

T.C.
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**MATLAB SİMULINK ORTAMINDA BUCK TİPİ BİR
DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN ÇIKIŞ GERİLİMİNİN OPTİMAL
KONTROLÜ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Ebubekir KÖKÇAM

**Enstitü Anabilim Dalı : ELEKTRİK-ELEKTRONİK
MÜHENDİSLİĞİ**
Enstitü Bilim Dalı : ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ
Tez Danışmanı : Dr. Öğr. Üyesi Aydın MÜHÜRÇÜ

Haziran 2018

T.C.
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**MATLAB SİMULINK ORTAMINDA BUCK TİPİ BİR
DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN ÇIKIŞ GERİLİMİNİN OPTİMAL
KONTROLÜ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Ebubekir KÖKÇAM

Enstitü Anabilim Dalı : ELEKTRİK-ELEKTRONİK
MÜHENDİSLİĞİ
Enstitü Bilim Dalı : ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ

Bu tez 01/06/2018 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından oybirliği /oyçokluğu ile kabul edilmiştir.



Dr. Öğr. Üyesi
Aydın MÜHÜRÇÜ
Jüri Başkanı



Dr. Öğr. Üyesi
Mustafa TURAN
Üye



Dr. Öğr. Üyesi
Ercan KÖSE
Üye

BEYAN

Tez içindeki tüm verilerin akademik kurallar çerçevesinde tarafımdan elde edildiğini, görsel ve yazılı tüm bilgi ve sonuçların akademik ve etik kurallara uygun şekilde sunulduğunu, kullanılan verilerde herhangi bir tahrifat yapılmadığını, başkalarının eserlerinden yararlanılması durumunda bilimsel normlara uygun olarak atıfta bulunulduğunu, tezde yer alan verilerin bu üniversite veya başka bir üniversitede herhangi bir tez çalışmasında kullanılmadığını beyan ederim.

Ebubekir KÖKÇAM

30.05.2018

TEŞEKKÜR

Yüksek lisans eğitiminin boyunca değerli bilgi ve deneyimlerinden yararlandığım, her konuda bilgi ve desteğini almaktan çekinmediğim, araştırmanın planlanmasından yazılmasına kadar tüm aşamalarında yardımlarını esirgemeyen, teşvik eden, aynı titizlikte beni yönlendiren değerli danışman hocam Yrd. Doç. Dr. Aydın MÜHÜRÇÜ'ye teşekkürlerimi sunarım.

İÇİNDEKİLER

TEŞEKKÜR.....	i
İÇİNDEKİLER	ii
SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ	v
ŞEKİLLER LİSTESİ	vi
TABLolar LİSTESİ.....	x
ÖZET.....	xi
SUMMARY	xii
BÖLÜM 1.	
GİRİŞ	1
BÖLÜM 2.	
BUCK DÖNÜŞTÜRÜCÜ	5
2.1. Buck Dönüştürücünün Çalışması	5
2.2. Küçük İşaret Yöntemiyle Buck Dönüştürücünün Modellenmesi.....	8
2.3. Devre Analizi Yöntemiyle Buck Dönüştürücünün Modellenmesi.....	14
2.4. Devre Analizi Metoduyla Küçük Sinyal Metodunun Karşılaştırılması	14
BÖLÜM 3.	
ADAPTİF KONTROL.....	23
3.1. MRAC	24
3.1.1. MIT kuralı	24
3.1.2. Lyapunov kararlılık teorisi ile MRAC tasarımı	27
3.1.3. M-MRAC	30

BÖLÜM 4.	
OPTİMİZASYON.....	34
4.1. Sezgisel Optimizasyonlar	36
4.1.1. Parçacık sürü optimizasyonu(PSO).....	36
4.1.2. Yapay arı kolonisi (ABC)	38
BÖLÜM 5.	
AYRIKLAŞTIRMA.....	41
5.1. Forward Euler	41
5.2. Backward Euler	43
5.3. Tustin Metodu	45
BÖLÜM 6.	
SİMÜLASYON SÜRECİ	49
6.1. PSO ile MRAC'ın Optimal Kontrolü.....	50
6.2. Basamak Girişi Uygulanan Buck Dönüştürücünün Kontrolü	52
6.2.1. MIT-MRAC kontrolcünün buck dönüştürücüyü kontrolü	52
6.2.2. Değişken basamak girişi uygulanan buck dönüştürücünün MRAC ile kontrolü.....	56
6.2.2.1. MIT-MRAC kontrolcünün buck dönüştürücüyü kontrolü	57
6.2.2.2. M-MRAC kontrolcü ile buck dönüştürücünün kontrolü	60
6.3. ABC Optimizasyonu ile MRAC Parametrelerin Hesaplaması ve Buck Dönüştürücünün Kontrol Edilmesi.....	63
6.3.1. Basamak giriş verilen buck dönüştürücünün ABC optimizasyonu ile kontrolü	65
6.3.1.1. MIT-MRAC kontrolcünün buck dönüştürücüyü kontrolü	65
6.3.2. Değişken basamak girişli olan buck dönüştürücünün kontrolü.....	67

6.3.2.1. Parametreleri ABC optimizasyonu ile bulunan MRAC kontrolcüsünün buck dönüştürücüyü kontrolü	67
6.3.2.2. M-MRAC ile buck dönüştürücünün kontrolü.....	70

BÖLÜM 7.

SONUÇLAR ve DEĞERLENDİRME	74
---------------------------------	----

KAYNAKLAR	76
-----------------	----

ÖZGEÇMİŞ	80
----------------	----

SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ

ABC	: Artificial Bee Colony (Yapay Arı Kolonisi)
BA	: Bat Algorithm (Yarasa Algoritması)
BFO	: Bacterial Foraging Optimization (Bakteriyel Besin Arama Optimizasyonu)
D	: Türev (Derivative)
DA	: Direkt Akım
FPA	: Flower Pollination Algorithm (Çiçek Tozlaşma Algoritması)
GA	: Genetik Algoritma
I	: İntegral
IAE	: Mutlak Hatanın İntegrali
IGBT	: İzole Edilmiş Kapılı, İki Kutuplu Transistor
ISE	: Kareysel Hatanın İntegrali
ITAE	: Zaman Ağırlıklı Mutlak Hatanın İntegrali
LQR	: Doğrusal Kareysel Regülatör (Linear Quadratic Regulator)
MIT	: Massachusetts Institute of Technology
M-MRAC	: Değiştirilmiş Model Referans Adaptif Kontrolcü
MOSFET	: Metal Oksit Yarıiletkenli Alan Etkili Transistör
MRAC	: Model Referans Adaptif Kontrolcü
P	: Oransal (Proportional)
PID	: Oransal-İntegral-Türevsel (Proportional-Integral-Derivate)
PSO	: Particle Swarm Optimization (Parçacık Sürüsü Optimizasyonu)
PWM	: Sinyal Genişlik Modülasyonu (Pulse Width Modulation)
YSA	: Yapay Sinir Ağı

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 2.1. Buck dönüştürücü	5
Şekil 2.2. Buck dönüştürücünün kalıcı durumda bobin akım ve geriliminin dalga şekli	6
Şekil 2.3. Buck dönüştürücünün anahtarı on (a) anahtar off (b) durumu	9
Şekil 2.4. Sabit bir girişe küçük sinyal ve devre analizi transfer fonksiyonlarının simülasyon modeli($d=0.6$)	15
Şekil 2.5. Basamak girişine küçük sinyal ve devre analizi transfer fonksiyonlarının cevabı	16
Şekil 2.6. Sabit bir girişe küçük sinyal ve devre analizi metodu ile transfer fonksiyonlarının yakınlştırılmış cevabı	16
Şekil 2.7. Girişe PWM uygulanan küçük sinyal ve devre analizi transfer fonksiyonlarının simülasyon modeli	17
Şekil 2.8. Giriş olarak uygulanan PWM sinyali	18
Şekil 2.9. Küçük Sinyal ve Devre analiz transfer fonksiyonlarının girişin PWM sinyalinin cevabı	18
Şekil 2.10. Küçük sinyal ve devre analiz transfer fonksiyonlarının girişin PWM sinyalinin cevabı(yakınlştırılmış)	19
Şekil 2.11. Küçük sinyal ve devre analizi transfer fonksiyonlarının ve buck dönüştürücünün karşılaştırılması	19
Şekil 2.12. Anahtarlama elemanı sonrası sisteme verilen gerilimin(V_{pwm})	20
Şekil 2.13. Devre analizi metodu ile küçük sinyal metodundan elde edilen transfer fonksiyonun sonuçları	21
Şekil 2.14. Devre analizi metodu ile küçük sinyal metodundan elde edilen transfer fonksiyon sonuçları	21
Şekil 3.1. Adaptif kontrolcü şeması	23
Şekil 3.2. Model referans adaptif kontrol sistemi (direkt adaptif kontrol)	24

Şekil 3.3. MIT kuralıyla tasarlanılan MRAC ve kontrol edilen sistem	27
Şekil 3.4. Lyapunov kararlılık teorisiyle tasarlanılan MRAC ve kontrol edilen sistem	30
Şekil 3.5. M-MRAC ve kontrol edilen sistemin Şeması.....	33
Şekil 4.1. Sürü ve parçacık örneği	36
Şekil 5.1. Forward Euler ve buck dönüştürücünün Simulink'te gösterimi	42
Şekil 5.2. Buck dönüştürücü ve forward Euler Sonuçları.....	43
Şekil 5.3. Buck dönüştürücü ve forward Euler ile ayıklaştırılmış sistemin sonuçları(yakınlaştırılmış).....	43
Şekil 5.4. Forward Euler, backward Euler ve buck dönüştürücünün karşılaştırma devre şeması	44
Şekil 5.5. Forward Euler, backward Euler ve buck dönüştürücünün çıkışının sonuçları	45
Şekil 5.6. Forward Euler, backward Euler ve buck dönüştürücünün çıkışının sonuçları(yakınlaştırılmış).....	45
Şekil 5.7. Tustin metodu, backward Euler, forward Euler ve buck dönüştürücünün simulasyon gösterimi	46
Şekil 5.8. Tustin Metodu, Backward Euler, Forward Euler ve Buck dönüştürücünün simulasyon sonuçları	47
Şekil 5.9. Tustin metodu, backward Euler, forward Euler ve buck dönüştürücünün yakınlaştırılmış simulasyon sonuçları	47
Şekil 6.1. PSO'nun MRAC sistemi için akış diyagramı	51
Şekil 6.2. Soldaki resim ISE maliyet fonksiyonunun değişimi, ortadaki resim IAE maliyet fonksiyonunun değişimi ve sağdaki resim ITAE maliyet fonksiyonunun değişimi.	53
Şekil 6.3. Birinci derece MRAC tabanlı buck tipi dönüştürücü kontrolü için düzenlenmiş sistemi.	54
Şekil 6.4. Kontrolör parametreleri farklı 3 kontrol sistemi Simulink gösterimi	55
Şekil 6.5. Üç farklı yöntem ile optimize edilmiş adaptif kazançlarının (γ_1, γ_2) kontrol başarısı.....	55
Şekil 6.6. Maliyet fonksiyonlarına dayalı ile optimize edilmiş adaptif kazançlarının (γ_1, γ_2) kontrol başarısı (yakınlaştırılmış).....	56

Şekil 6.7. Sisteme verilen referans girişi.....	57
Şekil 6.8. Soldaki resim ISE maliyet fonksiyonunun değişimi, ortadaki resim IAE maliyet fonksiyonunun değişimi ve sağdaki resim ITAE maliyet fonksiyonunun değişimi	57
Şekil 6.9. Birbirinden farklı üç farklı parametreyle ile MIT kuralı ile tasarlanan MRAC'ın buck dönüştürücünün kontrolündeki gerilim-zaman değişimi	58
Şekil 6.10. Üç farklı yöntem ile optimize edilmiş adaptif kazançlarının (γ_1, γ_2) kontrol başarısı(yakınlaştırılmış)	59
Şekil 6.11. Üç farklı yöntem ile optimize edilmiş adaptif kazançlarının (γ_1, γ_2) kontrol başarısı(yakınlaştırılmış)	59
Şekil 6.12. Birinci Derece M-MRAC ve kontrol edilen sistem	60
Şekil 6.13. (a) ISE maliyet fonksiyonunun değişimi, (b) IAE maliyet fonksiyonunun değişimi ve (c) ITAE maliyet fonksiyonunun değişimi	61
Şekil 6.14. Üç farklı yöntem ile optimize edilmiş adaptif kazançlarının (γ_1, γ_2) kontrol başarısı	62
Şekil 6.15. Farklı maliyet fonksiyonlarına dayalı ile optimize edilmiş parametrelerin kontrol başarısı.(yakınlaştırılmış)	62
Şekil 6.16. Üç farklı yöntem ile optimize edilmiş parametrelerin kontrol başarısı(yakınlaştırılmış)	63
Şekil 6.17. ABC optimizasyonun akış diyagramı	64
Şekil 6.18. Sağ taraftaki ISE maliyet fonksiyonunun değişimi, ortadaki IAE maliyet fonksiyonunun değişimi ve sol taraftaki ITAE maliyet fonksiyonunun değişimi	65
Şekil 6.19. Üç farklı maliyet fonksiyonun optimizasyon başarısı	66
Şekil 6.20. Üç farklı maliyet fonksiyonun optimizasyon başarısı (yakınlaştırılmış)	67
Şekil 6.21. Sağ taraftaki ISE maliyet fonksiyonunun değişimi, ortadaki IAE maliyet fonksiyonunun değişimi ve sol taraftaki ise ITAE maliyet fonksiyonunun değişimi	68

Şekil 6.22. Üç farklı maliyet fonksiyonun ABC ile optimize edilerek MIT kuralıyla tasarlanan MRAC kontrolcüsünün başarısı	68
Şekil 6.23. Üç farklı maliyet fonksiyonun ABC ile optimize edilerek MIT kuralıyla tasarlanan MRAC kontrolcüsünün başarısı (yakınlaştırılmış)	69
Şekil 6.24. Üç farklı maliyet fonksiyonun MRAC kontrolündeki başarısı(yakınlaştırılmış).....	69
Şekil 6.25. Sağ taraftaki ISE maliyet fonksiyonunun değişimi, ortadaki IAE maliyet fonksiyonunun değişimi ve sol taraftaki ise ITAE maliyet fonksiyonunun değişimi	70
Şekil 6.26. Üç farklı maliyet fonksiyonun ABC optimizasyonu ile elde edilen parametreleriyle tasarlanan M-MRAC kontrolcüsünün başarısı.....	71
Şekil 6.27. Üç farklı maliyet fonksiyonun ABC optimizasyonu ile elde edilen parametrelerin M-MRAC kontrolcüsünde başarısı(yakınlaştırılmış yükselen kısmı)	72
Şekil 6.28. Üç farklı maliyet fonksiyonun ABC optimizasyonu ile elde edilen parametrelerin, M-MRAC kontrolcüsünde başarısı(yakınlaştırılmış düşen kısmı)	73

TABLolar LİSTESİ

Tablo 6.1. Buck dönüştürücünün parametreleri	49
Tablo 6.2. PSO Optimizasyonu parametreleri	52
Tablo 6.3. Farklı maliyet fonksiyonları kullanılarak PSO optimizasyonu ile hesaplanan ve MIT kuralına göre tasarlanan kontrolcünün PSO ile bulunan adaptif kazanç değerleri	53
Tablo 6.4. Farklı maliyet fonksiyonları kullanılarak PSO optimizasyonu ile hesaplanan adaptif kazanç değerleri.....	57
Tablo 6.5. Farklı maliyet fonksiyonları kullanılarak, PSO ile bulunan M-MRAC parametreler.....	61
Tablo 6.6. ABC algoritması için parametreler	65
Tablo 6.7. Farklı maliyet fonksiyonları kullanılarak ABC optimizasyonu ile MRAC için hesaplanan parametreler	66
Tablo 6.8. MIT kuralı ile tasarlanan MRAC için ABC optimizasyonu ile hesaplanan parametreler	68
Tablo 6.9. M-MRAC kontrolcüsü için ABC optimizasyonu ile hesaplanan parametreler.....	71

ÖZET

Anahtar kelimeler: Buck dönüştürücü, MIT, MRAC, ABC, PSO, Lyapunov

Bu çalışmada, DC gerilim alçaltıcı olarak iş kullanılabilen buck tipi bir dönüştürücünün çıkış geriliminin kontrolü amaçlanmıştır. Bunun için öncelikle Buck dönüştürücünün transfer fonksiyonunun elde edilmesi amacıyla literatürde genellikle tercih edilen küçük sinyal yöntemi yerine devre analizi yöntemi kullanılmıştır. Bu sistemin dijital bir kontrolcü ile kontrol edilmesi için transfer fonksiyonu ayrıklaştırma işlemine tabi tutulmuş ve ayrıklaştırma işlemi, forward(ileri) Euler metodu kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

Buck dönüştürücünün çıkış gerilimini kontrol etmek için MRAC kontrolcüsü kullanılmış ve bu kontrolcü MIT kuralı kullanılarak tasarlanmıştır. MRAC kontrolcüsünün en verimli şekilde buck dönüştürücüsünü kontrol etmesi için adaptif kazanç parametreleri PSO ve ABC sezgisel algoritmaları ile elde edilmiştir. Sezgisel algoritmalarla parametreleri hesaplaması için IAE, ITAE ve ISE maliyet fonksiyonları kullanılmıştır ve bu fonksiyonun sonucunda elde edilen parametreler karşılaştırılmıştır.

MRAC kontrolcüsünün yanında M-MRAC tasarlanmıştır ve M-MRAC tasarlanırken MRAC ile aynı adımlar takip edilmiş ve değişken basamak cevabi giriş verilen sistem için MRAC ile karşılaştırılmıştır ve M-MRAC ile elde edilen kontrolcü daha verimli bir şekilde kontrol işlemi sağlamıştır.

OPTIMAL CONTROL OF OUTPUT VOLTAGE OF BUCK CONVERTER IN THE MATLAB-SIMULINK ENVIRONMENT

SUMMARY

Keywords: Buck Converter, MIT, MRAC, ABC, PSO, Lyapunov

In this study, it is aimed to control the output voltage of a Buck converter which acts as a DC step down converter. First of all, the transfer function of the buck converter is obtained by the circuit analysis method, not using the small signal method that often used in literature for find transfer functions. In order to control this system with a digital controller, the transfer function is discretized by using forward Euler method.

The MRAC controller is used to control the output voltage of the buck converter, and this controller is designed using MIT. The adaptive gain parameters are calculated by using PSO and ABC these are meta heuristic algorithms. ABC and PSO used for finding best parameters for controlling output voltage of buck converter. PSO and ABC known as metaheuristic algorithms, are used. IAE, ITAE, ISE cost functions are used for calculate parameters and thus parameters which found by different cost function, have been compared.

M-MRAC controller are developed because of disadvantage of direct MRAC controller. In this study, M-MRAC controller developed by adding MRAC controller to Integrator controller. MRAC controller is compared with M-MRAC. The result of this experiment, M-MRAC controller is found as a better controller than MRAC controller for variable step input.

BÖLÜM 1. GİRİŞ

Elektronik endüstrisi dünyada en hızlı büyüyen endüstrilerden biridir ve çok geniş ölçekli tümleşimdeki (Very Large Scale Integration -VLSI) teknolojik gelişmeler ve devrimlerden dolayı öyle kalmaya devam edecek gibi görünmektedir. Dijital teknoloji insan hayatını büyük ölçüde kolaylaştırıp, rahatlatmakta olduğu için, bu endüstri en hızlı gelişen teknolojilerden biri olmaya devam edecek gibi görünmektedir. Bunlar gelişimi için önemli alanlardan biri olarak DA-DA dönüştürücüleri örnek verilebilir. Bunlar cep telefonu ve bilgisayarlarda, telekomünikasyon cihazlarında ve pek çok elektronik cihaz için kullanılmaktadır.

Anahtarlama DA-DA dönüştürücüler anahtarlama kullanarak bir gerilim seviyesinden başka bir gerilim seviyesine dönüştüren verimli DA-DA dönüştürücülerdendir. Bu dönüştürücüler çok yaygın olarak kullanılabildiği için bilim insanların ilgisini çekmektedir.

Anahtarlama DA-DA dönüştürücülerinin en popüler olarak bilinen üç dönüştürücü buck, boost ve buck-boost olarak adlandırılmaktadır. Buck dönüştürücü gerilimin düşürülmesi için kullanılırken, boost dönüştürücü ise gerilimi yükseltmek için kullanılır ve buck-boost dönüştürücü ise gerilimi hem alçaltmak ve hem de yükseltmek için kullanılan üç ana anahtarlama DA-DA dönüştürücüleridir. Bunların yaygın olarak kullanılmasının nedeni Anahtarlama DA-DA dönüştürücüler verimliliği ve boyutunun küçük olması gibi sebeplerden dolayı DA-DA dönüştürücüler içinde önemli bir yer kaplamaktadır [1].

Anahtarlama DA-DA dönüştürücülerde istenen aşım ve oturma zamanı elde etmek için çeşitli kontrolcüler kullanılmıştır. Bu konuda lineer bir kontrolcü olan PID kullanılmıştır. PID katsayılarını elde etmek için çeşitli yöntemler kullanılmıştır. Bu

yöntemlerin bazıları Ziegler Nichols yöntemi ile katsayılar hesaplanabildiği ve frekans analizi, kutup yerleştirme ve kök yer eğrisi temelli olarak PID tasarımları yapılabilmektedir [2]. PID kontrolcüler sistemin lineer olduğu durumda ve kontrol edilen sistemin parametrelerinin değişmediği durumda sistemi verimli bir şekilde kontrol edebilmektedir. Sistem parametreleri değiştiğinde veya tam olarak bilinemediğinde bu yöntemlerle kontrol işlemi arzu edilen aşım ve oturma zamanını sağlamamaktadır. Bu yüzden sistemin parametrelerinin değişiminden daha az etkilenen çeşitli gürbüz PID ve diğer kontrolcülerini gürbüz şekilde kontrol edilmesi için çeşitli çalışmalar yapılmıştır [3]. Gürbüz PID kontrolcülerinde ve diğer metodların gürbüz kontrolcülerinde sistem parametrelerinin değişiminden veya bilinmemesinden dolayı bu etkilere karşı efektif olarak kontrol edilmesine imkân sağlamaya çalışılmaktadır. Gürbüz PID'de ve lineer kontrolcülerle tasarlanan gürbüz tasarımlarda sistem parametreleri ve gürültü gibi etkiler belirlenen sınırların dışına çıktığında kontrol edilen sistem istenilen aşımı ve yerleşme zamanını sağlayamamaktadır.

Gürbüz kontrolcününün bu dezavantajından dolayı lineer olmayan çeşitli kontrolcüler anahtarlamalı DA-DA dönüştürücülerinde kullanılmıştır. Bunlara örnek olarak kayan kip kontrolcü, geri adımlamalı kontrolcü, bulanık mantık denetleyicisi, MRAC ve yapay sinir ağı kontrolcülerini kullanılarak çeşitli anahtarlamalı DA-DA dönüştürücülerini kontrol edilmiştir [4–10]. Bu kontrolcüler lineer olan kontrolcülerden farklı olarak sistem parametrelerindeki değişime göre cevap verebilmesine rağmen bunların tasarımları zordur. Bunlardan biri olan bulanık mantık denetleyicisinin tasarlanabilmesi için kurallarını belirlemek gerekmektedir. Bu kuralları belirlemek amacıyla uzman bilgisi kullanılabilir veya çok sayıda deneme yanılma yapılabilir [11].

Yaygın olarak kullanılan PID kontrolcüsünün parametrelerini bulmak amacıyla nümerik hesaplama metodları için de kullanılan sezgisel algoritmalar son zamanlarda araştırmacıların ilgisini çekmektedir. Bunun sebebi hızlı olmaları ve optimuma yakın sonuç vermeleri olarak gösterilebilir. PID ile kontrol edilen anahtarlamalı DA-DA dönüştürücü sistemlerin kontrolcü parametrelerini hesaplamak için PSO [12,13], ABC [14], BA [15], GA [16] ve BFO [17] kullanılarak yapılan çeşitli çalışmalar bulunmaktadır. Buck dönüştürücüsü gürbüz PID ile kontrol edilmektedir. Bu kontrolcünün parametrelerini bulmak için Katal ve Narayan [18] FPA

kullanılmışlardır. Poodeh ve ark. [19], LQR ve kutup yerleştirme metotlarını kullanarak buck dönüştürücüyü kontrol etmişler, kontrol parametrelerini ise GA yardımıyla hesaplamışlardır.

Sezgisel algoritmalar, lineer olmayan kontrolcülerin parametrelerini bulmak için de kullanılmaktadır. Soufi ve ark. [20] değişken hızlı rüzgâr türbinlerini kontrol etmek için kayan kip kontrolcüsünü kullanmışlardır. Bu kontrolcünün parametrelerini ise PSO yardımıyla elde etmişlerdir. Bunun dışında yapay sinir ağları da kontrolcü olarak kullanılabilir [21]. YSA'nın ağırlıklarının sezgisel algoritmalarla hesaplandığı çalışmalar bulunmaktadır [22, 23].

Adaptif bir kontrolcü olan MRAC, ters sarkaç sistemlerinde [24, 25], hava araçlarında [26], fırçasız DC motorlarda [27], lineer olmayan sistemlerde [28] kullanılmıştır. MRAC tasarlanması amacıyla çeşitli metotlar geliştirilmiştir. MIT ve Lyapunov kuralları MRAC tasarımında kullanılan metotlardandır.

MRAC kontrolcüsünde adaptif kazanç değeri önemli bir yer tutmaktadır. MRAC kontrolünde küçük adaptif kazanç değeri verildiğinde sistemin oturma süresi uzarken büyük adaptif kazanç değeri verildiğinde ise sistem kararsızlığa gitmektedir [29]. MRAC kontrolcüsünün bu dezavantajı nedeniyle L1 adaptif kontrolcüsü geliştirilmiş ve böylelikle kazanç değerlerine, donanım sınırları içerisinde, istenilen değer verilebilmesine imkân sağlanmıştır. Bu konu tez kapsamında olmadığı için incelenmeyecektir.

MRAC çalışmalarında adaptif kazanç değerinin nasıl seçildiği pek çok çalışmada belirtilmemiştir. Bunlardan biri olan Bouziane ve ark. [30] yaptıkları çalışmada kesirli dereceli MRAC kontrolcüsü tasarlamışlardır. Kontrolcünün tasarımında MIT kuralını kullanmışlar ve bu kontrolcü ile boost dönüştürücüyü kontrol etmişlerdir. Yaptıkları çalışmada adaptif kazanç değerlerinin nasıl bulunduğu değinmemişlerdir. Bu konudaki bazı çalışmalarda sezgisel algoritmalar kullanılarak adaptif kazanç değerleri bulunmuştur [31,32].

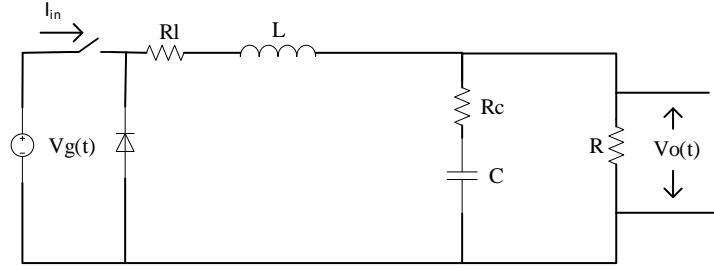
Goel ve ark. [26] yaptıkları çalışmada, ters sarkaç sistemini kontrol etmek için MRAC, modifiye edilmiş MRAC ve PID kontrolcüsü kullanılmışlardır. Adaptif kazanç değerlerini bulmak için GA'yı kullanılmışlardır. Geçici durum cevabının en iyi sonucunu, Lyapunov yöntemiyle tasarladıkları M-MRAC ile bulmuşlardır. M-MRAC parametreleri GA ile bulmuşlardır.

