

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

**PID TASARIMINDA MDA DENKLEMLERİNİN
GELİŞTİRİLMESİ VE MPPT İÇİN YÜKSELTİCİ TİP
DC-DC ÇEVİRİCİ KONTROLÜ**

DOKTORA TEZİ

Zekiye ERDEM

**Enstitü Anabilim Dalı : ELEKTRİK-ELEKTRONİK
MÜHENDİSLİĞİ**
Enstitü Bilim Dalı : ELEKTRİK
Tez Danışmanı : Prof. Dr. Ayhan ÖZDEMİR

Mart 2014

T.C.
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

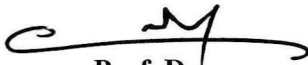
PID TASARIMINDA MDA DENKLEMLERİNİN
GELİŞTİRİLMESİ VE MPPT İÇİN YÜKSELTİCİ
TİP DC-DC ÇEVİRİCİ KONTROLÜ

DOKTORA TEZİ

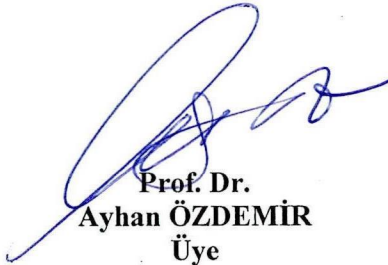
Zekiye ERDEM

Enstitü Anabilim Dalı : ELEKTRİK-ELEKTRONİK
MÜHENDİSLİĞİ

Bu tez 07 / 03 /2014 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Oybirliği ile kabul edilmiştir.



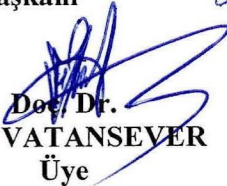
Prof. Dr.
Ertan YANIKOĞLU
Jüri Başkanı



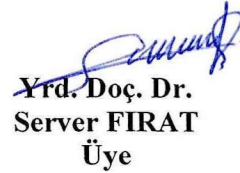
Prof. Dr.
Ayhan ÖZDEMİR
Üye



Doç. Dr.
Cabir VURAL
Üye



Doç. Dr.
Fahri VATANSEVER
Üye



Yrd. Doç. Dr.
Server FIRAT
Üye

ÖNSÖZ

Dünyamızdaki yaşamın süregelmesini sağlayan kaynaklarından biri şüphesiz güneştir. Yüzyıllar boyu insanoğlu güneşten çeşitli şekillerde faydalanmış ve her geçen gün güneşin dünyamız için ne denli önemli bir enerji kaynağı olduğu anlaşılmıştır. Bunun yanı sıra fosil yakıtlar günden güne tükenmekte ve bu kaynakların doğaya verdiği zararlar gelecek nesiller için tehlikeli boyutlara ulaşmaktadır. Gelecek nesillere kalıcı yaşanabilir ortamlar bırakmak ve bu kaynaklara alternatif kaynaklar olacak yenilenebilir temiz enerji kaynaklarına yönelmek kaçınılmaz olmuştur. Yarıiletken teknolojisinin gelişmesi ile güneşin sadece ısı enerjisi değil aynı zamanda elektrik enerjisi üretiminde de kullanılabilceği bulunmuştur. Bu buluş, dünya üzerindeki en büyük enerji potansiyeline sahip ve dünya var oldukça devam edecek olan güneşi, dünyanın giderek büyüyen elektrik ihtiyacını karşılamak için önemli bir alternatif yol olarak kullanılabilmesi için bilim adımları önemli ürün ve uygulamalar geliştirmiştir.

Güneş panelleri ve maksimum güç izleyicileri (MPPT-Maximum Power Point Tracker) güneşten elektrik enerjisi üretiminin temel parçalarıdır. Bu tez çalışmasında Maksimum güç izleyicilerindeki yükseltici tip DC-DC çevirici kontrolü için yeni iyileştirme ve geliştirilmeler yapılmış ve izleyen bölümlerde sunulmuştur.

Çalışmalarım 2211-C TÜBİTAK öncelikli alanlar bursu kapsamında desteklenmiştir. Çalışmalarım boyunca değerli yardım ve katkılarıyla beni yönlendiren, tecrübelerinden faydalandığım danışmanım Prof. Dr. Ayhan ÖZDEMİR'e, tez sürecimde hep yanımda olup, sabırla bana destek olan sevgili eşime ve aileme sonsuz teşekkürü bir borç birilim.

İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ.....	ii
İÇİNDEKİLER	iii
SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ.....	vi
ŞEKİLLER LİSTESİ	viii
TABLolar LİSTESİ	ix
ÖZET.....	x
SUMMARY	xi

BÖLÜM 1.

GİRİŞ.....	1
1.1. Modele Dayalı Analitik (MDA) Denklemler ile İlgili Literatür Taraması.....	3
1.2. Çift döngü PI kontrolü ile ilgili Literatür Taraması	5

BÖLÜM 2.

MDA DENKLEMLERİ VE UYGULAMA PROSEDÜRÜ	7
2.1. MDA Denklemlerinin Elde Edilmesi.....	7
2.2. MDA Denklemlerinin Uygulama Prosedürü	10
2.2.1. İlk aşama: PI kontrolcü tasarımı	11
2.2.2. İkinci aşama: PD kontrolcü tasarımı.....	11
2.2.3. Üçüncü aşama: PID kontrolcü parametre hesabı.....	12
2.2.4. Dördüncü aşama: kararlılık analizi ve ince-ayar	13

BÖLÜM 3.

PI KONTROLCÜ İÇİN PARAMETRİK DENKLEMLERİN TÜRETİLMESİ VE ÇİFT DÖNGÜ PI KONTROLCÜ TASARIMI.....	14
--	----

3.1. PI Kontrolcü için Parametrik Denklemlerin Türetilmesi.....	14
3.2. Yükseltici Tip DC-DC Çeviricinin Modellenmesi	15
3.2.1. Ortalama durum uzay modelinin elde edilmesi	16
3.2.2. Yükseltici tip DC-DC çeviricinin açık çevrim transfer fonksiyonları	21
3.3. Yükseltici Tip DC-DC Çeviricinin Çift Döngü PI Kontrolü	23
3.3.1. Ayrık zaman PI kontrolcü parametrelerinin hesaplanma adımları.	25
3.3.2. İç döngü kontrolcü tasarımı	25
3.3.3. Dış döngü kontrolcü tasarımı	26

BÖLÜM 4.

ÖNERİLEN YÖNTEMLERE AİT BENZETİM VE GERÇEK ZAMAN ÇALIŞMALARI	28
4.1. MDA Denklemleri için Benzetim ve Gerçek Zaman Çalışmaları	28
4.1.1. MDA denklemleri için benzetim çalışmaları	28
4.1.2. MDA denklemleri için gerçek zaman çalışması.....	32
4.1.3. Basitleştirilmiş DC motor modeli ve PID kontrolcü parametreleri	33
4.1.4. DC motor hız kontrolü	34
4.2. Yükseltici Tip DC- DC Çevirici Çift Döngülü PI Kontrolcüsünün Gerçek Zaman ve Benzetim Çalışması	36
4.2.1. Model doğrulama	37
4.2.2. Çift döngü PI kontrolcü tasarımı.....	39
4.2.3. İç döngü PI kontrolcü tasarımı	40
4.2.4. Dış döngü PI kontrolcü tasarımı	42
4.3. Önerilen Çift Döngü PI Kontrolcünün Performans Analizi	46
4.3.1. Dinamik cevap analizi.....	46
4.3.2. Referans giriş işaretindeki basamak değişim	47
4.3.3. Giriş işaretinde çentik gerilim çökmesi.....	40
4.3.4. Rampa referans girişi ile eş zamanlı basamak giriş gerilim değişimi.....	50
4.3.5. Elektriksel parametre değişimine karşı duyarlılık.....	52

BÖLÜM 5.

SONUÇLAR 55

KAYNAKLAR..... 58

EKLER..... 63

ÖZGEÇMİŞ 79

SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ

ζ	: Sönüm Oranı
τ	: Zaman sabiti
C	: Kapasite
d	: Doluluk oranı
G_c	: Kontrolcü
G_p	: Kontrol edilen sistem
i_L	: İndüktans akımı
K_d	: Türevsel katsayı
K_f	: İnce ayar katsayısı
K_i	: İntegratör katsayısı
K_p	: Oransal katsayı
L	: İndüktans
MDA	: Modele dayalı analitik
M_p	: Aşım
OS	: Aşım oranı
PI	: Oransal integratör
PID	: Oransal integrator ve türevsel katsayı
T	: Örnekleme zamanı
T_d	: Ölü zaman
t_s	: Yerleşme zamanı
V_c	: Kondansatör gerilimi
V_g	: Giriş gerilimi
w_n	: Açısal frekans

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 1.1. Fotovoltaik sistem (PV sistem)	2
Şekil 2.1. Geri beslemeli kontrol sistemine ait blok diyagramı	7
Şekil 2.2. PI kontrol kuralı ile kontrol edilen sistemin kontrol blok diyagramı.....	11
Şekil 2.3. PD kontrolcü sistemine ait kontrol blok diyagramı	12
Şekil 2.4. PID kontrolcülü sisteme ait kontrol blok diyagramı.....	12
Şekil 2.5. “ K_f ” parametresi ile birlikte kontrol edilen sisteme ait kontrol blok diyagram.....	13
Şekil 3.1. PI kontrolcülü sisteme ait kontrol blok diyagramı.....	14
Şekil 3.2. (a)Yükseltici tip DC-DC çeviriciye ait devre modeli (b) eşdeğer devre....	16
Şekil 3.3. dT_s çalışma moduna ait eşdeğer devre	16
Şekil 3.4. $(1-d)T_s$ çalışma moduna ait eşdeğer devre.....	17
Şekil 3.5. Yükseltici tip DC-DC çeviriciye ait açık çevrim kontrol blok diyagramı .	22
Şekil 3.6. DC-DC çeviriciye ait çift döngü kontrol	24
Şekil 3.7. Çift döngü kontrole ait kapalı çevrim kontrol blok diyagramı	24
Şekil 3.8. İç döngü kapalı çevrim kontrol blok diyagramı.....	25
Şekil 3.9. Dış döngü kapalı çevrim kontrol blok diyagramı	26
Şekil 3.10. Dış döngü kontrolcüye ait kapalı çevrim kontrol blok diyagramı	26
Şekil 4.1. % 20 bozucu giriş altında $G_1(s)$ sistemine ait birim basamak cevabı	30
Şekil 4.2. % 40 bozucu giriş altında değişik zaman sabitlerine sahip $G_2(s)$ sistemine ait birim basamak cevabı.....	30
Şekil 4.3. % 20 bozucu giriş altında değişik zaman sabitlerine sahip $G_3(s)$ ölü zamanlı sisteme ait birim basamak cevabı	31
Şekil 4.4. % 13 bozucu giriş altında değişik zaman sabitlerine sahip $G_4(s)$ ölü zamanlı integratör sistemine ait birim basamak cevabı	31
Şekil 4.5. % 15 bozucu giriş etkisi altında çeşitli ölü zaman değerlerine sahip saf ölü zamanlı sistem $G_5(s)$ sistemine ait birim basamak cevabı	31

Şekil 4.6. % 15 bozucu giriş etkisi altında ölü zamanlı ikinci dereceden $G_6(s)$ sistemine ait birim basamak cevabı.....	32
Şekil 4.7. Belirlenen performans kriterlerine göre istenen dinamik sistem cevabı....	34
Şekil 4.8. (a) PID kontrolcülü DC Motor sisteminin birim basamak benzetim cevabı (b) gerçek zaman cevabı.....	35
Şekil 4.9. (a) Kontrol edilen sistemin %50 yük altındaki benzetim cevabı (b) gerçek zaman cevabı.....	35
Şekil 4.10. Açık çevrim cevapları (a) benzetim (b) gerçek Zaman.....	38
Şekil 4.11. Gerçek zaman ve benzetim çalışmalarında kullanılan yükseltici tip DC-DC çevirici çıkış gerilim kontrolü için çift döngü PI kontrolcüsü.....	39
Şekil 4.12. Çift döngü PI kontrol blok diyagramı.....	40
Şekil 4.13. Dış döngü kontrolcüye ait kapalı çevrim kontrol blok diyagramı	43
Şekil 4.14. Referans giriş işaretindeki basamak değişim (%22) ve basamak yük değişimi (%25) (a) Yükseltici tip DC-DC çevirici çıkış gerilim ve yük akımına ait (a) benzetim (b) gerçek zaman sonuçları	47
Şekil 4.15. Çentik gerilim çökmesi ve basamak yük değişimi (a) benzetim (b) gerçek zaman	49
Şekil 4.16. Giriş gerilimi %16 basamak şeklinde azaltılmış ve yük değişimi %25 basamak şeklinde artırılmıştır (a) benzetim (b) gerçek-zaman.....	51
Şekil 4.17. L ve C'nin nominal değerlerinin $\pm\%10$ oranında değişik kombinasyonlarıyla hesap edilmiş dokuz farklı iç ve dış döngü PI kontrolcü katsayıları ile kontrol edilen yükseltici tip DC-DC çeviricinin çıkış gerilimlerine ait her bir gerçek zaman dinamik cevapları (a) çıkış gerilimleri (b) yük akımları.....	54

TABLULAR LİSTESİ

Tablo 4.1. Örnek sistemlere ait performans kriterleri ve kontrolcü parametreleri	29
Tablo 4.2. Kapalı çevrim dinamikleri.....	36
Tablo 4.3. Bozucu etki altındaki kapalı çevrim dinamikleri	36
Tablo 4.4. Benzetim ve gerçek zaman açık çevrim cevaplarının karşılaştırılması	39
Tablo 4.5. Referans ve yük değişimlerinde geçici durum cevap parametreleri ve performans kriterleri.....	48
Tablo 4.6. Giriş işaretinde çentik gerilim çökmesi deneyine ait benzetim ve gerçek zaman geçici durum parametreleri	49
Tablo 4.7. Yumuşak başlangıç deneyi ile ilgili benzetim ve gerçek-zamana ait parametreler.....	51
Tablo 4.8. Elektriksel Parametre değişiminde çift döngü PI kontrolcü katsayıları ve ilgili dinamik cevap eğrisi dalga numaraları	53

ÖZET

Anahtar kelimeler: Maksimum Güç İzleyicisi, Yenilenebilir Enerji, Yükseltici tip DC-DC Çeviriciler, Çift Döngü Kontrol, PI kontrol, PID kontrol, PID denklemleri

Bu tez çalışması iki ana bölümden oluşmaktadır; ilk bölümde PID kontrolcü parametrelerinin hesaplanması için belirlenen performans kriterlerine göre ayrık-zamanda modele dayalı analitik (MDA) denklemler çıkarılmıştır. Elde edilmiş olan parametrik MDA denklemleri sayısı iki ve hesap edilmesi gereken PID katsayıları K_i, K_p, K_d adedi üç olduğundan denklemler lineer bağımlıdır. Bu nedenle, PID kontrolcü parametrelerinin hesaplanmasında 4 adımdan oluşan bir uygulama prosedürü verilmiştir. Literatürde model bazlı olan/olmayan PID kontrolcü parametre hesabı için çeşitli yöntemler bulunmaktadır ancak bu yöntemler sürekli zaman için veya belirli sistemlere özel olarak çıkartılmıştır. Kompakt formda ayrık zamanda PID kontrolcü parametrelerinin doğrudan hesaplanabildiği bir yöntem literatürde rastlanılmamıştır. Bu çalışmada önerilen MDA denklemleri ve uygulama yöntemi tasarım mühendisleri ve araştırmacılar için ayrık zamanda dönüşüm gerektirmeden doğrudan PID kontrolcü parametrelerinin hesaplanmasını pratik ve etkili olarak sağlayan bir yöntem olarak literatüre kazandırılmıştır.

Tezin ikinci bölümünde ise, önerilen MDA denklemleri PI kontrolcü parametrelerinin doğrudan hesaplanabilmesi için yeniden türetilmiştir. Türetilen denklem sayısı ile hesap edilmesi gereken K_p, K_i bilinmeyen PI katsayıları adedi eşit olduğundan denklemler lineer bağımsızdır. Yeni kompakt formdaki denklemler ile yükseltici tip DC-DC çeviriciler için çift döngü PI kontrolcü parametreleri doğrudan hesaplanabilmektedir. Literatürde çift döngü kontrol için çeşitli kontrolcüler kaskad bağlanarak (PI-SMC, PI-Fuzzy gibi) kullanılmıştır ancak her iki döngüde de PI kontrol kuralının uygulandığı çift döngü kontrol yöntemine rastlanılmamıştır. Her döngüde farklı kontrol teoreminin/yönteminin kullanılması fazladan hesaplama yükü ve her iki döngü için farklı tasarım adımları/metodları gerektirmektedir. Bu çalışmada literatürden farklı olarak çift döngü PI kontrolcü yapısı seçilerek her döngüde farklı tasarım gerektiren teoremlerin/metodların kullanılma gerekliliği ortadan kaldırılmış ve türetilen yeni MDA denklemleri ile her iki döngü için PI kontrolcü parametrelerinin ayrık zamanda doğrudan hesap edilmesi sağlanmıştır.

Yukarıda açıklanan her iki özgün yöntemin, benzetim ve gerçek zaman uygulamaları karşılaştırmalı olarak ayrı ayrı yapılmış ve önerilen yöntemlerin doğrulukları gösterilmiştir.

DEVELOPING MDA FORMULATIONS IN PID DESIGN AND DC-DC BOOST CONVERTER CONTROL FOR MPPT

SUMMARY

Key Words: Maximum Power Point Tracker, Renewable Energy, DC-DC Boost Converters, Double Loop Control, PI control, PID control, PID Formulation

This study has two main parts; in the first part the model based analytic formulations are derived in discrete-time due to pre-defined performance criteria. Because of three parameters (K_p, K_i, K_d) have to be calculated but two MDA formulations for PID parameters are presented, the equations are linear dependent. Therefore, the implementation procedure navigates the designer to obtain K_p, K_i, K_d parameters from proposed two MDA formulations. In this study, this specified implementation procedure with four steps for MDA formulations is also introduced. In literature there are model/non-model based calculation methods for PID parameters. However those formulations are derived for specific plants in continuous time. A model based analytic formulation in compact form in discrete time has not been come across yet in literature. This method provides a direct calculation method for digital PID controller design in discrete time for all field researchers and application engineers. A fast, easy-implemented, and practical PID parameter calculation method has been provided in the literature.

In the second part of this study, proposed MDA formulations has been re-derived to provide a direct calculation formulation for the PI controller parameters. The unknowns number of the PI parameters (K_p and K_i) are equaled to the re-derived equation numbers, therefore the equations are linear independent. Double loop PI controller parameters for the control of the DC-DC boost converter output voltage could be directly calculated from the new re-derived formulations. Generally different types of cascaded discrete time control techniques are given in literature such as PI-SMC (Sliding mode controller), PI-Fuzzy. Among all these techniques a double loop discrete time PI-PI controller technique has not been studied yet. The theorems and design steps have to be different for (each) double loop controller, as in PI-SMC or PI-Fuzzy Logic type, which are used in literature, because the inner and outer loop are using different control techniques, thus bringing extra design and calculation burden. In this study, beside from the literature different design and calculation steps are removed with Double Loop PI controller. The calculation of the each loop could be directly calculated in discrete time thanks to the new re-derived MDA formulations.

The simulation and real time studies are separately and comparatively given for both original methods mentioned above. Furthermore, simulation and real time studies provide the accuracy of the methods.

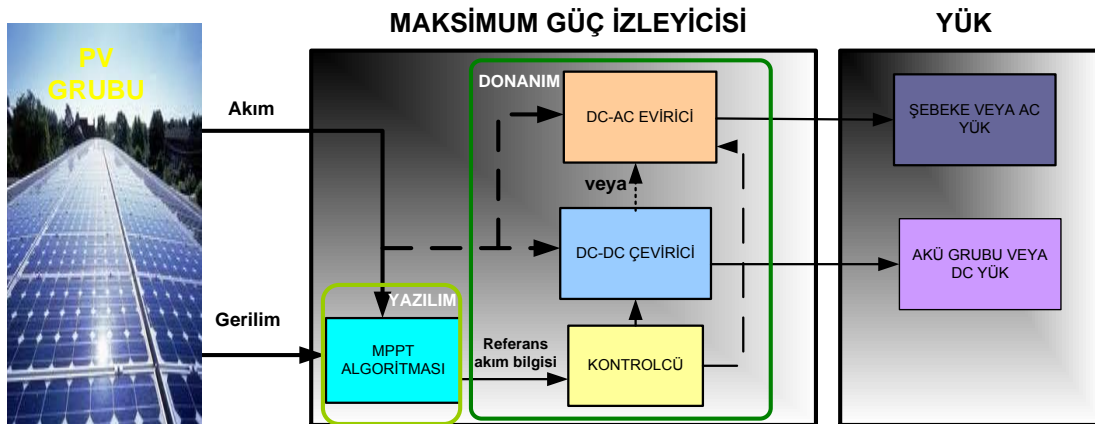
BÖLÜM 1. GİRİŞ

Enerji uygarlığımızın temelidir. Enerji ihtiyacı yüzyıllardan beri insanlığın temel sorunlarından biri olmuştur. Fosil yakıtların tükenmeye yüz tuttuğu son dönemde bilim dünyası yeni enerji kaynakları arayışına girmiştir. Bu kaynaklar arasında güneş enerjisi en önemli yenilenebilir enerji kaynaklarından biridir [1]. Çünkü güneş dünyamıza gücü 8×10^{11} MW olan çok büyük miktarda bir enerji yaymaktadır ve bu enerji şu anda tüm dünyada tüketilen mevcut enerjinin bir kaç bin katıdır [2]. Yarı iletken teknolojisi ve güç elektroniğindeki hızlı gelişmeler elektrik güç uygulamalarında Fotovoltaik (PV-PhotoVoltaic) enerjiye olan ilgiyi artırmıştır [3].

PV sistemleri ana iki faktörden dolayı daha az tercih edilirler. Bu faktörler maliyet ve düşük verimlilik oranıdır. Yükün, PV panele doğrudan bağlanması verimliliği oldukça düşürmektedir. Bu bağlamda, bir PV sisteminden maksimum gücü elde etmek günümüz şartlarında önemli bir problem haline gelmiştir. PV sistemlerinde MPPT (Maximum Power Point Tracker- Maksimum Güç Noktası İzleyicisi) kullanımı ile panellerden maksimum gücün çekilmesi mümkündür. MPPT çalışma mantığı ise şu şekilde açıklanabilir; normal bir hücrede, sabit ışınım altında, P-V (Power), (Güç) – (Voltage), (Gerilim) eğrisinde tek bir maksimum nokta vardır. Panel üzerine düşen ışınım miktarının değişmesi ile birlikte, PV sisteminin çıkışında farklı maksimum güç noktaları oluşacaktır. Buna bağlı olarak, PV çıkışındaki maksimum güç noktasını bulunması ve bu gücü yüke aktaran sistemlere ihtiyaç duyulmaktadır. Literatürde bu görevi yapan sistemlere “maksimum güç noktası izleyicisi” (MPPT) adı verilmektedir.

MPPT sistemleri yazılım ve donanım olarak iki ana yapıdan oluşmaktadır. Yazılım kısmında PV modül çıkışındaki gerilim ve akım değişimlerinden yola çıkarak PV modülün maksimum güç noktasındaki akım veya gerilim noktası tespit edilmektedir. MPPT sistemlerinin donanım kısmında ise yazılım kısmında tespit edilen maksimum

güç noktasının, PV modül grubundan, DC-DC çevirici ve/veya DC-AC eviriciler yardımı ile yüke aktarılması yer almaktadır. Seçilen yük grubu, akü sistemi veya şebeke, MPPT tasarımı için seçilen yük grubuna göre ise DC-DC Çevirici ve DC-AC evirici konfigürasyonu değişmektedir. Şebekeden ayrı (Stand-alone) sistemlerde; PV modülleri gün boyunca elektrik enerjisi üreterek bunu akümülatörde depolar, yüke gerekli olan enerji akümülatörden alınır. Şebekeye Bağlı Sistemler de iki aşamalı ve tek aşamalı sistemler olarak ikiye ayrılabilirler. İki aşamalı sistemlerde; DC-DC çevirici ve DC-AC evirici birlikte kullanılır, bu sistemlerde PV modüllerinin çıkış gerilimi istenen seviyeye DC-DC çeviriciler ile ulaştırılır, DC-AC evirici yardımı ile ise yazılım kısmında belirlenen akım seviyesi PV modüllerden çekilir. Tek aşamalı sistemlerde ise, maksimum güç noktasındaki akım, DC-AC evirici yardımı ile PV modüllerden çekilirken, şebeke gerilimine transformatörler yardımı ile ulaşılmaktadır. Şekil 1.1’de PV sistem yapısı bloklar şeklinde gösterilmiştir.



