

**T.C.
PAMUKKALE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM
DALI**

**MAKİNE ÖĞRENİMİ TABANLI PID OPTİMİZASYONU İLE
ÇİFT AKTİF KÖPRÜLÜ DOĞRU AKIM GÜÇ
ÇEVİRİCİLERİNİN DENETİMİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

NAZIM YILDIZ

DENİZLİ, AĞUSTOS - 2019

**T.C.
PAMUKKALE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM
DALI**



**MAKİNE ÖĞRENİMİ TABANLI PID OPTİMİZASYONU İLE
ÇİFT AKTİF KÖPRÜLÜ DOĞRU AKIM GÜÇ
ÇEVİRİCİLERİNİN DENETİMİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

NAZIM YILDIZ

DENİZLİ, AĞUSTOS - 2019

KABUL VE ONAY SAYFASI

NAZIM YILDIZ tarafından hazırlanan “MAKİNE ÖĞRENİMİ TABANLI PID OPTİMİZASYONU İLE ÇİFT AKTİF KÖPRÜLÜ DOĞRU AKIM GÜÇ ÇEVİRİCİLERİNİN DENETİMİ” adlı tez çalışmasının savunma sınavı 05.09.2019 tarihinde yapılmış olup aşağıda verilen jüri tarafından oy birliği ile Pamukkale Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı Yüksek Lisans Tezi olarak kabul edilmiştir.

Jüri Üyeleri

İmza

Danışman
Doç .Dr. Selami KESLER



Üye
Prof. Dr. Okan BİNGÖL
Isparta Uyg. Bil. Üniversitesi



Üye
Doç. Dr. Selim KÖROĞLU
Pamukkale Üniversitesi



Pamukkale Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun 09/10/2019 tarih ve 40/09-B. sayılı kararıyla onaylanmıştır.



Prof. Dr. Uğur YÜCEL

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

Bu tezin tasarımı, hazırlanması, yürütülmesi, araştırmalarının yapılması ve bulgularının analizlerinde bilimsel etiğe ve akademik kurallara özenle riayet edildiğini; bu çalışmanın doğrudan birincil ürünü olmayan bulguların, verilerin ve materyallerin bilimsel etiğe uygun olarak kaynak gösterildiğini ve alıntı yapılan çalışmalara atfedildiğine beyan ederim.


NAZIM YILDIZ

ÖZET

MAKİNE ÖĞRENİMİ TABANLI PID OPTİMİZASYONU İLE ÇİFT AKTİF KÖPRÜLÜ DOĞRU AKIM GÜÇ ÇEVİRİCİLERİNİN DENETİMİ YÜKSEK LİSANS TEZİ

NAZIM YILDIZ

PAMUKKALE ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

(TEZ DANIŞMANI:DOÇ. DR. SELAMİ KESLER)

DENİZLİ, AĞUSTOS - 2019

Bu tez çalışmasında, özellikle yarı-iletken transformatör ve elektrikli araç akü sistemlerinde tercih edilen Çift Aktif Köprülü Doğru Akım çeviricisinin kapalı çevrim gerilim kontrolü üzerinde durulmuştur ve Çift Aktif Köprülü Doğru Akım çevirici uygulamalarında kullanılan dört farklı anahtarlama yöntemi incelenmiştir.

Çift Aktif Köprülü Doğru Akım çeviricisinin kapalı çevrim denetiminde PID denetleyici kullanılmış olup, PID parametreleri, hem Ziegler-Nichols hem de önerilen yeni doğrusal regresyon tabanlı PID optimizasyonu ile elde edilerek dinamik performans karşılaştırması yapılmıştır.

Geleneksel doğrusal regresyon tabanlı denetleyici optimizasyonlarında kullanılan yükselme zamanı, aşım, oturma zamanı gibi basamak cevabı nitelikleri kullanılarak hipotez fonksiyonu oluşturmak yerine kapalı çevrim sistemin sahip olması istenilen basamak cevabı dalga formu, geliştirilen doğrusal regresyon tabanlı makine-öğrenim algoritmasına iletilerek PID denetleyici parametreleri elde edilmiştir.

Tasarlanan, 250 W güç kapasitesine sahip 200 kHz anahtarlama frekansı ve tek faz kaydırmalı anahtarlama yöntemi kullanılan çevirici için hem ideal hem de transformatör modeli, anahtarlama elemanları pSpice modeli ve sargı dirençlerinin dahil edildiği ideal olmayan koşullar altındaki benzetim çalışmaları verilmiştir. Geliştirilen doğrusal regresyon tabanlı PID optimizasyonu ile geleneksel Ziegler-Nichols yöntemine göre daha hızlı oturma zamanı ve aşımsız bir dinamik cevap elde edilmiştir. Doğrusal regresyon tabanlı PID optimizasyonu sonucunda elde edilen denetleyici parametreleriyle, ideal olmayan koşullar altında gerçekleştirilen benzetim çalışmasının, ideal koşullar altında elde edilen sonuçlar ile hemen hemen bire bir örtüştüğü gözlemlenmiştir.

ANAHTAR KELİMELER: Çift Aktif Köprülü Doğru Akım Çeviricisi, DAB, Çıkış Gerilim Kontrolü, Dijital PID, PID Denetleyici, Doğrusal Regresyon ile PID Optimizasyonu

ABSTRACT

DUAL ACTIVE BRIDGE POWER CONVERTER CONTROL WITH MACHINE LEARNING BASED PID OPTIMIZATION

MSC THESIS

NAZIM YILDIZ

**PAMUKKALE UNIVERSITY INSTITUTE OF SCIENCE
ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERING**

(SUPERVISOR:ASSOC. PROF. SELAMİ KESLER)

DENİZLİ, AUGUST 2019

In this Masters' thesis, the study focused on a closed-loop voltage control of Dual Active Bridge converters, which is especially preferred in solid-state transformer and vehicle battery system applications. Additionally, four different switching techniques used for this converters have been included in the study.

The traditional machine-learning-based linear regression employs the step response attributes such as, rise time, overshoot and settling time to formulate a hypothesis function. In this novel optimization method for the PID parameters proposed in this thesis, does not calculate the hypothesis function as in the traditional system but instead, the reference waveform is directly delivered to the machine-learning algorithm as a closed-loop system characteristic. The algorithm then optimizes the parameters for the PID to end up the closed-loop system.

Designed Dual Active Bridge converter has 250W power capacity, it works under 200kHz and it uses single phase shift as switching method. For this converter, a simulation has been run under both ideal and non-ideal conditions where the, spice models of transistors, the transformer model and the winding resistances' have been included. At the end of the study better dynamic performance have been achieved with this novel machine-learning-based PID optimization. Quite close non-ideal simulation results have been achieved according to ideal simulation.

KEYWORDS: Dual Active Bridge, DAB, DAB Output Voltage Control, Digital PID, PID Controller, Linear Regression Based PID Optimization

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET.....	i
ABSTRACT	ii
İÇİNDEKİLER	iii
ŞEKİL LİSTESİ	v
TABLO LİSTESİ	vii
SEMBOL LİSTESİ	viii
ÖNSÖZ.....	ix
1. GİRİŞ.....	1
1.1 Tezin Konusu ve Amacı	1
1.2 Literatür Taraması	2
2. ÇİFT AKTİF KÖPRÜLÜ DOĞRU AKIM ÇEVİRİCİ.....	6
2.1 DAB Anahtarlama Yöntemleri.....	7
2.1.1 Tek Faz Kaydırmalı Anahtarlama (SPS)	8
2.1.2 Genişletilmiş Faz Kaydırma (EPS).....	10
2.1.3 Çift Faz Kaydırmalı (DPS)	11
2.1.4 Üçlü Faz Kaydırma (TPS)	12
2.2 DAB için Dinamik Model	12
2.3 Transformatör ve Akı Dengesizliği	16
2.4 Uygulama Alanları	18
2.4.1 Yarı İletken Transformatör Olarak Kullanımı	18
2.4.2 Elektrikli Araçlarda Kullanımı	20
3. MAKİNA ÖĞRENİMİ	23
3.1 Denetimli Öğrenme	26
3.1.1 Doğrusal Regresyon.....	26
3.1.1 Mantıksal Regresyon	29
3.2 Denetimsiz Öğrenme	31
4. PID DENETLEYİCİ	32
4.1 PID Denetleyici Frekans Ortamı İncelemesi	35
4.2 Sayısal PID Modeli	40
4.3 Parametrelerin Elde Edilmesi	41
4.4 Doğrusal Regresyon Tabanlı Gradient-Descent Yöntemi.....	43
5. DAB ÇEVİRİCİSİNİN DOĞRUSAL REGRESYON TABANLI VE ZIEGLER-NICHOLS PID İLE DENETİMİ	45
5.1 Sistem Benzetimi.....	48
5.2 DAB Dönüştürücünün Ziegler-Nichols PI/PID ile Denetimi.....	57
5.3 Doğrusal Regresyon Tabanlı PID İle Ziegler-Nichols Kıyaslama	60
5.4 İdeal Olmayan Koşullar Altında DAB Benzetimi.....	61
6. BULGULAR VE TARTIŞMALAR.....	64
7. SONUÇ VE ÖNERİLER	65
8. KAYNAKLAR.....	66
9. EKLER.....	73
EK A İdeal DAB Openmodelica Simülasyon Devresi.....	73
EK B İdeal DAB PID Kontrol Kodları.....	74
EK C Makine-Öğrenimi Uygulama Katmanı m-File	75
EK D Makine-Öğrenimi Ayırık Gradient Descent m-File	77

EK E DAB Etkin ve Tepe Akım Formülleri	79
EK F İdeal Olmayan DAB Openmodelica Simülasyon Devresi.....	82
EK G Transformatör Tasarımı M-File	83
EK H Transformatör Openmodelica Model Parametreler.....	85
EK I Makine Öğrenim ve Simülasyon PC Performansı.....	86
10. ÖZGEÇMİŞ.....	87

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 1.1: Sadeleştirilmiş çift aktif köprülü çevirici	3
Şekil 1.2: PID'ye katkı sağlayan yapay-zeka	4
Şekil 1.3: Derin öğrenme tabanlı denetleyici	5
Şekil 2.1: DAB prensip çalışma devresi	6
Şekil 2.2: DAB doğru akım çeviricisi ilkesel devresi	7
Şekil 2.3: DAB anahtarlama yöntemleri (a)SPS, (b)EPS, (c)DPS, (d)TPS	8
Şekil 2.4: DAB EMI eklentili modeli	13
Şekil 2.5: Transformator eşdeğer devresi.....	16
Şekil 2.6: DAB transformator DC blok kondansatörleri.....	17
Şekil 2.7: Temel yarı-iletken transformator modeli.....	19
Şekil 2.8: DAB tabanlı yarı-iletken transformator modeli.....	19
Şekil 2.9: Akü tabanlı elektrikli araç blok diyagramı	21
Şekil 2.10: Yakıt hücreli elektrikli araç blok diyagram	22
Şekil 3.1: Makina öğrenimi tabanlı bir denetleyici.....	24
Şekil 3.2: Genel makina öğrenim diyagramı	25
Şekil 3.3: Yapay-Sinir-Ağı	25
Şekil 3.4: İki boyutlu doğrusal regresyon	27
Şekil 3.5: Makine öğrenim aşamaları.....	28
Şekil 3.6: Mantıksal regresyon.....	29
Şekil 3.7: Sigmoid fonksiyonu.....	30
Şekil 3.8: Denetimsiz öğrenim veri kümesi	31
Şekil 4.1: PID blok diyagramı.....	32
Şekil 4.2: Oransal katsayının etkisi.....	33
Şekil 4.3: İntegral katsayısının etkisi	34
Şekil 4.4: Türev katsayısının etkisi	34
Şekil 4.5: PID frekans cevabı, $K_p = 18$, $T_i = 10$, $T_d = 1$	36
Şekil 4.6: $G_{pid}(s) \times G_{plant}(s)$ açık çevrim frekans cevabı	37
Şekil 4.7: $G_{pid}(s) \times G_{plant}(s)$ basamak cevabı.....	38
Şekil 4.8: İntegral zaman sabiti 60 için frekans cevabı.....	39
Şekil 4.9: İntegral zaman sabiti 60 için frekans cevabı.....	40
Şekil 4.10: Sayısal PID blok diyagramı	41
Şekil 4.11: Ziegler-Nichols ikinci yöntemi.....	42
Şekil 5.1: Makina-Öğrenimi akış diyagramı	47
Şekil 5.2: Makine-Öğrenim bloğu iç yapısı	48
Şekil 5.3: $F_n = 6\text{kHz}$ Epsilon = 0.5	49
Şekil 5.4: Makina-Öğrenimi ilk iterasyon.....	49
Şekil 5.5: Makina-Öğrenimi 10.iterasyon.....	50
Şekil 5.6: Makina-Öğrenimi 19.iterasyon.....	51
Şekil 5.7: Makine-Öğrenimi 34.iterasyon.....	51
Şekil 5.8: Makina-Öğrenimi $F_n=8\text{kHz}$ Eps=0.9	52
Şekil 5.9: Makina-Öğrenimi 1.iterasyon.....	53
Şekil 5.10: Makina-Öğrenimi 10.iterasyon.....	53

Şekil 5.11: Makina-Öğrenimi 21.iterasyon.....	54
Şekil 5.12: Makina-Öğrenimi 141.iterasyon.....	55
Şekil 5.13: Çıkış gerilim kontrolü.....	55
Şekil 5.14: DAB çıkış gerilimi 120W	56
Şekil 5.15: Sürekli hal 120W iDAB.....	56
Şekil 5.16: DAB 240W i_{DAB}	57
Şekil 5.17: Ziegler-Nichols osilasyonu.....	58
Şekil 5.18: Ziegler-Nichols PI performansı	59
Şekil 5.19: Ziegler-Nichols PID performansı	59
Şekil 5.20: 120W kalkış, 120W ani yük girişi	61
Şekil 5.21: İdeal ve ideal olmayan dinamik cevap.....	62
Şekil 5.22: İdeal ve ideal olmayan dinamik cevap yük girişi	62
Şekil 5.23: 120W kalkış 240W yük ilavesi.....	63
Şekil 5.24: 360W kalkış 240W yük çıkışı.....	63

TABLO LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Tablo 4.1: Ziegler-Nichols metoduyla PID parametrelerinin hesaplama tablosu	43
Tablo 5.1: Ziegler-Nichols PID katsayıları.....	58
Tablo 5.2: Denetleyici performans kıyaslaması.....	60

SEMBOL LİSTESİ

P_{out}	:	DAB çıkış gücü (W)
I_{d_avg}	:	Ortalama L_{DAB} endüktans akımı (A)
V'_{out}	:	Çıkış geriliminin giriş tarafına yansıtılmış hali (V)
V_{out}	:	Çıkış gerilimi
V_{in}	:	DAB giriş gerilimi (V)
f_{sw}	:	Anahtarlama frekansı (Hz)
Φ	:	Giriş ve çıkış pwm sinyalleri arasındaki faz farkı (rad)
n	:	N_p/N_s sarım oranı
v_p	:	DAB primer bölgesinde oluşturulan AC gerilim (V)
v_s	:	DAB sekonder bölgesinde oluşturulan AC gerilim (V)
i_{DAB}	:	L_{DAB} akım ifadesi (A)
$h_{\theta}(x)$:	Hipotez fonksiyonu
$J(\Theta)$:	Maliyet fonksiyonu
Θ	:	Hipotez fonksiyonu eğitim katsayılarını barından vektör
$O(t)$:	Zamana bağlı PID çıkış fonksiyonu
s_1, s_2	:	PID transfer fonksiyonunun sıfırlarını belirtirler
$o[n]$:	PID çıkış ifadesinin fark denklemi
K_p, K_i, K_d	:	PID katsayıları

ÖNSÖZ

Yoğun tez çalışmalarım süresince destek ve anlayışını esirgemeyen aileme özellikle annem Emine Yıldız'a ömür boyu minnettarım.

Değerli çalışma arkadaşlarım sevgili Cennet Dincelir ve Okan Bülbül'e değerli zamanlarını ayırıp verdikleri katkılarından dolayı minnettarım. Sevgili Selgin Deniz Çakal'a tezimde verdiği destek ve önerilerinden dolayı en içten teşekkür ederim.

Tez yazımı sürecinde yardımlarını esirgemeyen değerli arkadaşım Öğr. Gör. Veli Yenil'e de çok teşekkür ederim.

Yardıma ihtiyacım olduğunda her zaman fikir ve görüşleriyle bana destek olan çok değerli danışman hocam Doç. Dr. Selami Kesler'e en içten teşekkürlerimi sunuyorum.

1. GİRİŞ

1.1 Tezin Konusu ve Amacı

Bu tez çalışmasında elektrikli araçların akü sistemlerinde kullanılabilecek kapalı çevrim PID kontrollü; PID parametrelerinin optimizasyonu sistemin matematik modelinden bağımsız olarak makine-öğrenim tabanlı doğrusal regresyon yöntemi ile gerçekleştirilen, yüksek güç yoğunluğuna sahip ve çift yönlü enerji aktarım kabiliyeti bulunan doğru akım güç dönüştürücü tasarımı amaçlanmıştır.

Çift aktif köprülü doğru akım dönüştürücülerinde kullanılan tek faz kaydırma, genişletilmiş faz kaydırma, çift faz kaydırma ve üçlü faz kaydırma anahtarlama yöntemleri incelenmiş olup, dönüştürücünün matematik modeli için yapılmış çalışmalara değinilmiştir. Yüksek frekans transformatörü içeren çift aktif köprülü dönüştürücülerde meydana gelen akı dengesizliğine değinilmiş olup kullanılan çözümler de konu kapsamına alınmıştır.

Bu tez çalışması kapsamında, PID parametrelerinin optimizasyonunda kullanılan temel makine öğreniminde ki denetimli ve denetimsiz öğrenim yöntemleri de incelenmiştir. Dönüştürücünün gerilim kontrolünde sayısal PID denetleyici kullanılmış olup, sayısal PID tasarımında dikkat edilmesi gereken durumlar ele alınmıştır. Kapalı çevrim sistemin sahip olması istenilen basamak cevabına uygun PID parametreleri, makine-öğrenim tabanlı doğrusal regresyon yöntemiyle elde edilmiştir. Önerilen yeni doğrusal regresyon yöntemiyle, hipotez fonksiyonuna ihtiyaç duyulmadan, sistemin mevcut basamak cevabı ve sistemin sahip olması istenilen basamak cevapları makine-öğrenim algoritmasına iletilerek PID parametrelerinin optimizasyonu gerçekleştirilmiştir.

Son bölümde, PID parametrelerini elde etmek için yaygın bir şekilde kullanılan Ziegler-Nichols yöntemine değinilmiştir. Tasarlanan Çift aktif köprülü doğru akım dönüştürücüsü üzerinde Ziegler-Nichols yöntemi uygulaması verilmiş olup, bu yüksek lisans tezi çalışmasında önerilen makina öğrenimi tabanlı doğrusal regresyon

optimizasyonu ile elde edilen PID denetleyicinin dinamik performans kıyaslaması incelenmiştir. Son olarak makina-öğrenimi ile optimize edilmiş PID parametreleri kullanılarak, tasarlanan sistemin ideal olmayan koşullar altındaki performansı farklı yük giriş-çıkış koşulları altında incelenmiştir.

1.2 Literatür Taraması

Çift aktif köprülü doğru akım güç çeviricileri kapalı çevrim kontrolünde, doğrusal olmayan çevirici karakteristiği nedeniyle transfer fonksiyonu elde etmek oldukça güçtür. Bulunulan çalışma noktasına göre doğrusallaştırma işlemi yapılabilir. Böylece kullanılmakta olan denetleyici katsayıları bu doğrusallaştırma işlemi ardından güncellenerek kararlı bir kontrol performansı elde edilebilir (Cardozo ve diğ. 2010). İlgili çalışma 10 kHz anahtarlama frekansı 10 kW'lık güç ve 400 V giriş ve çıkış gerilimlerine sahip uygulamayla doğrulanmıştır. Çıkış gerilimi eşitlik (1.1)'de verilen denetleyici fonksiyonuyla sağlanmaktadır. Sürekli zamanlı doğrusallaştırma işlemiyle denetleyici katsayıları güncellenmiştir.

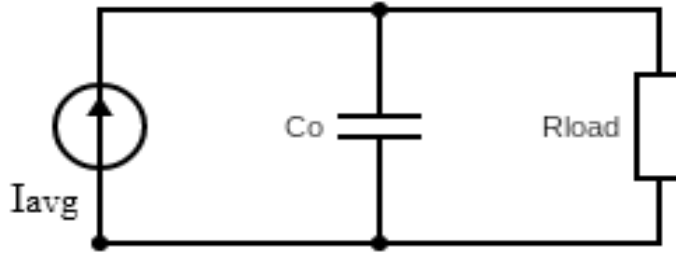
$$V_{aux} = -K_1 V_{out} - K_2 \int (V_{out}^{ref} - V_{out}) dt \quad (1.1)$$

Çift aktif köprülü çevirici temel denklemleri kullanılarak ortalama akım ifadesi eşitlik (1.3)'teki gibi elde edilmiştir.

$$P_{out} = \frac{V_{in} V'_{out}}{2L_{total} f_{sw}} \propto (1-\alpha) \quad (1.2)$$

$$I_{avg} = \frac{V_{in}}{2L_{total} f_{sw}} \propto (1-\alpha) \quad (1.3)$$

Çift aktif köprülü çevirici için basitleştirilmiş model denklemleri eşitlik (1.4)'deki gibi elde edilmiştir. Devre şeması ise Şekil 1.1'de görülmektedir.



Şekil 1.1: Sadeleştirilmiş çift aktif köprülü çevirici

$$\frac{dV_{out}}{dt} = -\frac{1}{R_{load}C_o}V_{out} + \frac{1}{C_o} \left(\frac{V_{in}}{2L_{total}f_{sw}} \propto (1-\alpha) \right) \quad (1.4)$$

Eşitlik (1.4)'de $V_{in} \propto (1-\alpha)$ yerine eşitlik (1.1)'deki denetleyici fonksiyonu yerleştirilerek kapalı çevrim denetimi sağlanmıştır.

K_1 ve K_2 denetleyici katsayıları (1.5) ve (1.6) formülleriyle güncellenmektedirler.

$$K_1 = \left(2\varepsilon w_n - \frac{1}{C_o R_{load}} \right) 2C_o L_{total} f_{sw} \quad (1.5)$$

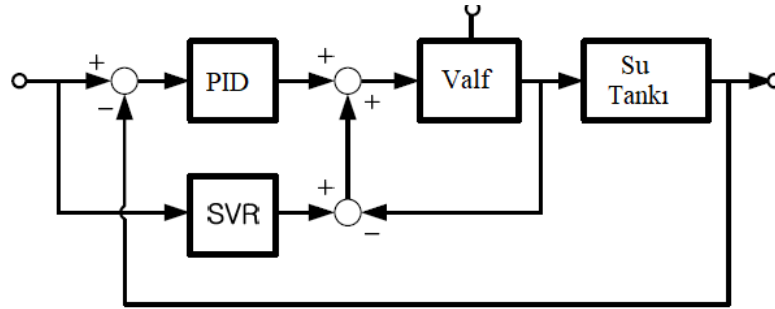
$$K_2 = -2C_o L_{total} f_{sw} w_n^2 \quad (1.6)$$

Çift aktif köprülü çevirici denetleyici tasarımı yapılırken kullanılan bir diğer yaklaşım ayrıklaştırma yöntemidir (Krismer 2010). Bu çalışmada çift aktif köprülü çevirici ayrık modeli elde edilerek kapalı çevrim PI denetleyicileri tasarlanmıştır. Çıkış voltajı ve giriş akımı için PI denetleyicileri ardışık bağlanarak kapalı çevrim kontrolü sağlanmıştır. Çalışmada elde edilen sonuçlar 2kW bir ürün ile doğrulanmıştır.

Küçük sinyal modeli ya da ayrık zaman modeli elde edilerek tasarlanan kapalı çevrim denetleyicilerine alternatif olarak yapay-zeka tabanlı yaklaşımlarda kullanılabilir. Genetik-algoritması bunlardan bir tanesidir (Mitsukura ve diğ. 1997). Bir DA-motor kontrolünde kullanılan PID denetleyici katsayılarının optimizasyonunda genetik-algoritması kullanılarak kapalı çevrim sistemin dinamik cevabında iyileşme sağlanabilir (Mahdi 2014), (Nyberg 2017).

Doğrusal regresyon tabanlı yaklaşımlar kullanılarak üretilen hipotez fonksiyonları yardımıyla PID parametreleri optimize edilebilir (Parvathy ve Devi 2014), (Agnihotri ve Waghmare 2014). PID parametrelerinden 2 tanesi sabit tutulur ve diğer parametre için yeterli sayıda eğitim verisi elde edilir. Bu eğitim verileri ilgili parametre için oluşturulacak olan hipotez fonksiyonu eğitim katsayılarını belirlemek için kullanılır. Bu işlem diğer iki parametre içinde gerçekleştirilerek 3 adet PID parametresi için hipotez fonksiyonu elde edilir. Böylece belirlenen dinamik niteliklere göre PID parametreleri, elde edilen hipotez fonksiyonlarıyla üretilir (Parvathy ve Devi 2014).

Doğrudan PID optimizasyonu yerine PID denetleyicinin yetersiz kaldığı anlarda dinamik cevaba katkı sağlayacak PID ile paralel çalışan yani PID'nin ürettiği kontrol sinyaline katkı sağlayan vektör destekli mekanizma¹ tabanlı yapay-zeka yöntemi tercih edilebilir (Lee ve diğ. 2010). Şekil 1.2'de ilgili çalışmanın blok diyagramı verilmiştir.

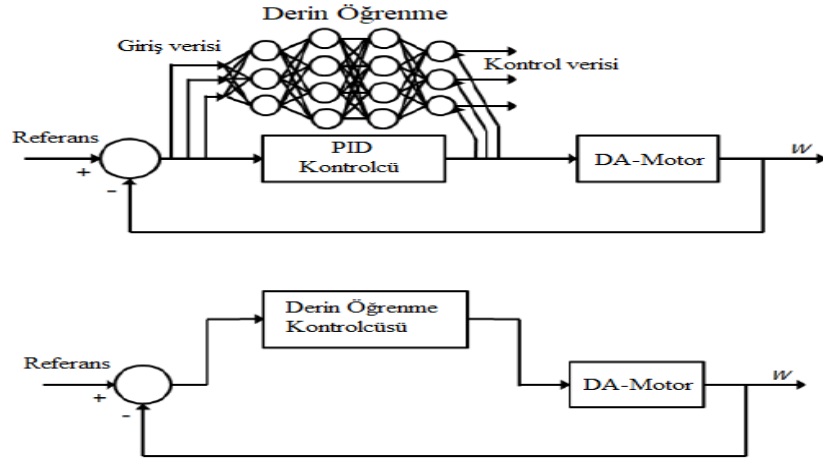


Şekil 1.2: PID'ye katkı sağlayan yapay-zeka

PID optimizasyonu yerine denetleyici olarak doğrudan yapay-zeka tasarımı da mümkündür (Cheon ve diğ. 2015). Bu çalışmada yapay sinir ağlarının geliştirilmiş bir versiyonu olan derin sinir ağları² kullanılarak denetleyici tasarımı yapılmıştır. Yapay zekanın eğitilmesinde bir PID denetleyiciden faydalanılmıştır. Şekil 1.3 yapılan çalışmayı özetlemektedir.

¹ Support Vector Machine

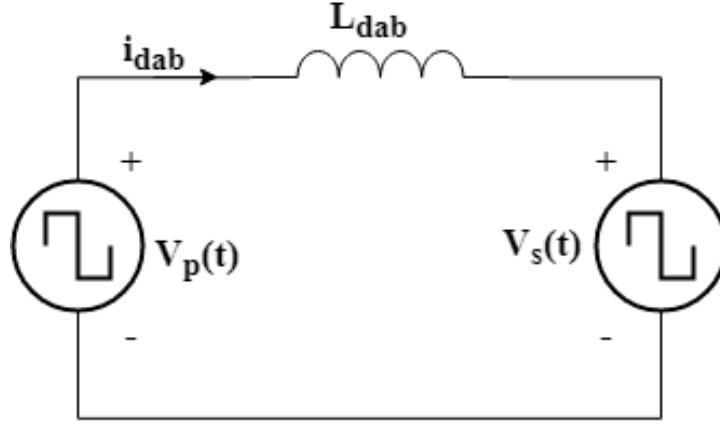
² Deep Neural Network



Şekil 1.3: Derin öğrenme tabanlı denetleyici

2. ÇİFT AKTİF KÖPRÜLÜ DOĞRU AKIM ÇEVİRİCİ

Çift Aktif KöprülÜ (ÇAK veya Dual Active Bridge: DAB) Doğru Akım Çeviricisi ilk kez 1991’de Doncker (1991) çalışmasında ortaya atılmıştır. Bu çalışmayla birlikte Tam KöprülÜ (Full-Bridge: FB) dönüştürücülerde transformatör kaçak endüktansından dolayı meydana gelen serbest dolaşım akımlarının çıkışa aktarılması sağlanmıştır. Böylece önemli ölçüde verim artışı sağlanmış olup, daha yüksek frekanslarda çalışabilecek güç yoğunluğu yüksek çevirici tasarımı mümkün hale gelmiştir (Kheraluwala ve diğ. 1992), (Kheraluwala ve Doncker 1993).



Şekil 2.1: DAB prensip çalışma devresi

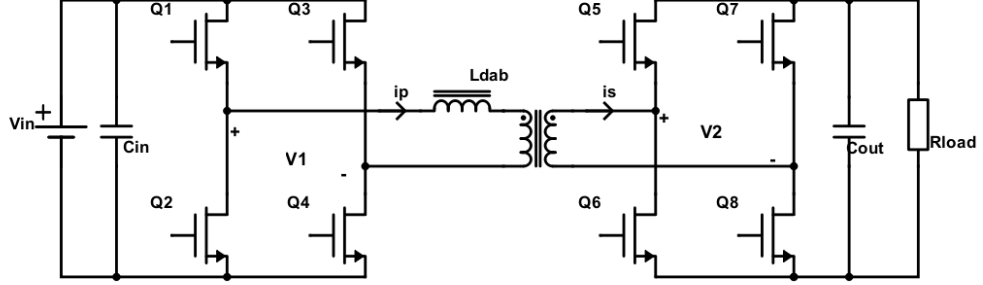
Şekil 2.1’de DAB çeviricisinin çalışma prensibini anlaşılır hale getirmek için kullanılan en sade devre görülmektedir. V_p ve V_s kaynakları birer AC gerilim olmakla birlikte kullanılacak olan anahtarlama yöntemine göre dalga şekli değişkenlik göstermektedir. Bunun bir sonucu olarak L_{dab} endüktansı üzerinden akmakta olan i_{dab} akımını AC bir sinyaldir ve

$$i_{dab} = \frac{1}{L_{dab}} \int (v_p - v_s) dt + i_{dab}(0) \quad (2.1)$$

eşitliği ile elde edilir. İki voltaj kaynağı arasındaki, kontrollü enerji aktarım miktarı ve yönü $V_p - V_s$ arasındaki faz farkıyla¹ belirlenmektedir. DAB çeviricisinin ideal tasvirli devresi Şekil 2.2’de verilmektedir. Çevirici toplamda 8 adet anahtarlama elemanı, 1

¹ Tek faz kaydırmalı (SPS) yönteminde; anahtarlama frekansı, V_p ve V_s genlikleri sabit tutulduğunda aktarılan enerji miktarı faz farkıyla belirlenmektedir.

adet bobin¹ ve yüksek frekans transformatöründen meydana gelmektedir. İlk önerilen DAB çalışmasında tek faz kaydırmalı (TFK ya da Single Phase Shift: SPS) anahtarlama yöntemi kullanılmıştır (Doncker ve diğ. 1991).