Abraham ve Papa yaptığı çalışmada konik tank sistemini kontrol etmek için çok çalışma ortamını bağlı olarak değişen çok modelli MRAC kontrolcüsünü kullandılar ve parametreleri hesaplamak için BFO kullanmışlardır [27].

Bu çalışmada sürekli iletim modunda çalışan bir buck dönüştürücü güç elektroniği elemanlarıyla tasarlanmış, MRAC ve modifiye edilmiş MRAC ile kontrol edilmiş ve bu sistemlerin parametreleri, sezgisel algoritmalarından olan PSO ve ABC kullanılarak bulunmuş. ISE, ITAE ve IAE kullanılan maliyet fonksiyonları kullanılarak PSO ve ABC sezgisel algoritmaları ile istenen parametreler bulunmuş ve bu elde edilen parametreler kullanılarak buck dönüştürücü kontrol edilmiştir.

BÖLÜM 2. BUCK DÖNÜŞTÜRÜCÜ

Buck dönüştürücü DC gerilimi doğrultup ve düşürmek için kullanılan anahtarlama bir DC-DC dönüştürücüdür. Basit yapısı ve yüksek verimliliği DC-DC dönüştürücüler için 3 tane anahtarlama dönüştürücüdür. Diğerleri ise boost dönüştürücü ve buck-boost dönüştürücüdür. Buck dönüştürücüleri çıkış gerilimini kontrol etmek için en çok kullanılan metot PWMdir. Bu metotta kullanılan anahtarlama frekansı sabit ama doluluk oranı değişkendir. Doluluk oranı bir sinyalin veya sistemin, bir periyotta hangi oranda aktif olduğunu gösterir.



Şekil 2.1. Buck dönüştürücü

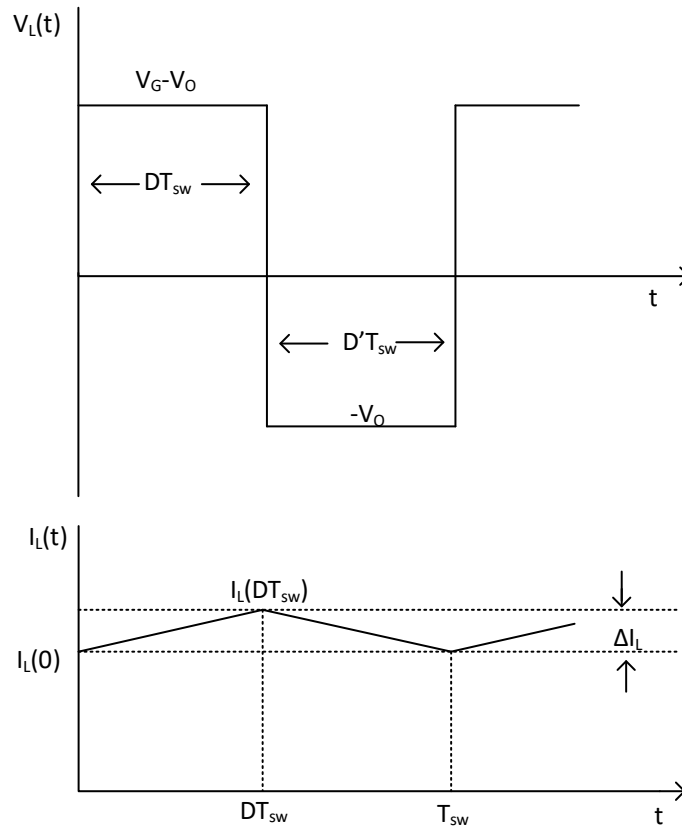
Şekil 2.1.'de buck dönüştürücü basit bir şekilde gösterilmektedir. Normalde MOSFET ya da IGBT kullanılan anahtarlama elemanı gösterimi kolaylaştırılmak için Anahtar şeklinde gösterilmektedir. Bunun çalışmasında iki durum bulunmaktadır anahtar açıkken ve anahtar kapalıyken incelenecektir.

2.1. Buck Dönüştürücünün Çalışması

Anahtar açıkken giriş gerilimi bobinde görülür ve bu gerilim bobin akımının lineer olarak artmasını sağlar. Bu kısımda aynı zamanda bobin gerilim depolanır. Anahtar kapalıyken bobindeki giriş gerilimi bobin üzerinde görülmez ve bobin akımı lineer olarak azalır. Bu döngüde de kondansatör gerilim depolar.

Buck dönüştürücü de iki çalışma modu bulunmaktadır. Bunlar sürekli çalışma durumunda ve süreksiz iletim durumundadır. Sürekli iletim durumunda bir döngüde akım bobin üzerinden geçen akım hiçbir zaman sıfıra ulaşmaz. Süreksiz iletim durumunda ise bir döngüde bobin üzerinden geçen akım sıfıra ulaşır. Süreksiz iletim durumunda bir döngüde bobin üzerinden geçen akım sıfıra ulaştığından sürekli iletim modunda olduğu gibi lineer olarak değişmez. Bu çalışmada yalnızca sürekli çalışma durumunda bulunan buck dönüştürücüsü kontrol edilecektir.

Sürekli durumda çalışan bobin dalga formu analiz ederek çıkış gerilimi ile giriş gerilimi arasındaki ilişkiyi doluluk oranına bağlı olarak belirlenmesinde belirlenebilir. İyi tasarlanmış bir dönüştürücüde, ripple (kesim) gerilimin küçük olması arzu edilir. Çıkış gerilimi DC elemanları kullanılarak yaklaşık olarak hesap edilebilir. Bobin üzerinden geçen akım bobin üzerindeki gerilim kullanılarak bulunabilir. Bobin gerilimi ve akımının dalga şekilleri Şekil 2.2.'de gösterilmektedir.



Şekil 2.2. Buck dönüştürücünün kalıcı durumda bobin akım ve geriliminin dalga şekli

Bobin üzerinden depolanan gerilim denklem 2.1 kullanılarak hesaplanır. Bobinin gerilimi V_L ile bobinin akımı ise i_L ile temsil edilmektedir.

$$V_L(t) = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.1)$$

Bobin üzerinden geçen akım denklem 2.2 kullanılarak hesaplanır. T_{sw} anahtarlama periyodunu temsil etmektedir.

$$i_L(T_{sw}) - i_L(0) = \frac{1}{L} \int_0^{T_{sw}} V_L(t) dt \quad (2.2)$$

T_{sw} bir anahtarın anahtarlama periyodudur. Denklem 2.2 sol tarafında eşitlik sıfır olduğu için denklem 2.3'deki gibi yazılabilir.

$$\frac{1}{L} \int_0^{T_{sw}} V_L(t) dt = 0 \quad (2.3)$$

Bir anahtarlama periyodu sonucunda $V_L(t)$ alanının aşağısında kalan toplam değer sıfır olmak zorunda olduğu için $V_L(t)$ eğrisinin altında kalan alan denklem 2.4'deki gibi hesaplanır.

$$A = \int_0^{T_{sw}} V_L(t) dt = D(V_G - V_o) + D'(-V_o) \quad (2.4)$$

D doluluk oranını temsil etmekte ve bobin geriliminin ortalama değeri denklem 2.5 kullanılarak hesaplanır. V_G giriş gerilimi, V_o ise çıkış gerilimini göstermekte ve $D'=(1-D)$ olarak ifade edilmektedir.

$$V_{L(ORT)} = \frac{A}{T_{sw}} = D(V_g - V_o) + D'(-V_o) \quad (2.5)$$

Denklem 2.5 ve $D+D'=1$ kullanarak giriş gerilimi ile çıkış gerilimi denklem 2.6 elde edilebilir.

$$V_o = DV_g \quad (2.6)$$

Kapasitedeki gerilim ile akım ilişkisi denklem 2.7'deki yazılmaktadır.

$$i_c(t) = C \frac{dV_c}{dt} \quad (2.7)$$

Bir anahtarlama frekansı tamamlandığında Kapasitorün gerilimi denklem 2.8 ile elde edilir.

$$V_c(T_{sw}) - V_c(0) = \frac{1}{C} \int_0^{T_{sw}} i_c(t) dt \quad (2.8)$$

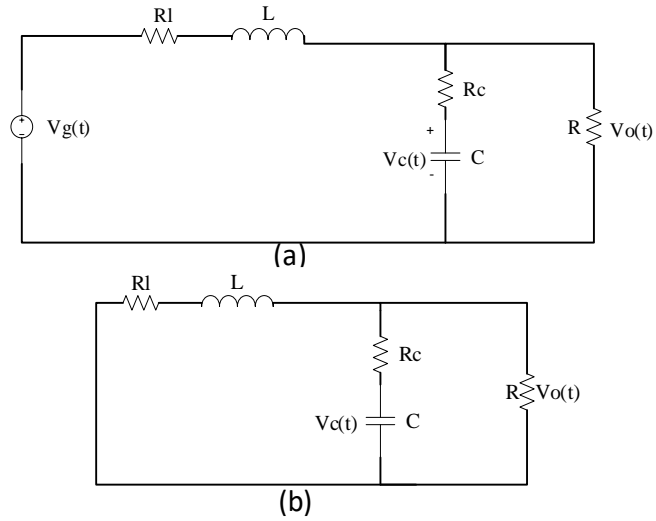
Kalıcı durumda, bir anahtarlama frekansı bittiğinde net gerilim değişimi sıfırdır. Bundan dolayı Denklem 2.8 sol tarafı sıfıra eşit olur. Bunun anlamı da kapasiten DC değeri sıfıra eşit olur.

$$i_c = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} i_c(t) dt = 0 \quad (2.9)$$

Denklem 2.9 sayesinde kapasite akımı hesaplanabilir.

2.2. Küçük İşaret Yöntemiyle Buck Dönüştürücünün Modellenmesi

Burada yapılması gereken ilk adım iki farklı anahtarlama durumu için diferansiyel eşitliklerin yazılması ve bunlardan durum-uzay modelinin elde edilmesidir. Küçük sinyal analize daha gerçekçi bir model oluşturmak için bobinin direnci ve kondansatörün direnci dâhil edilmiştir.



Şekil 2.3. Buck dönüştürücünün anahtarı on (a) anahtar off (b) durumu

Şekil 2.3.'ün a şeklinde anahtar kapalı ve diyot ters biaslıdır ve bobin akımı anahtar üzerinden akmaktadır. Anahtar açıkken ve diyot ters biaslı olduğundan bobin akımı ve kondansatör gerilimi aşağıdaki kirşof kuralları kullanılarak hesaplanır. Kirşof gerilim kuralı ve kirşof akım kuralı uygulanarak aşağıdaki her bir doğrusal zamanla değişmeyen denklemler olarak buck dönüştürücü için ayrı ayrı incelenir. İlk olarak Anahtarlama elemanının kapalı olduğu durum için elde edilecek. Kirşof gerilim kanunu kullanılarak denklem 2.10 ve 2.11 elde edilir.

$$L \frac{di_L(t)}{dt} = V_{in} - i_L R_L(t) - V_o(t) \quad (2.10)$$

$$V_o(t) = \frac{R}{R + R_C} V_c(t) + i_L(t)(R \parallel R_C) \quad (2.11)$$

Denklem 2.11 de bulunanlar denklem 2.10'de yerine konulursa Denklem 2.12 elde edilir.

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{V_{in}}{L} - i_L(t) \frac{R_L + R_C \parallel R}{L} - V_c(t) \left(\frac{R}{L(R + R_C)} \right) \quad (2.12)$$

Kirşof akımlar kanunu kullanılarak anahtarı kapalı devre için elde edilen denklem 2.13 ve denklem 2.14 elde edilir.

$$C \frac{dV_c(t)}{dt} = i_L(t) - \frac{1}{R} V_o(t) \quad (2.13)$$

$$\frac{dV_c(t)}{dt} = i_L(t) \left(\frac{R}{C(R+R_c)} \right) - V_c(t) \left(\frac{1}{C(R+R_c)} \right) \quad (2.14)$$

Bu diferansiyel eşitliklerden elde ettiğimiz için bunlar sayesinde durum uzay modeli

oluşturulabilir. $x_1 = \begin{bmatrix} x_{11} \\ x_{12} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_c(t) \\ i_L(t) \end{bmatrix}$ ve $u = [v_m(t)]$ olarak alınırsa, denklem 2.12, 2.13

ve 2.14 kullanılarak durum uzay gösterimleri olan denklem 2.15 ve denklem 2.16 elde edilir.

$$\begin{bmatrix} \frac{dx_{11}}{dt} \\ \frac{dx_{12}}{dt} \end{bmatrix} = A_{on} x_1 + B_{on} u = \begin{pmatrix} \frac{-1}{C(R+R_c)} & \frac{R}{C(R+R_c)} \\ \frac{-R}{L(R+R_2)} & \frac{-(Rl+R \parallel Rc)}{L} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} x_{11} \\ x_{12} \end{bmatrix} x_1 + \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{1}{L} \end{pmatrix} u \quad (2.15)$$

$$y(t) = \begin{bmatrix} \frac{R}{R+R_c} & \frac{RR_c}{R+R_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{11} \\ x_{12} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Anahtar açık ve diyot ileri biaslı olma durumu Şekil 2.3.(b)'de gösterilmektedir.

Anahtar açık ve diyot ileri biaslı olması durumunda kirşof gerilim kuralı kullanılarak denklem 2.17 ve denklem 2.18 denklemleri elde edilebilir.

$$L \frac{di_L(t)}{dt} = V_o(t) - i_L(t) R_L \quad (2.17)$$

$$\frac{di_L(t)}{dt} = -i_L(t) \left(\frac{R_L + (R \parallel Rc)}{L} \right) - V_o(t) \left(\frac{R}{L(R+R_c)} \right) \quad (2.18)$$

Kirşof akım kuralı kullanılarak 2.19 ve 2.20 denklemleri elde edilebilir.

$$C \frac{dV_c(t)}{dt} = i_L(t) - \frac{1}{R} V_o(t) \quad (2.19)$$

$$\frac{dV_c}{dt} = i_L \left(\frac{R}{C(R+R_c)} \right) - V_c \left(\frac{1}{C(R+R_c)} \right) \quad (2.20)$$

Anahtar kapalı durumunda çıkardığımız kirşof akım ve kirşof gerilim kuralarından elde ettiğimiz denklemler kullanılarak durum uzay gösterimini, $x_2 = \begin{bmatrix} x_{21} \\ x_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_c(t) \\ i_L(t) \end{bmatrix}$ ve $u = V_{in}(t)$ olarak alınırsa durum uzay eşitliği denklem 2.21 ve denklem 2.22'deki gibi gösterilir.

$$\begin{bmatrix} \frac{dx_{21}}{dt} \\ \frac{dx_{22}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{-1}{C(R+R_c)} & \frac{R}{C(R+R_c)} \\ \frac{-R}{L(R+R_c)} & \frac{-R_L+R \parallel R_c}{L} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} x_{21} \\ x_{22} \end{bmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} u \quad (2.21)$$

$$y(t) = \begin{bmatrix} \frac{R}{R+R_c} & \frac{RR_c}{R+R_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{21} \\ x_{22} \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Denklem 2.21, denklem 2.22, denklem 2.15 ve denklem 2.16 denklemleri kullanılarak anahtarın açık ve kapalı olduğu durum uzay eşitlikleri denklem 2.23'de gösterilmektedir.

$$\begin{aligned} A_1 = A_2 &= \begin{pmatrix} \frac{-1}{C(R+R_c)} & \frac{R}{C(R+R_c)} \\ \frac{-R}{L(R+R_c)} & \frac{-R_L+R \parallel R_c}{L} \end{pmatrix} \\ B_1 &= \begin{bmatrix} 0 \\ 1/L \end{bmatrix}, \quad B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\ C_1 = C_2 &= \begin{bmatrix} \frac{R}{R+R_c} & \frac{RR_c}{R+R_c} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.23)$$

Anahtarın açık ve kapalı olduğu değerler doluluk oranına göre yani bir anahtarlama periyodundaki anahtarın açık ve kapalı olduğu durumlar doluluk oranına göre ortalaması alındığında bunların durum uzay gösterim parametrelerinin elde edilmesi ve sonuçları denklem 2.24, denklem 2.25 ve denklem 2.26'da gösterilmektedir

$$A = A_1 d + A_2 (1-d) = \begin{pmatrix} \frac{-1}{C(R+R_c)} & \frac{R}{C(R+R_c)} \\ -R & \frac{-R_L - R \parallel R_c}{L} \\ \frac{R}{L(R+R_c)} & \frac{RR_c}{R+R_c} \end{pmatrix} \quad (2.24)$$

$$B = B_1 d + B_2 (1-d) = \begin{bmatrix} 0 \\ d/L \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

$$C = C_1 d + C_2 (1-d) = \begin{bmatrix} \frac{R}{R+R_c} & \frac{RR_c}{R+R_c} \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

Buck dönüştürücünün ortalama durum uzay modeli denklem 2.27 ve denklem 2.28'de verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} \frac{dv_c}{dt} \\ \frac{di_L}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{C(R+R_c)} & \frac{R}{C(R+R_c)} \\ -R & \frac{-R_L - R \parallel R_c}{L} \\ \frac{R}{L(R+R_c)} & \frac{RR_c}{R+R_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_c \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ d/L \end{bmatrix} v_{in}(t) \quad (2.27)$$

$$y(t) = \begin{bmatrix} \frac{R}{R+R_c} & \frac{RR_c}{R+R_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_c \\ i_L \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

d doluluk oranını sembolize ederken V_{in} ise giriş gerilimini göstermektedir. Bu sistemin hem kalıcı durumu ile AC durumunu incelemek için değişkenler $i_L = I_L + \tilde{i}_L, v_c = V_c + \tilde{v}_c, d = D + d, v_g = V_g + \tilde{v}_g$ kullanılarak yazılırsa denklem 2.27 ve 2.28'deki denklem 2.29 ve 2.30'daki denklemlere dönüştürülür. Burada büyük harf ile yazılanlar DC, küçük harf ve şapka ile yazılanlar ise küçük sinyali göstermek için yazılacaktır

$$\begin{bmatrix} \frac{d(V_c + v_c)}{dt} \\ \frac{d(I_L + i_L)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{C(R+R_c)} & \frac{R}{C(R+R_c)} \\ -R & \frac{-R_L - R \parallel R_c}{L} \\ \frac{R}{L(R+R_c)} & \frac{RR_c}{R+R_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_c + v_c \\ I_L + i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{D+d}{L} \end{bmatrix} (V_{in} + v_{in}) \quad (2.29)$$

$$y(t) = \begin{bmatrix} \frac{R}{R+R_c} & \frac{RR_c}{R+R_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_c + v_c \\ I_L + i_L \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

Elde edilen genel ifadeden sürekli duruma ait ifade çıkartılırsa ve düzenlenirse denklem 2.31 ve denklem 2.32’de gösterilen küçük sinyal metodu elde edilmektedir.

$$\begin{bmatrix} \frac{dv_c}{dt} \\ \frac{di_L}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{C(R+R_c)} & \frac{R}{C(R+R_c)} \\ \frac{R}{L(R+R_c)} & \frac{-Rl - R \parallel R_c}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_c \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{D}{L} \end{bmatrix} v_{in} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{Vin}{L} \end{bmatrix} \hat{d} \quad (2.31)$$

$$y(t) = \begin{bmatrix} \frac{R}{R+R_c} & \frac{RR_c}{R+R_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_c \\ i_L \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

Denklem 2.31’de elde edilen ifadede çıkış gerilimi ile doluluk oranındaki ilişkiyi bulmak için giriş geriliminin değişiminin sıfır olduğu ve yük akımı değişiminin sıfır olduğu kabul edilir. Aynı şekilde çıkış gerilimi ile giriş geriliminin transfer fonksiyonunu bulmak için doluluk oran değişiminin ve yük akımı değişiminin sıfır olması gerekmektedir.

$$Gd = \left. \frac{Vo}{d} \right|_{v_{in} = 0, i_{load} = 0} \quad (2.33)$$

$$Gv_{in} = \left. \frac{Vo}{v_{in}} \right|_{d = 0, i_{load} = 0} \quad (2.34)$$

Durum uzay eşitliklerinden transfer fonksiyonunu hesaplamak için denklem 2.35 kullanılmış ve denklem 2.36 ve 2.37 elde edilmiştir.

$$T(s) = C(sI - A)^{-1} B \quad (2.35)$$

Denklem 2.30, denklem 2.31, denklem 2,32 parametreleri kullanılarak bu değerleri 2.35’de yerine yazılarak ve denklem 2.33 kullanılarak, denklem 2.36 elde edilmiştir.

$$\frac{v_o}{d} = \frac{V_{in}R(CRcs + 1)}{s^2LC(R+R_c) + s(C(RRl + RRc + RcRl) + L) + R + Rl} \quad (2.36)$$

Denklem 2.36 elde edilen denklem küçük sinyal metoduyla elde edilen buck dönüştürücünün transfer fonksiyonudur.

2.3. Devre Analizi Yöntemiyle Buck Dönüştürücünün Modellenmesi

Buck dönüştürücünün matematiksel modelini elde etmek için yalnızca devre analizi metodu kullanılarak da elde edilebilir. Buck dönüştürücünün girişi ile çıkışı arası matematiksel modeli Laplace dönüşümü ile elde edilir

$$T(s) = \frac{(X_c(s) + R_c) // R_{load}}{X_L(s) + R_l + (X_c(s) + R_c) // R_{load}} \quad (2.37)$$

Denklem 2.37'deki değerler X_C ve X_L değerlerinin Laplace dönüşümleri denklem 2.38 ve 2.39'da gösterilir.

$$X_L(s) = sL \quad (2.38)$$

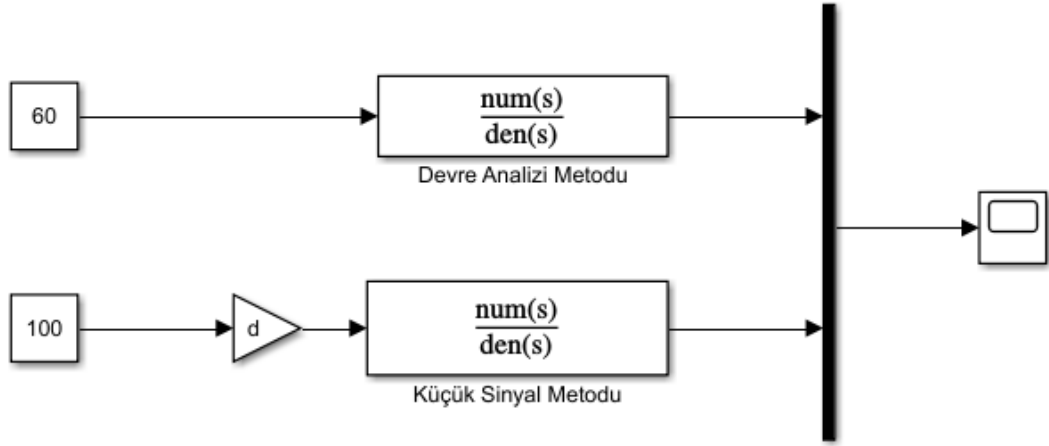
$$X_C(s) = \frac{1}{sC} \quad (2.39)$$

Denklem 2.38 ve denklem 2.39 denklemleri denklem 2.37'de yerine yazıldığında transfer fonksiyonu denklem 2.40'da elde edilmiştir.

$$T(s) = \frac{CRcRs+R}{LC(Rc+R)s^2 + (L+C(RcRl+RRl+RRc))s + R+Rl} \quad (2.40)$$

2.4. Devre Analizi Metoduyla Küçük Sinyal Metodunun Karşılaştırılması

Buck dönüştürücünün transfer fonksiyonunu iki şekilde elde ettik. Bunların birbirine farkını göstermek için üç farklı giriş için devre analizi ile elde edilen $T(s)$ ile küçük sinyal metodu ile elde edilen $T(s)$ karşılaştırdık.

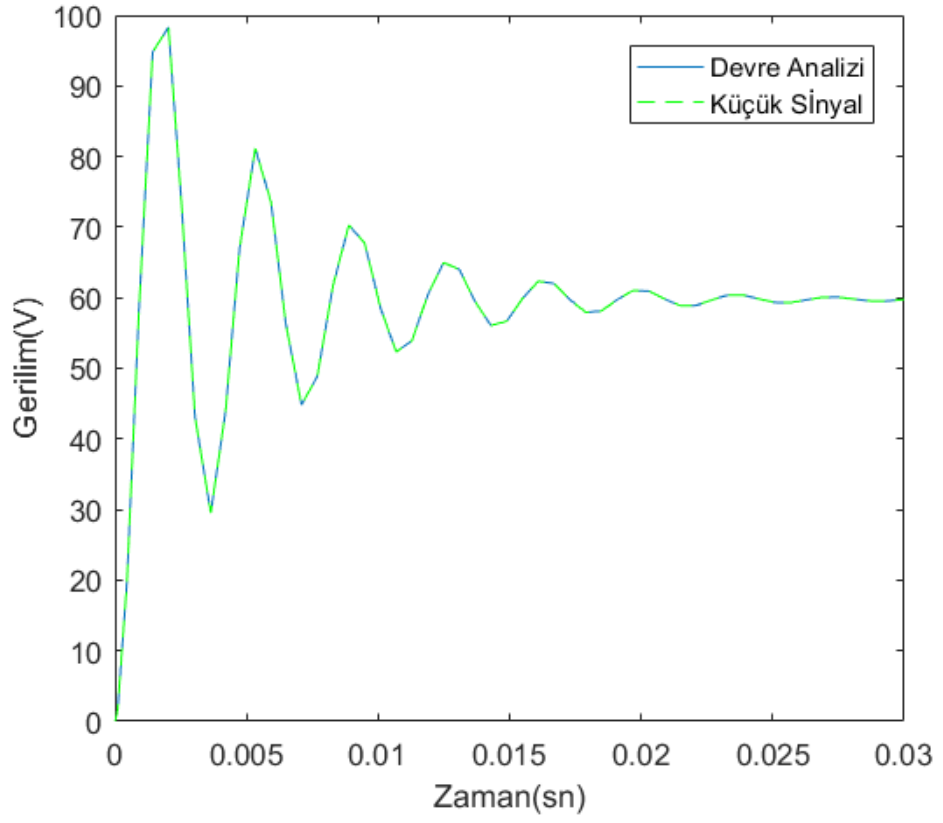


Şekil 2.4. Sabit bir girişe küçük sinyal ve devre analizi transfer fonksiyonlarının simülasyon modeli(d=0.6)

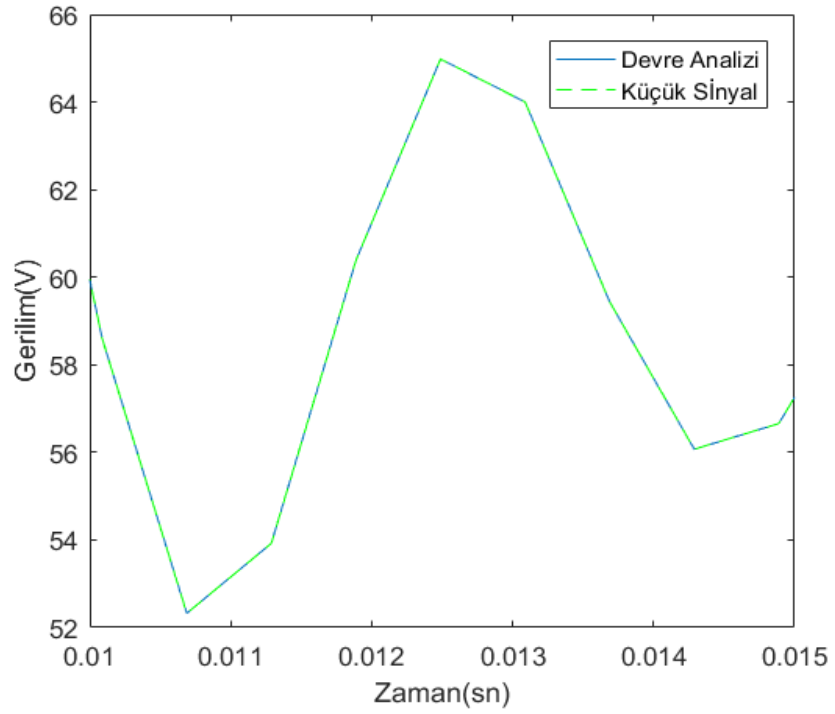
Şekil 2.4.'de küçük Sinyal metodundaki modellemenin içinde yer alan d küçük sinyal metodundan çıkartılıp ayrı bir kazanç olarak gösterilmiştir.

