

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

**GENİŞ ZVS ARALIĞI VE DAR ANAHTARLAMA FREKANSI DEĞİŞİMİNE
SAHİP PWM-PFM HİBRİT KONTROLLÜ LCC REZONANS DÖNÜŞTÜRÜCÜ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Börteçine Ayşe ARMUTLU

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Ömerülfaruk ÖZGÜVEN

HAZİRAN 2025

T.C
İNÖNÜ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

GENİŞ ZVS ARALIĞI VE DAR ANAHTARLAMA FREKANSI DEĞİŞİMİNE
SAHİP PWM-PFM HİBRİT KONTROLLÜ LCC REZONANS DÖNÜŞTÜRÜCÜ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Börteçine Ayşe ARMUTLU
(36223615917)

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Ömerülfaruk ÖZGÜVEN

HAZİRAN 2025

İNÖNÜ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ MÜDÜRLÜĞÜ

**Geniş ZVS Aralığı ve Dar Anahtarlama Frekansı Değişimine Sahip PWM-PFM
Hibrit Kontrollü LCC Rezonans Dönüştürücü**

Tezi Hazırlayan: Börteçine Ayşe ARMUTLU
Yüksek Lisans Tezi

TEŞEKKÜR VE ÖNSÖZ

Bu tez çalışmasının her aşamasında yardım, öneri, bilgi, tecrübe ve desteklerini esirgemedi beni her konuda yönlendiren danışman hocam Sayın Prof. Dr. Ömerülfaruk ÖZGÜVEN'e, Sayın Prof. Dr. Tahmuraz ABBASOV'a, Sayın Doç. Dr. Mehmet Serhat CAN'a,

Çalışmalarında ayrıca tüm hayatım boyunca olduğu gibi bu çalışmalarım süresince de bana her türlü destek olan aileme

teşekkür ederim.



ONUR SÖZÜ

Yüksek lisans tezi olarak sunduğum “Geniş ZVS Aralığı ve Dar Anahtarlama Frekansı Değişimine Sahip PWM-PFM Hibrit Kontrollü LCC Rezonans Dönüştürücü” başlıklı bu çalışmanın bilimsel ahlak ve geleneklere aykırı düşecek bir yardıma başvurmaksızın tarafımdan yazıldığına ve yararlandığım bütün kaynakların hem metin içinde hem de kaynakçada yöntemine uygun biçimde gösterilenlerden oluştuğunu belirtir, bunu onurumla doğrularım.

Börteçine Ayşe ARMUTLU



İÇİNDEKİLER

TEŞEKKÜR VE ÖNSÖZ	i
ONUR SÖZÜ	ii
İÇİNDEKİLER.....	iii
ŞEKİLLER.....	iv
SEMBOLLER VE KISALTMALAR	vii
ÖZET	viii
ABSTRACT	ix
1. GİRİŞ.....	1
2. PWM-PFM HİBRİT KONTROLLÜ LCC REZONANS DÖNÜŞTÜRÜCÜ.....	6
2.1 Önerilen Modülasyon ve Uygulanması	6
2.2 PID ve FLC Denetleyici Çalışma Prensipleri.....	8
2.2.1 PID denetleyici	8
2.2.2 FLC denetleyici	9
2.3 LCC Rezonans Dönüştürücünün ZVS Koşulu	12
2.4 Parametre Tasarımı.....	14
2.5 Sistemin MATLAB Simulink Modeli	15
2.6 Sistemin MATLAB Simulink Analiz Sonuçları.....	18
3. SONUÇ VE ÖNERİLER	48
KAYNAKLAR.....	49
ÖZGEÇMİŞ	50

ŞEKİLLER

Şekil 2.1 : LCC rezonans dönüştürücü.....	6
Şekil 2.2 : Önerilen dönüştürücünün PWM-PFM hibrit kontrolü.	7
Şekil 2.3 : Önerilen dönüştürücünün temel dalga biçimleri.....	8
Şekil 2.4 : PID devre yapısı.....	9
Şekil 2.5 : FLC blok diyagramı.....	9
Şekil 2.6 : Kurallar.	10
Şekil 2.7 : Üyelik fonksiyonları: (a) Hata üyelik fonksiyonu, (b) Hatanın değişimi üyelik fonksiyonu, (c) Çıkış üyelik fonksiyonu.	11
Şekil 2.8 : Bulanık yapı.	12
Şekil 2.9 : FLC blok şeması.	12
Şekil 2.10 : Simulink modeli: PWM-PFM kontrollü LCC rezonans dönüştürücü tasarımı (güç, rezonans ve filtre devresi).	15
Şekil 2.11 : PWM-PFM hibrit kontrollü LCC dönüştürücü PID/FLC kontrol devre Simulink modeli.	16
Şekil 2.12 : PWM-PFM hibrit kontrollü LCC dönüştürücünün MOSFET kapı tetikleme devre yapısı Simulink modeli.	17
Şekil 2.13 : MOSFET kapı tetikleme devresi.	17
Şekil 2.14 : $V_{ref}=1-0.7$ V, $R_L=100$ Ω v_0 çıkış sinyalleri.	18
Şekil 2.15 : $V_{ref}=1$ V, $R_L=100$ Ω v_0 çıkış sinyalleri.	19
Şekil 2.16 : $V_{ref}=1$ V, $R_L=100$ Ω I_r -zaman grafikleri.	20
Şekil 2.17 : $V_{ref}=1$ V, $R_L=100$ Ω , FLC kontrol anahtarlama sinyalleri.	20
Şekil 2.18 : $V_{ref}=1$ V, $R_L=100$ Ω , PID kontrol anahtarlama sinyalleri.	21
Şekil 2.19 : $V_{ref}=1$ V, $R_L=100$ Ω , FLC kontrol U_1 ve U_2 sinyalleri.	21
Şekil 2.20 : $V_{ref}=1$ V, $R_L=100$ Ω , PID kontrol U_1 ve U_2 sinyalleri.	22
Şekil 2.21 : $V_{ref}=1$ V, $R_L=100$ Ω , FLC kontrol V_{ab} sinyali.....	22
Şekil 2.22 : $V_{ref}=1$ V, $R_L=100$ Ω , PID kontrol V_{ab} sinyali.....	23
Şekil 2.23 : $V_{ref}=1$ V, $R_L=100$ Ω için FLC ve PID Kontrol V_{delta} sinyalleri.	23
Şekil 2.24 : $V_{ref}=1$ V, $R_L=50$ Ω v_0 çıkış sinyali.....	24
Şekil 2.25 : $V_{ref}=1$ V, $R_L=50$ Ω için I_r grafikleri.....	25
Şekil 2.26 : $V_{ref}=1$ V, $R_L=50$ Ω , FLC kontrol anahtarlama sinyalleri.	25
Şekil 2.27 : $V_{ref}=1$ V, $R_L=50$ Ω , PID kontrol anahtarlama sinyalleri.	26
Şekil 2.28 : $V_{ref}=1$ V, $R_L=50$ Ω , FLC kontrol U_1 ve U_2 sinyalleri.	26
Şekil 2.29 : $V_{ref}=1$ V, $R_L=50$ Ω , PID kontrol U_1 ve U_2 sinyalleri.	27
Şekil 2.30 : $V_{ref}=1$ V, $R_L=50$ Ω , FLC kontrol için V_{ab} sinyali.....	27
Şekil 2.31 : $V_{ref}=1$ V, $R_L=50$ Ω , PID kontrol için V_{ab} sinyali.....	28

Şekil 2.32 : $V_{ref}=1$ V, $R_L=50$ Ω için FLC ve PID kontrol V_{delta} sinyalleri.	28
Şekil 2.33 : $V_{ref}=0.7$ V, $R_L=100$ Ω v_0 çıkış sinyali.....	29
Şekil 2.34 : $V_{ref}=0.7$ V, $R_L=100$ Ω için I_r rezonans akım grafikleri.....	29
Şekil 2.35 : $V_{ref}=0.7$ V, $R_L=100$ Ω , FLC kontrol anahtarlama sinyalleri.	30
Şekil 2.36 : $V_{ref}=0.7$ V, $R_L=100$ Ω , PID kontrol anahtarlama sinyalleri.....	30
Şekil 2.37 : $V_{ref}=0.7$ V, $R_L=100$ Ω , FLC kontrol U_1 ve U_2 Sinyalleri.	31
Şekil 2.38 : $V_{ref}=0.7$ V, $R_L=100$ Ω , PID kontrol U_1 ve U_2 sinyalleri.....	31
Şekil 2.39 : $V_{ref}=0.7$ V, $R_L=100$ Ω , FLC kontrol için V_{ab} sinyali.....	31
Şekil 2.40 : $V_{ref}=0.7$ V, $R_L=100$ Ω , PID kontrol için V_{ab} sinyali.....	32
Şekil 2.41 : $V_{ref}=0.7$ V, $R_L=100$ Ω için FLC ve PID kontrol V_{delta} sinyalleri.	32
Şekil 2.42 : $V_{ref}=0.7$ V, $R_L=50$ Ω için v_0 çıkış sinyali.....	33
Şekil 2.43 : $V_{ref}=0.7$ V, $R_L=50$ Ω için I_r rezonans akım grafikleri.....	33
Şekil 2.44 : $V_{ref}=0.7$ V, $R_L=50$ Ω , FLC kontrol anahtarlama sinyalleri.	34
Şekil 2.45 : $V_{ref}=0.7$ V, $R_L=50$ Ω , PID kontrol anahtarlama sinyalleri.....	34
Şekil 2.46 : $V_{ref}=0.7$ V, $R_L=50$ Ω , FLC kontrol için U_1 ve U_2 sinyalleri.....	35
Şekil 2.47 : $V_{ref}=0.7$ V, $R_L=50$ Ω , PID kontrol için U_1 ve U_2 sinyalleri.....	36
Şekil 2.48 : $V_{ref}=0.7$ V, $R_L=50$ Ω , FLC kontrol için V_{ab} sinyali.....	36
Şekil 2.49 : $V_{ref}=0.7$ V, $R_L=50$ Ω , PID kontrol için V_{ab} sinyali.....	37
Şekil 2.50 : $V_{ref}=0.7$ V, $R_L=50$ Ω için FLC ve PID kontrol V_{delta} sinyalleri.	37
Şekil 2.51 : $V_{ref}=0.5$ V, $R_L=100$ Ω için v_0 çıkış sinyali.....	38
Şekil 2.52 : $V_{ref}=0.5$ V, $R_L=100$ Ω I_r rezonans akım grafikleri.....	39
Şekil 2.53 : $V_{ref}=0.5$ V, $R_L=100$ Ω , FLC kontrol anahtarlama sinyalleri.	39
Şekil 2.54 : $V_{ref}=0.5$ V, $R_L=100$ Ω , PID kontrol anahtarlama sinyalleri.	40
Şekil 2.55 : $V_{ref}=0.5$ V, $R_L=100$ Ω , FLC kontrol için U_1 ve U_2 sinyalleri.....	40
Şekil 2.56 : $V_{ref}=0.5$ V, $R_L=100$ Ω , PID kontrol için U_1 ve U_2 sinyalleri.....	41
Şekil 2.57 : $V_{ref}=0.5$ V, $R_L=100$ Ω , FLC kontrol için V_{ab} sinyali.....	41
Şekil 2.58 : $V_{ref}=0.5$ V, $R_L=100$ Ω , PID kontrol için V_{ab} sinyali.....	42
Şekil 2.59 : $V_{ref}=0.5$ V, $R_L=100$ Ω için FLC ve PID kontrol V_{delta} sinyalleri.	42
Şekil 2.60 : $V_{ref}=0.5$ V, $R_L=100$ Ω için v_0 çıkış sinyali.....	43
Şekil 2.61 : $V_{ref}=0.5$ V, $R_L=50$ Ω İçin I_r rezonans akım grafikleri.	44
Şekil 2.62 : $V_{ref}=0.5$ V, $R_L=50$ Ω , FLC kontrol anahtarlama sinyalleri.	44
Şekil 2.63 : $V_{ref}=0.5$ V, $R_L=50$ Ω , PID kontrol anahtarlama sinyalleri.....	45
Şekil 2.64 : $V_{ref}=0.5$ V, $R_L=50$ Ω , FLC Kontrol İçin U_1 ve U_2 Sinyalleri.	45
Şekil 2.65 : $V_{ref}=0.5$ V, $R_L=50$ Ω , PID kontrol U_1 ve U_2 sinyalleri.....	46
Şekil 2.66 : $V_{ref}=0.5$ V, $R_L=50$ Ω , FLC kontrol V_{ab} sinyali.....	46

Şekil 2.67 : $V_{ref}=0.5$ V, $R_L=50$ Ω , PID kontrol için V_{ab} sinyali..... **47**

Şekil 2.68 : $V_{ref}=0.5$ V, $R_L=50$ Ω için FLC ve PID kontrol V_{delta} sinyalleri. **47**



SEMBOLLER VE KISALTMALAR

PWM	: Darbe genişlik modülasyonu
PFM	: Darbe frekans modülasyonu
ZVS	: Sıfır voltaj anahtarlama
PID	: Oransal-türevsel-integral
LCC	: Endüktans, kapasitör, kapasitör
FUZZY	: Bulanık
SRC	: Seri direnç, kapasitör
PRC	: Paralel direnç, kapasitör
PSM	: Faz kaydırmalı modülasyon
V_{AB}	: Tam köprü inverterin çıkış voltajı
i_r	: Rezonans akımı
V_{fs}	: PID/FLC çıkış sinyali
V_{saw}	: Testere dişi dalga sinyali
V_{δ}	: İletim açısı sinyali
V_{gs}	: Anahtar kapı gerilimi
f_s	: Anahtarlama frekansı
FHA	: Temel harmonik yaklaşım
K, B	: Kontrol parametreleri
V_{in}	: Giriş voltajı
δ	: İletim açısı
EMI	: Elektromanyetik girişim
EA	: Hata amplifikatörü
PS-PFM	: Faz kaydırmalı darbe frekans modülü
θ	: Rezonans akımı
FLC	: Bulanık Mantık Kontrol

ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

GENİŞ ZVS ARALIĞI VE DAR ANAHTARLAMA FREKANSI DEĞİŞİMİNE SAHİP PWM-PFM HİBRİT KONTROLLÜ LCC REZONANS DÖNÜŞTÜRÜCÜ

Börteçine Ayşe ARMUTLU

İnönü Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik Elektronik Mühendisliği
Anabilim Dalı

62 sayfa

2025

Danışman: Prof. Dr. Ömerülfaruk ÖZGÜVEN

Rezonans dönüştürücüler, yüksek verimlilik ve düşük kayıplar sunarak modern güç elektroniği uygulamalarında önemli bir rol oynar. Bu devrelerde anahtarlama kayıplarını azaltmak için kullanılan Sıfır Gerilimde Anahtarlama (ZVS) yöntemi, enerji verimliliğini artırırken kontrol ve tasarım açısından bazı zorluklar getirmektedir. ZVS'nin uygulanmasında, yaygın olarak kullanılan Darbe Genişlik Modülasyonu (PWM) ve Darbe Frekans Modülasyonu (PFM) yöntemleri, sistem performansını ve verimliliğini doğrudan etkiler. PWM sabit frekansta çalışırken darbe genişliği ile kontrol sağlarken, PFM değişken frekansla daha esnek bir yapı sunar. Bu tezde, ZVS kontrolünün PWM ve PFM yöntemleriyle ilişkisini, avantajlarını ve sınırlamalarını ele almaktadır. Dar anahtarlama frekansı değişimiyle geniş ZVS güç anahtarı aralığı elde etmek için bir PWM-PFM hibrit kontrollü LCC rezonans dönüştürücü önerilmiş ve modeli sunulmuştur.

Anahtar Kelimeler: LCC, rezonans dönüştürücü, PWM-PFM, ZVS, Simulink.

ABSTRACT

Master's Thesis

PWM-PFM HYBRID CONTROLLED LCC RESONANT CONVERTER WITH WIDE ZVS RANGE AND NARROW SWITCHING FREQUENCY VARIATION

Börteçine Ayşe ARMUTLU

Inonu University
Institute of Science
Electrical and Electronics Engineering
Department

62 page

2025

Supervisor: Prof. Dr. Ömerülfaruk ÖZGÜVEN

Resonant converters play an important role in modern power electronics applications by offering high efficiency and low losses. The Zero Voltage Switching (ZVS) method used to reduce switching losses in these circuits encounters some difficulties in terms of control and design as energy ranges increase. In the blood of ZVS, widely used Pulse Width Modulation (PWM) and Pulse Frequency Modulation (PFM) methods directly affect system components and components. While PWM provides control with fixed frequency operating pulse width, PFM offers a more flexible structure with variable frequency. In this thesis, the relationship, advantages and limitations of ZVS control with PWM and PFM methods are included. A PWM-PFM hybrid controlled LCC resonant converter is proposed and a model is presented to obtain a wide ZVS power switching range with narrow switching ratio change.

Keywords: LCC, resonant converter, PWM-PFM, ZVS, Simulink.

1. GİRİŞ

Güç anahtarının sıfır voltaj anahtarlama (ZVS) avantajını kullanması nedeniyle endüktans, kapasitör, kapasitör (LCC) rezonans dönüştürücü, endüstriyel uygulamalarda yaygın olarak kullanılan bir yöntemdir. Ancak, geleneksel değişken frekans kontrollü LCC rezonans dönüştürücü, geniş anahtarlama frekansı değişiminden ve dolayısıyla manyetik bileşenlerin düşük kullanımından olumsuz etkilenmektedir. Bu tür sorunların üstesinden gelmek için sonraki çalışmalarda, sabit frekans kontrollü LCC rezonans dönüştürücü önerilmiş ve incelenmiştir. Ancak, sabit frekans kontrollü LCC rezonans dönüştürücü, dar ZVS çalışma aralığı ve yüksek dolaşım enerjisi sıkıntısı sorununu içermektedir. Hibrit kontrol, LCC rezonans dönüştürücünün performansını iyileştirmenin bir yolunu sağlamasına rağmen, hibrit kontrol stratejileri genellikle karmaşıktır ve esneklikten yoksundur. Bu tezde, geniş giriş voltajı ve yük değişim aralığı altında güç anahtarının ZVS çalışmasını elde etmek için bir darbe genişlik modülasyonu - darbe frekans modülasyonu (PWM-PFM) hibrit kontrollü LCC rezonans dönüştürücü önerilmiştir. Teorik analiz ve deney sonuçları, önerilen dönüştürücünün, değişken frekans kontrolünün geniş ZVS aralığı güç anahtarının avantajlarını ve sabit frekans kontrolünün manyetik bileşenlerinin yüksek kullanımını birleştirdiğini göstermektedir (Chen, Xu, Cao, Lin, & Ma, 2017).

Yüksek anahtarlama frekanslarının sert anahtarlama PWM dönüştürücülerle birleştirilmesi, normalde rezonanslı dönüştürücüler tarafından ortadan kaldırılabilen birkaç dezavantaja sahiptir. İki rezonans elemanından oluşan seri direnç, kapasitör (SRC) ve paralel direnç, kapasitör (PRC) dönüştürücü, rezonanslı dönüştürücü ailesinin en basit iki üyesini temsil eder. Reaktif akımları minimuma indirerek mükemmel kısmi yük verimliliği sağlamasına rağmen, SRC dönüştürücü, yük durumu olmadığında çıkış voltajını düzenleyemez. Aksine, PRC dönüştürücünün kullanılması, yük durumuyla başa çıkmayı mümkün kılar, ancak aynı zamanda kısmi yük verimliliğini daha da kötüleştirir. Dolayısıyla, bu dezavantajlardan kaçınmak için en az üç veya dört depolama elemanına sahip rezonanslı dönüştürücüler kullanılabilir. Çok rezonanslı dönüştürücüler, rezonans tankındaki reaktif bileşenlerinin sayısına, türüne ve düzenlenmesine göre sınıflandırılabilir. Bu makale, oransal-türevsel-integral (PID) denetleyici ve bulanık mantık kontrol (FLC) denetleyicisi kullanarak rezonans

LCC dönüştürücünün çıkış cevaplarının karşılaştırılmasını ele almaktadır. İlk adımda, bireysel yapılandırmalarına ve çalışma prensiplerine dayanarak, her iki dönüştürücü topolojisi karşılaştırılır. İkinci adımda, iki dönüştürücü PID denetleyicisi tarafından kontrol edilir. Üçüncü adımda, iki dönüştürücü FLC tarafından kontrol edilirler. Son olarak, hat ve yük bozuklukları altında sabit çıkış gerilimi elde edilir. Ayrıca, her iki dönüştürücünün performans analizi karşılaştırılır ve önerilir (Deepika & Elakkiya, 2014).

Sanayi geliştikçe, daha yüksek güç dönüşüm verimliliği, daha küçük hacim, daha hafif ağırlık ve daha düşük ürün maliyeti elde etmek için çeşitli tipte güç dönüştürücülere ihtiyaç duyulmaktadır. Yüksek güç yoğunluğu, daha fazla tasarım özgürlüğüne ve TV'ler, bilgisayarlar ve diğer ev aletleri kullanılan daha düşük profilli elektronik ürünlere olanak tanır. Dönüştürücü entegrasyonu ve yüksek anahtarlama frekansı çalışması, anahtarlama modlu güç kaynakları için güç yoğunluğunu artırmak için etkili yöntemlerdir. Özellikle, yüksek anahtarlama frekansı, rezonans kapasitörü, çıkış kapasitörü ve transformatörü içeren giriş filtresini ve pasif bileşenleri daha küçük hale getirir. Bu nedenle, yüksek anahtarlama frekansı çalışmasıyla ilgili araştırmalar, endüstrinin yüksek güç yoğunluğuna olan artan ihtiyacı tarafından yönlendirilmektedir.

LCC rezonans dönüştürücü, yüksek güç dönüşüm verimliliğine ve düşük maliyetli basit bir yapıya sahip olduğu için yüksek anahtarlama frekansı çalışması için yaygın olarak kullanılmaktadır. Son teknoloji güç anahtarlarının anahtarlama performansı son zamanlarda önemli bir iyileşme yaşadığından, yüksek anahtarlama frekans dönüştürücüleri yüksek güç yoğunluğu elde etmek için kullanılan önemli bir endüstriyel trend haline gelmiştir. Ancak, dijital olarak kontrol edilen LCC rezonans dönüştürücünün sınırlı bir frekans çözünürlüğü vardır. Çünkü dijital denetleyici, PWM sinyallerini üretmek için sınırlı bir kare dalga frekansı kullanılarak uygulanır. Dahası, sınırlı frekans çözünürlüğü, yüksek anahtarlama frekanslarında performans düşüşüne yol açabilir (Park & Jung, 2017).

Günümüzde rezonans dönüştürücüler, geniş yumuşak anahtarlama aralığı ve düşük elektromanyetik girişim (EMI) nedeniyle birçok endüstriyel uygulamada yaygın olarak kullanılmaktadır. Rezonans elemanlarının sayısına bağlı olarak, rezonans dönüştürücüler iki elemanlı rezonans dönüştürücüler, üç elemanlı rezonans dönüştürücüler ve çok elemanlı rezonans dönüştürücüler olarak kategorize edilebilir.

Seri rezonans dönüştürücü ve paralel rezonans dönüştürücü gibi iki elemanlı rezonans dönüştürücüler, basit uygulamadan yararlanır; ancak zayıf voltaj regülasyonu veya büyük

dolaşım kaybından olumsuz etkilenmektedir. Bu tür problemleri çözmek için, üç elemanlı ve çok elemanlı rezonans dönüştürücüler önerilmektedir; burada LCC rezonans dönüştürücüler, devre karmaşıklığı ile transformatör parazitik parametrelerinin kullanımı arasındaki iyi denge nedeniyle yaygın olarak kullanılmaktadır.

Bir LCC rezonans dönüştürücü için, anahtarlama frekansındaki küçük bir değişiklik, voltaj kazancında büyük bir değişiklikle sonuçlanacaktır. Bu nedenle geniş giriş voltajı ve/veya geniş çıkış gücünün gerekli olduğu yenilenebilir enerji uygulamaları için uygundur. Ayrıca, LCC rezonans dönüştürücü için esnek filtreler kullanılabilir; örneğin, filtre indüktörünün alanından tasarruf etmek için kapasitif bir filtre benimsenebilir ve LCC filtreleri, yüksek çıkış akımına sahip uygulamalarda kullanılabilir (Farajdadian, Hajizadeh, & Soltani, 2024).

Gerilim kazancı ve anahtarlama frekansının yüksek hassasiyeti nedeniyle, darbe frekans modülasyonu (PFM) genellikle bir LCC rezonans dönüştürücü için benimsenir. PFM'yi uygulamak kolay olmasına rağmen, geniş yük değişimi aynı zamanda bir PFM LCC rezonans dönüştürücünün anahtarlama frekansının da geniş değişimini beraberinde getirecek, dolayısıyla manyetik bileşenin düşük kullanımına ve büyük reaktif güce yol açacaktır.

Bu tür problemleri çözmek için, faz kaydırmalı modülasyonlu (PSM) bir LCC rezonans dönüştürücü önerilmiştir. PSM rezonans dönüştürücü anahtarlama frekansını sabitlese de geniş bir ZVS aralığını kaybeder. Böyle bir sorunun üstesinden gelmek için çok sayıda hibrit kontrol stratejisi önerilmiştir ve genellikle bu tür stratejiler üç kategoriye ayrılabilir. İlk kategori, rezonans dönüştürücünün alternatif olarak PFM modunda veya PWM modunda çalıştığı çok modlu kontrol stratejisidir. Rezonans dönüştürücü normal çalışma koşullarında PFM modunda çalışır ve giriş voltajının azalmasıyla anahtarlama frekansı düşer. Anahtarlama frekansı minimuma düştüğünde dönüştürücü PFM modundan PWM moduna geçer. Çoklu mod kontrolünün ana dezavantajı, mod değiştirme noktasının tasarımının zor olmasıdır. Uygun olmayan bir mod değiştirme noktası, sert anahtarlama işlemine veya mod titreşimi problemine neden olabilir. Ayrıca, çok modlu kontrolün çoğu uygulaması için, PWM ve PFM devrelerindeki PID denetleyici, kontrol modu değiştirildiğinde yeniden başlatılır, bu da geçici performansı sınırlar ve PFM ve PWM'nin iki modülatörü sistem karmaşıklığını artırır (Zandabad & Fazel, 2024).

