



T.C.  
KAHRAMANMARAŞ SÜTÇÜ İMAM ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**DA-DA LLC REZONANS DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN  
TASARIMI VE PERFORMANS ANALİZİ**

**MUSTAFA YÜCE**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**  
**ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALI**

**KAHRAMANMARAŞ 2022**

**T.C.**  
**KAHRAMANMARAŞ SÜTÇÜ İMAM ÜNİVERSİTESİ**  
**FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**DA-DA LLC REZONANS DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN**  
**TASARIMI VE PERFORMANS ANALİZİ**

**MUSTAFA YÜCE**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**  
**Elektrik-Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı**

**KAHRAMANMARAŞ 2022**

## TEZ BİLDİRİMİ

Tez içindeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edilerek sunulduğunu, ayrıca tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada orijinal olmayan her türlü kaynağa eksiksiz atıf yapıldığını bildiririm.

MUSTAFA YÜCE



Bu çalışma KSÜ Bilimsel Araştırma Birimi (BAP Proje No: 2020/9-5 YLS) tarafından desteklenmiştir.

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

**DA-DA LLC REZONANS DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN TASARIMI VE PERFORMANS  
ANALİZİ  
(YÜKSEK LİSANS TEZİ)**

**MUSTAFA YÜCE**

**ÖZET**

Bu tez çalışmasında yüksek verim, küçük hacim, yüksek güç yoğunluğu ile geniş giriş-çıkış gerilimi aralığında ve farklı yük koşullarında kolay regüle edilebilme gibi özelliklere sahip olan, frekans kontrollü bir DA-DA dönüştürücü olan endüktans-endüktans-kapasitans (LLC) rezonans dönüştürücünün tasarımı ve denetimi yapılmıştır. LLC rezonans dönüştürücüler, dar bir anahtarlama frekansı aralığında çıkış gerilimi regülasyonu sağlarlar. Bu nedenle anahtarlama frekansının denetimi oldukça önemlidir. Bu çalışmada, LLC rezonans dönüştürücünün denetiminde Oransal ve İntegral (PI) denetleyici kullanılmıştır. Bu denetleyici yapısında, istenilen performans kriterlerini sağlamak için PI denetleyicinin kazanç katsayılarının hassas bir şekilde ayarlanması gerekmektedir. Bu doğrultuda Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO) ile PI denetleyici için optimal kazanç değerleri elde edilmiştir. Tasarlanan dönüştürücünün Matlab/Simulink ortamında benzetim modeli oluşturulmuş ve dönüştürücü için önerilen denetleyicinin performansı çeşitli benzetim çalışmaları ile incelenmiştir. Sonuç olarak tasarlanan DA-DA LLC rezonans dönüştürücü için önerilen denetleyicinin dönüştürücünün dinamik performansını iyileştirdiği gözlemlenmiştir.

**Anahtar Kelimeler:** LLC rezonans dönüştürücü, oransal integral (PI), parçacık sürü optimizasyonu (PSO)

Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi

Fen Bilimler Enstitüsü

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Temmuz/2022

Danışman: Doç. Dr. Ö. Fatih KEÇECİOĞLU

İkinci Danışman: Dr. Öğr. Üyesi Hakan AÇIKGÖZ

Sayfa Sayısı: 79

**THE DESIGN OF DC-DC RESONANT CONVERTER AND ITS PERFORMANCE  
ANALYSIS  
(M.Sc. THESIS)**

**MUSTAFA YÜCE**

**ABSTRACT**

In this thesis, the design and control of an inductance-inductance-capacitance (LLC) resonant converter which is a frequency-controlled DC-DC converter has been examined. The converter has many advantages such as high efficiency, small volume, high power density, wide input-output voltage range, and easy regulation under different load conditions. LLC resonant converters ensure output voltage regulation over a narrow switching frequency range. Therefore, the control of the converter switching frequency is crucial. In this study, Proportional and Integral (PI) controller is used in the control of the LLC resonant converter. The gain coefficients must be finely adjusted to provide the desired performance criteria in this controller. For this purpose, optimal gain coefficients have been obtained using Particle Swarm Optimization (PSO). A simulation model of the designed converter was developed using Matlab/Simulink environment. The performance of the proposed controller for the converter was examined with several simulation studies. As a result, it has been observed that the proposed controller for the designed DA-DA LLC resonant converter improves the dynamic performance of the converter.

**Keywords:** LLC resonant converter, proportional integral (PI), particle swarm optimization (PSO)

Kahramanmaraş Sütçü Imam University  
Graduate School of Natural and Applied Sciences  
Department of Electrical-Electronics Engineering, July/2022

Supervisor: Doç. Dr. Ö. Fatih KEÇECİOĞLU

Co-supervisor: Dr. Öğr. Üyesi Hakan AÇIKGÖZ

Page number: 79

## TEŞEKKÜR

Yüksek lisans eğitimim süresince bilgi ve birikimlerinden faydalandığım, tez çalışmamın tüm safhalarında bilimsel desteğinin yanı sıra anlayış ve sabrını esirgemeyen, çalışmamın etkin bir şekilde ilerleyişi için fedakârlıklardan kaçınmayan, kendisiyle çalışmaktan onur duyduğum tez danışmanım Sayın hocam Doç. Dr. Ö. Fatih KEÇECİOĞLU'na sonsuz saygı ve teşekkürlerimi sunarım.

Mesleki deneyimlerini paylaşarak tez çalışmama büyük katkılar sağlayan ikinci tez danışmanım Sayın hocam Dr. Öğr. Üyesi Hakan AÇIKGÖZ'e ve tez çalışmama katkı sağlayan Sayın hocam Dr. Öğr. Üyesi Erdal KILIÇ'a saygı ve teşekkürlerimi sunarım.

Yüksek lisans eğitimim boyunca bilgi ve birikimlerinden faydalandığım değerli arkadaşlarım Dr. Öğr. Üyesi Hayrettin KARADÖL, Öğretim Görevlisi Ömer BERBER ve Teknik Öğretmen Aziz ULUSOY'a teşekkürlerimi sunarım.

Maddi ve manevi desteklerini benden esirgemeyen her koşulda yanımda olan çok değerli **Aileme** sonsuz teşekkür ederim.

**Mustafa YÜCE**

# İÇİNDEKİLER

	Sayfa No
ÖZET .....	i
ABSTRACT .....	ii
TEŞEKKÜR .....	iii
İÇİNDEKİLER.....	iv
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ.....	vi
ŞEKİLLER DİZİNİ .....	viii
ÇİZELGELER DİZİNİ.....	x
1. GİRİŞ.....	1
1.1. Amaç .....	2
1.2. Kapsam .....	2
1.3. Literatür Taraması.....	3
1.4. Tezin Organizasyonu .....	4
2. DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜLER .....	5
2.1. Doğrusal Dönüştürücüler .....	5
2.2. Anahtarlamalı Dönüştürücüler.....	6
2.3. Temel Rezonans Dönüştürücüler .....	8
2.3.1. Seri rezonans dönüştürücü (SRC) .....	11
2.3.2. Paralel rezonans dönüştürücü (PRC) .....	13
2.3.3. Seri-paralel rezonans dönüştürücü (SPRC).....	15
3. DA-DA LLC REZONANS DÖNÜŞTÜRÜCÜ .....	17
3.1. DA-DA LLC Rezonans Dönüştürücünün Yapısı .....	17
3.1.1. Kare dalga üretici .....	18
3.1.2. Rezonans tank .....	18
3.1.3. Doğrultucu ve filtre .....	18
3.2. DA-DA LLC Rezonans Dönüştürücünün Gerilim Transfer Fonksiyonu .....	19
3.3. DA-DA LLC Rezonans Dönüştürücünün Çalışması .....	27
3.4. DA-DA LLC Rezonans Dönüştürücünün Kazanç Eğrisi .....	29
3.5. DA-DA LLC Rezonans Dönüştürücünün Çalışma Modları.....	32
3.5.1. Rezonans frekans altında çalışma modu .....	34
3.5.2. Rezonans frekansta çalışma modu .....	35
3.5.3. Rezonans frekans üstü çalışma modu .....	36
4. DENETLEYİCİ YAPILARININ ÖZELLİKLERİ VE TASARIMLARI.....	38
4.1. Kontrol Sistemi ve Özellikleri .....	38

4.1.1.Sistem.....	38
4.1.2. Referans giriş .....	38
4.1.3. Açık çevrim kontrol sistemi .....	38
4.1.4. Kapalı çevrim kontrol sistemi .....	39
4.1.5. Negatif geri besleme .....	39
4.1.6. Pozitif geri besleme.....	39
4.2. PI Denetleyici Yapısı .....	40
4.3. Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO).....	41
4.3.1. Parçacık sürü optimizasyonu algoritması.....	42
4.3.2. Parçacık sürü optimizasyonu uygunluk fonksiyonları .....	45
4.3.3. Parçacık sürü optimizasyonu kontrol parametreleri.....	46
4.3.4. Parçacık sürü optimizasyonu ile PI katsayılarının ayarlanması .....	49
5. BENZETİM ÇALIŞMALARI.....	51
5.1. LLC Rezonans Dönüştürücünün Tasarımı .....	51
5.2. LLC Rezonans Dönüştürücünün Benzetim Çalışmaları .....	54
6. SONUÇLAR.....	74
KAYNAKLAR.....	75
ÖZGEÇMİŞ.....	79

## SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

<b>AA</b>	: Alternatif akım
<b>DA</b>	: Doğru akım
<b>EMI</b>	: Elektromanyetik girişim
<b>PI</b>	: Oransal+integral
<b>PRC</b>	: Paralel rezonans dönüştürücü
<b>PSO</b>	: Parçacık sürü optimizasyonu
<b>PWM</b>	: Darbe genişlik modülasyonu
<b>SAA</b>	: Sıfır akımda anahtarlama
<b>SGA</b>	: Sıfır gerilimde anahtarlama
<b>SPRC</b>	: Seri paralel rezonans dönüştürücü
<b>SRC</b>	: Seri rezonans dönüştürücü
$C_o$	: Çıkış kapasitansı
$C_p$	: Paralel kapasitans
$C_r$	: Rezonans kapasitans
$f_n$	: Normalize frekans
$f_r$	: Rezonans frekans
$f_{r1}$	: Birinci rezonans frekansı
$f_{r2}$	: İkinci rezonans frekansı
$f_{sw}$	: Anahtarlama frekansı
$G_{best}$	: Global en iyi değer
$I_{D1}$	: D1 Diyot akımı
$I_{D2}$	: D2 Diyot akımı
$I_{ds}$	: MOSFET drain-source akımı
$I_m$	: Manyetizasyon akımı
$I_r$	: Rezonans tank akımı

$I_{ref}$	: Referans akım
$I_{out}$	: Çıkış akımı
$L_m$	: Manyetizasyon endüktansı
$L_n$	: Endüktans oranı
$L_o$	: Çıkış endüktansı
$L_r$	: Rezonans endüktans
$M_g$	: Gerilim kazancı
$M_{g\ max}$	: Maksimum gerilim kazancı
$M_{g\ max}'$	: Tepe gerilim kazancı
$M_{g\ min}$	: Minimum gerilim kazancı
$Q_e$	: Kalite faktörü
$P_{best}$	: Yerel en iyi değer
$R_{out}$	: Yük direnci
$R_e$	: Eşdeğer yük direnci
$T_r$	: Rezonans frekans periyodu
$T_{sw}$	: Anahtarlama periyodu
$V_{ds}$	: MOSFET drain-source gerilimi
$V_{ge}$	: Eşdeğer giriş gerilimi
$V_{gs}$	: MOSFET gate-source gerilimi
$V_{in}$	: Giriş voltajı
$V_{out}$	: Çıkış voltajı
$V_{ref}$	: Referans gerilim
$V_{sa}$	: Rezonans tank giriş gerilimi
$X_c$	: Kapasitif reaktans
$X_L$	: Endüktif reaktans

## ŞEKİLLER DİZİNİ

	Sayfa No
Şekil 2.1 DA-DA Dönüştürücülerin sınıflandırılması.....	5
Şekil 2.2 Doğrusal dönüştürücü yapısı .....	6
Şekil 2.3 Anahtarlama dönüştürücü yapısı.....	7
Şekil 2.4 MOSFET için sert anahtarlama dalga şekli (Topuz, 2019).....	8
Şekil 2.5 MOSFET için yumuşak anahtarlama dalga şekli (Topuz, 2019). .....	9
Şekil 2.6 SGA izoleli DA-DA dönüştürücü modülü (URL2). .....	10
Şekil 2.7 Rezonans dönüştürücü blok şeması.....	10
Şekil 2.8 Seri rezonans dönüştürücü devre yapısı .....	11
Şekil 2.9 Seri rezonans dönüştürücü AA eşdeğer devresi .....	11
Şekil 2.10 Seri rezonans dönüştürücü kazanç eğrisi (SeyedAmouzandeh, 2015).....	12
Şekil 2.11 Paralel rezonans dönüştürücü devre yapısı .....	13
Şekil 2.12 Paralel rezonans dönüştürücü AA eşdeğer devresi .....	13
Şekil 2.13 Paralel rezonans dönüştürücü kazanç eğrisi (SeyedAmouzandeh, 2015) .....	14
Şekil 2.14 Seri-paralel rezonans dönüştürücü devre yapısı.....	15
Şekil 2.15 Seri-paralel rezonans dönüştürücü AA eşdeğer devresi.....	15
Şekil 2.16 Seri-paralel rezonans dönüştürücü kazanç eğrisi (SeyedAmouzandeh, 2015)...	16
Şekil 3.1 DA-DA LLC rezonans dönüştürücünün temel devre yapısı (Choi, 2007).....	17
Şekil 3.2 LLC rezonans dönüştürücü AA eşdeğer devresi .....	17
Şekil 3.3 DA-DA LLC rezonans dönüştürücü eşdeğer devresi (Huang, 2010) .....	19
Şekil 3.4 DA-DA LLC rezonans dönüştürücü lineer eşdeğer devresi (Huang, 2010) .....	20
Şekil 3.5 DA-DA LLC rezonans dönüştürücünün tipik kazanç grafiği .....	28
Şekil 3.6 Gerilim kazanç fonksiyonunun $L_n=1$ ve farklı $Q_e$ değerleri için grafiği .....	30
Şekil 3.7 Gerilim kazanç fonksiyonunun $L_n=5$ ve farklı $Q_e$ değerleri için grafiği .....	31
Şekil 3.8 Gerilim kazanç fonksiyonunun $L_n=10$ ve farklı $Q_e$ değerleri için grafiği .....	31

Şekil 3.9 DA-DA LLC rezonans dönüştürücünün yüke göre kazanç eğrisi.....	33
Şekil 3.10 DA-DA LLC rezonans dönüştürücünün çalışma bölgeleri (Rahman, 2012).....	34
Şekil 3.11 Rezonans frekans altında çalışma modu ( $f_{sw} < f_r$ )(Huang, 2010).....	35
Şekil 3.12 Rezonans frekans çalışma modu ( $f_{sw} = f_r$ )(Huang, 2010).....	36
Şekil 3.13 Rezonans frekans üstünde çalışma modu ( $f_{sw} > f_r$ )(Huang, 2010).....	37
Şekil 4.1 Kontrol sistemi genel blok diyagramı .....	39
Şekil 4.2 PI Kontrol blok şeması .....	41
Şekil 4.3 Parçacığın konum değişiminin vektörel gösterimi.....	44
Şekil 4.4 PSO akış diyagramı.....	48
Şekil 4.5 PSO ile PI katsayılarının ayarlanması blok diyagramı.....	49
Şekil 4.6 PSO ile PI katsayılarının ayarlanması akış diyagramı .....	50
Şekil 5.1 Tepe kazanç için marj (Choi, 2007).....	52
Şekil 5.2 Maksimum kazanç-kalite faktörü grafiği (Choi, 2007).....	53
Şekil 5.3 DA-DA LLC rezonans dönüştürücünün MATLAB/Simulink devre modeli.....	55
Şekil 5.4 Rezonans altı çalışma $Q_1$ ve $Q_2$ MOSFET kritik dalga şekilleri.....	56
Şekil 5.5 Rezonans altı çalışma LLC rezonans dönüştürücü kritik dalga şekilleri .....	58
Şekil 5.6 Rezonans çalışma $Q_1$ ve $Q_2$ MOSFET kritik dalga şekilleri.....	60
Şekil 5.7 Rezonans çalışma LLC rezonans dönüştürücü kritik dalga şekilleri .....	61
Şekil 5.8 Rezonans üstü çalışma $Q_1$ ve $Q_2$ MOSFET kritik dalga şekilleri .....	63
Şekil 5.9 Rezonans üstü çalışma LLC rezonans dönüştürücü kritik dalga şekilleri.....	64
Şekil 5.10 Girişin geriliminin nominalden maksimuma çıkması .....	66
Şekil 5.11 Girişin geriliminin nominalden minimuma düşmesi.....	67
Şekil 5.12 Giriş geriliminin minimumdan maksimuma çıkması.....	68
Şekil 5.13 Minimum giriş gerilimi için yük değişimleri .....	69
Şekil 5.14 Nominal giriş gerilimi için yük değişimleri .....	71
Şekil 5.15 Maksimum giriş gerilimi için yük değişimleri.....	72

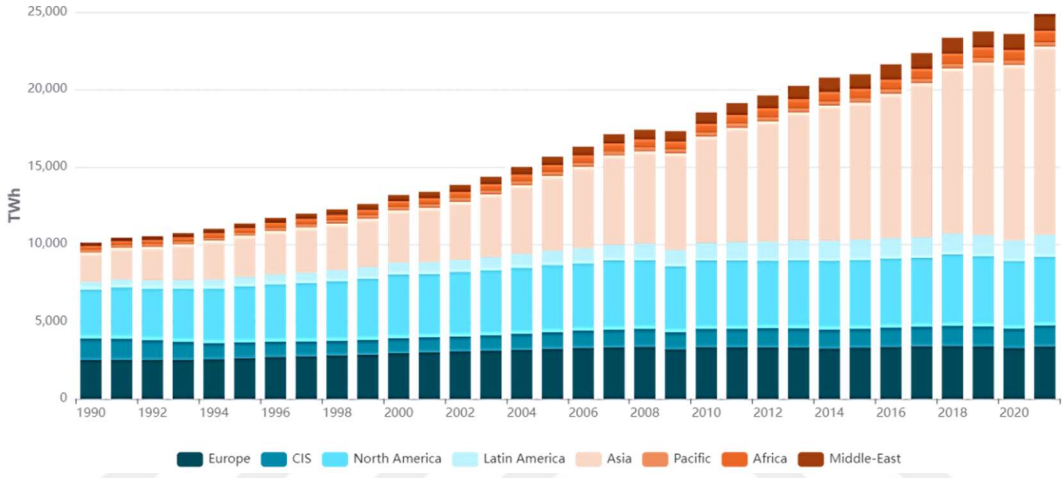
## ÇİZELGELER DİZİNİ

	Sayfa No
Çizelge 5.1 DA-DA LLC rezonans dönüştürücü tasarım özellikleri .....	51
Çizelge 5.2 DA-DA LLC rezonans dönüştürücü için PSO parametreleri.....	55



## 1. GİRİŞ

Dünya nüfusunun ve dünyadaki sanayileşmenin sürekli artması neticesinde enerji ihtiyacı da artmaktadır. Enerji çeşitleri içerisinde yer alan elektrik enerjisi, günümüzde en çok kullanılan enerji çeşitlerinden biridir (Bilim, 2016). Dünyada teknolojinin sürekli gelişmesi neticesinde elektronik cihazların kullanımı giderek yaygınlaşmakta ve elektrik enerjisi kullanım talebi de her geçen gün artmaktadır. Şekil 1.1’de görülen grafikte 1990 ile 2021 yılları arasındaki elektrik enerjisi tüketim verileri görülmektedir (URL1).



Şekil 1.1 Yıllara göre değişen bölgesel elektrik enerjisi tüketim verileri

Şekil 1.1 de görüldüğü üzere elektrik enerjisi tüketimi yıllara göre artmaktadır. 2020 yılında bir miktar düşüş olsa da bu artış devam etmektedir. Artan elektrik enerjisi tüketimi, doğada sınırlı olan doğal kaynakların hızla tükenmesine neden olmaktadır. Var olan doğal kaynakların giderek tükenmesi, elektrik enerjisinin daha verimli kullanılmasını bir zorunluluk haline getirmiştir.

Elektronik cihazlar farklı gerilim ve akımlarla çalışmaktadırlar. Bu cihazların ihtiyaç duyduğu akımı ve gerilimi kontrollü olarak sağlayan dönüştürücülerin verimini artırmak önem kazanmıştır. Bu dönüştürücüler sayesinde enerji dönüşümü yapılırken ortaya çıkan kayıplar azaltılarak verim artırılmaktadır.

Sistemlerin ihtiyaç duyduğu akım ve gerilimi kontrollü olarak sağlayan dönüştürücüler arasında yer alan doğru akım-doğru akım (DA-DA) dönüştürücüler günümüzde birçok alanda kullanılmaktadır.

DA-DA dönüştürücüler arasında yer alan yüksek verimli, küçük hacimli ve yüksek güç yoğunluklu bir DA-DA dönüştürücü olan endüktans-endüktans-kapasitans (LLC) rezonans dönüştürücüler günümüzde popülerliği giderek artan dönüştürücüler arasında yer almaktadır. Bu dönüştürücüler yüksek verim ve küçük boyuttan dolayı günümüzde elektrikli araçlar, led sürücüler, tv güç kaynakları, haberleşme, güç elektroniği, endüstriyel uygulamalar vb. gibi birçok alanda kullanılmaktadır.

### **1.1. Amaç**

Bu tez çalışmasında yüksek verimli ve yüksek güç yoğunluklu bir DA-DA dönüştürücü olan LLC rezonans dönüştürücünün tasarımı ve modellenmesinin Matlab/Simulink ortamında gerçekleştirilerek etkin bir çıkış gerilimi denetiminin sağlanması amaçlanmıştır. LLC rezonans dönüştürücünün tasarımı ve dönüştürücünün denetiminde kullanılan çeşitli denetleyiciler incelenmiş ve incelenen literatür taraması kapsamlı bir şekilde tez çalışmasında açıklanmıştır. Modellenen LLC rezonans dönüştürücünün çıkış denetimi için PI denetleyici yapısı önerilmiş ve tasarlanmıştır. Tez çalışmamda PI denetleyicinin oransal ve integral katsayılarının optimum değerleri parçacık sürü optimizasyonu (PSO) algoritması ile bulunmuştur.

### **1.2. Kapsam**

Bu tez çalışmasında endüstride yaygın olarak kullanılan LLC rezonans dönüştürücünün tasarımı, modellenmesi, denetiminin sağlanması ve denetleyicinin optimum sistem parametreleriyle çalışması sağlanmıştır. İlk olarak LLC rezonans dönüştürücü ve dönüştürücünün denetimi ile ilgili literatür taraması gerçekleştirilmiştir. LLC rezonans dönüştürücünün modellenmesinde Matlab/Simulink Toolbox'da bulunan devre elemanları kullanılmıştır. Daha sonra LLC rezonans dönüştürücünün denetimi için PI denetleyici oluşturulmuş ve son olarak PI denetleyicinin oransal integral katsayılarının optimum değerini belirlemek için PSO algoritması kullanılmıştır. Oluşturulan sistemin, farklı giriş gerilimlerinde ve değişen yük koşullarında benzetimi gerçekleştirilmiştir. Elde edilen benzetim sonuçları incelemiş ve yorumlanmıştır.

### 1.3. Literatür Taraması

Voperian ve Cuk (1982), yaptıkları çalışmada seri rezonans dönüştürücünün analizini normalize edilmiş frekansa bağlı kalarak kalite faktörü ve rezonans frekansa göre oluşturmuşlardır. Seri rezonans dönüştürücünün DA karakteristiğini iki parametre ile belirtmişler ve sürekli ve kesintili akım çalışma modunu incelemişlerdir (Voperian ve Cuk, 1982).

Mammano (1988), yaptığı çalışmada rezonans dönüştürücüleri sınıflandırmış, sabit veya değişken frekansta çalışmalarını incelemiş, izoleli veya izolesiz olma durumlarını incelemiş, topoloji şemalarını paylaşmış ve o dönemki klasik topolojilere göre avantajlarını ve dezavantajlarını belirtmiştir. Ayrıca seri ve paralel rezonans dönüştürücülerin analizini yapıp akım ve gerilim dalga şekillerini incelemiştir. Bu çalışma rezonans topolojilerin sınıflandırılması adına temel oluşturmaktadır (Mammano, 1988).

Liu ve Lee (1988) tarafından yapılan çalışmada LLC adı ilk kez literatüre kazandırılmıştır. Yapılan bu çalışmaya göre ortaya çıkarılan yeni topoloji geleneksel seri rezonans dönüştürücünün rezonans kapasitörüne paralel bir indüktör eklenerek oluşturulur. Oluşturulan bu dönüştürücünün kontrol özelliklerinin geleneksel seri rezonans dönüştürücüye kıyasla çok daha iyi olduğu belirtilmiştir (Liu ve Lee, 1988).

Yang (2003), yaptığı çalışmada LLC rezonans dönüştürücünün çalışma modlarını detaylı olarak analiz etmiş ve endüktans oranının dönüştürücünün performansına etkisini incelemiştir. Farklı üç tasarım oluşturmuş, her bir tasarımda parametreleri değiştirerek rezonans tanktaki elemanlarda oluşan akım ve gerilim streslerini detaylı olarak analiz etmiştir (Yang, 2003).

