T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ŞEBEKEYE BAĞLI TEK FAZLI İNVERTERLERDE FİLTRE TASARIMI

ÖZGE DEVLET

YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
ELEKTRİK MAKİNALARI ve GÜÇ ELEKTRONİĞİ PROGRAMI

DANIŞMAN
DOÇ. DR. A. FARUK BAKAN

İSTANBUL, 2017

T.C.

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ŞEBEKEYE BAĞLI TEK FAZLI İNVERTERLERDE FİLTRE TASARIMI

Özge DEVLET tarafından hazırlanan tez çalışması 01.11.2017 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Tez Danışmanı

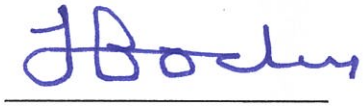
Doç. Dr. A. Faruk BAKAN

Yıldız Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri

Prof. Dr. Hacı BODUR

Yıldız Teknik Üniversitesi



Doç. Dr. A. Faruk BAKAN

Yıldız Teknik Üniversitesi



Doç. Dr. Özgür ÜSTÜN

İstanbul Teknik Üniversitesi



ÖNSÖZ

Tez çalışmamın araştırılmasında, planlanmasında, yürütülmesinde ilgi ve desteğini esirgemeyen, yönlendirme ve bilgilendirmeleri ile çalışmamı bilimsel temeller üzerinde şekillendiren sayın hocam Doç. Dr. A. Faruk BAKAN'a teşekkürlerimi sunarım.

Kasım, 2017

Özge DEVLET

İÇİNDEKİLER

Sayfa

SİMGE LİSTESİ vii

KISALTMA LİSTESİ ix

ŞEKİL LİSTESİ x

ÇİZELGE LİSTESİ xii

ÖZET xiii

ABSTRACT xv

BÖLÜM 1

GİRİŞ 1

1.1 Literatür Özeti 1
1.2 Tezin Amacı 2
1.3 Hipotez 3

BÖLÜM 2

TEK FAZLI ŞEBEKEYE BAĞLI İNVERTERLER 4

2.1 Şebekeye Enerji Aktarımı 4
2.2 Sinüsoidal Darbe Genişlik Modülasyonu Yöntemi 5
2.3 Tek Fazlı Yarım Köprü İnverterin Çalışma Prensibi 6

BÖLÜM 3

İNVERTER ÇIKIŞINDA KULLANILAN FİLTRE ELEMANLARININ İNCELENMESİ 7

3.1 Filtre Topolojileri 8
3.1.1 L Filtre 9
3.1.2 LC Filtre 9
3.1.3 LCL Filtre 10

3.2 Şebekeye Enerji Aktaran Tek Fazlı İki Seviyeli Bir PWM İnverterin Modellenmesi.....17

BÖLÜM 4

PR KONTROLÖR TASARIMI.....20

4.1 Ayrık Zamanlı Kontrol 20
4.1.1 Sıfırıncı Derece Tutma Yöntemi (ZOH)..... 21
4.1.2 Akım Kontrolörü 21
4.1.3 Oransal Kazanç (K_p)..... 26
4.1.4 Rezonans Kazancı (K_r) 27
4.1.5 Kalite Faktörü (Q)..... 27
4.2 Ayrık Zamanda Modelleme..... 27
4.3 Özet..... 30

BÖLÜM 5

SİMÜLASYON SONUÇLARI.....31

BÖLÜM 6

SONUÇ VE ÖNERİLER 44

KAYNAKÇA..... 46

ÖZGEÇMİŞ..... 49

SİMGE LİSTESİ

C_1	Filtre kondansatörü
C_b	Kondansatörün baz değeri
dB	Desibel
e	Hata
f_c	Kesim frekansı
f_m	Merkez frekansı
f_r	Rezonans frekansı
f_s	Şebeke frekansı
f_{sw}	Anahtarlama frekansı
f_0	Temel frekans
f_1	Alt frekans
f_2	Üst frekans
i_c	Kondansatör akımı
i_1	İnverter akımı
i_2	Şebeke akımı
I_{ref}	Referans akım
i_{L1rms}	İnverter akımının efektif değeri
k_a	Sönümleme sabiti
K_p	Kontrolörün oransal kazancı
K_r	Kontrolörün rezonans kazancı
L_1	İnverter çıkış endüktansı
L_2	İnverter çıkışındaki ikinci endüktans
L_s	Şebeke endüktansı
m	Modülasyon faktörü
p.u	Per unit
P_n	Nominal aktif güç
Q	Kalite faktörü
r	L_1/L_2 oranı
R_1	İnverter endüktansın iç direnci
R_2	Şebeke endüktansının iç direnci
R_c	Sönümleme direnci
T_p	Periyot
V_c	Kondansatör gerilimi
V_{dc}	DC bara gerilimi

V_{inv}	İnverter gerilimi
V_n	Nominal gerilim
V_{ph}	İnverter faz gerilimi
V_{rms}	Gerilimin efektif değeri
V_s	Şebeke gerilimi
ω_c	Kesim frekansı
ω_r	Rezonans frekansı
x_L	Empedans
z_b	Baz empedans değeri
z^{-1}	Gecikme süresi
ζ	Sönümleme terimi

KISALTMA LİSTESİ

AC	Alternatif Akım (Alternative Current)
ADC	Analog-Dijital Dönüştürücü (Analog-Digital Converter)
DAC	Dijital Analog Dönüştürücü (Digital-Analog Converter)
DC	Doğru Akım (Direct Current)
PI	Orantı-İntegral (Proportional Integral)
PR	Orantı-Rezonans (Proportional Resonant)
PWM	Darbe Genişlik Modülasyonu
THD	Toplam Harmonik Bozulma (Total Harmonic Distortion)
ZOH	Sıfırıncı Derece Tutma (Zero Order Hold)

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1 Tek fazlı yarım köprü inverterde PWM yöntemi 5
Şekil 2.2 Tek fazlı şebekeye bağlı inverter 6
Şekil 3.1 Filtre topolojileri 9
Şekil 3.2 LCL filtrenin s domenindeki modeli 15
Şekil 3.3 Sönümsüz L filtre ve LCL filtrenin frekans ve genlik cevapları 16
Şekil 3.4 R_c direncinin LCL filtrenin transfer fonksiyonuna etkisi 16
Şekil 3.5 L filtre ve LCL filtrenin frekans cevabının karşılaştırılması 17
Şekil 3.6 İnverter, LCL filtre ve şebeke modeli 17
Şekil 4.1 Sayısal kontrol çevrimi 20
Şekil 4.2 Dijital kontrol edilen inverterlerin kapalı çevrimi 21
Şekil 4.3 Akım kontrolör blok diyagramı 22
Şekil 4.4 PR kontrolör blok diyagramı 23
Şekil 4.5 İdeal PR kontrolörün bode diyagramı 24
Şekil 4.6 İdeal olmayan PR kontrolör bode diyagramı 25
Şekil 4.7 Sistemin çalışma blok şeması 25
Şekil 4.8 Kontrol sisteminin yapısı 26
Şekil 4.9 PR kontrolör yapısı 26
Şekil 5.1 i_{ref} akımının değişimi 32
Şekil 5.2 i_{L1} akımının değişimi 32
Şekil 5.3 i_{L2} akımının değişimi 33
Şekil 5.4 f_{sw} = 10 kHz için i_{L1rms} karakteristik değerleri 34
Şekil 5.5 f_{sw} = 20 kHz için i_{L1rms} karakteristik değerleri 35
Şekil 5.6 f_{sw} = 30 kHz için i_{L1rms} karakteristik değerleri 35
Şekil 5.7 f_{sw} = 10 kHz için i_{L1rms} karakteristik değerleri 36
Şekil 5.8 f_{sw} = 20 kHz için i_{L1rms} karakteristik değerleri 37
Şekil 5.9 f_{sw} = 30 kHz için i_{L1rms} karakteristik değerleri 37
Şekil 5.10 f_{sw} = 15 kHz için THD karakteristik değerleri 38
Şekil 5.11 f_{sw} = 20 kHz için THD karakteristik değerleri 39
Şekil 5.12 Farklı L_1 değerleri için L_2 değerleri 40
Şekil 5.13 Farklı L_1 değerleri için L_2 değerleri 40
Şekil 5.14 Farklı L_1 değerleri için L_2 değerleri 41
Şekil 5.15 Farklı L_1 değerleri için I_{L1rms} değerleri 41
Şekil 5.16 Farklı L_1 değerleri için I_{L1rms} değerleri 42
Şekil 5.17 Farklı L_1 değerleri için I_{L1rms} değerleri 42

Şekil 5.18 Farklı L_1 değerleri için THD değerleri.....43
Şekil 5.19 Farklı L_1 değerleri için THD değerleri.....43

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 5.1 Karakteristik eğriler için kullanılan parametreler.....33

ÖZET

ŞEBEKEYE BAĞLI TEK FAZLI İNVERTERLERDE FİLTRE TASARIMI

Özge DEVLET

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı

Yüksek Lisans Tezi

Tez Danışmanı: Doç. Dr. A. Faruk BAKAN

Şebekeye enerji aktaran inverterlerde, aktarılan enerjinin yüksek kalitede olması açısından filtre seçimi ve kontrolör tasarımı oldukça önemlidir. Bu iki faktör, şebekeye aktarılan enerji verimliliğinde, güç kalitesinde ve sistem kararlılığında etkilidir. İnverter ile şebeke arasında kullanılan filtre elemanları ile anahtarlama harmoniklerinin bastırılması ve şebekeye aktarılan akımın THD değerinin iyileştirilmesi sağlanmaktadır. Bu çalışmada tek fazlı bir inverter çıkışında kullanılan LCL filtre elemanlarının değerlerinin belirlenebilmesi için MATLAB ortamında çalışan bir analiz programı geliştirilmiştir. Akım kontrolü oransal rezonant (PR) kontrolör ile gerçekleştirilmiştir. PR kontrolör ayrık zamanda tasarlanmıştır. PR kontrolörün, sistemin kararlılığı üzerindeki davranışı incelenmiştir. Geliştirilen program yardımıyla farklı endüktans, kondansatör, anahtarlama frekansı ve referans akım değerleri için inverter akımının efektif değeri ile şebeke akımının toplam harmonik distorsiyonu (THD) hesaplanmaktadır. Hesaplanan değerler kullanılarak karakteristik eğriler elde edilmiştir. Üretilen karakteristik eğriler kullanılarak filtre elemanlarının seçimi yapılabilmektedir. Farklı anahtarlama frekanslarında kararlı çalışmanın sağlandığı ve THD<%5 şartını sağlayan L_1, L_2 ve C_1 değerlerinin oluşturduğu çözüm kümeleri bulunmuştur.

Anahtar Kelimeler: Şebekeye bağlı tek fazlı inverter, PR kontrolör, LCL filtre, harmonik, THD, darbe genişlik modülasyonu (PWM).

ABSTRACT

FILTER DESIGN FOR SINGLE PHASE GRID CONNECTED INVERTERS

Özge DEVLET

Department of Electrical Engineering

MSc. Thesis

Adviser: Doç. Dr. A. Faruk BAKAN

The filter selection and controller design is quite important in terms of the high quality energy transfer in grid inverters. These factors affect energy efficiency, power quality and system stability. Filter elements used between the inverter and the grid suppresses switching harmonics and decreases the THD value of the grid current. In this study, the selection of the LCL filter elements of a single phase two level inverter is analyzed. A computer program that works in MATLAB environment is developed to determine the values of LCL filter elements. The current control is performed with a proportional resonant (PR) controller. The PR controller is designed at discrete time. The behavior of the PR controller on the system stability is investigated. By means of the developed program, the total harmonic distortion (THD) of the grid current and the effective value of the inverter current are determined for different inductance, capacitor, switching frequency and reference current values. Characteristic curves are obtained for various LCL values. Filter elements can be selected by using characteristic curves. The solution sets formed by the L_1, L_2 and C_1 values are found that providing of stable operation and THD<%5 condition at different switching frequency.

Keywords: Single phase grid connected inverter, PR controller, LCL filter, THD, pulse width modulation (PWM).

BÖLÜM 1

GİRİŞ

1.1 Literatür Özeti

Sanayileşmiş ve gelişmekte olan ülkelerde enerji tüketimi ve talep edilen güç gün geçtikçe artmaktadır. Teknolojideki gelişmeler ve yenilikler enerji verimliliği ve güç kalitesinin arttırılmasında etkili olmaktadır. Günümüzde yenilenebilir enerji teknolojisi hızla gelişmektedir. Özellikle güneş ve rüzgâr enerji sistemleri gibi güç dönüşümleri gerektiren uygulamalarda inverterlerin payı büyüktür. Şebekeye enerji aktarımı sırasında akım kalitesinin yüksek olması istenmektedir. Yüksek değerli filtre kullanımı akım kalitesini artırmakta, bununla birlikte maliyet ve hacim artmakta, dinamik cevap yavaşlamaktadır. Filtre değerinin düşük seçilmesi toplam harmonik distorsiyonunu artırmakta, şebeke akımında ve şebeke geriliminde bozulmalar oluşmaktadır. Şebekeye bağlı inverterlerde LCL filtrenin L ve LC filtreye göre harmonikleri bastırmada daha başarılı olduğu bilinmektedir. LCL filtrenin kullanıldığı sistemlerde yarı iletken elemanların anahtarlama frekansı düşürülebilmektedir. Fakat LCL filtrede rezonans etkileri ve kararlılık sorunları oluşabilir. Rezonans problemlerini çözmek için pasif ve aktif sönümleme yöntemleri uygulanmaktadır. Pasif sönümleme yönteminde LCL filtrede genellikle kondansatöre seri bir sönüm direnci kullanılmaktadır. Eklenen dirençten dolayı bir miktar güç kaybı oluşmaktadır. Aktif sönümleme yönteminde ise sisteme akım ve gerilim sensörleri ilave edilerek kontrol işareti ile sönüm direnci etkisi oluşturulmaktadır. Sistemde ilave sensörlerin kullanımı ile kontrol sistemi daha karmaşık bir hal almaktadır. Buna karşılık rezonans sorunu sistem verimi azalmadan çözülmektedir. Pasif sönümleme yöntemi uygulama kolaylığı ve güvenilirlik açısından endüstriyel uygulamalarda daha çok tercih edilmektedir. Performans, kararlılık ve

maliyet kriterleri açısından uygun LCL filtre elemanlarının belirlenmesi oldukça önemlidir.

Şebekeye bağlı inverterlerde enerji aktarımının akım kontrolü ile yapılması gereklidir. Kararsız bir durum oluşmadan referans akımın takip edilmesi önemlidir. Kontrolör kazancının yüksek seçilmesi ile kararlı hal hatası sıfıra indirilebilmektedir. Sistem tasarımında akım kontrolörü tasarımı önemli bir yer tutmaktadır. Akım referansının zamanla değiştiği uygulamalarda PI kontrolör çok iyi sonuç üretmemektedir. Sinüsoidal bir referans akımı takip etmede PI kontrolör yeterince başarılı değildir. Sinüsoidal akım referansı durumunda kararlı hal hataları mevcut olup harmonikleri elimine etme yeteneği düşüktür. Bu problemleri gidermek için genellikle oransal rezonant (PR) kontrolör kullanılmaktadır. İdeal PR kontrolör, sinüsoidal referans akımı takip etmede başarılıdır. Temel frekansta (ω_0) kazancı çok yüksektir. Diğer frekanslarda kazancının düşük olmasından dolayı şebeke gerilimi ve şebeke frekansı değişimlerinden kaynaklı harmonikleri bastırmada yeterli olamamaktadır. Gerilimde harmoniklerin olması durumunda akımda harmonikler oluşmaktadır. İdeal PR kontrolörün yüksek kazancı kontrol sorunlarına yol açabilir. Bu nedenle kontrolörde bir sönümleme terimi (ζ) kullanılır. Bu durumda kontrolörün bant aralığı genişler ve frekans hassasiyeti azalır. Kontrolör tasarımında analog sistemlerde sistem sürekli zamanda inceleme yapılmaktadır. Sayısal kontrol uygulandığında örnekleme ve gecikme sürelerinin tasarımda dikkate alınması gerekmektedir.

1.2 Tezin Amacı

Yenilenebilir enerji kaynaklarının kullanımının artması sonucu bu kaynaklardan daha fazla faydalanabilmek için güç elektroniği dönüştürücülerinin yüksek verimli olması istenmektedir. Fotovoltaik (PV) panellerin veriminin düşük olmasından dolayı güç elektroniği dönüştürücülerinin veriminin yüksek olması önem kazanmaktadır. Maliyet ve hacim açısından inverter çıkışında filtre elemanlarının düşük değerli olması istenmektedir. Aynı zamanda düşük değerli endüktans sistemin dinamik cevabının hızlı olmasını sağlamaktadır. İnverterden şebekeye aktarılan akımın toplam harmonik distorsiyonunun (THD) düşük olması hedeflenmiştir. Akım harmoniklerinin, uygun LCL değerlerinin seçilmesi ile azaltılması hedeflenmektedir. İnverterin akım kontrolü PR

kontrolör ile gerçekleştirilerek çıkış akımının referans akımı takip etmesi sağlanmıştır. Kontrolörün kararlı halde çalışmasını sağlayacak kazanç değerleri belirlenmiştir. Kontrolörün K_p ve K_r kazanç değerlerine göre sistemin kararlılığı incelenmiştir. Sistemin kararlı çalışmasını sağlayacak LCL filtre elemanları belirlenmiştir.

1.3 Hipotez

Bu tez çalışmasında, şebekeye bağlı tek fazlı inverterde, inverter ile şebeke arasında kullanılan LCL filtre elemanları ile anahtarlama bileşenlerinin bastırılması ve şebekeye aktarılan akımın THD değerinin iyileştirilmesi sağlanmaktadır. İnverter çıkışında kullanılan filtre elemanlarının değerlerini belirleyebilmek için MATLAB ortamında analiz programı geliştirilmiştir. Bu program ile farklı endüktans, kondansatör, anahtarlama frekansı ve referans akım değerleri için inverter akımının efektif değeri ile şebeke akımının THD değeri hesaplanmaktadır. Bu değerler kullanılarak karakteristik eğriler elde edilmektedir. Üretilen karakteristik eğrilerden filtre elemanlarının seçimi yapılabilmektedir. THD değerinin %5'ten ve akım hatasının rms değerinin %0.1'den küçük olduğu durumdaki L_1, L_2 ve C_1 değerlerini oluşturan çözüm kümeleri bulunmuştur. Bu şartları sağlayan farklı L_1 değerleri için L_2 değerleri bulunmuştur. Farklı L_1 değerleri için I_{L1rms} değerleri hesaplanmıştır. Kondansatör değerinin ve anahtarlama frekansının sabit tutulduğu durumda farklı L_1 değerleri için THD değerleri hesaplanmıştır. Bunların farklı frekanslarda karakteristik eğrileri oluşturularak L_1, L_2 ve C_1 değerlerini oluşturan çözüm kümeleri bulunmuştur.