Şekil 1.1. Fotovoltaik sistem (PV sistem)

Yukarıda anlatılan bilgiler ışığında MPPT sistemlerinin en önemli parçalarından birinin DC-DC çeviriciler olduğu söylenebilir. MPPT sistemlerinde panel çıkış geriliminin düşük olması sebebiyle literatürdeki MPPT çalışmalarında yaygın olarak yükseltici tip DC-DC çeviriciler kullanılmaktadır [4–8]. DC-DC çeviricilerin modellenmesi ve kontrol ile ilgili literatürde çeşitli çalışmalar mevcuttur [4, 9–12]. Bu tez çalışmasının ikinci bölümünde, yükseltici tip DC-DC çeviricinin kontrolü önerilen özgün yöntemler ile benzetim ve gerçek zaman olarak yapılmıştır.

Tez çalışmasının ilk bölümünde yer alan PID kontrolcü parametrelerin doğrudan ayrık zamanda hesaplanması için önerilen modele dayalı analitik (MDA) denklemler ve tezin ikinci bölümünde yer alan çift döngü PI kontrolü ile ilgili literatür taraması aşağıda sırasıyla yer verilmiştir.

1.1. Modele Dayalı Analitik (MDA) Denklemler ile İlgili Literatür Taraması

PID kontrolcüler kontrol uygulamalarında yaygın olarak kullanılır ve endüstrideki proses kontrol uygulamalarının temel bileşenidir [13, 14]. Hem basit ve kolay uygulanabilir yapıda olması hem de endüstrideki çok sayıda gerçek-zaman kontrol uygulamalarında gösterdiği tatmin edici performansı sayesinde PID kontrolcüler literatürde ve endüstride yaygın olarak tercih edilmektedirler [15, 16].

PID kontrolcüler proses kontrolü için gerekli olan bütün “temel bileşenleri” içerirler. “Temel bileşenler” ifadesi açıldığında oransal kısım (P) hataya hızlıca cevap verir, integral (I) s-düzleminde sıfır noktasına kutup getirerek, sürekli zamandaki hataları elimine eder, türevsel (D) kısım ise geçici durum cevabında etkili olarak hataları düzeltir [17, 18]. Sonuç olarak PID kontrolcüler kontrol ve uygulama mühendisleri için temel ve önemli bir kontrolcü tipidir [19].

Son otuz yıllarda endüstride sayısal çağ başlamıştır. Neredeyse bütün prosesler PLC veya mikroişlemci gibi sayısal kontrolcüler ile kontrol edilmeye başlanmıştır. Bu nedenle sayısal PID kontrolcüler analog olanlara göre daha sık tercih edilir hale gelmişlerdir. Bu son yıllardaki değişimler ile kontrol ve uygulama mühendisleri kontrolcülerini ayrık-zamanda tasarlamaya başlamışlardır. Literatürde PID kontrolcü parametre hesabı için çeşitli model bazlı veya model bazlı olmayan metotlar mevcuttur, bunlardan bazıları: Ziegler-Nichols, kök-yer eğrisi, Bode, geçici durum cevap metodu, aşım kuralı, simetrik optimum kuralıdır ve bu metotların sadece bir kaçını ayrık-zaman için PID kontrolcü parametre hesabı içermektedir [20]. Buna ek olarak, literatürde ayrık-zaman PID kontrolcü parametre hesabı için modele dayalı analitik bir denklem geliştirilmemiştir.

PID kontrolcü parametre hesabında çalışmaların çoğu son on yılda adaptif /optimal/ yapay-zeka yöntemlerine doğru yoğunlaşmıştır [16, 21–24].

Literatürde, sürekli zamanda PID kontrolcü parametre hesabı için denklemler içeren birkaç yöntem mevcuttur. Pai ve arkadaşlarının önerdiği yöntemde sürekli zamanda ölü-zamanlı sistemler için (DS-d) şeklinde adlandırılan denklemler sunulmuştur [25]. Fakat bu denklemler sadece belirli özelliklere sahip sistemler için uygulanabilir ve PID kontrolcü parametre hesabı için sunulan DS-d denklemleri sadece sürekli zaman için elde edilmiştir.

Ho, Hang ve Ntogramatzidis ve arkadaşlarının yaptığı çalışmalar faz ve genlik bilgilerini kullanarak sürekli zaman için PID kontrolcü parametre hesabı yapan denklemler içermektedir [26–28]. Bu denklemler de özel sistemler için geliştirilmiş olup, diğer tipteki sistemleri kapsamamaktadır.

Bu tez çalışması ana iki bölümden oluşmaktadır; ilk bölümde PID kontrolcü parametrelerinin hesaplanması için belirlenen performans kriterlerine göre ayrık-zamanda modele dayalı analitik (MDA) denklemler çıkarılmıştır. Buna ek olarak, elde edilen MDA ifadeleri üç bilinmeyen iki denklemden oluştuğu için PID kontrolcü parametrelerinin hesaplanmasında dört adımdan oluşan bir uygulama prosedürü verilmiştir. Bu denklemler ve uygulama prosedürü ayrık-zamanda doğrudan PID kontrolcü parametre hesabı için kompakt formda yeni bir yaklaşım olarak verilmiştir. Literatürde model bazlı olan/olmayan PID kontrolcü parametre hesabı için çeşitli yöntemler bulunmaktadır ancak bu yöntemler sürekli zaman için veya belirli sistemlere özel olarak çıkartılmıştır. Bildiğimiz kadarı ile, kompakt formda ayrık zamanda PID kontrolcü parametrelerinin doğrudan hesaplanabildiği bir yöntem literatürde rastlanılmamıştır. Bu çalışmada önerilen MDA denklemi ve uygulama yöntemi tasarım mühendisleri ve araştırmacılar için ayrık zamanda dönüşüm gerektirmeden doğrudan PID kontrolcü parametrelerinin hesaplanmasını pratik ve etkili olarak sağlayan bir yöntem olarak literatüre kazandırılmıştır.

1.2. Çift Döngü PI Kontrolü ile İlgili Literatür Taraması

Yükseltici tip DC-DC çeviriciler sağ yarı s düzleminde kutba sahip oldukları için kontrol edilmeleri alçaltıcı tip DC-DC çeviricilere göre daha karmaşık ve zordur [29].

PI/PID kontrol metodu endüstrideki birçok kontrol uygulamasında yaygın olarak kullanılmaktadır. PI/PID tip kontrolcülerin parametreleri hesabı dört ana başlık atında toplanabilir;

- a. Sezgisel metotlar [30–33]:
 - PSO (Particle Swarm Optimization)-Parçacık sürü optimizasyonu
 - Genetik Algoritma
- b. Analitik metotlar [34–40]:
 - Frekans Cevabı
 - Bode Diyagramı
 - Kök-yer eğrisi
- c. Zeki metotlar [41–43]:
 - Bulanık Mantık
 - Yapay Sinir Ağları
- d. Deneysel metotlar [44, 45]:
 - Ziegler Nichols

Yükseltici tip DC-DC çeviricilerin sağ yarı s düzleminde kutupları bulunmaktadır. Bu nedenle kontrolcü tasarımında dinamik cevap önem taşımaktadır. Fakat, sezgisel yöntemler ile kontrolcü tasarımı yaparken dinamik cevap ile ilgili bilgiler göz önünde bulundurulmaz. Bu durum kararlılık açısından sorunlar yaratabilir. Bunlara ek olarak, sezgisel yöntemleri ile tasarlanmış kontrolcü cevaplarında büyük aşımalar, sert iniş ve çıkışlar görülebilir [46].

Bulanık mantık kontrolcöleri doğrusal olmayan sistemler için iyi bir kontrol yöntemidir. Ancak, bulanık mantık kontrolcüsünü tasarlamak için iyi bir uzman görüşü şarttır aksi durumda kontrolcü tasarımında hatalar ortaya çıkabilir. Ayrıca bulanık mantık tasarımı için az sayıda tasarım aracı mevcuttur. Yapay sinir ağları ile kontrolcü tasarımında da benzer şekilde iyi seçilmiş bir veri bilgisine ve ağ tasarımına ihtiyaç duyulur. Bunlara ek olarak, zeki metotların gömülü sistem uygulamaları klasik yöntemlere göre çok daha zor ve karmaşıktır.

Analitik yöntemlerde kontrolcü tasarımı dinamik cevap göz önüne alınarak yapılır ve kararlılık analitik yöntemle yapılan kontrolcü tasarımlarında garanti edilir.

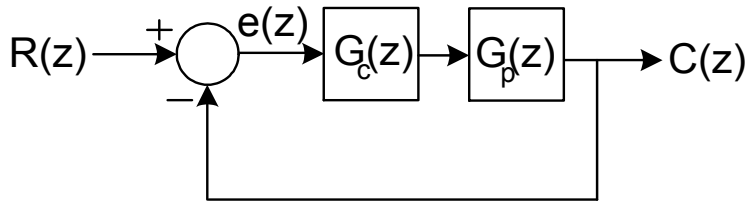
Literatürde PI-SMC (Sliding Mode Controller- Kayan nokta kontrolcüsü) Chen, Gao ve arkadaşları veya PI-Bulanık Mantık Agorreta gibi döngülerinde farklı tipte kontrolcü içeren yükseltici tip DC-DC çeviricinin çıkış gerilimini kontrol eden kaskad bağlı kontrolcü tipleri yer almaktadır [7, 29, 47].

Tezin ikinci bölümünde ise, önerilen MDA denklemleri PI kontrolcü parametrelerinin doğrudan hesaplanabilmesi için yeniden türetilmiştir. Türetilen yeni MDA ifadelerinde iki denklem iki bilinmeyen olduğundan, yeni kompakt formdaki denklemler ile yükseltici tip DC-DC çeviriciler için çift döngü PI kontrolcü parametreleri doğrudan hesaplanabilmektedir. Literatürde çift döngü kontrol için çeşitli kontrolcüler kaskad bağlanarak (PI-SMC, PI-Fuzzy gibi) kullanılmıştır ancak her iki döngüde de PI kontrol kuralının uygulandığı çift döngü kontrol yöntemine rastlanılmamıştır. Her döngüde farklı kontrol yönteminin kullanılması fazladan hesaplama yükü ve her iki döngü için farklı tasarım adımları/metodları gerektirmektedir. Bu çalışmada literatürden farklı olarak çift döngü PI kontrolcü yapısı seçilerek her döngüde farklı tasarım adım gerekliliği ortadan kaldırılmış ve türetilen yeni MDA denklemleri ile her iki döngü için PI kontrolcü parametrelerinin ayrıık zamanda doğrudan hesap edilmesi sağlanmıştır.

BÖLÜM 2. MDA DENKLEMLERİ VE UYGULAMA PROSEDÜRÜ

Önerilen metot iki aşamadan oluşmaktadır; ilk aşamada, PID kontrolcü parametre hesabında iki adet MDA denkleminin K_p (oransal) ve K_d (türevsel) parametreleri için çıkartılması ayrıntılı olarak anlatılacaktır. İkinci aşamada ise, elde edilen MDA ifadeleri üç bilinmeyen iki denklemden oluştuğu için PID kontrolcü parametrelerinin hesaplanmasında dört adımdan oluşan bir uygulama prosedürü verilecektir.

2.1. MDA Denklemlerinin Elde Edilmesi



Şekil 2.1. Geri beslemeli kontrol sistemine ait blok diyagramı

Şekil 2.1’de birim geri beslemeli kapalı çevrim ayrık zaman bir kontrol sisteminin blok diyagramı görülmektedir. Blok diyagramda ‘ $G_c(z)$ ’ PID kontrolcüsünü, ‘ $G_p(z)$ ’ ise kontrol edilen sistemi temsil etmektedir.

Kontrol blok diyagramında ‘ $G_c(z)$ ’ PID kontrolcüsüne ait ayrık zaman transfer fonksiyonu Denklem (2.1)’de verilmektedir.

$$G_c(z) = K_p + K_i \frac{z}{z-1} + K_d \frac{z-1}{z} \quad (2.1)$$

Kapalı çevrim kontrol sisteminin karakteristik Denklemi (2.2)’deki gibi yazılabilir;

$$F(z) = 1 + G_c(z)G_p(z) = 0 \quad (2.2)$$

Denklem (2.3)'deki kontrol (dominant) kutupları tasarımcı tarafından belirlenen performans kriterlerinden elde edilir ve aynı zamanda bu kutuplar *n.derece* karakteristik denklem $F(z)$ 'nin kökleridir. Burada, T örnekleme zamanı olmak üzere, sönüm oranı ξ ve doğal açısal frekans w_n tasarımcı tarafından belirlenen performans kriterlerinden (yerleşme zamanı ve aşım) hesaplanır.

$$z_{1,2} = e^{s_{1,2}T} = e^{T(-\xi w_n \pm jw_n \sqrt{1-\xi^2})} = \sigma_{z_{1,2}} + jw_{nz_{1,2}} \quad (2.3)$$

Denklem (2.3)'deki kontrol kutbu z_1 Denklem (2.2)'de karakteristik denklemdeki z yerine koyulup denklem tekrar düzenlendiğinde,

$$F(z_1) = G_c(z_1)G_p(z_1) + 1 = 0 \quad (2.4)$$

$$G_c(z_1)G_p(z_1) = -1 \quad (2.5)$$

z_1 karmaşık bir değişken olduğundan Denklem (2.5)'de karmaşık bir değişken olmaktadır. z_1 karmaşık değişkeni kutupsal koordinatlarda aşağıdaki gibi yazılabilir;

$$z_1 = \sigma_{z_1} + jw_{nz_1} = |z_1| e^{j\beta} \quad (2.6)$$

$$|z_1| = \sqrt{\sigma_{z_1}^2 + w_{nz_1}^2} \quad (2.7)$$

$$\beta = \tan^{-1}\left(\frac{w_{nz_1}}{\sigma_{z_1}}\right) \quad (2.8)$$

Benzer şekilde $G_p(z_1)$ karmaşık değişkeni kutupsal koordinatlarda aşağıdaki ifadelerle yazılabilir;

$$G_p(z_1) = |G_p(z_1)| e^{j\psi} \quad (2.9)$$

$$\psi = \angle G_p(z_1) \quad (2.10)$$

K_p ve K_d parametrelerinin hesaplanması için önerilen çözüm, n . derece karakteristik polinomun iki kutbunu atayan MDA denklemleri Denklem (2.5)'de ((2.7),(2.8),(2.9),(2.10)) denklemlerinin yerine koyulması ve ara işlemlerin yapılması ile elde edilerek aşağıdaki şekilde düzenlenmiştir;

$$K_p = -\frac{\cos \psi}{|G_p(z_1)|} - 2K_i |z_1| \frac{|z_1| - \cos \beta}{|z_1|^2 - 2|z_1| \cos \beta + 1} + \frac{-|z_1| \sin \psi + \cos \beta \sin \psi}{|G_p(z_1)| \sin \beta} \quad (2.11)$$

$$K_d = \frac{|z_1|}{\sin \beta} \left\{ \frac{K_i \sin \beta}{|z_1|^2 - 2|z_1| \cos \beta + 1} + \frac{\sin \psi}{|G_p(z_1)|} \right\} \quad (2.12)$$

Denklem (2.11) ve (2.12)'de verilen MDA denklemlerinin çıkarılışı EK-A'da detaylı bir şekilde verilmiştir.

Model bazlı olan/olmayan PID kontrolcü parametre hesabı için çeşitli yöntemler bulunmasına rağmen bu yöntemlerin sürekli zaman için veya belirli sistemlere özel olarak çıkartılmış olduğu Bölüm 1'de yapılan literatür tasarımında ifade edilmiştir. Kompakt formda Denklem (2.11) ve (2.12)'de elde edilen MDA denklemleri ayrık zamanda PID kontrolcü parametrelerinin doğrudan hesaplanabildiği bir yöntem olarak literatüre kazandırılmıştır.

MDA (2.11) ve (2.12) ifadeleri üç bilinmeyen iki denklemden oluştuğu için PID kontrolcü parametrelerinin hesaplanmasında dört adımdan oluşan önerilen uygulama prosedürü aşağıda verilmiştir.

2.2. MDA Denklemlerinin Uygulama Prosedürü

MDA denklemlerinin uygulama prosedüründe ilk olarak açık çevrim sistem modeline dayalı olarak belirlenen performans kriterlerine göre PI kontrolcüsü tasarlanır. Daha sonra, PI kontrolcüsü ile sistem kaskad bağlı olarak elde edilen yeni sistem modeli ile yeniden belirlenen performans kriterlerine göre PD kontrolcü parametreleri hesaplanır.

PID kontrolcü transfer fonksiyonu PD ve PI olmak üzere iki adet kaskad bağlı transfer fonksiyonu olarak düşünülebilir.

$$G_{PID}(z) = \underbrace{\left(K_{p2} + K_{d1} \frac{z-1}{z} \right)}_{G_{PD}(z)} \overbrace{\left(K_{p1} + K_{i1} \frac{z}{z-1} \right)}^{G_1(z)} G_p(z) \quad (2.13)$$

Denklem (2.13) ifadesi düzenlenir ise;

$$G_{PID}(z) = \underbrace{(K_{p1}K_{p2} + K_iK_{d1})}_{K_p} + \underbrace{K_{i1}K_{p2}}_{K_i} \frac{z}{z-1} + \underbrace{K_{p1}K_{d1}}_{K_d} \frac{z-1}{z} \quad (2.14)$$

Elde edilir. Denklem (2.1) ve (2.14) karşılaştırıldığında K_p , K_i ve K_d ifadeleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

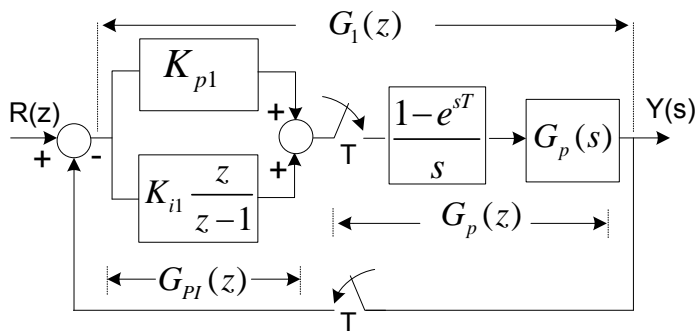
$$K_p = K_{p1}K_{p2} + K_{i1}K_{d1} \quad (2.15)$$

$$K_i = K_{i1}K_{p2} \quad (2.16)$$

$$K_d = K_{p1}K_{d1} \quad (2.17)$$

2.2.1. İlk aşama: PI kontrolcü tasarımı

Bu adımda parametreler hesaplanırken MDA denklemi (2.12)'de $K_d = 0$ yapılarak PI kontrolcü parametreleri K_{p1} ve K_{i1} olarak hesaplanır. Şekil 2.2'de PI kontrolcülü sisteme ait K_{p1} ve K_{i1} parametreleri belirlenen performans kriterlerine göre Denklem (2.6)'dan z_1 ve β , Denklem (2.9)'dan $|G_p(z_1)|$ ve ψ nümerik değerleri kullanılarak Denklem (2.11) ve (2.12)'den hesaplanır.



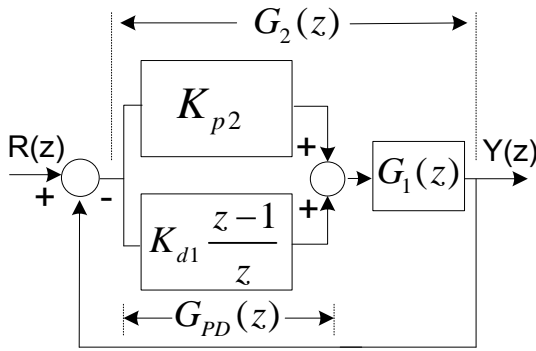
Şekil 2.2. PI kontrol kuralı ile kontrol edilen sistemin kontrol blok diyagramı

Şekil 2.2'de verilen kontrol sistemine ait açık çevrim transfer fonksiyonu $G_1(z)$ aşağıdaki gibi yazılır;

$$G_1(z) = G_{PI}(z)G_p(z) \quad (2.18)$$

2.2.2. İkinci aşama: PD kontrolcü tasarımı

Yeni sistem modeli $G_1(z)$ 'in PD kontrolüne ait kontrol blok diyagramı Şekil 2.3'de verilmiştir.

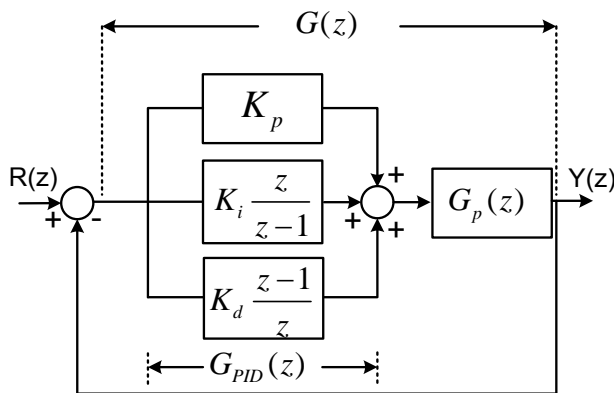


Şekil 2.3. PD kontrolcü sistemine ait kontrol blok diyagramı

PD kontrol kuralına ait K_{p2} ve K_{d1} parametreleri Denklem (2.11) ve (2.12)'de $K_i = 0$ yapılarak PI kontrolcü parametreleri K_{p2} ve K_{d1} olarak hesaplanır. Şekil 2.3'de PD kontrolcülü sisteme ait K_{p2} ve K_{d1} parametreleri yeniden belirlenen performans kriterlerine göre denklem (2.6)'dan z'_1 ve β' , denklem (2.9)'dan $|G_1(z'_1)|$ ve ψ' nümerik değerleri kullanılarak Denklem (2.11) ve (2.12)'den hesaplanır.

2.2.3. Üçüncü aşama: PID kontrolcü parametre hesabı

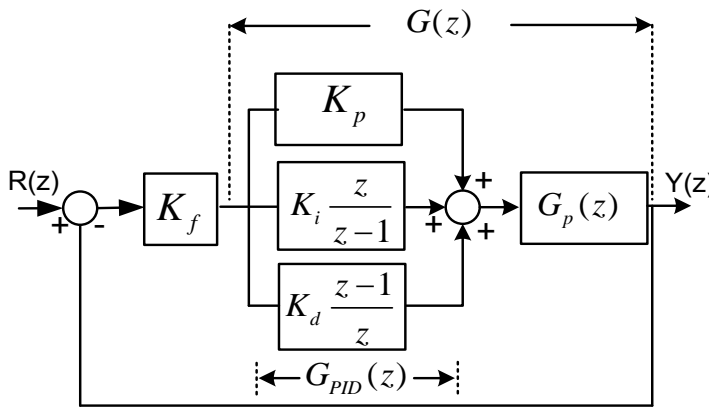
Şekil 2.4'de gösterilen PID kontrolcü katsayıları K_p , K_i ve K_d Denklem (2.15), (2.16) ve (2.17)'ye göre bölüm 2.2.1 ve 2.2.2'de elde edilen K_{p1} , K_{p2} , K_{i1} ve K_{d1} parametre değerleri kullanılarak hesaplanır.



Şekil 2.4. PID kontrolcülü sisteme ait kontrol blok diyagramı

2.2.4. Dördüncü aşama: kararlılık analizi ve ince-ayar

Şekil 2.5'te verilen kapalı çevrim kontrol sisteminin karakteristik denkleminin derecesi $n > 2$ ise kontrol kutupları haricindeki diğer kutuplar z düzleminde birim çemberin dışında kalabilir ve sistemin kararsız olmasına neden olabilir. Bu durumda, kararlılık analizi yapılarak sistemi kararlı yapan ' K_f ' değeri denklem (2.19)'ten hesaplanabilir [48]. Ayrıca, ' K_f ' parametresi belirlenen performans kriterlerine göre sistemin dinamik cevabına ince-ayar yapılmasını sağlar.



Şekil 2.5. " K_f " parametresi ile birlikte kontrol edilen sisteme ait kontrol blok diyagram

$$K_f = \frac{\prod_{i=1}^N |z_i - z_1|}{\prod_{i=1}^M |p_i - z_1|} \quad (2.19)$$

Denklem (2.3)'ten hesaplanan z_1' kontrol kutbu ve z_i, p_i sırasıyla $G(z)$ 'in sıfır ve kutuplarını temsil etmektedir.