Şekil 2.2: DAB doğru akım çeviricisi ilkesel devresi

DAB çeviricisinin öne çıkan başlıca özellikleri aşağıdaki gibi sıralanabilir:

- Ek devrelere ihtiyaç duyulmadan üretilen PWM sinyaliyle yumuşak anahtarlamaı sağlayabilmesi
- Çift yönlü enerji aktarımı sağlayabilmesi
- Yükseltici (Boost) ve düşürücü (Buck) modlarında çalışabilmesi
- Diğer dönüştürücü türlerine göre daha yüksek güç yoğunluğuna sahip olması
- İçerdiği transformatör sayesinde giriş ile çıkış arasında izolasyonun (ground-şasi yalıtımının) sağlanabilmesi

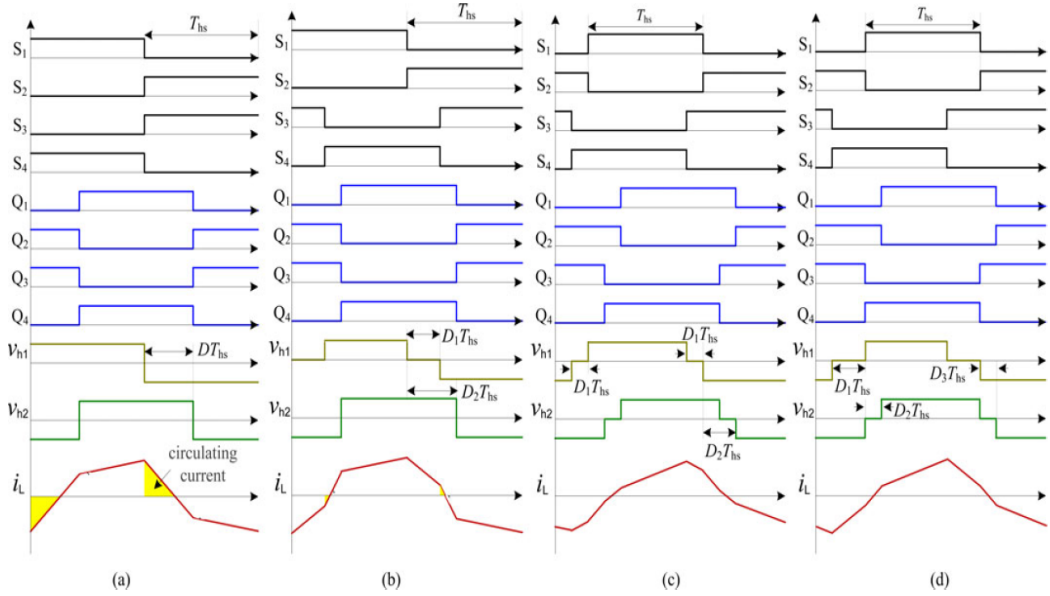
Özellikle gelişen yarı-iletken teknolojisiyle birlikte 100 kHz ~ 500 kHz gibi yüksek frekanslarda güç yoğunluğu yüksek DAB uygulamalarıyla karşılaşılmaktadır (Qi ve diğ. 2019), (Pierre ve Oriol 2019), (Transphorm 2018).

2.1 DAB Anahtarlama Yöntemleri

Bu bölümde DAB çeviricilerinin değişen yük koşullarında bozulan ZVS yumuşak anahtarlama koşullarını iyileştiren dolayısıyla düşen verimlerini arttırmayı sağlayan anahtarlama yöntemleri incelenmiştir. Mevcut var olan anahtarlama yöntemleri olan tek faz kaydırmalı (Single Phase Shift: SPS), genişletilmiş faz

¹ Transformatörün kaçak endüktansının yeterli olması durumunda, bobin devreden çıkartılabilir.

kaydırma (Extended Phase Shift: EPS), çift faz kaydırmalı (Dual Phase Shift: DPS) ve üçlü faz kaydırma (Triple Phase Shift: TPS) anahtarlama yöntemlerinin bir özeti Şekil 2.3'te gösterilmiştir (Zhao ve Song 2014). Şekil 2.3'te Q1, Q2, Q3 ve Q4 anahtarları Şekil 2.3'te S1, S2, S3 ve S4'e Şekil 2.3'te ki Q5, Q6, Q7 ve Q8 ise Şekil 2.3'te Q1, Q2, Q3 ve Q4'e karşılık gelmektedir.



Şekil 2.3: DAB anahtarlama yöntemleri (a)SPS, (b)EPS, (c)DPS, (d)TPS

2.1.1 Tek Faz Kaydırmalı Anahtarlama (SPS)

DAB çeviricisi için kullanılmış olan ilk anahtarlama yöntemidir (Doncker ve diğ. 1991). Kolay uygulanabilirliği nedeniyle birçok uygulamada yaygın bir şekilde kullanılmakta olan bu anahtarlama yöntemi, yalnızca iki kontrollü köprü arasındaki faz farkının ayarlanmasına ihtiyaç duyar (Kheraluwala ve diğ. 1992), (Inoue ve Akagi 2007^{a,b}), (Transphorm 2018). Düşük güçlü 1MHz anahtarlama frekansı ile çalışan maksimum güç noktasında %97,4 verimin elde edildiği Costinett ve Maksimovic (2013) çalışması SPS anahtarlama yöntemi ile gerçekleştirilmiştir.

SPS yöntemi için toplam 8 adet anahtarlama elemanı için %50 doluluk oranına sahip kare dalga sinyalleri üretilir ve iki anahtar grubu arasındaki faz farkı olan ϕ kontrol değişkeni olarak kullanılır. İki grup arasındaki faz farkının işareti güç akış yönünü belirlerken, ϕ açısının değeri ise güç miktarını belirler. Faz farkının

değişmesiyle birlikte Şekil 2.2’de transformatöre seri bağlı L_{dab} bobini üzerindeki voltaj şekli değişir. Böylece güç akış yönü ve miktarı ayarlanır.

Basit yapısı nedeniyle yoğun matematiksel işlemlere ihtiyaç yoktur. Dolayısıyla deneysel çalışmalarda kullanılacak mikro-denetleyicinin işlem gücüne ek bir yük getirmez. Dezavantajlı yanları ise değişen yük koşullarında yumuşak anahtarlanmanın sağlanamamasıdır. Ayrıca Şekil 2.2’deki V_1 ile $n \times V_2$ ¹ birbirine yakın değillerse sirkülasyon akımları oluşmaya başlar. Bunun sonucu olarak akımların etkin ve tepe değerleri artar.

$$P = \frac{nV_1V_2}{2\pi^2f_sL_{DAB}} \varphi(\pi - |\varphi|) \quad (2.2)$$

Bu anahtarlama yöntemi ile sağlanan güç miktarı eşitlik (2.2)’de verilmiştir. Burada;

- P: İki köprü arasında aktarılan güç miktarı
- n: Transformatör sarım oranı, N_p/N_s
- V_1 : Transformatörün solunda yer alan DC gerilim kaynağı voltajı
- V_2 : Transformatörün sağında yer alan DC gerilim kaynağı voltajı
- φ : İki köprü sinyalleri arasındaki faz farkı [rad/sn]
- f_s : Anahtarlama frekansı
- L_{DAB} : Transformatöre seri bağlanan endüktans ile transformatör kaçak endüktansının toplamı

Bu anahtarlama yönteminin bir diğer önemli dezavantajlarında birisi DAB çeviricide dolaşan reaktif güç miktarıdır (Bai ve Mi 2008). Bu reaktif gücü gösterebilmek adına eşitlik (2.3) ve eşitlik (2.4) ile verilen maksimum ve başlangıç akımı ifadeleri incelendiğinde çıkışa güç aktırılmadığı yani faz farkının 0 olduğu, giriş ve çıkış² gerilimlerin birbirine eşit olmadığı durumda devrede dolaşan bir reaktif bileşenin varlığı görülmektedir.

$$I_{\max} = \frac{n}{4f_sL_s} [-(1 - 2D)nV_1 + V_2] \quad (2.3)$$

¹ Buradaki ifade V_2 'nin Şekil 2.2’ye göre transformatörün sol tarafına yansıtılmış halidir.

² Çıkış geriliminin girişe yansıtılmış hali.

$$I_0 = \frac{n}{4f_s L_s} [(1 - 2D)V_2 - nV_1] \quad (2.4)$$

Havacılık uygulamaları için tasarlanan 7kW ve 20kHz anahtarlama frekansı ile çalışan bir uygulamada SPS anahtarlama yöntemi kullanılmış olup, tasarım yapılırken faydalı olacak etkin ve tepe akım ifadeleri, ZVS limitleri hakkında detaylı analizler Naayagi ve diğ. (2012) çalışmasında verilmektedir.

2.1.2 Genişletilmiş Faz Kaydırma (EPS)

SPS anahtarlama yönteminde meydana gelen sirkülasyon akımlarını ve değişen yük koşullarında bozulan yumuşak anahtarlama durumunu iyileştirmek için EPS anahtarlama yöntemi önerilmiştir (Demetriades 2005). Bu yöntemle dair performans analizleri ve incelemeler mevcuttur (Oggier ve diğ. 2006), (Demetriades ve Nee 2008), (Zhao ve Yu 2012), (Jain ve Ayyanar 2008).

Şekil 2.3 (b)'den görüldüğü üzere SPS anahtarlama yöntemine kıyasla enerjinin sağlandığı aktif kontrollü köprü tarafındaki kollar arasında faz farkı uygulanmaktadır. Şekil 2.2'de verilen DAB devresine göre Q1 - Q2 ve Q3 - Q4 kolları arasında oluşturulan bu 2.faz farkıyla birlikte V_1 gerilimi 3 seviyeli bir biçime dönüşmektedir. Bu durum Şekil 2.3 (b)'de V_{h1} grafiği ile gösterilmektedir. İki aktif köprü arasındaki faz farkının varlığı korunmakta olup SPS'de olduğu gibi enerji aktarımından sorumludur. Şekil 2.2'ye göre Q1 - Q2 ve Q3 - Q4 anahtar kolları arasında eklenen 2.faz farkı ise yumuşak anahtarlamanın genişletilmesi görevini üstlenmektedir (Naayagi ve diğ. 2015).

SPS ile kıyaslandığında değişen kaynak gerilimleri nedeniyle oluşan sirkülasyon akımları önemli ölçüde azalmakta ve ZVS yumuşak anahtarlama bölgesi geniş bir yük aralığına yayılmaktadır. Böylece verim artışı sağlanmaktadır (Kumar ve diğ. 2017).

Asimetrik yapısı nedeniyle güç akış yönü değiştirildiğinde PWM sinyallerini üretmekte olan mikro denetleyicide ikinci faz farkı için gerekli güncellemelerin yapılması gerekmektedir.

2.1.3 Çift Faz Kaydırmalı (DPS)

DPS¹ anahtarlama yöntemi ilk kez Full-Bridge topolojisi için önerilmiştir (Zhang ve Ruan 2005). Ardından DAB uygulamalarında SPS anahtarlama bulunan reaktif gücü ortadan kaldırmak ve inrush² akımlarını azaltabilmek için Bai ve Mi (2008) çalışmasında DPS anahtarlama yöntemi öne sürülmüştür.

SPS anahtarlama yöntemiyle kıyaslandığında öne çıkan üstün özellikleri aşağıdaki maddelerde özetlenmektedir:

- Tepe akımlarının azalması
- DAB'da dolaşan reaktif gücün ortadan kaldırılması
- Aynı donanım üzerinde daha fazla güç akışının sağlanabilmesi³
- Verimin artması
- Çıkışta ihtiyaç duyulan kapasite miktarının azalması
- ZVS bölgesinin genişlemesi

EPS anahtarlama yönteminde olduğu gibi iki adet faz farkı bileşeni vardır. Bu faz farkı sinyalleri dış-faz farkı ve iç faz farkı olarak isimlendirilmektedir. Şekil 2.8 referans alınarak anlatılacak olursa Q1 ile Q4, Q2 ile Q3 ya da Q5 ile Q8, Q6 ile Q7 arasındaki iç faz farkı, Q1 ile Q5, Q2 ile Q6, Q3 ile Q7 ve Q4 ile Q8 aralarında meydana gelene ise dış faz farkı şeklinde isimlendirme yapılmaktadır.

EPS anahtarlama yönteminin aksine iç faz farkı her iki kolda bulunan anahtarlama elemanı gruplarına uygulanmaktadır. Sonuç olarak transformatörün her iki tarafındaki gerilim şekilleri üç seviyeli oluşmaktadır.

Uygulama kolaylığı açısından bakıldığında simetrik yapısı nedeniyle güç akış yönü değiştirildiğinde EPS anahtarlama yöntemindeki aksine PWM sinyallerini üretecek olan mikro denetleyicide ekstra bir kod parçasının bulunmasına ihtiyaç yoktur.

¹ Double phase shift

² Devreler ilk enerjilenme anlarında barındırdıkları kondansatörler enerjisiz olduklarında ilk anda yüksek akımlar çekerler. İlk anda çekilen yüksek akımlara inrush-current denilmektedir.

³ SPS anahtarlama yöntemiyle kıyaslandığında 4/3 kat daha fazla güç sağlanıyor.

2.1.4 Üçlü Faz Kaydırma (TPS)

Bu anahtarlama yöntemi ilk kez Krismer ve Kolar (2009) çalışmasında önerilmiştir. Şekil 2.3 (d) TPS anahtarlama yöntemi için tüm sinyaller gösterilmektedir. DPS anahtarlama yöntemine oldukça benzemekte olup ayrıldığı nokta ise DAB'ın iki tarafındaki aktif köprülerine uygulanan iç faz farklarının birbirinden farklı olabilmesidir. RMS akım değerlerinin düşürülmesinde etkili olan bu anahtarlama yöntemi ile PCB hatlarının bakır direnci, anahtarlama elemanlarının iletimdeyken barındırdıkları direnç, transformatör ve bobin elemanlarının sargı dirençlerinden dolayı meydana gelen iletim kayıpları azaltılmaktadır. Böylece hem sistem veriminde artış hem de özellikle yüksek akımın PCB üzerinden dolaştığı uygulamalarda bakır kalınlığı ihtiyacı azalmaktadır (Krismer ve Kolar 2012).

RMS akımlarının azalmasının yanı sıra sıfır yük altında bile yumuşak anahtarlama TPS anahtarlama yöntemi ile sağlanabilmektedir. Dolayısıyla en geniş ZVS çalışma bölgesi TPS ile sağlanmaktadır. Ayrıca ihtiyaç duyulan transformatör boyutu da TPS anahtarlama yöntemi sayesinde küçülmektedir.

TPS anahtarlama yöntemi SPS, EPS ve DPS yöntemlerinden sonra geliştirilmiştir ve her birini kapsamaktadır. Dolayısıyla her birinde var olan olumlu yönler TPS anahtarlama yönteminde bir araya getirilmiştir.

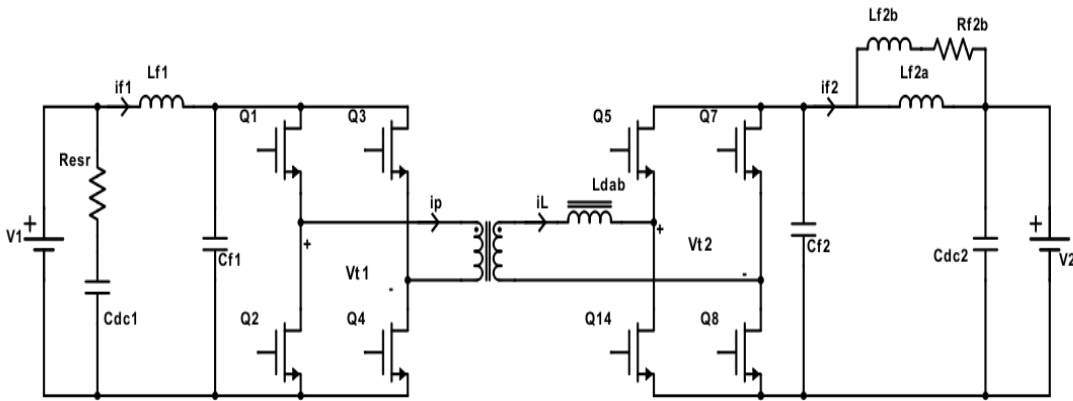
2.2 DAB için Dinamik Model

Buck, Boost, Flyback, Full-Bridge gibi DC-DC dönüştürücü topolojilerinin durum değişkenlerinde anahtarlama frekansı ve harmoniklerinde küçük genlikli AC bileşenler meydana gelmektedir. Bu bileşenler sistem modellemesinde doğrusallığı bozdukları için transfer fonksiyonunun elde edilmesinde zorluk çıkarır. Doğrusallaştırma ve pertürbasyon yöntemi kullanılarak belirli bir çalışma noktası için bu topolojilerin transfer fonksiyonları kolaylıkla elde edilebilir (Erickson 2004). Bu yöntem ile yaklaşık transfer fonksiyonlarının elde edilmesi için, tüm durum değişkeni denklemlerinin anahtarlama periyodu üzerinden ortalamaları alınır ve böylece sistem cevabı üzerinde önemli etkisi olmayan yüksek frekanslı AC bileşenler ortadan kaldırılmış olur.

Şekil 2.2’de verilen DAB ya da rezonans tabanlı çalışmakta olan devrelerde durum değişkenlerinde yüksek genlikli AC bileşenler barındırdıklarından doğrusallaştırma ve pertürbasyon yaklaşımı kullanılamamaktadır.

Rezonans tabanlı çalışan ya da DAB topolojilerinde ayırıklaştırma yaklaşımı kullanılabilir. Bu yaklaşım ilk kez Buck, Boost gibi basit PWM modülasyonu ile kontrol edilen dönüştürücüler için önerilmiştir (Packard 1976). Ayırıklaştırma yaklaşımındaki bazı aksak kısımların iyileştirildiği veri-örnekleme modelleme (Sampled-Data Modeling: SDM) yöntemi geliştirilmiştir (Artur ve Middlerook 1981). Buraya kadar geliştirilmiş olan yöntemler durum değişkenlerinde AC bileşen genliklerinin ihmal edilemeyecek düzeyde olan dönüştürücülerin transfer fonksiyonlarının elde edilmesi için bir yaklaşım sunmamaktadırlar. Rezonans tabanlı ya da durum değişkenlerinde ihmal edilemeyecek kadar büyük genlikli AC bileşenleri barındıran dönüştürücüler için küçük sinyal modeli (Small-Signal Model: SSM) Batarseh ve Siri (1992) çalışmasında önerilmiştir.

DAB dönüştürücüleri için ayırıklaştırma yaklaşımı tabanlı matematik modellemesi Krismer ve Kolar (2009) çalışmasında verilmiştir. Bu çalışmada Şekil 2.4’deki giriş ve çıkışa EMI filtrelerinin eklendiği DAB yapısı kullanılmıştır. Transformatörün sol tarafı 11-16V’luk düşük voltaj kaynaklı bölüme olduğundan



Şekil 2.4: DAB EMI eklentili modeli

buradan geçecek olan akım miktarı yüksektir. Bu nedenle sistem model doğruluğunu arttırmak için C_{dc1} kondansatörünün eşdeğer seri direnci de modele dahil edilmiştir. Transformatörün sağ tarafı ise 240V-450V aralığında DC voltajın bulunduğu yüksek voltaj portudur. Güç aktarımında kullanılan L_{dab} bobini iletim kayıplarının azaltılması amacıyla transformatörün yüksek voltaj tarafına yerleştirilmiştir. SPS anahtarlama

yöntemi için DAB'ın ayrık zamanlı SSM elde edilmiştir. Sistemin matematik modelinde kullanılan durum bileşenleri eşitlik (2.5)'te verilmektedir.

$$\vec{x} = (i_L, i_{f1}/n, i_{f2a}, i_{f2b}, nV_{f1}, V_{f2})^T \quad (2.5)$$

Ayrık zamanlı transfer fonksiyonunu elde etmek için DAB'ın anlık durum değişkenlerinin ifadesini veren \vec{x} fonksiyonuyla, durum değişkenlerinin sürekli haldeki ifadesini veren \vec{x}_{St} arasındaki fark, sistemin küçük sinyal değişimlerine karşılık gelen durum değişkenleri ifadelerini vermektedir. Bu denklem eşitlik (2.6)'de verilmektedir.

$$\vec{\hat{x}} = \vec{x} - \vec{x}_{St} \quad (2.6)$$

Gerekli işlemler yapıldıktan sonra elde edilen ayrık transfer fonksiyonu eşitlik (2.7)'de 3x1'lik matris formatında verilmektedir. Buradaki matris katsayıları Krismer ve Kolar (2008) çalışmasında verilmektedir.

$$G_{PE,PS} = E^T (z_{DAB}I - QRAQ)^{-1} QRB_{PS} \quad (2.7)$$

Eşitlik (2.8)'de her bir durum değişkeninin kontrol sinyaline göre transfer fonksiyonları verilmektedir.

$$G_{PE,PS} = \left[\frac{I_{2fa}(z_{DAB}) + I_{2fb}(z_{DAB})}{T_\varphi(z_{DAB})} \quad \frac{nV_{f1}(z_{DAB})}{T_\varphi(z_{DAB})} \quad \frac{V_{f2}(z_{DAB})}{T_\varphi(z_{DAB})} \right]^T \quad (2.8)$$

Elde edilen matematik model baz alınarak tasarlanan voltaj ve akım PI-denetleyicileriyle 2 kW 100 kHz anahtarlama frekansıyla çalışan deneysel çalışma ve simülasyon sonuçları modelin başarılı olduğunu göstermektedir.

Ortalama durum-uzayı yaklaşımı kullanılarak da DAB için matematik model elde edilebilir (Demetriades 2005). Ortalama alma işlemiyle birlikte anahtarlama frekansı bileşenlerini içeren sinyaller matematik modelden arındırılmış olurlar. Eşitlik (2.9)'de verilen ortalama durum uzayı matrisi doğrusal değildir.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{2d_1 - 1}{L_\sigma} \\ \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{2d - 1}{L_\sigma} \\ 0 \end{bmatrix} V_{dc} \quad (2.9)$$

Bu problemi giderebilmek için modelde varlığını sürdüren DC bileşenlerinde denklemlerden çıkartılması gerekmektedir.

$$x = x_0 + \tilde{x} \quad (2.10)$$

Eşitlik (2.10) durum değişkenlerinin sırasıyla DC ve AC bileşenlerine ayrılmış ifadesini göstermektedir. Burada x_0 DC bileşeni ifade etmektedir.

$$V_{dc} = V_{dc0} + \tilde{V}_{dc} \quad (2.11)$$

Eşitlik (2.11) giriş voltajında meydana gelebilecek salınımların örneğin şebeke voltajının doğrultularak besleme kaynağının elde edildiği durumlarda, doğrultma sonucu meydana gelen salınımların kapalı çevrim kontrolü üzerinde etkisi olmaktadır. Bu etkilerin modele dahil edilmesi için giriş voltajı DC ve AC bileşenlerine ayrılarak AC bileşenlerin transfer durum-uzayı denklem kümesine dahil edilmesi gerekmektedir.

$$d = D + \tilde{d} \quad (2.12)$$

Eşitlik (2.12) kontrol sinyalinin DC ve AC bileşenlerine ayrılmış halini göstermektedir. Burada DC bileşen D ve AC bileşen \tilde{d} gösterilmektedir.

(2.10), (2.11), (2.12) denklemleri (2.9)'de yerine konulup ara işlemler yapıldığında eşitlik (2.13) elde edilir.

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{x}}_1 \\ \dot{\tilde{x}}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_{11} \\ 0 \end{bmatrix} \tilde{V}_{dc} + \begin{bmatrix} E_{11} \\ 0 \end{bmatrix} \tilde{\vartheta} \quad (2.13)$$

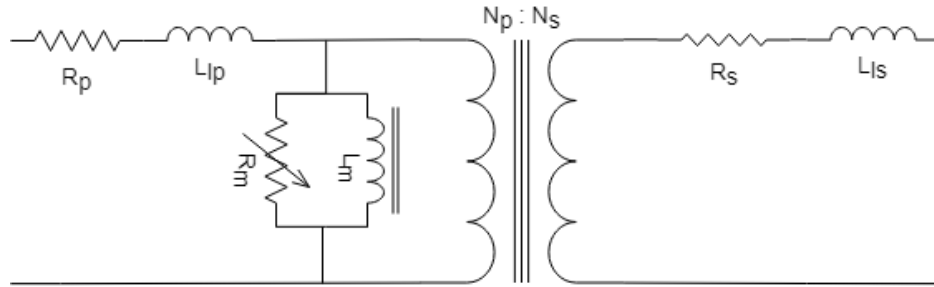
Bu denklemdeki A_{11} , A_{12} , B_{11} ve E_{11} katsayıları Demetriades (2005) çalışmasında verilmektedir. Eşitlik (2.13) kullanılarak kontrol edilmek istenen çıkış voltajının, tüm durum değişkenlerine, kontrol sinyaline ve giriş voltajına göre transfer fonksiyonları

elde edilebilmektedir. İlgili transfer fonksiyonları Demetriades (2005) çalışmasında verilmiştir.

2.3 Transformator ve Akı Dengesizliği

Transformatorün bulunduğu ve birden fazla anahtarlama elemanının güç akışında rol aldığı anahtarlama güç kaynaklarında, gerek anahtarlama elemanlarının iletim dirençlerinin farklılığı gerekse anahtarlama elemanlarının aynı anda iletime ve kesime girerek anlık kısa-devreleri engellemek için kullanılan ölü-zaman aralıkları nedeniyle mutlaka transformator akısında dengesizlik oluşmaktadır.

Gerekli önlemler alınmaz ise transformator nüvesi doyuma ulaşır yani Şekil 2.5'te verilen transformator eşdeğer devresinde gösterilen L_m mıknatıslanma endüktansı nüve karakteristiğinden faydalanamaz ve değeri küçülür. Bununla birlikte girişten yüksek akımlar geçmeye başlar bunun sonucu olarak devrede bulunan anahtarlama elemanları hasar görür.



Şekil 2.5: Transformator eşdeğer devresi

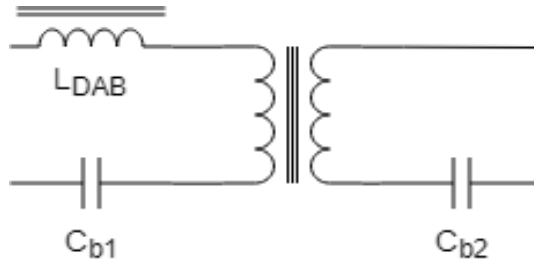
Bu durumu DAB özelinde engellemek için iki farklı yaklaşım kullanılabilir. uçlarına seri kondansatör bağlamaktır. Böylece transformatörden AC bileşenlerin geçişi sağlanır, DC bileşenler ise engellenmektedir (Sha ve Xu 2019).

Şekil 2.6'da transformatöre seri bağlanan C_{b1} ve C_{b2} kondansatörleri bu görevi üstlenmektedir.

Bir diğer yöntem ise özellikle yüksek güçlü dolayısıyla transformator üzerinden yüksek akımların geçtiği uygulamalar için oldukça elverişli olan mıknatıslanma akımının ölçülmesine dayalı bir metottur. Transformatorde dolaşan akı

direkt olarak hall-effect sensörü ile ölçülebildiğinden, bunun yerine mıknatıslanma akımı elde edilerek akı dengeleme işlemi eşitlik (2.14) kullanılarak yapılmaktadır (Panov ve diğ. 2014). DAB dönüştürücülerde mıknatıslanma akımını elde edebilmek için transformatörün her iki tarafındaki akımın ölçülmesine ihtiyaç vardır.

$$L_M \times i_M = N_S \times \Phi \quad (2.14)$$



Şekil 2.6: DAB transformatör DC blok kondansatörleri

Eşitlik (2.14)'de L_M sekonder taraftan ölçülen mıknatıslanma endüktansını N_S ise sekonder sarım sayısını belirtmektedir. Mıknatıslanma akımı ise eşitlik (2.15) kullanılarak elde edilir. Bunun için transformatörün her iki tarafındaki akımın ölçülmesi gerekmektedir.

$$i_M = i_{SEC} - \frac{N_P}{N_S} i_{PRIM} \quad (2.15)$$

Akı dengelemede ki amaç ise mıknatıslanma akımı DC bileşenini i_M^{DC} transformatörü doyuma ulaştırmayacak seviyelerde tutmaktır. Mümkünse bu bileşeni sıfırlamaktır. Transformatör doyum sınırı olarak eşitlik (2.16) verilmiştir (Panov ve diğ. 2014). Mıknatıslanma akımı i_M^{DC} eşitlik (2.16) verilen sınır değerinin altında tutacak bir kontrol yapısı ilgili çalışmada verilmiştir (Panov ve diğ. 2014).

$$i_{M(max)}^{DC} = \left(N_S \times B_{SAT} \times A_C - \frac{1}{4} V_{EQ} \times d_S \times T_S \right) / L_M \quad (2.16)$$

Bir diğer akı dengeleme yöntemi ise manyetik-kulak adı verilen transformatör üzerine daha küçük boyutta sargılı bir nüve yerleştirilerek yapılmaktadır (Ortiz ve diğ. 2013). Transformatörün manyetik yoluna paralel bir tane daha yerleştirilerek transformatör üzerinde ki akı ölçülmektedir. Bu yöntemde yardımcı sargı uçlarında

meydana gelen voltajı ölçerek transformatörde dolaşan akı değerini hesaplayacak bir devreye ihtiyaç vardır.

2.4 Uygulama Alanları

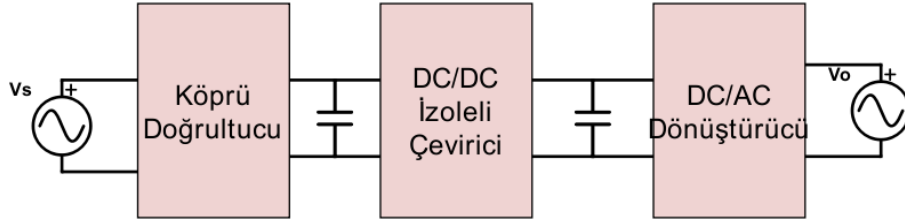
DAB topolojisi yaygın olarak yarı iletken transformatör uygulamaları ve elektrikli araçların batarya şarj sistemlerinde, bataryalardan enerjinin başka kullanıcılara aktarılmasında kullanılmaktadır. Asıl görevi DC-DC transformatör gibi davranmaktadır. İki yönlü DC güç aktarımına izin verdiği için kullanımı gittikçe yaygınlaşmaktadır.

2.4.1 Yarı İletken Transformatör Olarak Kullanımı

Gelişen yarı iletken teknolojisiyle birlikte özellikle hacim ve ağırlığın önemli olduğu uygulamalarda, düşük frekansta çalışan transformatör boyut ve ağırlıklarının yüksek olması nedeniyle yarı-iletken transformatörler öne çıkmaya başlamışlardır (Zhao ve diğ. 2007). Yarı-iletken transformatörlerin yaygın bir şekilde kullanıldığı diğer bir alan ise yenilebilir enerji uygulamalarıdır. Bu tür uygulamalarda yüksek güç yoğunluğuna sahip olması nedeniyle DAB dönüştürücüler tercih edilmektedirler (Qin ve Kimball 2013). Temel bir yarı-iletken transformatör devresi Şekil 2.7’de verilmiştir. İlgili şekilden görüldüğü üzere yarı-iletken transformatör, bir tane köprü doğrultucu, yüksek frekans transformatörünün yer aldığı DC-DC dönüştürücü ve elde edilen izoleli DC çıkış voltajını istenilen frekansta bir kaynağa çeviren DC-AC dönüştürücü yer almaktadır. Yarı-iletken transformatörü geleneksel düşük frekanslı transformatör ile karşılaştıracak olursak temelde 3 önemli avantajı aşağıda maddeler halinde sıralanmıştır:

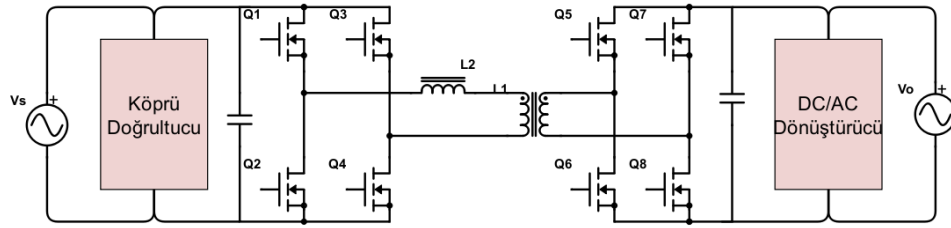
- Büyük ve ağır düşük frekanslı transformatör yerine yüksek frekanslı oldukça küçük bir transformatör kullanılmaktadır.
- Kontrol edilebilir olması nedeniyle güç sisteminde oluşabilecek olumsuz koşullar altında; kısa devre, voltaj yükselmeleri gibi, sistemin korunması sağlanabilir.
- Aktif ve reaktif güç akışının kontrol edilebilir olması.

Şekil 2.8’de ise izoleli DC-DC dönüştürücü olarak DAB’ın yerleştirildiği tek faz girişli tek seviyeli temel bir yarı-iletken transformatör devresi verilmiştir.



Şekil 2.7: Temel yarı-iletken transformatör modeli

Düşük frekanslı 50Hz 3kVA’lık bir transformatör ile 20kHz 3kVA’lık yüksek frekanslı bir transformatörün hacim ve ağırlık açısından kıyaslaması Zhao ve Song (2014) çalışmasında verilmektedir.