Devre analizi metodunda elde edilen transfer fonksiyonu denklem 2.40'da verilmiştir. Küçük sinyal metodundaki transfer fonksiyonu denklem 2.36'da verilmiştir.

Karşılaştırma yapılırken ilk olarak her iki transfer fonksiyonuna basamak girişi uygulandığında doluluk oranı 0.6 ve $V_{in}=100V$, $L=330\mu H$, $C=1mF$, $R_l=0.025\Omega$, $R_c=0.044\Omega$, $R_{load}=6\Omega$ eleman değerleri seçilerek sistem koşturulduğunda Şekil 2.5. ve Şekil 2.6.'da elde edilmiştir.



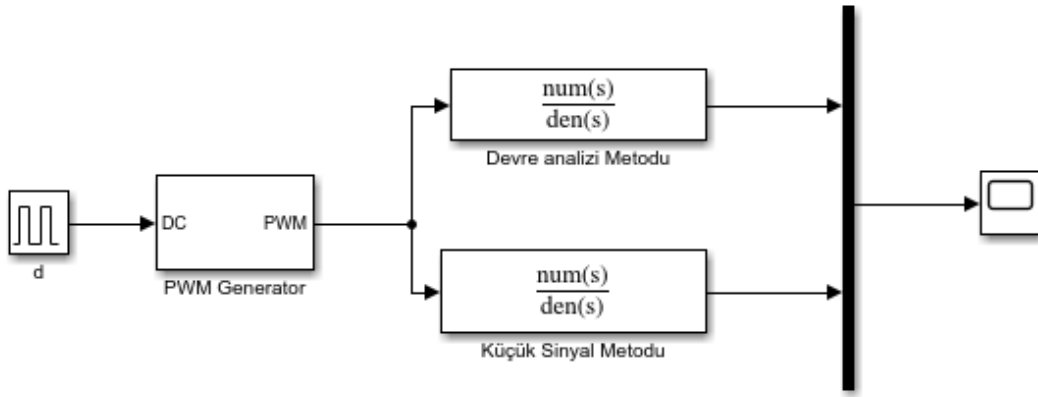
Şekil 2.5. Basamak girişine küçük sinyal ve devre analizi transfer fonksiyonlarının cevabı



Şekil 2.6. Sabit bir girişe küçük sinyal ve devre analizi metodu ile transfer fonksiyonlarının yakınlaştırılmış cevabı

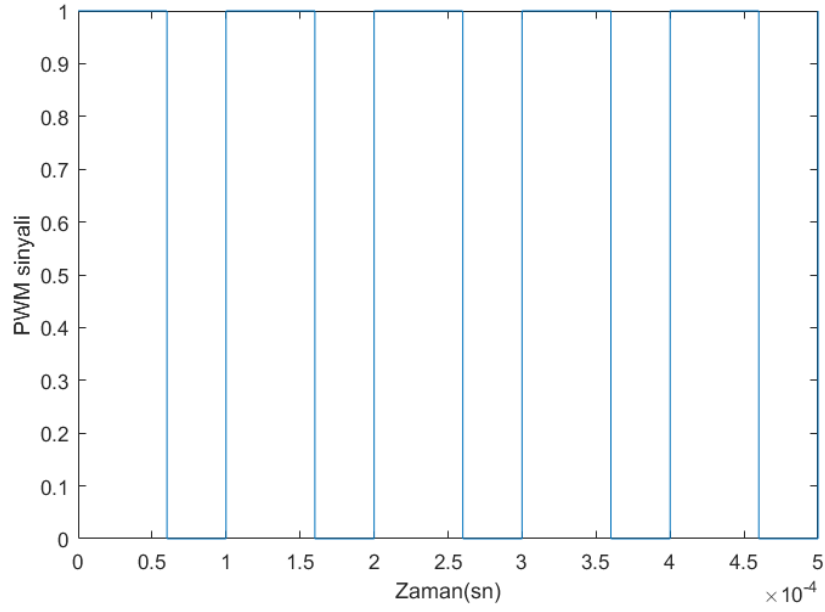
Şekil 2.5. ve Şekil 2.6.'da görüldüğü üzere girişe sabit bir basamak uygulandığında transfer fonksiyonunun girişine sabit bir değer uygulandığında, her iki transfer fonksiyonunun cevabı birbirine çok yakındır.

Bir sonraki aşamada giriş sinyali olarak PWM verilerek Şekil 2.7.'deki şekilde her iki transfer fonksiyonu benzetim işlemine tabi tutuldu. Buck dönüştürücünün giriş gerilimi 1V olarak kabul edilerek elde edilen transfer fonksiyonu kullanıldı.



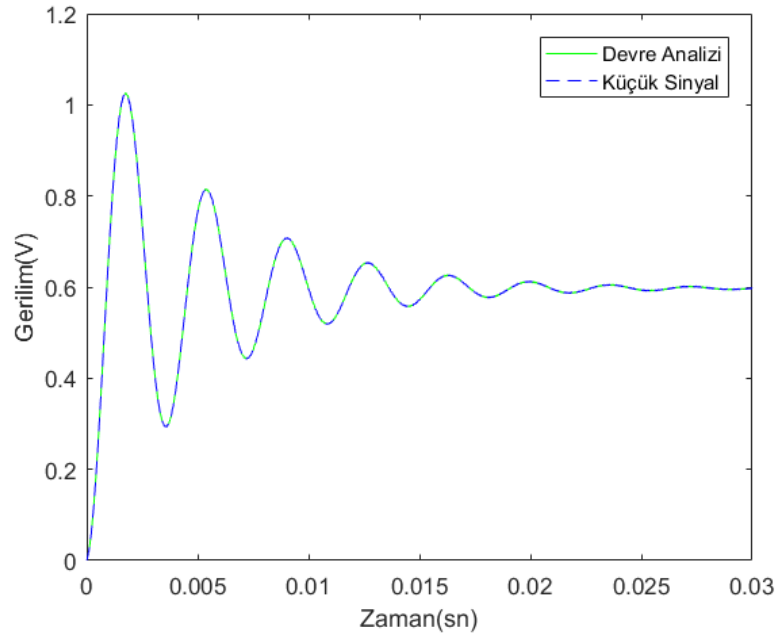
Şekil 2.7. Girişe PWM uygulanan küçük sinyal ve devre analizi transfer fonksiyonlarının simülasyon modeli

Devre analizi metodunda elde edilen transfer fonksiyonu denklem 2.40'da verilmiştir. Küçük sinyal metodundaki transfer fonksiyonu denklem 2.36'da verilmiştir.

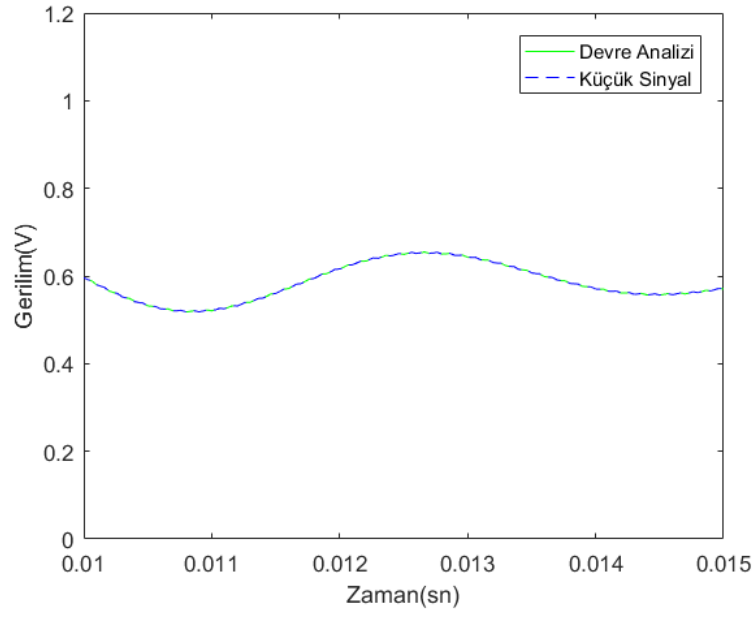


Şekil 2.8. Giriş olarak uygulanan PWM sinyali

İki transfer fonksiyonuna Şekil 2.8.'de gösterilen PWM sinyali uygulandığında giriş gerilimleri aynı bir volt olarak kabul edilip küçük sinyal analizi metodu için doluluk oranı olarak 0.6 ve Anahtarlama frekansı olarak 10kHz seçildiğinde Şekil 2.9. ve Şekil 2.10. elde edilmiştir. Bu sistem çalışırken buck dönüştürücünün elemanları $L=330 \mu\text{H}$, $C=1\text{mF}$, $R_l=0.025 \Omega$, $R_c=0.044 \Omega$, $R_{\text{load}}=6\Omega$ olarak seçildi.



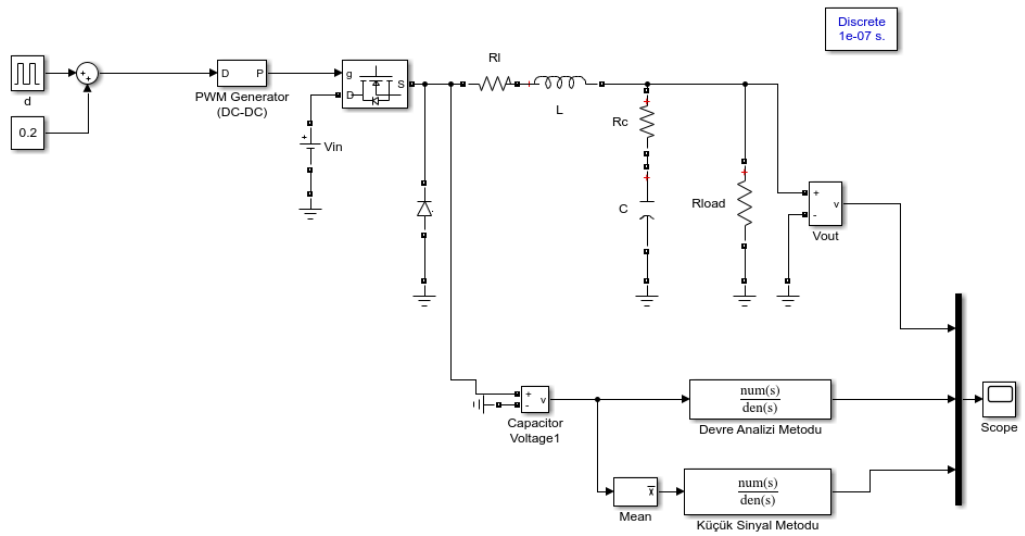
Şekil 2.9. Küçük Sinyal ve Devre analiz transfer fonksiyonlarının girişin PWM sinyalinin cevabı



Şekil 2.10. Küçük sinyal ve devre analiz transfer fonksiyonlarının girişin PWM sinyalinin cevabı(yakınlaştırılmış)

Bu sistemde Şekil 2.9. ve Şekil 2.10.'da görüldüğü gibi her iki transfer fonksiyonlarının cevabı aynı olarak elde edilmiştir.

Buck dönüştürücünün giriş gerilimi bir volttan farklı ise o değer Devre analizi metoduyla elde edilen transfer fonksiyonuyla çarpılarak aynı işleme tabi tutularak gerçekleştirilebilir.

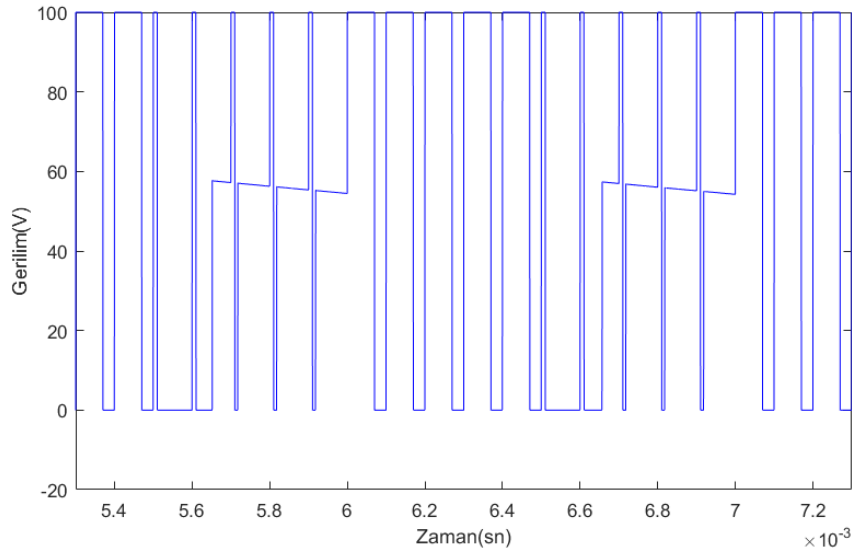


Şekil 2.11. Küçük sinyal ve devre analizi transfer fonksiyonlarının ve buck dönüştürücünün karşılaştırılması

Şekil 2.11.'de gösterilen Devre analizi metodu ile elde edilen transfer fonksiyonu denklem 2.40'da verilmiştir. Küçük sinyal metodundaki transfer fonksiyonu denklem 2.36'da verilmiştir.

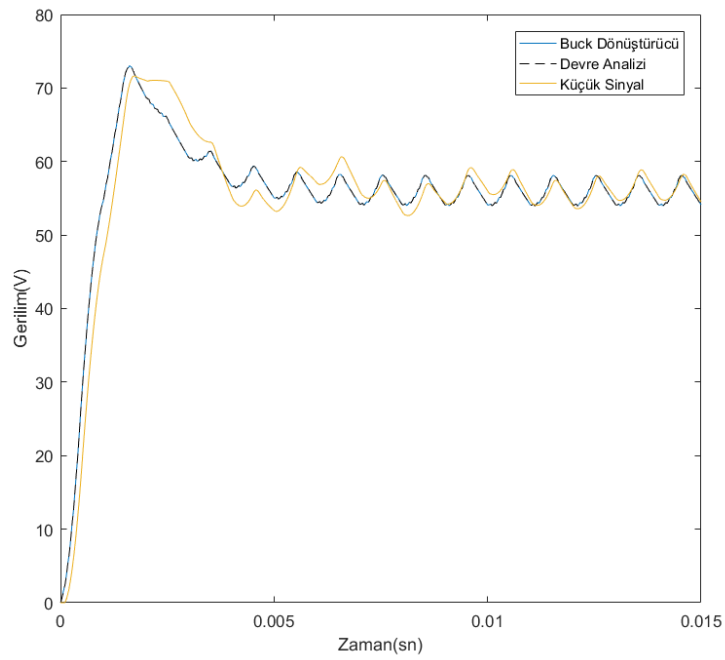
Küçük sinyal metodunun kare dalganın ortalama değerine göre çıkış gerilimi hesaplanırken, Devre analizi metoduyla o ortalama değeri doğrudan sistemin girişine verilerek çıkış gerilimleri elde edilir. Bundan dolayı anahtarlamamanın çıkış geriliminin küçük sinyal metoduna uygulamadan önce ortalama değeri alınmıştır.

Buck dönüştürücünün için seçilen değerler şunlardır. $V_{in}=100V$, $L=330\mu H$, $C=1mF$, $R_l=0.025\Omega$, $R_c=0.044\Omega$, $R=6\Omega$ ve $d=0.5$ olarak Alınarak Şekil 2.11.'deki benzetim işlemi gerçekleştirildiğinde Şekil 2.13. ve Şekil 2.14. elde edilir.

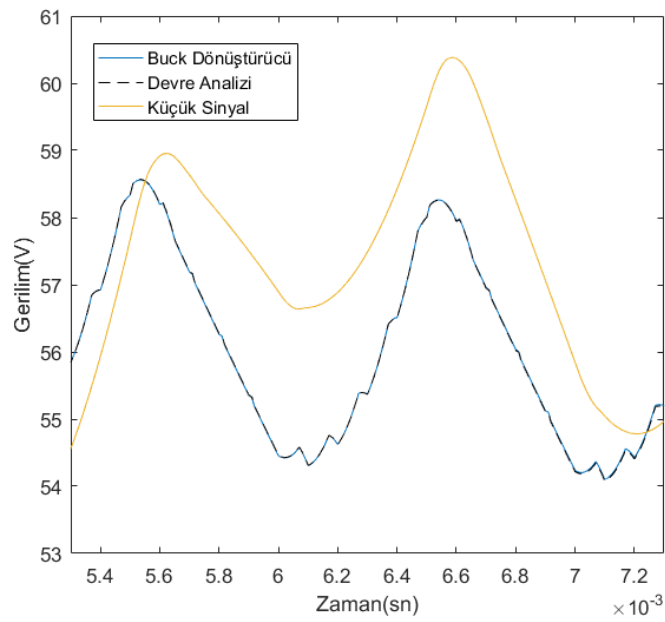


Şekil 2.12. Anahtarlama elemanı sonrası sisteme verilen gerilimin(Vpwm)

Anahtarlama elemanından sonra sisteme verilen değer yaklaşırılmış Şekil 2.12.'de gösterilmiştir.



Şekil 2.13. Devre analizi metodu ile küçük sinyal metodundan elde edilen transfer fonksiyonun sonuçları



Şekil 2.14. Devre analizi metodu ile küçük sinyal metodundan elde edilen transfer fonksiyon sonuçları

Devre Analizi yöntemiyle elde edilen transfer fonksiyonun çıkışıyla normal güç elektroniği kullanarak elde edilen sonuçların birebir aynı olduğu Şekil 2.13. ve Şekil 2.14.'de gösterilmektedir. Küçük sinyal metoduyla elde edilen transfer fonksiyonunun sonucunda elde edilen sonuçların geçici zaman bölgesinde tutmadığı ve kalıcı durumda ise güç elektroniği ile tasarlanan devre ile çok yakın sonuç elde edilmektedir.

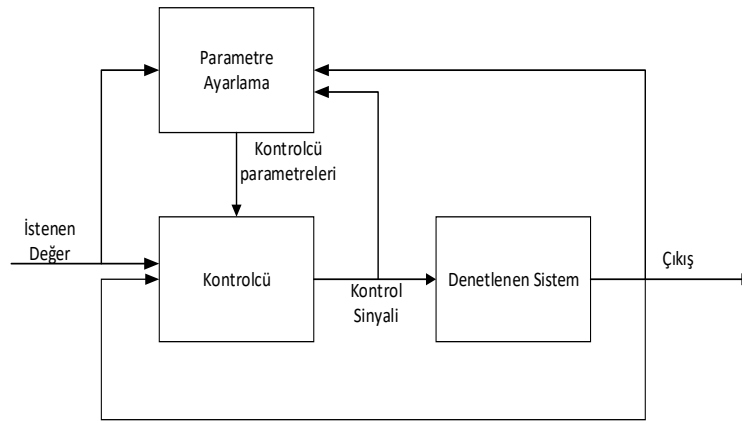
Küçük sinyal transfer fonksiyonunun girişi anahtarlama elemanının çıkışı olması ve çok değişken bir duty değerine sahip olması nedeniyle elde edilen sonuç belli zamanlarda buck dönüştürücünün elde ettiği sonuçları tutmadığı için bu tarz sorunlarda devre analizi metoduyla elde edilen transfer fonksiyonunun daha başarılı olduğu görülmüştür. Bundan dolayı kontrolcüyü tasarlarken geçici durumu daha efektif bir şekilde kontrol etmek için devre analizi metodu, bu çalışmada seçilmiştir.

Buck dönüştürücüye periyodik olmayan bir sinyal vererek verildiğinde küçük sinyal analizi yöntemiyle elde edilen transfer fonksiyonu kullanılamamaktadır. Devre analizi ile elde edilen transfer fonksiyonu ise kaos sinyali uygulansa bile sistemin kontrolcüsünü tasarlamak için kullanılabilir.

BÖLÜM 3. ADAPTİF KONTROL

Adaptif kontrolcüler doğrusal olmayan sistemin parametreleri bilinmediği zaman veya çok değişkenlik gösterilen sistemlerde kullanılan bir kontrolcü türüdür. Bu tarz kontrolcülerin ayarlanabilen parametrelere ve bu parametreleri ayarlamak için ayarlama mekanizmasına sahiptir. Bundan dolayı sistemin dinamik yapısı değiştiğinde kontrolcü parametre değerleri değişebilir. Adaptif Kontrol bize sistemin dinamik yapısı değiştiğinde veya gürültü ortama girip sistemin dinamik yapısını etkilediğinde veya sistemin parametreleri bilinmediği sistemin gerçek zamanda, otomatik olarak kontrol etmemize mümkün kılar.

Parametre ayarlama mekanizması yüzünden kontrolcü lineer olmayan davranış gösterir. Bir adaptif sistem iki döngüye sahiptir. Bunlardan biri PID kontrolcülerinde de olan normal geri beslemedir. Diğeri ise parametreleri ayarlamayan yarıyan mekanizma döngüsüdür. Adaptif sistemin blok diyagramı Şekil 3.1.'de gösterilmektedir. Parametre ayarlama döngüsü normal geri besleme döngüsünden yavaştır. Adaptif kontrolcüler direk ve dolaylı olmak üzere iki grupta sınıflandırılabilirler.

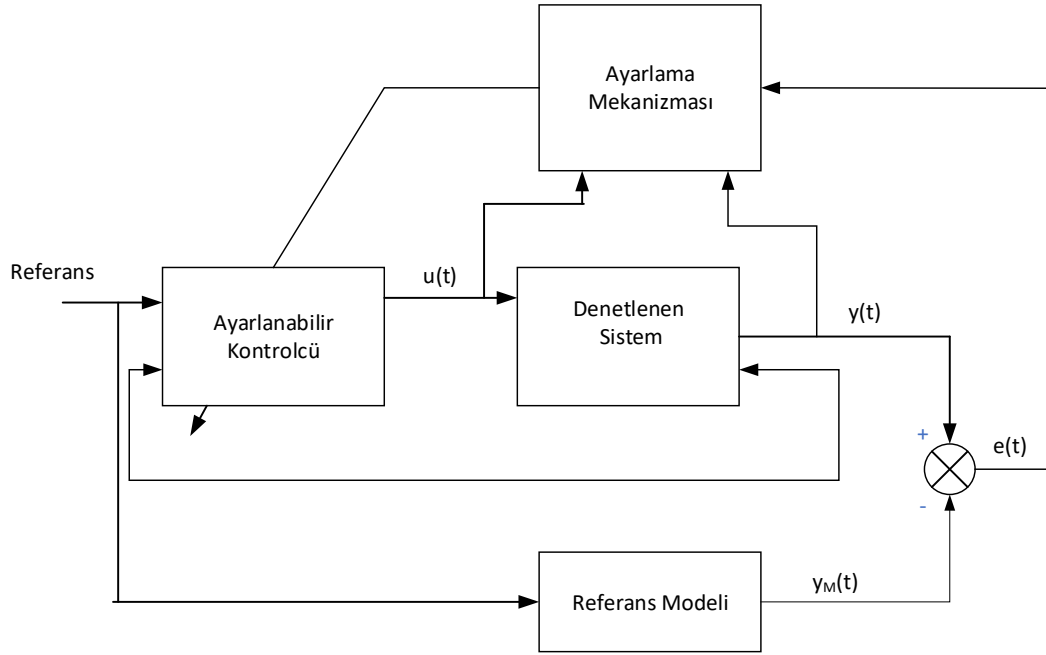


Şekil 3.1. Adaptif kontrolcü şeması

3.1. MRAC

Model referans adaptif kontrol (MRAC) olarak da bilinen sistemin cevabına göre kontrolcü parametrelerin otomatik olarak değiştirdiği bir kapalı döngü denetleyicisi yapmaktır. Kontrol edilen sistemin istenilen bir performansa sahip referans modelini takip edebilmesi için adaptasyon mekanizması direk olarak kontrol parametrelerini ayarladığı sisteme direk MRAC adı verilir. Hata kontrol edilmek istenen sistemin çıkışıyla model referansın çıkışı arasındaki fark adaptasyon mekanizmasının girişi olarak davranır.

MRAC dört tane ana parçadan meydana gelir. Bunlar Şekil 3.2.'de gösterildiği gibi kontrol edilecek sistem, ayarlanabilen kontrolcü, referans modeli ve ayarlama mekanizmasıdır.



Şekil 3.2. Model referans adaptif kontrol sistemi (direkt adaptif kontrol)

3.1.1. MIT kuralı

MRAC tasarlamak için kullanılan MIT kuralı Massachusetts Teknoloji Enstitüsü laboratuvarlarında geliştirildiği için MIT kuralı adı verilmiştir [33]. Genel MRAC yapısına bu yapı katılabilir. MIT kuralı kullanılarak MRAC tasarlanırken tasarımcı referans modeli, kontrolcü yapısını ve ayarlama mekanizması için ayarlama kazancını

seçer. Bu kural ilk olarak model referans sinyalinin çıkışı ile sistemin çıkışı arasındaki hata bulunur.

$$e = y_{\text{model}} - y_{\text{plant}} \quad (3.1)$$

Bu hatadan, hata fonksiyonu theta oluşturulur. Theta uyarlanacak bir parametredir. Yani theta değerleri hataya bağlı olarak değişecektir. Maliyet fonksiyonunun seçimi optimizasyon tekniğine bağlı olarak parametrelerin nasıl ayarlandığını gösterecektir.

$$J(\theta) = \frac{1}{2} e^2 \quad (3.2)$$

Bu uyarlanacak parametre olacak thetanın değeri birinci derece fonksiyon MRAC kontrolcüsü için aşağıdaki denklem 3.3'te gösterilmektedir.

$$\begin{aligned} \frac{dy_p}{dt} &= -Ay_p + Bu, \\ \frac{dy_m}{dt} &= -Ay_m + Br \\ u &= \theta_1 r - \theta_2 y \end{aligned} \quad (3.3)$$

Burada daha önceden bahsettiğimiz gibi hatayı yani model referansın çıkışı ile sistemin çıkışı arasındaki farkı bulmaya çalışırız Bunun için denklem 3.4 kullanılarak

$s = \frac{dy}{dt}$ olarak gösterilerek hesaplanabilir.

$$\begin{aligned} \frac{dy_p}{dt} &= sY_p(s) = -Ay_p + Bu = -Ay_p + B(\theta_1 r - \theta_2 y_p) \\ &= Y_p(s) = \frac{B\theta_1 r}{(s + A + B\theta_2)} \end{aligned} \quad (3.4)$$

Buradan hata denklemini olarak gösterilen denklem 3.5 elde edilir.

$$e = \left(\frac{B\theta_1}{s + A + B\theta_2} - \frac{B_m}{s + A_m} \right) r \quad (3.5)$$

Hatanın kontrol parametrelerine bağlı olarak kısmi türevlerinin alınmasıyla sistemin hassaslık türevi elde edilebilir.

$$\begin{aligned}\frac{\partial e}{\partial \theta_1} &= \left(\frac{B}{s + A + B\theta_2} \right) r \\ \frac{\partial e}{\partial \theta_2} &= - \left(\frac{B}{(s + A + B\theta_2)} \right) y_p\end{aligned}\quad (3.6)$$

Kontrol edilecek sistemin parametreleri bilinmediği için bu denklemler kullanılamaz. Bu denklemleri çözmek için yaklaşık olarak sistem parametrelerinin model referans parametrelerine eşit olduğu varsayılır. Bunun için denklem 3.7'de verilen yaklaşım kullanılabilir.

$$s + A + B\theta_2 = s + A_m \quad (3.7)$$

Bu işlem yapıldıktan sonra theta değerlerinin zamana bağlı olarak değişimleri bulmak için theta değişimi için bir denklem oluşturmamız gerekmektedir. Amacımız hatanın minimum olmasını sağlamak için J'nin negatif yönde hareket etmesi gerekir ve J'deki değişimin theta ile orantılı olduğu varsayılır. Bundan dolayı thetanın zamana bağlı olarak değişen türevi J'deki negatif değişikliğine eşittir. Bundan dolayı thetanın türevi denklem 3.8 şeklinde yazılabilir.