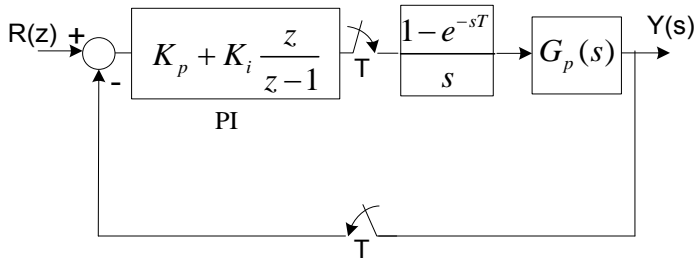
Bu bölümde, PID kontrolcü parametrelerinin hesaplanması için MDA denklemlerinin elde edilmesi ve önerilen uygulama prosedürü anlatılmış olup, performans kriteri ile karşılaştırmalı olarak doğrulanması benzetim ve gerçek zaman çalışmaları olarak Bölüm 4'te verilmiştir.

BÖLÜM 3. PI KONTROLÇÜ İÇİN PARAMETRİK DENKLEMLERİN TÜRETİLMESİ VE ÇİFT DÖNGÜ PI KONTROLÇÜ TASARIMI

Bu bölümde, PI kontrolcü parametre hesabı için parametrik denklemlerin türetilmesi, yükseltici tip DC-DC çeviricinin çıkış gerilim kontrolü için modellenmesi ve türetilen ifadeler kullanılarak çift döngü PI kontrolcü tasarım adımları verilmektedir.

3.1. PI Kontrolcü için Parametrik Denklemlerin Türetilmesi

Bir önceki bölümde PID kontrolcü parametreleri hesabı için MDA formülleri elde edilmiştir. PID kontrolcü parametreleri hesabı için elde edilen (2.11) ve (2.12) MDA denklemleri üç bilinmeyen iki denklemden oluşmaktadır. Bu denklemler Şekil 3.1’de verilen kontrol blok diyagramı göz önüne alınarak ve yeniden düzenlenerek ayrık-zaman PI kontrolcü parametrelerinin doğrudan hesabı için türetilecektir.



Şekil 3.1. PI kontrolçülü sisteme ait kontrol blok diyagramı

Bölüm 2’de PID kontrolcü parametre hesabı için elde edilen (2.11) ve (2.12) MDA denklemlerinden PI kontrolcü parametre hesabı için türev terimi (D) katsayısı $K_d = 0$ alınarak yeniden düzenlenir ve parametrik denklemler aşağıdaki gibi elde edilir.

$$K_i = -\frac{\sin \psi}{|G_p(z_1)|} \frac{|z_1| - 2 \cos \beta + \frac{1}{|z_1|}}{\sin \beta} \quad (3.1)$$

$$K_p = -\frac{\cos \psi}{|G_p(z_1)|} + \frac{\sin \psi}{|G_p(z_1)|} \frac{|z_1| - \cos \beta}{\sin \beta} \quad (3.2)$$

Denklemlerin elde edilmesi EK-B’de verilmiştir.

Çift döngü kontrolcü tasarımında her iki döngüdeki PI kontrolcü parametrelerinin hesabında türetilen yeni (3.1) ve (3.2) denklemleri kullanılacaktır.

Yükseltici tip DC-DC çeviricinin çıkış gerilimi kontrolü için öncelikle açık çevrim transfer fonksiyonu/fonksiyonları elde edilecektir.

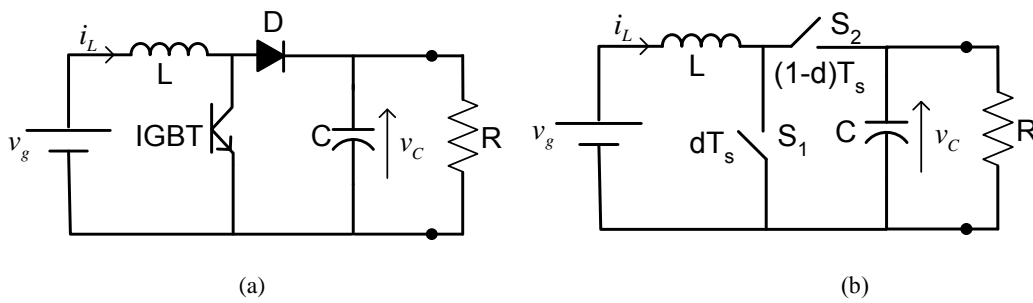
3.2. Yükseltici Tip DC-DC Çeviricinin Modellenmesi

PI kontrolcü parametre hesabı için elde edilen (3.1) ve (3.2) denklemleri yükseltici tip DC-DC çeviricinin modeline dayalı olduğundan bu bölümde yükseltici tip DC-DC çeviricinin modelinin elde edilmesi gerekmektedir. Model aşağıdaki adımlar ile elde edilmiştir;

- a. Ortalama Durum Uzay modelinin elde edilmesi,
- b. Ortalama durum uzay modelinden yükseltici tip DC-DC çeviriciye ait indüktans akımı ile doluluk oranı arasındaki “ $\frac{i_L(s)}{d(s)}$ ” ve çıkış gerilimi ile indüktans akımı arasındaki “ $\frac{v_c(s)}{i_L(s)}$ ” açık çevrim transfer fonksiyonlarının çıkartılması.

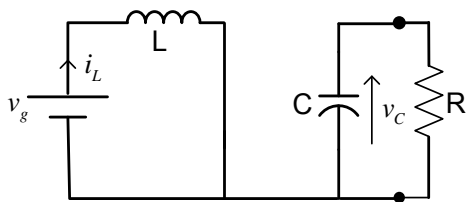
3.2.1. Ortalama durum uzay modelinin elde edilmesi

Şekil 3.2 (a)'da verilen yükseltici tip DC-DC çevirici dT_s ve $(1-d)T_s$ olmak üzere iki adet çalışma modundan oluşmaktadır. *IGBT* ve *D*-diyot iki adet ideal anahtar olarak düşünülerek sürekli zamanda DC-DC çeviriciyi tanımlayan diferansiyel denklemler t-domeninde yazılacaktır. Şekil 3.2 (a)'daki anahtarlama elemanı *IGBT* ve *D* diyodu birer ideal anahtarlama elemanları olarak Şekil 3.2 (b)'de iletim zamanları ile beraber verilmiştir.



Şekil 3.2. (a)Yükseltici tip DC-DC çeviriciye ait topoloji (b) eşdeğer devre

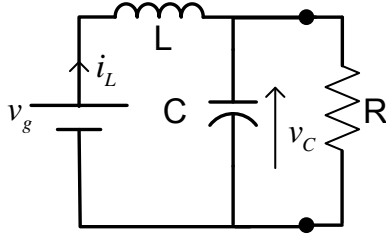
V_g giriş gerilimi, V_c çıkış kondansatör gerilimi, i_L indüktans akımı, ve T_s anahtarlama periyodu olmak üzere; S_1 anahtarı dT_s süresince ve S_2 anahtarı $(1-d)T_s$ süresince kapalı kalacaktır. Bu bilgilerden yola çıkarak durum denklemleri her bir mod için aşağıdaki gibi yazılabilir.



Şekil 3.3. dT_s çalışma moduna ait eşdeğer devre

dT_s çalışma moduna ait diferansiyel denklemler;

$$L \frac{di_L}{dt} = v_g, \quad C \frac{dv_c}{dt} = -\frac{v_c}{R}$$



Şekil 3.4. $(1-d)T_s$ çalışma moduna ait eşdeğer devre

$(1-d)T_s$ çalışma moduna ait diferansiyel denklemler;

$$v_g - L \frac{di_L}{dt} - v_c = 0, \quad C \frac{dv_c}{dt} = \left(i_L - \frac{v_c}{R} \right)$$

Yukarıda elde edilen diferansiyel denklemler kullanılarak dT_s çalışma modu için $n=1$ ve $(1-d)T_s$ çalışma modu için $n=2$ ve $x(t)$ durum değişkenleri, $u(t)$ kontrol giriş işaretini olmak üzere durum denklemleri vektör matris formunda aşağıdaki gibi verilebilir.

$$\frac{dx_n(t)}{dt} = A_n x(t) + B_n u(t)$$

$$y_n(t) = C_n x(t)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L(t)}{dt} \\ \frac{dv_c(t)}{dt} \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}}^{A_1} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} + \overbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}}^{B_1} [v_g(t)] \quad (3.3)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L(t)}{dt} \\ \frac{dv_c(t)}{dt} \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}}^{A_2} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} + \overbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}}^{B_2} [v_g(t)] \quad (3.4)$$

$$y_1(t) = \overbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}}^{C_1} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

$$y_2(t) = \overbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}}^{C_2} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Yükseltici tip DC-DC çevirici için ortalama durum uzay modeli, belirlenen çalışma noktasındaki doluluk oranı $D = \frac{T_{on}}{T_s}$ (T_{on} ; IGBT anahtarlama elemanın iletim süresi) civarında örnekleme periyodu T_s için (3.3), (3.4), (3.5) ve (3.6) denklemleri kullanılarak elde edilen ortalama değer katsayıları aşağıda verilmiştir.

$$A = A_1 D + A_2 (1 - D)$$

$$B = B_1 D + B_2 (1 - D)$$

$$C = C_1 D + C_2 (1 - D)$$

A, B, C katsayıları kullanılarak yükseltici tip DC-DC çeviricinin ortalama durum uzay modeli;

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L(t)}{dt} \\ \frac{dv_c(t)}{dt} \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-D)}{L} \\ \frac{(1-D)}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}}^A \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} + \overbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}}^B [V_g(t)] \quad (3.7)$$

$$y(t) = \overbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}}^C \begin{bmatrix} i_L(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

olarak elde edilir. Yükseltici tip DC-DC çeviricide \tilde{v}_g giriş gerilimi ve \tilde{d} doluluk oranı giriş sinyalleri çalışma noktası etrafındaki değişimleri göstermek üzere;

$$d = D + \tilde{d} ; v_g = V_g + \tilde{v}_g ;$$

ifadeleri yazılabilir. Çıkış gerilimi regülasyonu için giriş kontrol işareti $u(t) = d(t)$ olacak şekilde (3.7) ve (3.8) sürekli durum modelinden küçük sinyal modeli elde edilerek,

$$\frac{dx(t)}{dt} = Ax(t) + B_1 \tilde{d}(t) + B_2 \tilde{v}_g(t)$$

$$y(t) = Cx(t)$$

şeklinde vektör matris formunda yeniden düzenlenecektir.

Sürekli durum modelinde; bütün türevsel terimler sürekli durumda sıfır olduğunda bütün değişkenler büyük harfle gösterilebilir;

$$\dot{x} = 0 ; D = d ; v_g = V_g ; i_g = I_g ; i_L = I_L ; v_c = V_c$$

Değişkenlerin yukarıda belirtildiği gibi büyük harfle ifade edilmesi ile sürekli durum modeli aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} 0 & \frac{-(1-d)}{L} \\ \frac{(1-d)}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}}^A \begin{bmatrix} I_L \\ V_c \end{bmatrix} + \overbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}}^B \begin{bmatrix} V_g \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

$$Y(t) = \overbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}}^C \begin{bmatrix} i_L \\ V_c \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Küçük sinyal modeli için aşağıda verilen ifadeler sürekli durum denklemlerinde yerine koyulduğunda;

$$d = D + \tilde{d}; V_c = v_c + \tilde{v}_c; V_g = v_g + \tilde{v}_g; I_L = i_L + \tilde{i}_L;$$

Sürekli Durum denklemi aşağıdaki gibi yeniden düzenlenir;

$$\begin{bmatrix} \frac{d(i_L + \tilde{i}_L)}{dt} \\ \frac{d(v_c + \tilde{v}_c)}{dt} \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} 0 & \frac{-(1-D-\tilde{d})}{L} \\ \frac{(1-D-\tilde{d})}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}}^A \begin{bmatrix} i_L + \tilde{i}_L \\ v_c + \tilde{v}_c \end{bmatrix} + \overbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}}^B \begin{bmatrix} v_g + \tilde{v}_g \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

$$y(t) = \overbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}}^C \begin{bmatrix} i_L + \tilde{i}_L \\ v_c + \tilde{v}_c \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

(3.11) ve (3.12) denklemlerindeki matrisler küçük sinyal modeli ile sürekli durum matrislerinin ifadelerini birlikte içermektedir. Bu matrisler içerisinde sürekli duruma ait kısım çıkartıldığında küçük sinyal modeli elde edilecektir.

$$\begin{bmatrix} \frac{d(i_L + \tilde{i}_L)}{dt} \\ \frac{d(v_c + \tilde{v}_c)}{dt} \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} 0 & \frac{-(1-D)}{L} \\ \frac{(1-D)}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}}^A \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{-(1-D)}{L} \\ \frac{(1-D)}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{\tilde{d}}{L} \\ -\frac{\tilde{d}}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

A matrisinin sürekli duruma ait bölümü

Matris (3.13)'de A matrisinin sürekli duruma ait olan kısmı çıkartıldığında ve \tilde{d} doluluk oranı giriş sinyali olarak düzenlendiğinde matris (3.14), (3.15) ve (3.16)'deki gibi küçük sinyal modeli elde edilir.

$$\begin{bmatrix} \frac{d\tilde{i}_L(t)}{dt} \\ \frac{d\tilde{v}_c(t)}{dt} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \frac{-(1-D)}{L} \\ \frac{1-D}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}}_A \underbrace{\begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_c \end{bmatrix}}_x + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{v_c}{L} \\ -\frac{i_L}{C} \end{bmatrix}}_{B_1} \tilde{d} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_2} \tilde{v}_g \quad (3.14)$$

$$\tilde{i}_L = \underbrace{[1 \quad 0]}_{c_1} \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_c \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

$$\tilde{v}_c = \underbrace{[0 \quad 1]}_{c_2} \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_c \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

Bir sonraki kısımda çift döngü PI kontrolcü tasarımında kullanılacak yükseltici tip DC-DC çeviriciye açık çevrim transfer fonksiyonları yukarıda elde edilen küçük sinyal analizi yardımı ile çıkartılmıştır.

3.2.2. Yükseltici tip DC-DC çeviricinin açık çevrim transfer fonksiyonları

Yükseltici tip DC-DC çeviricinin çıkış gerilim kontrolü için Şekil 3.5'te görülen kaskad bağlı $G_1(s)$ ve $G_2(s)$ 'den oluşan açık çevrim transfer fonksiyonları;

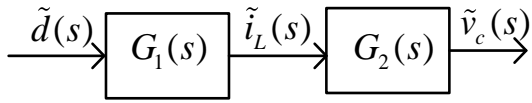
- 1- Yükseltici tip DC-DC çeviricinin çıkış gerilim dinamik cevabının istenen performansı sağlaması ve çıkış durum değişkeni $v_c(t)$ 'nin giriş referans işaretini izlemesinde iç durum değişkeni $i_L(t)$ 'nin kararlı ve belirlenen sınır değerleri aşmaması istenir. Bu amaç için, iç döngü kontrolcüsünün tasarlanması indüktans akımı ile doluluk oranı arasındaki açık çevrim transfer

$$\text{fonksiyonu } G_1(s) = \frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{d}(s)},$$

2- Çıkış gerilim işaretinin referans giriş işaretini takip edebilmesi için dış döngü kontrolcüsünün tasarlanmasında Şekil 3.5'ten görüldüğü gibi $G_1(s)$ 'e kaskad bağlı çıkış gerilimi ile indüktans akımı arasındaki açık çevrim transfer

$$\text{fonksiyonu } G_2(s) = \frac{\tilde{v}_c(s)}{\tilde{i}_L(s)},$$

Olarak aşağıdaki gibi blok diyagram olarak verilir.



Şekil 3.5. Yükseltici tip DC-DC çeviriciye ait açık çevrim kontrol blok diyagramı

(3.14), (3.15) ve (3.16) durum denklemlerindeki katsayı matrisleri ile

$$G_n(s) = C_i(sI - A)^{-1} B_1 \quad (3.17)$$

(3.17) ifadesi kullanılarak istenen transfer fonksiyonları $G_n(s)$ $n=0,1,2$ ve $i=1,2$ olmak üzere elde edilir

$G_1(s)$ denklem (3.17)'de $n=1$ ve $i=1$ için aşağıdaki gibi elde edilmiştir.

$$G_1(s) = \frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{v_c(sC + 1/R) + (1-D)i_L}{LCs^2 + \frac{L}{R}s + (1-D)^2} \quad (3.18)$$

$G_0(s) = \frac{\tilde{v}_c(s)}{\tilde{d}(s)}$ denklem (3.17)'de $n=0$ ve $i=2$ için aşağıdaki gibi elde edilmiştir.

$$G_0(s) = \frac{\tilde{v}_c(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{(1-D)v_c - Li_L s}{LCs^2 + \frac{L}{R}s + (1-D)^2} \quad (3.19)$$

(3.18) ve (3.19) açık çevrim transfer fonksiyonlarının elde edilmesi EK-C'de verilmiştir.

$$G_2(s) = \frac{G_0(s)}{G_1(s)} \text{ olmak üzere,}$$

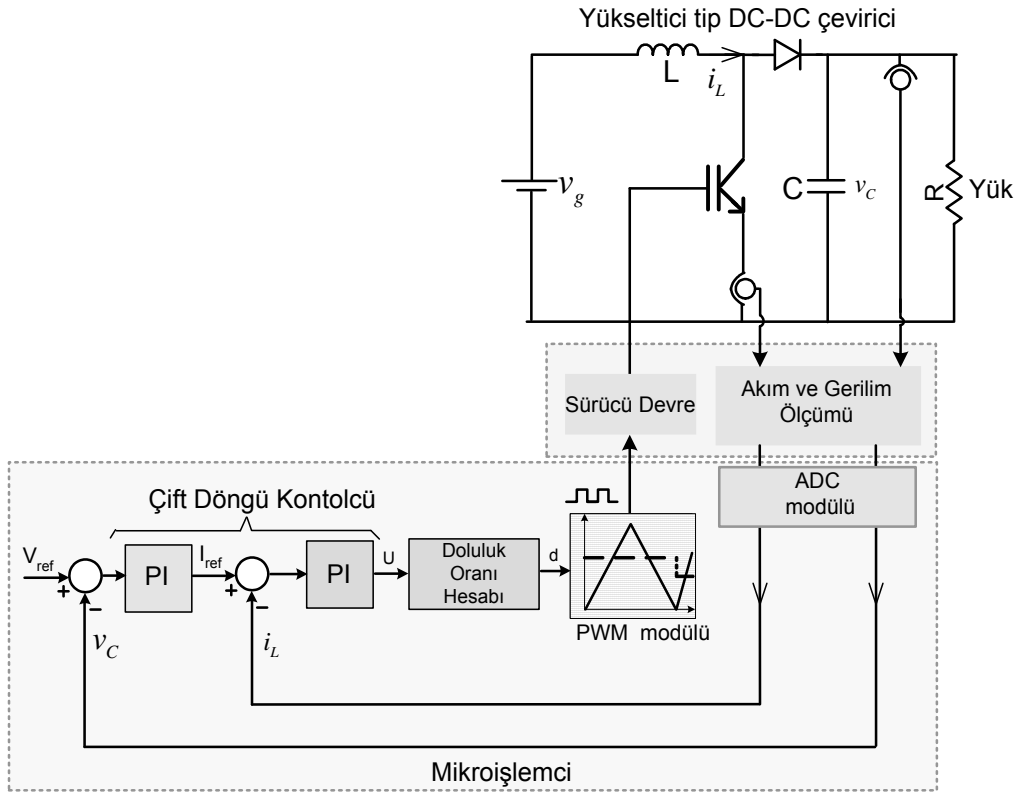
$$G_2(s) = \frac{\tilde{v}_c(s)}{\tilde{i}_L(s)} = \frac{(1-D)v_c - Li_L s}{v_c(sC + 1/R) + (1-D)i_L} \quad (3.20)$$

işlemi ile elde edilir.

Yükseltici tip DC-DC çevirici için elde edilen $G_1(s)$ ve $G_2(s)$ transfer fonksiyonları göz önüne alındığında iç durum değişkeni \tilde{i}_L ve çıkış durum değişkeni \tilde{v}_c 'nin ölçülmesi ve çıkış gerilimi \tilde{v}_c 'nin kontrol edilmesi gerektiği görülür. \tilde{v}_c çıkış geriliminin bozucu etkisi altında istenen referans gerilimini takip edebilmesi için yeni bir yaklaşım olarak yükseltici tip DC-DC çeviricinin çıkış gerilim kontrolünde çift döngü PI kontrol kuralı uygulanmıştır. İlerleyen bölümlerde MDA denklemlerinden türetilen (3.1) ve (3.2) ifadeleri ve (3.18), (3.20)'de verilen transfer fonksiyonları kullanılarak çift döngü PI kontrolcü tasarımında, iç ve dış döngüler için PI kontrolcü parametre hesabı sırasıyla verilmiştir.

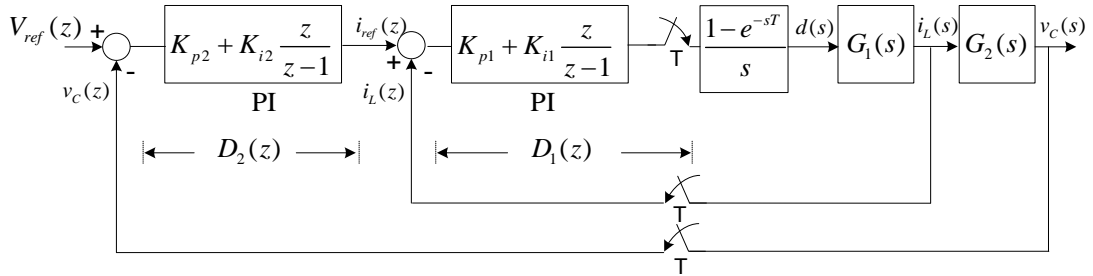
3.3. Yükseltici Tip DC-DC Çeviricinin Çift Döngü PI Kontrolü

Literatürde yükseltici tip DC-DC çevirici çıkış gerilim kontrolünde çift döngü kontrol için çeşitli kontrolcüler kaskad bağlanarak (PI-SMC, PI-Fuzzy gibi) kullanılmıştır. Her döngüde farklı kontrol yönteminin kullanılması kontrolcü tasarımında karmaşık metotlar ve hesap yükü gerektirmektedir. Bu tez çalışmasında her iki döngüde Şekil 3.6'da verilen PI kontrolcü yapısı ve türetilen yeni MDA denklemleri kullanılarak kontrolcü tasarımında metot karmaşıklığı ortadan kaldırılmış ve hesap yükü azaltılmıştır.



Şekil 3.6. DC-DC çeviriciye ait çift döngü kontrol

Şekil 3.6'da verilen yükseltici tip DC-DC çevirici ve kontrol blok diyagramından oluşan tüm sisteme ait ayrık zaman kapalı çevrim kontrol blok diyagramı Şekil 3.7'de verilmiştir.



Şekil 3.7. Çift döngü PI kontrolüne ait kapalı çevrim kontrol blok diyagramı

Bölüm 3.1'de PI kontrolcü parametrelerinin doğrudan hesaplanması için MDA denklemlerinden yeni ifadelerin türetilmesi, Bölüm 3.2'de yükseltici tip DC-DC çeviricinin modellenmesi verilmiştir. Bu bölümde çift döngü PI kontrol yapısının belirlenmesi ve iç, dış döngü PI kontrolcü parametrelerinin hesaplama adımları sırasıyla aşağıda verilecektir.

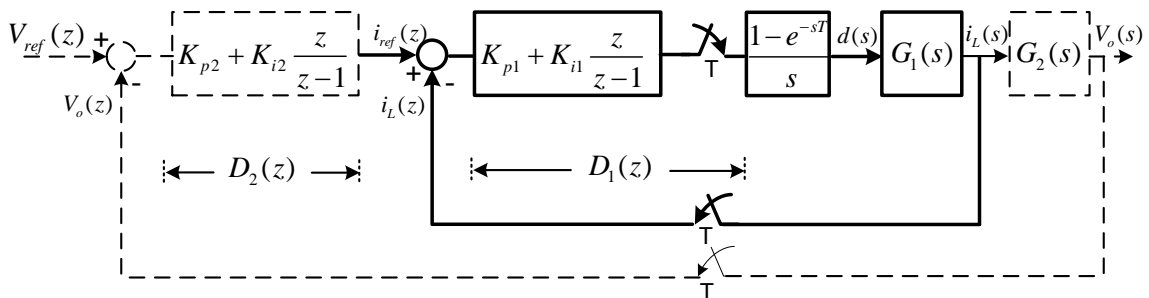
3.3.1. Ayırık zaman PI kontrolcü parametrelerinin hesaplanma adımları

PI kontrolcü parametrelerinin MDA denklemlerinden türetilen (3.1) ve (3.2) ifadeleri ile hesabı üç adımdan oluşmaktadır;

- Kontrol edilecek olan sistemin açık çevrim ayırık zaman transfer fonksiyon/fonksiyonlarının elde edilmesi ve istenen dinamik davranış için performans kriterlerinin belirlenmesi,
- $|z_1|, \beta, |G_p(z_1)|, \psi$ değerlerinin belirlenen performans kriterlerine göre Bölüm 2’de belirtilen denklem (2.7), (2.8),(2.9) ve (2.10) kullanılarak nümerik olarak hesaplanması,
- Adım a’da hesaplanan nümerik değerlerin denklem (3.1) ve (3.2)’de yerlerine koyularak ayırık-zaman PI kontrolcü parametrelerinin hesaplanmasıdır.

