

**GÜÇ LED SÜRÜCÜLERİNDE YAPAY
ZEKA UYGULAMASI**

Gülden NARMANLI

Yüksek Lisans Tezi

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektrik Tesisleri Bilim Dalı

Doç. Dr. Köksal ERENTÜRK

2014

Her hakkı saklıdır

**ATATÜRK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

GÜÇ LED SÜRÜCÜLERİNDE YAPAY ZEKA UYGULAMASI

Gülden NARMANLI

**ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
Elektrik Tesisleri Bilim Dalı**

**ERZURUM
2014**

Her hakkı saklıdır



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



TEZ ONAY FORMU

GÜÇ LED SÜRÜCÜLERİNDE YAPAY ZEKA UYGULAMASI

Doç. Dr. Köksal ERENTÜRK danışmanlığında, Gülden NARMANLI tarafından hazırlanan bu çalışma 21.11.2014 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı – Elektrik Tesisleri Bilim Dalı'nda Yüksek Lisans tezi olarak ~~oybirliği/oy çokluğu~~ (.../...) ile kabul edilmiştir.

Başkan : Doç. Dr. Köksal ERENTÜRK

İmza :

Üye : Doç. Dr. Tevhit KARACALI

İmza :

Üye : Prof. Dr. Ömer GÜNDOĞDU

İmza :

Yukarıdaki sonuç;

Enstitü Yönetim Kurulu 27/11/2014 tarih ve 47/1581 nolu kararı ile onaylanmıştır.

Prof. Dr. İhsan EFEOĞLU
Enstitü Müdürü

Not: Bu tezde kullanılan özgün ve başka kaynaklardan yapılan bildirilerin, çizelge, şekil ve fotoğrafların kaynak olarak kullanımı, 5846 sayılı Fikir ve Sanat Eserleri Kanunundaki hükümlere tabidir.

ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

GÜÇ LED SÜRÜCÜLERİNDE YAPAY ZEKA UYGULAMASI

Güliden NARMANLI

Atatürk Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Elektrik Tesisleri Bilim Dalı

Danışman: Doç. Dr. Köksal ERENTÜRK

Bu çalışmada, PowerLED sürücü devrelerinde görev çevrim oranını belirleme işlemi Uyarlanabilir Ağ Tabanlı Bulanık Çıkarım Sistemi (ANFIS) yardımıyla yapılmaya çalışılmıştır. Değişik üyelik fonksiyonları ve değişik üyelik sayılarında çeşitli analizler yapılarak optimum durum belirlenmiştir. Bir PowerLED sürücü düzeneği kurulmuş ve bu düzenden elde edilen sonuçlarla ANFIS eğitilmiştir. ANFIS mimarisinde elde edilen en iyi sonuç üçgen tipli üyelik fonksiyonu ve 7 üyelik sayısı için elde edilmiştir. Seri bağlı olarak tasarlanan deney düzeneğinde PowerLED'ler için en iyi çalışma akımı 350 mA olduğundan, ANFIS yapısında giriş akımı, çıkış gerilimi ve çıkış akımı giriş büyüklükleri olarak seçilmiş ve ANFIS'in çıkışında LED sayısı ile görev çevrim oranı belirlenmiştir. Belirlenen bu LED sayısına bağlı olarak 350mA'nın hangi görev çevrimi oranında elde edileceği de ANFIS'te ikinci çıkış olarak tahmin edilmeye çalışılmıştır. Böylece seri bağlı PowerLED'ler de en yüksek parlaklığın elde edildiği 350mA akım değeri sabit tutulmuştur.

2014, 93 Sayfa

Anahtar Kelimeler: PowerLED, ANFIS, sürücü düzenek.

ABSTRACT

Master Thesis

ARTIFICIAL INTELLIGENCE APPLICATION ON POWERLED DRIVERS

Gülden NARMANLI

Ataturk University
Graduate School of Natural and Applied Sciences
Department of Electric and Electronic Engineering
Department of Electrical Facilities

Assoc. Prof. Dr. Köksal ERENTÜRK

In this study, duty cycle ratio for a PowerLED driver circuit has been determined using Adaptive-Network-Based Fuzzy Inference System (ANFIS). The optimum value of different type and number of membership functions have been calculated. An experimental rig has been designed and implemented, then ANFIS has been trained using obtained results from the experimental rig. The best result has been observed for triangular type and 7-membership functions for the considered case. Since optimal operating current is 350 mA for serially connected PowerLEDs, ANFIS structure has been trained to get both the number of LEDs and operating duty cycle value for optimal operating current while input current, output voltage and output current have been selected as input values for ANFIS. Using proposed system structure, output current has been realized as a constant value at 350 mA to get the maximum illumination for serially connected PowerLEDs.

2014, 93 Pages

Keywords: PowerLED, ANFIS, driver circuit.

TEŞEKKÜR

Yüksek lisans tezi olarak sunduğum bu çalışma Atatürk Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümünde hazırlanmıştır.

Bu araştırma için beni cesaretlendiren, değerli bilgisini ve ilgisini esirgemeyen, araştırmanın her aşamasında sabırla ve hassasiyetle yaklaşan değerli danışmanım Sayın Doç. Dr. Köksal ERENTÜRK'e teşekkürlerimi sunmayı borç bilirim.

Tezim süresince bana her türlü kolaylığı sağlayan Palandöken Belediyesi İmar ve Şehircilik Müdürlüğü yöneticilerine ve çalışma arkadaşlarıma teşekkürlerimi sunuyorum.

Görüşlerini hiçbir zaman esirgemeyen ve her zaman destek olan sevgili hocalarım Sayın Prof. Dr. Adnan DERDİYOK, Sayın Doç. Dr. Birol SOYSAL ve bölümümüz Elektrik Teknikeri Sayın Mustafa YILDIRIM'a teşekkürlerimi sunuyorum.

Tez yazım aşamasında manevi desteğini esirgemeyen, her zaman yanımda olan sevgili arkadaşım Elektrik Elektronik Mühendisi Sayın Beyzanur ZEGEREK'e ve kendimi bildim bileli yanımda olan, her zaman desteğini hissettiğim canım arkadaşım Zehra Sedef COŞKUN'a teşekkürlerimi sunuyorum.

Haklarını hiçbir zaman ödeyemeyeceğim canım abim Yusuf NARMANLI'ya, canım kardeşim Burcu NARMANLI'ya ve yürüdüğüm her yolda beni her anlamda destekleyen sevgili annem Firdevs NARMANLI'ya ve kıymetli babam Celalettin NARMANLI'ya en içten duygularıyla şükranlarımı sunuyorum.

Gülden NARMANLI

Kasım, 2014

İÇİNDEKİLER

ÖZET.....	i
ABSTRACT.....	ii
TEŞEKKÜR.....	iii
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ	vi
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	viii
ÇİZELGELER DİZİNİ	x
1. GİRİŞ.....	1
1.1. Önceki Çalışmalar	3
2. KURAMSAL TEMELLER.....	15
2.1. Dönüştürücünün Tanımı.....	15
2.2. Dönüştürücülerin Kullanım Alanları, Çalışma Prensipleri	15
2.2.1. DC-DC düşürücü dönüştürücü	17
2.2.2. DC-DC yükseltici dönüştürücü	21
2.2.3. DC-DC düşürücü-yükseltici dönüştürücü	25
3. MATERYAL ve YÖNTEM.....	30
3.1. Tümüleşik Çift Düşürücü -Yükseltici Dönüştürücü (IDBB)	30
3.2. IDBB Dönüştürücünün Kapalı Çevrim Analizleri	34
3.3. Şebeke Akımı ve Giriş Gücü.....	34
3.4. Çıkış ve Bara Gerilimleri	35
3.5. Reaktif Bileşenler	37
3.6. Bulanık Eğer-İse Kuralları ve Bulanık Çıkarım Sistemleri.....	41
3.6.1. Bulanık Eğer-İse kuralları	41
3.6.2. Bulanık çıkarım sistemleri.....	42
3.7. Uyarlanabilir Ağlar: Mimariler ve Öğrenme Algoritmaları.....	44
3.7.1. Mimari ve temel öğrenme kuralı	45
3.7.2. Hibrit (Melez) öğrenme kuralı: Grup (kapalı) öğrenme.....	50
3.7.3. Hibrit (melez) öğrenme kuralı: Model (çevrimiçi) öğrenme.....	55
3.8. ANFIS: Uyarlanabilir Ağ Tabanlı Bulanık Çıkarım Sistemi	56
3.8.1. ANFIS mimari	57

3.8.2. Hibrit (Melez) öğrenme algoritması.....	59
3.8.3. Basitleştirilmiş bulanık ‘‘Eğer-İse’’ kurallarıyla bulanık çıkarım sistemleri...	63
4. ARAŞTIRMA BULGULARI	67
4.1. Giriş	67
4.2. Laboratuvar Sonuçlarına Bağlı Olarak Görev Çevrim Oranının Belirlenmesi ...	69
4.3. Görev Çevrim Oranının Farklı Üyelik Tip Fonksiyonları İçin Belirlenmesi	74
5. SONUÇ ve TARTIŞMA.....	86
KAYNAKLAR	88
ÖZGEÇMİŞ	94

SİMGELER ve KISALTMALAR DİZİNİ

Simgeler

LED	Işık yayan diyot
GaAs	Galyum arsenit
GaP	Galyum fosfat
GaN	Galyum nitrat
GaAlAs	Alimünyum galyum arsenit
InGaAlP	İndiyum galyum alimünyum fosfat
SiC	Silisyum karbür
PELS	Acil aydınlatma sistemi
LUMILED	LED firması
AC	Alternatif Akım
DC	Doğru Akım
HB-LED	Yüksek parlaklıkta ışık yayan diyot
TIBuck	İki girişli düşürücü
BCM	Sınırlı iletim modu
IDBB	Tümleşik çift düşürücü-yükseltici dönüştürücü
PF	Yüksek güç faktörü
ANFIS	Uyarlanabilir Ağ Tabanlı Bulanık Çıkarım Sistemi
SOM	Kendinden düzenlenen haritalama
UPS	Kesintisiz güç kaynağı
PWM	Darbe genişlik modülasyonu
DCM	Sürekli iletim modu
CCM	Sürekli iletim modu
EMI	Elektromanyetik giriş filtresi
LSE	Ardışıl en küçük kareler tahmini
MSE	Ortalama karesel hata
SSE	Toplam karesel hata

Kısaltmalar

%	Yüzde
°C	Santigrat biriminden sıcaklık
V	Gerilim
A	Akım
nm	Nanometre
dk	Dakika
Lm	Lümen
Hz	Frekans ölçüsü
W	Üretilen enerjinin gücü

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 1.1. Genel bir çevrimdışı LED sisteminin şeması	6
Şekil 1.2. Pasif LED sürücüsünün devre şeması	6
Şekil 2.1. DC-DC düşürücü dönüştürücü	17
Şekil 2.2. DC-DC düşürücü dönüştürücü için transistör iletimde iken devre şekli	18
Şekil 2.3. DC-DC düşürücü dönüştürücü için transistör kesimde iken devre şekli	19
Şekil 2.4. DC-DC düşürücü dönüştürücünün gerilim ve akım grafikleri	21
Şekil 2.5. DC-DC yükseltici dönüştürücü	22
Şekil 2.6. DC-DC yükseltici dönüştürücü için transistör iletimde iken devre şekli	22
Şekil 2.7. DC-DC yükseltici dönüştürücü için transistör kesimde iken devre şekli	23
Şekil 2.8. DC-DC yükseltici dönüştürücünün gerilim ve akım grafikleri	25
Şekil 2.9. DC-DC düşürücü-yükseltici dönüştürücü	26
Şekil 2.10. DC-DC düşürücü-yükseltici dönüştürücü için transistör iletimde iken devre şekli	26
Şekil 2.11. DC-DC düşürücü-yükseltici dönüştürücü için transistör kesimde iken devre şekli	27
Şekil 2.12. DC-DC düşürücü-yükseltici dönüştürücünün gerilim ve akım grafikleri	29
Şekil 3.1. Tümlleşik çift düşürücü -yükseltici dönüştürücü	30
Şekil 3.2. IDBB dönüştürücü işlemi için eşdeğer çevrimler	32
Şekil 3.3. Çıkış dalga şekilleri	33
Şekil 3.4. Giriş akımının dalga şekli	34
Şekil 3.5. D_1 diyodu üzerinden geçen akımın dalga şekli	38
Şekil 3.6. Bulanık Çıkarım Sistemleri	42
Şekil 3.7. Yaygın biçimde kullanılan bulanık eğer ise kuralları ve bulanık mantık mekanizmaları	44
Şekil 3.8. Uyarlanabilir bir ağ	45
Şekil 3.9. a) Tip 3 bulanık mantık. b) Eş değer ANFIS (Tip 3 ANFIS)	49
Şekil 3.10. a) Tip 1 bulanık mantık. b) Eş değer ANFIS (Tip 1 ANFIS)	50
Şekil 3.11. a) 2 girişli 9 kurallı Tip 3 ANFIS b) Bulanık alt uzay kümeleri	52

Şekil 3.12. Tip 1 ANFIS in son bölümünde üyelik fonksiyonlarının parçalı lineer tahmini.....	60
Şekil 3.13. Çan üyelik fonksiyonu içinde parametrelerin fiziksel anlamları $\mu_A(x)=1/(1+[(x-c/a)^2]^b)$. x	61
Şekil 3.14. Adım boyutu k'nın güncellenmesi için iki sezgisel kural	61
Şekil 4.1. Görev çevrim oranı ve şebeke gerilimi arasındaki ilişki	68
Şekil 4.2. Bara gerilimi ve şebeke gerilimi arasındaki ilişki	68
Şekil 4.3. Sürücü devre şeması	69
Şekil 4.4. PowerLED'lere ait görev çevrim oranı ve giriş akım değerleri arasındaki ilişki.....	72
Şekil 4.5. Bir mavi PowerLED'e ait çıkış akım grafiği	72
Şekil 4.6. İki mavi PowerLED'e ait çıkış akım grafiği	73
Şekil 4.7. Üç PowerLED'e ait çıkış akım grafiği	73
Şekil 4.8. Dört PowerLED'e ait çıkış akım grafiği.....	74
Şekil 4.9. ANFIS yapısının açık hali	75
Şekil 4.10. Bulanık mantık üyelik fonksiyonları	76
Şekil 4.11. Üçgen tipli (Trimf) üyelik fonksiyonunun görev çevrim oranının tahmin grafiği	78
Şekil 4.12. Gauss tipli üyelik fonksiyonunun görev çevrim oranının tahmin grafiği.....	80
Şekil 4.13. Çan eğrisi tipli (gbellmf) üyelik fonksiyonunun görev çevrim oranının tahmin grafiği	82
Şekil. 4.14. Trapez tipli (trapmf) üyelik fonksiyonu için görev çevrim oranının tahmin grafiği	84

ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 4.1. Bir adet mavi PowerLED’e ait gerilim ve akım değerleri.....	70
Çizelge 4.2. İki adet mavi PowerLED’e ait gerilim ve akım değerleri.....	70
Çizelge 4.3. Üç adet mavi PowerLED’e ait gerilim ve akım değerleri	71
Çizelge 4.4. Dört adet mavi PowerLED’e ait gerilim ve akım değerleri.....	71
Çizelge 4.5. Görev çevrim oranı değerleri.....	74
Çizelge 4.6. Üçgen tipli (Trimf) üyelik fonksiyonunun hata oranları	76
Çizelge 4.7. Gauss tipli (Gaussmf) üyelik fonksiyonunun hata oranları	78
Çizelge 4.8. Çan eğrisi tipli (Gbellmf) üyelik fonksiyonunun hata oranları	80
Çizelge 4.9. Trapez tipli (trapmf) üyelik fonksiyonunun hata oranları	82

1. GİRİŞ

Eski çağlarda, güneş tek aydınlatma kaynağı olarak kullanılmaktaydı. Yapay ışıkla aydınlatma ilk olarak ateşin keşfiyle başlamış daha sonra meşale, yağ lambası, gaz lambası ve mum uzunca bir süre ışık kaynağı olarak kullanılmıştır.

19. yüzyılın ortalarında Edison'un flamanlı lambayı geliştirmesiyle yeni bir aydınlatma çağı başlamıştır. Akkor, floresan, halojen, sodyum ve metal halindeki lambaların kullanımı yaygınlaşmıştır.

Floresan lambalar civa buharı içerdiklerinden geri dönüşümlerinde bazı sorunları beraberlerinde getirmektedirler. Zamanla bu problemi bertaraf edebilmek için yüksek güçlü ışık yayan diyotlar (LED, Light Emitting Diode) kullanılarak, floresan lamba yerine kullanılabilecek yeni bir aydınlatma kaynağı geliştirilmiştir. Floresan lambanın vereceği ışık akısını sağlayan bu lambanın tasarımında güç kullanımı açısından da floresan lambadan daha verimli olması hedeflenmiştir. Geliştirilen bu LED'li lamba doğrudan şebeke elektriğine bağlanabilmekte, floresan lamba gibi bir başlatıcıya (starter) ve balasta ihtiyaç duymamaktadır.

İlk LED, 1907'de icat edilmiştir. 1970'lerde mavi renk elde edilmiş ve ticari olarak 1990'lı yıllara kadar kırmızı, sarı ve yeşil renklerde üretilmiştir. Günümüzde kullanılan beyaz renkli LED ise 2000'li yılların başında elde edilmiştir.

LED; elektrik enerjisini ışığa dönüştüren, tek yönlü akım geçiren yarı iletken devre elemanıdır. Üzerinden akım geçtiğinde foton yayarak ışıma yaptığı için ışık yayan diyot olarak isimlendirilmiştir.

Günümüzde aydınlatma ihtiyacı olan her yerde LED kullanılmasının sebeplerinden bazıları;

- Üretim ve kullanım şartlarına bağlı olarak 20 000 ile 100 000 saat yüksek çalışma ömrü,
- Klasik akkor lambalara oranla 30 kat, floresan lambalara oranla 10 kat daha az güç tüketimi nedeniyle sağladığı yüksek enerji tasarrufu,
- Üzerinde harcanan gücün %99'undan fazlasını ışığa çevirmesi nedeniyle sağladığı yüksek verim ve daha az ısı kaybı,
- Darbe ve titreşimlere karşı dayanıklı olması,
- Elektromanyetik alan üretmemesi, civa içermemesi ve radyasyon yaymaması nedeniyle çevre dostu ve sağlıklı olması,
- Hızlı açma ve kapanma süreleri,
- Düşük ve yüksek sıcaklık ortamlarında rahatlıkla kullanılabilir olması,
- Farklı metodlar kullanılarak basit ve ucuz şekilde kontrol edilme yeteneğine sahip olması,
- Üretilen ışığın kolayca yönlendirilebilir olması

gibi sıralanabilir.

Pozitif yüke sahip p ve negatif yüke sahip n katmanları (LED çipi) arasında kalan yasak enerji aralığı LED'in yaydığı ışığın rengini belirlemektedir. Diyotun içerisindeki elektron ve elektron yitirip “+” yük kazanan bölge birleşerek bir ışımaya meydana getirmektedirler. Elde edilecek ışımanın enerjisi, oluşan bu bölge ve elektronlar arasındaki enerji farkı kadardır. LED çipi türü değiştikçe aradaki enerji farkı da değişmekte, böylece bu ışığın dalga boyunun dolayısıyla renginin farklı olmasını sağlamaktadır. LED'in hangi renkte ışık yayması isteniyorsa galyum, arsenit, alüminyum, fosfat, indiyum, nitrit gibi kimyasallardan belirli ölçülerde yarı iletken malzemeye ilave edilir (GaAs, GaP, GaN, GaAlAs, InGaAlP, SiC). Böylece LED çipinin istenen dalga boyunda ışımaya yapması sağlanır. Örneğin; kırmızı renk (660 nm) için GaAlAs, sarı renk (595 nm) için InGaAlP, yeşil renk (565 nm) için GaP, mavi renk (430 nm) için GaN kullanılır.

1.1. Önceki Çalışmalar

Rico-Secades *et al.* (2005), yüksek verimli LED'lerle düşük maliyetli sürekli acil aydınlatma sistemlerinin (PELS) elde edilmesi üzerinde çalışmışlardır. Klasik lambalardaki çalışma süresinin sınırlandırılması (floresan lambalar için 10 000-20 000 saat), lambanın yenisiyle değişim süresinin kısılması, yüksek bakım maliyetini beraberinde getirmektedir. Rico-Secades *et al.* (2005) tarafından yapılan çalışmada bu duruma çözüm olarak yüksek verimli LED'leri ele almışlardır. Basit bir elektrik devresiyle yüksek verimli LED'lerin çalışma süresinin uzamasının sağlanması bu tür uygulamalar için bir çözüm oluşturmuştur. Rico-Secades *et al.* (2005) tarafından bir adet 30 Lümen / saat sürekli acil aydınlatma sistemi kurulmuş ve test edilmiştir. Sürekli acil aydınlatma sistemlerinin (PELS) elde edilmesi için düşük maliyetli bir güç kaynağı geliştirerek bu güç kaynağını, şarj cihazı ve LED sürücüsü olarak kullanmışlardır. Yüksek verimli LED'lerin çalışma süresi aydınlatma uygulamalarındaki başlıca avantajlardan biridir. Örneğin; bu çalışmada LUMILEDS'den beyaz LED'i kullanmışlardır. Bu LED'in avantajları; çalışmaya başlamasından 100 000 saat sonra etkisinin %40'a düşmesi, devre gerektirmemesi, düşük ve güvenli gerilimle çalışması, -20 ve 120°C arasında geniş ısı çalışma aralığına sahip olmasıdır. Sürekli acil aydınlatma sisteminin (PELS) ilk uygulamasında, besleme işlemi sırasında aydınlatma seviyesini 30 Lümenin üstünde tutmak amaçlanmıştır. Beslemede herhangi bir aksaklık oluşsa bile sonra aydınlatma seviyesinin 1 saat 30 Lümenin üstünde kalması amaçlanmıştır. Bu çalışmada kullanılan beyaz LED, 350 mA nominal akımda 3,42 V nominal gerilimli 1 W'lık bir PowerLED'dir. Bu LED'in 3 adeti PELS'in ilk uygulamasında 50 000 saatte ve bütün çalışma şartları altında 30 Lümen aydınlatma seviyesi elde etmek için yeterlidir. Ancak ışık yayılımında sıcaklık önemli bir etkiye sahip olduğundan dolayı, kararlı bir ısı çalışma elde etmek için, ısı dağıtıcı bir kap tasarlanmış ve 30°C ortam ısısında ilk uygulaması gerçekleştirilmiştir. 3 LED'li bu sistemin hem normal çalışma şartlarında hem de beslemedeki aksaklık durumlarında sürekli çalışması amaçlanmıştır. 30 Lümen aydınlatma seviyesinin her durumda sağlanması için LED'lerin mutlaka bir batarya biriminden desteklenmesi gerekmektedir. Bataryanın şarj edilmesine ve LED'lerin beslemesine olanak sağlamak için AC-DC

dönüştürücü tasarlanmış ve çıkış gerilimi 6,5 V olarak elde edilmiştir. LED biriminin nominal gerilimi 3,42 V ve seçilen çıkış geriliminin 6,5 V olduğu göz önüne alındığında, önerilen bu ilk uygulamanın doğru çalışması her koşulda sağlanacaktır. Besleme devresindeki arıza algılama devresi, AC-DC dönüştürücü çıkışında gerilim arızasını algılayan bir zener diyot ve bir transistörle yapılmıştır. LED'ler AC-DC doğrultucu devresinin çıkışından beslenirler. Bu çıkış gerilimi 3,6 V'a düştüğünde besleme arızasını algılama devresi aküden beslenen LED'leri bırakarak harekete geçer. Bu uygulamalar sonucunda; beslemenin bara gerilimi 6,5 V, 3 diyot takımında toplam akım 1050 mA, sürekli durum ışık akısı 33,7 Lümen ve sürekli durum soğutucu ısısı 57°C olarak ve akü ile beslenme durumunda ise; başlangıç ışık akısı 45 Lümen, 5 dk ışık akısı 38,8 Lümen, 60 dk ışık akısı 32,9 Lümen ve 60 dk soğutucu ısısı 63°C olarak elde edilmiştir.

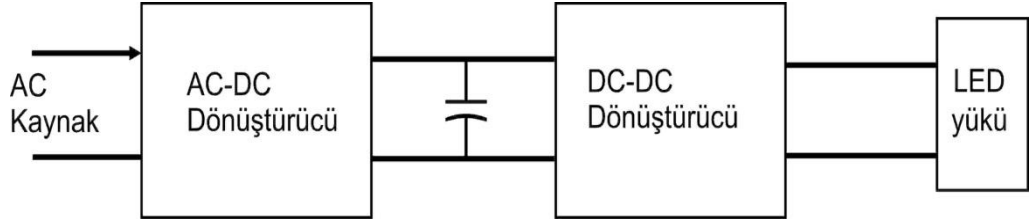
LED'lerin yoğun olarak kullanıldığı uygulamalardan biri sürekli ışıklandırma sistemleridir. Cardesín *et al.* (2009), tek bir manyetik çekirdeğe dayalı LED ile sürekli ani ışıklandırma sistemi çalışmışlardır. Genellikle bu devreler iki manyetik çekirdek kullanılarak iki aşamada biçimlendirmeye dayanmaktadır. Bu çalışmada çevrimdışı PowerLED sürücüsünün ve batarya şarj cihazının tek bir manyetik çekirdekte birleştirildiği gösterilmektedir. Klasik bir tanımlama ile bir ışıklandırma cihazının ömrü, göz önüne alınan ışığın yarıya düştüğü zaman aralığı olarak ifade edilir. PowerLED'ler ortalama 50 000 saatten daha uzun ömürlüdürler. PowerLED ışık sistemleri herhangi bir başlangıç devresine ihtiyaç duymadıkları için maliyet açısından diğer aydınlatma sistemlerine göre önemli bir fiyat düşüşü sağlamaktadırlar. Genellikle ani ışıklandırma sistemleri düşük güçte floresan lambayla yapılmaktadır. Ani ışıklandırma sistemleri ikiye ayrılmaktadır. Bunlar sürekli olan ani ışıklandırma sistemleri ve sürekli olmayan ani ışıklandırma sistemleridir. Sürekli olmayan ani ışıklandırma sistemleri sadece besleme arızası görüldüğünde ışığı açar, fakat sürekli ani ışıklandırma sistemlerinde besleme arızası görülse de görülmese de lamba her zaman çalışmaktadır. Böylece sürekli ani ışıklandırma sistemlerinde lambaların yarı ömre ulaşması çok hızlı olmaktadır. Bu tarz uygulamalarda, LED sistemleri uzun ömürlerinden ve onarım maliyeti azlığından dolayı daha iyi bir çözüm olabilmektedirler. Cardesín *et al.* (2009),

çalışmalarında Golden Dragon LED ZWW5SG PowerLED'i kullanılmıştır. Bu PowerLED'in temel özellikleri ışık verimi 40 Lm/W, maksimum giriş akım 500 mA, maksimum çıkış akım 2 A, ışık manyetik akımı 500 mA oranında 60 Lm'dir. PowerLED'leri aşırı sıcaktan korumak ve ömrünün azalmasını önlemek için akım korumalı kontrol devresi kullanmışlardır. Sonuç olarak, tek bir manyetik çekirdeğe dayalı dönüştürücü ile ani ışıklandırma sistemi oluşturulmuş ve maliyette önemli bir düşüş elde edilmiştir.

Arias *et al.* (2013) tarafından yapılan çalışmada sokak aydınlatması için elektronik kapasitörsüz yüksek verimli LED sürücü tasarlamışlardır. Sokak aydınlatma sürücülerinin yenileme maliyeti ev uygulamalarından oldukça fazladır. Sokak aydınlatmasında güvenilirliğin ve verimin maksimum düzeyde sağlanması gerekmektedir. Bu çalışmada nominal akımı 0,35 A ve nominal gerilimi 3,25 V olan HB-LED (yüksek parlaklıkta ışık yayan diyot) ile yapılan sokak aydınlatması için üç aşamalı tasarım gösterilmiştir. İlk aşama da yükseltici dönüştürücü tasarlanmıştır. Bu aşamadaki amaç elektronik kapasitör olmadan %97 verimle yüksek güç faktörüne ulaşmaktır. Kullanılan bu dönüştürücü çeşidinin dezavantajı belirlenen bir minimum gerilim değerinin altında bir değere ve 0 V'a ulaşamamasıdır. İkinci aşama da ise sabit kazançlı iki çıkış gerilimi sağlanmıştır. Buradaki amaç ise galvanik (elektrik akımı) izolasyon sağlamaktır. Üçüncü aşama olan TIBuck (iki girişli düşürücü) dönüştürücü aşamasındaki amaç ise, gerilim salınımlarını ortadan kaldırmak ve her LED akımını istenilen seviyeye ayarlamaktır. İlk aşama da elektrolitik kapasitör kullanılmadığı için çıkış gerilimi çok salınımlıdır. İkinci aşamada da mevcut salınım giderilemediği için bu salınım üçüncü aşamada düzenlenmiştir. Sonuç olarak bu üç aşamada elektrolitik kapasitör olmadan uygulanmış ve ikinci-üçüncü aşamalarda tam şarjda %35'e ulaşan verim elde edilmiştir. İlk aşama da dikkate alınırsa, bu çalışmada uygulanan üç aşamalı LED sürücüsünden %93 kadar yüksek bir verim elde edilmiştir.

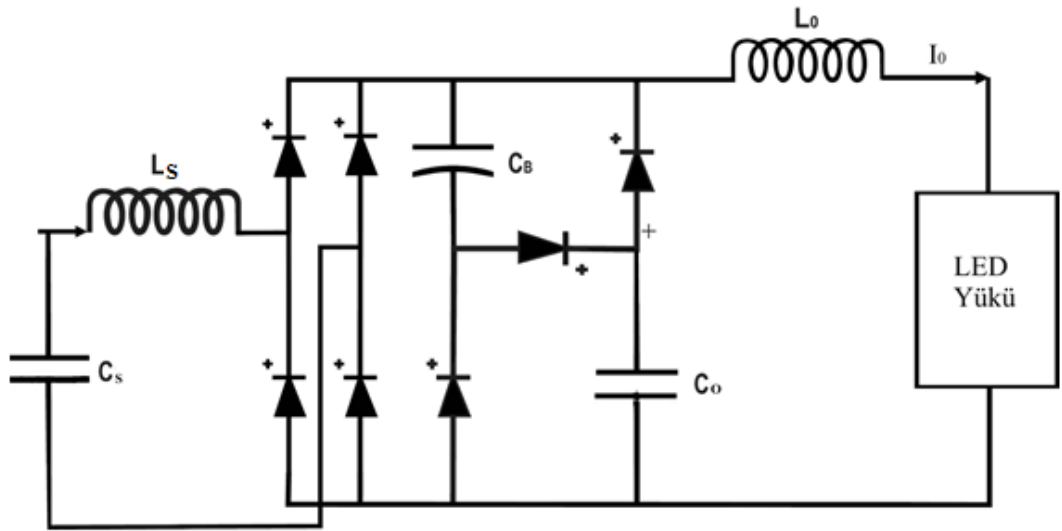
Hui *et al.* (2010) tarafından yapılan çalışmada uzun ömürlü çevrimdışı pasif LED sürücü tasarlanmıştır. Bu çalışmada yarı iletken anahtar, elektrolitik kapasitör, yardımcı güç kaynağı kullanılarak ve kontrol kartı olmadan pasif çevrimdışı LED sürücüsünün

çalışma mantığı açıklanmıştır. Yüksek giriş güç faktörü, yüksek enerji verimliliği ve aydınlatma etkinliği, uzun ömür, sabit ışık çıkışı ve hava koşullarına karşı dayanıklılık bu çalışmanın avantajları arasındadır. Ayrıca bu sürücünün malzemesi %90 geri dönüştürülebilir malzemeden oluşmaktadır.



Şekil 1.1. Genel bir çevrimdışı LED sisteminin şeması (Hui *et al.* 2010)

Şekil 1.1’de görüldüğü gibi iki aşamalı yaklaşımlarda, gerilimdeki salınımları azaltmak için elektrolitik kapasitörler kullanılmaktadır. Bu çalışmada elektrolitik kapasitör kullanımından kaçınmak için tek aşamalı pasif bir devre önerilmiştir.



Şekil 1.2. Pasif LED sürücüsünün devre şeması (Hui *et al.* 2010)

Şekil 1.2’de çevrimdışı uygulamalar için pasif bir LED sürücüsünün devre şeması gösterilmiştir. Girişteki kapasitör gücü düzeltme amaçlıdır. Elektrolitik olmayan bu kapasitör seçiminin sebebi, sistem ömrünü uzatma amaçlıdır. Giriş indüktörü akım

harmoniklerini azaltmak için kullanılırken, köprü diyot AC girişi DC'ye çevirmektedir. Çıkış indüktörü ise dalgalanması olmayan bir çıkış akımı elde etmek için kullanılmıştır.

