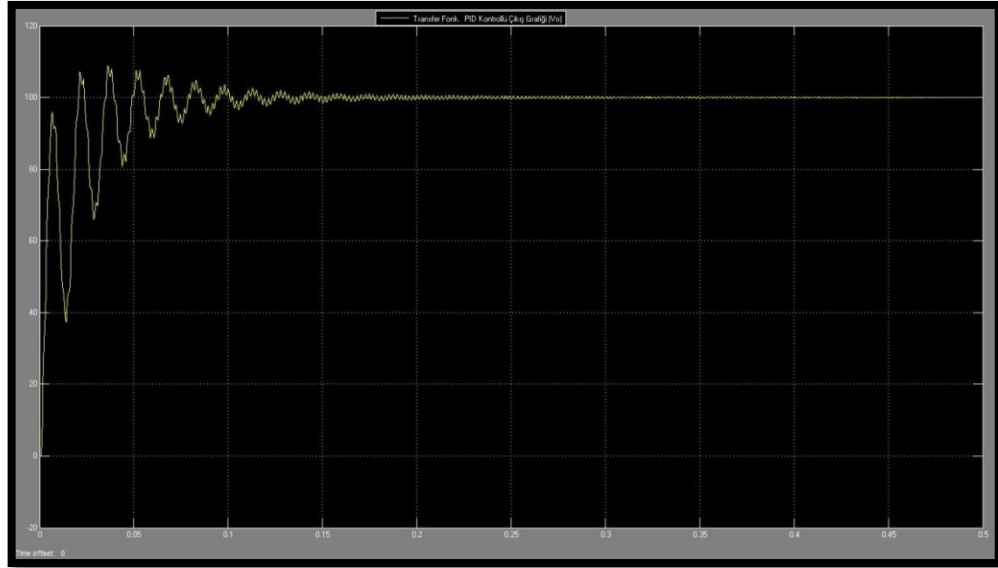
Kırmızı ile gösterilen sistem analizi için kullanılan referans parametre sonuçlarıdır.

Çizelge 5.9 – 5.10 ve Şekil 5.20-5.31 incelendiğinde; N=400'den N=2000'e kadar filtre katsayısı arttıkça oturma süresi azalmakta, yükselme süresi artmakta ve aşım azalmaktadır. N=2200'de yükselme süresi artmakta, aşım azalmakta olmasına rağmen oturma süresi artmaktadır. N=2300'den sonrasında sistem kararsız hal almaktadır.

Burada CUK dönüştürücünün PID kontrollü sonucunu ve kararlı durum hatası(e) ile SIMULINK ortamında transfer fonksiyonunun PID kontrollü diyagram sonucu ve kararlı durum hatası(e) karşılaştırılmıştır.



Şekil 5.32 PID kontrollü transfer fonksiyonunun blok diyagram benzetim sonuçları



Şekil 5.33 PID kontrollü transfer fonksiyonunun blok diyagramın çıkış gerilim (Vo) grafiği

Blok diyagramda kullanılan PID kontrol parametreleri de aşağıdaki gibidir.

K_p : 0.00099065

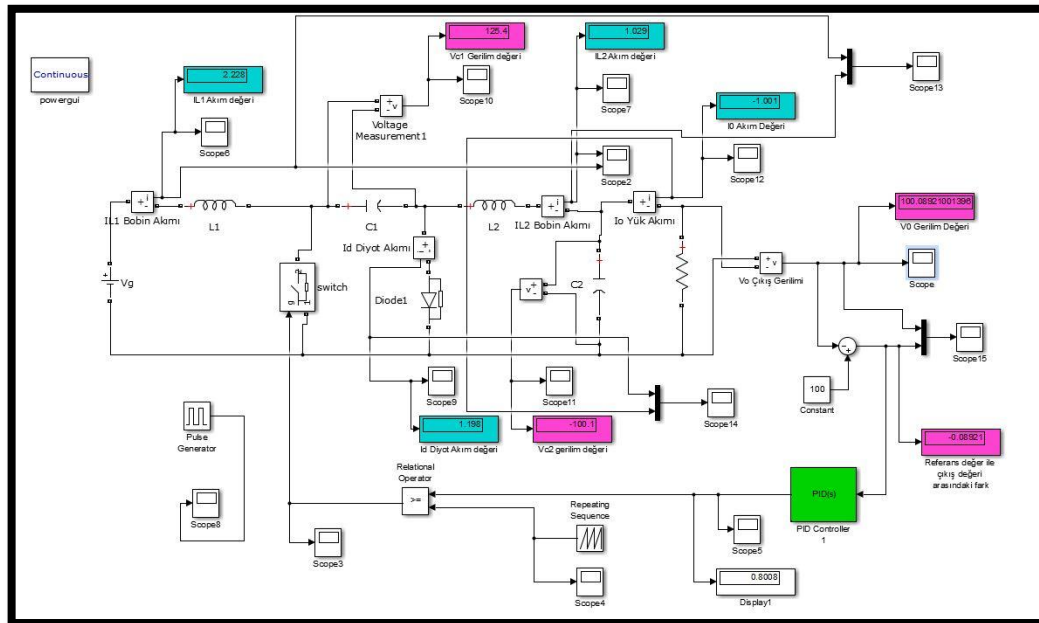
K_i : 0.1427

K_d : 0.0000017191

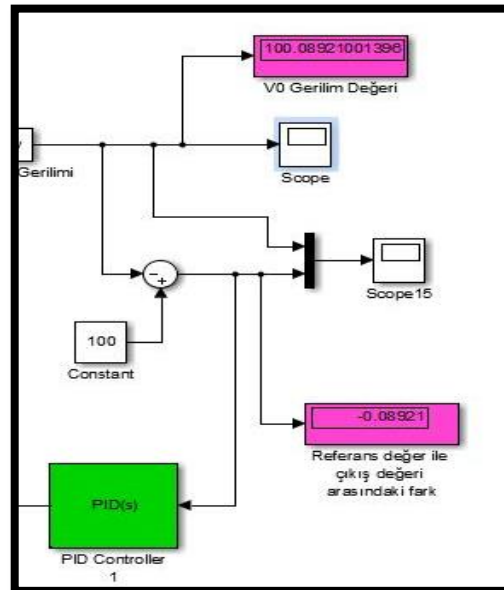
N : 1500

Blok diyagramı incelendiğinde çıkış gerilimi $V_o=99.9996V$, Kararlı durum hatası $e=0.0003877V$ olduğu görülür.

Bu kısımda CUK dönüştürücünün PID kontrollü sonucunu ve kararlı durum hatası(e) incelenmiştir.



Şekil 5. 34 PID kontrollü CUK dönüştürücünün çıkış gerilim (V_o) ve kararlı durum hatası(e) sonuçları



Şekil 5.35 PID kontrollü CUK dönüştürücünün çıkış gerilim(V_o) ve kararlı durum hatası(e) sonuçları

CUK dönüştürücünün PID kontrol parametreleri aşağıdaki gibidir.

Kp : 0.00099065

Ki: 0.1427

K_d : 0.0000017191

N : 1500

PID Kontrollü CUK dönüştürücü incelendiğinde çıkış gerilimi $V_o=100.08921V$, Kararlı durum hatası $e=0.08921V$ olduğu görülmüştür.

Çizelge 5.11’de PID kontrollü transfer fonksiyonunun blok diyagram çıkış gerilim ve kararlı durum hatası ile PID kontrollü CUK dönüştürücünün çıkış gerilimi ve kararlı durum hatası sonuçları karşılaştırılmıştır.

Çizelge 5.11 PID kontrollü Transfer Fonksiyonun Blok diyagram ile PID kontrollü CUK dönüştürücünün çıkış gerilim ve kararlı durum hataları karşılaştırılmaları

	Blok diyagramının PID kontrollü çıkış gerilimi ve kararlı durum hatası	CUK devresinin PID kontrollü çıkış gerilimi ve kararlı durum hatası
V_o (V)	99.9996	100.08921
e	0.0003877	0.08921

Her iki durumda için de PID kontrol parametreleri (K_p , K_i , K_d) ve N aynıdır. Transferfonksiyonun PID ile kontrol diyagramının sonucu oluşan kararlı durum hatası CUK devresinin PI ile kontrol sonucu oluşan kararlı durum hatasından daha iyi olduğu görülür. Buradaki hata miktarı sıfır olması istenir. Sıfıra ne kadar yakın olursa sistem o kadar iyi kontrol edilmiştir.

5.6. Farklı Giriş Gerilimleri(V_g) için PID Kontrol Parametrelerinin Bulunması ve Sonuçları

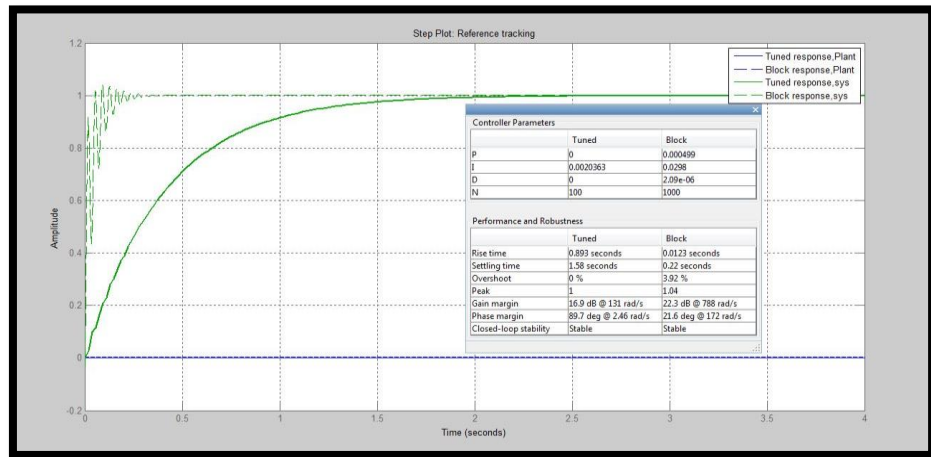
Aşağıda diğer referans parametreleri sabit kalmak şartıyla giriş gerilimlerinin(V_g) değişimlerinde PID parametrelerinin ve akım-gerilimler üzerindeki etkisi gözlemlenmiştir.