3.3.2. İç döngü kontrolcü tasarımı

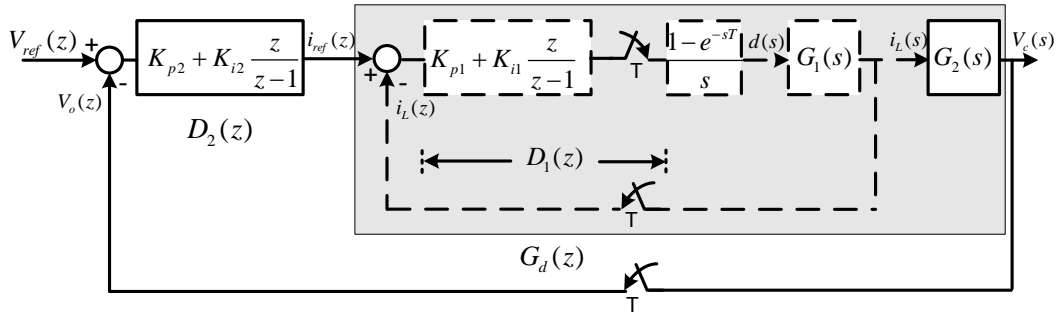
Çift döngü kontrolcüde öncelikle Şekil 3.8’de koyu çizgilerle belirtilen blok diyagramları için iç döngü kontrolcüsü “ $D_1(z)$ ”in hesaplanması gerekmektedir. Bölüm 3.3.1’de verilen hesaplama adımlarına dayanarak iç döngü PI kontrolcüsü $D_1(z)$ tasarlanır.



Şekil 3.8. İç döngü kapalı çevrim kontrol blok diyagramı

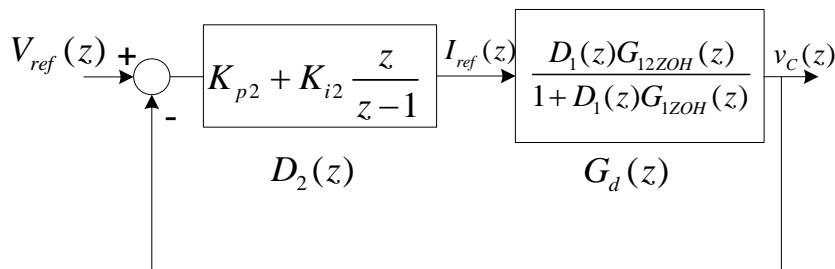
3.3.3. Dış döngü kontrolcü tasarımı

Dış döngü PI kontrolcüsü $D_2(z)$ tasarımı iç döngüye göre biraz daha farklılık gösterir. Önce Şekil 3.9'da koyu renkli alan içindeki bloklara ait $G_d(z)$ ayrık zaman transfer fonksiyonu elde edilir.



Şekil 3.9. Dış döngü kapalı çevrim kontrol blok diyagramı

Şekil 3.9'da gerekli blok diyagram indirgeme ve ara işlemlerinden sonra dış döngü kontrolcü ve $G_d(z)$ 'e ait kapalı çevrim kontrol blok diyagramı şekil 3.10'da verilmiştir. Dış döngü PI kontrolcü tasarımı Şekil 3.10'a göre bölüm 3.2.4'te verilen genel tasarım adımları kullanılarak gerçekleştirilir.



Şekil 3.10. Dış döngü kontrolcüye ait kapalı çevrim kontrol blok diyagramı

$$G_d(z) = \frac{v_c(z)}{i_{ref}(z)} = \frac{D_1(z)G_{12ZOH}(z)}{1 + D_1(z)G_{1ZOH}(z)} \quad (3.21)$$

EK-D'de $G_d(z)$ transfer fonksiyonunun elde edilmesi verilmiştir.

İç döngü dinamik cevabında $I_{ref}(t)$ 'in yerleşme zamanı dış döngü dinamik cevabı $v_c(t)$ 'nin yerleşme zamanından küçük olmalıdır. Bu tez çalışmasında iç döngü yerleşme zamanı dış döngü yerleşme zamanından dört kat daha küçük seçilmiştir. İç ve dış döngü yerleşme zamanları arasındaki oran istenen $v_c(t)$ dinamik davranış elde edilinceye kadar değiştirilebilen bir tasarım kriteridir.

BÖLÜM 4. ÖNERİLEN YÖNTEMLERE AİT BENZETİM VE GERÇEK ZAMAN ÇALIŞMALARI

Bu bölümde iki ayrı çalışma olarak;

- a. Önerilen MDA denklemleri ve uygulama prosedürü ile parametreleri hesaplanan PID kontrolcüsüne ait,
- b. Türetilen yeni ifadeler ile parametreleri hesaplanan çift döngü PI kontrolcülü yükseltici tip DC-DC çevirici çıkış gerilim regülasyonuna ait,

performans analizlerinin yer aldığı benzetim çalışmaları, gerçek zaman uygulamalar ile karşılaştırmalı olarak verilecektir.

4.1. MDA Denklemleri için Benzetim ve Gerçek Zaman Çalışmaları

MDA denklemleri ve uygulama prosedürü ile hesaplanan PID kontrolcü performansı için ilgili performans analizlerinin yer aldığı birinci kısımda, literatürde yaygın olarak kullanılan kararlılık problemlili (sorunlu), ölü zamanlı, kontrolü zor olan sistemler arasından altı tanesi seçilmiş ve benzetim çalışmaları ile kontrolcü performansları gösterilmiştir. [49, 50]. İkinci kısımda; MDA denklemleri ile hesaplanan PID kontrolcüsünün önceden belirlenen performansı sağladığı gerçek zaman örnek bir sistem olarak seçilen DC motor hız kontrolünden elde edilen sonuçların benzetim çalışmaları ile karşılaştırılarak gösterilmiştir.

4.1.1. MDA denklemleri için benzetim çalışmaları

Seçilen altı adet sisteme ait transfer fonksiyonları, her bir sistem için belirlenen performans kriterleri, önerilen MDA denklemleri (2.11), (2.12) ve Bölüm 2.2'de

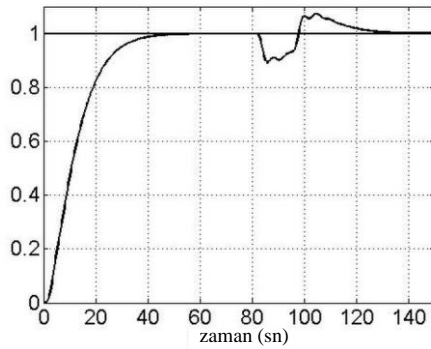
verilen uygulama prosedürü ile hesaplanmış PID kontrolcü parametreleri Tablo 4.1’de sırasıyla verilmiştir.

Tablo 4.1. Örnek sistemlere ait performans kriterleri ve kontrolcü parametreleri

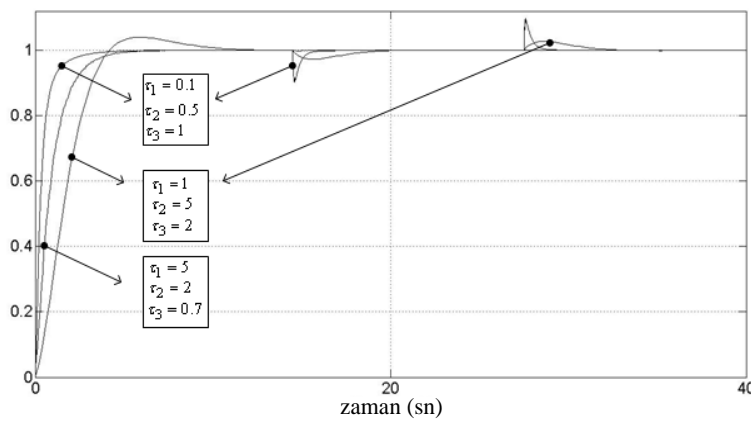
Sistem	M_p (%)	t_s (s)	K	T_d	τ	T_s (s)	K_p	K_i	K_d	K_f	
Dört eşit kutup $G_1(s) = \frac{K}{(s+1)^4}$		20	0.5	-	1	0.785	0.323	0.0312	1.8247	2.803	
İkinci dereceden sistem $G_2(s) = \frac{K(\tau_3 s + 1)}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}$		2.5		-	$\tau_1 = 0.1;$ $\tau_2 = 0.5;$ $\tau_3 = 1$	0.02	1.336	0.1088	1.5009	1.757	
		20	0.5	-	$\tau_1 = 1;$ $\tau_2 = 5;$ $\tau_3 = 2$	0.2	6.904	1.1039	8.4802	1.869	
		20		-	$\tau_1 = 5;$ $\tau_2 = 2;$ $\tau_3 = 0.7$	0.4	38.3	20.2	16.88	4.364	
Birinci dereceden ölü zamanlı sistem $G_3(s) = \frac{K}{1 + \tau s} e^{-sT_d}$	4.3	25	0.5	1	5	0.5	3.1482	0.1657	1.3574	1.6609	
		1.5			3		4.031	0.1586	1.9073	0.896	
		5			1		0.509	0.3212	0.2186	0.636	
		1.5			0.3		0.25	0.116	0.4033	0.044	0.422
		5			0		1	0.1	0.515	0.164	0.9605
Ölü zamanlı-yalnız integratör içeren sistem $G_4(s) = \frac{K}{\tau s} e^{-sT_d}$		50	0.5	1	10	0.5	3.087	0.1006	9.3552	0.786	
		25			5		2.354	0.1764	4.855	1.384	
		5			1		0.805	0.0762	0.0378	1.236	
Saf ölü zamanlı sistem $G_5(s) = K e^{-sT_d}$		5	0.8	1		0.5	0.162	0.3064	0.0163	0.560	
		5	0.5	5	-	2.5	0.105	0.2241	0.0112	1.041	
		50	0.9	10		5	0.134	0.281	0.0091	0.520	
Ölü zamanlı ikinci dereceden sistem $G_6(s) = \frac{K(\tau_1 s + 1)}{s^2 + 2\tau_2 s + 1} e^{-sT_d}$		20	1	2	$\tau_1 = 1;$ $\tau_2 = 0.2$	0.5	0.126	0.0786	6.4310^{-15}	0.729	

Tablo 4.1 üzerinde M_p :aşım, t_s :yerleşme zamanı, K, τ : açık çevrim kazancı ve zaman sabiti, T_d :Ölü zaman, T_s :Örnekleme zamanı, K_f :ince-ayar katsayısı değişkenlerini göstermektedir.

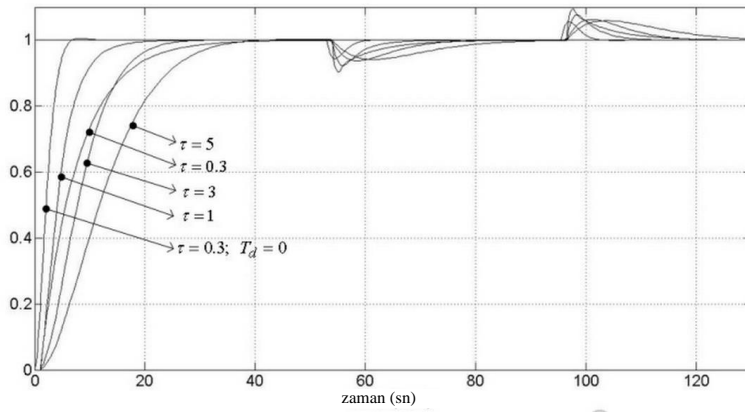
Tablo 4.1'de belirtilen $G_1(s), G_2(s), G_3(s), G_4(s), G_5(s), G_6(s)$ sistemleri ve belirlenen performans kriterlerine göre bu sistemler için tasarlanmış PID parametreleri kullanılarak birim basamak ve çeşitli bozucu giriş etkileri altındaki benzetim çalışmalarına ait dinamik cevap eğrileri sırasıyla Şekil 4.1, 4.2, 4.3, 4.4, 4.5 ve 4.6'da verilmiştir.



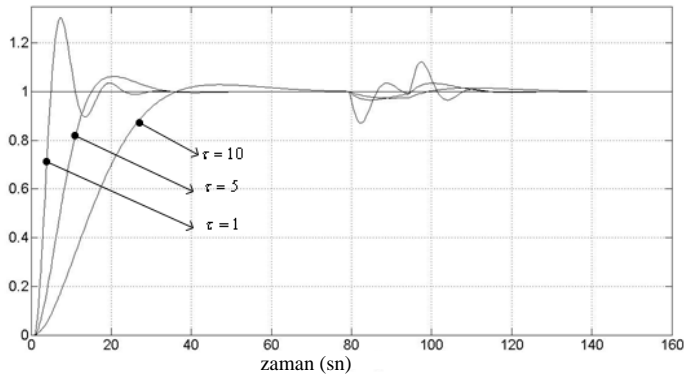
Şekil 4.1. % 20 bozucu giriş altında $G_1(s)$ sistemine ait birim basamak cevabı



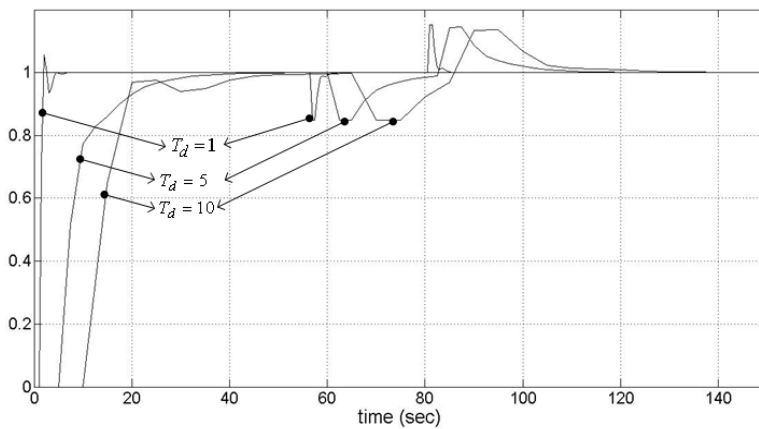
Şekil 4.2. % 40 bozucu giriş altında değişik zaman sabitlerine sahip $G_2(s)$ sistemine ait birim basamak cevabı



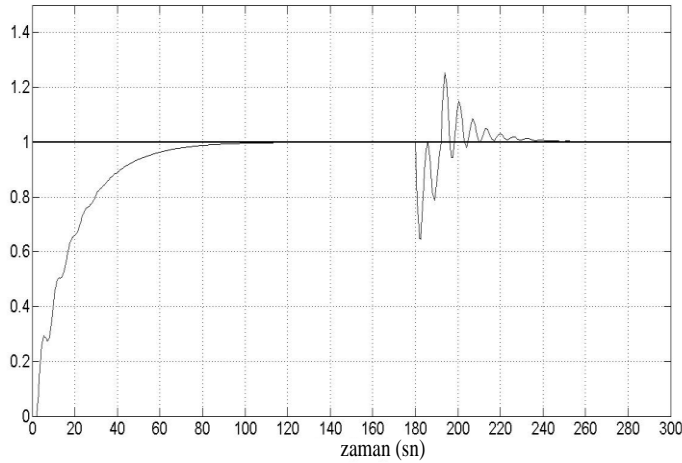
Şekil 4.3. % 20 bozucu giriş altında değişik zaman sabitlerine sahip $G_3(s)$ ölü zamanlı sisteme ait birim basamak cevabı



Şekil 4.4. % 13 bozucu giriş altında değişik zaman sabitlerine sahip $G_4(s)$ ölü zamanlı integratör sistemine ait birim basamak cevabı



Şekil 4.5. % 15 bozucu giriş etkisi altında çeşitli ölü zaman değerlerine sahip saf ölü zamanlı sistem $G_5(s)$ sistemine ait birim basamak cevabı



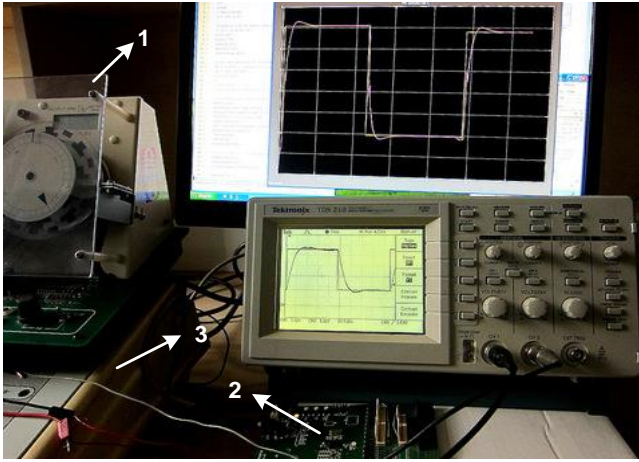
Şekil 4.6. % 15 bozucu giriş etkisi altında ölü zamanlı ikinci dereceden $G_6(s)$ sistemine ait birim basamak cevabı

$G_1(s)$, $G_2(s)$, $G_3(s)$, $G_4(s)$, $G_5(s)$ ve $G_6(s)$ sistemleri için yapılan benzetim çalışmalarında Şekil 4.1 - 4.6'daki cevap eğrileri incelendiğinde önceden belirlenmiş olan geçici rejim kriterleri aşım ve yerleşme zamanının tüm sistem cevapları için sağlandığı ve aşırı bozucu etkisi altında ise yine kararlı, önceden belirlenen yerleşme zamanını sağladığı ve aşımın belirli limitler içinde kaldığı gösterilmiştir.

4.1.2. MDA denklemleri için gerçek zaman çalışması

MDA denklemleri ile hesaplanan PID kontrolcüsünün önceden belirlenen performansı sağladığı gerçek zamanda örnek bir sistem olarak seçilen Feedback 33-100 DC Motor Mekanik Birimi için hız kontrolü iki adımda gerçekleştirilmiştir;

- Basitleştirilmiş DC motora ait modelin parametreleri açık-çevrim kazancı ve zaman sabiti (K, τ) elde edilmiştir. Önceden belirlenen performans kriterlerine göre önerilen MDA denklemleri ve uygulama prosedürü ile PID kontrolcü parametreleri hesaplanmış ve DC Motor hız kontrolüne ait benzetim çalışmaları yapılmıştır.
- Resim 4.1'de gösterilen deney düzeneğinde aynı PID parametreleri ve aynı DC Motor için hız kontrolü gerçek zamanda Analog Devices ADUC-841 mikroişlemci tabanlı olarak benzetim ile aynı şartlarda yapılmıştır.



Resim 4.1. Deney çalışması 1: Feedback 33-100 DC Servo Motor Mekanizması, 2 : ADUC-841 Mikroişlemcisi, 3: Feedback Kuvvetlendirici birimi

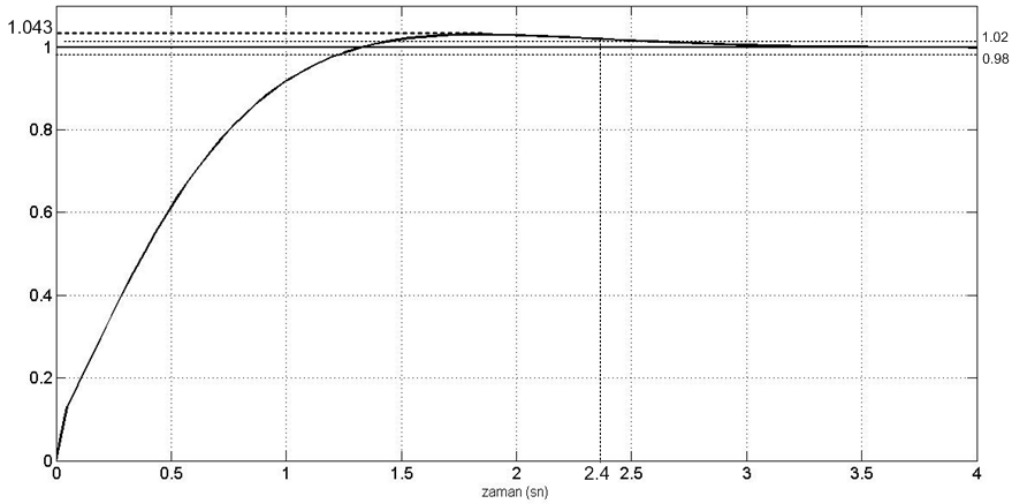
4.1.3. Basitleştirilmiş DC motor modeli ve PID kontrolcü parametreleri

Bu bölüm basitleştirilmiş DC Motor model ve PID kontrolcü parametrelerinin MDA denklemleri ile elde edilmesi olarak iki aşamadan oluşmaktadır.

İlk aşamada, deneysel olarak DC motora ait açık çevrim kazancı ve zaman sabiti parametrelerinin yüksek doğrulukta belirlenebilmesi için tekrarlı testler yapılmıştır. Yapılan testler, açık çevrim benzetim sonuçları ile karşılaştırılmış ve basitleştirilmiş DC motora ait açık çevrim transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi elde edilmiştir,

$$G(s) = \frac{K}{\tau s + 1} = \frac{0.78}{0.48s + 1} \quad (4.1)$$

İkinci aşamada; aşağıda verilen performans kriterleri; $M_p = \%4.3$ (aşım) ve $t_s = 2.4sn$ (yerleşme zamanı) olmak üzere istenen dinamik sistem cevabı Şekil 4.7'de verilmiştir. Buna ek olarak açık çevrim transfer fonksiyonunun zaman sabitine göre $(\frac{\tau}{5} < T_s < \frac{\tau}{10})$ örnekleme zamanı $T_s = 0.05sn$ olarak belirlenmiştir.



Şekil 4.7. Belirlenen performans kriterlerine göre istenen dinamik sistem cevabı

Denklem (2.7), (2.8), (2.9) ve (2.10)'da verilen değişkenler yukarıda belirlenen performans kriterleri, örnekleme zamanı ve DC motor ayrık zaman transfer fonksiyonu kullanılarak $|z_1| = 0.4493$; $\beta = 0.8002$; $|G_1(z_1)| = 0.1101$; $\psi = -2.6428$ olarak elde edilir.

Önerilen MDA denklemleri (2.11), (2.12)'de yukarıda elde edilen $|z_1|$, β , $|G_1(z_1)|$ ve ψ parametrelerine ait nümerik değerler yerine koyularak hesaplanan PID kontrolcü parametreleri aşağıda sırasıyla verilmiştir.

$$K_p = 3.9923 \quad (4.2)$$

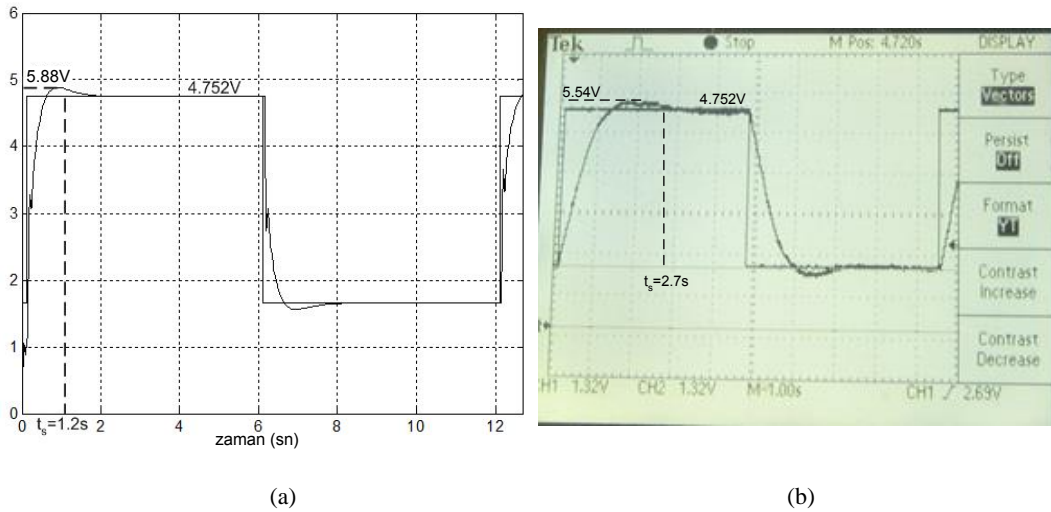
$$K_i = 0.5766 \quad (4.3)$$

$$K_d = 4.2254 \quad (4.4)$$

4.1.4. DC motor hız kontrolü

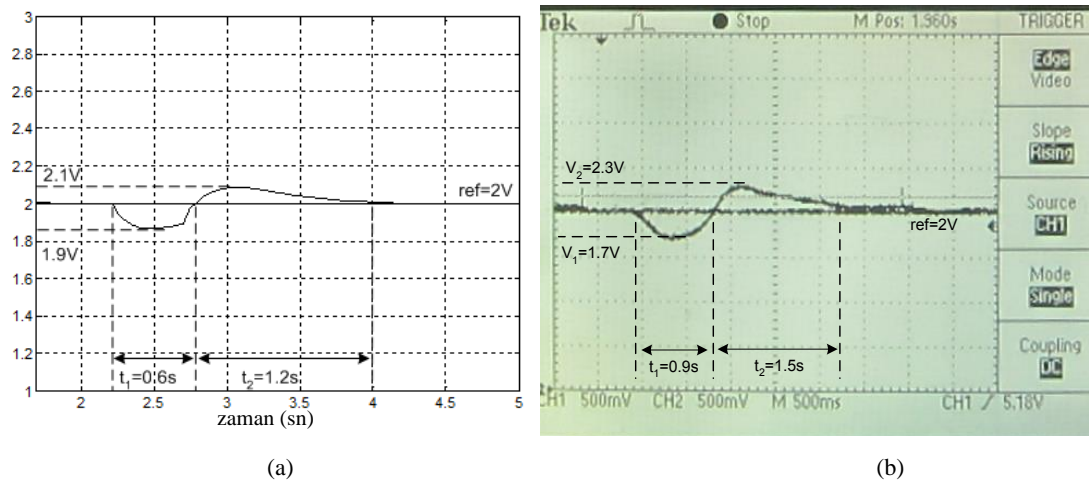
DC Motor hız kontrolü Şekil 2.5'te verilen kontrol diyagramına göre benzetim ve Resim 4.1'te verilen düzenek ile gerçek zaman çalışması yapılmıştır.