Şekil 2.8: DAB tabanlı yarı-iletken transformatör modeli

Yarı-iletken transformatör uygulamaları için önerilen ilk DAB uygulamasında köprü doğrultucu kullanılmadan şebeke voltajı doğrudan DAB’a bağlanarak ilk kontrollü köprü tarafından düşük frekanslı AC sinyal yüksek frekanslı AC’ye dönüştürülmüştür, ikinci kontrolü köprü ile şebeke frekansında bir AC sinyal elde edilmiştir (Qin ve Kimball 2009).

DAB tabanlı birçok yarı-iletken transformatör uygulaması deneysel olarak başarılı bir şekilde tamamlanmıştır. Yüksek voltajlı 7kVA görünür güce sahip yüksek frekanslı transformatör ve 15kV’a kadar izolasyonun sağlandığı detaylı bir çalışma gerçekleştirilmiştir (Du ve diğ. 2010). Şebeke voltajının senkron tam dalga doğrultularak DAB yapısına herhangi bir giriş kondansatörü kullanılmadan bağlantısı sağlanıp trapezoidal anahtarlama yöntemiyle geleneksel yarı-iletken transformatör giriş filtrelerinde ihtiyaç duyulan endüktans değeri azaltılmıştır (Zengin ve Boztepe 2016). Kaskat bağlantılı DAB tabanlı yarı-iletken transformatörlerde karşılaşılan voltaj ve güç dengesizliği kaynaklı yarı-iletken anahtarlama elemanları üzerinden

artan stresleri konu alan 7.2kV giriş voltajına sahip 20kVA'lık bir yarı-iletken transformatör uygulaması gerçekleştirilmiştir (Zhao ve diğ. 2013).

2.4.2 Elektrikli Araçlarda Kullanımı

Elektrikli araçlara olan talebin ve ihtiyacın artmasıyla araçların şarj¹ işlemleri için gerekli enerji miktarı da artış gösterecektir. Araçların tüketecekleri enerji miktarlarını azaltmanın yöntemi olabildiğince araç içinde kullanılan dönüştürücülerin güç yoğunluklarını ve verimi arttırmaktan geçmektedir. Güç yoğunluğunun artışı araç ağırlığını azaltacağından dolayı aynı miktardaki enerjiyle daha uzun sürüş ve daha az şarj ihtiyacı oluşacağı anlamına gelmektedir.

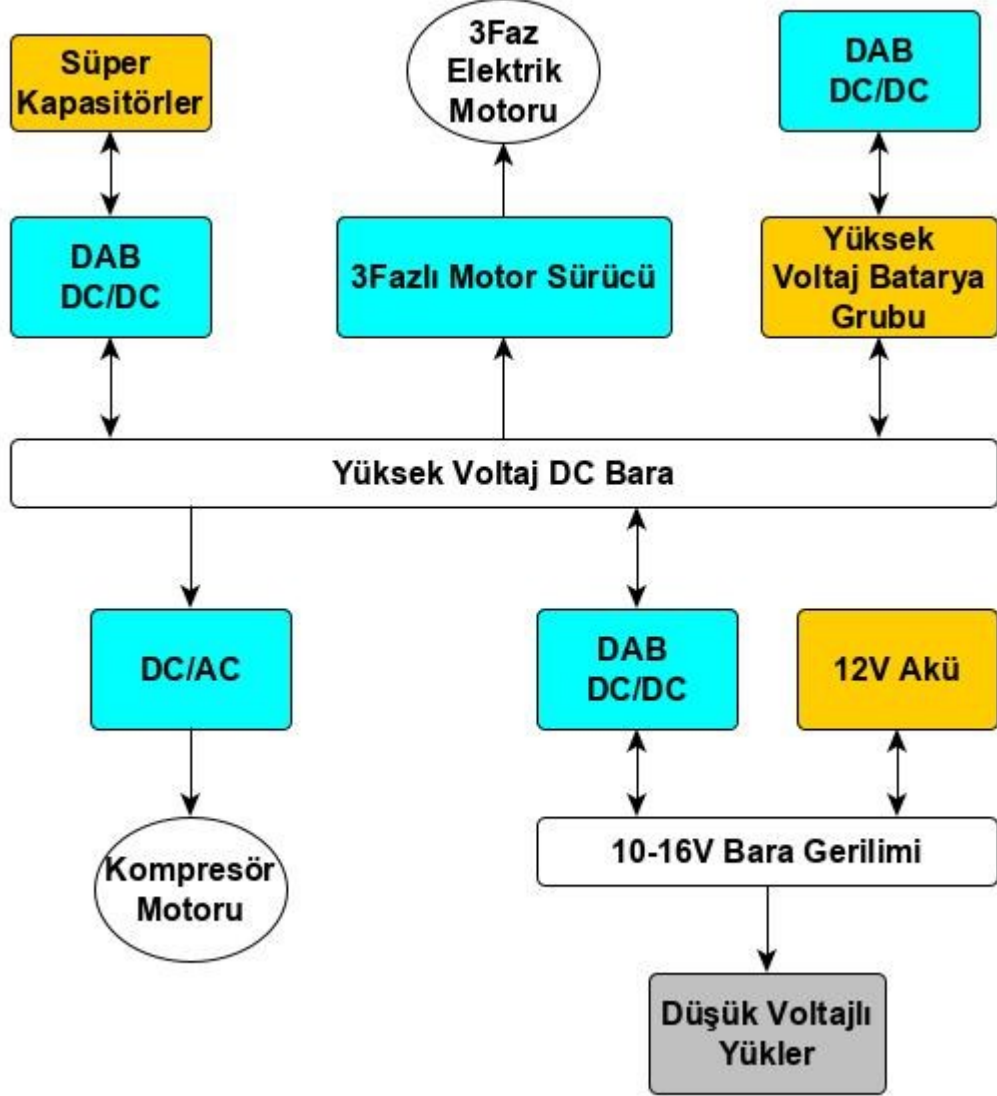
Elektrik motoruyla tahrik edilen araçlarda temel yakıt kaynağı olarak yüksek voltajlı akü grupları ya da hidrojen bazlı yakıt hücreleri kullanılır (Sakka ve diğ. 2011).

Şekil 2.9'da temel enerji kaynağı yüksek voltajlı akü grubu olan elektrik araç için blok diyagramı verilmiştir. Bu diyagramda ihtiyaç olması halinde kullanılacak 3 adet DAB dönüştürücü bulunmaktadır. Sistemin temel enerji kaynağı olan yüksek voltajlı akü grubunu şarj edecek dönüştürücü elektrikli araçta gömülü halde yer almaktadır (Iyer ve diğ. 2017), (Nguyen ve diğ. 2018). Araç ağırlığını artmaması için DAB kullanımını yaygın bir şekilde tercih edilmekte olup, DAB tercih edilmesiyle birlikte elektrikli aracımızdaki akü enerjisini şebekeye geri basabilme kabiliyeti oluşmaktadır (Mishra ve diğ. 2019).

Elektrikli araç sisteminde kullanılan süper-kapasitör grubu ise özellikle enerji verimliliğini arttıran önemli bir bölümdür. Ani ihtiyaç yavaşlamadalar ya da eğimin negatif olduğu durumlarda elektrik motorunun rejeneratif moda geçmesiyle birlikte üretilen enerji süper-kondansatörlerde depo edilir. Bu enerji ihtiyaç halinde yüksek voltajın bulunduğu baraya basılabilir (Zhou ve Khambadkone 2008). Son olarak düşük voltaj ile çalışan elektrik aksam bölümü için DAB dönüştürücü kullanılabilir. Bu durumda düşük voltajlı akü kaynağından yüksek voltajlı baraya enerji aktarımı

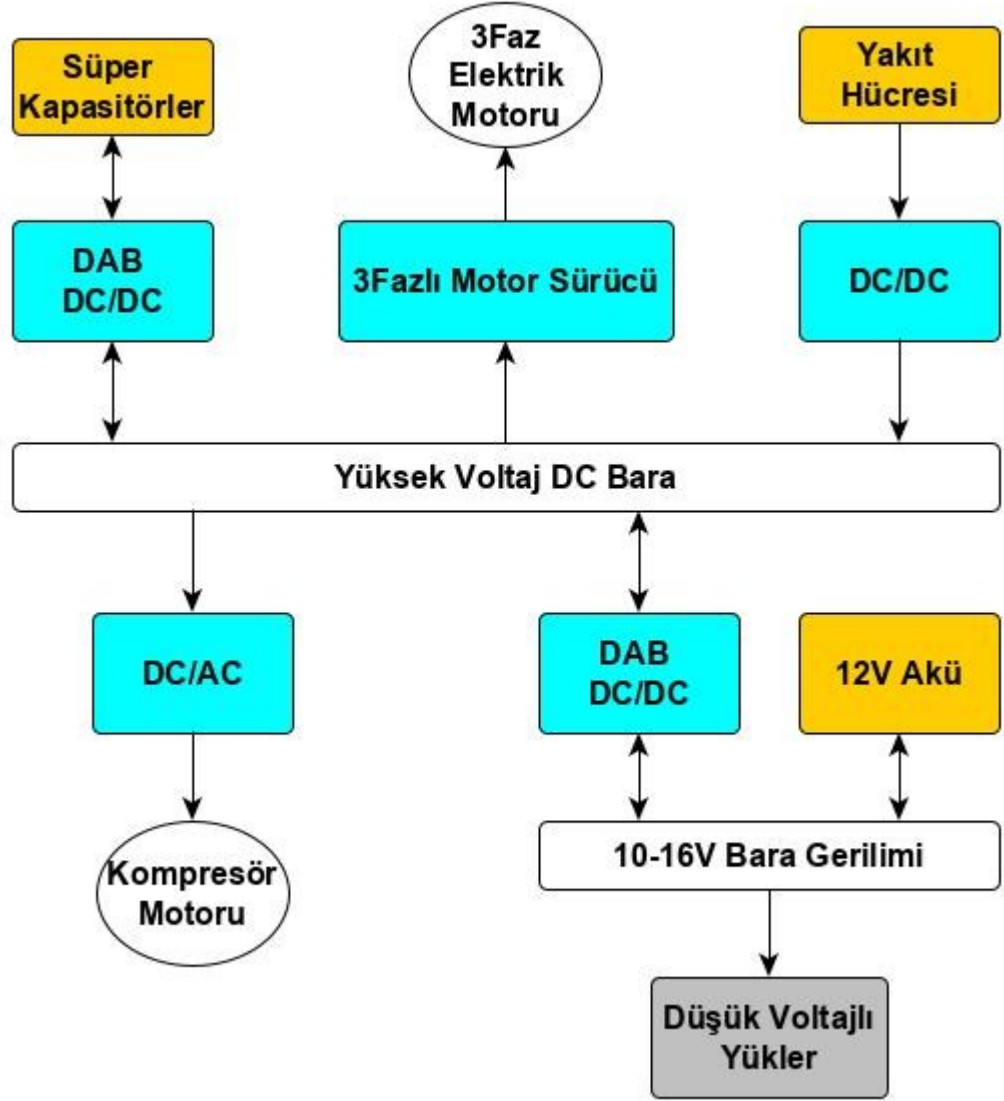
¹ Yakıt hücresi kullanılan elektrikli araçlarda da şarj işlemi uygulanmaktadır.

sağlanabilir.



Şekil 2.9: Akü tabanlı elektrikli araç blok diyagramı

Temel enerji kaynağı yakıt hücresi olan bir elektrikli araç için temel blok diyagramı Şekil 2.10'da verilmiştir. Sistemin yardımcı enerji kaynakları süper-kondansatör grubu ve düşük voltajlı aküdür. Yakıt hücresinden gelen enerjiyi uygun voltaj seviyesine çevirmek için yerleştirilmiş olan DC/DC dönüştürücü, yüksek güç yoğunluğu tasarım kriterleri arasında ise DAB dönüştürücü tasarımıyla bu hedefe ulaşılabilir.



Şekil 2.10: Yakıt hücreli elektrikli araç blok diyagramı

3. MAKİNA ÖĞRENİMİ

Makine öğrenimi ilk kez 1943 yılında sinir ağları üzerine çalışma yapan nörofizyolog Warren McCulloch ve matematikçi Walter Pitts'in elde ettiği bulgular üzerine, sinir ağlarını bir elektrik devresiyle modellemeye çalışmalarıyla başlamaktadır (Hugo 2018). Önemli ilk yapay-zeka uygulamalarından bir tanesi oynadıkça öğrenen sanal bir dama oyuncusudur (Samuel 1959).

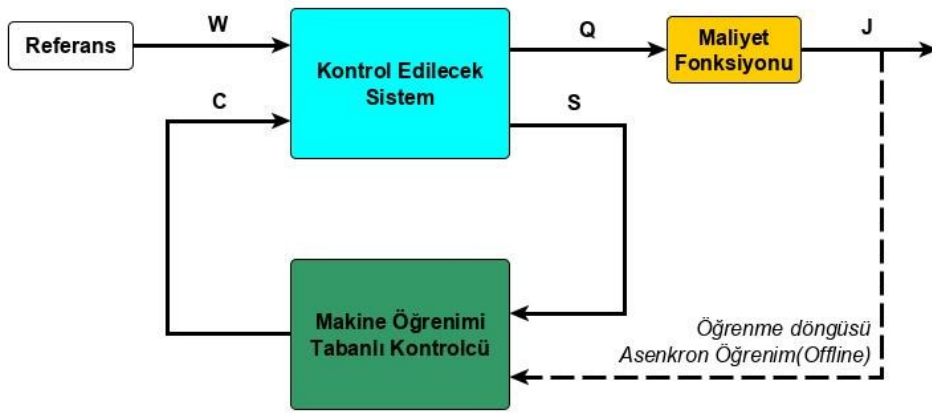
Arthur Samuel'e göre yapay-zeka problem özelinde belirli bir algoritmik akışa ihtiyaç duyulmadan, elde edilen tecrübeyle birlikte bilgisayarların kendi kendine öğrenebilme kabiliyetidir.

Günümüzde bilgisayar bilimleri, uygulamalı matematik, istatistik, genetik biyoloji, sağlık sektörü, finans, endüstriyel araştırmalar, astronomi gibi bir çok alanda yapay-zeka tabanlı yöntemlere başvurulmaktadır. Web sayfalarında gezinirken Google tarafından karşımıza getirilen reklamlarda internet kullanma alışkanlıklarımız eğitim verileri olarak kullanılmakta ve yapay-zeka uygulaması tarafından ilgimizi çekecek reklamlar yada ilgili içeriğe sahip kaynaklar öneri olarak sunulmaktadır. Akıllı cihazlarımıza sesli komutlar göndererek yapay-zeka tabanlı ses tanıma uygulamaları ¹ sayesinde işlemlerimizi çok daha az efor sarf ederek yerine getirebilmekteyiz (Deng ve Li 2013), (Nassif ve diğ. 2019). Yoğum bir şekilde kullandığımız e-mail hesaplarımıza bir şekilde gelen istenmeyen içerikli iletilerin tespit edilip farklı bir klasör altına gönderilmesinde yapay-zeka uygulamalarından faydalanılmaktadır (Lai ve Tsai 2004), (Karamollaoglu ve diğ. 2018), (Panigrahi 2012). Sosyal medya programlarında içinde bulunduğumuz fotoğraflarda ilgili uygulamanın kendinizi etiketlemek ister misiniz sorusunun arkadasın da yine yapay zeka tabanlı yüz tanıma yöntemleri kullanılmaktadır (Jain ve diğ. 2000), (Georghiadis ve diğ. 2001), (Beymer ve Poggio 1995).

Elektronik kontrol sistemlerinde de özellikle kontrol edilecek olan sistemin matematik modelinin karmaşık olduğu uygulamalarda sistemin sahip olduğu durum değişkenleri, veri kümeleri halinde toplanarak kullanılması gereken denetleyici yapısına makina öğrenim teknikleriyle ulaşılabilir (Duriez ve diğ. 2017). Elde edilen

¹ Siri ve Google-asistan uygulamaları örnek olarak verilebilir.

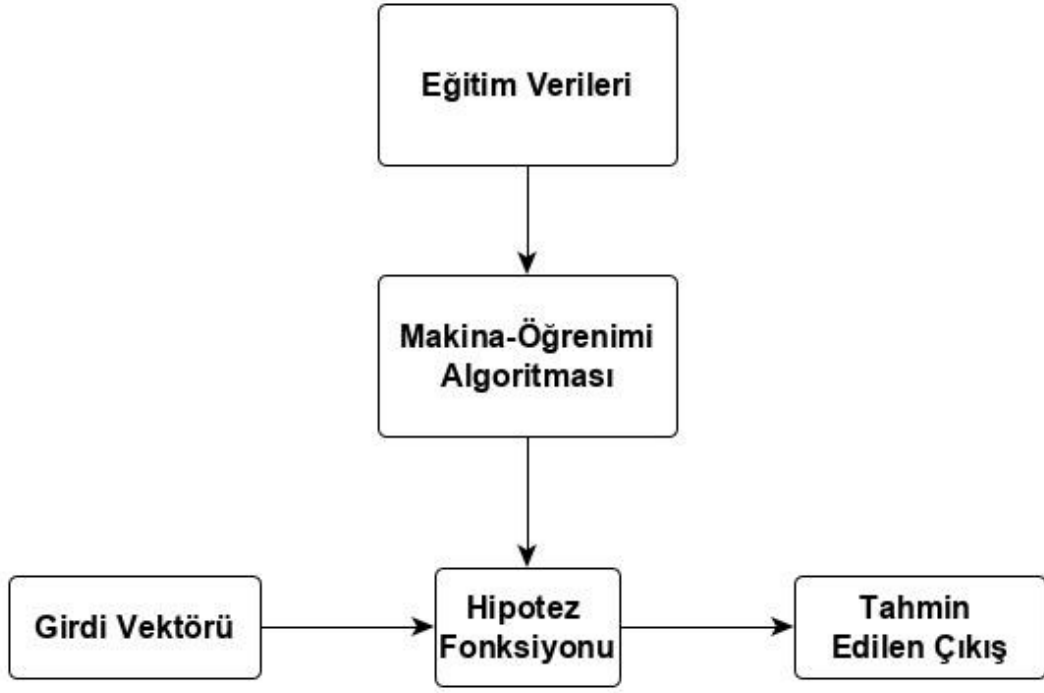
bu modelin performansını daha fazla veri toplayarak iyileştirmek mümkündür. Şekil 3.1’de makina öğrenimi tabanlı bir kontrol mekanizması verilmiştir. Burada ki maliyet fonksiyonu denetleyici parametrelerinin elde edilmesinde ve daha sonrasında iyileştirilmesinde görev almaktadır. Maliyet fonksiyonu sistem için belirlenmiş olan ya da sağlanması beklenen dinamik cevapla mevcut durum arasındaki uzaklığı belirtir. Maliyet fonksiyonu çıktısı olan J , 1×1 boyutlu bir değerdir. Q , maliyet hesabında ihtiyaç duyulan tüm bileşenleri içeren bir vektördür. S , kontrol düzeneğinde kullanılan tüm sensör bilgilerini barındıran bir vektördür. C , kontrol sinyal/sinyallerini içermektedir.



Şekil 3.1: Makina öğrenimi tabanlı bir denetleyici

Geleneksel denetleyici yapıları kullanılarak denetleyici parametreleri makine öğrenim teknikleri kullanılarak optimize edilebilir (Mahdi 2014), (Parvathy ve Devi 2014), (Lee ve diğ. 2010). Ya da geleneksel denetleyici yapıları kullanmak yerine, sistem kontrolü doğrudan bir yapay-zeka tasarımıyla sağlanabilir (Cheon ve diğ. 2015).

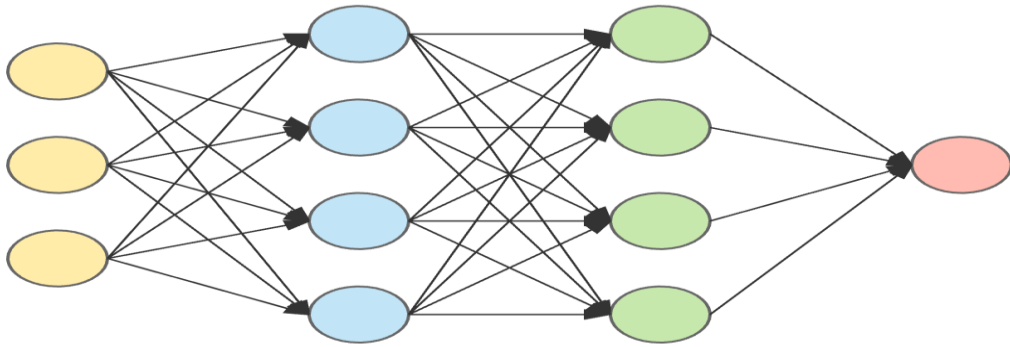
Şekil 3.2’de yapay-zeka uygulamalarındaki tasarım akışını belirten blok diyagram verilmektedir (Ng 2017). Eğitim verileri bloğunda sistem davranışını etkileyen/tanımlayan veriler yer almaktadır. Örneğin ev fiyatı tahmini yapan bir yapay-zeka uygulamasını ele alacak olursak, ev fiyatını belirleyen nitelikler nelerdir sorusunun yanıtları eğitim verisi bloğunda yer alan parametreler olacaktır. Niteliklerin belirlenmesi yapay-zeka uygulamalarının en önemli aşamasıdır ve yapay-zekanın tahmin performansını önemli ölçüde etkilemektedir.



Şekil 3.2: Genel makina öğrenim diyagramı

Şekil 3.2’de belirtilen makine-öğrenimi algoritma bloğu ise gelecek girdilerin yüksek doğrulukla tahmin edilebilmesi için hipotez fonksiyonunu elimizde bulunan eğitim verilerinin yardımıyla biçimlendirme görevini üstlenmektedir. Başlıca kullanılan algoritmalar; doğrusal regresyon, mantıksal regresyon, yapay-sinir-ağları, support-vector-machine vs...

Hipotez fonksiyonu ise probleme uygun belirlenmesi gereken tahmin işlemini üstlenecek birimdir. Regresyon tabanlı bir yöntem tercih edildiyse hipotez fonksiyonu $h_{\theta}(\vec{x}) = \theta_0 + \theta_1 \times X_1 + \theta_2 \times X_2 + \theta_3 \times X_3 + \theta_4 \times X_4..$ gibi bir yapıya sahiptir.



Şekil 3.3: Yapay-Sinir-Ağı

Hipotez fonksiyonu olarak yapay sinir ağıları kullanılacak olursa Şekil 3.3'te verilen biçimde bir modele başvurulur.

3.1 Denetimli Öğrenme

Denetimli-öğrenmede girdi verileri ve bunlara karşılık gelen çıktılar yer alır. Hedefimiz bu veri kümelerinin arasındaki ilişkiyi en iyi tanımlayacak hipotez fonksiyonu parametrelerini ya da öğrenim katsayılarını belirlemektir. Böylece yeni gelecek girdilere karşılık gelen çıkış değerleri yapay-zeka tarafından yüksek doğrulukla tahmin edilebilir. Öğrenme işlemi sırasında ilgili girdi değerlerine karşılık üretilmesi gereken çıktı değeri de verildiğinden yapay-zeka uygulaması bu çıktıları takip ederek kendisini düzeltmeye çalışır, tüm eğitim verileri işleme tabi tutulduktan sonra elde edilen hipotez fonksiyonu yeni gelecek olan girdilere karşılık gelecek çıktıları yüksek doğrulukla tahmin edebilme kabiliyetine sahip olacaktır. Bu nedenle bu öğrenme türüne denetimli öğrenme denilmektedir (Ng 2017).

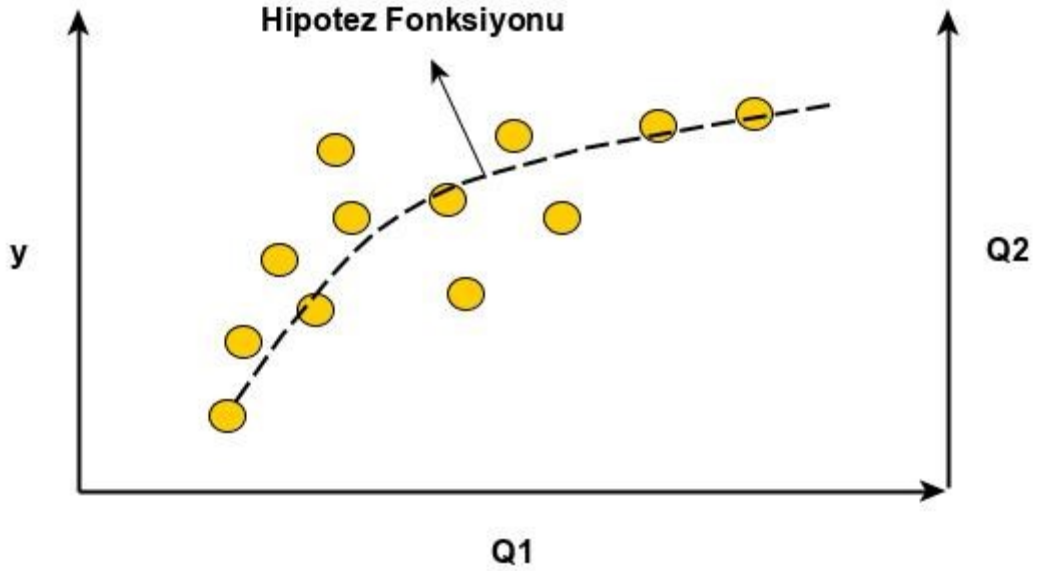
Şekil 3.4'de iki boyutlu niteliğe sahip eğitim verileri ve bu verilere karşılık elde edilen örnek bir hipotez fonksiyonu verilmiştir.

3.1.1 Doğrusal Regresyon

Şekil 3.4'de doğrusal regresyon yöntemi kullanılarak elde edilen örnek bir grafik verilmektedir. Eğitim verileri iki adet niteliğe sahiptir ve bunlar grafik üzerinde Q_1 ve Q_2 eksenleriyle belirtilmiştir. Her bir eğitim verisine karşılık gelen birde çıktı değeri bulunmaktadır bu değerler ise y ekseninde yer almaktadır. Elimizde ki eğitim verilerini iyi bir şekilde temsil edebilecek olan bir hipotez fonksiyonu grafik üzerinde gösterilmektedir. İlgili problem için iki adet nitelik belirlendiğinden kullanılacak olan hipotez fonksiyonu eşitlik (3.1)'de verildiği gibidir.

$$h_{\bar{\theta}}(\bar{X}) = \theta_0 + \theta_1 \times X_1 + \theta_2 \times X_2 \quad (3.1)$$

Hipotez fonksiyonunun eğim katsayılarını elde edebilmek için maliyet fonksiyonu belirlenmesi gerekmektedir. Hedef ise bu maliyet fonksiyonunu minimuma indirgeyebilecek θ eğitim katsayılarını belirlemektir.



Şekil 3.4: İki boyutlu doğrusal regresyon

$$J(\vec{\theta}) = \frac{1}{2m} \sum_{i=1}^m (h_{\vec{\theta}}(\vec{X}^{(i)}) - y^{(i)})^2 \quad (3.2)$$

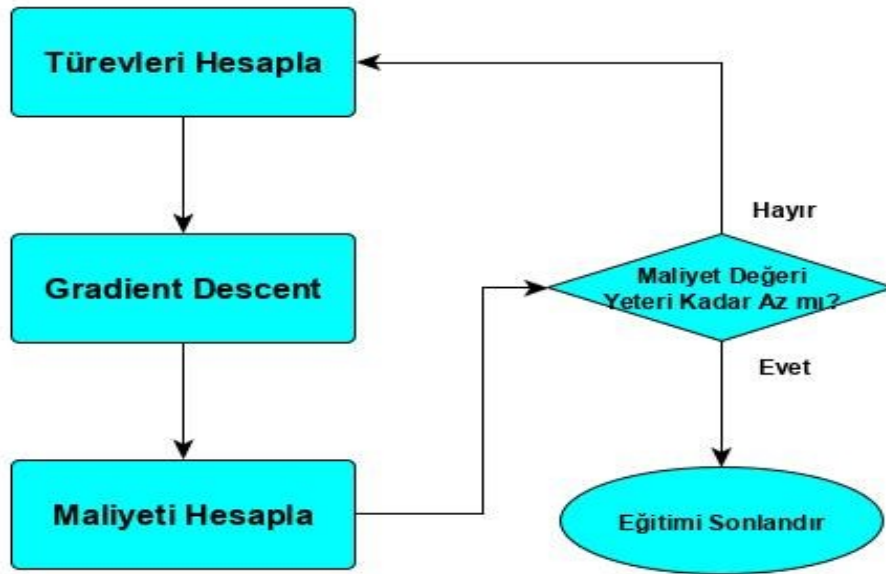
Yaygın olarak kullanılan maliyet fonksiyonu eşitlik (3.2)'de verilmiştir. Bu ifadeyi minimum yapacak $\vec{\theta}$ eğitim parametrelerini belirleyebilmek için maliyet fonksiyonunun minimum noktalarını bulmamız gerekmektedir. Bunun için maliyet fonksiyonunun her bir eğitim parametresine göre türevleri elde edilir. Türev ifadeleri eşitlik (3.3) kullanılarak elde edilir.

$$\frac{\partial J(\vec{\theta})}{\partial \theta_x} = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m (h_{\vec{\theta}}(\vec{X}^{(i)}) - y^{(i)}) \times X_x \quad (3.3)$$

Türev ifadeleri elde edildikten sonra maliyet fonksiyonunun lokal minimum noktasını elde edebilmek için iterasyon tabanlı eşitlik (3.4)'de verilen gradient-descent algoritması kullanılabilir. Bu eşitlikte α öğrenme hızı olarak isimlendirilmekte olup θ_x ise ilgili öğrenme katsayısını belirtir.

$$\theta_x := \theta_x - \alpha \frac{\partial J(\bar{\theta})}{\partial \theta_x} \quad (3.4)$$

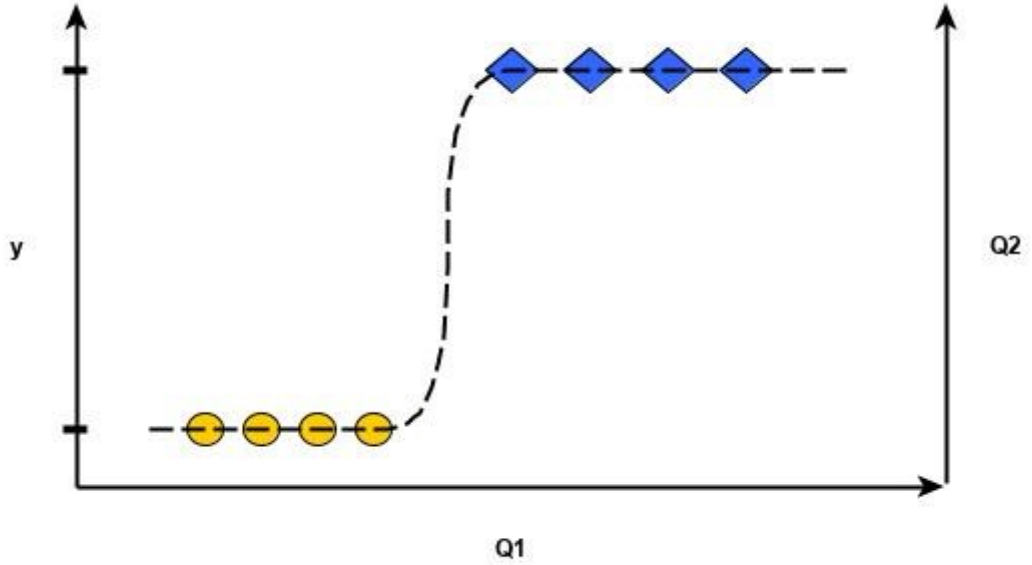
Yeterli miktarda iterasyon tamamlandıktan sonra eğitim verilerini olabildiğince iyi ifade eden bir hipotez fonksiyonu elde edilir. Böylece hipotez fonksiyonuyla yeni gelecek olan girdilerin sonuçları tahmin edilebilir. Örneğin ev fiyatı tahmini yapan bir yapay-zeka uygulaması tasarımını Şekil 3.4’de verilen iki boyutlu niteliğe sahip bir eğitim veri kümesi üzerinden yapacak olursak, evin fiyatını en çok etkileyen iki nitelik olarak evin yaşı ve evin alanı(m²) seçilebilir. Bu durumda fiyatı bilinen yüzlerce ya da binlerce evin eğitim için kullanılmak üzere verileri toplanır. Bu durumda kullanılması gereken hipotez fonksiyonu eşitlik (3.1)’deki gibi olmalıdır. Öğrenim işlemine başlamadan önce $\bar{\theta}$ eğitim katsayılarına rasgele değerler atanması gerekmektedir. Şekil 3.5’te makine öğrenimi bir akış diyagramıyla gösterilmektedir. İterasyonun başlangıç adımı olarak mevcut $\bar{\theta}$ değerleri için eşitlik (3.3) kullanılarak maliyet fonksiyonunun eğitim parametrelerine göre türevleri elde edilir. Bu elde edilen türevler eşitlik (3.4)’de yerlerine yazılarak yeni $\bar{\theta}$ parametreleri belirlenir. Öğrenilen yeni $\bar{\theta}$ değerleri için maliyet hesabı yapılır ve maliyet değeri belirlenen değerin altındaysa eğitim sonlandırılır aksi halde maliyet değeri istenilen seviyenin altına düşene kadar öğrenim devam eder.