BÖLÜM 2

TEK FAZLI ŞEBEKEYE BAĞLI İNVERTERLER

Bu bölümde şebekeye bağlı tek fazlı inverterin özellikleri tanıtılmıştır. İnverterin PWM tekniği ile çalışma prensibi anlatılmıştır. Yapılan çalışmada tek fazlı yarım köprü inverter, anahtarlama elemanı olarak IGBT kullanılmıştır.

2.1 Şebekeye Enerji Aktarımı

Güneş, hidrojen gibi yenilenebilir enerji kaynaklarının çıkışında DC enerji olduğundan doğrultucu kullanımına ihtiyaç duyulmaz. Rüzgâr enerjisinin kullanıldığı uygulamalarda türbin çıkışındaki alternatif gerilim inverter yardımı ile doğru gerilime dönüştürülerek DC enerji kaynağı elde edilir. Şebekeye enerji aktarılması için alternatif enerji kaynaklarından elde edilen DC enerjinin AC enerjiye çevrilmesi gerekmektedir. Bu dönüşüm inverterler ile yapılmaktadır. Şebekeye aktarılan enerjinin yüksek kalitede olması için inverter çıkışında üretilen faz akımı sinüsoidale yakın ve faz gerilimi ile aynı fazda olması gerekmektedir. Ayrıca inverter veriminin yüksek olması da istenmektedir. Bu nedenle çok yüksek anahtarlama frekanslarında çalışma tercih edilmemektedir.

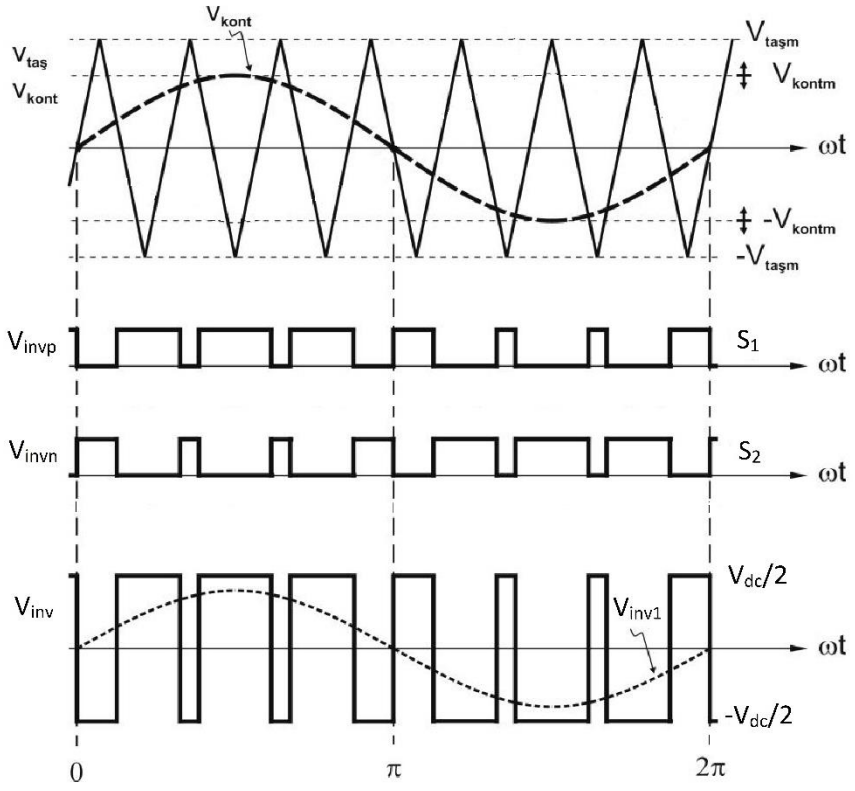
İnverterin DC bara gerilimi şebeke geriliminden yüksek olmalıdır. Bu nedenle inverter girişinde genellikle DC/DC dönüştürücü kullanılır. PV panellerin çıkış gerilimleri değişken ve düşük olması durumunda sabit ve yüksek bir DC gerilim elde edebilmek ve MPPT yapabilmek için DC/DC dönüştürücü kullanılır. Böylece inverterin şebekeye enerji aktarabilmesi için gerekli olan DC bara gerilimi elde edilmiş olur. Sistem çıkışındaki inverter ile aktif ve reaktif güç kontrolü, yüksek kalitede gücün elde edilmesi ve şebeke senkronizasyonu sağlanır.

Güç aktarımının yapılabilmesi için, şebekeye bağlı inverterin şebeke ile aynı fazda akım üretmesi gerekir. IEEE-519 harmonik standardına göre, şebekeye aktarılan akımların toplam harmonik içeriği %5'ten küçük olmalıdır [1].

2.2 Sinüsoidal Darbe Genişlik Modülasyonu Yöntemi

Sinüsoidal darbe genişlik modülasyon yöntemi, sinüsoidal dalga şeklindeki bir modülasyon sinyali ile yüksek frekanslı üçgen taşıyıcı dalganın karşılaştırılması sonucunda PWM sinyallerinin üretilmesidir. Modülasyon oranı çıkış geriliminin efektif değerini etkilemektedir. Modülasyon oranı en büyük 1 değerini alabilmektedir. Oran arttıkça inverter çıkış gerilimi de artmaktadır. İnverterin anahtarlama frekansı, modülasyon sinyaline göre yüksek frekansta olan taşıyıcı üçgen dalga tarafından belirlenir.

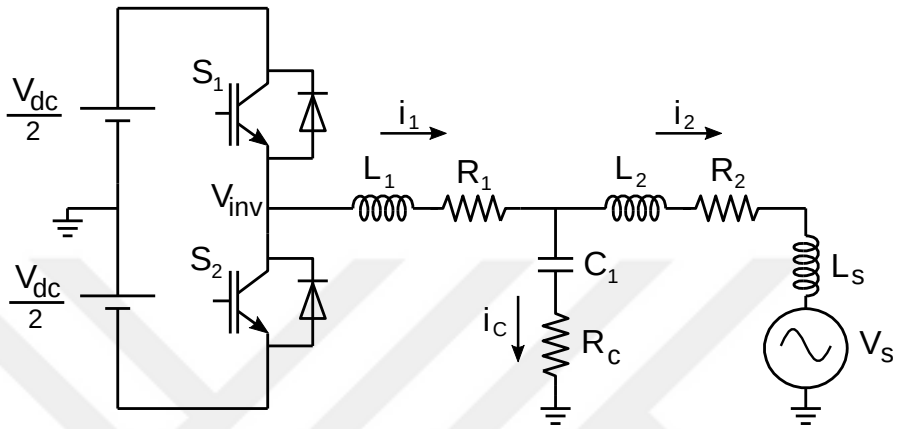
Ölçülen akım, referans akımdan çıkartılarak akım hatası elde edilir. Bu hata PR kontrolöre verilir ve referans gerilim elde edilir. Referans gerilimler taşıyıcı dalga ile karşılaştırılır ve anahtarlama sinyalleri üretilmiş olur [2]. Şekil 2.1'de PWM yöntemi gösterilmiştir.



Şekil 2.1 Tek fazlı yarım köprü inverterde PWM yöntemi [3].

2.3 Tek Fazlı Yarım Köprü İnverterin Çalışma Prensibi

Tek fazlı yarım köprü inverterin çıkış gerilimi kolun anahtarlama durumuna göre değişmektedir. S_1 anahtarı iletime girdiğinde S_2 anahtarı kesimde olup V_{inv} çıkış gerilimi $V_{dc}/2$'ye eşit olmaktadır. S_2 anahtarı iletime girdiğinde S_1 anahtarı kesimdedir ve çıkış gerilimi $-V_{dc}/2$'e eşit olmaktadır [3].



Şekil 2.2 Tek fazlı şebekeye bağlı inverter

İnverter DC baradan aldığı enerjiyi şebekeye aktarmaktadır. Anahtarlama esnasında şebeke akımında harmonikler oluşmaktadır. Bu harmoniklerin, LCL filtre ile elimine edilmesi ve şebeke akımının yüksek kalitede olması istenmektedir. Bunun için, şebeke akımının referans akımını takip etmesi gerekir. Faz farkı olmaksızın akımın çıkışa aktarılması gerekmektedir. LCL filtre elemanlarının değerlerinin yüksek seçilmesi ile akım harmonikleri azaltılmakta ve düşük anahtarlama frekansı ile istenilen bastırma sağlanabilmektedir. LCL filtre elemanlarının değerlerinin düşük seçilmesi durumunda yeterli bastırmayı sağlayabilmek için anahtarlama frekansı yüksek seçilmelidir.

BÖLÜM 3

İNVERTER ÇIKIŞINDA KULLANILAN FİLTRE ELEMANLARININ İNCELEMESİ

Bu bölümde L, LC ve LCL filtre hakkında kapsamlı bilgi verilmiştir. Bu filtrelerin özellikleri incelenmiş avantajları ve dezavantajları anlatılarak birbirleriyle karşılaştırılmıştır. LCL filtrenin diğer filtrelere göre üstünlükleri anlatılmıştır.

Doğrultucular, kesintisiz güç kaynakları, statik güç dönüştürücüleri, eviriciler gibi doğrusal olmayan alıcılar yüzünden akım harmonikleri meydana gelmektedir. Akım harmoniklerinden kaynaklı, gerilim harmonikleri ve kompanzasyon sorunu oluşmaktadır.

Harmonikler sonucu sistemde birçok olumsuz sonuçlar gözlemlenmiştir. Bunlar; enerji tüketiminde artış, güç faktörünün değişmesi, gerilim düşümünün artması, generatör ve şebeke geriliminin dalga şeklinin bozulması, kompanzasyon sistemlerinde aşırı reaktif yüklenme, şebekede oluşan rezonans ve rezonansın oluşturduğu aşırı akım ile aşırı gerilim etkisidir. Rezonans; harmoniklerin oluşturduğu en bozucu etkilerden birisidir. Sistemin rezonansı, harmonik frekanslardan birine yakın bir değerde olduğu durumda büyük miktarda akım ve gerilim harmonikleri oluşmaktadır. Harmonik düzeylerini etkileyen en önemli etkenlerden birisi de seri veya paralel rezonans olma durumudur [4].

Güç faktörünün düzeltilmesi ve harmonik kompanzasyon için en çok kullanılan yöntem L ve C'den oluşan pasif filtrelerin kullanılmasıdır.

Rezonans nedeniyle sistemde aşağıda sıralanan bozucu etkiler oluşmaktadır.

1) Endüktans ve kondansatör elemanlarının gerilimleri artar ve aşırı akım geçer.

2) Gerilimdeki harmoniklerin artması sonucu toplam harmonik distorsiyon değerleri artmaktadır ve tüketicilere aktarılan enerji kalitesi olumsuz etkilenmektedir.

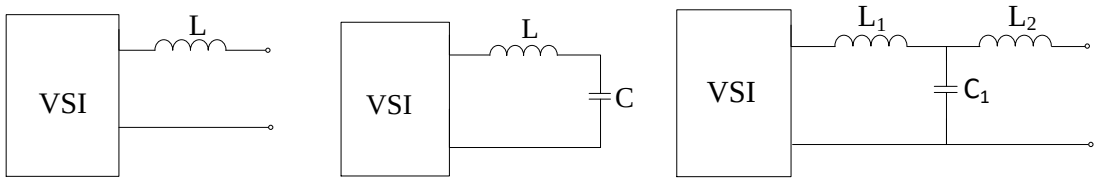
3) Devre elemanlarında izolasyon zorlanmaları ve kondansatörlerin dielektrik malzemelerinde delinmeler ve aşırı ısınma sonucu kalıcı hasarlar oluşmaktadır [5].

Sinüsoidal olmayan akımlar empedans üzerinde sinüsoidal olmayan gerilim düşümleri meydana getirmektedir. Bu da şebeke geriliminde bozulmalara yol açmaktadır. Bu yüzden üretilen enerjinin kalitesi önemlidir.

3.1 Filtre Topolojileri

Filtre devreleri, elektriksel işaretlerin frekans spektrumlarına biçim vermek amacıyla kullanılmaktadır. Filtre devresi R, L, C elemanlarından oluşuyorsa pasif filtre; transistör, opamp gibi aktif elemanlarla birlikte sadece R, C elemanları veya bunların her üçü kullanılarak oluşturuluyorsa aktif filtre adını alır. Sisteme uygulanan frekanslardan sadece istenenlerin geçirilmesi amacıyla kullanılırlar. Transfer fonksiyonunun frekans değişimine göre alçak geçiren, yüksek geçiren, bant geçiren, bant söndüren filtreler mevcuttur. Kesim frekansı, kalite faktörü, geçirme bandı kazancı önemli filtre parametrelerindendir [6].

Şebeke akım harmoniklerini bastırmak amacıyla inverter ve şebeke arasına alçak geçiren filtre yerleştirilir. Filtrelerde, gücün yarıya düştüğü noktalar kesim frekansı (ω_c) olarak adlandırılır. Alçak geçiren filtreler kesim frekansından düşük frekansları geçiren; kesim frekansından yüksek frekansları zayıflatarak iletimine engel olan filtrelerdir. Üç tip alçak geçiren filtre vardır. Bunlar L, LC ve LCL tipindeki filtrelerdir [7]. Çıkış filtresi, yarı iletken elemanların ürettiği akım harmoniklerini azaltmaktadır. Bunlardan en basiti inverterin çıkışına L bağlı filtredir. Şekil 3.1'de L, LC ve LCL filtre topolojileri gösterilmiştir.



a) L filtre b) LC filtre c) LCL filtre

Şekil 3.1 Filtre topolojileri

3.1.1 L Filtre

L filtre inverter çıkışındaki akımın filtrelenmesi için kullanılmaktadır. İnverterin kontrolü L filtre ile kolaylıkla yapılmaktadır. L filtre, LC ve LCL filtreye göre oldukça basit yapıda olup yaygın kullanılmaktadır. Bu filtre bastırmanın sağlanmasında yüksek frekanstaki inverterler için uygundur. L filtrenin dezavantajlarından birisi endüktans değerinin büyük olması ve bastırma oranının düşük olmasıdır. Bu durumda harmonikler yüksek anahtarlama frekansında bastırılmaktadır. Yüksek değerli endüktans üzerinde gerilim düşümünün olması dinamik cevap verme süresini arttırmaktadır [8], [9].

L filtrenin transfer fonksiyonu (3.1) eşitliğindeki gibidir.

$$G_f(s) = \frac{1}{Ls} \tag{3.1}$$

3.1.2 LC Filtre

L filtre, inverterin anahtarlama frekansında harmonikleri bastırmada yetersiz kalmaktadır. Yeterli bastırmayı sağlayabilmek için L filtreye paralel bağlı bir kondansatör eklenir. Böylece anahtarlama frekansındaki bileşenlere karşı filtre düşük empedans değeri göstermektedir [10]. Bu filtre ikinci dereceden bir filtre olup L filtreden daha iyi performans sergilemektedir. LC filtrenin transfer fonksiyonu (3.2)'deki gibidir.

$$F(s) = \frac{1}{1 + sL + s^2LC} \tag{3.2}$$

Rezonans frekansı aşağıdaki gibi hesaplanmaktadır.

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{3.3}$$

Yüksek değerli kapasitenin, gerilimin kalitesinde olumlu bir etkisi bulunmaktadır. Filtrenin istenilen kesim frekansını sağlaması için yüksek değerli endüktans gereklidir. LC filtre L filtre ile kıyaslandığında daha iyi bir sönümleme sağlamaktadır ve kayıplar azalmakta, maliyet düşmektedir. LC filtrenin rezonans frekansı şebeke tarafındaki endüktans değeri ile değişim göstermektedir. Bu filtre, kontrol değişkenin gerilim olduğu ve çıkışında pasif yük ya da paralel AC kaynak olan uygulamalarda kullanılmaktadır [11].

3.1.3 LCL Filtre

LCL filtre, gerilim kaynaklı inverterlerde yaygın olarak kullanılmaktadır. LCL filtrenin endüktans değeri L filtre endüktansına göre daha düşüktür. Bu sebeple, filtre maliyeti ve dinamik cevap açısından avantajlıdır. LCL filtrede inverter tarafındaki LC filtre ile yüksek frekanslı harmonikler filtrelenmektedir. Bu sayede, çıkış endüktansı üzerinde akımdaki dalgalanma miktarının az olması sağlanmaktadır. LCL filtre kullanılan inverterde; L filtre kullanılması durumuna göre daha düşük anahtarlama frekansı seçilebilmektedir. Anahtarlama frekansının düşük olması özellikle yüksek güçlü sistemlerde verim açısından önemlidir. Bu durum LCL filtre kullanımının önemini göstermektedir. LCL filtre; L filtre ile karşılaştırıldığında, düşük frekanslı ve yüksek güçlü uygulamalarda, daha düşük anahtarlama frekansı ve endüktans seçilerek kullanılabilmektedir [8], [9], [12].

LCL filtre düşük değerli endüktans ile etkili bastırmayı sağlamaktadır. Fakat sistemde rezonans durumunun ve kararlılık problemlerinin oluşmasına neden olmaktadır. Filtre tasarımda rezonans, endüktans akımındaki dalgalanma, filtrenin toplam empedansı, anahtarlama frekansında akım harmoniklerinin bastırılması ve kondansatörün oluşturduğu reaktif güç gibi faktörler göz önünde bulundurulmalıdır. Filtrede yüksek değerde endüktans kullanımı endüktansların üzerine düşen gerilimlerin artmasına neden olmaktadır. Bu durumda DC bara gerilimi yükseltilmelidir. Fakat bu durum anahtarlama kayıplarının artmasına sebep olur. Reaktif güç sınırının %5'in altında olma şartını sağlayan kondansatör kullanılmalıdır. Yüksek değerde kondansatör seçilmesi reaktif güç faktörünü arttırmaktadır. Bu durumda, endüktans ve anahtarlardan daha fazla akım geçmekte ve sistemin verimi düşmektedir. Kondansatör değeri düşük seçilirse

endüktans değeri yüksek tutulmalıdır. Endüktans değerinin yüksek olması endüktans üzerindeki gerilim düşümünü arttırmaktadır.

LCL filtrenin tasarımında kesim frekansı önemlidir ve filtre parametreleri kesim frekansına göre belirlenmektedir. Filtrenin kesim frekansı anahtarlama frekansının yarısından küçük seçilmelidir. LCL filtrenin açısal rezonans frekansı (3.4)'teki gibi hesaplanır. Filtrenin sönümleme direnci (3.5)'teki gibidir. LCL filtrenin transfer fonksiyonu (3.6)'daki gibidir [13], [14].

$$\omega_r = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C_1}} \tag{3.4}$$

$$R_c = \frac{1}{3\omega_r C_1} \tag{3.5}$$

$$G(s) = \frac{i_2(s)}{V_{inv}(s)} = \frac{1}{L_1 L_2 C_1 s + (L_1 + L_2)s} \tag{3.6}$$

Şebekeye bağlı sistemlerde LCL filtre en iyi sönümlemeyi sağlamaktadır. LCL filtre şebeke tarafındaki endüktansta akım harmoniğinin düşük olmasını, istenilen anahtarlama frekansında yeterli bastırmayı sağlayabilmektedir. LCL filtreli yapılarda inverterin anahtarlama frekansı önemli ölçüde azaltılabilmektedir. Eviricinin ve çıkış geriliminin anma değerinde sabit tutulması amacıyla LCL filtrelerin kontrolü kapalı çevrim olarak yapılmaktadır [15].