Bu pasif LED sürücüsü güç faktörü düzeltme devrelerine ihtiyaç duymamakta ve böylece düşük maliyetle üretime olanak sağlamaktadır. 16 adet LED kullanılmış, yapılan deneysel çalışmalar sonucunda sistem kaybının 3,12 W olduğu hesaplanmış ve %93,6 arasında bir verimle çalıştığı belirlenmiştir.

Alonso *et al.* (2012), PowerLED sürücüsü için yüksek güç faktörlü tümleşik çift düşürücü-yükseltici dönüştürücünün (IDBB) analizi ve tasarımını yapmışlardır. Beyaz PowerLED'ler, sahip olduğu yüksek dayanıklılık, uzun ömür, renk çeşitliliği ve küçük boyutlu olması sebebiyle, gözde bir ışık kaynağı haline gelmiştir (Schubert 2006). Ayrıca ticari birimlerde 100 Lm/W gibi yüksek ışık etkinliğine ulaşabilir. Tüm bu özellikler, beyaz PowerLED'leri çeşitli aydınlatma uygulamaları için iyi bir aday yapmış içerisinde sokak aydınlatmaları, otomotiv aydınlatmaları, dekoratif uygulama ve ev aletleri de dahil olmak üzere floresan lambaları ve şarj edilemeyen diğer bir çok uygulamayı geçersiz kılmıştır (Nuttall *et al.* 2008; Yuequan and Jovanovic 2008; Fang *et al.* 2009; Pinto *et al.* 2009; Lo *et al.* 2009; Qu *et al.* 2010). Bununla birlikte PowerLED'lerin birçok engelden dolayı kullanımı zorlaşmaktadır. İlk olarak, hemen hemen sabit bir gerilim davranışından dolayı, doğrudan DC veya AC giriş gerilimi sağlanamaz. Bu nedenle, bir tür akım sınırlayıcı kullanılmalıdır. Yüksek verimli Power LED'ler mutlak çalışma koşulları olan düşük akım ve düşük jonksiyon sıcaklıklarında çalıştırılırlar. Yukarıda değinilen konular ışığında LED tabanlı lambaların doğru bir şekilde sürülebilmesi için geliştirilecek olan güç kaynakları araştırma konularının en önemlilerindendir (Sauerlander *et al.* 2006; Hui and Qin 2009; Garcia *et al.* 2009; Hu and Zane 2010; Wang *et al.* 2010; Qin and Hui 2010).

Alonso *et al.* (2012) tarafından yapılan bu çalışmada yüksek güç faktörü (PF), düşük LED akım dalgalanması ve yüksek verimli AC şebekeden beslenen PowerLED güç beslemesi için tümleşik çift düşürücü-yükseltici dönüştürücüler (IDBB) önerilmiştir. Dönüştürücünün çalışma mantığı iki kaskat bağlı gerilim düşürücü-yükseltici

dönüştürücü tabanlı olup, çıkış anahtar tarafından iki etapta paylaşılarak kontrol edilmiştir (Liang *et al.* 2009). Bu nedenle, dönüştürücüler için genellikle önerilen iki indüktör, iki kapasitör, üç diyot ve bir kontrollü geçiş anahtarı gibi elemanların düşük maliyete sahip olması ve eleman sayısının azlığı bu tür uygulamalar için güvenilirlik sağlamaktadır. Genelleştirilmiş öngörülü kontrol, sık karşılaşılan öngörülü model kontrol algoritmalarından biridir (Clarke *et al.* 1987). Son yıllarda doğrusal sistemler için uyarlanabilir genelleştirilmiş öngörülü kontrol üzerine ileri düzeyde araştırmalar yapılmıştır (Clarke *et al.* 1994; Wang 1995). Doğrusal olmayan sistemler için yaygın olarak yapay sinir ağları kullanılmıştır. Örneğin, literatürdeki çeşitli çalışmalarda çok çeşitli yapay sinir ağları tabanlı öngörülü kontrol metodları önerilmiştir (Lazar and Pastravanu 2002; Song *et al.* 2007; Sam *et al.* 2008). Jiya *et al.* (1999) tarafından yapılan çalışmada modellenmemiş bir sistemin dinamikleri ilk defa çoklu yapay sinir ağları ile yaklaşık olarak değerlendirilmiş ve ileri beslemeli bir şekilde kompanse edilmiştir. Sonra, doğrusal olmayan genelleştirilmiş öngörülü kontrol yöntemi önerilmiş, fakat sistemin kararlılık ve yakınsama analizleri kesin olarak sunulamamıştır. 1980'lerin sonlarında ve 1990'ların başlarında kapalı çevrim sistemlerin takip performansını arttırmak için yüksek kararlılığa sahip çoklu modellenmiş uyarlanabilir kontrol yaklaşımı Narendra ve arkadaşları (Narendra and Balakrishnan 1994; Narendra *et al.* 1995) tarafından geliştirilmiştir. Chen and Narendra (2001) tarafından yapılan çalışmada değişken doğrusal olmayan, sabit sıfır dinamiklerine sahip sistemler için yapay sinir ağları ve çoklu modeller kullanan uyarlanabilir bir kontrol mekanizması kurulmuş, anahtarlama ve optimum ayar çerçevesi oluşturulmuştur. Genelleştirilmiş öngörülü kontrol yapısı ile çoklu model tabanlı anahtarlama kontrol metodu birleştirildiğinde belirsiz, ayrık zamanlı ve kararsız sıfır dinamiklerine sahip doğrusal olmayan sistemler için, ANFIS ve çoklu model tabanlı doğrusal olmayan uyarlanabilir kontrol yöntemi önerilmiştir (Zhang *et al.* 2009). Alışılabilir parametre tahmin metodları temel olarak matematik programı, istatistik ve yapay sinir ağlarını içerir. Bunlar modelleme, ölçme, kontrol, optimizasyon gibi pek çok alanda çokça kullanılmakta ve bu alanlarda bazı parametre tahmin problemleri ortaya çıkabilmektedir. Parametre tahmin metodları tabanlı yapay sinir ağları arasında MLP (Werbos 1974) ve ANFIS (Jang 1993) en çok göze çarpan yöntemlerdendir. Her ikisi de büyük ölçüde model yapısı, yüksek boyutlu girişler ve algoritma verimi gibi detaylı

inceleme teknikleriyle çalışılırlar. Var olan parametre tahmin metodlarının pek çoğu sadece numerik giriş tabanlı çalışmaktadır. Fakat gerçekte köken, sınıf, renkler gibi birçok algoritma vardır. Renklendirilmiş bir tekstil işlem prosesinde pratik bir parametre tahmin problemi ele alındığında, bu proseste her bir iş için birçok kaplama profilinin tahmin edilmesi gerekmektedir.

Kategorik girişli parametre tahmin metodlarının çözümündeki zorluk, yapay sinir ağları gibi alışlagelmiş metodlarının sürekli girişe sahip olmasını gerektirirken, girişler ve bu girişlere karşılık gelen çıkışlar arasındaki ilişkideki süreksizlikten kaynaklanmaktadır.

Bu sebeple alışagelmiş metodlar kategorik girişli parametre tahmin problemlerinin çözümü için uygun değildir.

Son zamanlarda kategorik giriş parametre tahmin problemlerinde bazı yeni araştırmalar yapılmıştır. Parametre tahmininde sınıflandırılmış giriş değişkenlerinin işlenmesi için çoklu ayırıştırma tahmin modelleri öncü bir metottur. Her tahmin modeli sadece numerik girişlerle ilgilenirken, bu metot eğitim veri setindeki kategorik giriş değişkenlerin değerlerinin her bir kombinasyonu için ayrı tahmin modeli oluşturur. Bu metot bir liste yaklaşımıdır ve her bir kombinasyon için eğitim verisindeki bir yetersizlikle karşılaşıldığı zaman geçersiz sayılabilir. (Jacobs *et al.* 1991; Lee and Lee 2001)'deki methodlar sırasıyla yukarıdaki yöntemi FNN ve ANFIS tahmin modellerine uygulamışlardır.

Numerik girişli kategorik giriş değişkenlerini yer değiştirmek ve sürekli giriş değişkenlerine müdahale etmek bir diğer methoddur. Ancak yer değiştiren numerik değerlerle orijinal olan değerlerin çıkış değerleri birbirinden farklıdır. Ayrıca, kategorik giriş değişkenleri n üzerinden 1 numerik vektöre dönüştürülebilir ve tahmin probleminde vektöre giriş olarak kabul edilebilirler. Fakat, bu metodun kullanımı kategorik giriş değişken değerlerinin sayısı arttığı zaman giriş boyutunda önemli ölçüde artmaya sebep olur.

Bishop, karışım yoğunluk modeliyle yapay sinir ağlarını modifiye ederek kategorik girişli parametre tahmin metodlarını araştırmıştır, karışım yoğunluk modeli kategorik giriş değerleriyle bunların cevap yoğunluklarını yer değiştirme esasına dayalıdır (Bishop 1994). (Brouwer 1997; Brouwer 2002) tarafından yapılan çalışmalarda, Brower çok çıkış üniteli bir kod çözücü ile bir MLP'yi birleştirip, hibrit (melez) yapay sinir ağları oluşturmayı ileri sürmüş ve MLP'nin yapısını ifade eden eşitlikleri belirlemiştir. Her bir çıkış ünitesinin tüm çıkışları, nümerik olan kategorik giriş değişken değerlerinin bir kombinasyonuna karşılık gelmekte ve kategorik giriş değişken değerleri yapay sinir ağının çıkışını belirlemek için kullanılmaktadır.

Ancak, kategorik girdi değişken değerlerinin sayısının büyümesi durumunda uygun bir sürede melez sinir ağlarının yapısal parametrelerini öğrenmek için çok sayıda çıkış biriminin olacağı açıktır. Buna ek olarak, kategorik girişli ve daha fazla girdi değişkenli gerçek parametre tahmin problemleri için bu yöntemin etkisi tatmin edici değildir. Çıkışlar ile gerekli olan nümerik/kategorik girişler arasında kolayca yorumlanabilir harita ilişkisi olan gerçek uygulama ortamları için “kara kutu” ifadesinin kullanılması yine bu yöntemler için uygun değildir.

Kendinden düzenlenen haritalama (SOM), kümelenme gibi kategorik giriş bilgileriyle veri madenciliğinde yakın zamanda kullanılmışlardır. (Luo and Zincir-Heywood 2003; Hsu 2006) tarafından yapılan çalışmada kategorik giriş verileri sayısal olanlara çevrilmiş, bu kategorik giriş bilgileri arasındaki uzaklık belirlemiş ve SOM eğitim algoritmasını kategorik giriş bilgileriyle çalıştırmak üzere değiştirilmiştir. Kırmızı, mavi, siyah gibi kategorik giriş değerleri arasında niceliksel ve mantıksal bir ilişki olmadığından dolayı kategorik giriş değerleri kuralı yukarıdaki uygulama alanlı kategorik girişli SOM için anlamsızdır. Bu yüzden, kategorik girişli parametre tahmin probleminin çözümünde SOM için iyi bir performans elde etmek zordur.

Shi and Chai (2007) yapay sinir ağları ve çoklu model tabanlı uyarlanabilir genelleştirilmiş öngörülü kontrol yöntemi çalışmışlardır. Fakat (Chen and Narendra 2001; Shi and Chai 2007; Zhang *et al.* 2010) tarafından yapılan çalışmalarda ise sistem

kararlılığını garanti etmek için, sistemin yüksek dereceli doğrusal olmayan teriminin global olarak sınırlı olduğu varsayılmış fakat kısıtlayıcı bir şart getirildiği için yöntemin pratikte uygulanabilirliği de kısıtlanmıştır. Günümüzde bu kısıtlamayı azaltacak yöntemler mevcuttur. Örneğin; Angeli and Mosca (2004) tarafından yapılan çalışmada yeni bir denetleyici anahtarlama mantığına entegre edilmiş, yanılışlama ve sonuçlandırma ünitesi olan, gürültü sınırları bilinmeyen, doğrusal olmayan sistemlerin uyarlanabilir bir anahtarlama denetleyici kontrolü belirtilmiştir. Parametrik belirsizlikler, belirsiz doğrusal olmayan fonksiyonlar, ters dinamikler ve modellenmemiş çıkış dinamikleri gibi birçok belirsizlik sınıflarına sahip bir sistem için güçlü bir uyarlanabilir çıkış-geri besleme kontrolü sunmuşlardır. Özellikle, tanımlanmamış belirsizliklerin doğrusal parametrelerle ifade edilmediği, sınırları hakkında bilginin bulunmadığı, bulanık mantık sistemlerinin tanımlanmamış belirsizlikleri tahmin ettiği ve daha iyi kontrol performansı kazandığı doğrusal olmayan sistemlerin tanımlanmamış belirsizlikler ve dinamik bozulmalar karşısında modellenmemiş dinamikleri etkilediği varsayılmıştır (Tong *et al.* 2009). Bir k-fark operatörü tanımlanmasının yanı sıra, sistemin doğrusal olmayan terimlerinin genel olarak sınırlandırılmalarına gerek yoktur fakat fark terimi sınırlandırmak için kısıtlanmıştır (Fu and Chai 2007).

Diğer taraftan, yapay sinir ağlarının karmaşık yapısından dolayı doğrusal olmayan eşleme, rastgele olarak seçilmiş ilk değer parametrelerine bağlı yapay sinir ağlarıyla gerçekleşmiştir (Li 2005). Bu da yapay sinir ağları tabanlı modelleme için uzun eğitim zamanına sahip olmak ve yerel minimuma sıkışıp kalınması gibi performans düşüklüklerine sebep olabilir. Bunun yanında, bilindiği kadarıyla, geri yayılım yapısının belirlenmesinde deneme yanılma yöntemleri dışında etkili bir yöntem yoktur (Li 2005). Bu yüzden yapay sinir ağları uyarlanabilir genelleştirilmiş öngörülü kontrol oluşturulmasında sınırlı uygulamalara sahiptir.

Bulanık mantık sistemleri karmaşık bir kümede rastgele doğrulukta her türlü doğrusal olmayan fonksiyonun yaklaşımında kullanılabilme kapasitesine sahiptirler. Bu özellik bulanık mantık sistemlerinin yapay sinir ağları gibi sıklıkla kullanılmasını ve genel bir

yaklaşım ölçütü olarak kullanılmasını sağlamıştır. Bulanık mantık sistemlerinin tamamen bilinmeyen fonksiyonlu veya bilinmeyen durumlu çeşitli doğrusal olmayan karmaşık sistemler için de etkin bir çözüm aracı olduğu gösterilmiştir. Bu yüzden bulanık mantık sistemlerine çeşitli çalışmalarda dikkat çekilmiştir (Tong and Li 2003; Tong *et al.* 2004; Liu and Wang 2007; Liu *et al.* 2010). Jang (1993)'de bulanık mantık sistemlerinin ve yapay sinir ağlarının avantajlarını birleştirilerek ANFIS adı altında yeni bir mimari önermiştir.

Şu ana kadar, kategorik girişli parametre tahmin probleminin çözümü için etkili bir metot yoktur.

Jang (1993) tarafından önerilen ANFIS, iyi bir doğrusal olmayan haritalama aracıdır. Bu metot tüm giriş değişkenlerinin sürekli bir eşlemesi/ haritası ile bunlara karşılık gelen çıkış değişkenlerini temsil eder. Tekrarlı öğrenme ile uyarlanabilir olduğu kadar insan bilgisini bünyesinde barındırabildiğinden dolayı ANFIS bulanık kontrol ve sistem modellemede pek çok uygulama alanı bulmuştur (Abdelrahim and Takashi 2001; Mar and Lin 2001; Lima *et al.* 2002; Paramasivam and Arumugam 2003; Lih *et al.* 2008). MLP ile karşılaştırıldığında, ANFIS daha açık bir yapıya ve MLP'de kullanılan ‘‘kara kutu’’ nun yerine kolayca yorumlanabilir girişler ve çıkış arasında haritalama ilişkisine sahip bir yapıdır. Dolayısıyla, öğrenme ve karar verme süreci kolayca anlaşılabilir. Ancak, hem kategorik ve hem de nümerik girişli ANFIS konusunda henüz fazla bir çalışma bulunmamaktadır.

Liu *et al.* (2010), yukarıda bahsedilen ANFIS yararları göz önüne alındığında, standart ANFIS yapısı temelinde, ilk kez eş zamanlı hem nümerik hem de kategorik girişli parametre tahmin metodu tabanlı yeni bir ANFIS mimarisi önermektedirler.

Ek olarak, ANFIS parametre öngörü problemleri, parametre tahmini ve yapı tanımlama problemlerinde kullanıldığında ANFIS üzerinde daha çok çalışmaya ihtiyaç duyulmaktadır. Yapı tanımlamanın görevi, sebep ve sonuç parçalarındaki başlangıç parametrelerinin bulanık kuralları sayısını belirlemektir. Parametre tanımlamanın görevi

ise sebep kısımdaki ve doğrusal bir haritalama ile bu sebebe karşılık gelen ANFIS'in her bulanık kuralın sonuç kısmındaki bulanık üyeliklerin parametrelerini belirlemektir. Izgara metodu (Takagi and Sugeno 1983) ANFIS'in standart yapı tanımlama yöntemidir ancak ANFIS yüksek boyutlu girişlere sahip yapı tanımlama ve parametre tahmininde büyük zorluk yaşamaktadır.

ANFIS yapay sinir ağlarının kendi kendine öğrenme, uyarlanabilme ve paralel işleme yetenekleri ve bulanık mantık sistemlerinin insan bilgisi temsil yeteneklerini kullanır. ANFIS parametreleri özel olarak fiziksel anlamlara sahiptir ve öğrenme algoritmalarıyla elde edilirler. ANFIS eğitilirken öğrenme algoritması, eğitim iniş ve en küçük kareler kestiriminden oluşan hibrit bir algoritmalarla Jang (1993) tarafından yapılan çalışmada böyle bir algoritmanın ağı yerel minimuma sıkışmasından kurtardığı ve yakınsama oranının iyileşmesini sağladığı gösterilmiştir. Bu yüzden bu yazıda geri yayılım yapay sinir ağlarının olası bazı taşmalarından kaçınmak (düşük yakınsama oranı ve yerel minimum gibi) için ANFIS'i modellenmemiş dinamiklerin kestiriminde kullanmıştır. Adı geçen problemler (düşük yakınsama oranı ve yerel minimum gibi) gösterilerek, bu yazının temel bileşenleri aşağıdaki gibi özetlenebilir.

1. Belirsiz, ayrık zamanlı, doğrusal olmayan ve kararsız sıfır dinamiklerine sahip sistemler için ANFIS ve çoklu model tabanlı uyarlanabilir bir genelleştirilmiş kontrol metodu önerilmiştir.
2. Chen and Narendra *et al.* (2001) çalışmalarında yüksek dereceli doğrusal olmayan terimlerin genel sınırlandırma varsayımı daha da geliştirilmiştir. Böylece Zhang (2010)'ın bu çalışmasında bu geliştirme ile önerilen metodun uygulamasının daha da artırılabilceği gösterilmiştir.
3. Daha sade bir varsayıma bağlı olarak bir ön teorem oluşturulmuş ve kapalı çevrim sisteminin kararlılığı ve yakınsaklığı teorik olarak analiz edilmiştir.
4. Önerilen yaklaşımın etkinliğini göstermek için simülasyon sonuçları verilmiştir.

Bu tez çalışmasında yukarıda anlatılan literatür özeti ışığında; PowerLED'leri sürmek için güç faktöründe ve harcanan güçte iyileştirmeler yaparak yüksek verim elde

edilmesini sağlayan DC-DC dönüştürücüler kullanılmış ve bu çalışmada PowerLED sürücü devresi için Alonso *et al.* (2012) tarafından önerilen, meteryal ve yöntem bölümünde detaylı olarak anlatılacak olan IDBB sürücü düzeneği kullanılmıştır. Önerilen sürücü düzeneğinin denetiminde ise Jang (1993) tarafından önerilen ve literatür özetinde değinilen, Bölüm 4.3'te de detaylı olarak anlatılan ANFIS mimarisi 350 mA sabit PowerLED sürme akım eldesi için değişik sayıdaki LED durumlarında IDBB devresinin anahtarlama elemanının “Görev Çevrim” süresinin dinamik olarak belirlenmesinde kullanılmıştır.

2. KURAMSAL TEMELLER

Bu bölümde PowerLED'leri sürmek için literatür özetinde değinildiği gibi DC-DC dönüştürücü yapıların kullanımının gerektiği ve kullanılan bu dönüştürücülerle güç faktöründe ve harcanan güçte iyileştirmeler yapıldığı bunlara bağlı olarak yüksek verim sağlandığı anlatılacaktır.

2.1. Dönüştürücünün Tanımı

Elektrik sistemlerinde bir yüke giden elektriksel gücün kontrol edilmesi gerekmektedir. Bu amaçla, gücün kontrol edilme yollarından birisi de bir gerilim seviyesine gücün dönüştürülme işlemidir. Alternatif akımda (AC) dönüştürme işlemi transformatörlerle verimli olarak yapılmaktadır. Fakat transformatörler doğru akım (DC-DC) güç dönüşümü için kullanılmazlar.

Dönüştürücüler DC gerilim seviyesini bir değerden başka bir değere çeviren ve anahtarlama mantığı ile çalışan elektronik elemanlardır. DC gerilim değerinin bazı yerlerde düşürülmesi bazı yerlerde ise yükseltilmesi bazı yerlerde de hem yükselip hem düşürülmesi gerekmektedir. Bu sebeple bir sonraki bölümde dönüştürücüler hakkında temel kavramlar ve çalışma prensipleri ile ilgili kısaca bilgiler verilecektir.

2.2. Dönüştürücülerin Kullanım Alanları, Çalışma Prensipleri

Günümüzde sanayinin hızla gelişmesi ile birlikte kontrol edilebilir elektrik gücüne olan gereksinim hızla artmıştır. DC-DC Motor Hız Kontrol Üniteleri, Kesintisiz Güç Kaynağı (UPS, Uninterruptible Power Supply), Akü Şarj Üniteleri, Anahtarlama Modlu DC-DC Güç Kaynakları, Statik Gerilim Regülatörleri gibi cihazlar, önemli endüstriyel güç elektroniği uygulamalarıdır. Bu uygulamalarda DC-DC dönüştürücüler çoklukla kullanılmaktadır. Ayrıca dönüştürücüler, elektrikli otomobillerde, deniz yük asansörlerinde, çatal kaldırıcılı kamyonlarda, maden ocağı çekicilerinde motor çekim

kontrolü için oldukça sık kullanılmaktadırlar.

Yumuşak hız kontrolü, yüksek verim ve dinamik tepki gibi avantajları DC-DC dönüştürücülerin tercih nedenleridir. Ayrıca enerjiyi malzemenin içine geri göndermek için de motorların aktif frenlenmesinde de kullanılmaktadır. Bu özellik sık durmalı aktarım sistemlerinde enerjinin korunmasını sağlar. Çok değişik tiplerde DC-DC dönüştürücüler bulunmaktadır. Hepsinin birbirlerine göre avantaj ve dezavantajları vardır. Bazı dönüştürücüler gerilimi düşürmede, bazıları yükseltmede, bazıları ise hem düşürmede hem de yükseltmede kullanılmaktadır. Çoğu endüstriyel uygulamalarda sabit gerilimli DC kaynağın, değişken gerilimli DC kaynağa çevrilmesi gerekmektedir. DC-DC dönüştürücüler olarak da bilinen bir DC kıyıcı doğrudan DC'yi DC'ye dönüştürür. Bir dönüştürücü, sürekli değiştirilebilir sarım oranlı bir AC transformatörün eşdeğer DC devresi gibi de düşünülebilir. Transformatörün AC gerilimi düşürüp yükselttiği gibi DC-DC dönüştürücü de bir DC kaynağın gerilim değerini düşürüp, yükseltebilir.

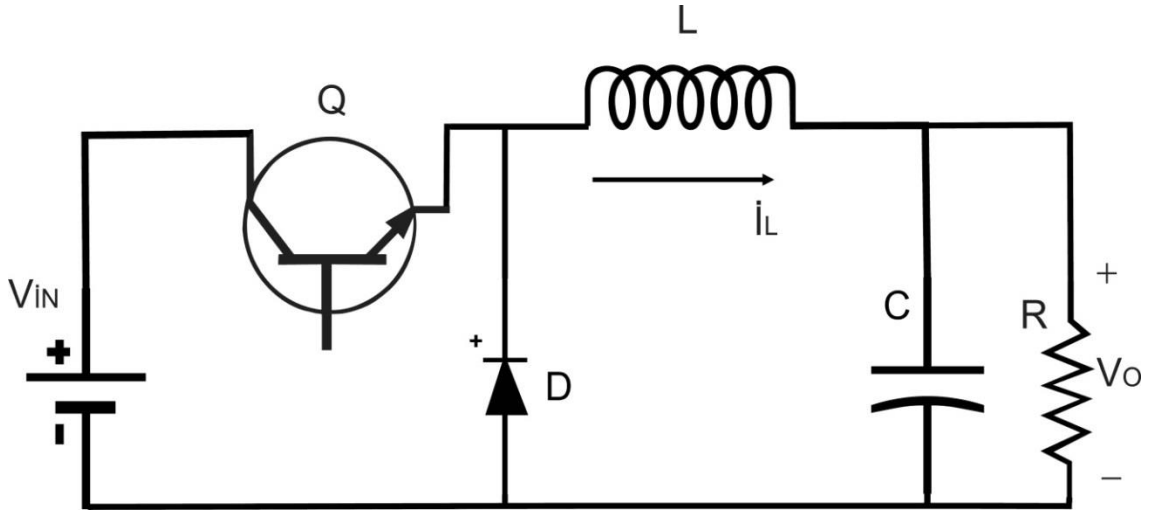
Bu dönüştürücülerle ilgili çeşitli konfigürasyonlar yapılmıştır. Bunlardan en yaygın olarak kullanılanları düşürücü (buck converter), yükseltici (boost converter) ve düşürücü yükseltici (buck-boost converter) dönüştürücü tipleridir. DC-DC dönüştürücüler gerilim seviyesini bir değerden başka bir değere getiren ve anahtarlama mantığı ile çalışan elektronik devrelerdir. Bu cihazın temel çalışma prensibi bir pasif filtrenin çıkış geriliminin kontrol edilmesi esasına dayanır. DC-DC çeviricilerde, çıkış doğru geriliminin denetimi, giriş gerilimi ve çıkış yükü değişse bile, çıkış geriliminin ortalaması istenen değerde olacak şekilde yapılmalıdır. Anahtarlama DC-DC dönüştürücülerde doğru akımı bir düzeyden başka bir düzeye ulaştırmak için bir ya da daha fazla anahtar kullanılır. Verilen bir giriş gerilim değeri için bir DC-DC çeviricide çıkış gerilimi, anahtarların iletimde ve kesimde olduğu sürelerin denetlenmesiyle ayarlanır. Anahtarların iletim kesim süreleri Darbe Genişlik Modülasyonu (PWM) ile ayarlanmaktadır.

2.2.1. DC-DC düşürücü dönüştürücü

DC-DC düşürücü dönüştürücü, mevcut DC kaynak geriliminin düşürülerek kontrol edilmesinde kullanılır. Girişinden gelen gerilim değerini işlemciden aldığı PWM dalgalarıyla devreye kesip uygulayarak gerilim değerinin etkin değerini küçültür ve bu şekilde düşürülerek gerilim kontrolü yapılmış olur.

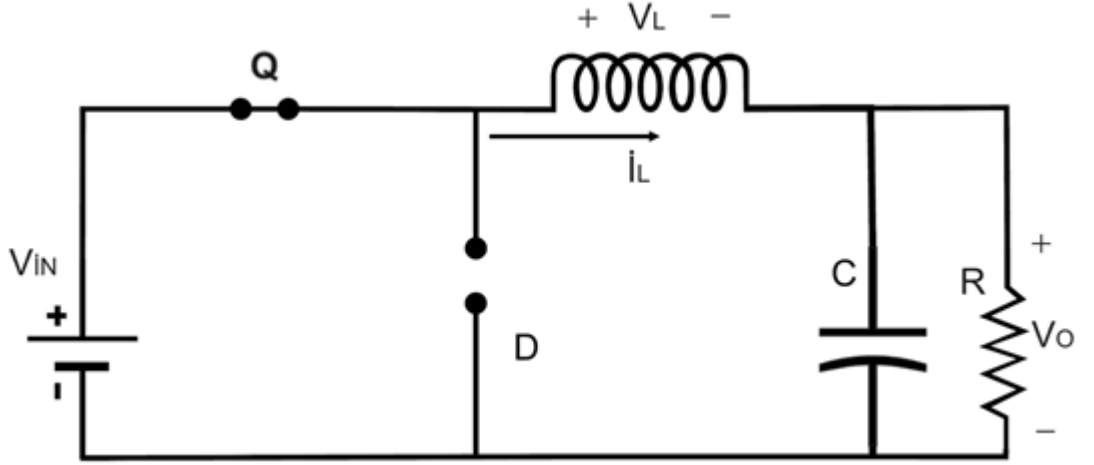
En yaygın olarak kullanıldığı yerler;

- a) Regüle edilmiş DC güç kaynakları
- b) DC motor hız kontrol devreleri



Şekil 2.1. DC-DC düşürücü dönüştürücü

Şekil 2.1'deki devrede diyot akımının anahtar ile iletimi sağlanarak indüktör üzerinden geçen I_L akımının hem yük üzerinden akmasında ve hem de kondansatörün şarj edilmesinde kullanılır. Anahtar kesime gittiği anda indüktör üzerinde depo edilen enerji diyot üzerinden devresini tamamlar ve depolanan enerji tam olarak boşalınca kadar yük üzerinden akım akıtmaya devam eder. Bu arada kondansatör yük uçlarında potansiyel fark oluşturur. Anahtar süreksiz iletim modunda çalıştırıldığında kondansatör tam dolmayacağından etkin değeri daha küçük bir gerilimle depolanır ve bu şekilde azaltan dönüştürücü devresi tamamlanmış olur.



Şekil 2.2. DC-DC düşürücü dönüştürücü için transistör iletimde iken devre şekli

Şekil 2.2’de transistör iletimde iken; diyot ters polarite altındadır. Anahtarlamayla indüktöre akım iletilir ve pozitif indüktör gerilimi oluşur.

$$V_L = V_{in(d)} - V_o \quad (2.1)$$

$$V_L = L \frac{d\dot{I}_L}{dt} \quad (2.2)$$

$$\dot{I}_L = \frac{1}{L} \int V_L dt \quad (2.3)$$

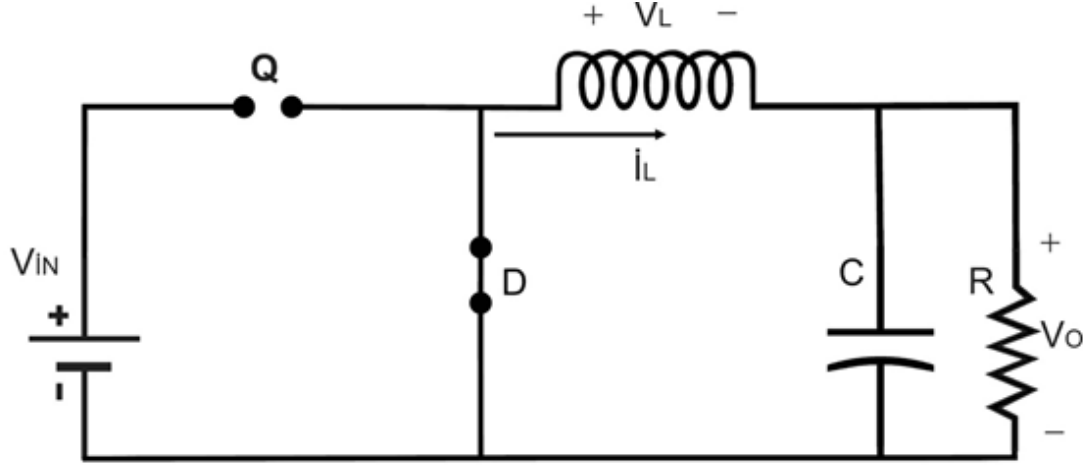
Transistör iletimdeyken (anahtar kapalı iken) devrenin analizi yapılırsa;

$$V_L = V_{in(d)} - V_o = L \frac{d\dot{I}_L}{dt} \quad (2.4)$$

$$\frac{d\dot{I}_L}{dt} = \frac{V_{in(d)} - V_o}{L} \quad (2.5)$$

$$\frac{d\dot{I}_L}{dt} = \frac{\Delta \dot{I}_L}{\Delta t} = \frac{\Delta \dot{I}_L}{DT} = \frac{V_{in(d)} - V_o}{L} \quad (2.6)$$

$$(\Delta \dot{I}_L)_{i_{LETİM}} = \left(\frac{V_{in(d)} - V_o}{L} \right) \cdot DT \quad (2.7)$$



Şekil 2.3. DC-DC düşürücü dönüştürücü için transistör kesimde iken devre şekli

Şekil 2.3’de transistör kesimde iken; diyot doğru polarlama altına alındığından üzerinden akım akar. Akım indüktör üzerinden iletilir ve indüktör gerilimi oluşur.