Çizelge 5.12 Giriş gerilim(V_g) değişimlerinin PID Parametre performansları ve Çıkış Gerilimi(V_o) üzerindeki etkisinin sonuçları

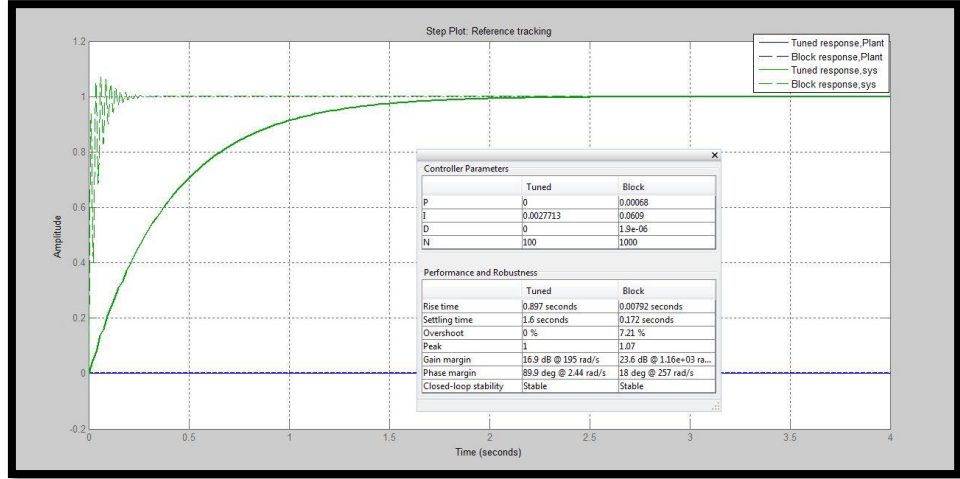
Giriş Gerilim	Volstenen	V_o Benzetim	D	K_p	K_i	K_d	Oturma zamanı(sn)	Yükselme zamanı(sn)	Aşım %	Tepe Değer	N
10	100	97.42	0.909	0.0005	0.0298	$2.09 \cdot 10^{-6}$	0.189	0.0123	3.84	1.04	1000
15	100	100.1	0.869	0.0007	0.0609	$1.95 \cdot 10^{-6}$	0.15	0.00786	6.64	1.07	1000
25	100	100.1	0.8	0.0010	0.1427	$1.72 \cdot 10^{-6}$	0.133	0.00428	12.4	1.12	1000
40	100	99.96	0.714	0.0013	0.2904	$1.46 \cdot 10^{-6}$	0.2	0.00244	22.9	1.23	1000
50	100	99.2	0.666	0.0015	0.4016	$1.34 \cdot 10^{-6}$	0.543	0.00147	37.8	1.38	1000
60	100	99.89	0.625	0.0016	0.4956	$1.21 \cdot 10^{-6}$	1.55	0.0016	49.5	1.5	1000
70	100	99.88	0.588	0.0016	0.5897	$1.11 \cdot 10^{-6}$	2.04	0.00101	68.4	1.68	1000
75	100	99.88	0.571	0.0016	0.6316	$1.10 \cdot 10^{-6}$	9.31	0.00109	75.5	1.75	1000
80	100	99.88	0.555	0.0016	0.3015	$1.00 \cdot 10^{-6}$	0.543	0.00102	44.3	1.44	700
90	100	99.87	0.526	0.0016	0.7342	$9.1 \cdot 10^{-7}$	-----	-----	-----	-----	-----
100	100	99.85	0.5	0.0016	0.7761	$8.1 \cdot 10^{-7}$	-----	-----	-----	-----	-----
150	100	99.88	0.4	0.0010	0.6523	$3.9 \cdot 10^{-7}$	-----	-----	-----	-----	-----
200	100	100.3	0.333	0.0005	0.3642	$1.7 \cdot 10^{-7}$	-----	-----	-----	-----	-----
500	100	99.9	0.166	0.00004	0.0368	$1.2 \cdot 10^{-7}$	0.91	0.0804	4.82	1.05	2000

Kırmızı ile gösterilen sistem analizi için kullanılan referans parametre sonuçlarıdır.

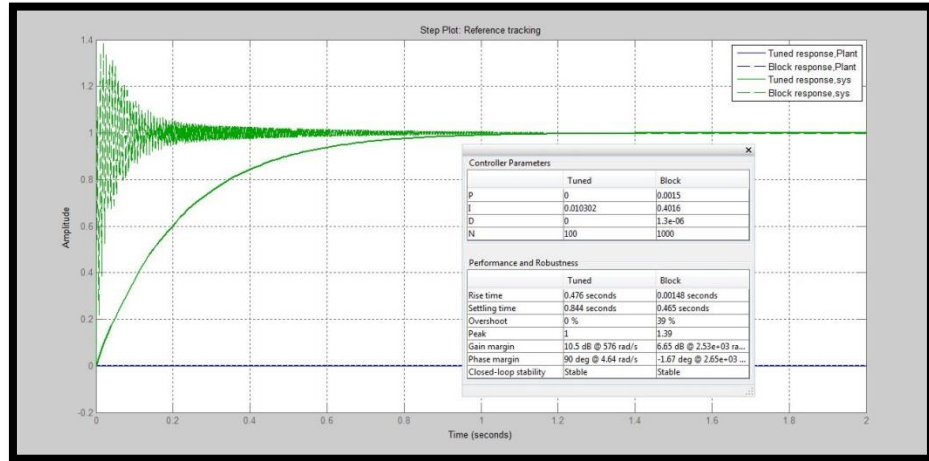
Çizelge 5.12 incelendiğinde giriş gerilimi 10V'dan 75V'a kadar artırıldığında oturma zamanı artmakta, yükselme zamanı ise azalmaktadır. Aşım ise artmaktadır. 90V'dan 200V'a kadar giriş gerilimi artırıldığında sistem kararsız olmaktadır. Burada dikkat edilmesi gereken K_p , K_i , K_d değerlerinin değişimine karşı filtre katsayısının (N) etkisidir. Çünkü kararsızlığı engellemek için uygun filtre katsayısı seçilmesi gerekir. Şekil 5.36' dan Şekil 5.39' a kadar yer alan giriş gerilimlerden birkaçının oluşturulan PID kontrollü sistem ile MATLAB içerisinde yer alan PID Tuner sonuçlarının karşılaştırılmış grafiksel yorumları yer almaktadır.



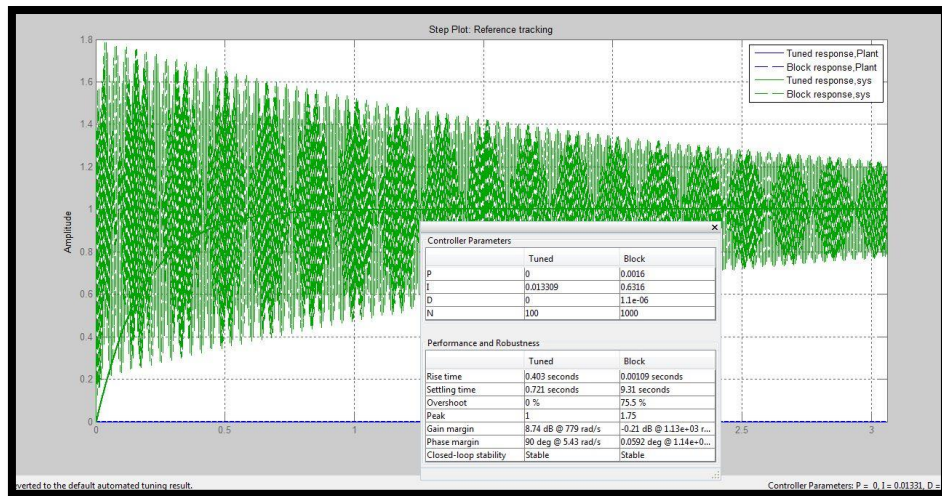
Şekil 5.36 PID Kontrollü CUK dönüştürücünün giriş gerilimi $V_g=10V$ için PID Parametreleri ile PID Tuner parametreleri karşılaştırılması



Şekil 5.37 PID Kontrollü CUK dönüştürücünün giriş gerilimi $V_g=15V$ için PID Parametreleri ile PID Tuner parametreleri karşılaştırılması



Şekil 5.38 PID Kontrollü CUK dönüştürücünün giriş gerilimi $V_g=50V$ için PID Parametreleri ile PID Tuner parametreleri karşılaştırılması



Şekil 5.39 PID Kontrollü CUK dönüştürücünün giriş gerilimi $V_g=75V$ için PID Parametreleri ile PID Tuner parametreleri karşılaştırılması

5.7. Farklı Yük Dirençleri(R) için PID Kontrol Parametrelerinin Bulunması ve Sonuçları

Aşağıda diğer referans parametreleri sabit kalmak şartıyla yük direnci (R) değişimlerinde PID parametrelerinin ve akım-gerilimler üzerindeki etkisi gözlemlenmiştir.

Çizelge 5.13 Yük Direnci(R) değişimlerinin PID Parametre performansları ve Çıkış Gerilimi(V_o)

Yük Direnci R	V_g (V)	V_o (V)	K_p	K_i	K_d	Oturma Zamanı	Yükselme Zamanı	Aşım %	N
10	25	100.1	0.000990	0.1427	0.00000172	0.061	0.00357	4.18	1000
20	25	100.1	0.000990	0.1425	0.00000172	0.0892	0.00408	6.89	1000
40	25	100.1	0.000990	0.1429	0.00000172	0.105	0.00422	9.99	1000
60	25	100.1	0.000990	0.1426	0.00000172	0.119	0.00426	11.2	1000
80	25	100.1	0.000990	0.1426	0.00000172	0.126	0.00428	11.9	1000
100	25	100.1	0.000991	0.1427	0.00000172	0.133	0.00428	12.4	1000
200	25	100	0.0010	0.1444	0.00000173	0.17	0.00426	13.8	1000
500	25	99.34	0.0010	0.1468	0.00000175	0.264	0.00407	21.1	700
1000	25	82.4	0.0010	0.1490	0.00000176	0.559	0.00391	47.5	500
1500	25	92.18	0.0010	0.1502	0.00000177	8.01	0.00392	48.3	400
5000	25	123.5	0.000991	0.1427	0.00000172	-----	-----	-----	-----
10000	25	131.6	0.000992	0.1429	0.00000172	-----	-----	-----	-----

Kırmızı ile gösterilen sistem analizi için kullanılan referans parametre sonuçlarıdır.

Çizelge 5.14 Yük (R) değişimlerinin Çıkış Gerilimi(V_o) ve Akım değerleri üzerindeki etkisinin sonuçları

R Yük	V_g (V)	V_o (V)	I_{L1} (A)	I_{L2} (A)	I_d (A)	I_o (A)	V_{C1} (V)	V_{C2} (V)
10	25	100.1	38.61	7.818	46.43	10.01	132.6	100.1
20	25	100.1	18.38	2.903	21.28	5.004	128.6	100.1
40	25	100.1	8.28	0.4459	8.725	2.5	126.6	100.1
60	25	100.1	4.917	0.3733	4.542	1.668	125.9	100.1
80	25	100.1	3.236	0.7829	2.452	1.251	125.6	100.1
100	25	100.1	2.228	1.029	1.198	1.001	125.4	100.1
200	25	100	0.84	0.86	0.0203	0.5002	125.3	100
500	25	99.34	0.4347	0.4421	0.00768	0.1987	124.6	99.34
1000	25	82.4	0.1534	0.1559	0.00273	0.0824	107.5	82.4
1500	25	92.18	0.01079	0.01129	0.000240	0.06145	117.2	92.18
5000	25	123.5	0.004621	0.004683	0.000186	0.02469	148.5	123.5
10000	25	131.6	0.002165	0.002632	0.0002161	0.01316	156.6	131.6

Kırmızı ile gösterilen sistem analizi için kullanılan referans parametre sonuçlarıdır.

Her iki tablo incelendiğinde yük direnci arttıkça oturma zamanı ve aşım da artmaktadır. Giriş bobini olan L_1 üzerinden akım üzerindeki etkisini incelendiğinde sürekli azalmaktadır. CUK dönüştürücü parametrelerinin matematiksel analizi sonucu

bulunan değer olan I_{L1} akım değeri 4 Amper olarak bulunmuştu. Bu değere en yakın yük direnci 80 ohm'dur. I_{L2} Akım değeri ise 1 Amper olarak bulunmuştu. Bu değere de en yakın yük direnci 100 ohm'dur.

5.8. Farklı Bobin Değerleri(L_1) için PID Kontrol Parametrelerinin Bulunması ve Sonuçları

Aşağıda diğer referans parametreleri sabit kalmak şartıyla Bobin(L_1)değişimlerinde PID parametrelerinin ve akım-gerilimler üzerindeki etkisi gözlemlenmiştir.

Çizelge 5.15 Bobin (L_1)değişimlerinin PID Parametre performansları ve Çıkış Gerilimi(V_o)

L_1 mH	K_p	K_i	K_d	Aşım %	Oturma Zamanı(sn)	Yükselme Zamanı(sn)
1	0.000991	0.1427	0.00000172	12.4	0.133	0.00428
2	0.000976	0.0909	0.00000239	7.76	0.149	0.00649
3	0.000970	0.0809	0.00000290	6.42	0.16	0.00843
4	0.000967	0.0699	0.00000334	5.26	0.184	0.0101
5	0.000965	0.0624	0.00000373	4.58	0.205	0.0115
6	0.000967	0.0571	0.00000409	4	0.223	0.0132
8	0.000964	0.0492	0.00000472	3.05	0.221	0.0153
9	0.000963	0.0464	0.00000500	2.76	0.234	0.0172
10	0.000963	0.0440	0.00000526	2.51	0.246	0.0192
12	0.000962	0.0401	0.00000576	2.05	0.270	0.0640
15	0.000964	0.0360	0.00000645	1.67	0.300	0.0719
18	0.000963	0.0328	0.00000963	1.3	0.327	0.0794

Kırmızı ile gösterilen sistem analizi için kullanılan referans parametre sonuçlarıdır.