İkinci dereceden alçak geçiren filtrenin kullanıldığı sistemde; küçük bir endüktansla harmoniklerin bastırılması kolaylıkla sağlanabilmektedir. LCL filtre ile yarı iletken elemanların anahtarlanması sonucu oluşan yüksek frekanslı harmonik bileşenler yok edilir. IEEE-519 harmonik standartlarına göre; şebekeden çekilen akımın toplam harmonik değeri %5'ten küçük değerde olmalıdır. İnverterin anahtarlama frekansı LCL filtre kullanılarak büyük oranda azaltılmaktadır. Bu sayede yarı iletken elemanların anahtarlama hızı ve anahtarlama kayıpları da düşürülmektedir.

Fakat bazı frekanslarda sistem kararlılığını bozabilecek rezonans olasılıkları vardır. Rezonans olasılığını ortadan kaldırmak için çeşitli yöntemler bulunmaktadır; bunlar

temel olarak aktif sönümleme ve pasif sönümleme yöntemleridir. Pasif sönümleme yönteminde LC filtredeki kondansatöre ilave direncin seri ya da paralel biçimde bağlanmasıyla yapılmaktadır. Fakat ilave edilen direnç güç kayıplarına neden olmakta, sistemin verimini düşmektedir. Pasif sönümleme yönteminde filtre kazancı sınırlanmakta, rezonans genliği düşürülmekte ve sistem kararlı hale getirilmektedir. Pasif sönümleme yönteminde oluşan güç kayıplarının filtre gücünün yanında önemsiz kalması, uygulama kolaylığı ve güvenilirliği nedeniyle endüstriyel uygulamalarda daha çok tercih edilmektedir. Aktif sönümleme yönteminde sisteme akım ya da gerilim sensörü ilave edilerek kontrol sisteminin sanal direnç etkisi oluşturması hedeflenmektedir. Fakat kontrol sisteminin karmaşıklığı ve kullanılan sensör sayısı artmaktadır [16]. Sistemin kararlı olması için, inverter ve yük tarafındaki endüktans akımının, kondansatör akımının ve geriliminin kontrol çevriminde göz önünde bulundurulması gerekir [11].

LCL filtrenin LC kısmı yüksek frekanslı akım dalgalanmalarını düzeltmeye çalışır, kapasitenin değeri küçükse kontrol tasarımında ihmal edilebilir. LCL filtrelerin tasarımında aşağıdaki kriterler göz önünde bulundurulmaktadır.

1. Sistemdeki rezonans etkisini azaltmak için rezonans frekansı f_r, şebeke frekansı f_s ve anahtarlama frekansı f_{sw} arasında aşağıdaki bağıntı sağlanmalıdır.

$$10f_s < f_r < 0.5f_{sw} \tag{3.7}$$

2. Reaktif güç sınırlaması ve güç faktörü nedeniyle filtre kondansatörünün gücü (C_1), sistemin gücünün %5'inden küçük olmalıdır.
3. Pasif sönümleme, rezonansları bastırmak için yeterli olmalı ve güç kayıpları sistem verimliliğini düşürmemelidir.
4. Toplam filtre endüktans değeri (L_1 + L_2) endüktans baz değerine göre gerilim düşümü sınırı sebebiyle 0.1 p.u. (per-unit) olarak sınırlandırılmalıdır. Aksi takdirde DC bara geriliminin yükseltilmesi gerekir. Bu da sistem kayıplarını arttırmaktadır.
5. Pasif sönümleme, rezonansları bastırmak için yeterli değerde olmalı ve direnç kayıpları nedeniyle sistem verimi düşürülmemelidir.

Bu şartların yanı sıra, inverter tarafındaki endüktans (L_1) ile şebeke tarafındaki endüktans (L_2) değerleri uygulamaya göre değişik oranlarda kullanılabilmektedir. Anahtarlama sonucu oluşan yüksek frekanslı harmonik bileşenin bastırılmasında L_1 daha etkin olduğu için toplam endüktans L_1 ve L_2 endüktansına belli bir oranda paylaştırılabilir. L_1 / L_2 oranı genellikle 2-5 arasında seçilmektedir [16].

Filtre tasarımında filtrenin boyutu, akımdaki dalgalanma miktarı, filtrenin maliyeti, filtrenin bastırma performansı gibi özellikler dikkate alınmaktadır. Filtrede kullanılacak olan kondansatör ve endüktans değerlerinin belirlenmesi, kondansatörden dolayı oluşan reaktif gücü ve oluşabilecek rezonansı sınırlamak için önemlidir. Kondansatöre seri bir direnç bağlanarak, rezonans salınımları giderilmeye çalışılır. Filtre dizaynı için kullanılan ikinci bir tasarım yöntemi [17]'de verilmiştir. Bu yöntemde kullanılan parametreler aşağıda tanımlanmıştır.

V_{ph}: İnverter çıkışının faz gerilimi

V_{LL}: İnverter çıkışının hat gerilimi

P_n: Nominal aktif güç

V_{DC}: İnverterin giriş gerilimi

f_{sw}: İnverterin anahtarlama frekansı

f_s: Şebeke frekansı

ω_s: Şebeke açısal frekansı

f_r: Rezonans frekansı

m: İnverter modülasyon faktörü

k_a: Sönümleme sabiti

Öncelikle sistemin baz değerlerini bulmamız gerekir, filtre değerleri baz değerlerinin yüzdesi üzerinden hesaplanır. Baz empedans ve baz kondansatör değeri denklem (3.8) ve (3.9)'da verilmiştir.

$$Z_b = \frac{{V_n}^2}{P_n} \tag{3.8}$$

$$C_b = \frac{1}{\omega_s Z_b} \qquad \omega_s = 2\pi f_s \tag{3.9}$$

Normal bir güç sisteminde, güç faktörünün en yüksek değişimi %5 varsayılmaktadır. Bu değer kondansatör değeri elde etmek için baz kapasite değeri ile çarpılır. $C_1 = 0.05C_b$. Reaktif güç kompanzasyonu, güç faktörünün %5'ten büyük olduğu durumda yapılabilmektedir.

İnverter çıkışında akımdaki en yüksek dalgalanma miktarı denklem (3.10)'da verilmiştir.

$$\Delta I_{Lmax} = \frac{2V_{DC}}{3L_1}(1-m)mT_{sw} \tag{3.10}$$

T_{sw}: İnverterin anahtarlama süresi

m: İnverterde kullanılan PWM tekniğine bağlı modülasyon faktörü

En yüksek tepeden tepeye akım harmoniğinin m = 0.5'te oluştuğu görülmektedir. Endüktans akımının maksimum dalgalanma miktarı denklem (3.11)'de verilmiştir.

$$\Delta I_{Lmax} = \frac{V_{DC}}{6f_{sw}L_1} \tag{3.11}$$

L_1 inverter tarafındaki endüktanstır. Maksimum nominal akım için, akımdaki %10 dalgalanma dikkate alınır. Maksimum nominal akım denklem (3.12)'de gösterilmiştir.

$$\Delta I_{Lmax} = 0.1I_{max} \tag{3.12}$$

$$I_{max} = \frac{P_n\sqrt{2}}{V_{ph}} \tag{3.13}$$

L_1 denklem (3.14)'teki gibi bulunur.

$$L_1 = \frac{V_{DC}}{0.6f_{sw}\Delta I_{max}} \tag{3.14}$$

LCL filtre, beklenen %10 akım dalgalanmasını azaltmak için kendi değerinin %20'sini sınırlar ve çıkış akımında %2'lik bir dalgalanma ile sonuçlanır. İnverterin ve şebekenin harmonik akımı arasındaki bağıntı ve basitleştirilmiş hali (3.15)'te verilmiştir.

$$\frac{i_2(h)}{i_1(h_{sw})} \approx \frac{z^2{}_{LC}}{|\omega_r^2 - \omega_{sw}^2|}, \quad k_a \frac{i_2(h)}{i_1(h)} = \frac{1}{|1 + r(1 - L_1 C_b \omega_{sw}^2 x|} = k_a \tag{3.15}$$

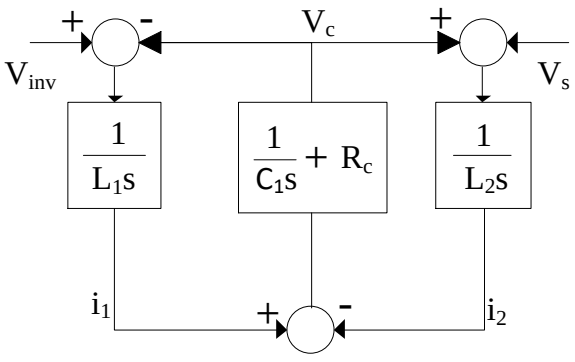
k_a, inverterin istenilen bastırma faktörüdür ve r şebeke tarafındaki endüktans ile (L_2) inverter tarafındaki endüktans (L_1) arasındaki oranı gösteren sabittir. Denklem (3.16)'deki gibidir.

$$L_2 = rL_1 \tag{3.16}$$

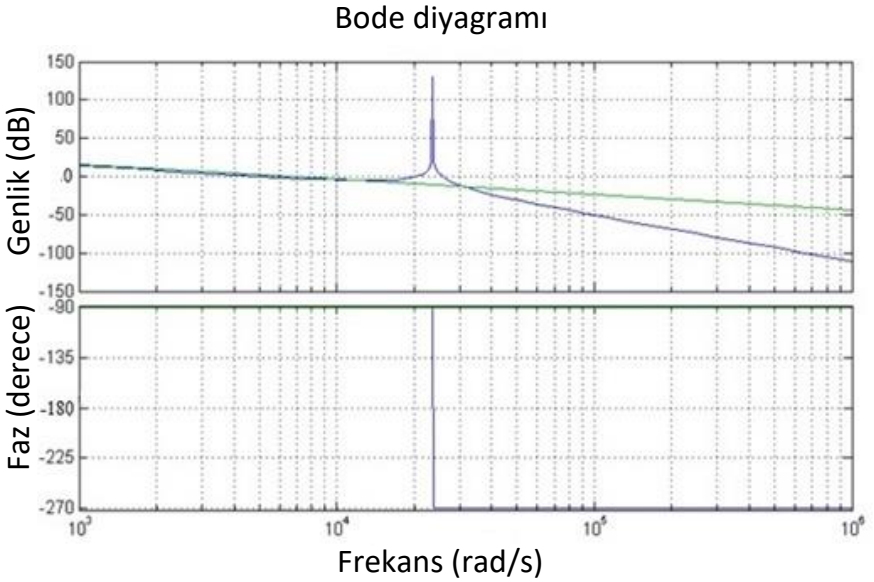
İstenilen bastırma faktörü açısından şebeke tarafındaki endüktans değeri denklem (3.17)'deki gibidir.

$$L_2 = \frac{\sqrt{\frac{1}{k_a^2}} + 1}{C_1 \omega_{sw}^2} \tag{3.17}$$

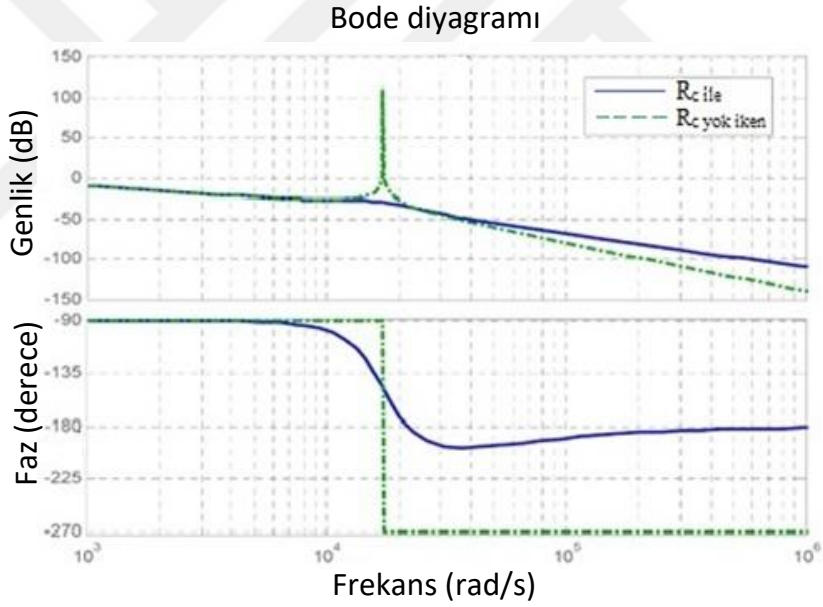
Şekil 3.2'de LCL filtrenin s domenindeki modeli görülmektedir. Şekil 3.3'te L ve LCL filtrenin frekans ve genlik cevaplarını gösteren bode eğrisi gösterilmiştir. Şekil 3.4'te sönümleme direncinin olduğu ve olmadığı durumda LCL filtrenin bode diyagramı görülmektedir. Şekil 3.5'te L filtre ile LCL filtrenin frekans cevabının karşılaştırılması gösterilmiştir.



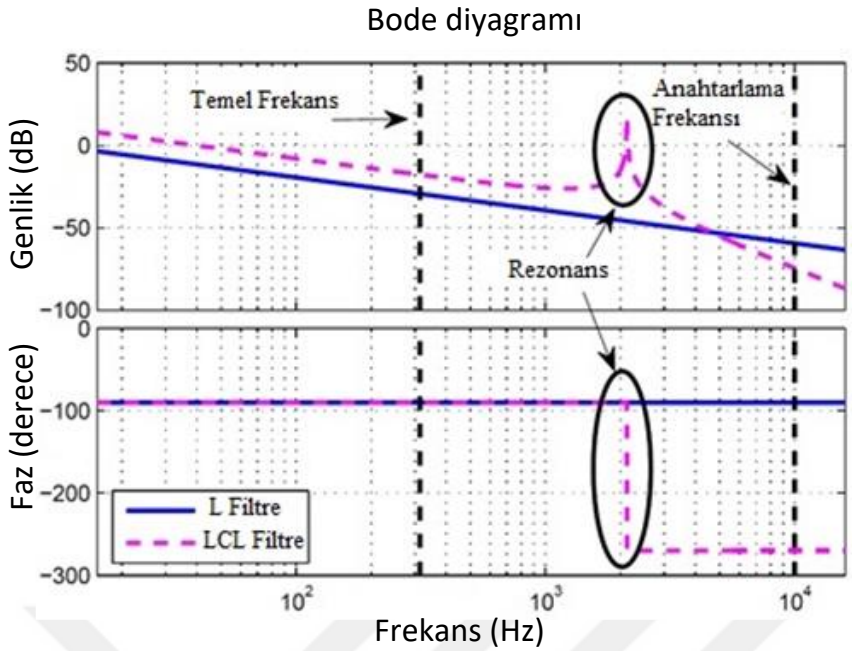
Şekil 3.2 LCL filtrenin s domenindeki modeli



Şekil 3.3 Sönümsüz L filtrenin (yeşil) ve LCL filtrenin (mavi) frekans ve genlik cevapları [18].



Şekil 3.4 R_c direncinin LCL filtrenin transfer fonksiyonuna etkisi [18].

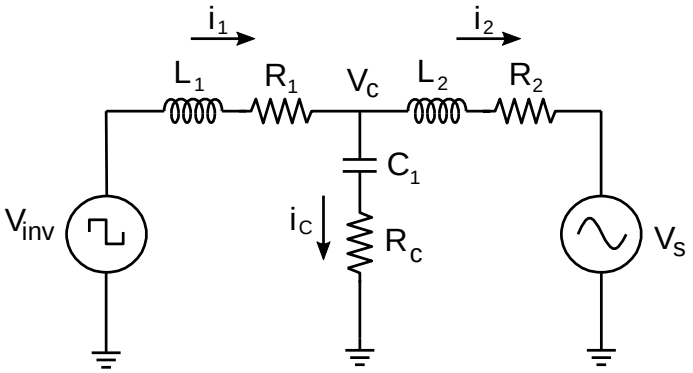


Şekil 3.5 L filtre ve LCL filtrenin frekans cevabının karşılaştırılması [19].

3.2 Şebekeye Enerji Aktaran Tek Fazlı İki Seviyeli Bir PWM İnverterin Modellenmesi

Şebekeye enerji aktaran inverterlerin çıkışında anahtarlama harmoniklerinin bastırılması için L, LC veya LCL yapısında filtre kullanılmaktadır. LCL filtre şebeke tarafındaki akım harmoniğinin azaltılması açısından L ve LC filtrelere göre daha avantajlıdır. Aynı anahtarlama frekansında L ve LC filtrelere göre daha fazla bastırma sağlayabilmektedir. LCL filtre kullanıldığında inverter anahtarlama frekansı azaltılabilmekte ve L değerleri küçültülebilmektedir [20], [21].

Şebekeye enerji aktaran tek fazlı yarım köprü bir inverterin modeli Şekil 3.6'da gösterilmiştir. V_{inv} gerilimi $-V_{dc}/2$ veya $V_{dc}/2$ değerini almaktadır.



Şekil 3.6 İnverter, LCL filtre ve şebeke modeli

İnverter ile şebeke arasında L_1, C_1 ve L_2 elemanları kullanılmıştır. Kullanılan elemanlar aşağıda açıklanmıştır.

L_1: İnverter tarafındaki endüktans

L_2 : Şebeke tarafındaki endüktans

C_1 : Filtre kondansatörü

R_1 : L_1 endüktansının iç direnci

R_2 : L_2 endüktansının iç direnci

R_c : Rezonans sönümleme direnci

V_s : Şebeke gerilimi

L_s : Şebeke endüktansı

L_s şebeke endüktansı L_2 endüktansına göre çok küçük olduğundan analizlerde ihmal edilebilir.

Şebeke akımı, Laplace domeninde süperpozisyon yöntemi kullanarak çözülmüştür.