Huang (2010), yaptığı çalışmada iki endüktans ve bir kapasitans kullanılarak yapılan bir rezonanslı LLC yarım köprü doğrultucunun analizini yapmış ve ayrıca frekans modülasyonu için temel harmonik yaklaşımı (THY) yöntemini sunmuştur. LLC rezonans dönüştürücü devresi için enerji transfer fonksiyonunun önemi hakkında bilgiler sunmuştur. Bu enerji transfer fonksiyonu giriş voltajı ve çıkış voltajı arasındaki ilişkiyi açıklamak için kullanılmaktadır. THY yöntemi ile frekans modülasyonlu anahtarlama dönüştürücü ve sinüzoidal AA devre analizi arasındaki ilişki açıklanmaktadır (Huang, 2010).

Nacar ve Öncü (2017), yaptıkları çalışmada, PSIM simülasyon programı kullanarak PI kontrolör ile denetlenen bir LLC rezonans dönüştürücü tasarlamışlar ve bu

dönüştürücünün çıkış performansı incelenmişlerdir. LLC rezonans dönüştürücü kullanılmasının amacı geniş bir giriş gerilimi aralığında ve yüksek anahtarlama frekansında sıfır gerilimde anahtarlama ve sıfır akımda anahtarlama durumlarının gerçekleştirdiği bildirilmektedir. Böylece yüksek anahtarlama frekansında geleneksel PWM tekniğine göre anahtarlama kayıplarının azaldığı ve güç yoğunluğunun arttığı bildirilmiştir.

Shahzad ve ark. (2014), yaptıkları çalışmada MATLAB/Simulink ortamında batarya şarj uygulaması için PID denetleyici ile kontrol edilen bir yarım köprü LLC rezonans dönüştürücünün çıkış voltaj regülasyonunu gerçekleştirmişlerdir. Denetleyicinin, giriş gerilimi ve yük değişimine hızlı bir şekilde yanıt vererek çıkış gerilimini ayarladığı bildirilmiştir (Shahzad ve ark., 2014).

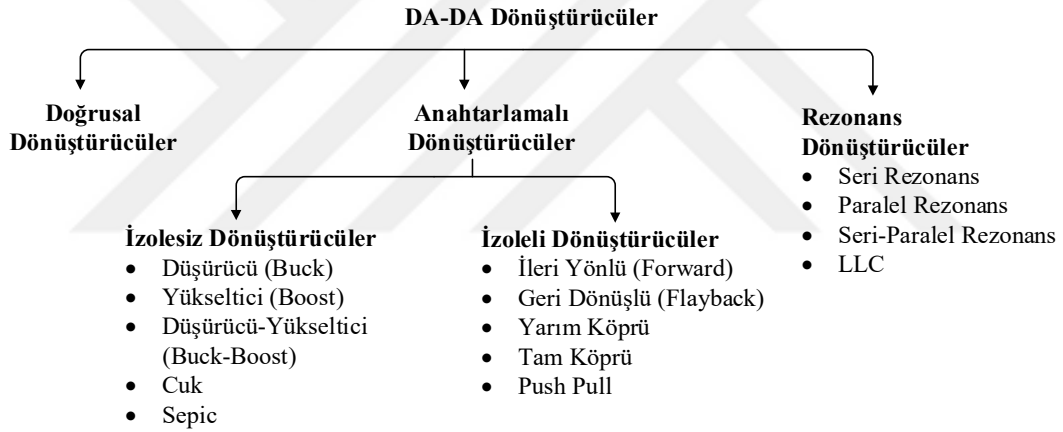
#### **1.4. Tezin Organizasyonu**

Tez, altı ana kısımdan oluşmaktadır. İlk bölümde; Tezin konusu ile ilgili genel bilgiler sunulmaktadır. Ayrıca LLC rezonans dönüştürücü tasarımı ve denetimi ile ilgili detaylı bir literatür taraması yapılmış, tezin amaç ve kapsamı belirlenmiştir. İkinci bölümde DA-DA dönüştürücüler hakkında bilgiler verilmiş, temel rezonans dönüştürücülerden bahsedilmiş, sert anahtarlama ve yumuşak anahtarlama açıklanmıştır. Üçüncü bölümde; tezin ana konusu olan LLC rezonans dönüştürücünün yapısı, çalışması, gerilim transfer fonksiyonu, kazanç eğrisi ve çalışma modları hakkında bilgiler verilmiştir. Dördüncü bölümde; denetleyici yapıları ve özelliklerinden bahsedilmiştir. PI denetleyici açıklanmış ve parçacık sürü optimizasyonu algoritması hakkında bilgiler verilmiştir. Beşinci bölümde; LLC rezonans dönüştürücünün tasarımı parametreleri belirlenmiş ve dönüştürücü Matlab/Simulink ortamında modellenmiştir. Oluşturulan sistem farklı giriş gerilimleri ve farklı yükler için benzetimi yapılmış ve sonuç grafikleri oluşturulmuştur. Altıncı ve son bölümde; Elde edilen sonuçlar yorumlanmış ve sonuçların analizi yapılmıştır.

## 2. DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜLER

Teknolojinin ilerlemesiyle birlikte farklı güç ve gerilim seviyesinde çalışan birçok cihaz üretilmiştir. DA-DA dönüştürücüler girişine uygulanan gerilimini düşürerek veya yükselterek sistemlerin ihtiyaç duyduğu akım ve gerilimi sağlayan güç elektroniği devreleridir. DA-DA dönüştürücülerin çıkış geriliminin yük değişimine göre regüle edilmesi, çıkış gerilimindeki dalgalanmaların azaltılması ve giriş ile yük arasındaki izolasyonun sağlanması gibi birtakım işlevleri de vardır (Kazimierczuk ve Czarkowski, 2011).

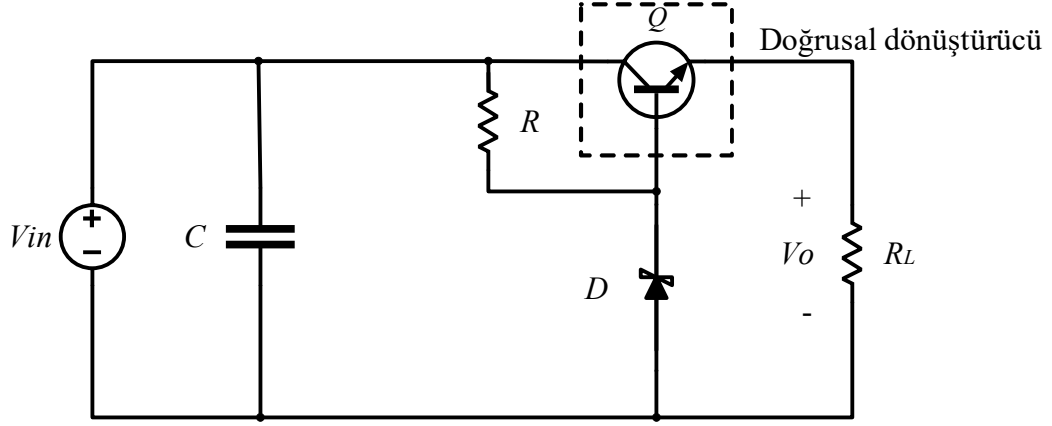
Güç elektroniği uygulamalarında kullanılan dönüştürücüler; doğrusal dönüştürücüler, anahtarlama dönüştürücüler ve rezonans dönüştürücüler olmak üzere üç gruba ayrılır. Bu üç grubun oluşturduğu bazı temel dönüştürücü yapıları Şekil 2.1’de gösterildiği gibi sınıflandırılabilir (Bodur, 2007).



Şekil 2.1 DA-DA Dönüştürücülerin sınıflandırılması

### 2.1. Doğrusal Dönüştürücüler

Doğrusal dönüştürücüler; düşük gürültü, sabit çıkış gerilimi, hızlı cevap ve basit yapı gibi özelliklere sahiptirler (Perez, 2000). Doğrusal dönüştürücülerin tasarımı basit olmasına karşın kullanım alanı sınırlıdır. Bunun birtakım sebepleri vardır. Bunlar; kullanılan transistörün doğrusal bölgede çalıştırılmasından ve tüm yük akımının transistör üzerinden geçmesinden dolayı kayıpların fazla olması, bu kayıpların oluşturduğu ısıdan dolayı büyük soğutuculara ihtiyaç duyulması, veriminin çok düşük olması, sadece düşürücü tipte çalışmasıdır. Şekil 2.2’de doğrusal dönüştürücü yapısı görülmektedir.

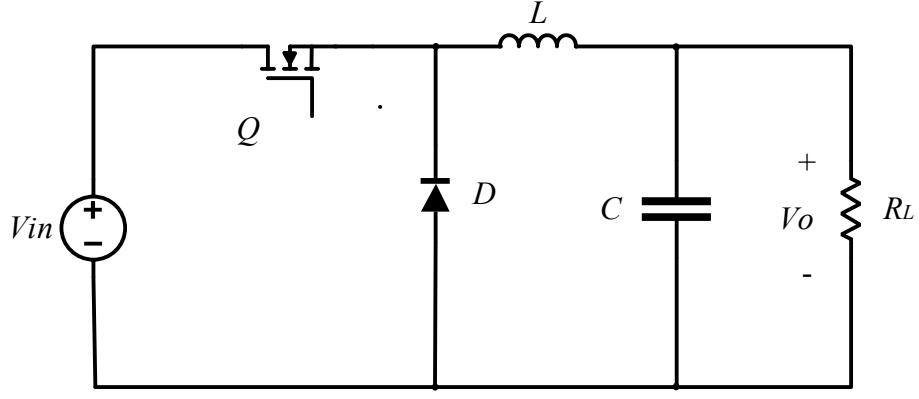


Şekil 2.2 Doğrusal dönüştürücü yapısı

Doğrusal dönüştürücülerin verimleri düşük olmasına rağmen ucuz olması, yük değişimlerine karşı hızlı cevap vermesi ve çıkış gerilimi dalgalanmalarının düşük olması gibi özelliklerinden dolayı genellikle endüstride entegre devre yapısında kullanılıp devre üzerindeki opamp, mikro denetleyici, led ve diğer entegrelerin besleme geriliminin üretilmesinde kullanılırlar.

## 2.2. Anahtarlamalı Dönüştürücüler

Anahtarlamalı dönüştürücüler, doğrusal dönüştürücülere göre daha verimli dönüştürücü yapılarıdır (Stokes, 1989). Bunun nedeni, anahtarlamalı dönüştürücülerde kullanılan anahtar elemanının ya tam iletimde ya da tam kesimde çalışmasıdır. Bu doğrultuda anahtar elemanı doğrusal bölgede çalışmadığı için üzerindeki kayıp doğrusal dönüştürücülere göre çok daha azdır. Bu dönüştürücüler çıkış gerilimin giriş gerilimden türetmek için kondansatör ve bobin gibi pasif devre elemanlarının enerji depolama özelliğinden yararlanmaktadırlar. Şekil 2.3'te anahtarlamalı dönüştürücü yapısı görülmektedir.

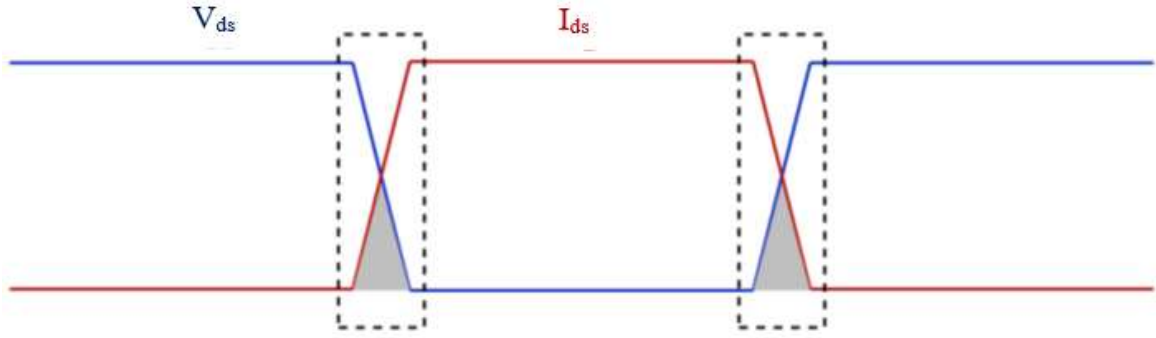


Şekil 2.3 Anahtarlama dönüştürücü yapısı

Anahtarlama dönüştürücülerde anahtar elemanının kontrolü yapılırken darbe genişlik modülasyonu (PWM) tekniği kullanılır. Bu doğrultuda anahtarlama elemanına uygulanan sabit frekanslı sinyalin doluluk oranı değiştirilerek giriş geriliminin durumuna veya yüke göre çıkış geriliminin istenen seviyede olması sağlanır.

Anahtarlama dönüştürücüler doğrusal dönüştürücülere göre çok daha karmaşık bir yapıya sahiptir. Buna karşın verimleri yüksek olmasından dolayı yüksek güçteki yüklerin beslenmesinde sıklıkla kullanılmaktadırlar. Bu dönüştürücülerde maliyeti düşürmek ve daha yüksek güç yoğunluğu elde etmek için anahtarlama frekansını artırmak gerekmektedir. Anahtarlama frekansının artırılması hem anahtarlama kayıplarının artmasına hem de anahtarlama elemanı üzerinde oluşan yüksek frekanslı salınımlar elektromanyetik girişim (EMI) oluşturmaya neden olmaktadır. Bu dezavantajlar, dönüştürücünün veriminin azalmasına ve çalışma performansının olumsuz yönde etkilenmesine sebep olur (Beiranvand ve ark., 2010).

Anahtarlama dönüştürücülerde anahtarlama elemanının iletme girme ve kesime gitme esnasında, akım ve gerilimin çakışması sebebi ile anahtarlama kayıpları oluşmaktadır. Anahtarlama kayıpları da güç kayıpları olarak ortaya çıkmakta ve verimi düşürmektedir (Şahin ve ark., 2014). Akım ve gerilimin çakışması ile oluşan anahtarlama türüne sert anahtarlama denir. Şekil 2.4'te MOSFET için sert anahtarlama durumuna ait dalga şekli görülmektedir.



Şekil 2.4 MOSFET için sert anahtarlama dalga şekli (Topuz, 2019).

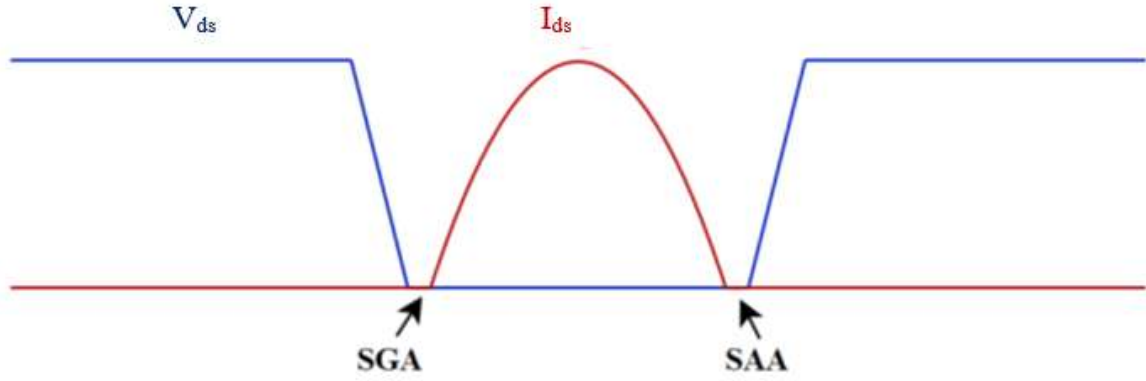
Şekil 2.4'te MOSFET drain-source gerilimi ( $V_{ds}$ ) ve drain-source akımı ( $I_{ds}$ ) olarak belirtilmiştir. Kesikli çizgi ile gösterilen alan akım ve gerilimin çakışması neticesinde oluşan anahtarlama kayıplarını göstermektedir (Topuz, 2019).

Geleneksel anahtarlama dönüştürücülerde kullanılan PWM tekniği ile anahtarların iletimde kalacağı süre, en düşük giriş gerilimi ve en yüksek yük bağlantısı durumuna göre belirlenmektedir. Devre tasarımı ise oluşan bu çalışma koşullarına göre belirlenmektedir. Giriş gerilimi arttıkça yükün ihtiyacına göre anahtarın iletimde kaldığı süre azaltılmaktadır. Bu çalışma şartlarına göre oluşturulan tasarımlarda, nominal çalışma şartları altında dönüştürücünün veriminde çok yüksek düşüşler ortaya çıkmaktadır. Bu durum geniş giriş çıkış aralığında çalışması gereken dönüştürücülerde yüksek düzeyde performans düşüşlerine neden olmaktadır. Ayrıca PWM tekniğinde yüksek düzeyde EMI de oluşmaktadır. Ortaya çıkan bu olumsuzluklardan dolayı, PWM tekniği ile kontrol edilen bu dönüştürücülerin belirli güçlere kadar kullanılması uygun iken, artan güç seviyelerinde bu dönüştürücülerin kullanımı uygun değildir. Bu sebepten dolayı tasarlanması gereken dönüştürücüler arasında rezonans dönüştürücüler ön plana çıkmaktadır (Lazar ve Martinelli, 2001).

### 2.3. Temel Rezonans Dönüştürücüler

Rezonans dönüştürücüler; maliyetleri düşürmek, güç yoğunluğunu artırmak ve verimi yükseltmek için yüksek frekanslarda çalıştırılabilmektedir. Yüksek frekans anahtarlama güç kaynaklarında birtakım olumsuzlukları da beraberinde getirmektedir. Rezonans dönüştürücülerde ise kullanılan yumuşak anahtarlama sayesinde bu olumsuzluklar kabul edilebilir seviyede azaltılmıştır.

Yumuşak anahtarlama esnasında anahtarlama işlemi anahtarlar üzerinde sıfır akım olduğunda ya da anahtarlar üzerinde sıfır gerilim olduğunda gerçekleşmektedir. Akımın veya gerilimin sıfır olduğu durumlarda anahtarlama yapılırsa, akım ve gerilimin üst üste binmesi engelleneceği için anahtarlama kayıpları minimize edilecektir. Şekil 2.5'te MOSFET için yumuşak anahtarlama durumuna ait dalga şekli verilmiştir.



Şekil 2.5 MOSFET için yumuşak anahtarlama dalga şekli (Topuz, 2019).

Şekil 2.5'te görüldüğü üzere sıfır gerilimde anahtarlama (SGA) oluşması için MOSFET iletime geçmeden önce MOSFET'in drain-source geriliminin ( $V_{ds}$ ) sıfır olması sağlanır. ( $V_{ds}$ ) sıfıra düştükten sonra anahtara kontrol sinyali uygulanır ve akım akmaya başlar. Sıfır akımda anahtarlama (SAA) ise Şekil 2.5 incelendiğinde anahtar kesime girmeden hemen önce MOSFET'in drain-source akımının ( $I_{ds}$ ) sıfır olması sağlanır. ( $I_{ds}$ ) akımı sıfıra düştükten sonra anahtara kontrol sinyali uygulanır ve anahtar üzerinde gerilim tutmaya başlar (Tsai ve Su, 2017).

Kullanılan bu yumuşak anahtarlama teknikleri sayesinde rezonans dönüştürücüler yüksek frekanslarda anahtarlama yapmaktadır. Anahtarlama kayıpları çok düşük olduğundan verimleri de oldukça yüksektir.

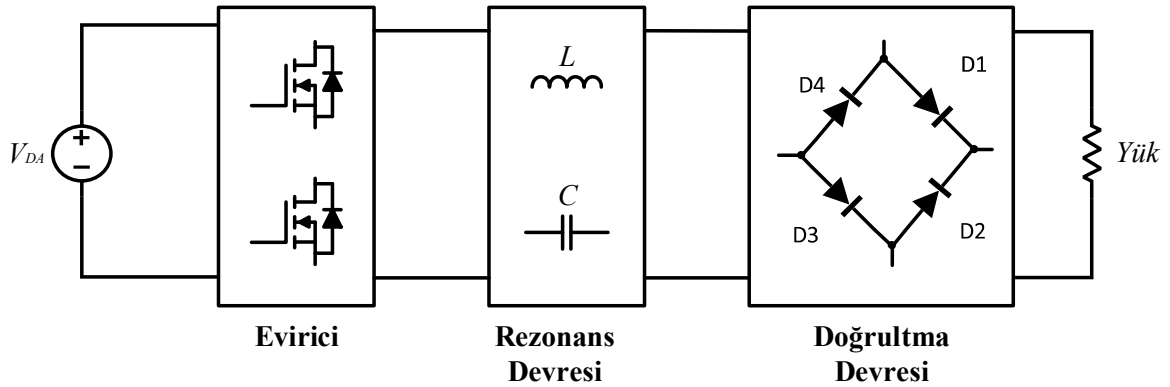
Sıfır gerilimde anahtarlama yapılarak yapılan bir DA-DA dönüştürücü askeri ve havacılık sektörüne ürün yapan Vicor firması tarafından üretilen SGA izoleli DA-DA dönüştürücü modülü boyut olarak 22.09mm x 16.51mm x 6.73 mm gibi oldukça küçük ebatlara sahip olanları vardır. Ağırlığı 7.8 gr olan bu modül 60 watt güce sahiptir. (URL2) Şekil 2.6'da SGA izoleli DA-DA dönüştürücü modülü görülmektedir.



Şekil 2.6 SGA izoleli DA-DA dönüştürücü modülü (URL2).

Rezonans dönüştürücülerde anahtarlama yöntemi olarak anahtarlama dönüştürücülerde kullanılan darbe genişlik modülasyonu tekniği yerine frekans modülasyon tekniği kullanılmaktadır. Diğer bir deyişle frekansın doluluk oranının artırılıp azaltılması yerine, sabit doluluk oranı ile frekansın değiştirilmesi tekniği kullanılmaktadır.

Rezonans dönüştürücüler; anahtarlama elemanlarına uygulanan yüksek frekans ile elde edilen kare dalga gerilimin rezonans devresine uygulanarak gücü çıkışa aktaran dönüştürücülerdir. Bu dönüştürücüler Şekil 2.7’de görüldüğü üzere evirici bloğu rezonans devresi bloğu ve doğrultma devresi bloğu kısımlarından oluşmaktadır.



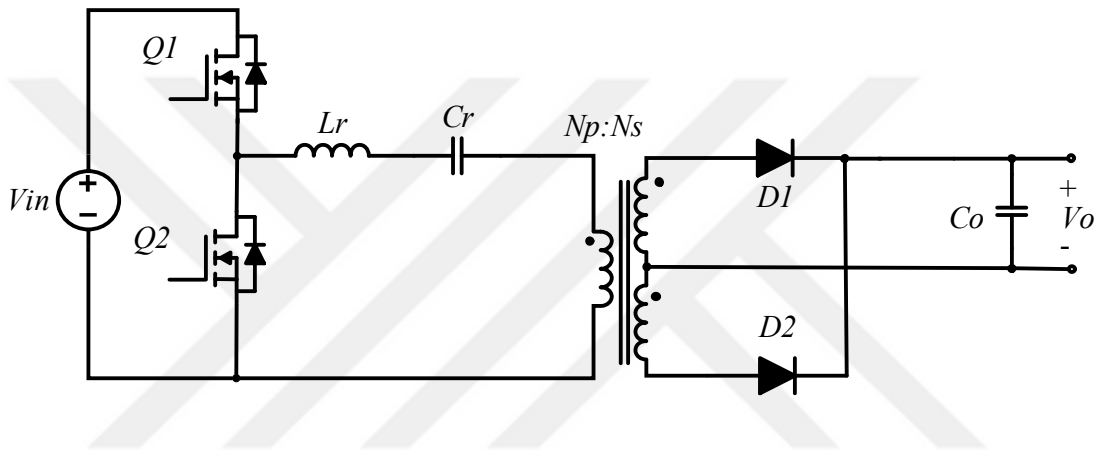
Şekil 2.7 Rezonans dönüştürücü blok şeması

Temel rezonans dönüştürücüler rezonans tankın özelliğine göre üçe ayrılır. Bunlar; seri rezonans dönüştürücü (SRC), paralel rezonans dönüştürücü (PRC) ve seri paralel

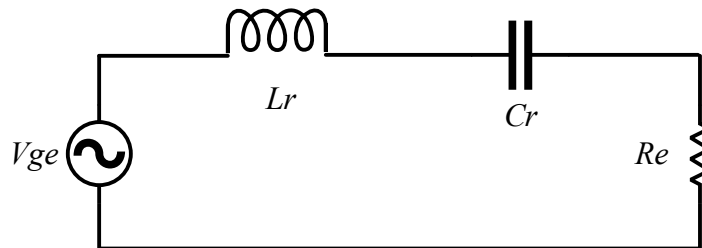
rezonans dönüştürücüdür (SPRC). LLC rezonans dönüştürücü tezin ana konusu olduğu için ayrı bölümde incelenecektir.

### 2.3.1. Seri rezonans dönüştürücü (SRC)

Seri rezonans dönüştürücü; rezonans endüktansı ( $L_r$ ) ve rezonans kapasitansı ( $C_r$ ) birbirine seri bağlanarak elde edilen rezonans tankından oluşur. Transformatörün sekonder tarafı akım kaynağı gibi davrandığı için çıkışta sadece filtre kapasitansı bulunmaktadır. Şekil 2.8’de seri rezonans dönüştürücü devre yapısı ve Şekil 2.9’da ise seri rezonans dönüştürücü AA eşdeğer devresi gösterilmiştir.