PID kontrolcülü DC Motor hız kontrolüne ait basamak girişe karşı dinamik cevap eğrisi benzetim ve gerçek zaman için Şekil 4.8'de sırasıyla verilmiştir.



Şekil 4.8. (a) PID kontrolcülü DC Motor sisteminin birim basamak benzetim cevabı (b) gerçek zaman cevabı

PID kontrolcülü DC Motor hız kontrolüne ait bozucu yük altındaki kapalı-çevrim performansları benzetim ve gerçek zaman için Şekil 4.9’da sırasıyla verilmiştir.



Şekil 4.9. (a) Kontrol edilen sistemin %50 yük altındaki benzetim cevabı (b) gerçek zaman cevabı

Şekil 4.8’de ve Şekil 4.9’da verilen benzetim ve gerçek zaman kapalı çevrim basamak cevaplarından aşağıdaki sonuçlara varılabilir;

- PID kontrolcülü DC Motor sistemi kararlıdır.
- Tablo 4.2’de verilen sistemin kapalı çevrim cevap dinamikleri PID ile kontrol edilen DC Motor sisteminin önceden belirlenen performans kriterlerini sağladığını göstermektedir.

- Kapalı çevrim cevabının yük altında dahi basamak cevabını sürekli hal hatası sıfır olacak şekilde izlediği gözlemlenmektedir. Yük altındaki kapalı çevrim dinamiklerini gösteren karşılaştırmalı sonuçlar Tablo 4.3’de verilmiştir.

Tablo 4.2. Kapalı çevrim dinamikleri

	Önceden belirlenen	Benzetim	Gerçek Zaman
Aşım (%)	4.3	2.7	1.66
Yerleşme Zamanı (sn)	2.4	1.2	2.7

Tablo 4.3’de sırasıyla t_1 ve t_2 toparlanma sürelerini, V_1 yük altında oluşan aşımı, V_2 ise alt aşımı göstermektedir.

Tablo 4.3. Bozucu etki altındaki kapalı çevrim dinamikleri

	V_1 (%)	t_1 (s)	V_2 (%)	t_2 (s)
Benzetim	2.1	0.6	1.9	1.2
Gerçek Zaman	1.5	0.9	1.5	1.5

4.2. Yükseltici Tip DC- DC Çevirici Çift Döngülü PI Kontrolcüsünün Gerçek Zaman ve Benzetim Çalışması

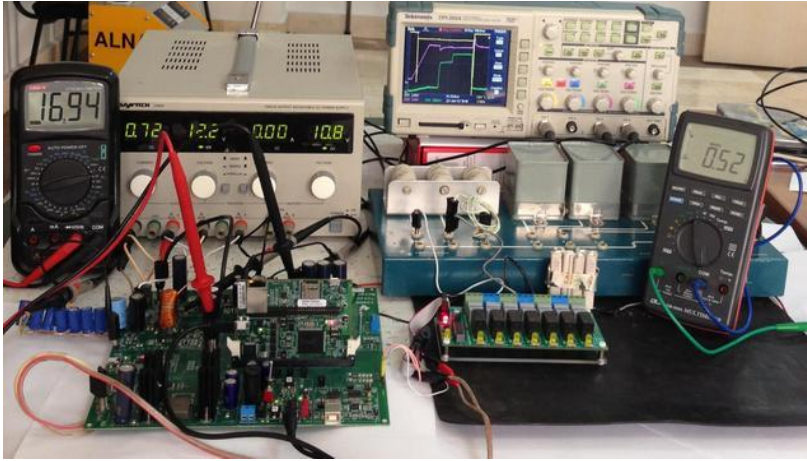
Türetilmiş MDA denklemleri ile PI kontrolcü parametreleri hesaplanan çift döngü kontrolcüsü DSP tabanlı olarak yükseltici tip DC-DC çevirici üzerinde gerçek zaman uygulaması yapılarak performansı çeşitli bozucu etkileri altında ayrıntılı olarak incelenmiştir.

Gerçek zaman uygulamasında sırasıyla anahtarlama frekansı 50 kHz, örnekleme frekansı 100 kHz seçilmiştir. DC-DC çevirici için nominal değerler; $v_c = 18V$, $i_L = 2A$, $L=624 \mu H$, $C=1640 \mu F$ olarak alınmış ve diyot 30CTQ060STRLPBFCT, IGBT IRFR3607TRPBFCT DPAK kullanılmıştır.

Ölçme ve kontrol algoritmaları F28M35H52C1 DSP tabanlı olarak (Digital Signal Processor- Sayısal İşaret İşlemci) koşturulmuştur. Gerçek zaman çalışmaya ait deney düzeneği Resim 4.2’de verilmiştir.

Gerçek Zaman ve Benzetim çalışması dört adımdan oluşmaktadır;

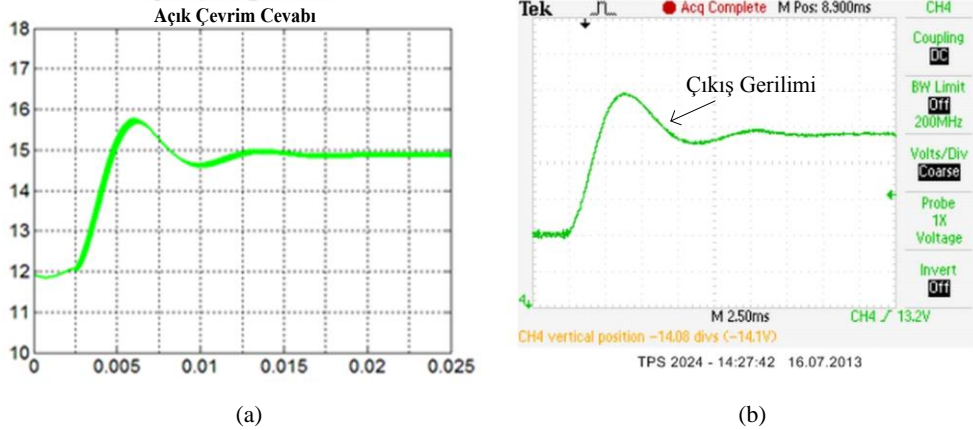
- Model doğrulama,
- Çift Döngü PI kontrolcü tasarımı,
- Önerilen yönteme ait performans analizi,
- Elektriksel parametre değişimine karşı dayanıklılığın gösterilmesi.



Resim 4.2. Gerçek Zaman uygulamasına ait deney düzeneği

4.2.1. Model doğrulama

Belirlenen sabit doluluk oranı “D” noktası etrafında çalışan sistemin verilen elektriksel parametreler (L, C, giriş gerilimi, indüktans akımı gibi) ile model doğrulaması yapılmıştır. Yükseltici tip DC-DC çeviricinin model doğruluğunu onaylayan benzetim ve gerçek zaman sonuçları Şekil 4.10’da verilmiştir.



Şekil 4.10. Açık çevrim cevapları (a) benzetim (b) gerçek zaman

Tablo 4.4 model doğrulamada kullanılan parametreleri vermekte ve benzetim ve gerçek zaman arasında oluşan dinamik cevap değişkenlerini karşılaştırmaktadır. Tablo 4.4'den benzetim üzerinde hazırlanan yükseltici tip DC-DC çevirici devresinin gerçek zaman uygulamasında kullanılan devre ile %1'in altında bir hata payı toleransı ile örtüştüğü görülmektedir.

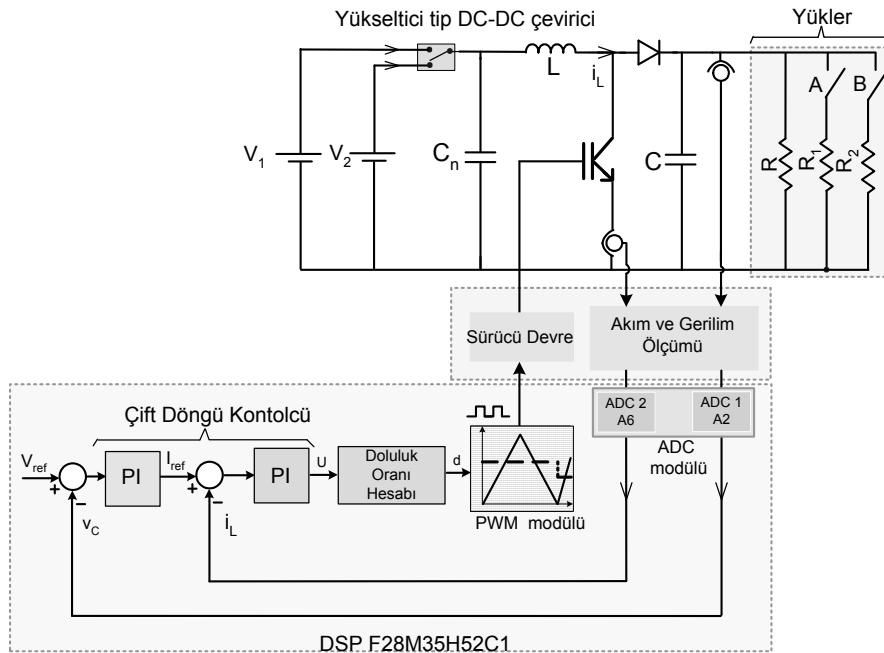
Model doğrulama bu çalışma için önem arz etmektedir. Çünkü çift döngü PI kontrolcü hesabında kullanılacak olan türetilen MDA denklemleri sabit çalışma noktasındaki doluluk oranı D 'ye ve ideal L ve C eşdeğer devrelerine göre elde edilen yükseltici tip DC-DC çevirici modeline dayalıdır. İdeal lineerleştirilmiş model üzerinden yapılan benzetim çalışmaları ile gerçek zaman sonuçları bu bölümde doğrulanarak benzetim üzerinde tasarlanacak çift döngü PI kontrolcü yapısının sistem üzerinde de benzer sonuçlar vereceği gösterilmiştir.

Tablo 4.4. Benzetim ve Gerçek zaman Açık çevrim cevaplarının karşılaştırılması (Yük: 20.6Ω , Giriş Gerilimi: 12.3 V, Doluluk oranı (D): 0.2)

Parametre	Benzetim	Gerçek Zaman	Hata(%)
Tepe Değer(V)	15.8	15.9	0.62
Yerleşme Zamanı (2% kriteri)(ms)	7.5	7.44	0.81
Yükselme Zamanı(ms)	2.01	2	0.5
Tepe Zamanı (ms)	4.43	4.4	0.68
Aşım (%)	6.04	6.71	0.67
Sürekli durum (V)	14.9 V	14.9 V	0

4.2.2. Çift döngü PI kontrolcü tasarımı

Bölüm 4.2.1’de model doğrulaması yapılan yükseltici tip DC-DC çevirici için Şekil 4.11’de verilen devre topolojisi ve çift döngü kontrol yapısı hem benzetim hem de gerçek zaman çalışmalarında her iki döngüde yer alan PI kontrolcüsünün tasarımında kullanılacaktır. Elektrik devre parametreleri ve kontrol ve ölçme uygulamalarında kullanılan DSP Bölüm 4.2’de verilmiştir.

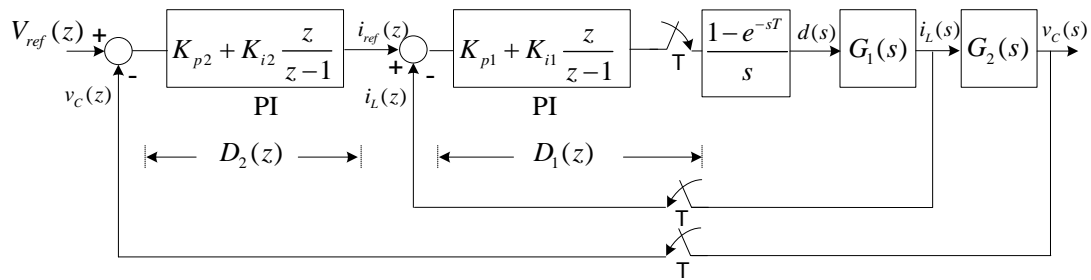


Şekil 4.11. Gerçek zaman ve benzetim çalışmalarında kullanılan Yükseltici tip DC-DC çevirici çıkış gerilim kontrolü için çift döngü PI kontrolcüsü

Gerçek zaman ve benzetim çalışmaları için PI kontrolcü parametre hesaplama adımları aşağıda verilen sıra gibidir;

- Bölüm 3.2.2’de elde edilen açık çevrim transfer fonksiyonları seçilen örnekleme zamanı ve gerçek zaman yükseltici tip DC-DC çeviriciye ait parametreler kullanılarak ayrık zamanda elde edilecektir.
- Bölüm 3.3.1’de belirtilen tasarım adımları izlenerek ilk olarak belirlenen performans kriterlerine göre kontrol kutbu hesaplanacak ardından $|z_1|$, β , $|G_1(z_1)|$, ψ türetilen MDA denklemlerinde kullanılacak değişkenler sırasıyla hesaplanacaktır.
- Doğrudan PI parametre hesabı için türetilen MDA denklemleri (3.1) ve (3.2) kullanılarak iç ve dış döngü için PI kontrolcü parametre hesabı yapılacaktır.

Çift döngü PI kontrolcü tasarımına ait kontrol blok diyagramı şekil 4.12’de verilmiştir.



Şekil 4.12. Çift döngü PI kontrol blok diyagramı

$D_1(z)$ ve $D_2(z)$ kontrolcü parametre hesapları iç döngü ve dış döngü PI kontrolcü tasarımı olarak anlatılacaktır.

4.2.3. İç döngü PI kontrolcü tasarımı

$G_1(s)$ açık çevrim transfer fonksiyonu bölüm 3.2.2’de denklem (3.18)’de elde edilmiştir ve denklem (4.5)’de parametre değerleri için sayısal olarak verilmiştir.

$$G_1(s) = \frac{\tilde{i}_L(s)}{d(s)} = \frac{v_c(sC + 1/R) + (1-D)i_L}{LCs^2 + \frac{L}{R}s + (1-D)^2} = \frac{0.02952s + 1.748}{8.52810^{-7}s^2 + 2.52410^{-5}s + 0.4594} \quad (4.5)$$

İç döngü PI kontrolcü tasarımında ilk olarak denklem (4.6)'de verilen $G_{1ZOH}(z)$ 'e ait ayrık zaman transfer fonksiyonu $T = 20\mu s$ için $Z\{G_1(s)G_{ZOH}(s)\}$ z-dönüşümü ile elde edilir. EK-E'de $s \rightarrow z$ dönüşümüne ait gerekli teoremler verilmiştir.

$$G_{1ZOH}(z) = Z \left\{ \frac{1 - e^{-sT}}{s} \frac{0.02952s + 1.748}{8.52810^{-7}s^2 + 2.52410^{-5}s + 0.4594} \right\} = \frac{0.6925z - 0.6917}{z^2 - 1.99z + 0.994} \quad (4.6)$$

$z_{1,2}$ kompleks eşlenik baskın (kontrol) kutupları yerleşme zamanı $t_s = 4ms$, yüzde aşım $OS = \% 4.33$ ve örnekleme zamanı $T = 20 \mu s$ için denklem (2.6) kullanılarak elde edilir.

$$z_{1,2} = |z_1| e^{\pm j\beta} = 0.9731 \pm 0.0262j \quad (4.7)$$

Denklem (2.7), (2.8), (2.9) ve (2.10) ifadeleri yardımı ile $|z_1|$, β , $|G_p(z_1)|$, ψ parametreler; $|z_1| = \sqrt{0.9731^2 + 0.0262^2} = 0.9711$;

$$\beta = \tan^{-1} \left(\frac{0.0262}{0.9731} \right) = 0.0294 ;$$

$$G_p(z_1) = G_p(z) \Big|_{z=z_1} = -13.3936 - 9.8689i = |G_p(z_1)| e^{j\psi} ;$$

$$|G_p(z_1)| = \sqrt{13.3936^2 + 9.8689^2} = 16.6368 ;$$

$$\psi = \tan^{-1} \left(\frac{9.8689}{13.3936} \right) = -2.5066 \text{ olarak hesap edilmiştir.}$$

Yukarıda hesap edilen değişkenler aşağıda verilen K_{p1} ve K_{i1} parametrik denklemleri (4.8) ve (4.9)'da yerine koyularak Şekil 4.12'de verilen $D_1(z)$ iç döngü PI kontrolcü katsayıları hesaplanır.

$$K_{i1} = -\frac{\sin \psi}{|G_p(z_1)|} \frac{|z_1| - 2 \cos \beta + \frac{1}{|z_1|}}{\sin \beta} = \frac{\sin(-2.5066)}{|G_p(z_1)|} \frac{0.9711 - 2 \cos(0.0294) + \frac{1}{0.9711}}{\sin(0.0294)} \quad (4.8)$$

$$K_{p1} = -\frac{\cos \psi}{|G_p(z_1)|} + \frac{\sin \psi}{|G_p(z_1)|} \frac{|z_1| - \cos \beta}{\sin \beta} \quad (4.9)$$

$$= -\frac{\cos(-2.5066)}{16.6368} + \frac{\sin(-2.5066)}{16.6368} \frac{0.9711 - \cos(0.0294)}{\sin(0.0294)}$$

$$K_{p1} = 0.083, K_{i1} = 0.0021 \quad (4.10)$$

K_{p1} ve K_{i1} parametreleri yerine koyularak iç döngü $D_1(z)$ kontrolcüsüne ait açık çevrim transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi elde edilmiştir.

$$D_1(z) = K_{p1} + K_{i1} \frac{z}{z-1} = \frac{0.08508z - 0.08299}{z-1} \quad (4.11)$$

4.2.4. Dış döngü PI kontrolcü tasarımı

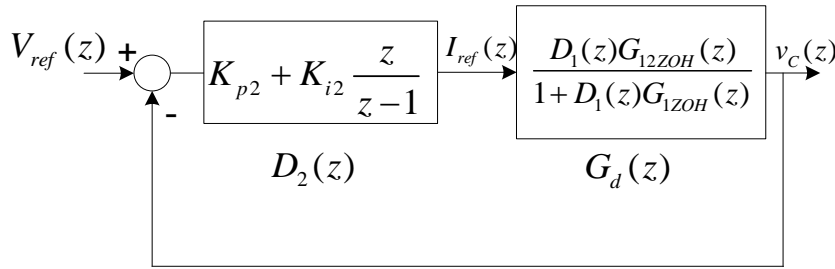
$G_2(s)$ açık çevrim transfer fonksiyonu bölüm 3.2.2'de denklem (3.20)'de elde edilmiştir ve Denklem (4.12)'de yükseltici tip DC-DC çevirici parametre değerleri verilerek hesap edilmiştir.

$$G_2(s) = \frac{\tilde{v}_c(s)}{\tilde{i}_L(s)} = \frac{(1-D)v_c - Li_L s}{v_c(sC + 1/R) + (1-D)i_L} = \frac{-0.0006704s + 12.2}{0.02952s + 1.748} \quad (4.12)$$

Dış döngü PI kontrolcü tasarımında EK-D’de denklem (D.9)’da görüldüğü gibi ilk olarak Denklem (4.13)’de verilen $G_{12}(s) = G_1(s)G_2(s)$ ’in hesap edilmesi gerekmektedir.

$$G_{12}(s) = G_1(s)G_2(s) = \frac{1.979 \cdot 10^{-5} s^2 + 0.359s + 21.32}{2.517 \cdot 10^{-8} s^3 + 2.235 \cdot 10^{-6} s^2 + 0.01361s + 0.8028} \quad (4.13)$$

Dış döngü kontrolcü tasarımında kullanılacak Şekil 4.13’te verilen transfer fonksiyonu $G_d(z)$ hesabında gerekli olan $G_{12ZOH}(z) = Z\{G_{12}(s)G_{ZOH}(s)\}$ ’e ait ayrık zaman transfer fonksiyonu örnekleme zamanı $T = 20\mu s$ için Denklem (4.14)’deki gibi z-dönüşümü ile elde edilir.



Şekil 4.13. Dış döngü kontrolcüye ait kapalı çevrim kontrol blok diyagramı

$$G_{12ZOH}(z) = Z \left\{ \frac{1 - e^{-sT}}{s} \left(\frac{G_1(s)G_2(s)}{G_{12}(s)} \right) \right\} = \frac{-0.01286z^2 + 0.3142z - 0.01855}{z^3 - 2.998z^2 + 2.996z - 0.9982} \quad (4.14)$$

$$G_d(z) = \frac{D_1(z)G_{12ZOH}(z)}{1 + D_1(z)G_{1ZOH}(z)}$$

olduğu için aşağıda sırasıyla pay ve payda kısmında yer alan ifadeler düzenlenecektir.

Pay ifadesi düzenlenir ise;

$$\begin{aligned}
D_1(z)G_{12ZOH}(z) &= \frac{0.08508z - 0.08299}{z-1} \frac{-0.01286z^2 + 0.3142z - 0.01855}{z^3 - 2.998z^2 + 2.996z - 0.9982} \\
&= \frac{-0.0010z^3 + 0.00374z^2 - 0.004186z + 0.0015}{z^4 - 3.998z^3 + 5.994z^2 - 3.994z + 0.998}
\end{aligned} \tag{4.15}$$

Bulunur. Payda ifadesinin düzenlenir ise;

$$\begin{aligned}
1 + D_1(z)G_{1ZOH}(z) &= \frac{0.08508z - 0.08299}{z-1} \frac{0.6925z - 0.6917}{z^2 - 1.99z + 0.994} \\
&= \frac{z^3 - 2.94z^2 + 2.882z - 0.942}{z^3 - 2.99z^2 + 2.99z - 0.994}
\end{aligned} \tag{4.16}$$

Elde edilir. Denklem (4.15) Denklem (4.16)'ya oranlandığında $G_d(z)$ transfer fonksiyonu elde edilir.

$$\begin{aligned}
G_d(z) &= \frac{\frac{-0.0010z^3 + 0.00374z^2 - 0.004186z + 0.0015}{z^4 - 3.998z^3 + 5.994z^2 - 3.994z + 0.998}}{\frac{z^3 - 2.94z^2 + 2.882z - 0.942}{z^3 - 2.99z^2 + 2.99z - 0.994}} \\
G_d(z) &= \frac{-0.0010z^3 + 0.00374z^2 - 0.004186z + 0.0015}{z^4 - 3.998z^3 + 5.994z^2 - 3.994z + 0.998} \frac{z^3 - 2.99z^2 + 2.99z - 0.994}{z^3 - 2.94z^2 + 2.882z - 0.942}
\end{aligned}$$

Ara işlemlerden sonra;

$$\begin{aligned}
G_d(z) &= \frac{V_o(z)}{I_{ref}(z)} = \frac{D_1(z) \cdot G_{12ZOH}(z)}{1 + D_1(z) \cdot G_{1ZOH}(z)} \\
&= \frac{-001094z^6 + 0.00702z^5 - 0.01868z^4 + 0.0264z^3 + 0.008801z - 0.00153}{z^7 - 6.938z^6 + 20.63z^5 - 34.08z^4 + 33.79z^3 - 20.09z^2 + 6.64z - 0.94}
\end{aligned} \tag{4.17}$$

elde edilir.