V_s = 0 iken,

$$\frac{I_2(s)}{V_{inv}(s)} = -\frac{sC_1R_c + 1}{s^3L_1L_2C_1 + s^2C_1R_c(L_1 + L_2) + s(L_1 + L_2)} \tag{3.18}$$

V_{inv} =0 iken,

$$\frac{I_2(s)}{V_s(s)} = \frac{s^2L_1C_1 + sC_1R_c + 1}{s^3L_1L_2C_1 + s^2C_1R_c(L_1 + L_2) + s(L_1 + L_2)} \tag{3.19}$$

LCL filtrenin transfer fonksiyonu aşağıda verilmiştir.

$$G_{LCL} = \frac{i_1}{V_{inv}} = \frac{1}{s^3L_1L_2C_1 + s(L_1 + L_2)} \tag{3.20}$$

LCL filtrede rezonans problemini ortadan kaldırmak için aktif ve pasif sönümleme yöntemleri kullanılmaktadır. Pasif sönümleme tekniği, LCL filtrede kondansatöre seri veya endüktansa paralel biçimde direnç bağlanmasıyla yapılmaktadır. Bu çalışmada pasif

sönümleme yöntemi tercih edilmiştir. Sönümleme direnci dikkate alındığında LCL filtrenin transfer fonksiyonu (3.21) nolu denklem ile hesaplanır [22].

$$G_f = \frac{i_1}{V_{inv}} = \frac{1}{L_1 s} \frac{\left(s^2 + s\frac{R_c}{L_2} + \frac{1}{(L_2 C_1)}\right)}{\left(s^2 + s\frac{(L_1 + L_2)R_c}{(L_1 L_2)} + \frac{(L_1 + L_2)}{(L_1 L_2 C_1)}\right)} \tag{3.21}$$

Sistemin zamana bağlı gerilim eşitlikleri (3.22)-(3.24) ile tanımlanır.

$$V_{inv} = R_1 i_1 + L_1 \frac{d_{i1}}{dt} + V_c \tag{3.22}$$

$$V_c = R_2 i_2 + L_2 \frac{d_{i2}}{dt} + V_s \tag{3.23}$$

$$V_c = \frac{1}{C_1} \int (i_2 - i_1)\, dt + R_c (i_2 - i_1) \tag{3.24}$$

(3.22)-(3.24) denklemlerinin ayrık formları (3.25)-(3.27) eşitliklerinde verilmiştir. Simülasyonda anahtarlama frekansındaki üçgen formundaki sinyal ile PR kontrolcünün ürettiği referans gerilim karşılaştırılarak V_{inv} gerilimi üretilmektedir. T_S örnekleme zamanıdır.

$$i_1 = i_1 + \frac{(V_{inv} - R_1 i_1 - V_c) T_s}{L_1} \tag{3.25}$$

$$i_2 = i_2 + \frac{(V_c - V_s - R_2 i_2) T_s}{L_2} \tag{3.26}$$

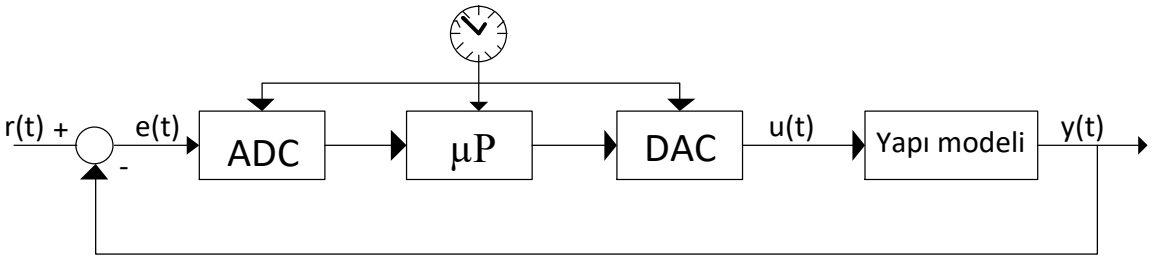
$$V_c = V_c + \frac{(i_2 - i_1) T_s}{C_1} + R_c (i_2 - i_1) \tag{3.27}$$

BÖLÜM 4

PR KONTROLÖR TASARIMI

4.1 Ayrık Zamanlı Kontrol

Sayısal sistemlerde sensör bilgileri analog/dijital dönüştürücüler ile okunmaktadır. Bu dönüştürücüler işaretleri belirli bir frekansta örnekleyebilir. İşaretler sadece bu örneklerin alındığı anlarda sayısal olarak tanımlıdır. Bu verileri işlemek için belirli bir zaman gerektiğinden işlemcideki program veriyi sürekli olarak dış ortama gönderemez. Bu yüzden sistemde giriş-çıkış işlemi ayrık zamanda olur. Bu durumda kontrolörler ayrık zamanda çalıştırılmalıdır. Kontrolcü ayrık zamanda tasarlanabileceği gibi, sürekli zamanda tasarlanmış bir kontrolcü ayrık zamana dönüştürülebilir. Ayrık zamanda kontrol ile dijital kontrol aynı anlamı ifade eder. Şekil 4.1'de analog ve dijital sinyallerin birbirine dönüşümünün yapıldığı blok diyagramları gösterilmiştir [23]. Şekil 4.1'de sayısal kontrol çevrimi gösterilmiştir. ADC analog sinyalin sayısal sinyale yani sürekli zamandaki sinyalin ayrık forma dönüştürülmesini yapar.



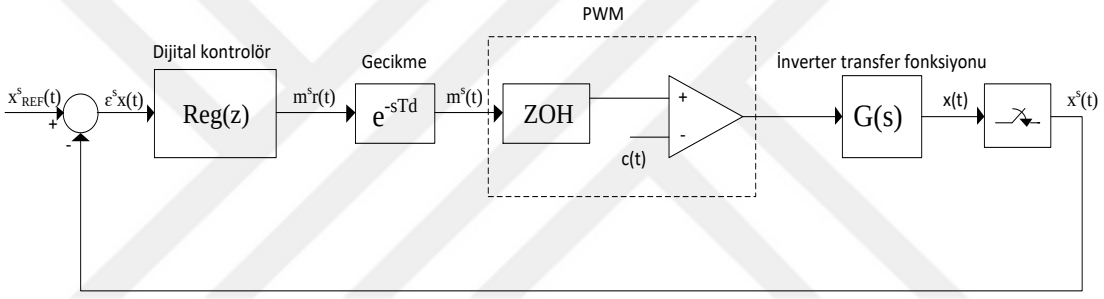
Şekil 4.1 Sayısal kontrol çevrimi

DAC sayısal sinyalin analog sinyale dönüştürülmesini yani ayrık zamandaki sinyalin sürekli zamandaki forma dönüştürülmesini yapar. Ayrık zaman kontrolörü (µP), gerçek zamanlı işletim sistemine sahip mikroişlemcileri olan dijital bir bilgisayardır.

4.1.1 Sıfırıncı Derece Tutma Yöntemi (ZOH)

Sürekli zaman sistemini ayrık zamana dönüştürmek için sıfırıncı derece tutma (ZOH) yöntemi kullanılmaktadır. Bu yöntemde sürekli zamandaki giriş sinyali bir örnekleme süresinde ayrık zamanda çıkış sinyaline dönüştürülür. ZOH'un transfer fonksiyonu denklem (4.1)'deki gibidir.

$$ZOH(s) = \frac{1-e^{-sT_s}}{s} \tag{4.1}$$

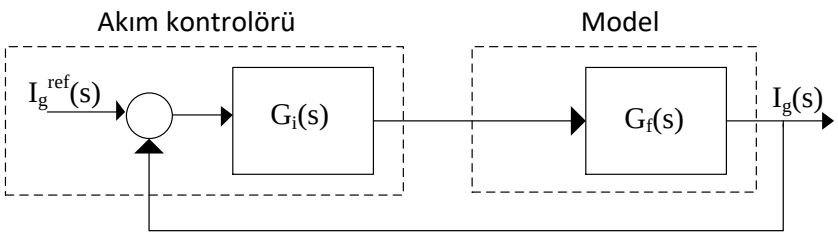


Şekil 4.2 Dijital kontrol edilen inverterlerin kapalı çevrimi

Bu bölümde şebekeye bağlı tek fazlı inverter ve LCL filtreli sistem için PR kontrolör tasarımı incelenmiştir. PR kontrolör ve LCL filtre, dijital kontrol yapılarak ayrık zamanda modellenmiştir. Lineer akım düzenleyicinin performansını sınırlayan etkenleri çözebilmek için ayrık zamanda kapalı çevrim ileri beslemeli kontrol uygulanmıştır. Ayrık zamanda modelleme sayesinde sistem performansı geliştirilmektedir.

4.1.2 Akım Kontrolörü

Tek fazlı inverterde, şebeke akımını regüle etmek için ileri beslemeli akım kontrol çevrimi uygulanmıştır. PR kontrolör sinüsoidal referans akımı başarılı bir şekilde takip etmektedir. Akım kontrolör blok diyagramı Şekil 4.3'te gösterilmiştir.



Şekil 4.3 Akım kontrolör blok diyagramı

Akım kontrol döngüsünde giriş ve çıkış arasındaki ilişki aşağıda verilmiştir.

$$I_g(s) = H_i(s)I_g^{ref}(s) + H_v(s)V_g(s) \tag{4.2}$$

$$H_i(s) = \frac{G_i(s)G_f(s)}{G_i(s)G_f(s) - 1} \tag{4.3}$$

$$H_v(s) = \frac{G_f(s)}{1 - G_i(s)G_f(s)} \tag{4.4}$$

İyi bir akım kontrolörü olan PR kontrolörün önemli özellikleri verilmiştir [19].

- Kararlı hal hatasını minimize etmek için (genlik ve faz hatası) çıkış akımı referans akım ile karşılaştırılmaktadır.
- PR kontrolör referans akımı takip etmede oldukça başarılıdır. Bant genişliği yüksek olan kontrol sistemi en iyi dinamik performansı sağlamaktadır.
- Akımdaki harmonikleri, şebeke gerilimindeki harmonikleri ve gürültüleri en aza indirgemektedir.
- İnverterin aşırı yüklenmesini ve inverterde arıza oluşmasını önlemek için geçici rejim cevabında aşırı akımı sınırlamaktadır.

PR kontrolör, oransal ve rezonans bileşenlerinden oluşmaktadır. İdeal PR kontrolörün s domeninde transfer fonksiyonu, denklem (4.5)'te verilmiştir. Burada ω_0 temel frekanstır. Kontrolörün bu frekanstaki kazancı çok yüksektir.

$$G_{PR}(s) = K_p + \frac{K_r s}{s^2 + \omega_0{}^2} \tag{4.5}$$

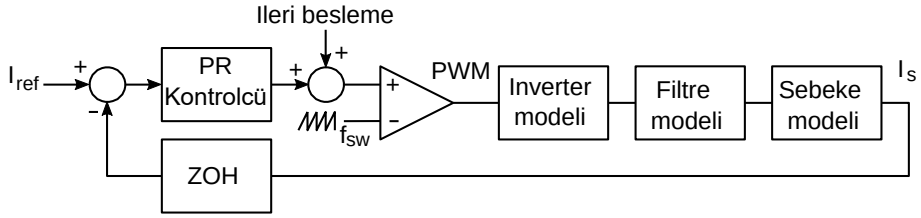
PR kontrolörün kazancının çok yüksek olması, kararlılık sorunlarına neden olabilmektedir. Bu nedenle uygulamalarda ideal olmayan PR kontrolör kullanılır. İdeal olmayan PR kontrolörün transfer fonksiyonu denklemi (4.6)'da verilmiştir. Burada ξ sönümleme terimini, ω_c kesim frekansını göstermektedir. Sönümleme terimi ξ temel frekansta çok yüksek olan kazancı sınırlandırmaktadır.

$$G_{PR}(s) = K_p + \frac{K_r s}{s^2 + 2\xi\omega_c s + \omega_0^2} \tag{4.6}$$

İdeal olmayan PR kontrolörün kazancı makul bir değerdir. PR kontrolörün bant genişliği, ω_c değiştirilerek ayarlanabilir. Bu sayede frekans değişikliklerine karşı hassasiyetin azaltılması sağlanır [20].

Dijital kontrol sisteminde zaman gecikmesi, denklem (4.7)'de gösterilmiştir. Zaman gecikmesi oransal ve rezonans kazancını sınırlayarak, sistemin dinamik performansını belirlemektedir [19].

$$G_d(s) = e^{-1.5T_s s} \tag{4.7}$$



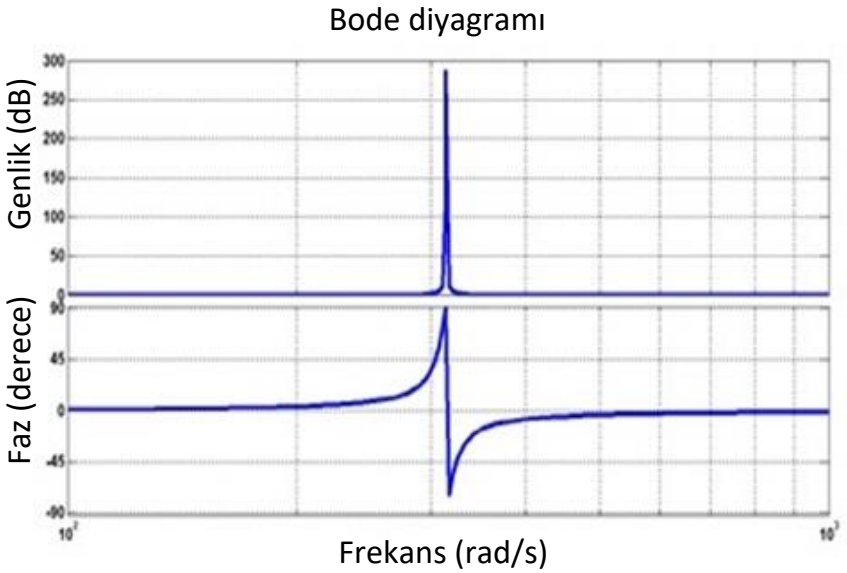
Şekil 4.4 PR kontrolör blok diyagramı

PR kontrolör kullanılan sistem, çok küçük bir kararlı hal hatası ile sinüsoidal şeklindeki referans akımı başarılı bir şekilde takip etmektedir. K_p oransal kazanç, ω_0 rezonans frekansı, K_r rezonans terimidir. İdeal bir PR kontrolör rezonans frekansında teorik olarak sonsuz kazanç sağlar. Yüksek kazanç nedeniyle kontrolör hataya hızlı tepki vermektedir. Sonuç olarak kapalı çevrim kontrol sisteminde kararlı hal hatası tamamen

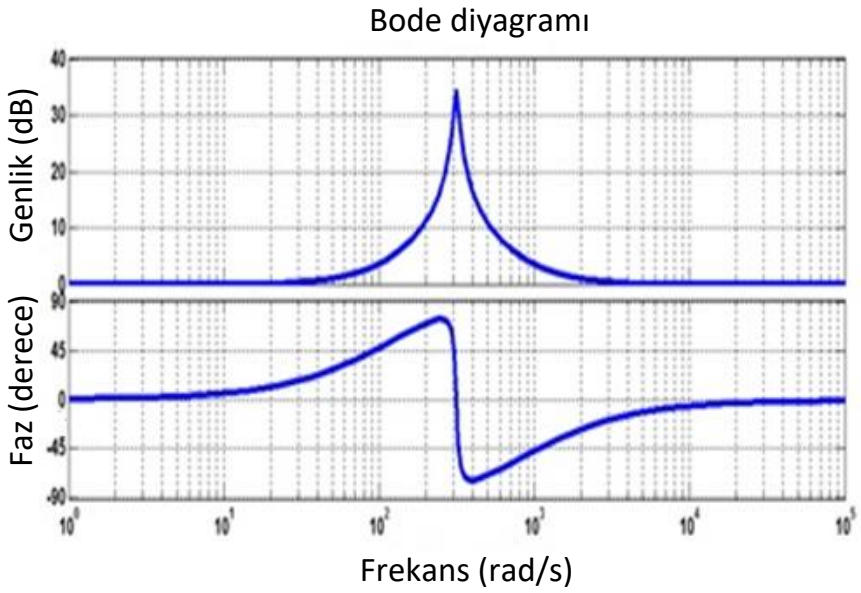
sıfırlanabilmektedir. Fakat pratik çalışmalarda faz marjininin düşmesine neden olacağından yüksek kazançlı kontrolör kullanılması tercih edilmez. Eğer faz marjini yeterli değilse, sistem dışarıdaki gürültülere karşı hassas olacaktır. Bu durum sistemde kararsızlığa neden olmaktadır. PR kontrolör için rezonans terimi kararlı hal hatasının sıfır olmasını sağlayacak yeterlilikte olmalıdır.

K_r ne kadar küçük ise bant genişliği de o kadar küçük olmaktadır. K_r değeri ne kadar büyükse bant genişliği o kadar büyük olmaktadır. Rezonans kazancının değeri kesim frekansını ve kontrolörün dinamik cevabını belirlemektedir. İdeal ve ideal olmayan PR kontrolörün bode diyagramları Şekil 4.5'te ve Şekil 4.6'da gösterilmiştir. İdeal PR kontrolörde yüksek kazanç yüzünden kararlılık problemleri bulunmaktadır. Bu problemin çözümü için ideal olmayan PR kontrolör kullanılmaktadır. PR kontrolörün ω_0 AC frekansta kazancı sınırlıdır ve bu kararlı hal hatasının çok küçük olmasının sağlanmasında yeterlidir. PR kontrolörün transfer fonksiyonu (4.6) eşitliğindeki gibidir. Bu denklem kontrolörün dijital sistemlere uygulanabilirliğini göstermektedir.

K_p terimi de sistemin dinamik performansını belirlemektedir. Dinamik performans bant genişliği, faz marjini ve kazanç marjini açısından tanımlanabilir.



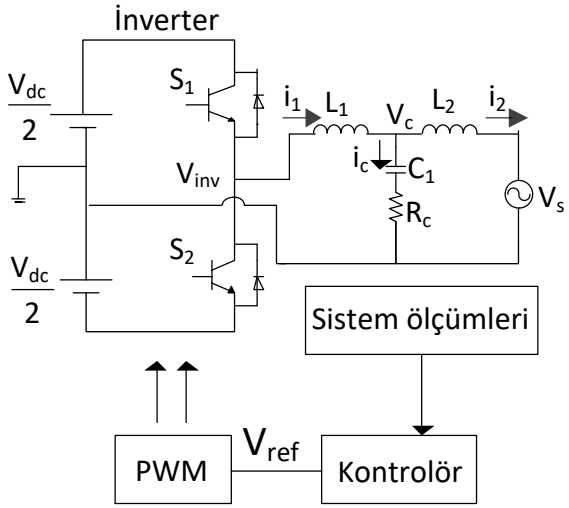
Şekil 4.5 İdeal PR kontrolörün bode diyagramı [24].



Şekil 4.6 İdeal olmayan PR kontrolör bode diyagramı [24].

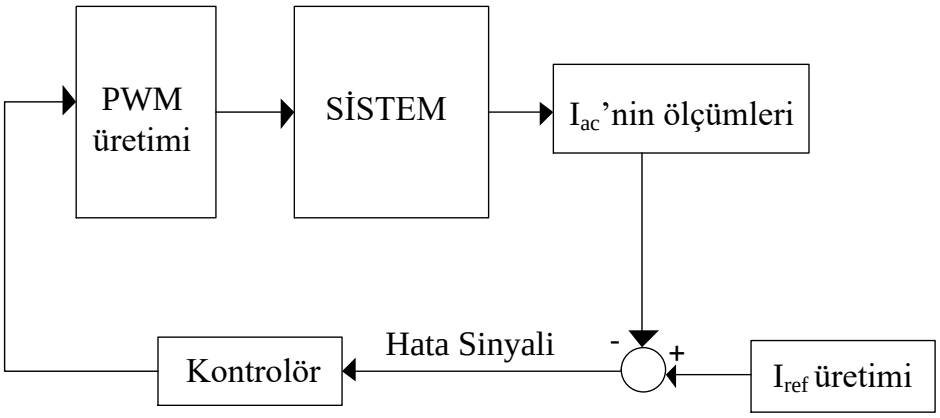
PR kontrolör tek fazlı ve üç fazlı sistemlerde kolaylıkla kullanılabilmektedir. Referans akımda kararlı hal hatasının minimum olması önemlidir. Kesim frekansı rezonansın pik değerinin azaltılmasını, bant genişliğinin artmasını sağlamaktadır. Kontrolörü frekans değişimlerine karşı toleranslı kılmaktadır. Bant genişliğini attırmak için yüksek oransal kazanç kullanılmalıdır; fakat sistem kararlılığına da dikkat etmek gereklidir. PR kontrolör, hata oluşturmadan frekansları rezonans frekansına yaklaştırır.