Şekil 3.5: Makine öğrenim aşamaları

3.1.1 Mantıksal Regresyon

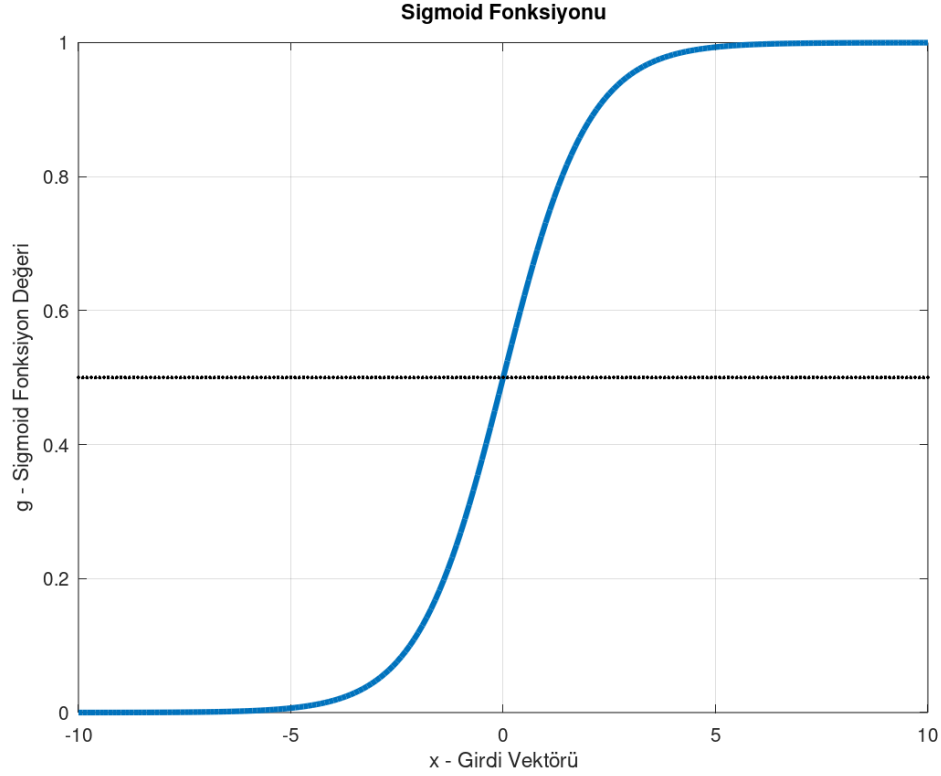
Sınıflandırma problemleri çözümünde kullanılan bir yaklaşımdır. Doğrusal regresyonda her bir veriye karşılık farklı bir çıktı değeri bulunur ancak mantıksal regresyonda sonuç ayrık değerlerdir (Ng 2017). Örneğin bir fotoğraf verisi incelenerek bu fotoğrafta trafik lambasının olup olmadığı sorusuna yanıt evet ya da hayırdır, farklı bir örnek olarak hastanede yapılacak bir tümör analizinde sonuç iyi huylu ya da kötü huylu çıkabilir. Görüldüğü üzere ne kadar farklı veri kombinasyonları olacak olursa olsun sonuç iki seçenek arasında gidip gelmektedir. Bu durumda Şekil 3.6’de basit bir grafik üzerinde verilmiştir.



Şekil 3.6: Mantıksal regresyon

Girdilere karşılık ayrık değerlere ulaşabilmesi için eşitlik (3.1)’de verilen hipotez fonksiyonu yerine eşitlik (3.5)’te verilen sigmoid fonksiyonu kullanılır. Şekil 3.7’de sigmoid fonksiyonu karakteristiği gösterilmiştir. Eğer sigmoid fonksiyonu çıkışı 0.5’ten büyük ve eşit ise cevap mantıksal-1, 0.5’ten küçük ise cevap mantıksal-0 olarak kabul edilir.

$$h_{\bar{\theta}}(\bar{X}) = g(\bar{\theta}^T \bar{x}) \quad (3.5)$$



Şekil 3.7: Sigmoid fonksiyonu

Doğrusal regresyondan ayrılan diğer bir yanı ise maliyet fonksiyonu tanımımızdır. Eşitlik (3.6)'da mantıksal regresyonda yaygın olarak kullanılan maliyet fonksiyonu verilmiştir. Çıkış değeri olan ayrık y değerine göre maliyet fonksiyonu eşitlik (3.7)'de belirtildiği gibi parçalı bir fonksiyondur.

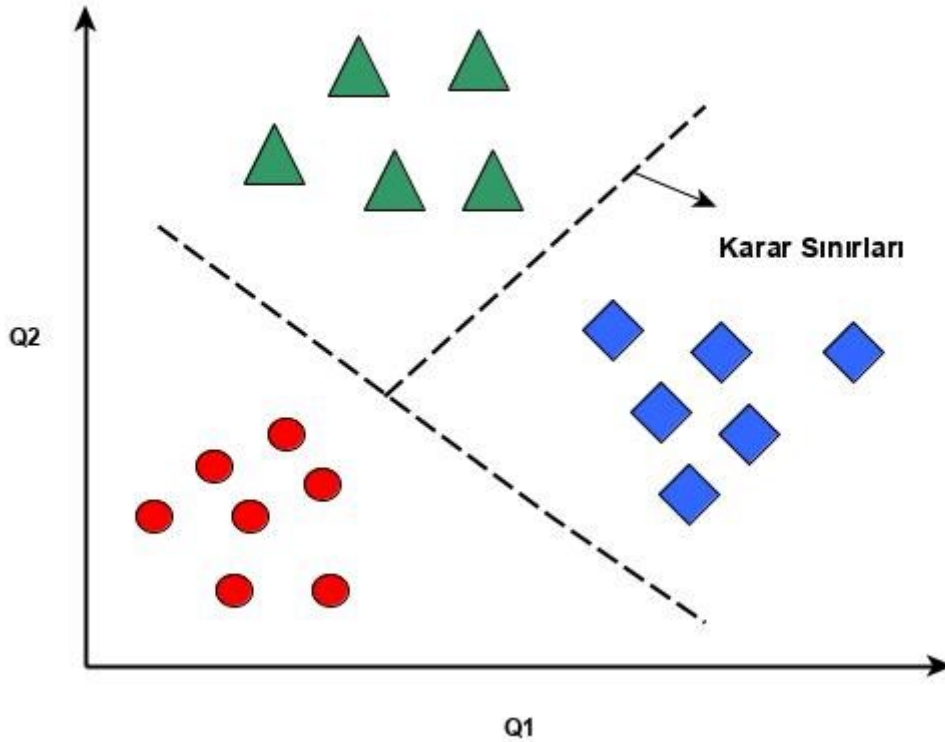
$$J(\vec{\theta}) = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \text{Cost}(h_{\vec{\theta}}(\vec{X}^{(i)}) - y^{(i)}) \quad (3.6)$$

$$\text{Cost}(h_{\vec{\theta}}(\vec{X}), y) = \begin{cases} -\log(h_{\vec{\theta}}(\vec{X})), & y < 0.5 \\ \log(1 - h_{\vec{\theta}}(\vec{X})), & y \geq 0.5 \end{cases} \quad (3.7)$$

Eğitim katsayıları olan $\vec{\theta}$ vektörü Şekil 3.5'te verilen akış takip edilerek yine gradient-descent algoritmasıyla elde edilebilir.

3.2 Denetimsiz Öğrenme

Yalnızca girdi verilerinin bulunduğu, bunlara karşılık herhangi bir çıkış verisinin olmadığı yani giriş-çıkış ilişkisinin bulunmadığı dolayısıyla doğru cevap ya da doğruluğa yakınlıktan bahsedemediğimiz bu tür problemler, denetimsiz öğrenme kategorisinde yer alırlar. Şekil 3.8'de Q_1 ve Q_2 niteliklerine sahip veriler arasında yapılmış basit bir sınıflandırma örneği gösterilmektedir. Denetimsiz öğrenme uygulamalarında ki hedef, veriler arasındaki ilişkileri ortaya çıkarmaktır. Yakın ilişkili ya da benzer yapıya sahip veriler kendi aralarında gruplandırılır ve karar-sınırlarıyla ayrılmış veri kümeleri elde edilir. Örneğin elimizde SMD kondansatör ve dirençler için en ve boy bilgilerinin olduğu bir tablo varsa¹ ve bu tabloya 0603, 0805 ve 1206 paket boyutlarına ait malzemeler yerleştirildiyse denetimsiz öğrenme algoritması kullanılarak Şekil 3.8'de verilen grafiğe benzer bir sonuca ulaşırız (Ng 2017).



Şekil 3.8: Denetimsiz öğrenim veri kümesi

¹ Tablo verilerinin neyi ifade ettiğini tespit etmemiz/bilmemiz gerekmiyor.

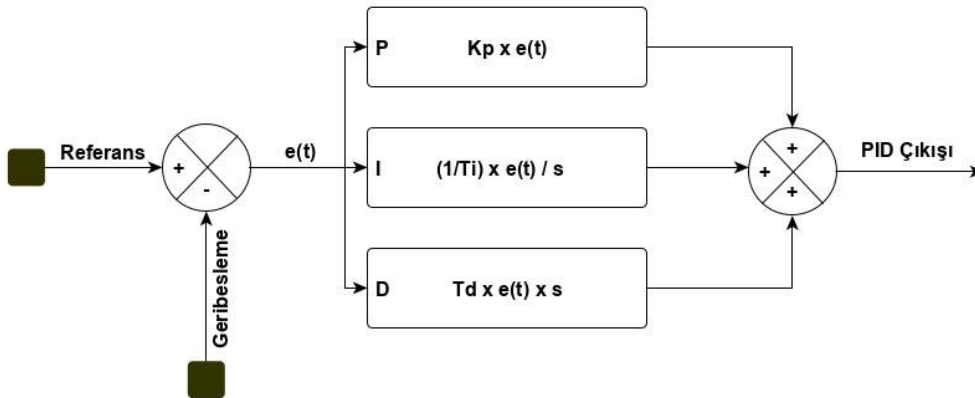
4. PID DENETLEYİCİ

Oransal, integral ve türev parçalarından oluşmakta olan PID denetçiler, basit ve etkin yapısı nedeniyle endüstriyel uygulamalarda sıklıkla kullanılmaktadır.

- AC/DC Motor hız denetimi uygulamalarında
- Anahtarlama gücü kaynaklarında çıkış akım ve voltajının kas-kat bağlanarak sistemin korunmasında
- Akü şarjı için tasarlanan DC-DC dönüştürücülerde sabit akım ile şarjın sağlanması aşamalarında
- Baz istasyonlarında yer alan akü sistemlerinin ihtiyaç duyduğu enerjiyi sağlamak için kullanılan dizel motorların, optimum hız noktasında çalışmasını sağlamak
- PFC uygulamalarında giriş akımının giriş gerilimini takip edebilmesi için PID denetçilerden sıkça faydalanılmaktadır.

$$o(t) = K_p \times e(t) + \frac{1}{T_i} \int e(t) dt + T_d \times \frac{de(t)}{dt} \quad (4.1)$$

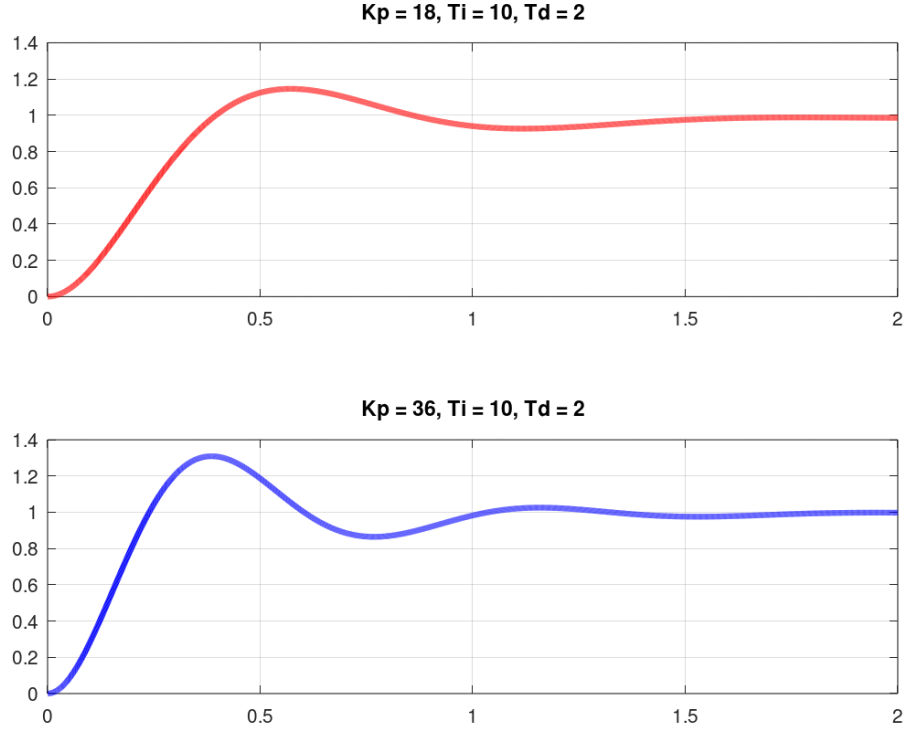
Eşitlik (4.1)'de verilen PID fonksiyonunu betimleyen diyagram Şekil 4.1'de verilmiştir.



Şekil 4.1: PID blok diyagramı

PID parametrelerinin sistem kontrolündeki etkileri ise aşağıda maddeler halinde belirtilmiştir:

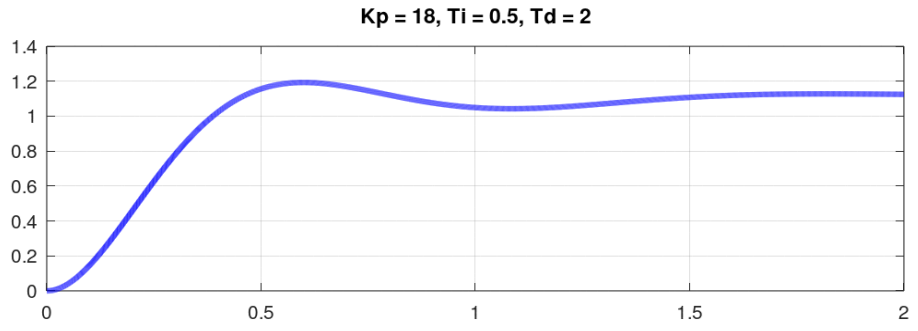
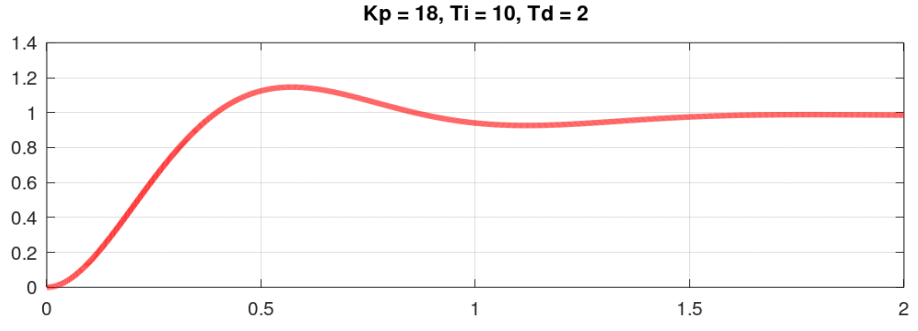
- K_p : Oransal kazanç katsayısıdır; meydana gelen hataya bağlı olarak PID çıkışına aktarılacak olan değer doğrusal bir şekilde değişir. Dinamik cevabın hızlıca referans değerine yaklaşmasını sağlar ancak bununla birlikte sistem cevabındaki aşımaları arttırır.



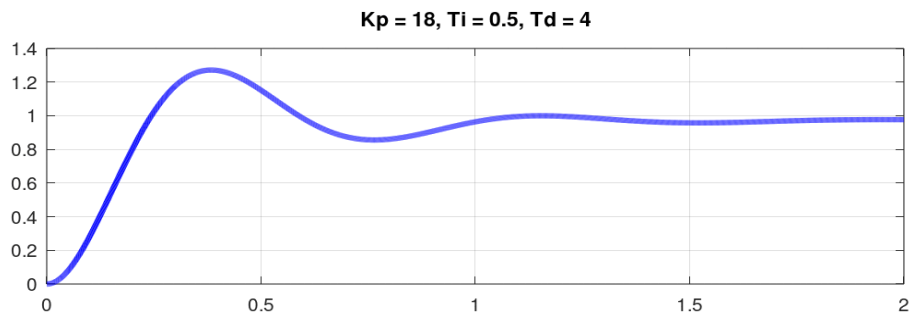
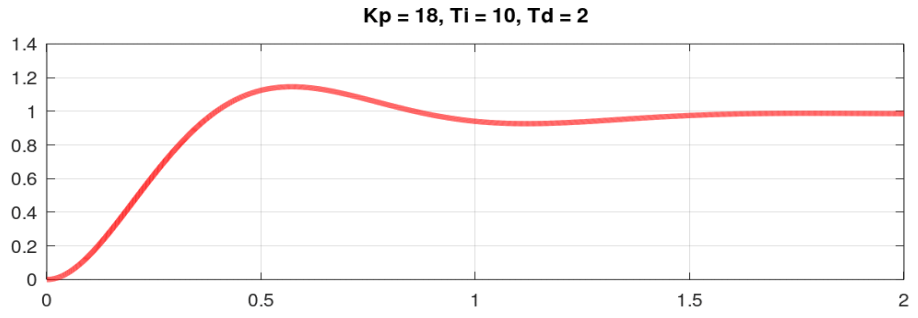
Şekil 4.2: Oransal katsayının etkisi

- K_i : İntegral katsayısıdır. Sistemin referans verilen değere oturmasını sağlamak en önemli görevidir; kalıcı hal hatasını azaltmak. Bununla birlikte sistem cevabını hızlandırabilir ancak bunun bir yan etkisi olarak dinamik cevapta salınımlar oluşması muhtemeldir.
- K_d : Türev katsayısıdır. Sistem cevabının hızlandırılmasına katkı sağlar. Değerinin yükseltilmesi salınım ve aşımaları arttırabilir. Oransal kazançtan farklı olarak oluşan hata değerinin eğimini dikkate alır.

Şekil 4.2'de integral ve türev katsayıları sabit tutulup oransal kazanç katsayısı 2 katına çıkartılarak sistemin hızlanması sağlanmış ancak aşım miktarında artış oluşmuştur. Benzer şekilde integral ve türev katsayılarının etkileri Şekil 4.3 ve Şekil 4.4'de verilmiştir.



Şekil 4.3: İntegral Katsayısının Etkisi



Şekil 4.4: Türev Katsayısının Etkisi

PID denetleyicinin en güçlü yanı ise, kontrol edilecek sistemin transfer fonksiyonuna ihtiyaç duyulmadan üç adet parametresinin ampirik yöntemlerle tespit edilebiliyor olmasıdır. PID parametreleri ayarlanırken en yaygın olarak kullanılan yöntemlerden bir tanesi Ziegler-Nichols'dür (Ziegler ve Nichols 1942), (Ogata 2002).

Günümüzde ise makine öğrenimi yöntemlerinin yaygınlaşmasıyla birlikte denetleyici optimizasyonlarında sıkça kullanılır hale gelmişlerdir. Ampirik önermelere kıyasla makine-öğrenim teknikleriyle çok daha hassas ve istenilen dinamik performansa en yakın denetleyici parametreleri elde edilebilmektedir.

4.1 PID Denetleyici Frekans Ortamı İncelemesi

Eşitlik (4.1) verilen zamana bağlı PID fonksiyonunun transfer fonksiyonunu elde edebilmek için Laplace dönüşümünün uygulanması gerekmektedir.

$$O(s) = K_p \times E(s) + \frac{E(s)}{s \times T_i} + s \times T_d \times E(s) \quad (4.2)$$

$$G(s) = \frac{s^2 T_i \times T_d + s T_i + 1}{s T_i} \quad (4.3)$$

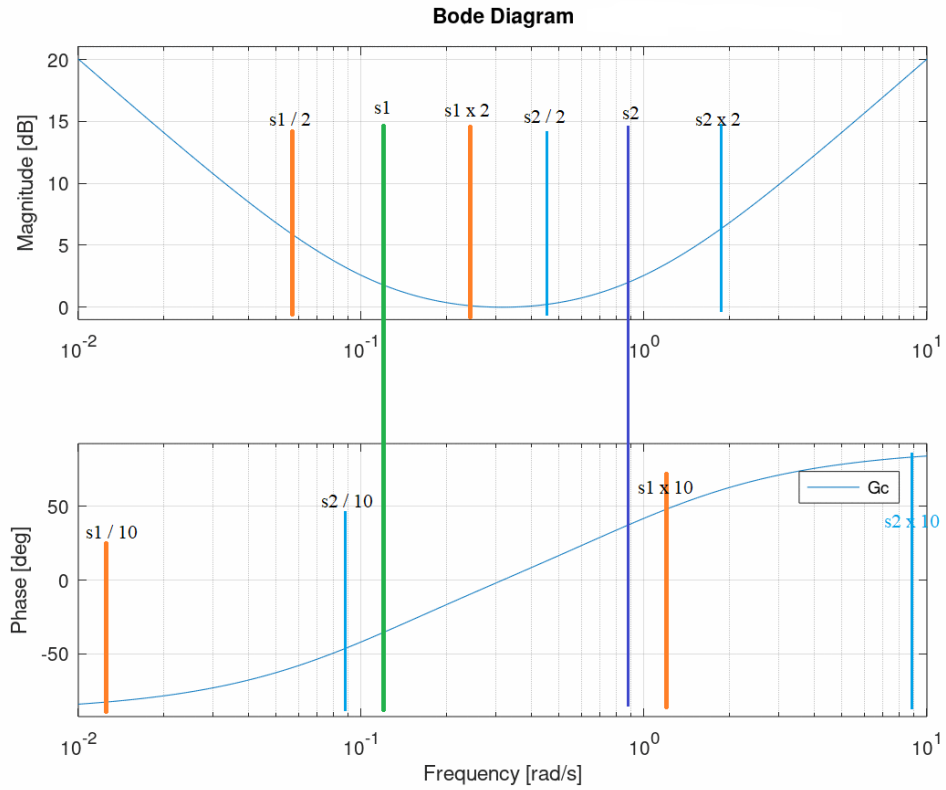
Eşitlik (4.3) PID denetleyici için transfer fonksiyonu elde edilmiştir. Transfer fonksiyonu incelendiğinde 2 adet sıfır ve 1 adet orijin noktasında kutbu bulunmaktadır.

$$s_{1,2} = \frac{-T_i \pm \sqrt{T_i^2 - 4 \times T_i \times T_d}}{2 \times T_i \times T_d} \quad (4.4)$$

İkinci dereceden bir fonksiyonun köklerini veren ifade eşitlik (4.4)'de verilmiştir. Buradaki s_1 , s_2 ve $w = 1/T_i$ noktaları sistem cevabını belirlemektedirler.

Her bir sıfır 90 derecelik faz artışı ve genlik cevabında +20db/dek eğim sağlar. Dolayısıyla PID denetçi sistem cevabının fazına toplamda 180 derece ve genlik cevabına da +40db/dek eğim sağlar. Transfer fonksiyonu köklerini değerlendirirken

faz ve genlik anlamında etkileri olmak üzere 2 ayrı parçada incelemek gerekmektedir. Şekil 4.5'te bir PID fonksiyonu için frekans cevabı verilmektedir.



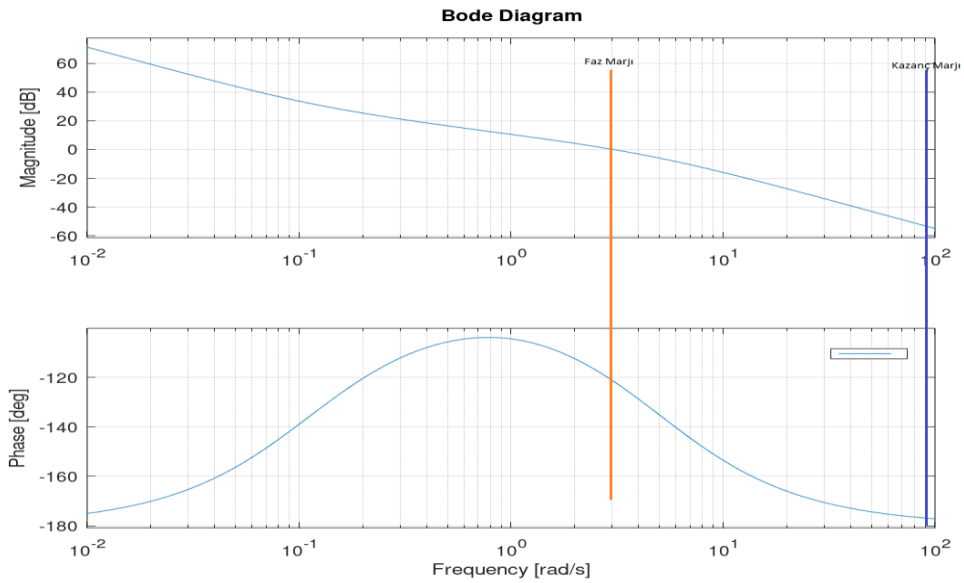
Şekil 4.5: PID frekans cevabı, $K_p = 18$, $T_i = 10$, $T_d = 1$

Şekil 4.5'te s_1 ve s_2 köklerinin etkileri görülmektedir. Payda da yer alan integral terimi düşük frekanslarda etkin olmaya başlamakta ve genlik cevabını -20dB/dek eğim ile azaltmaktadır. Genlik cevabında sıfır etkisi, değerinin yarısında başlamakta olup genlik cevabına +20dB/dek'lık eğim eklemektedir. Bu etki kök değerinin 2 katına geldiğinde maksimum değerini ulaşmakta olup integral etkisinden dolayı kaynaklanan genlik cevabındaki azalmayı nötrlemektedir. Faz marjında ise integral teriminden dolayı -90 derecelik sabit bir açı $s_1/10$ bölgesinin solunda baskın olmakta olup $s_1/10$ değerinden itibaren ilk sıfırın faz üzerindeki etkisi +45 dec/dek'lık eğim ile başlamaktadır. S_1 'in faz üzerindeki etkisi ($s_1 \times 10$) noktasında sonlanmaktadır.

Benzer şekilde s_2 kökünün faz üzerinde ki etkisi $s_2/10$ bölgesinden itibaren başlamakta olup ($s_2 \times 10$) noktasında sonlanmaktadır. S_2 'nin genlik cevabı üzerindeki etkisi ise $s_2/2$ noktasında başlamakta olup ($s_2 \times 2$) anına kadar devam etmektedir.

Genel olarak frekans ortamında denetleyici tasarımı yapılırken açık çevrim sistem cevabında dikkat edilmesi gereken önemli noktalar aşağıda maddeler halinde sıralanmaktadır:

- Düşük frekans bölgesindeki kazanç olabildiğince yüksek olmalıdır. Böylece kalıcı-hal hatası olabildiğince düşürülmüş olacaktır. Bu bölgede K_p ve T_i etkilidir.
- Kazanç geçiş frekans bölgesindeki¹ eğim -20dB/dek fazla olmamalıdır. Bu bölgede ki eğimin -40dB/dek olması 2 adet kutbun etkin olduğu gösterir ve faz değeri -180 dereceye ulaşabileceği için kontrol sağlanamaz.
- Uygun bir faz marjı için kazanç geçiş frekans bölgesinde ki -20 dB/dek'lık eğim yeterince geniş bir frekans bandına yayılmalıdır.
- Yüksek frekans bölgesinde ($w \gg w_c$) gürültüleri² azaltmak için kazanç hızlı bir şekilde azaltılmalıdır. Yani bu bölgede eğim -20dB/dek daha büyük olabilir.
- İyi bir denetleyici tasarımında açık çevrim frekans cevabının faz marjı³ 45 dereceden büyük olmalıdır.



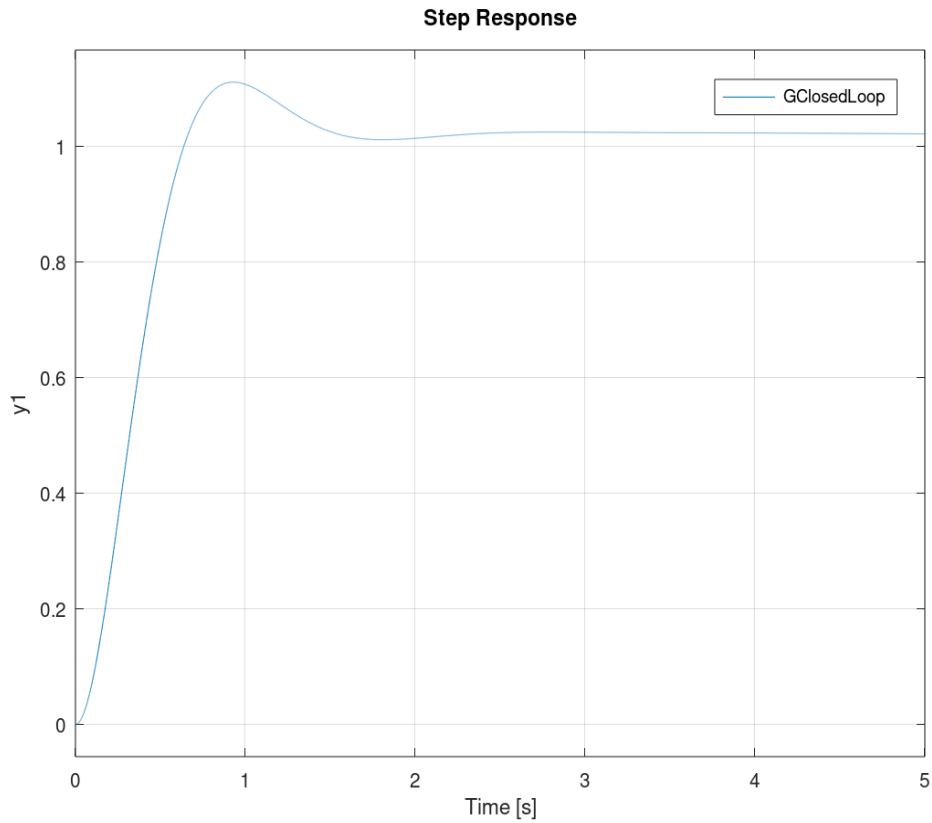
Şekil 4.6: $G_{pid}(s) \times G_{plant}(s)$ açık çevrim frekans cevabı

¹ Genlik cevabının 0dB eksenini kestiği frekans noktasıdır, w_c ile gösterilir. Diğer bir ifadeyle kontrolcünün çalıştığı frekans noktasıdır.

² Anahtarlama sinyalinin harmonikleri vurgulanmaktadır.

³ Faz marjı, zaman ortamında ki bastırma katsayısı olan ϵ ile ilişkilidir.

Şekil 4.6’da kontrol edilecek sistem transfer fonksiyonu $G_p(s) = \frac{1}{s(s+1)(s+5)}$ ve PID denetleyici transfer fonksiyonu $G_{PID}(s) = \frac{10s^2+10s+1}{10s}$ için açık çevrim frekans cevabı verilmiştir. Turuncu ile belirtilen eksenle genlik cevabının 0dB noktasından geçmekte olduğu görülmektedir. Aynı frekans noktasında faz değeri ise -120 derecedir. Faz marjı ise 60 derece olarak elde edilmektedir. Bu değer yukarıda 5.madde de belirtilen 45 derece faz marjı sınırının üzerindedir. Mavi ile belirtilen eksenle ise faz açısının neredeyse -180 dereceden geçtiği frekans belirtilmiştir. Bu frekans noktasında ki kazanç marjı ise yaklaşık 55dB olarak görülmektedir. Yani fazın -180 dereceye yakın olduğu bölgelerdeki sinyaller yaklaşık -55dB ile sönmülenecektir. Açık çevrim frekans cevabındaki köşe frekansı yani genliğin 0dB’ye ulaştığı frekans noktası ise sistem tepki süresi ile ilişkilidir.