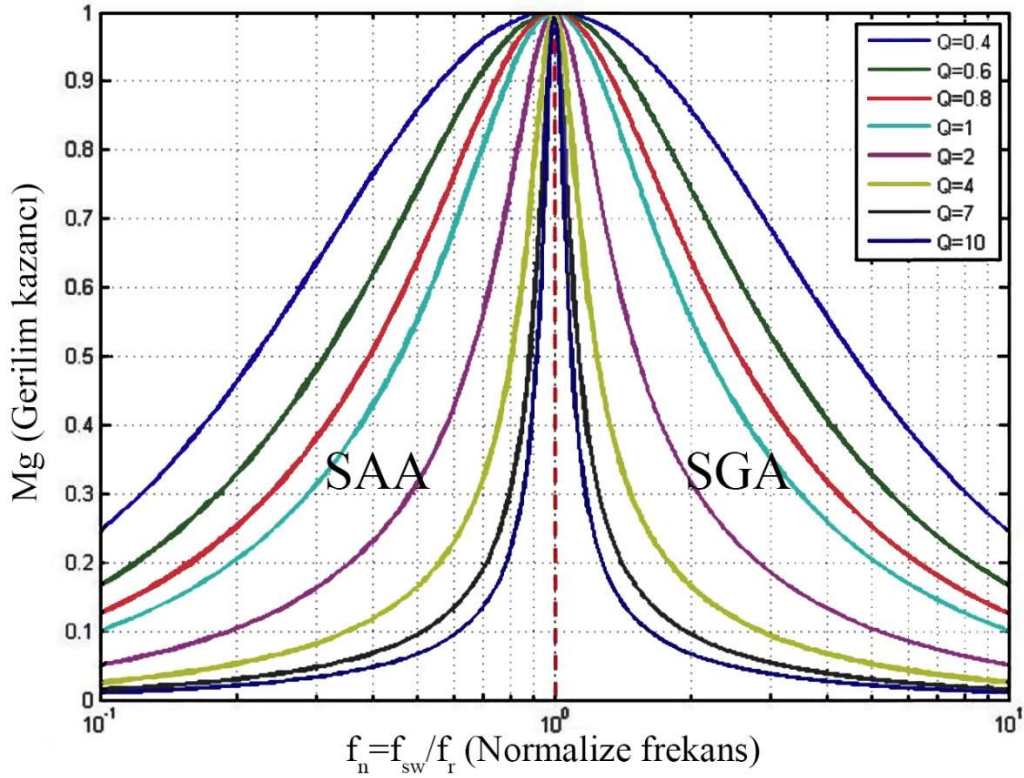
Şekil 2.8 Seri rezonans dönüştürücü devre yapısı



Şekil 2.9 Seri rezonans dönüştürücü AA eşdeğer devresi

Şekil 2.8’de görüldüğü üzere yalıtımı sağlamak için kullanılan transformatörün primer tarafı rezonans endüktans ve rezonans kapasitansa seri bağlıdır. Seri rezonans dönüştürücüde rezonans tankı da yüke seri bağlıdır. Rezonans tankı ve yükün seri bağlanması, bir gerilim bölücü devre oluşturmaktadır. Giriş gerilimine bağlı olarak anahtarlama frekansı ( $f_{sw}$ ) değiştirildiğinde rezonans tank empedansı da değişir ve çıkış

gerilim regülasyonu sağlanır. Dönüştürücünün rezonans frekansı ( $f_r$ ); rezonans tanktaki endüktif reaktansın ( $X_L$ ) kapasitif reaktansa ( $X_C$ ) eşit olduğu frekanstır. Bu durumda tankın empedansı sıfır olur. Dönüştürücünün gerilim kazancı ise 1'dir ve maksimumdur. Şekil 2.10'da seri rezonans dönüştürücünün kazanç eğrisi gösterilmiştir.



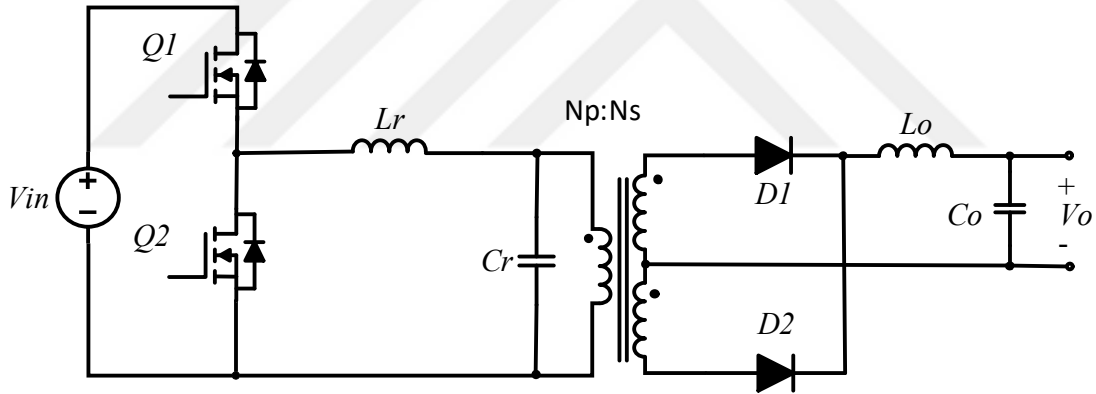
Şekil 2.10 Seri rezonans dönüştürücü kazanç eğrisi (SeyedAmouzandeh, 2015)

Seri rezonans dönüştürücünün rezonans frekansının sağ tarafında kalan endüktif bölgede çalışması MOSFET'in SGA yapması için uygundur. Çünkü bu bölgede rezonans tank endüktif özellik gösterdiği için tank akımı tank geriliminden geridedir. Dolayısıyla gerilim akımdan daha önce sıfıra düşer ve MOSFET için SGA gerçekleşir. Bunu sağlamak için anahtarlama frekansını rezonans frekanstan daha yüksek tutmak gerekir. Dönüştürücünün anahtarlama frekansı rezonans frekansın üzerine çıktığında endüktif reaktans kapasitif reaktanstan büyük olur ve rezonans tank endüktif özellik gösterir. Eğer dönüştürücü kapasitif bölgede çalıştırılırsa rezonans tank kapasitif özellik gösterir ve tank akımı tank geriliminin ilerisinde olur. Dolayısıyla akım gerilimden daha önce sıfıra düşer ve MOSFET'te SAA gerçekleşir. Anahtarlama elemanı olarak MOSFET kullanıldığında verimliliği artırmak için SGA yapılması daha uygundur (STmicroelectronics, 2008).

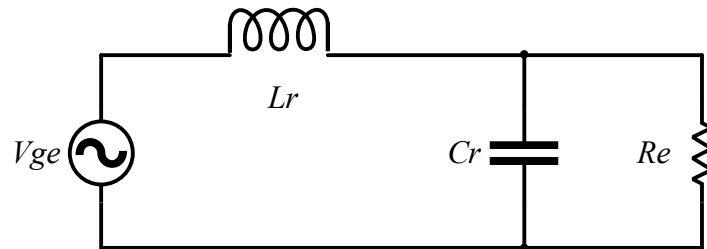
Seri rezonans dönüştürücünün en büyük dezavantajı düşük yük durumları oluştuğunda çıkış gerilimini regüle edebilmek için anahtarlama frekansı aşırı yükselir. Anahtarlama frekansı yüksüz durumda daha da artacağı için çıkış regülasyonu daha da zorlaşır. Frekansın kontrol aralığı hafif yüklerde artar bu durum da EMI'nin artmasına ve filtre tasarımının zorlaşmasına sebep olur (Maniktala, 2013).

### 2.3.2. Paralel rezonans dönüştürücü (PRC)

Paralel rezonans dönüştürücü; rezonans endüktansı ( $L_r$ ) ve rezonans kapasitansının ( $C_r$ ) birbirine seri bağlanması ile elde edilen rezonans tankından oluşur. Şekil 2.11'de görüldüğü üzere seri rezonans dönüştürücüden farklı olarak paralel rezonans dönüştürücüde rezonans kapasitansı yüke paralel bağlıdır. Diğer bir fark ise paralel rezonans dönüştürücüde transformatörün ikincil tarafı voltaj kaynağı gibi davrandığından bir filtreleme endüktansı ( $L_o$ ) kullanılmaktadır (Fang, 2012). Şekil 2.11'de paralel rezonans dönüştürücü devre yapısı, Şekil 2.12'de ise paralel rezonans dönüştürücü AA eşdeğer devresi gösterilmiştir.

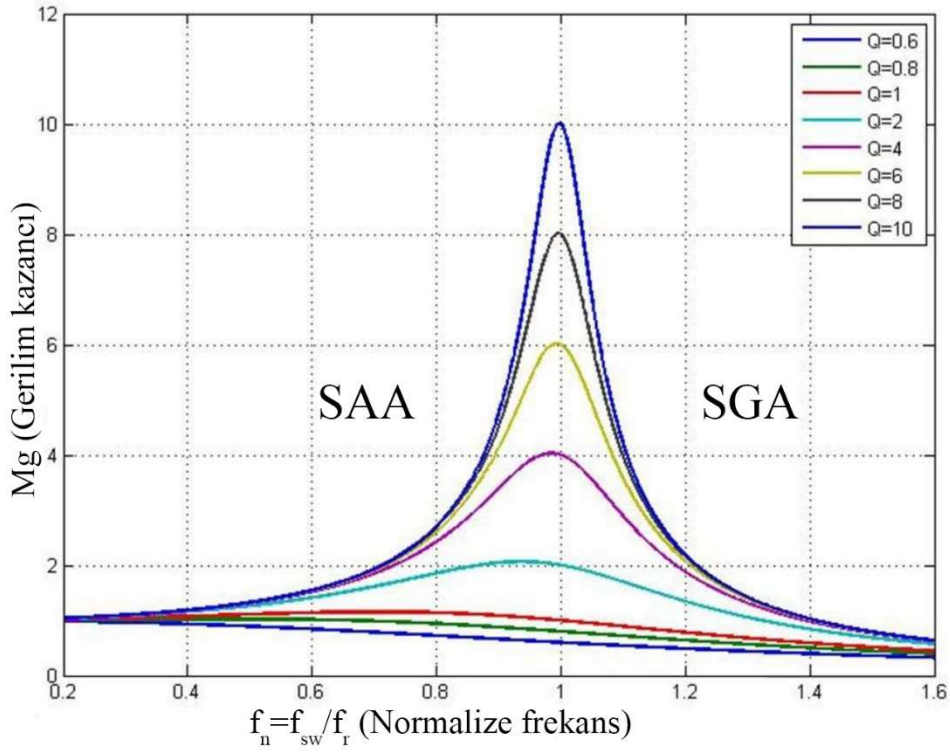


Şekil 2.11 Paralel rezonans dönüştürücü devre yapısı



Şekil 2.12 Paralel rezonans dönüştürücü AA eşdeğer devresi

Seri rezonans dönüştürücüde olduğu gibi paralel rezonans dönüştürücüde de anahtarlama frekansı değiştirildiğinde rezonans tank empedansı değişir ve bu sayede yük üzerine düşen gerilim de değişir. Ancak bu dönüştürücüde seri rezonans dönüştürücüden farklı olarak rezonans kapasitansı yüke paralel bağlı olduğu için rezonans tank kazancı 1'in üzerinde olabilmektedir. Şekil 2.13'te paralel rezonans dönüştürücünün kazanç eğrisi gösterilmiştir.



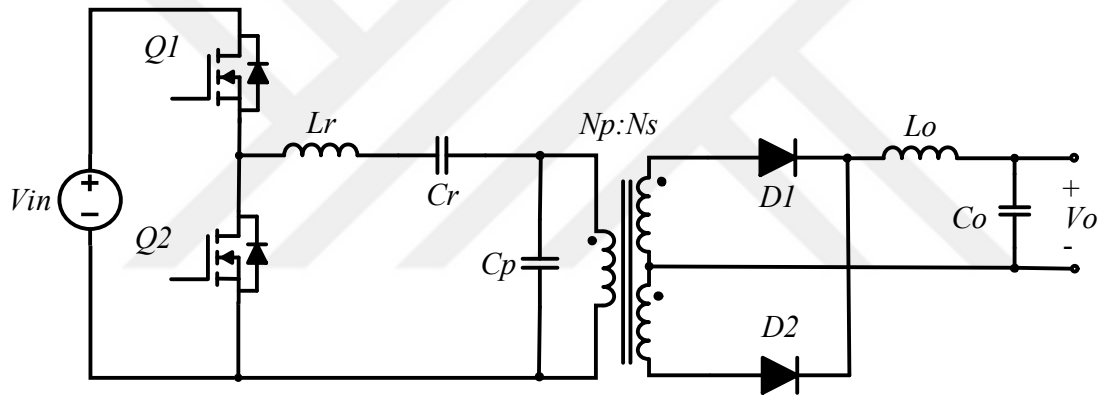
Şekil 2.13 Paralel rezonans dönüştürücü kazanç eğrisi (SeyedAmouzandeh, 2015)

Seri rezonans dönüştürücüde olduğu gibi paralel rezonans dönüştürücüde de SGA yapılabilmesi için rezonans frekansının sağ tarafında kalan endüktif bölgede çalıştırılması gerekmektedir. Paralel rezonans dönüştürücü seri rezonans dönüştürücüden farklı olarak düşük yük durumunda kolay regüle edilebilir ve daha dar bir frekans aralığında çalışabilir. Anahtarlama frekansı, çıkış voltajını düzenli tutmak için çok fazla değişmez. Böylece paralel rezonans dönüştürücülerde hafif yük sorunu ortadan kalkmış olur. Seri rezonans dönüştürücüye göre dezavantajı ise yüksek sirkülasyon enerjisidir. Paralel rezonans dönüştürücüde yük rezonans kapasitansına paralel bağlı olduğu için düşük yüklerde bile seri rezonans tankı oldukça düşük bir empedansa sahiptir. Bu durumda dolayı yüksüz durumda bile sirkülasyon akımı yüksektir ve iletim kayıpları meydana gelir. Bir diğer dezavantajı ise

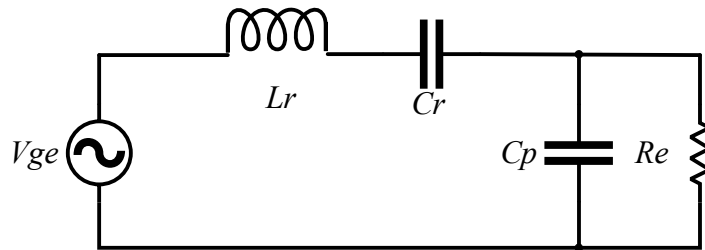
transformatörün ikincil tarafı voltaj kaynağı gibi davranır. Bu nedenle çıkışta bir filtreleme endüktansı kullanılması zorunludur.

### 2.3.3. Seri-paralel rezonans dönüştürücü (SPRC)

Seri-paralel rezonans dönüştürücü; rezonans endüktansı ( $L_r$ ), seri rezonans kapasitansı ( $C_r$ ) ve paralel rezonans kapasitansı ( $C_p$ )'nin birbirine seri bağlanması ile meydana gelen rezonans tankından oluşur. Paralel rezonans kapasitansı yükü paralel bağlıdır. Şekil 2.14'te görüldüğü üzere seri-paralel rezonans dönüştürücü, seri rezonans dönüştürücü ve paralel rezonans dönüştürücünün kombinasyonundan oluşur. Bu nedenle her iki dönüştürücünün avantajlarından yararlanır. Şekil 2.14'te seri-paralel rezonans dönüştürücü devre yapısı, Şekil 2.15'te ise seri-paralel rezonans dönüştürücü AA eşdeğer devresi gösterilmiştir.



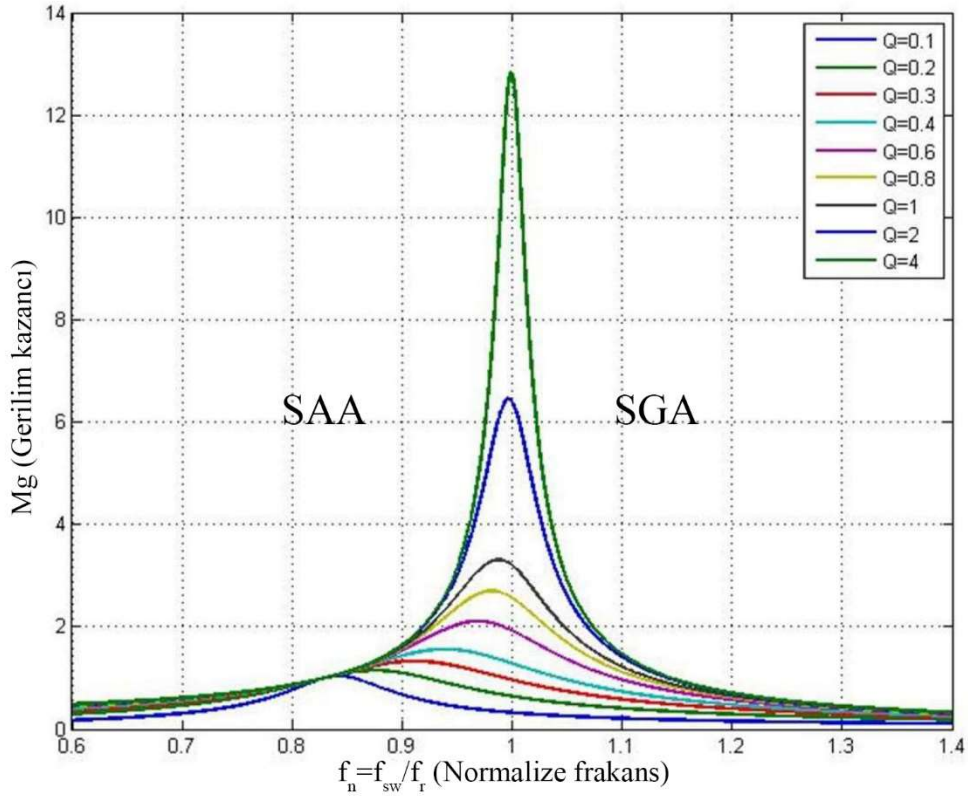
Şekil 2.14 Seri-paralel rezonans dönüştürücü devre yapısı



Şekil 2.15 Seri-paralel rezonans dönüştürücü AA eşdeğer devresi

Seri-paralel rezonans dönüştürücüde yük seri rezonans endüktansı ve seri rezonans kapasitansından oluşan rezonans tankına seri bağlanmıştır. Paralel rezonans dönüştürücüyle

karşılaştırıldığında sirkülasyon enerjisi çok daha azdır. Sahip olduğu paralel rezonans kapasitansı sayesinde yüksüz koşullarda da çıkış gerilimini regüle edebilir. Şekil 2.16'da seri-paralel rezonans dönüştürücünün kazanç eğrisi görülmektedir.



Şekil 2.16 Seri-paralel rezonans dönüştürücü kazanç eğrisi (SeyedAmouzandeh, 2015)

Seri-paralel rezonans dönüştürücünün de SRC ve PRC'de olduğu gibi SGA yapılabilmesi için rezonans frekansının sağ tarafında kalan endüktif bölgede çalıştırılması gerekmektedir. Seri-paralel rezonans dönüştürücüde, seri rezonans dönüştürücüdeki gibi düşük yüklerde frekansın çok fazla artırılmasına gerek kalmaz bundan dolayı düşük yüklerde gerilim regülasyonu sağlanabilir. Bir diğer avantajı ise paralel rezonans dönüştürücüye göre harcanan kayıp enerji azdır. Seri ve paralel dönüştürücülerin avantajlarına sahip olmasına karşın seri-paralel rezonans dönüştürücünün geniş giriş gerilimi aralığında yüksek anahtarlama kayıplarından dolayı iletim kayıpları fazladır.

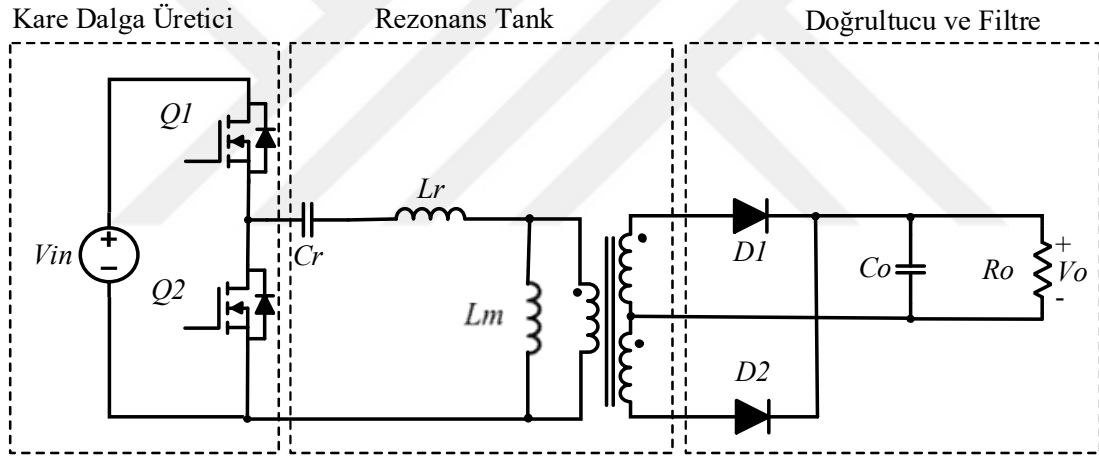
SRC, PRC ve SPRC incelendiğinde bu dönüştürücülerin birbirlerine karşı avantaj ve dezavantajları bulunmaktadır. Bu dönüştürücülerin ortak dezavantajı yüksek giriş geriliminde iletim ve anahtarlama kayıplarının yüksek olmasıdır. Bu nedenle bahsedilen dezavantajların olmadığı ve endüstride kullanımı yaygınlaşan bir topoloji olan LLC rezonans dönüştürücü günümüzde popüleritesi giderek artan bir dönüştürücüdür.

### 3. DA-DA LLC REZONANS DÖNÜŞTÜRÜCÜ

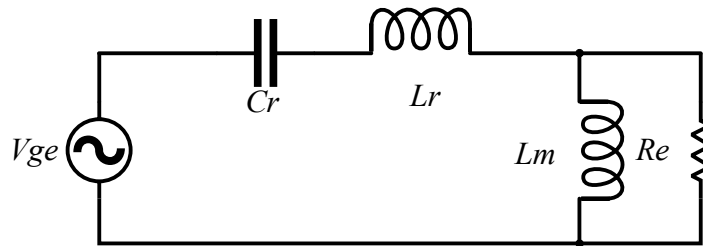
Temel rezonans dönüştürücülerden SRC, PRC ve SPRC'nin avantaj ve dezavantajları önceki bölümde anlatılmıştır. Bu dönüştürücüler incelendiğinde yüksek ve geniş giriş gerilimi aralığında dezavantajlı olduğu görülmektedir. Bu bölümde ise temel rezonans dönüştürücülerdeki dezavantajları minimize eden DA-DA LLC rezonans dönüştürücü kapsamlı bir şekilde incelenecektir.

#### 3.1. DA-DA LLC Rezonans Dönüştürücünün Yapısı

DA-DA LLC rezonans dönüştürücünün temel devre yapısı Şekil 3.1'de gösterilmiştir. Şekil 3.2'de ise LLC rezonans dönüştürücü AA eşdeğer devresi gösterilmiştir. Bu topoloji şekil 3.1'den de görüleceği üzere; kare dalga üretici, rezonans tankı, doğrultucu ve filtre olmak üzere üç ana bileşenden oluşur.



Şekil 3.1 DA-DA LLC rezonans dönüştürücünün temel devre yapısı (Choi, 2007)



Şekil 3.2 LLC rezonans dönüştürücü AA eşdeğer devresi

### 3.1.1. Kare dalga üretici

İki adet anahtarlama elemanının birleşiminden oluşur, genellikle anahtarlama elemanı olarak MOSFET kullanılır. Kullanılan MOSFET sayısına bağlı olarak iki anahtar kullanılarak yarım köprü ve dört anahtar kullanılarak tam köprü kare dalga üretici elde edilebilir. İki anahtarlı yapıda anahtarlar anahtarlama periyodunun yarısında çalışarak birbirleriyle çakışmayacak şekilde %50 doluluk oranıyla sürülürler. Anahtarların ortak bağlantı noktasında oluşan kare dalga gerilim rezonans tankına giriş olarak uygulanmaktadır. Anahtarlar ilettime geçerken her bir anahtarın iletim sinyali arasında küçük bir ölü zaman süresi bırakılır. Bu sayede hem anahtarlar aynı anda ilettime geçmez hem de anahtarlar yumuşak anahtarlama yapabilir.

### 3.1.2. Rezonans tank

Rezonans tank devresi rezonans endüktansı ( $L_r$ ), paralel endüktans ( $L_m$ ) ve rezonans kapasitansı ( $C_r$ ) olmak üzere üç temel bileşenden oluşmaktadır. Pratikte genellikle rezonans endüktansı ( $L_r$ ) transformatörün kaçak endüktansından, paralel endüktans ( $L_m$ ) ise transformatörün manyetizasyon endüktansından elde edilir.

$L_r$  primer ve sekonder kaçak endüktanslarının kombinasyonundan oluşur. Gerçekte transformatörde bu şekilde bir sargı yoktur. Ancak transformatör yüksek frekanslarda çalıştığı için kaçak endüktansların reaktansı yüksek olur ve rezonans endüktansı olarak kullanılır. Transformatörün sekonder sargıları kısa devre edildiğinde primer tarafından ölçülen endüktans değeri yaklaşık olarak  $L_r$  'ye eşit olur. Aynı şekilde  $L_m$  transformatörün manyetizasyon endüktansıdır, transformatörün sekonder tarafı açık devre edilerek primer tarafından ölçülen endüktans değeri yaklaşık olarak  $L_m$  'ye eşittir (Choi, 2007).