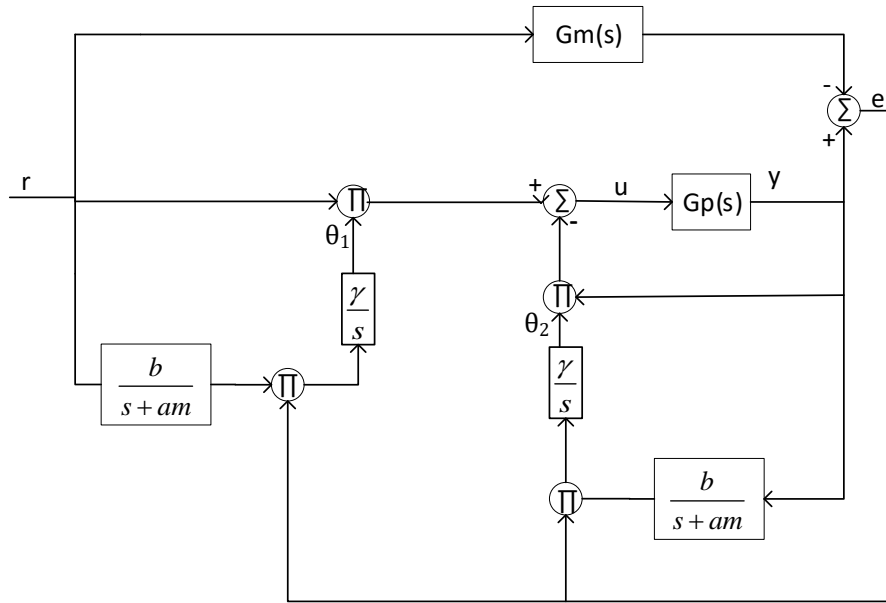
$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma \frac{\delta J}{\delta \theta} \quad (3.8)$$

Denklem 3.2 ve 3.8 kullanılarak thetanın zamana bağlı değişimi denklem 3.9 ile formülize edilebilir.

$$\begin{aligned}\frac{d\theta_1}{dt} &= -\lambda \left(\frac{b}{s + am} r \right) e \\ \frac{d\theta_2}{dt} &= \lambda \left(\frac{b}{s + am} y_p \right) e\end{aligned}\quad (3.9)$$

Buradaki λ sabit bir adaptasyon kazancıdır. Theta değişimi ile maliyet fonksiyonu arasındaki bu ilişki MIT kuralı olarak bilinir. Bu formülden hatanın değişiminin sistem parametrelerini nasıl değiştirdiği anlaşılabilir. Bu denklem sayesinde MIT kuralıyla MRAC tasarlanabilir. Bu kuralının dezavantajı sistemin kararlılığını garanti etmez.

Sistemin kararlılığı adaptasyon kazancının değeri ve sisteme bağlı olarak kararsızlığa gidebilmektedir. Şekil 3.3.’te MIT kuralıyla tasarlanmış MRAC ve kontrol edilen sistemin blok diyagramını göstermektedir.



Şekil 3.3. MIT kuralıyla tasarlanılan MRAC ve kontrol edilen sistem

MIT kuralı ile tasarlanan MRAC kontrolcülerinde adaptasyon kazancının doğru seçilmesi önemli bir yer kaplar. Bunun nedeni ise adaptif kazanç değeri büyüdükçe sistem daha hızlı yakınsadığı gibi adaptif kazanç belli bir değeri geçtiğinde sistemi kararsızlığa götürebilmektedir. Bu yüzden çalışmaların birçoğunda adaptasyon değeri genellikle küçük değerlerden daha büyük değerlere doğru gider. MIT kuralının sistemin kararlılığını garanti etmemesi bu tasarımın sorunudur.

3.1.2. Lyapunov kararlılık teorisi ile MRAC tasarımı

Ayarlama mekanizması Lyapunov kararlık teorisi kullanarak da gerçekleştirilebilir. Bu yöntemi kullanarak farklı bir şekilde MRAC tasarlanması sağlanabilir. MRAC tasarımında sistemin çıkışı ve model referansın çıkışı yakınsaması ve aynı değere ulaşması istenir.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} (y(t) - y_m(t)) = 0 \quad (3.10)$$

MRAC tasarlamak için bu kural içinde aynı genel şema kullanılabilir. Burada önemli olan kısım bu kuralla adaptasyon mekanizmasının nasıl tasarlanacağı üzerine olacaktır. Ayrıca verilen diferansiyel denklemin, Denklem 3.10'daki gibi olduğu farz edilmelidir.

$$\frac{dx(t)}{dt} = f(x(t), f(0)) = 0 \quad (3.11)$$

Buradaki x durum vektörü olarak bilinir.

Denklem 3.11 de verilen kabul edilebilir varsayım bütün sistem dinamiklerini tanımlayabilmektedir. Bir sistemin kararlı olması için V ile gösterilen Lyapunov fonksiyonunun bütün sistem parametre değişimlerine tepki vermesi ve denklem 3.12'deki koşulların hepsinin sağlanması gerekmektedir.

$$\begin{aligned} 1. & V(x) \geq 0, x \neq 0, V(0) = 0 \\ 2. & V \text{ 'nin türevi alınabilmeli} \\ 3. & \dot{V}(t) = \frac{\partial e}{\partial x} \dot{x}(t) \leq 0 \end{aligned} \quad (3.12)$$

Sistemin kapalı döngüsü yalnızca Lyapunov fonksiyonu pozitif tanımlı, türevi alınabilen ve fonksiyonun türevi negatif yarı tanımlı olması sistemin kararlı olma şartıdır. Bunun için uygun bir fonksiyon bulunması gerekmektedir.

Sistem modeli, referans modeli ve kontrol kuralı MIT kuralından bahsedilen eşitlikleri ile aynı eşitlikleri kullanılmıştır. Buradaki amacımız hatayı minimize etmektir.

$$\frac{de}{dt} = \frac{dy}{dt} - \frac{dy_m}{dt} = -ay + bu + a_m y_m - b_m r \quad (3.13)$$

Eşitlik 3.13'de u(t) yerine denklem 3.3'deki değeri konulduğunda

$$\begin{aligned} \frac{de}{dt} &= \frac{dy}{dt} - \frac{dy_m}{dt} = -ay + b(\theta_1 r - \theta_2 y) + a_m y_m - b_m r \\ p e &= -ay + b\theta_1 r - b\theta_2 y + a_m y_m - b_m r \end{aligned} \quad (3.14)$$

$p = \frac{d}{dt}$ temsil eder. Denklem 3.14 den $a_m y$ eklenip çıkartıldığında Denklem 3.15 elde edilir.

$$\begin{aligned} \frac{de}{dt} &= \frac{dy}{dt} - \frac{dy_m}{dt} = -ay + b(\theta_1 r - \theta_2 y) + a_m y_m(t) - b_m r \\ &= -a_m e - (b\theta_2 + a - a_m)y + (b\theta_1 - b_m)r \end{aligned} \quad (3.15)$$

Eğer kontrolcü parametreleri denklem 3.16'deki gibi seçilirse hata sifira gider.

$$\begin{aligned} \theta_1 &= \frac{b_m}{b} \\ \theta_2 &= \frac{a_m - a}{b} \end{aligned} \quad (3.16)$$

θ_1 ve θ_2 parametrelerini istenen değerlere doğru hareket ettirmek için parametre ayarlama mekanizması kurulmalıdır. Bu amaç için kullanılan Lyapunov fonksiyonu denklem 3.17'deki seçilmiştir.

$$V(t, \theta_1, \theta_2) = \frac{1}{2} \left(e^2 + \frac{1}{b\gamma} (b\theta_2 + a - a_m)^2 + \frac{1}{b\gamma} (b\theta_1 - b_m)^2 \right) \quad (3.17)$$

Bu fonksiyon yalnızca hata sifir olduğunda ve kontrol parametreleri doğru değerleri aldığıında sifir olur. Lyapunov fonksiyonun türevi:

$$\begin{aligned} \frac{dV}{dt} &= e \frac{de}{dt} + \frac{1}{\gamma} (b\theta_2 + a - a_m) \frac{d\theta_2}{dt} + \frac{1}{\gamma} (b\theta_1 - b_m) \frac{d\theta_1}{dt} = \dots \\ &= -a_m e^2 + \frac{1}{\gamma} (b\theta_2 + a - a_m) \left(\frac{d\theta_2(t)}{dt} - \gamma y e \right) + \frac{1}{\gamma} (b\theta_1 - b_m) \left(\frac{d\theta_1}{dt} + \gamma r e \right) \end{aligned} \quad (3.18)$$

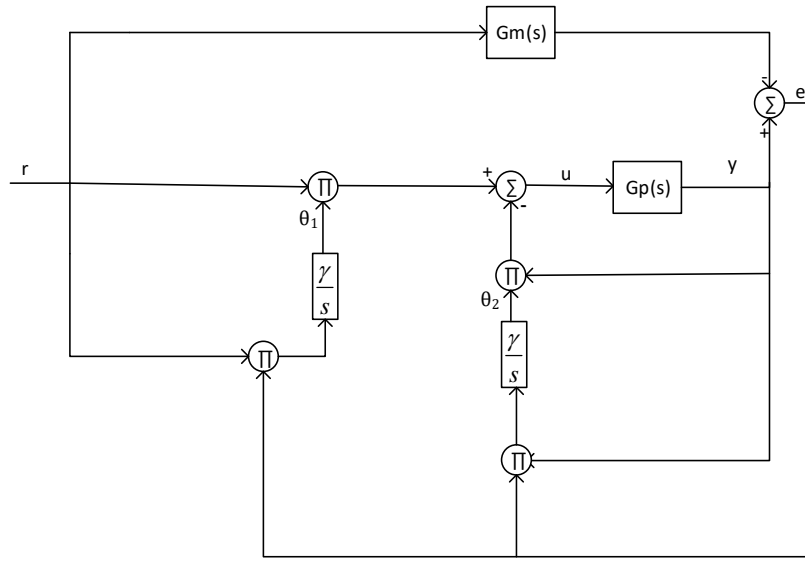
Parametreler aşağıdaki denkleme uygun olarak ayarlanırsa

$$\begin{aligned} \frac{d\theta_1}{dt} &= -\gamma r e \\ \frac{d\theta_2}{dt} &= \gamma y e \end{aligned} \quad (3.19)$$

Parametreler denklem 3.19 deki gibi ayarlandığında, denklem 3.20 elde edilir.

$$\frac{dV(t)}{dt} = -ame^2(t) \quad (3.20)$$

MIT kuralıyla tasarlanan MRAC ile Lyapunov kararlılık teorisiyle tasarlanan MRAC arasında tek fark MIT kuralında filtrelenme gerekmesine rağmen Lyapunov kararlılık teorisiyle tasarlandığında filtreleme gerekmemektedir. Bundan dolayı Lyapunov ile tasarlanan MRAC'ın daha basit bir yapısı vardır ve bu yapı Şekil 3.4.'te gösterilmektedir.



Şekil 3.4. Lyapunov kararlılık teorisiyle tasarlanılan MRAC ve kontrol edilen sistem

3.1.3. M-MRAC

Bu MRAC sisteminde MRAC kontrolcüyü ekleyerek bir çeşit PID veya PID türevlerinden biri olan kontrolcülerden biri konularak geliştirilen bir metodudur. Bu metotta Lyapunov kararlılık teorisiyle tasarlanmış MRAC'ın P, PI, I veya PID katılarak geliştirilmiş halidir.

Bu sistemin matematiksel modelini elde etmek için ilk olarak Lyapunov kararlılık teorisiyle tasarladığımız gibi sistemin hatanın türevini hesaplamamız gerekmektedir.

$$u = uc_2\theta_1 - y\theta_2 \quad (3.21)$$

Denklem 3.21’de denklem 3.13’ü yerine yazarsak. Burada u değeri MRAC kontrolcüsünün çıkış sinyalini göstermektedir. u_{c2} ise birinci kontrolcüden çıkan ve MRAC sinyalini girecek sinyali temsil etmektedir sinyali ise model referans bloğuna girecek sinyali temsil etmekte ve y ise sistemin çıkışını temsil etmektedir.

$$\frac{de_1}{dt} = -ay + b(u_{c2}\theta_1 - y\theta_2) + a_my_m + b_mr \quad (3.22)$$

Denklem 3.22’de gösterilen a ve b sistemin durum uzay gösterimindeki A ve B yi ifade etmektedir. a_m ve b_m ise model referansın durum uzay modelini ifade etmektedir. Denklem 3.22’de $y_m = y - e_1$ yazılarak denklem 3.23 elde edilir.

$$\begin{aligned} \frac{de_1}{dt} &= -ay + b(u_{c2}\theta_1 - y\theta_2) + a_m(y - e_1) - b_mr \\ &= -a_me_1 - (b\theta_2 + a - a_m)y - b_mr + b\theta_1 u_{c2} \end{aligned} \quad (3.23)$$

Denklem 3.23’de $r = e_2 - y$ yazıldığında:

$$\frac{de_1}{dt} = -a_me_1 - b_me_2 - (b\theta_2 + a + b_m - a_m)y + b\theta_1 u_{c2} \quad (3.24)$$

Denklem 3.24nin sağ tarafına u_{c2} eklenip çıkartıldığında:

$$\frac{de_1}{dt} = -a_me_1 - b_me_2 - (b\theta_2 + a + b_m - a_m)y + (b\theta_1 + 1)u_{c2} - u_{c2} \quad (3.25)$$

Hatanın sifira yakınsaması için θ_2 ve θ_1 değerlerinin denklem 3.26’deki gibi seçildiğinde hata sifira gitmektedir.

$$\begin{aligned} \theta_1 &= -\frac{1}{b} \\ \theta_2 &= \frac{a_m - a - b_m}{b} \end{aligned} \quad (3.26)$$

θ_1 ve θ_2 değerlerini istenilen değerlere getirmek için parametreleri ayarlama mekanizması geliştirilmesi gerekmektedir. Bunun için bir Lyapunov fonksiyonu

oluşturuldu ve bu fonksiyonun $b\gamma$ değerinin sıfırdan büyük sabit bir sayı olduğu kabul edilmiştir.

$$V(e, \theta_1, \theta_2) = \frac{1}{2} \left(e_1^2 + \frac{1}{b\gamma} (b\theta_2 + b_m + a - a_m)^2 + \frac{1}{b\gamma} (b\theta_1 + 1)^2 \right) \quad (3.27)$$

Verilen Lyapunov fonksiyonun kararlılık kriterini sağlaması için zamana bağlı olarak alınan türevinin negatif olarak bulunması gerekmektedir.

$$\frac{dV}{dt} = e_1 \frac{de_1}{dt} + \frac{1}{\gamma} (b\theta_2 + b_m + a - a_m) \frac{d\theta_2}{dt} + \frac{1}{\gamma} (b\theta_1 + 1) \frac{d\theta_1}{dt} \quad (3.28)$$

Denklem 3.28'de denklem 3.26 yerine yazıldığında:

$$\begin{aligned} \frac{dV}{dt} &= ame_1^2 - b_me_1e_2 + \frac{1}{\gamma} (b\theta_2 + b_m + a - a_m) \left(\frac{d\theta_2}{dt} - \gamma ye_1 \right) \\ &+ \frac{1}{\gamma} (b\theta_1 + 1) \left(\frac{d\theta_1}{dt} + \gamma ye_1 u_{c2} \right) \end{aligned} \quad (3.29)$$

θ_1 ve θ_2 'nin zamana göre değişimleri denklem 3.30 ve 3.31'deki gibi seçildiğinde:

$$\frac{d\theta_1}{dt} = -\gamma e_1 u_{c2} \quad (3.30)$$

$$\frac{d\theta_2}{dt} = \gamma ye_1 \quad (3.31)$$

Denklem 3.29'deki ve denklem de denklem3.30'dekive denklem 3.31'deki yerine yazılırsa 3.26'daki denklemde yerine yazılırsa denklem 3.32 elde edilir.

$$\frac{dV}{dt} = -ame_1^2 - b_me_1e_2 - u_{c2}e_1 \quad (3.32)$$

M-MRAC kontrolcüsünün ve kontrol edilen sistemin blok diyagramı Şekil 3.5.'de gösterilmektedir.

BÖLÜM 4. OPTİMİZASYON

Optimizasyon, bir problemin eldeki imkânların en verimli şekilde kullanılarak en iyi sonuca elde etme işlemidir. Bir fonksiyonun maksimize veya minimize edilmesi için yapılan işlemler bütünü olarak ifade edilebilir [34]. Optimizasyon son yıllarda bilgisayar teknolojisinin gelişmesi, kullanılması kolay ve hızlı olan yazılımların gelişmesiyle sebebiyle kullanımının kolaylaşması sayesinde, birçok bilim insanının ilgisini çekmektedir.

Matematiksel olarak çoğu optimizasyon problemi genel formda yazılabilir.

$$\begin{array}{lll} \text{minimizasyon} & f_i(x), & (i=1,2,\dots,M) \\ \text{Eşitlik Sınırları} & h_j(x)=0, & (j=1,2,\dots,J) \\ \text{Eşitsizlik Sınırları} & g_k(x)>0, & (k=1,2,\dots,K) \end{array} \quad (4.1)$$

$f_i(x)$, $h_j(x)$ ve $g_k(x)$ tasarım vektörünün fonksiyonlarıdır.

$$x = (x_1, x_2, \dots, x_n)^T \quad (4.2)$$

Buradaki x değerleri karar değişkenleri olarak bilinir. Bu x değerleri sürekli zamanlı, ayrık zamanlı veya her ikisinin birleşimi olabilmektedir.

$f_i(x)$ fonksiyonu $i=1,2,\dots,M$ e kadar, amaç fonksiyonu olarak bilinir ve eğer $M=1$ ise tek amaçlı fonksiyonudur. M değeri birden büyükse bu çok amaçlı fonksiyonu olarak bilinir. Karar değişkenlerinin kapsayan alanı arama uzayı denir. $h_j(x)$ eşitlik olarak gösterilen kısıtlamalar, $g_k(x)$ eşitsizlik olarak gösterilen kısıtlamalar olarak bilinir.

Maliyet fonksiyonu değiştirildiğinde problemde elde edilecek çözüm kümesi yanı elde edilmek istenen parametreler değişebilir. Kontrol mühendisliğinde amaç bir sistemin en düşük yerleşme zamanı, yükselme zamanı ve en düşük aşım elde edilmek istenir bu yüzden kontrol mühendisliğinde bazı maliyet fonksiyonları birbirlerine karşı daha iyi sonuç elde edilmek için çeşitli maliyet fonksiyonları karşılaştırılmaktadır. Maliyet fonksiyonlarına örnek olarak IAE, ITAE ve ISE verilebilir.

Mutlak Hatanın İntegrali (IAE): Hatanın değerinin mutlak değerinin alındığı maliyet fonksiyonudur. Bu maliyet fonksiyonu ayrık zamandaki hesaplama için aşağıdaki denklem 4.1'deki gibi ifade edilir. Bu maliyet fonksiyonunun ayrık zamanlı sistemin kontrolcünün parametreleri bulmak için denklem 4.3 kullanılmaktadır.

$$IAE(e) = \sum_{k=0}^{t_{sim}/T_s} |e_k| \quad (4.3)$$

t_{sim} benzetim süresini T_s ise örnekleme zamanını ve e hatayı temsil etmektedir.

Karesel Hatanın İntegrali (ISE): Hatanın karesinin alındığı maliyet fonksiyonudur. Ayrık zamanda ISE maliyet fonksiyonunu hesaplamak için aşağıdaki denklem 4.4'deki gibi ifade edilir

$$ISE(e) = \sum_{k=0}^{t_{sim}/T_s} e_k^2 \quad (4.4)$$

Zaman Ağırlıklı Mutlak Hatanın İntegrali(ITAE): Hatanın mutlak değeriyle zaman sabitinin çarpıldığı bir maliyet fonksiyonudur. Ayrık zamanlı maliyet fonksiyonu denklem 4.5'de matematiksel ifadesi verilmektedir.

$$ITAE(e) = \sum_{k=0}^{t_{sim}/T_s} k |e_k| \quad (4.5)$$

4.1. Sezgisel Optimizasyonlar

Sezgisel algoritmalar dünyada olan olaylardan ve canlıların davranışlarından etkilenecek geliştirilen bir optimizasyon metodudur. Sezgisel algoritmalar çözülmesi uzun süre alan veya normal olarak çözülemeyen problemlerimin çözümünde kullanılan bir optimizasyon metodudur. Sezgisel algoritmalar problemleri makul bir süre içerisinde çözmelerine rağmen en iyi sonuca ulaşmaları kesin olmamasına rağmen en iyi sonuca yakın sonuç bulmalarını nedeniyle kullanılmaktadır [35].

Bu sezgisel algoritmalara örnek olarak GA, PSO, ABC, BA gibi çok çeşitli sezgisel algoritmalara örnek olarak verilebilir.

4.1.1. Parçacık sürü optimizasyonu(PSO)

Sürü halinde yaşayan ve hareket canlıların rastgele dağılımlarını ve içgüdüsel davranışlarından modellenmiş sezgisel bir optimizasyon algoritması olan PSO, Kennedy ve Eberheard tarafından 1995 yılında geliştirilmiştir [36]. En çok kullanılan sezgisel algoritmalarından biri olan PSO parçacıkların hız ve konum bilgisinden faydalanılarak optimum sonuca ulaşmaya çalışan bir algoritmadır.



Şekil 4.1. Sürü ve parçacık örneği

Şekil 4.1.'de gösterilen kuş sürüsünün, her bir bireyi parçacık olarak adlandırılmaktadır. PSO optimizasyonunda hız ve konum bilgileri ya da bir başka deyişle başlangıç popülasyonu, arama uzayı içerisinde rassal olarak oluşturulur. Her bir parçacık maliyet fonksiyonu üzerinde hesaplanarak sürünün ve parçacıkların en iyi konumlar hesaplanır ve o konumlar hafıza kaydedilir. O konumlardan istifade edilerek denklem 4.6 Kullanılarak hız bilgisi hesaplanır. Hız bilgisi ve bir önceki pozisyon bilgisi kullanılarak bir sonraki pozisyon bilgisi denklem 4.7'den elde edilir. Bu aşamalar ikinci aşamadan itibaren durdurma kriterleri sağlanana kadar devam eder.

$$V^i(t+1) = w * V^i(t) + c1 * Rand * (pBest^i - X^i(t)) + c2 * Rand * (gBest - X^i(t)) \quad (4.6)$$

$$X^i(t+1) = X^i(t) + V^i(t+1) \quad (4.7)$$

$X^i(t+1)$: i parçacığının bir sonraki konum

$X^i(t)$:i parçacığının şu anki konum bilgisi

$V^i(t+1)$:i parçacığının bir sonraki hız

c1, c2:öğrenme katsayılarıdır.

Rand:0 ile 1 arasında rassal sayı

Pbestⁱ:i parçacığının Parçacığın en iyi konumu

Gbest: Sürünün en iyi konumu

PSO'daki işlem adımları şu şekilde gösterilebilir

1. Başlangıçtaki hız ve konum bilgisi rastsal olarak arama uzayında içinde oluşturulur ve parametreleri ayarla.
2. Sürüdeki bütün parçacıkların uygunluk değerlerini hesapla
3. Parçacıkların ve sürünün en iyi değerlerini kaydet
4. Denklem 4.6 ve Denklem 4.7 kullanılarak her parçacık için ayrı ayrı hız ve konum bilgisi hesaplanır.
5. Bitirme Koşulları sağlanmıyorsa ikinci adıma git.

6. Bitirme şartlarını sağlıyorsa optimizasyonu bitir.

4.1.2. Yapay arı kolonisi (ABC)

ABC algoritması bal arılarının davranışlarını incelenerek ve ilham alınarak, Derviş Karaboga tarafından geliştirilmiş bir sezgisel algoritmadır [37]. ABC algoritması bal arısı sürülerinin yiyecek arama davranışları etkilenilip geliştirilmiştir. Bu algoritmada üç çeşit arı kullanılmaktadır ve bunlar işçi arı, gözcü arı ve kâşif arı olarak adlandırılmaktadır. Bu algoritmada başlangıçta popülasyon eşit olarak ikiye bölünmektedir ve ilk yarısı işçi arısı olarak oluşturulurken diğer yarısı gözcü arı olarak seçilir. Kâşif arıları arama uzayında araştırma yapması için kullanılan bir arı türüdür. Bu algoritma her iterasyonda üç ana adımı vardır; işçi arıların yiyecek kaynaklarına yerleştirilmesi, gözcü arılar nektar miktarına bağlı olarak yiyecek kaynaklarına yerleştirilir ve kâşif arılar kesif için arama uzayına gönderilirler. ABC algoritmasının aşamaları aşağıdaki gibi gösterilmektedir.

1. Başlangıç şartlarını oluştur
2. İşçi arıları yiyecek kaynaklarına gönder
3. Nektar miktarlarına göre gözcü arıları yiyecek kaynaklarına yerleştir.
4. Kâşif arıları yeni kaynaklarını bulmak için arama uzayına gönder
5. Bulunan en iyi yiyecek kaynağını hafızaya al
6. Bitirme şartları sağlanmıyorsa adım 2 ye git
7. Bitirme şartlarını sağlıyorsa bitir.

Başlangıç şartlarının başında rassal olarak yiyecek kaynaklarını oluşturmaktır Bunun için aşağıdaki formülden yararlanılır. Bu denklem 4.6'da gösterilmektedir.

$$X_{ij} = X_j^{\min} + rand(0,1)(x_j^{\max} - x_j^{\min}) \quad (4.8)$$

X konumu temsil etmektedir. Besin kaynağı sayısı i ile parametre sayısı j ile gösterilmektedir. Denklem 4.6 sayesinde maksimum değer ile minimum değeri arasındaki arama uzayında yiyecek kaynağı oluşturulması sağlanır.

İşçi arılar rastgele olarak yiyecek kaynaklarına gönderilirler. Bu işçi arılar yollanan yiyecek kaynaklarının uygunluk değerlerini hesaplarlar. Bu hesaplanan uygunluk değerlerinin en iyisi hafızaya kaydedilir. Bir sonraki iterasyonda bulunan yiyecek kaynaklarından biri son bulunan en iyi yiyecek kaynağından elde edilen uygunluk değerinden daha iyiyse eski değer hafızadan çıkarılır ve yeni değer hafızaya alınır.

$$V_{ij} = X_{ij} - \varphi(X_{ij} - X_{kj}) \quad (4.9)$$

φ -1 ile 1 arasında değişen rassal bir sayıdır ve V_{ij} değerleri arama uzayı içerisinde olmalıdır. V_{ij} yeni besin kaynağını temsil eder. Bir çözümünün kalitesini veya verimliliğini ölçmek için uygunluk fonksiyonu kullanılmaktadır. Bu uygunluk fonksiyonunu değeri aşağıdaki denklem 4.10 ile hesaplanır.

$$u_i = \begin{cases} 1 / (1 + u_i) & \text{eğer } f_i \geq 0 \\ 1 + \text{mutlak değer}(u_i) & \text{eğer } f_i < 0 \end{cases} \quad (4.10)$$

u_i uygunluk değerini temsil etmektedir. Bu uygunluk değeri problemin türünü göre değişmektedir. Maksimizasyon ve minimizasyon problemleri için farklı uygunluk formülleri kullanılması gerekmektedir. Uygunluk değerine göre seçilen besin kaynağının çözümlenmesi yapılmaktadır.