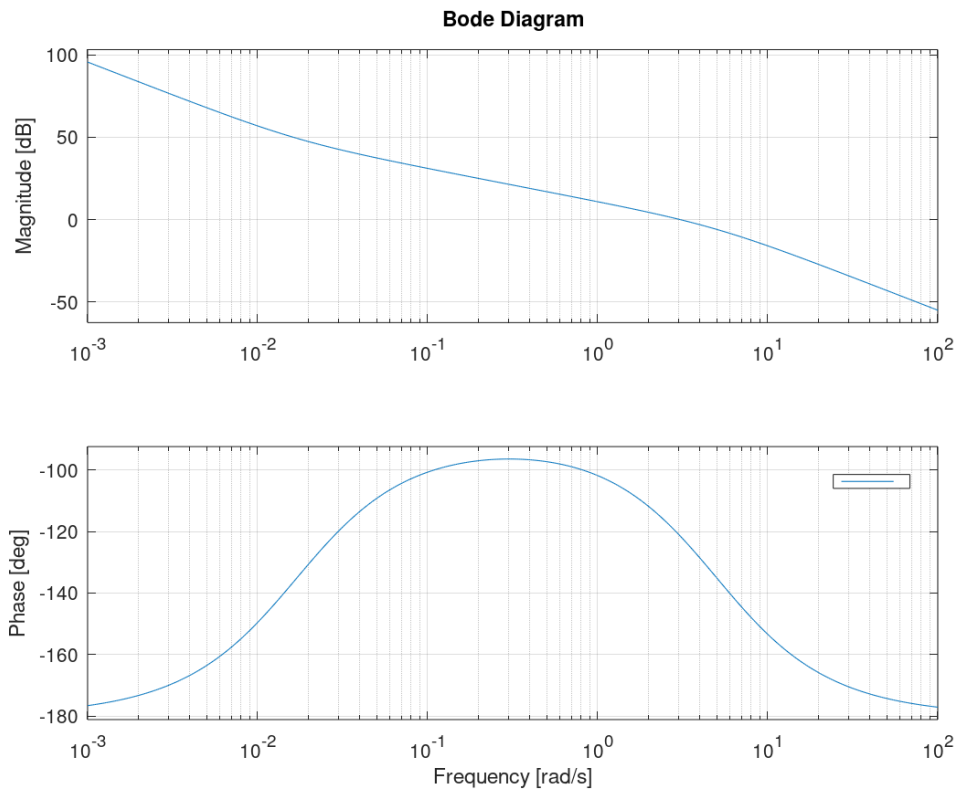


Şekil 4.7: $G_{pid}(s) \times G_{plant}(s)$ basamak cevabı

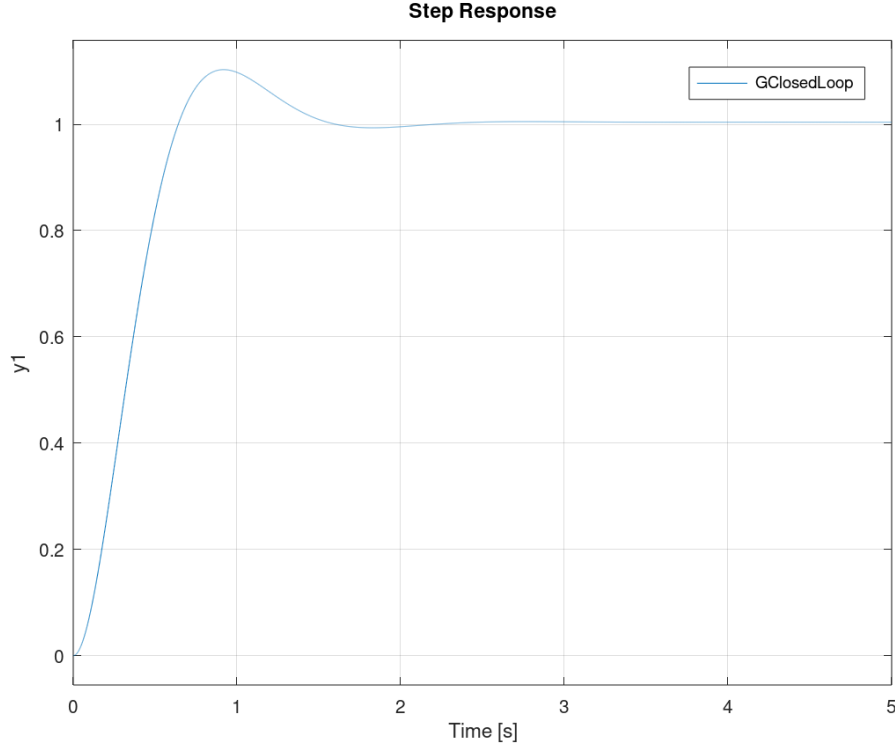
Şekil 4.7’de ise aynı sistemin kapalı çevrimi için basamak cevabı verilmiştir. Görüldüğü üzere sistemde kalıcı hal hatası bulunmaktadır. T_i arttırılarak düşük kazanç bölgesinde ki kazanç miktarı artar bununla birlikte kalıcı hal hatası azalır. Faz marjı

ise bu durumdan olumsuz etkilenecek olup ihtiyaç duyulması halinde faz marjının da artırılması gerekir.

Şekil 4.8’de integral zaman sabiti arttırılarak 60 yapılmıştır. Düşük frekanslarda ki kazanç miktarının arttığı şekilden görülmektedir. Bu durumda basamak cevabında ki kalıcı hal hatasının beklendiği üzere azaldığı Şekil 4.9’da görülmektedir. Ancak faz marjında 2-3 derecelik bir azalma meydana gelmiştir, dinamik cevabı önemli ölçüde etkilemeyeceği için herhangi bir düzenleme yapılmayabilir (Dorf 2011), (Erickson 2004).



Şekil 4.8: İntegral zaman sabiti 60 için frekans cevabı



Şekil 4.9: İntegral zaman sabiti 60 için frekans cevabı

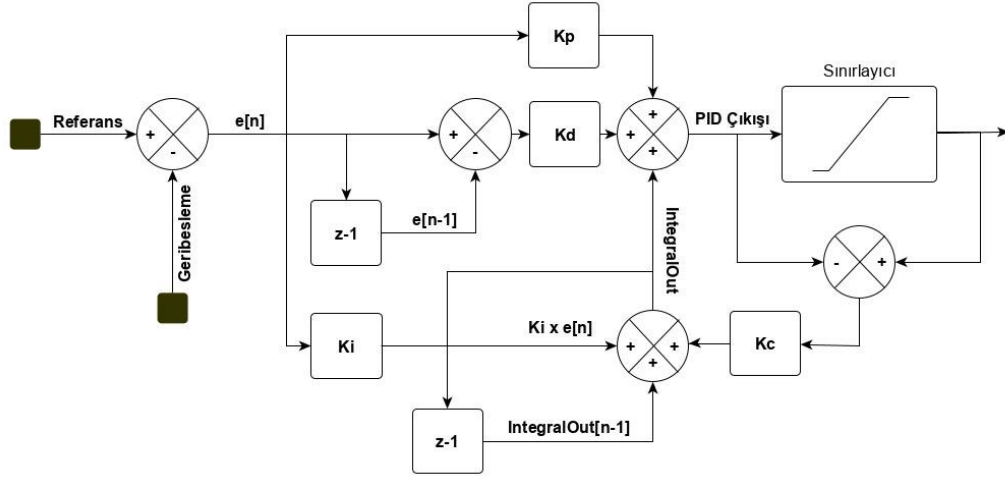
4.2 Sayısal PID Modeli

Denklem (4.1) verilen PID denetçi fonksiyonunu bir mikro denetleyicide çalıştırabilmek için fark denkleminin elde edilmesi gerekmektedir. Bunun için T_s örnekleme periyodu ile ayrıklaştırma işlemi yapılır. Bu işlemin sonucunda aşağıdaki fark denklemi elde edilir.

$$o[n] = K_p \times e(n) + \frac{T_s}{T_i} \times \sum_{i=0}^m e[n-i] + T_d \frac{e[n] - e[n-1]}{T_s} \quad (4.5)$$

Ancak eşitlik (4.5) kontrol edilen sistemlerin doğrusal olmayan karakteristiği nedeniyle yeterli değildir. İntegral işleminde meydana gelebilecek doyum, kontrol edilmekte olan sistemde kararsızlığa ya da istenmeyen bir davranışa sebep olabilir. Bunu engellemek için çeşitli yaklaşımlar bulunmaktadır (Bohn ve Atherton 1995).

Bu tez çalışmasında kullanılmış olan dijital PID algoritması aşağıdaki blok şemada verilmiştir. Blok şemada yer alan z^{-1} terimleri bir önceki örneklemede elde edilen verileri belirtmektedir.



Şekil 4.10: Sayısal PID blok diyagramı

Şekil 4.10’da belirtilen K_p , K_i , K_d ve K_c katsayıları örnekleme periyodundan arındırılmış mikro denetleyicide doğrudan kullanılacak katsayıları belirtmektedirler.

4.3 Parametrelerin Elde Edilmesi

Basit yapısı ve birçok kontrol sisteminde uygulanabilir olmasıyla nedeniyle yaygın olarak kullanılmakta olan PID denetçiler, içerdikleri 3 adet parametrelerinin kontrol edilecek olan sisteme göre ayarlanması ya da optimize edilmesi gerekmektedir. Bu işlem makine-öğrenim yöntemleri kullanılarak çok hassas bir şekilde yapılabilmektedir.

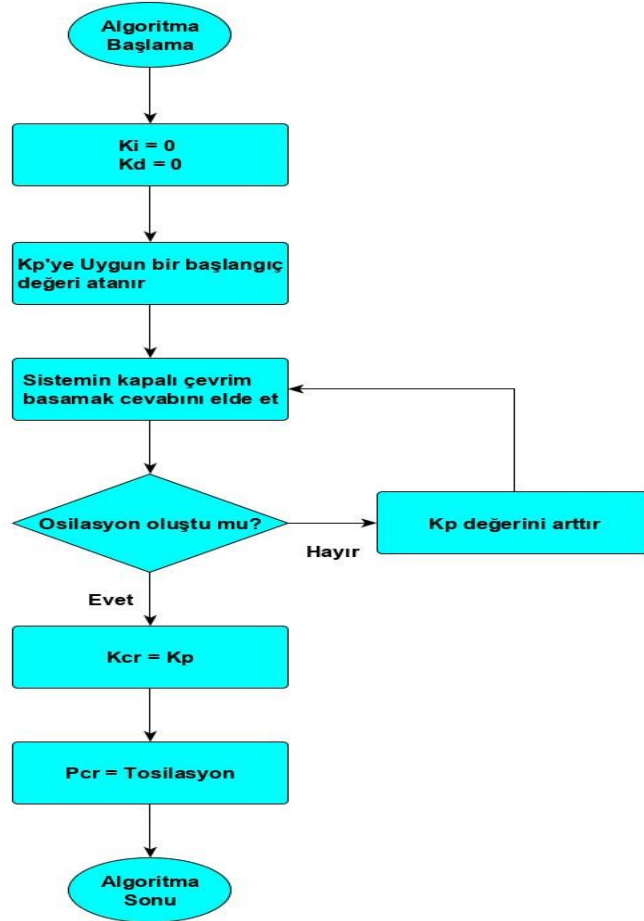
Genetik Algoritması kullanılarak DC motor hız kontrolünü sağlayan PID parametre optimizasyonu başarılı bir şekilde elde edilmiştir (Mahdi 2014). Bu çalışmada denetleyici katsayılarının optimize edilmesiyle sistemin dinamik cevabında fuzzy denetimli PID denetleyicileri gibi geleneksel yöntemlere kıyasla %80’lik iyileşme sağladığı vurgulanmıştır.

Hipotez fonksiyonunda yer alan öğrenim katsayılarını eğitmek için kullanılan makine-öğrenim tekniklerinden bir diğeri Vektör Destekli Makinadır¹ (Lee ve diğ.

¹ Support Vector Machine - SVM

2010). Bu çalışmada PID denetleyicinin dinamik cevap tepkisinde yetersiz kaldığı durumlarda elde edilen SVR¹ bloğu devreye girerek, PID çıkış değerine katkı sağlamaktadır. Çalışma sonucunda elde edilen simülasyon verilerinde aşım ve salınımların önemli ölçüde ortadan kaldırıldığı görülmektedir.

Ziegler-Nichols adı altında yaygın olarak kullanılan iki farklı yaklaşım ile PID katsayıları elde edile bilinmektedir. Bu yaklaşımlardan ikinci metot olarak anılan yöntemin nasıl uygulanacağı Şekil 4.11’de gösterilmektedir. İntegral ve türev katsayıları olan K_i ve K_d sıfırlanarak yalnızca K_p değeri arttırılmak suretiyle kapalı çevrim sistemin osilasyon yapmaya başladığı durum yakalanır.



Şekil 4.11: Ziegler-Nichols ikinci yöntemi

¹ Support Vector Regression - SVR

Bu durumda oluşan osilasyon periyodu P_{cr} ve K_p değeri K_{cr} olarak kaydedilir. Kullanılacak denetleyici türüne göre Tablo 4.1'deki eşitlikler kullanılarak dijital PID katsayıları elde edilir.

Tablo 4.1: Ziegler-Nichols metoduyla PID parametrelerinin hesaplama tablosu

Denetleyici Türü	K_p	K_i	K_d
P	$0.5K_{cr}$	0	0
PI	$0.45K_{cr}$	$\frac{1.2 \times T_s}{P_{cr}}$	0
PID	$0.6K_{cr}$	$\frac{T_s}{0.5 \times P_{cr}}$	$\frac{0.125 \times P_{cr}}{T_s}$

4.4 Doğrusal Regresyon Tabanlı Gradient-Descent Yöntemi

Doğrusal regresyon tabanlı gradient-descent yöntemi kullanılarak her bir PID parametresi için hipotez fonksiyonu oluşturulabilir (Parvathy ve Devi 2014). Bu işlem için iki parametrenin değeri sabit tutularak üçüncü parametrenin değeri değiştirilir ve her bir farklı değere karşılık eğitim verileri hazırlanır. Bu verilerden yola çıkarak ilgili parametre için bir hipotez fonksiyonu elde edilir. İlgili çalışmada hipotez fonksiyonu nitelikleri olarak aşağıdaki beş parametre belirlenmiştir.

- t_r : Yükselme zamanı
- t_s : Sistemin oturma zamanı
- %OS: Yüzdese aşım miktarı
- peak: Maksimum değer
- t_p : Maksimum değere ulaşma zamanı

Eğitim verilerinin elde edilmesi için sırasıyla gerçekleştirilen işlemler aşağıdaki gibidir.

1. $K_p = 100$, $K_i = 200$ katsayıları sabit tutularak K_d katsayısı 0.1'den 10'a kadar 0.1'lik adımlarla arttırılmıştır. Böylece 100 adet eğitim verisi elde edilmiştir.
2. $K_p = 200$, $K_d = 10$ katsayıları sabit tutularak K_i katsayısı 50'den 500'e kadar 5'lik adımlarla arttırılarak 90 adet eğitim verisi elde edilmiştir.

3. $K_i = 200$, $K_d = 10$ katsayıları sabit tutularak K_p katsayısı 50'den 300'e kadar 1'lik adımlarla arttırılarak 250 adet eğitim verisi elde edilmiştir.

Yukarıdaki aşamaların ardından her bir PID katsayısı için ayrı ayrı hipotez fonksiyonları eşitlik (4.6), (4.7), (4.8) formatında elde edilmiştir.

$$K_p = \theta_1 \times t_r + \theta_2 \times t_s + \theta_3 \times \%OS + \theta_4 \times \text{peak} + \theta_5 \times t_p \quad (4.6)$$

$$K_i = \theta_1 \times t_r + \theta_2 \times t_s + \theta_3 \times \%OS + \theta_4 \times \text{peak} + \theta_5 \times t_p \quad (4.7)$$

$$K_d = \theta_1 \times t_r + \theta_2 \times t_s + \theta_3 \times \%OS + \theta_4 \times \text{peak} + \theta_5 \times t_p \quad (4.8)$$

İstenilen t_r , t_s , $\%OS$, peak ve t_p zaman ortamı niteliklerine göre PID katsayıları ilgili hipotez fonksiyonları aracılığıyla elde edilmektedir.

5. DAB ÇEVİRİCİSİNİN DOĞRUSAL REGRESYON TABANLI VE ZIEGLER-NICHOLS PID İLE DENETİMİ

Tasarlanan DAB kapalı çevrim PID kontrollü dönüştürücü modelica modelleme dili üzerine inşa edilmiş olan Openmodelica programı kullanılarak benzetim (simülasyon) çalışmaları yapılmıştır. PID denetleyici olarak Şekil 4.10'da verilen blok yapı kullanılmıştır. Dijital PID denetleyici kaynak kodları EK B'de verilmiştir.

Tasarlanan DAB doğru akım çeviricisinin elektriksel özellikleri aşağıda maddeler halinde verildiği gibidir.

- Giriş Gerilimi: 300 ~ 400 V
- Çıkış Gerilimi: 60 V
- Çıkış Gücü: 250 W
- Anahtarlama Frekansı: 200 kHz

DAB için yumuşak anahtarlama çalışma alanını genişletmek ve genel olarak sistem veriminin artışı için geliştirilmiş anahtarlama yöntemleri bulunmaktadır. Bu çalışmada SPS anahtarlama yöntemi kullanılmıştır.

Yukarıda belirtilen elektriksel özellikler referans alınarak eşitlik (2.2) kullanıldığında DAB'ın en önemli parçalarından bir tanesi olan L_{DAB} endüktans değeri 114 μH olarak elde edilmiştir.

Çıkış geriliminin kontrolü için PID denetçi kullanılmış olup, PID parametreleri olan K_p , K_i ve K_d değerleri makine-öğrenim yöntemlerinden bir tanesi olan doğrusal regresyon yöntemi kullanılarak elde edilmiştir. Doğrusal regresyon algoritmasında kullanılan eşitlik (3.2)'deki standart maliyet fonksiyonu yerine eşitlik (5.1) 'de verilen maliyet fonksiyonu kullanılmıştır. Bu eşitlikte ki v_{OUT} Openmodelica simülasyonu sonucu elde edilen çıkış gerilimi verilerini ifade etmekte olup $v_{\text{OUT}}^{\text{ref}}$ ise kapalı çevrim sistemin sahip olması istenilen basamak cevabı belirtmektedir.

$$J(\vec{\theta}) = \frac{1}{2m} \sum_{i=1}^m (v_{\text{OUT}} - v_{\text{OUT}}^{\text{ref}})^2 \quad (5.1)$$

Eşitlik (5.1)'de herhangi bir hipotez fonksiyonu kullanılmadığından eşitlik (3.2) ile verilen maliyet fonksiyonunun eğitim katsayılarına göre türevleri bu ifade kullanılarak elde edilemez. Bu çalışmada eşitlik (3.3) yerine eşitlik (5.2) kullanılmıştır. Eşitlik (5.2)'de yer alan K_x ifadesi PID katsayılarını ifade etmektedir. Dolayısıyla maliyet fonksiyonu K_p , K_i ve K_d katsayılarına bağlı hale getirilmiştir.

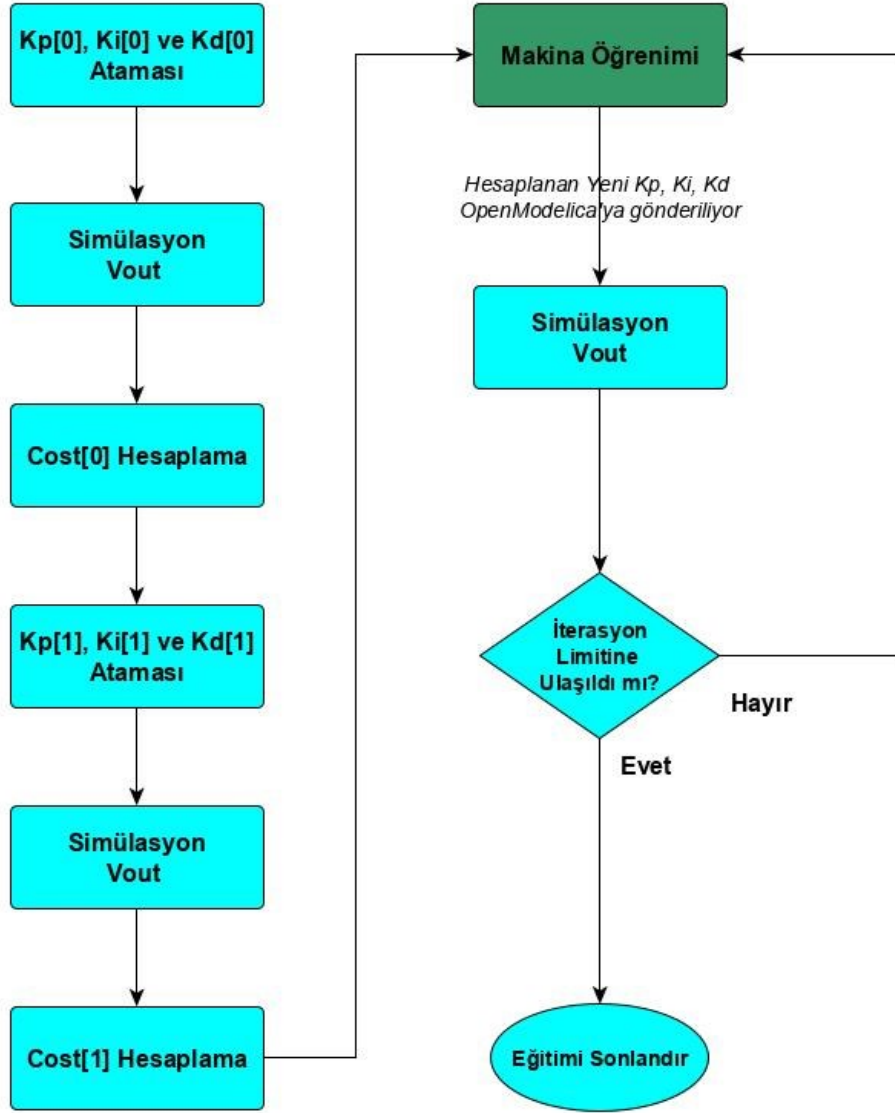
$$\frac{\partial J(\vec{K})}{\partial K_x} = \frac{J[n] - J[n-1]}{K_x[n] - K_x[n-1]} \quad (5.2)$$

Doğrusal regresyon eşitliklerinin ayrıklaştırılmış olması nedeniyle makine-öğrenimine başlayabilmek için ikişer adet PID parametresi başlangıç değeri ve bu parametrelere karşılık gelen iki adet maliyet değerine¹ ihtiyaç vardır. Şekil 5.1'de bir PowerShell script kodu aracılığıyla çalıştırılan makine-öğrenim süreçlerindeki blok yapı gösterilmektedir. Makine-öğrenimi için geliştirilen m-file dosyası içeriği EK-C'de verilmiştir. Şekil 5.1'de ki akış diyagramında yer alan makine-öğrenim bloğunun iç yapısı Şekil 5.2'de gösterilmektedir ve her bir işlem ilgili bloğun üzerine yerleştirilen sıra numarasıyla belirtilmiştir ve her bir bloğun açıklaması aşağıda maddeler halinde verilmiştir.

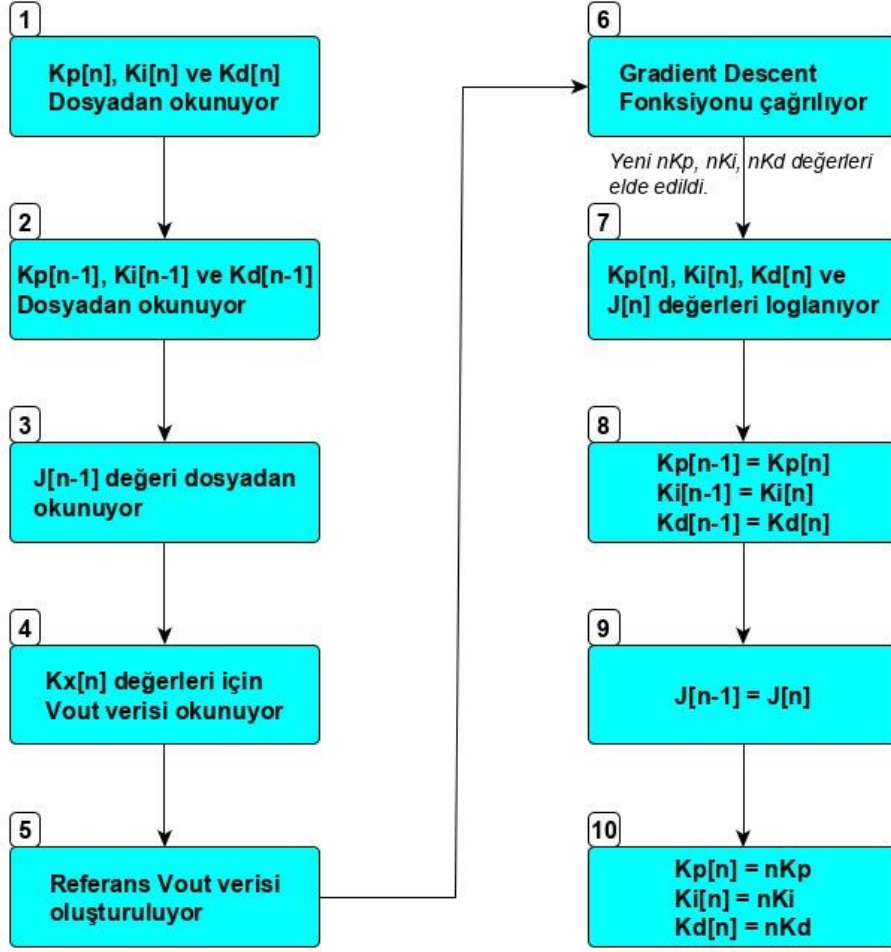
1. En son gerçekleştirilen makine-öğrenimi sonrası elde edilen K_p , K_i ve K_d değerleri kayıt tutulan dosyadan okunmaktadır.
2. Bir önceki makine-öğrenimi işlemi sonrası elde edilmiş olan K_p , K_i ve K_d değerleri kayıt tutulan dosyadan okunmaktadır.
3. Bir önceki madde de yer alan K_p , K_i ve K_d değerleri için elde edilmiş olan maliyet değeri dosyadan okunmaktadır.
4. Birinci maddede ki K_p , K_i ve K_d değerlerine karşılık gelen simülasyon sonuç bilgisi (V_{out}) x girdi vektörüne aktarılıyor.
5. Referans sinyali verileri oluşturulup y vektörüne aktarılıyor.
6. Gradient-descent fonksiyonu çalıştırılarak yeni PID katsayıları nK_p , nK_i , nK_d ve mevcut PID katsayıları olan $K_p[n]$, $K_i[n]$ ve $K_d[n]$ değerlerine karşılık gelen $J[n]$ maliyet bilgisi elde ediliyor.
7. $K_p[n]$, $K_i[n]$, $K_d[n]$ ve $J[n]$ değerleri kaydediliyor.

¹ $J[0]$ ve $J[1]$ değerleri makine-öğrenim döngüsü başlamadan önce hesaplanmaktadır.

8. Bir sonraki makine öğrenim aşaması için örnek geciktirme işlemleri yapılıyor. $K_x[n-1]$ PID değerleri yerine $K_x[n]$ değerleri yazılıyor.
9. $J[n-1]$ değeri güncelleniyor.
10. Makine öğreniminin 6. aşamasında elde edilen güncel nK_p , nK_i ve nK_d değerleri $K_p[n]$, $K_i[n]$ ve $K_d[n]$ değerleri yerine atanıyor.



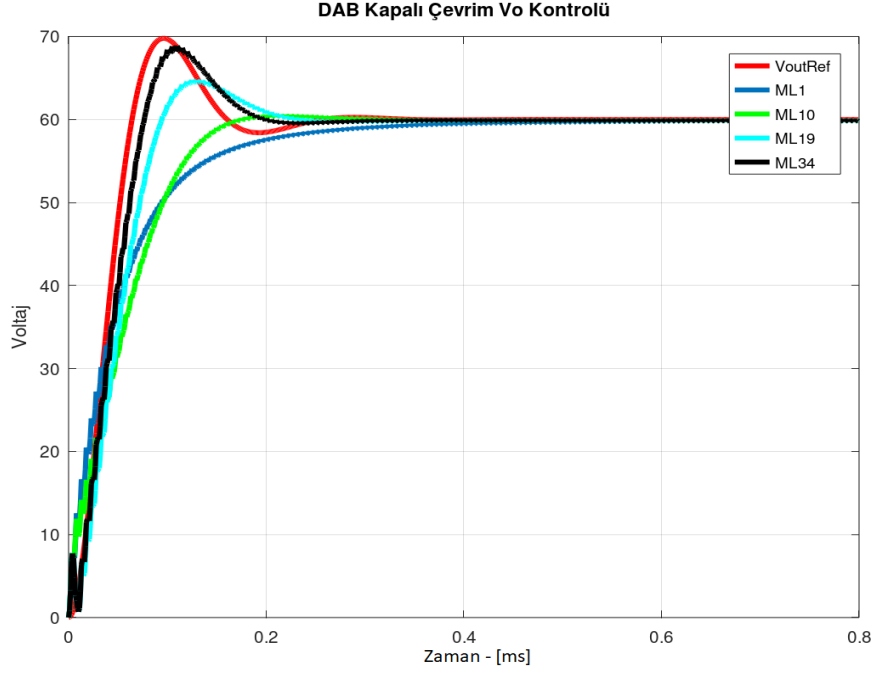
Şekil 5.1: Makina-Öğrenimi akış diyagramı



Şekil 5.2: Makine-Öğrenim bloğu iç yapısı

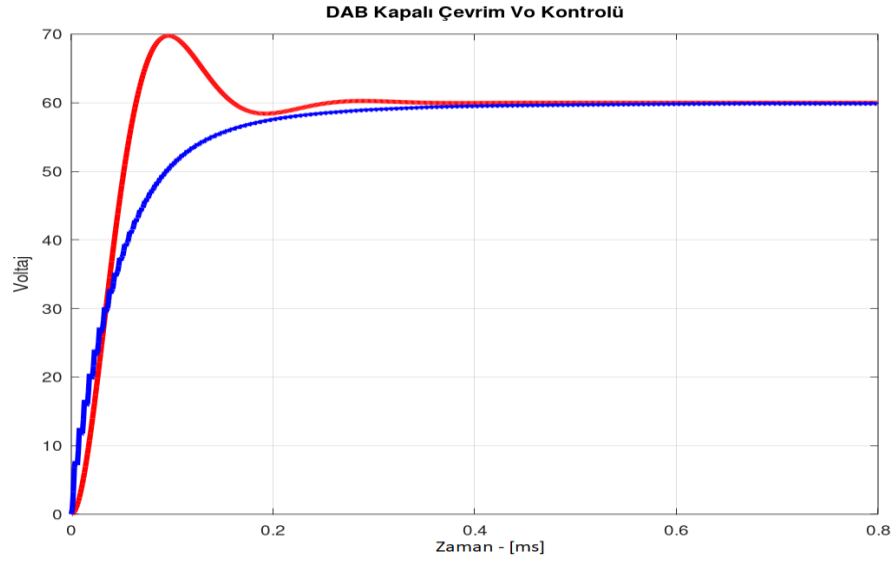
5.1 Sistem Benzetimi

EK A'da ideal DAB ideal devresi verilmiştir. PID parametrelerinin makine-öğrenimi ile eğitiminde ideal yapı kullanılmıştır. Şekil 5.3'te kapalı çevrim kontrollü DAB yapısının sahip olması istenilen basamak cevabı kırmızı ile belirtilen dalga şeklindedir. Diğer basamak cevapları ise Şekil 5.1'de akış diyagramı sonucunda elde edilen sistemin basamak cevabını, referans basamak cevabına yaklaştıran makine-öğrenim aşamalarının sonuçlarıdır. Şekil 5.3'te ki referans sinyali için eşitlik (5.3) kullanılmıştır. Doğal salınım frekansı 6kHz sönümlenme katsayısı ise 0.5 seçilmiştir.