Çizelge 5.16 Bobin (L_1) değişimlerinin Çıkış Gerilimi(V_o) ve Akım değerleri üzerindeki

L_1 mH	I_{L1} (A)	I_{L2} (A)	I_d (A)	I_o (A)	V_o (V)
1	2.228	1.029	1.198	1.001	100.1
2	3.229	1.029	2.199	1.001	100.1
3	3.563	1.03	2.532	1.001	100.1
4	3.729	1.03	2.698	1.001	100.1
5	3.83	1.03	2.799	1.001	100.1
6	3.89	1.03	2.863	1.001	100.1
8	3.975	1.029	2.944	0.9993	99.93
9	4.001	1.029	2.970	0.9982	99.82
10	4.009	1.029	2.978	0.9964	99.64
12	4.018	1.028	2.998	0.9907	99.07
15	3.984	1.027	2.955	0.9774	97.74
18	3.904	1.025	2.878	0.9558	95.58

Kırmızı ile gösterilen sistem analizi için kullanılan referans parametre sonuçlarıdır.

5.9. Farklı Bobin Değerleri(L_2) için PID Kontrol Parametrelerinin Bulunması ve Sonuçları

Aşağıda diğer referans parametreleri sabit kalmak şartıyla Bobin(L_2)değişimlerinde PID parametrelerinin ve akım-gerilimler üzerindeki etkisi gözlemlenmiştir.

Çizelge 5.17 Bobin(L_2)değişimlerinin PID Parametre performansları ve Çıkış Gerilimi(V_o)

L_2 mH	K_p	K_i	K_d	Aşım %	Oturma Zamanı(sn)	Yükselme Zamanı(sn)
1	0.1463	0.1427	0.00000172	12.4	0.133	0.00428
2	0.0010	0.1463	0.00000177	1.13	0.173	0.00379
3	0.0010	0.1501	0.00000183	16.1	0.964	0.00408
4	0.0011	0.1552	0.00000190	47.2	1.14	0.00321
5	0.0011	0.1592	0.00000196	47.8	1.09	0.00287
6	0.0011	0.1630	0.00000202	49	1.03	0.00272
8	0.0012	0.1702	0.00000214	54.3	0.946	0.00253
9	0.0012	0.1703	0.000002144	54.9	0.959	0.00254
10	0.0013	0.1779	0.000002271	58.2	0.865	0.00245
12	0.0013	0.1860	0.00000240	65.6	0.823	0.00248
15	0.0014	0.1984	0.00000260	65.8	0.801	0.00248
18	0.0015	0.2110	0.00000280	73.8	0.829	0.00249

Kırmızı ile gösterilen sistem analizi için kullanılan referans parametre sonuçlarıdır.

Çizelge 5.18 Bobin (L_2) değişimlerinin Çıkış Gerilimi(V_o) ve akım değerleri üzerindeki etkisinin sonuçları

L_2 mH	I_{L1} (A)	I_{L2} (A)	I_d (A)	I_o (A)	V_o (V)
1	2.228	1.029	1.198	1.001	100.1
2	2.226	0.0191	2.213	1	100
3	2.226	0.3259	2.55	1	100
4	2.226	0.4946	2.719	1	100
5	2.225	0.5958	2.82	1	100
6	2.225	0.6632	2.887	1	100
8	2.162	0.7354	2.897	1.001	100.1
9	2.277	0.7864	3.062	1	100
10	2.216	0.8084	3.023	0.9997	99.97
12	2.192	0.8236	3.014	0.9993	99.93
15	2.242	0.8713	3.112	1.001	100.1
18	2.257	0.8916	3.147	0.9984	99.84

Kırmızı ile gösterilen sistem analizi için kullanılan referans parametre sonuçlarıdır.

5.10. Farklı Kondansatör Değerleri(C_1)için PID Kontrol Parametrelerinin Bulunması ve Sonuçları

Aşağıda diğer referans parametreleri sabit kalmak şartıyla Kondansatör(C_1)değişimlerinde PID parametrelerinin ve akım-gerilimler üzerindeki etkisi gözlenmiştir.

Çizelge 5.19 Kondansatör (C1)değişimlerinin PID Parametre performansları ve Çıkış Gerilimi(Vo) üzerindeki etkisinin sonuçları

C_1 μH	K_p	K_i	K_d	Aşım %	Oturma Zamanı (sn)	Yükselme Zamanı (sn)
15	0.0010	0.1646	0.00000157	13.4	0.12	0.00381
25	0.0010	0.1616	0.00000159	13	0.121	0.00391
50	0.0010	0.1545	0.00000163	12.3	0.126	0.00398
75	0.000997	0.1483	0.00000167	12.7	0.13	0.00401
100	0.000991	0.1427	0.00000172	12.4	0.133	0.00428
150	0.000980	0.1332	0.00000180	12.2	0.142	0.00474
200	0.000972	0.1253	0.00000188	11.8	0.15	0.00513
250	0.000965	0.1185	0.00000196	11.7	0.158	0.00551
400	0.000951	0.1033	0.00000219	10.5	0.18	0.00649

Kırmızı ile gösterilen sistem analizi için kullanılan referans parametre sonuçlarıdır.

Çizelge 5.20 Kondansatör C1 değişimlerinin Çıkış Gerilimi(Vo) ve Akım değerleri

C_1 μH	I_{L1} (A)	I_{L2} (A)	I_d (A)	I_o (A)	V_o (V)
15	2.23	1.16	1.065	1.001	100.1
25	2.23	1.1	1.129	1.001	100.1
50	2.229	1.052	1.175	1.001	100.1
75	2.228	1.036	1.19	1.001	100.1
100	2.228	1.029	1.198	1.001	100.1
150	2.227	1.021	1.205	1.001	100.1
200	2.227	1.017	1.209	1.001	100.1
250	2.277	1.015	1.211	1.001	100.1
400	2.225	1.011	1.213	1.001	100.1

Kırmızı ile gösterilen sistem analizi için kullanılan referans parametre sonuçlarıdır.

5.11. Farklı Kondansatör Değerleri(C₂) için PID Kontrol Parametrelerinin Bulunması ve Sonuçları

Aşağıda diğer referans parametreleri sabit kalmak şartıyla Kondansatör(C₂)değişimlerinde PID parametrelerinin ve akım-gerilimler üzerindeki etkisi gözlenmiştir.

Çizelge 5.21 Kondansatör (C2) değişimlerinin PID Parametre performansları ve Çıkış Gerilimi(Vo) üzerindeki etkisinin sonuçları

C_2 μH	K_p	K_i	K_d	Aşım %	Oturma Zamanı(sn)	Yükselme Zamanı(sn)
50	0.000930	0.2297	0.00000942	31.9	0.0318	0.00581
200	0.000968	0.1825	0.00000128	16.1	0.118	0.00312
350	0.000984	0.1554	0.00000155	13.6	0.128	0.00393
400	0.000987	0.1468	0.00000164	12.3	0.127	0.00413
450	0.000991	0.1427	0.00000172	12.4	0.133	0.00428
550	0.000995	0.1327	0.00000186	11.7	0.145	0.00457

650	0.000999	0.1246	0.00000200	11.1	0.148	0.00485
750	0.0010	0.1178	0.00000213	12.1	0.167	0.00523

Kırmızı ile gösterilen sistem analizi için kullanılan referans parametre sonuçlarıdır.

Çizelge 5.22 Kondansatör (C2)değişimlerinin Çıkış Gerilimi(V_o) ve Akım değerleri üzerindeki

C_2 μH	I_{L1} (A)	I_{L2} (A)	I_d (A)	I_o (A)	V_o (V)
50	2.228	1.049	1.178	1.008	100.8
200	2.228	1.032	1.195	1.002	100.2
350	2.228	1.029	1.197	1.001	100.1
400	2.228	1.029	1.197	1.001	100.1
450	2.228	1.029	1.198	1.001	100.1
550	2.228	1.028	1.198	1.001	100.1
650	2.228	1.028	1.199	1.001	100.1
750	2.228	1.028	1.199	1.001	100.1

Kırmızı ile gösterilen sistem analizi için kullanılan referans parametre sonuçlarıdır.

5.12. Farklı Anahtarlama Frekansı Değerleri(f_s)için Giriş-Çıkış Güç Değerlerinin Bulunması ve Sonuçları

Aşağıdaki tabloda farklı anahtarlama frekanslarının bobin akımları üzerindeki etkisi gözlenmiştir. Anahtarlama frekansı arttıkça, anahtarın “anahtarlama” kayıpları da artmaktadır. Sistemimizin kaynaktan sağlanan ortalama güç değeri ile yük tarafından harcanan ortalama güç değerinin matematiksel analiz sonuçlarındaki güç değerlerine en yakın olacak şekilde anahtarlama frekansı en uygun değeri tablodan seçilebilecektir. Çizelge 5.23’ü incelediğimizde kaynağın sağladığı güç ile yükü harcadığı gücün birbirine en yakın olduğu $f_s=6.7\text{kHz}$ olduğu değerdir.

Çizelge 5.23 Farklı anahtarlama frekans (f_s) değerlerinin giriş ve çıkış güçleri üzerindeki etkisi

Frekans f_s (kHz)	V_g (V)	I_{L1} (A)	Giriş Gücü (W) ($V_g * I_{L1}$)	V_o (V)	I_{L2} (A)	Çıkış Gücü (W) ($V_o * I_{L2}$)
1	25	2.117	52.295	101.376	-0.4669	-47.332
2	25	1.633	40.825	99.764	1.653	164.909
3	25	5.791	144.775	99.873	-2.682	-267.859
4	25	1.725	43.125	100.139	1.547	154.915
5	25	2.228	55.700	100.089	1.029	102.991
6	25	3.399	84.975	99.968	-0.164	-16.394
6.7	25	3.994	99.850	99.9977	-0.976	-97.597
7	25	4.233	105.825	99.954	-1.008	-100.7536
7.5	25	3.737	93.425	100.056	-0.4918	-49.2075
8	25	2.982	74.550	100.034	0.2607	26.0788
9	25	1.412	106.525	100.262	-3.646	-365.555

Kırmızı ile gösterilen sistem analizi için kullanılan referans parametre sonuçlarıdır.