Transistör kesimdeyken (anahtar açık iken) devrenin analizi yeniden yapılırsa;

$$V_L = -V_o = L \frac{d\dot{I}_L}{dt} \quad (2.8)$$

$$\frac{d\dot{I}_L}{dt} = \frac{-V_o}{L} \quad (2.9)$$

$$\frac{d\dot{I}_L}{dt} = \frac{\Delta \dot{I}_L}{\Delta t} = \frac{\Delta \dot{I}_L}{(1-D)T} = \frac{-V_o}{L} \quad (2.10)$$

$$(\Delta \dot{I}_L)_{KESİM} = \left(\frac{-V_o}{L} \right) \cdot (1-D)T \quad (2.11)$$

Kararlı hal sürekli anahtarlama şartları altında;

$$(\Delta \dot{I}_L)_{İLETİM} + (\Delta \dot{I}_L)_{KESİM} = 0$$

$$\left(\frac{V_{in(d)} - V_o}{L}\right) \cdot DT_s + \left(\frac{-V_o}{L}\right) \cdot (1 - D)T_s = 0 \quad (2.12)$$

$$V_o = DV_d \quad (2.13)$$

İndüktörün maksimum akımı;

$$I_L = I_R = \frac{V_o}{R} \quad (2.14)$$

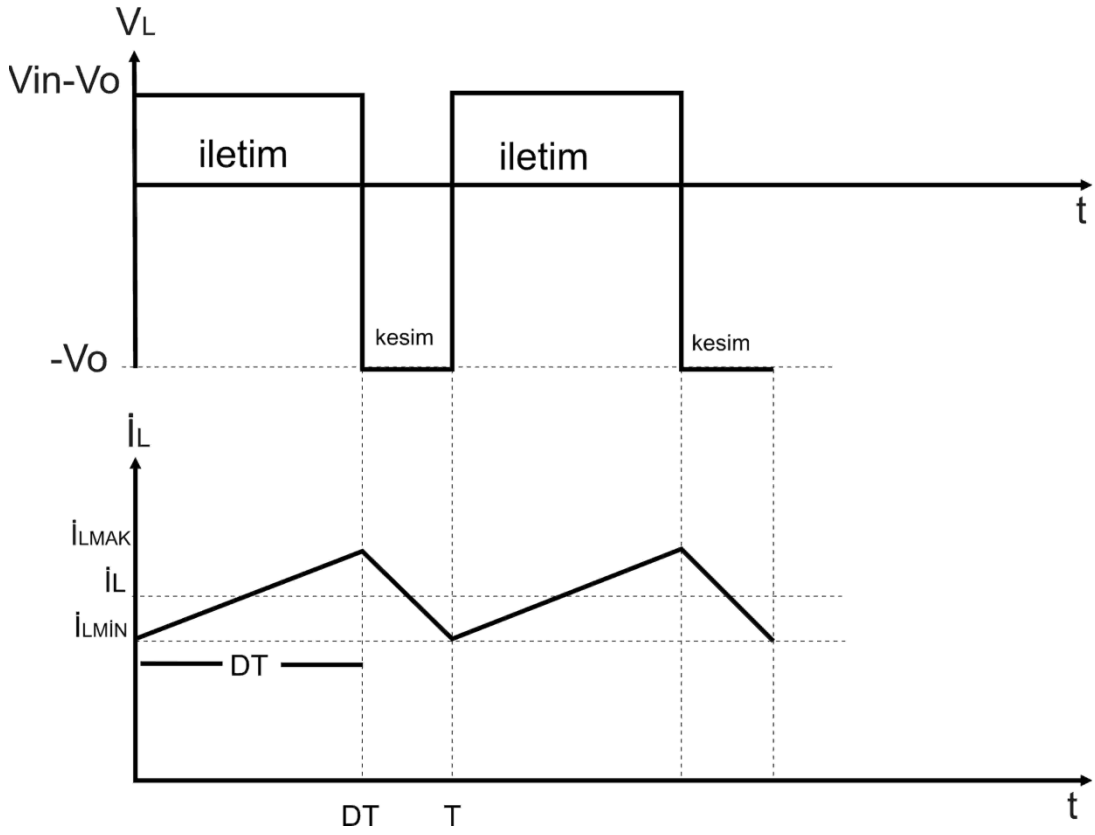
$$I_{mak} = I_L + \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{V_o}{R} + \frac{1}{2} \left(\frac{V_o}{L} (1 - D)T \right) \quad (2.15)$$

$$= V_o \left(\frac{1}{R} + \frac{(1 - D)}{2Lf} \right) \quad (2.16)$$

İndüktörün minimum akımı;

$$I_{min} = I_L - \frac{\Delta I_L}{2} = V_o \left(\frac{1}{R} - \frac{(1 - D)}{2Lf} \right) \quad (2.17)$$

olarak elde edilir.

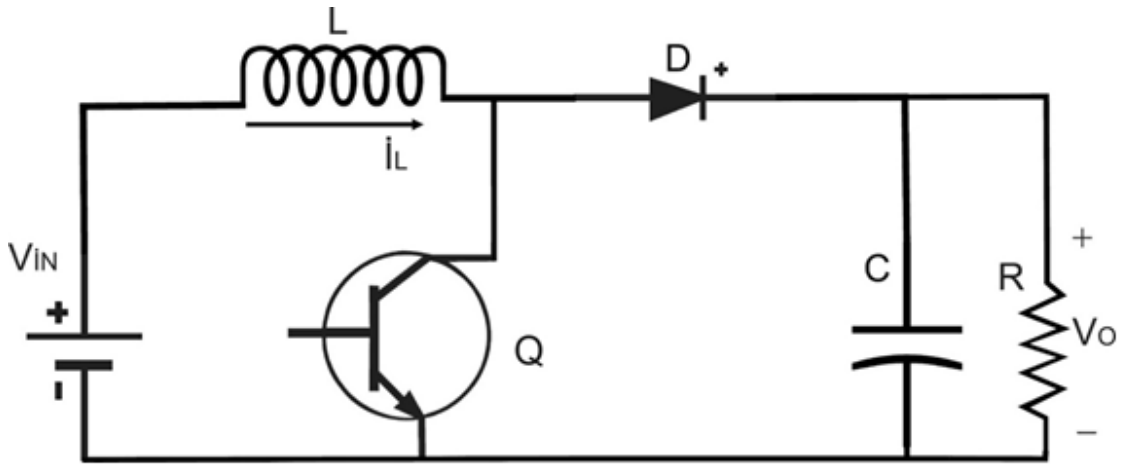


Şekil 2.4. DC-DC düşürücü dönüştürücünün gerilim ve akım grafikleri

2.2.2. DC-DC yükseltici dönüştürücü

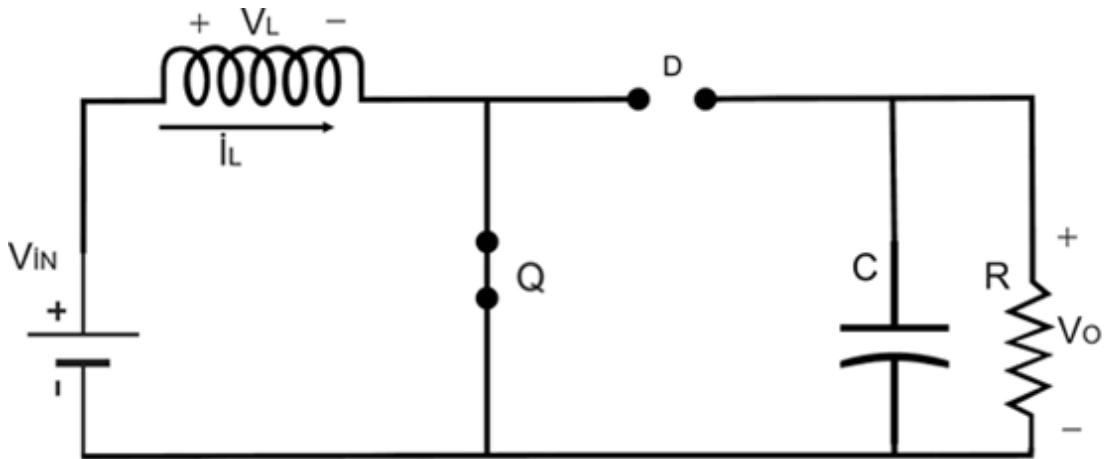
DC-DC yükseltici dönüştürücülerde çıkış gerilimi giriş geriliminden büyüktür. Şekil 2.6'den görüleceği gibi anahtar (transistör) kapatıldığında diyot ters kutuplandığı için iletme geçmez. Böylece çıkış katı girişden izole edilmiş olur. Anahtar açıldığında, çıkış katı indüktör üzerinden beslenir. Kararlı durum analizinden, sabit bir çıkış gerilimi elde etmek için çıkış filtre kondansatörünün kapasitesi oldukça büyük olmalıdır.

Bu tip dönüştürücüler; regüleli DC güç kaynaklarında ve DC motorlarının dinamik frenlenmesinde yaygın bir biçimde kullanılmaktadır.



Şekil 2.5. DC-DC yükseltici dönüştürücü

Şekil 2.7'deki devrede V_0 gerilimi sürekli V_d (diyot gerilimi) gerilimine tabi tutulmaktadır. Dolayısıyla V_0 gerilim değeri V_d gerilim değerinin altına hiç inmeyecektir. Devredeki, anahtar süresiz iletim moduna geçtiğinde akımın büyük bir kısmı indüktör üzerinden geçecek ve indüktör kesime gittiğinde ise indüktör üzerinde sıçrama gerilimi oluşacak bu gerilim kondansatörü şarj ederek çıkış gerilim değerini yükseltecektir.



Şekil 2.6. DC-DC yükseltici dönüştürücü için transistör iletimde iken devre şekli

Anahtarın iletimde olduğu durum Şekil 2.6'da verilmiştir. Bu devrenin analizinden;

$$V_L = V_{in(d)} \quad (2.18)$$

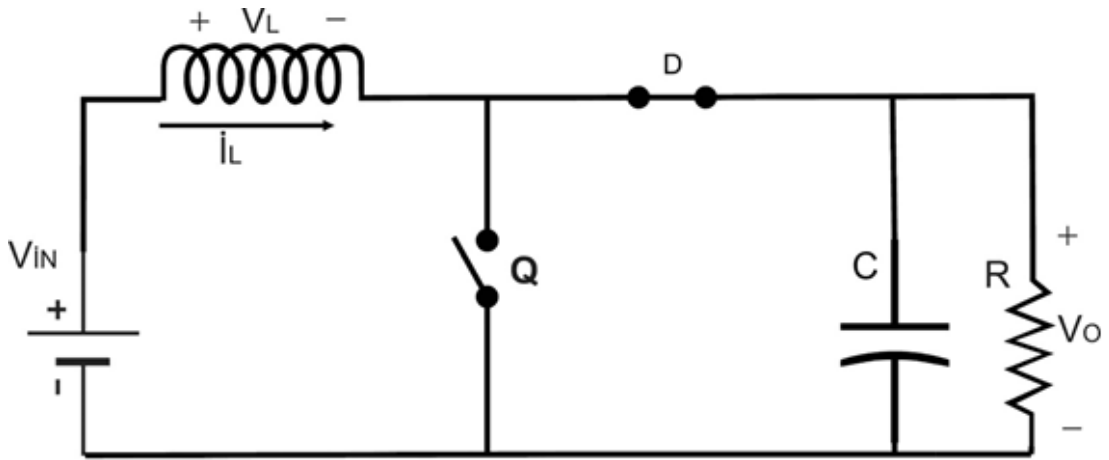
$$V_{in(d)} = L \frac{d\dot{I}_L}{dt}$$

$$\frac{d\dot{I}_L}{dt} = \frac{V_{in(d)}}{L} \quad (2.19)$$

$$\frac{d\dot{I}_L}{dt} = \frac{\Delta \dot{I}_L}{\Delta t} = \frac{\Delta \dot{I}_L}{DT} \quad (2.20)$$

$$(\Delta \dot{I}_L)_{iLETİM} = \frac{V_{in(d)}DT}{L} \quad (2.21)$$

eşitlikleri elde edilir.



Şekil 2.7. DC-DC yükseltici dönüştürücü için transistör kesimde iken devre şekli

Transistörün kesime götürüldüğü Şekil 2.7'nin analizi yapılacak olursa;

$$V_L = V_{(in)d} - V_o \quad (2.22)$$

$$V_L = L \frac{d\dot{I}_L}{dt}$$

$$\frac{d\dot{I}_L}{dt} = \frac{(V_{in(d)} - V_o)}{L} \quad (2.23)$$

$$\frac{d\dot{I}_L}{dt} = \frac{\Delta\dot{I}_L}{\Delta t} = \frac{\Delta\dot{I}_L}{(1-D)T} \quad (2.24)$$

$$(\Delta\dot{I}_L)_{KESİM} = \left(\frac{(V_d - V_o)(1-D)T}{L} \right) \quad (2.25)$$

Kararlı hal çalışma şartları için;

$$(\Delta\dot{I}_L)_{İLETİM} + (\Delta\dot{I}_L)_{KESİM} = 0$$

$$\left(\frac{V_{in(d)}DT}{L} \right) + \frac{(V_d - V_o)(1-D)T}{L} = 0 \quad (2.26)$$

$$V_o = \frac{V_d}{1-D} \quad (2.27)$$

İndüktörün maksimum akımı, giriş gücünün çıkış gücüne olan eşitliğinden;

$$V_{in(d)} * I_{in(d)} = \frac{V_o^2}{R} \quad (2.28)$$

$$V_{in(d)} I_L = \frac{\left(\frac{V_d}{(1-D)} \right)^2}{R} = \frac{V_d^2}{(1-D)^2 R} \quad (2.29)$$

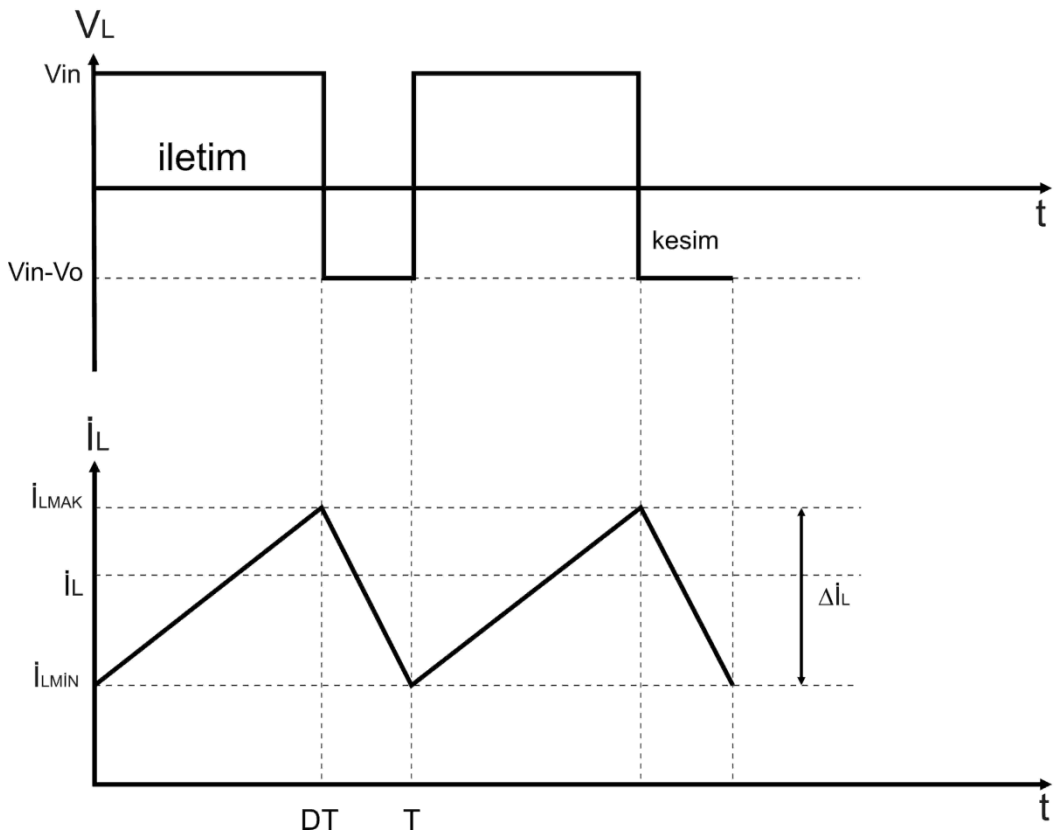
$$I_L = \frac{V_d}{(1-D)^2 R} \quad (2.30)$$

$$I_{mak} = I_L + \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{V_d}{(1-D)^2 R} + \frac{V_o DT}{2L} \quad (2.31)$$

İndüktörün minumum akımı;

$$I_{min} = I_L - \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{V_d}{(1-D)^2 R} - \frac{V_d D T}{2L} \quad (2.32)$$

olarak elde edilir.

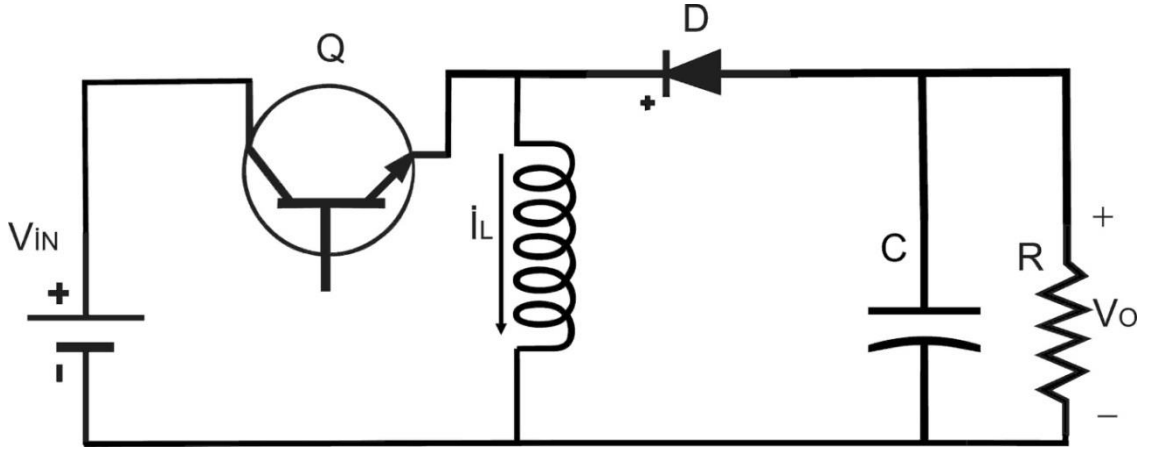


Şekil 2.8. DC-DC yükseltici dönüştürücünün gerilim ve akım grafikleri

2.2.3. DC-DC düşürücü-yükseltici dönüştürücü

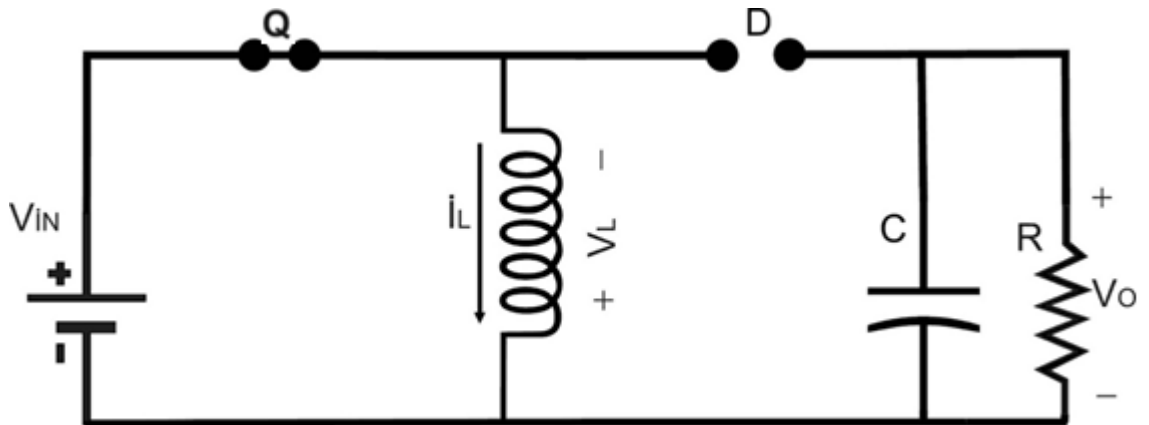
DC-DC düşürücü-yükseltici dönüştürücüler, DC güç kaynaklarının regülasyonunda, giriş geriliminin ortak terminaline göre çıkışın negatif kutuplu olması istenildiğinde ve çıkış geriliminin, giriş geriliminden daha az veya daha fazla olabileceği yerlerde yaygın bir biçimde kullanılır. Bu tip bir dönüştürücü, düşürücü ve yükseltici tip iki dönüştürücünün ardarda bağlanmasıyla elde edilir. Kararlı halde çıkış-giriş gerilim

dönüşüm oranı; ardarda bağlanan dönüştürücülerin dönüşüm oranlarının çarpımıdır.



Şekil 2.9. DC-DC düşürücü-yükseltici dönüştürücü

Şekil 2.10'daki devrede anahtar sürekli iletim modunda çalışmaktadır. Anahtarın iletim süresi kısa tutulduğunda indüktörün üzerine aldığı enerji düşük olduğundan devre düşürücü olarak çalışacaktır. Anahtarın iletim süresi uzun tutulduğunda ise indüktör üzerinde daha çok enerji depolanacak ve kondansatör üzerindeki gerilim V_d (diyot gerilimi) gerilimine eşitlenecektir. Bu anahtarlardan dolayı indüktör üzerindeki sıçrama gerilimleri yardımıyla kondansatör V_d geriliminden daha yüksek değerlere ulaşacaktır.



Şekil 2.10. DC-DC düşürücü-yükseltici dönüştürücü için transistör iletimde iken devre şekli

Anahtar olarak kullanılan transistörün iletimde olduğu durum için düşürücü-yükseltici dönüştürücü devresinin analizi yapılacak olursa;

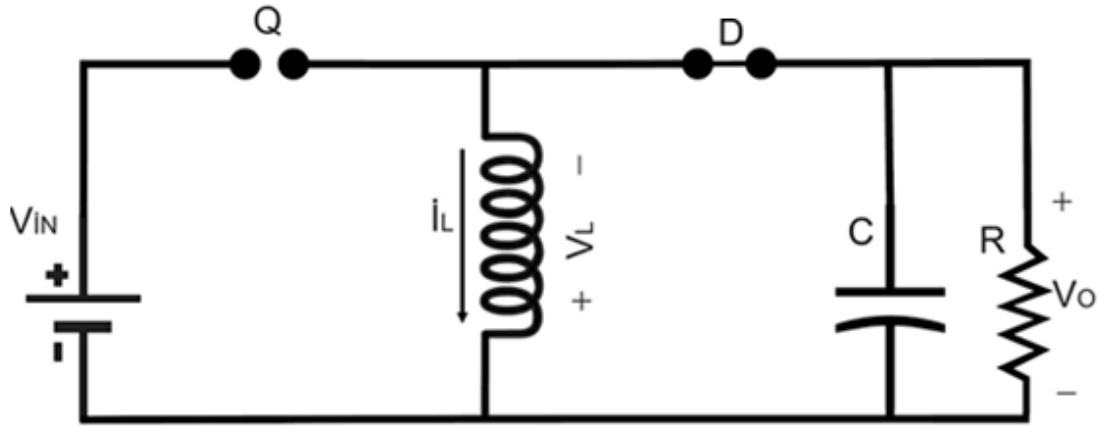
$$V_L = V_{(in)d} = L \frac{d\dot{I}_L}{dt} \quad (2.33)$$

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{V_d}{L} \quad (2.34)$$

$$\frac{\Delta I_L}{\Delta t} = \frac{\Delta \dot{I}_L}{DT} = \frac{V_d}{L} \quad (2.35)$$

$$(\Delta I_L)_{iLETİM} = \frac{V_d DT}{L} \quad (2.36)$$

elde edilir.



Şekil 2.11. DC-DC düşürücü-yükseltici dönüştürücü için transistör kesimde iken devre şekli

Şekil 2.11’de transistör kesimdeyken devrenin analizi yapılırsa;

$$V_L = V_o = L \frac{d\dot{I}_L}{dt} \quad (2.37)$$

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{V_o}{L} \quad (2.38)$$

$$\frac{\Delta I_L}{\Delta t} = \frac{\Delta \dot{I}_L}{(1-D)T} = \frac{V_o}{L} \quad (2.39)$$

$$(\Delta I_L)_{KESİM} = \frac{V_o(1-D)T}{L} \quad (2.40)$$

Sabit anahtarlama modunda çalıştırıldığında;

$$(\Delta \dot{I}_L)_{İLETİM} + (\Delta \dot{I}_L)_{KESİM} = 0$$

$$\left(\frac{V_{in(d)}DT}{L} \right) + \frac{V_o(1-D)T}{L} = 0 \quad (2.41)$$

$$V_o = -V_{in} \left(\frac{D}{1-D} \right) \quad (2.42)$$

İndüktörün maksimum akımı, güçler eşitliği ilkesi gereğince;

$$P_o = P_s$$

$$\frac{V_o^2}{R} = V_d I_s \quad (2.43)$$

$$\frac{V_o^2}{R} = V_d I_L D \quad (2.44)$$

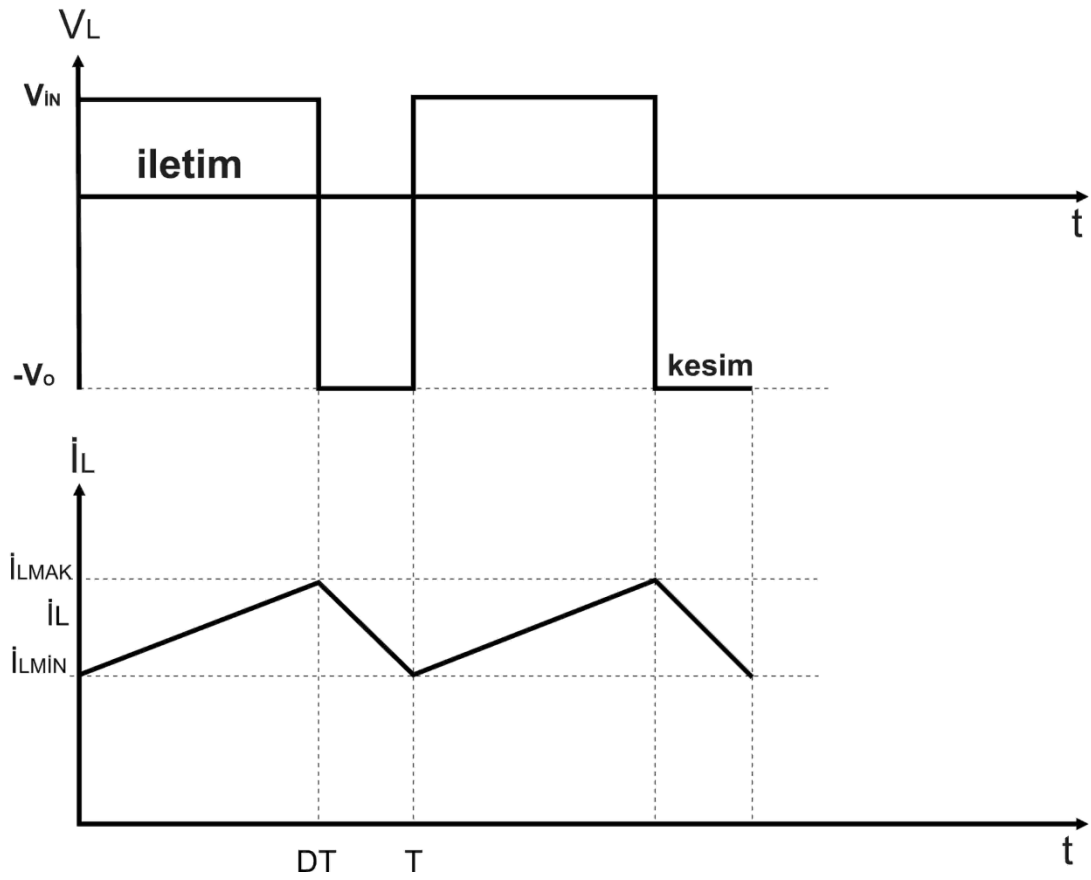
$$I_L = \frac{V_o^2}{V_d R D} = \frac{P_o}{V_d D} = \frac{V_d D}{R(1-D)^2} \quad (2.45)$$

$$I_{mak} = I_L + \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{V_d}{(1-D)^2 R} + \frac{V_d DT}{2L} \quad (2.46)$$

İndüktörün minimum akımı;

$$I_{min} = I_L - \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{V_d}{(1-D)^2 R} - \frac{V_d D T}{2L} \quad (2.47)$$

olarak bulunur.

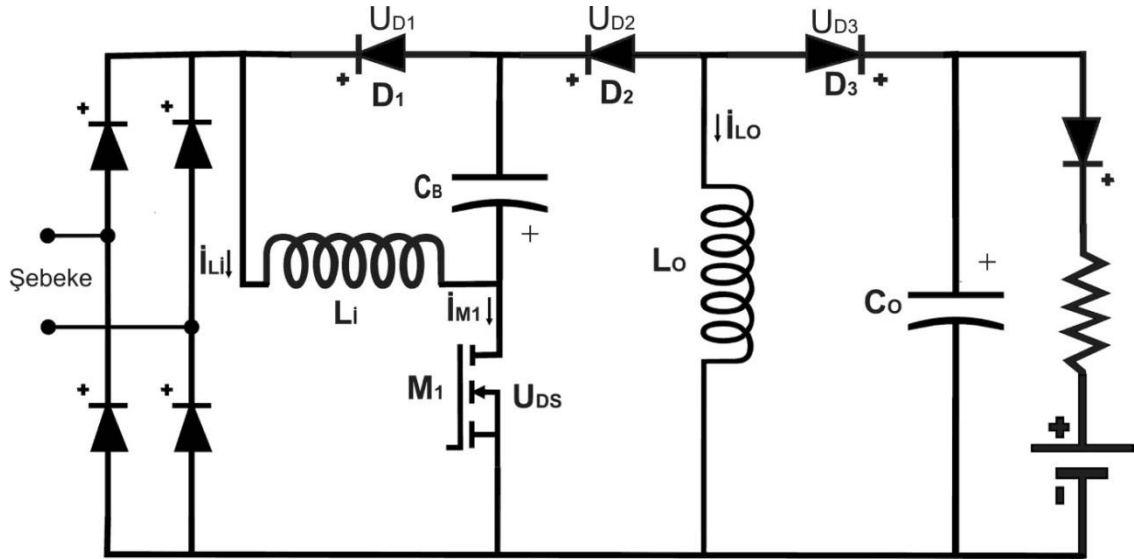


Şekil 2.12. DC-DC düşürücü-yükseltici dönüştürücünün gerilim ve akım grafikleri

3. MATERYAL ve YÖNTEM

Bu çalışmada PowerLED sürücü devresi için literatürde Alonso *et al.* (2012) tarafından önerilmiş olan IDBB sürücü düzeneği kullanılmıştır. Bu devrenin göz önüne alınmasının sebebi yüksek güç faktörü (PF), düşük LED akım dalgalanmasına sahip olması ve AC şebekeden besleniyor olmasıdır. Bunlara ek olarak PowerLED güç beslemesi için özellikle uygun olması sürücü devresinde kullanılan elemanların düşük maliyete sahip olması ve eleman sayısının azlığından dolayı yüksek güvenilirliğe sahip olması bu devrenin diğer avantajları arasında sayılmaktadır. Bu bölümde öncelikle seçilen IDBB sürücü devresi tanıtılarak, çalışma mantığı sunulacaktır. Sonrasında devrenin detaylı analizleri verilecek olup, devrenin denetiminde kullanılan ANFIS yaklaşımı ayrıntılı bir şekilde anlatılacaktır.