PWM ve PFM hibrit kontrol yöntemi, sabit durumda çıkış voltajının kontrol performansını artırabilir ve iki kontrol değişkenini bağımsız olarak kullanarak çıkış voltajı dalgalanmasını azaltabilir (Song, Yang, Zhang, & Duan, 2018).

Diğer bir kategori ise faz kaydırma açısının (veya görev oranının) ve anahtarlama frekansının doğrudan doğrusal olmayan Denklemlerle hesaplandığı doğrusal olmayan kontroldür. Bu doğrusal olmayan Denklemler genellikle çalışma modu analizinden, kararlı durum akım/gerilim dalga biçimi ifadelerinden ve yumuşak anahtarlama koşullarından gelir. Örneğin, anahtarlama frekansı değişimini azaltmak için giriş gerilimi, çıkış gerilimi, çıkış yükü ve anahtarlama frekansına göre görev oranı hesaplanır. Teorik olarak bu tür doğrusal olmayan strateji, dönüştürücünün doğru matematiksel modelini tam olarak kullandığı için çok iyi bir sabit/dinamik performans elde edebilir. Fakat, doğrusal olmayan Denklemlerin çoğu pratik endüstriyel uygulamalarda çok karmaşıktır; dolayısıyla gelişmiş algoritmalar ve yüksek hızlı dijital işlemciler genellikle gereklidir ve bu da böyle bir kontrol stratejisinin genelleştirilmesini kısıtlar.

Üçüncü kategori, bir voltaj geri besleme döngüsünün çıkış voltajını ölçtüğü ve hata sinyalini kontrolöre geri beslediği çift döngülü kontrol stratejisidir; oysa bir akım geri besleme döngüsü, faz kilitli döngü gibi rezonans akımı faz açısını tahmin etmek için genellikle rezonans akımını ölçer. Çift döngülü kontrol stratejisi, küçük reaktif güçle geniş bir yumuşak anahtarlama aralığı elde edebilir; ancak akım döngüsünün varlığı, yüksek hızlı bir akım sensörü ve ekstra parametre tasarım prosedürünü gerektirir. Ayrıca, çoğu çift döngülü kontrol, rezonans akımının sıfırdan geçişinin doğru bir şekilde tespit edilmesini ister; bu da daha yüksek frekansta çalışan rezonans dönüştürücüler için uygulanması gerçekten zordur.

Rezonans invertörde, çok portlu rezonans dönüştürücüde, çift aktif köprü dönüştürücüde ve benzerlerinde çeşitli benzer hibrit kontrol stratejileri bulunabilir, ancak bunlar yukarıda belirtilen dezavantajlara sahiptir. Bu tez çalışmasında LCC rezonans dönüştürücüye odaklanılmıştır.

Sıfır voltaj anahtarlama (ZVS) gerçekleştirmek için anahtarlama frekansı genellikle rezonans frekansından daha yüksek seçilir. Bu tür dönüştürücüler, yüksek verimlilik ve güç yoğunluğu sunar. Ancak, bu yaklaşımda frekans değişim aralığı sınırlı olduğundan, geniş bir kazanç aralığına ulaşmak zorlaşır. Bu sorunu çözmek ve geniş kazanç aralığında yüksek verimlilik elde etmek amacıyla PWM ve PSM gibi yöntemler önerilmiştir (Fang, Xie, & Huang, 2020).

LCC kompanzasyon şebekesinin seri kompanzasyon kapasitörünün parametre değişiminin akım kesme akımı üzerindeki etkisini analiz eder ve invertörün ZVS'ye ulaşması için koşulları optimize eder. Bu nedenle, bazı bilim adamları rezonans şebekesi parametrelerinin bozulmasının neden olduğu sistem empedans açısındaki ve transfer verimliliğindeki değişiklikleri modellemiş ve analiz etmiş olsalar da ancak yüksek mertebeden şebekeler için çıkış duyarlılığı sorunu henüz çözülmemiştir. Bu nedenle, yüksek mertebeden rezonans şebekesinin kendisinden başlamak ve yüksek mertebeden rezonans şebekesinin rezonans noktasının değişimini ve çıkış karakteristiklerinin değişimini etkileyen kompanzasyon parametresinin değişimine olan duyarlılığını analiz etmek gerekir (Li, Wu, Gao, An, & Gao, 2021).

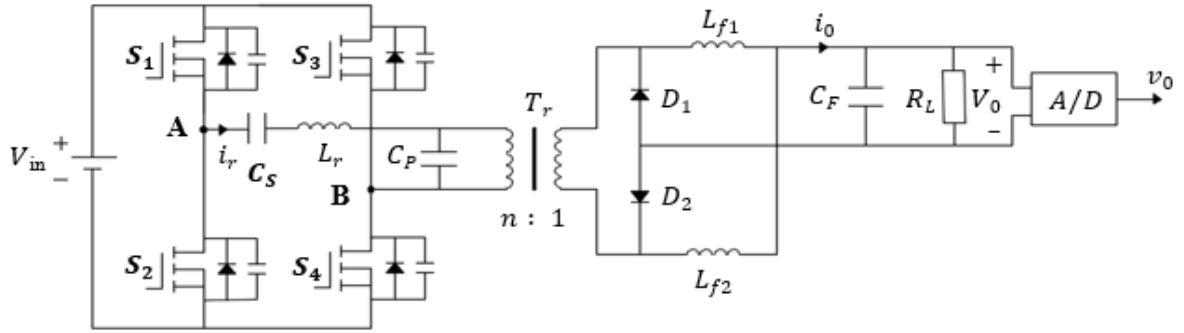
Bu çalışmada, geleneksel PSM ve PFM'nin yerine geçmek üzere, hem anahtarlama frekansı değişim aralığını hem de bir PFM LCC rezonans dönüştürücünün reaktif gücünü azaltan bir faz kaydırmalı PFM (PS-PFM) tekniği önerilmektedir. Bir PS-PFM modülatörü, voltaj kontrollü bir taşıyıcı jeneratörü entegre ederek, faz kaydırma açısını ve anahtarlama frekansını aynı anda ayarlayabilir ve bu, bir LCC rezonans dönüştürücünün kararlı durum performansını optimize etmek için bir derece daha kontrol özgürlüğü sağlar. Bu arada, bir PS-PFM LCC rezonans dönüştürücü, PSM LCC rezonans dönüştürücüden daha geniş bir ZVS aralığına sahiptir. Yukarıda bahsedilen hibrit kontrol stratejilerinden farklı olarak PS-PFM'nin yalnızca bir modülasyon modu vardır, dolayısıyla analog veya dijital şekilde uygulanması kolaydır. Ayrıca, PS-PFM aslında tek döngülü bir geri bildirim stratejisidir. Böylece parametre tasarım prosedürünün karmaşıklığı ve akım sensörünün yüksek maliyeti gibi dezavantajlar ortadan kaldırılmıştır (Chen, ve diğerleri, 2020).

2. PWM-PFM HİBRİT KONTROLLÜ LCC REZONANS DÖNÜŞTÜRÜCÜ

2.1 Önerilen Modülasyon ve Uygulanması

LCC rezonans devresi, tam köprü topolojisine dayalı olarak çalışan bir dönüştürücüde, enerji transferi ve voltaj regülasyonu için kullanılır. Bu devre, endüktif ve kapasitif elemanların rezonans prensibine dayanarak anahtarlama kayıplarını minimize eder ve EMI'yı azaltır. LCC rezonans katı genellikle bir endüktör ve iki kapasitörden oluşur ve bu elemanlar seri ve paralel kombinasyonlarla bağlanır (Mohan, Undeland, & Robbins, 2014).

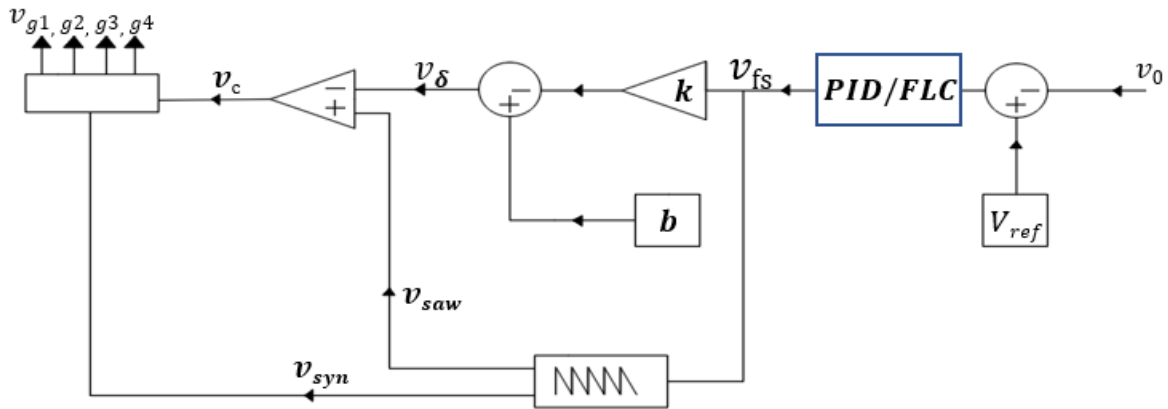
Bu tezde önerilen PWM-PFM hibrit kontrollü dönüştürücüye ait şematik diyagram Şekil 2.1'de gösterilmektedir. Güç katı; dört adet mosfet anahtar (S_1, S_2, S_3, S_4), gövde diyotları, parazit kapasitörlerden oluşan giriş voltajı V_{in} olan tam köprü inverterdir. S_1 ile S_4 ve S_2 ile S_3 anahtarları her yarı periyotta dönüşümlü bir şekilde ilettime geçerek V_{AB} sinyalini oluşturmaktadır. Rezonans katı; L_r indüktörü, C_s ve C_p kapasitörlerinden oluşur. Doğrultucu ve filtre katı; n dönüştürme oranlı T_r güç transformatörü, D_1 ve D_2 doğrultucu diyotları, L_{f1} ve L_{f2} filtre indüktörleri, C_F çıkış kapasitörü, R_L yük direncinden oluşmaktadır. V_0 çıkış voltajının, analog/dijital dönüşümünden elde edilen v_0 çıkış voltajı dönüştürücünün kontrol edilmek istenen temel parametresidir (Chen, Xu, Cao, Lin, & Ma, 2017).



Şekil 2.1 : LCC rezonans dönüştürücü.

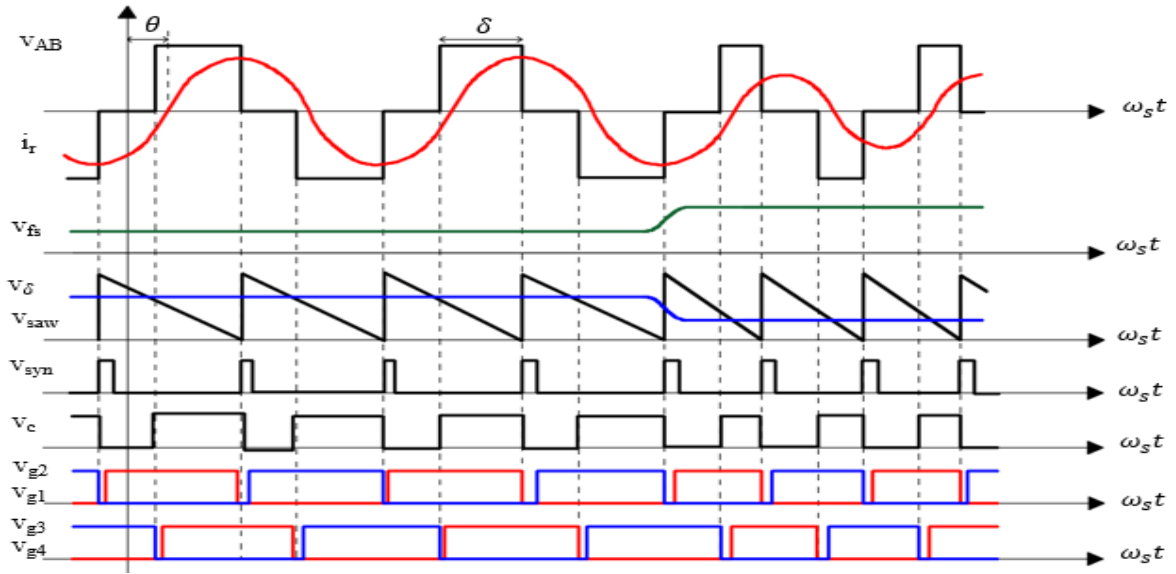
Önerilen dönüştürücünün PWM-PFM hibrit kontrolü için kullanılan blok diyagram Şekil 2.2'de gösterilmektedir. Çıkış voltajı v_0 'ın, V_{ref} ile toplanması sonucunda oluşan hata sinyali, kontrol blokları PID ve FLC tarafından ayrı ayrı incelenerek her iki denetleyici yöntemi ile çıkışta hata sinyaline orantılı bir düzeltme sinyali olan v_{fs} sinyali üretilir. v_{fs} sinyali, sistemde PWM ve PFM modülasyon sinyallerini üretmek için kullanılır. v_d , v_{fs} ile oluşturulan bir karşılaştırma sinyalidir. Bu sinyal, dönüştürücü için modülasyon sinyallerinin üretilmesinde bir ara sinyal görevi görür. Frekans ve genlik bilgisi bu sinyalden

türetilir. k bloğu, kontrol bloğundan gelen sinyali belirli bir kazanç oranında güçlendirerek modülasyon için gereken uygun voltaj seviyelerine getirir. b bloğu, sistemde kullanılan kazanç ayarlarını temsil eder. Bu blok, kontrol sisteminin duyarlılığını ve stabilitesini ayarlamak için kullanılır. v_{fs} sinyalinin genliği, bir frekansta zamanlayıcı devre yardımıyla kontrol edilir. Sinyal üretici blokla v_{fs} 'ye bağlı olarak bir testere dişi sinyal v_{saw} üretilir. v_{saw} , sistemdeki PWM veya PFM modülasyonu oluşturmak için kullanılan referans dalgadır. v_{syn} (senkronizasyon sinyali), tam köprü LCC rezonans dönüştürücüsündeki anahtarların senkronize şekilde çalışmasını sağlamak için üretilir. PWM-PFM modülasyonuna göre anahtarlama süreleri ve sırası bu sinyal ile belirlenir. v_{δ} ve v_{saw} sinyallerinin toplama bloğunda birleşmesiyle oluşan v_c sinyali, hibrit PWM-PFM kontrol stratejisinde hem PWM hem de PFM için referans sinyal görevi görür. PWM modunda darbe genişliğini kontrol eder. PFM modunda çalışma frekansını ayarlar (Chen, Xu, Cao, Lin, & Ma, 2017).



Şekil 2.2 : Önerilen dönüştürücünün PWM-PFM hibrit kontrolü.

Önerilen dönüştürücünün temel dalga biçimleri Şekil 2.3'te gösterilmektedir. Burada v_{AB} , tam köprü inverter çıkış voltajı ve i_r , rezonans akımıdır. v_{fs} , PID/FLC kontrolör çıkışıdır ve anahtarlama frekansını belirler. v_{saw} , testere dişi taşıyıcı dalga biçimi, v_{δ} iletim açısı sinyalidir ve dönüştürücünün iletim açısı δ ile belirlenir. v_{syn} sinyalini ve v_c karşılaştırmalı çıkışını senkronize eder ve v_{g1} , v_{g2} , v_{g3} , v_{g4} mosfet kapı tetikleme sinyallerini belirler.



Şekil 2.3 : Önerilen dönüştürücünün temel dalga biçimleri.

Şekil 2.3'te görüldüğü gibi aynı bacakta bulunan anahtarların kapı tetikleme sinyalleri birbirini tamamlayıcı niteliktedir. v_{g1} ile v_{g2} arasında ve v_{g3} ile v_{g4} arasında faz farkı bulunmaktadır. V_{AB} , frekansı f_s , iletim açısı δ olan yarı kare bir dalga biçimidir. v_δ , v_{saw} sinyali ile karşılaştırılarak v_c sinyali üretilir. v_c sinyali, v_{g3} ve v_{g4} 'ün zamanlamasını belirler.

PWM-PFM hibrit rezonans dönüştürücüde $v_\delta - v_{f_s}$ arasındaki doğrusal dönüşüm ilişkisi Denklem (2.1) ve f_s anahtarlama frekansı üzerinde ayarlama yaparak δ 'yı belirlemek için kullanılan Denklem (2.2) şu şekildedir (Chen, Xu, Cao, Lin, & Ma, 2017);

$$v_\delta = -kv_{f_s} + b \quad (2.1)$$

$$\delta = -Kf_s + B \quad (2.2)$$

2.2 PID ve FLC Denetleyici Çalışma Prensipleri

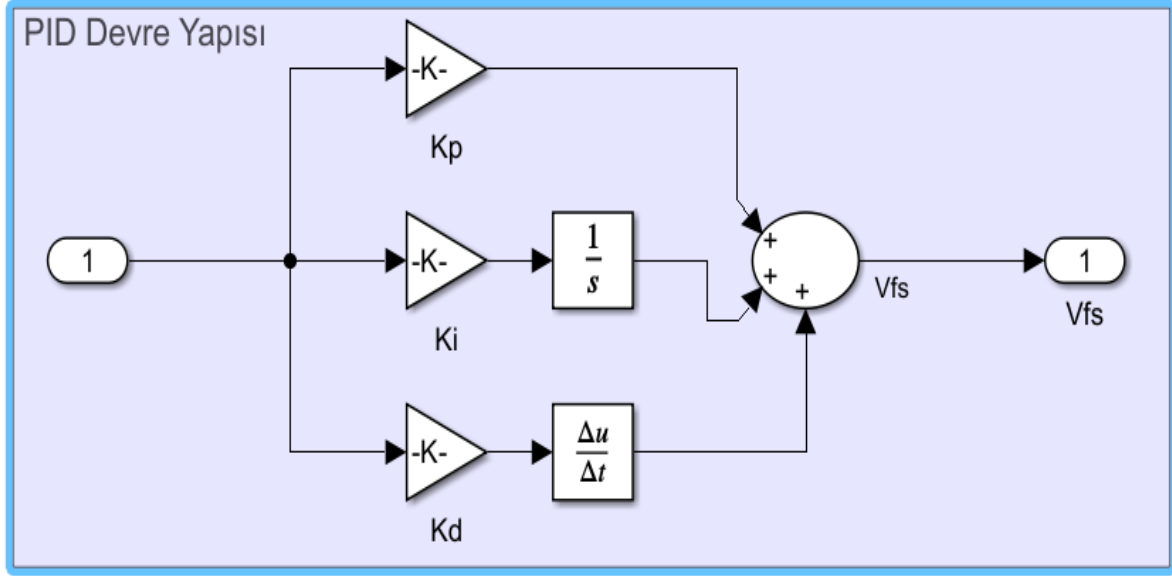
2.2.1 PID denetleyici

PID kontrol; orantılı, integral ve türev olmak üzere çeşitli algoritmik yolları kullanır. Orantılı bileşen, ayar noktası ile yöntem faktörü arasındaki tutarsızlık olarak tanımlanan hata için uygun orantılı ayarlamaları kontrol tepkisine entegre eder.

Entegre bileşen, prosedür sabitini süre boyunca analiz eder ve sonucu işleme sabitinden sapmayı en aza indirecek şekilde ayarlar. Türev kontrol yöntemi, işlem parametresinin

değişme hızını gözlemler ve ardından sonucu atipik dalgalanmalara yanıt olarak ayarlar (Al-Dayyeni & Mahmood, 2025).

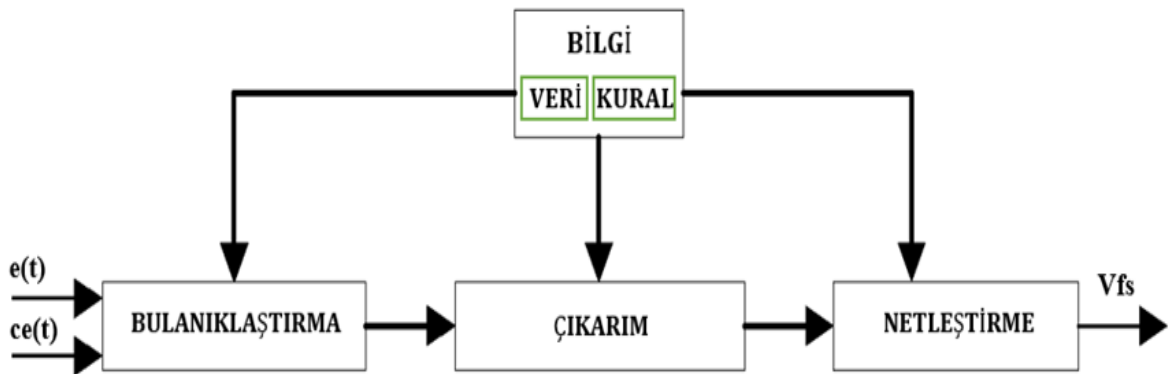
Şekil 2.4'te PID denetleyici blok devre yapısı görülmektedir.



Şekil 2.4 : PID devre yapısı.

2.2.2 FLC denetleyici

Bulanık mantık kontrolörü tasarlamak için öncelikle sisteme uygun girdi ve çıktılar seçilir. FLC'nin tasarımı ve Simulink uygulanması bulanıklaştırma ve netleştirmeyi içermektedir. Girişte hata $e(t)$ ve hatanın değişimi $ce(t)$ bulanık kümeleri oluşturan üyelik fonksiyonunu atamak için kullanılır. Şekil 2.5'te FLC denetleyici blok diyagramı görülmektedir.



Şekil 2.5 : FLC blok diyagramı.

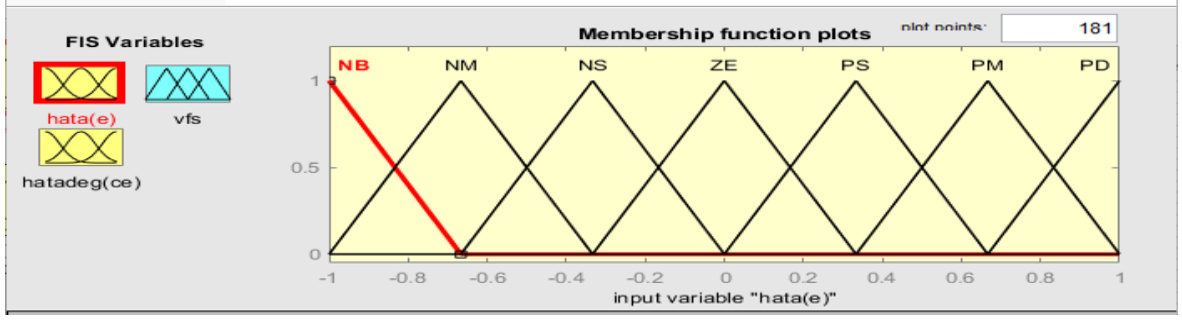
Bu çalışmada, kural ve çıkarım mekanizmasını uygulamak için verilen yedi bulanık alt küme dikkate alınmaktadır. Sistem için önerilen kurallar tablosu Şekil 2.6'da gösterilmiştir.

$\begin{matrix} e(t) \\ ce(t) \end{matrix}$	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
NB	NB	NB	NB	NB	NM	NS	ZE
NM	NB	NB	NB	NM	NS	ZE	PS
NS	NB	NB	NM	NS	ZE	PS	PM
ZE	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
PS	NM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB
PM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB	PB
PB	ZE	PS	PM	PB	PB	PB	PB

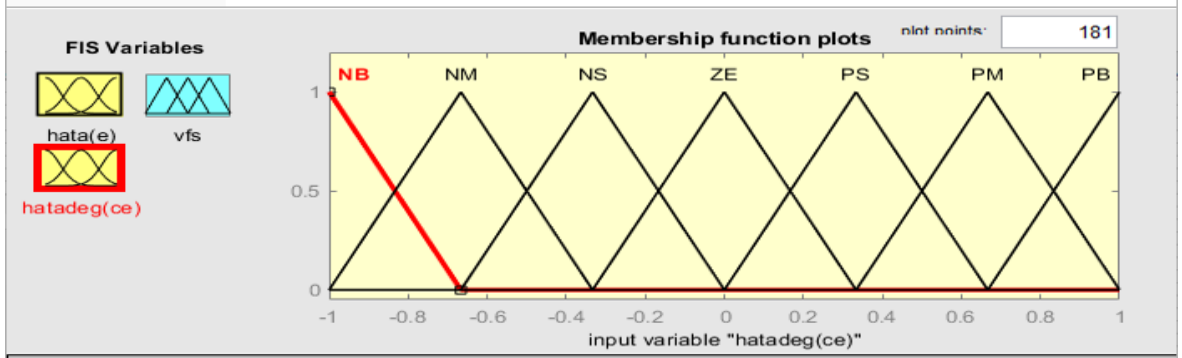
Şekil 2.6 : Kurallar.

Şekil 2.6’da dikkate alınan bulanık kümeler; negatif büyük (*NB*), negatif ortalama (*NM*), negatif küçük (*NS*), sıfır (*ZE*), pozitif küçük (*PS*), pozitif ortalama (*PM*), pozitif büyük (*PB*)’dir. Değişkenler *e* ve *ce* sırasıyla hata ve hatanın değişimi olarak kabul edilir (Kannan, Mohanty, & Selvarasu, 2017).