İşçi arı gözcü arı ile yiyecek kaynağının uygunluğunu paylaşır. Gözcü arı olasılığa bağlı olarak bir kaynağın araştırmak için seçer. İdeal olarak bir gözcü arı en yüksek uygunluk değeri olan araştırmak için seçer. Bu olasılık uygunluk fonksiyonuyla oldukça ilişkilidir. Standart ABC optimizasyonunda, olasılık fonksiyonu denklem 4.11'da gösterilmektedir.

$$\rho_i = \frac{\text{uygunluk}_i}{\sum_{j=1}^{SN} \text{uygunluk}_j} \quad (4.11)$$

Yiyecek kaynağı sayısı SN olarak gösterilmektedir. Gözcü arılar olasılıksak olarak yiyecek kaynaklarını seçerken akraba yiyecek kaynakları denklem 4.11 kullanılarak üretilir. İşçi arıların safına benzer olarak gözcü arılar da aç gözlü olarak daha iyi

optimizasyon çözümleri bulurlar. Gıda kaynağı önceden belirlenmiş deneme sayısı ile geliştirilemediğinde, yiyecek kaynağı terk edilir. Bitirme şartları karşılandığında optimizasyon bitirilir.

BÖLÜM 5. AYRIKLAŞTIRMA

Mikroişlemciler tarafından gerçekleştirilen modern kontrolcüler ayırık zamanda çalışan kontrolcülerdir. Bu kontrolcülerini kullanabilmemiz için sistemi ayırıklaştırmamız gerekmektedir. Ayırıklaştırma dijital kontrolcüyü kullanmak için yapılan adımlardan biridir.

Ayrıklaştırma işlemi için önemli parametrelerden biri örnekleme zamanıdır ve bunun uygun bir şekilde seçilmesi gerekir. Örnekleme zamanı için en popüler olarak bilinen örnekleme zamanı kriteri Nyquist kriteridir. Bu kriterde örnekleme zamanı sistemin frekansının en az iki katı olması gerekir. Örnekleme zamanının çok yüksek olması işlem sayısını artırdığı için kontrolcünün yavaş çalışmasına hatta kararsızlığa gitmesine neden olurken örnekleme zamanının olması gerekenden küçük olması kontrolcünün doğru şekilde kontrol işlemini gerçekleştirememesi ve sistemin istenilen sonuca ulaşamamasına neden olur.

Mikroişlemci tabanlı olarak sistemin kontrol edilmesi için sistemin ve her bir integratörünün ayırıklaştırılması gerekmektedir. Başka bir ifadeyle sürekli zaman bölgesinden ayırık zaman bölgesine dönüştürülmesi gerekir. Bunun için bu çalışmada, bütün sistemin kapalı bir çevrim transfer fonksiyonunun ayırıklaştırma işlemine tabi tutuldu.ve parametreler ayırık zaman kontrolcü için değerleri bulundu. Bu kısımda sistemin ayırıklaştırılması için kullanılan forward Euler, backward Euler, tustin metodu bahsedilmiştir ve içlerinden biri ayırıklaştırma işlemi için seçilmiştir.

5.1. Forward Euler

Ayrıklaştırma için kullanılan basit bir metottur. Bu metotta ayırıklaştırma işlemi eğri uydurma işlemi ile gerçekleştirilir. Bu metodun hesaplaması kolay olmasına ve hızlı olmasına rağmen sisteme örnekleme zamanı uygun olarak seçilmediğinde, sistem

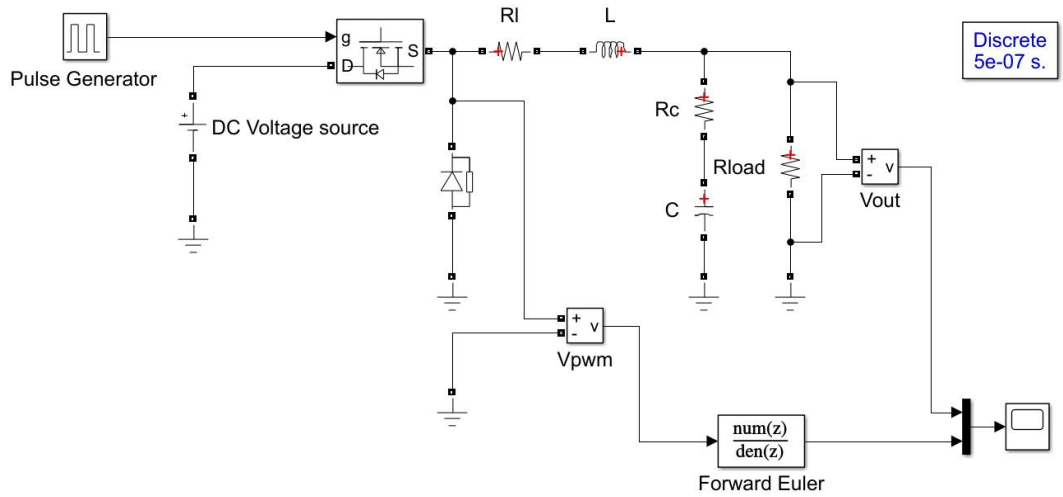
sürekli zamanda kararlı olsa bile bununla ayrıklaştırıldığında kararsızlığa neden olabilmektedir [38]. Bu metotta s domaininden z domainine geçmek için denklem 5.1 kullanılır.

$$s = \frac{z-1}{T} \quad (5.1)$$

Denklem 6.1'deki s değerlerine yerine denklem 5.1'deki denklem yazılırsa ve Tablo 6.1.'deki değerler kullanılırsa denklem 5.2 elde edilir.

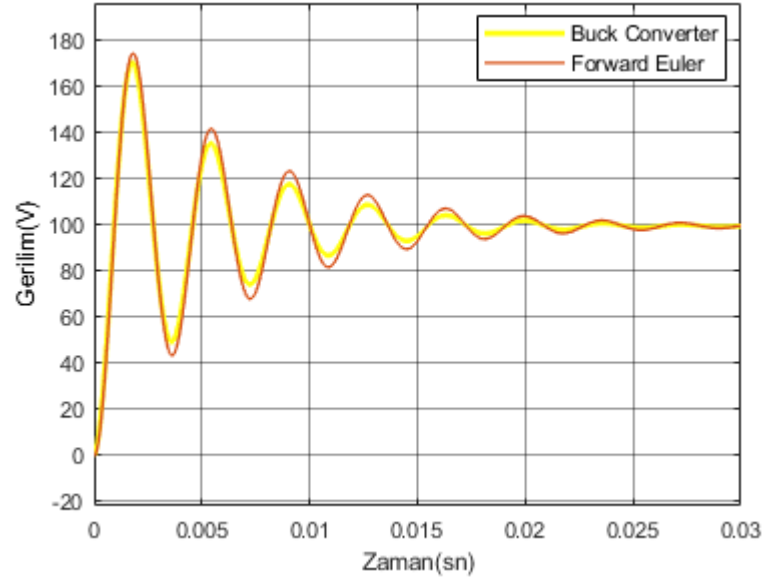
$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(z) = \frac{5,28x(10)^{-9}z - 2,88x(10)^{-9}}{1,99x(10)^{-6}z^2 - 3,97x(10)^{-6}z + 1,98x(10)^{-6}} \quad (5.2)$$

Bu elde edilen ayırık zamanlı transfer fonksiyonunu ve güç elektronik elemanlarıyla tasarlanan buck dönüştürücü karşılaştırmak için Şekil 5.1.'de gösterilen devre kurulmuştur. Bu sisteme doluluk oranı olarak %99.99 verilmiştir. Şekil 5.1.'de gösterilen forward Euler transfer fonksiyonu denklem 5.2'de elde edilmiştir.

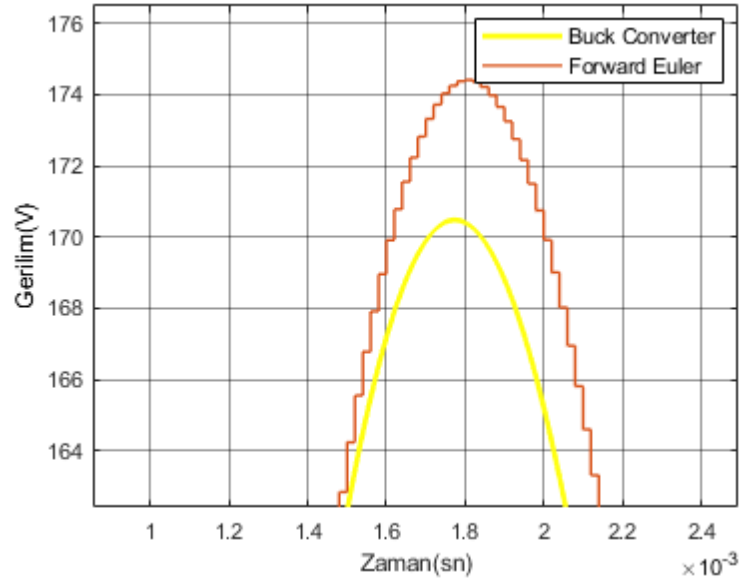


Şekil 5.1. Forward Euler ve buck dönüştürücünün Simulink'te gösterimi

Tablo 6.1.'deki değerler kullanıldığında ve Şekil 5.1. koşturulduğunda Şekil 5.2. ve Şekil 5.3. elde edilmiştir.



Şekil 5.2. Buck dönüştürücü ve forward Euler Sonuçları



Şekil 5.3. Buck dönüştürücü ve forward Euler ile ayrıklaştırılmış sistemin sonuçları(yakınlaştırılmış)

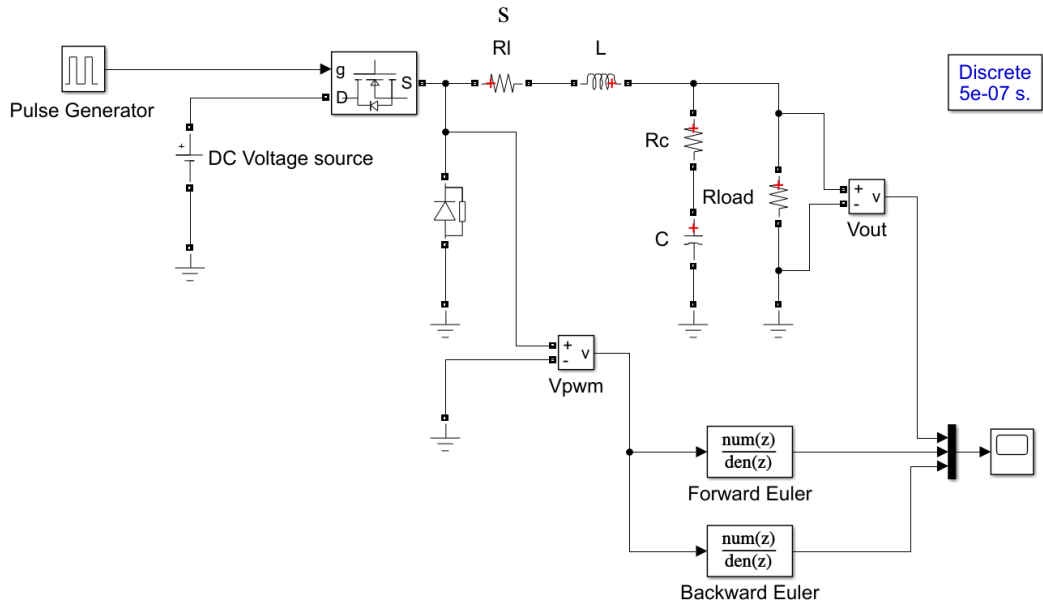
5.2. Backward Euler

Bu metotta ayrıklaştırılma için kullanılan forward Euler metoduna benzer bir metot olmasına rağmen çok daha iyi bir metottur. Bunun nedeni ise kararlı bir sistemin ayrıklaştırıldığında sistemi kararsız hale getirmez [38]. Bu metotta düşük dereceli transfer fonksiyonlarında daha iyi sonuç verir. Bu metotta s domaininden z domainine geçmek için denklem 5.3 kullanılır.

$$s = \frac{z-1}{zT} \quad (5.3)$$

Denklemler 6.1'deki s değeri yerine denklemler 5.3'deki denklem yazılırsa ve Tablo 6.1.'deki değerler kullanılırsa denklemler 5.4 elde edilir. Örnekleme zamanı $5\mu s$ olarak verilen sistemin ayrık zamanlı transfer fonksiyonu denklemler 5.4'de verilmiştir.

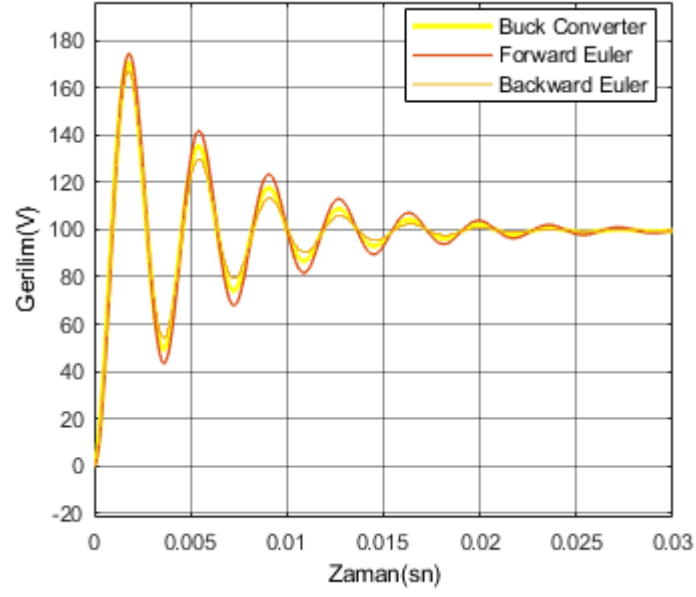
$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(z) = \frac{7.68 \times 10^{-9} z^2 + 5.28 \times 10^{-9} z}{2.01 \times 10^{-6} z^2 - 4 \times 10^{-6} z + 1.99 \times 10^{-6}} \quad (5.4)$$



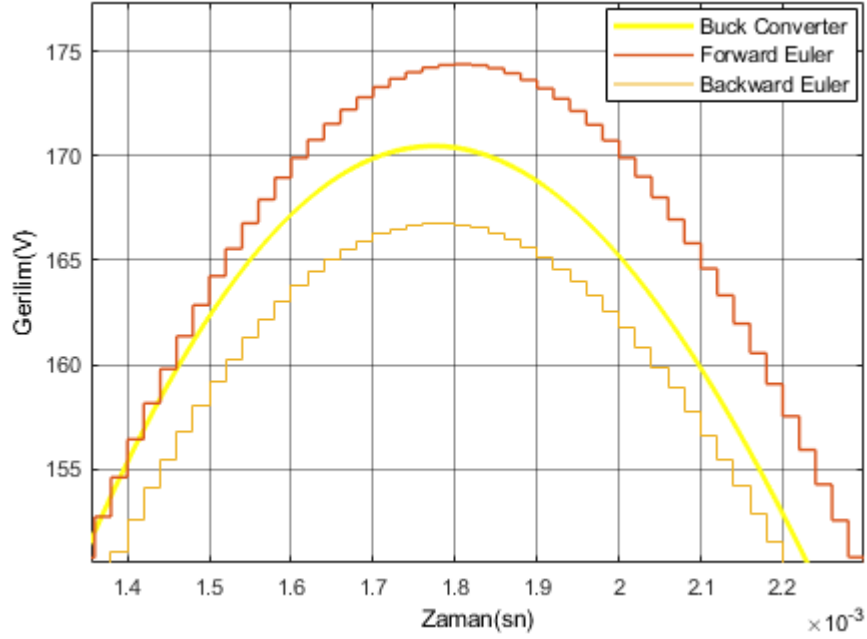
Şekil 5.4. Forward Euler, backward Euler ve buck dönüştürücünün karşılaştırma devre şeması

Şekil 5.4.'de gösterilen forward Euler transfer fonksiyonu denklemler 5.2'de ve backward Euler transfer fonksiyonu denklemler 5.4 verilmiştir.

Bu elde edilen ayrık zamanlı transfer fonksiyonlarından ve güç elektronik elemanlarıyla tasarlanan buck dönüştürücü karşılaştırmak için Şekil 5.4.'de gösterilen devre kurulmuştur. Bu sisteme doluluk oranı olarak %99.99 verildi. Şekil 5.4.'de gösterilen simulink gösterimi koşturulduğunda Şekil 5.5. ve Şekil 5.6. gösterimleri elde edilmiştir.



Şekil 5.5. Forward Euler, backward Euler ve buck dönüştürücünün çıkışının sonuçları



Şekil 5.6. Forward Euler, backward Euler ve buck dönüştürücünün çıkışının sonuçları (yakınlaştırılmış)

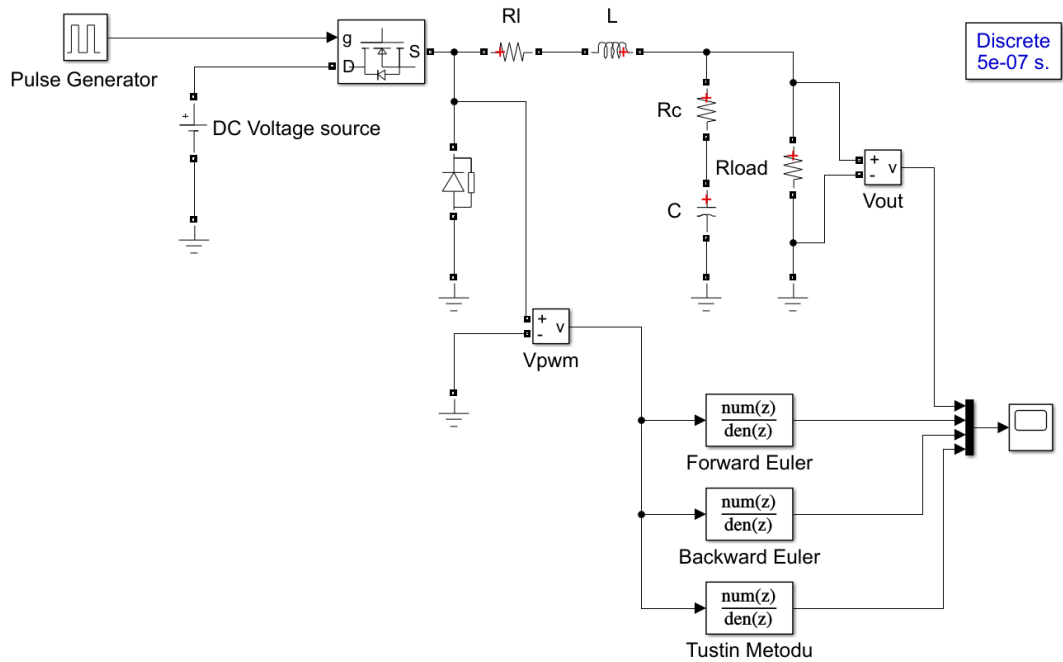
5.3. Tustin Metodu

Bu metot bilineer olarak da bilinen bir ayrıklaştırma metodudur. Bu metotta da forward Euler ve backward Euler gibi eğri uydurma kullanılarak model ayrıklaştırılır. Bu metot ayrıklaştırma işlemini Euler metodlarına göre daha iyi sonuç elde edilebilir [38, 39]. Bu metotta s domaininden z domainine geçmek için denklem 5.5 kullanılır.

$$s = \frac{2}{T_s} \left(\frac{z-1}{z+1} \right) \quad (5.5)$$

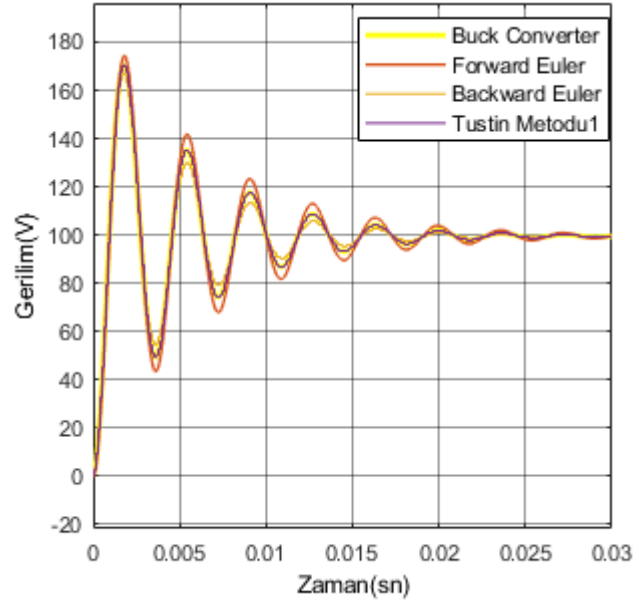
Tustin metodu ile ayrık zaman transfer fonksiyonunu elde etmek için denklem 5.3 ve 6.1'deki parametreler kullanılarak elde edilen ve örnekleme zamanı $5\mu\text{s}$ olarak verilen sistemin ayrık zamanlı transfer fonksiyonu denklem 5.4'de verilmiştir.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(z) = \frac{1,29(10)^{-9}z^2 + 4,8(10)^{-10}z - 8,16(10)^{-9}}{7,98(10)^{-6}z^2 - 1,59(10)^{-5}z + 7,97(10)^{-6}}$$

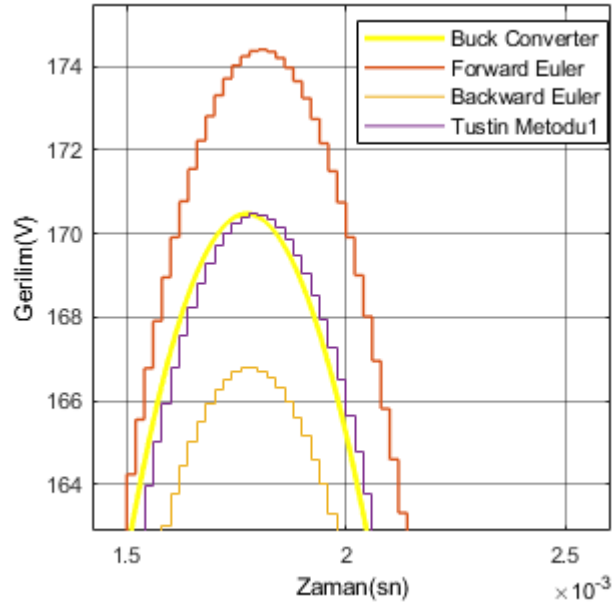


Şekil 5.7. Tustin metodu, backward Euler, forward Euler ve buck dönüştürücünün simülasyon gösterimi

Şekil 5.7.'de gösterilen forward Euler, backward Euler ve tustin metodu değerleri denklem 5.2, denklem 5.4 ve denklem 5.6 kullanılarak elde edilmiştir. Bu elde edilen ayrık zamanlı transfer fonksiyonunu ve güç elektronik elemanlarıyla tasarlanan buck dönüştürücü karşılaştırmak için Şekil 5.7.'de gösterilen devre kurulmuştur. Bu sisteme doluluk oranı olarak %99.99 verilmiştir



Şekil 5.8. Tustin Metodu, Backward Euler, Forward Euler ve Buck dönüştürücünün simülasyon sonuçları



Şekil 5.9. Tustin metodu, backward Euler, forward Euler ve buck dönüştürücünün yakınlaştırılmış simülasyon sonuçları

Forward Euler metodunda bir önceki giriş sinyali ayrıklaştırma işlemine dahil edilirken, backward Euler metodunda o zamanki giriş sinyali kullanılmaktadır. Tustin metodunda ise hem giriş ve hem de girişin önceki değerine bağlı olarak değişmektedir. Bunların sonuçları Şekil 5.8.'de ve Şekil 5.9.'da görülmektedir.

Forward Euler kullanılarak yapılan ayrıklaştırma işleminin örnekleme zamanı doğru seçilmezse sistemin kararlı olmasına rağmen ayrıklaştırma işleminin elde edilen sistem kararsızlığa gidebilmektedir. Bu özeliğinden dolayı bu çalışmada MIT kuralıyla tasarlanan MRAC 1. derece sistemin optimal kontrolü gerçekleştirilmesi için seçilmiştir. Bu yöntemeye dayalı 1. Derece MRAC kontrol algoritması ve işlem adımları Bölüm 6.'da gerçekleştirilmiştir.

BÖLÜM 6. SİMÜLASYON SÜRECİ

Buck dönüştürücü elemanlarının ve gerekli parametreler Tablo 6.1.'de verilmiştir.

Tablo 6.1. Buck dönüştürücünün parametreleri

Parametreler	Değerler
R	6Ω
C	1mF
L	330μH
R _c	0,044 Ω
R _l	0,025 Ω
V _{in}	100V
V _{out}	50V
f _{sw}	100KHz
τ	0,005

Bu çalışmanın gerçekleştirilmesi için ilk olarak Buck dönüştürücünün transfer fonksiyonunun hesaplanması gerekmektedir. Bunun için denklem 2.40'da verilen transfer fonksiyonunun yerine Tablo 6.1.'deki elemanlar yazılırsa denklem 6.1'deki transfer fonksiyonu elde edilir.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = TF(s) = \frac{0,000264 s + 6}{1,99 \times 10^{-6} s^2 + 0,0007451 s + 6,025} \quad (6.1)$$

Bu sistemin dijital kontrolcü üzerinden kontrol edilmesi için buck dönüştürücünün, MRAC bloğunun ve referans modelin ayrıştırılması gerekmektedir. Kullanılan 1.dereceden MRAC kontrolcü olduğu için referans model denklem 6.2'deki gibi gösterilebilir.

$$T(s) = \frac{K}{\tau s + 1} \quad (6.2)$$

Bu denklem 6.2 de gösterilen birinci dereceden transfer fonksiyonu forward Euler metoduyla ayrıklaştırılırsa:

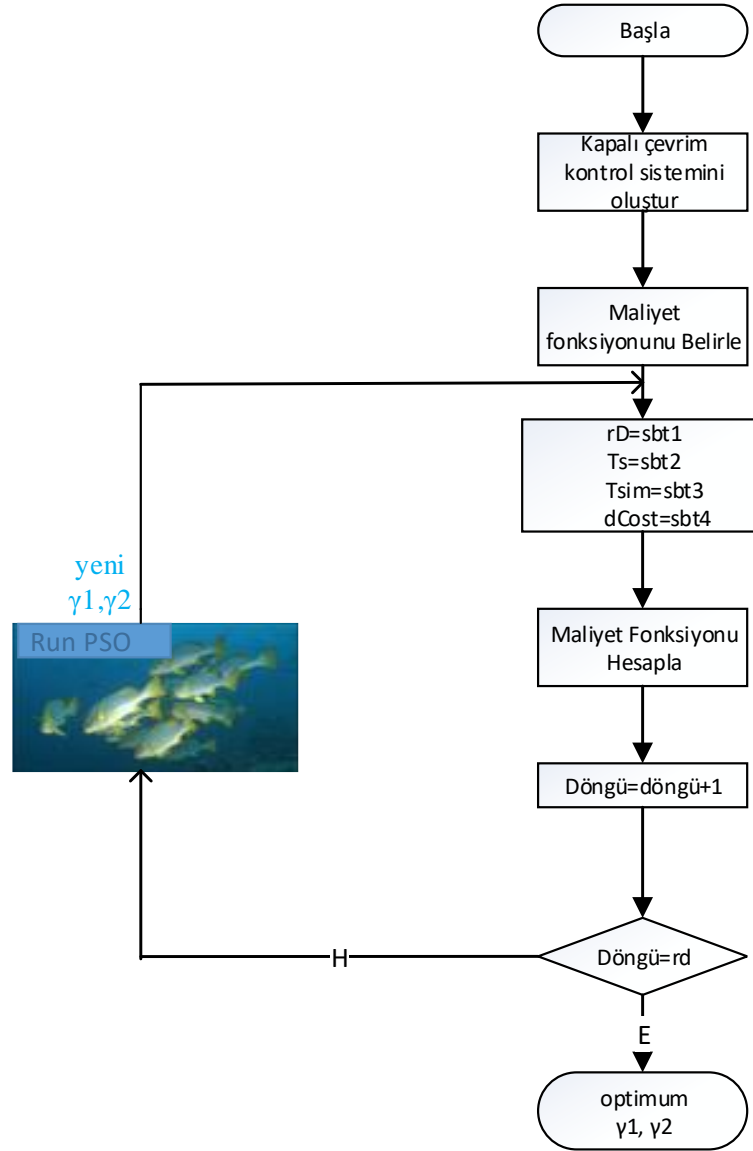
$$T(z) \cong \frac{KT}{\tau z + T - \tau} \quad (6.3)$$

Bu çalışmada model referansı ayrıklaştırdığımız gibi buck dönüştürücünün transfer fonksiyonunun aynı metotla ayrıklaştırılması gerekmektedir. Bunun için denklem 6.1'in yerindeki denklem 5.1 kullanılarak düzenlenirse, sistemin ayrık zamanlı olarak elde edilen matematiksel denklem 6.4 elde edilmiştir.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(z) = \frac{5,28x(10)^{-9}z - 2,88x(10)^{-9}}{1,99x(10)^{-6}z^2 - 3,97x(10)^{-6}z + 1,98x(10)^{-6}} \quad (6.4)$$

6.1. PSO ile MRAC'ın Optimal Kontrolü

Bu kısımda PSO algoritması kullanılarak maliyet fonksiyonlarından yardım alınarak MRAC parametreleri hesaplanacaktır. Bunun için ilk başta kapalı çevrim kontrol sistemi oluşturulması gerekmektedir. Bu adımdan sonra hangi maliyet fonksiyonunu seçeceğimize karar vermemiz gerekmektedir. Bu çalışmada kullanılan maliyet fonksiyonları ISE, IAE ve ITAE maliyet fonksiyonlarıdır.