3.1. Tümüleşik Çift Düşürücü -Yükseltici Dönüştürücü (IDBB)



Şekil 3.1. Tümüleşik çift düşürücü -yükseltici dönüştürücü (Alonso *et al.* 2012)

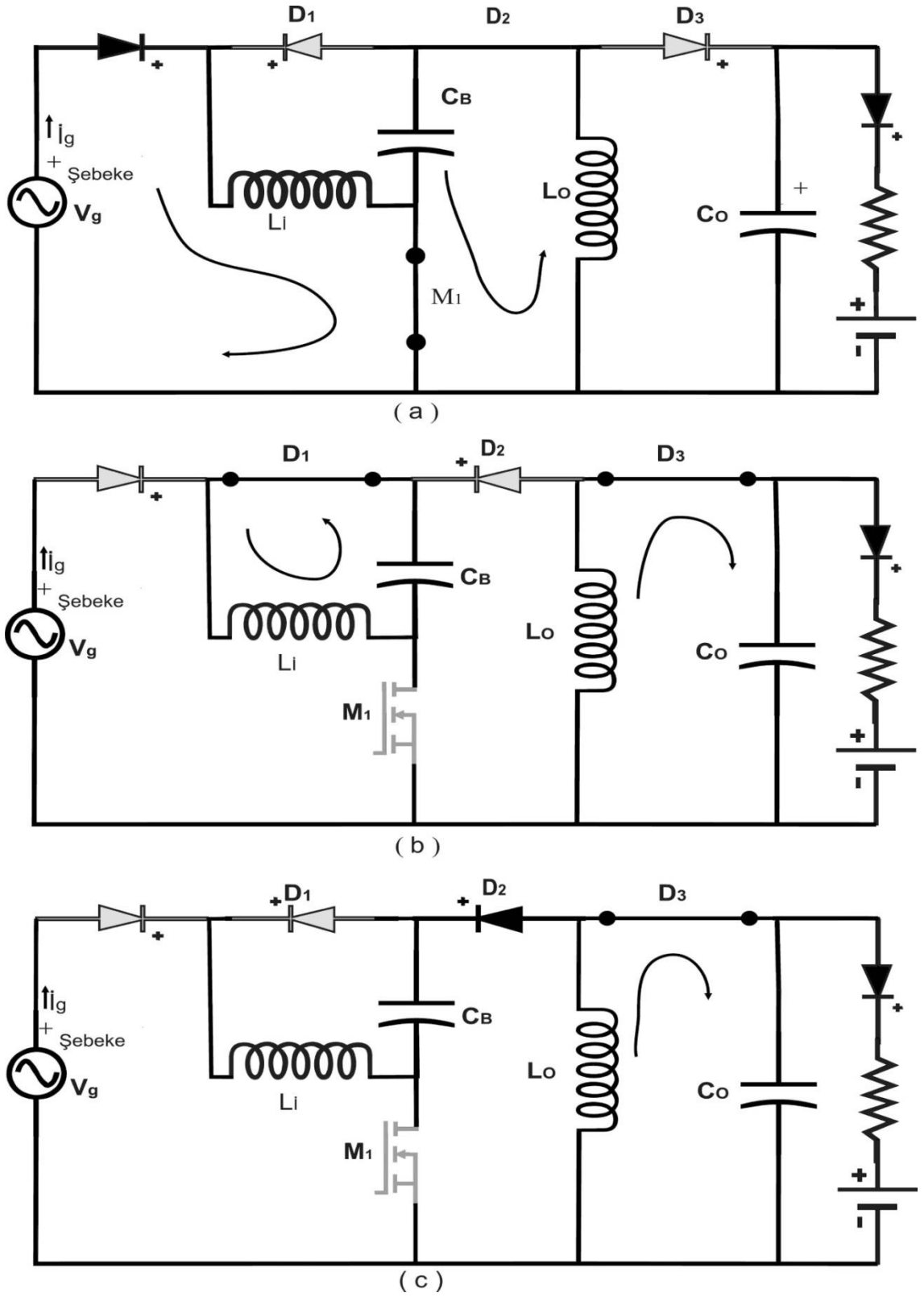
Tümüleşik çift düşürücü-yükseltici dönüştürücünün açık devre diyagramı Şekil 3.1’de gösterildiği gibidir. Tümüleşik çift gerilim düşürücü-yükseltici dönüştürücü iki kaskat

bağlı gerilim düşürücü-yükseltici dönüştürücü gibi davranır. Giriş (birinci) gerilim düşürücü-yükseltici dönüştürücü L_1 , D_1 , C_B ve M_1 'den oluşmuştur. Çıkış (ikinci) gerilim düşürücü-yükseltici dönüştürücü ise L_O , D_2 , D_3 , C_O ve M_1 'i içine alır. C_B kapasitöründe birinci dönüştürücü tarafından üretilen ters yöndeki kutuplaşma ikinci dönüştürücü tarafından düzeltilir. Bu kapalı döngüde çalıştırıldığında yük akımının ölçümü basitleştirilir ve böylece devre duyarlılığı ve maliyeti azaltılır.

L_1 giriş endüktansı Süreksiz İletim Modunda (DCM) çalıştırıldığında hat boyunca ortalama akım ve şebeke gerilimi orantılı olmasını sağlar. Böylece yüksek güç faktörü (PF)'ne yakın bir değer sağlanır. Diğer taraftan, çıkış endüktansı L_O hem Sürekli İletim Modunda (CCM) hem de Süreksiz İletim Modunda (DCM) çalıştırılabilir. Çıkış endüktansı L_O DCM'de çalıştırıldığında çıkış gücü ve görev çevrimlerinden bağımsız olan C_B üzerinde bara gerilimi elde etme avantajına sahiptir. Ancak, sistemde kullanılacak yük üzerinde düşük akım salınımına ulaşabilmek için çıkış kapasitesinin daha yüksek değerlerde tutulma gerekliliği bu sistemin en büyük dezavantajlarından biridir.

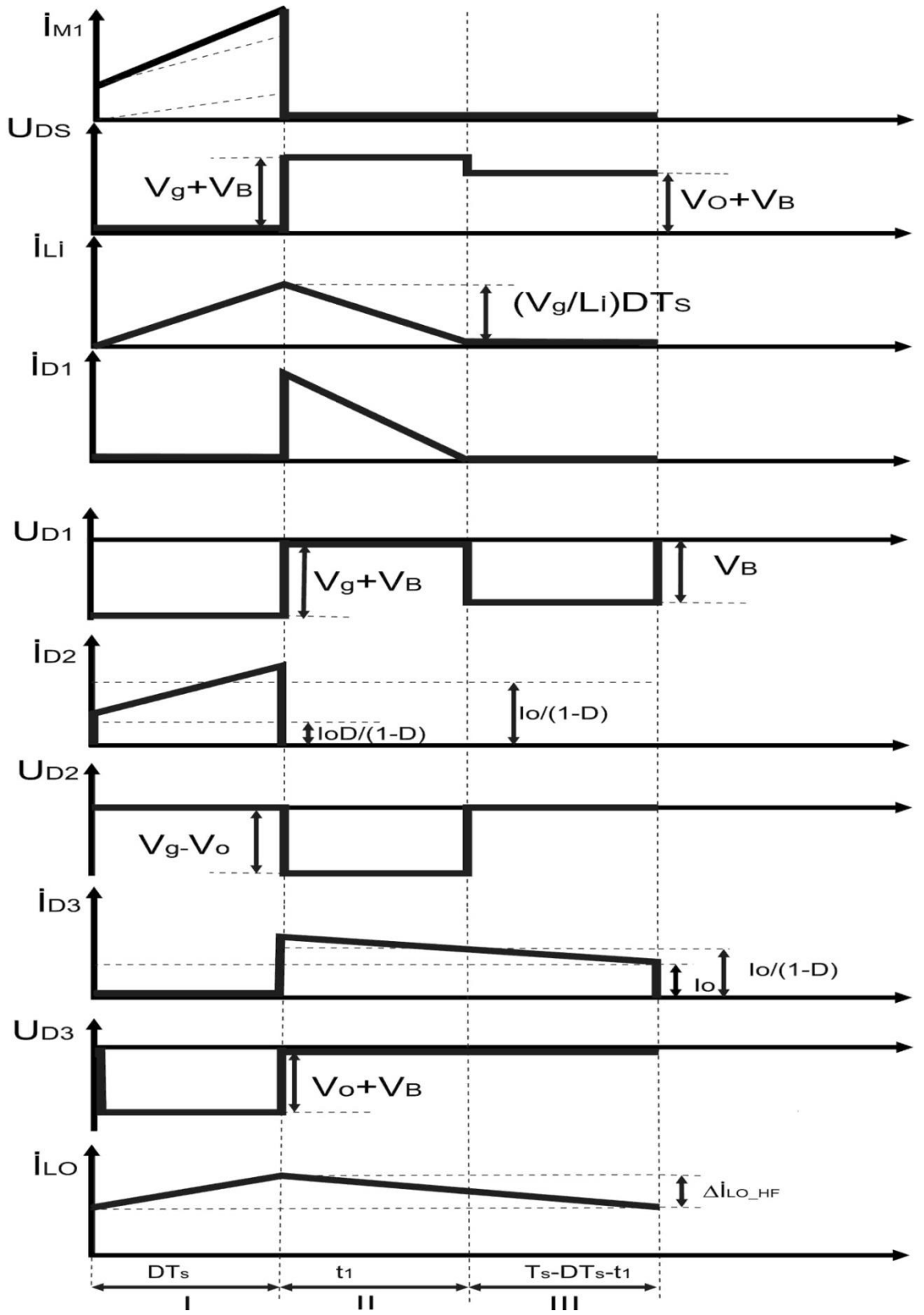
Çıkış kapasitesini düşük bir değerde elde etmek için çıkış endüktansı CCM'de çalıştırılır. Çünkü, bu çalışma modunda akım salınımı daha düşüktür. Ek olarak, çıkış katı 0,5'den daha küçük bir görev çevrim oranı ile CCM'de çalıştırıldığında düşürücü-yükseltici dönüştürücünün gerilim oranı ile çarpılmasından dolayı düşük frekanslı gerilim salınımı azaltılır. Bu yolla çıkış kapasitesi olarak bir film kapasitör kullanmak mümkün olacaktır. Böylece elektrolitik kapasitör kullanımından daha verimli ve daha iyi bir ömre sahip bir dönüştürücü elde edileceği açıktır.

Yukarıda göz önüne alınan durumlar ışığında, IDBB dönüştürücünün değişik çalışma modları için eşdeğer devreleri ve anahtarlama periyotları Şekil 3.2'de, bu şekillere ait çıkış dalga şekilleri ise Şekil 3.3'de gösterilmiştir.



Şekil 3.2. IDBB dönüştürücü işlemi için eşdeğer çevrimler

a) Aralık1: $0 < t < DT_s$ **b)** Aralık2: $DT_s < t < DT_s + t_1$ **c)** Aralık 3: $DT_s + t_1 < t < T_s$ (Alonso *et al.* 2012)



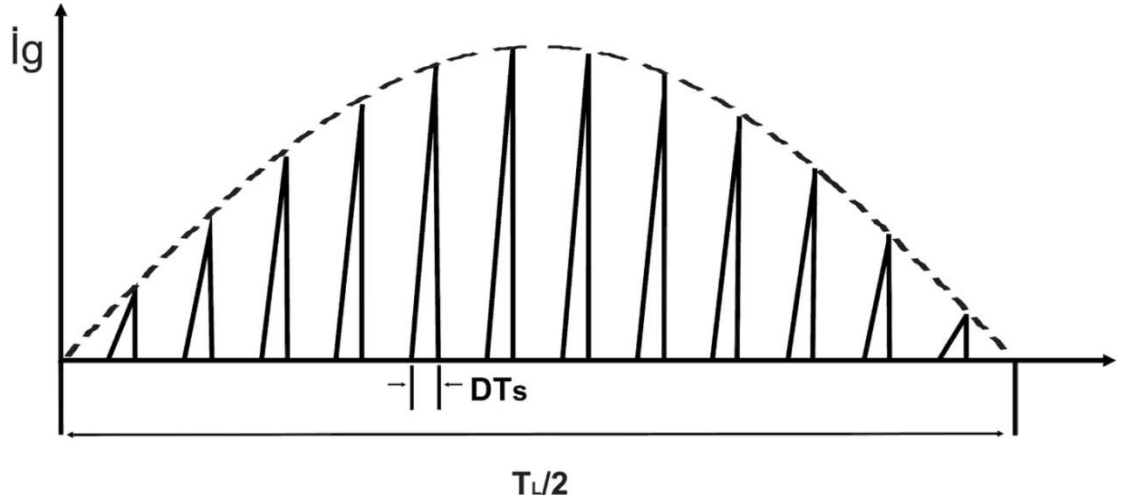
Şekil 3.3. Çıkış dalga şekilleri (Alonso *et al.* 2012)

3.2. IDBB Dönüştürücünün Kapalı Çevrim Analizleri

Bu bölüm, PowerLED yükü üzerinden daha düşük salınımlı bir akım ve yüksek güç faktörüne yakın bir giriş elde etmek için IDBB dönüştürücünün şebeke geriliminde çalıştırılma durumundaki analizini içermektedir. Bu çalışmada şebeke geriliminin $V_g(t) = V_g \sin \omega_L t$ şeklinde sinüsoidal dalga formuna sahip olduğu varsayılmıştır.

3.3. Şebeke Akımı ve Giriş Gücü

Giriş akımı $\hat{I}_g$, $0-DT_s$ zaman aralığı boyunca L_i indüktörü üzerinden düzenli olarak geçer. Burada D transistörün görev çevrim oranını, T_s transistörün anahtarlama periyodunu göstermektedir.



Şekil 3.4. Giriş akımının dalga şekli (Alonso *et al.* 2012)

Bu çalışma şekline ait akım dalga formları Şekil 3.4’de gösterildiği gibi doğrultulmuş şebeke gerilimi üzerinden modüle edilir. Böylece ortalama giriş akım değeri şebeke frekansı kullanılarak aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$\langle I_g \rangle = \frac{1}{T_s} \frac{1}{2} I_{g-peak} DT_s = \frac{D^2 V_d}{2 L_i f_s} \sin \omega_L t \quad (3.1)$$

$I_{g\text{-peak}}$ her bir anahtarlama periyodundaki anlık tepe akımını, f_s anahtarlama frekansını, V_g şebeke tepe gerilimini ve ω_L açısak şebeke frekansını göstermektedir. Eşitlik 3.1’de görüleceği üzere sinüsoidal dalga formundaki ortalama giriş akımı EMI (Elektromanyetik Giriş Filtresi) tarafından bir kez filtrelenerek yüksek güç faktörüne yakın giriş sağlanmıştır.

Her iki giriş sinüsoidal formda olacak şekilde göz önünde tutulursa ana giriş gücü P_g hesaplanabilir. $\langle I_g \rangle_{peak}$ giriş akımının tepe değerinin ortalamasını göstermektedir.

$$P_g = \frac{1}{2} V_g \langle I_g \rangle_{peak} = \frac{D^2 V_g^2}{4 L_i f_s} \quad (3.2)$$

3.4. Çıkış ve Bara Gerilimleri

Çıkış gerilimi V_o , ideal dönüştürücülerde giriş ve çıkış güçleri oranlanarak elde edilir. Çıkış gücü aşağıda gösterildiği gibi hesaplanır:

$$P_o = \frac{V_o^2}{R} \quad (3.3)$$

Eşitlik 3.4’deki R , yük olarak kullanılan LED’in statik eşdeğer direnci olup, her bir çalışma noktasındaki LED akımı (I_{LED}) ile DC LED geriliminin (V_{LED}) birbirine oranı ile elde edilir.

$$R = \frac{V_{LED}}{I_{LED}} = \frac{V_\gamma + R_\gamma I_{LED}}{I_{LED}} = \frac{V_\gamma}{I_{LED}} + R_\gamma \quad (3.4)$$

Buradaki V_γ ve R_γ LED’in eşdeğer devresinin gerilim ve direnç parametreleridir.

Devrenin %100 verimle çalıştırıldığı varsayımı altında 3.2 ve 3.3 eşitlikleri denkleştirilerek çıkış gerilimi aşağıdaki şekilde elde edilir.

$$V_O = \frac{DV_g}{2\sqrt{K}} \quad (3.5)$$

Buradaki K boyutsuz faktör olarak belirlenmiştir.

$$K = \frac{f_s L_i}{R} \quad (3.6)$$

Çıkış katmanı CCM modunda çalıştırılan bir düşürücü-yükseltici dönüştürücü ile ilgili olduğundan bara gerilimi V_B bu dönüştürücü için gerilim dönüştürme oranı kullanılarak hesaplanabilir.

$$V_B = \frac{1-D}{D} V_O = \frac{(1-D)V_g}{2\sqrt{K}} \quad (3.7)$$

Eşitlik 3.5 ve 3.7'den görüleceği gibi çıkış katı CCM'de, giriş katı DCM'de çalıştırıldığında bara ve giriş gerilimleri görev çevrim oranı ile ters orantılı olarak değişir. Örneğin; eğer görev çevrim oranı (duty cycle) artarsa çıkış gerilimi artar ve bara gerilimi aynı oranda azalır. Toplamda her iki gerilimde görev çevrim oranına bağlı değildir, aşağıdaki eşitlikteki gibi oran sadece şebeke tepe gerilimine bağlıdır.

$$V_B + V_O = \frac{V_g}{2\sqrt{K}} \quad (3.8)$$

Herhangi bir yük göz önüne alındığında yüksek giriş güç faktörünü sağlayabilmek ve gerçek görev çevrim oranını eşitlik 3.9'da verilen limit değerinden daha düşük değerde elde etmek için giriş katı DCM modunda çalıştırılmalıdır. Görev çevrim limiti (D_{limit}), DCM-CCM modlarının sınırlarındaki gerilim dönüşüm oranlarından elde edilir.

$$D_{limit} = \frac{1}{1 + V_g/V_B} \quad (3.9)$$

Görev çevrim oranı giriş katı DCM’de çalıştırıldığında verilen sınır değerinden daha düşük olur.

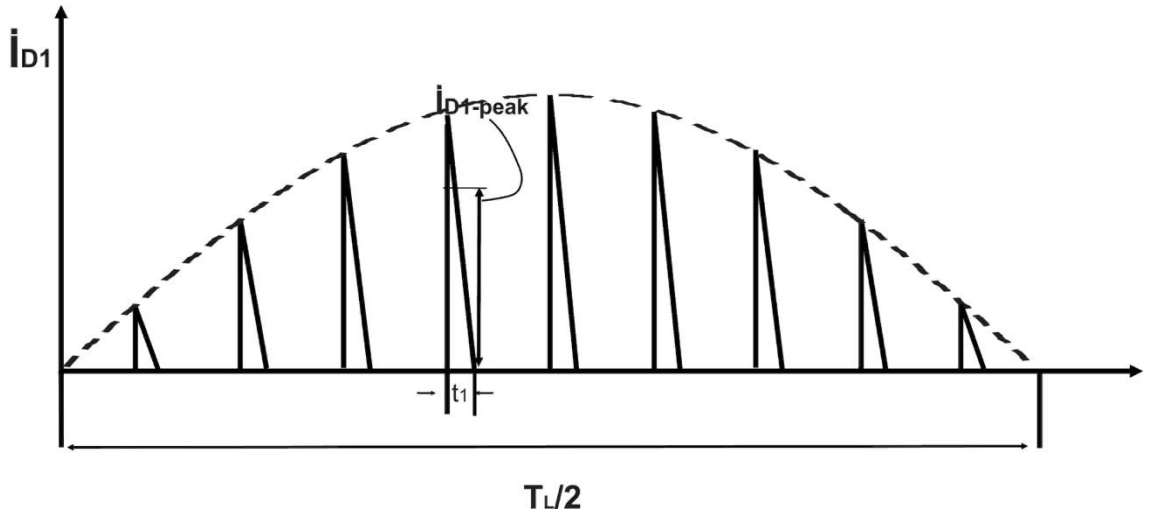
3.5. Reaktif Bileşenler

Giriş indüktörü L_i , çıkış gücü kullanılarak ve %100 verim varsayılarak hesaplanır.

$$L_i = \frac{D^2 V_g^2}{4 P_o f_s} \quad (3.10)$$

Bara kapasitörü C_B , ikinci aşamada uygulanan gerilim yani düşük frekans salınımlı bara gerilimi ile sınırlandırılarak hesaplanır. Bu kapasitör üzerindeki akım D_1 ve D_2 diyotları üzerindeki akımları verir. Bu diyotlar şekil 3.5’de gösterildiği gibi D_1 ’deki mevcut akım sadece doğrultulmuş şebeke frekansı ile modüle edilmektedir. Bara dalgalanmasını hesaplamak için D_1 diyodu üzerindeki akımın düşük frekans bileşeninin elde edilmesi gerekir. D_1 üzerindeki ortalama akımın değeri eşitlik 3.11’deki gibi hesaplanır.

$$\langle I_{D1} \rangle = \frac{1}{T_s} \frac{I_{D1-peak} t_1}{2} \quad (3.11)$$



Şekil 3.5. D_1 diyodu üzerinden geçen akımın dalga şekli (Alonso *et al.* 2012)

$\hat{i}_{D1-peak}$ her bir anahtarlama periyodunda D_1 üzerindeki akımın tepe değerini, t_1 süresi ise akımın sıfıra ulaşması için bu akım tarafından ihtiyaç duyulan süreyi göstermektedir. Her iki değer çift şebeke frekansından sonra değişir ve aşağıdaki değerlere sahip olur:

$$I_{D1-peak} = \frac{V_g}{L_i} D T_S \quad (3.12)$$

$$t_1 = \frac{D V_g T_S}{V_B} \quad (3.13)$$

Eşitlik 3.12 ve 3.13 kullanılarak D_1 diyodunun ortalama akım eşitlik 3.14'deki şekliyle hesaplanır:

$$\langle I_{D1} \rangle = \frac{D^2}{2V_B f_S L_i} V_g^2 = \frac{D^2}{2V_B f_S L_i} V_g^2 \sin^2 \omega_L t \quad (3.14)$$

Buradan;

$$\langle I_{D1} \rangle = \frac{D^2 V_g^2}{2V_B f_S L_i} = \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2\omega_L t \right) \quad (3.15)$$

olarak elde edilir.

D_1 ve C_B arasında dolaşan düşük frekanslı AC akım bileşeni eşitlik 3.16'da verildiği gibi hesaplanır.

$$\langle I_{D1} \rangle_{ac} = \frac{D^2 V_g^2}{4 V_B f_S L_i} \cos 2\omega_L t \quad (3.16)$$

C_B kapasitörü üzerine düşen gerilim salınımlarının tepeden tepeye düşük frekanslı bileşeni, eşitlik 3.17'den elde edilebilir.

$$\Delta V_{B-LF} = 2 \langle I_{D1} \rangle_{ac-peak} X_{C_B} \quad (3.17)$$

$$= 2 \frac{D^2 V_g^2}{4 V_B f_S L_i} \frac{1}{2\pi(2f_L) C_B}$$

$$\Delta V_{B-LF} = \frac{D^2 V_g^2}{8\pi V_B f_S L_i f_L C_B} \quad (3.18)$$

Buradaki $\langle i_{D1} \rangle_{ac-peak}$ D_1 diyodu üzerindeki akımın düşük frekanslı tepe değerini, f_L ise şebeke frekansını göstermektedir.

Gerekli bara kapasitörü için bara geriliminin tepeden tepeye salınım değeri eşitlik 3.19'daki gibi belirlenir:

$$C_B = \frac{D^2 V_g^2}{8\pi V_B L_i \Delta V_{B-LF} f_S f_L} \quad (3.19)$$

Çıkış düşürücü-yükseltici dönüştürücü CCM modda çalıştırıldığında, çıkıştaki gerilimin düşük frekanslı salınım değeri eşitlik 3.20'den belirlenebilir.

$$\Delta V_{O-LF} = \frac{D}{1-D} \Delta V_{B-LF} \quad (3.20)$$

Eşitlik 3.21’de verildiği gibi gerilimdeki bu dalgalanma LED üzerindeki akımda düşük frekanslı dalgalanmaya sebep olacaktır.

$$\Delta I_{LED-LF} = \frac{\Delta V_{O-LF}}{R_Y} = \frac{D}{1-D} \frac{\Delta V_{B-LF}}{R_Y} \quad (3.21)$$

LED akımının düşük frekanslı salınımı sadece çıkıştaki düşürücü-yükseltici dönüştürücünün CCM modda çalıştırılmasına değil aynı zamanda bara kapasitesi C_B ve bara gerilimine de bağlıdır, çıkış kapasitesi (C_o)’ın bu düşük frekanslı salınımda etkisi yoktur.

Yukarıdaki eşitlikler kullanılarak çıkış indüktörü (L_o) ve kapasitesi (C_o) CCM modunda çalışan bir düşürücü-yükseltici dönüştürücü için aşağıdaki bilinen ifadeler kullanılarak hesaplanabilir.

$$L_o = \frac{DV_B}{0,5\Delta I_{L_o-HF}f_S} \quad (3.22)$$

$$C_o = \frac{DVI_o}{\Delta V_{O-HF}f_S} \quad (3.23)$$

Eşitliklerdeki ΔI_{L_o-HF} L_o ’ın yüksek frekanslı akım salınımının tepeden tepeye değerini, ΔV_{O-HF} yüksek frekanslı gerilim salınımının tepeden tepeye değerini, I_o ise LED yükü üzerindeki DC akımı göstermektedir.

3.6. Bulanık Eğer-İse Kuralları ve Bulanık Çıkarım Sistemleri

Bu bölümde önerilen sürücü düzeneğinin denetiminde kullanılan ANFIS yapısına bir temel oluşturmak amacı ile öncelikle bulanık mantığa ait bazı temel bileşenler anlatılacaktır.

3.6.1. Bulanık Eğer-İse kuralları

Bulanık Eğer-İse kuralları ya da bulanık koşul durumları A ve B'nin uygun üyelik fonksiyonlarıyla nitelendirilmiş bulanık kümelerin (Zadeh 1965) karakterleri olan “eğer A ise B” biçiminde ifade edilir. Kısa hali nedeniyle bulanık eğer ise kuralları genellikle belirsizlik ve beklenmezlik durumlarında kişinin karar vermesinde hayati rol oynayan karar verme durumunu yakalamada kullanılır. Bunun basit bir örneği;

“Eğer basınç yüksek ise, hacim küçüktür.” şeklinde verilebilir.

Basınç ve hacim dilbilimsel değişken (Zadeh 1973) olarak seçilecek olursa, bunlar yüksek ve küçük üyelik fonksiyonları tarafından nitelendirilen dilbilimsel değerlerdir ya da karakterleridir.

Takagi and Sugeno (1983) tarafından öne sürülen bulanık “Eğer-İse” kuralının diğer bir formu, sadece birincil kısımları içeren bulanık kümeleri içerir. Takagi ve Sugeno'nun bulanık kuralı kullanılarak aşağıdaki gibi hareket halinde bir nesne üzerindeki direnç gücü tanımlanabilir:

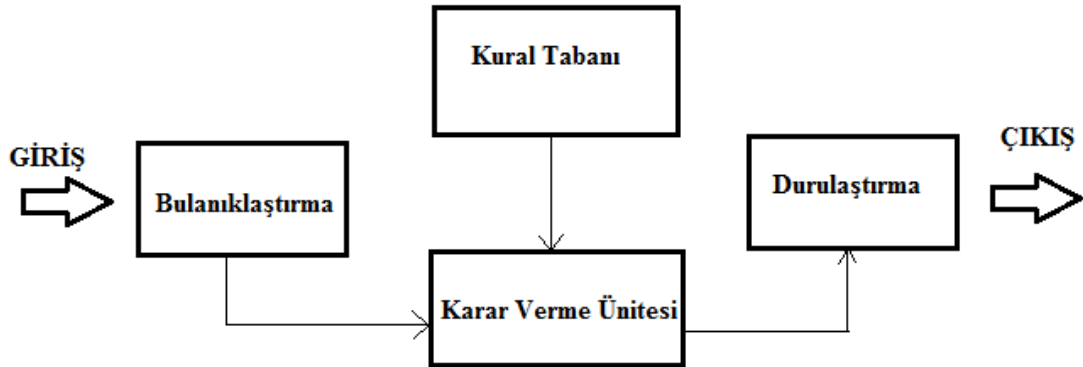
Eğer hız yüksek ise, o zaman güç = $k \times (\text{hız})^2$

Burada giriş bölümündeki hız, uygun üyelik fonksiyonlarıyla nitelendirilen dilbilimsel bir karakteridir. Buna rağmen sonuç kısmı, giriş değişkeni hızın bulanık olmayan bir denklemiyle tanımlanır. Bulanık Eğer-İse kurallarının her iki biçiminde hem

örneklemede hem de kontrol etmede geniş ölçüde kullanılmaktadır. Dilbilimsel karakterlerin ve üyelik fonksiyonlarının kullanımıyla bulanık Eğer-İse kuralı insanlar tarafından kullanılan “el yordamı”nın gücünü kolaylıkla karşılar. Diğer bir açıdan ise giriş bölümlerdeki niteleyiciler nedeniyle her bir bulanık Eğer-İse kuralı göz önüne alınan lokal sistem tanımıyla incelenebilir. Bulanık Eğer-İse kuralları aşağıda tanıtılan bulanık çıkarım sisteminin ana kısmını oluşturur.

3.6.2. Bulanık çıkarım sistemleri

Bulanık çıkarım sistemleri; bulanık kural tabanlı sistemler, bulanık modeller, bulanık çağrışımlı bellekler gibi kullanıldığında kontrolör olarak bilinir. Şekil 3.6’da görüldüğü gibi bulanık çıkarım sistemi 4 fonksiyonel bloktan oluşur:



Şekil 3.6. Bulanık Çıkarım Sistemleri (Roger Jang 1993)

- Bulanıklaştırma ara yüzü kesin girişleri dilbilimsel kavramlarla bulanık değerlere dönüştürür. Bulanıklaştırma adımında kullanılan bulanık kümelerin üyelik fonksiyonu ile her bir girişin üyelik değeri belirlenir.
- Kural tabanı, bulanık Eğer-İse kurallarını içerir.
- Karar verme ünitesi kurallar üzerinden çıkarım işlemlerini yapar.
- Durulaştırma ara yüzü bulanık olarak elde edilmiş olan çıkarım sonuçlarını kesin çıkışlara dönüştürür.

Genellikle kural tabanı ve/veya veri tabanı ortak bilgi tabanı olarak tanımlanır.

Bulanık çıkarım sistemleri tarafından yerine getirilen bulanık mantık adımları (bulanık Eğer-İse kuralları üzerine çıkarım işlemleri) şunlardır:

1. Üyelik değerlerini elde etmek için giriş bölümünde üyelik fonksiyonlarıyla giriş değerlerini karşılaştırmak (bu adım genellikle bulanıklaştırma olarak adlandırılır).
2. Her bir kuralın tetikleme ağırlığını (gücünü) elde etmek için giriş bölümdeki üyelik değerlerini birleştirmek (özel bir T normlu işlem yoluyla çoğaltma ya da azaltma).
3. Her bir kuralın uygun sonucunu tetikleme gücüne dayanarak oluşturmak (ya bulanık ya da kesin).
4. Kesin bir sonuç elde etmek için uygun sonuçları toplamak ve normalize etmek (bu adım durulaştırma olarak adlandırılır).

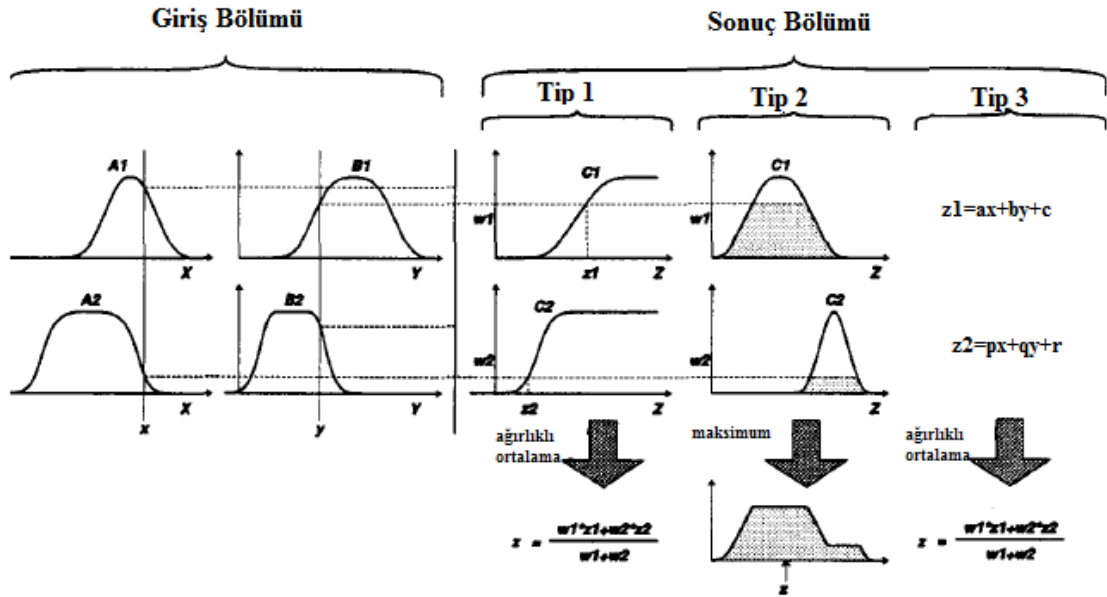
Literatürde bulanık mantığın birçok çeşidi önerilmektedir (Lee 1990a). Şekil 3.7’de görüldüğü gibi bulanık mantık ve bulanık Eğer-İse kurallarının uygulanma türlerine dayanarak bulanık çıkarım sistemleri 3 şekilde sınıflandırılabilir;

Tip 1: Tüm çıkış, bu kuralın tetikleme gücünün (bir ürün ya da giriş bölümle eşleşme derecelerinin minimumu) ve üyelik fonksiyonu tarafından indüklenen (uyarılan) her bir kuralın kesin çıkışının ağırlıklı ortalamasıdır. Şekil 3.7’de kullanılan çıkış üyelik fonksiyonları sürekli fonksiyonlar olmalıdır (Tsukamoto 1979).