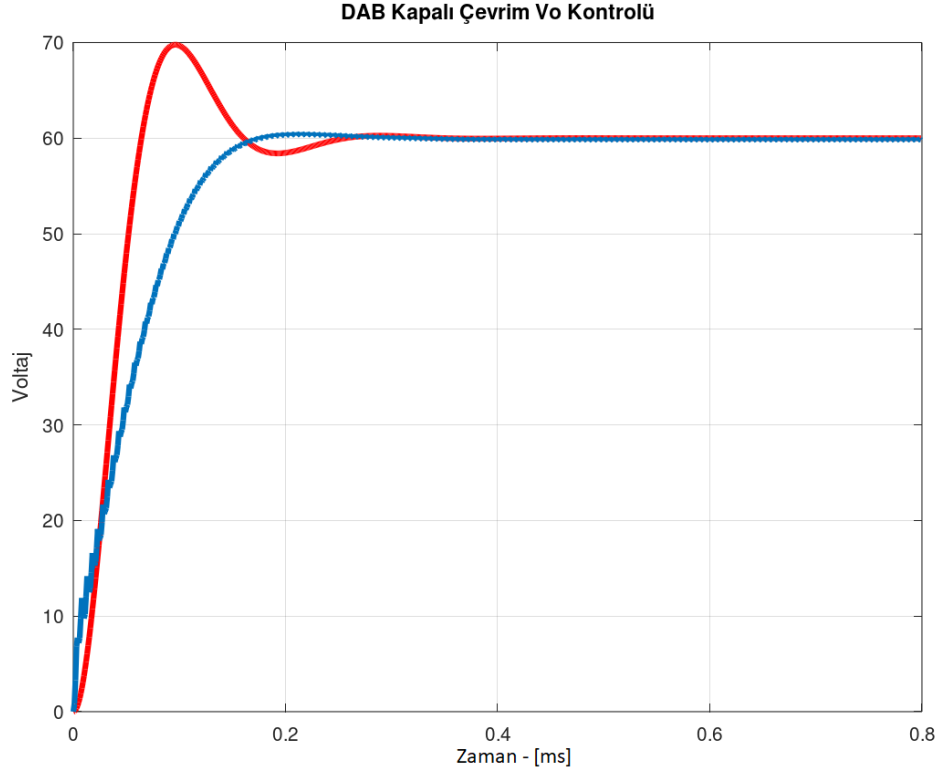
Şekil 5.3: $F_n = 6\text{kHz}$ Epsilon = 0.5

$$G(s) = \frac{w_n^2}{s^2 + 2\epsilon w_n s + w_n^2} \quad (5.3)$$



Şekil 5.4: Makina-Öğrenimi ilk iterasyon

Şekil 5.4’de referans basamak cevabı ile makine-öğrenimi sonucu elde edilen $K_p = 1.22697$, $K_i = 0.04591$ ve $K_d = 0.04991$ PID katsayılarının neden olduğu basamak cevap görülmektedir.

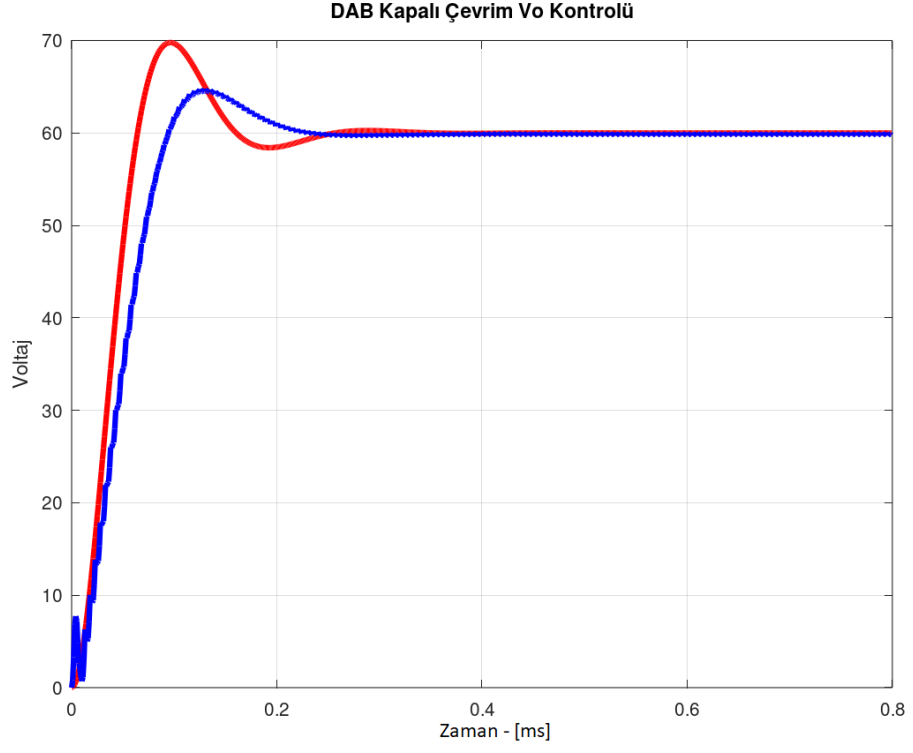


Şekil 5.5: Makine-Öğrenimi 10.iterasyon

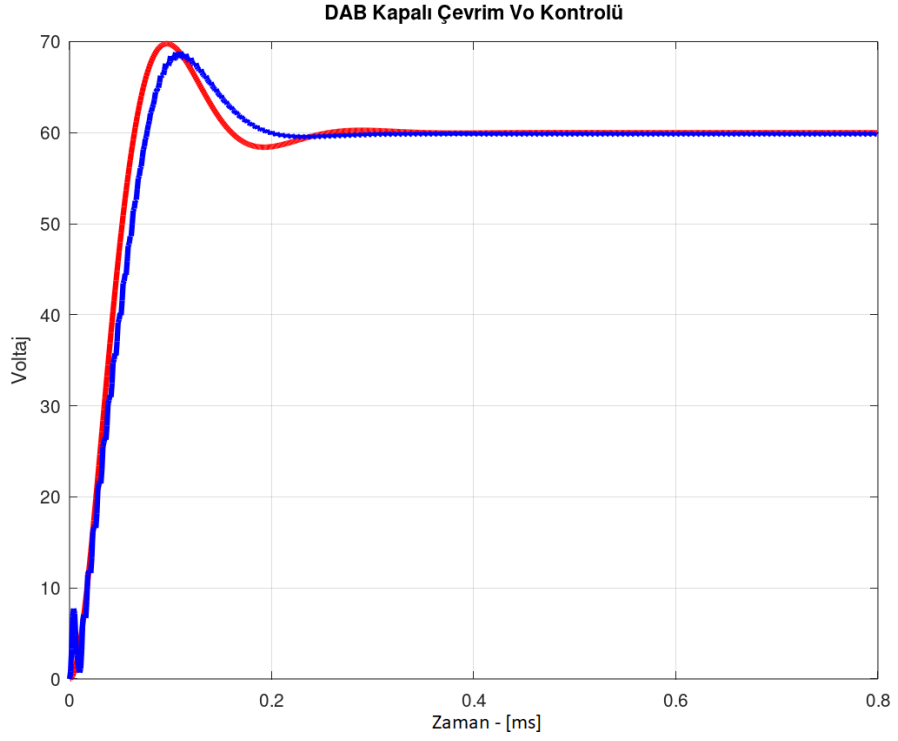
Şekil 5.5'te makine-öğreniminin 10.döngüsünün sonucunda elde edilen sistemin kapalı çevrim basamak cevabı mavi grafik ile gösterilmektedir. Referans sinyaline doğru bir yaklaşma meydana gelmiştir. Bu durumda makine-öğrenimi tarafından elde edilen PID katsayıları $K_p = 1.33435$, $K_i = 0.10763$ ve $K_d = 0.11163$ olarak elde edilmiştir.

Şekil 5.6'da makine-öğreniminin 19.döngüsünde elde edilen basamak cevabı görülmektedir. Bu durumda makine-öğrenimi tarafından hesaplanan PID katsayıları $K_p = 1.42151$, $K_i = 0.17435$ ve $K_d = 0.17835$ olarak elde edilmiştir.

Şekil 5.7'de makine-öğreniminin 34.döngüsünde referans sinyali oldukça yakın basamak cevabı yakalanmıştır. Bu durumda elde edilen PID katsayıları $K_p = 1.47723$, $K_i = 0.21635$ ve $K_d = 0.22035$ olarak elde edilmiştir.

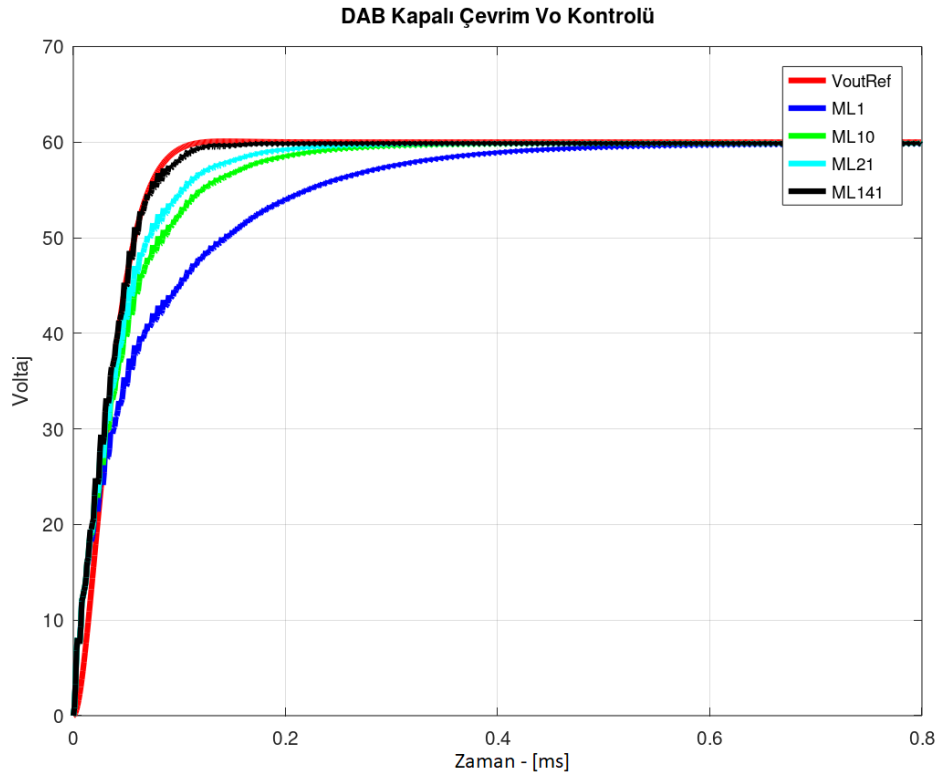


Şekil 5.6: Makina-Öğrenimi 19.iterasyon



Şekil 5.7: Makine-Öğrenimi 34.iterasyon

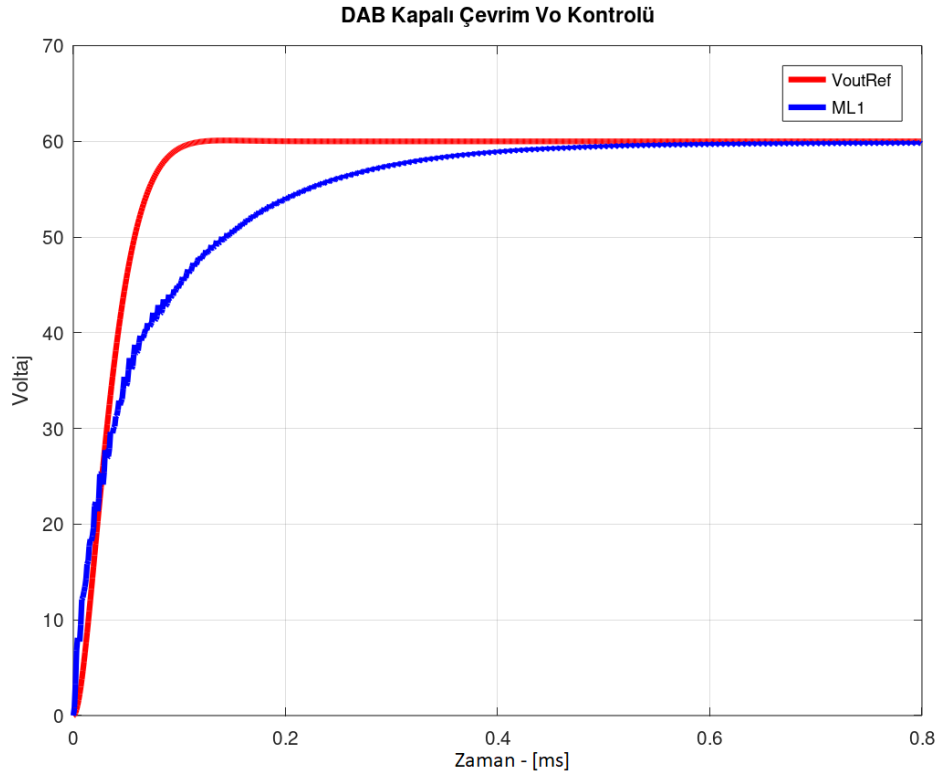
Tasarlanan DAB dönüştürücüsünde kullanılmak üzere eşitlik (5.3) kullanılarak $f_n = 8\text{kHz}$ ve $\epsilon = 0.9$ olarak belirlenerek aşırı hızlı bir basamak cevaba sahip bir kapalı çevrim karakteristiği hedeflenmiştir. Şekil 5.8’de makine-öğrenim aşamaları ilgili koşullar için verilmektedir. Görüldüğü üzere 141’inci makine-öğrenimi döngüsünde referans sinyaline oldukça yakın bir basamak cevabı elde edilmiştir. Kapalı çevrim DAB 0.1ms’den daha kısa sürede referans değerine oturmaktadır. Herhangi bir aşım ya da salınım meydana gelmemektedir.



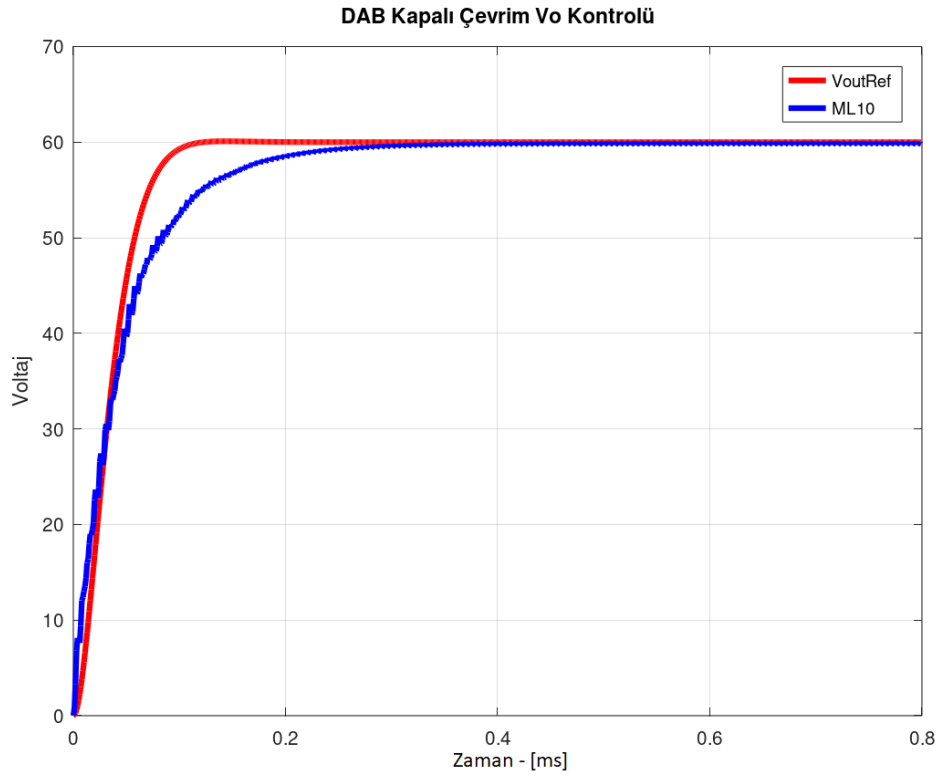
Şekil 5.8: Makina-Öğrenimi $F_n=8\text{kHz}$ $E_p=0.9$

Her bir makine-öğrenimi sonucu elde edilen basamak cevabı ve referans sinyali Şekil 5.8’de verilmiştir. Şekil 5.8’de gösterilen makine-öğrenim çalışmasında K_d değeri 0.1 olacak şekilde sabit tutulmuştur.

Şekil 5.9’da ilk makine-öğrenimi sonucu PI parametreleri $K_p = 3.21676$ ve $K_i = 0.13734$ şeklinde elde edilmiştir. Bu PID parametreleriyle sistem kapalı çevrim DAB dönüştürücü yaklaşık $400\mu\text{s}$ ’de referans değerine oturmaktadır.

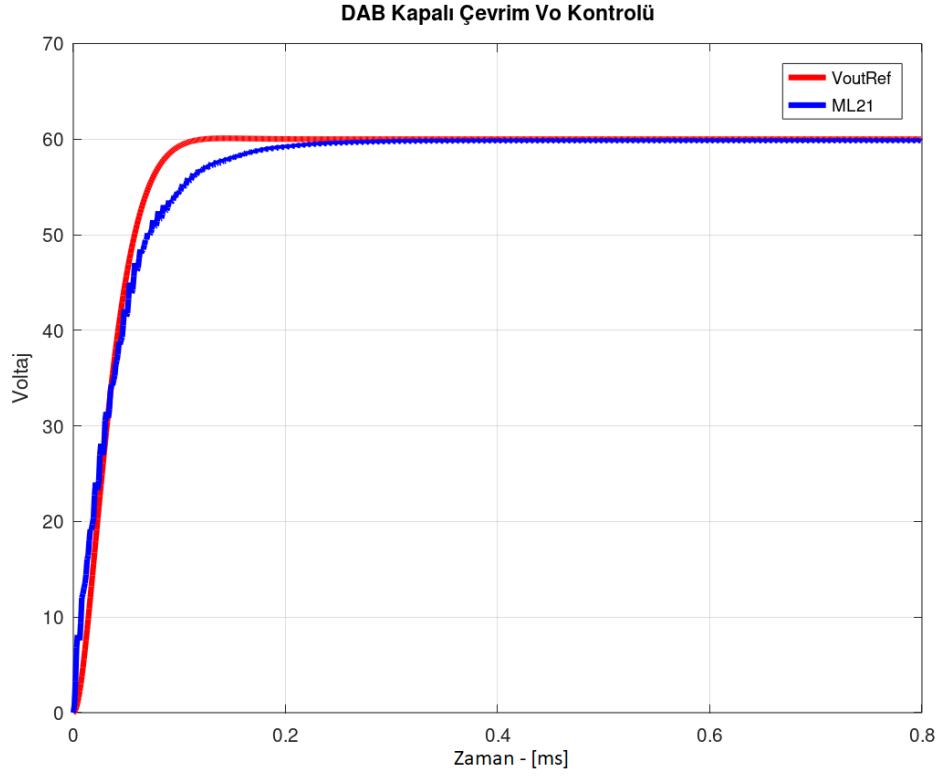


Şekil 5.9: Makina-Öğrenimi 1.iterasyon



Şekil 5.10: Makina-Öğrenimi 10.iterasyon

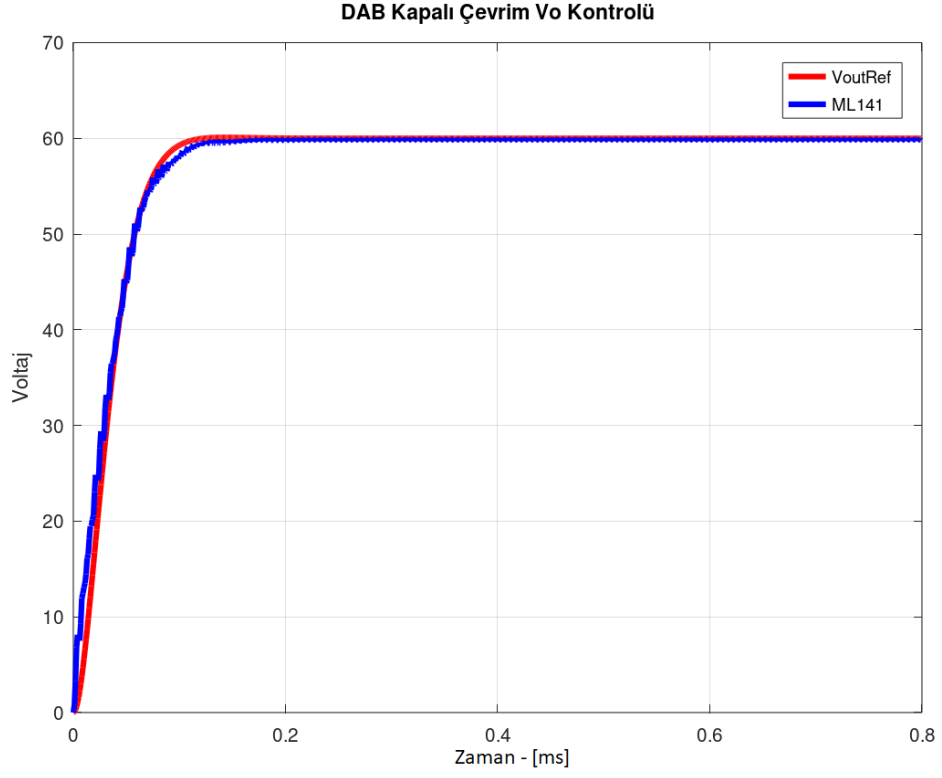
Şekil 5.10'da makine-öğreniminin 10.döngüsünde elde edilen basamak cevabı verilmektedir. Bu durumda ki PI değerleri $K_p = 3.31300$ ve $K_i = 0.23079$ dur. Kapalı çevrim DAB çıkış gerilimi basamak cevabı referans sinyaline yaklaştığı görülmektedir. Sistemin referans sinyaline oturma zamanı yaklaşık $250 \mu s$ 'dir.



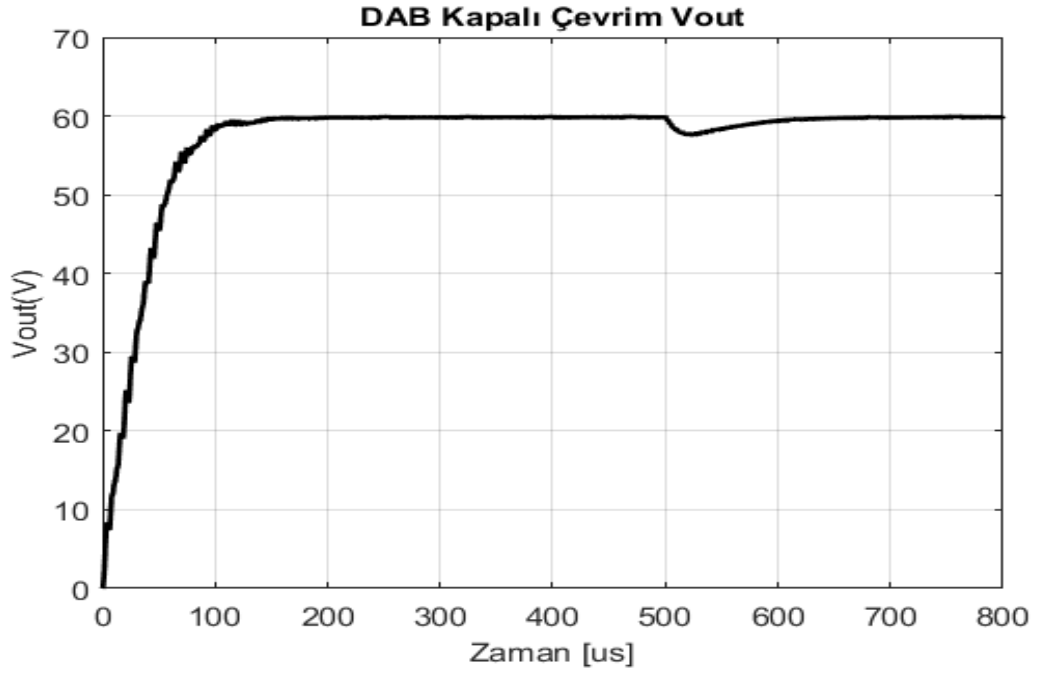
Şekil 5.11: Makina-Öğrenimi 21.iterasyon

Şekil 5.11'de makine-öğreniminin 21.döngüsünde elde edilen basamak cevabı görülmektedir. Bu durumda ki PI parametreleri $K_p = 3.25053$ ve $K_i = 0.16804$ dür. Kapalı çevrim DAB çıkış gerilimi $200 \mu s$ 'de referans değerine oturmaktadır.

Şekil 5.12'de makine-öğreniminin 141.döngüsünde elde edilen basamak cevabı görülmektedir. Bu durumda ki PI parametreleri $K_p = 3.42770$ ve $K_i = 0.34507$ dir. Sistemin kapalı çevrim cevabı referans sinyaliyle hemen hemen bire bir örtüşmüş durumdadır. Çıkış gerilimi referans değerine yaklaşık $100 \mu s$ 'de oturmaktadır.

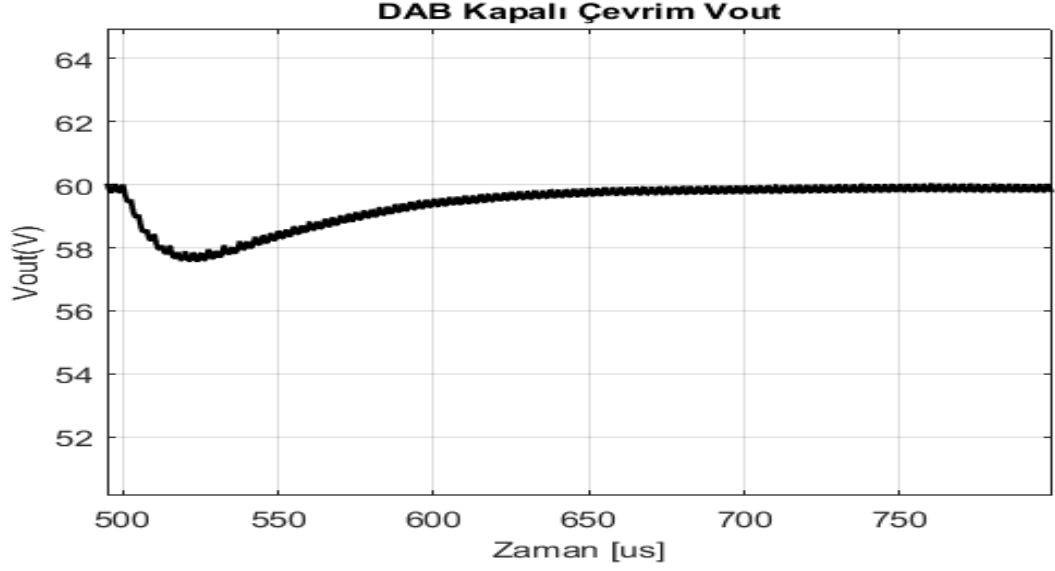


Şekil 5.12: Makina-Öğrenimi 141.iterasyon

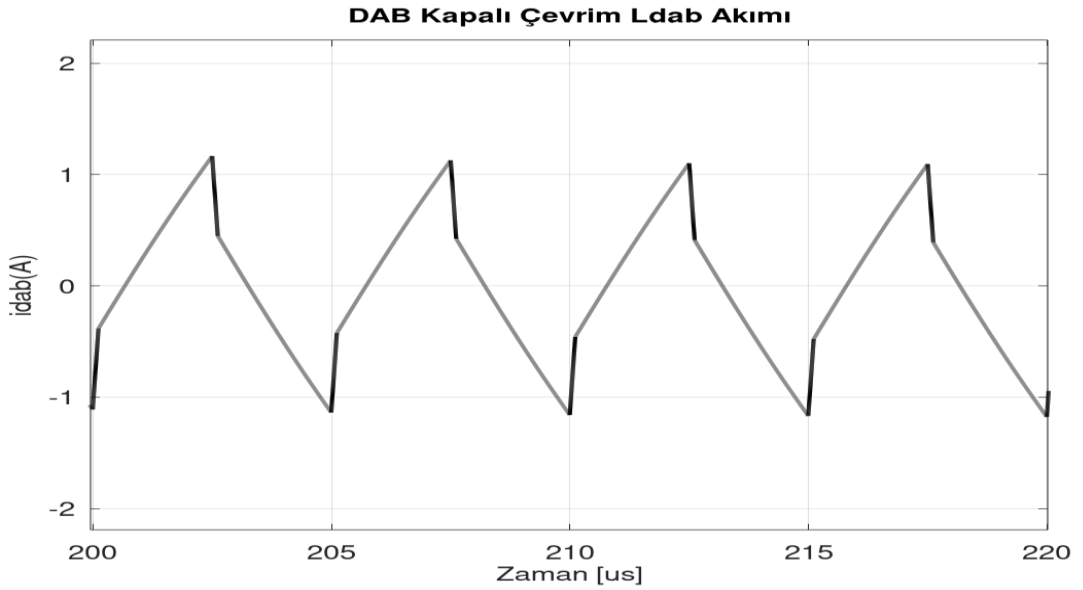


Şekil 5.13: Çıkış gerilim kontrolü

Şekil 5.13'te tasarlanan DAB'ın çıkış gerilim kontrolü verilmektedir. İlk kalkış esnasında çıkışında 120W'lık yük bulunmakta olup $t = 500\mu s$ anında 120W'lık ani bir yük dönüştürücü çıkışına eklenmektedir.



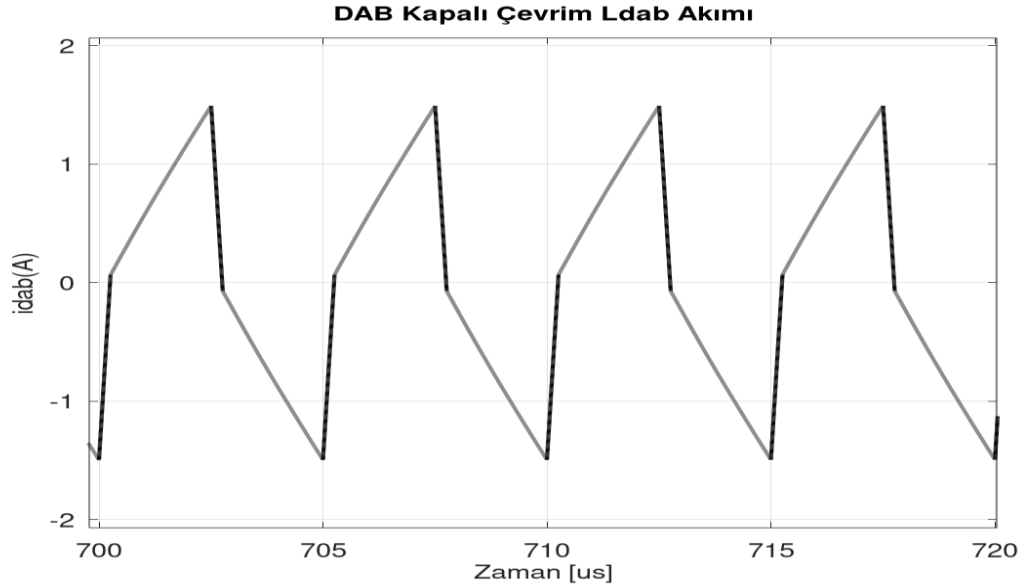
Şekil 5.14: DAB çıkış gerilimi 120W



Şekil 5.15: Sürekli hal 120W i_{DAB}

Elde edilen dinamik cevap Şekil 5.12'de ki basamak cevabı sağlayan PID parametreleriyle elde edilmiştir. Şekil 5.13'te ki grafiğin yakınlaştırılmış hali Şekil 5.14'de verilmiştir. Sistemin nominal yük kapasitesinin %50si kadarlık ani bir yüklenme sonucunda çıkış gerilimi 2V kadar azalmakta, sistemin tekrar referans değerine oturması ise yaklaşık $150\mu s$ sürmektedir.

Şekil 5.15'te DAB 120W yük altında ve sürekli haldeyken L_{DAB} endüktansından geçen akımın dalga formu verilmektedir. Şekil 5.16'da sistemin yük kapasitesi %100 çıkartıldığında sürekli hal koşulları altında elde edilen L_{DAB} endüktans akım grafiği verilmektedir. L_{DAB} akım dalga formunun tepe ve etkin değerlerinin formülleri EK G'de verilmiştir.