Kare dalga üreticinde üretilen gerilim rezonans tankın girişine uygulanır. Rezonans tankta dolaşan enerji transformatör yardımıyla yüke aktarılır. Rezonans tank girişine kare dalga uygulanmasına rağmen yüksek dereceli harmonikler süzülür ve çıkışta sadece sinüzoidal akımların akmasına izin verilir.

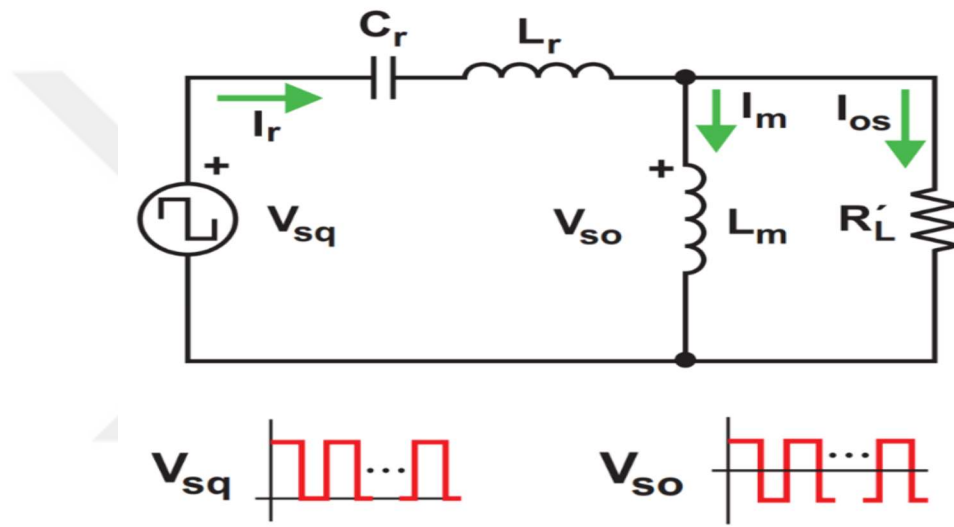
### 3.1.3. Doğrultucu ve filtre

Transformatör yardımıyla izole edilen sinüzoidal akım sekonder tarafından yüke aktarılır. Sekonder tarafında bulunan iki diyot ile orta uçlu tam dalga doğrultucu oluşturulur

ve diyotlar yardımıyla doğrultma işlemi yapılır. Son olarak çıkış kapasitansı ile doğrultulan gerilim filtrelenir ve yüke aktarılır.

### 3.2. DA-DA LLC Rezonans Dönüştürücünün Gerilim Transfer Fonksiyonu

DA-DA LLC rezonans dönüştürücünün AA eşdeğer devresini oluşturmak ve gerilim transfer fonksiyonunu elde etmek kuşkusuz dönüştürücünün temel çalışma prensibini daha iyi açıklayacaktır. Dönüştürücünün transfer fonksiyonu gerilim kazancını ifade etmektedir ve giriş-çıkış gerilimleri arasındaki matematiksel ifadedir. Dönüştürücünün eşdeğer devresi Şekil 3.3'te verilmiştir.



Şekil 3.3 DA-DA LLC rezonans dönüştürücü eşdeğer devresi (Huang, 2010)

Şekil 3.3'te verilen eşdeğer devrede;  $I_m$  manyetizasyon akımı,  $I_{os}$  eşdeğer çıkış akımı,  $I_r$  rezonans tank akımı  $R'_L$  ise eşdeğer yük direncidir. Eşdeğer devre giriş gerilimi  $V_{sq}$  ve  $L_m$  üzerine düşen gerilim  $V_{so}$  kare dalgadır. Bu kare dalga gerilimler, denklemleri oluşturmayı ve transfer fonksiyonunu elde etmeyi kolaylaştırmak için durum uzayı gibi bazı yaklaşımlar kullanılmaktadır. Durum uzayı yaklaşımı, PWM anahtarlama yöntemi kullanılan dönüştürücülerin modelinin oluşturulmasında başarılı bir şekilde kullanılmaktadır. Fakat bu yaklaşım rezonans dönüştürücülerin modellenmesinde olumsuz sonuçlar vermiştir. Bu nedenle tasarımcılar farklı bir yaklaşım arama yoluna gitmişlerdir (Huang, 2010).



Eşitlik 3.2'deki gibi hesaplanır. Burada  $V_{DC}$  dönüştürücü giriş gerilimini ( $V_{in}$ ) ifade eder (Huang, 2010).

$$v_{ge}(t) = \frac{2}{\pi} \times V_{DC} \times \sin(2\pi f_{sw} t) \quad (3.1)$$

$$V_{ge} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \times V_{DC} \quad (3.2)$$

$V_{oe}$  ise  $V_{so}$ 'nun temel bileşenidir.  $V_{oe}$ , kare dalga çıkış geriliminin temel harmonik gerilimidir ve Eşitlik 3.3'te verilmiştir.  $V_{oe}$ 'nin RMS değeri ise Eşitlik 3.4'teki gibi hesaplanır.  $\varphi_v$ ,  $V_{oe}$  ile  $V_{ge}$  arasındaki faz açısıdır.

$$v_{oe}(t) = \frac{4}{\pi} \times n \times V_o \times \sin(2\pi f_{sw} t - \varphi_v) \quad (3.3)$$

$$V_{oe} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \times n \times V_o \quad (3.4)$$

$I_{oe}$  ise  $I_{os}$ 'nin temel bileşenidir.  $I_{oe}$  Eşitlik 3.5'te verilmiştir.  $I_{oe}$ 'nin RMS değeri ise Eşitlik 3.6'daki gibi hesaplanır.  $\varphi_i$ ,  $i_{oe}$  ile  $v_{oe}$  arasındaki faz açısıdır.

$$i_{oe}(t) = \frac{\pi}{2} \times \frac{1}{n} \times I_o \times \sin(2\pi f_{sw} t - \varphi_i) \quad (3.5)$$

$$I_{oe} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \times \frac{1}{n} \times I_o \quad (3.6)$$

Eşdeğer yük direnci  $R_e$  Eşitlik 3.7'de verilmiştir.

$$R_e = \frac{V_{oe}}{I_{oe}} = \frac{8 \times n^2}{\pi^2} \times \frac{V_o}{I_o} = \frac{8 \times n^2}{\pi^2} \times R_L \quad (3.7)$$

Devredeki açısız frekans Eşitlik 3.8'deki gibidir.

$$\omega = \omega_{sw} = 2\pi f_{sw} \quad (3.8)$$

Rezonans tank elemanlarından  $C_r$  'nin kapasitif reaktansı Eşitlik 3.9'da,  $L_r$  'nin endüktif reaktansı Eşitlik 3.10'da ve  $L_m$  'nin endüktif reaktansı Eşitlik 3.11'de verilmiştir.

$$X_{C_r} = \frac{1}{\omega C_r} \quad (3.9)$$

$$X_{L_r} = \omega L_r \quad (3.10)$$

$$X_{L_m} = \omega L_m \quad (3.11)$$

Manyetizasyon akımının RMS değeri Eşitlik 3.12'de verilmiştir.

$$I_m = \frac{V_{oe}}{\omega L_m} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \times \frac{n \times V_o}{\omega L_m} \quad (3.12)$$

Rezonans tank akımı Eşitlik 3.13'te verilmiştir.

$$I_r = \sqrt{I_m^2 + I_{oe}^2} \quad (3.13)$$

Dönüştürücü kazancı Eşitlik 3.14'te verilmiştir.

$$M_{g\_DC} = \frac{n \times V_o}{V_{in} / 2} = \frac{n \times V_o}{V_{DC} / 2} \quad (3.14)$$

Şekil 3.3 incelendiğinde Eşitlik 3.14, Eşitlik 3.15'teki gibi yazılabilir.

$$M_{g\_DC} \approx M_{g\_sw} = \frac{V_{so}}{V_{sq}} \quad (3.15)$$

Şekil 3.3 incelendiğinde  $V_{so}$  ve  $V_{sq}$  'nun temel bileşenleri alınırsa Eşitlik 3.15 ifadesi Eşitlik 3.16 ifadesindeki gibi olur.

$$M_{g\_DC} \approx M_{g\_sw} \approx M_{g\_AC} = \frac{V_{oe}}{V_{ge}} \quad (3.16)$$

$M_{g\_AC}$  simgesini sadeleştirme adına bundan sonra bu ifade için  $M_g$  simgesi kullanılacaktır.

Şekil 3.4'teki  $V_{oe}$  ve  $V_{ge}$  arasındaki ilişki Eşitlik 3.17'deki gibidir. Denklemde  $j$  ifadesi  $\sqrt{-1}$  olarak alınır.

$$M_g = \frac{V_{oe}}{V_{ge}} = \left| \frac{jX_{L_m} \parallel R_e}{(jX_{L_m} \parallel R_e) + j(X_{L_r} - X_{C_r})} \right| = \left| \frac{j\omega L_m \parallel R_e}{(j\omega L_m \parallel R_e + j\omega L_r + 1/j\omega C_r)} \right| \quad (3.17)$$

Eşitlik 3.14 kullanılırsa çıkış gerilimi Eşitlik 3.18'deki gibi olur.

$$V_o = M_g \times \frac{1}{n} \times \frac{V_{in}}{2} \quad (3.18)$$

Eşitlik 3.18'de görüldüğü üzere  $M_g$ ,  $n$  ve  $V_{in}$  değerleri bilindiğinde çıkış gerilimi rahatlıkla bulunabilir.

Eşitlik 3.17'deki ifade açılarak yazılacak olursa kazanç ifadesi Eşitlik 3.19'daki gibi olur.

$$M_g = \left| \frac{\frac{(j\omega L_m)R_e}{(j\omega L_m) + R_e}}{\frac{1}{j\omega C_r} + j\omega L_r + \frac{(j\omega L_m)R_e}{(j\omega L_m) + R_e}} \right| \quad (3.19)$$

Eşitlik 3.19'da paydalar eşitlenerek denklem düzenlendiğinde;

$$= \left| \frac{\frac{(j\omega L_m)R_e}{(j\omega L_m) + R_e}}{\frac{(j\omega L_m) + R_e}{(j\omega C_r)(j\omega L_m + R_e)} + \frac{(j\omega L_r)(j\omega C_r)(j\omega L_m + R_e)}{(j\omega C_r)(j\omega L_m + R_e)} + \frac{(j\omega L_m)R_e(j\omega C_r)}{(j\omega C_r)(j\omega L_m + R_e)}} \right| \quad (3.20)$$

$$= \left| \frac{\frac{(j\omega L_m)R_e}{(j\omega L_m) + R_e}}{\frac{(j\omega L_m) + R_e}{(j\omega C_r)(j\omega L_m + R_e)} + \frac{(-\omega^2 L_r C_r)(j\omega L_m + R_e)}{(j\omega C_r)(j\omega L_m + R_e)} + \frac{(-\omega^2 L_m C_r R_e)}{(j\omega C_r)(j\omega L_m + R_e)}} \right| \quad (3.21)$$

Pay ve paydadaki  $(j\omega L_m) + R_e$  ifadesi sadeleştirildiğinde;

$$= \left| \frac{(j\omega L_m)R_e}{\frac{j\omega L_m}{(j\omega C_r)} + \frac{R_e}{(j\omega C_r)} - \frac{j\omega^3 L_r C_r L_m}{(j\omega C_r)} - \frac{(\omega^2 L_r C_r R_e)}{(j\omega C_r)} - \frac{(\omega^2 L_m C_r R_e)}{(j\omega C_r)}} \right| \quad (3.22)$$

$(j\omega C_r)$  ifadesi paya taşındığında;

$$= \left| \frac{(j\omega L_m)(R_e)(j\omega C_r)}{(j\omega L_m) + R_e - j\omega^3 L_r C_r L_m - (\omega^2 L_r C_r R_e) - (\omega^2 L_m C_r R_e)} \right| \quad (3.23)$$

Pay ve payda (-) paranteze alınıp Eşitlik düzenlendiğinde;

$$= \left| \frac{-(\omega^2 L_m C_r R_e)}{-(-j\omega L_m + j\omega^3 L_r C_r L_m - R_e + \omega^2 L_r C_r R_e + \omega^2 L_m C_r R_e)} \right| \quad (3.24)$$

Pay ve paydadaki (-)'ler birbirini götürüp reel ve imajiner kısımlar ortak düzenlendiğinde;

$$= \left| \frac{(\omega^2 L_m C_r R_e)}{R_e [\omega^2 C_r (L_m + L_r) - 1] + j\omega L_m (\omega^2 L_r C_r - 1)} \right| \quad (3.25)$$

Eşitlik 3.25'te pay ve payda  $(\omega_r^2 L_r C_r R_e)$  ifadesine bölüldüğünde eşitliğin pay kısmı;

$$= \left| \frac{(\omega^2 L_m C_r R_e)}{(\omega_r^2 L_r C_r R_e)} \right| = \left| \left( \frac{\omega}{\omega_r} \right)^2 \left( \frac{L_m}{L_r} \right) \right| \quad (3.26)$$

Eşitlik 3.25'te paydanın reel kısmı  $(\omega_r^2 L_r C_r R_e)$  ifadesine bölüldüğünde;

$$= \left| \frac{R_e [\omega^2 C_r (L_m + L_r) - 1]}{(\omega_r^2 L_r C_r R_e)} \right| = \left| \frac{R_e [\omega^2 C_r (L_m + L_r)]}{(\omega_r^2 L_r C_r R_e)} - \frac{R_e}{(\omega_r^2 L_r C_r R_e)} \right| \quad (3.27)$$

Eşitlik 3.27'deki ifade sadeleştirildiğinde;

$$= \left| \frac{\omega^2 (L_m + L_r)}{\omega_r^2 L_r} - \frac{1}{\omega_r^2 L_r C_r} \right| \quad (3.28)$$

Eşitlik 3.28'de  $\omega_r^2$  yerine  $\omega_r = 1/\sqrt{LC}$  ifadesinden yola çıkarak  $\omega_r^2 = 1/LC$  ifadesi yazıldığında;

$$= \left| \frac{\omega^2 (L_m + L_r)}{\omega_r^2 L_r} - \frac{1}{(1/L_r C_r) L_r C_r} \right| = \left| \frac{\omega^2 (L_m + L_r)}{\omega_r^2 L_r} - 1 \right| \quad (3.29)$$

Eşitlik 3.25'te paydanın imajiner kısmı ( $\omega_r^2 L_r C_r R_e$ ) ifadesine bölüldüğünde;

$$= \left| \frac{\omega L_m (\omega^2 L_r C_r - 1)}{\omega_r^2 L_r C_r R_e} \right| \quad (3.30)$$

Eşitlik 3.30 ayrı paydalarda yazıldığında;

$$= \left| \frac{\omega^3 L_m L_r C_r - \omega L_m}{\omega_r^2 L_r C_r R_e} \right| \quad (3.31)$$

Eşitlik 3.31  $\left(\frac{\omega}{\omega_r} \frac{L_m}{L_r} \frac{1}{R_e}\right)$  ortak paranteze alındığında;

$$= \left| \left(\frac{\omega}{\omega_r} \frac{L_m}{L_r} \frac{1}{R_e}\right) \left(\frac{\omega^2 L_r}{\omega_r} - \frac{1}{\omega_r C_r}\right) \right| \quad (3.32)$$

Eşitlik 3.32'de  $(\omega^2 L_r / \omega_r)$  ifadesinin pay ve paydası ( $\omega_r$ ) ile çarpılıp, ( $\omega_r$ ) yerine  $(1/\sqrt{LC})$  yazıldığında;

$$= \left| \frac{\omega}{\omega_r} \frac{L_m}{L_r} \frac{1}{R_e} \left(\frac{\omega^2}{\omega_r^2} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} - \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}\right) \right| \quad (3.33)$$

Eşitlik 3.33 düzenlendiğinde;

$$= \left| \frac{\omega}{\omega_r} \frac{L_m}{L_r} \frac{1}{R_e} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \left(\frac{\omega^2}{\omega_r^2} - 1\right) \right| \quad (3.34)$$

Son durumda Eşitlik 3.25 için elde edilen pay kısmı, paydanın reel kısmı ve paydanın imajiner kısmı yerine yazıldığında Eşitlik 3.35 elde edilir.

$$M_g = \left| \frac{\left(\frac{\omega}{\omega_r}\right)^2 \left(\frac{L_m}{L_r}\right)}{\frac{\omega^2 (L_m + L_r)}{\omega_r^2 L_r} - 1 + j \frac{\omega}{\omega_r} \frac{L_m}{L_r} \frac{1}{R_e} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \left(\frac{\omega^2}{\omega_r^2} - 1\right)} \right| \quad (3.35)$$

Eşitlik 3.35'te kazanç ifadesi karmaşık bir yapıdadır. Bu ifadeyi daha basite indirmek için  $f_{sw}$  anahtarlama frekansının  $f_r$  rezonans frekansına bölünmesi ile elde edilen normalize frekans ( $f_n$ ) Eşitlik 3.36'da verilmiştir.

$$f_n = \frac{f_{sw}}{f_r} \quad (3.36)$$

Eşitlik 3.35'i basitleştirmek için iki parametre daha vardır. Bunlar Eşitlik 3.37'deki endüktans oranı ( $L_n$ ) ve Eşitlik 3.38'deki kalite faktörü ( $Q_e$ )'dir.

$$L_n = \frac{L_m}{L_r} \quad (3.37)$$

$$Q_e = \frac{\sqrt{L_r / C_r}}{R_e} \quad (3.38)$$

Eşitlik 3.36, Eşitlik 3.37 ve Eşitlik 3.38 ifadeleri Eşitlik 3.35'te yerine yazılırsa kazanç ifadesinin sadeleşmiş şekli Eşitlik 3.39'daki gibi olur.

$$M_g = \left| \frac{f_n^2 L_n}{f_n^2 (L_n + 1) - 1 + j f_n L_n Q_e (f_n^2 - 1)} \right| \quad (3.39)$$

Eşitlik 3.39'da pay ve payda ( $f_n^2 L_n$ ) ifadesine bölüldüğünde;

$$M_g = \left| \frac{1}{1 + \frac{1}{L_n} \left(1 - \frac{1}{f_n^2}\right) + j Q_e \left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)} \right| \quad (3.40)$$

Elde edilen Eşitlik 3.40'ın son nihai değeri Eşitlik 3.41'deki gibi olur.

$$M_g = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{1}{L_n} \left(1 - \frac{1}{f_n^2}\right)\right)^2 + \left(Q_e \left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)\right)^2}} \quad (3.41)$$

Sonuç olarak giriş ve çıkış gerilimleri arasındaki ilişki  $f_n, L_n, Q_e$  değerlerine bağlı olan gerilim kazancı ifadesi Eşitlik 3.42'deki gibi yazılabilir.

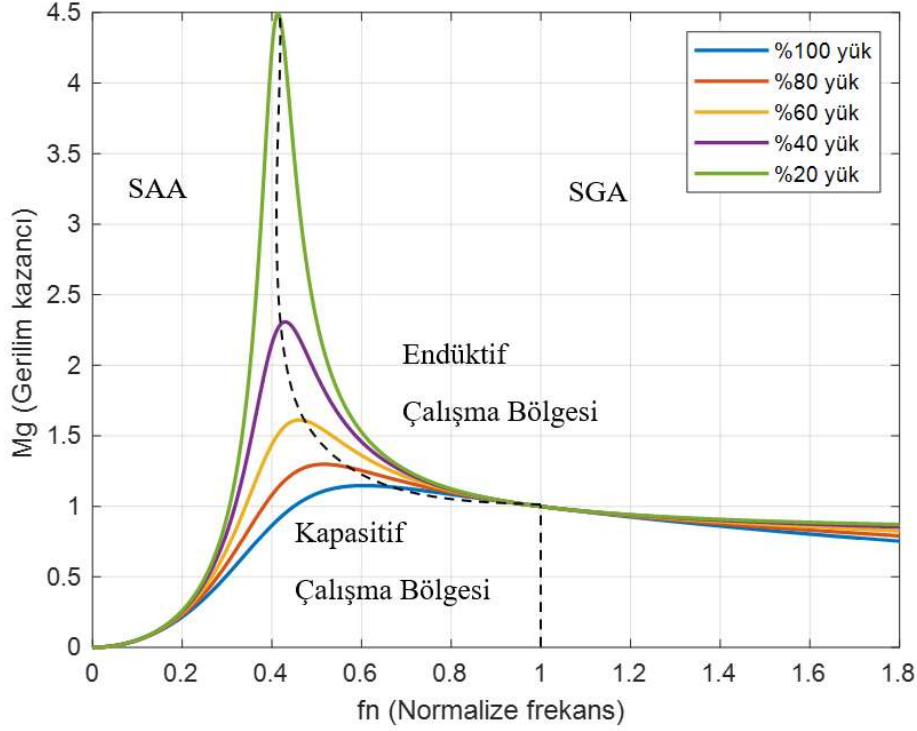
$$V_o = M_g \times \frac{1}{n} \times \frac{V_{in}}{2} = M_g(f_n, L_n, Q_e) \times \frac{1}{n} \times \frac{V_{DC}}{2} \quad (3.42)$$

### 3.3. DA-DA LLC Rezonans Dönüştürücünün Çalışması

DA-DA LLC rezonans dönüştürücü yükün ihtiyaç duyduğu akım ve gerilimi sağlamak için frekans modülasyonu tekniğini kullanır. Bu tekniğe göre kare dalga üretici bloğunda yer alan MOSFET'ler %50 doluluk oranı ve değişken çalışma frekansı ile sürülür.

DA-DA LLC rezonans dönüştürücü frekans kontrollü bir dönüştürücüdür. Temel çalışması rezonans tanka uygulanan kare dalganın frekansı değiştirildiğinde rezonans tankın çalışma noktasındaki empedansı da değiştirilmiş olur ve bu yöntemle istenen güç çıkışa aktarılır.

DA-DA LLC rezonans dönüştürücünün kazanç ifadesi (Eşitlik 3.39) kullanılarak MATLAB programında tipik kazanç grafiği elde edilmiş ve Şekil 3.5'te gösterilmiştir.



Şekil 3.5 DA-DA LLC rezonans dönüştürücünün tipik kazanç grafiği

Şekil 3.5'te görüldüğü üzere kesikli çizgi eğrilerin tepe noktalarını birleştirmektedir. Bu kesikli çizginin çizmiş olduğu sınır grafiği endüktif çalışma bölgesi ve kapasitif çalışma bölgesi olmak üzere iki bölgeye ayırmaktadır. Endüktif bölgede rezonans tank akımı rezonans tank geriliminden geridedir ve bu bölgede SGA gerçekleşir. Kapasitif bölgede is rezonans tank akımı rezonans tank geriliminden ileridedir ve bu bölgede SAA gerçekleşir. MOSFET kullanımında genellikle SGA tercih edilmektedir. Bu sebepten dolayı SGA'nın sağlanması için çalışma frekans aralığının endüktif bölge sınırları içerisinde olması gerekmektedir. Kapasitif bölgeye geçişi önlemek için çalışma frekansının minimum değeri, kapasitif çalışma bölgesi ve endüktif çalışma bölgesini ayıran tepe kazanç frekansı ile sınırlandırılmalıdır (Fairchild, 2014; Lu ve ark., 2006; Çetin, 2017).

SGA yapılabilmesi için MOSFET'lerin kazanç eğrilerinin tepe noktalarının sağ tarafında kalan ve eğimin pozitif olduğu endüktif bölgede çalıştırılması gerekmektedir. LLC dönüştürücünün devre yapısından dolayı bu bölgede daha dar bir frekans değişim aralığı ile geniş bir aralıkta kazanç sağlanır. Bu da LLC dönüştürücünün geniş giriş gerilim aralığında yüksek verimlere ulaşabilmesini sağlar (Sharma ve Barve , 2012).

Şekil 3.5'teki kazanç grafiğine göre dönüştürücünün kazancı çalışma frekansına ve yüke bağlı olarak değişmektedir. Yük arttıkça kazanç azalmakta, buna bağlı olarak ulaşılabilecek maksimum kazanç miktarı düşmekte ve anahtarlama frekansı da azalmaktadır. Yük azaldıkça kazanç artmakta, buna bağlı olarak ulaşılabilecek maksimum kazanç miktarı artmakta ve anahtarlama frekansı da artmaktadır. Kazanç eğrisinde görüldüğü üzere tüm yükler için kazanç eğrilerinin kesiştiği nokta olan rezonans noktasında anahtarlama frekansı rezonans frekansına eşittir ve kazanç tüm yük durumları için 1'dir. Bu sebeple LLC dönüştürücü yapısında çalışma frekansı rezonans frekansına yakın bölgelerde olmaktadır.

DA-DA LLC rezonans dönüştürücünün en büyük üstünlüğü; yüksek akım çalışma koşulu ile yüksüz akım çalışma koşulu arasındaki geniş yük bandında, dar bir anahtarlama frekans aralığında çalışmaya imkân tanınmasıdır. Bu da küçük bir frekans değişimi ile geniş bir çıkış gerilimi ayarı yapma olanağı sağlar.

### 3.4. DA-DA LLC Rezonans Dönüştürücünün Kazanç Eğrisi

DA-DA LLC rezonans dönüştürücünün kazancı, devrenin giriş ve çıkış gerilimi arasındaki ilişkiyi ifade etmektedir. Önceki bölümde Eşitlik 3.39'da kazanç ifadesi THY yöntemine dayanılarak elde edilmişti.