5.13. Analizler Sonucu Oluşan Düzenlenmiş Sistemin Analizi ve Sonuçları

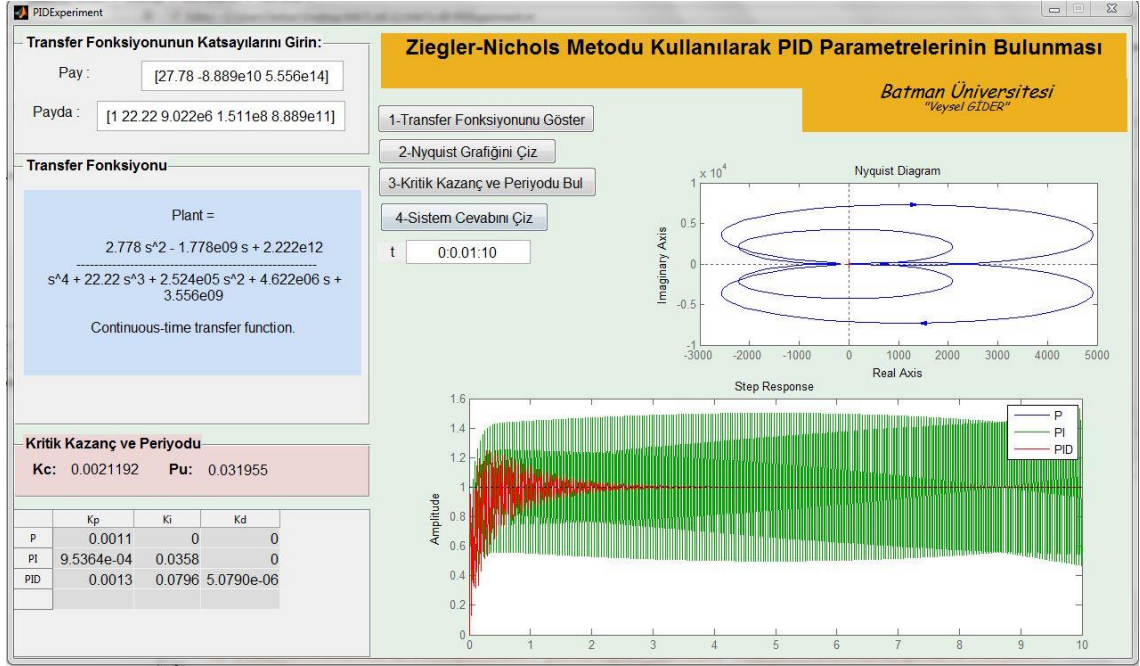
Şu ana kadar yapılan çalışmalar göz önüne alındığında sistem parametrelerimizin en uygun değer seçilmesi için birçok gözlem yapılmıştır. Bu gözlemler neticesinde aşağıda yer alan çizelgede sistem parametrelerimizin düzenlenmiş hali ve ona bağlı olarak oluşmuş olan PID kontrol parametre değerlerimiz gösterilmiştir. Bu kontrol parametre ve anahtarlama frekans değerlerimizin sonucunda sistemimizin benzetimi yapılmış ve sonuçlar aşağıda gösterilmiştir.

Çizelge 5.24'e bakıldığında önceki sistem parametresinden farklı olarak analizler sonucu seçilen L_1 , L_2 bobin değerleri ve f_s anahtarlama frekans değerleri değiştirilmiştir. Bu değiştirilen değerlere göre sistem tekrar analiz edilmiş ve istenen değerlere yakın sonuçlar elde edilmiştir.

Çizelge 5.24 Düzenlenmiş CUK Dönüştürücü sistemin parametreleri

Elemanlar	Değerler
V_g	25V
L_1	5mH
C_1	100 μ F
L_2	50mH
C_2	450 μ F
R	100 Ω
V_0 (istenen)	100V
f_s	6.7kHz
Duty(D Görev oranı)	0.8

Bu düzenlenmiş sistemin transfer fonksiyonu ve kontrol parametre değerlerinin tasarımı yapılan ara yüzden hesaplanmıştır.



Şekil 5.40 Ara yüzden düzenlenmiş sistemin transfer fonksiyonu ve kontrol parametrelerinin bulunması

Parametreleri verilen düzenlenmiş sistemin transfer fonksiyonu aşağıdaki gibidir.

$$\frac{V_0(s)}{d(s)} = \frac{2.778s^2 - 1.778 \times 10^9 s + 2.222 \times 10^{12}}{s^4 + 22.22s^3 + 2.524 \times 10^5 s^2 + 4.622 \times 10^6 s + 3.556 \times 10^9}$$

PID Kontrol için;

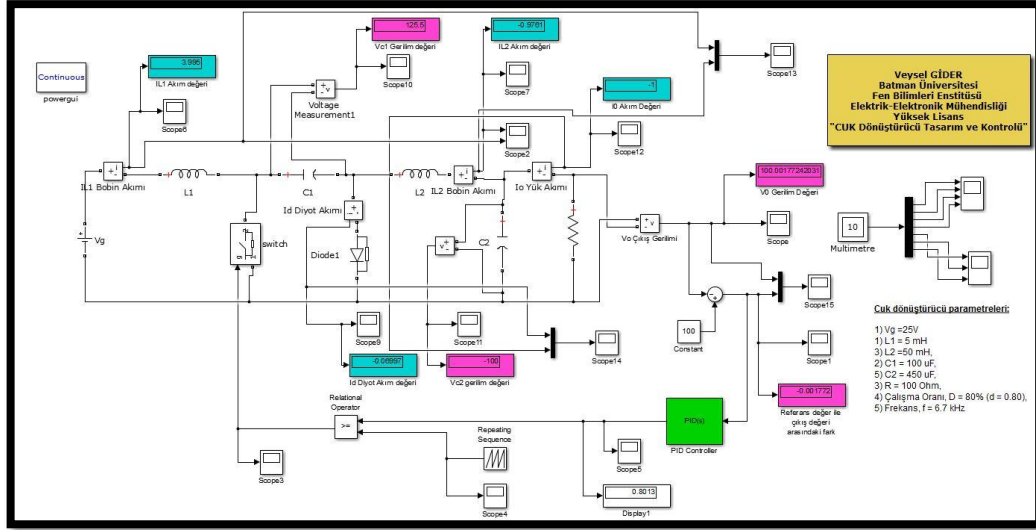
$$K_p: 0.0013$$

$$K_i: 0.0796$$

$$K_d: 0.0000050790$$

$$N: 350$$

Düzenlenmiş sistem parametrelerle PID kontrol ile yapılan CUK dönüştürücü devresi ve sonuçları aşağıda gösterilmiştir.



Şekil 5.41 CUK dönüştürücünün düzenlenmiş sistemin PID kontrollü devresi.

Oluşturulan CUK dönüştürücünün düzenlenmiş sistemin PID kontrollü devresinin çıkış gerilim ve akım değerleri aşağıdaki gibi bulunmuştur.

$$V_o = 100.001772 \text{ V}$$

$$I_{L1} = 3.995 \text{ A}$$

$$I_{L2} = -0.9761 \text{ A}$$

$$I_o = -1 \text{ A}$$

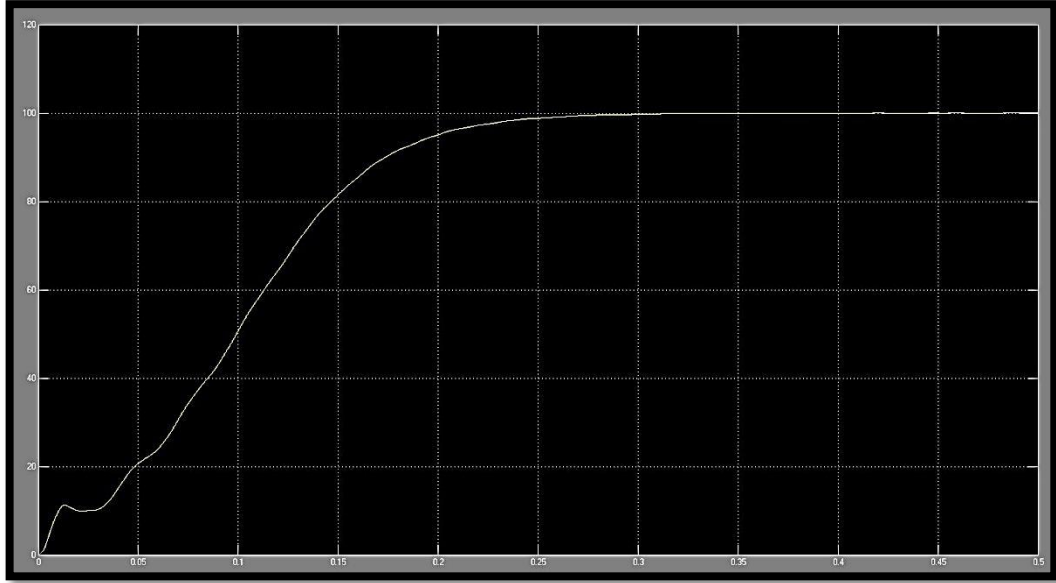
Burada kaynağın sağlamış olduğu ortalama güç P_s ile yük tarafından harcanan gücü P_o hesaplanmıştır.

$$P_s = I_{L1} * V_s \quad (5.5)$$

$$P_s = 3.995 \text{ A} * 25 \text{ V} = 99.875 \text{ W}$$

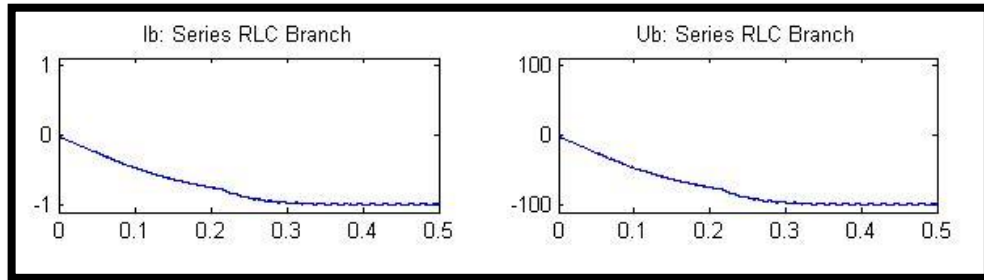
$$P_o = I_{L2} * -V_o \quad (5.6)$$

$$P_s = -0.9761 \text{ A} * 100.001772 \text{ V} = -97.612 \text{ W}$$

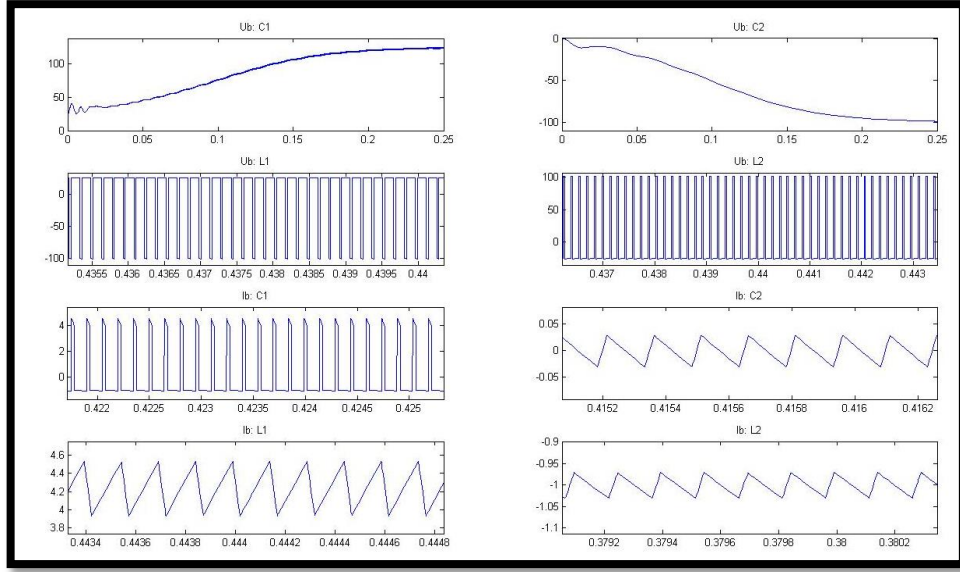


Şekil 5.42 Düzenlenmiş sistemin PID kontrollü CUK dönüştürücünün çıkış gerilim (V_o) grafiği

Düzenlenmiş sistemin PID kontrollü CUK dönüştürücünün çıkış gerilim (V_o) grafiği Şekil 5.42’de gösterilmiştir.



Şekil 5.43 Düzenlenmiş sistemin PID kontrollü CUK dönüştürücünün yük direnci (I_o , V_o) üzerindeki çıkış akım ve gerilim grafiği



Şekil 5.44 Düzenlenmiş sistemin PID kontrollü CUK dönüştürücünün L1, L2 ve C1,C2, (IL1,IL2,Vc1,Vc2) üzerindeki akım ve gerilim grafiği

Aşağıdaki Çizelge 5.25’de matematiksel analiz sonuçları, kontrolsüz, PI Kontrollü, Düzenlenmiş sistemin PID kontrollü CUK dönüştürücünün akım, gerilim ve güç sonuçları karşılaştırılmıştır.