Rezonans frekansında yüksek değerli genlik oluşmaktadır. Bu yüksek genlik değeri teorik olarak sonsuz kabul edilmektedir. Sistemin çalışmasını gösteren blok şeması Şekil 4.7'deki gibidir.

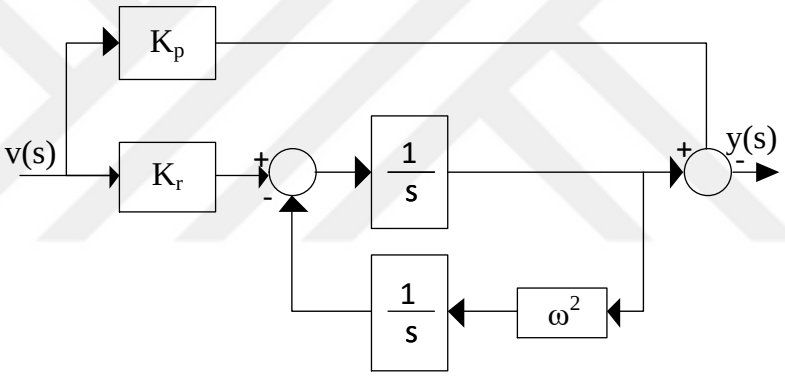


Şekil 4.7 Sistemin çalışma blok şeması

Kontrol sisteminin yapısı Şekil 4.8'de ve PR kontrolör yapısı Şekil 4.9'da gösterilmiştir.



Şekil 4.8 Kontrol sisteminin yapısı



Şekil 4.9 PR kontrolör yapısı

PR kontrolör yapısı harmonikleri azaltmak ve sabit şebeke frekansı ile akımı senkronize etmek için şebekeye bağlı inverter uygulamalarında iyi sonuç vermektedir. Akım kontrol sisteminin kararlılığına dikkat edilmelidir. PR kontrolörün parametreleri uygun değerlerde seçilmelidir. Kalite faktörü, rezonans kazancı, oransal kazanç gibi birçok faktör göz önünde bulundurularak seçilmelidir. Özellikle sistemin kararlılığına ve dayanıklılığına dikkat edilmelidir.

4.1.3 Oransal Kazanç (K_p)

Rezonans terimi (K_r) bant geçiren bölgenin dışında çok küçük kazanç sağlamaktadır. Bu yüzden; uygun geçici cevap elde edebilmek için K_p oransal kazanç terimine ihtiyaç vardır. K_p sistemin dinamik cevabı üzerinde çok önemli rol oynamaktadır. Kontrol bant

genişliğini K_p kazancı belirlemektedir. Yüksek değerli K_p değeri, geçiş cevabının hızlı olmasını sağlamaktadır. Fakat K_p değeri sistem kararlılığına ve kararlı hal hatasına dikkat edilerek uygun değerde seçilmelidir. Günümüzde kontrolör optimizasyon teknikleri ile otomatik olarak tasarlanmaktadır. Bu teknikler ile dizayn edilirken devreye alma zamanı azaltılır. Optimize edilen kontrolör en iyi performansı sağlamaktadır.

4.1.4 Rezonans Kazancı (K_r)

K_r, rezonans frekansında kontrolörün genlik cevabını belirlemektedir. Rezonans frekansında uygun kazanç değerini sağlayabilmek için sıfır ile kutuplar arasındaki mesafe yeterli olmalıdır.

4.1.5 Kalite Faktörü (Q)

Kalite faktörünün büyük olması pik değerlerinin yüksek olmasına ve bant geçiş bölgesinin daha dar olmasına sebep olmaktadır. Fakat pik genlik değerinin çok yüksek olması dışarıdan gelen gürültülere karşı hassasiyeti arttırmaktadır. Bu durum sistemi kararsızlığa götürmektedir. Genliğin pik değerinin çok küçük olması durumunda seçilen harmonik frekansında kararlı hal hatası tamamen yok edilemez. Ayrıca kalite faktörü, kararlı bölgede kalması için kompleks konjüge kutuplarının yerini değiştirebilir. Çok yüksek Q değeri kutbu kararlılık sınırına getirmektedir.

Bant geçiren filtreler için Q (kalite faktörü) merkez frekansın (f_m), bant genişliğine ($f_2 - f_1$) oranıdır.

$$Q = \frac{f_m}{f_2 - f_1} \tag{4.8}$$

Alçak geçiren ve yüksek geçiren filtreler için *Q*, kutup kalitesini gösterir. Yüksek kalite faktörleri grafiksel olarak 0 dB çizgisi ile filtrenin kazanç cevabının tepe noktası arasındaki mesafe olarak gösterilir. Q en düşük 1 seçilebilir [6].

4.2 Ayrık Zamanda Modelleme

PR kontrolörün ayrık zaman modeli (*z*-domeni) aşağıda verilmiştir.

$$G_{PR}(z) = K_p + K_r \frac{\sin(\omega_0 T_s)}{2\omega_0} \frac{z^2 - 1}{z^2 - 2\cos(\omega_0 T_s)z + 1} \tag{4.9}$$

PR kontrolör ile şebeke akımı kontrol edilerek şebeke akımının referans akımı takip etmesi sağlanmıştır. Analog işareti dijital forma dönüştürmek için sıfırıncı derece tutma (ZOH) metodu kullanılmıştır. Bu metot giriş sinyalini sürekli zamandan, ayrık zamana dönüştürmektedir ve mikrodenetleyici ile uygulama açısından gereklidir. ZOH yönteminde bir örnekleme periyodunda oluşan gecikme z^{-1} olarak gösterilir. Denklem (4.6)'de gösterilen $G_{PR}(s)$ sürekli transfer fonksiyonu, ZOH metodu ile ayrıklaştırıldığında transfer fonksiyonu (4.10)'daki gibi olur.

$$G_{zoh}(z) = \frac{\sin(\omega_0 T_s)}{\omega_0} \frac{z^{-1} - z^{-2}}{1 - 2z^{-1}\cos(\omega_0 T_s) + z^{-2}} \tag{4.10}$$

PR kontrolör, fark denklemleri çıkartılarak ayrıklaştırılmıştır. PR kontrolörün transfer fonksiyonu s domeninde denklem (4.11)'deki gibidir.

$$V_{ref} = y = \left[K_p + K_r \frac{s}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2}\right] * e \tag{4.11}$$

$2\xi\omega_0 = K$, $e = x$ denirse;

K_p ve K_r göz önünde bulundurulmadan işlemlere devam edilirse;

$$s^2 y + Ksy + \omega_0^2 y = sx \tag{4.12}$$

$$s^2 y = \frac{\frac{y(k+2) - y(k+1)}{T_p} - \frac{y(k+1) - y(k)}{T_p}}{T_p} \tag{4.13}$$

$$\frac{\frac{y(k+2)-y(k+1)}{T_p} - \frac{y(k+1)-y(k)}{T_p}}{T_p} + K\frac{y(k+1)-y(k)}{T_p} + \omega_0^2 y(k) = \frac{x(k+1)-x(k)}{T_p} \quad (4.14)$$

Her iki taraf T_p ile çarpılırsa;

$$\frac{y(k+2)-y(k+1)}{T_p} - \frac{y(k+1)-y(k)}{T_p} + K[y(k+1)-y(k)] + \omega_0^2 y(k)T_p = x(k+1)-x(k)$$

$$y(k+2) - 2y(k+1) + y(k) + T_pK[y(k+1)-y(k)] + \omega_0^2 T_p^2 y(k) = T_p[x(k+1)-x(k)]$$

$$y(k+2) = 2y(k+1) - y(k) - T_pK[y(k+1)-y(k)] - \omega_0^2 T_p^2 y(k) + T_p[x(k+1)-x(k)]$$

$$y(k+2) = y(k+1)\left[2 - T_pK\right] + y(k)\left[T_pK - 1 - \omega_0^2 T_s^2\right] + T_p[x(k+1)-x(k)]$$

$$y(k+1) = y(k)\left[2 - T_pK\right] + y(k-1)\left[T_pK - 1 - \omega_0^2 T_s^2\right] + T_p[x(k+1)-x(k)]$$

$y(k+1) = v,\ y(k) = v_1,\ y(k-1) = v_2, x(k+1) = e, x(k) = e_1$ olarak alınırsa ve K_r hesaba katılacak olursa denklem (4.15) elde edilir.

$$v = v_1\left(2 - T_pK\right) + v_2\left(T_pK - 1 - \omega_0^2 T_p^2\right) + K_r T_p(e - e_1) \quad (4.15)$$

İleri besleme terimi Vs / V_{dc}, denklem (4.15)'e eklenecek olursa PR kontrolörün denklemi (4.16)'daki gibi elde edilir.

$$V_{PR} = K_p e + v_1\left(2 - T_pK\right) + v_2\left(T_pK - 1 - \omega_0^2 T_p^2\right) + K_r T_p(e - e_1) \quad (4.16)$$

$$V_{ref} = V_s/V_{dc} + V_{PR} \quad (4.17)$$

4.3 Özet

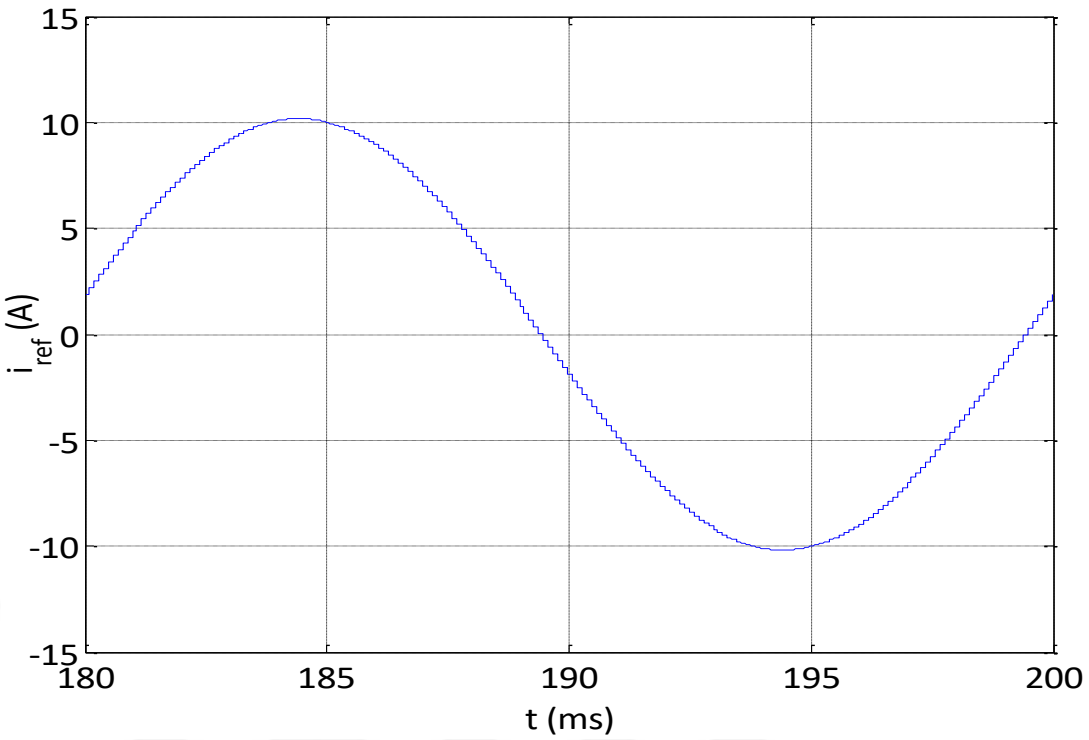
Günümüzde özellikle yenilenebilir enerji teknolojilerinin gelişimi arttıkça PR kontrolörün kullanımı da yaygınlaşmıştır. Güç dönüştürücüleri sistem verimliliğinde önemli rol oynamaktadır. Güç dönüştürücü devresinin yüksek performanslı olması sistem performansını da geliştirmektedir. Rezonans kontrolü kontrol sistemine uygulandığı takdirde sistem performansının geliştirilmesi mümkün olmaktadır.

Günümüzde PR kontrol stratejisi dijital uygulamalarda mikrokontrolör ya da dijital sinyal işlemci kullanılarak uygulanmaktadır. Hesaplanan gecikme süresi işlemcinin gecikme süresini göstermektedir.

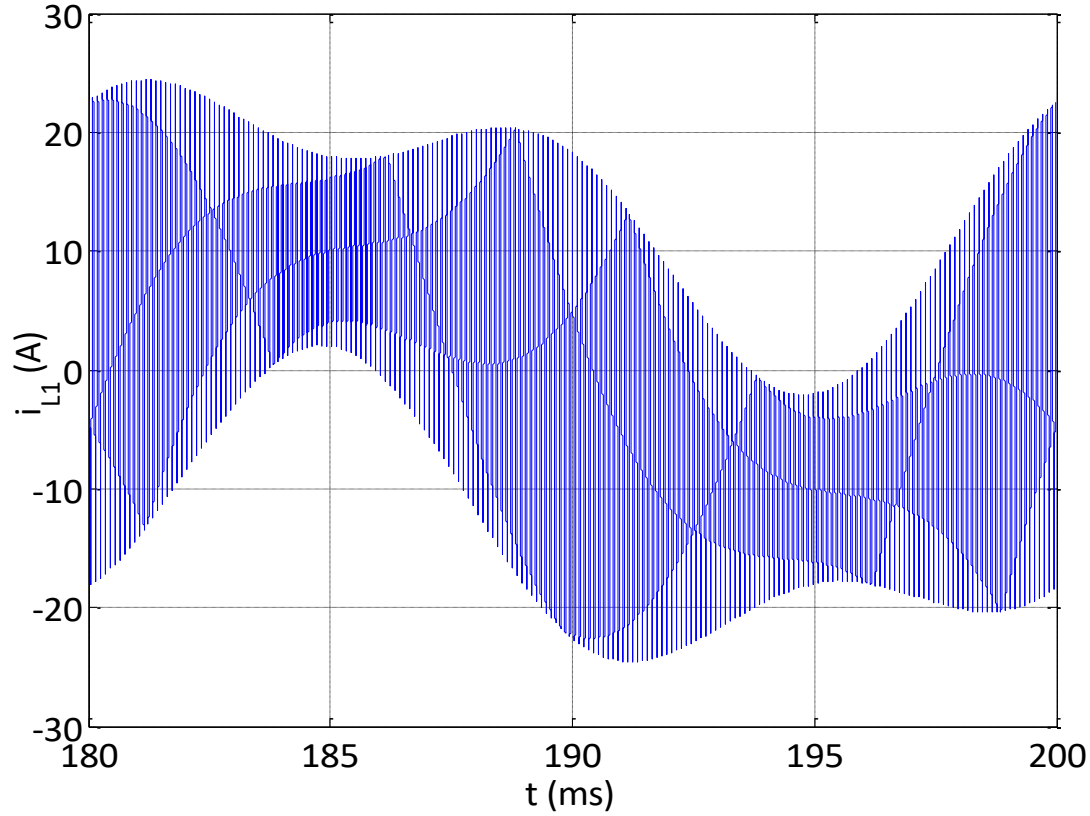
BÖLÜM 5

SİMÜLASYON SONUÇLARI

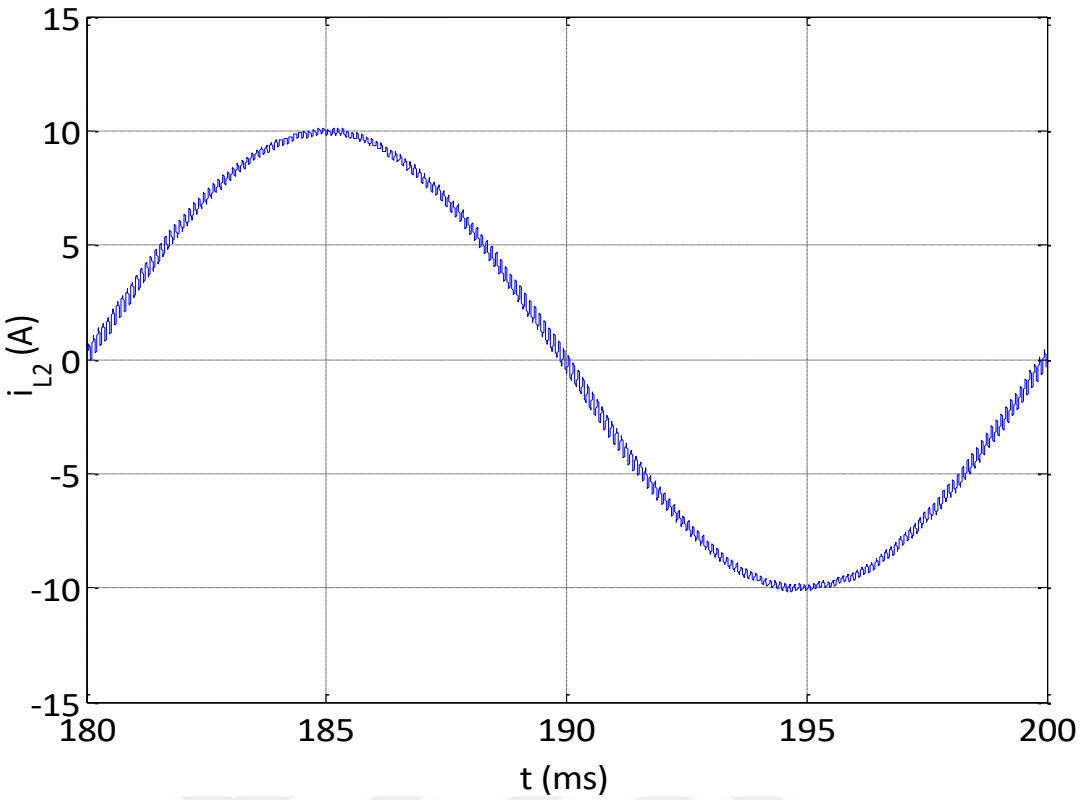
Şebekeye bağlı tek fazlı inverter, MATLAB ortamında simüle edilmiştir. Şebeke gerilimi 220 V_{rms}, şebeke frekansı 50 Hz, referans şebeke akımı maksimum değeri 10 A, DC bara gerilimi 800 V alınmıştır. f_{sw} = 10 kHz, L_1 = 500 µH, L_2 = 500 µH, C_1 = 20 µF, R_1 = 10 mΩ, R_2 = 10 mΩ, R_c = 10 mΩ alınarak gerçekleştirilen simülasyon sonuçları Şekil 5.1-5.3'te verilmiştir. Bu değişimlerde i_{L1} akımındaki dalgalanmanın yüksek olduğu ve i_{L2} yani şebeke akımındaki dalgalanmanın kondansatör sayesinde azaldığı görülmektedir. Şebeke akımının THD değeri %3.251'dir. PR kontrolörün kazanç değerleri K_p = 0.001 ve K_r = 50 seçilmiştir. Bu değerler ileri besleme ile birlikte kullanıldığında tüm çalışma aralığında kararlılığın sağlandığı görülmüştür.