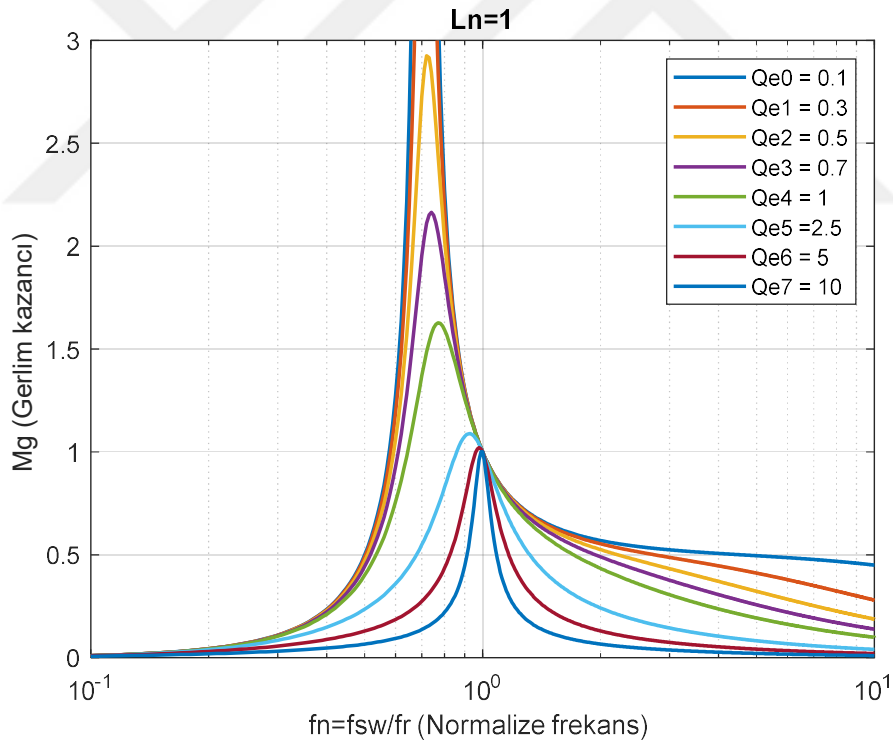
$M_g$  gerilim kazanç fonksiyonu reel ve imajiner kısımları olan karmaşık bir fonksiyondur. Fonksiyonda reel kısım gerilim kazanç değerini vermekte, imajiner kısım ise faz farkı açısını vermektedir. Dönüştürücüde anahtarlama frekansı rezonans frekansa eşit olduğunda  $f_n = 1$  olur.  $M_g$  gerilim kazanç değeri Eşitlik 3.43'teki gibi olur (Huang, 2010).

$$M_g = \left| \frac{1}{1 + \frac{1}{L_n} \left(1 - \frac{1}{1^2}\right) + jQ_e \left(1 - \frac{1}{1}\right)} \right| = 1 \quad (3.43)$$

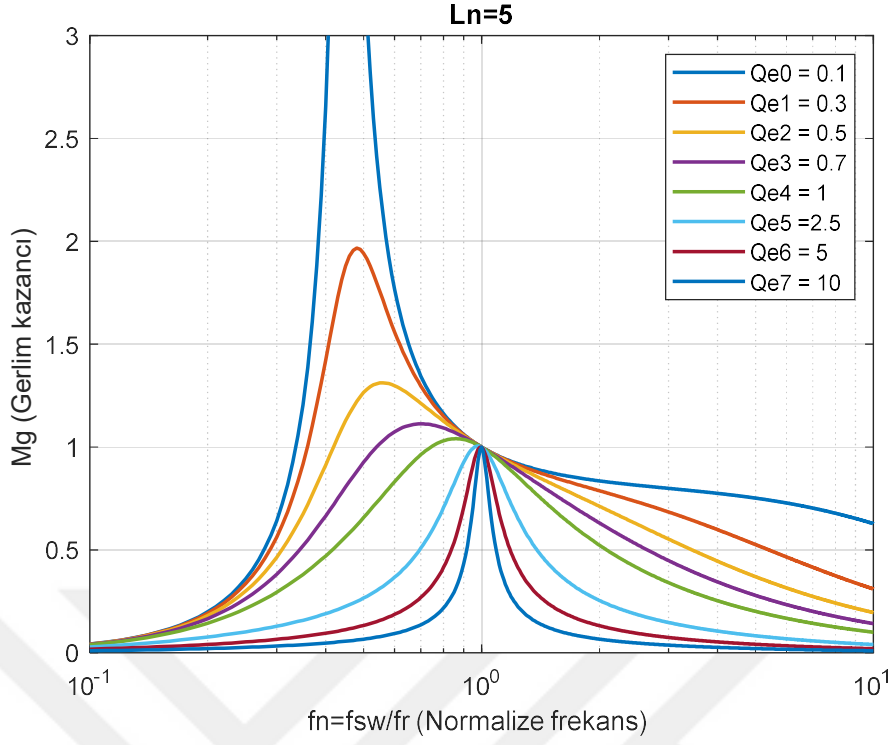
Eşitlik 3.43'ten de görüleceği üzere anahtarlama frekansının rezonans frekansa eşit olduğu durumda  $M_g$  gerilim kazancı 1 olur. Bu durumda  $M_g$  gerilim kazancı  $Q_e$ 'nin değerinden, buna bağlı olarak ta  $R_e$ 'nin değerinden bağımsız olur. Dolayısıyla anahtarlama frekansının rezonans frekansa eşit olduğu durumda gerilim kazancı yük değişiminden bağımsızdır. Anahtarlama frekansı rezonans frekansa yakın bölgelerde çalıştırıldığında  $Q_e$

'nin değeri hesaba katılır fakat etkisi az olur. Bu sebepten dolayı anahtarlama frekansı rezonans frekansa yakın seçilir ve böylece yük değişimlerinde frekans değişimi az olur ve anahtarlama dar bir frekans aralığında yapılır (Yang, 2003; Huang, 2010).

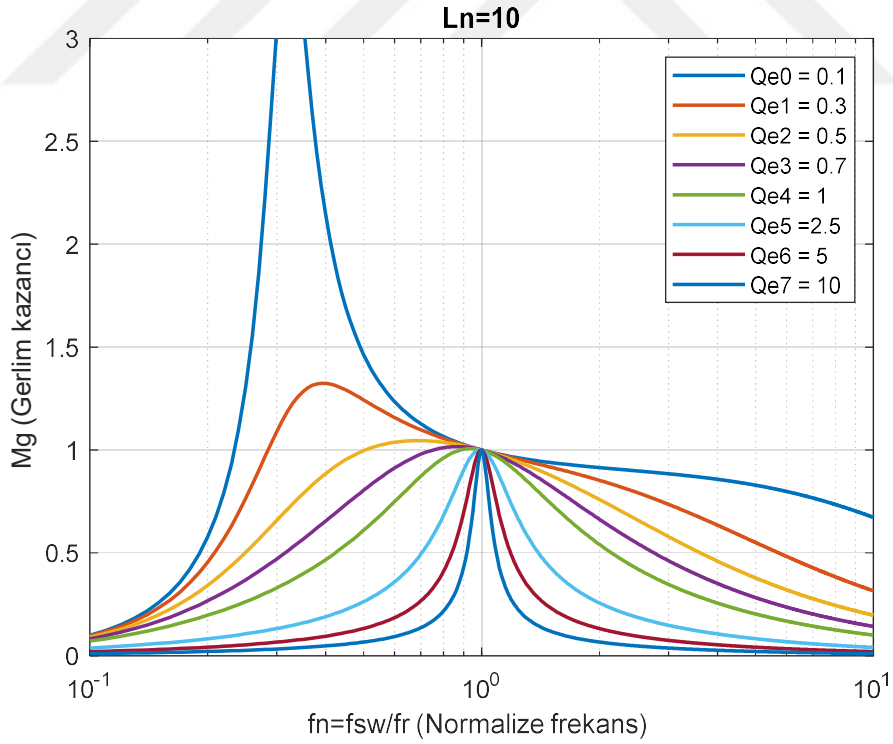
DA-DA LLC rezonans dönüştürücünün  $M_g$  gerilim kazancı;  $L_n$  endüktans oranı,  $Q_e$  kalite faktörü ve  $f_n$  normalize frekans değerlerine bağlıdır. Dönüştürücü tasarlandığında  $L_n$  ve  $Q_e$  sabit olduğundan yalnızca  $f_n$  değeri değişken olacaktır.  $f_n$  değeri anahtarlama frekansına ve rezonans frekansa bağlıdır. Dönüştürücünün rezonans frekansı sabit olduğu için yalnızca anahtarlama frekansının değişimi ile dönüştürücünün çıkış gerilimi kontrolü sağlanır.  $M_g$  gerilim kazanç fonksiyonunun davranışını gözlemleyebilmek için  $M_g$  'nin normalize frekansa ( $f_n$ ) göre değişimi;  $L_n$  ve  $Q_e$  'nin farklı değerleri için MATLAB programında oluşturulmuş ve Şekil 3.6, Şekil 3.7 ve Şekil 3.8'de verilmiştir.



Şekil 3.6 Gerilim kazanç fonksiyonunun  $L_n=1$  ve farklı  $Q_e$  değerleri için grafiği



Şekil 3.7 Gerilim kazanç fonksiyonunun  $L_n=5$  ve farklı  $Q_e$  değerleri için grafiği



Şekil 3.8 Gerilim kazanç fonksiyonunun  $L_n=10$  ve farklı  $Q_e$  değerleri için grafiği

Şekil 3.6, Şekil 3.7 ve Şekil 3.8’de  $L_n$  değerinin 1,5 ve 10 olarak belirlendiği,  $Q_e$  değerinin ise 0,1-10 değerleri arasında değiştiği aralıkta gerilim kazanç grafikleri çizdirilmiştir. Grafiklerde  $Q_e$  değerinin düşük olduğu değerler hafif yükleri ifade etmekte,  $Q_e$  değerinin yüksek olduğu değerler ise ağır yükleri ifade etmektedir. Yine tüm grafiklerde görüleceği üzere normalize frekansın ( $f_n$ ) 1’e eşit olduğu durumlarda bütün kazanç eğrileri bu noktadan geçmektedir. Bu nokta rezonans frekans noktasıdır ve  $M_g$  gerilim kazancı 1’dir. Bu noktada rezonans devresi empedansı sıfır olduğu için  $L_r$  ve  $C_r$  üzerinde gerilim düşümü olmaz ve giriş gerilimi doğrudan yüke aktarılır. Dolayısıyla kazanç yükten bağımsız olarak 1’dir. Bu sebeple tasarım yapılırken anahtarlama frekansı rezonans frekansına yakın olacak şekilde tasarım yapılır (Huang, 2010).

Şekil 3.6, Şekil 3.7 ve Şekil 3.8’de görüldüğü üzere  $L_n$  değeri sabitken  $Q_e$  değeri arttığında kazanç eğrisi daralmakta ve dolayısıyla kontrol frekans aralığı da daralmaktadır. Ayrıca  $Q_e$  arttıkça kazancın tepe noktası  $f_n$ ’nin 1 olduğu noktaya doğru kayar. Kazancın tepe noktasının küçülmesi SGA yapmayı olumsuz etkiler. Değişken  $L_n$  değerleri için  $Q_e$  sabit olduğunda ise  $L_n$  değeri azalır ise kazanç eğrisi daralır. Dar bir kazanç eğrisi, frekans kontrol aralığının da dar olması demektir. Bu durumda kazanç eğrisinin tepe noktası artar. Bu durum SGA yapmayı olumlu yönde etkiler.

### 3.5. DA-DA LLC Rezonans Dönüştürücünün Çalışma Modları

DA-DA LLC rezonans dönüştürücünün kazancı  $f_n$ ,  $L_n$ ,  $Q_e$  parametrelerine bağlıdır. Dönüştürücü için iki ayrı rezonans frekansı mevcuttur. Bunlardan birincisi  $L_r$  ve  $C_r$  arasında oluşan  $f_{r1}$  rezonans frekansı, ikincisi  $L_r$  ve  $L_m$  ile  $C_r$ ’nin birlikte oluşturduğu  $f_{r2}$  rezonans frekansdır. Nominal çalışma noktası,  $L_r$  ve  $C_r$  nin birlikte oluşturduğu  $f_{r1}$  rezonans frekansına göre belirlenir (Yang, 2003). Bu rezonans frekanslarına ait denklemler  $f_{r1}$  için Eşitlik 3.2 ve  $f_{r2}$  için Eşitlik 3.3’te belirtilmiştir.

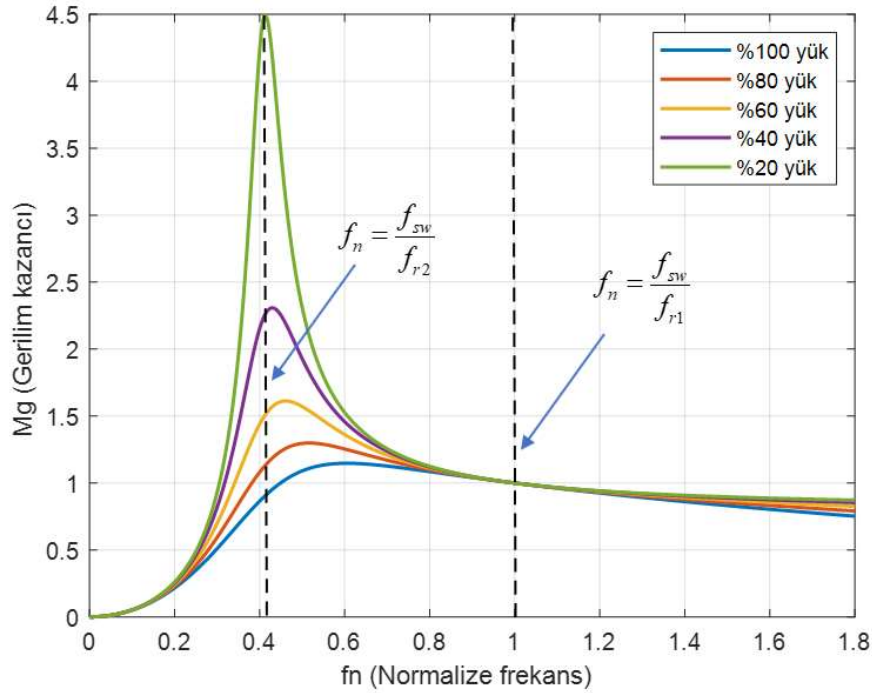
$$f_{r1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (3.2)$$

$$f_{r2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_r + L_m)C_r}} \quad (3.3)$$

Normalize edilmiş frekans olan  $f_n$ , anahtarlama frekansı ( $f_{sw}$ ) ile rezonans frekans ( $f_{r1}$ ) oranıyla elde edilmiştir. Bundan sonraki kısımlarda rezonans frekansı  $f_{r1}$  ifadesi  $f_r$  olarak isimlendirilmiş ve Eşitlik 3.4'te belirtilmiştir. Normalize frekans değeri bir olduğunda  $f_{sw} = f_r$ 'dir ve devre rezonans noktasında çalışmaktadır.  $f_{sw} > f_r$  olduğunda devre rezonans üstü bölgede çalışmakta,  $f_{sw} < f_r$  olduğunda ise devre rezonans altı bölgede çalışmaktadır.

$$f_n = \frac{f_{sw}}{f_r} \quad (3.4)$$

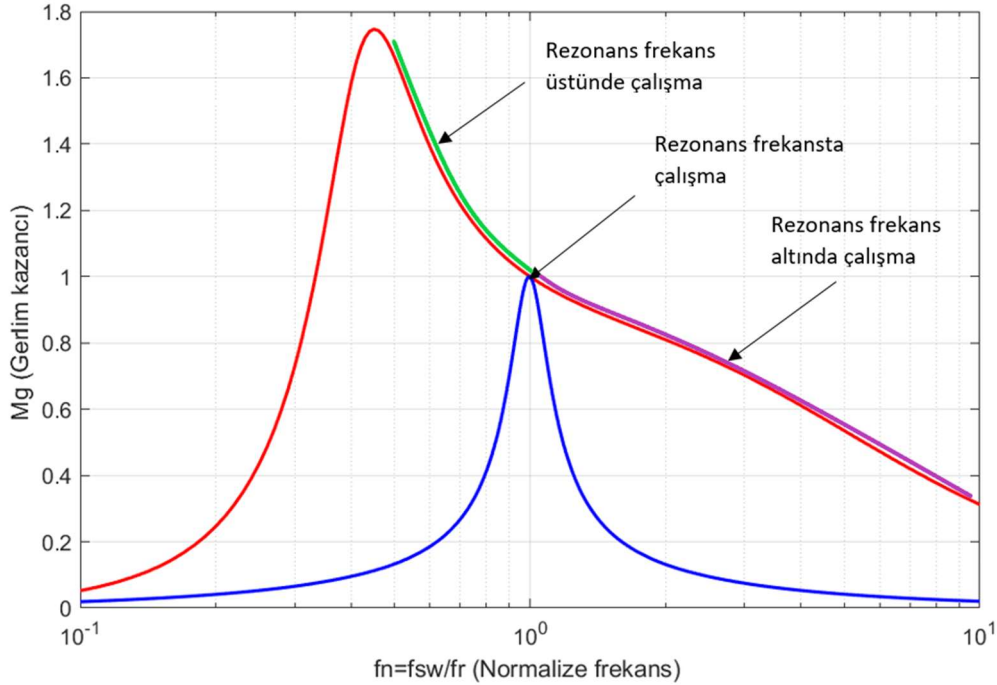
DA-DA LLC rezonans dönüştürücünün yük durumlarına göre kazanç eğrisi Şekil 3.9'da verilmiştir.



Şekil 3.9 DA-DA LLC rezonans dönüştürücünün yüke göre kazanç eğrisi

Şekil 3.9'daki kazanç eğrisi incelendiğinde, kazancın birin altında da olabildiği, birin üstünde de olabildiği görülmektedir. Bu sebeple DA-DA LLC rezonans dönüştürücü hem düşürücü dönüştürücü hem de yükseltici dönüştürücü özelliğine sahiptir (Alemdar, 2016).

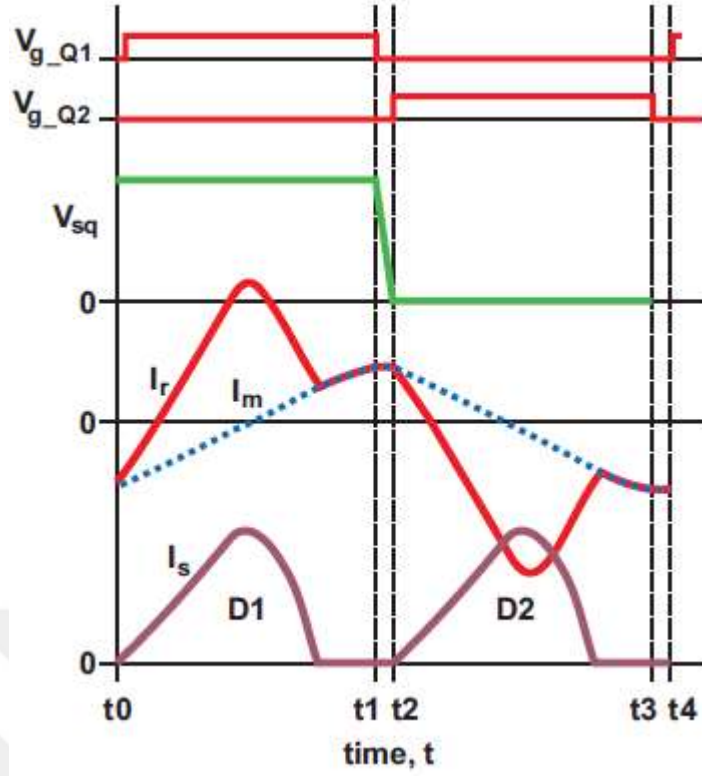
DA-DA LLC rezonans dönüştürücü anahtarlama frekansına bağlı olarak üç farklı mod da çalıştırılabilir. Şekil 3.10'da görüldüğü üzere rezonans frekans altında, rezonans frekansta ve rezonans frekans üstünde çalıştırılabilir (Rahman, 2012).



Şekil 3.10 DA-DA LLC rezonans dönüştürücünün çalışma bölgeleri (Rahman, 2012)

### 3.5.1. Rezonans frekans altında çalışma modu

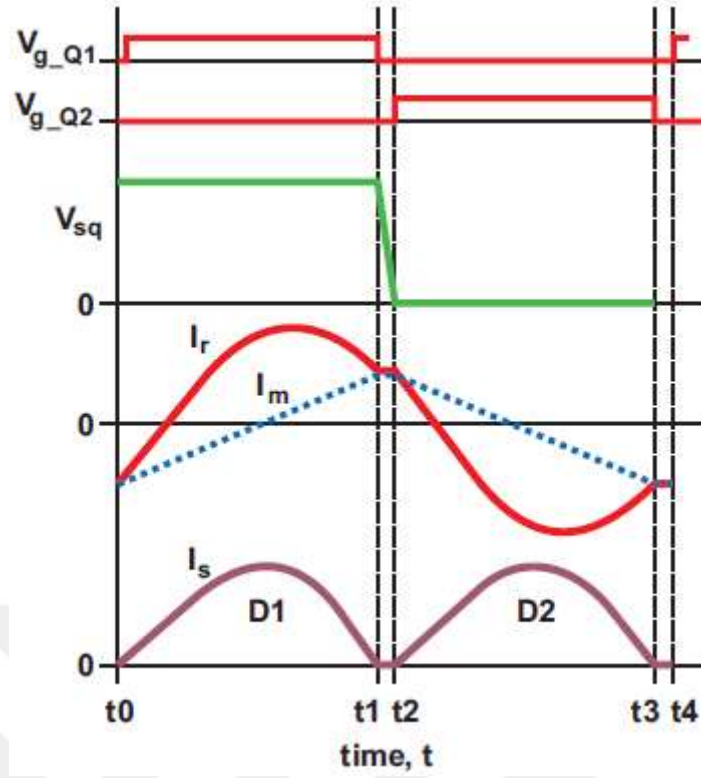
Anahtarlama periyodunun rezonans periyottan uzun olduğu çalışma modudur. Şekil 3.11'de rezonans frekansın altında çalışma modu için, akım ve gerilim dalga şekillerine ait grafik gösterilmiştir. Bu mod manyetizasyon endüktansının rezonansa katılmadığı moddur. Anahtarlama yarı döngüsü tamamlanmadan manyetizasyon akımı ( $I_m$ ), rezonans akımına ( $I_r$ ) eşit olur ve güç aktarımı anahtarlama yarı periyodu sonlanana kadar durur. Rezonans tankta birden büyük kazanç vardır. MOSFET'lerde SGA gerçekleşir. Rezonans tankta ortaya çıkan yüksek dolaşım akımı sebebiyle iletim kayıpları oluşur (Feng, 2013).



Şekil 3.11 Rezonans frekans altında çalışma modu ( $f_{sw} < f_r$ )(Huang, 2010)

### 3.5.2. Rezonans frekansta çalışma modu

Anahtarlama periyodunun rezonans periyoda eşit olduğu çalışma modudur. Şekil 3.12’de rezonans frekansta çalışma modu için, akım ve gerilim dalga şekillerine ait grafik gösterilmiştir. Bu mod manyetizasyon endüktansının rezonansa katılmadığı moddur. Rezonans tankın empedansı sıfır olur ve bu durumda tankın kazancı birdir. DA-DA LLC rezonans dönüştürücünü veriminin en yüksek olduğu mod bu moddur. Anahtarlama yarı periyodunda  $I_m$ ,  $I_r$ ’ye eşitlenir. Güç aktarımı kesintisizdir. MOSFET’lerde SGA gerçekleşir (Feng, 2013).

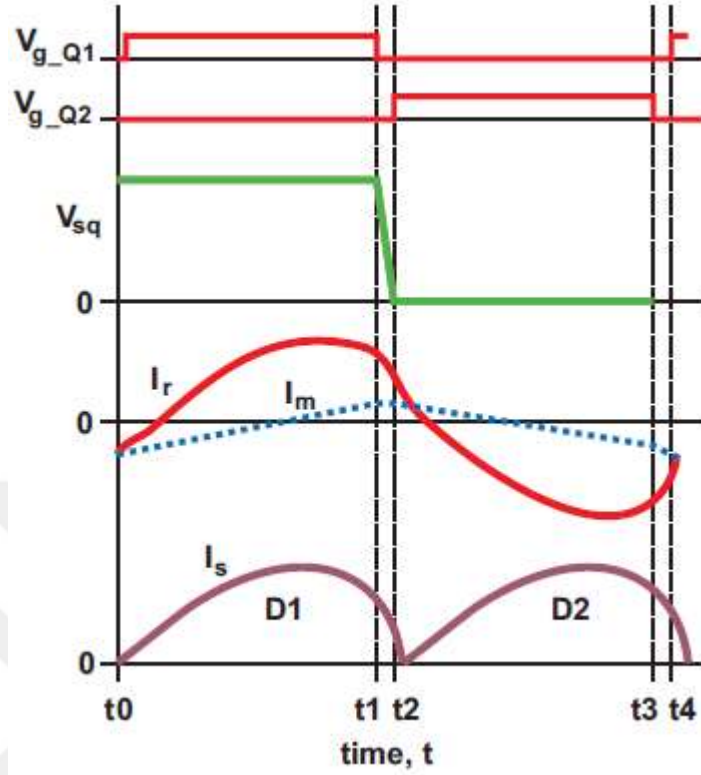


Şekil 3.12 Rezonans frekans çalışma modu ( $f_{sw} = f_r$ )(Huang, 2010)

### 3.5.3. Rezonans frekans üstü çalışma modu

Anahtarlama periyodunun rezonans periyottan kısa olduğu çalışma modudur. Şekil 3.13'te rezonans frekans üstü çalışma modu için, akım ve gerilim dalga şekillerine ait grafik gösterilmiştir. Bu mod manyetizasyon endüktansının rezonansa katılmadığı moddur.

Rezonans tankta oluşan kazanç birden küçüktür. MOSFET’lerde SGA gerçekleşir fakat kesime geçiş kayıpları yükselir. (Feng, 2013).