Tip 2: Tüm bulanık çıkış, nitelikli bulanık çıkışlara ‘‘maksimum’’ işlemi uygulanarak elde edilir (bunların her biri minimum tetikleme gücüne ve her bir kuralın çıkış üyelik fonksiyonuna eşittir). Bulanık çıkışa dayalı son kesin çıkışı seçmek için çeşitli yöntemler önerilmektedir. Bunlardan bazıları; alanın ağırlık merkezi, alanın açıortayı, maksimumların ortalaması ve maksimum değerlendirme ölçütü vb. (Lee 1990b) olarak sayılabilir.

Tip 3: Bu yöntemde Takagi ve Sugeno’nun bulanık Eğer-İse kuralları kullanılır (Takagi

and Sugeno 1983). Her bir çıkış sürekli bir terim olarak giriş değişkenlerinin doğrusal bir kombinasyonudur ve son çıkış ise her bir kuralın çıkışının ağırlaştırılmış ortalamasıdır.



Şekil 3.7. Yaygın biçimde kullanılan bulanık eğer ise kuralları ve bulanık mantık mekanizmaları (Roger Jang 1993)

Şekil 3.7’de gösterildiği gibi yukarıda bahsedilen bulanık mantığı ve bulanık kuralların farklı türlerini göstermek için iki kurallı iki girişli bulanık çıkarım sistemi kullanılmıştır. Sonuç kısmının tanımlanmasından gelen farklılıkların (tekdüze bir şekilde azalmayan ya da çan şeklinde üyelik fonksiyonları veya kesin fonksiyon) birçoğunun farkında olunmalıdır. Buna bağlı olarak durulaştırma şemaları da farklı olmaktadır (ağırlaştırılmış ortalama alan ağırlık merkezi, vb.).

3.7. Uyarlanabilir Ağlar: Mimariler ve Öğrenme Algoritmaları

Bu bölümde denetlenebilen öğrenme yeteneğiyle ileri yönlü yapay sinir ağlarının bütün türlerinin üst kümesi olan uyarlanabilir ağların mimari ve öğrenme yöntemleri tanıtılacaktır. İsminden anlaşıldığı gibi ayarlanabilir ağ düğümlerinin birbirine bağlandığı yönlü linkleri ve düğümleri içeren bir ağ yapısıdır. Bu ağ yapısının çıkışları

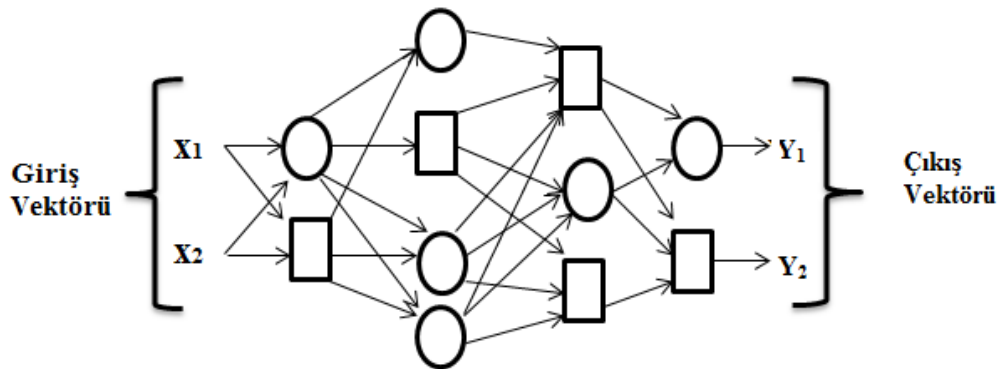
tamamı veya bir kısmı uyarlanabilir olan düğümlerin parametrelerine bağlıdır ve bu öğrenme kuralı bu parametrelerin önceden belirlenmiş hata ölçümünü nasıl en aza indirilebileceğini belirler.

Uyarlanabilir ağların temel öğrenme kuralı, 1970'lerde (Werbos 1974) Werbos tarafından önerilen eğim düşüşüne ve zincir kuralına dayanır. Buna rağmen yapay sinir ağları bu dönemde henüz yeni yeni araştırmaya başlandığından dolayı, Werbos'un ilk çalışması hak ettiği değeri alamamıştır. Daha sonraki çalışmaları ise, (Roger Jang 1991a) Werbos'un çalışmalarıyla ilgili formül üretmesine dayanmaktadır (Rumelhart *et al.* 1986).

Temel öğrenme kuralı, yavaşlığıyla adı çıkan ve kısmi minimumda takılıp kalmış eğim metoduna dayandığı için büyük oranda öğrenme sürecini hızlandıran hibrit (melez) öğrenme kuralı önerilmektedir. Hem grup öğrenme hem de bahsedilen hibrit (melez) öğrenme kurallı model öğrenme aşağıda tartışılmıştır.

3.7.1. Mimari ve temel öğrenme kuralı

Şekil 3.8'de gösterildiği gibi uyarlanabilir bir ağ, her bir düğümün bu düğüme ilişik parametreler kümesinin yanı sıra, gelen işaretler üzerine özel bir fonksiyon yürüten çok katmanlı bir ileri besleme ağıdır.



Şekil 3.8. Uyarlanabilir bir ağ (Roger Jang 1993)

Bu düğüm, fonksiyonlar için formüller düğümden düğüme değişebilir ve her bir düğüm fonksiyonun seçimi uyarlanabilir ağına yerine getirmesi gereken tüm giriş-çıkış fonksiyonuna dayanır. Uyarlanabilir ağıdaki bağlantıların yalnızca düğümler arasındaki işaretlerin yön akışını gösterdiğini, ağırlıkların bağlantılarla ilgili olmadığına dikkat edilmelidir. Farklı uyarlanabilir kabiliyetleri uyarlanabilir bir ağda göstermek için hem daire hem de kare düğümler kullanılabilir. Kare bir düğüm uyarlanabilir bir düğümü, daire bir düğüm ise sabit bir düğümü göstermektedir. Parametrik olarak her iki düğüm birbirinden farklı olup, uyarlanabilir bir ağına parametre kümesi her bir uyarlanabilir düğümün parametrelerinin kümesinin birliğidir. İstenilen giriş-çıkış haritasını elde etmek için bu parametreler aşağıda tanımlanan eğitim verisine ve eğitim tabanlı öğrenme yöntemine göre değerlendirilecektir.

Verilen uyarlanabilir bir ağına L adet katmana sahip olduğunu ve bu katmanlardan k. katmanının # (k) sayıda düğüme sahip olduğu varsayılırsa;

(k, i) düğüm fonksiyonu ile k. katmanının i. pozisyonunda olduğu ve düğüm fonksiyonunu (ya da çıkış düğümü) O_i^k 'nin temsil ettiği kabul edilmektedir.

Herhangi bir düğümün çıkışı bu düğüme gelen işaretlere ve parametreler kümesine bağlı olduğu için,

$$\vdots \quad O_i^k = O_i^k(O_1^{k-1}, \dots, O_{\#(k-1)}^{k-1}, a, b, c, \dots) \quad (3.24)$$

bu düğüme ilişkin a, b, c, parametreleri vardır (O_i^k 'yi hem düğüm çıkışı ve hem de düğüm fonksiyonu olarak kullanılmıştır).

Verilen eğitim veri kümesinin P girişlerine sahip olduğunu farz ederek, karesi alınmış hataların eğitim veri girişinin p. ($1 \leq p \leq P$) girişi için hata değeri (ya da enerji fonksiyonunu) tanımlanacak olursa:



$$E_p = \sum_{m=1}^{\#(L)} (T_{m,p} - O_{m,p})^2 \quad (3.25)$$

Burada $T_{m,p}$ p. hedef çıkış vektörünün m. bileşenidir ve $O_{m,p}^L$ p. giriş vektörünün sunumuyla üretilen asıl çıkış vektörünün m. bileşenidir. Böylece toplam hata değeri

$E = \sum_{p=1}^p E_p$ olarak bulunabilir.

E'nin parametre alanı üzerinde eğim düşüşünü sağlayan öğrenme yöntemini geliştirmek için, ilk olarak p. eğitim verisi ve her bir O.düğüm çıkışının $\partial E_p / \partial O$ hata oranını hesaplamak gereklidir. (L, i) ile gösterilen çıkış düğümünün hata oranı eşitlik 3.25'ten kolaylıkla hesaplanabilir.

$$\frac{\partial E_p}{\partial O_{ip}^L} = -2(T_{ip} - O_{ip}^L) \quad (3.26)$$

Zincir kuralının uygulanması ile (k, i) de iç düğümün hata oranı eşitlik 3.27'deki gibi elde edilebilir:

$$\frac{\partial E_p}{\partial O_{i,p}^k} = \sum_{m=1}^{\#(k+1)} \frac{\partial E_p}{\partial O_{m,p}^{k+1}} \frac{\partial O_{m,p}^{k+1}}{\partial O_{i,p}^k} \quad (3.27)$$

Burada $1 < k < L-1$ arasındadır. Yani, iç düğümün hata oranı bir sonraki katmandaki düğümlerin hata oranlarının lineer bir kombinasyonu olarak ifade edilebilir. Böylece bütün $1 < k < L$ ve $1 < i < \#(k)$ için $\partial E_p / \partial O_{i,p}^k$ değeri 3.26 ve 3.27'deki eşitlikler kullanarak bulunabilir.

Eğer α verilen uyarılanabilir ağırlığın bir parametresi ise;

$$\frac{\partial E_p}{\partial \alpha} = \sum_{O^* \in S} \left(\frac{\partial E_p}{\partial O^*} \frac{\partial O^*}{\partial \alpha} \right) \quad (3.28)$$

burada S , sonuçları α 'ya dayanan düğümler kümesi olarak elde edilmiştir. α bakımından E 'nin tüm hata oranının türevi eşitlik 3.29'daki gibi hesaplanır.

$$\frac{\partial E}{\partial \alpha} = \sum_{p=1}^p \frac{\partial E_p}{\partial \alpha} \quad (3.29)$$

Benzer şekilde α 'nın eş değer parametresi için güncellenmiş yeni ifadesi formül eşitlik 3.30'daki gibidir.

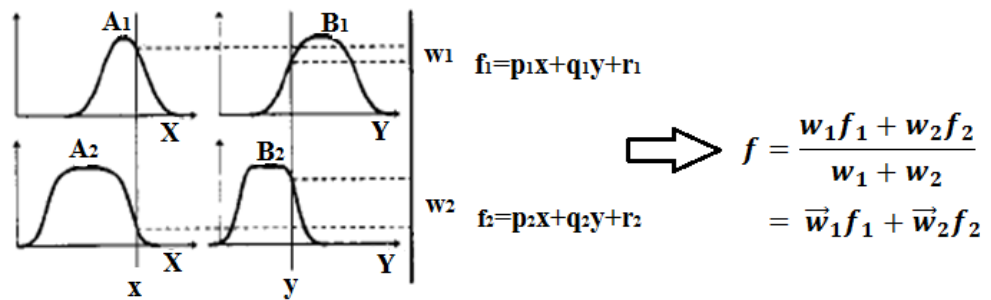
$$\Delta\alpha = -\eta \frac{\partial E}{\partial \alpha} \quad (3.30)$$

Eşitlik 3.31'de ifade edilen η öğrenme oranıdır.

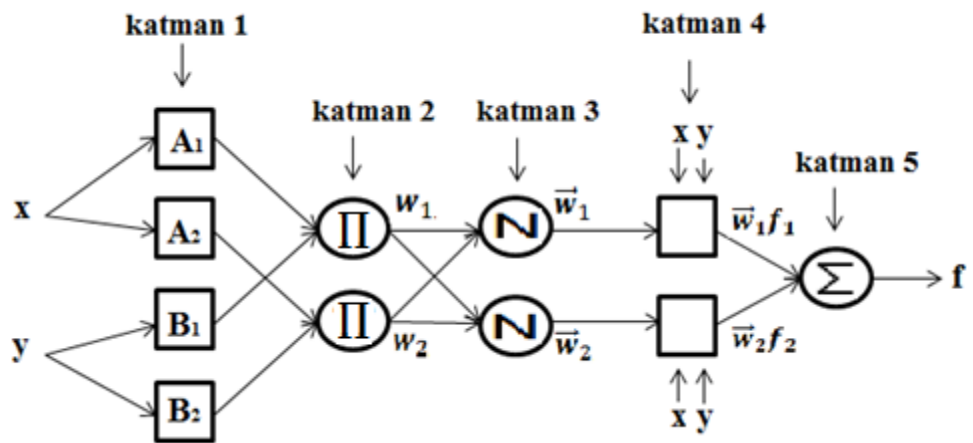
$$\eta = \frac{k}{\sqrt{\sum_{\alpha} \left(\frac{\partial E_p}{\partial \alpha}\right)^2}} \quad (3.31)$$

Burada k adım boyutu, parametre alanında her bir eğim geçişinin uzunluğudur. Genellikle yakınsaklık hızını çeşitlendirmek için k 'nın değeri değiştirilebilir.

Aslında uyarlanabilir ağlar için iki öğrenme paradigması vardır. Grup öğrenmeyle (kapalı öğrenme) α parametresi için mevcut eşitlik 3.29'a dayanır ve mevcut işlem yalnızca bütün eğitim veri kümesi sunulduktan sonra gerçekleştirilir.

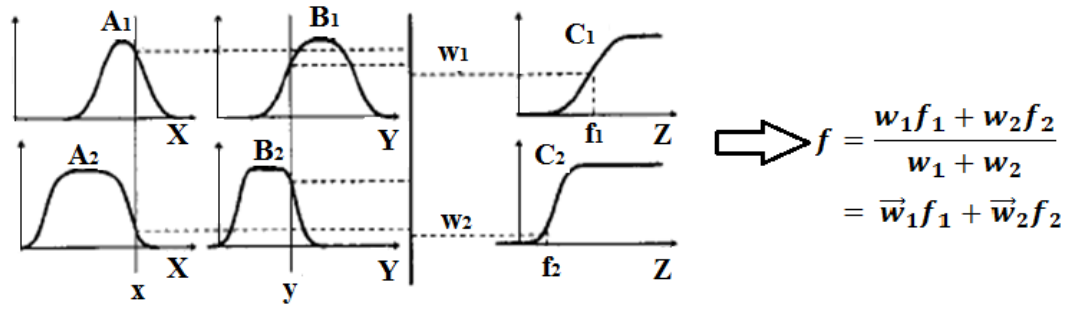


(a)

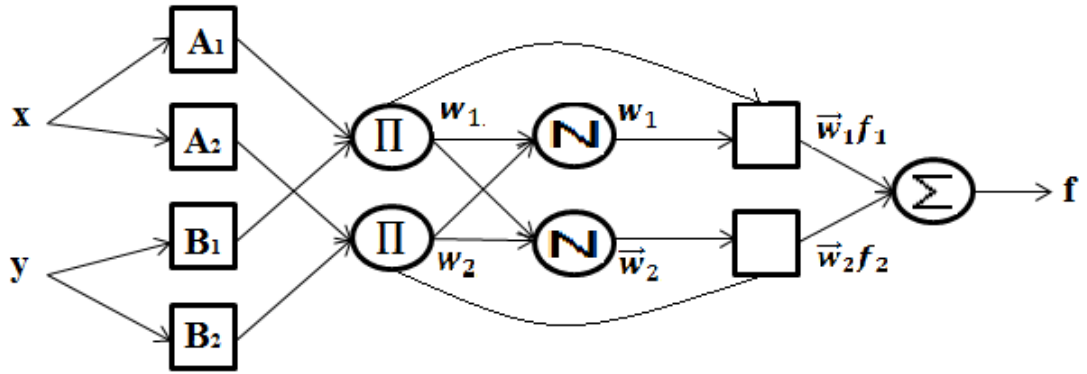


(b)

Şekil 3.9. a) Tip 3 bulanık mantık. **b)** Eş değeri ANFIS (Tip 3 ANFIS) (Roger Jang 1993)



(a)



(b)

Şekil 3.10. a) Tip 1 bulanık mantık. **b)** Eş değer ANFIS (Tip 1 ANFIS) (Roger Jang 1993)

Diğer taraftan, eğer her bir giriş çıkış çiftinin sunumundan sonra hemen parametrelerin güncellenmesi isteniyorsa güncelleme işlemi eşitlik 3.28'e dayalı olarak yapılır ve bu model öğrenme (ya da açık öğrenme) olarak bilinir. Aşağıda daha hızlı hibrit (melez) öğrenme kuralının çıkarımı yapılacak olup her iki öğrenmeye ait detaylar sırası ile verilecektir.

3.7.2. Hibrit (Melez) öğrenme kuralı: Grup (kapalı) öğrenme

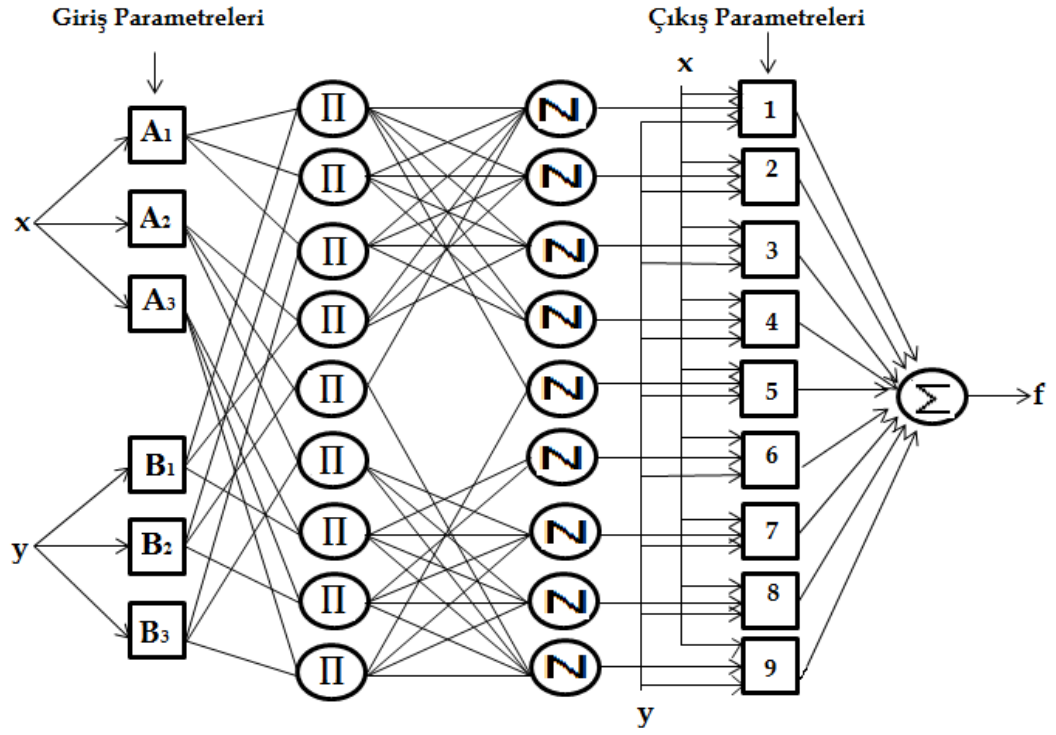
Uyarlanabilir bir ağdaki parametreleri tanımlamak için eğitim metoduna başvurulabilmesine rağmen genellikle bu metot yavaştır ve muhtemelen lokal

minimumda takılıp kalacaktır. Burada parametreleri tanımlamak için eğim metodu ile en küçük kareler tahmin yöntemini birleştiren hibrit (melez) öğrenme kuralının (Roger Jang 1991b) detayları anlatılacaktır.

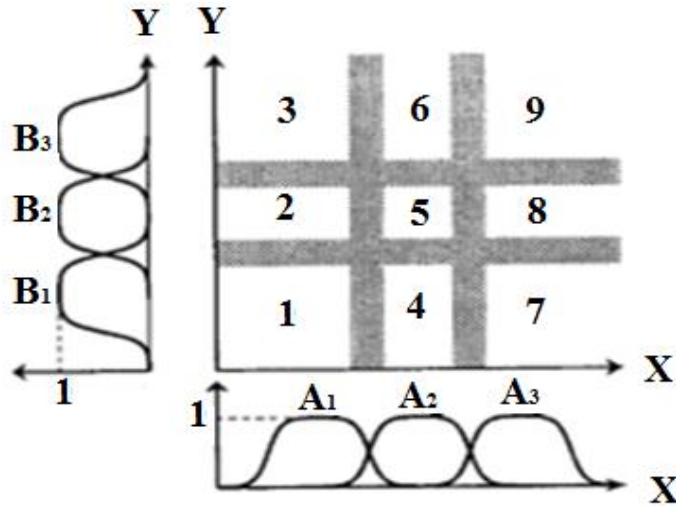
Yaklaşımları basitleştirmek amacı ile göz önüne alınan uyarlanabilir ağı sadece bir çıkışa sahip olduğu kabul edilmektedir.

$$\text{Çıkış} = F(\vec{I}, S) \quad (3.32)$$

burada $\vec{I}$ giriş değişken kümesini ve S de parametreler kümesini göstermektedir.



(a)



(b)

Şekil 3.11. a) 2 girişli 9 kurallı Tip 3 ANFIS b) Bulanık alt uzay kümeleri (Roger Jang 1993)

Eğer S 'nin bazı elemanları ile doğrusal ilişkisi olan $H \circ F$ biçiminde bir H fonksiyonu varsa bu elemanlar en küçük kareler metoduyla tanımlanabilir.

Daha açık bir ifadeyle, eğer parametre kümesi S iki kümeye ayrıştırılacak olursa:

$$S = S_1 \oplus S_2 \quad (3.33)$$

şeklinde yazılabilir.

Burada $\oplus$ doğrudan toplamı ifade eder. Öyle ki, $H \circ F$ S_2 'nin elemanlarıyla doğrusal bir ilişkiye sahipse ve eşitlik 3.32'ye H yapısı uygulanacak olursa;

$$H(\text{çıkış}) = H \circ F(I, S) \quad (3.34)$$

ifadesi elde edilir.

Bu ifadeye göre H (çıkış) değerleri de S_2 elemanları ile doğrusaldır. S_1 'in verilen elemanları cinsinden P eğitim verileri aşağıdaki matris formundaki eşitlikten çıkarılabilir.

$$AX = B \quad (3.35)$$

Burada X , S_2 'nin parametreleri içerisinde elemanları olan bilinmeyen bir vektördür. $|S_2|=M$ olarak kabul edilecek olursa, A 'nın, X 'in ve B 'nin boyutları sırasıyla $P \times M$, $M \times 1$ ve $P \times 1$ 'dir. Genellikle P (eğitim veri çiftleri sayısı), M (lineer parametrelerin sayısı) den daha büyük olduğu için bu artık çözümü bilinen bir problemidir ve genellikle eşitlik 3.35'de tam bir çözümü yoktur. Bunun yerine, X , X^* 'in en küçük kareler tahmini, karesel hata ifadesi olan $\|AX-B\|^2$ en küçük değere indirecek olan çözüm ifadesi kullanılır. Bu lineer regresyon, uyarlanabilir filtre ve işaret işlemeye temel oluşturan standart bir problemidir. X^* için en iyi bilinen eşitlik X in sahte-ters eşitliğine dayalı aşağıdaki ifadesi kullanılır:

$$X^* = (A^T A)^{-1} A^T B \quad (3.36)$$

Burada A^T , A 'nın devriğidir. Eğer A^T , A tekil değilse $(A^T A)^{-1} A^T$ A 'nın sahte-tersidir. Eşitlik 3.36'da formül kısa görünmesine rağmen, matris tersi işlemleri sebebiyle hesaplama ağırdır ve bu yüzden eğer $A^T A$ tekil olmasına karşın kötü tanımlanmış bir hal alabilir. Sonuç olarak X 'in en küçük kareler tahminini hesaplamak için bir dizi formül tanımlanabilir. LSE (En Küçük Karesel Hata)'nin bu ardışıl metodu daha etkindir ve karakteristik değişimler gösteren sistemler için çevrimiçi versiyonda kolayca uyarlanabilir şekildedir. Özellikle eşitlik 3.35'de tanımlanan A matrisinin i . sıra vektörü a_i^T olursa ve B 'nin i . elemanı b_i^T olursa, X literatüründe uygun biçimde uyarlanan ardışık eşitlikler kullanılarak hesaplanabilir (Astrom and Wittenmark 1984; Goodwin and Sin 1984; Ljung 1987; Strobach 1990):

$$X_{i+1} = X_i + S_{i+1} + a_{i+1}(b_{i+1}^T - a_{i+1}^T X_i)$$

$$S_{i+1} = S_i - \frac{S_i a_{i+1} a_{i+1}^T S_i}{1 + a_{i+1}^T S_i a_{i+1}}, \quad i = 0, 1, \dots, P-1 \quad (3.37)$$

Burada S_i kovaryans matrisi olarak adlandırılan ve X 'in en küçük kareler tahmini X_p 'ye eşit bir değerdedir. Eşitlik 3.37'nin başlangıç değeri tanımlaması ilk durumlarda $X_0 = 0$ ve $S_0 = \gamma I$ olarak alınabilir. Burada γ pozitif büyük bir sayıdır ve I , $M \times M$ boyutunda birim matristir. Çok çıkışlı uyarlanabilir ağlarla ilgili eşitlik 3.32'deki çıkış bir basamak vektördür.

Uyarlanabilir bir ağda parametreleri güncellemek için eğim metodunu ve en küçük kareler tahmin metodu birleştirebilir. Bu hibrit (melez) öğrenme algoritması olarak adlandırılır ve bu algoritma sürecinin her bir devresi ileri ve geri yönlü ilerlemeden oluşmuştur. Eşitlik 3.35'deki A ve B matrisleri elde edilinceye kadar her bir çıkış düğümü giriş verisi ve fonksiyonel işaret ile ileri yönlü olarak hesaplanır. Burada S_2 'deki parametreler ardışıl en küçük kareler yöntemiyle eşitlik 3.37'den elde edilir. Hata ölçüm değeri hesaplanıncaya kadar fonksiyonel işaretler ileri yönlü olarak çalıştırılmaya devam edilir. Geri yönlü ilerlemede ise hata oranları çıkıştaki son

katmandan girişteki son katmana doğru geri yönlü olarak ilerler ve S_1 'in parametreleri eşitlik 3.30'daki eğim metoduyla güncellenir.

S_1 'de verilen sabit parametre değerleri için S_2 'de bulunan parametrelerin karesi alınmış hata oranı ölçümü seçimi nedeniyle S_2 'deki parametre alanında genel ideal noktada olması garanti edilmiştir. Bu hibrit (melez) öğrenme kuralı yalnızca araştırma alanı boyutunu azaltmakla kalmaz aynı zamanda genellikle yakınsama zamanını da oldukça düşürür. Sigma biçimli aktivasyon fonksiyonu ile tek katmanlı geri yayımlı yapay sinir ağı göz önüne alınsın. Eğer bu yapay sinir ağı p tane çıkış birimine sahip ise eşitlik 3.32'deki çıkış bir sütun vektör olacaktır. $H(.)$ ters sigma fonksiyonu olacak olursa eşitlik 3.34'de H (çıkış)'ın her bir elemanının doğrusal bir şekli haline gelir. Burada $H(.)$ çıkış ikinci katmanın parametrelerinin lineer bir kombinasyonudur.

S_1 = Ağırlıklar ve gizli katman eşiği

S_2 = Ağırlıklar ve çıkış katman eşiği

Böylece gizli katmanda parametreleri ayarlamak için geri yayımlı öğrenme kuralı uygulayabilir ve çıkış katmanındaki parametreler en küçük kareler metoduyla belirlenebilir. Unutmamak gerekir ki, $H(.)$ ile dönüştürülen verilere en küçük kareler yöntemi uygulandığından elde edilen parametreler orijinal olan şekline göre karesel hata hesaplanmasından dolayı en optimal değerdedir. Bu öğrenme yapısı değişken karakteristikli sistemler için açık çevrim parametre tanımlamada hayati öneme sahiptir.

3.7.3. Hibrit (melez) öğrenme kuralı: Model (çevrimiçi) öğrenme

Her bir verinin sunumundan sonra eğer parametreler güncellenirse, model öğrenme ya da çevrimiçi öğrenme yapısı elde edilir. Bu öğrenme örneği değişen durumlarla birlikte sistemler için çevrimiçi parametre tanımında önemlidir. Grup öğrenme kuralını çevrimiçi hale getirmek için, eşitlik 3.28'de olduğu gibi E yerine eğim düşüşünün E_p 'ye dayanması gerekir. E 'yi azaltmak için eğim araştırma süreci geçerli olmamakla beraber eğer öğrenme oranı düşük ise yaklaşık olarak 1'e eşit olacaktır.

Zamanla değişken karakteristiğe sahip hale gelen veriler dikkate alındığında ardışıl en küçük kareler ifadesinin eski veri çiftleri üzerinde uygulanarak yeni veri çiftlerinin elde edilmesi için bir zaman gecikmesine ihtiyaç vardır. Bu konu literatürde uyarlanabilir kontrol veya sistem tanımada çokça çalışılmış olup çok sayıda çözüm mevcuttur (Goodwin and Sin 1984). Karesel hata ölçümünü formül etmek basit yöntemlerden biridir, bu yöntem daha güncel veri çiftlerine daha yüksek ağırlık vektörü vererek ağırlıklaştırır. Burada λ , 0 ile 1 arasında olan unutma faktörü olmak üzere;

$$X_{i+1} = X_i + S_{i+1} + a_{i+1}(b_{i+1}^T - a_{i+1}^T X_i)$$

$$S_{i+1} = \frac{1}{\lambda} \left[S_i - \frac{S_i a_{i+1} a_{i+1}^T S_i}{\lambda + a_{i+1}^T S_i a_{i+1}} \right] \quad (3.38)$$

şeklinde tanımlanır.

λ ne kadar küçük olursa önceki veriyi azaltma etkisi de daha hızlı olacaktır. Fakat bazen küçük λ sayısal olarak kararsızlığa sebep olduğundan çok küçük değerlerin seçilmesinden kaçınılmalıdır.

3.8. ANFIS: Uyarlanabilir Ağ Tabanlı Bulanık Çıkarım Sistemi

Uyarlanabilir ağların mimari ve öğrenme kuralları bir önceki bölümde tanımlanmıştır. Uyarlanabilir ağda parçalı türev alınabilme şartı hariç hiçbir kısıtlama yoktur. Yapısal olarak ağ düzeninin tek sınırlaması ileri yönlü bildirim biçiminde olması gerektiğidir. Bu asgari kısıtlamalar nedeniyle uyarlanabilir ağ çok çeşitli alanlarda uygulanmıştır. Bu bölümde, bulanık çıkarım sistemine fonksiyonel olarak eşit olan uyarlanabilir bir ağ sınıfı önerilmektedir. Önerilen mimari uyarlanabilir ağ tabanlı bulanık çıkarım sistemine dayanan ANFIS olarak kısaltılmıştır.

Hibrit (Melez) öğrenme kuralını uygulamak için parametreler kümesini nasıl dağıtılacağı açıklanmıştır. Basitleştirilmiş ANFIS'in bir çeşidi olan merkezci (radyal)

taban fonksiyonlu ağa ve basitleştirilmiş bulanık eğer ise kurallarıyla ANFIS'e Stone-Weierstrass teoreminin nasıl uygulanacağı ilerleyen bölümlerde gösterilecektir.

3.8.1. ANFIS mimari

Bulanık çıkarım sisteminin x ve y girişlerine ve z çıkışına sahip olduğunu, kural tabanının, Takagi and Sugeno (1983) şeklindeki iki adet bulanık eğer ise kuralını içerdiği kabul edilmektedir.

Kural 1= Eğer x A_1 ise ve y B_1 ise $f_1 = p_1x + q_1y + r_1$ olur.

Kural 2= Eğer x A_2 ise ve y B_2 ise $f_2 = p_2x + q_2y + r_2$ olur.

Bu yapı için tip 3 bulanık tüme varım şekil 3.9.a'da ve ilgili ANFIS mimari eş değeri de şekil 3.9.b'de gösterilmiştir.

Aynı katmandaki düğüm fonksiyonları aşağıda tanımlandığı gibi aynı fonksiyon grubundadır.

Katman 1: Bu katmandaki her bir i düğümü kare (uyarlanabilir) bir düğüm fonksiyonudur ve fonksiyonel yapısı eşitlik 3.39'daki gibi tanımlanır.

$$O_i^1 = \mu_{A_i}(x) \quad (3.39)$$

burada x , i düğümüne giriş ve A_i ise bu düğüm fonksiyonla bağlantılı sözel etikettir (küçük, büyük, vb.). Başka bir deyişle, O_i^1 A_i 'nin üyelik fonksiyonudur ve verilen bir x için A_i niceleyicisindeki derecesini belirler. Genellikle $\mu_{A_i}(x)$ eşitlik 3.40 ve 3.41'de verildiği gibi, maksimumu 1 minimumu 0'a eşit olan çan biçimli fonksiyon olarak seçilir. Öyle ki;

$$\mu_{Ai}(x) = \frac{1}{1 + \left[\left(\frac{V_d}{(1-D)} \right)^2 \right] b_i} \quad (3.40)$$

$$\mu_{Ai}(x) = \exp \left\{ - \left(\frac{x - c_i}{a_i} \right)^2 \right\} \quad (3.41)$$

burada $\{a_i, b_i, c_i\}$ parametre kümesidir. Bu parametrelerin değerleri değiştiğinden dolayı, buna bağlı olarak çan biçimli fonksiyonlarda A_i sözel etiket çeşitli üye fonksiyon biçimleri sergileyerek değişir. Aslında ikizkenar yamuk ya da üçgen biçimli üye fonksiyonlarda yaygın bir şekilde kullanıldığı gibi herhangi bir sürekli türeve sahip fonksiyonlar da bu katmanda düğüm fonksiyonları olarak kullanılabilecek fonksiyonlardandır. Bu katmanda parametreler öncül (premise) parametreler olarak isimlendirilir.