Şekil 5.1 i_{ref} akımının değişimi



Şekil 5.2 i_{L1} akımının değişimi



Şekil 5.3 i_{L2} akımının değişimi

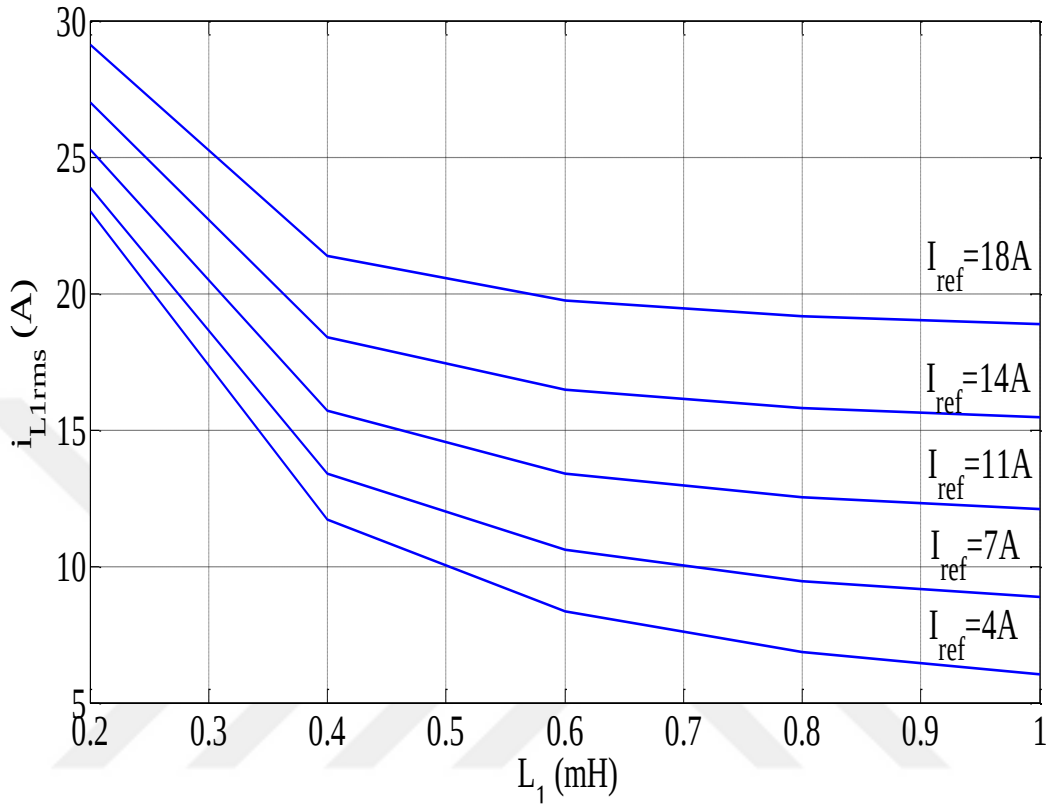
Çizelge 5.1'de verilen parametreler kullanılarak karakteristik eğriler elde üretilmiştir. Bu eğriler kullanılarak inverter akımının efektif değerinin ve şebeke akımının toplam harmonik distorsiyon (THD) değerinin pratik bir şekilde bulunması amaçlanmıştır.

Çizelge 5.1 Karakteristik eğriler için kullanılan parametreler

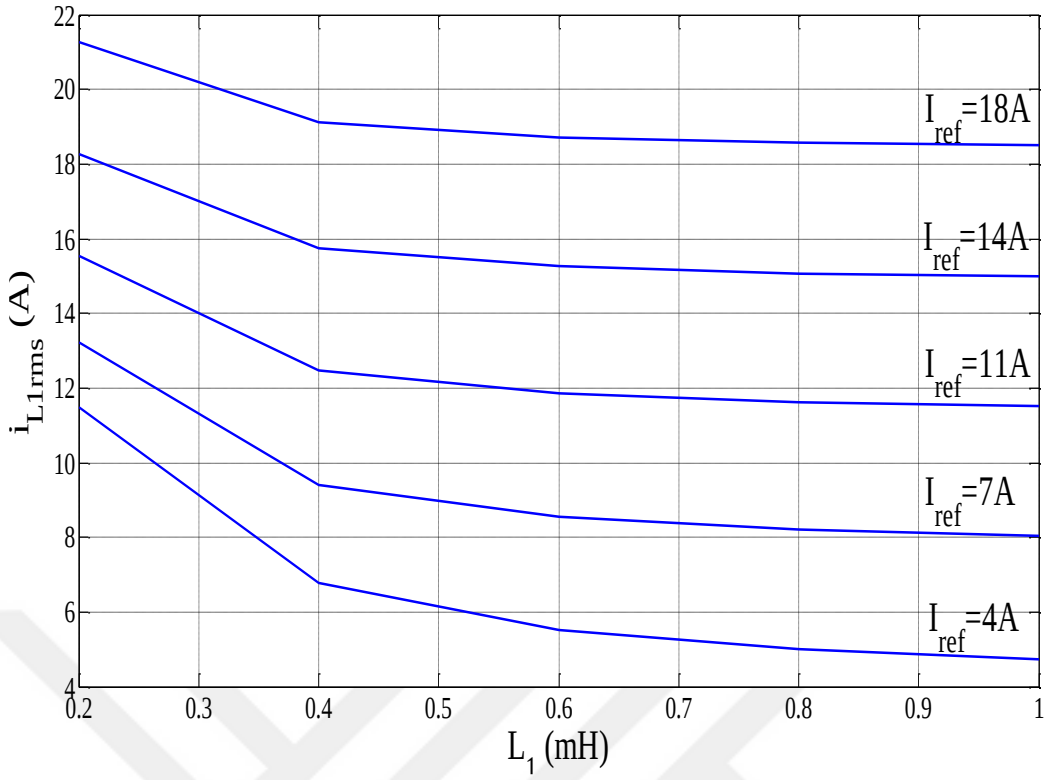
V_s	220 Vrms	L_1	200-1000 µH
$V_{dc}/2$	400 V	L_2	100 µH
f_0	50 Hz	C_1	10-100 µF
f_{sw}	5-30 kHz	R_c	10 mΩ

L_1 değeri ve akım referansına bağlı olarak karakteristik eğriler elde edilmiştir. L_2=100 µH, C_1=20 µF seçilmiştir. Anahtarlama frekansı 10, 20 ve 30 kHz olması durumlarında farklı

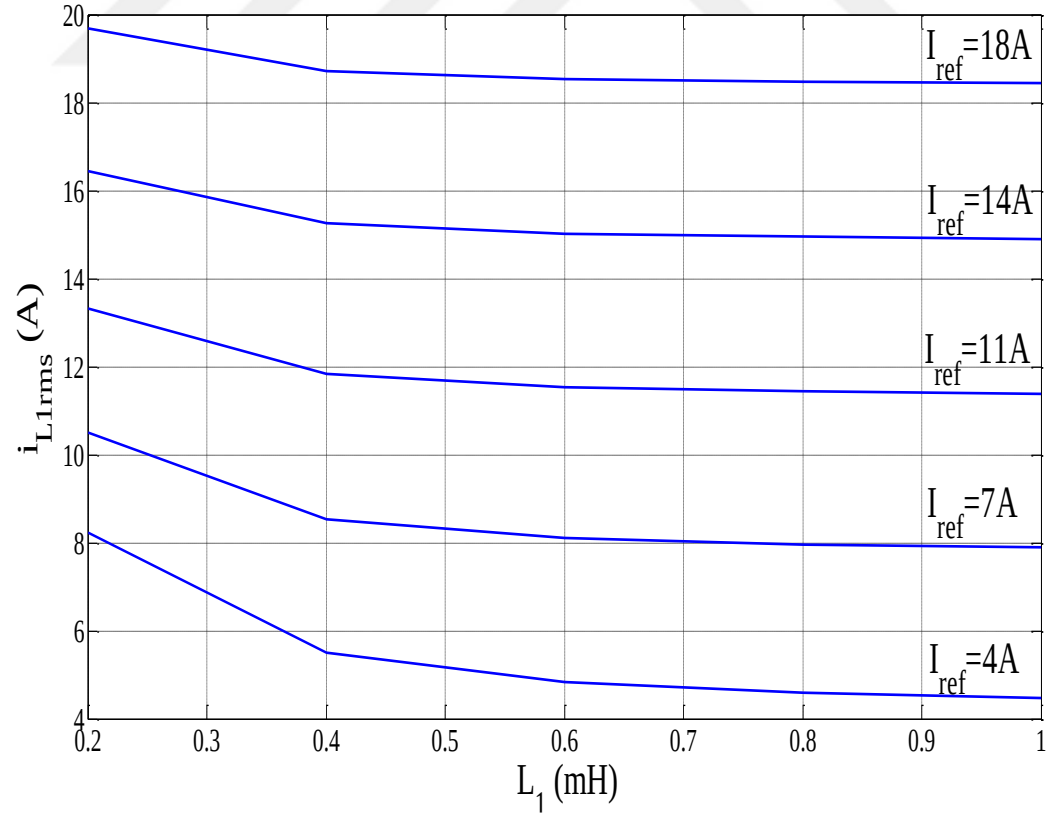
L_1 ve I_{ref} değerleri için i_{L1rms} elde edilerek Şekil 5.4-5.6'da verilmiştir. L_1 değerinin artması ile i_{L1rms}'in azaldığı görülmektedir.



Şekil 5.4 f_{sw} = 10 kHz için i_{L1rms} karakteristik değerleri

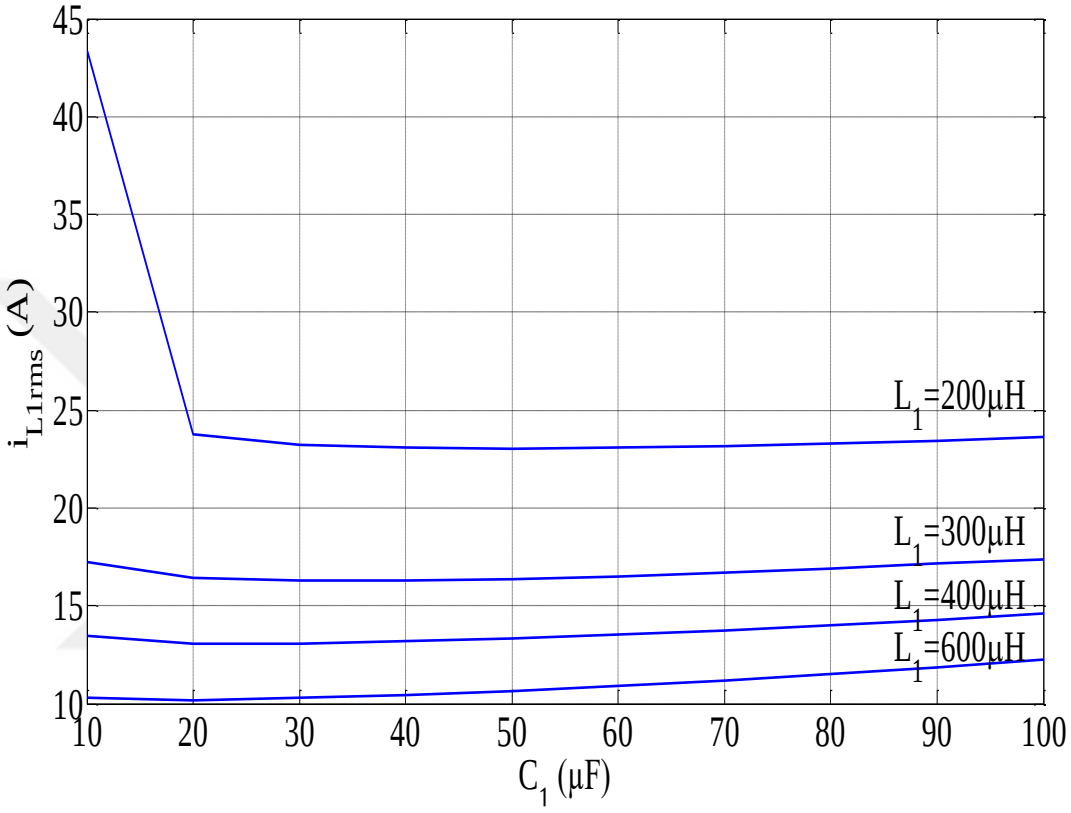


Şekil 5.5 f_{sw} = 20 kHz için i_{L1rms} karakteristik değerleri

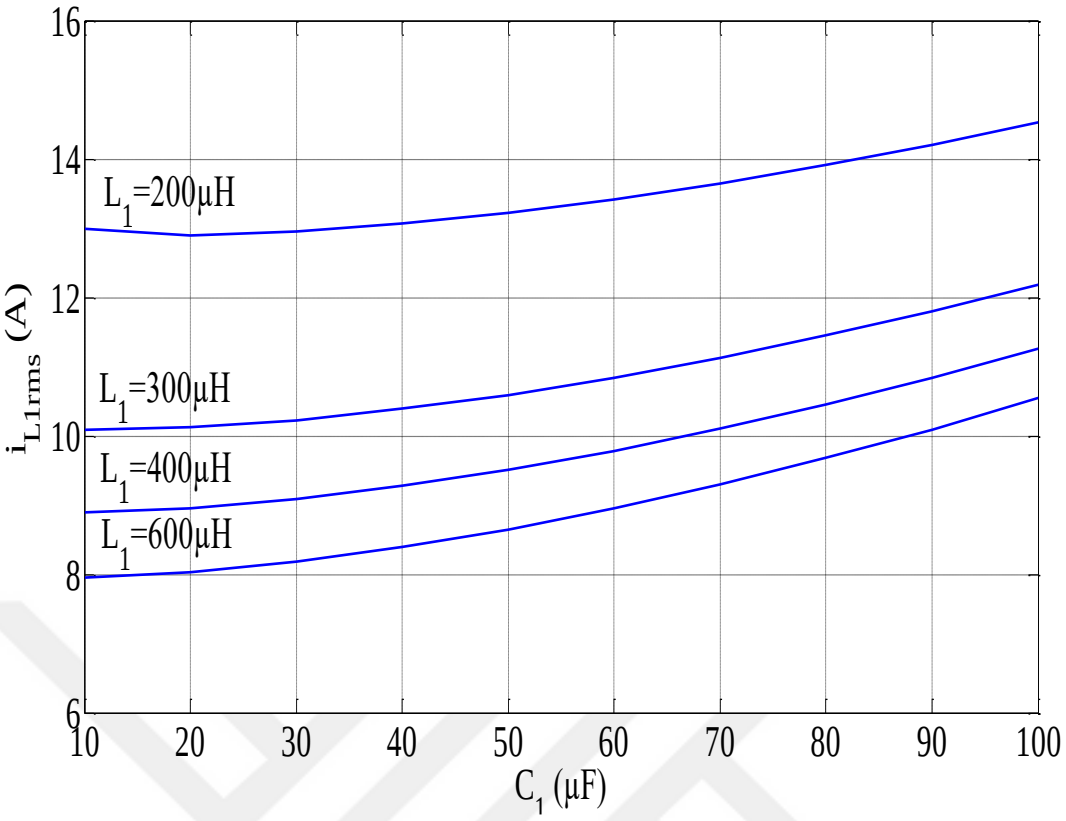


Şekil 5.6 f_{sw} = 30 kHz için i_{L1rms} karakteristik değerleri

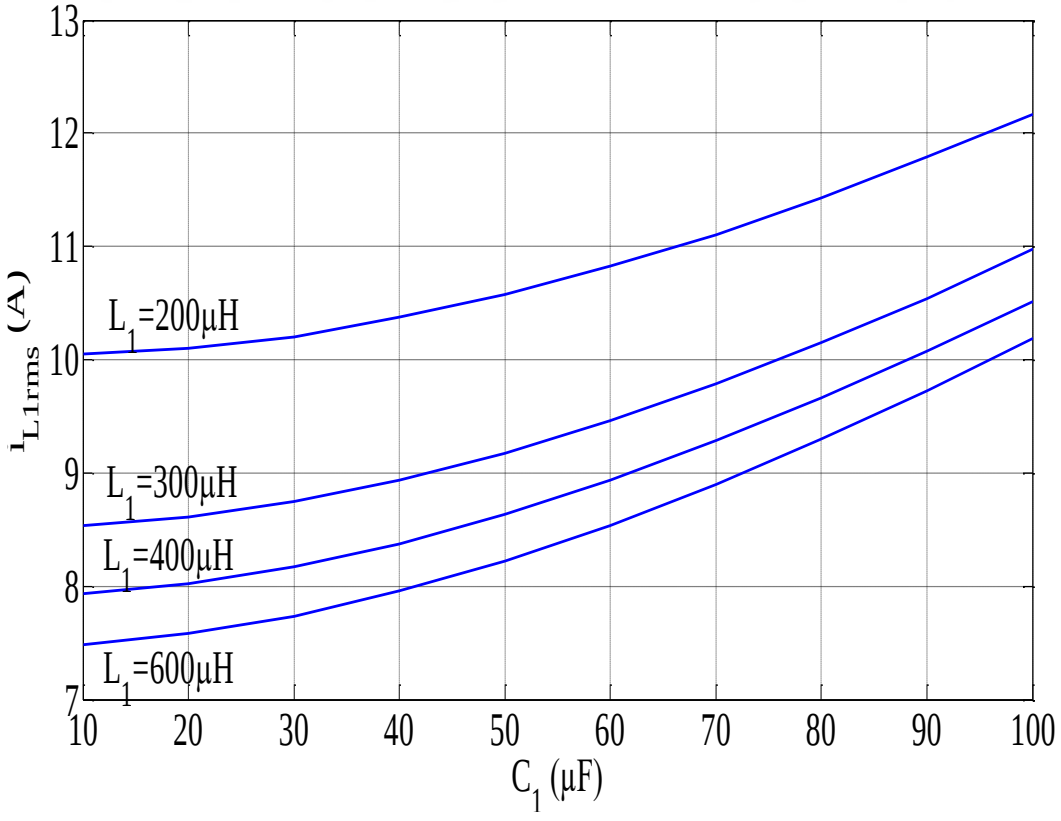
C_1 ve L_1 değerlerine bağlı olarak karakteristik eğriler elde edilmiştir. L_2=100µH ve I_{refm}=10A seçilmiştir. Anahtarlama frekansı 10, 20 ve 30 kHz olması durumlarında farklı C_1 ve I_{ref} değerleri için i_{L1rms} elde edilerek Şekil 5.7-5.9'da verilmiştir. Karakteristik eğrilerde C_1 değerinin artması ile i_{L1rms}'in arttığı görülmektedir.