Şekil 4.13'teki ayrık zaman açık çevrim transfer fonksiyonu $G_d(z)$, yerleşme zamanı $t_s = 16.2 \text{ ms}$; yüzde aşım $OS = \% 4.33$ kullanılarak dış döngü PI kontrolcüsü $D_2(z)$ parametreleri hesap edilecektir.

Dış döngü yerleşme zamanı iç döngüden yaklaşık 4 kat yavaş olacak şekilde belirlenmiştir ($t_{s2} = 4t_{s1}$). $z_{1,2}$ karmaşık eşlenik baskın (kontrol) kutupları Denklem (2.6) kullanılarak;

$$z_{1,2}' = |z_1|' e^{\pm j\beta'} = 0.9982 \pm 0.0018j$$

(4.18)

şeklinde belirlenir.

Yeni belirlenen performans kriterleri kullanılarak ve Denklem (2.7), (2.8), (2.9) ve

(2.10) ifadeleri yardımı ile $|z_1|'$, β' , $|G_p(z_1)|'$, ψ' değişkenleri;

$$|z_1|' = \sqrt{0.9982^2 + 0.0018^2} = 0.9927 ;$$

$$\beta' = \tan^{-1} \left(\frac{0.0018}{0.9982} \right) = 0.0073$$

$$G_p(z_1) = G_p(z) \Big|_{z=z_1} = -0.4101 - 0.6234i = |G_p(z_1)|' e^{j\psi'} ;$$

$$|G_p(z_1)|' = \sqrt{0.4101^2 + 0.6234^2} = 0.7462 ;$$

$$\psi' = \tan^{-1} \left(\frac{0.6234}{0.4101} \right) = -2.1526 ; \text{ olarak hesaplanır.}$$

Yukarıda hesap edilen değişkenler aşağıda verilen K_{p2} ve K_{i2} parametrik denklemleri (4.19) ve (4.20)'de yerine koyularak Şekil 4.12'de verilen $D_2(z)$ dış döngü PI kontrolcü katsayıları hesaplanır.

$$K_{i2} = -\frac{\sin \psi'}{|G_p(z_1)'|} \frac{|z_1'| - 2 \cos \beta' + \frac{1}{|z_1'|}}{\sin \beta'} = -\frac{\sin(-2.1526)}{0.7462} \frac{0.9927 - 2 \cos(0.0073) + \frac{1}{0.9927}}{\sin(0.0073)} \quad (4.19)$$

$$K_{p2} = -\frac{\cos \psi'}{|G_p(z_1)'|} + \frac{\sin \psi'}{|G_p(z_1)'|} \frac{|z_1'| - \cos \beta'}{\sin \beta'} = -\frac{-2.1526}{0.7462} + \frac{\sin(-2.1526)}{0.7462} \frac{0.9927 - \cos(0.0073)}{\sin(0.0073)} \quad (4.20)$$

$$K_{p2} = 1.4487, K_{i2} = 0.0164 \quad (4.21)$$

Bu bölümde Şekil 4.11'de topolojisi ve 4.12'de kontrol blok diyagramı verilen yükseltici tip DC-DC çevirici çıkış gerilim regülasyonu için çift döngü kontrolünde iç ve dış döngü PI parametreleri türetilen MDA denklemleri kullanılarak hesap edilmiştir.

Bölüm 4.2'de ifade edilen çalışmalar benzetim ve gerçek zamanda karşılaştırmalı olarak ilerleyen bölümde yapılacaktır.

4.3. Önerilen Çift Döngü PI kontrolcünün Performans Analizi

Bölüm 4.2.4'te hesaplanmış iç ve dış döngü kontrolcü parametreleri için performans analizi yapılacaktır. Dinamik cevap, rampa referans giriş ve elektriksel parametre değişimine karşı duyarlılık için yapılan benzetim ve gerçek zaman analizleri ilerleyen bölümlerde ayrıntılı bir şekilde aşağıda paylaşılmıştır.

4.3.1. Dinamik cevap analizi

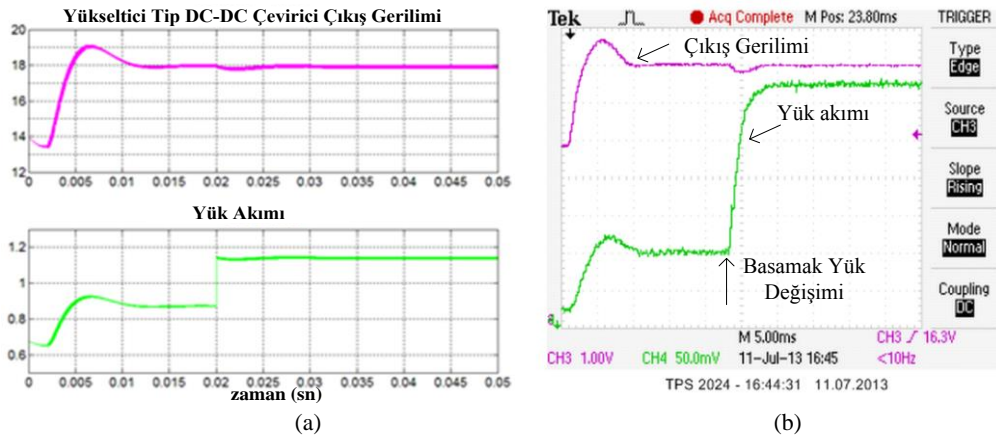
Bu kısımda yükseltici tip DC-DC çeviricinin çıkış gerilim dinamik cevabı;

- Referans giriş işaretindeki basamak değişim,
- Giriş işaretinde çentik gerilim çökmesi,

koşulları için bozucu basamak yük değişimlerine karşı benzetim ve gerçek zaman çalışmaları karşılaştırmalı olarak yapılmıştır.

4.3.2. Referans giriş işaretindeki basamak değişim

PV panellerindeki ani ışınım değişimleri panel çıkışında basamak değişimlerine sebep olabilir. [51–53]. Bu nedenle, bu kısımda yükseltici tip DC-DC çevirici çıkış gerilimi 14 V ve sabit yük akımı altında sürekli rejimde çalışırken referans giriş işareti $t=2\text{ ms}$ 'de basamak olarak 18 V'a çıkartılmıştır ve $t=20\text{ ms}$ 'de yük akımı basamak olarak artırılmıştır. Bu koşullar altında benzetim ve gerçek zaman sonuçları karşılaştırmalı olarak Şekil 4.14 (a) ve (b)'de sırasıyla verilmiştir.



Şekil 4.14. Referans giriş işaretindeki basamak değişim (%22) ve basamak yük değişimi (%25) (a) yükseltici tip DC-DC çevirici çıkış gerilim ve yük akımına ait (a) benzetim (b) gerçek zaman sonuçları

Şekil 4.14'de yükseltici tip DC-DC çevirici çıkış gerilim geçici rejim cevabında tanımlanmış kriterler Tablo 4.5'te benzetim ve gerçek zaman için karşılaştırmalı olarak verilmiştir.

Tablo 4.5. Referans ve yük değişimlerinde geçici durum cevap parametreleri ve performans kriterleri yük basamak olarak %25 artırılmıştır ($20\ \Omega \rightarrow 15\ \Omega$)

Parametre	Benzetim	Gerçek Zaman	Performans Kriteri
Tepe Değeri (V)	18.5	18.7	18.77
Yerleşme Zamanı (ms)	9	7	16
Sürekli Durum (V)	18	18	18
Aşım (%)	2.78	3.89	4.33
Yük değişiminde alt aşım (V)	0.3	0.2	-

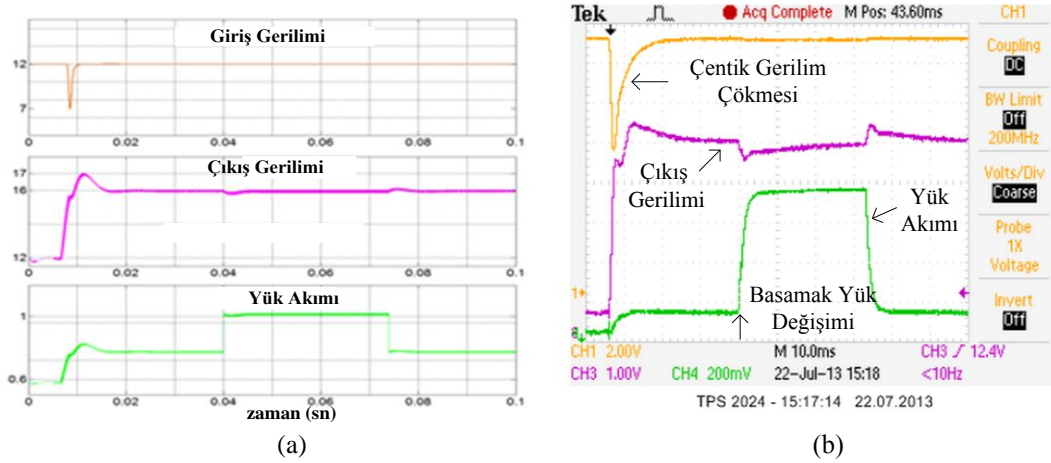
Tablo 4.5'teki parametreler göz önüne alındığında farklı iki değerlendirme yapılabilir;

- 1- Tasarlanan iç ve dış döngü PI kontrolcü performans benzetim sonuçları, gerçek zaman deneysel sonuçlar ile onaylanmış ve böylece türetilen MDA denklemlerinin doğruluğu gösterilmiştir.
- 2- Tablo 4.5'te verilen performans kriterleri benzetim ve gerçek zaman geçici durumları aşağıda karşılaştırılmış ve performans kriterlerinin sağlanarak istenen dinamik davranışlar elde edilmiştir.
 - a. Yerleşme Zamanı: Gerçek zaman ve simülasyon cevaplarında yerleşme süreleri belirlenen yerleşme sürelerinden küçüktür.
 - b. Aşım: Gerçek zaman ve simülasyon cevaplarında yüzde aşım belirlenen yüzde aşım değerinden küçüktür.
 - c. İstenen Sürekli durum gerilim değeri: Gerçek zaman ve simülasyon cevaplarında sürekli hal hatasının sıfır olduğu gösterilmiştir.

4.3.3. Giriş işaretinde çentik gerilim çökmesi

PV panellerindeki ani ışınım değişimleri panel çıkışında gerilim çökmesi gibi ani değişimlere sebep olabilir. [51–53]. Bu nedenle, yükseltici tip DC-DC çevirici giriş işaretinde çentik gerilim çökmesi meydana geldiğinde önerilen çift döngü PI kontrolcünün performansı bu bölümde incelenmiştir. Giriş işaretinde % 58 oranında çentik gerilim çökmesi oluşturulmuş ve eş zamanlı olarak 8. ms'de referans işaret 12V'tan 16V'a basamak olarak artırılmıştır. Deney sırasında $t=40\ ms$ 'de basamak

yük devreye alınmış ve $t=74 \text{ ms}$ 'de devreden çıkartılmıştır. Bu koşullar altında benzetim ve gerçek zaman çalışmaları yapılmıştır. Yükseltici tip DC-DC çevirici giriş gerilim, çıkış gerilim ve yük akım eğrileri Şekil 4.15'de sırasıyla verilmiştir.



Şekil 4.15. Giriş işaretinde çentik gerilim çökmesi (%58) ve basamak yük değişimi (a) benzetim (b) gerçek zaman

Benzetim ve gerçek zaman çalışmalarında yükseltici tip DC-DC çevirici çıkış gerilim geçici rejim cevabında seçilen kriterlere ilişkin değerler, bozucu koşullara karşı dinamik cevap davranışları Tablo 4.6'da verilmiştir.

Tablo 4.6. Giriş işaretinde çentik gerilim çökmesi deneyine ait benzetim ve gerçek zaman geçici durum parametreleri

Parametre	Benzetim	Gerçek Zaman	Hata (%)
Tepe Değeri (V)	16.7	16.6	-0.6
Sürekli Durum (V)	16	16	0
Aşım(%)	4.3	3.75	-14
Yük değişiminde alt aşım(V)	0.3	0.3	0
İlk yük değişiminde toparlanma süresi(ms)	4.4	5.2	15
İkinci yük değişiminde toparlanma süresi(ms)	3.4	3	13

Tablo 4.6'da giriş işaretinde çentik gerilim çökmesi $t=8 \text{ ms}$ ile $t=11 \text{ ms}$ arasında 12V 'tan 7V 'a düşerek gerçekleşmiştir. Yükteki basamak değişim $t=40 \text{ ms}$ 'de %25 artırılmıştır ($20\Omega \rightarrow 150\Omega$) ve $t=74 \text{ ms}$ 'de %25 azaltılmıştır ($15\Omega \rightarrow 20\Omega$).

Referans giriş gerilim değişimi $t=6.5$ ms'de 12V'tan 16V'a basamak olarak çıkartılmıştır.

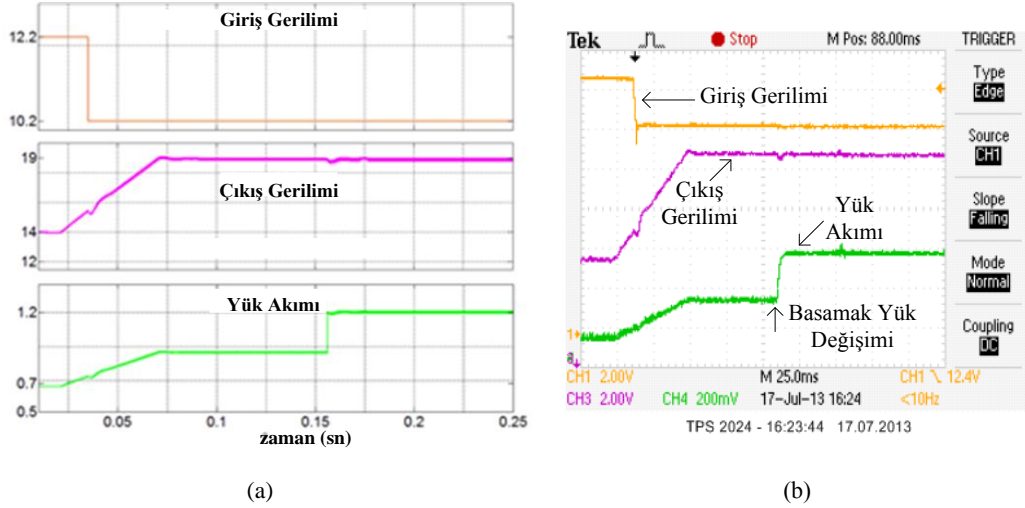
Şekil 4.15 ve Tablo 4.6'daki benzetim ve gerçek zaman sonuçları giriş işaretindeki çentik gerilim çökmesi ve eş zamanlı referans işarete basamak değişim oluşturulmasına rağmen çift döngü PI kontrolcünün yükseltici tip DC-DC çevirici çıkış gerilimini istenen performansta regüle ettiği gösterilmiştir. $t=40$ ms'de basamak yük %25 artırılarak devreye alınmış ve $t=74$ ms'de %25 azaltılarak devreden çıkartıldığında dinamik cevaptaki aşımalar ve toparlanma sürelerinin önceden belirlenen performans kriterlerini sağladığı benzetim ve gerçek zaman çalışmaları ile doğrulanmıştır.

4.3.4. Rampa referans girişi ile eş zamanlı basamak giriş gerilim değişimi

Rampa referans giriş, yükseltici tip DC-DC çeviricide istenen çıkış geriliminin geniş aralıkta seçilmesine imkan tanır. Aynı zamanda, rampa referans giriş, kaynaktan ani yüksek akımların çekilmesini önler ve anahtarlama elemanlarını korur. Bununla birlikte, yüksek genlikli ani akımların oluşturabileceği elektromanyetik girişimler ve sayısal işlemci tabanlı çalışan sistemler üzerindeki olumsuz etkileri giderir.

Yükseltici tip DC-DC çevirici çıkış gerilimi 50 ms süresince 14 V seviyesinden 19 V seviyesine rampa işareti şeklinde artırılmış ve $t=13$. ms'de bozucu olarak giriş gerilimi basamak şeklinde eş zamanlı azaltılmıştır. Yumuşak yol verme olarak adlandırılan bu olay donanımsal devreleri yardımı ile yapılabileceği gibi bu çalışmada DSP tabanlı yazılımsal olarak gerçekleştirilmiştir. Çift döngü PI kontrolcünün Şekil 4.16'da verilen rampa referans giriş için dinamik cevap eğrileri deneyinde farklı iki bozucu etki sırasıyla uygulanmıştır.

- Yük altında iken rampa referans giriş üretimi süresi içinde $t=13$. ms'de giriş gerilimi basamak olarak %16 düşürülmüştür.
- Yük altında iken akım $t=136$. ms'de %25 basamak olarak artırılmıştır.



Şekil 4.16. Rampa referans ile eş zamanlı basamak giriş gerilimi (%16 basamak şeklinde azaltılmıştır) ve yük değişimi (%25 basamak şeklinde artırılmıştır) (a) Benzetim (b) Gerçek-zaman

Tablo 4.7’de benzetim ve gerçek zaman çalışmalarında yükseltici tip DC-DC çevirici çıkış gerilim geçici rejim cevabında seçilen kriterlere ilişkin değerler ve bozucu koşullara karşı dinamik cevap davranışları verilmiştir.

Tablo 4.7. Yumuşak başlangıç deneyi ile ilgili benzetim ve gerçek-zamana ait parametreler (Yük basamak değişimi: %25 artırılmış ($20\Omega \rightarrow 15\Omega$), Giriş gerilim değişimi: 12.2 V - 10.2 V (%16 azaltılmış), Rampa referans gerilim değişimi: 14 V - 19 V)

Parametre	Benzetim	Gerçek zaman	Hata (%)
Yerleşme Zamanı (ms)	7.2	7	-2.8
Sürekli durum değeri (V)	19	19	0
Yük değişiminde alt aşım (V)	0.4	0.6	33

Şekil 4.16 ve Tablo 4.7’deki benzetim ve gerçek zaman sonuçları yükseltici tip DC-DC çevirici çıkış geriliminin yukarıda anlatılan bozucu etkileri ve yük altında dahi çift döngü PI kontrolcü ile çıkış geriliminin istenen rampa fonksiyonu şeklinde üretilebildiği gösterilmiştir.

Sürekli rejimde yük altında çalışırken yük akımı $t=136\text{ ms}$ ’de %25 basamak şeklindeki değişimlere karşı duyarsız olduğu şekil 4.16’dan görülmektedir.

4.3.5. Elektriksel parametre değişimine karşı duyarlılık

Gerçek-zaman uygulamalarda genellikle L ve C değerleri yüksek doğrulukla ölçülmesine rağmen zamanla yapısal ve/veya çevre şartlarına bağlı olarak değişiklik gösterebilir. Yine ideal olmayan L ve C 'nin eşdeğer devreleri göz önüne alındığında her birine ait parazitik seri eşdeğer direnç söz konusudur. Üretici firmalar tarafından parazitik seri eşdeğer dirençler verilmiş olmasına rağmen kesin doğrulukta değildir, çevre koşulları altında değişiklik gösterebilmektedir.

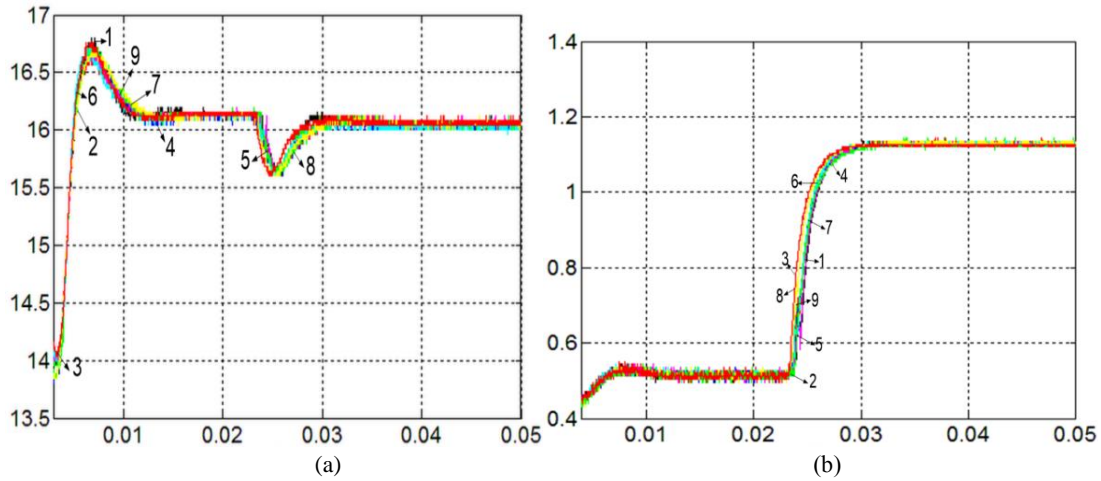
Bu tez çalışmasında, yükseltici tip doğrusallaştırılmış DC-DC çevirici modeli ideal L ve C eşdeğer devreleri alınarak elde edilmiş ve türetilen MDA denklemleri ile PI kontrolcü katsayıları hesabında kullanılmıştır. Önerilen ve türetilen MDA denklemleri, yükseltici tip DC-DC çevirici modeline dayalı olduğundan Şekil 4.11'de verilen topolojideki elektrik devre elemanları L (indüktans) ve C (kapasite) değerlerinin yukarıda bahsedilen nedenlerden dolayı, doğrusallaştırılmış model parametre değişimlerine karşı çıkış gerilim dinamik davranışının duyarlılık analizi yapılacaktır. Yükseltici tip DC-DC çevirici modeli denklem (3.14) göz önüne alındığında çalışma noktasındaki doluluk oranı D 'ye bağlıdır. Doğrusallaştırılma sabit çalışma noktası için yapılmaktadır. Bundan dolayı duyarlılık analizi elektriksel parametre değişimine göre yapılmıştır.

Çalışan devre üzerinde L ve C eleman değerlerinin çeşitli yöntemlerle değiştirilmesi yerine bu değişikliği benzetim yapmak amacı ile tasarım aşamasında L ve C 'nin nominal değerlerinin \pm % 10 oranında değişik kombinasyonları ile iç ve dış döngü PI kontrolcü parametreleri hesaplanmış ve karşılık gelen cevap eğrilerini gösteren dalga şekli no ile Tablo 4.8'de verilmiştir.

Tablo 4.8. Elektriksel Parametre değişiminde çift döngü PI kontrolcü katsayıları ve ilgili dinamik cevap eğrisi dalga numaraları

Açıklama	Parametre		Kontrolcü			Dalga Şekli No
	L (μH)	C (μF)	Katsayı	İç Döngü	Dış Döngü	
Nominal İndüktans ve Nominal Kapasite değeri	620	1640	Kp	0.090	1.286	1
			Ki	0.002	0.013	
İndüktans Değeri %10 azaltılmış	558 ↓	1640	Kp	0.108	1.355	2
			Ki	0.003	0.017	
İndüktans Değeri %10 artırılmış	682 ↑	1640	Kp	0.120	1.341	3
			Ki	0.003	0.014	
Kapasite Değeri %10 azaltılmış	620	1476 ↓	Kp	0.120	1.276	4
			Ki	0.003	0.015	
Kapasite Değeri %10 artırılmış	620	1804 ↑	Kp	0.109	1.360	5
			Ki	0.002	0.015	
İndüktans değeri %10 azaltılmış ve Kapasite değeri %10 artırılmış	558 ↓	1804 ↑	Kp	0.103	1.512	6
			Ki	0.002	0.017	
İndüktans değeri %10 artırılmış ve Kapasite değeri %10 azaltılmış	682 ↑	1476 ↓	Kp	0.126	1.239	7
			Ki	0.003	0.014	
Kapasite ve İndüktans Değeri %10 artırılmış	682 ↑	1804 ↑	Kp	0.114	1.257	8
			Ki	0.002	0.013	
Kapasite ve İndüktans Değeri %10 azaltılmış	558 ↓	1476 ↓	Kp	0.114	1.307	9
			Ki	0.003	0.017	

Tablo 4.8’de L ve C ’nin değişimlerine göre hesap edilen her bir döngü için PI kontrolcü katsayıları kullanılarak kontrol edilen yükseltici tip DC-DC çeviricinin referans giriş işaretindeki ve sonrasında yük akımının basamak değişimleri koşulları altında gerçek zaman sonuçları Şekil 4.17’de verilmiştir.