Şekil 6.1. PSO'nun MRAC sistemi için akış diyagramı

Şekil 6.1.'de PSO akış diyagramında gösterilen maliyet fonksiyonu belirlemek hangi maliyet fonksiyonunu kullanacağını göstermek içindir. Şekil 6.1.'de verilen rd, iterasyon sayısı, Tsim benzetim süresini ve Ts örnekleme zamanını göstermektedir. Bu çalışmada yalnızca iterasyon sayısı rd sayısına geldiğinde bu değer optimum olarak iterasyonun bitirme koşuludur.

Bu kısımda PSO tasarımı için kullanılan parametreler Tablo 6.2.'de verilmektedir.

Tablo 6.2. PSO optimizasyonu parametreleri

Popülasyon	50
İterasyon Sayısı	50
Örnekleme zamanı(T_s)	20 μ s
Simülasyon süresi(T_{sim})	0,6s
C1	2
C2	2
W	1

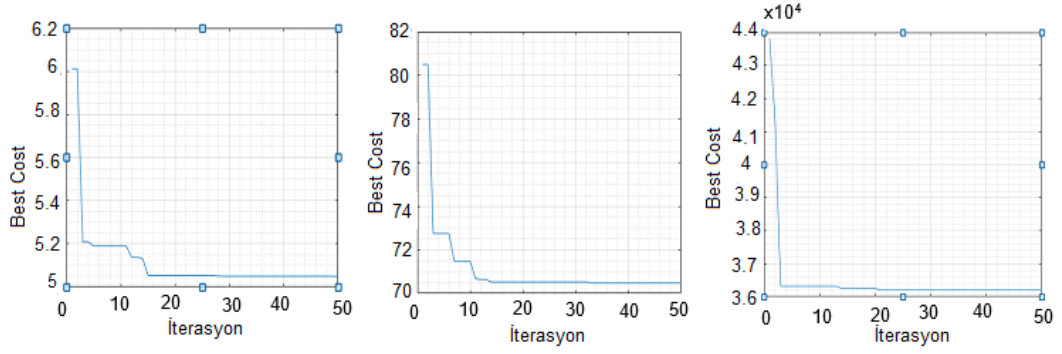
PSO'da Tablo 6.2.'de verilen parametreler kullanılarak ISE IAE ve ITAE maliyet fonksiyonları kullanılarak MRAC'ın adaptif kazanç değerleri belirlemek için kullanılacaktır. C1 ve C2 ölçeklendirme katsayıları, W ise atalet ağırlık değeridir.

6.2. Basamak Girişi Uygulanan Buck Dönüştürücünün Kontrolü

Bu kısımda giriş çıkış oranının sabit olduğu bir buck dönüştürücüyü kontrol etmek için birinci dereceden MRAC, MIT kuralı kullanılarak tasarlanmıştır. MRAC kontrolcüsü tasarlanırken doluluk oranı değeri 0-1 arasında değişeceği için sisteme kontrolcü tasarlanırken sisteme verilen giriş gerilimi bir voltmuş varsayımında bulunarak kontrolcü tasarlanmıştır.

6.2.1. MIT-MRAC kontrolcünün buck dönüştürücüyü kontrolü

Bu kısımda MRAC MIT kuralı kullanılarak tasarlanmış, sistemin kontrol edilirken buck dönüştürücünün girişi geriliminin 1V olduğu farz edilmiş ve onun üzerinden farklı maliyet fonksiyonları kullanılarak MRAC kontrolcüsünün adaptif kazançları bulunmuştur. Bu adaptif kazanç değerlerinin sınırları -5000 ile 5000 arasında sınırlandırılmıştır.



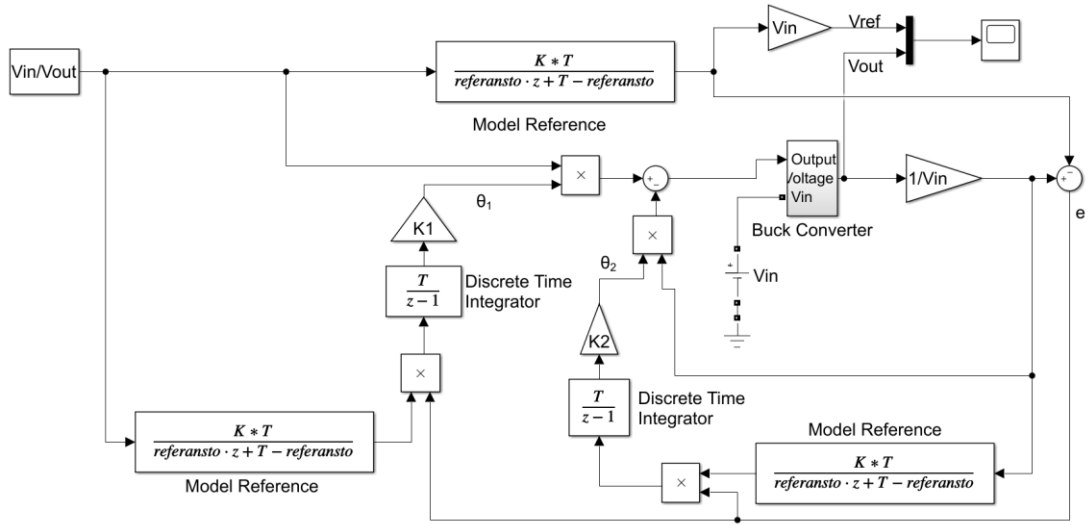
Şekil 6.2. Soldaki resim ISE maliyet fonksiyonunun değişimi, ortadaki resim IAE maliyet fonksiyonunun değişimi ve sağdaki resim ITAE maliyet fonksiyonunun değişimi.

Şekil 6.2.'de maliyet fonksiyonu değerleri iterasyona bağlı olarak azalmaktadır. Bunun anlamı sistem daha iyi sonuca doğru yakınsaması anlamına gelmektedir. Çeşitli maliyet fonksiyonlarının değişimleri Şekil 6.2.'de gösterilmektedir.

Tablo 6.3. Farklı maliyet fonksiyonları kullanılarak PSO optimizasyonu ile hesaplanan ve MIT kuralına göre tasarlanan kontrolcünün PSO ile bulunan adaptif kazanç değerleri

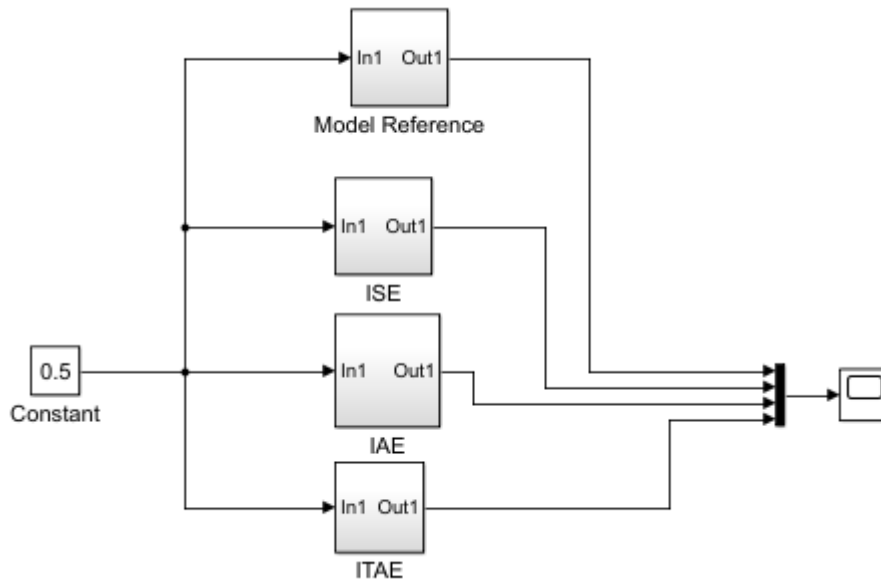
Maliyet Fonksiyonları	γ_1	γ_2
ISE	-4570	-4337
IAE	-3767	-3213
ITAE	-3207	-2541

Adaptif kazanç parametreleri ayrıklaştırılmış sistem ve kontrolcü üzerinde IAE, ITAE ve ISE maliyet fonksiyonları kullanılarak Tablo 6.3.'de gösterilen adaptif kazanç değerleri elde edilmiştir.



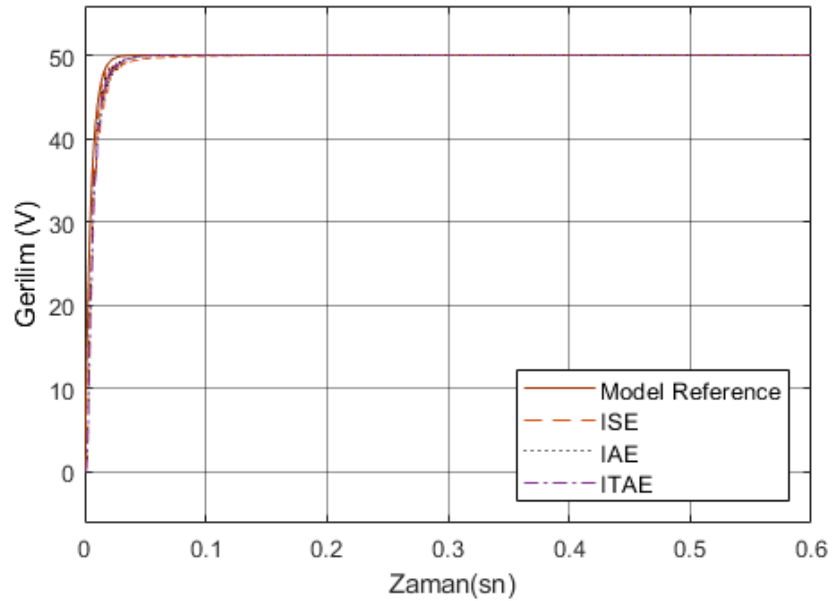
Şekil 6.3. Birinci derece MRAC tabanlı buck tipi dönüştürücü kontrolü için düzenlenmiş sistemi.

Tablo 6.3.'de γ_1 ve γ_2 farklı maliyet fonksiyonlarıyla elde adaptif kazanç değerlerini göstermektedir. Giriş sinyali Tablo 6.1.'de verilen çıkış gerilimi ile giriş gerilimi arasındaki oranı göstermektedir. Bu sistemde kontrol edilen doluluk oranı (d) değeridir. Bu değer doğrudan kontrolcünün çıkışına bağlıdır. Bu değer 0-1 arasında değişmektedir. Bu değeri 0-1 arasında tutmak için çıkış gerilimi, giriş gerilimini bölünmektedir. Bunun dışında sistemin takip etmesi gereken sistemin değeri giriş değeri ve model referansa bağlı olarak ayarlanmaktadır. Model referansın çıkışı sistemin çıkışının nasıl olmasını istediğimizi gösterir. MRAC sistemlerinde model referans ile sistemin çıkışının mümkünse aynı değilse bile onu iyi bir şekilde takip etmesi istenir.



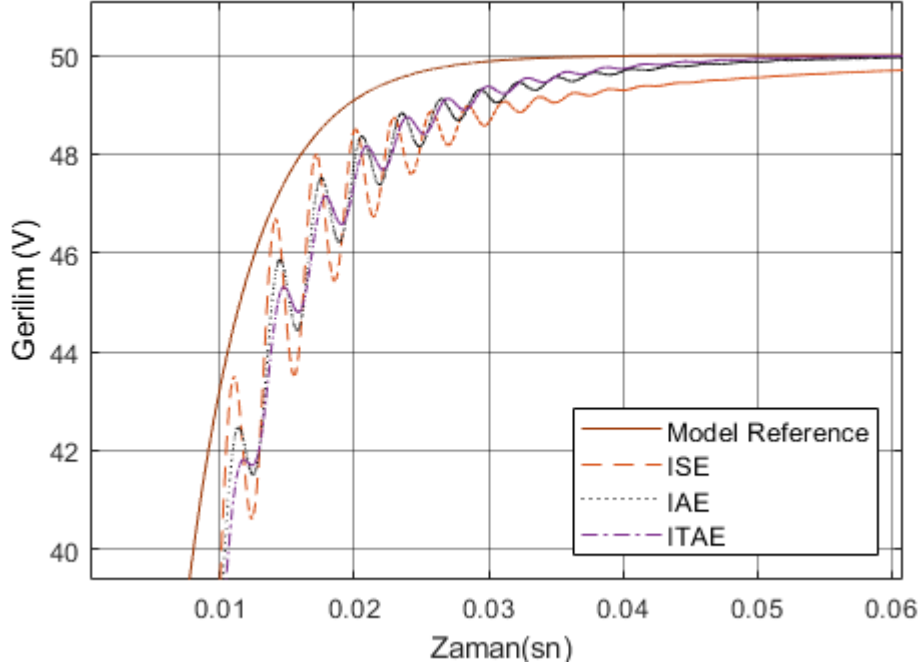
Şekil 6.4. Kontrolör parametreleri farklı 3 kontrol sistemi Simulink gösterimi

Şekil 6.4.'de gösterilen ISE IAE ve ITAE bloklarının içyapısı Şekil 6.3.'de gösterilmektedir. Üç benzetim işleminin gerçekleştirilmesi için yapılan gösterimi göstermektedir. Model referansın çıkışı ve ISE, IAE ve ITAE maliyet fonksiyonlarından elde edilen parametreler her bir MIT kuralı ile tasarlanmıştır. MRAC kontrolcü parametreleri Tablo 6.3.'te elde edilen değerler ile sistem koşturulduğunda Şekil 6.5.'te ve Şekil 6.6.'da elde edilmiştir.



Şekil 6.5. Üç farklı yöntem ile optimize edilmiş adaptif kazançlarının (γ_1, γ_2) kontrol başarısı

Bu sistemin yerleşme zamanını görmek için Şekil 6.5.'de yakınlştırılarak Şekil 6.6.'daki gösterimi elde edilmiştir.

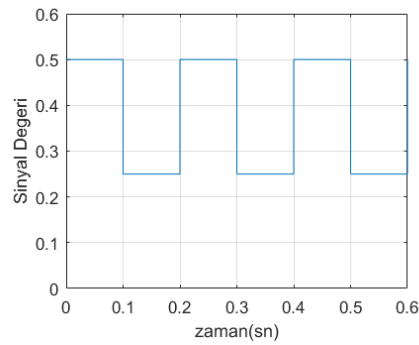


Şekil 6.6. Maliyet fonksiyonlarına dayalı ile optimize edilmiş adaptif kazançlarının (γ_1 , γ_2) kontrol başarısı (yakınlştırılmış)

ITAE maliyet fonksiyonu kullanılarak elde edilen adaptif kazançlarında en kısa sürede sistem kararlı durumu geçmektedir. En uzun sürede ise kalıcı duruma geçen ise ISE maliyet fonksiyonu kullanılarak elde edilen adaptif kazançlardır. Bu sistem için en iyi yöntem ITAE yöntemi olmuştur. Bu grafiklerden çıkarılabilecek başka bir sonuç Maliyet fonksiyonun değerinin sonucu kontrolcü birebir etkisi olmadığı görülmektedir. ITAE maliyet fonksiyonun değerinin en yüksek olmasına nedeni yalnızca maliyet fonksiyonunun nasıl hesaplandığı ile ilgilidir.

6.2.2. Değişken basamak girişi uygulanan buck dönüştürücünün MRAC ile kontrolü

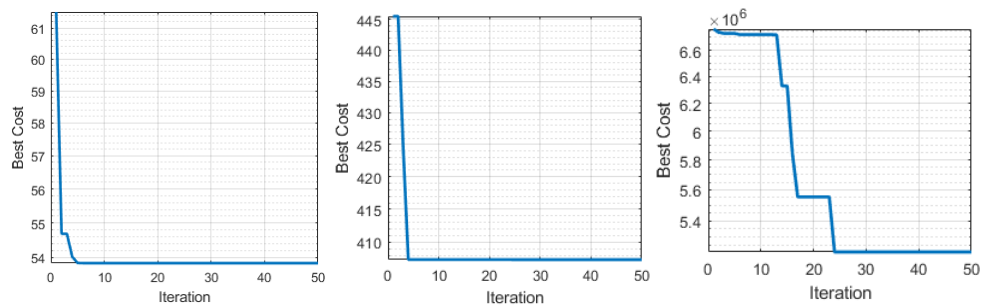
Bu aşamada aynı parametrelerin PSO ile hesaplandığı gibi burada parametreler değişken çıkış gerilimini elde etmek için giriş sinyali değişken basamak sinyali olarak seçilmiştir. Sisteme verilen giriş Şekil 6.7.'de gösterilmektedir. Burada MIT kuralı ile tasarlanılan MRAC, M-MRAC kontrolcünün değerleri elde edilip kontrol başarısı gösterilecektir.



Şekil 6.7. Sisteme verilen referans girişi

6.2.2.1. MIT-MRAC kontrolcünün buck dönüştürücüyü kontrolü

Giriş sinyalinin sürekli olarak değiştiği bir durumda MIT kuralıyla tasarlanmış MRAC gerçekleştirildi. Şekil 6.7.'de gösterilen giriş sinyali uygulandığında sistemin ilk olarak MIT kuralı ile tasarlanmış ve MRAC kontrolcüsüyle kontrol işleminin farklı maliyet fonksiyonları kullanılarak adaptif kazanç değerleri elde edilmiştir. PSO optimizasyonu arama uzayı $-5000 < \gamma_1, \gamma_2 < 5000$ seçilmiştir. IAE, ITAE ve ISE maliyet fonksiyonları kullanılarak yapılan optimizasyondaki maliyet sonucunun değişimi Şekil 6.8.'de gösterilmektedir.

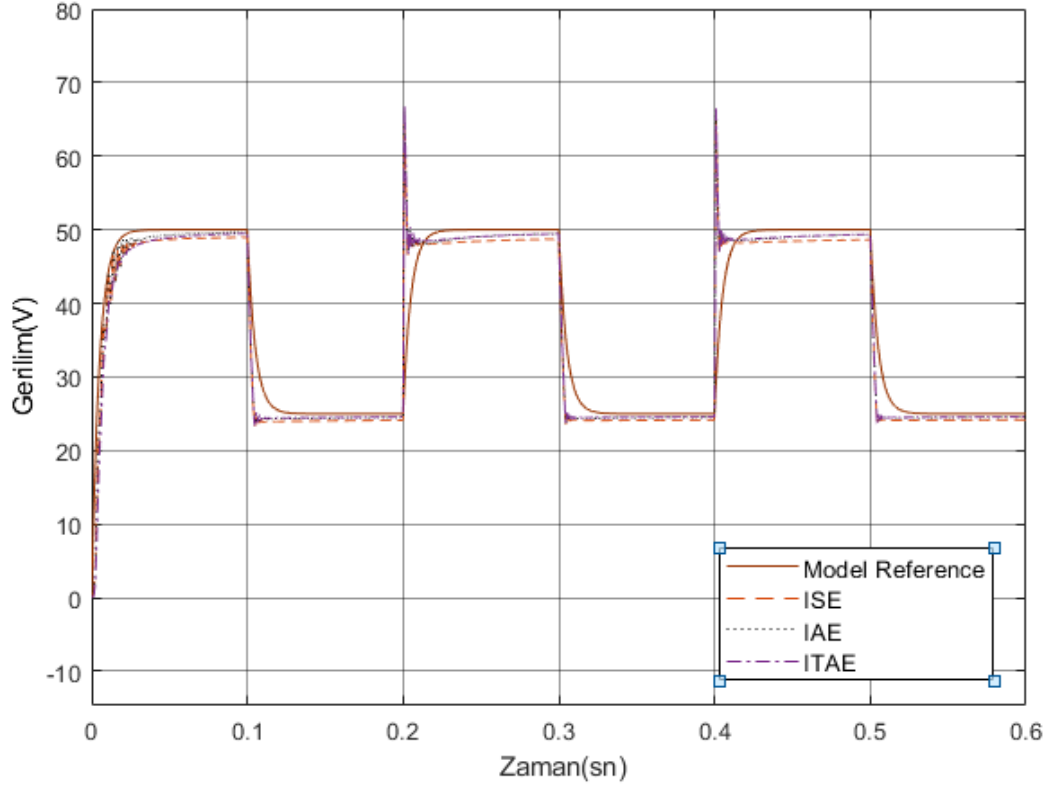


Şekil 6.8. Soldaki resim ISE maliyet fonksiyonunun değişimi, ortadaki resim IAE maliyet fonksiyonunun değişimi ve sağdaki resim ITAE maliyet fonksiyonunun değişimi

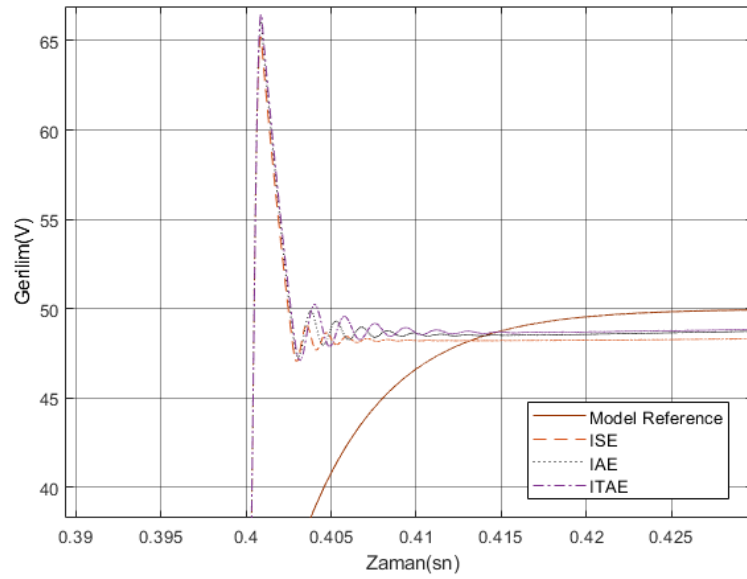
Tablo 6.4. Farklı maliyet fonksiyonları kullanılarak PSO optimizasyonu ile hesaplanan adaptif kazanç değerleri

Maliyet Fonksiyonları	γ_1	γ_2
ISE	4836,90	5000
IAE	5000	4931,21
ITAE	2986,35	2926,74

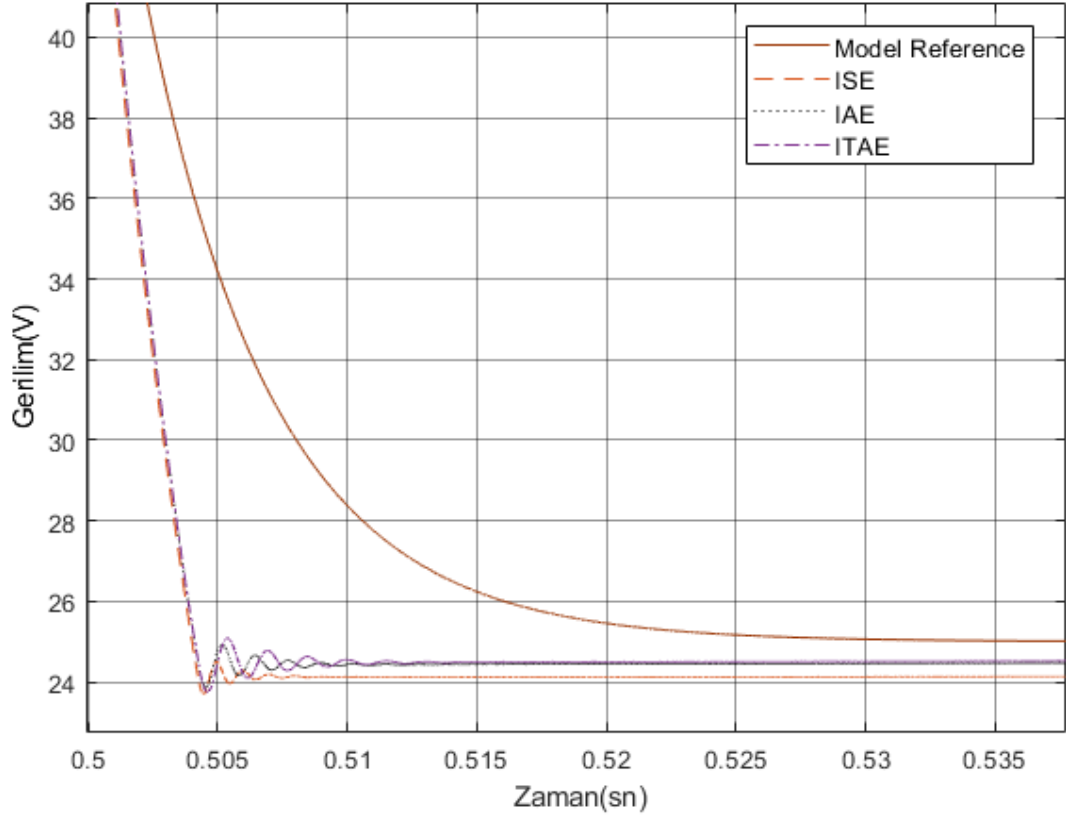
Tablo 6.4.'te gösterilen kazanç parametreleri kullanılarak sistem koşturulduğunda Şekil 6.9. ve Şekil 6.10. elde edilmiştir.