Şekil 5.7 f_{sw} = 10 kHz için i_{L1rms} karakteristik değerleri

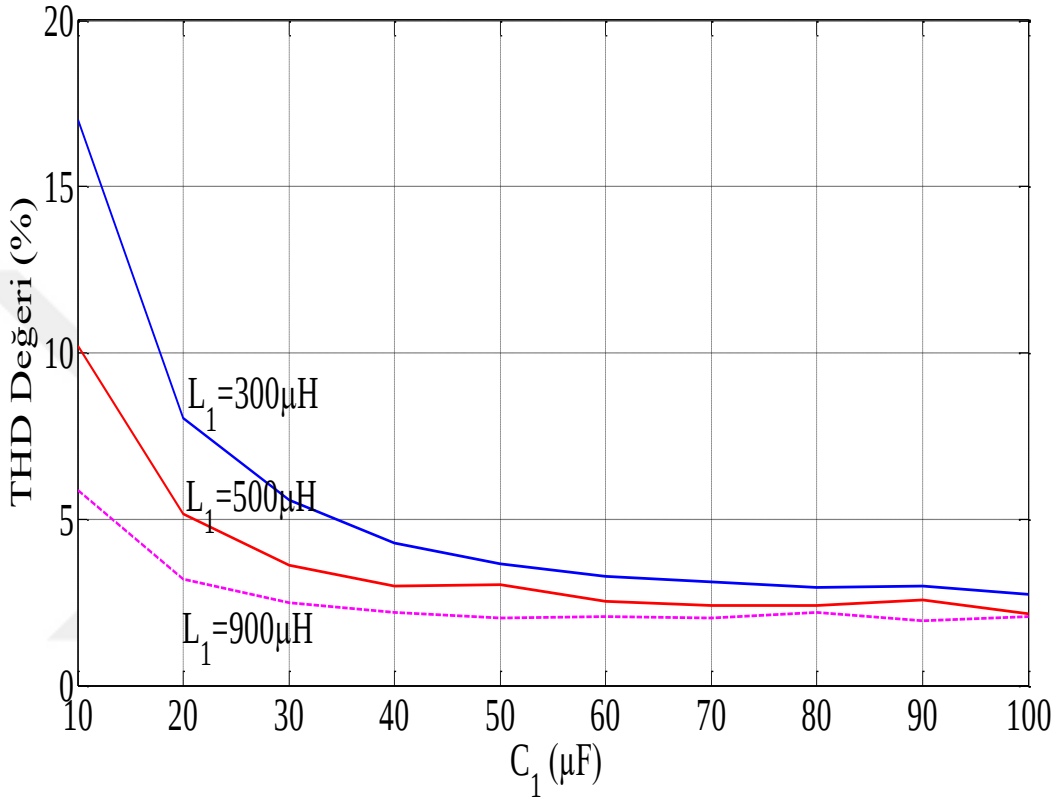


Şekil 5.8 f_{sw} = 20 kHz için i_{L1rms} karakteristik değerleri

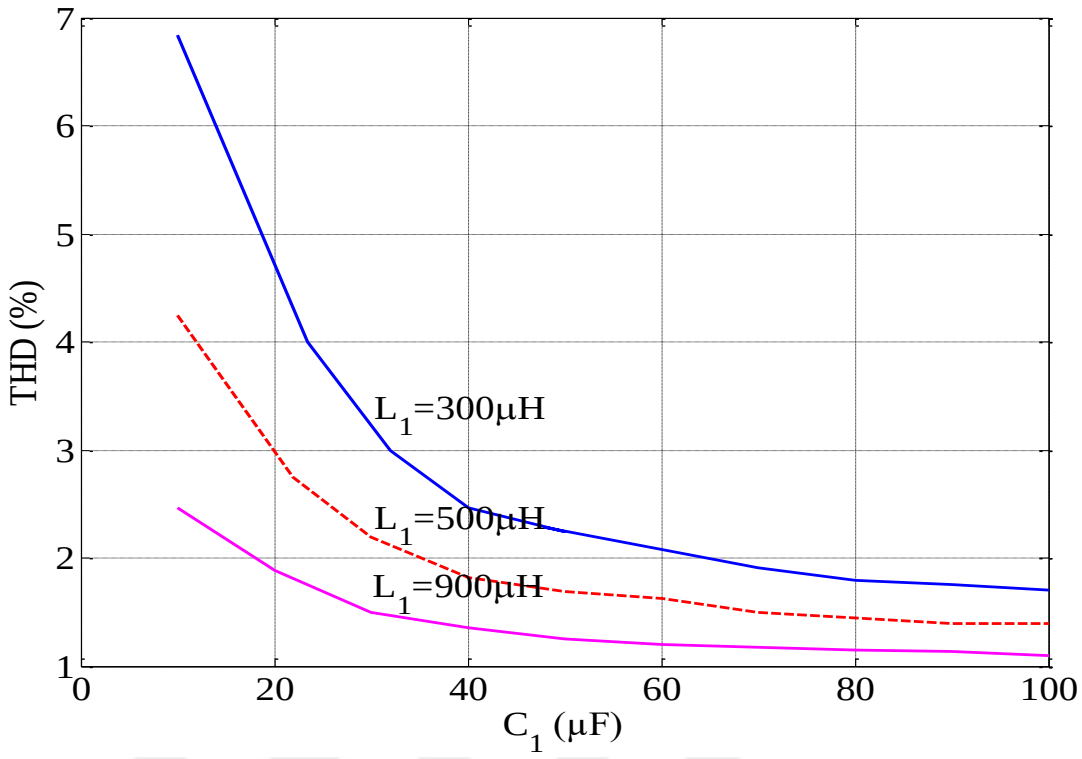


Şekil 5.9 f_{sw} = 30 kHz için i_{L1rms} karakteristik değerleri

15 ve 20 kHz anahtarlama frekanslarında çalışma için C_1 ve L_1 değerlerine bağlı olarak THD karakteristik eğrileri elde edilmiştir. L_2 = 100 µH ve I_{refm} = 10 A seçilmiştir. Değişimler Şekil 5.10-5.11'de verilmiştir.



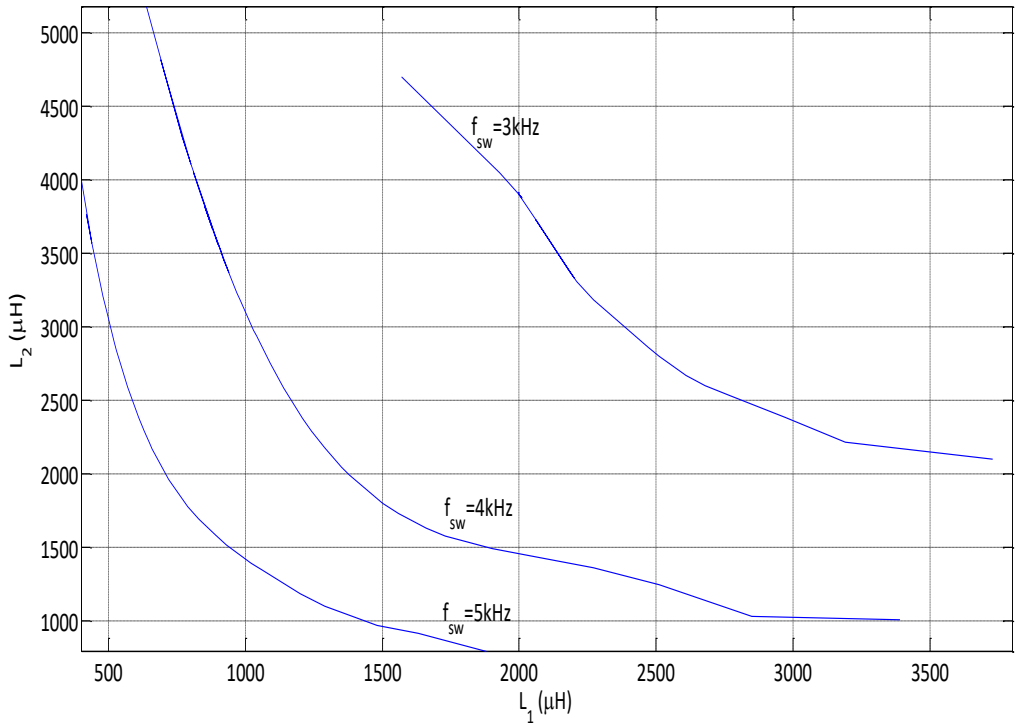
Şekil 5.10 f_{sw} = 15 kHz için THD karakteristik değerleri



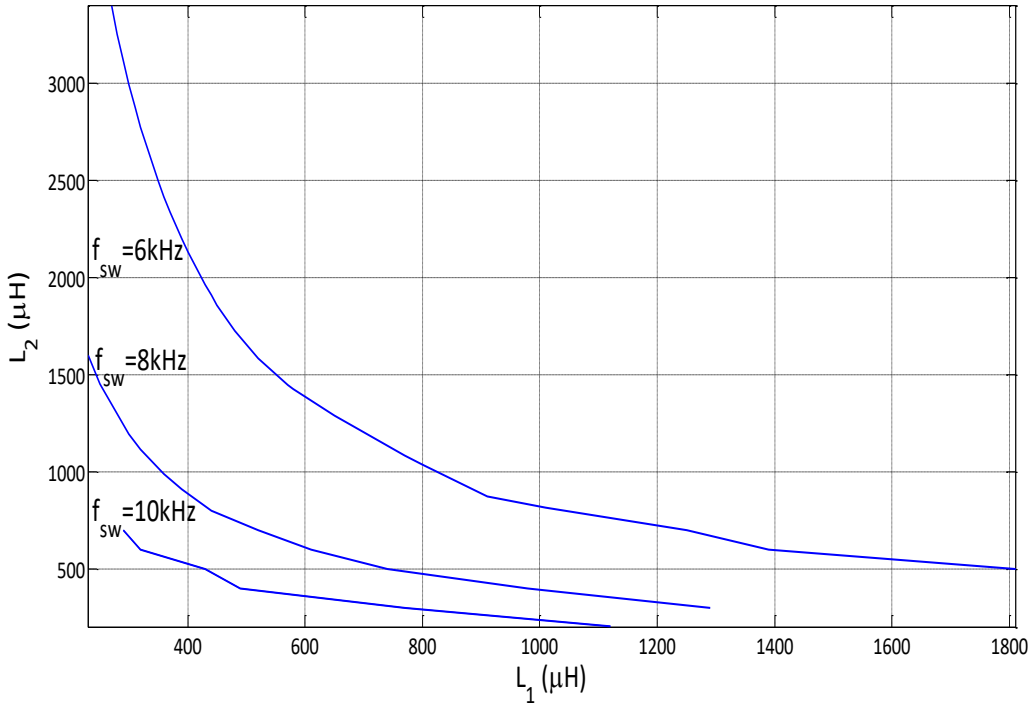
Şekil 5.11 f_{sw} = 20 kHz için THD karakteristik değerleri

Yapılan diğer çalışmada ise, belirli bir frekansta THD<%5 ve akım hatasının rms değeri e_{rms}<%0.1 olma şartını sağlayan L_1, L_2 ve C_1 değerlerinin oluşturduğu çözüm kümeleri bulunmuştur. Bu koşullarda şebeke akımı referans akımı takip etmektedir. T_s = 100 ns, kontrolör kazançları K_p = 0.001 ve K_r = 10 seçilmiştir. Çalışma; 3 kHz, 4 kHz, 5 kHz, 6 kHz, 8 kHz, 10 kHz, 12 kHz, 15 kHz, 18 kHz ve 20 kHz için simüle edilmiştir.

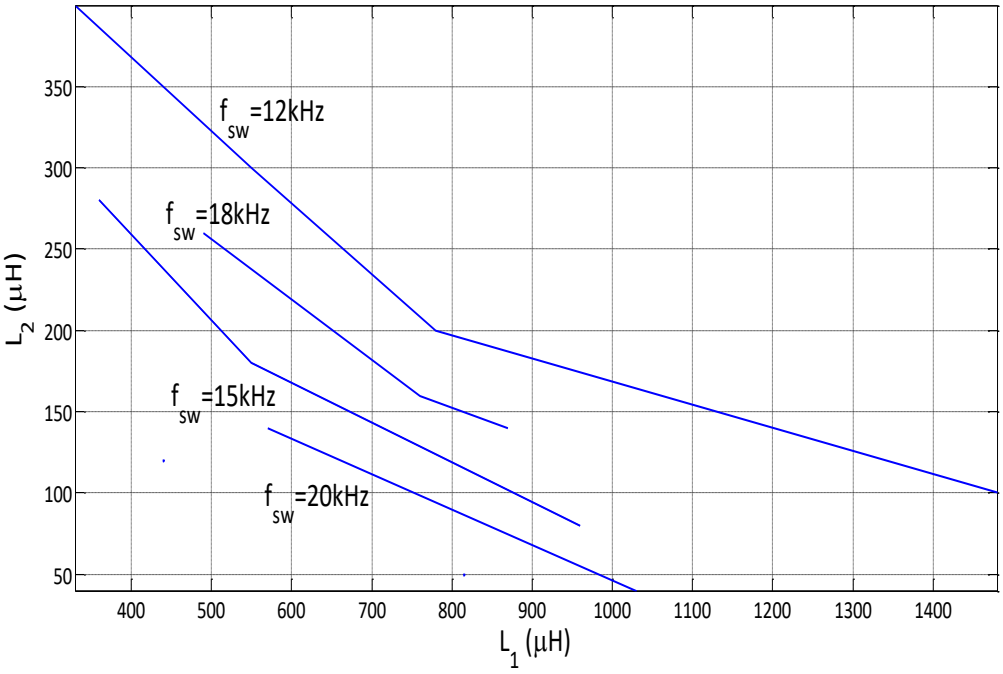
THD<%5 ve e_{rms}<%0.1 şartını sağlayan, belirli bir frekansta farklı L_1 değerleri için uygun L_2 değerleri hesaplanmıştır. C_1 = 20 μF sabit kabul edilmiştir. Çalışma, 3 kHz-20 kHz aralığında tekrar edilmiş ve karakteristik eğriler elde edilmiştir.



Şekil 5.12 Farklı L_1 değerleri için L_2 değerleri

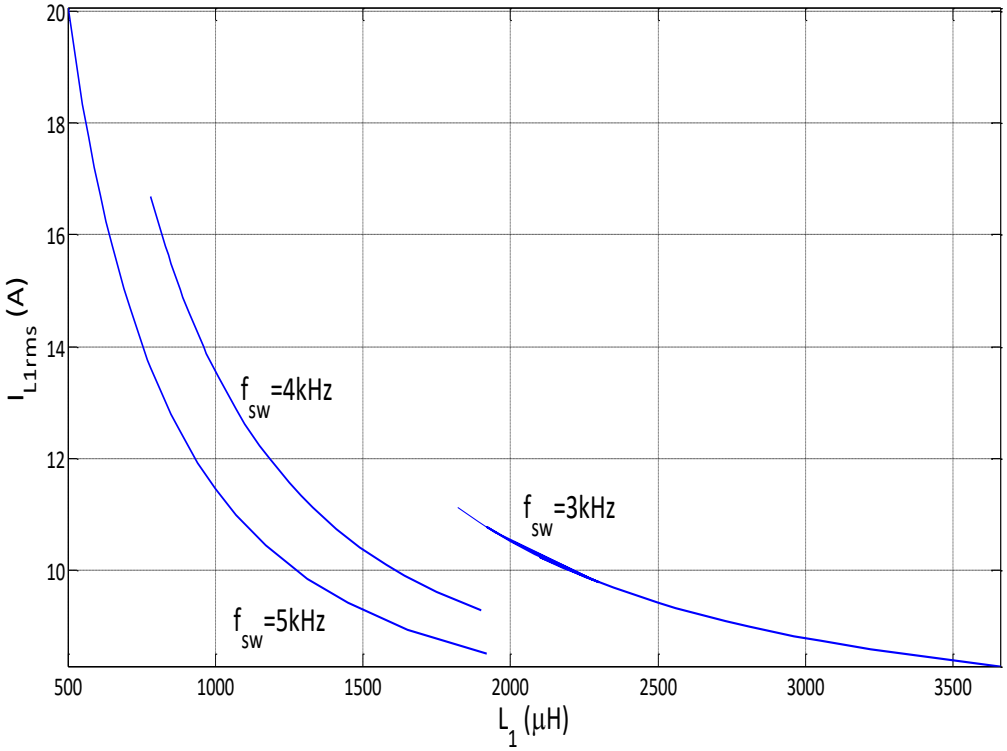


Şekil 5.13 Farklı L_1 değerleri için L_2 değerleri

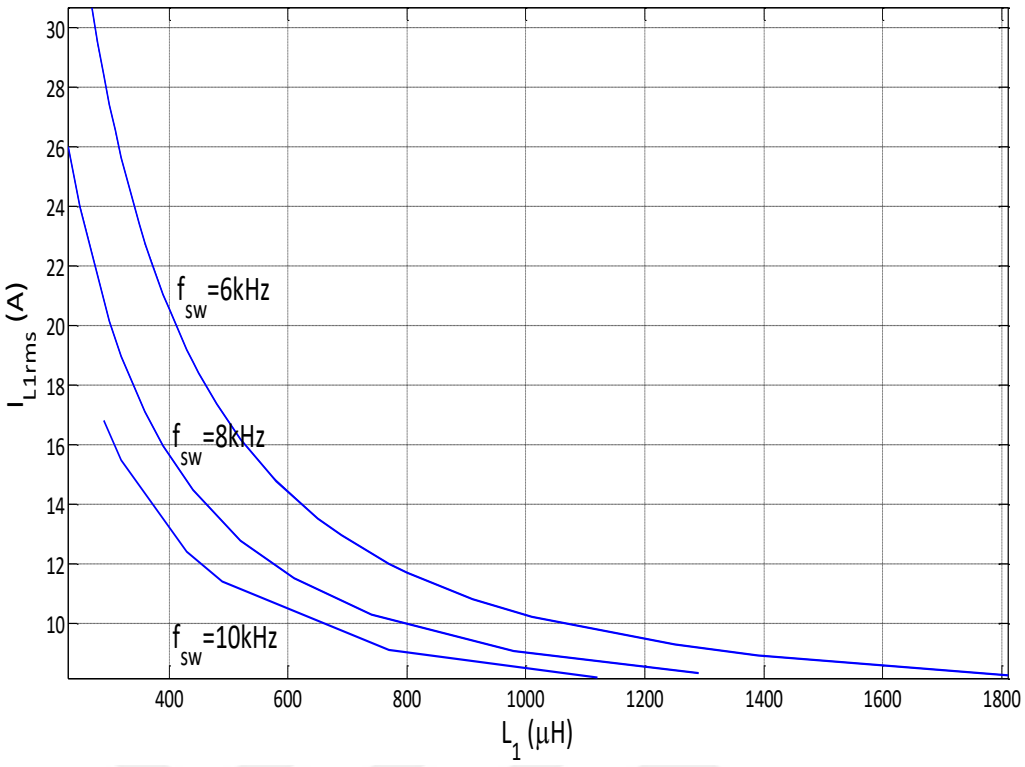


Şekil 5.14 Farklı L_1 değerleri için L_2 değerleri

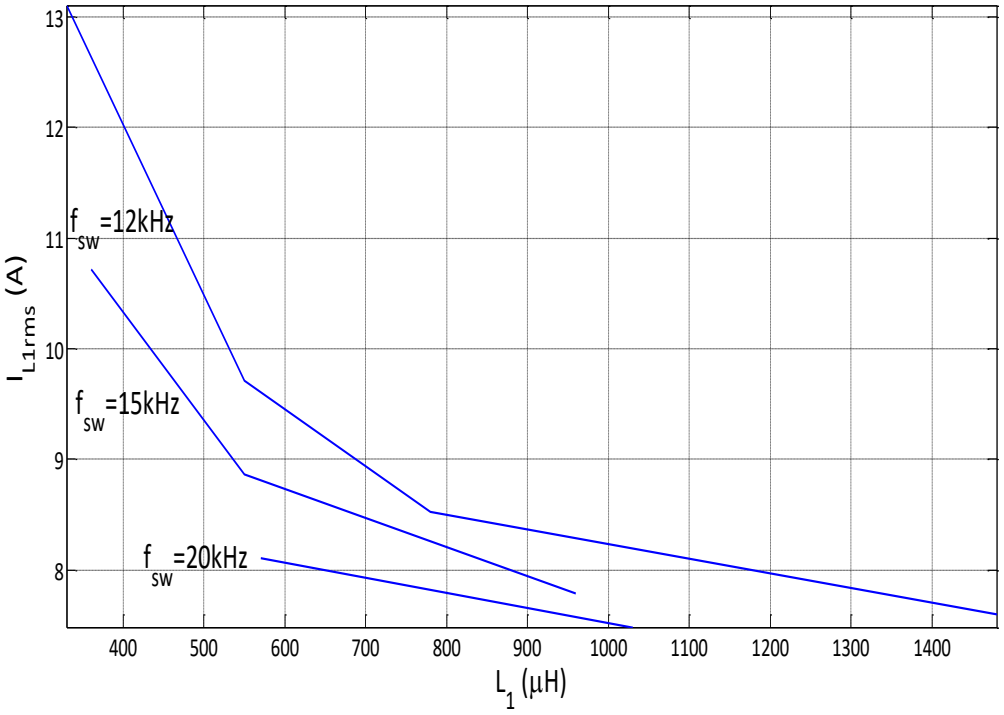
Şekil 5.15, Şekil 5.16 ve Şekil 5.17'de farklı L_1 değerleri için I_{L1rms} değerleri hesaplanmıştır. C_1 = 20 µF sabit kabul edilmiştir. Çalışma, 3 kHz-20 kHz aralığında simüle edilmiştir.