Şekil 4.17. L ve C 'nin nominal değerlerinin $\pm \% 10$ oranında değişik kombinasyonlarıyla hesap edilmiş dokuz farklı iç ve dış döngü PI kontrolcü katsayıları ile kontrol edilen yükseltici tip DC-DC çeviricinin çıkış gerilimlerine ait her bir gerçek zaman dinamik cevapları (a) Çıkış Gerilimleri (b) yük akımları

Tablo 4.8'de nominal değerler L (indüktas) ve C (kapasite) değerleri $L = 620 \mu H$ ve $C = 1640 \mu F$, olarak belirlenmiştir. Ancak, elektriksel parametre değişim benzetimini yapmak için Tablo 4.8'deki dokuz farklı kombinasyondan biri olan $L = 558 \mu H$ ve $C = 1476 \mu F$ değerleri örnek olarak kullanılmış ve türetilen MDA denklemleri ile iç ve dış döngü PI kontrolcü parametreleri hesaplanmıştır. Buna karşılık yükseltici tip DC-DC çevirici Tablo 4.8'de dalga şekli no 9 olarak verilen çıkış gerilim cevabı Şekil 4.17'de yine 9 nolu eğri ile verilmiştir.

Şekil 4.17'de L ve C 'nin elektriksel parametre değişimine karşı yükseltici tip DC-DC çeviricinin çıkış gerilim dinamik cevap değişimlerinin $\pm \% 1$ tolerans aralığında kaldığı gösterilmiştir. Bu tolerans yerleşme zamanı belirlenirken referans alınmış $\pm \% 2$ 'lik bant içerisinde kalmaktadır. Yukarıda aktarılan bilgilerin ışığında önerilen çift döngü PI kontrolcüsünün ve türetilen MDA denklemlerinin $\pm \% 10$ elektriksel parametre değişimlerine karşı dayanıklı bir yapıda olduğu gerçek zamanda deneysel olarak gösterilmiştir.

BÖLÜM 5. SONUÇLAR

Bu tez çalışması ana iki kısımdan oluşmaktadır. İlk kısımda, ayrık-zamanda PID kontrolcü parametre hesabı için yeni bir yöntem olan MDA denklemleri ve uygulama prosedürü önerilerek literatüre kazandırılmıştır. Önerilen bu yöntem, ayrık-zamanda herhangi bir dönüşüme gerek kalmadan performans kriterlerinin belirlenmesinin ardından doğrudan PID kontrolcü parametrelerinin hesaplanmasını sağlayan MDA denklemlerini ve uygulama prosedürünü içermektedir.

İkinci kısımda ise, ilk kısımda önerilen MDA denklemleri türetilerek doğrudan PI kontrolcü parametrelerinin hesaplanmasını sağlayan yeni kompakt formda denklemler sunulmuş ve türetilmiş denklemler yükseltici tip DC-DC çevirici için çift döngü PI kontrolcü parametre hesabında kullanılmıştır. Literatürde yükseltici tip DC-DC çevirici için kaskad bağlı çeşitli kontrol yöntemleri (PI-SMC, PI-Fuzzy gibi) olmasına rağmen, çift döngü PI kontrolcüsüne rastlanılmamıştır. Buna ek olarak, türetilmiş MDA denklemleri ile çift döngü PI kontrol sisteminde her bir kontrolcü parametrelerinin hesaplanması ile önerilen denklemler ve uygulama yöntemi yeni bir yaklaşım olarak literatüre kazandırılmıştır. Yukarıda açıklanan her iki özgün yöntemin, benzetim ve gerçek zaman uygulamaları karşılaştırmalı olarak ayrı ayrı yapılmış ve önerilen yöntemlerin doğrulukları gösterilmiştir.

Bölüm 4’de önerilen MDA denklemleri ve uygulama prosedürü ile hesaplanan PID kontrolcü performans yaygın olarak kullanılan kararlılık problemi olan (sorunlu), ölü zamanlı, kontrolü zor olan farklı altı adet sistem seçilmiştir. Ayrıca Bölüm 4’te MDA denklemlerinin ve uygulama prosedürünün geliştirilmesi gerçek-zamanda örnek bir sistem (DC-Makine) üzerinde uygulanmıştır. Bölüm 4’te benzetim ve gerçek-zaman karşılaştırmalı sonuçları verilmiş ve elde edilen sonuçlar, önerilen MDA yönteminin aşağıdaki amaçları gerçekleştirdiğini göstermiştir;

- Kararlı kapalı çevrim cevabı,
- Farklı basamak referans girişlerinin sıfır hata ile izlenmesi,
- Bozucu etkinin kısa sürede bastırılması ve kısa toparlanma süreleri ve aşım miktarları,
- Önceden belirlenmiş performans kriterlerinin sağlanması

Bütün bu sonuçlar toparlandığında önerilen MDA denklemlerinin ayrık-zaman PID kontrolcü parametre hesabı için etkili ve pratik, model bazlı bir hesaplama yöntemi olduğu söylenebilir.

Önerilen yöntemin ayrık-zaman PID kontrolcü tasarımına getirdiği kolaylık nedeni ile akademik ve endüstriyel uygulamalarda sıklıkla kullanılabilmesi öngörülmektedir. Ayrıca, endüstride yaygın olarak kullanılan otomatik ayarlamalı-PID uygulamaları da önerilen yöntem ile gerçekleştirilebilir.

Çalışmanın ikinci kısmı olarak sunulan çift döngü PI kontrolcü yöntemi yükseltici tip DC-DC çeviricinin çıkış gerilim kontrolü için kullanılmaktadır. Önerilen yöntemin iç ve dış döngü PI kontrolcü parametreleri bir önceki bölümde önerilen MDA denklemlerinden türetilmiş yeni ifadeler kullanılarak hesaplanmıştır. Çift döngü PI kontrolcü performansı çeşitli bozucu etkiler altında dinamik cevap analizi, yumuşak başlangıç (yol verme) ve elektriksel parametre değişimlerine karşı dayanıklılığı ayrıntılı olarak benzetim ve gerçek-zaman çalışmaları ile incelenmiştir.

Yükseltici tip DC-DC çeviricinin yaygın olarak kullanıldığı alanlardan bir tanesi de MPPT sistemleridir. MPPT algoritması tarafından belirlenen Güneş panelinden çekilmesi gereken maksimum akımın, PV panelden şebeke veya akü grubuna DC-DC çevirici ve/veya DC-AC çevirici üzerinden aktarılabilmesi için DC bara geriliminin sabit tutulması gerekmektedir. Bu nedenle, önerilen çift döngü PI kontrolcü yapısının MPPT sistemlerinde de uygulanabileceği düşünülerek yükseltici tip DC-DC çevirici giriş geriliminin davranışları PV panele benzetilmiştir. Bu amaç için, PV panel çıkışında oluşabilecek çentik gerilim çökmesi ve basamak değişim gibi ışınımına bağlı ani durumlar oluşturularak önerilen kontrol yönteminin DC-DC

çeviricinin çıkış gerilimini belirlenen performansta regüle ettiği ilgili benzetim ve gerçek-zaman çalışmaları gösterilmiştir.

Bu tez çalışmasında, yükseltici tip doğrusallaştırılmış DC-DC çevirici modeli ideal L ve C eşdeğer devreleri alınarak elde edilmiş ve türetilen MDA denklemleri ile PI kontrolcü katsayıları hesabında kullanılmıştır. Önerilen ve türetilen MDA denklemleri, yükseltici tip DC-DC çevirici modeline dayalı olduğundan verilen topolojideki elektrik devre elemanları L (indüktans) ve C (kapasite) değerlerinin yukarıda bahsedilen nedenlerden dolayı, doğrusallaştırılmış model parametre değişimlerine karşı çıkış gerilim dinamik davranışının duyarlılık analizi son derece önem taşımaktadır. Bu nedenle, bu tez çalışmasında önerilen yöntem/yöntemlerin model bazlı olmasına ve söz konusu yükseltici tip DC-DC çevirici modelinin ideal parametreler göz önünde bulundurularak elde edilmesine rağmen önerilen MDA denklemleri ve çift döngü PI kontrolcü yapısının elektriksel parametre değişimlerine karşı dayanıklı olduğu Bölüm 4.2'de gerçek zaman deneysel çalışmaları ile gösterilmiştir.

Sonuç olarak çeşitli bozucu ve olumsuz koşullar için yapılan benzetim ve gerçek-zaman sonuçları çift döngü PI kontrolcüsünün yükseltici tip DC-DC çıkış gerilim kontrolünde tatmin edici bir performansta çalıştığını göstermiştir.

KAYNAKLAR

- [1] JOU, HL., CHIANG, WJ., WU JC., A Novel Maximum Power Point Tracking Method for the Photovoltaic System. In Proc. 7th Int. Conf. Power Electron. Drive Syst., 619–623, Nov. 2007.
- [2] JAIN, S., AGARWAL, V., New current control based MPPT technique for single stage grid connected PV systems. Energy Conversion Management, 48: 2: 625–644, 2007.
- [3] LIU, F., KANG, Y., ZHANG, Y., Comparison of P&O and hill climbing MPPT methods for grid-connected PV converter. Industrial Electronics, 804–807, 2008.
- [4] STALA, R., STAWIARSKI, L., SZAREK, M., Single phase grid-connected PV system with time-sharing modulation and PI-type regulators for DC-DC boost converter and full-bridge inverter. In Proc. 14th Int. Power Electron. Motion Control Conf. (EPE-PEMC), 68–75, Sep. 2010.
- [5] JIANG, S., CAO, D., PENG, FZ., LI, Y., Grid-connected boost-half-bridge photovoltaic micro inverter system using repetitive current control and maximum power point tracking, In Proc. Twenty-Seventh Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo., 590–597, Feb. 2012.
- [6] ELSHAER M., Smart optimal control of DC-DC boost converter for intelligent PV systems, In Proc. 16th International Conference on Intelligent System Application to Power Systems (ISAP), 1-6, 2011.
- [7] AGORRETA, JL., REINALDOS, L., GONZÁLEZ, R., BORREGA, M., BALDA, J., MARROYO, L., Fuzzy Switching Technique Applied to PWM Boost Converter Operating in Mixed Conduction Mode for PV Systems, Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 56: 11:4363–4373, 2009.
- [8] FANG, Y., MA, X., A Novel PV Microinverter With Coupled Inductors. IEEE Transactions on Power Electronics, 25:12: 3139–3147, 2010.
- [9] MAYO-MALDONADO J., Dynamic Modeling and Current Mode Control of a Continuous Input Current Buck-Boost DC-DC Converter. In Proc. World Congress on Engineering and Computer Science 1, 2011.

- [10] ŞEKELLİ, M., YILDIZ, C., ÖZÇALIK, HR., Bulanik mantık ve PI denetimli DC-DC konvertör modellenmesi ve dinamik performans karşılaştırılması, 4. otomasyon sempozyumu, Samsun, Mayıs 2007.
- [11] MATTAVELLİ, P., Digital Control of DC-DC Boost Converters with Inductor Current Estimation, In Proc. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC'04) Nineteenth Annual IEEE, 74–80, 2004.
- [12] PÖLLÄNEN, R., TARKIAINEN, A., PYRHÖNEN, O., Simulation of a current-mode controlled DC–DC boost converter in chaotic regime evaluating different simulation methods. *Electrical Engineering*, 88.:1: 35–44, Jul. 2004.
- [13] MIZUMOTO, I., IKEDA, D., HIRAHATA, T., IWAI, Z., Control Engineering Practice Design of discrete time adaptive PID control systems with parallel feedforward compensator. *Control Engineering Practice*, 18: 2: 168–176, 2010.
- [14] LI, X.H., YU, HB., YUAN, MZ., WANG, J., Design of robust optimal proportional–integral–derivative controller based on new interval polynomial stability criterion and Lyapunov theorem in the multiple parameters' perturbations circumstance. *IET Control Theory Appl.*, 4:11: 2427-2440, 2010.
- [15] LIU, GP, DALEY, S., Optimal-tuning PID control for industrial systems, *Control Eng. Pract.*, 9: 11:1185–1194, Nov. 2001.
- [16] TAN, K., ZHAO, S., XU, J., Online automatic tuning of a proportional integral derivative controller based on an iterative learning control approach. *Control Theory Appl. IET*, 1:1: 90–96, 2007.
- [17] KOIVO, HN., Practical PID control. *IEEE Trans. Automat. Contr.*, 53: 9: 2217–2218, Nov. 2008.
- [18] LEVISAUSKAS, D., TEKORIUS, T., Investigation of P and PD Controllers Performance in Control Systems with Steady-State Error Compensation. *Electronics & Electrical Engineering*, 5: 5: 63–68, 2012.
- [19] ASTROM, K., PID controllers: theory, design and tuning, *Instrum. Soc. Am.*, 1995.
- [20] MORADI, M., New techniques for PID controller design. In Proc. IEEE Conference on Control applications, 2: 903–908, 2003.
- [21] TAMURA, K., OHMORI, H., Auto-tuning method of expanded PID control for MIMO systems. In Proc. International Joint Conference. IEEE SICE-ICASE, 3270-3275, 2006.

- [22] KONO, T., YAMAMOTO, T., HINAMOTO, T., Design of a Data-Driven Performance-Adaptive PID Controller. In Proc. Second International Conference on Innovative Computing, Informatio and Control (ICICIC), 1: 430–430,2007.
- [23] YAMAMOTO, T., SHAH, S., Design and experimental evaluation of a multivariable self-tuning PID controller. IEEE transactions on Control Theory Applications, 645–652, 2004.
- [24] ROMERO, JA., SANCHIS, R., BALAGUER, P., PI and PID auto-tuning procedure based on simplified single parameter optimization. Journal of Process Control, 21: 6: 840–851, Jul. 2011.
- [25] PAI, NS., CHANG, SC., HUANG, CT., Tuning PI/PID controllers for integrating processes with deadtime and inverse response by simple calculations. Journal of Process Control, 20:6: 726–733, Jul. 2010.
- [26] HO, WK., HANG CC., ZHOU, J., Self-tuning PID control of a plant with under-damped response with specifications on gain and phase margins. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 5: 4: 446–452, Jul. 1997.
- [27] HO, W., HANG, C., CAO, L., Tuning of PID controllers based on gain and phase margin specifications. *Automatica*, 31: 3: 3–8, 1995.
- [28] NTOGRAMATZIDIS, L., FERRANTE, A., Exact tuning of PID controllers in control feedback design. IET Control Theory Appl., 5: 4: 565, 2011.
- [29] CHEN, Z., Double loop control of buck-boost converters for wide range of load resistance and reference voltage. IET Control Theory Appl., 6: 7: 900, 2012.
- [30] FEYZI, M., Brushless DC motor drive based on multi-input DC boost converter supplemented by hybrid PV/FC/battery power system. In Proc. Electrical and Computer Engineering (CCECE),. 442–446, 2011.
- [31] NASRI, M., NEZAMABADI-POUR, H., MAGHFOORI, M., A PSO-based optimum design of PID controller for a linear brushless DC motor, World Academy of Science, Engineering and Technology, 26:40: 211–215, 2007.
- [32] DE MOURA OLIVEIRA, PB., Modern Heuristics Review for PID Control Systems Optimization: a Teaching Experiment. In Proc. International Conference on Control and Automation (ICCA),. 2: 828–833, 2005.
- [33] YACHEN, Z., YUEMING, H., On PID controllers based on simulated annealing algorithm. In Proc. 27th Chinese Control Conference, 4: 225–228, Jul. 2008.

- [34] BRYANT, B., KAZIMIERCZUK, MK., Open-loop power-stage transfer functions relevant to current-mode control of boost PWM converter operating in CCM. *IEEE Transactions on Circuits Systems*, 52: 10: 2158–2164, Oct. 2005.
- [35] GUO, L., HUNG, JY., MEMBER, S., NELMS RM., Evaluation of DSP-Based PID and Fuzzy Controllers for DC – DC Converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56:6: 2237–2248, 2009.
- [36] HYBRID, CO., SHEN, Z., YAN, N., MIN, H., A Multimode Digitally Controlled Boost Converter With PID Autotuning and Constant Frequency. 26: 9: 2588–2598, 2011.
- [37] MAKSIMOVIC, D., MEMBER, S., ZANE, R., Small-Signal Discrete-Time Modeling of Digitally Controlled PWM Converters. 22: 6: 2552–2556, 2007.
- [38] GUO, L., HUNG JY., NELMS, R. M., Comparative evaluation of sliding mode fuzzy controller and PID controller for a boost converter. *Electr. Power Syst. Res.*, 81:1: 99–106, Jan. 2011.
- [39] HUA, C., LIN, J., SHEN, C., Implementation of a DSP-controlled photovoltaic system with peak power tracking. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 45:1: 99–107, 1998.
- [40] TREJOS, A., GONZALEZ, D., RAMOS-PAJA, CA., Modeling of Step-up Grid-Connected Photovoltaic Systems for Control Purposes. *Energies*, 5:12:1900–1926, Jun. 2012.
- [41] SEO, KW., CHOI HH., Simple Fuzzy PID Controllers for DC-DC Converters. *Journal of Electrical Engineering. Technology*, 7: 5: 724–729, Sep. 2012.
- [42] VOLOSENCU, C., Tuning Fuzzy PID Controllers. *Introduction to PID Controllers – Theory, Tuning and Application to Frontier Areas*, 2008.
- [43] LUOREN, L., JINLING, L., Research of PID Control Algorithm Based on Neural Network. *Energy Procedia*, 13: 6988–6993, Jan. 2011.
- [44] SANJEEVIKUMAR, P., ELENCHZHIAN, M., RAJAMBAL, K., Extra High Voltage DC-DC Boost Converters Topology with Simple Control Strategy. *Modelling and Simulation in Engineering*, 6:1–7, 2008.
- [45] HÄGGLUND, T., ÅSTRÖM, KJ., Revisiting the Ziegler-Nichols Tuning Rules for PI Control - Part II the Frequency Response Method. *Asian Journal of Control*, 6: 4: 469–482, Oct. 2008.

- [46] STEFANUTTI, W., MATTAVELLI, P., A PID autotuning method for digitally controlled DC-DC boost converters. *Transactions on Power Electronics*, 22:1:199:207, 2005.
- [47] CHEN, Z., GAO, W., HU, J., YE, X., Closed-Loop Analysis and Cascade Control of a Nonminimum Phase Boost Converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 26: 4: 1237–1252, Apr. 2011.
- [48] OGATA, K., YANG Y., *Modern control engineering*. Third Edition, 1990.
- [49] ÅSTRÖM, KJ., HÄGGLUND, T., The future of PID control. *Control Eng. Pract.*, 9:11: 1163–1175, Nov. 2001.
- [50] MATAUŠEK, MR., JEVTIČIĆ, BT., JOVANOVIĆ, IM., Series PID controller tuning based on the SIMC rule and signal filtering. *Journal of Process Control*, 1–7, Nov. 2013.
- [51] KARATEPE, E., HIYAMA, T., BOZTEPE, M., ÇOLAK, M., Voltage based power compensation system for photovoltaic generation system under partially shaded insolation conditions. *Energy Conversion Management*, 49: 8: 2307–2316, Aug. 2008.
- [52] RENO, MJ., BRODERICK, RJ., GRIJALVA, S., Smart Inverter Capabilities for Mitigating Over-Voltage on Distribution Systems with High Penetrations of PV. *Strategies*. 7, 2011.
- [53] MASOUM, MAS., DEHBONEI, H., FUCHS, EF., Theoretical and Experimental Analyses of Photovoltaic Systems With Voltage- and Current-Based Maximum Power-Point Tracking. *Energy*, 17: 4: 514–522, 2002.

EKLER

EK-A

MDA denklemlerinin çıkartılması:

Performans kriterlerine göre belirlenen kutuplar n. derece karakteristik denklemin z_1 kontrol kutbu (baskın) kutupları aşağıdaki gibidir;

$$z_1 = \sigma_{z_1} + j\omega_{z_1} \quad (\text{A.1})$$

' z_1 ' kutupsal koordinatlarda aşağıdaki gibi yazılabilir;

$$z_1 = |z_1| e^{j\beta} \quad (\text{A.2})$$

$$|z_1| = \sqrt{\sigma_{1z}^2 + \omega_{1z}^2} \quad \beta = \tan^{-1}\left(\frac{\omega_{1z}}{\sigma_{1z}}\right) \quad (\text{A.3})$$

$G_c(z)$ PID kontrolcü $G_p(z)$ kontrol edilen sistem olmak üzere;

Kapalı çevrim kontrol sisteminin karakteristik denklem (A.4)'teki gibi yazılabilir;

$$F(z) = 1 + G_c(z)G_p(z) = 0 \quad (\text{A.4})$$

$G_c(z)$ PID kontrolcüsünün ayrık zaman transfer fonksiyonu,

$$G_c(z) = K_p + K_i \frac{z}{z-1} + K_d \frac{z-1}{z} \quad (\text{A.5})$$

Denklem (A.1)'deki kontrol (dominant) kutupları tasarımcı tarafından belirlenen performans kriterlerinden elde edilir ve aynı zamanda bu kutuplar *n.derece* karakteristik denklemi $F(z)$ 'in kökleridir. Burada, “ T ” örnekleme zamanı olmak üzere, sönüm oranı “ ξ ” ve doğal açısal frekans “ w_n ”tasarımcı tarafından belirlenen performans kriterlerinden hesaplanır.

$$z_{1,2} = e^{s_{1,2}T} = e^{T(-\xi w_n \pm jw_n \sqrt{1-\xi^2})} = \sigma_{z_{1,2}} + jw_{z_{1,2}} \quad (\text{A.5})$$

Denklem (A.1)'deki kontrol kutbu z_1 denklem (A.4)'deki karakteristik denklemdeki z yerine koyulup denklemler tekrar düzenlendiğinde,

$$F(z_1) = G_c(z_1)G_p(z_1) + 1 = 0 \quad (\text{A.6})$$

$$G_c(z_1)G_p(z_1) = -1 \quad (\text{A.7})$$

z_1 kompleks bir değişken olduğundan denklem (A.7) de kompleks bir değişken olmaktadır. Bundan dolayı, z_1 değişkeni kutupsal koordinatlarda aşağıdaki gibi yazılabilir;

$$z_1 = \sigma_{z_1} + jw_{nz_1} = |z_1| e^{j\beta} \quad (\text{A.8})$$

$$|z_1| = \sqrt{\sigma_{1z}^2 + w_{nz}^2} \quad (\text{A.9})$$

$$\beta = \tan^{-1}\left(\frac{w_{nz}}{\sigma_{1z}}\right) \quad (\text{A.10})$$

Eğer z_1 kontrol kutbu $G_p(z)$ ve $G_c(z)$ transfer fonksiyonlarında yerine koyulursa yeni ifadeler aşağıdaki gibi elde edilir;

$$G_p(z_1) = |G_p(z_1)| e^{j\psi} \quad (\text{A.11})$$

$$\psi = \angle G_p(z_1) \quad (\text{A.12})$$

Denklem (A.7)'de verilen kapalı çevrim kontrol sistemine ait karakteristik denklemde $G_c(z_1)$ kontrolcüsü denklem (A.5)'deki şekilde açık bir şekilde yazılarak yerine koyulduğunda;

$$(K_p + K_i \frac{z_1}{z_1 - 1} + K_d \frac{z_1 - 1}{z_1}) G_p(z_1) = -1 \quad (\text{A.13})$$

Elde edilir. Denklem (A.13)'teki ifadede K_p ve K_d bilinmeyenleri K_i parametresine bağlı olacak şekilde düzenlendiğinde;

$$K_p + K_d \frac{z_1 - 1}{z_1} = \frac{-1}{G_p(z_1)} - K_i \frac{z_1}{z_1 - 1} \quad (\text{A.14})$$

Elde edilir. Denklem (A.8),(A.9), (A.10)'daki verilen ifadeler denklem (A.14)'te yerine koyulup düzenlendiğinde denklem (A.15) elde edilir.

$$K_p |z_1| + K_d (|z_1| - e^{-j\beta}) = \frac{-|z_1| e^{-j\psi}}{|G_p(z_1)|} - K_i \frac{|z_1|^2 e^{j\beta}}{|z_1| e^{j\beta} - 1} \quad (\text{A.15})$$

$$e^{-j\beta} = \cos \beta + j \sin \beta \quad (\text{A.16})$$

$$e^{-j\psi} = \cos \psi + j \sin \psi \quad (\text{A.17})$$

(A.16) ve (A.17)'de verilen Euler ifadeleri denklem (A.15)'de yerine koyulup aşağıda verilen şekilde düzenlendiğinde;

$$K_p |z_1| + K_d (|z_1| - \cos \beta + j \sin \beta) = \frac{-|z_1| \cos \psi + j |z_1| \sin \psi}{|G_p(z_1)|} - K_i \frac{\cos \beta + j |z_1|^2 \sin \beta}{|z_1| \cos \beta + j |z_1| \sin \beta - 1} \quad (\text{A.18})$$

K_p ve K_d parametreleri denklem (A.18)'in reel ve imajiner kısımlarının ayrı ayrı yazılması ile sırasıyla denklem (A.19) ve (A.20)'deki gibi elde edilebilir.