Şekil 6.9. Birbirinden farklı üç farklı parametreyle ile MIT kuralı ile tasarlanan MRAC'ın buck dönüştürücünün kontrolindeki gerilim-zaman değişimi



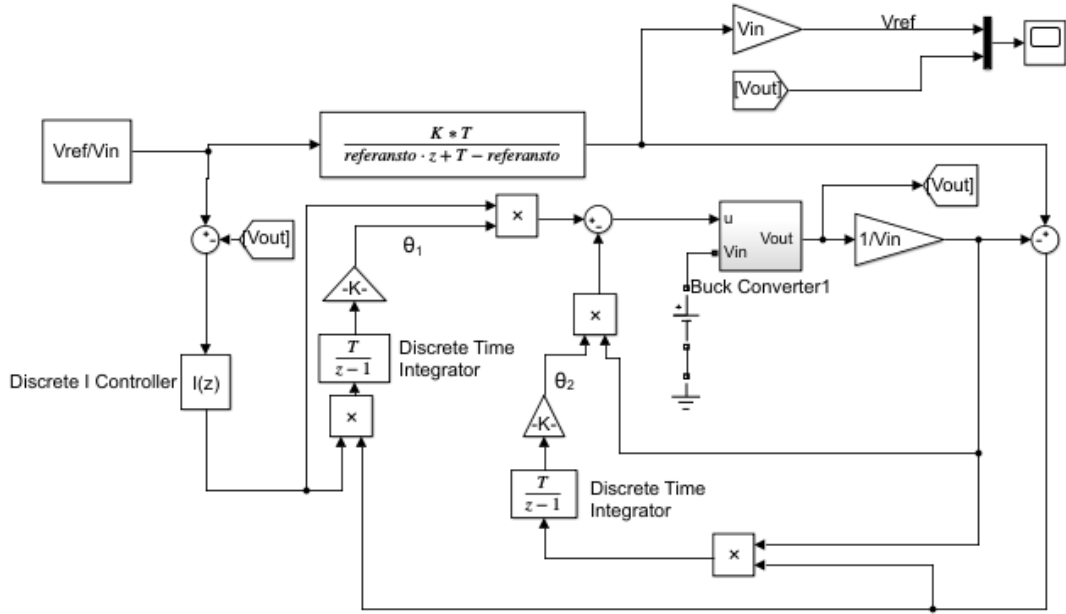
Şekil 6.10. Üç farklı yöntem ile optimize edilmiş adaptif kazançlarının (γ_1, γ_2) kontrol başarısı(yakınlaştırılmış)



Şekil 6.11. Üç farklı yöntem ile optimize edilmiş adaptif kazançlarının (γ_1, γ_2) kontrol başarısı(yakınlaştırılmış)

Sistemin değişken Adaptif kazanç değerlerini büyük olduğu zaman sistem Şekil 6.9.'de, Şekil 6.10.'da ve Şekil 6.11.'de görülmektedir. Farklı maliyet fonksiyonlarıyla elde edilen değerler adaptif kazançlar yerine konulduğunda hepsinde aşımın %30 dan fazla olduğu görülmektedir. Adaptif kazanç değerleri çok ufak olsa sistem yeterince hızlı bir şekilde model referansı takip etmiyor.

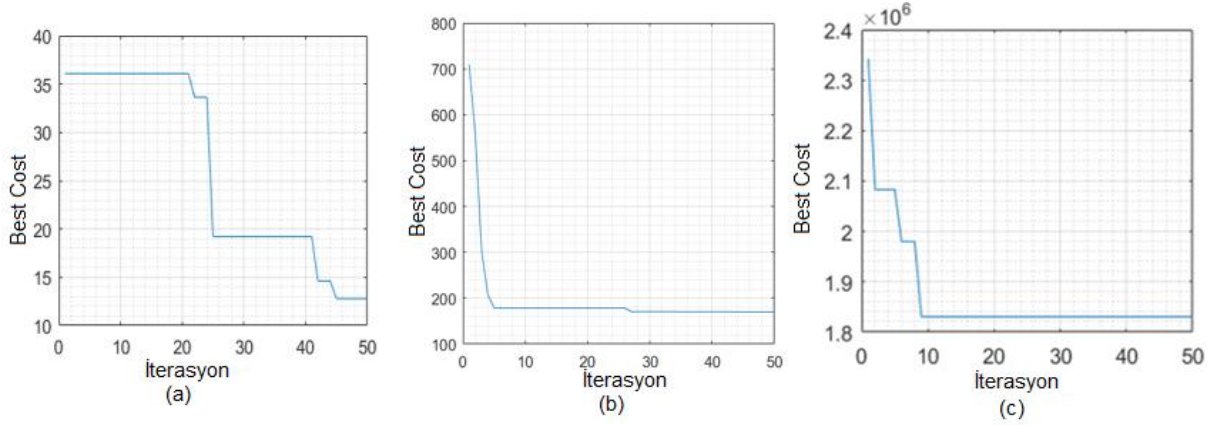
6.2.2.2. M-MRAC kontrolcü ile buck dönüştürücünün kontrolü



Şekil 6.12. Birinci Derece M-MRAC ve kontrol edilen sistem

Bu sistemde önceki MRAC kontrolcülerıyla kontrol edilen buck dönüştürücüsüne değişken basamak sinyali uygulandığında aşımın yüksek olması ve arama uzayının küçük olduğu değerler için kalıcı durum hatası oluşması nedeniyle MRAC kontrolcüsünü I (Integrator) kontrolcü eklenerek modifiye edilmektedir. Bu sayede kalıcı durum hatası ve aşımın engellenmesi talep edilmiştir. Bundan dolayı kalıcı durum hatasını sıfırlamak için sisteme integrator kontrolcüsü eklenerek kontrolcü modifiye edilmiştir. M-MRAC sistemi Şekil 6.12.'de gösterilmektedir.

PSO optimizasyon metodu kullanılarak arama uzayı $0 < \gamma_1, \gamma_2, K_i < 8 \times 10^3$ aralığında seçilmiştir.



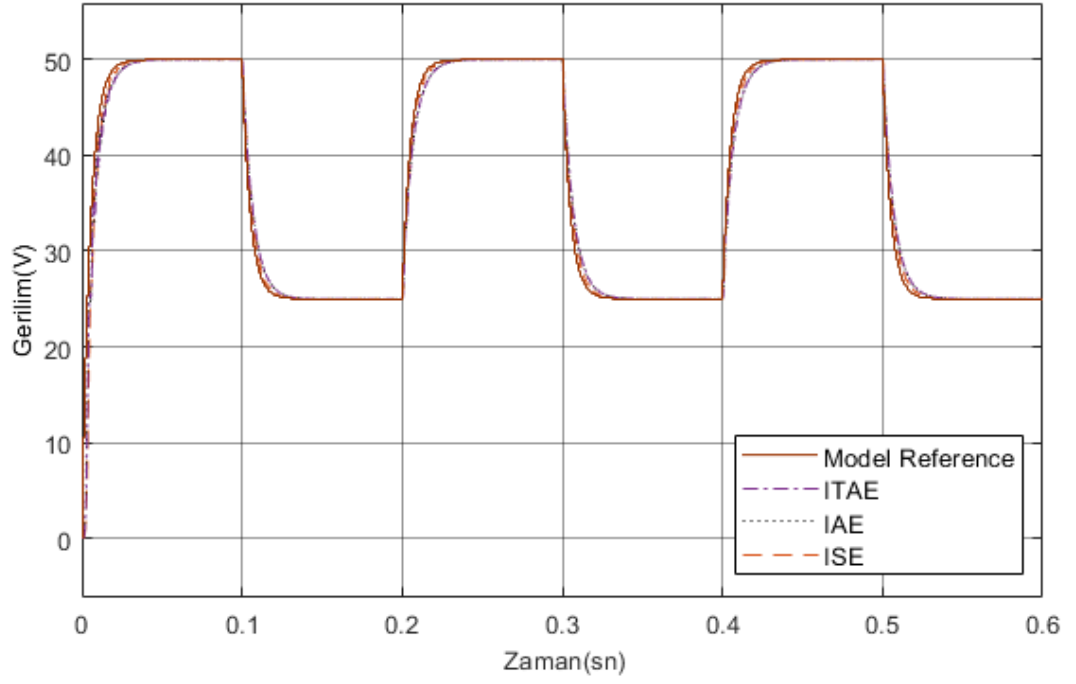
Şekil 6.13. (a) ISE maliyet fonksiyonunun değişimi, (b) IAE maliyet fonksiyonunun değişimi ve (c) ITAE maliyet fonksiyonunun değişimi

Maliyet fonksiyonlarının iterasyona bağlı olarak değişimlerini Şekil 6.13.'de gösterilmektedir.

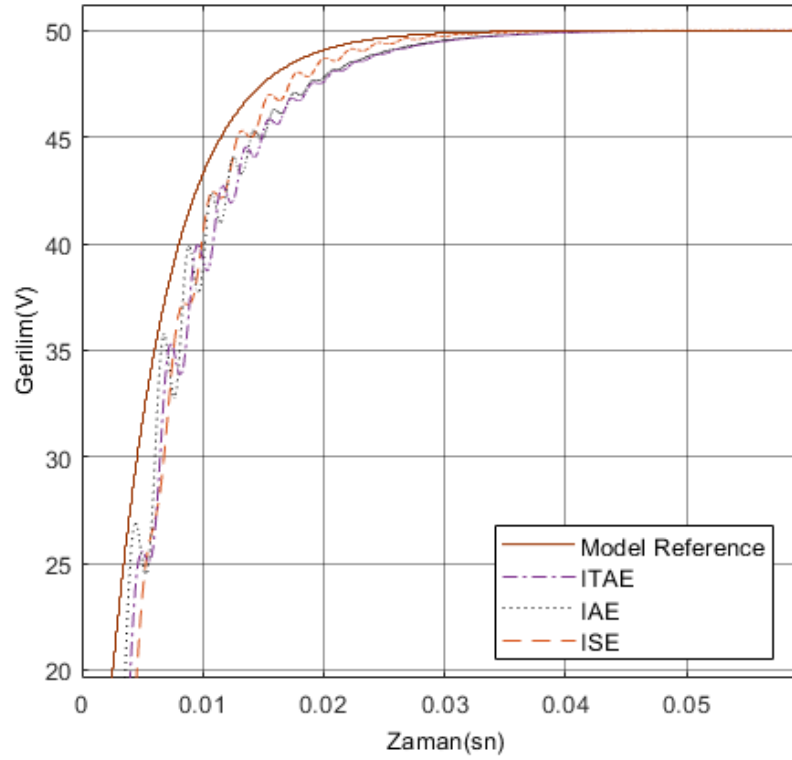
Tablo 6.5. Farklı maliyet fonksiyonları kullanılarak, PSO ile bulunan M-MRAC parametreler

Maliyet Fonksiyonları	γ_1	γ_2	Ki
ISE	124,129	2796	710,221
IAE	3148	7072	219,464
ITAE	4620	5099	147,812

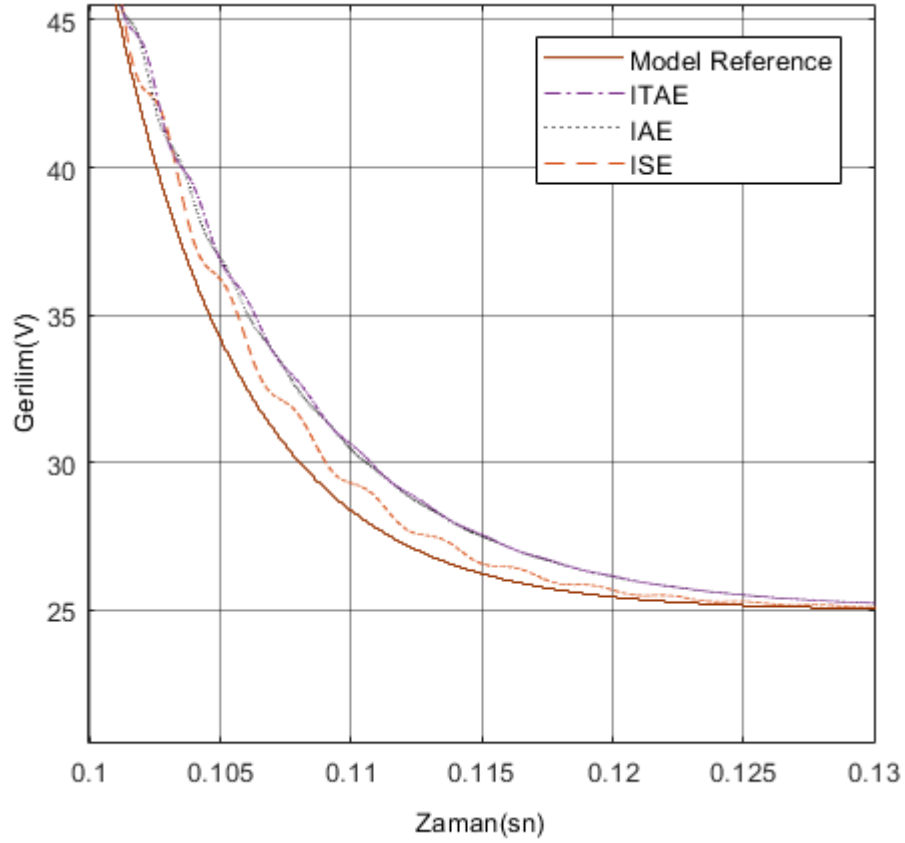
Tablo 6.5.'te ISE, ITAE, IAE maliyet fonksiyonları kullanılarak elde edilen parametreleri göstermektedir. PSO optimizasyon metodu kullanılarak elde edilen parametreler buck dönüştürücü kontrolcü değerleri yerine konulduğunda aşağıdaki Şekil 6.14.'da, Şekil 6.15.'te ve Şekil 6.16.'da gösterilmektedir.



Şekil 6.14. Üç farklı yöntem ile optimize edilmiş adaptif kazançlarının (γ_1, γ_2) kontrol başarısı



Şekil 6.15. Farklı maliyet fonksiyonlarına dayalı ile optimize edilmiş parametrelerin kontrol başarısı.(yakınlaştırılmış)

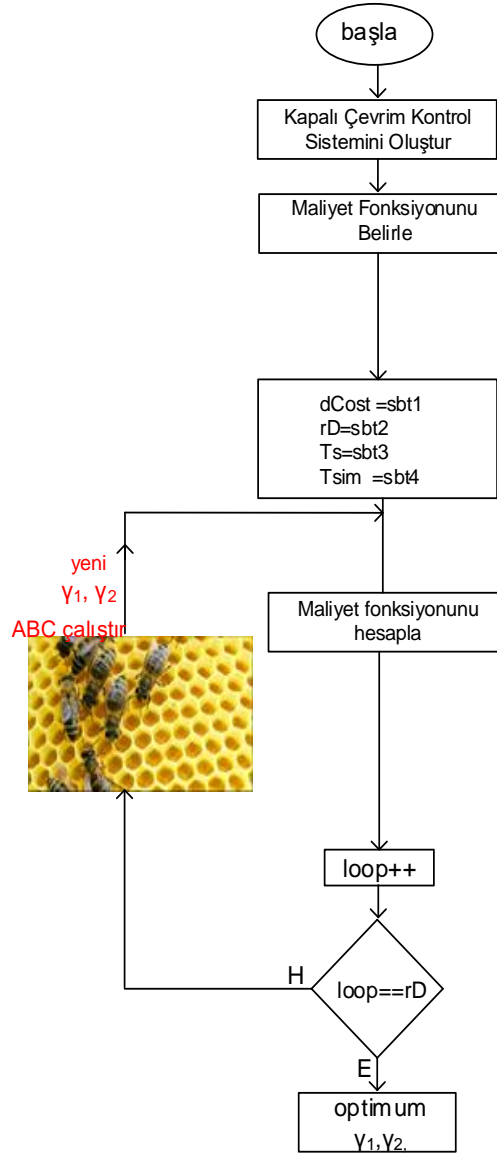


Şekil 6.16. Üç farklı yöntem ile optimize edilmiş parametrelerin kontrol başarısı(yakınlaştırılmış)

M-MRAC kontrolcüsü kullanılarak kontrol edilen buck dönüştürücüsünü değişken sinyal basamak girişi uygulandığında aşım yapmadan ve model referansı iyi bir şekilde takip etmektedir. Bu sistemin aşım sorunu M-MRAC kontrolcü kullanılarak çözülebilmektedir.

6.3. ABC Optimizasyonu ile MRAC Parametrelerin Hesaplaması ve Buck Dönüştürücünün Kontrol Edilmesi

PSO metodu kullanılarak elde edilen parametreler başka bir sezgisel algoritma olan ABC algoritması kullanılarak bulunması ve iki farklı sezgisel algoritmanın birbiriyle karşılaştırması için gerçekleştirilmiş bir aşamadır. Bu aşama için ilk olarak aynı PSO için ilk olarak kapalı döngü bir kontrol sistem oluşturuldu ve üç farklı maliyet fonksiyonu içinden bir maliyet fonksiyonu seçilmiştir.



Şekil 6.17. ABC optimizasyonun akış diyagramı

Şekil 6.17.'de ABC optimizasyonunun akış diyagramını göstermektedir. Akış diyagramında dcost uygunluk değerini, rd, iterasyon sayısı, Tsim benzetim süresini ve Ts örnekleme zamanını temsil etmektedir. Bu çalışmada yalnızca iterasyon sayısı rd değerine geldiğinde yani maksimum iterasyon değerine geldiğinde optimizasyon işlemi bitirilmektedir. Buck dönüştürücünün MRAC ile kontrolü için parametreleri ABC optimizasyonu ile elde edilecek ve elde edilen bu parametreler kullanılarak sistem sonuçları elde edilecektir.

6.3.1. Basamak giriş verilen buck dönüştürücünün ABC optimizasyonu ile kontrolü

MIT kuralıyla tasarlanan MRAC'ın basamak girişi için sezgisel algoritmalarından biri olan PSO kullanılarak bulunmuştu. Bu aşamada ise aynı adaptif kazanç değerleri farklı bir sezgisel algoritma olan ABC optimizasyonu kullanılarak hesaplanacaktır ve farklı maliyet fonksiyonlarının sonuçları değerlendirilecektir.

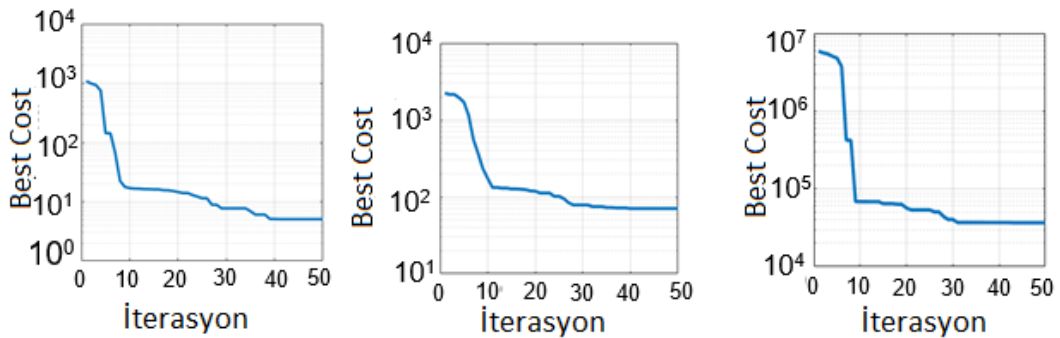
6.3.1.1. MIT-MRAC kontrolcüsünün buck dönüştürücüyü kontrolü

Bu aşamada için ilk olarak MIT kuralıyla tasarlanan MRAC kontrolcüsünün ABC kullanılarak adaptif kazançlarının hesaplanması için ABC optimizasyon algoritması için kullanılacak parametreler Tablo 6.6.'da verilmektedir.

Tablo 6.6. ABC algoritması için parametreler

Popülasyon	50
İterasyon	50
Benzetim Süresi(Tsim)	0,6s
Örnekleme zamanı(Ts)	20 μ s

Tablo 6.6.'da verilen başlangıç parametreleri kullanılıp. PSO algoritmasından ile aynı arama uzayı olarak seçilirse elde edilen parametreler Tablo 6.7.'de gösterilmektedir. Arama uzayı yanı arama aralığının doğru seçilmesi sistemin daha hızlı bir şekilde yakınsamasını sağlayabildiği gibi arama uzayının yanlış seçilmesi yanlış sonucu bulmamıza neden olabilir.



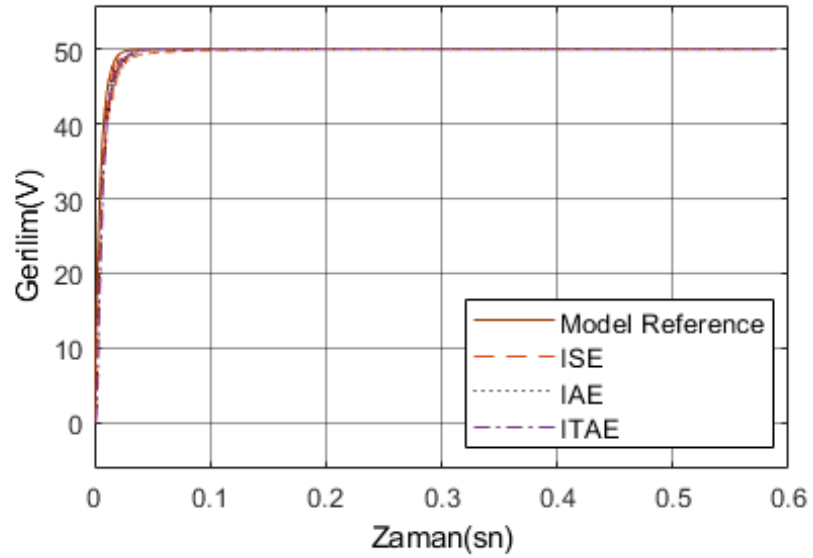
Şekil 6.18. Sağ taraftaki ISE maliyet fonksiyonunun değişimi, ortadaki IAE maliyet fonksiyonunun değişimi ve sol taraftaki ITAE maliyet fonksiyonunun değişimi

Maliyet değerlerinin iterasyona bağlı olarak değişimi Şekil 6.18.'de gösterilmektedir. Bu değerlerin iterasyon artıkça küçülmesi istediğimiz sonuca doğru yakınsadığını göstermektedir.

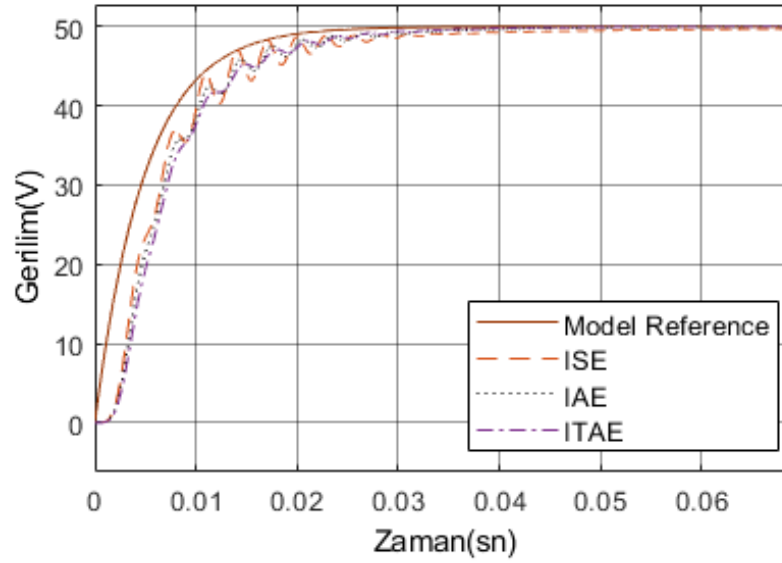
Tablo 6.7. Farklı maliyet fonksiyonları kullanılarak ABC optimizasyonu ile MRAC için hesaplanan parametreler

Maliyet Fonksiyonu	γ_1	γ_2
ISE	-4802	-4608
IAE	-3772	-3208
ITAE	-3072	-2335

ABC algoritması kullanılarak Tablo 6.7.'de gösterilen adaptif kazanç değerleri Şekil 6.4.'de gösterilen sistemde yerlerine konularak benzetim işlemi yapılırsa Şekil 6.19. ve Şekil 6.20.'da gösterilmektedir.



Şekil 6.19. Üç farklı maliyet fonksiyonunun optimizasyon başarısı



Şekil 6.20. Üç farklı maliyet fonksiyonunun optimizasyon başarısı (yakınlaştırılmış)

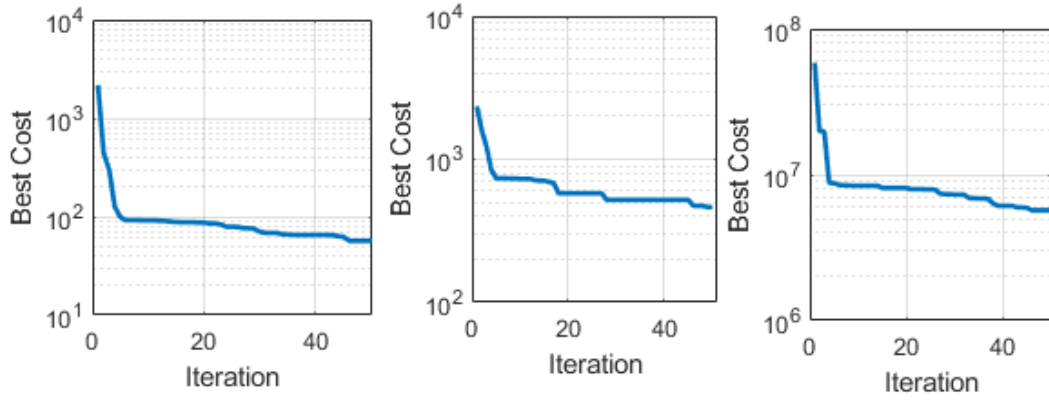
Bu şekilde sonuçları değerlendirildiğinde en iyi maliyet fonksiyonunun ITAE ile en küçük yerleşme zamanına sahip olduğu görülmektedir. MIT kuralı ile tasarlanılan 1. derece MRAC parametrelerini PSO algoritması ile bulunduğu en iyi sonuçlar ITAE ile elde edilmişti. Bundan çıkarılacak bilgi hangi maliyet fonksiyonunun en iyi sonuç elde edeceğini bilinemez oluşudur.

6.3.2. Değişken basamak girişli olan buck dönüştürücünün kontrolü

Bu aşamaya kadar hep giriş gerilimin basamak girişi verilmiş olduğu durum incelenmiştir. Bu kısımda Şekil 6.7.'de verilen sinyalin yani giriş gerilimi değişken sinyalin Buck dönüştürücü üzerinde nasıl kontrol edeceğini gösterilecektir. Burada MIT kuralıyla tasarlanan MRAC ve M-MRAC kontrolcülerini ABC optimizasyon algoritmasıyla parametreleri bulunacak ve bunların başarıları değerlendirilecektir.

6.3.2.1. Parametreleri ABC optimizasyonu ile bulunan MRAC kontrolcüsünün buck dönüştürücüyü kontrolü

MIT kuralı ile tasarlanan MRAC'ın adaptif kazanç parametrelerini bulmak için kullanılan ABC algoritmasında arama uzayı sınırları konulmamıştır. Şekil 6.21.'de maliyet fonksiyonlarının iterasyona bağlı olarak nasıl değiştiği gösterilmektedir.