Çizelge 5.25 Matematiksel Analiz, Kontrolsüz, PI Kontrollü, PID Kontrollü ve Düzenlenmiş Sistem ile PID Kontrollü CUK dönüştürücü Sonuçları

	Matematiksel Analiz	Kontrolsüz Sonuç	PI Kontrollü Sonuç	Düzenlenmiş Sistem PID Kontrol Sonuç
$I_{L1}(A)$	4	3.811	3.161	3.995
$I_{L2}(A)$	-1	-0.5042	0.8335	-0.9761
$I_o(A)$	-1	-0.9926	0.9978	-1
$V_o(V)$	-100	-99.2670	99.77	-100
$P_s(W)$	100	95.275	79.025	99.875
$P_o(W)$	-100	-50.05	83.161	-97.612

6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

6.1 Sonuçlar

CUK dönüştürücü topolojisinde, kapasitör (C_1), girişten çıkışa enerji depolamanın ve transfer etmenin birincil aracı olarak görev yapar. Düşürücü-Yükseltici dönüştürücülerde giriş akımı(i_{L_1}) ile çıkış akımında(i_{L_2}) yüksek derecede dalgalanmalar meydana gelmektedir. CUK dönüştürücünün avantajı, giriş akımı ile çıkış akımının makul derecede dalgalanmasını sağlamaktadır.

CUK dönüştürücü için bir kontrolör tasarlanmanın amacı, hem sistemin kararlılığını sağlamak hem de giriş gerilimindeki bozulmalara rağmen minimum aşma ile daha az kararlı bir durum hatası elde etmektir. Bu tez çalışmasında sunulan kontrol çalışması, geçici gerilimleri azaltarak ve ayar noktası değeri izlenerek sabit bir çıkış gerilimi elde etmektir.

PID kontrolü ve varyasyonları endüstride yaygın olarak kullanılmaktadır. Kontrol mühendisleri genellikle birinci dereceden santralleri kontrol etmek için PI kontrolörlerini tercih ederler. Öte yandan, PID kontrolü iki veya daha yüksek dereceli sistemleri kontrol etmek için büyük ölçüde kullanılır. Neredeyse tüm durumlarda, kapalı çevrim sistemi için hızlı geçici tepki ve sıfır kararlı durum hatası istenir. Genellikle, bu iki özellik birbiriyle çatışır ve bu da tasarımı zorlaştırır. PID'nin tercih edilmesinin nedeni, bu özelliklerin her ikisini aynı anda sağlamasıdır.

Bu tezde, CUK dönüştürücünün kontrolü gerçekleştirilmiştir. CUK dönüştürücünün matematiksel analizi yapılmış olup dinamik modelini bulmak için durum uzayı ortalama tekniği uygulanmıştır. Buradan dördüncü dereceden bir transfer fonksiyonu elde edilmiştir.

Çalışma sırasında görev oranını (Duty Cycle-D) değiştirmek için bir kontrolör kullanarak, devre bozulmaları ve salınımları azaltmaya çalışılmıştır. Bununla ilgili PI, PD, PID, Genetik Algoritma, Bulanık Mantık Kontrolör, LQR, Optimal Kontrolör gibi birçok kontrol metotları bulunmaktadır. Çalışmada PID kontrolör kullanılarak sistemin analizi yapılmıştır. Daha sonra sistem kontrolsüz, PI kontrollü ve PID kontrollü olarak sonuçlar karşılaştırılmıştır.

Verilen parametreler kullanarak CUK dönüştürücünün MATLAB-SIMULINK ortamında benzetimi yapılmış ve sonuçlar değerlendirilmiştir. MATLAB içerisinde yer alan Kullanıcı Tabanlı Ara Yüz (GUI) editörü kullanılarak transfer fonksiyonu ve diğer

kontrol parametrelerini bulmak için ara yüz tasarımı yapılmıştır. Tasarımı yapılan bu ara yüzde CUK dönüştürücü için istenilen parametreler girilerek transfer fonksiyonu oluşturulmuş ve bu sisteme ait kontrol parametreleri (P, PI, PID) Ziegler-Nichols metodu kullanılarak elde edilmiştir. Elde edilen kontrol parametreleri kullanılarak sistemin kontrolsüz, PI kontrollü ve PID kontrollü olarak benzetimi yapılmış ve sonuçlar değerlendirilmiştir.

Elde edilen sonuçlarda PID kontrolü etkileyen birçok etken görülmüştür. CUK dönüştürücünün farklı eleman değerlerine göre PID kontrol parametreleri (K_p , K_i , K_d) üzerindeki etkisi gözlemlenmiştir. Değişen bu parametrelerle sistemin yükselme zamanı, oturma zamanı, aşım değeri, akım ve gerilim değerleri üzerindeki etkisi incelenmiştir. Ayrıca PID kontrolde yer alan filtre katsayısının (N) farklı değerleri ile kontrolör üzerindeki etkisi gözlenmiş ve transfer fonksiyonunun PID kontrollü blok diyagramı ile CUK devresinin PID kontrollü sonuç ve kararlı durum hatası karşılaştırılmaları da yapılmıştır.

6.2 Öneriler

Bu tez çalışması sırasında CUK dönüştürücünün kontrolünü PI kontrol ile gerçekleştirildiğinde sistem daha az kararlı durum hatası ile daha az aşım ile kontrol edilmiştir. Ancak PI kontrolün dezavantajlarından biri olan aşırı integrasyon nedeniyle sistemi kararsızlığa sürüklemeye burada da görülmüştür. Bu nedenle PID kontrolde yer alan türev faktörü ile bu istenmeyen ve salınımlı durumları ortadan kaldırmak için daha uygun olacaktır. Ancak PID kontrolörün dezavantajlarından olan gürültüye karşı hassasiyeti göz ardı edilmemelidir. Bu gürültüleri ortadan kaldırmak için en uygun değerde filtre katsayısı ile filtreleme yapılmalıdır.

Anahtarlama frekansı seçimine dikkat edilmesi gerekir. Çünkü anahtarlama frekansı dönüştürücü tasarımında önemli parametrelerden biridir. Anahtarlama frekansı arttıkça, anahtarın “anahtarlama” kayıpları da artacaktır. Bu kayıpların artmasına rağmen güç devresinde yer alan manyetik elemanların (bobin ve transformatör) ve kondansatörlerin devre değerleri ile ebatlarının küçülmesine yaradığı için dönüştürücünün ebatlarının makul olmasını belirleyen önemli bir parametredir.

Bobin elemanlarının ve anahtarlama frekansının sistem için en uygun değerde seçilmesine dikkat edilmesi gerekir. Çünkü CUK dönüştürücünün kaynaktan sağlanan güç, giriş bobinin akımı ile kaynak gerilimin çarpımıdır. Aynı şekilde yük tarafından

harcanan güç, çıkış bobin akımı ile çıkış geriliminin çarpımıdır. Kaynağın sağladığı güç ile yük tarafından harcanan güç aynı olması gerekir. Bu nedenle bobin değerlerinin ve anahtarlama frekansının değerleri önemlidir.

KAYNAKLAR

- Açık Erişim, Yenilenebilir Enerji Sistemleri için Güç Elektroniği, 2019<https://www.fuelcellstore.com/blog-section/power-electronics-for-renewable-energy-systems>[Ziyaret Tarihi: 15Aralık 2019].
- Adnan M.F.,Oninda M.A.M., Nishat M.M. ve Islam N., 2017, Design and Simulation of a DC-DC Boost Converter with PID Controller for Enhanced Performance, *International Journal of Engineering Research Technology (IJERT)* Vol. 6 Issue 09.
- Arifoğlu B. Açık Erişim, Kontrol Sistemlerine Giriş, Açık Erişim, <http://elektrik.kocaeli.edu.tr/upload/duyurular//081118050815fe073.pdf>[Ziyaret Tarihi: 23Ocak 2020].
- Başoğlu, M. E.,& Çakır, B. (2014). DA-DA Dönüştürücülerin Maksimum Güç Noktası İzleme Sistemlerinde Kullanımı. Operation of DC-DC Converters in Maximum Power Point Tracking Systems.
- Bennett, S. (1993). PID kontrolörünün geliştirilmesi. *IEEE Kontrol Sistemleri Dergisi*, 13(6), 58-62.
- Chen, Z. (2012). PI and Sliding mode control of a CUK converter. *IEEE Transactions on PowerElectronics*,27(8), 3695-3703.
- Çoban, R.,& Erçin, Ö. (2012). Multi-objective bees algorithm to optimal tuning of pid controller. *Çukurova Üniversitesi Mühendislik-Mimarlık Fakültesi Dergisi*, 27(2), 13-26.
- D. W. Hart, *Power Electronics*, 1sd ed. New York, USA: McGraw-Hill, 2010, pp.196-264.
- Dwivedi R.,Dwivedi V.K. ve Sharma R., 2014, Parametric Varitation Analysis of CUK Converter for constantVoltage Applications, *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronicsand Instrumentation Engineering*, Vol.3, Issue 2, India.
- Günaydın Z., 2009, Analysis and Design of a CUK Switching Regulator, Degree of Master Thesis, *Electrical and Electronics Engineering Department, Middle East Technical University*, Istanbul.
- Ibrahim, O.,Yahaya, N. Z. B., &Saad, N. (2016). PID Controller Responseto Set-Point Change in DC-DC Converter Control. *International journal of powerelectronicsanddrivesystems*,7(2), 294.
- Kushwaha B.K ve Narain A., 2012, Controller Design for CUK Converter Using Model OrderReduction, *2nd International Conference on Power, Control and Embedded Systems,IEEE*
- Leyva R., 2016, Optimal Sizing of CUK Converters via Geometric Programming, *42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Italy.

- Lorentz V., 2009, Bidirectional DC Voltage Conversion for Low Power Applications, PhD. Thesis, *University Louis Pasteur of Strasbourg*, France.
- Neely J., DeCarlo R. ve Pekarek S., 2010, Real-time Model Predictive Control of the CUK Converter, *12th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, USA.
- MATLAB&SIMULINK, Bilgisayar Programı, 2014.
- MATLAB- Help Editörü R2014a, Bilgisayar Programı, 2014.
- MATLAB-MathWorks, GUIDE Kullanarak Ara Yüz Oluşturma, Bilgisayar programı, 2014.
- M. H. Rashid, *Power Electronics Handbook*, 3rd ed. Florida, USA: Elsevier, 2007, pp. 249-263.
- Priyadarshini, D. ve Rai, S. (2014). Düşürücü (Buck) Yükseltici (Boost) and CUK Converter için bir PID Denetleyicisi Tasarımı, Modellemesi ve Simülasyonu. *Uluslararası Bilim ve Araştırma Dergisi (IJSR)*, 3(5).
- Suguna S. ve Kumar M.S., 2017, Design of Controller for CUK Converter Using Evolutionary algorithm via Model Order Reduction, *International Journal of Pure and Applied Mathematics* Volume 114 No.8, 297-307.
- Sreenivasappa, V. B ve Udaykumar, Y. (2010). PI denetleyicili PWM kullanılarak DC-DC dönüştürücüde çıkış gerilimi salınımlarının giderilmesi. *Sırbistan Elektrik Mühendisliği Dergisi*, 7(1), 57-68.
- Temel, S., Yağlı, S. ve Gören, S. (2013). P, pd, pi, pid kontrolörleri. *Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü*.
- Valls J.M., 2015, Analysis of Duty Cycle to Output Voltage Transfer Functions of CUK-like Class DC-DC Converters, *Conference paper, Annual Seminar on Automation, Industrial Electronics and Instrumentation*, Zaragoza.
- Verma S., Singh S.K. ve Rao A.G., 2013, Overview of Control Techniques for DC-DC Converters, *Research Journal of Engineering Sciences*, Vol.2(8), 28-21.
- Vikipedi, https://en.wikipedia.org/wiki/DC-to-DC_converter [Ziyaret Tarihi: 4 Şubat 2020].
- Vysakh M., Azharuddin M., Vilas H., Muralidhar K., Paul D., Jacob B., 2014, Maximum Power Point Tracking using Modified PSO with CUK converter, *International conference on Advances in Electrical Engineering (ICAEE)*, Publisher IEEE, India.
- Yousefi M.R., Eshtehardiha S. ve Poudeh M.B., 2008, Particle Swarm Optimization and Genetic Algorithm to Optimizing the Pole Placement Controller on

CUKConverter, *2nd IEEE International Conference on Power and Energy*, December 1-3, Malaysia.