Katman 2: Bu katmandaki her bir düğüm gelen işaretleri çarparak, dışarıya çarpım sonucunu gönderen Π ile etiketlenmiş çember (sabit) şeklindeki düğümlerdir. Bu katmanın fonksiyonu eşitlik 3.42'deki gibidir. Örneğin;

$$\omega_i = \mu_{A_i}(x) \times \mu_{B_i}(y), \quad i = 1, 2 \quad (3.42)$$

Her bir çıkış düğümü kuralın tetiklenme gücünü temsil eder.

Katman 3: Bu katmandaki her bir i . düğüm, i . kuralın tetikleme gücünün tüm kuralların tetikleme güçleri toplamına olan oranı hesaplar. Bu katmanın çıkışı normalleştirilmiş tetikleme gücü olarak isimlendirilir ve eşitlik 3.43'deki gibi tanıma sahiptir.

$$\overline{\omega}_i = \frac{\omega_i}{\omega_1 + \omega_2}, \quad i = 1, 2. \quad (3.43)$$

Katman 4: Bu katmandaki her bir i düğümü kare (uyarlanabilir) düğümdür ve eşitlik 3.44'deki düğüm fonksiyonu ile tanımlanır.

$$O_i^4 = \overline{\omega_i} f_i = \overline{\omega_i} (p_i x + q_i y + r_i) \quad (3.44)$$

burada $\overline{\omega_i}$ katman 3'ün çıkışıdır ve $\{p_i, q_i, r_i\}$ parametre kümesidir. Bu katmandaki parametreler sonuç parametreleri olarak ifade edilecektir.

Katman 5: Bu katman tüm gelen işaretlerin toplamından sonuç çıkışı hesaplayan Σ etiketli bir çember (sabit) düğümdür.

$$O_i^5 = \text{toplam çıkış} = \sum_i \overline{\omega_i} f_i = \frac{\sum_i \omega_i f_i}{\sum_i \omega_i} \quad (3.45)$$

Her bir kural çıkışı, çıkış üyelik fonksiyonu ve tetikleme gücüyle ifade edilen Tip 1 ANFIS Şekil 3.10'da gösterilmiştir.

Şekil 3.11'de 9 kurallı 2 girişli tip 3 ANFIS yapısı gösterilmektedir. Her bir giriş 3 üyelik fonksiyonu ile ifade edilerek giriş uzayı ‘‘Eğer-İse’’ kuralıyla kontrol edilen 9 bulanık alt uzaya ayrılmıştır. Kuralın sonuç bölümü bu bulanık alt uzayla çıkışı belirlerken, giriş bölümü bulanık alt uzayı tanımlar.

3.8.2. Hibrit (Melez) öğrenme algoritması

Önerilen Tip 3 ANFIS mimarisinden, sonuç parametrelerinin lineer kombinasyonu olarak ifade edilebilen toplam çıkış, giriş parametrelerinin değerleri olarak hesaplanabilir. $(p_1, q_1, r_1, p_2, q_2 \text{ ve } r_2)$ sonuç parametreleri ile lineer ilişkiye sahip Şekil 3.9'daki F çıkışı yeniden yazılacak olursa;

$$\begin{aligned} f &= \frac{\omega_1}{\omega_1 + \omega_2} f_1 + \frac{\omega_2}{\omega_1 + \omega_2} f_2 \\ &= \overline{\omega_1} f_1 + \overline{\omega_2} f_2 \end{aligned}$$

$$= (\overline{\omega_1}x)p_1 + (\overline{\omega_1}y)q_1 + (\overline{\omega_1})r_1 + (\overline{\omega_2}x)p_2 + (\overline{\omega_2}y)q_2 + (\overline{\omega_2})r_2 \quad (3.46)$$

eşitliği elde edilir.

Eşitlik 3.33'de $H(.)$ ve $F(.,.)$ sırasıyla bulanık çıkarım sisteminin fonksiyonu ve bir özdeş fonksiyondur. Böylece, bir önceki bölümde geliştirilen hibrit(melez) öğrenme algoritması bu bölümde doğrudan uygulanabilir. Daha belirgin olarak hibrit(melez) öğrenme algoritmasının ileri geçişinde fonksiyonel işaretler 4 katman kadar ilerler ve sonuç parametreleri en küçük kareler tahminiyle belirlenir. Geriye doğru yayılım ise hata oranları geriye doğru yayılır ve giriş parametreler eğim düşüşüyle güncellenir. Şekil 3.6 her bir geçişteki hareketleri özetler.

Önceden bahsedildiği gibi giriş parametrelerin sabit tutulduğu durumda belirlenen sonuç parametreleri ideal noktadadır. Benzer şekilde hibrit (melez) yaklaşım, dik eğim düşüşünden çok daha hızlıdır ve eşitlik 3.33'deki parametre kümesinin yapılandırılmasında faydalıdır.

Şekil 3.12'de görüldüğü gibi eğer her bir kuralın sonuç bölümündeki üyelik fonksiyonu 2 sonuç parametrelili parçalı lineer tahminiyle yer değiştirilirse Tip 1 ANFIS elde edilir. Bu durumda, sonuç parametreleri doğrudan kullanılabilen hibrit (melez) öğrenme kuralını ve S_2 kümesini oluşturur.

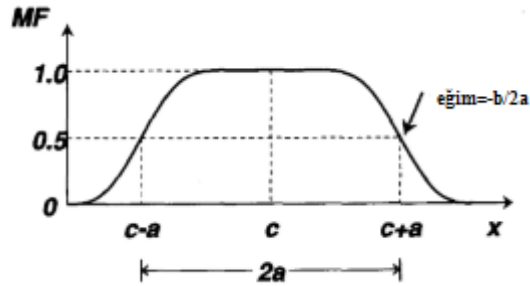


Şekil 3.12. Tip 1 ANFIS in son bölümünde üyelik fonksiyonlarının parçalı lineer tahmini (Roger Jang 1993)

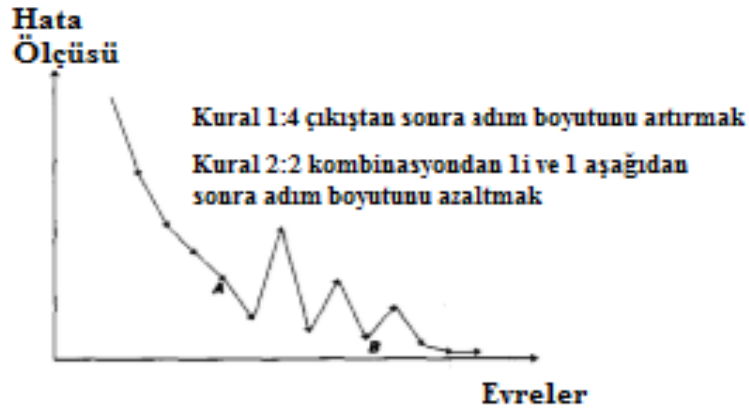
Hesaplama karmaşıklığı açısından en küçük kareler tahmini, eğim düşüşününkinden

daha karmaşıktır. Parametreleri güncellemek için 4 metot vardır ve bunlar aşağıda hesaplama karmaşıklıklarına göre sıralanmışlardır:

1. Sadece eğim düşüm yöntemi: Bütün parametreler eğim düşüşüyle güncellenir.
2. Eğim düşüşü ve tek geçişli en küçük kareler tahmini: En küçük kareler tahmini yalnızca sonuç parametrelerinin ilk değerlerini elde etmek için uygulanmaktadır ve sonrasında eğim düşüşü bütün parametreleri güncellemek için uygulanır.



Şekil 3.13. Çan üyelik fonksiyonu içinde parametrelerin fiziksel anlamları $\mu_A(x) = 1 / (1 + [(x-c/a)^2]^b)$. x (Roger Jang 1993)



Şekil 3.14. Adım boyutu k'nın güncellenmesi için iki sezgisel kural (Roger Jang 1993)

- 3) Eğim düşüşü ve en küçük kareler tahmini: Bu hibrit(melez) öğrenme kuralı olarak önerilmektedir.

4) Ardışıl en küçük kareler tahmini (Yaklaşık LSE): Tüm parametreleri güncellemek için genişletilmiş Kalman filtre algoritması ve giriş parametreleri kullanılarak doğrusallaştırılmış ANFIS'ten ibarettir. Bu yöntem yapay sinir ağları literatüründe genişçe anlatılmıştır (Singhal and Wu 1989; Sbar and Palmieri 1990; Shah *et al.* 1992).

Yukarıdaki metodların seçimi hesaplama karmaşıklığı ve sonuç performansı arasındaki karşılaştırmaya bağlı olarak yapılmaktadır. (Smith and Comer 1991) de değinildiği gibi sonuç parametreleri Widrow-Hoff LMS algoritması (Widrow and Steams 1985) yoluyla güncellenebilir. Widrow-Hoff algoritması daha az hesaplama gerektirir ve paralel donanım uygulamaları için daha uygundur. Fakat en küçük kareler tahminiyle kıyaslandığında nispeten daha yavaş sonuca ulaşır. Eğer mevcut giriş çıkış veri kümesinin boyutu yeterince büyükse üyelik fonksiyonlarının ince ayarı mümkün olabilir.

Çünkü insan merkezli üyelik fonksiyonları kişiden kişiye ve zamandan zamana farklılıklara maruz kalıp değişebilir. Bu yüzden istenilen çıkışları yeniden üretme açısından nadiren ideal sonuçlar elde edilir. Buna rağmen eğer veri çok küçük ise muhtemelen göz önüne alınan durum için yeterince sistem bilgisi içermez. Bu durumda insan merkezli üyelik fonksiyonları uzman kişilerin tecrübelerinden elde edilen önemli bilgiyi temsil eder ve o veri kümesinde ifade edilmeyebilir. Bu yüzden üyelik fonksiyonları öğrenme süreci boyunca sabit tutulmalıdır. Eğer üyelik fonksiyonları sabitlenirse ve sadece sonuç bölümü ayarlanmışsa, ANFIS fonksiyonel bağlantı ağı olarak gözlemlenebilir (Klassen and Pao 1988; Pao 1989).

İnsan bilgisinin avantajlarını alan bu geliştirilmiş sunum fonksiyonel genişlemeden ve tensor modellerden çok daha anlaşılır bir hal alır. Üyelik fonksiyonlarının ince ayarıyla bu geliştirilmiş sunum uyarlanabilir yapıya dönüştürülür.

Giriş ve sonuç parametrelerinin güncelleme formülleri hibrit (melez) öğrenme kuralı ile ilişkisizlendirildiğinden düşüm metodunun başka versiyonlarının kullanılmasıyla, örneğin eşlenik eğitim düşümü gibi ikinci derece geri yayılım (Parker 1987), hızlı

yayılma (Fahlman 1988), doğrusal olmayan optimizasyon (Watrous 1991) ve diğerleri gibi, öğrenme daha da hızlanır.

3.8.3. Basitleştirilmiş bulanık “Eğer-İse” kurallarıyla bulanık çıkarım sistemleri

Şekil 3.7’de olduğu gibi daha önceden tanıtılan öğrenme mekanizmaları literatürde yaygın kullanılmasına rağmen, bunların her birisi farklı dezavantajlara sahiptir. Şekil 3.7 ve 3.10’da verilen Tip 1 tümevarım yönteminde olduğu gibi sonuç bölümündeki üyelik fonksiyonları üyelik fonksiyonu çan biçimli olan “normal” gibi dilbilimsel terimlerle uyumlu olmayan tekdüze fonksiyonlarla sınırlıdır.

Şekil 3.7’de görüldüğü gibi Tip 2 mantık için durulaştırma işlemi zaman alıcıdır ve parametrelerin sistematik ince ayarı kolay değildir. Şekil 3.7 ve 3.9’da görüldüğü gibi Tip 3 mantık için giriş değişkenlerinin bulanık olmayan fonksiyonunun sonuç bölümüne herhangi bir uygun dilbilimsel terimler atamak oldukça zordur. Bu dezavantajları ortadan kaldırmak için basitleştirilmiş bulanık Eğer-İse kuralları aşağıdaki biçimde verilebilir:

Eğer x büyük ise ve y küçük ise, z d ’dir

Burada d sabit bir değerdir. z çıkışı sabit bir değerle tanımlanması nedeniyle (ya da eşitiyle, bir sistem fonksiyonu), basitleştirilmiş bulanık Eğer-İse kurallarının bu sınıfı mantık mekanizmalarının bu 3 türüne de uygulanabilir. Daha belirgin olarak bu basitleştirilmiş bulanık eğer ise kuralının sonuç bölümü sırasıyla Tip 1 de ($z=d$ ’de merkezleşmiş) adım fonksiyonuyla, Tip 2’de ($z=d$ ’de) tekil üyelik fonksiyonuyla ve Tip 3’de sabit çıkış fonksiyonuyla gösterilebilir. Böylece 3 mantık mekanizması bu basitleştirilmiş bulanık Eğer-İse kuralları altında birleştirilmiştir. Ayrıca bu basitleştirilmiş bulanık Eğer-İse kuralıyla belirli durumlarda bulanık çıkarım sisteminin sonucu karmaşık bir kümede eşleşmek için sınırsız tahmin gücüne sahiptir. Stone - Weierstrass teoremi (Royden 1968; Kantorovich and Akilov 1982) açıklayıcı bir şekilde aşağıda sunulmuştur.

D alanı N boyutlarında karmaşık bir uzay olsun ve F D üzerinde gerçekteğerli sürekli fonksiyonlar kümesi olsun. Bu durumda aşağıdaki kriterleri sağlar.

1. Birim fonksiyon: $f(x) = 1$ sabiti F içindedir.
2. Ayrılabilirlik: D 'de herhangi $x_1 \neq x_2$ şeklindeki 2 nokta için, $f(x_1) \neq f(x_2)$ şartını sağlayan F 'de tanımlı bir f vardır.
3. Cebirsel yakınsaklık: Eğer f ve g , F 'de herhangi iki fonksiyon ise fg ve $af+bg$ herhangi gerçekteğer a ve b sayısı için F 'de tanımlıdır.

Öyleyse, $F \subset C(D)$ gerçekteğerli sürekli fonksiyonlar kümesi D üzerinde yoğundur. Bir başka deyişle, herhangi bir $\epsilon > 0$ ve $C(D)$ de herhangi bir g fonksiyonu için $x \in D$ olan tüm x değerlerine karşılık $|g(x)-f(x)| < \epsilon$ gibi F 'de bir f fonksiyonu vardır.

Bulanık çıkarım sistemlerinin uygulanmasında çalıştığımız alan hemen hemen daima kapalı ve sınırlı olduğundan karmaşıktır. 1. ve 2. kriterler için, onları sağlayacak basitleştirilmiş bulanık çıkarım sistemleri bulmak gereksizdir. Bu durumda yapılması gereken toplamsallık ve çarpımsallık şartları altında cebirsel yakınsaklığı incelemektir. Her biri 2 kurala sahip S ve $\tilde{S}$ gibi 2 bulanık çıkarım sistemine sahip olunması durumu için her bir sistemin çıkışı aşağıdaki şekilde ifade edilebilir;

$$S: z = \frac{\omega_1 f_1 + \omega_2 f_2}{\omega_1 + \omega_2} \quad (3.47)$$

$$\tilde{S} : \tilde{z} = \frac{\tilde{\omega}_1 \tilde{f}_1 + \tilde{\omega}_2 \tilde{f}_2}{\tilde{\omega}_1 + \tilde{\omega}_2} \quad (3.48)$$

Burada f_1 , f_2 , $\tilde{f}_1$ ve $\tilde{f}_2$ her bir kuralın sabit çıkışlarıdır. Öyleyse $az+b\tilde{z}$ ve $z\tilde{z}$ aşağıdaki gibi hesaplanabilir:

$$az + b\tilde{z} = a \frac{\omega_1 f_1 + \omega_2 f_2}{\omega_1 + \omega_2} + b \frac{\tilde{\omega}_1 \tilde{f}_1 + \tilde{\omega}_2 \tilde{f}_2}{\tilde{\omega}_1 + \tilde{\omega}_2}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{\omega_1 \tilde{\omega}_1 (af_1 + b\tilde{f}_1) + \omega_1 \tilde{\omega}_2 (af_1 + b\tilde{f}_2)}{\omega_1 \tilde{\omega}_1 + \omega_1 \tilde{\omega}_2 + \omega_2 \tilde{\omega}_1 + \omega_2 \tilde{\omega}_2} + \frac{\omega_2 \tilde{\omega}_1 (af_2 + b\tilde{f}_1) + \omega_2 \tilde{\omega}_2 (af_2 + b\tilde{f}_2)}{\omega_1 \tilde{\omega}_1 + \omega_1 \tilde{\omega}_2 + \omega_2 \tilde{\omega}_1 + \omega_2 \tilde{\omega}_2} \\
z\tilde{z} &= \frac{\omega_1 \tilde{\omega}_1 f_1 \tilde{f}_1 + \omega_2 \tilde{\omega}_2 f_1 \tilde{f}_2 + \omega_2 \tilde{\omega}_1 f_2 \tilde{f}_1 + \omega_2 \tilde{\omega}_2 f_2 \tilde{f}_2}{\omega_1 \tilde{\omega}_1 + \omega_1 \tilde{\omega}_2 + \omega_2 \tilde{\omega}_1 + \omega_2 \tilde{\omega}_2} \quad (3.49)
\end{aligned}$$

bunlar eşitlik 3.47 ve 3.48'deki yapının aynılarıdır.

Eğer çarpmadaki üyelik fonksiyonları sınıfı sabit ise $az+b\tilde{z}$ ve $z\tilde{z}$ 'yi hesaplayan ANFIS mimariler S ve $\tilde{S}$ 'in olduğu aynı sınıftadır. Bu ifade üyelik fonksiyonları, çan biçimli fonksiyonlar kümesi halinde olması durumunda genel hatlarıyla doğrudur. Çünkü iki çan biçimli fonksiyonun çarpılması hemen hemen daima çan şeklindedir. Bu kriteri doğrulayan bir diğer tanımlanmış üyelik fonksiyonu sınıfı ise eşitlik 3.50'de verilen skalalandırılmış Gauss tipli üyelik fonksiyonudur ve Wang (Wang 1992; Wang and Mendel 1992) tarafından literatüre sunulmuştur.

$$\mu_{Ai}(x) = a_i \exp\left[-\left(\frac{x-c_i}{a_i}\right)^2\right] \quad (3.50)$$

Böylece uygun bir üyelik fonksiyonu sınıfı seçerek basitleştirilmiş bulanık eğer ise kurallı ANFIS'in Stone-Weierstrass teoremini doğruladığı sonucuna varabilir. Sonuç olarak herhangi verilen bir $\epsilon > 0$ ve gerçek değerli fonksiyon g için bütün $\vec{x}$ değerlerinde $|g(\vec{x}) - S(\vec{x})| < \epsilon$ olan bir S bulanık çıkarım sistemi vardır. Üstelik basitleştirilmiş ANFIS Şekil 3.7'de ki 3 farklı tip ANFIS'in uygun bir alt kümesi olduğu için verilen herhangi bir veri kümesini eşleştirmek için bu üç tipteki ANFIS'lerin hepsinin sınırsız tahmin gücüne sahip olduğu sonucu çıkarılabilir.

Basitleştirilmiş ANFIS mimarisinin bir diğer ilginç yönü ise aralıklı temel fonksiyon ağına fonksiyonel olarak eşdeğer olmasıdır. Gauss tipli üyelik fonksiyonu basitleştirilmiş ANFIS'de kullanıldığında, bu fonksiyonel eşdeğerlik kurulur. Konuya ait detay bilgi (Roger Jang and Sun 1993)'de bulunabilir. Bu fonksiyonel eşdeğerlik ANFIS ve RBFN'nin daha iyi anlaşılmasını ve doğrudan literatürdeki yeniliklere her

ikisinin de uygulanmasını sağlar. Örneğin; ANFIS'in hibrit(melez) öğrenme kuralı doğrudan RBFN'ye uygulanabilir. Kümeleme ön işlemi (Moody and Darken 1988), (Moody and Darken 1989) dikey en küçük kareler öğrenme yöntemi (Cben *et al.* 1991), genelleme özellikleri (Botros and Atkeson 1991), ardışıl uyarlama (Kadirkamanathan *et al.* 1991), diğerleri (Jones *et al.* 1990; Musavi *et al.* 1992) gibi RBFN parametrelerini tanımlamak için kullanılan yaklaşımlar ANFIS'e de uygulanabilir tekniklerdir.

Bu tez çalışmasında ANFIS mimarisi, PowerLED'leri sürmek için kullanılan ve Alonso *et al.* (2012) tarafından önerilmiş olan IDBB sürücü düzeneğini denetlemek ve/veya tahmin etmek için kullanılacaktır. Kullanılan ANFIS mimarisinin detayları Bölüm 4.3'te verilmiştir.

4. ARAŞTIRMA BULGULARI

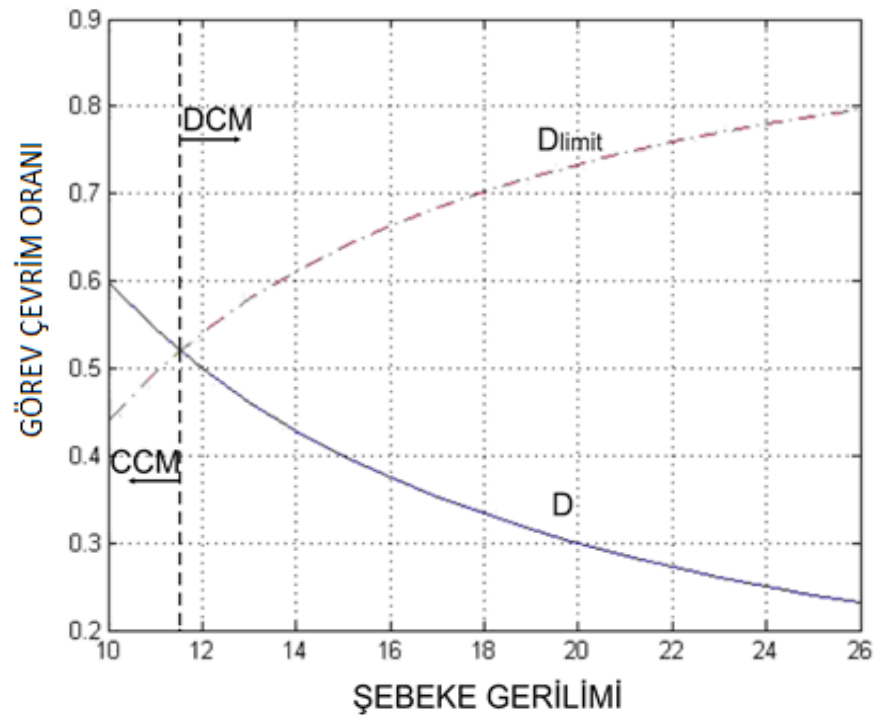
4.1. Giriş

Önceki bölümlerde verilen bilgiler ışığında tasarlanmış olan devrenin ilk önce MATLAB ortamında simülasyonu yapılmış olup, bu kısımda LED yükü üzerinden geçen akım (I_{LED}) 350 mA, çıkış gücü 7W, yükün (LED'in) model parametreleri $V_\gamma=17$ V ve $R_\gamma=8,7 \Omega$, yükün düşük güçlü eşdeğer direnci $R=57 \Omega$, anahtarlama frekansı 5 kHz, şebeke gerilimi 12 V ve şebeke frekansı, f_L , 50 Hz olarak alınmıştır. Eşitlik (3.10) kullanılarak ve görev çevrim oranı %50 alınarak $L_I=257 \mu H$ olarak hesaplanmıştır.

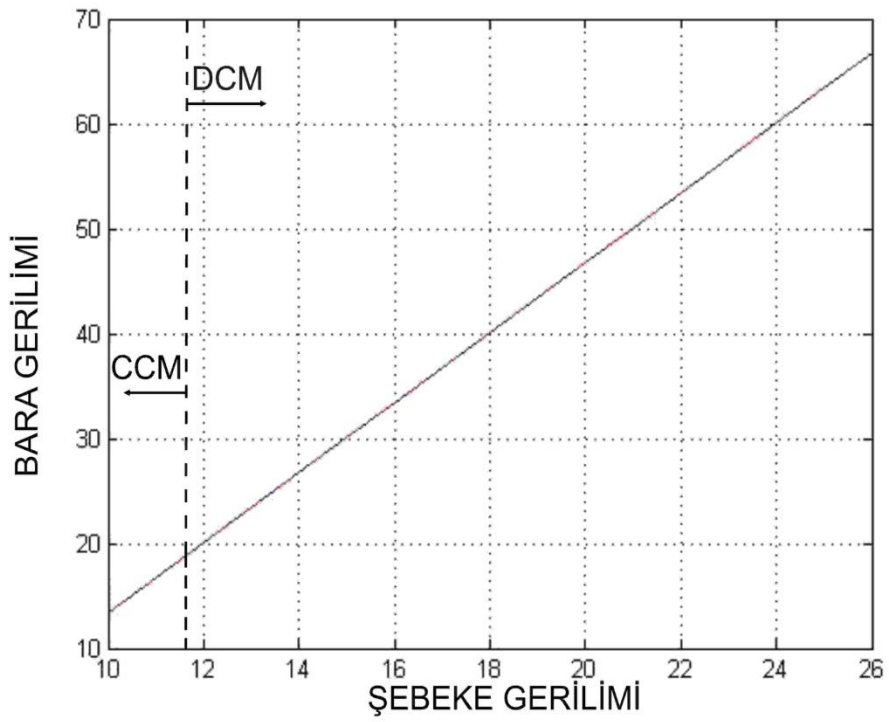
Şebeke için verilen gerekli görev çevrim oranı eşitlik (3.5)'de kullanılarak çıkış gerilimi elde edilmiştir ve görev çevrim limiti eşitlik (3.9)'dan hesaplanmıştır.

Bu değerlere bağlı olarak Şekil 4.1 ve Şekil 4.2 elde edilmiştir. Şekil 4.1'de görev çevrim oranı ve şebeke gerilimi arasındaki ilişki gösterilmiş olup, DCM ve CCM modlarında çalıştırıldığında görev çevrim oranı ve görev çevrim limiti eğrilerinin kesişim noktası çalışma noktası olarak belirlenmiştir. Şekilde görüleceği gibi DCM'de çalıştırıldığında şebeke gerilimi 11,5 ile 26 V aralığında korunmuştur. 11,5 V'dan daha düşük gerilimler için gerekli görev çevrim limiti, görev çevrim oranından daha büyük olacağı için giriş modu CCM moduna girecektir.

Şekil 4.2'de aynı şebeke gerilimi aralığında bara geriliminin değişimi gösterilmektedir. Bara gerilim değerleri DCM'de çalıştırıldığında 14-70 V arasında değişmektedir. Bu grafikten bara kapasitörü C_B 'nin seçiminde faydalanılmaktadır.

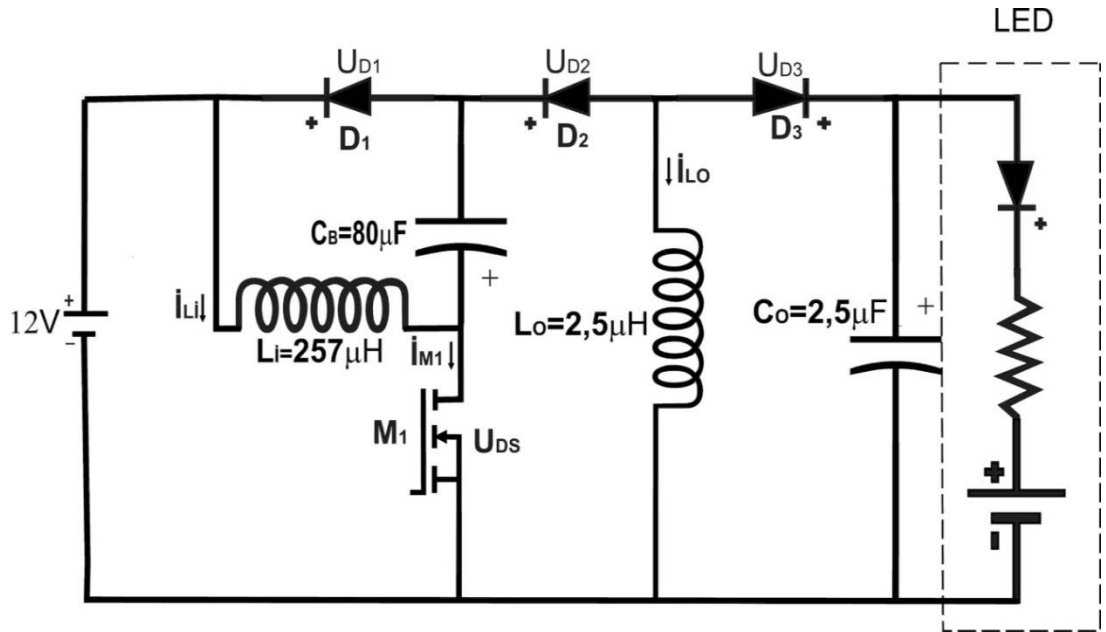


Şekil 4.1. Görev çevrim oranı ve şebeke gerilimi arasındaki ilişki



Şekil 4.2. Bara gerilimi ve şebeke gerilimi arasındaki ilişki

Eşitlik 3.19 kullanılarak $C_B=80 \mu\text{F}$ olarak elde edilmiştir. Maksimum bara gerilim salınımı, şebeke geriliminin alt değerinde görüntülenmiştir. Çıkış indüktör değeri eşitlik 3.22 kullanılarak $L_O=2,5 \text{ mH}$ elde edilmiş ve son olarak çıkış kapasitesinin değeri eşitlik 3.23 kullanılarak $C_O=2,5 \mu\text{F}$ olarak elde edilmiştir. MATLAB simülasyon sonucunda belirtilen değerler elde edilmiş olup, Alonso *et al.*(2012) tarafından önerilen ve yüksek güç faktörü (PF), düşük LED akım dalgalanması, yüksek verimli AC şebekeden beslenen PowerLED güç beslemesi için uygun olan ayrıca sürücü devresinde kullanılan elemanların düşük maliyete sahip olmasından ve eleman sayısının azlığından ötürü güvenilirlik sağlama özelliklerine sahip aşağıdaki şekildeki devre kurulmuştur.



Şekil 4.3. Sürücü devre şeması

4.2. Laboratuvar Sonuçlarına Bağlı Olarak Görev Çevrim Oranının Belirlenmesi

Şekil 4.3’de verilen deney düzeneğinde tasarlanan sistemin performans analizini yapabilmek amacıyla değişken sayıda mavi renkli PowerLED kullanılmış ve aşağıdaki çizelgelerde verilen değerler elde edilmiştir.

Laboratuvar ortamında sürücü devresine PowerLED’ler 1’den başlanarak seri bağlanmak şartıyla sayıları 4’e kadar artırılmıştır. Görev çevrim oranı %20’den

başlatmış olup %5'lik adım artışlarıyla artırılarak gerekli ölçümler alınmış ve aşağıdaki çizelgelerde verilen giriş akımı (A), çıkış gerilimi (V) ve çıkış akımı (mA) değerleri elde edilmiştir.