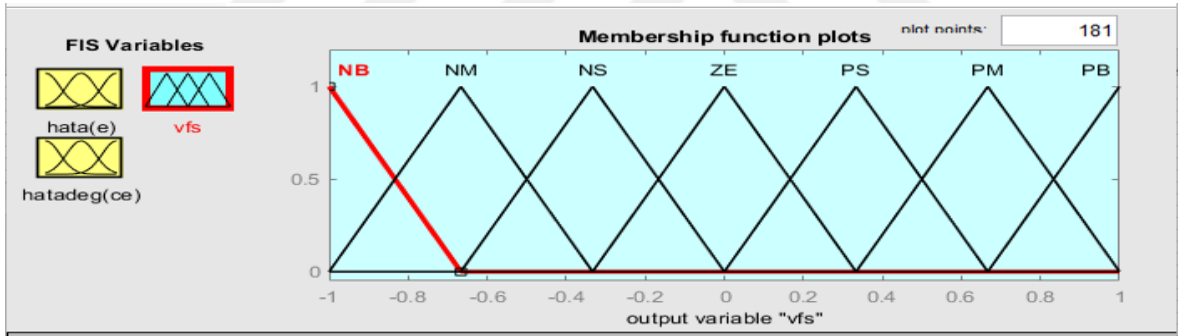
Tüm bu işlemler için sistemin hata (*e*), hatanın değişimi (*ce*) ve çıkış (*Vfs*) üyelik fonksiyonu çizimi Şekil 2.7’de verilmiştir.



(a)



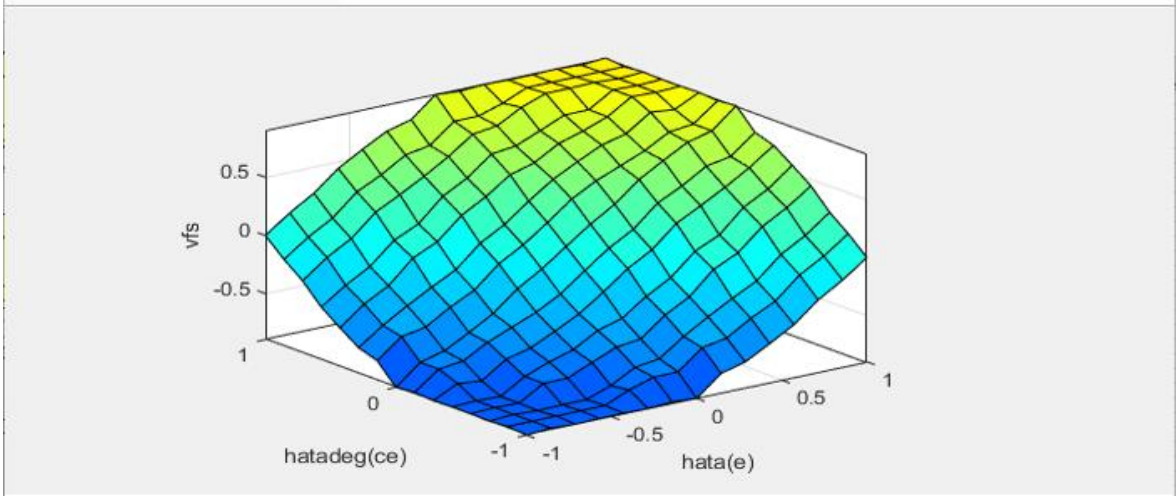
(b)



(c)

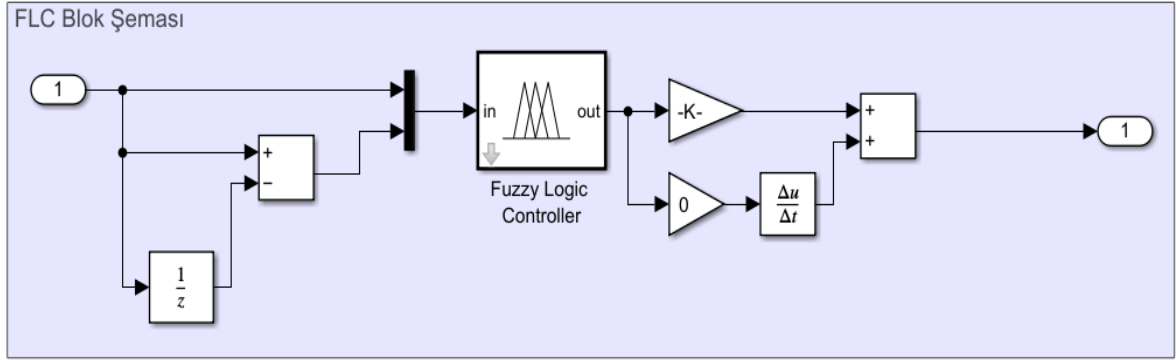
Şekil 2.7 : Üyelik fonksiyonları: (a) Hata üyelik fonksiyonu, (b) Hatanın değişimi üyelik fonksiyonu, (c) Çıkış üyelik fonksiyonu.

Bulanık yapı Şekil 2.8'de gösterilmiştir ve yapı; hata, hatadaki değişim ve çıkış ile analiz edilmiştir.



Şekil 2.8 : Bulanık yapı.

Şekil 2.9’da FLC denetleyici blok devre yapısı verilmiştir.



Şekil 2.9 : FLC blok şeması.

2.3 LCC Rezonans Dönüştürücünün ZVS Koşulu

Sıfır voltaj anahtarlama (ZVS); PWM ve PFM kullanılan tam köprü rezonans dönüştürücülerde, yüksek verimlilik ve düşük elektromanyetik girişim (EMI) avantajları sunarak yumuşak bir anahtarlama sağlar. Bu tür devrelerde anahtarların açılıp kapanması sırasında yüksek gerilimlere maruz kalması enerji kayıplarına ve devrenin ısınmasına yol açabilir. ZVS tekniği anahtarların açılıp kapanma esnasında üzerlerindeki gerilimi sıfıra düşürerek bu anahtarlama kayıplarını azaltmak için kullanılan bir tekniktir. Bu, devredeki rezonans elemanlarının kullanılmasıyla gerçekleştirilir.

Rezonans devresi, anahtarlama iletimleri sırasında bir sinüs dalgası oluşturur. Anahtarların açılıp kapanması, bu sinüs dalgasının gerilim sıfırdan geçtiği noktalarda gerçekleşir. Böylece anahtar üzerinde oluşan gerilim sıfır olduğunda anahtarlama yapılır ve anahtarlama kayıpları

büyük ölçüde azalır. Rezonans devre tasarımı ve kontrol stratejisi, ZVS'nin başarılı bir şekilde uygulanmasında kritik rol oynar (Mohan, Undeland, & Robbins, 2014).

LCC dönüştürücünün ZVS koşulu, rezonans akımı θ 'nın sıfır geçiş fazının S4'ün tetikleme fazından daha büyük olması gerektirir. ZVS koşulu Denklem (2.3)'te ifade edilmiştir.

$$\theta > \frac{\pi - \delta}{2} \quad (2.3)$$

Temel harmonik yaklaşımında (FHA), θ 'nın sıfır geçiş fazı aynı zamanda LCC rezonans dönüştürücünün giriş empadans açısıdır. θ ve δ 'nin diğer devre parametreleri ile ilişkisi Denklem (2.4) ve Denklem (2.5)'te ifade edilmiştir.

$$\theta = \arctan \left[\frac{\left(\omega_s L_r - \frac{1}{\omega_s C_s} - \frac{\omega_s C_p R_{ac}}{1 + \omega_s^2 C_p^2 R_{ac}^2} \right)}{\frac{R_{ac}}{1 + \omega_s^2 C_p^2 R_{ac}^2}} \right] \quad (2.4)$$

$$\delta = 2 \arcsin \left\{ \frac{nV_0}{2V_{in}} \left[\frac{\pi^2}{2} \left[1 + \frac{C_p}{C_s} - \left(\frac{\omega_s}{\omega_r} \right)^2 \frac{C_p}{C_s} \right] + jQ \left(\frac{\omega_s}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_s} \right) \right] \right\} \quad (2.5)$$

(2.4) ve (2.5) Denklemlerinde $\omega_s = 2\pi f_s$, anahtarlama açısal frekansı; $\omega_r = 1/\sqrt{L_r C_s}$, rezonans açısal frekansı; $R_{ac} = (n^2 \pi^2 R_L)/2$, transformator primer tarafına yansıyan transformator sekonderinin eşdeğer ac direnci; $Q = \left(\frac{1}{n^2 R_L} \right) \sqrt{L_r / C_s}$ kalite faktörüdür.

Denklem (2.4)'teki analiz yöntemi kullanılarak, LCC rezonans dönüştürücüde θ 'nın genellikle f_s 'nin artmasıyla arttığı ve δ 'nin R_L 'nin artmasıyla veya V_{in} 'in artmasıyla azaldığı kanıtlanabilir. Sabit frekans kontrollü LCC rezonans dönüştürücü için yük azaldığında veya giriş voltajı arttığında δ azalır. δ 'nin azalması (2.3) ile verilen ZVS koşulunun başarısız olmasına neden olabilir. Bununla birlikte PWM-PFM hibrit kontrollü LCC rezonans dönüştürücü için δ 'nin azalması f_s 'nin artmasına ve dolayısıyla θ 'nın artmasına neden olur. Bu nedenle uygun parametre tasarımı ile ZVS koşulu geniş giriş gerilimi ve yük aralığında tutularak geniş bir ZVS aralığı elde edilebilir.

2.4 Parametre Tasarımı

Önerilen dönüştürücü, en ağır yük durumuna karşılık gelen, minimum giriş voltajı $V_{in}(min)$ ve maksimum kalite faktörü $Q(max)$ altında Denklem (2.4) ve (2.5)'e göre şu şekilde çalıştırıldığı çıkarılabilir: maksimum iletim açısı $\delta(maks)$, minimum anahtarlama frekansı $f_s(min)$, minimum empedans açısı $\theta(min)$.

Önerilen dönüştürücü, Denklem (2.4) ve (2.5)'e göre maksimum giriş voltajı $V_{in}(max)$ ve minimum kalite faktörü $Q(min)$ (en hafif yük koşuluna karşılık gelir) altında çalıştırıldığında, şu şekilde çalıştırıldığı çıkarılabilir: minimum iletim açısı $\delta(min)$, maksimum anahtarlama frekansı $f_s(max)$ ve maksimum empedans açısı $\theta(max)$.

PWM-PFM hibrit kontrollü LCC dönüştürücüyü tasarlamak için ilk adım, $f_s(min)$ ve $f_s(max)$ 'ı tasarlamak, ardından Denklem (2.4) ve (2.5)'te $f_s(min)$, $V_{in}(min)$, $Q(max)$ 'ı değiştirerek $\delta(min)$, $\theta(max)$ 'ı değiştirmektir. $\delta(maks)$ ve $\theta(min)$ belirlenebilir.

Son olarak, $f_s(min)$, $\delta(maks)$, $f_s(max)$, $\delta(min)$ 'in Denklem (2.2)'yi sağladığı ve K ve B parametrelerinin Denklem (2.6) ve Denklem (2.7) ile hesaplanarak sistemin çalışma aralığı belirlenmektedir.

$$K = \frac{\delta(maks) - \delta(min)}{f_s(maks) - f_s(min)} \quad (2.6)$$

$$B = K f_s(min) + \delta(maks) \quad (2.7)$$

Sonuç olarak K parametresi, frekans başına δ 'daki değişimin oranını belirler. B parametresi, frekans en küçük değerindeyken δ 'nın başlangıç değeri olarak kullanılır. Bu iki parametre lineer kontrol sisteminin düzgün çalışmasını sağlar ve sistemin frekans aralığında stabil kalmasına yardımcı olur.

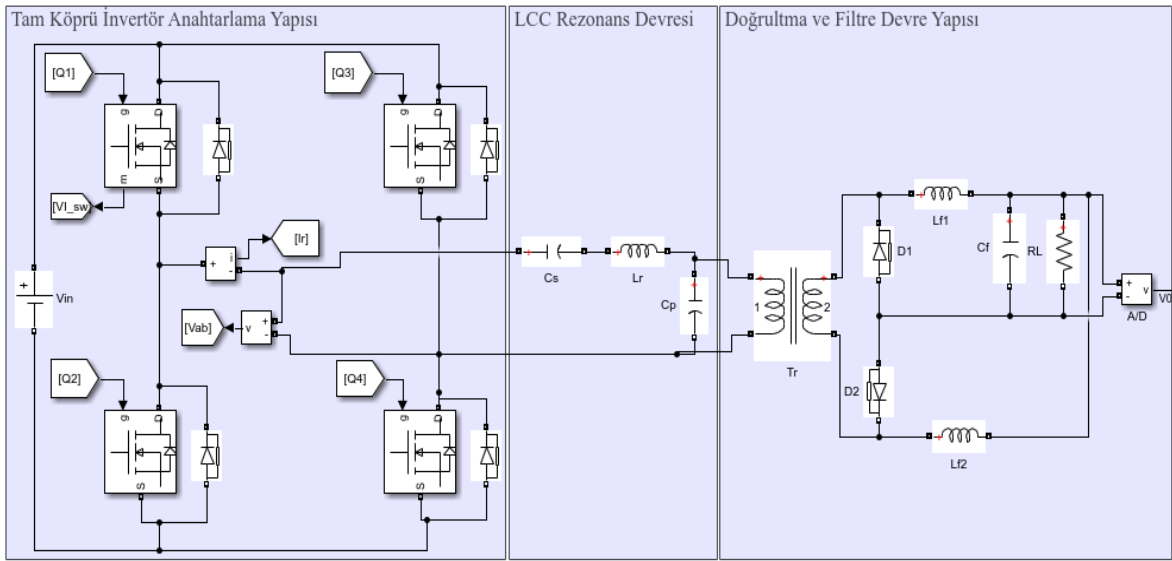
Yüksek bir orantılı kazanç, hata değerindeki küçük bir değişikliğin çıkışta büyük bir değişikliğe yol açmasına neden olur. Ancak, orantılı kazancın çok yüksek olması durumunda sistem kararsız hale gelebilir. Buna karşılık, düşük bir orantılı kazanç, büyük giriş hatalarına karşı sınırlı bir tepki oluşturur. Orantılı kazanç çok düşük seviyede ayarlandığında, sistemin bozukluklara karşı tepkisi yetersiz kalabilir.

İntegral kazanç terimi ise sürecin ayar noktasına daha hızlı ulaşmasını sağlar ve yalnızca orantılı bir denetleyici kullanıldığında ortaya çıkan kalıcı durum hatasını ortadan kaldırır. Türev kontrolü ise, integral bileşen nedeniyle oluşabilecek aşımın büyüklüğünü azaltır ve

denetleyici-süreç sisteminin kararlılığını artırır. Bununla birlikte, türev kazanç terimi, sistemin geçici tepkisinin hızını düşürebilir (Rabbani, Maruf, Ahmed, Kabir, & Mahbub, 2012).

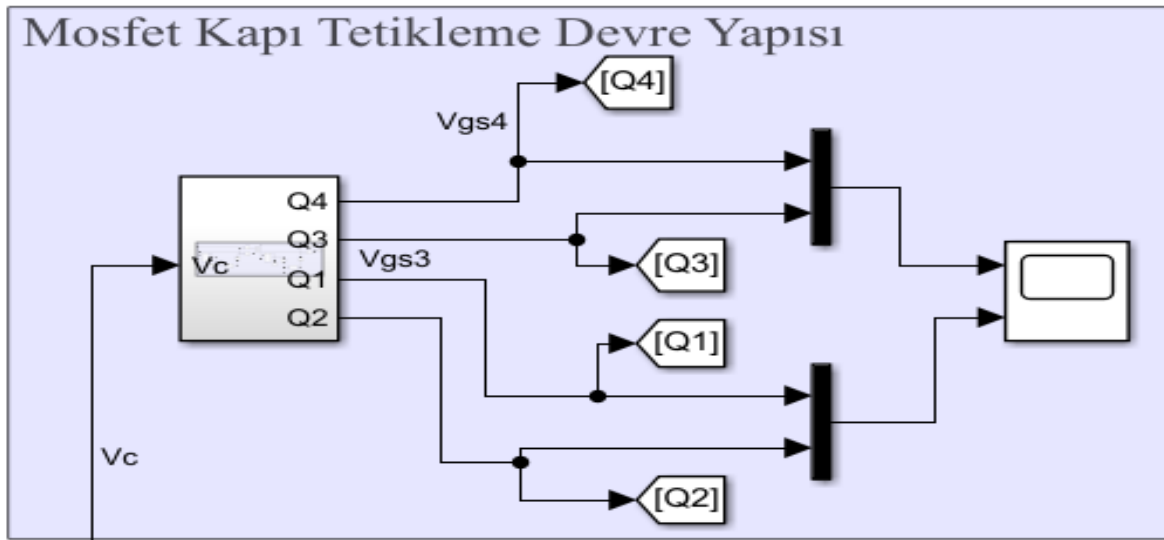
2.5 Sistemin MATLAB Simulink Modeli

Analizi ve parametre tasarımı yapılan PWM-PFM kontrollü LCC rezonans dönüştürücünün Simulink modeli Şekil 2.10'da verilmiştir. Burada tam köprü anahtarlama yapısı, rezonans devresi, doğrultma ve filtre devresi görülmektedir.



Şekil 2.10 : Simulink modeli: PWM-PFM kontrollü LCC rezonans dönüştürücü tasarımı (güç, rezonans ve filtre devresi).

Şekil 2.11’de, PID/FLC kontrolör ve PWM-PFM sinyal üretici blokları yer almaktadır. PID/FLC denetleyici, çıkış voltajını sabit tutmak için bir referans değere göre hata sinyalini işler ve uygun anahtarlama sinyallerini oluşturur. PWM sinyalleri testere dişi dalga v_{saw} ile karşılaştırılarak üretilir, frekans kontrolü ise yük koşullarına göre değiştirilir.

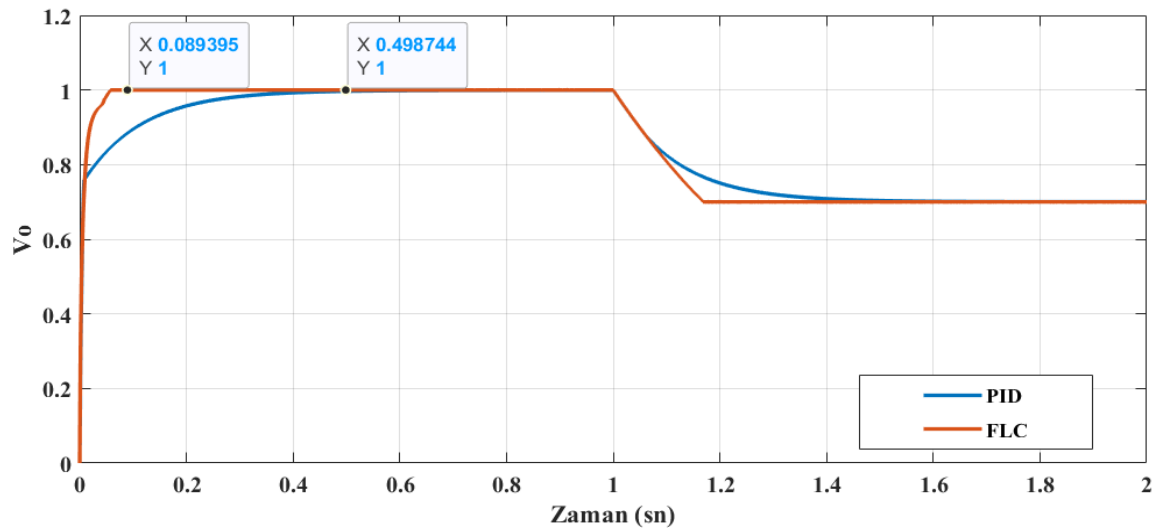


MOSFET'lerin kapı uçlarının doğru bir şekilde tetiklenmesi, güç elektroniği devrelerinde yüksek verim ve dağıtımı sağlamak için oldukça önemlidir. Şekil 2.13'te yer alan blok diyagramı, MOSFET kapılarını tetiklemek için kullanılan bir Simulink modelini göstermektedir. Bu devre, JK Flip-Flop, AND, NOT ve Monostable gibi temel dijital mantıksal blokları içerir. MOSFET'lerin uygun düzenli ve zamanlama ile anahtarlanmasını sağlamak için tasarlanmıştır.

sağlar. AND kapıları; Çıkışların sadece istenilen şekilde iletilmesini sağlayarak, doğru tetikleme darbeleri oluşturulur. Zamanlama bloğu; zamanlama sinyalinin periyodunu ve darbe genişliğini kontrol eder. “1e-06” olarak kaydedilmesi bu zamanlama, oldukça hassas bir anahtarlama süreci temsil etmektedir. v_c giriş bloğu; MOSFET'lere uygulanacak voltaj sinyalini temsil eder. Tüm tetikleme işlemlerini bu sinyallere göre gerçekleştirir.

2.6 Sistemin MATLAB Simulink Analiz Sonuçları

Simulink modelinin 2 sn örnekleme süresi boyunca çalıştırılmasıyla elde edilen LCC rezonans dönüştürücü devresinin v_o çıkış geriliminin zamana bağlı değişim grafiği, PID ve FLC yöntemlerinin sistem performansına etkileri Şekil 2.14'te karşılaştırmalı olarak gösterilmektedir.



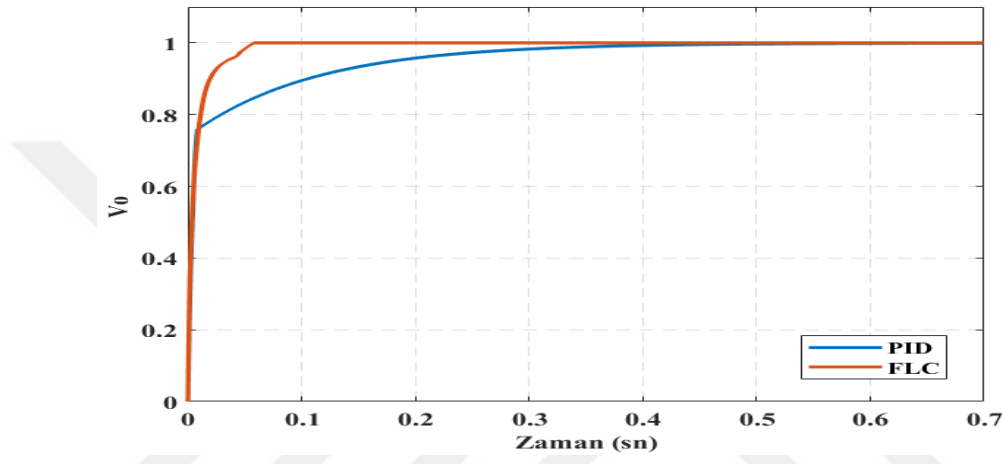
Şekil 2.14 : $V_{ref}=1-0.7$ V, $R_L=100 \Omega$ v_o çıkış sinyalleri.

Sistemin referans gerilimi başlangıçta $V_{ref}=1V$ olarak belirlenip 1. saniyede $V_{ref}=0.7V$ olarak değiştirilmiştir. 0-1 saniye aralığında her iki kontrol yöntemi de başlangıçta 1V olan referans değerine hızlı bir şekilde ulaşmakta ve çıkış gerilimini bu değerle kararlı şekilde tutmaktadır. Ancak 1. saniyede referans değerinin 0.7V'a düşürülmesiyle birlikte kontrolörlerin dinamik tepkileri belirgin hale gelmektedir. Bu noktadan sonra, PID kontrolörüne sahip sistemin çıkış gerilimi (mavi çizgi) yeni referans değerine ulaşmakta gecikirken, FLC kontrolü (kırmızı çizgi) daha hızlı bir dinamik tepki göstererek istenen değere daha kısa sürede ulaşmakta ve daha az salınım ile kararlı hale gelmektedir.

Özellikle $t=1.1$ sn civarında, FLC kontrollü sistemin çıkış geriliminin referans değeri olan 0.7 V'a neredeyse tam olarak ulaştığı, PID kontrolün ise hâlâ geçici rejimde olduğu

görülmektedir. Bu durum, FLC kontrolörün doğrusal olmayan sistemlerde ve ani referans değişimlerinde PID kontrolöre kıyasla daha üstün bir performans sergileyebileceğini göstermektedir.

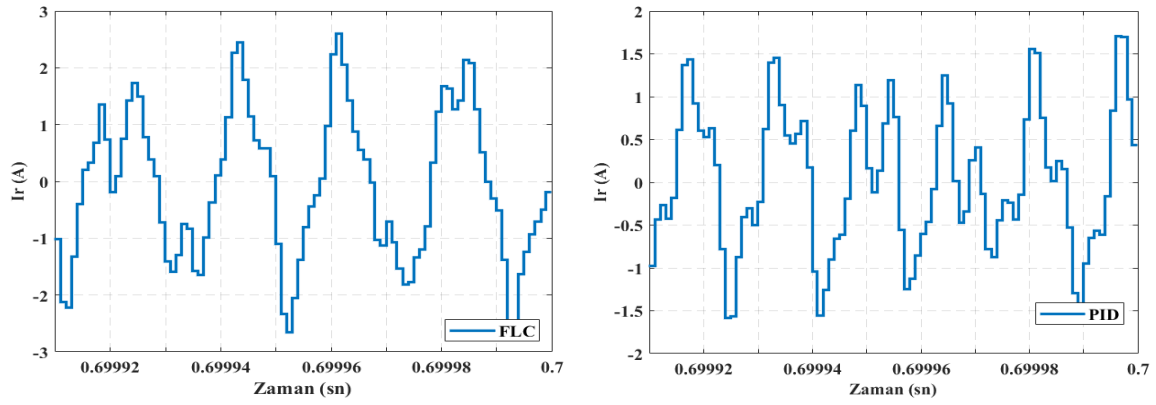
Simulink modelinin $V_{ref}=1$ V, $R_L=100$ Ω için; 0.7 sn örnekleme süresince çalıştırılarak elde edilen PID ve FLC kontrolü v_0 , I_r , Q1-4, U1-2, V_{ab} , V_{delta} sinyallerinin zamana bağlı değişim grafikleri Şekil 2.15, Şekil 2.16, Şekil 2.17, Şekil 2.18, Şekil 2.19, Şekil 2.20, Şekil 2.21, Şekil 2.22, Şekil 2.23'te gösterilmektedir.