Ziegler, J.G. and Nichols N.B. (1942). Optimum Settings for Automatic Controllers, Transactions of the A.S.M.E., 759-768.

EKLER

EK-1

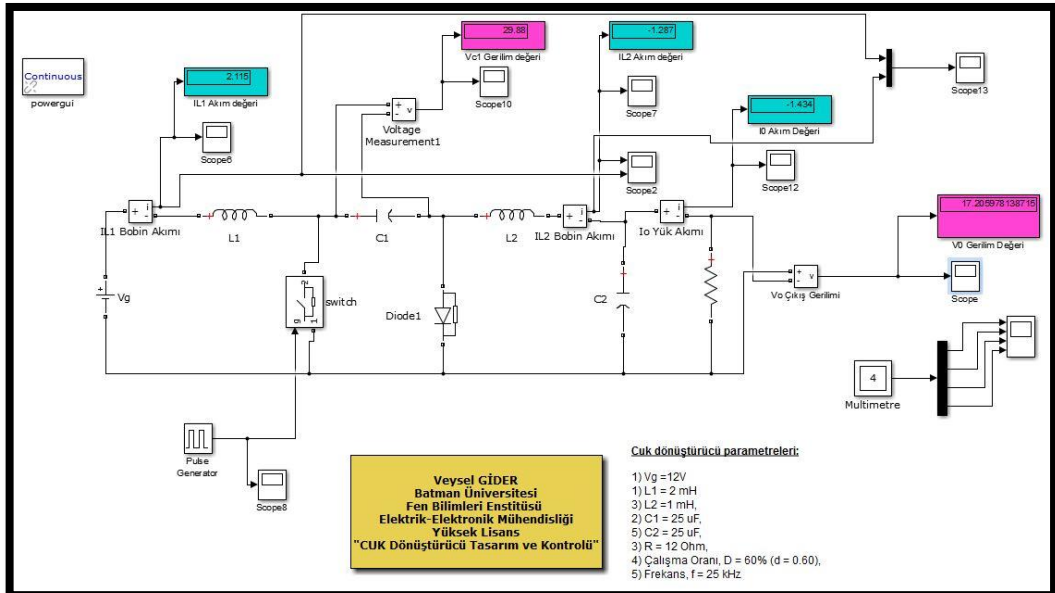
1. Farklı Sistem Parametreleri İçin Performans Analizi ve Sonuçları

Aşağıdaki Çizelge 1’de tez çalışmasında yapılan sistem parametrelerinden farklı sistem parametreleri yer almaktadır. Yapılan çalışmanın farklı giriş-çıkış değerleri, eleman değerlerinin, görev oranının, anahtarlama frekansının istenilen her sistem için uygunluğunu göstermek için seçilmiştir.

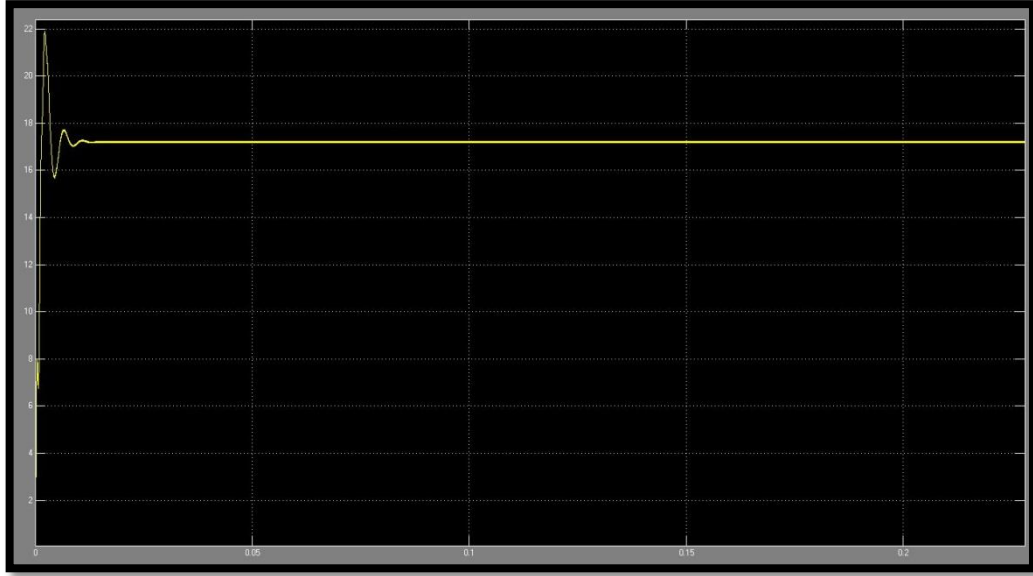
Çizelge1.CUK dönüştürücü sistem parametreleri

Elemanlar	Değerler
V_g	12V
L_1	2mH
C_1	25 μ F
L_2	1mH
C_2	250 μ F
R	12 Ω
$V_0(istenen)$	-18V
f_s	25kHz
Duty(D Görev oranı)	0.6

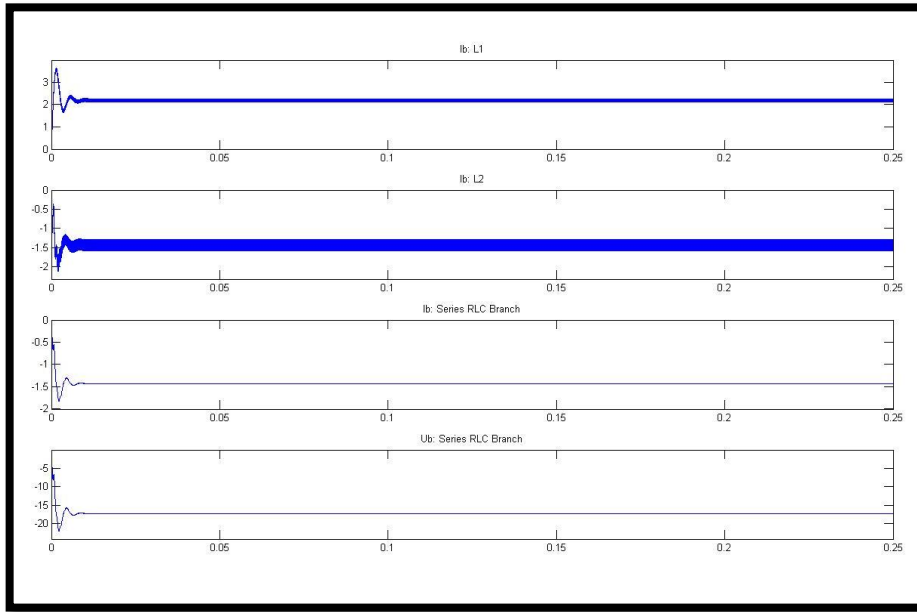
1.1. Kontrolsüz CUK dönüştürücü



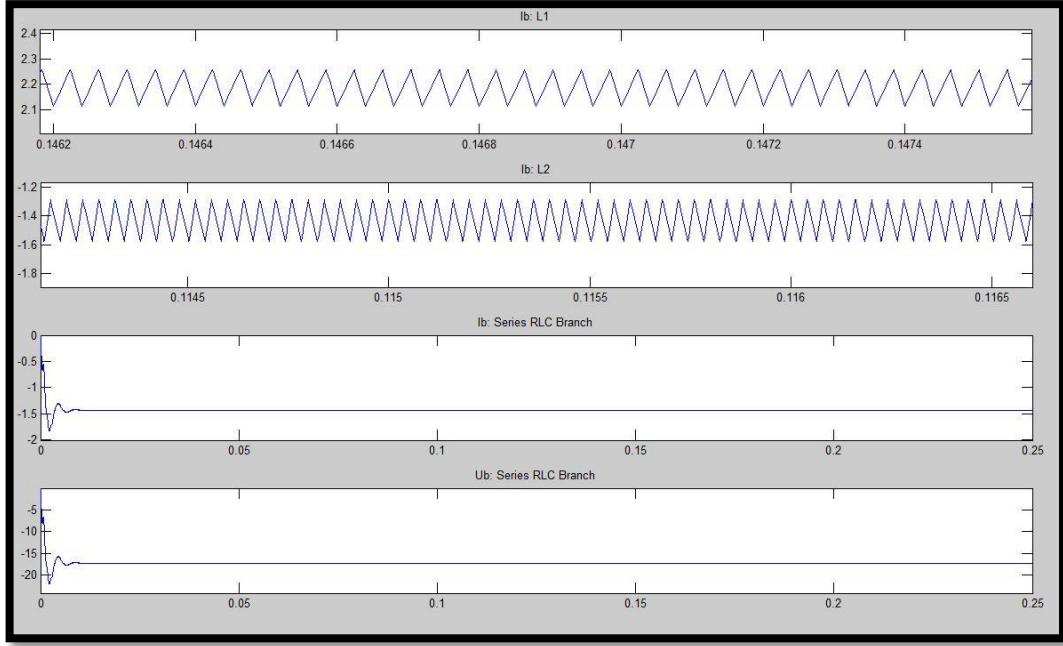
Şekil 1.1 Kontrolsüz CUK dönüştürücü.



Şekil 1.2. Kontrolsüz CUK dönüştürücünün çıkış gerilim (V_o) grafiği.