Çizelge 4.1. Bir adet mavi PowerLED'e ait gerilim ve akım değerleri

GÖREV ÇEVİRİM ORANI(%)	GİRİŞ AKIMI(A)	ÇIKIŞ GERİLİMİ(V)	ÇIKIŞ AKIMI(mA)
%20	0,12	2,89	0,163
%25	0,18	2,98	0,232
%30	0,26	3,05	0,309
%35	0,34	3,12	0,390
%40	0,44	3,18	0,470
%45	0,62	3,27	0,610
%50	1,08	3,43	0,880
%55	1,55	3,55	1,107
%60	2,19	3,63	1,290
%65	2,91	3,66	1,380

Çizelge 4.2. İki adet mavi PowerLED'e ait gerilim ve akım değerleri

GÖREV ÇEVİRİM ORANI(%)	GİRİŞ AKIMI(A)	ÇIKIŞ GERİLİMİ(V)	ÇIKIŞ AKIMI(mA)
%20	0,11	5,65	0,106
%25	0,17	5,79	0,155
%30	0,25	5,92	0,208
%35	0,33	6,04	0,266
%40	0,43	6,14	0,325
%45	0,53	6,24	0,387
%50	0,64	6,32	0,445
%55	1,00	6,59	0,641
%60	1,60	6,85	0,865
%65	2,38	7,05	1,070

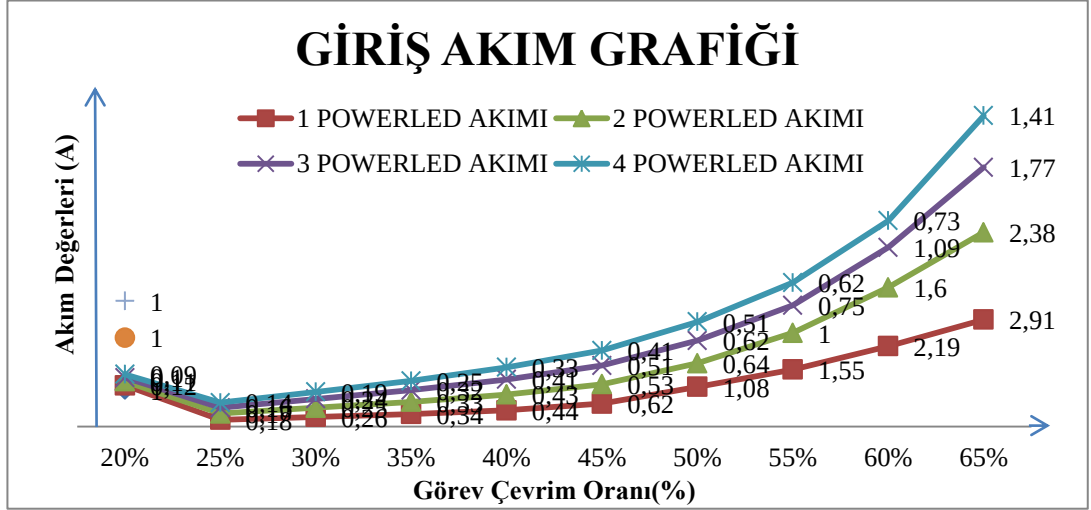
Çizelge 4.3. Üç adet mavi PowerLED’e ait gerilim ve akım değerleri

GÖREV ÇEVİRİM ORANI(%)	GİRİŞ AKIMI(A)	ÇIKIŞ GERİLİMİ(V)	ÇIKIŞ AKIMI(mA)
%20	0,10	8,03	0,035
%25	0,16	8,48	0,105
%30	0,24	8,60	0,142
%35	0,32	8,80	0,184
%40	0,41	8,88	0,220
%45	0,51	9,05	0,260
%50	0,62	9,12	0,309
%55	0,75	9,30	0,350
%60	1,09	9,58	0,509
%65	1,70	9,89	0,620
%70	2,77	9,91	0,690

Çizelge 4.4. Dört adet mavi PowerLED’e ait gerilim ve akım değerleri

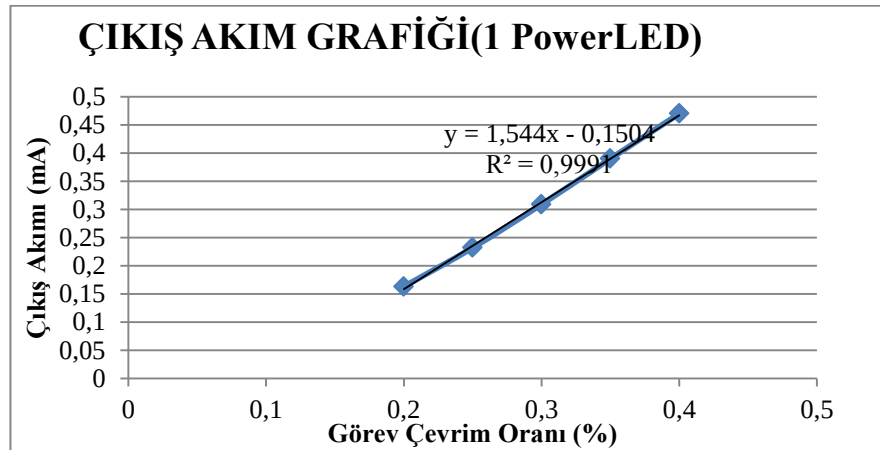
GÖREV ÇEVİRİM ORANI(%)	GİRİŞ AKIMI(A)	ÇIKIŞ GERİLİMİ(V)	ÇIKIŞ AKIMI(mA)
%20	0,09	10,56	0,027
%25	0,14	10,66	0,033
%30	0,19	10,80	0,050
%35	0,25	10,91	0,057
%40	0,33	11,05	0,081
%45	0,41	11,17	0,090
%50	0,51	11,32	0,121
%55	0,62	11,43	0,132
%60	0,73	11,58	0,170
%65	1,41	12,03	0,256
%70	2,44	12,34	0,352

Her bir mavi renkli PowerLED için laboratuvar ortamında elde edilen, Çizelge 4.1, 4.2, 4.3, 4.4’de yer alan sürücü devresinin giriş akımları Şekil 4.4’de tek bir grafikte toplanmıştır.

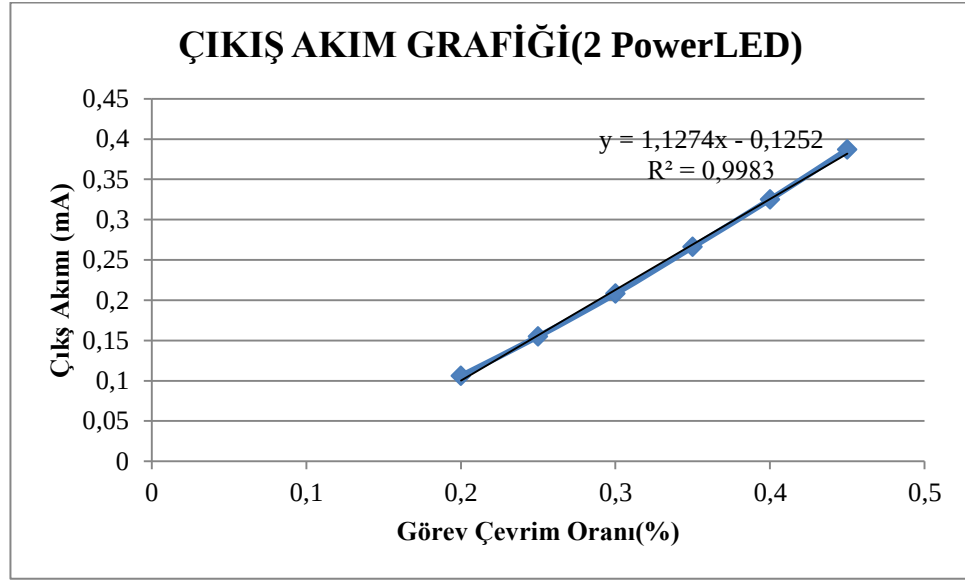


Şekil 4.4. PowerLED’lere ait görev çevrim oranı ve giriş akım değerleri arasındaki ilişki

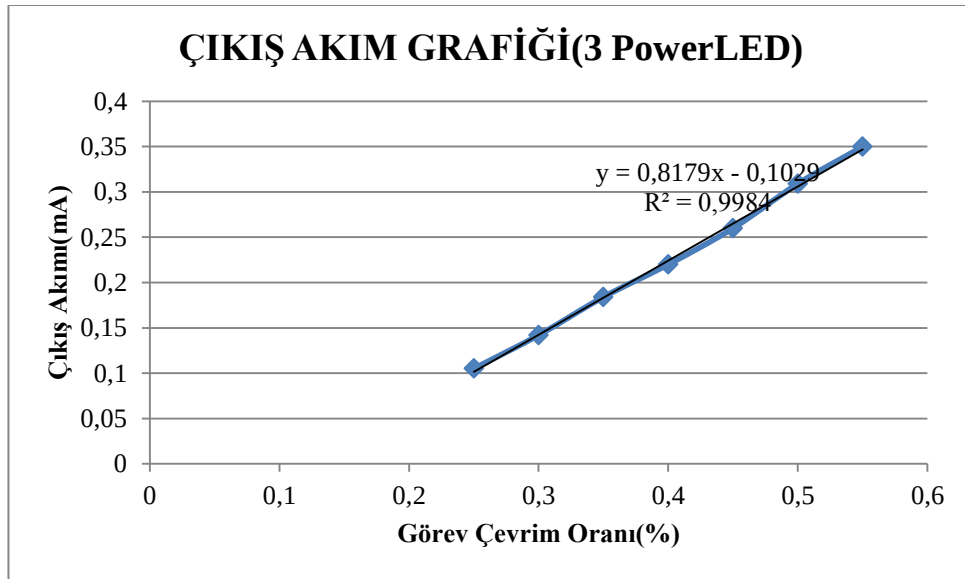
Çizelge 4.1, 4.2, 4.3 ve 4.4’de verilen çıkış akım değerleri kullanılarak aşağıda verilen Şekil 4.5, 4.6, 4.7 ve 4.8’deki grafikler elde edilmiş olup, doğrusal eğri uydurma yöntemi kullanılarak grafiklere ait denklemler bulunmuş ve ilgili şekillerin üzerinde ilişki katsayıları ile birlikte verilmiştir.



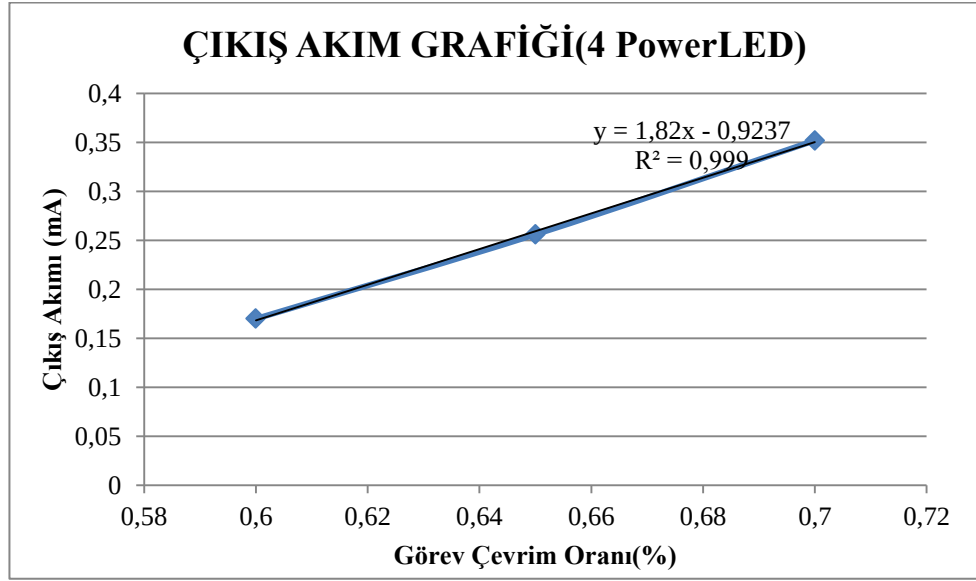
Şekil 4.5. Bir adet mavi PowerLED’e ait çıkış akım grafiği



Şekil 4.6. İki adet mavi PowerLED'e ait çıkış akım grafiği



Şekil 4.7. Üç adet mavi PowerLED'e ait çıkış akım grafiği



Şekil 4.8. Dört adet mavi PowerLED’e ait çıkış akım grafiği

Grafiklerde elde edilen denklemlerde PowerLED’lerin ideal çalışma akımı olan 350mA denklemlerde yerine koyulup, gerekli işlemler yapıldığında görev çevrim oranı değerleri Çizelge 4.5’de gösterildiği gibi elde edilmiştir.

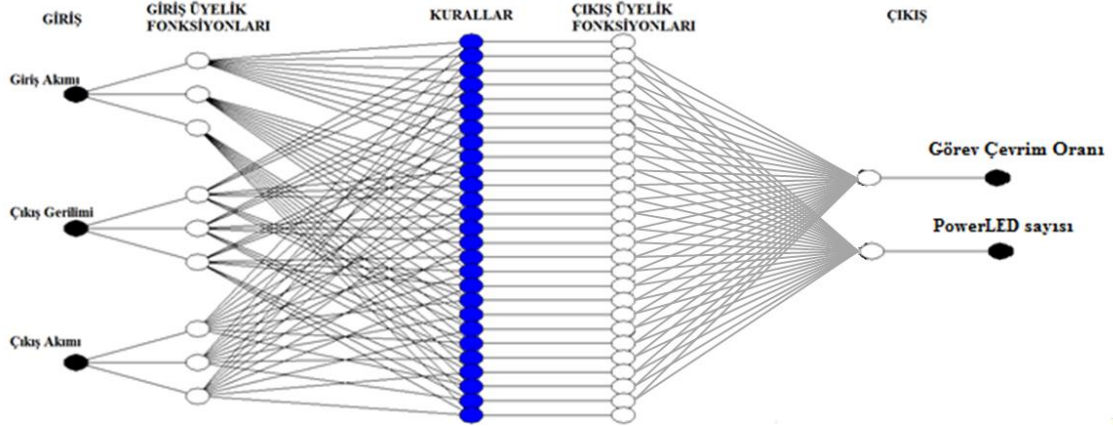
Çizelge 4.5. Görev çevrim oranı değerleri

PowerLED Sayısı	Akım(mA)	Görev Çevrim Oranı
1	350	%32,40
2	350	%42,15
3	350	%55,37
4	350	%70,00

4.3. Görev Çevrim Oranının Farklı Üyelik Tip Fonksiyonları İçin Belirlenmesi

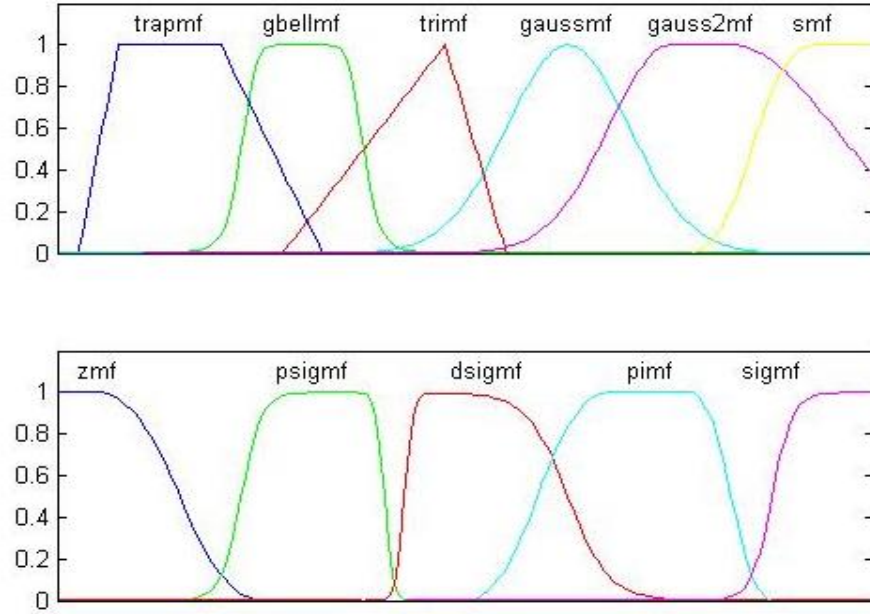
Bu bölümde ANFIS yardımıyla sistem giriş ve çıkışından okunabilecek, elektriksel büyüklüklere bağlı olarak görev çevrim oranı farklı tip üyelik fonksiyonları için belirlenmeye çalışılmıştır. Kullanılan üyelik fonksiyonları üçgen tipli, gauss tipli, çan eğrisi tipli ve trapez tipli üyelik fonksiyonları olup, en iyi türün ve en iyi sayının

belirlenmesi için üyelik sayısı 3, 5 ve 7 olarak değiştirilmiş, her bir durum için Ortalama Karesel Hata(MSE) ve Toplam Karesel Hata(SSE)'ler hesaplanmıştır. Kullanılan ANFIS yapısının açık hali Şekil 4.9'da verilmiştir.



Şekil 4.9. ANFIS yapısının açık hali

Önerilen ANFIS mimarisinde giriş olarak; giriş akımı, çıkış gerilimi, çıkış akımı kullanılmış olup, çıkışta görev çevrim oranı ve PowerLED sayısı farklı ANFIS mimarileri için hesaplanmıştır. Kullanılan girişler ve elde edilen sonuç bir sorgulama yardımıyla PowerLED'lerin ideal çalışma akımı olan 350 mA akım değerinin hangi şartlarda sağlandığı bulunmuştur. Böylece uyarlanabilir bir sistem yapısı PowerLED sürücü düzeneğine uygulanmıştır.



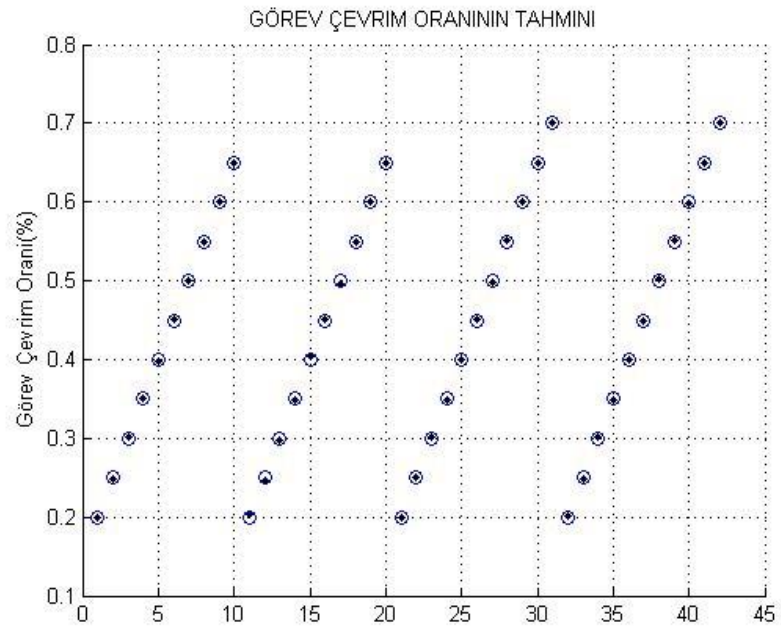
Şekil 4.10. Bulanık mantık üyelik fonksiyonları

Bulanık mantıkta kullanılan tüm üyelik fonksiyonları Şekil 4.10'da detaylı bir şekilde gösterilmektedir. Bunlardan üçgen tipli, gauss tipli, çan eğrisi tipli ve trapez tipli üyelik fonksiyonları Şekil 4.9'da verilen ANFIS mimarisinde performans karşılaştırması için kullanılmıştır.

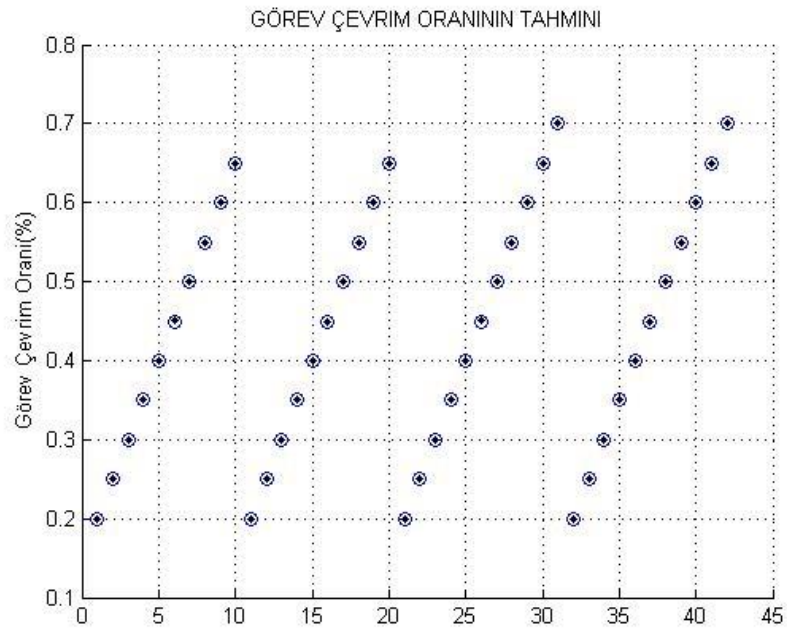
MATLAB ortamında kullanılan ANFIS yapısı için elde edilen SSE ve MSE değerleri Çizelge 4.6'da gösterilmiştir. Üçgen tipli (Trimf) üyelik fonksiyonu için, üyelik fonksiyon sayısı arttıkça Toplam Karesel Hata (SSE) ve Ortalama Karesel Hata (MSE)'nin azaldığı gözlenmiştir. Bunlara ek olarak tüm durumları bünyesinde barındıran tahmin sonuçları grafik ortamında Şekil 4.11'de gösterilmiştir.

Çizelge 4.6. Üçgen tipli (Trimf) üyelik fonksiyonunun hata oranları

ÜYELİK TİPİ	ÜYELİK FONKSİYON SAYISI	SSE	MSE
Trimf	3	$6,30 \times 10^{-5}$	$1,50 \times 10^{-6}$
Trimf	5	$2,28 \times 10^{-7}$	$5,44 \times 10^{-9}$
Trimf	7	$2,50 \times 10^{-10}$	$5,95 \times 10^{-12}$

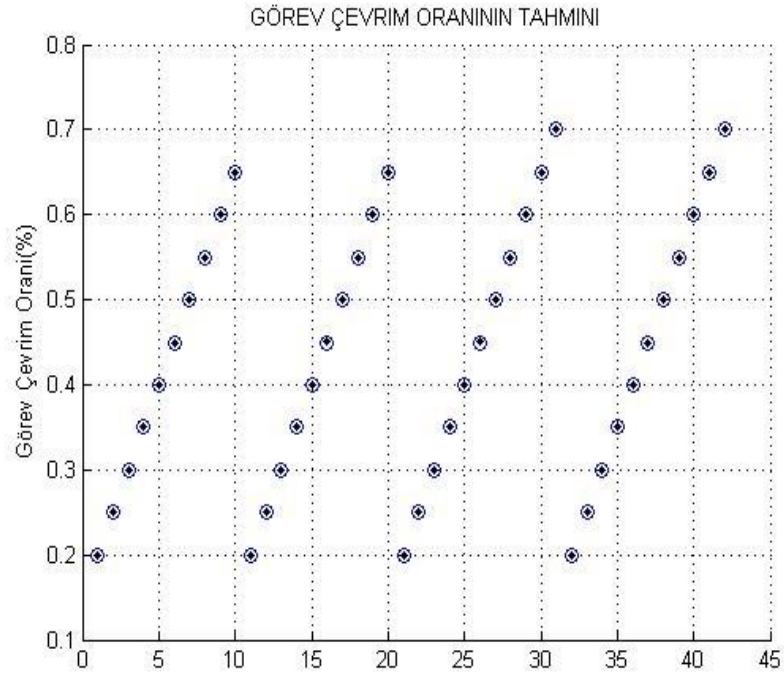


(a)



(b)

Şekil 4.11. (devam)



(c)

Şekil 4.11. Üçgen tipli (Trimf) üyelik fonksiyonunun görev çevrim oranının tahmin grafiği

a) 3 üyelik fonksiyonu b) 5 üyelik fonksiyonu c) 7 üyelik fonksiyonu

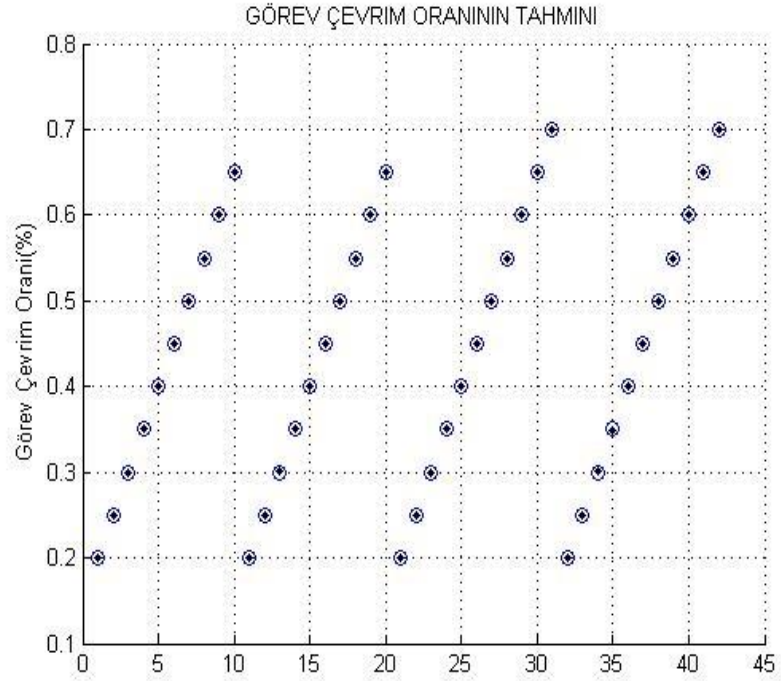
Üçgen tipli (trimf) üyelik fonksiyonu için Çizelge 4.6 ve şekillerden en iyi sonucun 7 üyelik fonksiyonu için elde edildiği, MSE ve SSE değerlerinin en düşük olduğu gözlemlenmiştir.

Çizelge 4.7. Gauss tipli (Gaussmf) üyelik fonksiyonunun hata oranları

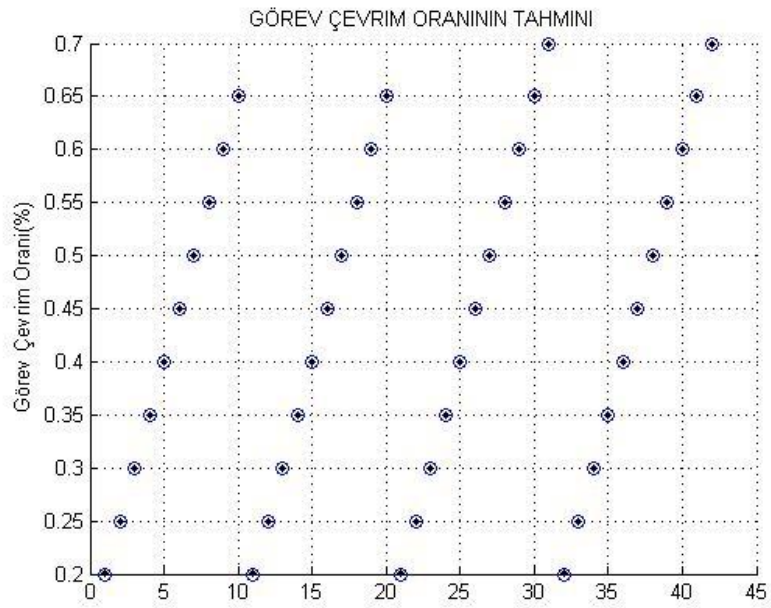
ÜYELİK TİPİ	ÜYELİK FONKSİYON SAYISI	SSE	MSE
Gaussmf	3	$2,28 \times 10^{-6}$	$5,43 \times 10^{-8}$
Gaussmf	5	$1,16 \times 10^{-8}$	$2,76 \times 10^{-10}$
Gaussmf	7	$7,09 \times 10^{-10}$	$1,68 \times 10^{-11}$

Çizelge 4.7’de gösterildiği gibi gauss tipli üyelik fonksiyonu için MATLAB ortamında hesaplamalar yapılmıştır. Üyelik fonksiyon sayısı arttıkça Ortalama Karesel Hata (SSE)

ve Toplam Karesel Hata (MSE) değerlerinin azaldığı gözlenmiştir. Ayrıca incelenen tüm durumlar grafik ortamında Şekil 4.12’de gösterilmiştir.

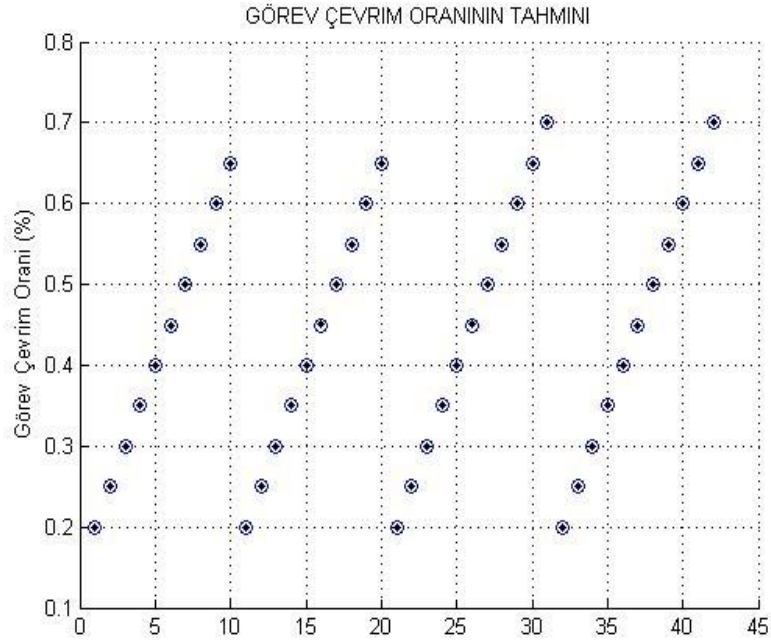


(a)



(b)

Şekil 4.12. (devam)



(c)

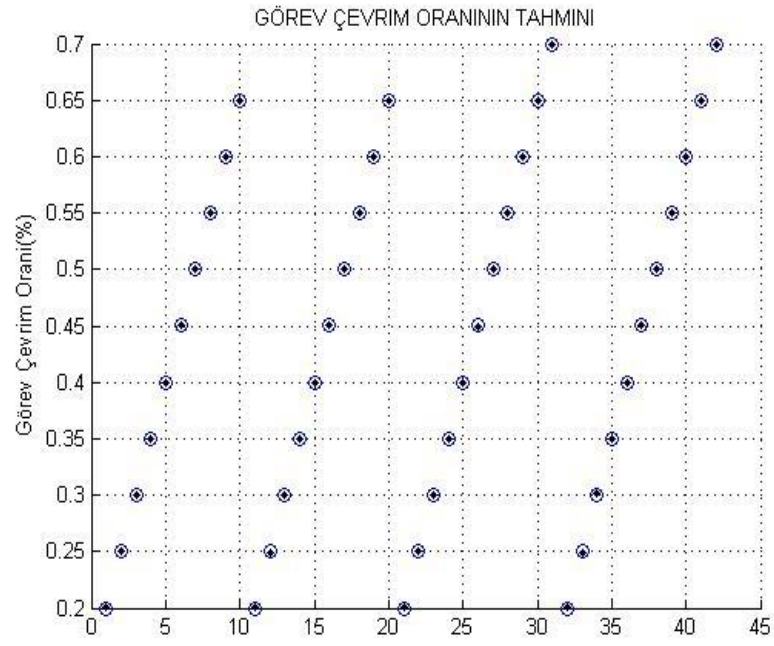
Şekil 4.12. Gauss tipli üyelik fonksiyonunun görev çevrim oranının tahmin grafiği
a) 3 üyelik fonksiyonu b) 5 üyelik fonksiyonu c) 7 üyelik fonksiyonu

Yapılan bu analizler sonucunda gauss tipli üyelik için, üyelik fonksiyon sayısı 7 olduğunda en iyi sonucun elde edildiği ve hatanın en az olduğu gözlenmiştir.

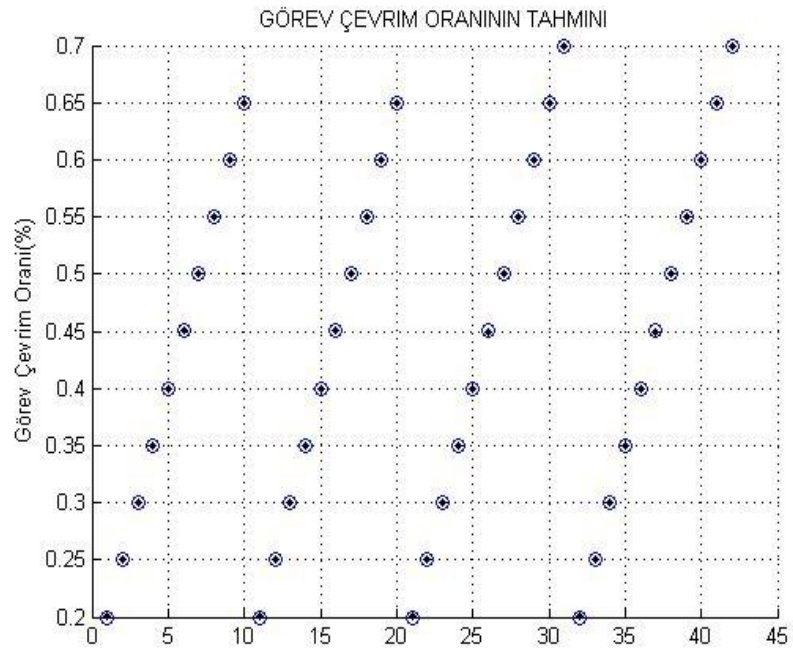
Çizelge 4.8. Çan eğrisi tipli (Gbellmf) üyelik fonksiyonunun hata oranları

ÜYELİK TİPİ	ÜYELİK FONKSİYON SAYISI	SSE	MSE
Gbellmf	3	$3,82 \times 10^{-6}$	$9,10 \times 10^{-8}$
Gbellmf	5	$2,62 \times 10^{-8}$	$6,25 \times 10^{-10}$
Gbellmf	7	$1,87 \times 10^{-8}$	$4,45 \times 10^{-10}$

Çizelge 4.8’de çan eğrisi (gbellmf) tipli üyelik fonksiyonu için MATLAB ortamında elde edilen SSE ve MSE değerleri verilmiş, üyelik fonksiyon sayısı arttıkça bu değerlerin azaldığı gözlenmiştir.