Şekil 2.15 : $V_{ref}=1$ V, $R_L=100$ Ω v_0 çıkış sinyalleri.

Şekil 2.15'te, LCC rezonans dönüştürücü devresinde PID ve FLC kontrolörlerinin başlangıç adım cevabını kıyaslamaktadır. Simülasyon 0.7 saniyelik kısa bir süreci kapsamakta ve sistemin başlangıçta 0 V'tan 1 V referans gerilimine geçişine odaklanmaktadır.

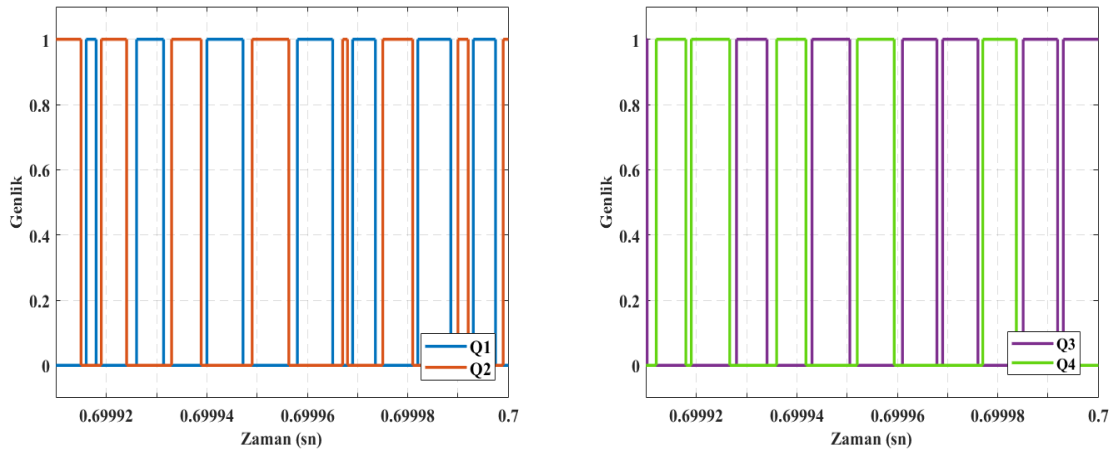
Bu grafikte, sabit referans gerilimi ve yük altında PID ve FLC kontrol yöntemlerinin çıkış gerilimi üzerindeki etkisi incelenmiştir. Her iki kontrolcü de çıkış gerilimini referans değerine başarıyla kenetlemektedir. Ancak, FLC kontrolcü ile çıkış geriliminin referans değerine ulaşma süresi PID kontrolcüye göre daha kısadır ve geçici rejimde daha az aşım ve salınım gözlenmektedir. Bu, FLC kontrolcünün sistemin dinamiklerine daha hızlı ve hassas yanıt verdiğini, PID kontrolcünün ise daha geleneksel ve öngörülebilir bir tepki sunduğunu göstermektedir. Ayrıca, FLC kontrolcü ile sistemin kararlı rejime geçişi daha kısa sürede gerçekleşmektedir. Bu bağlamda, özellikle hızlı geçiş yanıtının kritik olduğu uygulamalarda FLC'nin tercih edilmesi sistem dinamiklerini olumlu yönde etkileyecektir.



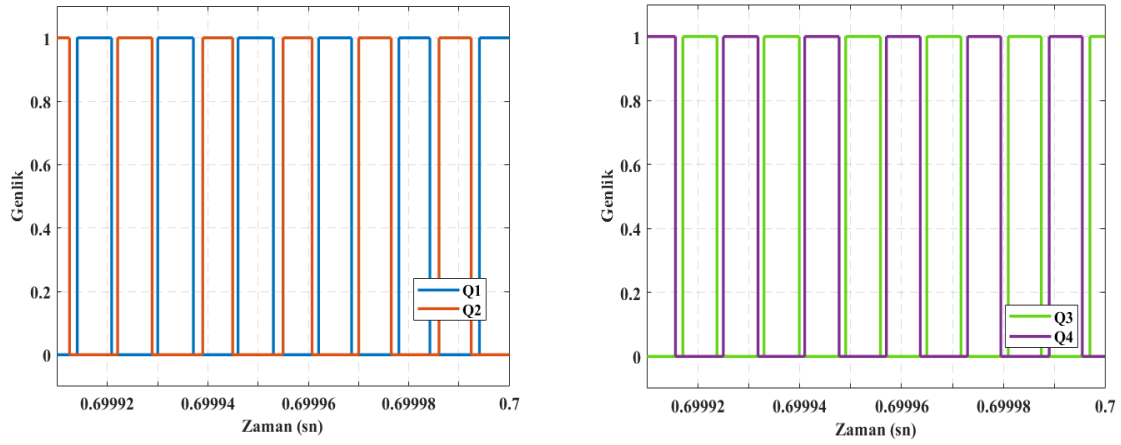
Şekil 2.16 : $V_{ref}=1$ V, $R_L=100$ Ω I_r -zaman grafikleri.

Şekil 2.16' ya göre, tam köprü inverter çıkışında bulunan I_r rezonans akımı için, PID ve FLC kontrol yöntemlerinde sinüzoidale yakın bir sinyal olduğu görülmektedir. Her iki grafikte de zaman ölçeği 0.69991-0.7 saniye aralığına odaklanmıştır; bu da kararlı durum bölgesindeki anahtarlama akımı davranışını analiz etmeye olanak tanır.

Bu iki grafik birlikte değerlendirildiğinde, FLC'nin yalnızca daha hızlı ve hassas bir gerilim kontrolü sunmakla kalmadığı, aynı zamanda sistem akım dinamiklerini de daha stabil tuttuğu görülmektedir. Bu da FLC'yi, özellikle yüksek frekanslı anahtarlamalarda termal ve elektromanyetik uyumluluk açısından daha uygun bir çözüm haline getirmektedir.

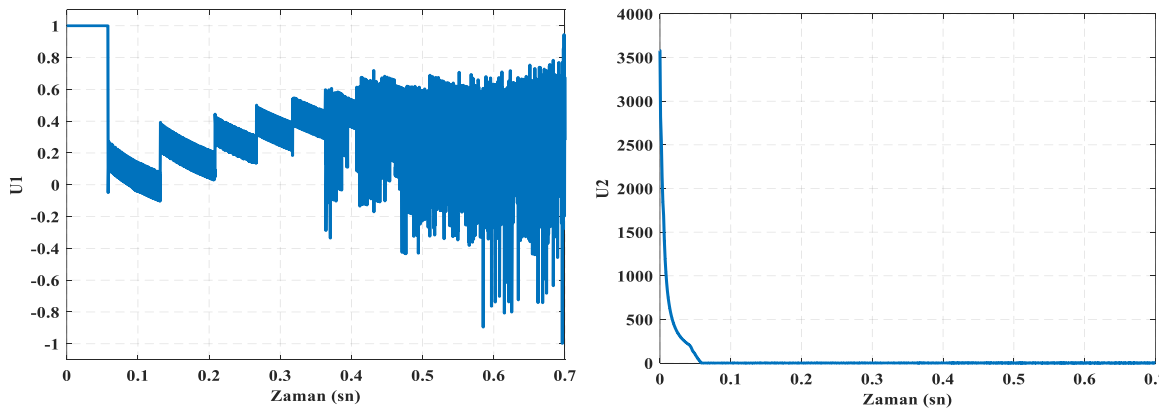


Şekil 2.17 : $V_{ref}=1$ V, $R_L=100$ Ω , FLC kontrol anahtarlama sinyalleri.

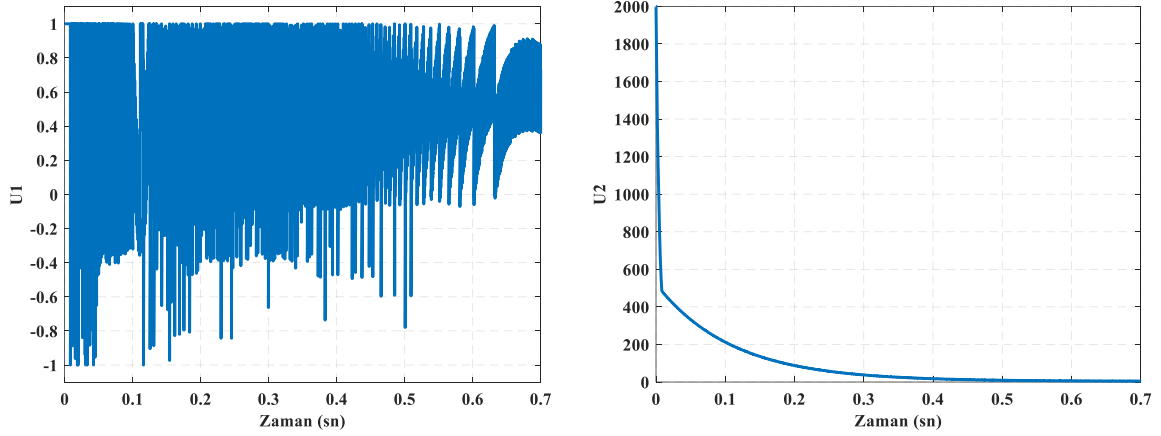


Şekil 2.18 : $V_{ref}=1$ V, $R_L=100$ Ω , PID kontrol anahtarlama sinyalleri.

Şekil 2.17 ve Şekil 2.18’de her iki kontrol yönteminde de anahtarlama sinyallerinin ZVS koşulunu sağladığı görülmektedir. FLC kontrolü ile elde edilen anahtarlama sinyallerinde, sistemin yük ve referans değişimlerine daha hızlı ve esnek tepki verdiği, sinyalin periyodunda ve darbe genişliğinde adaptif değişimler olduğu gözlemlenmektedir. Bu, FLC’nin sistemin anlık ihtiyaçlarına göre anahtarlama stratejisini optimize ettiğini göstermektedir. PID kontrolcü ile elde edilen anahtarlama sinyalleri ise daha düzenli ve sabit bir yapıdadır; bu da sistemin kararlı rejimde daha stabil çalışmasını sağlar. Ancak, ani yük veya referans değişimlerinde PID kontrolcünün adaptasyonu FLC’ye göre daha yavaş ve sınırlı kalmaktadır. FLC’nin sunduğu bu esneklik, anahtarlama kayıplarının azaltılması ve sistem verimliliğinin artırılması açısından önemli bir avantajdır.

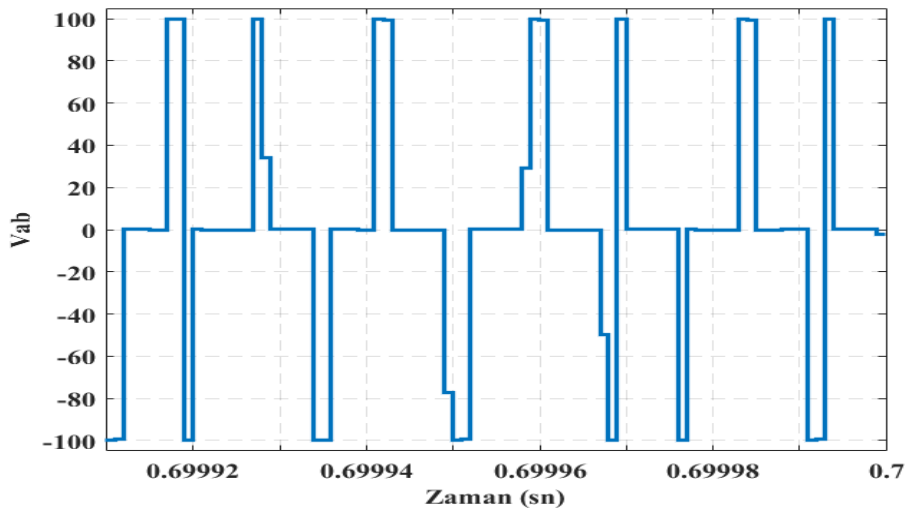


Şekil 2.19 : $V_{ref}=1$ V, $R_L=100$ Ω , FLC kontrol $U1$ ve $U2$ sinyalleri.

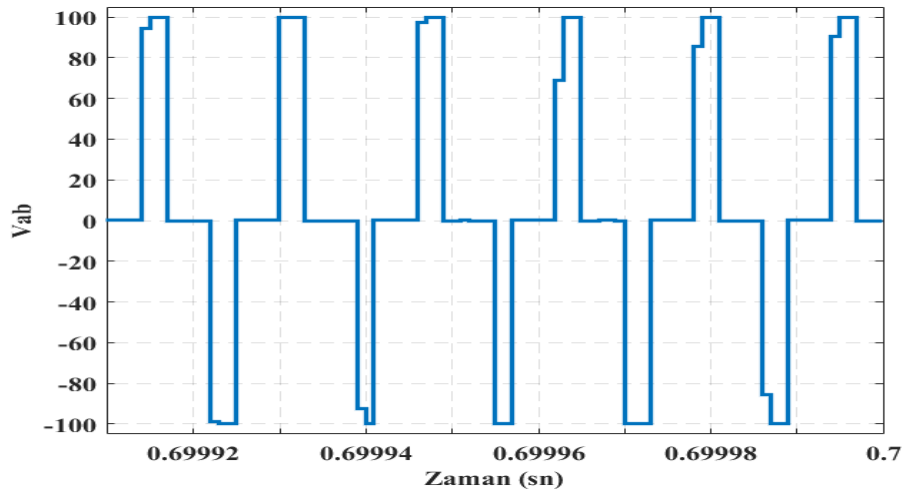


Şekil 2.20 : $V_{ref}=1$ V, $R_L=100$ Ω , PID kontrol $U1$ ve $U2$ sinyalleri.

Şekil 2.19’da FLC, Şekil 2.20’de ise PID kontrolcüye ait $U1$ ve $U2$ sinyalleri gösterilmiştir. $U1$ sinyali, ilgili kontrol bloğunun çıkışını; $U2$ sinyali ise sistemin anahtarlama frekansını ayarlayan kontrol sinyalini temsil etmektedir. FLC kontrolcüde, $U1$ ve $U2$ sinyallerinin zamana bağlı olarak daha hızlı ve adaptif değişimler gösterdiği, sistemin dinamiklerine anlık olarak yanıt verdiği gözlemlenmektedir. Bu, FLC’nin sistemin çalışma koşullarına göre frekans ve genlik ayarını optimize ettiğini göstermektedir. PID kontrolcüde ise $U1$ ve $U2$ sinyalleri daha sabit ve öngörülebilir bir yapıdadır; bu da sistemin kararlı rejimde daha stabil çalışmasını sağlar. Ancak, FLC’nin sunduğu adaptif yapı, özellikle değişken yük ve referans koşullarında sistem performansını artırmaktadır.

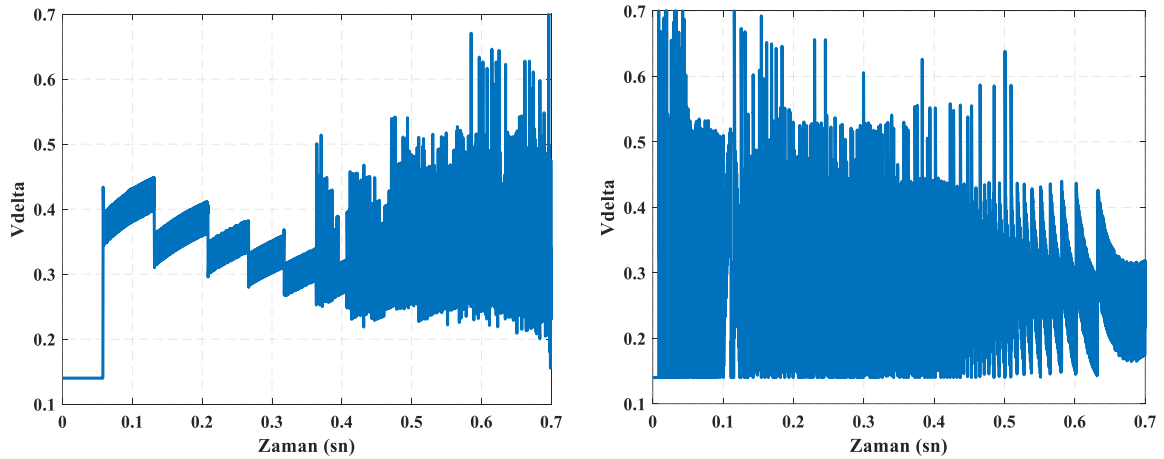


Şekil 2.21 : $V_{ref}=1$ V, $R_L=100$ Ω , FLC kontrol V_{ab} sinyali.



Şekil 2.22 : $V_{ref}=1$ V, $R_L=100$ Ω , PID kontrol V_{ab} sinyali.

Şekil 2.21 ve 2.22’de, tam köprü inverter çıkışında oluşan yarı kare dalga sinyalleri karşılaştırılmıştır. Her iki kontrolü ile de temel dalga biçiminde ve kararlı bir çıkış sinyali elde edildiği görülmektedir. Dalga şeklinin düzgün olması, inverterin doğru şekilde çalıştığını ve kontrolcülerin çıkış sinyalini istenen formda ürettiğini göstermektedir. FLC kontrolcü ile elde edilen çıkış sinyalinin, geçici rejimden kararlı duruma daha hızlı geçtiği ve dalga formunun daha az bozulma içerdiği gözlemlenmektedir. Bu da FLC’nin, inverter çıkışında daha kaliteli bir güç üretimi sağladığını ve harmonik bozulmaları minimuma indirdiğini göstermektedir.

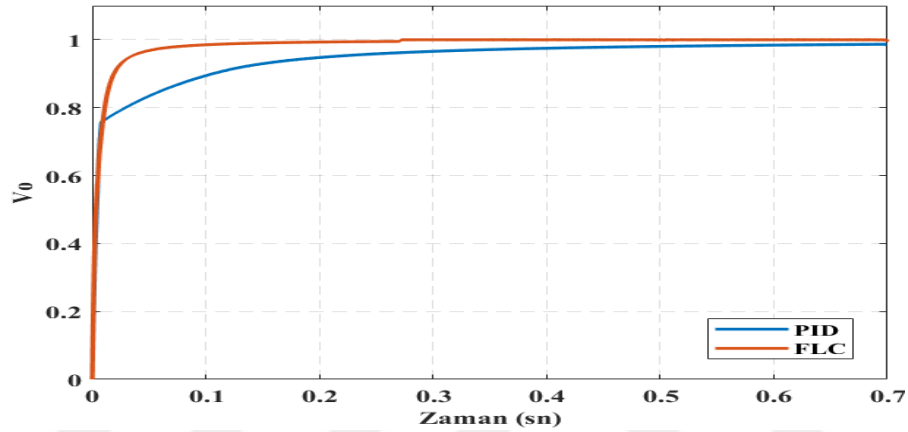


Şekil 2.23 : $V_{ref}=1$ V, $R_L=100$ Ω için FLC ve PID Kontrol V_{delta} sinyalleri.

Şekil 2.23’te, her iki kontrolcü de çıkış sinyalini referans değere başarıyla kenetlemektedir. Ancak, FLC kontrolcü ile elde edilen çıkış sinyalinin, referans değişimlerine karşı daha hızlı ve daha az aşım ile cevap verdiği, PID kontrolcünde ise geçici rejim süresinin daha uzun ve salınımların daha belirgin olduğu gözlemlenmektedir. Bu durum, FLC’nin sistemin

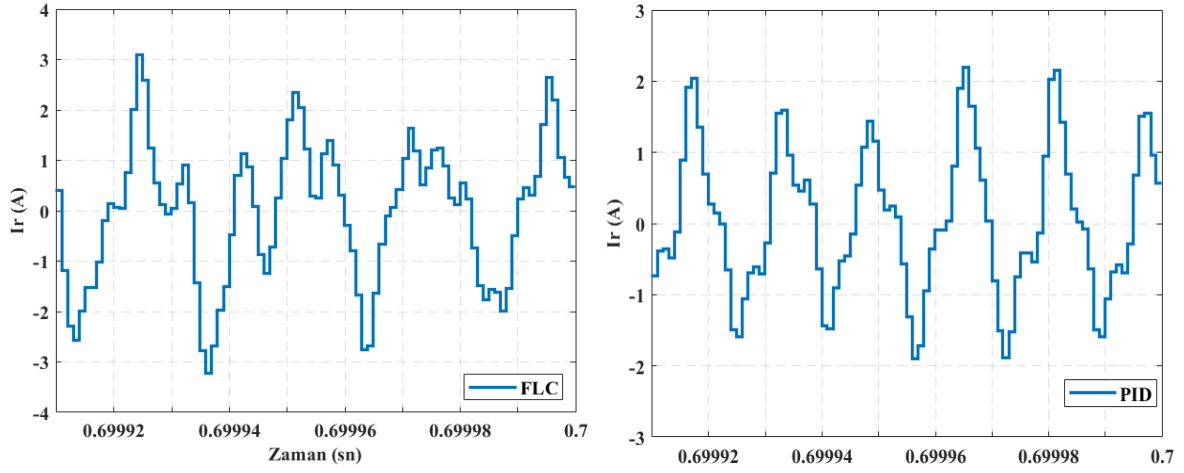
dinamiklerine daha hassas ve hızlı yanıt verdiğini, PID'nin ise daha geleneksel ve öngörülebilir bir kontrol sunduğunu göstermektedir. Özellikle yük değişimlerinin sık yaşandığı uygulamalarda, FLC'nin sunduğu bu avantajlar sistemin genel performansını artırmaktadır.

Simulink modelinin $V_{ref}=1$ V, $R_L=50$ Ω için; 0.7 sn örnekleme süresince çalıştırılarak elde edilen PID ve FLC kontrolü v_0 , I_r , Q1-4, U1-2, V_{ab} , V_{delta} sinyallerinin zamana bağlı değişim grafikleri Şekil 2.24, Şekil 2.25, Şekil 2.26, Şekil 2.27, Şekil 2.28, Şekil 2.29, Şekil 2.30, Şekil 2.31, Şekil 2.32'de gösterilmektedir.



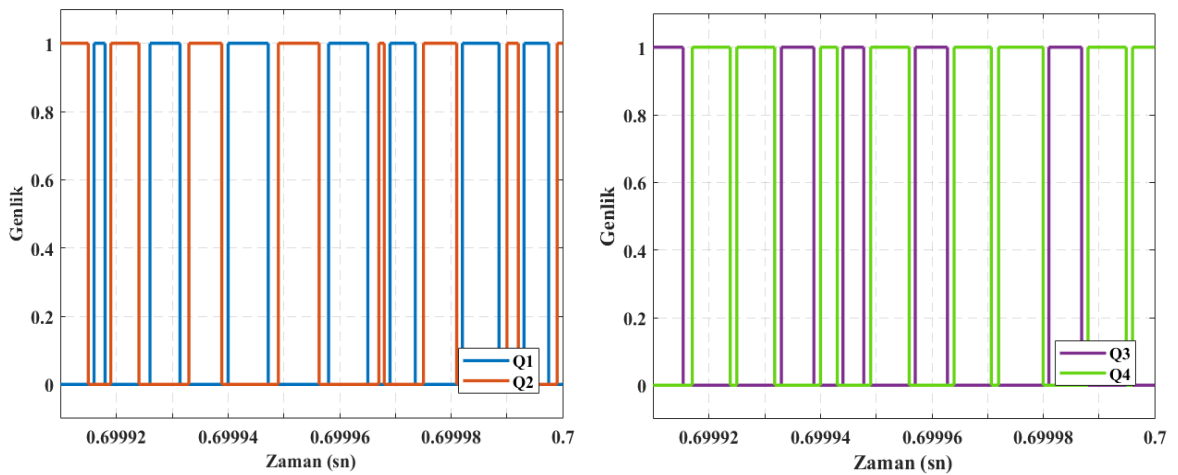
Şekil 2.24 : $V_{ref}=1$ V, $R_L=50$ Ω v_0 çıkış sinyali.

Şekil 2.24'te, PWM-PFM hibrit kontrollü LCC rezonans dönüştürücü devresinin çıkış gerilimi, yük direnci 50 Ω 'a düşürüldüğünde PID ve FLC kontrolcülerin ayrı ayrı uygulanmasıyla elde edilmiştir. Devre yapısında, anahtarlama elemanları MOSFET'ler olup, ZVS (Sıfır Gerilimde Anahtarlama) koşulu sağlanacak şekilde tetiklenmektedir. PID ve FLC kontrolcülerin her ikisi de çıkış gerilimini referans değere kenetlemekte başarılıdır. Ancak, FLC kontrolcü ile çıkış geriliminin referans değerine ulaşma süresi PID'ye göre daha kısadır ve geçici rejimde daha az aşım ve salınım gözlenmektedir. Bu, FLC'nin devreye daha hızlı ve hassas müdahale ederek, yük değişimlerine karşı sistemin kararlılığını artırdığını göstermektedir. Hibrit modülasyonun sağladığı esneklikle birlikte, FLC kontrolcünün adaptif yapısı, LCC dönüştürücünün dinamik performansını optimize etmektedir.