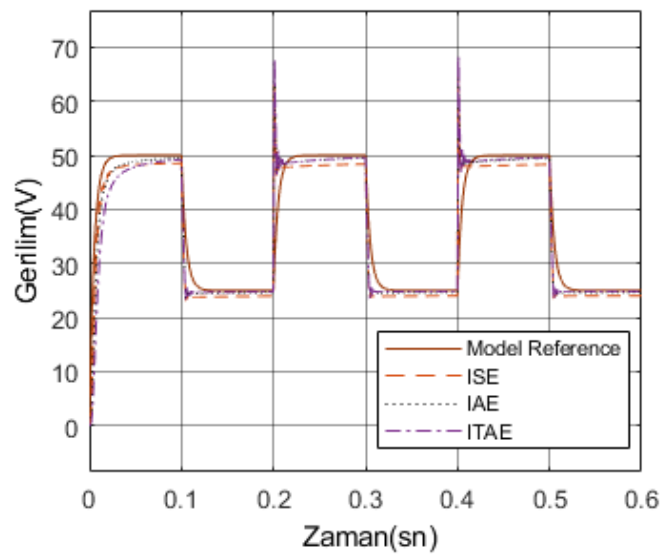
Şekil 6.21. Sağ taraftaki ISE maliyet fonksiyonunun değişimi, ortadaki IAE maliyet fonksiyonunun değişimi ve sol taraftaki ise ITAE maliyet fonksiyonunun değişimi

Farklı maliyet fonksiyonları kullanılarak, ABC algoritmasıyla elde edilen adaptif kazanç değerleri Tablo 6.8’de gösterilmektedir

Tablo 6.8. MIT kuralı ile tasarlanan MRAC için ABC optimizasyonu ile hesaplanan parametreler

Maliyet Fonksiyonu	γ_1	γ_2
ISE	3690,4	3885,7
IAE	2493,4	2414,3
ITAE	1113,3	1017,8

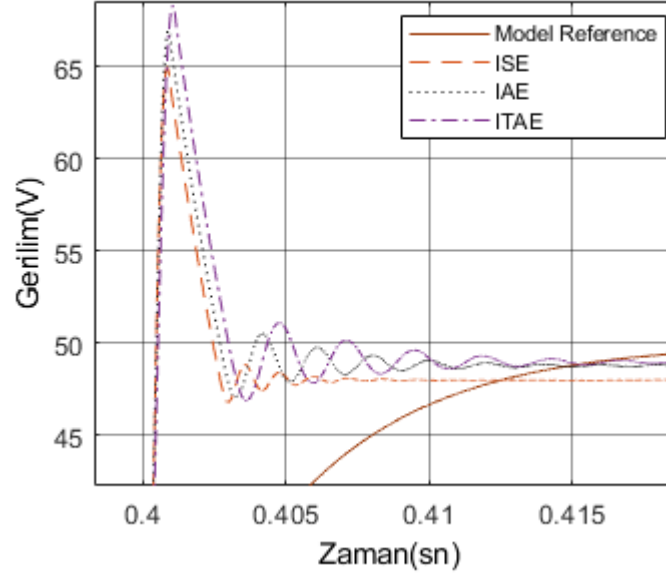
Elde edilen adaptif kazanç değerleri kullanılarak sistemin koşturulmasından elde edilen sonuçları Şekil 6.22.’de, Şekil 6.23.’te ve Şekil 6.24.’te göstermektedir.



S

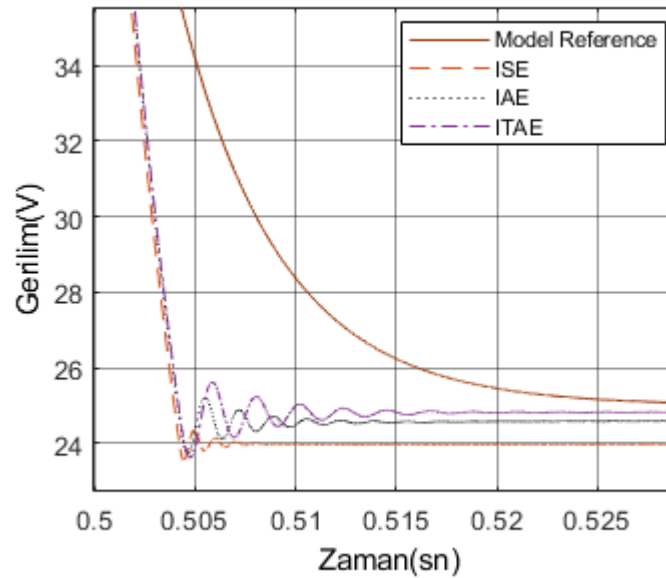
Şekil 6.22. Üç farklı maliyet fonksiyonun ABC ile optimize edilerek MIT kuralıyla tasarlanan MRAC kontrolcüsünün başarısı

Şekil 6.23.'de sistemin aşımı gösterilmek için yakınlaştırılmıştır. Model referans ile sistemin 50 volt değerine geldiği değer için elde edilen parametrelerin sonuçlarını göstermektedir.



Şekil 6.23. Üç farklı maliyet fonksiyonun ABC ile optimize edilerek MIT kuralıyla tasarlanan MRAC kontrolcüsünün başarısı(yakınlaştırılmış)

Şekil 6.24.'de ise sistemin 25volta indiğinde model referansı nasıl takip ettiğini göstermektedir.

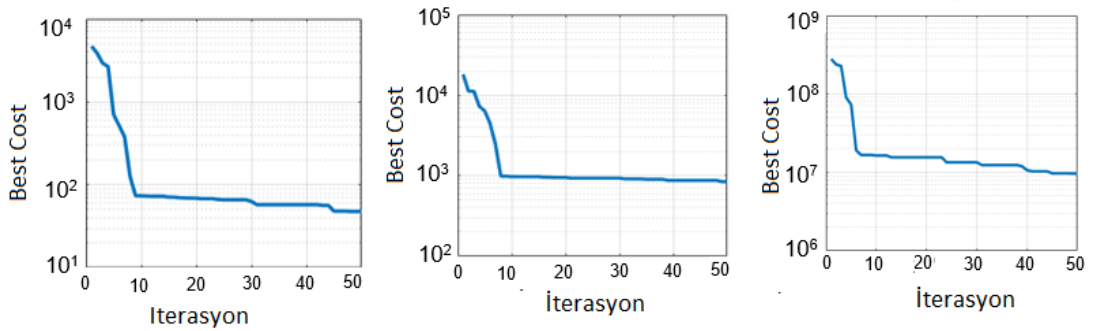


Şekil 6.24. Üç farklı maliyet fonksiyonun MRAC kontrolündeki başarısı(yakınlaştırılmış)

MIT kuralı ile tasarlanan kontrolcülerinin parametreler yanı adaptif kazanç değerleri ABC optimizasyonu kullanılarak bulunduğunda ve bu değerler kullanıldığında sistemin aşımının %20'den fazla yukarıdaki şekillerde görülmektedir. PSO ve ABC optimizasyon algoritmalarının sonuçları birbirine benzemektedir. Bu sistem aynı PSO algoritmalarıyla bulunan adaptif kazançta değerlerinde olduğu gibi giriş sinyalin değiştiği bir MRAC kontrolcü ile buck dönüştürücü kontrol edildiğinde başarılı bir şekilde kontrol işlemi gerçekleştirilemez. Bu MIT kuralı ile tasarlanan MRAC kontrolcüsünün sorunudur.

6.3.2.2. M-MRAC ile buck dönüştürücünün kontrolü

MIT tasarımı kullanılarak değişken basamak girişi verildiğinde istenilenin çok üstünde aşım veya kalıcı durum hatası elde ediliyordu. Bu sorunu çözmek için PSO algoritması kullanılarak Modifiye edilmiş MRAC parametrelerini hesaplamış ve elde edilen parametreleri kullanarak sistemin arzu edildiğine en yakın olarak sistemin model referansın takip edilmesi sağlanmıştı. Bu aşamada ise M-MRAC parametreleri ABC optimizasyonu ile elde edilecektir. İlk olarak ABC algoritması koşturularak, gerekli parametreler elde edilecek. Bu aşamada parametreler ve ABC algoritmasının nasıl yakınsadığı elde edilmiştir. Bu parametreler kullanılarak sistemin sonuçları elde edilecektir. ABC algoritmasının kullanımında arama uzayı için bir sınır belirlenmemiştir.



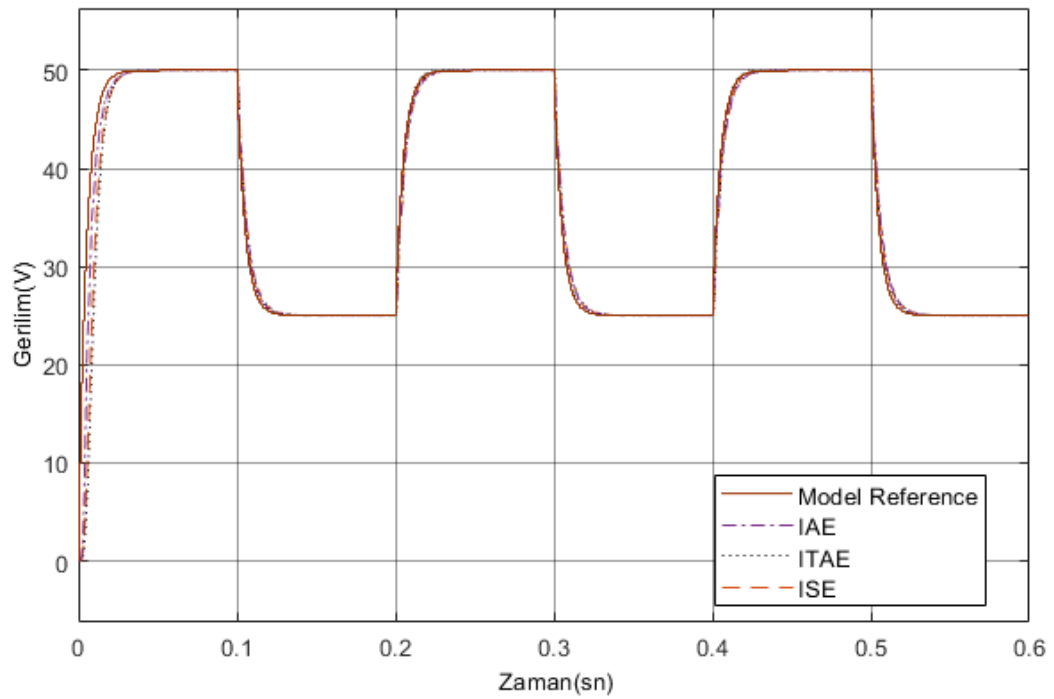
Şekil 6.25. Sağ taraftaki ISE maliyet fonksiyonunun değişimi, ortadaki IAE maliyet fonksiyonunun değişimi ve sol taraftaki ise ITAE maliyet fonksiyonunun değişimi

Şekil 6.25.'de ABC optimizasyonu kullanılarak farklı maliyet fonksiyonlarının iterasyonla nasıl değiştiğini göstermektedir.

Tablo 6.9. M-MRAC kontrolcüsü için ABC optimizasyonu ile hesaplanan parametreler

Maliyet Fonksiyonu	γ_1	γ_2	Ki
ISE	46.711	645.972	-517.336
ITAE	85.018	279.072	312.1225
IAE	13.18	2007.5	-1726.6

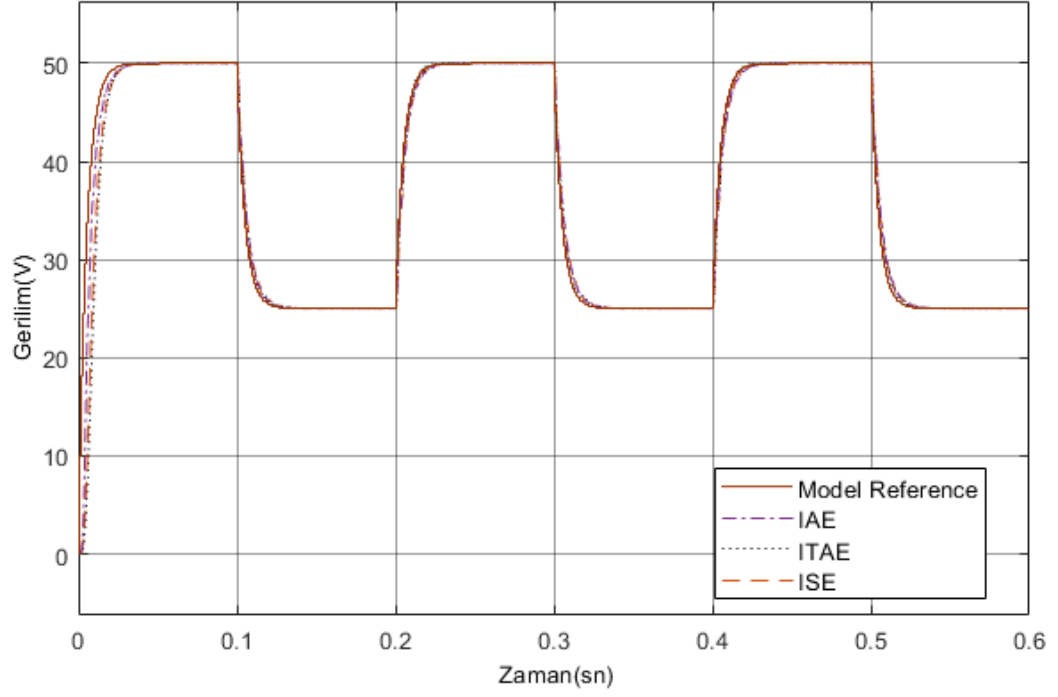
IAE, ITAE ve ISE maliyet fonksiyonları kullanılarak, ABC algoritması tarafından elde edilen adaptif kazançları ve integrator parametre değerleri Tablo 6.9.'da gösterilmektedir.



Şekil 6.26. Üç farklı maliyet fonksiyonunun ABC optimizasyonu ile elde edilen parametreleriyle tasarlanan M-MRAC kontrolcüsünün başarısı

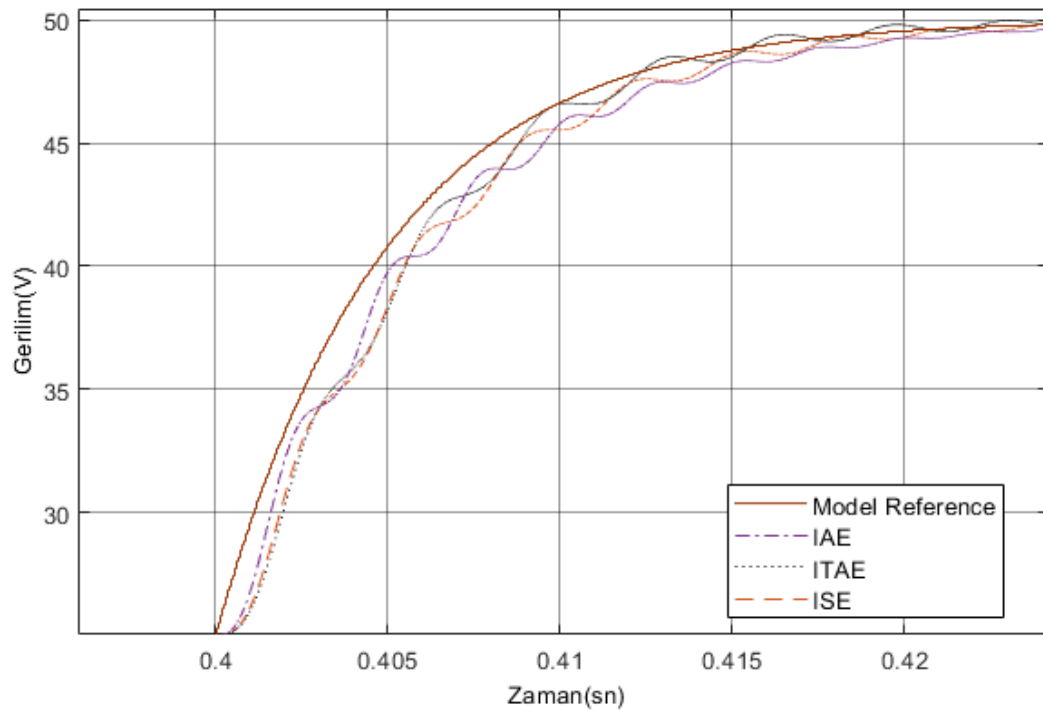
Şekil 6.26.'da Üç farklı maliyet fonksiyonunun ABC optimizasyonu ile elde edilen parametrelerin, M-MRAC kontrolcüsünün başarısı gösterilmiştir.

p



Şekil 6.27. Üç farklı maliyet fonksiyonun ABC optimizasyonu ile elde edilen parametrelerin M-MRAC kontrolcüsünde başarısı(yakınlaştırılmış yükselen kısmı)

Şekil 6.27.'de Üç farklı maliyet fonksiyonun ABC optimizasyonu ile elde edilen parametrelerin, M-MRAC kontrolcüsünde buck dönüştürücünün 25volttan 50 volta çıkarken ki kontrol etme başarısını göstermektedir.



Şekil 6.28. Üç farklı maliyet fonksiyonun ABC optimizasyonu ile elde edilen parametrelerin, M-MRAC kontrolcüsünde başarısı(yakınlaştırılmış düşen kısmı)

Şekil 6.28.'de kullanılan kontrolcü ile buck dönüştürücünün 50volttan 25volta inerken yakınlaştırılmış gösterimini göstermektedir. ABC optimizasyonu ile elde edilen parametreler M-MRAC kontrolcüsünde kullanıldığında MIT kuralı ile tasarlanan kontrolcüden daha düşük aşım elde edilmiştir. M-MRAC kontrolcü ile aşımı %1'den küçük olarak elde edildiği başarılı bir şekilde çıkış geriliminin kontrol edildiği bir kontrolcüdür.

BÖLÜM 7. SONUÇLAR VE DEĞERLENDİRME

Buck dönüştürücü sabit bir çıkış gerilimi kontrol etmek için, MIT kuralı kullanılarak tasarlanılan MRAC kontrolcüsü kullanılmış ve bu kontrolcünün adaptif kazanç değerleri PSO veya ABC optimizasyonları kullanılarak elde edildiği sistemde aşımın %2'den küçük ve yerleşme zamanı 0,1 saniyeden küçük olarak elde edilmiştir. Değişken bir çıkış gerilimi elde edilebilmesi için MIT kuralıyla tasarlanılan MRAC kontrolcüsü kullanılarak kontrol işlemi yapıldığında aşımın %20'den büyük ve kalıcı durum hatası oluşturmaktadır. Bu sorunu çözmek için geliştirilen M-MRAC kontrolcü ile değişken çıkış gerilimleri kontrolünde düşük aşım sağladığı ve uygun şekilde model referansı takip etmesi sağlanılmıştır.

İki farklı sezgisel optimizasyon metodu kullanılarak elde edilen parametreler birbirlerinden farklı olmasına rağmen benzetim işlemi sonucunda elde edilen MIT kuralı ile tasarlanılan 1.dereceden MRAC kontrolcüsünün parametreleri farklı sezgisel optimizasyonları olan, PSO ve ABC algoritmaları kullanılarak elde edilen değerler birbirinden farklı olmasına rağmen benzetim işlemi sonucunda elde edilen aşım ve yerleşme zamanı değerleri oldukça yakındır.

MIT kuralı ile tasarlanılan MRAC'ta en hızlı oturma zamanı ITAE maliyet fonksiyonunda ve en uzun oturma zamanı ise ISE maliyet fonksiyonu kullanılarak elde edilmiştir. M-MRAC kontrolcüsü için kullanılan, farklı maliyet fonksiyonlarıyla elde edilen parametrelerin birbirinden farklı olmasına rağmen, çıkış gerilimleri birbirine yakındır. Bundan dolayı herhangi bir sistemi kontrol edilirken en iyi parametreleri hangi maliyet fonksiyonu kullanılarak bulunacağı bilinemez. Her bir sistem için MRAC kontrolcüsü parametrelerini elde etmek için seçilen maliyet fonksiyonları birbirleriyle karşılaştırılarak en iyi maliyet fonksiyonu elde edilebilir.

Gelecekte yapılan çalışmalarda MRAC kontrolcüsüne ön filtre ekleyerek M-MRAC kontrolcüsü ile karşılaştırma işlemleri yapılabilir. Devre teorisi metodunda PWM sinyali yerine kaos sinyali verilerek sistemin transfer fonksiyonu hesaplanıp, bu hesaplama dayalı MRAC tasarlanabilir.

KAYNAKLAR

- [1] Rashid, M. H., *Power Electronic Handbook*, Academic Press, 211-223, 2001.
- [2] Astrom K. J., Hagglund T., *PID Controllers: Theory, Design and Tuning*. Instrument Society of America, 120-229, 1988.
- [3] Sumsurooah, S., Odavic, M., Bozhko, S., Boroyevich, D., Robust stability analysis of a DC/DC buck converter under multiple parametric uncertainties, *IEEE Trans. Power Electron.*, 33(6), 5426–5441, 2017.
- [4] Abbas, G., Farooq U., Asad, M. U., Application of neural network based model predictive controller to power switching converters. *International Conference and Workshop on Current Trends in Information Technology (CTIT 11)*, 132–136, 2011.
- [5] Bastos, J. L., Figueroa, H. P., Monti A., FPGA implementation of neural network-based controllers for power electronics applications. in *Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 1443–1448, 2006.
- [6] Larrea, I., Seshagiri S., Voltage mode SMC of DC-DC buck converters. *IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, 534–539, 2016.
- [7] Yigeng , H., Ruiqing, M., En, X., Miraoui, A., A robust second order sliding mode controller for buck converter. *International Conference on Electrical Machines and Systems*. 159–161, 2010.
- [8] Ma, L., Zhang Y., Yang, X., Ding, S., Dong, L., Quasi-continuous second-order sliding mode control of buck converter, *IEEE Access*, pp. 17859–17867, 2018.
- [9] Dupont, F. H., Montagner, V. F., Pinheiro, J. R., Pinheiro, H., Oliveira, S. V. G., Péres, A., Multiple controllers for boost converters under large load range: A GA and fuzzy logic based approach. *Proceedings of the IEEE International Conference on Industrial Technology*, 105–110, 2010.
- [10] Diaz, N. L., Soriano, J. J., “Study of two control strategies based in fuzzy logic and artificial neural network compared with an optimal control strategy applied to a buck converter. *Annu. Meet. North Am. Fuzzy Inf. Process. Soc.(NAFIPS)*, 313–318, 2007.

- [11] J. Jantzen, Design Of Fuzzy Controllers, Teknik Rapor, Department of Automation, Technical Univ. of Denmark, 1999.
- [12] Li, X., Chen, M., Tsutomu Y., A method of searching pid controller 's optimized coefficients for buck converter using particle swarm optimization, in Power Electronics and Drive Systems (PEDS), 2013 IEEE 10th International Conference, 238–243, 2013.
- [13] Mirzaei , E., Mojallali H., Auto Tuning PID controller using chaotic pso algorithm for a boost converter. in 13th Iranian Conference on Fuzzy Systems (IFSC) Auto, 1–6. 2013
- [14] Sonmez, Y., Ayyildiz , O., Kahraman H. T., Guvenc, U., Duman S., Improvement of buck converter performance using artificial bee colony optimized-pid controller, J. Autom. Control Eng., 3(4), 304–310, 2015.
- [15] Omer, P., Kurnar, J., Surjan, B. S., Design of robust pid controller for buck converter using bat algorithm. in 2016 IEEE 1st International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES), 1–5, 2016.
- [16] Sundareswaran, K., Kuruvinashetti, K., Hariprasad, B., Sankar, P., Nayak, P. S., Vigneshkumar, V., Optimization of dual input buck converter control through genetic algorithm, IFAC Proc. Vol., 47(1), 142–146, 2014.
- [17] Jalilvand, A., Vahedi, H., Bayat, A., Optimal tuning of the PID controller for a buck converter using bacterial foraging algorithm. in 2010 International Conference on Intelligent and Advanced Systems, 1–5, 2010.
- [18] Katal, N., Narayan, S., Optimal QFT controller and pre-filter for buck converter using flower pollination algorithm, in 1st IEEE International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems, ICPEICES, 1–6, 2016.
- [19] Poodeh, M. B., Eshtehardiha, S., Kiyoumars, A., and Ataei, M., Optimizing LQR and pole placement to control buck converter by genetic algorithm. ICCAS 2007 - Int. Conf. Control. Autom. Syst., 2195–2200, 2007.
- [20] Soufi, Y., Kahla, S., Bechouat, M., Particle swarm optimization based sliding mode control of variable speed wind energy conversion system. Int. J. Hydrogen Energy, 41(45), 20956–20963, 2016.
- [21] Im, Nam-Kyun, Nguyen, Van-Suong, “Artificial neural network controller for automatic ship berthing using head-up coordinate system,” Int. J. Nav. Archit. Ocean Eng., 1-15, 2017.

- [22] Nazelan, A. M., Osman, M. K., Salim, N. A., Samat, A. A. A., Ahmad K. A., PSO-Based Neural Network Controller for Speed Sensorless Control of PMSM, in International Conference on Control System, Computing and Engineering (ICCSCE 2017), 366–371, 2017.
- [23] Garro, B. A., Vázquez, R. A., Designing Artificial neural networks using particle swarm optimization algorithms,” *Comput. Intell. Neurosci.* 1–20, 2015.
- [24] Pawar, R. J. Parvat, B. J., Design and implementation of MRAC and modified MRAC technique for inverted pendulum, 2015 Int. Conf. Pervasive Comput. Adv. Commun. Technol. Appl. Soc. ICPC 2015, 1–6, 2015.
- [25] Sarkar, T. T., Dewan, L., Application of LQR and MRAC for swing up control of Inverted Pendulum. in 4th International Conference on Power, Control & Embedded Systems (ICPCES), 1–6, 2017.
- [26] Zhang, S., Feng, Y., and Zhang, D., Application research of MRAC in fault-tolerant flight controller. *Procedia Eng.*, 1089–1098, 2015.
- [27] Bernat, J., and Stepien, S., The adaptive speed controller for the BLDC motor using MRAC technique. *IFAC Proceedings Volumes*, 44(1), 4143-4148, 2011.
- [28] Vargas-Martínez, A., Garza-Castañón, L. E., Puig, V., and Morales-Menéndez, R., Robust MRAC-based fault tolerant control for additive and multiplicative faults in nonlinear systems,” *IFAC Proc. Vol.*, 45(20), 540–545, 2012.
- [29] Swarnkar, P., Jain , S., Nema, R. K., Effect of adaptation gain in model reference adaptive controlled second order system., *Eng. Technol. Appl. Sci. Res.*, 1(3), 70–75, 2011.
- [30] Bouziane, K., Djouambi, A., Ladaci, S., Fractional-Order model reference adaptive controller design using a modified MIT rule and a feed-forward action. in The 5th International Conference on Electrical Engineering – Boumerdes (ICEE-B), 1–6, 2017.
- [31] Goell, A., Kurnar, R., Narayan, S., Design of MRAC augmented with PID controller using genetic algorithm. in 1st IEEE International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES), 1–5, 2016.
- [32] Abraham, A., Pappa, N., An improved MRAC scheme for non-linear design of adaption gain γ using heuristic algorithms. *IFAC Proceedings Volumes*, 734-739, 2014.
- [33] Whitetaker , H., Yamron, J., Kezer, “Design of Model-Reference Adaptive Control Systems for Aircraft,” Cambridge, 1958.
- [34] Nocedal, J., Wright, S. J., Numerical Optimization, New York: Springer, 2006.

- [35] X. Yang, *Nature-Inspired Metaheuristic Algorithms*. Luniver Press, Second Edition, 2010.
- [36] J. Kennedy and R. Eberhart, "Particle swarm optimization," *IEEE International Conference on Neural Networks (ICNN)*, 1942–1948. 1995.
- [37] D. Karaboga, *An Idea Based on Honey Bee Swarm for Numerical Optimization*, Teknik Rapor, Kayseri/Türkiye, 2005.
- [38] Moor, B. De, "Discretization of Continuous-time Systems.", *Ders Notu*, 1–58, 2017.
- [39] B. H'mida, M. Sahbi, and D. Soudani, "Discretizing of linear systems with time-delay Using method of Euler 's and Tustin's approximations," *Int. J. Eng. Res. Appl.*, 5(3), 83–89, 2015.

ÖZGEÇMİŞ

Ebubekir K k am, 1991'de Elazıĝ'da doĝdu. İlk, orta ve lise eĝitimini Konya'da tamamladı. 2010 yılında Elâzıĝ Fırat Üniversitesi Elektrik-Elektronik M hendisliĝi Bölümünde bařladıĝı  niversite eĝitimini 2015 yılında tamamladı. Lisans programına devam ederken 2013-2014 yılları arasında Erasmus programıyla Polonya'da bulunan Politechnika Białostocka  niversitesinde eĝitim aldı. 2015 yılında Sakarya Üniversitesi Elektrik-Elektronik M hendisliĝi Ana Bilim Dalında yüksek lisans başlandı.