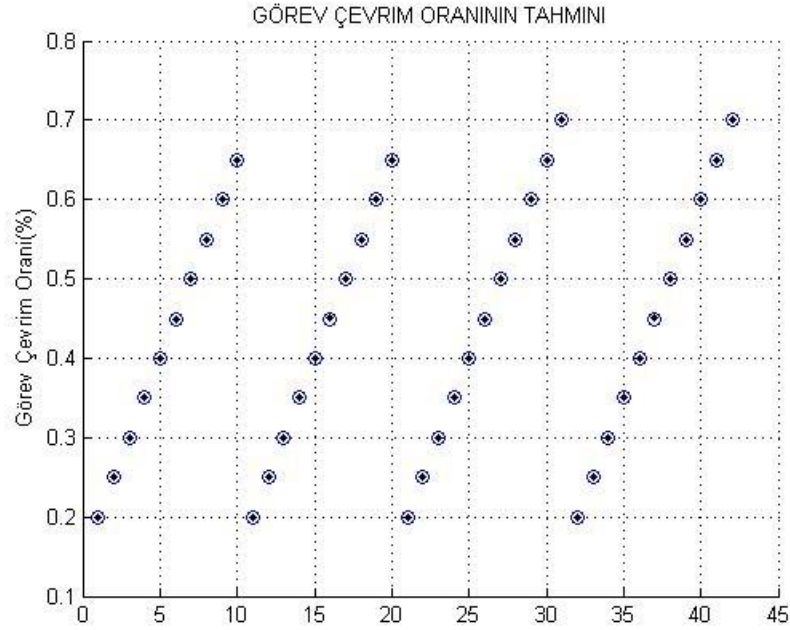


(a)



(b)

Şekil 4.13. (devam)



(c)

Şekil 4.13. Çan eğrisi tipli (gbellmf) üyelik fonksiyonunun görev çevrim oranının tahmin grafiği

a) 3 üyelik fonksiyonu b) 5 üyelik fonksiyonu c) 7 üyelik fonksiyonu.

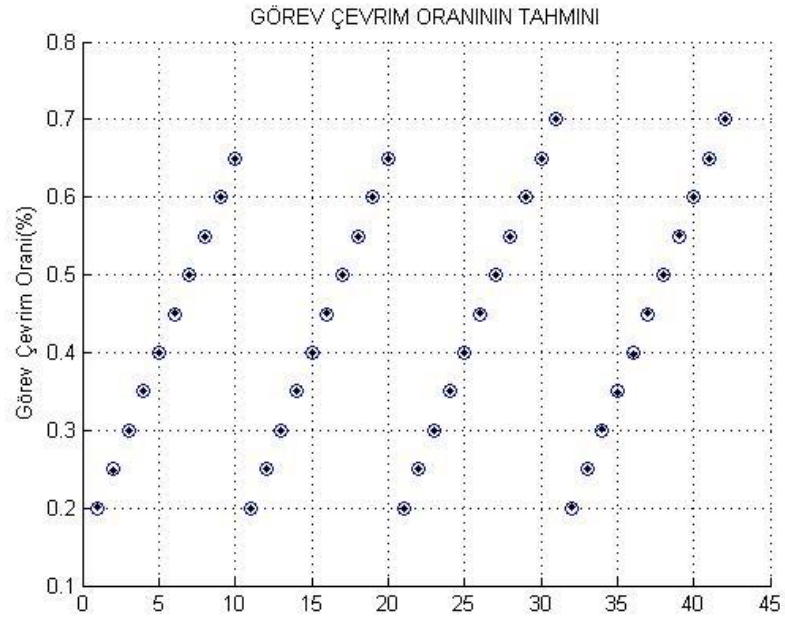
Çan eğrisi tipli (gbellmf) üyelik fonksiyonu için MATLAB ortamında yapılan hesaplamalar sonucu elde edilen grafiklerden ve değişik üyelik fonksiyon sayısı için elde edilen şekillerinden en düşük hatanın 7 üyelik fonksiyon sayısı için elde edildiği gözlemlenmiştir.

Çizelge 4.9. Trapez tipli (trapmf) üyelik fonksiyonunun hata oranları

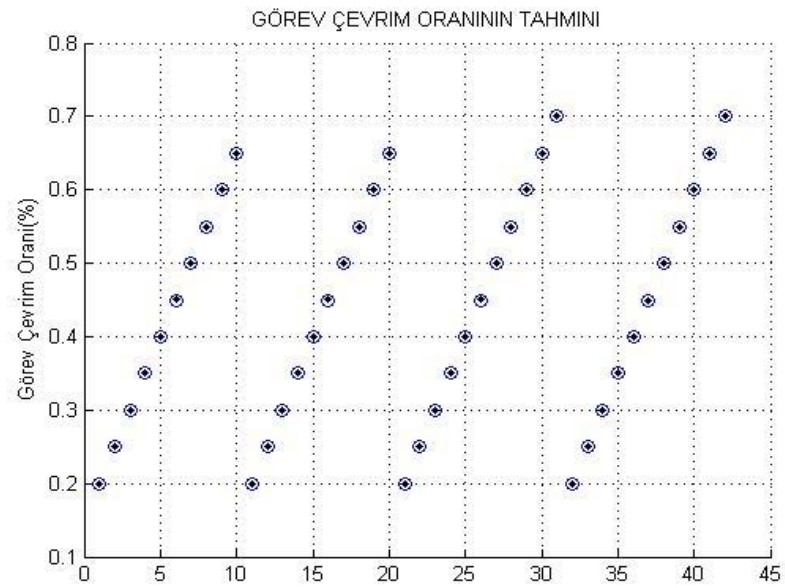
ÜYELİK TİPİ	ÜYELİK FONKSİYON SAYISI	SSE	MSE
Trapmf	3	$1,26 \times 10^{-5}$	$3,02 \times 10^{-7}$
Trapmf	5	$1,32 \times 10^{-7}$	$3,16 \times 10^{-9}$
Trapmf	7	$1,81 \times 10^{-7}$	$4,33 \times 10^{-9}$

Çizelge 4.9’da gösterildiği gibi trapez tipli (trapmf) üyelik fonksiyonu için MATLAB

ortamında hesaplamalar yapılmıştır. Üyelik fonksiyon sayısı arttıkça Ortalama Karesel Hata (SSE) ve Toplam Karesel Hata (MSE) değerlerinin üyelik fonksiyon sayısı 5'e kadar azaldığı, 7'den sonra arttığı gözlemlenmiştir. Ayrıca incelenen tüm durumlar grafik ortamında Şekil 4.14'de gösterilmiştir.

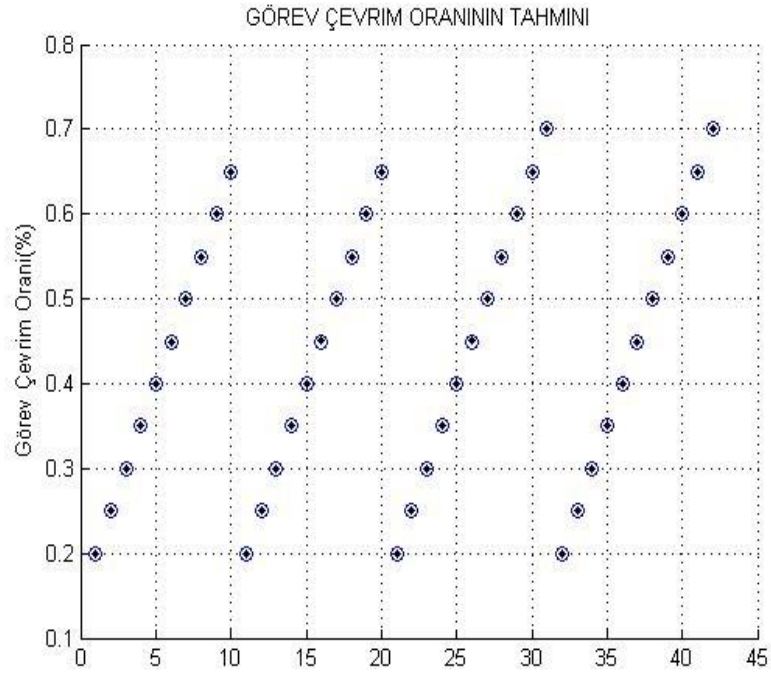


(a)



(b)

Şekil 4.14. (devam)



(c)

Şekil. 4.14. Trapez tipli (trapmf) üyelik fonksiyonu için görev çevrim oranının tahmin grafiği

a) 3 üyelik fonksiyonu **b)** 5 üyelik fonksiyonu **c)** 7 üyelik fonksiyonu

Trapez (trapmf) tipli üyelik için hatanın en az olduğu üyelik fonksiyon sayısı 5 olarak elde edilmiştir. Trapez tipli üyelik fonksiyonunda Şekil 4.15’de görüldüğü gibi üyelik değerinin 1 olduğu kısım oldukça büyük bir yer kaplamaktadır. Üyelik sayısı 7’ye çıktığında ise bu düz kısım neredeyse tüm çalışma uzayı boyunca uzanmaktadır. Bu sebeple çalışma şekli bulanık mantıktan çok klasik mantığa benzemektedir ve neredeyse tüm çalışma uzayında üyelik değeri 1 olarak gözükmemektedir. Bu durumda detay analizini zorlaştırmakta ve bulanık kavramından uzaklaşmayı beraberinde getirmektedir. Bu sebeple trapez tipli üyelik fonksiyonu yapısında üyelik sayısı 5’in üzerine çıktıkça incelenen sistemdeki hata miktarı gittikçe artacaktır.

Çizelge ve şekillere genel olarak bakıldığında ise en iyi sonucun SSE ve MSE’ler göz önüne alındığında, üçgen tipli ve 7 sayıdaki üyelik fonksiyonu için elde edildiği görülmektedir. Çizelge 4.6’da görüldüğü gibi üçgen tipli üyelik fonksiyonu için üyelik sayısı daha fazla artırıldığında SSE ve MSE’de çok büyük değişikliklere sebebiyet

vermediğinden ve işlem süresini artırdığından dolayı üçgen tipli (trimf) üyelik fonksiyonu ve 7 üyelik sayısı bu tez çalışmasında en iyi sonuç olarak kabul edilmiştir.

5. SONUÇ ve TARTIŞMA

Bu tez çalışmasında daha önceki çalışmalarından farklı olarak PowerLED sürücü devrelerinde görev çevrim oranını belirleme işlemi ANFIS olarak adlandırılan uyarlanabilir ağ tabanlı bulanık çıkarım sistemi yardımıyla yapılmaya çalışılmıştır. Bu sistem yardımıyla sabit bir çalışma modundan ziyade, dinamik ve uyarlanabilir bir yapı elde edilmiş olup, bunun için Jang tarafından 1993 yılında ANFIS (Uyarlanabilir ağ tabanlı bulanık çıkarım sistemi) adlı makalesinde önerilmiş olan sistem yapısından faydalanılmıştır. En iyi durumun belirlenebilmesi için değişik üyelik fonksiyonları ve değişik üyelik sayılarında çeşitli analizler ve denemeler yapılmıştır. Bunun için bir PowerLED sürücü düzeneği kurulmuş, bu düzenden elde edilen sonuçlar dahilinde ANFIS eğitilmiş, eğitim sonucunda da gerçek zamanlı olarak elde edilmiş olan bu sonuçlardaki tahmin oranının başarısı değerlendirilmiştir. Bunlar Bölüm 4.3’de verilmiştir. Önerilen ANFIS mimarisine ait elde edilen sonuçlardan ve Bölüm 4.3’ten de görülebileceği gibi en iyi sonuç üçgen tipli üyelik fonksiyonu ve 7 üyelik fonksiyon sayısı için elde edilmiştir. Eğitilmiş ANFIS’in giriş büyüklükleri giriş akımı, giriş gerilimi, çıkış akımı olup, çıkış katmanında sisteme ait görev çevrim oranı ve PowerLED sayısı belirlenmektedir. Öncelikle giriş akımı, çıkış gerilimi ve çıkış akımları okunmuş, sonrasında bunlara bağlı olarak ANFIS çıkışında görev çevrim oranı ve PowerLED sayısı belirlenmiştir.

Bu çalışmada kullanılan seri bağlı olarak tasarlanan deney düzeneği için, en iyi çalışma akımı 350mA olup, eğitilmiş ANFIS mimarisinin test aşamasında elde edilen giriş akımı, çıkış gerilimi, çıkış akımı ve görev çevrim oranına bağlı olarak Çizelge 4.1, 4.2, 4.3, 4.4 yardımıyla LED sayısı da çok rahat belirlenebilir duruma gelmiştir. Böyle bir sorgulamanın yapılması sonucu elde edilen LED sayısına bağlı olarak yine aynı sorgulama yardımıyla 350 mA’in hangi çalışma şartlarında ve hangi görev çevrim oranında elde edileceği bu sorgulama sonucuyla yine elde edilebilir durumdadır.

Böylece önerilen sistemle seri bağlı olan PowerLED’ler de önerilen sürücü düzeneğinde görev çevrim oranı dinamik olarak değiştirilmekte ve sürekli en yüksek parlaklığın elde

edildiği akım olan 350 mA akım değeri sabit olarak tutulmaktadır. Literatürde bulunan ve daha önceden önerilmiş olan sistemlere göre devre topolojisi değışse de daha dinamik bir görev çevrim oranının belirlenmesi bu tez çalışması ile elde edilmiştir.

Bu tez çalışmasında referans olarak göz önüne alınan Alonso *et al.* (2012) tarafından önerilen sürücü devre düzeneği, Alonso ve arkadaşları tarafından yapılan çalışmada 230 V şebeke giriş gerilimi için 350 mA sabit çıkış akımında %84-%85 oranında verim elde edilmişken, bu tez çalışmasında verim %90'nın üzerindedir.

KAYNAKLAR

- Abdelrahim, E. M. and Takashi, Y., 2001. A new transformed input-domain ANFIS for highly nonlinear system modeling and prediction. *Electr.Comput. Eng.*, 1(13–16), 655–660.
- Alonso, M. J., Viña, J., Gacio Vaquero, D., Martínez, G. and Osorio, R., 2012. Analysis and design of the integrated double buck–boost converter as a high-power-factor driver for power-led lamps. *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, 59(4), 1689–1697.
- Angeli, D. and Mosca, E., 2004. Adaptive switching supervisory control of nonlinear systems with no prior knowledge of noise bounds. *Automatica*, 40, 449–457.
- Anonim, 2013a. http://www.murat-yaman.com/2013/02/ledler-ve-led-aydinlatma-hakkinda-genel-bilgiler.html#.UrNYbPRdU_k (24.08.2013).
- Anonim, 2013b. <http://www.biltek.tubitak.gov.tr/gelisim/elektronik/led.htm> (24.08.2013).
- Anonim, 2013c. <http://www.alternaturk.org/led.php> (26.08.2013).
- Arias, M., Lamar, D. G., Sebastián, J., Balocco, D. and Diallo, A. A., 2013. High-efficiency led driver without electrolytic capacitor for street lighting manuel. *IEEE Transactions On Industry Applications*, 49(1), 127–137.
- Astrom, K. J. and Wittenmark, B., 1984. *Computer Controller Systems: Theory and Design*. Prentice-Hall.
- Bishop, C. M., 1994. Mixture Density networks. Neural Computing Research Group Report: NCRG/94/004, <http://www.ncrg.aston.ac.uk> (20.04.2013).
- Botros, S. M. and Atkeson, C. G., 1991. Generalization Properties Of Radial Basis Functions in *Advances in Neural Information Processing Systems III*, Ed: D. S. Touretzky. San Mateo, CA Morgan Kaufmann, 707–713.
- Brouwer, R. K., 1997. Training a feedforward network by feeding gradients forward rather than by backpropagation of errors. *Neurocomputing*, 16(2), 117–126.
- Brouwer, R. K., 2002. A feed-forward network for input that is both categorical and quantitative. *Neural Networks*, 15, 881–890.
- Cardesín, J., Ribas, J., García-García, J., Rico-Secades, M., Calleja, A. J., Corominas, E. L. and Costa, M. A. D., 2009. LED permanent emergency lighting system based on a single magnetic component. *IEEE Transactions On Power Electronics*, 24(5), 1409–1416.
- Cben, S., Cowan, C. F. N. and Grant, P. M., 1991. Orthogonal least squares learning algorithm for radial basis function Networks. *IEEE Trans Neural Networks*, 2(2), 302–309.
- Chen, L. J. and Narendra, K. S., 2001. Nonlinear adaptive control using neural networks and multiple models. *Automatica*, 37(8), 1245–1255.
- Clarke, D. W., Mohtadi, C. and Tuffs, P. S., 1987. Generalized predictivecontrol-Part 1: The basic algorithm. *Automatica*, 23(2), 137–160.
- Clarke, D.W., Mosca, E. and Scattolini, R., 1994. Robustness of an adaptive predictive controller. *IEEE Trans. Automat. Contr.*, 39(5), 1052–1056.
- Fahlman, S. E., 1988. Faster-learning variations on back-propagation: an empirical study. in *Proc, Connectionist Models Summer School*. Ed: D. Touretzky, G. Hinton, and T. Sejnowski. Camegie Mellon Univ, 38–51.

- Fang, Y., Wong, S. H. and Hok-Sun Ling, L., 2009. A power converter with pulse-level-modulation control for driving high brightness LEDs. in Proc. 24th Annu. IEEE APEC, 577–581.
- Fu, Y. and Chai, T. Y., 2007. Nonlinear multivariable adaptive control using multiple models and neural networks. *Automatica*, 43(8), 1101–1110.
- Garcia, J., Dalla-Costa, M. A., Cardesin, J., Alonso, J. M. and Rico-Secades, M., 2009. Dimming of high-brightness LEDs by means of luminous flux thermal estimation. *IEEE Trans. Power Electron*, 1107–1114.
- Goodwin, G. C. and Sin, K. S., 1984. *Adaptive Filtering Prediction and Control*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall.
- Hsu, C. C., 2006. Generalizing self-organizing map for categorical data. *IEEE Trans. Neural Networks*, 17(2), 294–304.
- Hu, Q. and Zane, R., 2010. LED driver circuit with series-input-connected converter cells operating in continuous conduction mode. *IEEE Trans. Power Electron*, 574–582.
- Hui, S. Y. and Qin, Y. X., 2009. A general photo-electro-thermal theory for light emitting diode (LED) systems. *IEEE Trans. Power Electron*, 1967–1976.
- Hui, S.Y., Li, S. N., Tao, X. H., Chen, W. and Ng, W. M., 2010. A novel passive offline led driver with long lifetime. *IEEE Transactions On Power Electronics*, 25(10), 2665–2671.
- Jacobs, R. A., Jordan, M. L., Nowlan S. J., and Hinton, G. E., 1991. Adaptive mixtures of local experts. *Neural Computation*, 3(1), 79–87.
- Jang, J. S. R., 1993. ANFIS: Adaptive-network-based fuzzy inference system. *IEEE Trans. Syst., Man, Cybern.*, 23(3), 665–685.
- Jiya, J., Shao, C. and Chai, T. Y., 1999. Neural network based adaptive predictive control algorithm of nonlinear non-minimum phase systems. in Proc. Amer. Control Conf., San Diego, CA, 1082–1085.
- Jones, R. D., Lee, Y. C., Barnes, C. W., Flake, G. W., Lee, K. and Lewis, P. S., 1990. Function approximation and time series prediction with neural Networks. in Proc. IEEE Joint Conf. Neural Networks, 1, 649–665.
- Kadirkamanathan, V., Niranjana, M. and Fallside, F., 1991. Sequential adaptation of radial basis function neural Networks. in *Advances in Neural Information Processing Systems III*. Ed: D. S. Touretzky, San Mateo and Morgan Kaufmann, 721–727.
- Kantorovich, L. V. and Akilov, G. P., 1982. *Functional Analysis*, second edition. Oxford, UK Pergamon.
- Klassen, M. S. and Pao, Y. H., 1988. Characteristics of the functional-link net: A higher order delta rule net. In *IEEE Proc. Int. Conf. Neural Networks*, San Diego.
- Lazar, M. and Pastravanu, O., 2002. A neural network predictive controller for nonlinear systems. *Math. Comput. Simul.*, 60, 315–324.
- Lee, C. C., 1990. Fuzzy logic in control systems: Fuzzy logic controller-Part I. *IEEE Trans. Syst., Man, Cybern.*, 20, 404–418.
- Lee, C. C., 1990. Fuzzy logic in control systems: Fuzzy logic controller-Part II. *IEEE Trans. Syst., Man, Cybern.*, 20, 419–435.
- Lee, K. and Lee, T., 2001. Design of neural networks for multi-value regression. in *Proc. Int. Joint Conf. Neural Networks*, Washington, 93–98.

- Li, G. Y., 2005. Intelligent Control and Its MATLAB Implementation [M]: Publishing House of Electronics Industry, Beijing, China.
- Liang, T. J., Huang, C. M. and Chen, J. F., 2009. Two-stage high-power-factor electronic ballast for metal-halide lamps. *IEEE Trans. Power Electron*, 24(12), 2959–2966.
- Lih, W. C., Bukkapatnam, S. T. S., Rao, P., Chandrasekharan, N. and Komanduri, R., 2008. Adaptive neuro-fuzzy inference system modeling of MRR and WIWNU in CMP process with sparse experimental data. *IEEE Trans. Autom. Sci. Eng.*, 5(1), 71–83.
- Lima, C. A. M., Coelho, A. L. V. and Zuben, F. J. V., 2002. Fuzzy systems design via ensembles of ANFIS. in *Proc. IEEE Int. Conf. Plasma Sci.*, Honolulu, HI, 1, 506–511.
- Liu, M., Dong, M., and Wu, C., 2010. A new ANFIS for parameter prediction with numeric and categorical inputs. *IEEE Transactions on Automation Science and Engineering*, 7(3), 645–653.
- Liu, Y. J. and Wang, W., 2007. Adaptive fuzzy control for a class of uncertain nonaffine nonlinear systems. *Inf. Sci.*, 177(18), 3901–3917.
- Liu, Y. J., Wang, W., Tong, S. C. and Liu, Y. S., 2010. Robust adaptive tracking control for nonlinear systems based on bounds of fuzzy approximation parameters. *IEEE Trans. Syst., Man, Cybern., A, Syst., Humans*, 40(1), 170–184.
- Ljung, L., 1987. *System Identification: Theory for the User*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall.
- Lo, K., Wu, K. H., Pai, K. J. and Chiu, H. J., 2009. Design and implementation of RGB LED drivers for LCD backlight modules. *IEEE Trans. Ind. Electron*, 4862–4871.
- Luo, X. and Zincir-Heywood, A. N., 2003. A comparison of SOM based document categorization systems. in *Proc. Int. Joint Conf. Neural Networks*, 2003, pp. 1786–1791.
- Mar, J. and Lin, F. J., 2001. An ANFIS controller for the car-following collision prevention system. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 50(4), 1106–1113.
- Moody, J. and Darken, C., 1988. Learning with localized receptive fields. Ed: D. Touretzky, G. Hinton, and T. Sejnowski. in *Proc. Connectionist Models Summer School*, Carnegie Mellon University, Pittsburgh, PA. San Mateo, CA Morgan Kaufmann Publishers.
- Moody, J. and Darken, C., 1989. Fast learning in networks of locally-tuned processing units. *Neural Computation*, 1, 281–294.
- Musavi, M. T., Ahmed, W., Chan, K. H., Faris, K. B. and Hummels, D. M., 1992. On the training of radial basis function classifiers. *Neural Networks*, 5(4), 595–603.
- Narendra, K. S. and Balakrishnan, J., 1994. Improving transient response of adaptive control using multiple models and switching. *IEEE Trans Autom. Contr.*, 39(9), 1861–1866.
- Narendra, K. S., Balakrishnan, J. and Ciliz, M.K., 1995. Adaptation and learning using multiple models, switching and turning. *IEEE Control Syst. Mag.*, 15(3), 37–51.
- Nuttall, D. R., Shuttleworth, R. and Routledge, G., 2008. Design of a LED street lighting system. in *Proc. 4th IET Conf. PEMD*, 436–440.
- Pao, Y. H., 1989. *Adaptive Pattern Recognition and Neural Networks*. Reading, MA: Addison-Wesley, 8, 197–222.

- Paramasivam, S. and Arumugam, R., 2003. Accurate rotor position estimation for switched reluctance motor using ANFIS. in Proc. TENCON 2003. Conf. Convergent Technol. Asia-Pacific Region, 4(15–17), 1493–1497.
- Parker, D. B., 1987. Optimal algorithms for adaptive networks: Second order back propagation, second order direct propagation, and second order Hebbian learning. in Proc. IEEE Int. Conf Neural Networks, 593–600.
- Pinto, R. A., Cosetin, M. R., da Silva, M. F., Denardin, G. W., Fraytag, J., Campos, A. and do Prado, R. N., 2009. Compact emergency lamp using power LEDs. in Proc. 35th Annu. IEEE IECON, 3494–3499.
- Qin, Y. X. and Hui, S. Y. R., 2010. Comparative study on the structural designs of LED devices and systems based on the general photo-electrothermal theory. IEEE Trans. Power Electron, 507–513.
- Qu, X., Wong, S. C. and Tse, C. K., 2010. Noncascading structure for electronic ballast design for multiple led lamps with independent brightness control. IEEE Trans. Power Electron, 331–340.
- Rico-Secades, M., Calleja, A. J., Ribas, J., Corominas, E. L., Alonso, J. M., Cardesín, J. and García-García, J., 2005. Evaluation of a low-cost permanent emergency lighting system based on high-efficiency leds. IEEE Transactions On Industry Applications, 41(5), 1386–1390.
- Roger Jang, J. S. and Sun, C. T., 1993. Functional equivalence between radial basis function networks and fuzzy inference systems. IEEE Trans. Neural Networks, 4, 156–159.
- Roger Jang, J. S., 1991. Fuzzy modeling using generalized neural networks and Kalman filter algorithm. in Proc. Ninth Nat. Conf Artificial Intell.(AAAI-91), 762–767.
- Roger Jang, J. S., 1991. Rule extraction using generalized neural Networks. in Proc. 4th IFSA World Congress.
- Roger Jang, J. S., 1993. ANFIS: Adaptive-network-based fuzzy inference system. IEEE Trans. Syst, Man, Cybern, 23(3), 645–653.
- Royden, H. L., 1968. Real Analysis, second ed. New York, Macmillan.
- Rumelhart, D. E., Hinton, G. E. and Williams, R. J., 1986. Learning internal representations by error propagation. in Parallel Distributed Processing: Explorations in the Microstructure of Cognition, Ed: D. E. Rumelhart and James L. McClelland, Cambridge, MA: MIT Press, 1(8), 318–362.
- Sam Ge, S. Z., Yang, C. G. and Lee, T. H., 2008. Adaptive predictive control using neural network for a class of pure-feedback systems in discrete time. IEEE Trans. Neural Netw., 19(9), 1599–1614.
- Sauerlander, G., Hente, D., Radermacher, H., Waffenschmidt, E. and Jacobs, J. 2006. Driver electronics for LEDs. in Conf. Rec. IEEE 41st IAS Annu. Meeting, 5, 2621–2626.
- Sbar, S. and Palmieri, F., 1990. MEKA-a fast, local algorithm for training feedforward neural Networks. in Proc. Int. Joint Conf Neural Networks III, 41–46.
- Schubert, E. F., 2006. Light-Emitting Diodes. Cambridge Univ. Press, 2nd ed. Cambridge, U.K.
- Shah, S., Palmieri, F. and Datum, M., 1992. Optimal filtering algorithms for fast learning in feedforward neural Networks. Neural Networks, 5(5), 779–787.

- Shi, J. Y. and Chai, T. Y., 2007. Neural networks and multiple models based nonlinear adaptive generalized predictive control. *Acta Automatica Sinica*, 33(5), 540–545.
- Singhal, S. and Wu, L., 1989. Training multilayer perceptrons with the extended kalman algorithm. in *Advances in Neural Information Processing Systems-I*. Ed: D. S. Touretzky, Morgan Kaufmann, San Mateo, 133-140.
- Smith, S. M. and Comer, D. J., 1991. Automated calibration of a fuzzy logic controller using a cell state space algorithm. *IEEE Contr. Syst. Mag*, 11(5), 18-28.
- Song, Y., Chen, Z. Q. and Yuan, Z. Z. 2007. New chaotic PSO-based neural network predictive control for nonlinear process. *IEEE Trans. Neural Netw.*, 18(2), 595–601.
- Strobach, P., 1990. *Linear Prediction Theory: A Mathematical Basis for Adaptive Systems*. New York, Springer-Verlag.
- Takagi T. and Sugeno, M., 1983. Derivation of fuzzy control rules from human operator's control actions. in *Proc. IFAC Symp. Fuzzy Inform. Knowledge Representation and Decision Analysis*, 55-60.
- Tong, S. C. and Li, H. X., 2003. Fuzzy adaptive sliding-mode control for MIMO nonlinear systems. *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, 11(3), 354–360.
- Tong, S. C., He, X. L. and Zhang, H. G., 2009. A combined backstepping and small-gain approach to robust adaptive fuzzy output feedback control. *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, 17(5), 1059–1069.
- Tong, S. C., Li, H. X. and Chen, G. R., 2004. Adaptive fuzzy decentralized control for a class of large-scale nonlinear systems. *IEEE Trans. Syst., Man, Cybern. B, Cybern.*, 34(1), 770–775.
- Tsukamoto, Y., 1979. An approach to fuzzy reasoning method. Ed: M. M. Gupta, R. K. Ragade and R. R. Yager. *Advances in Fuzzy Set Theory and Applications*, Amsterdam, North-Holland, 137-149.
- Wang, B., Ruan, X., Yao, K. and Xu, M., 2010. A method of reducing the peak-to-average ratio of LED current for electrolytic capacitor-less ac–dc drivers. *IEEE Trans. Power Electron*, 592–601.
- Wang, L. X. and Mendel, J. M., 1992. Fuzzy basis function, universal approximation and orthogonal least squares learning. *IEEE Trans. Neural Networks*, 3(5), 807–814.
- Wang, L. X., 1992. Fuzzy systems are universal approximators. in *Proc. IEEE Int. Conf. Fuzzy Systems*, San Diego, CA.
- Wang, W., 1995. A direct adaptive generalized predictive control algorithm and global convergence analyses. *Acta Automatica Sinica*, 21(1), 57–62.
- Watrous, R. L., 1991. Learning algorithms for connectionist network: applied gradient methods of nonlinear optimization. in *Proc. IEEE Int. Conf. Neural Networks*, 619-627.
- Werbos, P., 1974. Beyond regression: New tools for prediction and analysis in the behavioral sciences. Ph.D. dissertation, Harvard Univ., Cambridge, MA.
- Widrow, B. and Stearns, D., 1985. *Adaptive Signal Processing*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall.
- Yuequan, H. and Jovanovic, M. M., 2008. A novel LED driver with adaptive drive voltage. in *Proc. 23rd Annu. IEEE APEC*, 565–571.
- Zadeh, L. A., 1965. Fuzzy sets. *Information and Control*, 8, 338-353.

- Zadeh, L. A., 1973. Outline of a new approach to the analysis of complex systems and decision processes. *IEEE Trans. Syst., Man, Cybern*, 3, 28-44.
- Zhang, Y. J., Chai, T. Y., Fu, Y. and Niu, H., 2009. Nonlinear adaptive control method based on ANFIS and multiple models. in *Proc. 48th IEEE Conf. Decision Control*, Shanghai, China, 1387–1392.
- Zhang, Y., Chai, T., Wang, H., Fu, J., Zhang, L. and Wang, Y., 2010. An adaptive generalized predictive control method for nonlinear systems based on ANFIS and multiple models. *IEEE Transactions On Fuzzy Systems*, 18(6), 1070-1082.

ÖZGEÇMİŞ

28.06.1988 yılında Erzurum’da doğan Gülden NARMANLI, ilkokulu, ortaokulu ve liseyi Erzurum’da tamamlamıştır. 2006-2010 eğitim öğretim döneminde Atatürk Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü’nden bölüm birincilik derecesiyle mezun olmuştur. 2011 yılında Atatürk Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Anabilim Dalı Elektrik Tesisleri’nde yüksek lisans programına kabul edilen NARMANLI, 2014 yılında bu programdan mezun olmuştur. 2012 yılında Palandöken Belediyesi İmar ve Şehircilik Müdürlüğünde çalışmaya başlayan NARMANLI, halen aynı kurumda Elektrik Elektronik Mühendisi olarak çalışmaya devam etmektedir.