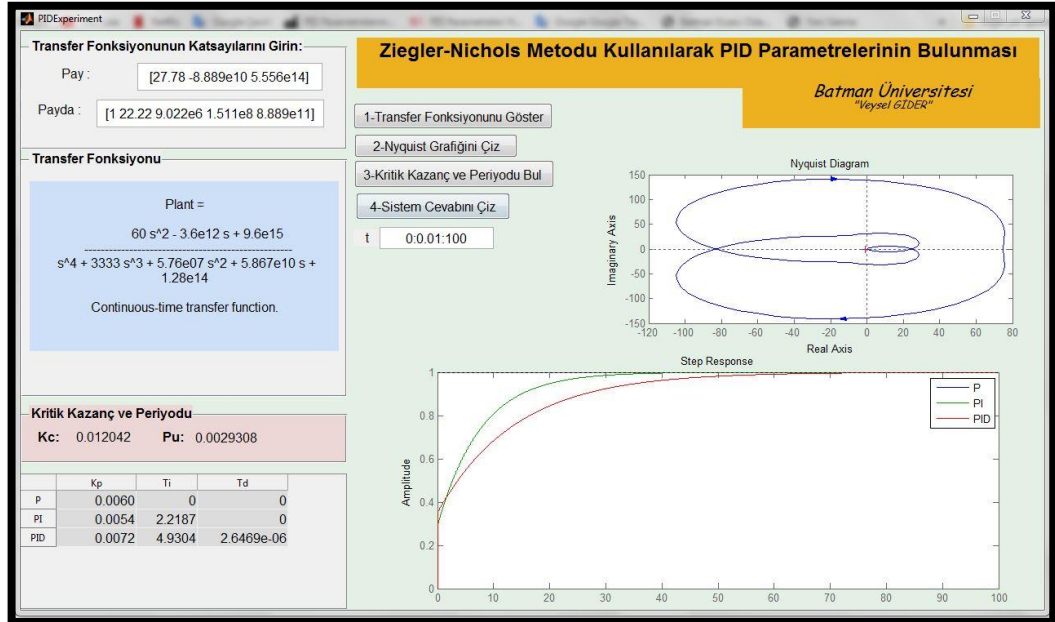


Şekil 1.3. Kontrolsüz CUK dönüştürücünün L_1, L_2, R (I_{L1}, I_{L2}, I_o) üzerindeki akım ve çıkış gerilim (V_o) grafiği



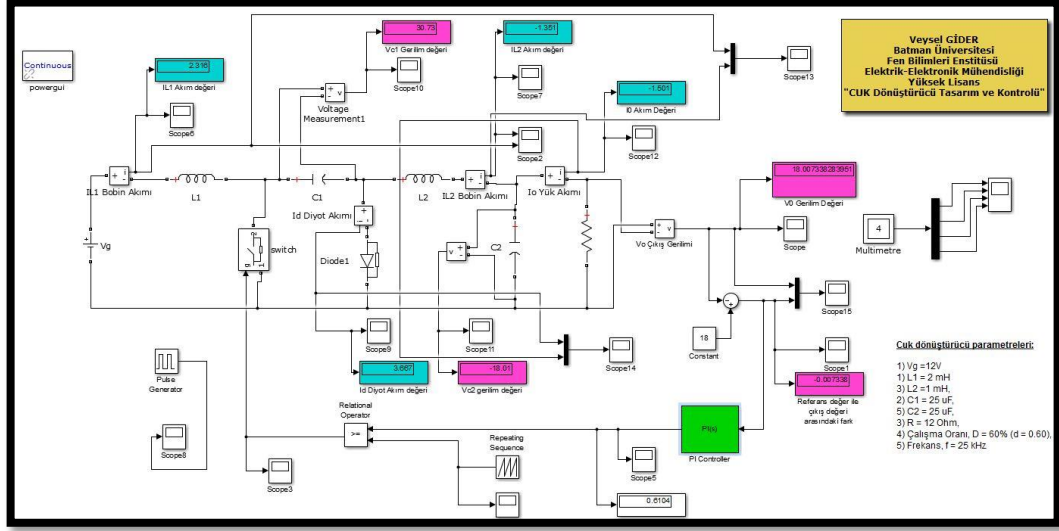
Şekil 1.4. Kontrolsüz CUK dönüştürücünün $L_1, L_2, R(I_{L1}, I_{L2}, I_o)$ üzerindeki akım ve çıkış gerilim (V_o) grafiği

1.2. Ara Yüzden Transfer Fonksiyonu ve Kontrol Parametrelerinin Bulunması

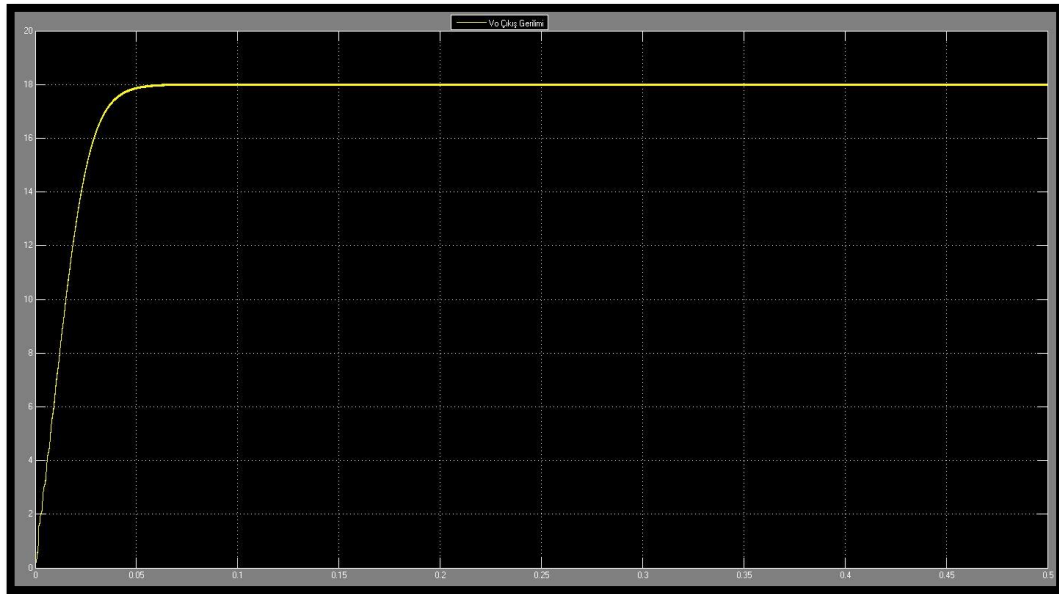


Şekil 1.5. Ara yüzden transfer fonksiyonu ve kontrol parametrelerinin bulunması

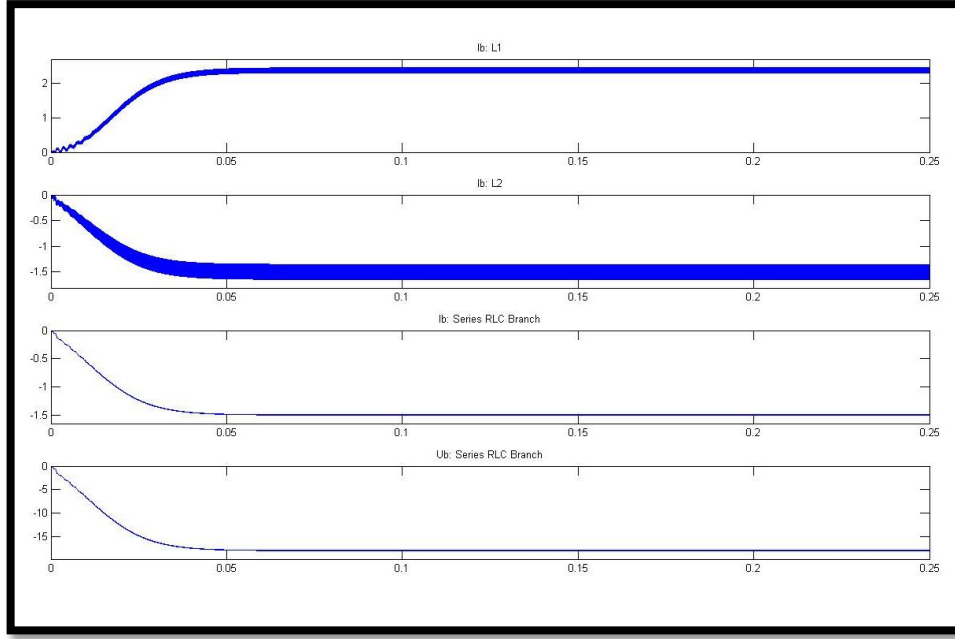
1.3. PI Kontrollü CUK Dönüştürücü



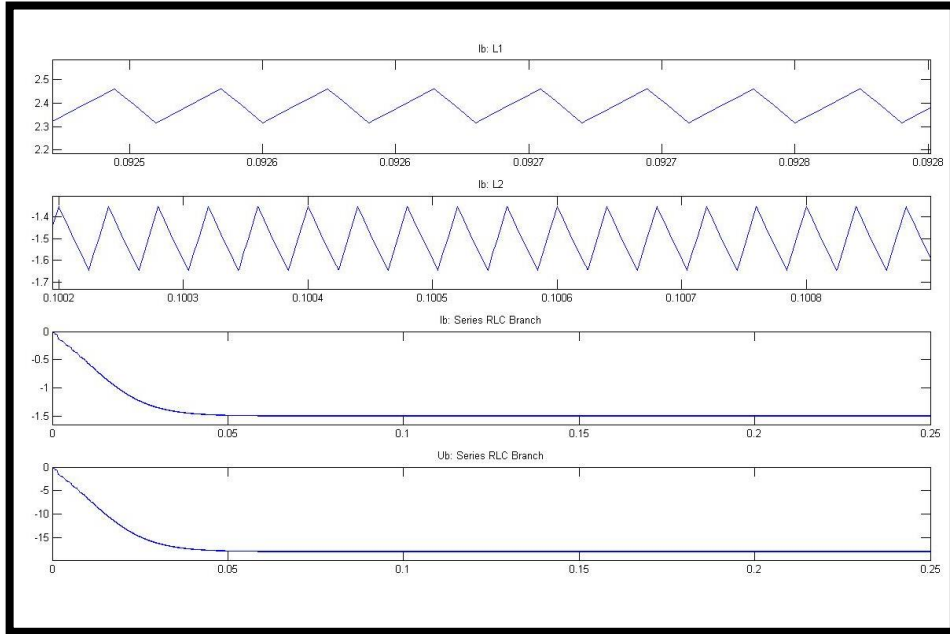
Şekil 1.5.CUK dönüştürücünün PI kontrollü devresi.



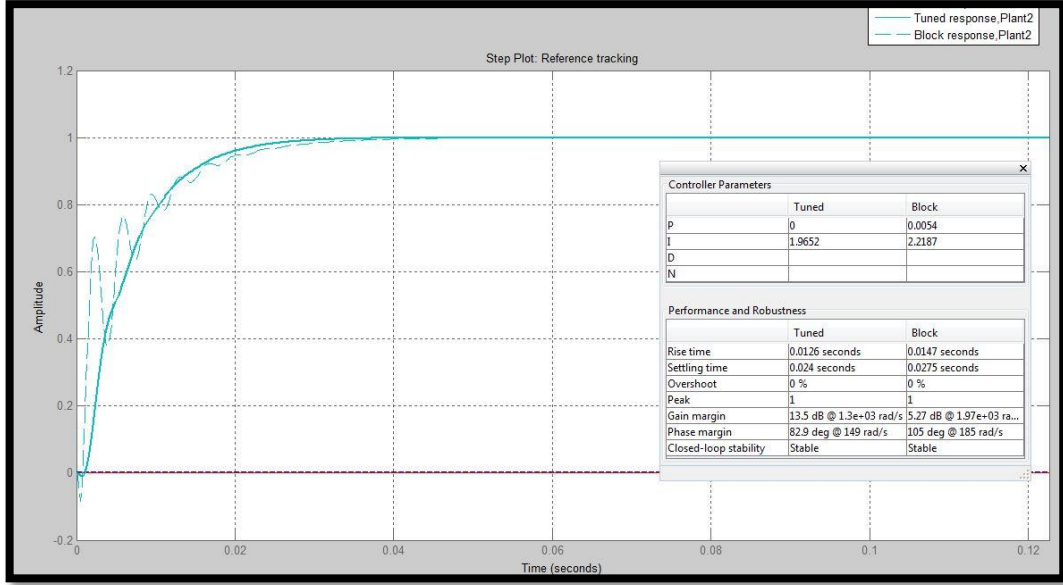
Şekil 1.6. PI kontrollü CUK dönüştürücünün çıkış gerilim (V_o) grafiği



Şekil 1.7. PI kontrolü CUK dönüştürücünün $L_1, L_2, R(I_{L1}, I_{L2}, I_o)$ üzerindeki akım ve çıkış gerilim (V_o) grafiği