Reel kısım;

$$K_p |z_1| + K_d (|z_1| - \cos \beta) = -\frac{|z_1| \cos \psi}{|G_p(z_1)|} - \frac{K_i |z_1|^2 - K_i |z_1| \cos \beta}{|z_1|^2 - 2|z_1| \cos \beta + 1} \quad (\text{A.19})$$

İmajiner kısım;

$$K_d \sin \beta = \frac{K_i |z_1| \sin \beta}{|z_1|^2 - 2|z_1| \cos \beta + 1} + \frac{|z_1| \sin \psi}{|G_p(z_1)|} \quad (\text{A.20})$$

Denklem (A.19) ve (A.20)'de verilen ifadeler matris formunda aşağıdaki gibi yeniden düzenlenir ise;

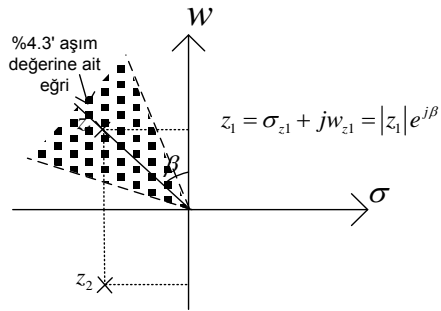
$$\begin{bmatrix} |z_1| & |z_1| - \cos \beta \\ 0 & \sin \beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_p \\ K_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{|z_1| \cos \psi}{|G_p(z_1)|} - \frac{K_i |z_1|^2 - K_i |z_1| \cos \beta}{|z_1|^2 - 2|z_1| \cos \beta + 1} \\ \frac{K_i |z_1| \sin \beta}{|z_1|^2 - 2|z_1| \cos \beta + 1} + \frac{|z_1| \sin \psi}{|G_p(z_1)|} \end{bmatrix} \quad (\text{A.21})$$

$$\begin{bmatrix} K_p \\ K_d \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & -\frac{|z_1| + \cos \beta}{|z_1| \sin \beta} \\ 0 & \frac{1}{\sin \beta} \end{bmatrix}}_A \begin{bmatrix} -\frac{|z_1| \cos \psi}{|G_p(z_1)|} - \frac{K_i |z_1|^2 - K_i |z_1| \cos \beta}{|z_1|^2 - 2|z_1| \cos \beta + 1} \\ \frac{K_i |z_1| \sin \beta}{|z_1|^2 - 2|z_1| \cos \beta + 1} + \frac{|z_1| \sin \psi}{|G_p(z_1)|} \end{bmatrix} \quad (\text{A.22})$$

Yukarıda A matrisi $\frac{1}{\sin \beta}$ 'dan dolayı tekil olamayacağı aşağıda açıklanmıştır. PID

kontrolcü tasarımında z_1 kontrol kutbunun belirlenmesinde genel olarak istenen aşım değeri % 4.3 olmakla birlikte tasarımcı tarafından belirlenmektedir. %4.3 aşım değeri için kontrol kutuplarının bulunabileceği doğru şekilde gösterilmiştir.

Tasarımcı bu doğru üzerinde ya da civarında seçim yapacağından beta açısı 45 derece ve civarında olmakta ve taralı bölge içerisinde kalmaktadır.



(A.22)'de verilen matris ifadesinden K_p ve K_d ifadeleri MDA denklemlerinin son hali olarak denklem (A.23) ve (A.24)'teki gibi elde edilir.

$$K_p = -\frac{\cos \psi}{|G_p(z_1)|} - 2K_i |z_1| \frac{|z_1| - \cos \beta}{|z_1|^2 - 2|z_1| \cos \beta + 1} + \frac{-|z_1| \sin \psi + \cos \beta \sin \psi}{|G_p(z_1)| \sin \beta} \quad (\text{A.23})$$

$$K_d = \frac{|z_1|}{\sin \beta} \left\{ \frac{K_i \sin \beta}{|z_1|^2 - 2|z_1| \cos \beta + 1} + \frac{\sin \psi}{|G_p(z_1)|} \right\} \quad (\text{A.24})$$

EK-B

Bu bölümde MDA denklemlerinden türetilen PI kontrolcü parametrelerinin doğrudan hesap edildiği ifadelerin elde edilmesi anlatılacaktır.

Aşağıda verilen ifadelerde, $G_p(z)$ kontrol edilen sistem ve $G_c(z)$ PI kontrolcüsünü temsil etmektedir.

$G_c(z)$ kontrolcüsünün açık çevrim transfer fonksiyonu;

$$G_c(z) = K_p + K_i \frac{z}{z-1}$$

(B.1)

Karakteristik denklemde z kontrol kutbu yerine önceden belirlenen performans kriterlerine göre z_1 denklem (A.5)'te yer alan ifade koyulduğunda;

$$F(z_1) = G_c(z_1)G_p(z_1) + 1 = 0 \quad \text{(B.2)}$$

Elde edilir. Denklem (B.2)'de denklem (B.1)'de verilen kontrolcü açık çevrim transfer fonksiyonu yerine koyulup bilinmeyenler ve bilinenler bir tarafa aşağıdaki toplanıp düzenlendiğinde,

$$K_p + K_i \frac{z_1}{z_1-1} = \frac{-1}{G_p(z_1)} \quad \text{(B.3)}$$

Denklem (A.9), (A.10), (A.11) ve (A.12) denklem (B.3)'te yerine koyulduğunda denklem (B.4) elde edilir,

$$K_p + K_i \frac{|z_1|e^{j\beta}}{|z_1|e^{j\beta} - 1} = \frac{-1}{|G_p(z_1)|e^{j\nu}} \quad \text{(B.4)}$$

Denklem (B.4)'e denklem (A.16) ve (A.17)'de verilen Euler ifadeleri yerine koyulup ilgili denklem yeniden düzenlendiğinde;

$$K_p + K_i \frac{|z_1|(\cos \beta + j \sin \beta)}{|z_1|(\cos \beta + j \sin \beta) - 1} = \frac{-\cos \psi + j \sin \psi}{|G_p(z_1)|} \quad (\text{B.5})$$

Elde edilir. K_p ve K_i parametreleri Reel kısım ve İmajiner kısım olarak düzenlendiğinde sırasıyla denklem (B.6) ve (B.7) elde edilir,

$$\text{Reel Kısım: } K_p = -K_i \frac{|z_1|^2 - |z_1| \cos \beta}{|z_1|^2 - 2|z_1| \cos \beta + 1} - \frac{\cos \psi}{|G_p(z_1)|} \quad (\text{B.6})$$

$$\text{İmajiner Kısım: } K_i \frac{-|z_1| \sin \beta}{|z_1|^2 - 2|z_1| \cos \beta + 1} = \frac{\sin \psi}{|G_p(z_1)|} \quad (\text{B.7})$$

İlgili denklemler düzenlendiğinde K_i parametresi aşağıdaki gibi elde edilir,

$$K_i = -\frac{\sin \psi}{|G_p(z_1)|} \frac{|z_1|^2 - 2|z_1| \cos \beta + 1}{|z_1| \sin \beta} \quad (\text{B.8})$$

Denklem (B.8)'de elde edilen K_i parametresi denklem (B.7)'de yerine koyulduğunda, K_p parametresi denklem (B.9)'daki gibi elde edilir.

$$K_p = -\frac{\cos \psi}{|G_p(z_1)|} + \frac{\sin \psi}{|G_p(z_1)|} \frac{|z_1| - \cos \beta}{\sin \beta} \quad (\text{B.9})$$

EK-C

Durum denklemlerinden açık çevrim transfer fonksiyonlarının elde edilmesi;

$$\begin{bmatrix} \frac{d\tilde{i}_L(t)}{dt} \\ \frac{d\tilde{v}_c(t)}{dt} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \frac{-(1-D)}{L} \\ \frac{1-D}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}}_A \underbrace{\begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_c \end{bmatrix}}_x + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{v_c}{L} \\ -\frac{i_L}{C} \end{bmatrix}}_{B_1} \tilde{d} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_2} \tilde{v}_g \quad (\text{C.1})$$

$$\tilde{i}_L = \underbrace{[1 \ 0]}_{c_1} \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_c \end{bmatrix} \quad (\text{C.2})$$

$$\tilde{v}_c = \underbrace{[0 \ 1]}_{c_2} \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_c \end{bmatrix} \quad (\text{C.3})$$

(C.1), (C.2) ve (C.3)'te yer alan durum denklemlerinden $G_n(s) = C_i(sI - A)^{-1}B_1$ ifadesi kullanılarak $G_1(s)$ ve $G_0(s)$ transfer fonksiyonları elde edilecektir.

$$G_1(s) = \frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{d}(s)} = C_1(sI - A)^{-1}B_1 \quad (\text{C.4})$$

C_1 , A , ve B_1 durum denklem katsayıları (C.4) ifadesinde yerine koyulup ara işlemler aşağıda verildiği gibi sırasıyla yapıldığında;

$$G_1(s) = [1 \ 0] \left(\begin{bmatrix} s & 0 \\ 0 & s \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & \frac{-(1-D)}{L} \\ \frac{(1-D)}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \right)^{-1} \begin{bmatrix} \frac{v_c}{L} \\ -\frac{i_L}{C} \end{bmatrix} \quad (\text{C.5})$$

$$G_1(s) = [1 \quad 0] \left[\begin{array}{cc} s & \frac{(1-D)}{L} \\ -\frac{(1-D)}{C} & s + \frac{1}{RC} \end{array} \right]^{-1} \begin{bmatrix} \frac{v_c}{L} \\ -\frac{i_L}{C} \end{bmatrix} \quad (\text{C.6})$$

$$G_1(s) = [1 \quad 0] \frac{LC}{s^2LC + s\frac{L}{R} + (1-D)^2} \begin{bmatrix} s + \frac{1}{RC} & -\frac{1-D}{L} \\ \frac{(1-D)}{C} & s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{v_c}{L} \\ -\frac{i_L}{C} \end{bmatrix} \quad (\text{C.7})$$

$$G_1(s) = [1 \quad 0] \begin{bmatrix} \frac{L(sRC+1)}{R(s^2LC + s\frac{L}{R} + (1-D)^2)} & -\frac{C(1-D)}{s^2LC + s\frac{L}{R} + (1-D)^2} \\ \frac{(1-D)L}{s^2LC + s\frac{L}{R} + (1-D)^2} & \frac{sLC}{s^2LC + s\frac{L}{R} + (1-D)^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{v_c}{L} \\ -\frac{i_L}{C} \end{bmatrix} \quad (\text{C.8})$$

$$G_1(s) = \begin{bmatrix} \frac{L(sRC+1)}{R(s^2LC + s\frac{L}{R} + (1-D)^2)} & -\frac{C(1-D)}{s^2LC + s\frac{L}{R} + (1-D)^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{v_c}{L} \\ -\frac{i_L}{C} \end{bmatrix} \quad (\text{C.9})$$

$$G_1(s) = \frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{v_c(sC + 1/R) + (1-D)i_L}{LCs^2 + \frac{L}{R}s + (1-D)^2} \quad (\text{C.10})$$

Olarak elde edilir. $G_0(s)$ transfer fonksiyonu hesabı için C_2 , A , ve B_1 durum denklem katsayıları (C.11) ifadesinde yerine koyulup ara işlemler aşağıda verildiği gibi sırasıyla yapıldığında;

$$G_0(s) = \frac{\tilde{v}_c(s)}{\tilde{d}(s)} = C_2(sI - A)^{-1}B_1 \quad (\text{C.11})$$

$$G_0(s) = [0 \quad 1] \left(\begin{bmatrix} s & 0 \\ 0 & s \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & \frac{-(1-D)}{L} \\ \frac{(1-D)}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \right)^{-1} \begin{bmatrix} \frac{v_c}{L} \\ -\frac{i_L}{C} \end{bmatrix} \quad (\text{C.12})$$

$$G_0(s) = [0 \quad 1] \left(\begin{bmatrix} s & \frac{(1-D)}{L} \\ -\frac{(1-D)}{C} & s + \frac{1}{RC} \end{bmatrix} \right)^{-1} \begin{bmatrix} \frac{v_c}{L} \\ -\frac{i_L}{C} \end{bmatrix} \quad (\text{C.13})$$

$$G_0(s) = [0 \quad 1] \frac{LC}{s^2LC + s\frac{L}{R} + (1-D)^2} \begin{bmatrix} s + \frac{1}{RC} & -\frac{1-D}{L} \\ \frac{(1-D)}{C} & s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{v_c}{L} \\ -\frac{i_L}{C} \end{bmatrix} \quad (\text{C.14})$$

$$G_0(s) = [0 \quad 1] \begin{bmatrix} \frac{L(sRC+1)}{R(s^2LC + s\frac{L}{R} + (1-D)^2)} & -\frac{C(1-D)}{s^2LC + s\frac{L}{R} + (1-D)^2} \\ \frac{(1-D)L}{s^2LC + s\frac{L}{R} + (1-D)^2} & \frac{sLC}{s^2LC + s\frac{L}{R} + (1-D)^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{v_c}{L} \\ -\frac{i_L}{C} \end{bmatrix} \quad (\text{C.15})$$

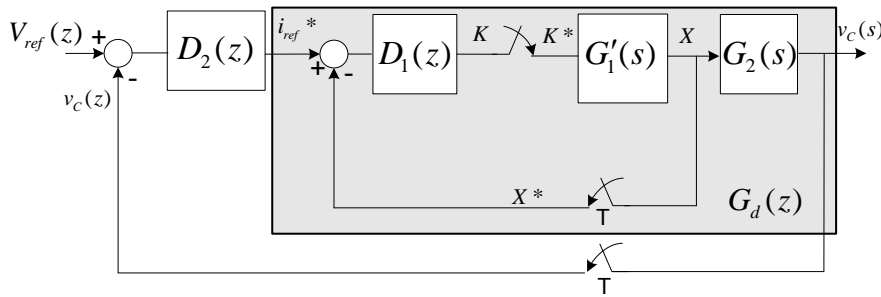
$$G_0(s) = \begin{bmatrix} \frac{(1-D)L}{s^2LC + s\frac{L}{R} + (1-D)^2} & \frac{sLC}{s^2LC + s\frac{L}{R} + (1-D)^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{v_c}{L} \\ -\frac{i_L}{C} \end{bmatrix} \quad (\text{C.16})$$

$$G_0(s) = \frac{\tilde{v}_c(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{(1-D)v_c - Li_Ls}{LCs^2 + \frac{L}{R}s + (1-D)^2} \quad (\text{C.17})$$

olarak elde edilir.

EK-D

Bölüm 3 denklem (3.21)'de verilen dış döngü PI kontrolcüsü tasarımında kullanılacak olan transfer fonksiyon $G_d(z) = \frac{v_c(z)}{i_{ref}(z)} = \frac{D_1(z)G_{1ZOHO}(z)}{1 + D_1(z)G_{1ZOHO}(z)}$ bu ek bölümünde elde edilecektir.



Şekilde çift döngü PI kontrolcüsüne ait kapalı çevrim kontrol blok diyagramı verilmiştir. $G_d(z)$ transfer fonksiyonunun elde edilmesi için ilgili bağlantı noktalarına harflendirme yapılmıştır. Şekilde X^* , K^* ve i_{ref}^* örneklenmiş ayrık işaretleri temsil etmektedir.

$G'_1(s)$; denklem (D.1)'de verildiği gibi $G_1(s)$ transfer fonksiyonuna sıfırıncı mertebeden tutucu (ZOH-Zero Order Hold) kaskad bağlanıldığında elde edilen açık çevrim transfer fonksiyonunu temsil etmektedir.

$$G'_1(s) = \left\{ \underbrace{\frac{1 - e^{-sT}}{s}}_{ZOH} G_1(s) \right\} \quad (D.1)$$

Şekilde koyu renkli bölge $G_d(z) = \frac{v_c(z)}{i_{ref}(z)}$ transfer fonksiyonunun elde edileceği

kontrol blok diyagramını göstermektedir. Bu nedenle koyu renkli alanın sol kısmından başlanarak sırasıyla kontrol blok indirgemeye ait eşitlikler yazılacaktır.

$$(i_{ref}^* - X^*)D_1(z) = K^* \quad (\text{D.2})$$

$$K^* G_1'(s) = X \rightarrow X^* = K^* G_1'(s)^* \quad (\text{D.3})$$

Denklem (D.3)'de elde edilen X^* ifadesi denklem (D.2)'de yerine koyulup düzenlendiğinde;

$$(i_{ref}^* - K^*(G_1'(s)^*))D_1(z) = K^* \rightarrow i_{ref}^* = K^* \frac{(1 + G_1'(s)^* D_1(z))}{D_1(z)} \quad (\text{D.4})$$

Olarak elde edilir. İlgili düğümden devam edilerek eşitlikler yazılmaya devam edilir ise;

$$K^* G_1'(s) = X \quad (\text{D.5})$$

$$X G_2(s) = v_c(s)^* \quad (\text{D.6})$$

Denklem (D.5)'de elde edilen X ifadesi denklem (D.6)'da yerine koyulduğunda ve eşitliğin her ki tarafı örneklenmiş işaret olarak düzenlendiğinde;

$$K^*(G_1'(s)G_2(s))^* = v_c(s)^* \rightarrow K^* = \frac{v_c(s)^*}{(G_1'(s)G_2(s))^*}$$

(D.7)

Olarak elde edilir. Denklem (D.7)'de elde edilen K^* ifadesi denklem (D.4)'te yerine koyulup düzenlendiğinde;

$$\frac{D_1(z)(G'_1(s)G_2(s))^*}{(1+G'_1(s)^*D_1(z))} = \frac{v_c(s)^*}{i_{ref}^*} \quad (\text{D.8})$$

Denklem (D.8)'de yer alan $(G'_1(s)G_2(s))^*$ örneklenmiş ayrık zaman ifadesi; denklem (D.9)'da belirtildiği gibi $G_1(s)$ ve $G_2(s)$ kaskad bağlanarak sıfırıncı mertebeden tutucu (ZOH) ile birlikte Z dönüşümünü temsil etmektedir;

$$G_{12ZOH}(z) = (G'_1(s)G_2(s))^* = Z \left\{ \frac{1-e^{-sT}}{s} \underbrace{G_1(s)G_2(s)}_{G_{12}(s)} \right\} \quad (\text{D.9})$$

Benzer şekilde $G'_1(s)^*$ ayrık zaman transfer fonksiyonu;

$$G_{1ZOH}(z) = \left\{ \frac{1-e^{-sT}}{s} G_1(s) \right\} = G'_1(s)^* \quad (\text{D.10})$$

Olarak yazılabilir. Denklem (D.9) ve (D.10)'da verile ifadeler denklem (D.8)'de yerine koyulup yeniden düzenlendiğinde $G_u(z)$ açık çevrim transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\frac{v_c(s)^*}{i_{ref}^*} = \frac{D_1(z)(G'_1(s)G_2(s))^*}{(1+G'_1(s)^*D_1(z))} = \frac{D_1(z)G_{12ZOH}(z)}{1+D_1(z)G_{1ZOH}(z)} \quad (\text{D.11})$$

EK-E

Örneklenmiş işaretin laplace dönüşümü, $f^*(t)$ = örneklenmiş işaret olmak üzere,

$$F^*(s) = \int_0^{\infty} f^*(t) e^{-st} dt \quad (\text{E.1})$$

ifadesi ile gösterilir.

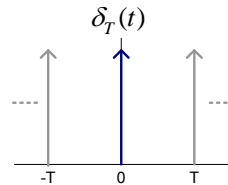
Örneklenmiş işaret $f^*(t)$, sürekli işaret $f(t)$ ile impulse dizisinin çarpımından oluşur. Bu durum aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$f^*(t) = f(t) \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT) \quad (\text{E.2})$$

$f^*(t)$ = örneklenmiş işaret, $f(t)$ = sürekli işaret olmak üzere

$$\delta_T(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT) \quad (\text{E.3})$$

ifadesi ile verilen impulse dizisini şekil olarak gösterilimi aşağıda verildiği gibi olmaktadır.



impulse dizisi

Örnekleme işlemi aşağıda gösterildiği gibi sürekli işaret $f(t)$ ile impulse dizisinin modülasyonu ile gerçekleştirilir.

$$\int_0^{\infty} f(t) \delta(t - kT) = f(kT) \quad (\text{E.4})$$

olarak tanımlanır. İmpulse fonksiyonu ile sürekli $f(t)$ fonksiyonu çarpıldığında çıkış $f(t)$ fonksiyonunun o anki değerini gösterir.

Örnekleme ile ilgili verilen bu kısa açıklamalardan sonra örneklenmiş işaretin laplace dönüşümünü alındığında,

$$F^*(s) = \int_0^{\infty} f^*(t)e^{-st} dt \quad (\text{E.5})$$

Burada $f^*(t)$ nin yerine,

$$f^*(t) = f(t) \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t-kT) \quad (\text{E.6})$$

ifadesi koyulur ise,

$$F^*(s) = \int_0^{\infty} f(t) \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t-kT)e^{-st} dt \quad (\text{E.7})$$

ifadesi elde edilir. Bu ifade aşağıda verildiği gibi düzenlendiğinde,

$$F^*(s) = \int_0^{\infty} f(t) \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t-kT)e^{-st} dt = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \int_0^{\infty} f(t)e^{-st} \delta(t-kT) dt \quad (\text{E.8})$$

$g(t) = f(t)e^{-st}$ bir fonksiyon olarak düşünülür ve $\int_0^{\infty} f(t)\delta(t-kT) dt = f(kT)$ özelliği göz önüne alınarak,

$$F^*(s) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \int_0^{\infty} g(t)\delta(t-kT) dt = \sum_{k=0}^{\infty} g(kT) \text{ olarak elde edilir ve } g(t) \text{ nin ifadesi yerine}$$

koyulur ise,

Örneklenmiş işaretin Laplace dönüşümü;

$$F^*(s) = \sum_{k=0}^{\infty} f(kT)e^{-skT} \quad (\text{E.9})$$

olarak bulunur.

Burada, $z \triangleq e^{sT}$ olarak tanımlanmaktadır. “s” operatörü, $s = \sigma + j\omega$ olmak üzere bir kompleks ifadedir. Bu durumda “z” ifadesi,

$$z = e^{(\sigma+j\omega)T} = e^{\sigma T} e^{j\omega T} \quad (\text{E.10})$$

Olarak yazılabilir.

Örneklenmiş işaretin Laplace dönüşümü $F^*(s) = F(z)$ olarak gösterilir ve

$$F^*(s) = \sum_{k=0}^{\infty} f(kT)e^{-skT} \quad (\text{E.11})$$

$$F(z) = \sum_{k=0}^{\infty} f(kT)z^{-k} \quad (\text{E.12})$$

ile dönüşüm yapılır.

Eğer verilen fonksiyonun Laplace dönüşümü biliniyor ise kompleks değişken fonksiyonlar teorisinden denklem (E.13)'de verilen "rezidü" yöntemi kullanarak, $s \rightarrow t \rightarrow z$ dönüşümü yapmadan, aşağıda verilen ifade kullanılarak doğrudan $s \rightarrow z$ dönüşümü gerçekleştirilir.

$$X(z) = \sum_{i=1}^n \left\{ \frac{1}{(m-1)!} \frac{d^{m-1}}{ds^{m-1}} \left[(s-s_i)^m X(s) \frac{z}{z-e^{sT}} \right] \right\} \quad (\text{E.13})$$

$X(z)$ ifadesinde "n" incelenen $X(s)$ ' in kutup sayısını (paydasındaki çarpan sayısı), "m" i.kutbun katlılık derecesini, s_i ise i.kutbun kökünü belirtir. T ise örnekleme zamanıdır.

ÖZGEÇMİŞ

Zekiye Erdem, 09.05.1985 de Antalya' da doğdu. İlk, orta ve lise eğitimini Konya'da tamamladı. 2003 yılında Konya Meram Anadolu Lisesinden mezun oldu. 2003 yılında başladığı Sakarya Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümünü 2007 yılında bitirdi. 2007 yılında Sakarya Üniversitesinde, "Çok fonksiyonlu Güç Çevrim Sistemi" adlı TUBİTAK projesinde 2 sene tam zamanlı proje asistanı olarak görev aldıktan sonra ve 2009 yılında Yüksek Lisansını tamamlayarak Sakarya Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümüne Araştırma Görevlisi olarak göreve başladı. Şu anda halen Sakarya Üniversitesinde Araştırma Görevlisi olarak görev yapmaktadır.