Şekil 3.13 Rezonans frekans üstünde çalışma modu ( $f_{sw} > f_r$ )(Huang, 2010)

## **4. DENETLEYİCİ YAPILARININ ÖZELLİKLERİ VE TASARIMLARI**

DA-DA LLC rezonans dönüştürücünün çalışması yük değişimi ve giriş gerilimi değişimi gibi çevresel etkenlerden çok kolay etkilenmektedir. Dönüştürücünün çıkış gerilimi sabit değerde tutabilmek için anahtarlama frekansının hızlı bir şekilde değiştirilmesi ve çıkış geriliminin istenen değerde sabit tutulması gerekmektedir. Bu nedenle sistemi kontrol eden bir denetleyiciye ihtiyaç duyulmaktadır.

### **4.1. Kontrol Sistemi ve Özellikleri**

Kontrol sistemi birtakım elemanların karşılıklı bağlanmasından oluşur. Sistemde bulunan elemanlar birbirlerine girişler ve çıkışlar yoluyla bağlanmaktadır. Sistemde bulunan elemanlarının görevleri, giriş -çıkışları ve sistem elemanları arasında oluşan veri transferi bloklarla gösterilir. Bloklar sebep sonuç ilişkisine göre sistem elemanlarının sıralanmasını sağlar ve sistem yapısının incelenmesine olanak verir.

#### **4.1.1.Sistem**

Belirli bir görevi yerine getirmek üzere, aralarında belirli ilişkiler bulunan, birbiriyle belirli kurallar çerçevesinde etkileşimde olan fiziksel nesnelerin bir bütün oluşturacak şekilde bir araya gelmesidir.

#### **4.1.2. Referans giriş**

Sistemle ilgili olan belirlenmiş bir görevi yerine getirmek için sisteme uygulanan, başvuru sinyalidir. Sisteme uygulanan bu başvuru sinyali sistem tarafından direkt olarak kullanılabilir.

#### **4.1.3. Açık çevrim kontrol sistemi**

Kontrol olayının kontrol sisteminin çıkışından etkilenmediği sistemlerdir. Açık çevrim kontrol sisteminde gerçekleşmesi istenen çıkış ile denetlenen çıkış arasında bir karşılaştırma yoktur. Çıkış bilgisi ölçülmez ve geri bildirim yoktur. Bu sebeple sistemin giriş bilgisi ile çıkış bilgisi arasında bir bağlantı ve etkileşim yoktur. Hassasiyet gerektirmeyen sistemlerde kullanılır.

#### 4.1.4. Kapalı çevrim kontrol sistemi

Kapalı çevrim kontrol sisteminde çıkış değişkeni, ölçüm elmanı ile ölçülür ve ölçülen büyüklük girişe uygulanarak referans değer ile karşılaştırılır. Yapılan bu karşılaştırmada hata sinyali elde edilir. Oluşan hata sinyali ve denetlenen çıkış değişkeni göz önünde bulundurularak bir denetim sinyali üretilir. Bu sisteme geri beslemeli denetim sistemi de denir. Geri besleme; pozitif (+) geri besleme ve negatif (-) geri besleme olmak üzere iki tiptir.

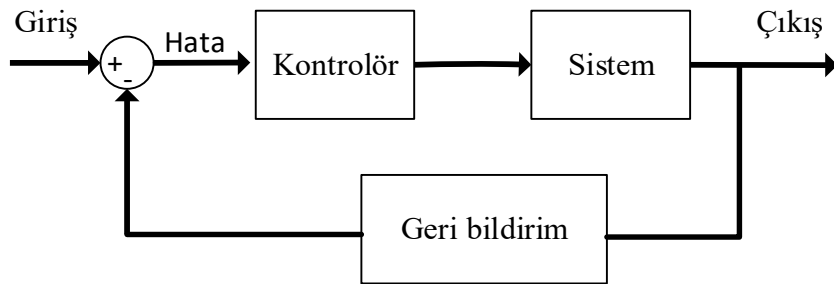
#### 4.1.5. Negatif geri besleme

Bu geri besleme türünde çıkışta meydana gelen değişimler giriş büyüklüğünün değerini ters yönde etkiler. Eğer çıkış istenilen değere yakınsa kontrol etkisi azaltılır, istenen değere uzak ise kontrol etkisi artırılır. Böylece çıkış istenilen değere getirilmiş olur. Bu geri besleme türünde her zaman giriş ile çıkış arasındaki fark alınır. Hata girişi olan bu fark çıkışı istenilen değere ulaştırmayı ve istenilen değerde sabit tutmayı sağlar. Negatif geri beslemede hata minimum değerde tutulur veya sıfır yapılmaya çalışılır.

#### 4.1.6. Pozitif geri besleme

Bu geri besleme türünde çıkışta meydana gelen değişimler giriş büyüklüğüne aynı yönde etki yapar. Dolayısıyla çıkışta bir artış meydana gelirse bu artış giriş sinyali ile toplanır ve hata sinyalini artırarak kontrol sinyalinde bir artış meydana getirir. Bu da sistemin çıkış değerine pozitif yönde etki eder ve çıkış değeri daha da yükselir. Çıkış değerindeki yükselme sistemin fiziksel sınırlarına ulaşıncaya kadar sürer ve sonunda sistem kontrolü sağlanamaz hale gelir. Pozitif geri besleme sistemdeki iç döngüler hariç kapalı çevrim denetimi için uygun değildir.

Şekil 4.1’de kapalı çevrim kontrol sistemi genel blok diyagramı gösterilmiştir.



Şekil 4.1 Kontrol sistemi genel blok diyagramı

Şekil 4.1’de gösterildiği gibi kapalı çevrim kontrol sisteminde çıkış değeri ölçülür, ölçülen bu değer denetleyiciye iletilir. Denetleyici bu değeri istenen giriş değeri ile karşılaştırır ve hata değerini hesaplar. Bu değer denetleyici tarafından işlenir ve denetleyici işlem sonunda bir karar oluşturur ve karar denetlenen sisteme iletir. Sistemde hatayı azaltıcı yönde bir değişme ortaya çıkar.

## 4.2. PI Denetleyici Yapısı

PI denetleyiciler tasarımlarının kolay olmasından dolayı birçok uygulamada kullanılmaktadırlar. Oransal P etkisi ve integral I etkisinden oluşmaktadır.

Oransal kontrollü geri beslemeli bir sistemde, hata işareti oransal kontrol katsayısı ( $K_p$ ) ile çarpılır ve çıkışta ne kadar değişim olacağı belirlenir. Başlangıçta hata çok büyük olduğu için oransal kontrol tepkisi hızlı olur, hata sinyalinin küçülmesiyle bu tepki azalır.

$$u(t) = K_p e(t) \quad (4.1)$$

Oransal kontrolde hata sinyali  $K_p$  değeri ile çarpıldığı için kontrol işareti hiçbir zaman sıfır olmayacağından sürekli hal hatası olacaktır.

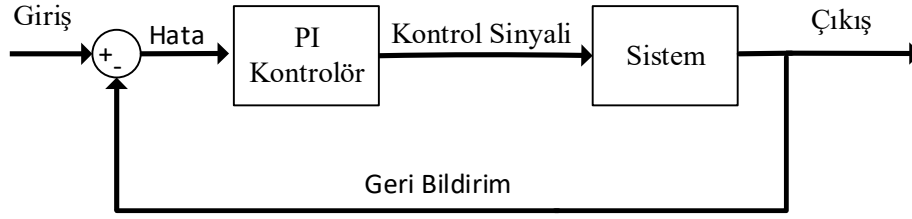
İntegral bileşeni etkisiyle pozitif hatalar gittikçe artan kontrol işareti üretirken negatif hatalar ise gittikçe azalan kontrol işareti üretir. Pozitif ve negatif hata sinyalleri sürekli toplanarak bir integral sabitiyle çarpılır ve bu kontrol sisteminde hata sinyallerinin sürekli toplanması ile bir süre sonra sürekli hal hatası sıfırlanacaktır.

$$u(k) = K_i \sum_i^k e(k) \quad (4.2)$$

$$u(t) = K_i \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (4.3)$$

PI kontrolün amacı oransal orantı bileşeni etkisiyle ilk olarak hızlıca referans değere yaklaşıp, integral bileşeni etkisiyle de kalıcı hal hatasından kurtulmaktır.

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (4.4)$$



Şekil 4.2 PI Kontrol blok şeması

Oransal denetim katsayısı  $K_p$  ve integral katsayısı  $K_i$  sistemin denetimine ait kazanç katsayılarıdır. Çizelge 4.1’de PI denetleyicinin kazanç parametrelerinin sistemin cevabına olan etkisi verilmiştir (Shyam ve ark., 2013; Khanke ve Jain, 2015).

Çizelge 4.1 Kazanç parametrelerinin etkileri

Parametre	Yükselme zamanı	Aşma	Yerleşme zamanı	Kalıcı durum hatası
$K_p$	Azalır	Artar	Az değişir	Azalır
$K_i$	Azalır	Artar	Artar	Yok edilir

Bu katsayıları ayarlamak oldukça önemlidir. Bu ayarı yapabilmek için deneme-yanılma ya da Ziegler-Nichols metodu gibi çeşitli ayar yöntemleri mevcuttur. DA-DA LLC rezonans dönüştürücü devre modeli lineer olmadığından dolayı klasik yöntemlerle denetleyicinin oransal ve integral katsayılarını bulmak oldukça zaman almaktadır. Elde edilen katsayıların da en uygun katsayılar olup olmadığı tam olarak bilinmemektedir. Dönüştürücü denetiminde kullanılan PI denetleyicinin oransal ve integral katsayılarının en uygun değerini hızlı bir şekilde bulmak ve sistemin optimum değerinde çalışmasını sağlamak için parçacık sürü optimizasyonu algoritması kullanılmıştır.

### 4.3. Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO)

Tez çalışmamızda son yıllarda kullanımı giderek yaygınlaşan bir optimizasyon yöntemi olan parçacık sürü optimizasyonu (PSO) algoritması kullanılmıştır. PSO

algoritması bireyin başka bireylerle ve çevresiyle olan etkileşimi gözlemlenerek oluşturulmuştur.

Hesaplamalarda kullanılmak üzere sürülerin davranışından esinlenerek ortaya çıkarılmış yöntemlerden biridir. PSO ilk olarak J.Kennedy ve R.C. Eberhart tarafından 1995 yılında, kuş sürülerinin davranışlarından esinlenerek kuşların hareketlerinin gözlemlenmesi neticesinde geliştirilmiş olan bir ölçüm tekniğidir (Kennedy ve Eberhart, 1995). Çok değişkenli problemler ve değer aralığı geniş olan problemlerin çözümünde sıklıkla kullanılmaktadır.

PSO sosyal bir sistemin basite indirgenmiş haldeki uygulamasından oluşur. Amacı bir kuş sürüsünün hareketleri incelenerek sürüdeki kuşların davranışlarının çevresel faktörler ve diğer kuşlardan etkilenmesinin bir uygulaması olarak düşünülebilir.

PSO oluşturulan değer aralıkları içinde rasgele bir parçacıklar sürüsü ortaya çıkarılması ile başlar ve daha sonra bu sürünün güncellenmesiyle optimum çözüme ulaşılması hedeflenir. Sürülerin güncellenmesi için, sürü içerisindeki parçacıklarla o ana kadar bulunan optimum parçacıklar karşılaştırılır ve sürünün çözüm kümesi içinde kalarak en iyi çözüme ulaşım sağlanır. Sürünün güncellenmesi sayesinde çözüme uzak olan parçacıklar elenir ve optimum çözüme ulaşmayı daha hızlı sağlayacak yeni bir parçacık sürüsü oluşturulması amaçlanır.

PSO kullanımında türev bilgisine ihtiyaç yoktur ve algoritma parametreleri diğer optimizasyon algoritmalarına göre daha azdır. PSO diğer optimizasyon algoritmalarına göre fazla hafıza gerektirmez ve uygulanması kolaydır. Parametrelerinin az olması, sonuçlara hızlı ulaşılması ve etkili bir global aramaya sahip olması diğer algoritmalarından daha üstün bir performans göstermesini sağlar. Doğrusal olmayan sistemlerin kontrollerinde sıkça kullanılan bir yöntemdir. Sistem parametrelerinin çok olduğu ve çok değişkenli sistemlere uygulandığında başarılı sonuçlar verebilmektedir. Belirtilen tüm bu olumlu özelliklerden dolayı diğer algoritmalara göre daha kullanışlı bir algoritmadır.

#### **4.3.1. Parçacık sürü optimizasyonu algoritması**

Bu algoritma; başlangıçta parçacıkların rastgele hız ve pozisyon değerleri olarak arama işlemine başlayıp güncellemeler neticesinde optimum çözümü bulmaya çalışması olarak açıklanabilir. Her bir güncellemede parçacıkların konumları en iyi iki değere göre güncellenir (Engelbrecht, 2005). Bu en iyi değerden ilki  $P_{best}$  olarak isimlendirilen, o ana kadar parçacığın elde ettiği en iyi çözüme ulaşılan koordinattır. İkinci en iyi ise  $G_{best}$  olarak

adlandırılan o ana kadar tüm parçacıklar içerisinde elde edilen en iyi çözüme ulaşılan koordinattır (Parsopoulos ve Vrahatis, 2002).

PSO algoritmasında parçacıkların hızları ve konumları her bir iterasyonda değişir. Hız güncelleme işlemi üç ana kısımdan oluşur. Hız güncelleme denkleminde birinci kısım bir önceki hızın eylemsizliğini ifade eder. Hız bir anda değişmez, maddenin bir eylemsizliği vardır. Yani mevcut bulunan hızda değişim olmaktadır. İkinci kısım ise parçacığın kendi kendine düşünmesini ve geçmiş tecrübesini ifade eden kısımdır. Üçüncü ve son kısım ise parçacıklar arasında oluşan iş birliğini gösteren sosyalleşme kısmı olarak ifade edilebilir. Bu kısım sayesinde parçacıklar sürünün tecrübesinden faydalanırlar (Xie ve ark., 2002).

PSO algoritması temel olarak üç adımdan oluşur. İlk adım; parçacıkların konum ve hızlarının oluşturulduğu adım, ikinci adım; parçacıkların hız güncellemesinin yapıldığı adım, üçüncü adım; parçacıkların konum güncellemesinin yapıldığı adımdır. Her iterasyonda parçacıklar, güncellenen hız bilgilerini de dikkate alarak konumlarını değiştirirler (Hassan ve ark., 2005). Eşitlik 4.5 ve Eşitlik 4.6 parçacıklara başlangıç konumu ve hızı atanırken kullanılan eşitliklerdir.

$$V_{ij}^{k+1} = W \times V_{ij}^k + C_1 \times r_1 (Pbest_{ij} - X_{ij}^k) + C_2 \times r_2 (Gbest_i - X_{ij}^k) \quad (4.5)$$

$$X_{ij}^{k+1} = X_{ij}^k + V_{ij}^{k+1} \quad (4.6)$$

Eşitliklerde;

- $k$  : iterasyon sayısı,
- $j$  : 1,2,...,d
- $V_{ij}^{k+1}$  =  $i$ 'inci parçacığın  $k + 1$  iterasyonundaki hızı
- $W$  =Atalet ağırlık katsayısı
- $W \times V_{ij}^k$  =Mevcut hareket(eylemsizlik bileşeni)
- $C_1$  ve  $C_2$  =Hızlandırma katsayıları
- $C_1 \times r_1 (Pbest_{ij} - X_{ij}^k)$  =Parçacığın hareketine kendi tecrübesinin etkisi
- $C_2 \times r_2 (Gbest_i - X_{ij}^k)$  = Parçacığın hareketine sürü tecrübesinin etkisi

d boyutlu problemde, sürüdeki  $i$ 'inci parçacığın konum vektörü Eşitlik 4.7'deki gibidir.

$$X_{ij} = (X_{i1}, X_{i2}, \dots, X_{id}) \quad (4.7)$$

Sürüde uygunluk değeri en iyi olan parçacık  $G_{best}$  küresel en iyi olarak tanımlanır. Sürüde her bir parçacık tarafından elde edilen en iyi uygunluk değeri ise  $P_{best}$  kişisel en iyi olarak tanımlanır. Sürüdeki  $i$ 'inci parçacığın  $P_{best}$  değeri Eşitlik 4.8'deki gibidir.

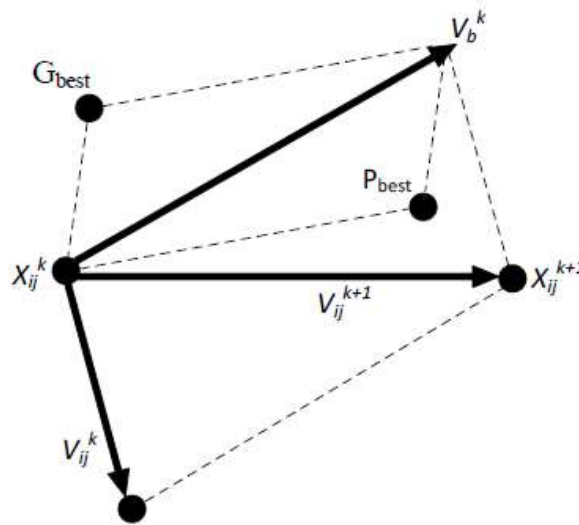
$$P_{ij} = (P_{i1}, P_{i2}, \dots, P_{id}) \quad (4.8)$$

Sürüdeki  $i$ 'inci parçacığın yer değişim(hız) vektörü Eşitlik 4.9'daki gibidir.

$$V_{ij} = (V_{i1}, V_{i2}, \dots, V_{id}) \quad (4.9)$$

Eşitlik 4.5 sonucunda  $k$ 'ıncı iterasyonda  $i$ 'inci parçacığın  $(k+1)$ 'inci hız vektörü bulunmuş olur. Eşitlik 4.6'da ise bulunan hız vektörü  $(V_{ij}^{k+1})$ ,  $i$ 'inci parçacığın  $k$ 'ıncı iterasyondaki pozisyon vektörüne eklenerek  $(k+1)$ 'inci iterasyondaki pozisyon vektörü  $(X_{ij}^{k+1})$  bulunmuş olunur. Bulunan her pozisyon vektörü problem için yeni bir çözüm önerisidir.

Bir parçacığın Eşitlik 4.5'teki üç terime bağlı olarak ve Eşitlik 4.6'daki pozisyon güncelleme eşitliğine göre hareketi Şekil 4.3'te gösterilmiştir.



Şekil 4.3 Parçacığın konum değişiminin vektörel gösterimi

Şekil 4.3'te belirtilen ifadeler aşağıda belirtilmiştir.

$X_{ij}^k = i$ 'inci parçacığın  $k$ 'inci iterasyondaki konumu

$V_{ij}^k = i$ 'inci parçacığın  $k$ 'inci iterasyondaki hızı

$G_{best}$  = Sürüdeki en iyi konuma sahip parçacığın konumu

$P_{best} = i$ 'inci parçacığın kişisel en iyi konumu

$V_b^k = k$ 'inci iterasyonda Gbest ve Pbest bileşkesi

$X_{ij}^{k+1} = i$ 'inci parçacığın  $(k+1)$ 'inci iterasyondaki konumu

$V_{ij}^{k+1} = i$ 'inci parçacığın  $(k+1)$ 'inci iterasyondaki hızı

#### 4.3.2. Parçacık sürü optimizasyonu uygunluk fonksiyonları

Denetleyici yapıları için yapılan çalışmalar arasında sıkça kullanılan uygunluk fonksiyonları, hataya bağlı olan performans kriterleridir. Bu uygunluk fonksiyonları hata karelerinin toplamı (ISE), mutlak hatanın toplamı (IAE), zaman ağırlıklı hata karelerinin toplamı (ITSE), zaman ağırlıklı mutlak hatanın toplamıdır (ITAE). Bu fonksiyonlar Eşitlik 4.10, Eşitlik 4.11, Eşitlik 4.12 ve Eşitlik 4.13'te belirtilmiştir (Alireza, 2011; Sahib ve Ahmed, 2016; Kahla ve ark., 2015).

$$ISE = \int_0^t e(t)^2 dt \quad (4.10)$$

$$IAE = \int_0^t |e(t)| dt \quad (4.11)$$

$$ITAE = \int_0^t t |e(t)| dt \quad (4.12)$$

$$ITSE = \int_0^t te(t)^2 dt \quad (4.13)$$

Uygunluk fonksiyonları içerisinde IAE ve ISE, zamanla eşit ağırlıkta hata birikimi yapmaktadır. ITAE ve ITSE uygunluk fonksiyonları ise zamana bağlı hatanın ağırlığı arttığı için uygunluk fonksiyonundaki etkisi IAE ve ISE uygunluk fonksiyonu kriterlerine göre daha fazla olması beklenmektedir (Hajisalem ve Altaş, 2014).

### 4.3.3. Parçacık sürü optimizasyonu kontrol parametreleri

PSO algoritmasında ayarlanması gereken kontrol parametresi sayısı çok fazladır. Bu algoritmada ayarlanması gereken kontrol parametrelerinden başlıcaları; parçacık sayısı, parçacık boyutu, hızlandırma katsayısı ve atalet ağırlığı katsayısı olarak tanımlanır.

1) Parçacık sayısı: Parçacık sayısında belirli bir sınırlandırma bulunmamaktadır. Çözülecek probleme göre parçacık sayısı değişiklik gösterebilir. Karmaşık ve zor bazı problemler için yüz ila iki yüz veya daha fazla sayıda parçacık kullanılabilir. Parçacıkların sayı olarak miktarı çözülecek problemin sonucunun bulunmasında en etkili unsurlardan biridir.

2) Parçacık boyutu: Parçacık boyutu problemin çözümünde optimize edilmesi istenen parametre sayısıdır.

3) Hızlandırma katsayıları: Hızlandırma katsayıları  $C_1$  ve  $C_2$  'dir. Bu katsayılardan  $C_1$ , parçacıkların  $P_{best}$  değerine doğru yönelmesini sağlar.  $C_2$  ise parçacıkların  $G_{best}$  değerine doğru yönelmesini sağlar. Hızlandırma katsayılarının çok yüksek seçilmesi sürüdeki parçacıkları olumsuz etkiler ve parçacıkların birbirlerinden uzaklaşıp ayrılmalarına neden olur. Katsayılar çok düşük seçilirse, parçacıkların hareket kabiliyetleri azalır ve bu nedenle çözüm alanı parçacıklar tarafından yeterince taranamaz. Hızlandırma katsayılarının birbirine eşit seçilme zorunluluğu olmamakla birlikte genellikle  $C_1=C_2=2$  değeri kullanılmaktadır (Valle ve ark., 2008).

4) Atalet ağırlığı katsayısı: Kennedy ve Eberhart PSO'yu ilk ortaya çıkardıklarında algoritmada atalet ağırlığı yoktu (Kennedy ve Eberhart, 1995). Daha sonra Eberhart ve Shi yaptıkları çalışmada hız güncelleme formülünün ilk kısmına bir çarpan olarak eklemişlerdir (Shi ve Eberhart, 1999). Bu katsayı her bir iterasyonda parçacıkların güncelleme hızını belirlerken o anki hızlarını da ölçekte kullanılır. Dolayısıyla bu katsayı kullanılarak parçacığın bir önceki hızının yeni hızına etkisi kontrol altına alınır. Bu katsayının değerinin uygun bir değer seçilmesi optimum çözüm için oldukça önemlidir. Katsayının görevlerinden biri de global ve lokal arama yeteneği arasındaki dengeyi sağlamaktır. Katsayının seçimi aramanın türünü etkiler. Katsayı 0,5-2,5 değerleri arasında seçilecek olursa algoritma tarafından küresel bir arama gerçekleştirilir, 0,1-0,5 değerleri arasında seçilirse algoritma tarafından yerel bir arama gerçekleşir (Tripathi ve ark., 2007). Katsayı sabit değerli de seçilebilir, başlangıçta yüksek bir değer belirlenerek

iterasyon ilerledikçe değer azaltılacak şekilde değişken olarak da kullanılabilir (Shi ve Eberhart, 1999).

PSO algoritması özetlenecek olursa:

1) İlk olarak popülasyondaki parçacıkların başlangıç hızları ve başlangıç konumları rastgele oluşturulur.

2) PSO algoritmasının uygulanacağı sisteme özgü uygunluk fonksiyonu ile popülasyondaki parçacıkların taşıdıkları parametreler birlikte değerlendirilip her bir parçacık için uygunluk değeri elde edilir.

3) Belirlenen uygunluk değerlerine göre her bir parçacık için lokal en iyi konum  $P_{best}$  ve sürünün en iyi konumu  $G_{best}$  değerleri belirlenir.

4) Her bir parçacık için uygunluk fonksiyonuna göre belirlenen  $P_{best}$  değeri bir önceki uygunluk değeri ve bir önceki konuma göre daha iyi ise yeni  $P_{best}$  değeri bu değer olur. Her iterasyonda güncelleme bu şekilde sürekli devam eder.