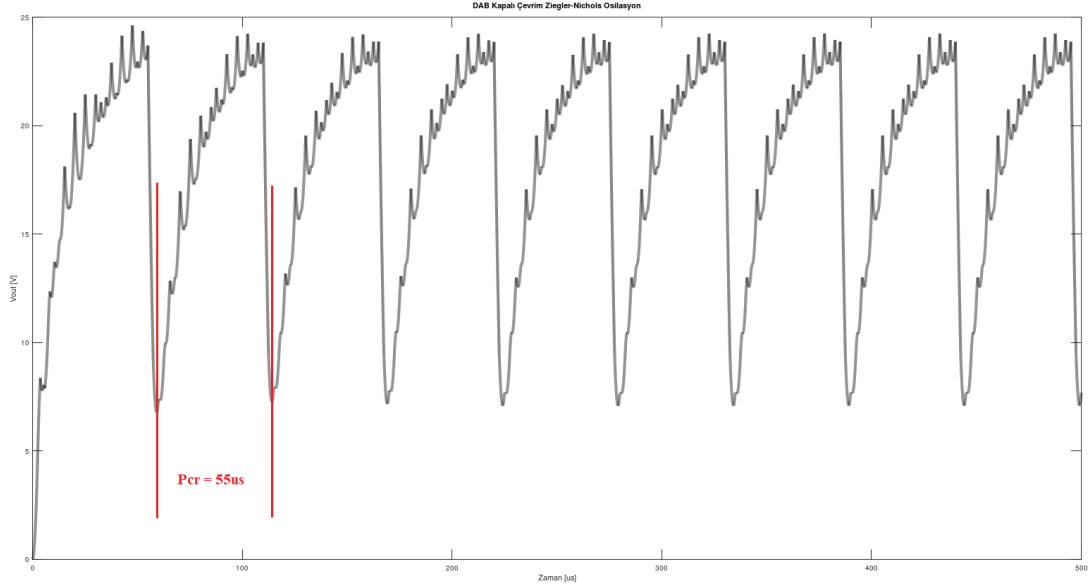


Şekil 5.16: DAB 240W i_{DAB}

5.2 DAB Dönüştürücünün Ziegler-Nichols PI/PID ile Denetimi

Şekil 4.11'de ki akış diyagramı takip edilerek EK A'da ki kapalı çevrim sistemin osilasyon yapmaya başladığı K_{cr} değeri 3.8 olarak elde edilmiştir. Oluşturulan bu osilasyon Şekil 5.17'de verilmektedir. Oluşan osilasyon periyodu $55\mu s$ olarak ölçülmüştür. K_{cr} ve P_{cr} değerleri kullanılarak Tablo 4.1'de verilen her bir denetleyici tipi için gerekli katsayılar Tablo 5.1'de verilmiştir. Tablo 5.1'de PI ve PID denetleyiciler için DAB çıkış geriliminin dinamik performansı Şekil 5.18 ve Şekil 5.19 verilmiştir. Elde edilen bu sonuçlar doğrultusunda Tablo 5.2'de, doğrusal regresyon tabanlı PID optimizasyonu, Ziegler-Nichols PI ve Ziegler-Nichols PID

denetleyicilerinin EK A'da ki kapalı çevrim DAB dönüştürücüsü üzerindeki performans kıyaslaması verilmiştir.



Şekil 5.17: Ziegler-Nichols osilasyonu

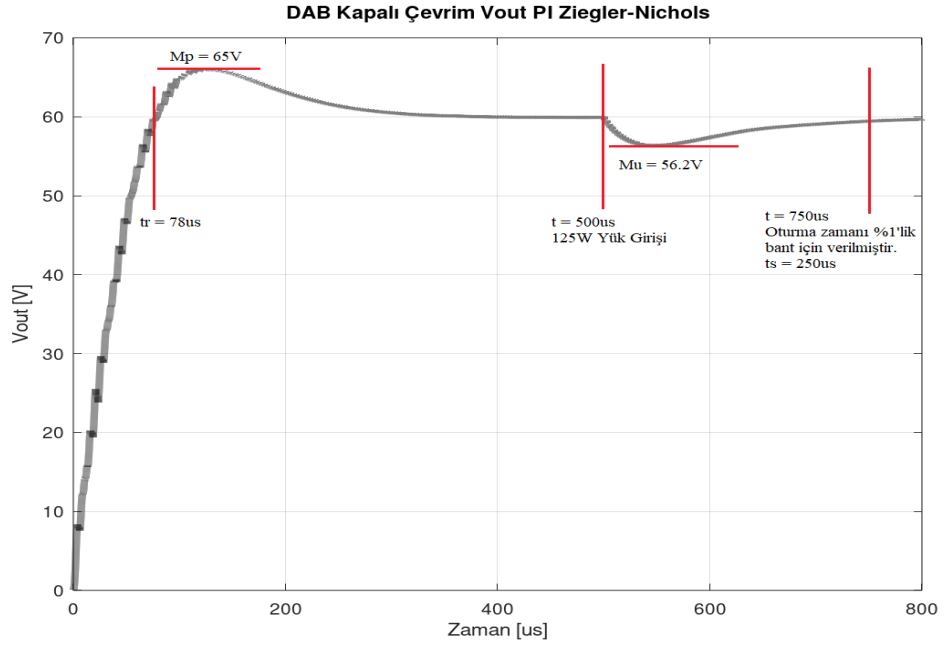
Tablo 5.1: Ziegler-Nichols PID katsayıları

Denetleyici Türü	K_p	K_i	K_d
P	1.9	0	0
PI	1.71	0.10909	0
PID	2.28	0.18182	1.3750

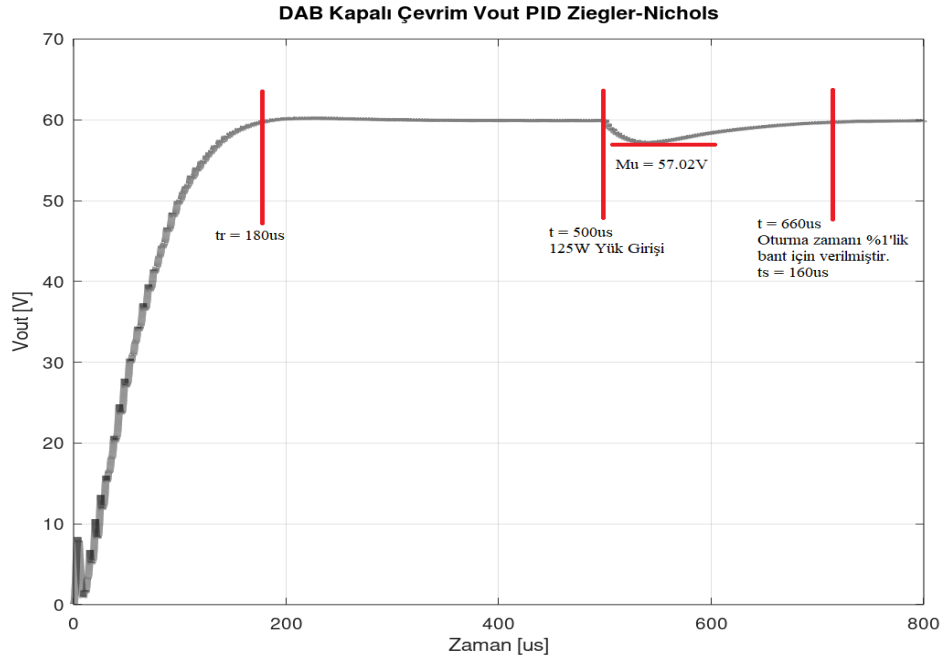
Şekil 5.18'de Ziegler-Nichols yöntemi kullanılarak tasarlanan DAB dönüştürücü için elde edilen PI denetleyicinin dinamik performansı verilmiştir. Görüldüğü üzere kalkış anında oldukça hızlı bir yükselme zamanı (78 μ s) elde edilmiş ancak 5V'luk bir aşım meydana gelmiştir. Tasarlanan DAB dönüştürücünün nominal çıkış gücü olan 240 W'ın yarısı kadar bir yük miktarı 500 μ s anında çıkış portuna uygulanmış olup 3.8 V'luk voltaj düşümü ve kapalı çevrim sistemin tekrar referans değeri olan 60 V'a oturma süresi 250 μ s sürmüştür.

Şekil 5.19'da Ziegler-Nichols yöntemi kullanılarak elde edilen PID denetleyicinin dinamik performansı verilmiştir. Kapalı çevrim sistem kalkış anında aşısız ve 180 μ s süren yükselme zamanına sahiptir. Kalkış anından sonra sürekli hal durumuna oturan sisteme 500 μ s anında yaklaşık 120 W'luk bir yük girişi yapılmış olup

3V'luk bir gerilim meydana gelmiştir ve sistemin tekrar referans değeri olan 60V'a oturması 160 μ s sürmüştür.



Şekil 5.18: Ziegler-Nichols PI performansı



Şekil 5.19: Ziegler-Nichols PID performansı

5.3 Doğrusal Regresyon Tabanlı PID İle Ziegler-Nichols Kıyaslama

Tablo 5.2’de bulunan PI Ziegler denetleyicisinin basamak cevabı Şekil 5.18’de PID Ziegler denetleyicisinin basamak cevabı ise Şekil 5.19’da verildiği gibidir.

Tablo 5.2: Denetleyici Performans Kıyaslaması

Denetleyici Türü	t_r – Yükselme Zamanı	M_p – Voltaj Aşımı	M_u – Voltaj Düşümü	t_s – Oturma Zamanı
PI Ziegler	78 μ s	65 V	56.2 V	250 μ s
PID Ziegler	180 μ s	0 V	57.02 V	160 μ s
PID Makine Öğrenimi	132 μ s	0 V	57.8 V	100 μ s

Tablo 5.2’de yer alan PID parametrelerinin makine öğrenimi optimizasyonu sonucu elde edilen dinamik performans verileri Şekil 5.12’deki karakteristiği veren PID parametreleriyle elde edilmiştir. Şekil 5.13 ve Şekil 5.14’de sistemin basamak cevabı verilmiştir.

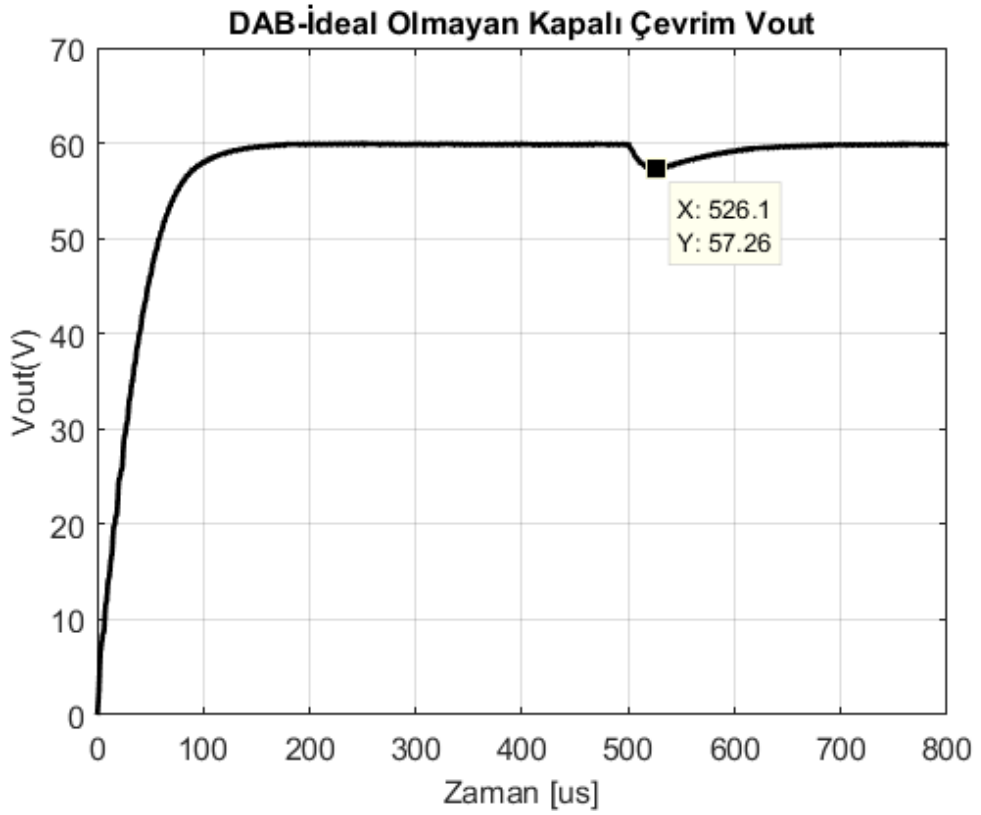
İyi bir denetleyicinin sahip olması istenilen nitelikler aşağıda maddeler halinde verilmektedir.

- Hızlı yükselme zamanı - t_r
- Düşük voltaj aşımı - M_p
- Kalıcı hal koşulları altında sisteme ani yük girişi sırasında az voltaj düşümü - M_u
- Hızlı oturma zamanı - t_s

Yukarıdaki özellikler dikkate alındığında doğrusal regresyon yöntemi kullanılarak optimize edilen PI denetçinin dinamik performansının Ziegler-Nichols’a göre daha başarılı olduğu görülmektedir.

5.4 İdeal Olmayan Koşullar Altında DAB Benzetimi

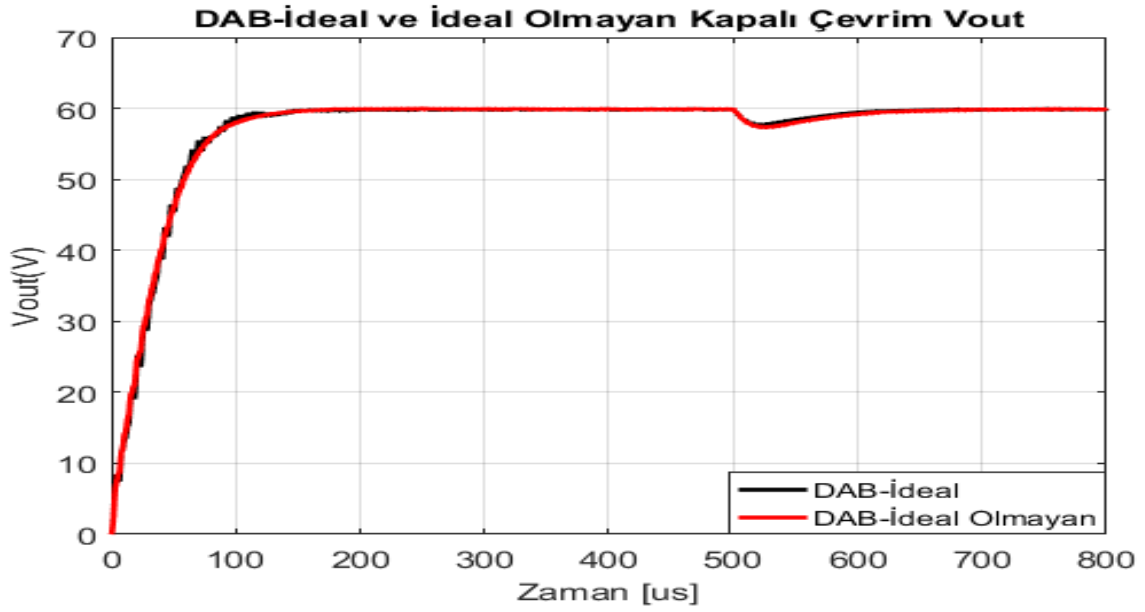
İdeal olmayan simülasyon çalışmasında transistör, transformator, sargı ve PCB dirençleri dahil edilmiştir. Transistör modeli olarak TPH3206 GaNFeT'i, transformator için E43/10/28-3C95 planör nüvesi kullanılmış olup transformator tasarımı için oluşturulan m-file kodları EK G'de Openmodelica'da kullanılan transformator model bilgileri EK H'da verilmiştir. Openmodelica simülasyon programında oluşturulan devre ise EK F'de verilmektedir. PID parametreleri olarak Şekil 5.12'de doğrusal regresyon yöntemi ile elde edilen denetleyici parametreleri



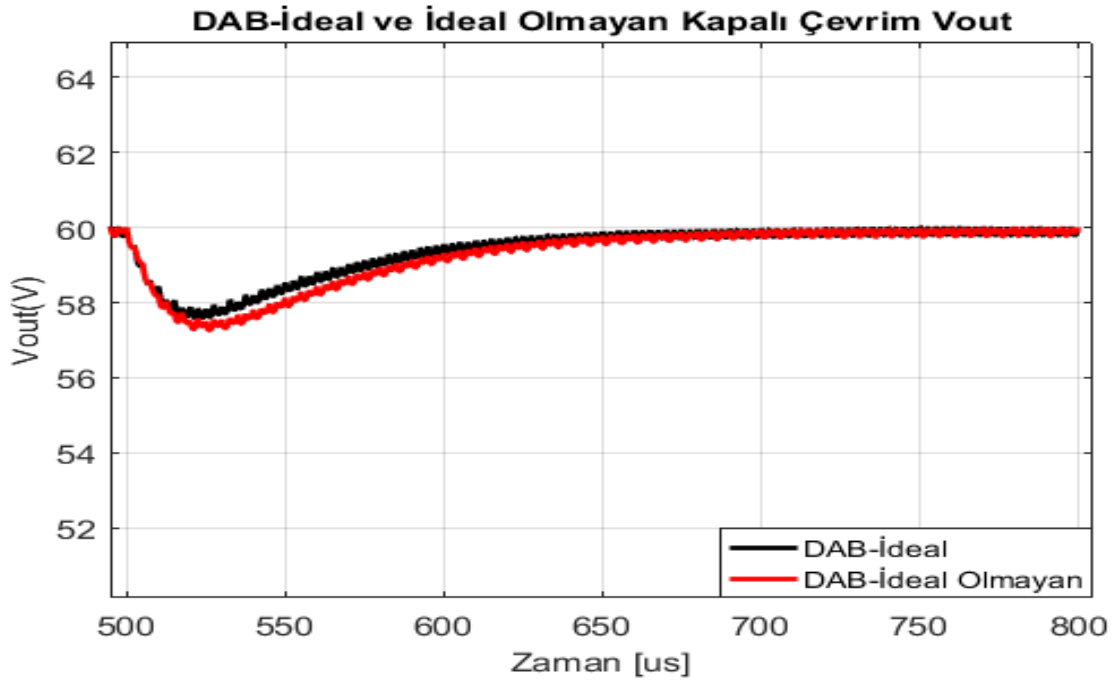
Şekil 5.20: 120W kalkış, 120W ani yük girişi

kullanılmıştır.

Şekil 5.20'de ilk kalkış anında çıkışa bağlı 30Ω bulunmakta olup 500us anında 30Ω 'luk yük eklenmekte olup makine-öğrenimi ile elde edilen PID performansının ideal olmayan koşullar altındaki dinamik cevabın ideal koşullar altında elde edilen dinamik cevap ile hemen hemen bire bir örtüştüğü Şekil 5.21'de görülmektedir. Şekil 5.21'de siyah dalga formu ideal durumu kırmızı ise ideal olmayan koşullar altında ki dinamik cevabı belirtmektedir.



Şekil 5.21: İdeal ve ideal olmayan dinamik cevap



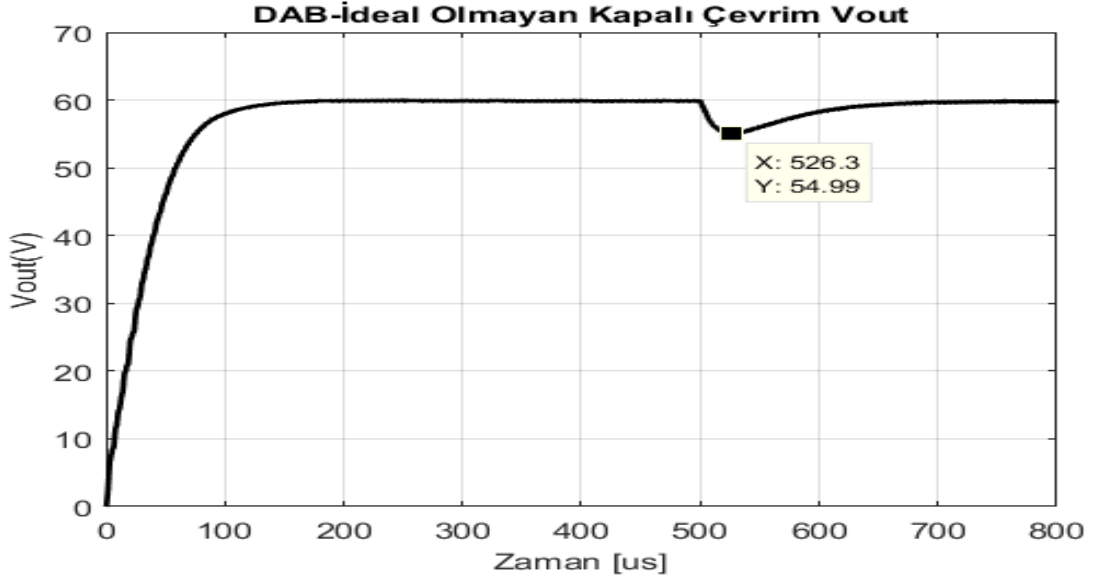
Şekil 5.22: İdeal ve ideal olmayan dinamik cevap yük girişi

Şekil 5.22'de Şekil 5.21'in 500 μ s saniye anından itibaren yakınlaştırılmış dalga formu verilmektedir. İdeal koşullar altında ölü zaman süresi 4ns olup ideal olmayan koşullar altında bu süre 100ns'dir¹.

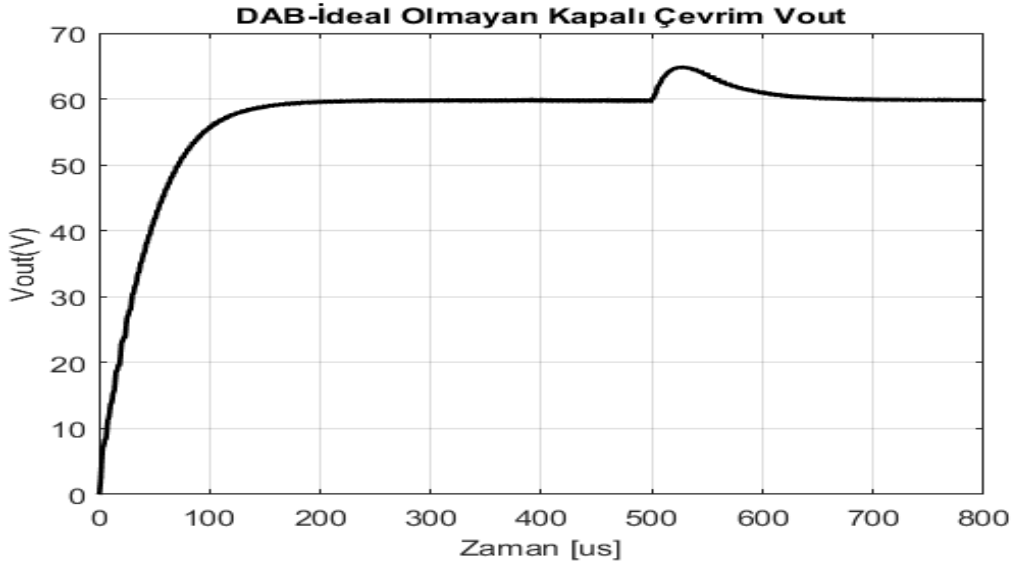
Şekil 5.23'te 30 Ω 'luk bir yük direnci altında DAB dönüştürücüsü çalışmaya başlamış olup 500 μ s anında 15 Ω 'luk bir yük direnci daha sisteme ilave edilmekte olup

¹ GaNFET kullanılan anahtarlamalı uygulamalar için yeterli bir süredir.

dönüştürücünün çıkışına sağlanan güç miktarı 360W olmaktadır. İdeal olmayan koşullar altında sistemin dinamik cevabı Şekil 5.23'te verildiği gibi elde edilmektedir.



Şekil 5.23: 120W kalkış 240W yük ilavesi



Şekil 5.24: 360W kalkış 240W yük çıkışı

Şekil 5.24'de ilk kalkış anında DAB dönüştürücü çıkışına 30Ω 'luk ve 15Ω 'luk iki adet yük direnci dönüştürücü çıkışına paralel olarak bağlanmıştır. Bu durumda dönüştürücünün çıkış gerilimi 60V'a ulaştığında çıkış gücü 360W olmaktadır. DAB dönüştürücünün kararlı hale oturmasının ardından 500 μ s anında 15Ω 'luk yük direncinin çıkıştan ayrılmasıyla birlikte 4.91V'luk bir aşım oluşmakta olup 125 μ s de tekrar referans değeri olan 60V'a sistemin oturduğu görülmektedir.

6. BULGULAR VE TARTIŞMALAR

Doğrusal regresyon yöntemi kullanılarak PID parametre optimizasyonu bir DC motor hız kontrolü uygulamasında gerçekleştirilmiştir (Parvathy ve diğ. 2014). İlgili çalışmada her bir PID parametresi için diğer iki parametre sabit tutularak eğitim verileri hazırlanmıştır ve bu eğitim verileri kullanılarak ilgili PID parametresi için hipotez fonksiyonu elde edilmiştir. Bu şekilde her bir PID parametresi için hipotez fonksiyonu elde edilmiş olup, kapalı çevrim sistemin sahip olması istenilen basamak cevabı karakteristiğini belirleyen nitelikler hipotez fonksiyonlarına giriş vektörü olarak gönderilerek ilgili PID parametresi elde edilmektedir. Bu çalışmada istenilen dinamik cevabın sağlanması uygun bir öğrenme oranı olan α 'nın belirlenmesine bağlıdır aksi takdirde yüksek hatalar ile karşılaşmaktadır.

Bu çalışmada ise her bir PID parametresi için hipotez fonksiyonu oluşturmak yerine eşitlik (5.1)'den görüleceği üzere hipotez fonksiyonu yerine kapalı çevrim sistemde kontrol edilmek istenen durum değişkeninin belirli bir zaman aralığında alınmış verileri ve sistemin sahip olması istenilen basamak cevabı vektörleri, maliyet fonksiyonunda kullanılmıştır. Ardından gradient-descent algoritmasıyla K_p , K_i ve K_d katsayıları doğrudan elde edilmiştir. Başarılı bir PID optimizasyonu için ilk aşamada belirlenen iki adet PID parametresi grubunun ve α öğrenme hızı değerleri önemlidir. Her zaman lokal minimum noktasına ulaşmak mümkün olmayabilmektedir.

Bu çalışmada geliştirilen doğrusal regresyon tabanlı PID optimizasyonu sonucu elde edilen denetleyici parametreleriyle Ziegler-Nichols yöntemi sonucu elde edilen PI ve PID denetleyici performansları karşılaştırılmış olup, doğrusal regresyon tabanlı PID optimizasyonu yöntemi ile elde edilen denetleyici performansının daha başarılı olduğu görülmüştür.

7. SONUÇ VE ÖNERİLER

Çıkış gücü 250W olan bir DAB dönüştürücü tasarımı yapılmış olup, çıkış gerilim kontrolü için PID denetleyiciden faydalanılmıştır. PID denetleyici katsayıları yapay-zeka tabanlı doğrusal regresyon yöntemi kullanılarak elde edilmiştir.

Sistemin dinamik davranışını etkileyen PID parametreleri, sistemin sahip olması istenilen basamak cevabının dalga şekli, doğrusal regresyon yöntemi kullanılarak geliştirilen makine-öğrenimi uygulamasına referans verisi olarak iletilerek K_p , K_i ve K_d katsayıları elde edilmektedir. Geliştirilen makine-öğrenimi uygulamasının istenilen basamak cevabını sağlayan PID parametrelerini elde edebilmesi için, iki adet başlangıç değeri olarak kullanılan PID katsayılarına ihtiyaç duymaktadır. Belirlenen başlangıç PID katsayıları için parametre eğitiminde kullanılan gradient-descent algoritmasının lokal minimum noktasına ulaşması her zaman mümkün olmayabilmektedir. Bu durumda farklı başlangıç değerleri belirlenerek makine-öğrenim süreci tekrar başlatılmalıdır.

Bu tez çalışmasında ki yöntem ile her zaman lokal minimum noktasına ulaşabilmek için iki adet başlangıç PID parametresinin ve α öğrenme hızını belirleyecek ya da bunlar için bir sınır çizecek yönteme ihtiyaç vardır.

8. KAYNAKLAR

Agnihotri, S. P. and Waghmare, L. M., “Regression model for tuning the PID controller with fractional order time delay system”, *Ain Shams Engineering Journal*, (2014).

Artur, R. and Middlerook, R. D., “Sampled-data modeling of switching regulators”, *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, USA, 349-369, (1981).

Bai, H. and Mi, C., “Eliminate reactive power and increase system efficiency of isolated bidirectional dual-active-bridge DC–DC converters using novel dual-phase-shift control”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2905-2914, (2008).

Batarseh, I. and Siri, K., “Generalized approach to the small signal modeling of DC-to-DC resonant converters”, *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 894-909, (1992).

Beymer, D. and Poggio, T., “Face recognition from one example view”, *IEEE International Conference on Computer Vision*, USA, 500-507, (1995).

Bohn, C. and Atherton, D., “An analysis package comparing PID anti-windup strategies”, *IEEE Control Systems Magazine*, 34-40, (1995).

Cardozo, D. D., Balda, J. C., Trowler, D. and Mantooth, H. A., “Novel nonlinear control of dual active bridge using simplified converter model”, *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, USA, 321-327, (2010).

Cheon, K., Kim, J., Hamadache, H. and Lee, D., “On replacing PID controller with deep learning controller for DC motor system”, *Journal of Automation and Control Engineering*, 452-456, (2015).

Costinett, D. and Maksimovic, D., “Design and control for high efficiency in high step-down dual active bridge converters operating at high switching frequency”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 3931-3940, (2013).

Demetriades, G. D., “On small-signal analysis and control of the single and the dual-active-bridge topologies”, *Stockholm: Royal Institute of Technology*, (2005).

Demetriades, G. D. and Nee, H.-P., “Characterization of the dual active bridge topology for high-power applications employing a duty-cycle modulation”, *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Greece, 2791-2798, (2008).

- Deng, L. and Li, X., “Machine learning paradigms for speech recognition: An overview”, *IEEE Transactions on Audio Speech and Language Processing*, 1060-1089, (2013).
- Doncker, R. D., Divan, D. and Kheraluwala, M., “A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 63-73, (1991).
- Dorf, R. C., *Modern Control Systems 12.th Edition*, New Jersey: Prentice Hall, (2011).
- Du, S. B., Wang, G. and Bhattacharya, S., “Design considerations of high voltage and high frequency transformer for solid state transformer application”, *IEEE Industrial Electronics Society*, 421-426, (2010).
- Duriez, T., Brunton, S. and Noack, R. B., *Machine Learning Control - Taming Nonlinear Dynamics and Turbulence*, Switzerland: Springer, (2017).
- Erickson, R. W., *Fundamentals of Power Electronics 2nd Edition*. New York: Kluwer Academic, (2004).
- Georghiades, A. S., Belhumeur, P. N. and Kriegman, D. J., “From few to many: illumination cone models for face recognition under variable lighting and pose”, *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, 643-660, (2001).
- Hugo M., “History of Machine Learning. AI in Radiology[online]”, (23 June 2019), www.doc.ic.ac.uk, (2018).
- Inoue, S. and Akagi, H., “A bidirectional DC–DC converter for an energy storage system with galvanic isolation”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2299-2306, (2007).
- Inoue, S. and Akagi, H., “A bidirectional isolated DC–DC converter as a core circuit of the next-generation medium-voltage power conversion system”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 535-542, (2007).
- Iyer, V. M., Gulur, S. and Bhattacharya, S., “Variable DC bus control for a bidirectional on-board electric vehicle charger”, *IEEE 6th International Conference on Renewable Energy Research and Applications*, USA, 1041-1046, (2017).
- Jain, A. K. and Ayyanar, R., “PWM control of dual active bridge: Comprehensive analysis and experimental verification”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 909-915, (2008).