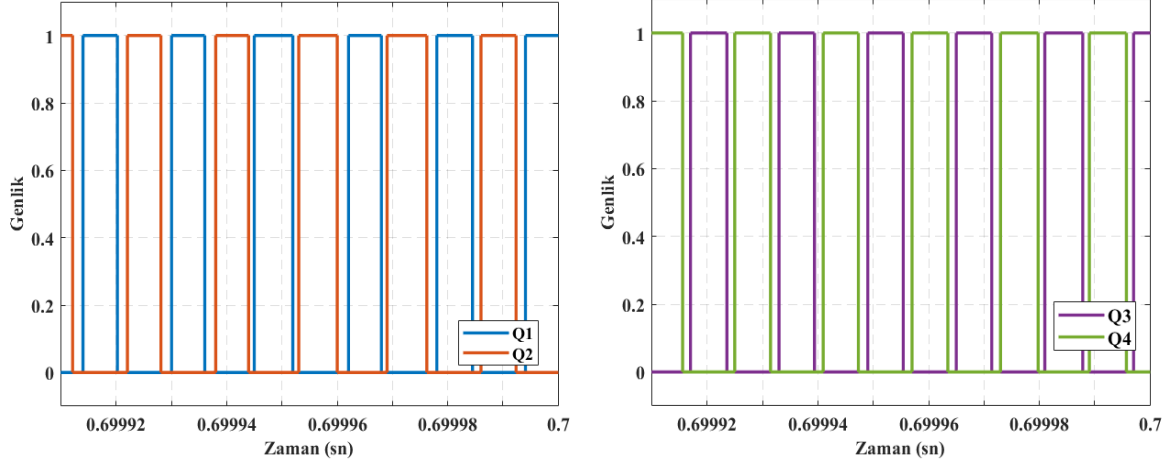


Şekil 2.25 : $V_{ref}=1$ V, $R_L=50$ Ω için I_r grafikleri.

Şekil 2.25’te, LCC rezonans dönüştürücünün tam köprü inverter çıkışında oluşan rezonans akımı, PID ve FLC kontrolcülerin ayrı ayrı uygulanmasıyla karşılaştırılmıştır. Devre yapısında, rezonans tankı ve filtre elemanları sayesinde akım dalga şekli sinüzoidale yakın tutulmaktadır. Her iki kontrolcüde de sinüzoidale yakın bir akım dalga şekli elde edilmiştir. Ancak, FLC kontrolcü ile elde edilen akımın genlik ve dalga formu açısından daha stabil ve düzgün olduğu gözlemlenmektedir. Bu, FLC’nin yalnızca gerilim kontrolünde değil, aynı zamanda akım dinamiklerinde de sistemi daha stabil tuttuğunu göstermektedir. Özellikle yüksek frekanslı anahtarlama ve ZVS koşulunun sağlandığı bu devre yapısında, FLC’nin sunduğu bu stabilite, termal ve elektromanyetik uyumluluk açısından önemli avantajlar sağlamaktadır.

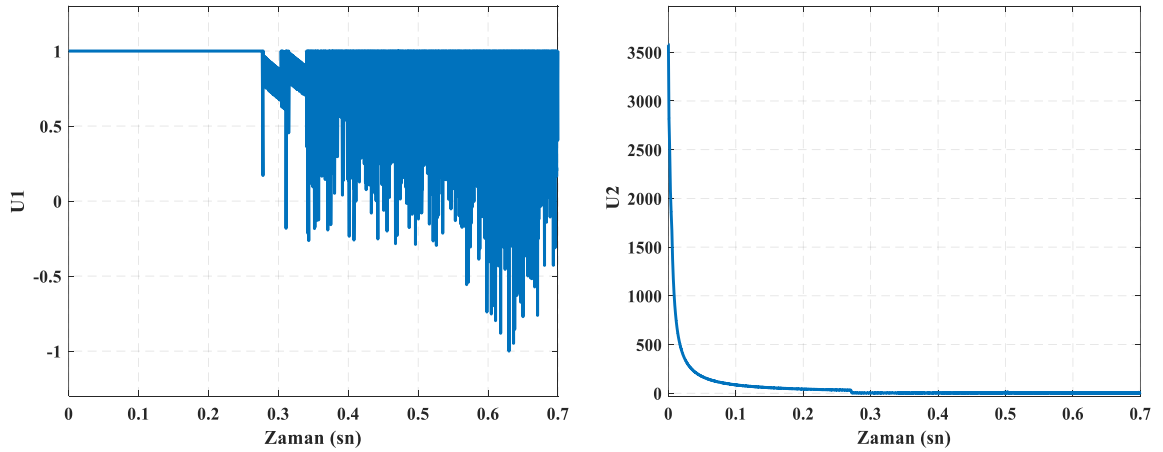


Şekil 2.26 : $V_{ref}=1$ V, $R_L=50$ Ω , FLC kontrol anahtarlama sinyalleri.

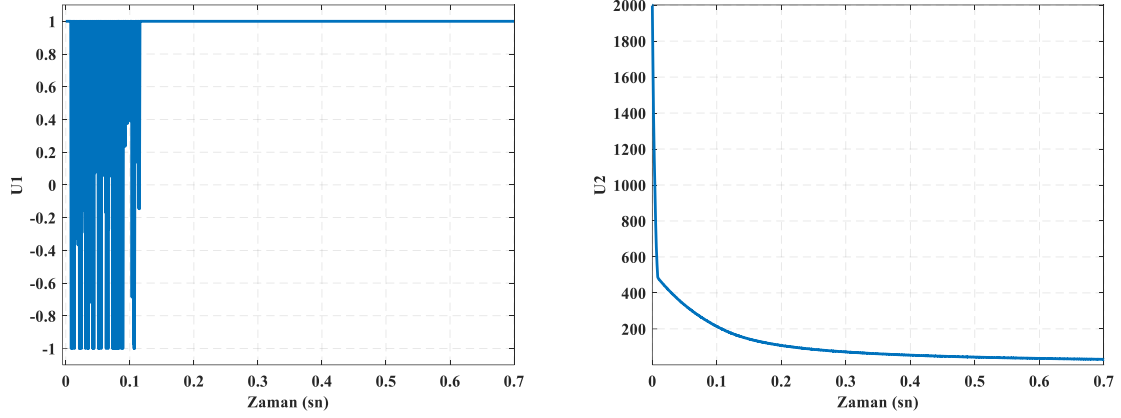


Şekil 2.27 : $V_{ref}=1$ V, $R_L=50$ Ω , PID kontrol anahtarlama sinyalleri.

Şekil 2.26 ve 2.27’de, LCC rezonans dönüştürücünün MOSFET anahtarlarına uygulanan kapı sinyalleri, FLC ve PID kontrolcülerin ayrı ayrı uygulanmasıyla elde edilmiştir. Hibrit PWM-PFM modülasyonun kullanıldığı devre yapısında, anahtarlama sinyallerinin ZVS koşulunu sağladığı görülmektedir. FLC kontrolcü ile elde edilen anahtarlama sinyallerinde, sistemin yük ve referans değişimlerine daha hızlı ve esnek tepki verdiği, sinyalin periyodunda ve darbe genişliğinde adaptif değişimler olduğu gözlemlenmektedir. PID kontrolcü ile elde edilen anahtarlama sinyalleri ise daha düzenli ve sabit bir yapıdadır. FLC’nin sunduğu bu esneklik, anahtarlama kayıplarının azaltılması ve sistem verimliliğinin artırılması açısından önemli bir avantajdır. Ayrıca, devre yapısında ZVS’nin sağlanması, anahtarlama elemanlarının ömrünü uzatmakta ve sistemin güvenilirliğini artırmaktadır.

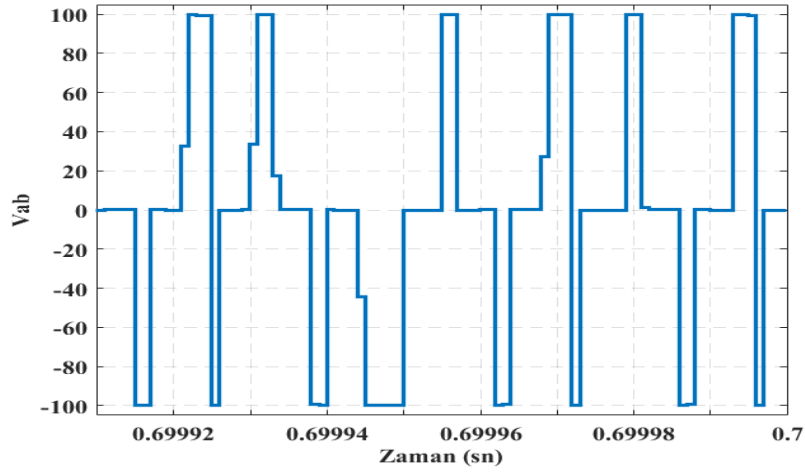


Şekil 2.28 : $V_{ref}=1$ V, $R_L=50$ Ω , FLC kontrol $U1$ ve $U2$ sinyalleri.

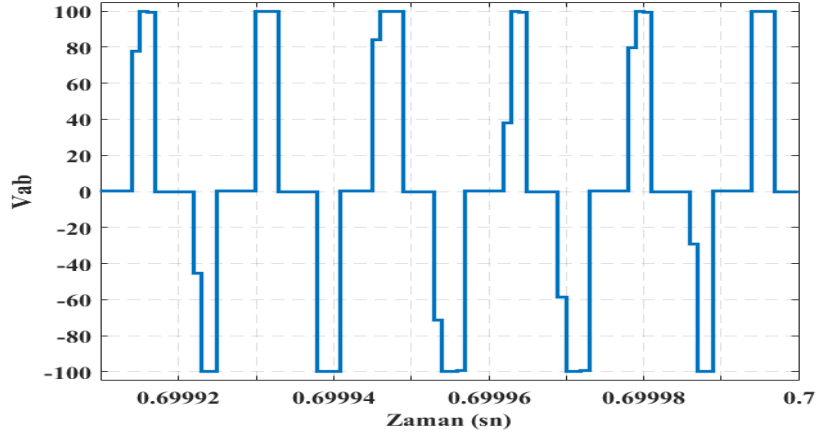


Şekil 2.29 : $V_{ref}=1$ V, $R_L=50$ Ω , PID kontrol $U1$ ve $U2$ sinyalleri.

Şekil 2.28’de FLC, Şekil 2.29’da ise PID kontrole ait $U1$ ve $U2$ sinyalleri gösterilmiştir. $U1$ sinyali, ilgili kontrol bloğunun çıkışını; $U2$ sinyali ise sistemin anahtarlama frekansını ayarlayan kontrol sinyalini temsil etmektedir. FLC kontrolcünde, $U1$ ve $U2$ sinyallerinin zamana bağlı olarak daha hızlı ve adaptif değişimler gösterdiği, sistemin dinamiklerine anlık olarak yanıt verdiği gözlemlenmektedir. PID kontrolde ise $U1$ ve $U2$ sinyalleri daha sabit ve öngörülebilir bir yapıdadır. FLC’nin sunduğu adaptif yapı, özellikle değişken yük ve referans koşullarında sistem performansını artırmaktadır.

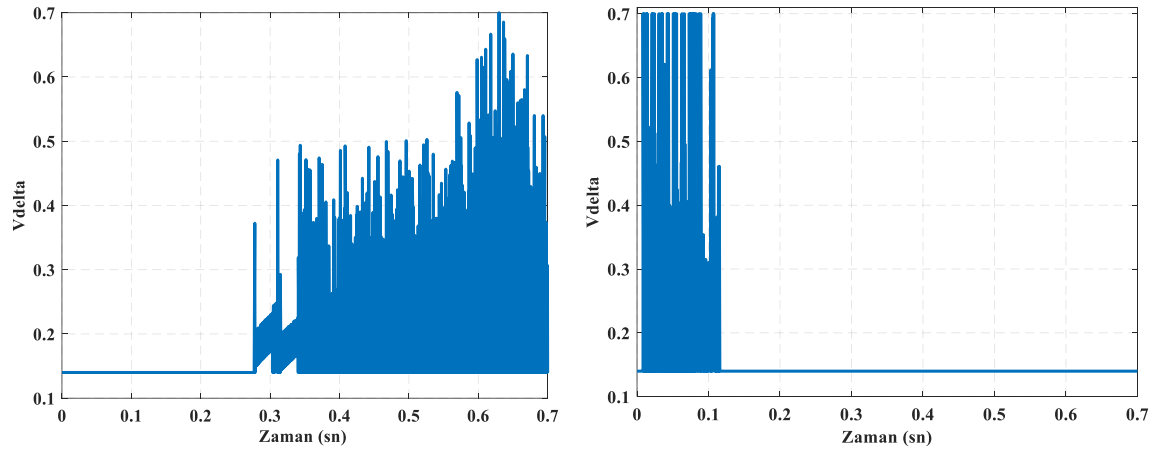


Şekil 2.30 : $V_{ref}=1$ V, $R_L=50$ Ω , FLC kontrol için V_{ab} sinyali.



Şekil 2.31 : $V_{ref}=1$ V, $R_L=50$ Ω , PID kontrol için V_{ab} sinyali.

Şekil 2.30 ve 2.31’de, LCC rezonans dönüştürücünün tam köprü inverter çıkışında oluşan yarı kare dalga sinyalleri, FLC ve PID kontrolcülerin ayrı ayrı uygulanmasıyla karşılaştırılmıştır. Devre yapısında, inverterin doğru şekilde çalıştığı ve çıkış sinyalinin temel dalga biçiminde olduğu görülmektedir. FLC kontrolcü ile elde edilen çıkış sinyalinin, geçici rejimden kararlı duruma daha hızlı geçtiği ve dalga formunun daha az bozulma içerdiği gözlemlenmektedir. Bu, FLC’nin inverter çıkışında daha kaliteli bir güç üretimi sağladığını ve harmonik bozulmaları minimuma indirdiğini göstermektedir. PID kontrolcünde ise çıkış sinyali daha sabit ve öngörülebilir bir yapıdadır.

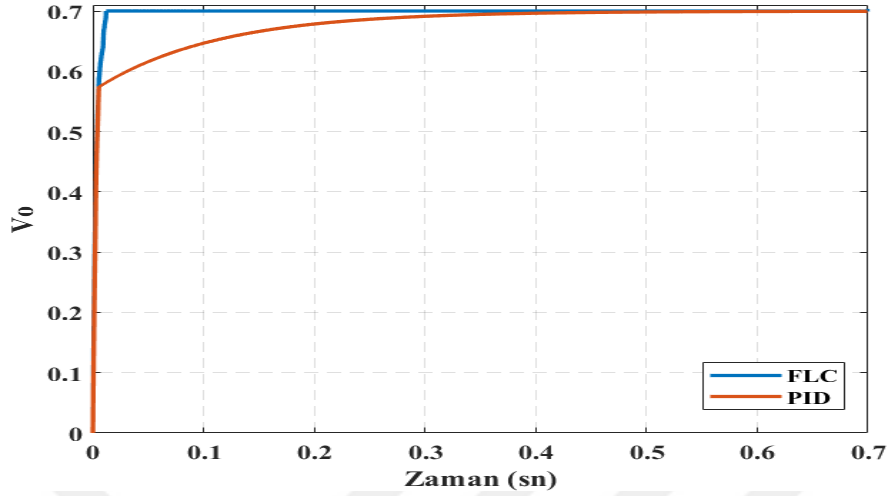


Şekil 2.32 : $V_{ref}=1$ V, $R_L=50$ Ω için FLC ve PID kontrol V_{delta} sinyalleri.

Şekil 2.32’ye göre FLC kontrolcünün dinamik performansının PID’ye göre daha üstün olduğunu, özellikle hızlı referans değişimlerinde ve yük geçişlerinde sistemin daha kısa sürede kararlı hale geldiğini açıkça ortaya koymaktadır.

Simulink modelinin $V_{ref}=0.7$ V, $R_L=100$ Ω için; 0.7 sn örnekleme süresince çalıştırılarak elde edilen PID ve FLC kontrolü v_0 , I_r , Q1-4, U1-2, V_{ab} , V_{delta} sinyallerinin zamana bağlı

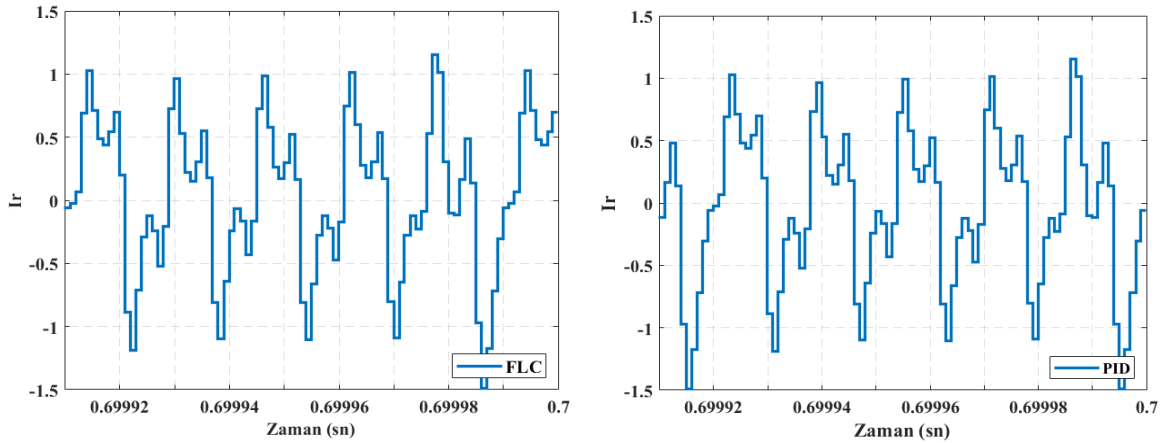
değişim grafikleri Şekil 2.33, Şekil 2.34, Şekil 2.35, Şekil 2.36, Şekil 2.37, Şekil 2.38, Şekil 2.39, Şekil 2.40, Şekil 2.41’de gösterilmektedir.



Şekil 2.33 : $V_{ref}=0.7$ V, $R_L=100$ Ω v_0 çıkış sinyali.

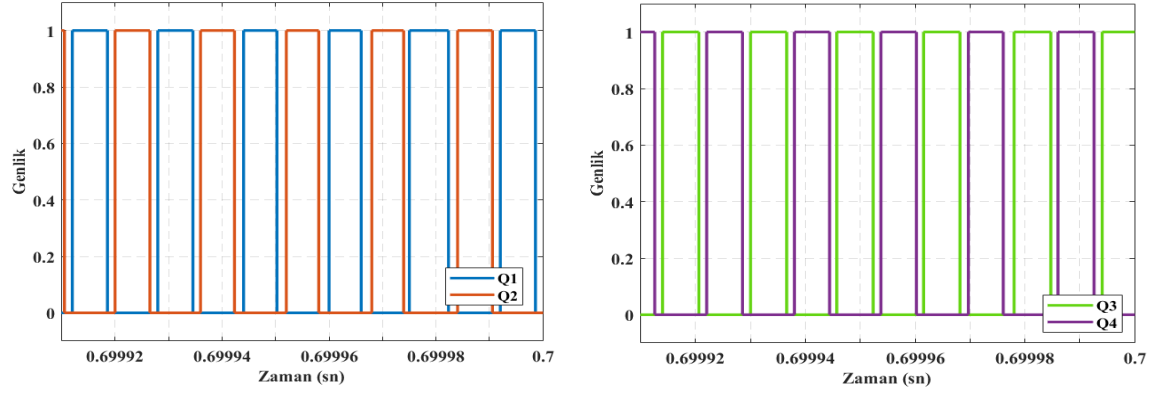
Şekil 2.33’e göre, her iki kontrol yöntemi de başlangıçta çıkış gerilimini referans değere ulaştırmak için çalışır. FLC kontrolü, çıkış gerilimini referans değere yaklaşık 0.03 saniyede hızlı ve aşım olmadan kenetlerken, PID kontrolünde bu süre yaklaşık 0.32-0.35 saniyeye kadar uzamaktadır ve geçici rejimde belirgin salınımlar gözlenmektedir.

Bu sonuç, FLC’nin hata sinyaline çok daha hızlı ve adaptif yanıt verdiğini, sistemin dinamik performansının PID’ye göre çok daha üstün olduğunu göstermektedir.

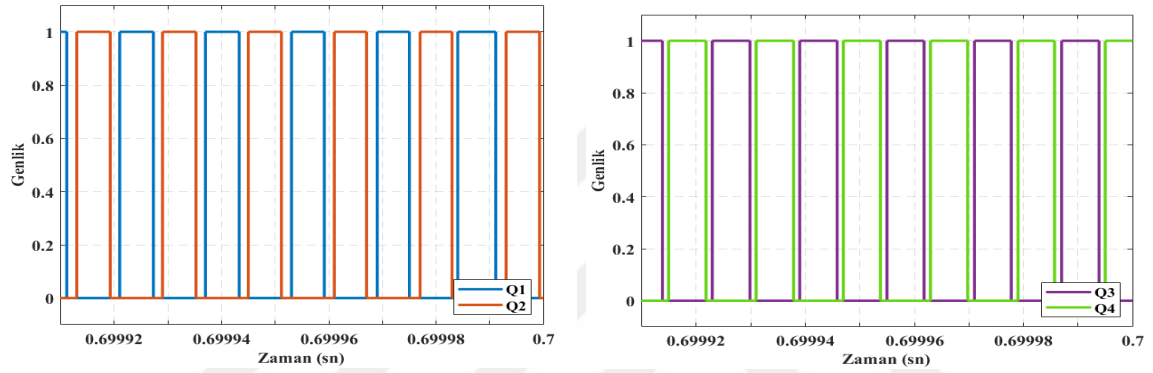


Şekil 2.34 : $V_{ref}=0.7$ V, $R_L=100$ Ω için I_r rezonans akım grafikleri.

Şekil 2.34’e göre Her iki kontrolde de rezonans akımı sinüzoidale yakın bir formdadır. FLC ile elde edilen akımda genlik ve form stabilitesi daha yüksektir. PID kontrolcünde ise geçici rejimde daha fazla dalgalanma ve salınım gözlenmektedir.



Şekil 2.35 : $V_{ref}=0.7$ V, $R_L=100$ Ω , FLC kontrol anahtarlama sinyalleri.

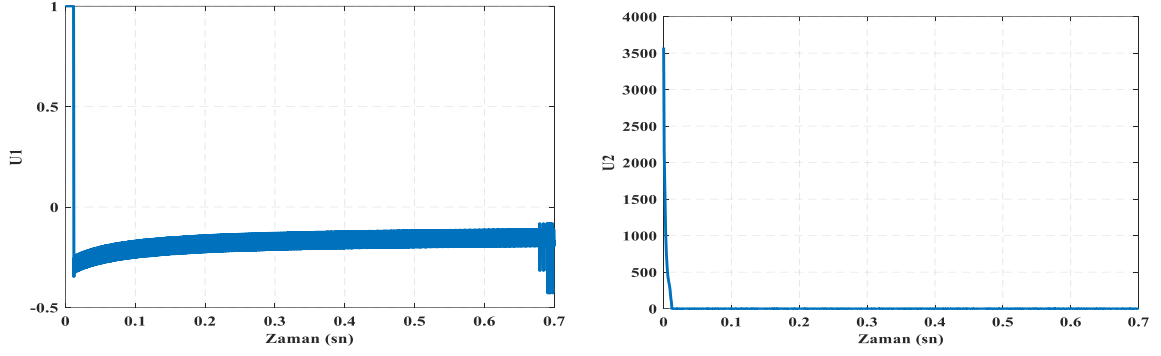


Şekil 2.36 : $V_{ref}=0.7$ V, $R_L=100$ Ω , PID kontrol anahtarlama sinyalleri.

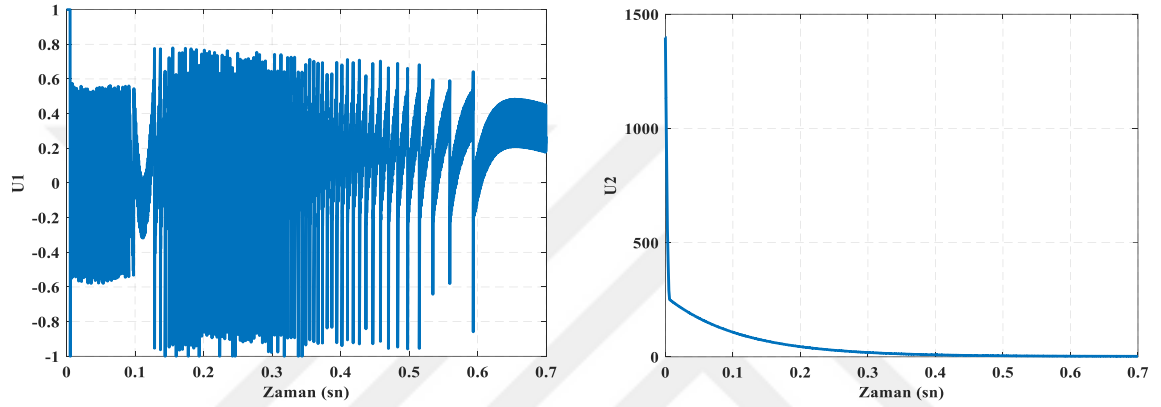
Şekil 2.35 ve Şekil 2.36’de FLC ve PID kontrollerin MOSFET anahtarlarına uygulanan anahtarlama sinyalleri karşılaştırılmaktadır.

FLC kontrolü ile anahtarlama sinyalleri, yük ve referans değişimlerine daha hızlı ve adaptif tepki verirken, sinyalin periyodu ve darbe genişliği dinamik olarak değişmektedir. PID kontrolde ise anahtarlama sinyalleri daha sabit ve öngörülebilirdir.

FLC’de anahtarlama sinyalleri, referans değişiminden hemen sonra yeni kararlı duruma yaklaşık 0.03 saniyede adapte olurken, PID’de bu adaptasyon 0.32-0.35 saniyeye kadar uzamaktadır. Bu durum, FLC’nin adaptif yapısının anahtarlama kayıplarını azaltmada ve sistem verimliliğini artırmada önemli bir avantaj sunduğunu gösterir.