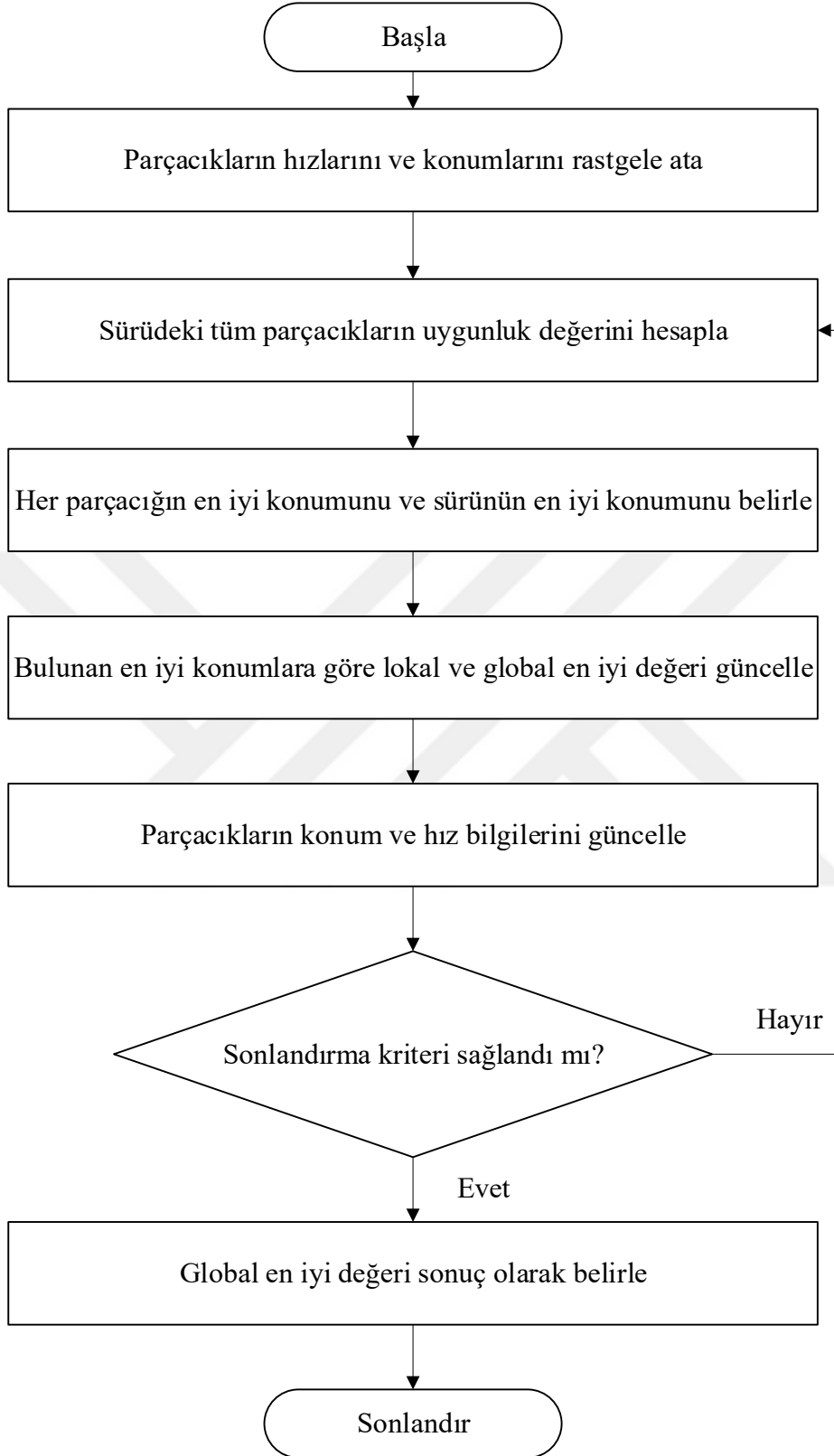
5) Belirlenen  $P_{best}$  ve  $G_{best}$  değerleri karşılaştırılır.  $P_{best}$  değeri  $G_{best}$  değerinden daha iyi olursa  $P_{best}$  değeri  $G_{best}$  olarak atanır.

6) Parçacıkların hızları ve konumları güncellenir.

7) Sonlandırma kriterleri sağlanıyorsa algoritma sonlandırılır. Sonlandırma kriteri sağlanmıyorsa 2. adımdan itibaren aynı işlemler tekrara uygulanır.

8) Sonuçta elde edilen global en iyi değer olan  $G_{best}$ , problemin optimum çözümünü olarak tayin edilir.

Şekil 4.4'te PSO akış diyagramı verilmiştir.

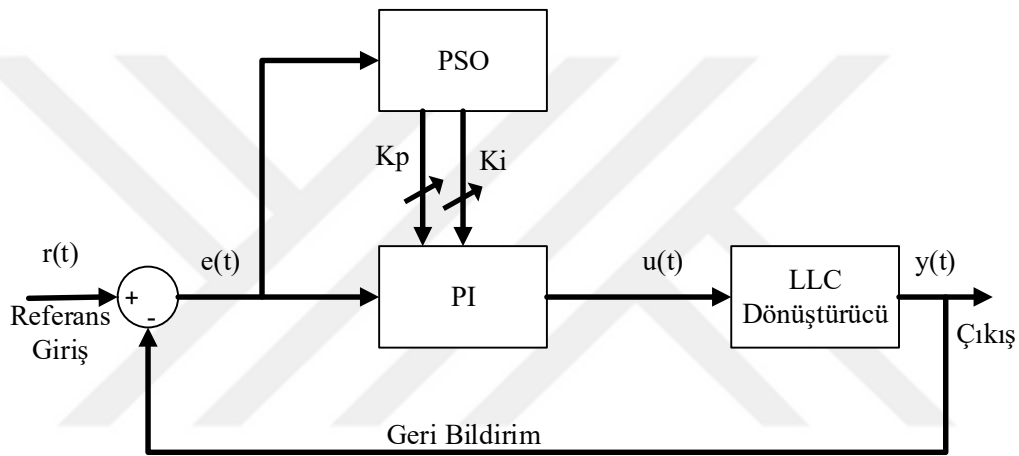


Şekil 4.4 PSO akış diyagramı

Tüm bu işlemler sonunda PSO algoritması uygulanan sisteme ait optimal sonuçlar elde edilir. Daha önceki bölümlerde de bahsedildiği üzere PSO diğer optimizasyon yöntemlerine göre daha basittir. Diğer optimizasyon yöntemlerine göre daha az iterasyonla uygun sonuca ulaşabildiği için son yıllarda birçok alanda kullanılmaktadır (Gözde ve ark., 2008).

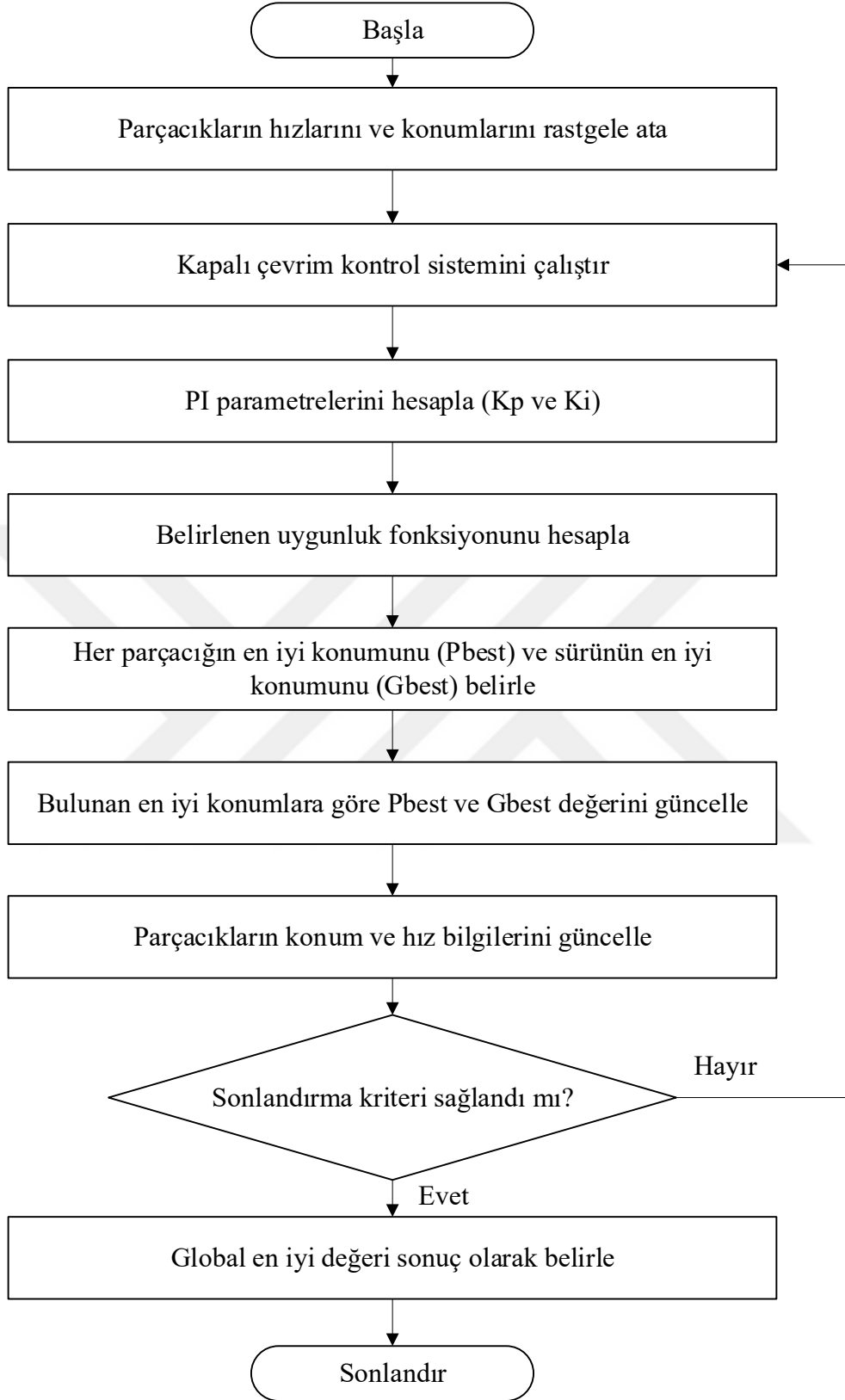
#### 4.3.4. Parçacık sürü optimizasyonu ile PI katsayılarının ayarlanması

Optimizasyon tabanlı yapay zekaya dayalı yöntemlerden biri olan PSO, PI katsayılarının ayarlanmasında kullanılmıştır. PI katsayılarının PSO ile ayarlanması ve optimize edilmesi ile ilgili blok diyagramı Şekil 4.5'te verilmiştir.



Şekil 4.5 PSO ile PI katsayılarının ayarlanması blok diyagramı

PI katsayılarının ayarlanabilmesi için uygunluk fonksiyonlarından biri seçilerek minimize edilmesi gerekmektedir. Seçilecek bu uygunluk fonksiyonu genellikle kapalı çevrim PI kontrol sisteminin performans ölçütleri arasından seçilir. En çok kullanılan ölçütler ISE, IAE, ITSE, ITAE ölçütleridir. Şekil 4.6'da PI katsayılarının PSO algoritması ile ayarlanıp optimize edilmesine dair akış diyagramı verilmiştir.



Şekil 4.6 PSO ile PI katsayılarının ayarlanması akış diyagramı

## 5. BENZETİM ÇALIŞMALARI

### 5.1. LLC Rezonans Dönüştürücünün Tasarımı

Tasarlanacak LLC rezonans dönüştürücünün özellikleri Çizelge 5.1’de verilmiştir.

Çizelge 5.1 DA-DA LLC rezonans dönüştürücü tasarım özellikleri

Tasarım Özellikleri	
Minimum Giriş Gerilimi	200V AC / 283V DC
Maksimum Giriş Gerilimi	260V AC / 368V DC
Nominal Giriş Gerilimi	230V AC / 325V DC
Çıkış Gerilimi	24V
Çıkış Gücü	480W
Rezonans Frekansı	100KHz

Transformatörün sarım oranının hesaplanması; transformatörün sarım oranının hesaplanmasında anahtarlama frekansının rezonans frekansa eşit olduğu varsayılarak nominal değerler seçilmiş ve  $M_g$  değeri 1 alınmıştır. Eşitlik 3.42 düzenlenmiş ve transformatörün sarım oranı Eşitlik 5.1’deki gibi hesaplanmıştır.  $V_f$  değeri sekonder taraftaki diyotta oluşan gerilim düşümüdür ve 0,5V olarak alınmıştır (Farchild, 2014).

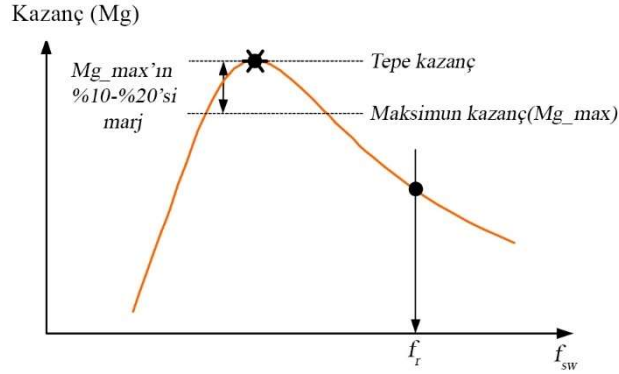
$$n = \frac{N_p}{N_s} = M_g \times \frac{1}{(V_{out} + V_f)} \times \frac{V_{in\_nom}}{2} = 1 \times \frac{1}{24,5} \times \frac{325}{2} = 6,63 \quad (5.1)$$

$N_p$  transformatörün primer sarım sayısını belirtirken,  $N_s$  transformatörün sekonder sarım sayısını belirtir.

Minimum ve maksimum kazanç değerleri; çıkış gerilim regülasyonunun sağlanması için tüm yük durumlarını sağlayacak şekilde  $M_g$  değerinin minimum ( $M_{g\_min}$ ) ve maksimum ( $M_{g\_max}$ ) değerleri Eşitlik 5.2 ve Eşitlik 5.3’teki gibi hesaplanmıştır.

$$M_{g\_min} = \frac{n \times V_{out}}{V_{in\_max} / 2} = \frac{6,63 \times 24}{368 / 2} = 0,86 \quad (5.2)$$

$$M_{g\_max} = \frac{n \times V_{out}}{V_{in\_min} / 2} = \frac{6,63 \times 24}{283 / 2} = 1,12 \quad (5.3)$$



Şekil 5.1 Tepe kazanç için marj (Choi, 2007)

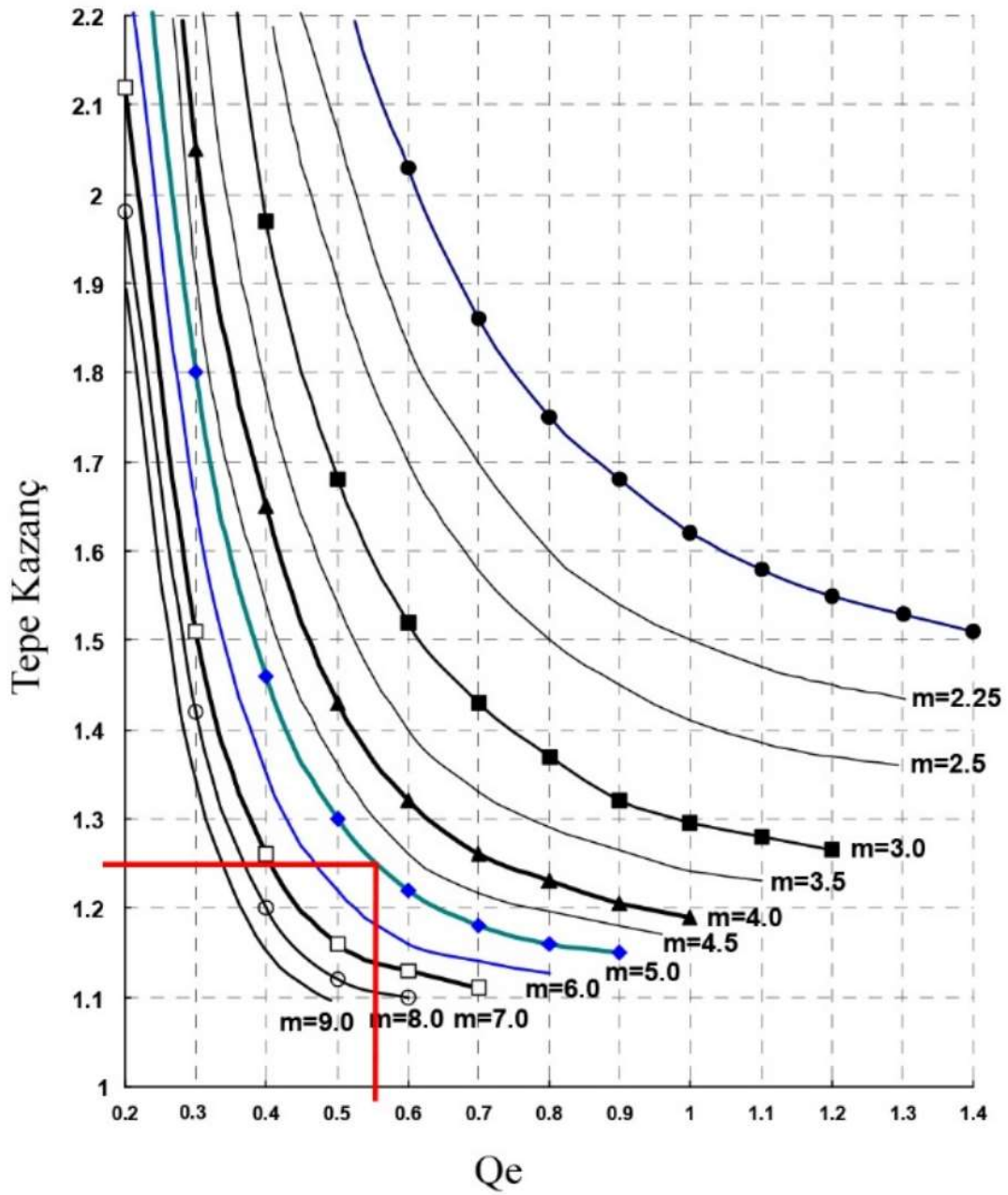
Aşırı akım durumunda endüktif bölgede çalışmayı sürdürmek için  $M_{g\_max}$  değeri %10 oranında artırılmış ve tepe kazanç değeri Eşitlik 5.4'teki gibi bulunmuştur.

$$M_{g\_max'} = 1,12 \times \%110 = 1,23 \quad (5.4)$$

Endüktans oranı ve kalite faktörü değerlerinin belirlenmesi;  $L_n$  değeri dönüştürücünün çalışma frekansını belirlemede çok önemli bir değerdir. Bu değer tipik olarak 3 ile 7 arasında seçilir (Choi, 2007). Endüktans oranı düşük seçildiğinde gerilim kazancı artar ve giriş gerilimi aralığı değişiminde frekans modülasyonu dar bir aralıkta yapılarak çıkış gerilimi kontrolü sağlanır.  $L_n$  değeri olabildiğince düşük seçilmesi ulaşılabilecek maksimum kazanç miktarını artırır. Fakat hem  $L_n$  hem de  $L_r$  değerini en düşük değerlerde seçmek  $L_m$  manyetizasyon endüktansının değerinin de düşük olmasına neden olacaktır. Bu nedenle devrede oluşan iletim kayıplarında artış meydana gelecektir (Liang ve ark. ,2005).  $L_n$  değerinin olabildiğince yüksek seçilmesi ulaşılabilecek maksimum kazanç miktarının azaltır ve daha geniş bir frekans aralığında çıkış gerilimi kontrolü sağlar.  $L_n$  değeri artarsa  $L_m$  değeri de artar bu da devrede sirkülasyon akım özelliği gösteren manyetizasyon akımının düşmesini ve iletim kayıplarının azalmasını sağlar ( Abdel Rahman, 2012). Bu nedenlerle  $L_n$  ve  $Q_e$  değerleri belirlenirken hem ulaşılabilecek en yüksek kazanç değeri hem de kayıplar göz önüne alınarak mümkün olan en uygun en uygun değerler seçilmiştir.

Dönüştürücünün tasarımında çıkış regülasyonunu sağlamak amacıyla en yüksek verimlilik hedeflenmiştir. Yapılan hesaplamalar dikkate alınarak maksimum kazancı karşılayacak  $L_n$  ve  $Q_e$  değerleri Şekil 5.2 'den yararlanarak  $L_n$  değeri 5 olarak seçilmiştir. Tepe kazanç değeri olan  $M_{g\_max}' = 1.23$  değeri için karşılık gelen  $Q_e$  değeri 0,55 olarak belirlenmiştir.

Şekil 5.2'de hesaplamalarda kullanılacak  $L_n$  değeri seçimi ve farklı  $L_n$  değerlerine karşılık gelen  $Q_e$  değerlerini gösteren tepe kazanç-kalite faktörü grafiği gösterilmiştir.



Şekil 5.2 Maksimum kazanç-kalite faktörü grafiği (Choi, 2007)

Eş değer yük direncinin bulunması; dönüştürücü maksimum yükte iken transformatörün birinci tarafına indirgenmiş eşdeğer empedansı ifade etmektedir. Eş değer yük direnci Eşitlik 5.6'daki gibi bulunmuştur.

$$I_{out} = \frac{P_{out}}{V_{out}} = \frac{480}{24} = 20A \quad (5.5)$$

$$R_e = \frac{8 \times n^2}{\pi^2} \times \frac{V_{out}}{I_{out}} = \frac{8 \times 6,63^2}{\pi^2} \times \frac{24}{20} = 42,79\Omega \quad (5.6)$$

Rezonans kapasitansı değerinin bulunması;  $C_r$  değeri anahtarlama frekansının rezonans frekansa eşit olduğu durum için hesaplanmıştır (Huang,2010). Rezonans frekansı 100kHz'dir.

$$C_r = \frac{1}{2.\pi.fr.Q_e.Re} = \frac{1}{2.\pi.100000.0,55.42,79} = 67,62nF \quad (5.7)$$

Rezonans endüktans değerinin bulunması;  $L_r$  değeri anahtarlama frekansının rezonans frekansa eşit olduğu durum için hesaplanmıştır (Huang,2010).

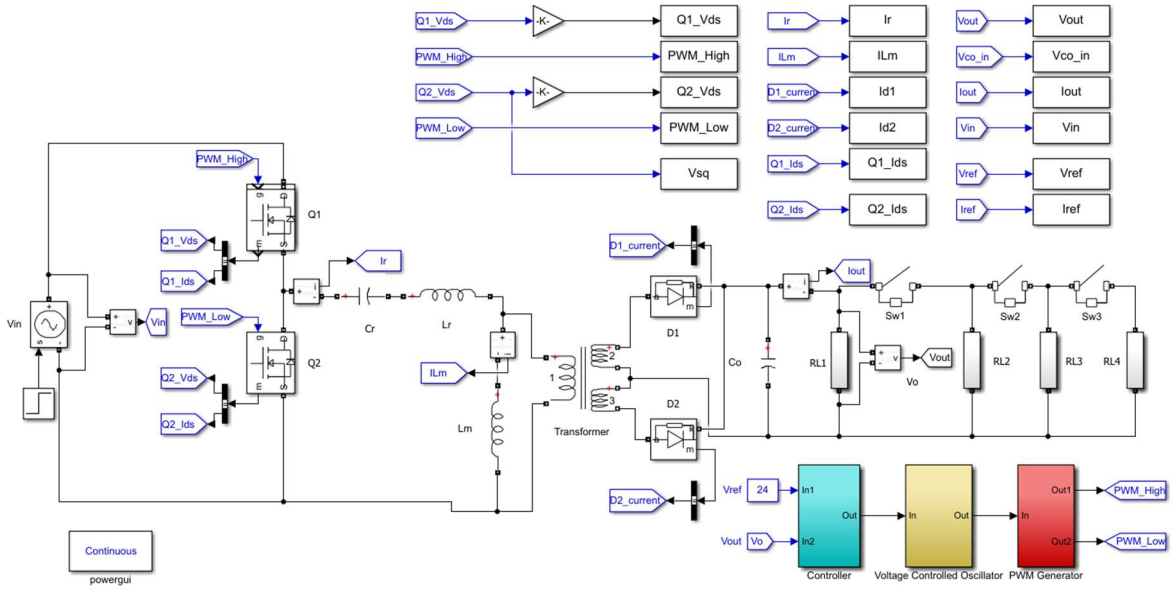
$$L_r = \frac{1}{(2.\pi.fr)^2.C_r} = \frac{1}{(2.\pi.100000)^2.67,62.10^{-9}} = 37,46\mu H \quad (5.8)$$

Manyetizasyon endüktansı değerinin bulunması; Eşitlik 3.37 düzenlenmiş ve Eşitlik 5.9'daki ifade elde edilmiştir.

$$L_m = L_n.L_r = 5.37,46.10^{-6} = 187,3\mu H \quad (5.9)$$

## 5.2. LLC Rezonans Dönüştürücünün Benzetim Çalışmaları

Teorik analizlerin doğrulanması için DA-DA LLC rezonans dönüştürücünün modellenmesi MATLAB/Simulink ortamında yapılmış ve dönüştürücünün benzetim modeli Şekil 5.3'te gösterilmiştir. Benzetim modelinin oluşturulmasında MATLAB blokları kullanılmıştır.



Şekil 5.3 DA-DA LLC rezonans dönüştürücünün MATLAB/Simulink devre modeli

Benzetim modeli oluşturulduktan sonra LLC rezonans dönüştürücünün PI parametrelerinin en uygun değerinin bulunması için PSO algoritması çalıştırılmış ve PSO parametreleri ile PSO'nun bulduğu en iyi  $G_{best}$  değeri Çizelge 5.2'de gösterilmiştir.