Şekil 5.15 Farklı L_1 değerleri için I_{L1rms} değerleri

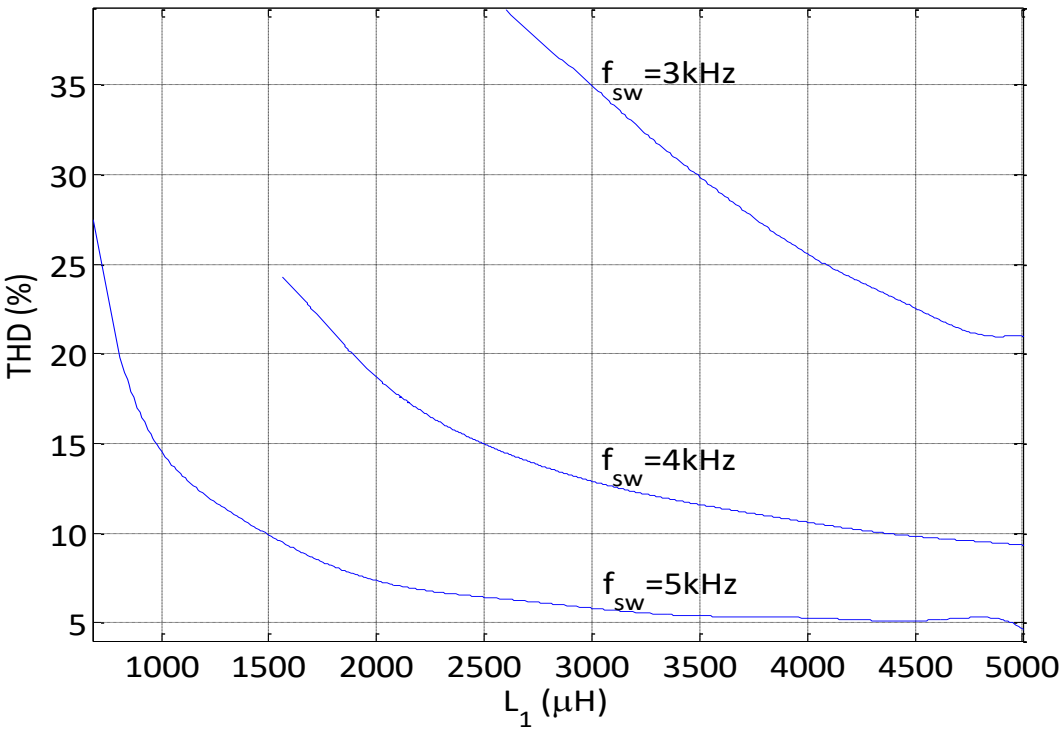


Şekil 5.16 Farklı L_1 değerleri için I_{L1rms} değerleri

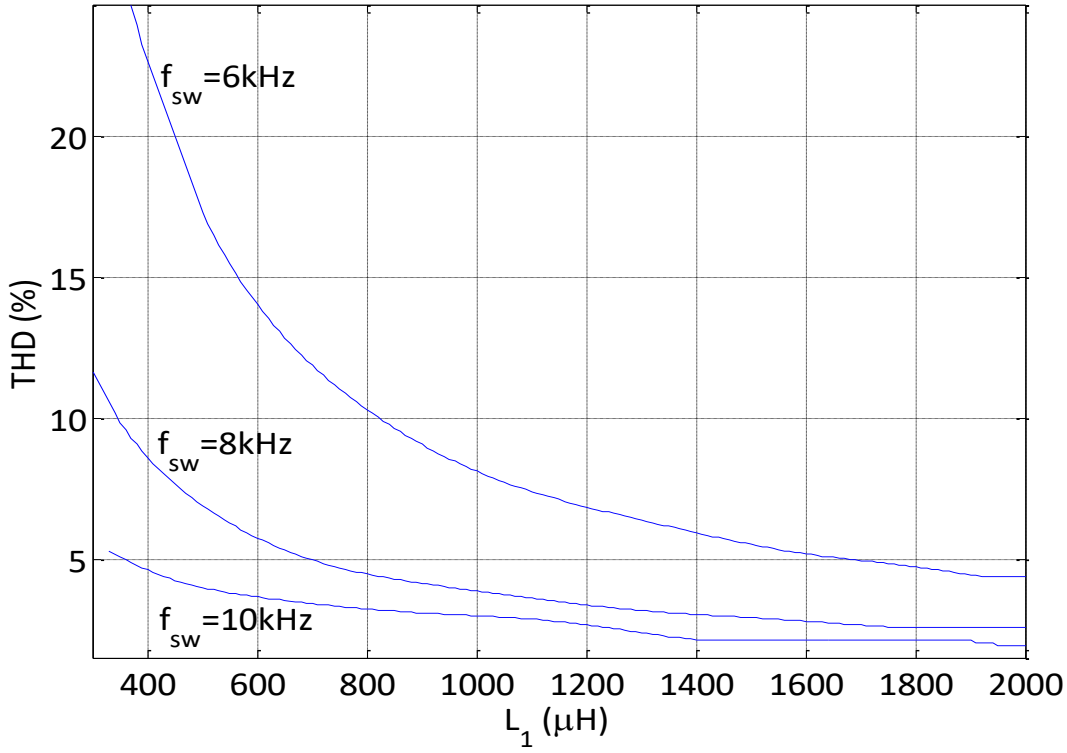


Şekil 5.17 Farklı L_1 değerleri için I_{L1rms} değerleri

Şekil 5. 18, Şekil 5. 19'da farklı L_1 değerleri için THD değerleri hesaplanmıştır. L_2 = 1 mH ve C_1 = 10 µF kabul edilmiştir. Çalışma, 3 kHz-10 kHz aralığında simüle edilmiştir.



Şekil 5.18 Farklı L_1 değerleri için THD değerleri



Şekil 5.19 Farklı L_1 değerleri için THD değerleri

BÖLÜM 6

SONUÇ VE ÖNERİLER

Şebekeye enerji aktaran inverterlerde, aktarılan enerjinin yüksek kalitede olması açısından filtre seçimi ve kontrolör tasarımı oldukça önemlidir. Bu iki faktör, şebekeye aktarılan enerji verimliliğinde, güç kalitesinde ve sistem kararlılığında etkilidir. LCL filtre, güçlü zayıflatma özelliğinden dolayı şebeke inverterlerinde tercih edilmektedir. Bu çalışmada 2.2 kW gücünde şebekeye enerji aktaran tek fazlı bir inverterin anahtarlama frekansı ile filtre elemanlarının belirlenmesi konusunda incelemeler yapılmıştır. İnverter ile şebeke arasında anahtarlama harmoniklerinin bastırılması için LCL filtre kullanılmıştır. Şebekeye aktarılan akımın THD değerinin iyileştirilmesi sağlanmaktadır. LCL filtrenin matematiksel denklemleri çıkarılarak modellemesi yapılmıştır. Rezonans sorununu ortadan kaldırmak için pasif sönümleme yöntemi kullanılmaktadır. Pasif sönümleme tekniğinde, kondansatöre seri bağlı bir direnç eklenmiştir. Yüksek değerli filtre elemanlarının kullanılması anahtarlama harmoniklerini azaltmakta, hacim ve maliyeti arttırmaktadır. Bu durumda düşük anahtarlama frekansı seçilerek istenilen akım kalitesi elde edilebilmektedir. Akım kontrolü oransal rezonant (PR) kontrolör ile gerçekleştirilmiştir. PR kontrolör ayrık zamanda tasarlanmıştır. PR kontrolör ayrık zamanda modellenerek kazançları belirlenmiştir. PR kontrolörün, sistemin kararlılığı üzerindeki davranışı incelenmiştir. PR kontrolör kullanılan sistem, çok küçük bir kararlı hal hatası ile sinüsoidal şeklindeki referans akımı başarılı bir şekilde takip etmektedir. Bu çalışmada tek fazlı bir inverter çıkışında kullanılan LCL filtre elemanlarının değerlerinin belirlenebilmesi için MATLAB ortamında çalışan bir analiz programı geliştirilmiştir. Geliştirilen program yardımıyla farklı endüktans, kondansatör, anahtarlama frekansı ve

referans akım değerleri için inverter akımının efektif değeri ile şebeke akımının toplam harmonik distorsiyonu (THD) hesaplanmaktadır. Hesaplanan değerler kullanılarak karakteristik eğriler elde edilmiştir. Üretilen karakteristik eğriler kullanılarak filtre elemanlarının seçimi yapılabilmektedir. Farklı endüktans, kondansatör, anahtarlama frekansı ve referans akım değerleri için inverter akımının efektif değerleri ile şebeke akımının toplam harmonik distorsiyonu (THD) hesaplanmıştır. Kondansatör değerinin artması THD'nin iyileşmesini sağlamakta; bununla beraber inverter akımının efektif değerinin artmasına yol açmaktadır. L_1 değerinin artırılması THD değerini iyileştirmekte ve inverter akımının efektif değerini azaltmaktadır. Farklı anahtarlama frekanslarında kararlı çalışmanın sağlandığı, THD<%5 ve akım hatasının rms değerinin %0.1'den küçük olduğu durumdaki L_1, L_2 ve C_1 değerlerinin oluşturduğu çözüm kümeleri bulunmuştur.

THD<%5 ve e_{rms}<%0.1 şartını sağlayan, C_1 = 20 µF olması durumunda, L_1 ve L_2 değerleri hesaplanmıştır. Farklı anahtarlama frekanslarında farklı L_1 değerleri için L_2 değişimini gösteren eğriler çizilmiştir.

THD<%5 ve e_{rms}<%0.1 şartını sağlayan, belirli bir frekansta, C_1 = 20 µF ve L_2 = 500 µH olması durumunda uygun L_1 değerleri hesaplanmıştır. Farklı anahtarlama frekanslarında farklı L_1 değerlerine göre inverter akımının efektif değerleri (I_{L1rms}) hesaplanmıştır.

e_{rms}<%0.1 şartını sağlayan, C_1 = 20 µF, L_2 = 500 µH olması durumunda farklı anahtarlama frekanslarında farklı L_1 değerlerine göre toplam harmonik distorsiyon değerleri (THD) hesaplanmıştır. Endüktans değerleri arttıkça şebeke akımının THD değerlerinin düştüğü görülmektedir. L_1 değerinin azaltılması fiyat açısından avantaj sağlamaktadır. Farklı anahtarlama frekanslarında kararlı çalışmanın sağlandığı ve THD<%5 şartını sağlayan L_1, L_2 ve C_1 değerlerinin oluşturduğu çözüm kümeleri bulunmuştur.

KAYNAKÇA

[1] Blaabjerg, F., Teodorescu, R., Liserre, M. ve Timbus, A., (2006). "Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 53: 1398-1409.

[2] Yu, Z., Mohammed, A. ve Panahi, I., (1997). "A Review of Three PWM Techniques", American Control Conference (ACC'97), 4-6 June 1997, USA, 257-261.

[3] Bodur, H., (2012). Güç Elektroniği Temel Analiz ve Sayısal Uygulamalar, İkinci Baskı, Birsen Yayınevi, İstanbul.

[4] Colak, I., Kabalcı, E., (2008). "Çok Seviyeli Eviricilerin Kontrol Yöntemleri", Tubav Bilim Dergisi, 1(2): 45-54.

[5] Wagner, V.E., Blada, J.C., Griffith, D. ve McEachern, A., (1993), "Effects of Harmonics on Equipments", IEEE Transactions on Power Delivery, 2 April 1993, 672-680.

[6] Yıldız Teknik Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü, (2006). Elektronik ve Haberleşme Deney Föyü, İstanbul.

[7] Deepika, K., (2014). Optimal LCL Filter Design for Grid Interfaced Distributed Power Generation System, Master of Science Thesis, National Instıtute of Technology, Rourkela, Department of Electrical Engineering, India.

[8] Cha, H. ve Vu, T.K., (2010). "Comparative Analysis of Low-Pass Output Filter for Single Phase Grid-Connected Photovoltaic İnverter", IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC'10), 21-25 February 2010, USA, 1659-1665.

[9] Lee, K.J., Park, N.J., Kim, R.Y., Ha, R.Y. ve Hyun, D.S., (2008). "Design of an LCL Filter Employing a Symmetric Geometry and It's Control in Grid-Connected Inverter Applications", IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC '08), 15 June 2008, Greece, 963-966.

[10] Ahmed, K.H., Finney, S.J. ve Williams, B.W., (2007). "Passive Filter Design for Three Phase Inverter Interfacing in Distributed Generation", Compatibility in Power Electronics (CPE'07), 29 May-1 June 2007, Poland, 1-9.

[11] Loh, P.C. ve Holmes, D.G., (2005). "Analysis of Multiloop Control Strategies for L/LC/LCL Filtered Voltage Source and Current Source Inverters", IEEE Transactions on Industry Applications, 41: 644-654.

[12] Liu, F., Zha, X., Zhou, Y. ve Duan, S., (2009). "Design and Research on Parameter of LCL Filter in Three Phase Grid Connected Inverter", IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC'09), 17-20 May 2009, China, 2174-2177.

[13] Liu, F., Zhou, Y., Duan, S., Yin, J., Liu, B. ve Liu, F., (2009). "Parameter Design of a Two-Current Loop Controller Used in a Grid Connected Inverter System with LCL Filter", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 56: 4483-4491.

[14] Wang, C.Y., Zhihong, Y., Sinha, G. ve Yuan, X., (2003)."Output Filter Design for a Grid Interconnected Three Phase Inverter", IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'03), 19 June 2003, Mexico, 779-784.

[15] Karabacak, M., Kılıç F., Saraçoğlu, B., Boz, A.F. ve Ferikoğlu, Abdullah., (2016). "Şebeke Bağlantılı Eviriciler için LLCL Filtre Tasarımı; Detaylı Bir Performans Analizi", Politeknik Dergisi, 251-260.

[16] Cengiz, Ç.B., (2014). 3 Faz 4 Telli Aktif Güç Filtresi Tasarımı ve Gerçekleştirilmesi, Yüksek Lisans Tezi, Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara.

[17] V. H. Prasad., (1997). Average Current Mode Control of a Voltage Source Inverter Connected to the Grid Application to Different Filter Cells, Master of Science Thesis, Virginia Polytechnic Institute State University, Department of Electrical Engineering, Blacksburg, VA, USA.

[18] Liu, B., (2011). Design, Analysis and Simulation of a New Current Controller for Wind Power Generation System Using Proportional Plus Resonance Control, Master of Science, Baylor University, Department of Electrical and Computer Engineering, USA.

[19] Parker, G. Stewart., (2014). Discrete Time Current Regulation of Grid Connected Converters with LCL Filters, Doctrorate of Philosophy Thesis, RMIT University, Electical and Computer Engineering, Australia.

[20] Alexandra, Christian., Alaktoof, Ali M. ve Raji, AK., (2013). "Development of a Proportional Resonant (PR) Controller for a Three-Phase AC Micro-Grid System", The International Conference on Electrical and Electronics Engineering, Clean Energy and Green Computing, South Africa, 107-112.

[21] V. H. Prasad., Average Current Mode Control of a Voltage Source Inverter Connected to the Grid Application to Different Filter Cells, Master of Science Thesis, Virginia Polytechnic Institute State University, Department of Electrical Engineering, Blacksburg, VA, USA, 1997.

[22] Zammit, D., Staines, Spiteri C. ve Apap, M., (2014). "Comparison Betken PI and PR Current Controllers in Grid Connected PV Inverters", International Journal of Electrical, Computer, Energetic, Electronic and Communication Engineering, 8(2): 221-226.

[23] Kasnakoğlu, Coşku., (2013). Ayrık Zamanlı Kontrol (Dijital Kontrol), TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi, Ankara.

[24] Chatterjee, A. ve Mohanty, K.B., (2014). “Design and Analysis of Stationary Frame PR Current Controller for Performance Improvement of Grid Tied PV Inverters”, Power Electronics (IICPE), 2014 IEEE 6th India International Conference, 8-10 December 2014, India.

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı : Özge DEVLET

Doğum Tarihi ve Yeri : 25.01.1991 / Tekirdağ

Yabancı Dili : İngilizce

E-posta : ozdevlet@gmail.com

ÖĞRENİM DURUMU

Derece	**Alan**	**Okul/Üniversite**	**Mezuniyet Yılı**
Y. Lisans	Elektrik Mühendisliği	Yıldız Teknik Üniversitesi	2017
Lisans	Elektrik Mühendisliği	Yıldız Teknik Üniversitesi	2014
Lise	Fen Bilimleri	Tekirdağ Anadolu Öğretmen Lisesi	2009

YAYINLARI

Bildiri

1. Devlet, Ö ve Bakan, A. Faruk, (2017). “Şebekeye Bağlı İnverterlerde LCL Filtre Tasarımı”, 1.Ulusal Elektrik Enerjisi Dönüşümü Kongresi (EL-EN’17), 21-22 Eylül 2017, Elâzığ.