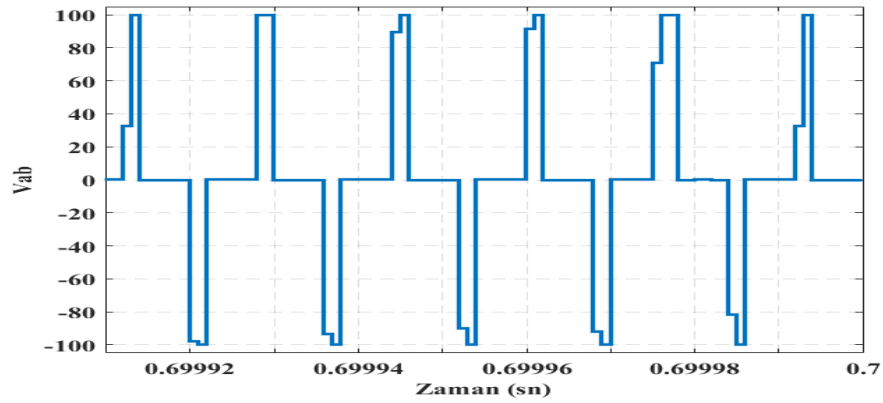


Şekil 2.37 : $V_{ref}=0.7$ V, $R_L=100$ Ω , FLC kontrol $U1$ ve $U2$ Sinyalleri.

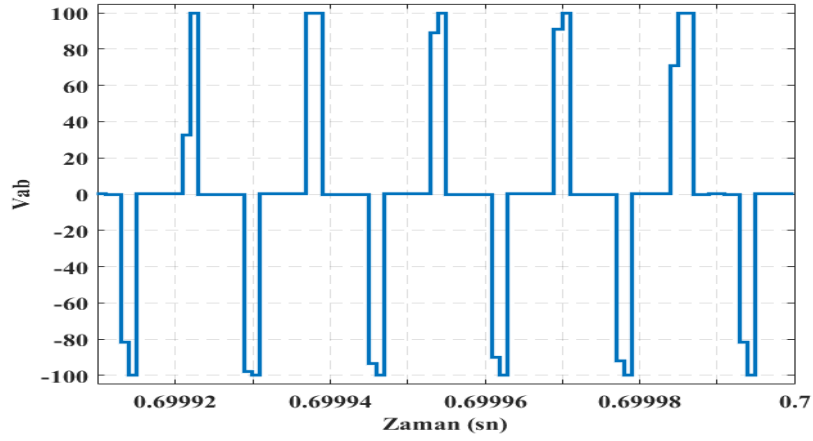


Şekil 2.38 : $V_{ref}=0.7$ V, $R_L=100$ Ω , PID kontrol $U1$ ve $U2$ sinyalleri.

Şekil 2.37 ve Şekil 2.38’de FLC kontrolcüde $U1$ ve $U2$ sinyalleri zamana bağlı olarak daha hızlı ve adaptif değişimler gösterirken, PID kontrolcüde bu sinyaller daha sabit ve öngörülebilirdir. FLC’de $U1$ ve $U2$ sinyalleri, referans değişiminden hemen sonra yeni kararlı seviyelerine yaklaşık 0.03 saniyede ulaşırken, PID’de bu süre 0.32-0.35 saniyeye kadar uzamaktadır. Bu durum, FLC’nin sistemin dinamiklerine anlık olarak yanıt verebildiğini ve kontrol hassasiyetinin yüksek olduğunu gösterir.

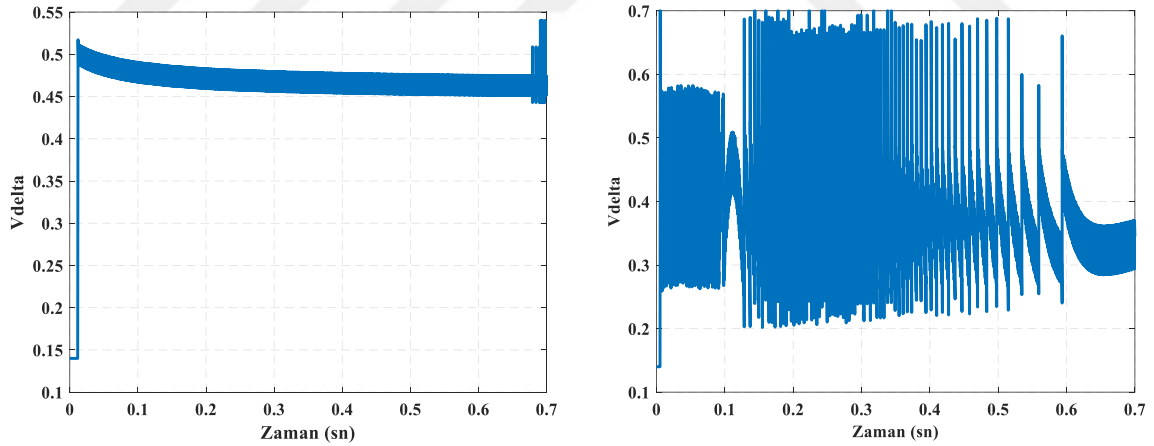


Şekil 2.39 : $V_{ref}=0.7$ V, $R_L=100$ Ω , FLC kontrol için V_{ab} sinyali.



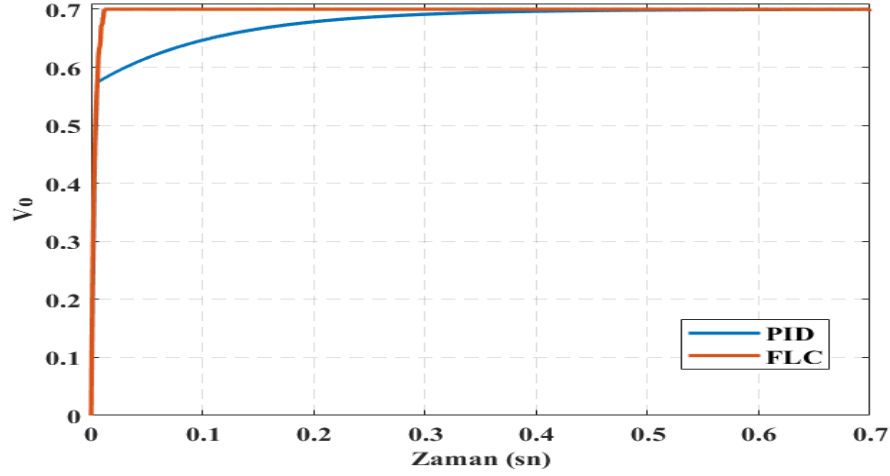
Şekil 2.40 : $V_{ref}=0.7$ V, $R_L=100$ Ω , PID kontrol için V_{ab} sinyali.

Şekil 2.39 ve Şekil 2.40’da her iki kontrol yönteminde de temel dalga biçiminde ve kararlı bir çıkış sinyali elde edilmiştir. PID kontrol, çıkış sinyalini temel yarı kare dalga biçiminde üretmekte ve kararlı duruma getirmektedir; ancak geçici rejimde FLC’ye kıyasla daha fazla salınım ve gecikme gözlenir. PID kontrolde inverter çıkışı, referans değişiminden sonra yaklaşık 0.32-0.35 saniyede kararlı yarı kare dalga formuna ulaşmaktadır. Bu durum, PID’nin ani değişimlere adaptasyonunun yavaş olduğunu ve inverter çıkışında istenen kaliteye geç ulaşılabildiğini göstermektedir.



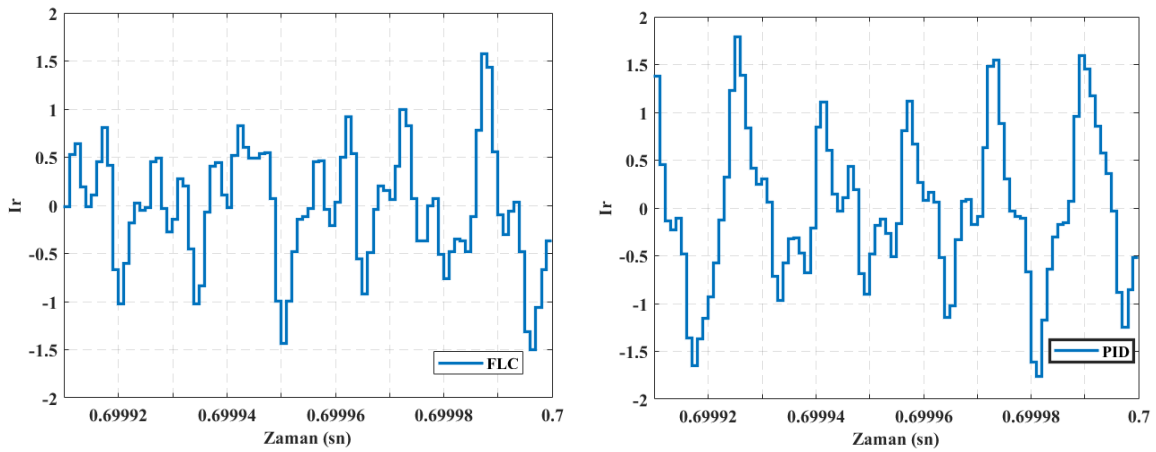
Şekil 2.41 : $V_{ref}=0.7$ V, $R_L=100$ Ω için FLC ve PID kontrol V_{delta} sinyalleri.

Simulink modelinin $V_{ref}=0.7$ V, $R_L=50$ Ω için; 0.7 sn örnekleme süresince çalıştırılarak elde edilen PID ve FLC kontrolü v_0 , I_r , Q1-4, U1-2, V_{ab} , V_{delta} sinyallerinin zamana bağlı değişim grafikleri Şekil 2.42, Şekil 2.43, Şekil 2.44, Şekil 2.45, Şekil 2.46, Şekil 2.47, Şekil 2.48, Şekil 2.49, Şekil 2.50’de gösterilmektedir.



Şekil 2.42 : $V_{ref}=0.7$ V, $R_L=50 \Omega$ için v_o çıkış sinyali.

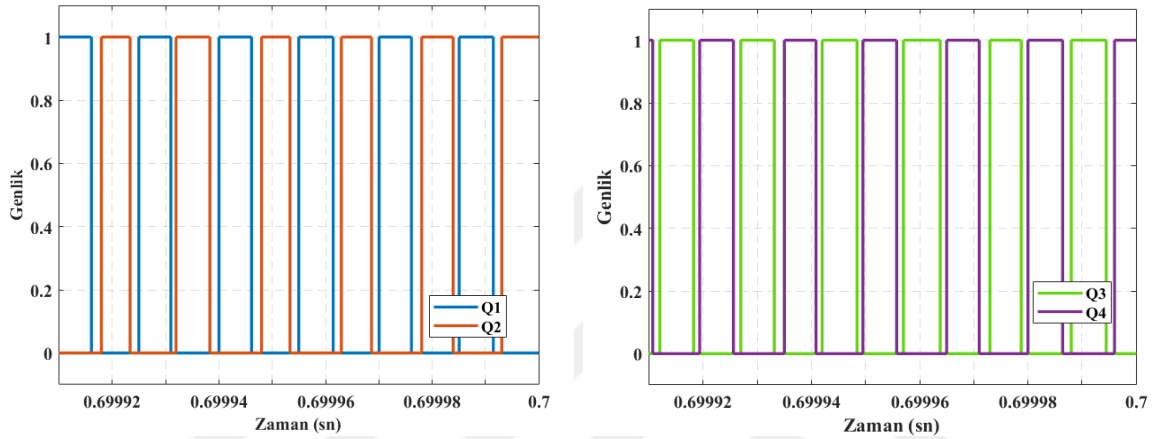
Şekil 2.42’de, yük direncinin 50Ω ’a düşürülmesiyle birlikte, FLC ve PID kontrolcülerinin çıkış gerilimini referans değere kenetleme performansları karşılaştırılmaktadır. FLC kontrolcü, çıkış gerilimini referans değere çok hızlı ve aşım olmadan yaklaşık 0.03 saniyede kenetlerken, PID kontrolcünde bu süre 0.30-0.33 saniyeye kadar uzamakta ve geçici rejimde belirgin salınımlar gözlenmektedir. FLC’nin bulanık mantık tabanlı adaptif yapısı, sistemin ani yük değişimlerine ve referans adımlarına karşı hızlı ve sönümlü bir yanıt üretmesini sağlarken, PID kontrolcünde klasik parametrelerin sabitliği nedeniyle sistemin dinamiklerine tam uyum sağlanamamakta, bu da geçici rejimde daha fazla aşım ve salınımaya yol açmaktadır. Sonuç olarak, FLC kontrolcü ile sistemin dinamik performansı ve kararlılık seviyesi PID’ye göre belirgin şekilde daha üstündür.



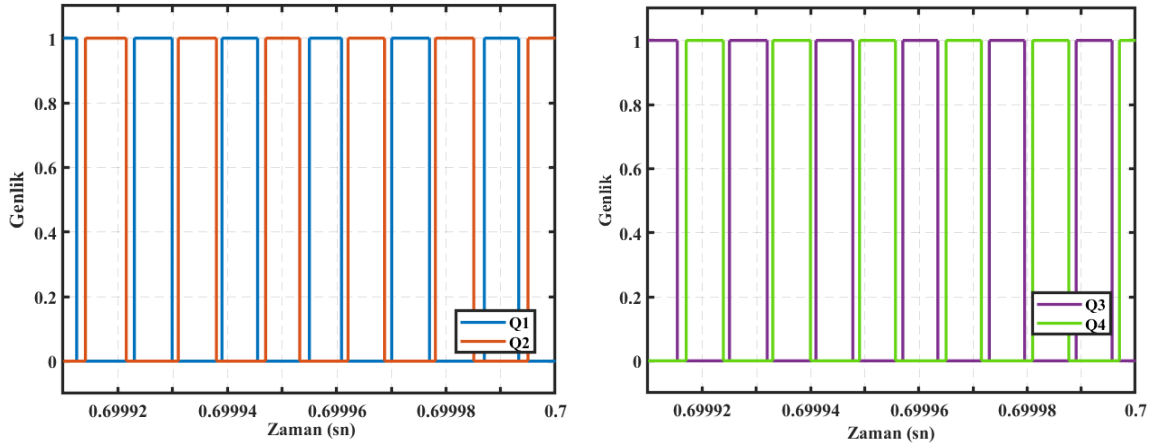
Şekil 2.43 : $V_{ref}=0.7$ V, $R_L=50 \Omega$ için I_r rezonans akım grafikleri.

Şekil 2.43’te, FLC ve PID kontrolcülerin oluşturduğu rezonans akımının zamana bağlı değişimi gösterilmektedir. Her iki kontrolcünde de rezonans akımı sinüzoidale yakın bir

formdadır; ancak FLC ile elde edilen akımda genlik ve form stabilitesi daha yüksektir. FLC kontrolde akım yaklaşık 0.03 saniyede kararlı hale gelirken, PID kontrolcünde bu süre 0.30-0.33 saniyeye kadar uzamaktadır. FLC'nin adaptif kontrol mekanizması, rezonans tankındaki akımın hem genliğini hem de fazını hızlıca referans koşullarına uygun şekilde ayarlayabilmekte, bu da sistemin hem geçici hem de kararlı rejimde daha düşük harmonik içerik ve daha yüksek güç kalitesiyle çalışmasını sağlamaktadır. PID kontrolde ise geçici rejimde daha fazla salınım ve genlik dalgalanması gözlenmekte, bu da sistemin ani değişimlere karşı daha az dirençli olduğunu göstermektedir.



Şekil 2.44 : $V_{ref}=0.7$ V, $R_L=50$ Ω, FLC kontrol anahtarlama sinyalleri.

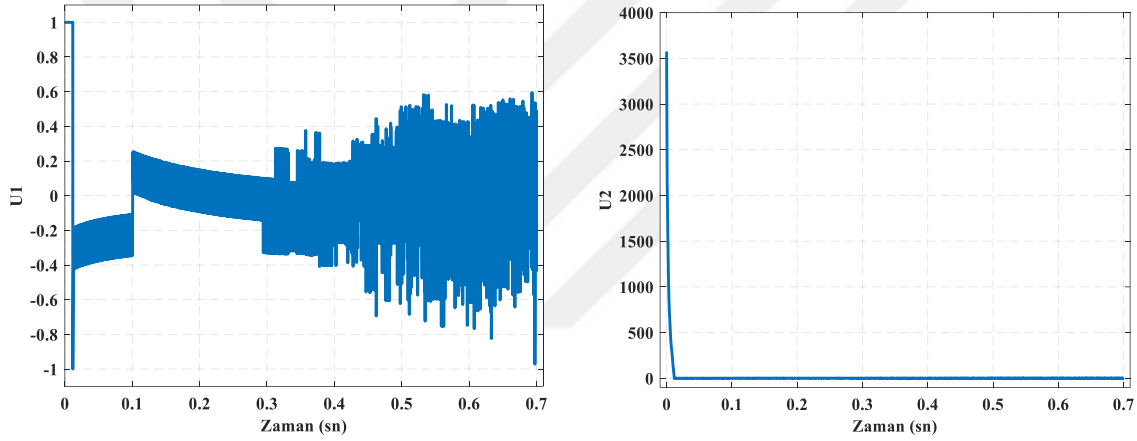


Şekil 2.45 : $V_{ref}=0.7$ V, $R_L=50$ Ω, PID kontrol anahtarlama sinyalleri.

Şekil 2.44'te, FLC kontrol ile elde edilen MOSFET anahtarlama sinyallerinin zamana bağlı değişimi gösterilmektedir. FLC'nin bulanık mantık tabanlı yapısı sayesinde, anahtarlama sinyalleri yük ve referans değişimlerine karşı son derece hızlı ve adaptif bir şekilde tepki vermektedir. Sinyal periyodu ve darbe genişliği, sistemin anlık ihtiyaçlarına göre dinamik olarak ayarlanmakta, bu da anahtarlama kayıplarının minimize edilmesini ve ZVS

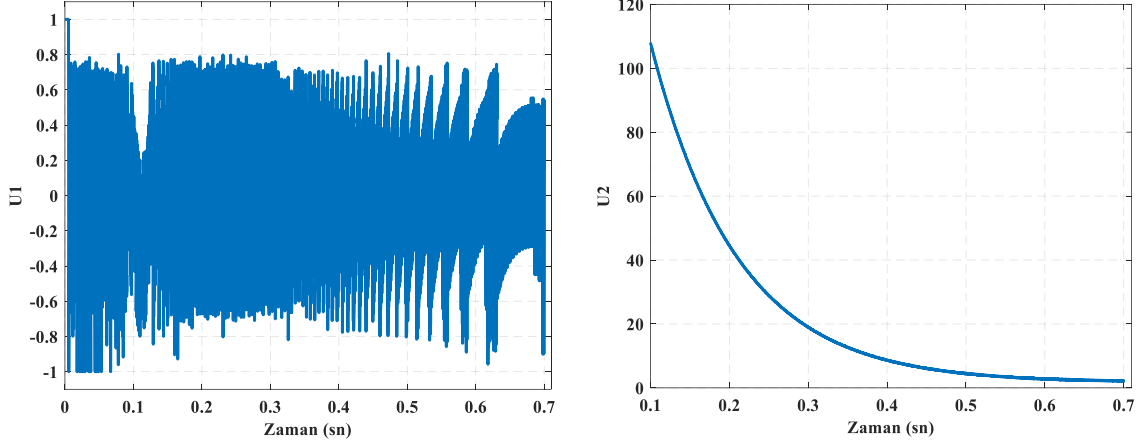
koşulunun geniş bir aralıkta sağlanmasını mümkün kılmaktadır. FLC'nin bu esnekliği, özellikle yüksek frekanslı anahtarlama gerektiren uygulamalarda sistem verimliliğini ve anahtarlama elemanlarının ömrünü artırıcı bir etki yaratmaktadır.

Şekil 2.45'te, PID kontrol ile elde edilen anahtarlama sinyalleri, klasik kontrol parametrelerinin sabitliği nedeniyle daha düzenli ve öngörülebilir bir yapı sergilemektedir. Bu yapı, kararlı rejimde sistemin stabil çalışmasını sağlasada, ani yük veya referans değişimlerinde sinyalin adaptasyonu FLC'ye göre daha yavaş ve sınırlı kalmaktadır. PID kontrolcünde anahtarlama sinyallerinin periyodu ve darbe genişliği, sistemin dinamik gereksinimlerine hızlıca uyum sağlayamadığı için geçici rejimde daha fazla aşım ve salınım gözlenmektedir. Bu durum, anahtarlama kayıplarının artmasına ve ZVS koşulunun dar bir aralıkta sağlanmasına neden olabilir.



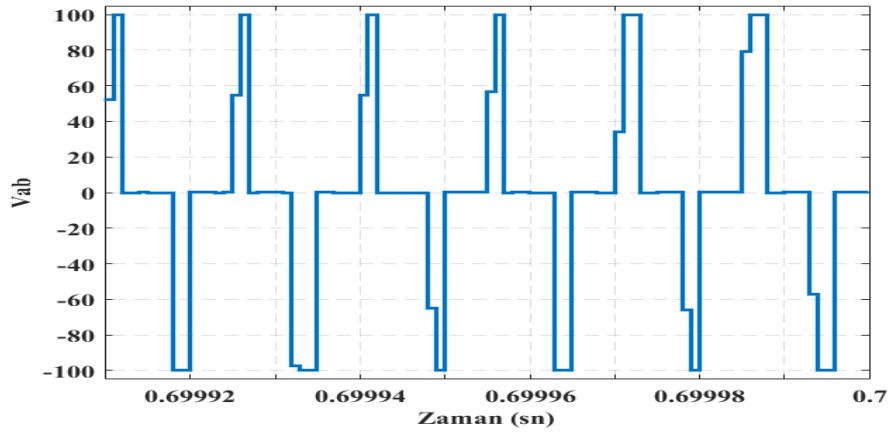
Şekil 2.46 : $V_{ref}=0.7$ V, $R_L=50$ Ω , FLC kontrol için U_1 ve U_2 sinyalleri.

Şekil 2.46'daki, FLC kontrolde U_1 ve U_2 sinyalleri, sistemin dinamiklerine anlık olarak yanıt verebilen adaptif bir yapı sergilemektedir. U_1 sinyali, kontrol bloğunun çıkışını; U_2 sinyali ise anahtarlama frekansını ayarlayan kontrol sinyalini temsil etmektedir. FLC'nin bulanık mantık tabanlı kural seti, hata ve hatanın değişimine göre çıkış sinyalini optimize ederek, sistemin hem geçici hem de kararlı rejimde hızlı ve sönümlü bir yanıt vermesini sağlar. Bu yapı, özellikle değişken yük ve referans koşullarında sistem performansını ve kararlılığını artırmaktadır.



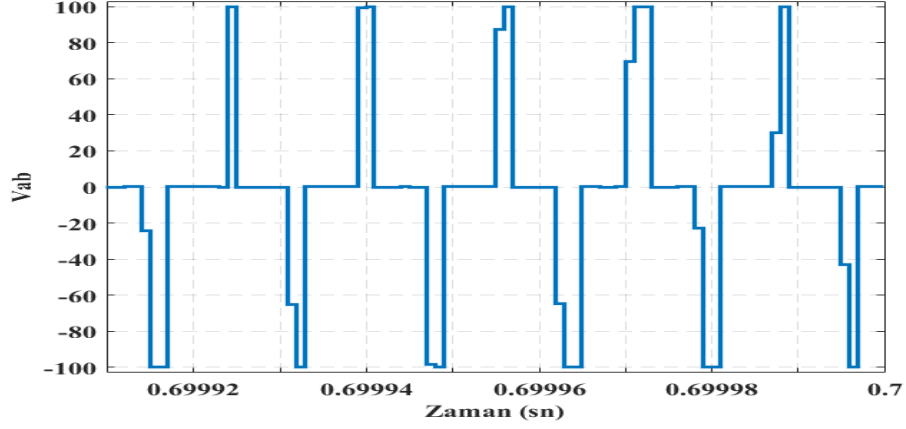
Şekil 2.47 : $V_{ref}=0.7$ V, $R_L=50$ Ω , PID kontrol için $U1$ ve $U2$ sinyalleri.

Şekil 2.47’de, PID kontrolde $U1$ ve $U2$ sinyalleri, sabit parametrelerle çalışan klasik kontrol yapısının bir sonucu olarak daha öngörülebilir ve durağan bir yapıdadır. $U1$ sinyali, PD kontrol bloğu çıkışı; $U2$ sinyali ise PI kontrol bloğu çıkışı ve frekans ayarını temsil etmektedir. Bu yapı, sistemin kararlı rejimde stabil çalışmasını sağlasada, geçici rejimde referans değişimlerine ve ani yük geçişlerine karşı adaptasyonu FLC’ye göre daha yavaş ve sınırlı kalmaktadır. Bu durum, sistemin dinamik performansını ve referans değere kenetlenme süresini olumsuz etkileyebilir.



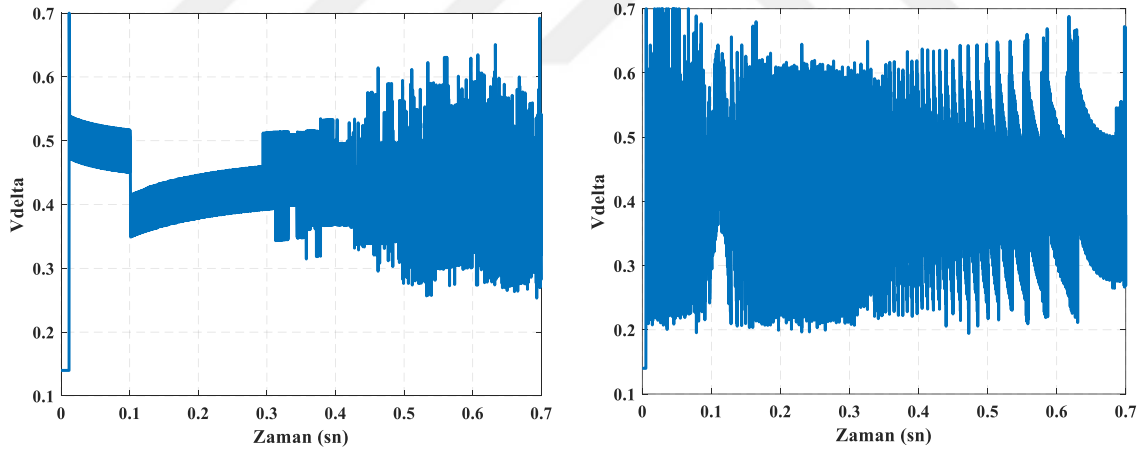
Şekil 2.48 : $V_{ref}=0.7$ V, $R_L=50$ Ω , FLC kontrol için V_{ab} sinyali.