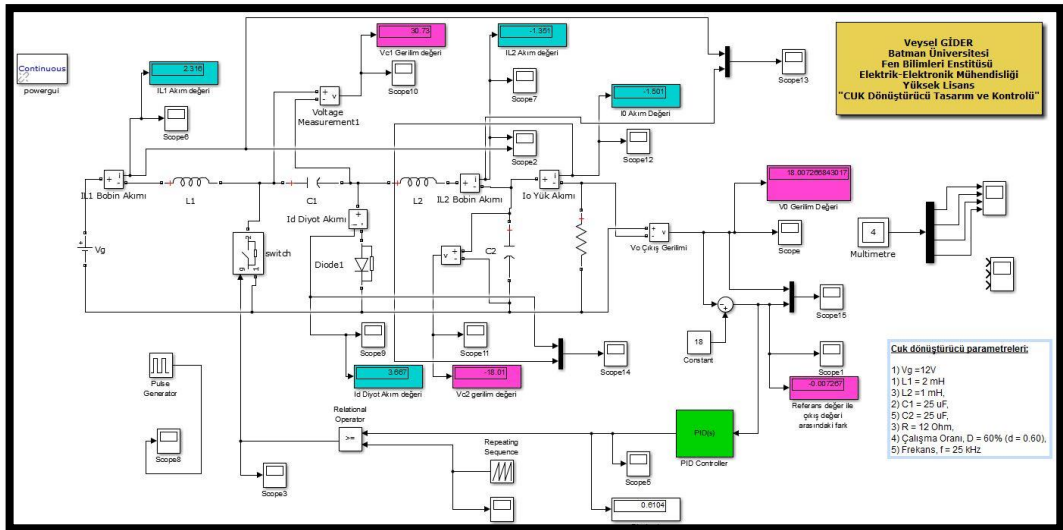


Şekil 1.8. PI kontrollü CUK dönüştürücünün $L_1, L_2, R(I_{L1}, I_{L2}, I_o)$ üzerindeki akım ve çıkış gerilim (V_o) grafiği

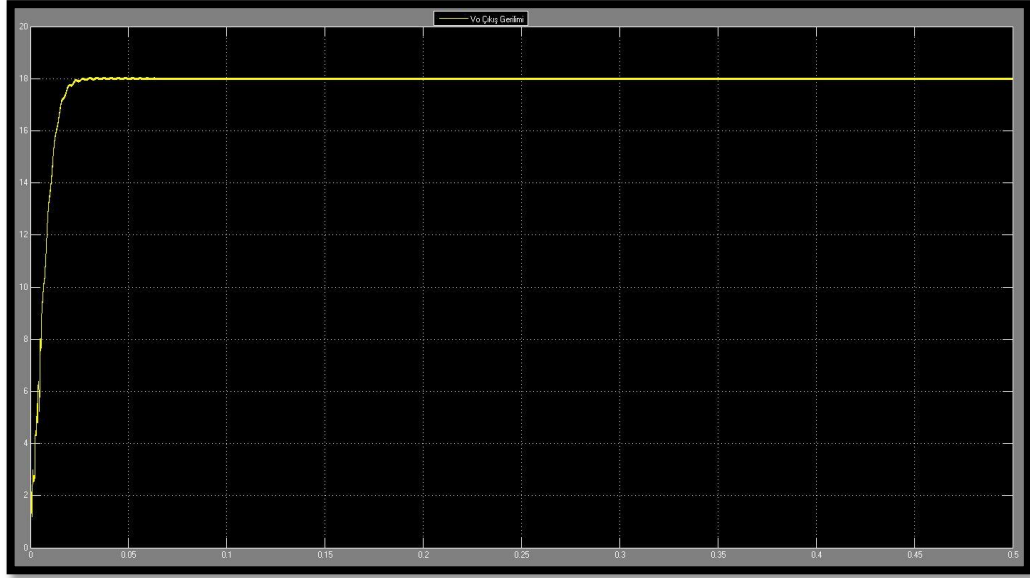


Şekil 1.9. CUK dönüştürücünün PI kontrol ile PID Tuner parametre değerleri ile karşılaştırılması

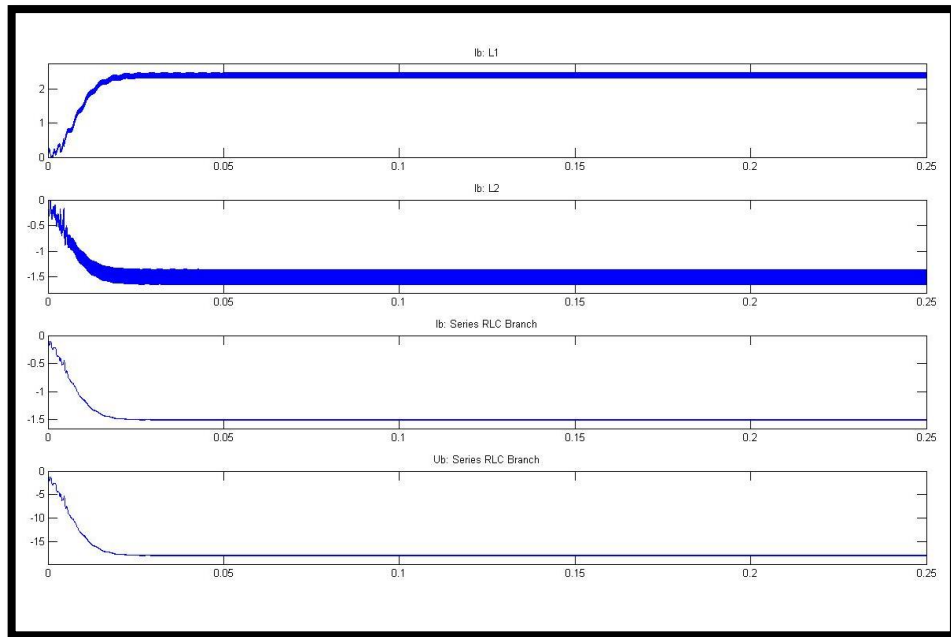
1.4. PID kontrollü CUK Dönüştürücü



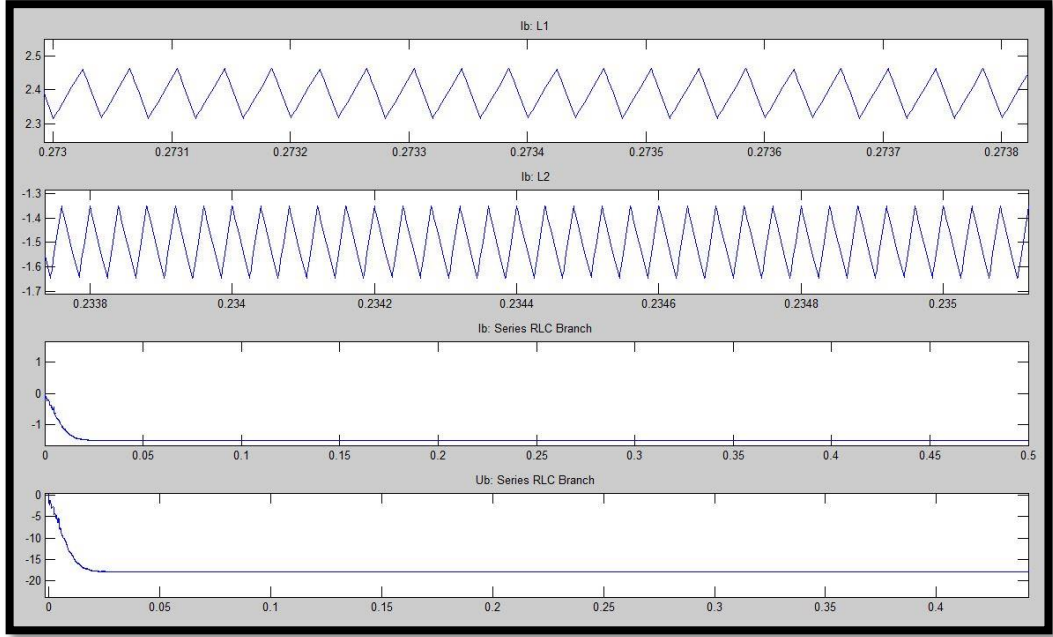
Şekil 1.10.CUK dönüştürücünün PID kontrollü devresi.



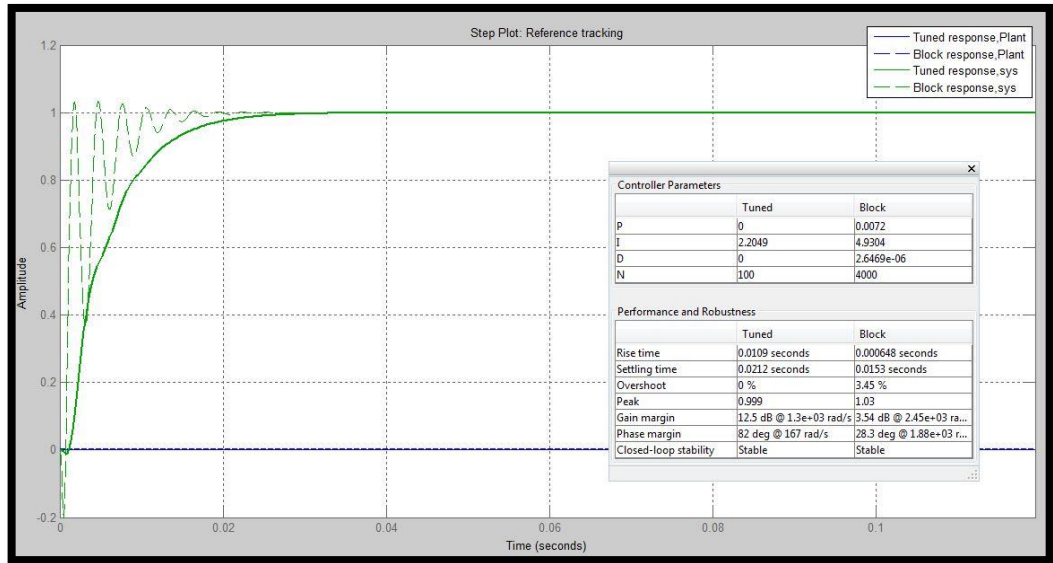
Şekil 1.11. PID kontrollü CUK dönüştürücünün çıkış gerilim (V_o) grafiği



Şekil 1.12. PID kontrolü CUK dönüştürücünün $L_1, L_2, R(I_{L1}, I_{L2}, I_o)$ üzerindeki akım ve çıkış gerilim (V_o) grafiği



Şekil 1.13. PID kontrollü CUK dönüştürücünün $L_1, L_2, R(I_{L1}, I_{L2}, I_o)$ üzerindeki akım ve çıkış gerilim (V_o) grafiği



Şekil 1.14. CUK dönüştürücünün PID kontrol ile PID Tuner parametre değerleri ile karşılaştırılması

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı : Veysel GİDER
Uyruğu : T.C.
Doğum Yeri ve Tarihi : Batman – 02.05.1990
Telefon : 0535 041 96 95
Faks :
e-mail : vyslgdr@gmail.com

EĞİTİM

Derece	Adı, İlçe, İl	Bitirme Yılı
Lise	: Batman Gazi Lisesi	2007
Üniversite	: Muğla Üniversitesi	2011
Üniversite	: Batman Üniversitesi	2017
Yüksek Lisans	: Batman Üniversitesi	Devam Ediyor
Doktora	:	

İŞ DENEYİMLERİ

Yıl	Kurum	Görevi
2018-2019	Batman Bilim Teknik Koleji	Elektrik- Elektronik Öğretmeni
2019-2020	Batman Özel Boğaziçi Koleji	Elektrik- Elektronik Öğretmeni

UZMANLIK ALANI: Elektrik -Elektronik

YABANCI DİLLER: İngilizce

BELİRTMEK İSTEĞİNİZ DİĞER ÖZELLİKLER

YAYINLAR

GİDER V., SEVİM D., 2019, CUK Dönüştürücünün Matematiksel Devre Modellemesi ve Transfer Fonksiyonu, *Uluslararası Bilim ve Mühendislik Sempozyumu (IESS)*, Türkiye.

GİDER V., SEVİM D., 2019, CUK Dönüştürücünün Modellemesinde Kök-Yer Eğrilerinin Analizi, *Uluslararası Bilim ve Mühendislik Sempozyumu (IESS)*, Türkiye.