- Jain, A. K., Dulin, R. P. W. and Mao, J., “Statistical pattern recognition: A review”, *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, 4-37, (2000).
- Karamollaoglu, H., Dogru, I. A. and Dorterler, M., “Detection of spam e-mails with machine learning methods”, *IEEE Innovations in Intelligent Systems and Applications Conference*, Turkey, 1-5, (2018).
- Kheraluwala, M. and Doncker, R. D., “Single phase unity power factor control for dual active bridge converter”, *IEEE Industry Applications Conference Twenty-Eighth IAS Annual Meeting*, Canada, 909-916, (1993).
- Kheraluwala, M., Gascoigne, R., Divan, D. and Baumann, E., “Performance characterization of a high-power dual active bridge DC-to-DC converter”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1294-1301, (1992).
- Krismer, F., “Modeling and optimization of bidirectional dual active bridge DC-DC converter topologies”, Ph.D Thesis, *Technische Universität Wien*, (2010).
- Krismer, F. and Kolar, J. W., “Accurate small-signal model for an automotive”, *11th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics*, Switzerland, 1-10, (2008)
- Krismer, F. and Kolar, J. W., “Accurate small-signal model for the digital control of an automotive bidirectional dual active bridge”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2756-2768, (2009).
- Krismer, F. and Kolar, J. W., “Closed form solution for minimum conduction loss modulation of DAB converters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 177-188, (2012).
- Kumar, A., Bhat, A. H. and Agarwal, P., “Comparative analysis of dual active bridge isolated DC to DC converter with single phase shift and extended phase shift control techniques”, *6th International Conference on Computer Applications In Electrical Engineering-Recent Advances*, India, 397-402, (2017).
- Lai, C.-C. and Tsai, M.-C., “An empirical performance comparison of machine learning methods for spam e-mail categorization”, *IEEE Fourth International Conference on Hybrid Intelligent Systems*, Japan, 44-48, (2004).
- Lee, Y., Lee, Y.-H., Na, S.-G., Kwon, O.-S. and Heo, H., “The improvement of the PID response using support vector regression”, *International Multi-Conference on Complexity, Informatics and Cybernetics*, USA, 335-339 (2010).

- Mahdi, S. A., “Optimization of PID controller parameters based on genetic algorithm for non-linear electromechanical actuator”, *IEEE International Journal of Computer Applications*, 11-20, (2014).
- Mishra, D., Singh, B. and Panigrahi, B. K., “Modified phase shift control for DAB based bidirectional onboard EV charger”, *IEEE International Conference on Power Electronics Drives and Energy Systems*, India, 1-6, (2019).
- Mitsukura, Y., Yamamoto, T., and Kaneda, M., “A genetic tuning algorithm of PID parameters”, *IEEE International Conference on Systems Man and Cybernetics*, USA, 923-928, (1997).
- Naayagi, R. T., Forsyth, A. J. and Shuttleworth, R., “High-power bidirectional DC-DC converter for aerospace applications”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 4366-4379, (2012)
- Naayagi, R. T., Forsyth, A. J. and Shuttleworth, R., “Performance analysis of extended phase-shift control of DAB DC-DC converter for aerospace energy storage system”, *IEEE 11th International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, Australia, 514-517, (2015).
- Nassif, A. B., Shahin, I., Attili, I., Azzeh, M. and Shaalan, K., “Speech recognition using deep neural networks: A systematic review”, *IEEE Access*, 19143 - 19165, (2019).
- Ng, A., “Machine Learning[online]”, (15 Sep 2018), <https://www.coursera.org/learn/machine-learning>, (2017).
- Nguyen, H. V., To, D. and Lee, D., “Onboard battery chargers for plug-in electric vehicles with dual functional circuit for low-voltage battery charging and active power decoupling”, *IEEE Access*, 70212-70222, (2018).
- Nyberg, A., “Optimizing PID parameters with machine learnings[online]”, (10 July 2019), <http://arxiv.org/abs/1709.09227>, (2017).
- Ogata, K., *Modern control engineering*, New Jersey: Prentice Hall, 681-705, (2002).
- Oggier, G. G., Leidhold, R., Garcia, G. O., Oliva, A. R., Balda, J. C. and Barlow, F., “Extending the ZVS operating range of dual active bridge high-power DC-DC converters”, *37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, South Korea, (2006).
- Ortiz, G., Fassler, L. and Kolar, J. W., “Flux balancing of isolation transformers and application of the magnetic ear for closed-loop volt-second compensation”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 4078-4090, (2013).

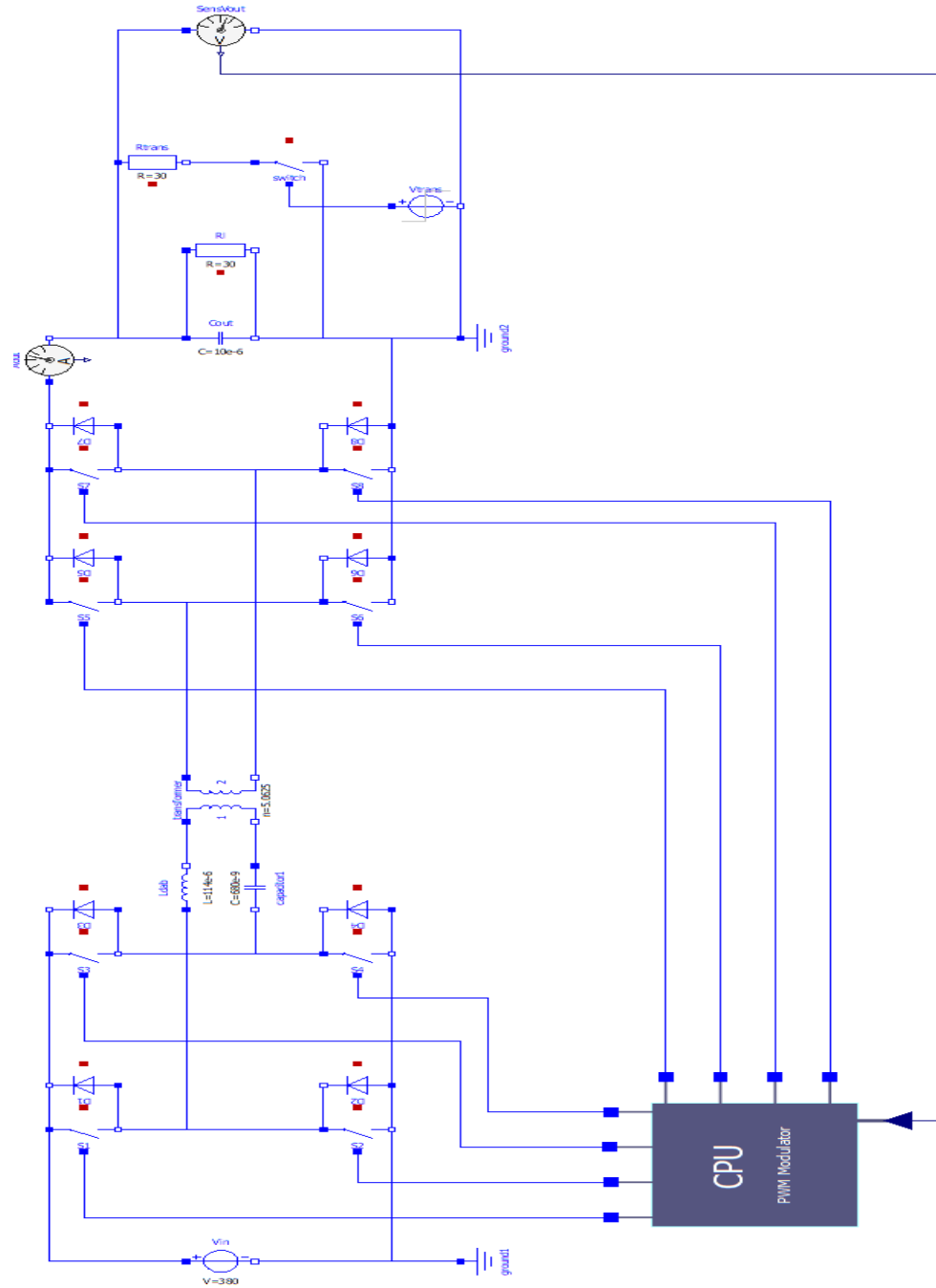
- Packard, D. J., “Discrete modeling and analysis of switching regulators”, Pasadena: *California Institute of Technology*, (1976).
- Panigrahi, P. K., “A comparative study of supervised machine learning techniques for spam e-mail filtering”, *IEEE Fourth International Conference on Computational Intelligence and Communication Networks*, India, 506-512 (2012).
- Panov, Y., Jovanovic, M. M., Gang, L. and Yueyong, M., “Transformer-flux-balancing control in isolated bidirectional DC-DC converters”, *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, USA, 49-56, (2014).
- Parvathy, R. and Devi, R. R., “Gradient descent based linear regression approach for modeling PID parameters”, *IEEE International Conference on Power Signals Control and Computations*, India, (2014).
- Pierre, D. and Oriol, A. S., “Design of a low-capacitance planar transformer for a 4 kW/500 kHz DAB converter”, *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, USA, 2659-2666, (2019).
- Sakka, M. A., Mierlo, J. V. and Gualous, H., *DC/DC converters for electric vehicles*, London: Intech, 309-312, (2011).
- Samuel, A. L., “Some studies in machine learning using the game of checkers”, *IBM Journal*, 210-229, (1959).
- Qi, F., Wang, Z. and Wu, Y., “650V GaN based 3.3kW bi-directional DC-DC converter for high efficiency battery charger with wide battery voltage range”, *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, USA, 359-364, (2019).
- Qin, H. and Kimball, J. W., “AC-AC dual active bridge converter for solid state transformer”, *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, USA, 3039-3044, (2009).
- Qin, H. and Kimball, J. W., “Solid-state transformer architecture using AC–AC dual-active-bridge converter”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 3720-3730, (2013).
- Sha, D. and Xu, G., *High-frequency isolated bidirectional dual active bridge DC–DC converters with wide voltage gain*, Singapore: Springer, (2019).
- Transphorm, “100 kHz dual active bridge for 3.3kW bi-directional battery charger[online]”, (26 June 2019), <https://www.transphormusa.com/en/document/100-khz-dual-active-bridge-for-3-3kw-bi-directional-battery-charger/>, (2018).

- Zengin, S. and Boztepe, M., “Trapezoid current modulated DCM AC/DC DAB converter for two-stage solid state transformer”, *9th International Conference on Electrical and Electronics Engineering*, Turkey, 634-638, (2016).
- Zhang, Z. and Ruan, X., “A novel double phase-shift control scheme for full-bridge three-level converter”, *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, USA, 1240-1245, (2005).
- Zhao, B. and Song, Q., “Overview of dual-active-bridge isolated bidirectional DC–DC converter for high-frequency-link power-conversion system”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 4091-4106, (2014).
- Zhao, B. and Yu, Q., “Extended-phase-shift control of isolated bidirectional DC–DC converter for power distribution in microgrid”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 4667-4680, (2012).
- Zhao, T., Yang, L., Wang, J. and Huang, A. Q., “270kVA solid state transformer based on 10kV SiC power devices”, *IEEE Electric Ship Technologies Symposium*, USA, 145-149, (2007).
- Zhao, T., Wang, G., Bhattacharya, S. and Huang, A. Q., “Voltage and power balance control for a cascaded H-bridge converter-based solid-state transformer”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1523-1532, (2013).
- Zhou, H. and Khambadkone, A. M. “Hybrid modulation for dual active bridge bi-directional converter with extended power range for ultracapacitor application”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1-8, (2008).
- Ziegler, J.G. and Nichols, N., “Optimum settings for automatic controllers”, *ASME Journal of Dynamic Systems Measurement and Control*, 759-765, (1942).

EKLER

9. EKLER

EK A İdeal DAB Openmodelica Simülasyon Devresi



EK B İdeal DAB PID Kontrol Kodları

```
algorithm
when {initial(), time>pre(pid_taskper)} then
pid_taskper := pid_taskper + dt;
ref := VREF; //soft-start aktif ise kapatilmali
fb := Ain1;
err := ref - fb;
outp := err * Kp;
integ := err * Ki;
outi := integ + integ_prev + Kc * (outu - outpid);
outd := (err - err_prev) * Kd;
outpid := (outp + outi + outd);
if(outpid > SatLimHigh) then
outu := SatLimHigh;
elseif(outpid < SatLimLow) then
outu := SatLimLow;
else
outu := outpid;
end if;
integ_prev := outi;
err_prev := err;
end when;
phi := outu;
```

EK C Makine-Öğrenimi Uygulama Katmanı m-File

```
clear all clc;

fnameLog = 'MLog5.dat';

fnameCurPIDC = 'PID_CostCurrentValues.txt';

fnamePrePIDC = 'PID_CostPrevValues.txt';

Tstep = 1e-9;

Tstop = 300e-6

alpha = 0.00003

Tcont = 5e-6; % PID algoritmasi calisma periyodu; Tsampling

PIDCurrentVals = csvread(fnameCurPIDC);

PIDPrevVals = csvread(fnamePrePIDC);

KpCurrent = PIDCurrentVals(1, 1);

KiCurrent = PIDCurrentVals(1, 2);

KdCurrent = PIDCurrentVals(1, 3);

KpPrev = PIDPrevVals(1, 1);

KiPrev = PIDPrevVals(1, 2);

KdPrev = PIDPrevVals(1, 3);

CostPrev = PIDPrevVals(1, 4);

%% Get output voltage from modelica simulation

xtemp = GetModelicaResult('\Results\DAB_ideal_res.csv', Tstep, Tstop);

x = xtemp(1, 1:10:end);
```



```

%% Get referance learning data

ytemp = LearningDataStep(60, 2*pi*8000, 0.9, Tstep, Tstop);

y = ytemp(1, 1:10:(Tstop/Tstep));

%% Train PID controller

[newKp, newKi, newKd, CostCur] = MachineLearningPID(x, y, alpha, KpCurrent,
KiCurrent, KdCurrent, KpPrev, KiPrev, KdPrev, CostPrev);

%% Sending learned PID values to Modelica DAB_ideal model.

ret = PidParamSetForModelica(newKp, newKi, newKd);

%% Update Cost value for KpCurrent, TiCurrent and TdCurrent values

fid = fopen(fnameCurPIDC, 'a');

fprintf(fid, ', %.5f', CostCur);

fclose(fid);

%% Append new PID params to log file

MachineLearnLog(fnameLog, KpCurrent, KiCurrent, KdCurrent, CostCur);

%% Sampling delay: Copy current values to prevs and update PIDCurrent vals

%% with news.

fid = fopen(fnamePrePIDC, 'w');

fprintf(fid, '%.5f, %.5f, %.5f, %.5f', KpCurrent, KiCurrent, KdCurrent, CostCur);

fclose(fid);

fid = fopen(fnameCurPIDC, 'w');

fprintf(fid, '%.5f, %.5f, %.5f', newKp, newKi, newKd);

fclose(fid);

```

EK D Makine-Öğrenimi Ayrık Gradient Descent m-File

```
function [newKp, newKi, newKd, Cost] = MachineLearningPID(x, y, alpha, KpCur,  
KiCur, KdCur, KpPrev, KiPrev, KdPrev, CostPrev)
```

```
m = size(x, 2);
```

```
vecxy = x - y;
```

```
temp = sum(vecxy .* vecxy);
```

```
Cost = temp / (2 * m)
```

```
deltCost = Cost - CostPrev
```

```
deltKp = KpCur - KpPrev
```

```
deltKi = KiCur - KiPrev
```

```
deltaKd = KdCur - KdPrev
```

```
if deltKp == 0
```

```
    newKp = KpCur;
```

```
else
```

```
    newKp = KpCur - alpha * deltCost / deltKp
```

```
end
```

```
if deltKi == 0
```

```
    newKi = KiCur;
```

```
else
```

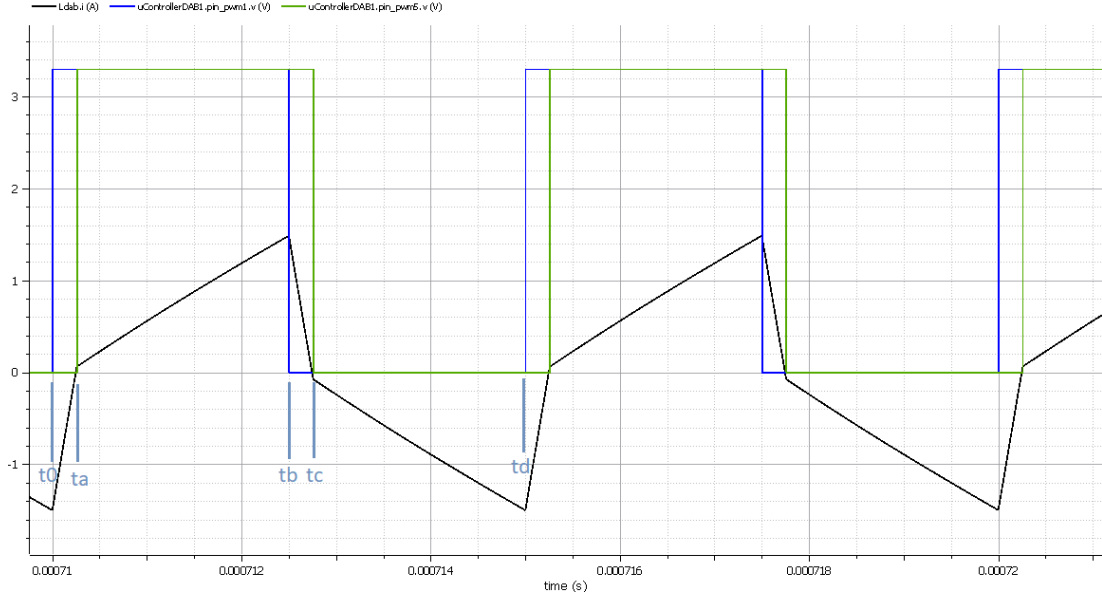
```
    newKi = KiCur - alpha * deltCost / deltKi
```

```
end
```

```
if deltaKd == 0
```

```
newKd = KdCur;  
else  
newKd = KdCur - alpha * deltCost / deltaKd  
end
```

EK E DAB Etkin ve Tepe Akım Formülleri



Yukarıdaki şekil referans alınarak L_{DAB} endüktansı üzerinden geçen sürekli hal koşulları altında ki tepe ve etkin akım değerleri giriş ve çıkış gerilimlerinin sabit olduğu varsayılarak adım adım elde edilmiştir.

$$i_{DAB}(t) = \begin{cases} i_1(t), & t_0 \leq t \leq t_a \\ i_2(t), & t_a \leq t \leq t_b \end{cases}$$

$$i_1(t) = \frac{1}{L} \int_{t_0}^{t_a} (V_1 + nV_2) dt + i_{DAB}(t_0)$$

$$i_2(t) = \frac{1}{L} \int_{t_a}^{t_b} (V_1 - nV_2) dt + i_{DAB}(t_a)$$

Yukarıdaki eşitliklerde i_{DAB} akım ifadesi 2 farklı denklem ile ifade edilmiştir. Referans şekil incelendiğinde akımın dalga formunda ki simetrik yapı görülmektedir. Bu simetri kullanılarak t_0 anındaki akım ifadesi elde edilebilir. Bunun için aşağıdaki eşitlik yazılarak gerekli işlemler yapıldığında, akımın maksimum değeri olan I_{peak} elde edilir.

$$-i_1(t_0) = i_2(t_b) = I_{peak}$$

$$i_1(t_a) = \frac{V_1 + nV_2}{L} t_a + i_{DAB}(t_0)$$

$$i_2(t_b) = \frac{V_1 - nV_2}{L} (t_b - t_a) + i_{DAB}(t_a)$$

Yukarıdaki referans grafikte verilen t_a ve t_b sürelerinin faz farkı ve anahtarlama periyodu cinsinden ifadeleri aşağıdaki gibidir.

$$t_a = \frac{\emptyset}{2\pi} T_s$$

$$t_b - t_a = \frac{T_s}{2} - \frac{\emptyset}{2\pi} T_s$$

Elde edilen zaman ifadeleri $i_1(t)$ ve $i_2(t)$ denklemlerinde yerine konulduğunda aşağıdaki eşitlikler elde edilir.

$$i_1(t_a) = \frac{V_1 + nV_2}{L} \times \frac{\emptyset}{2\pi} T_s - I_{peak}$$

$$i_2(t_b) = \frac{V_1 - nV_2}{L} \times \left(\frac{T_s}{2} - \frac{\emptyset}{2\pi} T_s \right) + i_{DAB}(t_a)$$

Son işlem olarak $i_1(t_a)$ ifadesi $i_2(t_b)$ eşitliğinde yerine konularak I_{peak} formülü aşağıdaki gibi elde edilir.

$$i_2(t_b) = \frac{V_1 - nV_2}{L} \times \left(\frac{T_s}{2} - \frac{\emptyset}{2\pi} T_s \right) + \frac{V_1 + nV_2}{L} \times \frac{\emptyset}{2\pi} T_s - I_{peak}$$

$$I_{peak} = \frac{1}{2L_{DAB}f_s} \left(\frac{V_1 - nV_2}{2} + \frac{\emptyset}{\pi} nV_2 \right)$$

Yukarıda verilen referans grafik dikkate alınarak i_{DAB} akımının etkin değerini ifade eden eşitlik için aşağıdaki adımlar izlenmelidir.

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \int i_{DAB}^2(t) dt}$$

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \int_{t_0}^{t_a} i_1^2(t) dt + \frac{2}{T_s} \int_{t_a}^{t_b} i_2^2(t) dt}$$

$$I_{RMS} = \sqrt{2f_s} \times \sqrt{\int_{t_0}^{t_a} \left(\frac{V_1 + nV_2}{L} t + i_{DAB}(t_0) \right)^2 dt + \int_{t_a}^{t_b} \left(\frac{V_1 - nV_2}{L} t + i_{DAB}(t_a) \right)^2 dt}$$

Yukarıdaki ifadenin daha sade bir görünümüne indirgemek ve gerçekleştirilecek olan işlemleri basitleştirmek için $A = V_1 + nV_2$ ve $B = V_1 - nV_2$ atamaları yapılabilir.

$$I_{RMS} = \sqrt{2f_s} \times \sqrt{\int_{t_0}^{t_a} \left(\frac{A}{L} t + i_{DAB}(t_0) \right)^2 dt + \int_{t_a}^{t_b} \left(\frac{B}{L} t + i_{DAB}(t_a) \right)^2 dt}$$

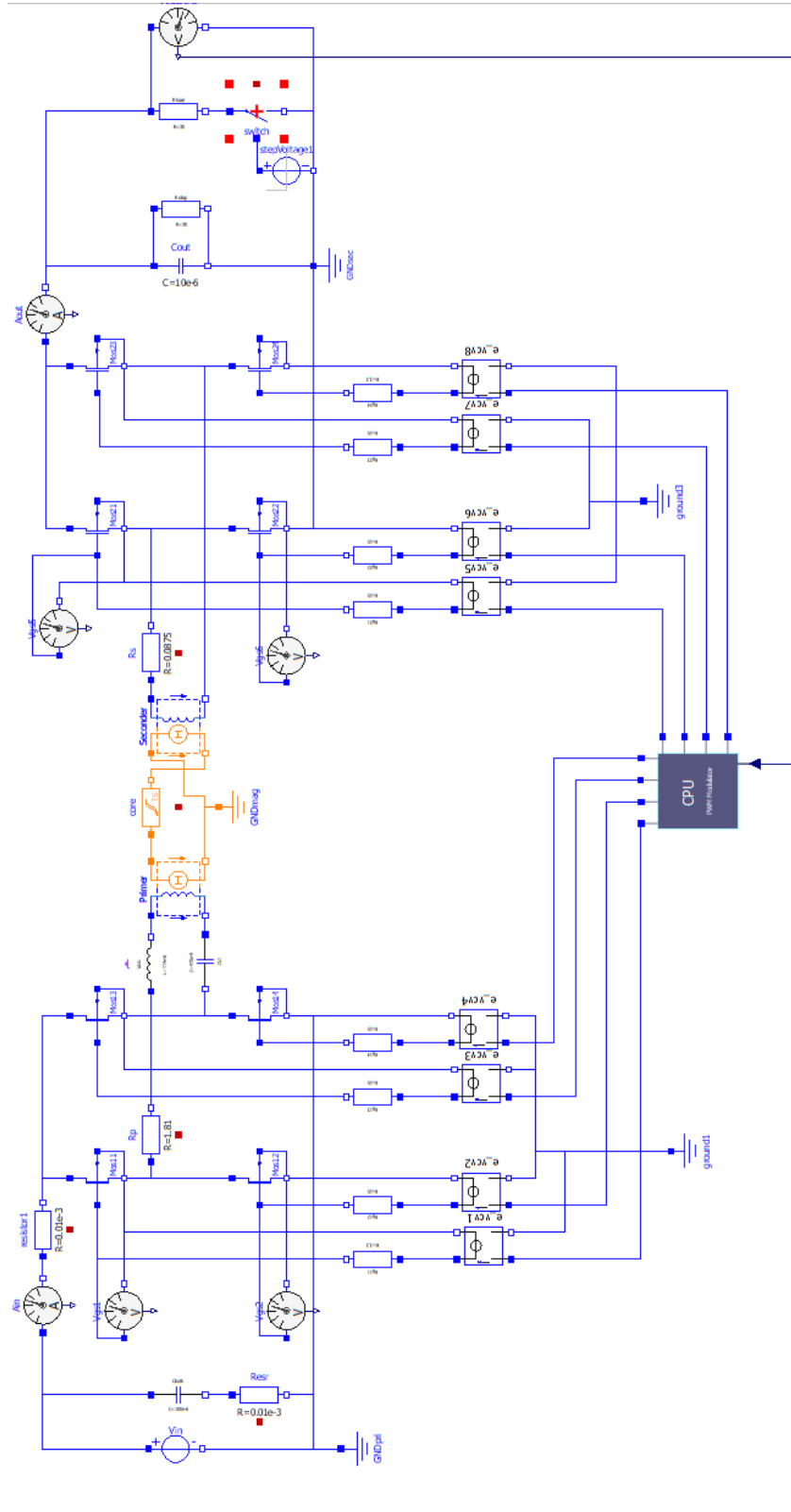
$$I_{RMS} = \sqrt{2f_s} \times \sqrt{\int_{t_0}^{t_a} \left(\frac{A^2}{L^2} t^2 + 2 \frac{A}{L} t \times i_{DAB}(t_0) + i_{DAB}^2(t_0) \right) dt + \int_{t_a}^{t_b} \left(\frac{B^2}{L^2} t^2 + 2 \frac{B}{L} t \times i_{DAB}(t_a) + i_{DAB}^2(t_a) \right) dt}$$

İşlem kolaylığı sağlamak adına t_0 başlangıç zamanı sıfır kabul edilerek işlemler yapılabilir.

$$I_{RMS} = \sqrt{2f_s} \times \sqrt{\frac{A^2}{L^2} \frac{t_a^3}{3} + \frac{A}{L} t_a^2 \times i_{DAB}(t_0) + i_{DAB}^2(t_0) t_a + \frac{B^2}{L^2} \frac{t_b^3 - t_a^3}{3} + \frac{B}{L} (t_b^2 - t_a^2) i_{DAB}(t_a) + i_{DAB}^2(t_a) (t_b - t_a)}$$

L_{DAB} endüktansı üzerinden geçmekte olan akımın etkin değeri I_{RMS} eşitliğinde verildiği gibidir. Burada ki $i_{DAB}(t_0) = -I_{peak}$ ve $i_{DAB}(t_a)$ değeri $i_1(t_a)$ eşitliği ile elde edilir.

EK F İdeal Olmayan DAB Openmodelica Simülasyon Devresi



EK G Transformatör Tasarımı M-File

%% Transformer Electrical input and outputs

Vin = 310;

Vout = 60;

Pout = 250; # [W]

J = 300; # [A/cm²]

eff = 0.98;

fsw = 200e+3; # [Hz]

Bm = 0.08; # Tesla

n = 5.025; # Np / Ns

Kf = 4; # Square wave coef.

%% Constants for same side(face to face) trace leakage capacitance

Kfr4 = 4.7;

Kfr3 = 4.4;

Kfr2 = 4.2;

Kfr1 = 4.2;

Kfr5 = 4.3;

%% Leakage capacitance between lines

oz1 = 35e-4; # [cm]

core_leng = 20e-1; # [cm]

A = oz1 * core_leng; # [cm²]

d = 0.1; # [cm]

Cl1 = 0.0085 * Kfr4 * A / d;


```

## -----Core Specs-----##

%% Core physical attributes

Ku = 0.118; # Utilization factor for winding

Al = 9.50; # [uH / turn^2]

Wa = 3.66; # [cm^2]

Ac = 2.21; # [cm^2]

Width = 1.30; # [cm] Width for winding traces

Ap_core = Wa * Ac;

%% Required primary turn

Np = (Vin * 10^4) / (Ac * Bm * fsw * Kf);

Ns = Np / n;

%% Ap requires

Pt = (Pout / eff + Pout);

Ap_req = (Pt * 10^4) / (Ku * Kf * Bm * fsw * J);

Lm = Al * Np^2;

%% Core Bm calculation for validation

phi = 20; # [Degree] phase shift

Tfi = (1/fsw) * (phi / 360);

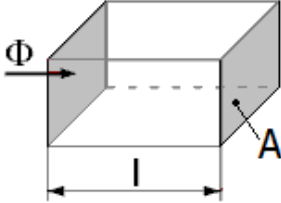
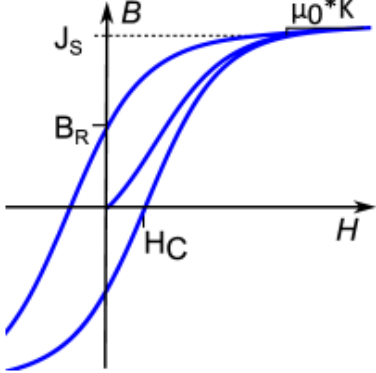
Ts_2 = (1/fsw) / 2;

Bm = (10^4/(Np * Ac)) * ((Vin + n * Vout) * Tfi + (Vin - n * Vout) * (Ts_2 -
Tfi));

```

EK H Transformator Openmodelica Model Parametreler

Parameters

General	Losses and Heat	Modifiers
Component Name: core		
Class Path: Modelica.Magnetic.FluxTubes.Shapes.HysteresisAndMagnets.GenericHystTellinenSoft Comment: Generic flux tube with soft magnetic hysteresis based on the Tellinen model and simple tanh()-functions		
Initialization		
Phi.start	<input type="checkbox"/> 0	Wb Magnetic flux from port_p to port_n
H.start	<input type="checkbox"/> 0	A/m Magnetic field strength
MagRel.start	<input type="checkbox"/> 0	1 Relative magnetization at initialization (-1..1)
derHstat.start	<input type="checkbox"/> 0	A/(m.s)
asc.start	<input type="checkbox"/> true	True when der(Hstat)>0
Fixed geometry		
l	<input type="text" value="0.096"/>	m Length in direction of flux
A	<input type="text" value="1.26e-4"/>	m2 Area of cross section
		
Hysteresis		
Js	<input type="text" value="0.45"/>	T Saturation polarization
Br	<input type="text" value="0.08"/>	T Remanence
Hc	<input type="text" value="40"/>	A/m Coercivity
K	<input type="text" value="1"/>	mu_0 multiplier
		

EK I Makine Öğrenim ve Simülasyon PC Performansı

Çalışmaların yürütüldüğü masaüstü bilgisayarın makine-öğrenim ve simülasyon performansını etkileyen özellikler aşağıda maddeler halinde verildiği gibidir.

- CPU: AMD Ryzen5 2600 3.4GHz – 6 Çekirdekli
- RAM: G.Skill 8GB 3200MHz CL16
- Disk: Samsung SSD 970 Evo Plus 250GB

Simülasyon programı çözümlene nitelikleri ise aşağıdaki gibidir:

- Interval(Çözümlene aralığı): 1ns
- Tolerans: 10^{-4}
- Başlama zamanı: 0sn
- Durma zamanı: 800×10^{-6} sn

İdeal olmayan simülasyon modelinin tamamlanma süresi 767sn.

İdeal simülasyon modelinin tamamlanma süresi 175.908sn.

Makine öğrenim algoritmasının tamamlanma süresi 25.71sn dir. Bu süreyi etkileyen en önemli faktör simülasyon sonucunda üretilen çıkış gerilim verisinden elde edilecek olan çıkış gerilim vektör boyutudur. Bu uygulamada 30000 adetlik bir vektör boyutu üzerinden işlemler yapılmıştır. Bunun için ilk 300us'de üretilen 300000 adet çıkış gerilim verisinden, her 10 veriden 1 tanesi makine öğrenim uygulamasında kullanılmak üzere alınmıştır.

10. ÖZGEÇMİŞ

Adı Soyadı : Nazım Yıldız

Doğum Yeri ve Tarihi : Bulgaristan 30.06.1990

Lisans Üniversite : Pamukkale Üniversitesi

Elektronik posta : nazimyildiz90@gmail.com

İletişim Adresi : Atatürk mah. 952sok no:32 İzmir

Konferans listesi :

- Sevilay Çetin, Nazım Yıldız, “High Efficiency Design and Simulation of a Front End AC-DC PFC Converter for EV Battery Charger” ICENTE, 2017 (Selçuk Üniversitesi)