Şekil 2.48’deki V_{ab} sinyali, tam köprü inverter çıkışında oluşan yarı kare dalga formunun hem geçici hem de kararlı rejimde yüksek kaliteyle üretildiğini göstermektedir. FLC’nin adaptif yapısı sayesinde, inverter çıkışı referans değişiminden hemen sonra yaklaşık 0.03 saniyede kararlı yarı kare dalga formuna ulaşmakta, bu süreçte sinyalde minimum aşım ve salınım gözlenmektedir. Bu durum, inverter çıkışında harmonik bozulmaların azaltılmasını ve güç kalitesinin artırılmasını sağlamaktadır.



Şekil 2.49 : $V_{ref}=0.7$ V, $R_L=50$ Ω , PID kontrol için V_{ab} sinyali.

Şekil 2.49'daki V_{ab} sinyali, klasik kontrol parametrelerinin etkisiyle daha sabit ve öngörülebilir bir yapı sergilemektedir. Ancak, referans değişiminden sonra inverter çıkışının kararlı yarı kare dalga formuna ulaşması yaklaşık 0.30-0.33 saniye sürmekte ve bu süreçte sinyalde belirgin aşım ve salınımlar gözlenmektedir. Bu durum, PID kontrolcünün ani değişimlere adaptasyonunun yavaş olduğunu ve inverter çıkışında istenen kaliteye geç ulaşılabildiğini göstermektedir.

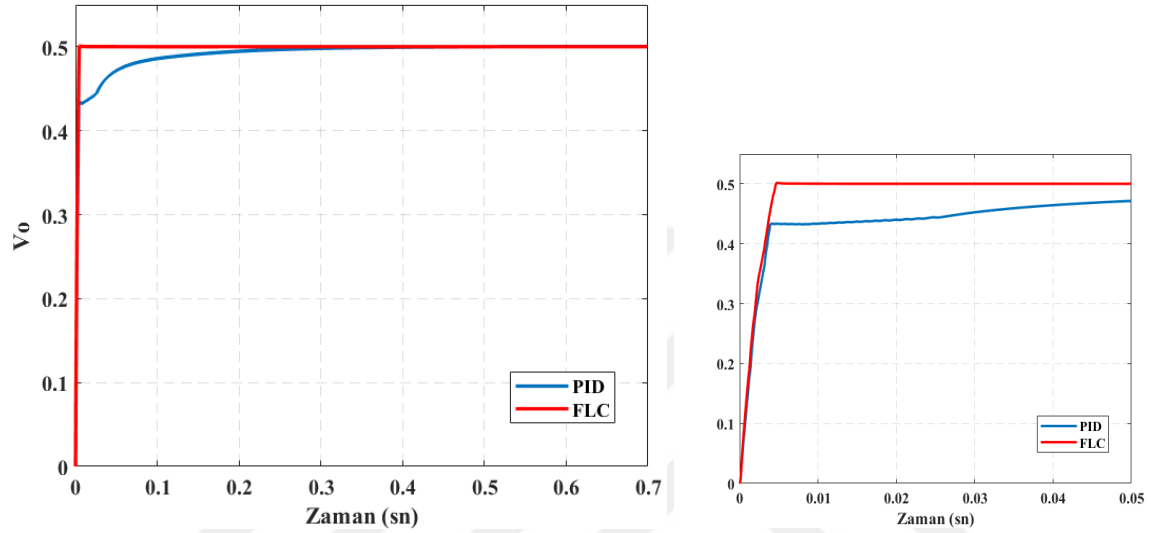


Şekil 2.50 : $V_{ref}=0.7$ V, $R_L=50$ Ω için FLC ve PID kontrol V_{delta} sinyalleri.

Bu grafikte, FLC ve PID kontrolcülerinin hata sinyali olan V_{delta} 'nın zamana bağlı değişimi karşılaştırılmaktadır. FLC kontrolcünde hata sinyalinin referans değere çok kısa sürede, yaklaşık 0.03 saniyede sıfıra indiği ve geçici rejimde neredeyse hiç salınım oluşmadığı gözlemlenirken, PID kontrolcünde hata sinyalinin sıfıra yaklaşması belirgin şekilde daha uzun sürmekte ve 0.30-0.33 saniyeye kadar uzamaktadır. Ayrıca PID kontrolcünde geçici rejimde belirgin salınımlar ve aşım gözlenmektedir. Bu fark, FLC'nin bulanık mantık tabanlı kural seti sayesinde sistemin doğrusal olmayan ve ani değişimlerine çok daha hızlı ve esnek

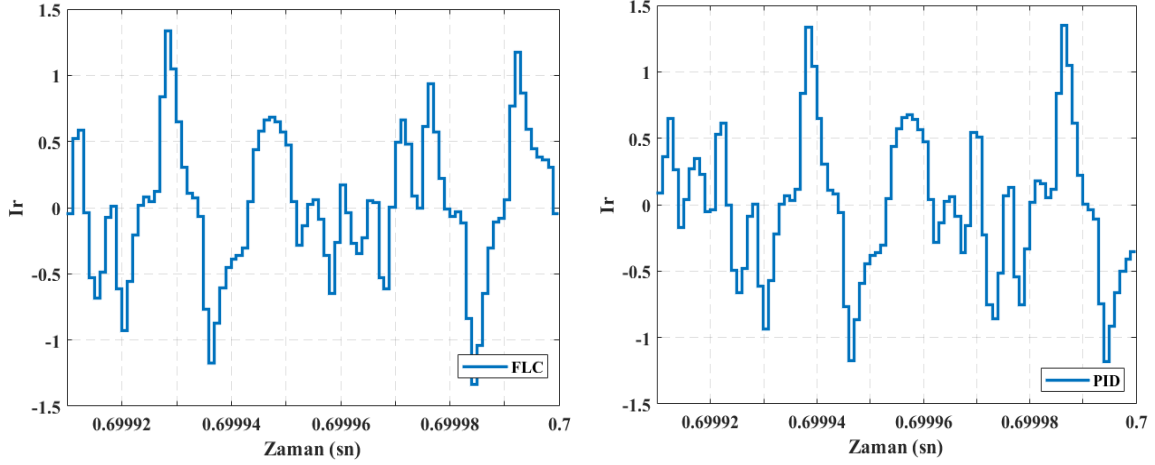
yanıt verebildiğini, PID kontrolcünün ise sabit parametrelerle çalıştığı için sistemin değişken dinamiklerine uyum sağlamakta zorlandığını göstermektedir

Simulink modelinin $V_{ref}=0.5$ V, $R_L=100$ Ω için; 0.7 sn örnekleme süresince çalıştırılarak elde edilen PID ve FLC kontrolü v_0 , I_r , $Q1-4$, $U1-2$, V_{ab} , V_{delta} sinyallerinin zamana bağlı değişim grafikleri Şekil 2.51, Şekil 2.52, Şekil 2.53, Şekil 2.54, Şekil 2.55, Şekil 2.56, Şekil 2.57, Şekil 2.58, Şekil 2.59’de gösterilmektedir.



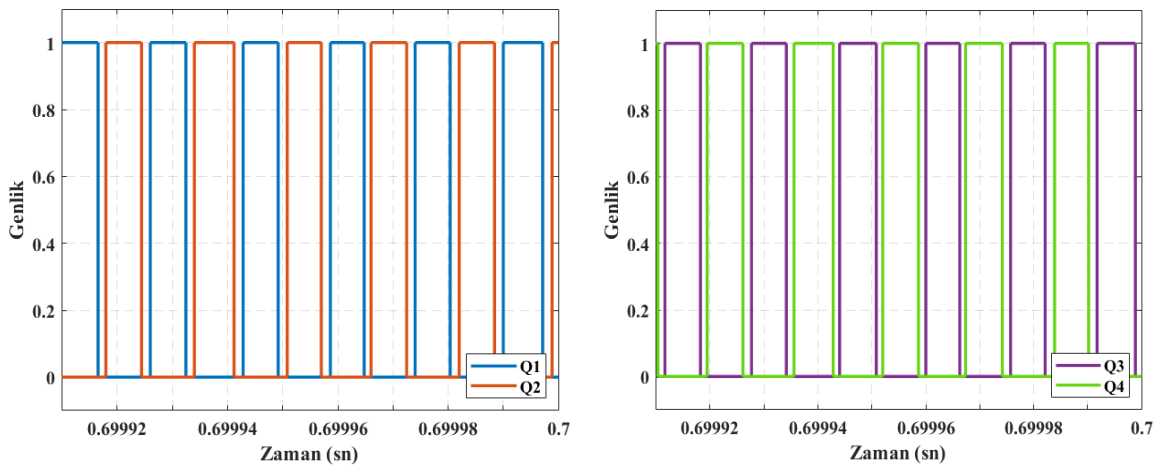
Şekil 2.51 : $V_{ref}=0.5$ V, $R_L=100$ Ω için v_0 çıkış sinyali.

Şekil 2.51’e göre, referans geriliminin 0.5 V’a düşürüldüğü ve yük direncinin 100 Ω olduğu durumda, FLC ve PID kontrolcülerinin çıkış gerilimini referans değere kenetleme performansları karşılaştırılmaktadır. FLC kontrolcü, çıkış gerilimini referans değere çok kısa sürede, yaklaşık 0.03 saniyede, aşım ve salınım olmadan kenetlerken; PID kontrolcüde bu süre 0.30-0.33 saniyeye kadar uzamakta ve geçici rejimde belirgin aşım ve salınımlar gözlenmektedir. FLC’nin bulanık mantık tabanlı adaptif yapısı, sistemin ani referans değişimlerine ve yük geçişlerine karşı hızlı ve sönümlü bir yanıt üretmesini sağlarken, PID kontrolcüde klasik parametrelerin sabitliği nedeniyle sistemin dinamiklerine tam uyum sağlanamamakta, bu da geçici rejimde daha fazla aşım ve salınımaya yol açmaktadır. Sonuç olarak, FLC kontrolcü ile sistemin dinamik performansı ve kararlılık seviyesi PID’ye göre belirgin şekilde daha üstündür.



Şekil 2.52 : $V_{ref}=0.5$ V, $R_L=100 \Omega$ I_r rezonans akım grafikleri.

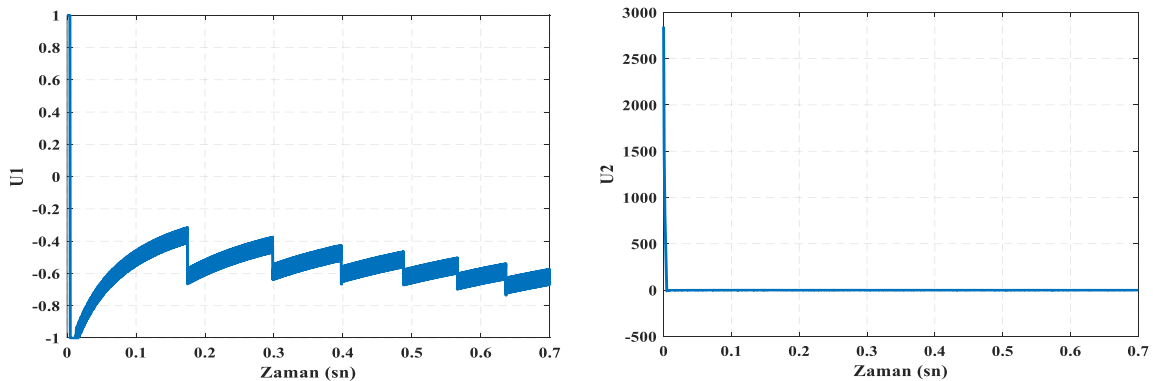
Şekil 2.52’de, FLC ve PID kontrolcülerin oluşturduğu rezonans akımının zamana bağlı değişimi gösterilmektedir. Her iki kontrolcüde de rezonans akımı sinüzoidale yakın bir formdadır; ancak FLC ile elde edilen akımda genlik ve form stabilitesi daha yüksektir. FLC kontrolcüde akım yaklaşık 0.03 saniyede kararlı hale gelirken, PID kontrolcüde bu süre 0.30-0.33 saniyeye kadar uzamaktadır. FLC’nin adaptif kontrol mekanizması, rezonans tankındaki akımın hem genliğini hem de fazını hızlıca referans koşullarına uygun şekilde ayarlayabilmekte, bu da sistemin hem geçici hem de kararlı rejimde daha düşük harmonik içerik ve daha yüksek güç kalitesiyle çalışmasını sağlamaktadır. PID kontrolcüde ise geçici rejimde daha fazla salınım ve genlik dalgalanması gözlenmekte, bu da sistemin ani değişimlere karşı daha az dirençli olduğunu göstermektedir.



Şekil 2.53 : $V_{ref}=0.5$ V, $R_L=100 \Omega$, FLC kontrol anahtarlama sinyalleri.

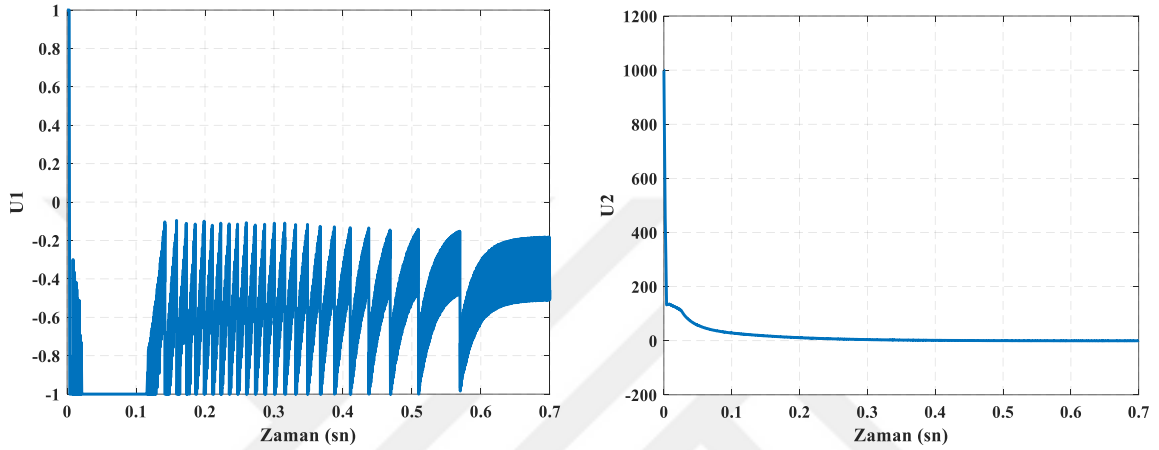
Bu grafikte, FLC kontrol ile elde edilen MOSFET anahtarlama sinyallerinin zamana bağlı değişimi gösterilmektedir. FLC’nin bulanık mantık tabanlı yapısı sayesinde, anahtarlama

Şekil 2.54'te, PID kontrol ile elde edilen anahtarlama sinyalleri, klasik kontrol parametrelerinin sabitliği nedeniyle daha düzenli ve öngörülebilir bir yapı sergilemektedir. Bu yapı, kararlı rejimde sistemin stabil çalışmasını sağlasada, ani yük veya referans değişimlerinde sinyalin adaptasyonu FLC'ye göre daha yavaş ve sınırlı kalmaktadır. PID kontrolcüde anahtarlama sinyallerinin periyodu ve darbe genişliği, sistemin dinamik gereksinimlerine hızlıca uyum sağlayamadığı için geçici rejimde daha fazla aşım ve salınım gözlenmektedir. Bu durum, anahtarlama kayıplarının artmasına ve ZVS koşulunun dar bir aralıkta sağlanmasına neden olabilir.



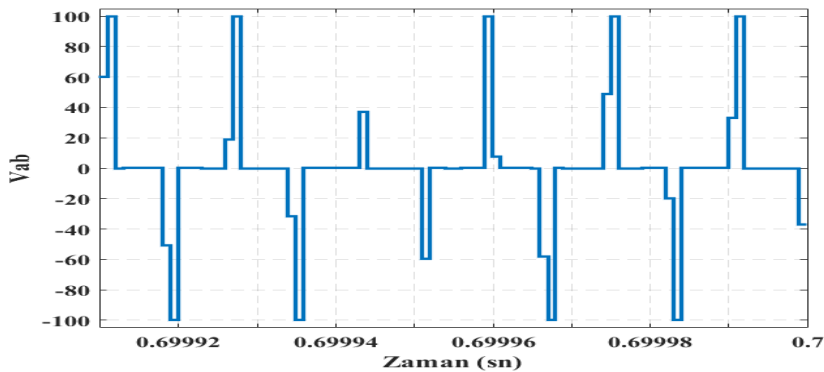
40

Şekil 2.55'deki FLC kontrolde $U1$ ve $U2$ sinyalleri, sistemin dinamiklerine anlık olarak yanıt verebilen adaptif bir yapı sergilemektedir. $U1$ sinyali, kontrol bloğunun çıkışını; $U2$ sinyali ise anahtarlama frekansını ayarlayan kontrol sinyalini temsil etmektedir. FLC'nin bulanık mantık tabanlı kural seti, hata ve hatanın değişimine göre çıkış sinyalini optimize ederek, sistemin hem geçici hem de kararlı rejimde hızlı ve sönümlü bir yanıt vermesini sağlar. Bu yapı, özellikle değişken yük ve referans koşullarında sistem performansını ve kararlılığını artırmaktadır.



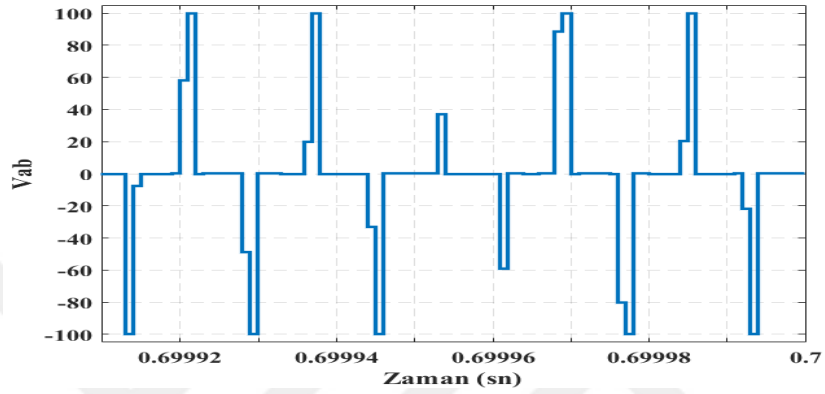
Şekil 2.56 : $V_{ref}=0.5$ V, $R_L=100$ Ω , PID kontrol için $U1$ ve $U2$ sinyalleri.

Şekil 2.56'da, PID kontrol ile $U1$ ve $U2$ sinyalleri, sabit parametrelerle çalışan klasik kontrol yapısının bir sonucu olarak daha öngörülebilir ve durağan bir yapıdadır. $U1$ sinyali, PD kontrol bloğu çıkışını; $U2$ sinyali ise PI kontrol bloğu çıkışını ve frekans ayarını temsil etmektedir. Bu yapı, sistemin kararlı rejimde stabil çalışmasını sağlasada, geçici rejimde referans değişimlerine ve ani yük geçişlerine karşı adaptasyonu FLC'ye göre daha yavaş ve sınırlı kalmaktadır. Bu durum, sistemin dinamik performansını ve referans değere kenetlenme süresini olumsuz etkileyebilir.



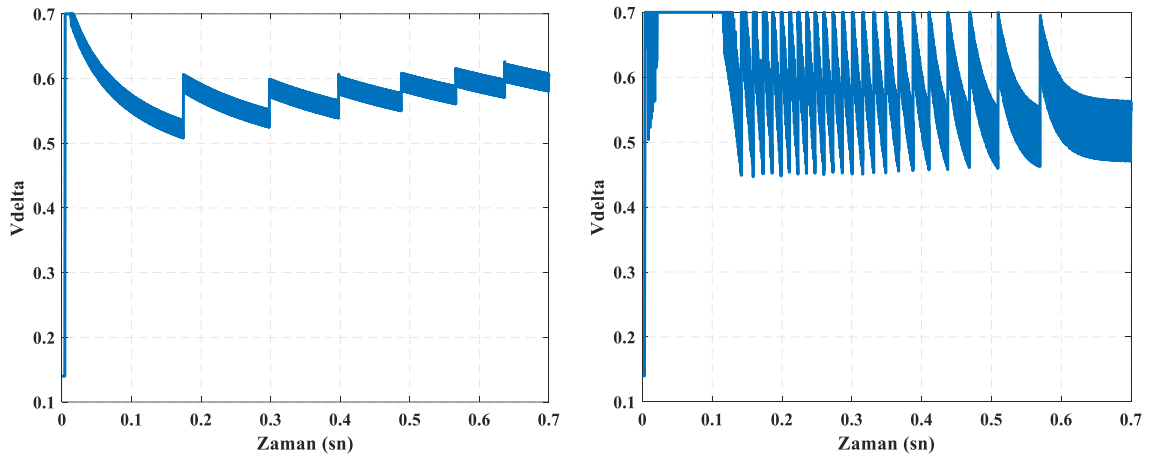
Şekil 2.57 : $V_{ref}=0.5$ V, $R_L=100$ Ω , FLC kontrol için V_{ab} sinyali.

Şekil 2.57’de, FLC kontrol ile elde edilen V_{ab} sinyali, tam köprü inverter çıkışında oluşan yarı kare dalga formunun hem geçici hem de kararlı rejimde yüksek kaliteyle üretildiğini göstermektedir. FLC’nin adaptif yapısı sayesinde, inverter çıkışı referans değişiminden hemen sonra yaklaşık 0.03 saniyede kararlı yarı kare dalga formuna ulaşmakta, bu süreçte sinyalde minimum aşım ve salınım gözlenmektedir. Bu durum, inverter çıkışında harmonik bozulmaların azaltılmasını ve güç kalitesinin artırılmasını sağlamaktadır.



Şekil 2.58 : $V_{ref}=0.5$ V, $R_L=100$ Ω , PID kontrol için V_{ab} sinyali.

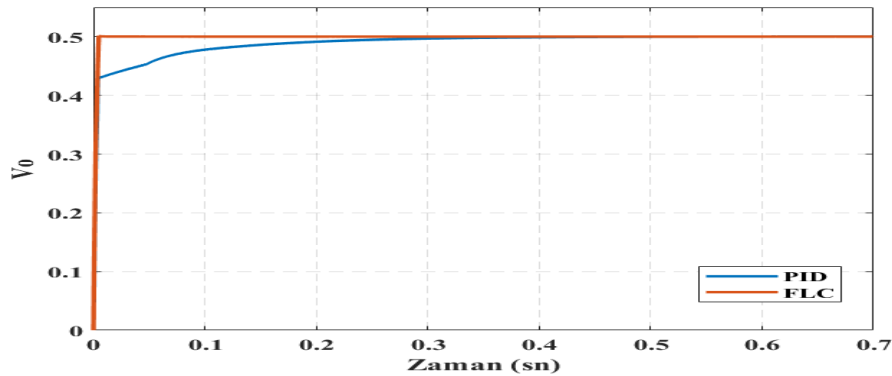
Şekil 2.58’de, PID kontrol ile elde edilen V_{ab} sinyali, klasik kontrol parametrelerinin etkisiyle daha sabit ve öngörülebilir bir yapı sergilemektedir. Ancak, referans değişiminden sonra inverter çıkışının kararlı yarı kare dalga formuna ulaşması yaklaşık 0.30-0.33 saniye sürmekte ve bu süreçte sinyalde belirgin aşım ve salınımlar gözlenmektedir. Bu durum, PID kontrolcünün ani değişimlere adaptasyonunun yavaş olduğunu ve inverter çıkışında istenen kaliteye geç ulaşılabildiğini göstermektedir.



Şekil 2.59 : $V_{ref}=0.5$ V, $R_L=100$ Ω için FLC ve PID kontrol V_{delta} sinyalleri.

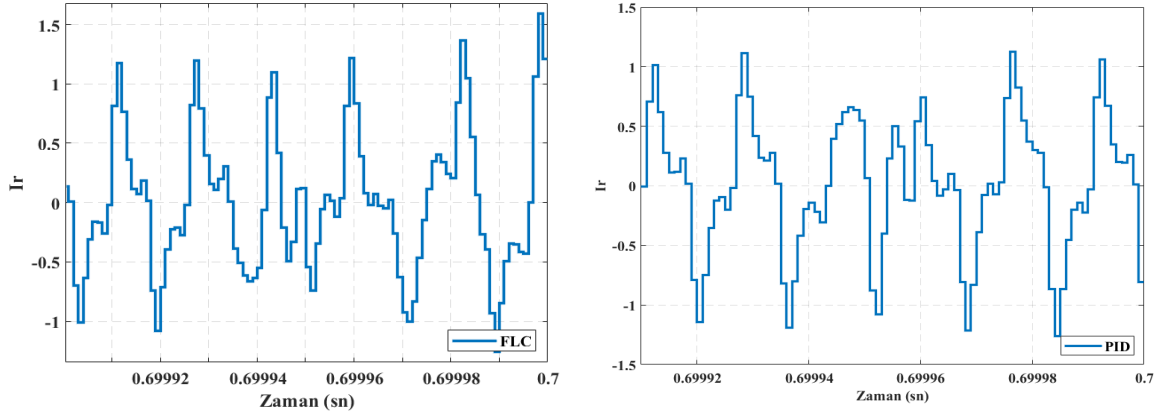
Bu grafikte, FLC ve PID kontrollerinin hata sinyali olan V_{delta} 'nın zamana bağlı değişimi karşılaştırılmaktadır. FLC kontrolde hata sinyalinin referans değere çok kısa sürede, yaklaşık 0.03 saniyede sıfıra indiği ve geçici rejimde neredeyse hiç salınım oluşmadığı gözlemlenirken, PID kontrolde hata sinyalinin sıfıra yaklaşması belirgin şekilde daha uzun sürmekte ve 0.30-0.33 saniyeye kadar uzamaktadır. Ayrıca PID kontrolde geçici rejimde belirgin salınımlar ve aşım gözlenmektedir. Bu fark, FLC'nin bulanık mantık tabanlı kural seti sayesinde sistemin doğrusal olmayan ve ani değişimlerine çok daha hızlı ve esnek yanıt verebildiğini, PID kontrolünün ise sabit parametrelerle çalıştığı için sistemin değişken dinamiklerine uyum sağlamakta zorlandığını göstermektedir.

Simulink modelinin $V_{ref}=0.5$ V, $R_L=50$ Ω için; 0.7 sn örnekleme süresince çalıştırılarak elde edilen PID ve FLC kontrolü v_0 , I_r , $Q1-4$, $U1-2$, V_{ab} , V_{delta} sinyallerinin zamana bağlı değişim grafikleri Şekil 2.60, Şekil 2.61, Şekil 2.62, Şekil 2.63, Şekil 2.64, Şekil 2.65, Şekil 2.66, Şekil 2.67, Şekil 2.68'de gösterilmektedir.



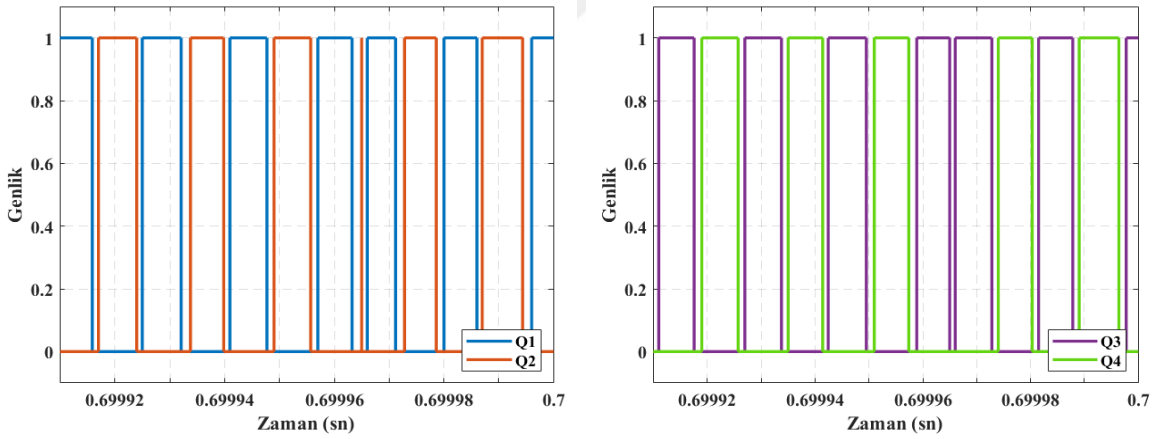
Şekil 2.60 : $V_{ref}=0.5$ V, $R_L=100$ Ω için v_0 çıkış sinyali.

Şekil 2.60'a göre, Yük direncinin 50 Ω 'a düşürülmesiyle birlikte, FLC ve PID kontrollerinin çıkış gerilimini referans değere kenetleme performansları karşılaştırılmaktadır. FLC kontrol, çıkış gerilimini referans değere çok hızlı ve aşım olmadan yaklaşık 0.03 saniyede kenetlerken, PID kontrolde bu süre 0.30-0.33 saniyeye kadar uzamakta ve geçici rejimde belirgin salınımlar gözlenmektedir. FLC'nin adaptif yapısı, sistemin ani yük değişimlerine ve referans adımlarına karşı hızlı ve sönümlü bir yanıt üretmesini sağlarken, PID kontrolde klasik parametrelerin sabitliği nedeniyle sistemin dinamiklerine tam uyum sağlanamamakta, bu da geçici rejimde daha fazla aşım ve salınım açmaktadır.



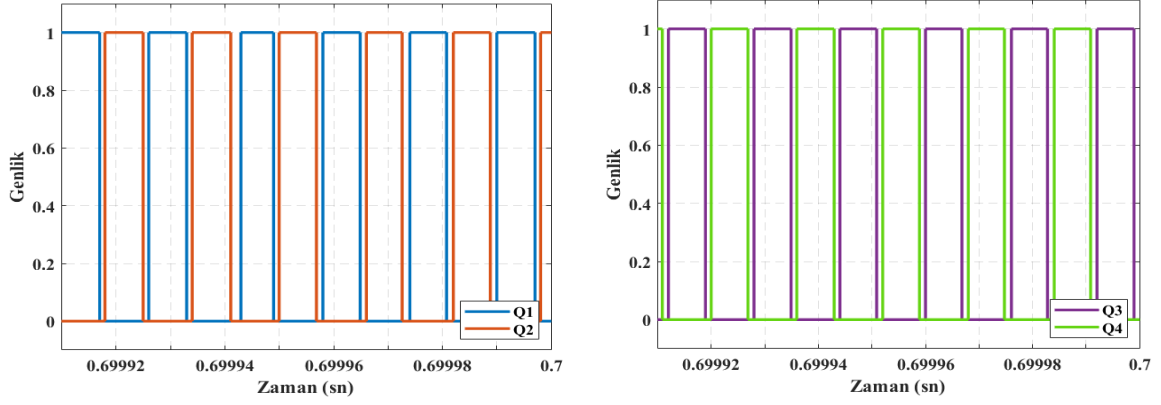
Şekil 2.61 : $V_{ref}=0.5$ V, $R_L=50$ Ω için I_r rezonans akım grafikleri.

Şekil 2.61'e göre, rezonans akımı sinüzoidale yakın bir formdadır; ancak FLC ile elde edilen akımda genlik ve form stabilitesi daha yüksektir. FLC kontrolde akım yaklaşık 0.03 saniyede kararlı hale gelirken, PID kontrolde bu süre 0.30-0.33 saniyeye kadar uzamaktadır. FLC'nin adaptif kontrol mekanizması, rezonans tankındaki akımın hem genliğini hem de fazını hızlıca referans koşullarına uygun şekilde ayarlayabilmekte, bu da sistemin hem geçici hem de kararlı rejimde daha düşük harmonik içerik ve daha yüksek güç kalitesiyle çalışmasını sağlamaktadır.



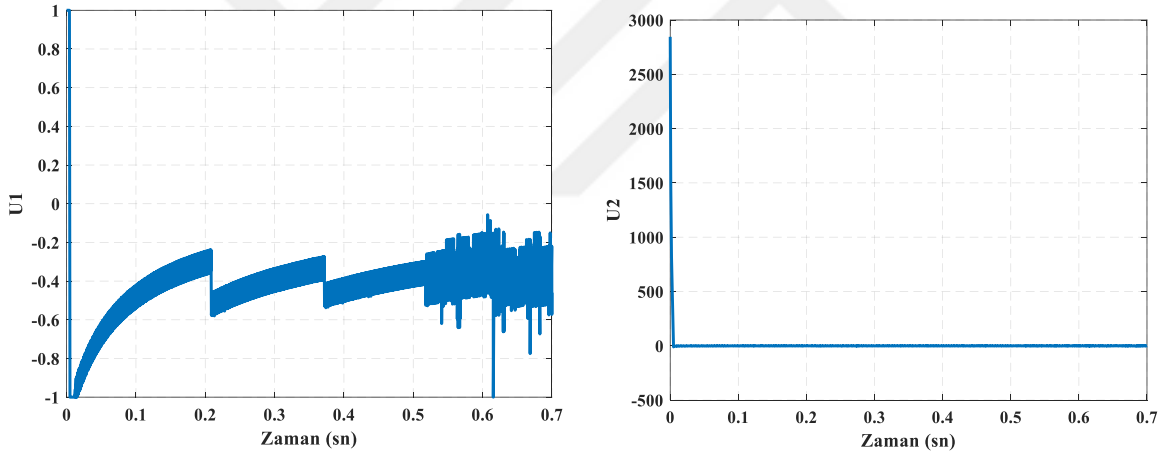
Şekil 2.62 : $V_{ref}=0.5$ V, $R_L=50$ Ω , FLC kontrol anahtarlama sinyalleri.

Şekil 2.62'ye göre, FLC kontrol ile elde edilen MOSFET anahtarlama sinyalleri, yük ve referans değişimlerine karşı son derece hızlı ve adaptif bir şekilde tepki vermektedir. Sinyal periyodu ve darbe genişliği, sistemin anlık ihtiyaçlarına göre dinamik olarak ayarlanmakta, bu da anahtarlama kayıplarının minimize edilmesini ve ZVS koşulunun geniş bir aralıkta sağlanmasını mümkün kılmaktadır.



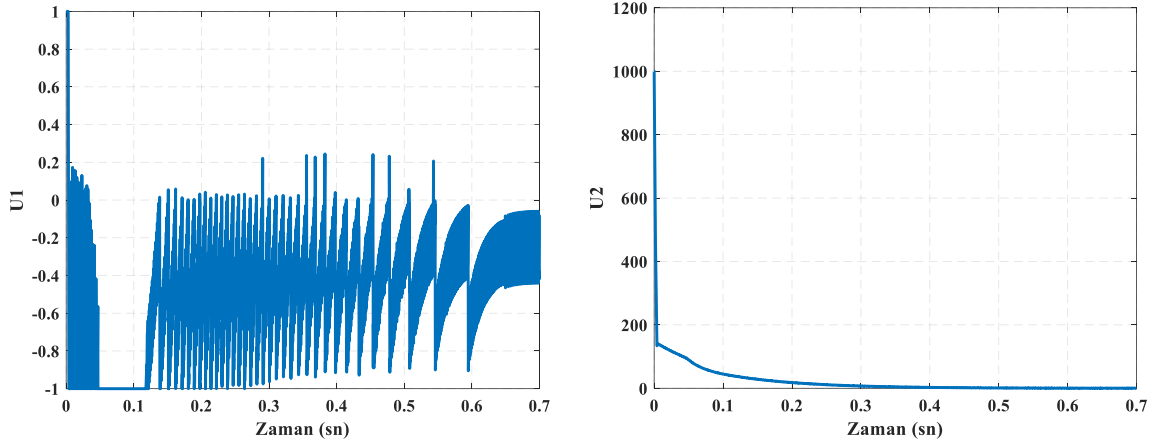
Şekil 2.63 : $V_{ref}=0.5$ V, $R_L=50$ Ω , PID kontrol anahtarlama sinyalleri.

Şekil 2.63’de, PID kontrol ile elde edilen anahtarlama sinyalleri, klasik kontrol parametrelerinin sabitliği nedeniyle daha düzenli ve öngörülebilir bir yapı sergilemektedir. Bu yapı, kararlı rejimde sistemin stabil çalışmasını sağlasada, ani yük veya referans değişimlerinde sinyalin adaptasyonu FLC’ye göre daha yavaş ve sınırlı kalmaktadır.



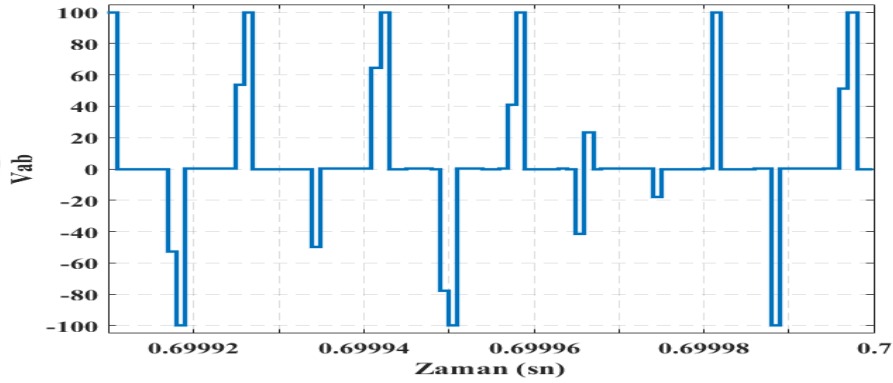
Şekil 2.64 : $V_{ref}=0.5$ V, $R_L=50$ Ω , FLC Kontrol İçin $U1$ ve $U2$ Sinyalleri.

Şekil 2.64’deki FLC kontrolde, $U1$ ve $U2$ sinyalleri, sistemin dinamiklerine anlık olarak yanıt verebilen adaptif bir yapı sergilemektedir. $U1$ sinyali, kontrol bloğunun çıkışını; $U2$ sinyali ise anahtarlama frekansını ayarlayan kontrol sinyalini temsil etmektedir. FLC’nin bulanık mantık tabanlı kural seti, hata ve hatanın değişimine göre çıkış sinyalini optimize ederek, sistemin hem geçici hem de kararlı rejimde hızlı ve sönümlü bir yanıt vermesini sağlar.



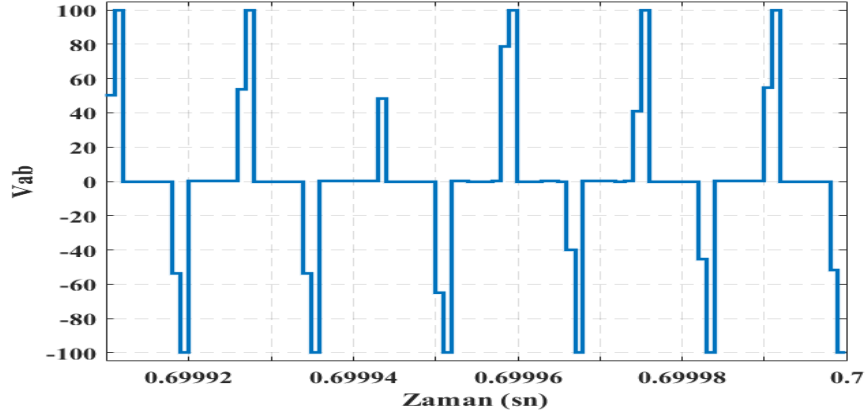
Şekil 2.65 : $V_{ref}=0.5$ V, $R_L=50$ Ω , PID kontrol $U1$ ve $U2$ sinyalleri.

Şekil 2.65’deki PID kontrolde, $U1$ ve $U2$ sinyalleri, sabit parametrelerle çalışan klasik kontrol yapısının bir sonucu olarak daha öngörülebilir ve durağan bir yapıdadır. Bu yapı, sistemin kararlı rejimde stabil çalışmasını sağlasa da, geçici rejimde referans değişimlerine ve ani yük geçişlerine karşı adaptasyonu FLC’ye göre daha yavaş ve sınırlı kalmaktadır.



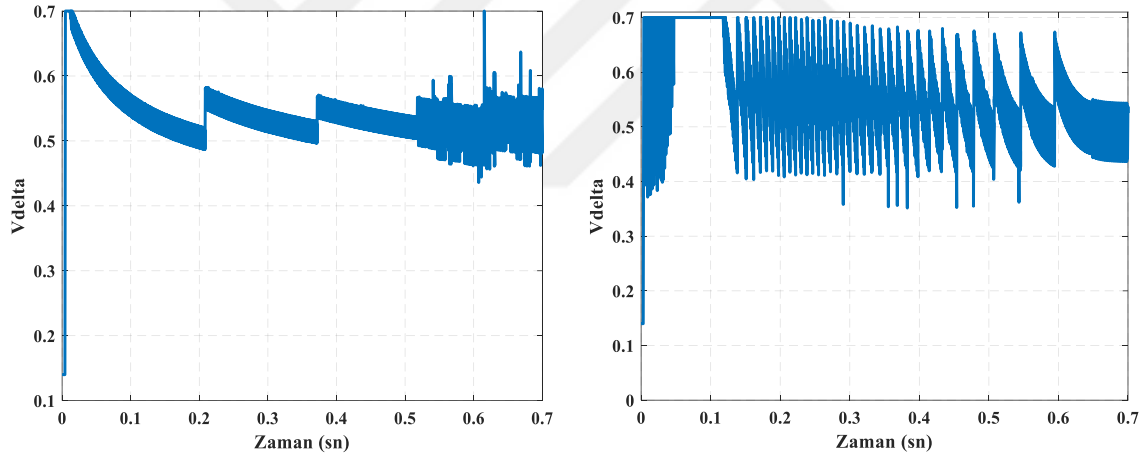
Şekil 2.66 : $V_{ref}=0.5$ V, $R_L=50$ Ω , FLC kontrol V_{ab} sinyali.

Şekil 2.66’da, FLC kontrol ile elde edilen V_{ab} sinyali, tam köprü inverter çıkışında oluşan yarı kare dalga formunun hem geçici hem de kararlı rejimde yüksek kaliteyle üretildiğini göstermektedir. FLC’nin adaptif yapısı sayesinde, inverter çıkışı referans değişiminden hemen sonra yaklaşık 0.03 saniyede kararlı yarı kare dalga formuna ulaşmakta, bu süreçte sinyalde minimum aşım ve salınım gözlenmektedir.



Şekil 2.67 : $V_{ref}=0.5$ V, $R_L=50$ Ω , PID kontrol için V_{ab} sinyali.

Şekil 2.67’de, PID kontrol ile elde edilen V_{ab} sinyali, klasik kontrol parametrelerinin etkisiyle daha sabit ve öngörülebilir bir yapı sergilemektedir. Ancak, referans değişiminden sonra inverter çıkışının kararlı yarı kare dalga formuna ulaşması yaklaşık 0.30-0.33 saniye sürmekte ve bu süreçte sinyalde belirgin aşım ve salınımlar gözlenmektedir.



Şekil 2.68 : $V_{ref}=0.5$ V, $R_L=50$ Ω için FLC ve PID kontrol V_{delta} sinyalleri.

Şekil 2.68’de, FLC ve PID kontrollerinin hata sinyali olan V_{delta} ’nın zamana bağlı değişimi karşılaştırılmaktadır. FLC kontrolde hata sinyalinin referans değere çok kısa sürede, yaklaşık 0.03 saniyede sıfıra indiği ve geçici rejimde neredeyse hiç salınım oluşmadığı gözlemlenirken, PID kontrolde hata sinyalinin sıfıra yaklaşması belirgin şekilde daha uzun sürmekte ve 0.30-0.33 saniyeye kadar uzamaktadır. Ayrıca PID kontrolde geçici rejimde belirgin salınımlar ve aşım gözlenmektedir. Bu fark, FLC’nin bulanık mantık tabanlı kural seti sayesinde sistemin doğrusal olmayan ve ani değişimlerine çok daha hızlı ve esnek yanıt verebildiğini, PID kontrolünün ise sabit parametrelerle çalıştığı için sistemin değişken dinamiklerine uyum sağlamak zorlandığını göstermektedir.

3. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında, PWM-PFM kontrollü LCC rezonanslı dönüştürücü devresinde bulanık mantık tabanlı kontrol ile klasik PID kontrolünün performansları karşılaştırılmıştır. Gerçekleştirilen simülasyonlar sonucunda, bulanık mantık kontrolünün sistemin ani referans ve yük değişimlerine karşı çok daha hızlı ve sönümlü bir yanıt ürettiği, çıkış gerilimini kısa sürede ve aşım olmadan istenen değere kenetlediği görülmüştür. Buna karşılık, PID kontrolde ise referans değere ulaşma süresinin belirgin şekilde daha uzun olduğu, geçici rejimde aşım ve salınımların meydana geldiği tespit edilmiştir.

Bulanık mantık kontrolünün adaptif ve doğrusal olmayan yapısı sayesinde, sistemin farklı çalışma koşullarında kararlı ve kaliteli bir çıkış elde edildiği, rezonans akımı ve inverter çıkışında ise daha stabil sinyaller üretildiği gözlemlenmiştir. Ayrıca, hata sinyalinin çok kısa sürede sifıra indiği ve geçici rejimde neredeyse hiç salınım oluşmadığı belirlenmiştir. Klasik PID kontrolcü ise sabit parametrelerle çalıştığı için, sistemin değişken dinamiklerine uyum sağlamakta zorlanmış ve bu durum, hem geçici hem de kararlı rejimde performans kaybına yol açmıştır.

Elde edilen bulgular doğrultusunda, LCC rezonanslı dönüştürücülerde hızlı dinamik yanıt ve yüksek kararlılık gerektiren uygulamalarda bulanık mantık tabanlı kontrollerin tercih edilmesinin sistem performansını önemli ölçüde artıracığı sonucuna varılmıştır. Ayrıca, bu kontrol yapısının anahtarlama kayıplarını ve harmonik bozulmaları da minimize ettiği görülmüştür. Klasik PID kontrollerin ise, sistem parametrelerinin sabit olduğu ve dinamik değişimlerin sınırlı olduğu uygulamalarda kullanılmasının daha uygun olacağı düşünülmektedir.

Gelecekte yapılacak çalışmalarda, bulanık mantık kontrolünün gerçek zamanlı donanım uygulamalarında test edilmesi ve farklı bulanık kurallar ile performansının daha da iyileştirilmesi önerilmektedir.

Sonuç olarak, yapılan analizler ve simülasyonlar, bulanık mantık tabanlı kontrolcünün LCC rezonanslı dönüştürücü sistemlerinde klasik PID kontrolcüye kıyasla çok daha üstün bir dinamik ve kararlı rejim performansı sunduğunu açıkça ortaya koymuştur. Bu nedenle, benzer güç elektroniği uygulamalarında bulanık mantık tabanlı kontrollerin kullanımı önerilmektedir.

KAYNAKLAR

- Al-Dayyeni, W., & Mahmood, H.** (2025). PID Control Perspective: Techniques and Uses. *Edison Journal for Electrical and Electronics Engineering (EJEEE)*, 1-8.
- Chen, Y., Xu, J., Cao, J., Lin, L., & Ma, H.** (2017). PWM–PFM hybrid controlled LCC resonant converter with wide ZVS range and narrow switching frequency variation. *Electronics Letters*, 53(17), 1218-1220.
- Chen, Y., Xu, J., Gao, Y., Lin, L., Cao, J., & Ma, H.** (2020). Analysis and Design of Phase-Shift Pulse-Frequency-Modulated Full-Bridge LCC Resonant Converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 2, Feb., 1092-1102.
- Deepika, G., & Elakkiya, M.** (2014). Comparison of LLC and LCC Resonant Converter Using Conventional and FUZZY Controller. *International Journal of Latest Technology in Engineering, Management & Applied Science (IJLTEMAS)*, 3(10), 122-127.
- Fang, Z., Xie, F., & Huang, Z.** (2020). Hybrid PFM and PWM Modulation Scheme for Series Resonant Bidirectional DC/DC Converter. *2020 IEEE 9th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2020-ECCE Asia)* (s. 1266-1270). Nanjing: China.
- Farajdadian, S., Hajizadeh, A., & Soltani, M.** (2024). Recent developments of multiport DC/DC converter topologies, control strategies, and applications: A comparative review and analysis. *Energy Reports Volume 11, June*, 1019-1052.
- Kannan, C., Mohanty, N. K., & Selvarasu, R.** (2017). A new topology for cascaded H-bridge multilevel inverter with PI and Fuzzy control. *1st International Conference on Power Engineering, Computing and Control* (s. 917-926). Peccon: Energy Procedia 117.
- Li, D., Wu, X., Gao, J., An, C., & Gao, W.** (2021). Sensitivity analysis of wireless power transmission. *Energy Reports, Volume 7, Supplement 7*, 138-149.
- Mohan, N., Undeland, T. M., & Robbins, W. P.** (2014). *Güç Elektroniği Çeviriciler, Uygulamalar ve Tasarım*. Literatür Yayınları.
- Park, H. P., & Jung, J. H.** (2017). PWM and PFM Hybrid Control Method for LLC Resonant Converters in High Switching Frequency Operation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 1, Jan, 253-263.
- Rabbani, M., Maruf, M. H., Ahmed, T., Kabir, M. A., & Mahbub, U.** (2012). Fuzzy logic driven adaptive PID controller for PWM based buck converter. *International Conference on Informatics, Electronics & Vision (ICIEV), Dhaka, Bangladesh*, 958-962.
- Song, J., Yang, D., Zhang, C., & Duan, B.** (2018). Hybrid Control Method for CLLLC Resonant Converter with Low Output Voltage Ripple. *IFAC-PapersOnLine*, 680-684.
- Zandabad, Y. Y., & Fazel, S. S.** (2024). A single-stage variable output AC-DC converter with PFC and soft-switching for renewable energy integration. *Energy Reports, Volume 11*, 4873-4885.

ÖZGEÇMİŞ

Ad-Soyad

: Börteçine Ayşe ARMUTLU

ÖĞRENİM DURUMU:

- **Lisans** : 2014, İnönü Üniversitesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği

MESLEKİ DENEYİM:

- 2025- İnönü Üniversitesi Merkezi Derslik ve Laboratuvar Binası Yapım İşi.
- 2023-2024 Ömer Cücmem Mühendislik.
- 2022-2023 Malatya Kuzey Kuşak Yolu Yapım İşi.
- 2018-2019 7. Ana Jet Üssü JSF Uçağı Saha Aktivasyon Projesi.
- 2017-2018 Battalgazi Engelsiz Yaşam Merkezi Yapım İşi.
- 2017-2017 Karabayır Ortaokulu Yapım İşi.
- 2017-2017 Tahtalı Minare Hamamı Restorasyon İşi.
- 2016-2017 Malatya Battalgazi Belediyesi Hizmet Binası Yapım İşi.

YÜKSEK LİSANS TEZİNDEN TÜRETİLEN ÇALIŞMALAR (Makaleler, Bildiriler, Patentler v.b.)

- **Armutlu, B. A., & Özgüven, Ö., (2025, Nisan).** LCC Rezonans Dönüştürücüde PWM ve PFM Tabanlı Hibrit Kontrol Yaklaşımlarının Karşılaştırmalı Performans Analizi. 5. Bilsel International Çatalhöyük Scientific Researches Congress (s. 536).
- **Armutlu, B. A., & Özgüven, Ö., (2025, Nisan).** PWM-PFM Hibrit Kontrollü LCC Rezonans Dönüştürücülerde Geniş Zvs Aralığı İçin Modelleme Ve Simulink Tabanlı Gerçekleştirilmesi. 5. Bilsel International Çatalhöyük Scientific Researches Congress (s. 537).