Çizelge 5.2 DA-DA LLC rezonans dönüştürücü için PSO parametreleri

Parçacık sayısı	20
İterasyon sayısı	$k=4$
Hızlandırma katsayıları	$C_1=C_2=2$
Global en iyi değer	$G_{best} = [0.17 \ 35000]$

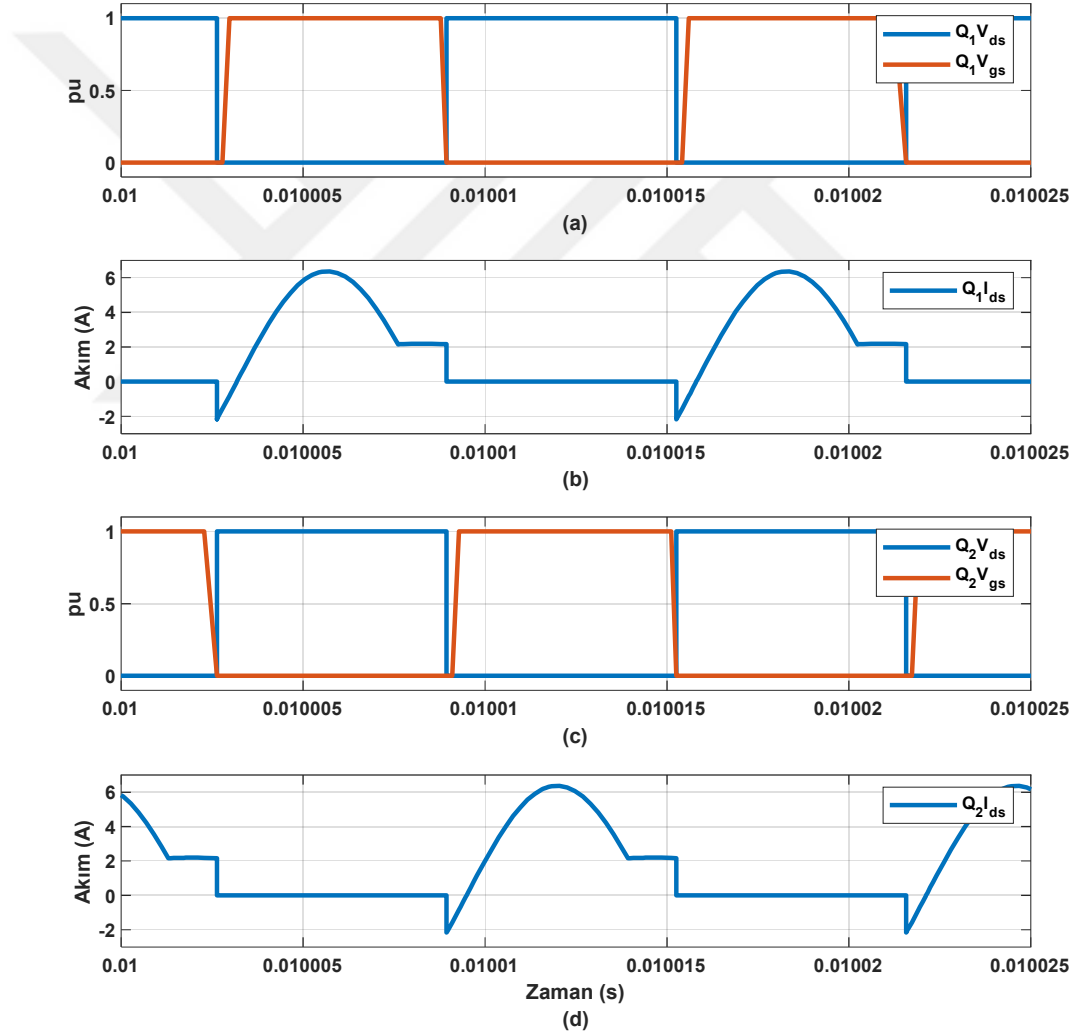
PSO'nun bulduğu  $G_{best}$  değeri PI denetleyici için en uygun  $K_p$  ve  $K_i$  değerleridir. Tüm bu verilerden yola çıkarak  $K_p = 0.17$  ve  $K_i = 35000$  alınarak LLC rezonans dönüştürücü benzetim modeli çalıştırılmıştır. Sistemin performans analizini yapmak için senaryolar hazırlanmış ve uygulanmıştır.

Tasarımı yapılan dönüştürücünün performansını test etmek için ilk olarak sistemin rezonans altı frekansta çalışması, rezonans frekansta çalışması ve rezonans üstü frekansta çalışması modlarına ait benzetim çalışmaları oluşturulmuştur. Bu çalışma modları için hem MOSFET'lere hem de LLC rezonans dönüştürücüye ait kritik dalga şekilleri detaylı olarak incelenmiştir. Daha sonra dönüştürücünün çıkış performansını test etmek için çeşitli yük

senaryoları oluşturularak nominal giriş gerilimi, minimum giriş gerilimi ve maksimum giriş gerilimi için ayrı ayrı benzetim çalışmaları yapılmıştır.

LLC rezonans dönüştürücünün tasarımı rezonans frekans noktasına göre yapılır ve dönüştürücünün rezonans frekans noktasında ya da bu noktaya yakın frekanslarda çalışması istenir. Ancak giriş gerilimi değişimi veya yük değişimi gibi etkenlerden dolayı dönüştürücü rezonans frekansının altında veya üstünde çalışabilir.

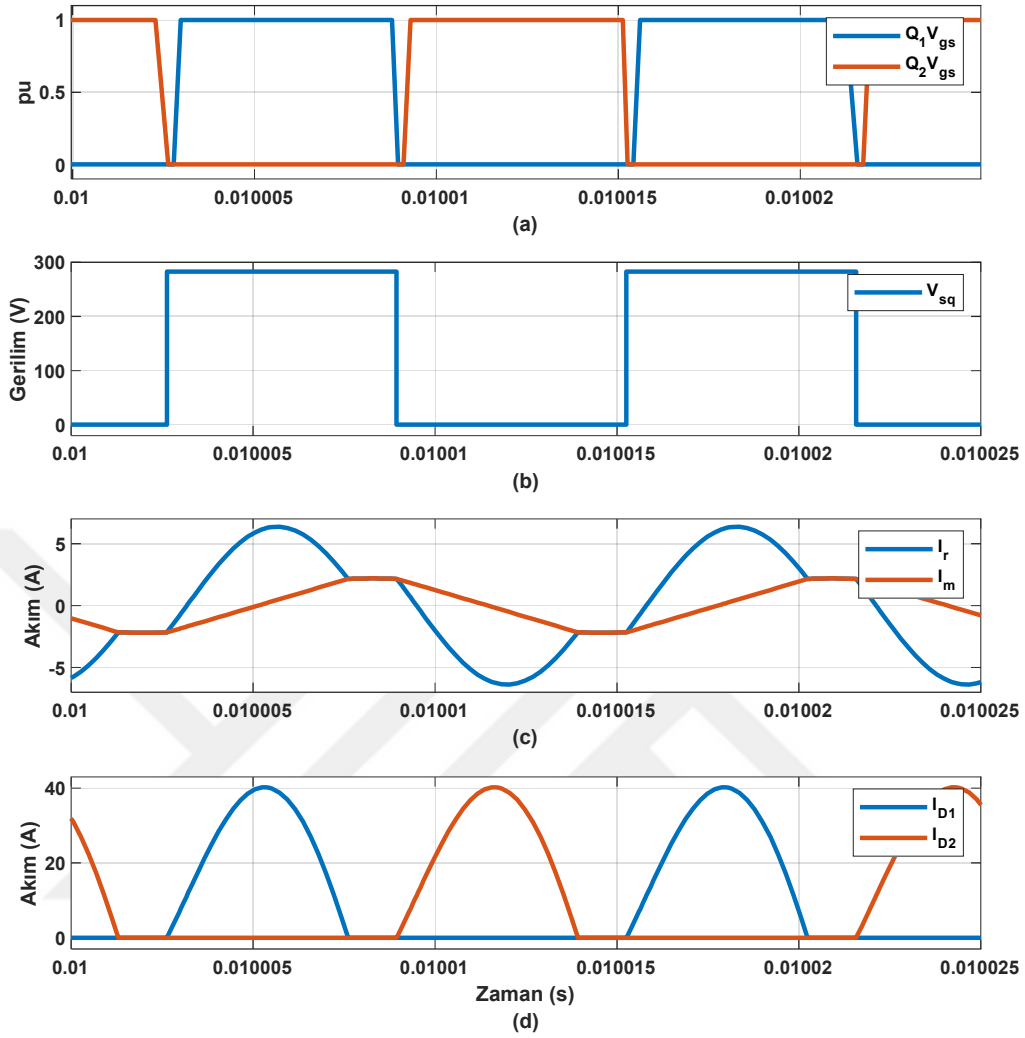
Minimum giriş gerilimi ve tam yük durumu için rezonans altı frekans çalışma modunda MOSFET'lerdeki kritik dalga şekilleri Şekil 5.4'te gösterilmiştir.



Şekil 5.4 Rezonans altı çalışma  $Q_1$  ve  $Q_2$  MOSFET kritik dalga şekilleri

Şekil 5.4(a)'da  $Q_1$  MOSFET'inin drain-source ( $V_{ds}$ ) ve gate-source ( $V_{gs}$ ) gerilimlerine ait dalga şekilleri gösterilmiştir.  $Q_1$  MOSFET'inin  $V_{ds}$  gerilimi sıfıra düştükten sonra anahtarlama sinyali  $Q_1$  MOSFET'inin gate'ine uygulanmış ve böylelikle  $Q_1$  MOSFET'inin sıfır gerilim altında iletme geçmesi sağlanmıştır. Ayrıca Şekil 5.4(b)'de gösterildiği gibi sıfır gerilimde anahtarlama  $Q_1$  MOSFET'inin drain-source akımı ( $I_{ds}$ ) ile de görülebilir.  $Q_1$  MOSFET'i  $V_{ds}$  gerilimi sıfıra düştükten sonra iletme girmiştir ve  $I_{ds}$  akımı pozitif yönde yükselmiştir. Aynı şekilde Şekil 5.4(c) ve Şekil 5.4(d)  $Q_2$  MOSFET'i için sıfır gerilimde anahtarlamanın gerçekleştiğini göstermektedir.

Minimum giriş gerilimi ve tam yük durumu için rezonans altı frekans çalışma modunda LLC rezonans dönüştürücüde oluşan kritik dalga şekilleri Şekil 5.5'te gösterilmiştir.



Şekil 5.5 Rezonans altı çalışma LLC rezonans dönüştürücü kritik dalga şekilleri

Şekil 5.5(a)'da  $Q_1$  ve  $Q_2$  MOSFET'lerinin gate-source gerilimlerine ait dalga şekilleri gösterilmiştir. Sıfır gerilimde anahtarlamamın gerçekleşmesi için bu sinyaller arasında 100ns'lik küçük bir ölü zaman bırakılmıştır.

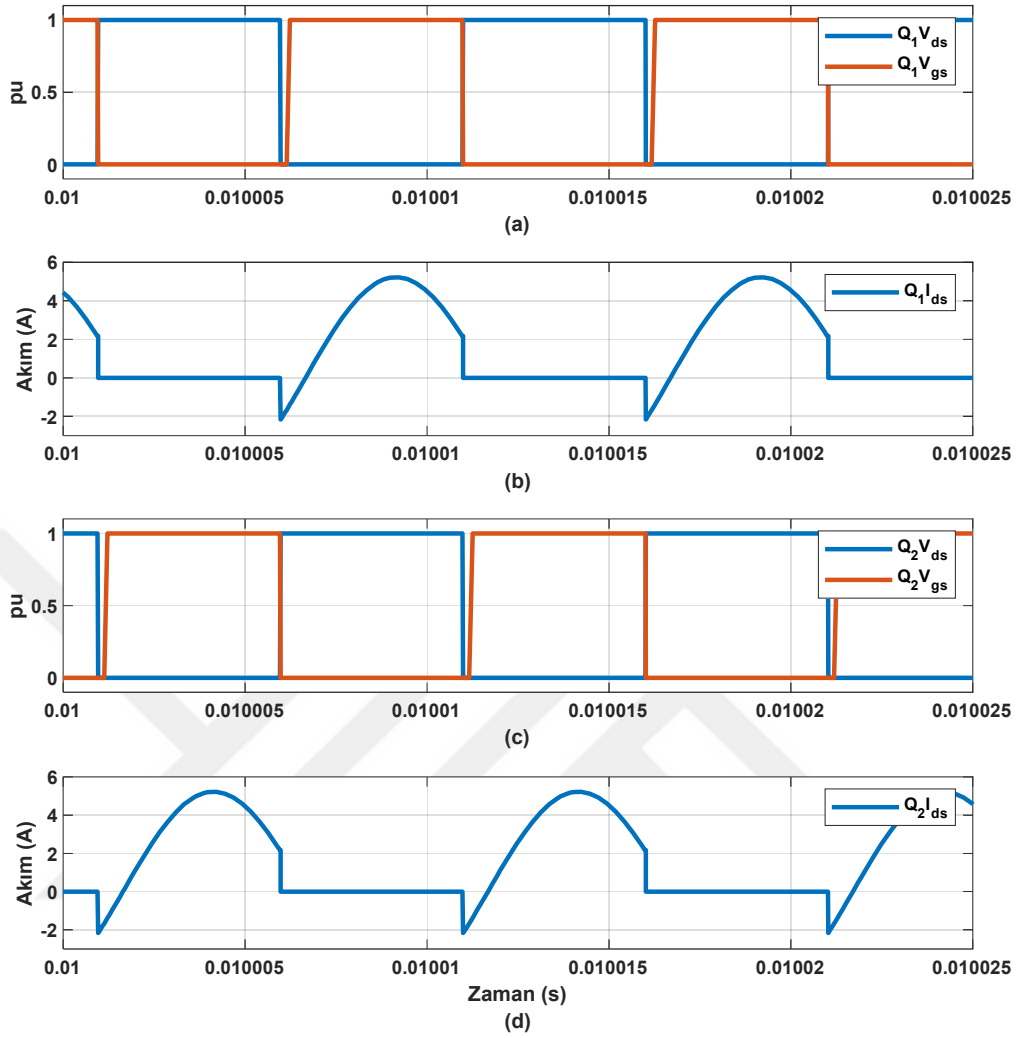
Şekil 5.5(b) rezonans tank giriş gerilimine ( $V_{sq}$ ) ait dalga şeklini göstermektedir. Şekil 5.5(b)'de görüleceği üzere rezonans tank giriş gerilimi kare dalga ve minimum giriş gerilimi 283V'tur.

Çıkış yükü tam yük ve giriş gerilimi (283V) nominale (325V) göre düşüktür. Çıkış geriliminin aynı (24V) değerde tutulması için kazancın artması gerekmektedir. Kazancın

artması için de anahtarlama frekansının rezonans frekanstan küçük olması gerekmekte ( $f_{sw} < f_r$ ) ve dolayısıyla anahtarlama periyodu rezonans periyottan büyük olmaktadır ( $T_{sw} > T_r$ ). Bu sebepten dolayı rezonans periyodu anahtarlama periyoduna göre daha kısa olmaktadır.

Şekil 5.5(c)'de rezonans tank akımına ( $I_r$ ) ve manyetizasyon akımına ( $I_m$ ) ait dalga şekilleri gösterilmiştir. Rezonans frekans üstü çalışmada ( $f_{sw} < f_r$ ) ve ( $T_{sw} > T_r$ ) olmaktadır.  $I_r$  rezonans tank akımı rezonans periyot tamamlanmadan manyetizasyon akımına eşit olmuştur. Rezonans periyot sonlanana kadar güç aktarımı durmuştur. Ayrıca manyetizasyon akımı primerden akmaya devam etmektedir. Dolayısıyla rezonans yarı periyodu anahtarlama yarı periyodu tamamlanmadan tamamlanmıştır. Anahtarlama yarı periyodu sonlanan kadar bir dolaşım akımı primerde oluşur. Rezonans akımında artma meydana gelmiştir. Sinüzoidal formda bozulma ortaya çıkmıştır. Şekil 5.5(d)'de diyot dalga şekillerinde de görüleceği üzere diyot akımları artmıştır. Bu nedenle rezonans frekans altı çalışma modunda kazanç yükselmiş ve böylelikle çıkışa aktarılan güç de artmıştır.

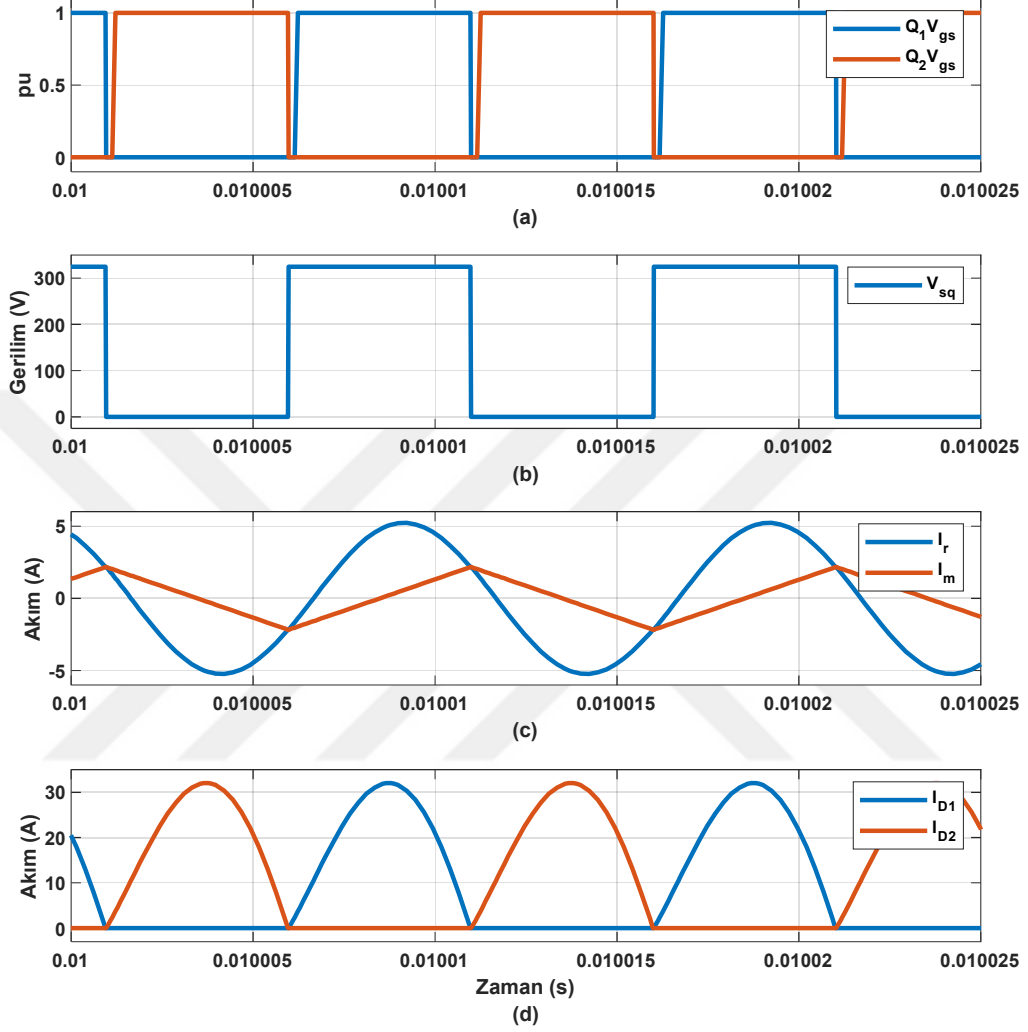
Nominal giriş gerilimi ve tam yük durumu için rezonans frekans çalışma modunda MOSFET'lerdeki kritik dalga şekilleri Şekil 5.6'da gösterilmiştir.



Şekil 5.6 Rezonans çalışma  $Q_1$  ve  $Q_2$  MOSFET kritik dalga şekilleri

Şekil 5.6(a)'da  $Q_1$  MOSFET'inin drain-source ( $V_{ds}$ ) ve gate-source ( $V_{gs}$ ) gerilimlerine ait dalga şekilleri gösterilmiştir.  $Q_1$  MOSFET'inin  $V_{ds}$  gerilimi sıfıra düştükten sonra anahtarlama sinyali  $Q_1$  MOSFET'inin gate'ine uygulanmış ve böylece  $Q_1$  MOSFET'inin sıfır gerilim altında iletme geçmesi sağlanmıştır. Ayrıca Şekil 5.6(b)'de gösterildiği gibi sıfır gerilimde anahtarlama  $Q_1$  MOSFET'inin drain-source akımı ( $I_{ds}$ ) ile de görülebilir.  $Q_1$  MOSFET'i  $V_{ds}$  gerilimi sıfıra düştükten sonra iletme girmiştir ve  $I_{ds}$  akımı pozitif yönde yükselmiştir. Aynı şekilde Şekil 5.6 (c) ve Şekil 5.6(d)  $Q_2$  MOSFET'i için sıfır gerilimde anahtarlamanın gerçekleştiğini göstermektedir.

Nominal giriş gerilimi ve tam yük durumu için rezonans frekans çalışma modunda LLC rezonans dönüştürücüde oluşan kritik dalga şekilleri Şekil 5.7’de gösterilmiştir.



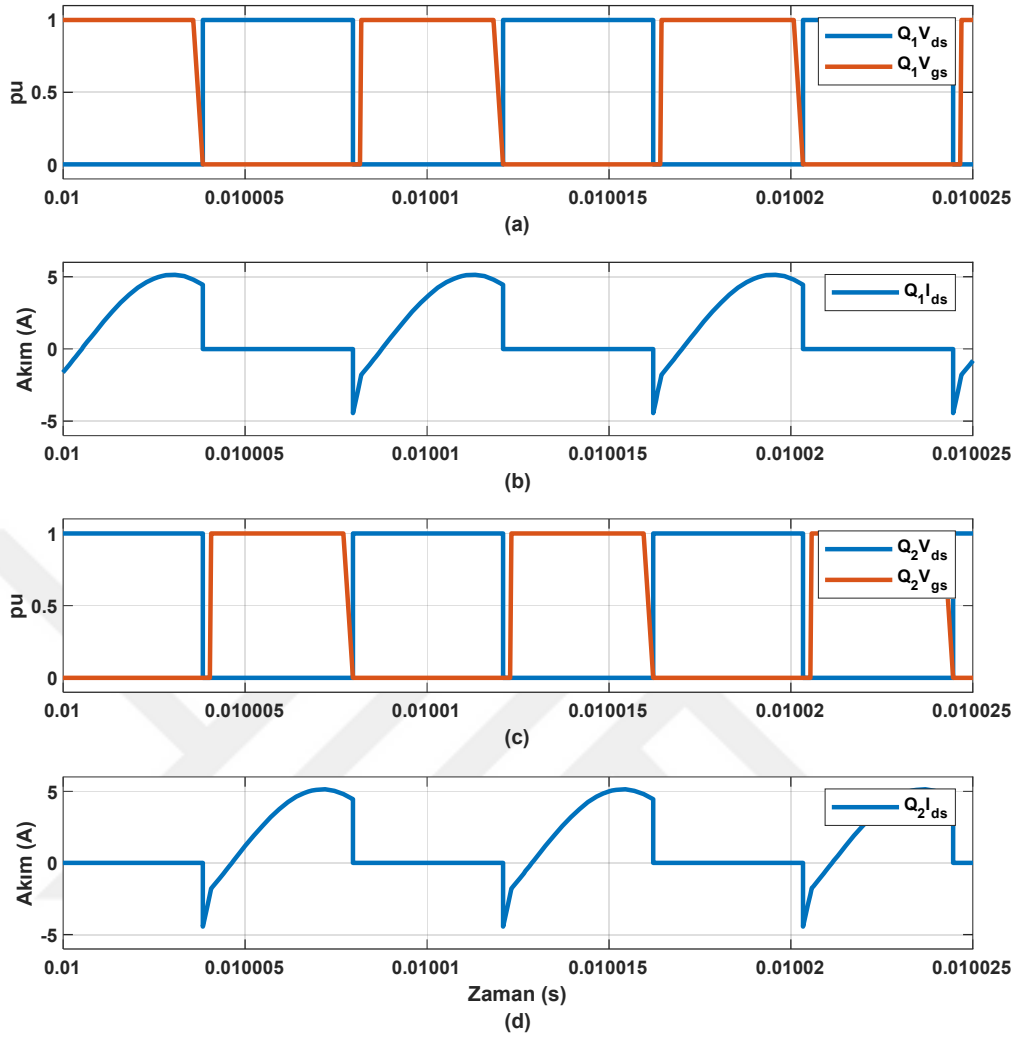
Şekil 5.7 Rezonans çalışma LLC rezonans dönüştürücü kritik dalga şekilleri

Şekil 5.7(a)’da  $Q_1$  ve  $Q_2$  MOSFET’lerinin gate-source gerilimlerine ait dalga şekilleri gösterilmiştir. Sıfır gerilimde anahtarlamamanın gerçekleşmesi için bu sinyaller arasında 100ns’lik küçük bir ölü zaman bırakılmıştır.

Şekil 5.7(b) rezonans tank giriş gerilimine ( $V_{sq}$ ) ait dalga şeklini göstermektedir. Şekil 5.7(b)’de görüleceği üzere rezonans tank giriş gerilimi kare dalga ve nominal giriş gerilimi 325V’tur.

Şekil 5.7(c)'de rezonans tank akımına ( $I_r$ ) ve manyetizasyon akımına ( $I_m$ ) ait dalga şekilleri gösterilmiştir. Rezonans frekans çalışmada anahtarlama frekansı ( $f_{sw}$ ), rezonans frekansa ( $f_r$ ) eşit olmakta ve dolayısıyla anahtarlama periyodu ( $T_{sw}$ ) da rezonans periyoda ( $T_r$ ) eşit olmaktadır. Bu çalışma modunda rezonans tank akımı sinüzoidal formdadır. Şekil 5.7(c)'de görüldüğü üzere anahtarlama periyodu yarıya ulaştığında rezonans akımı ( $I_r$ ) ile manyetizasyon akımı ( $I_m$ ) eşit hale gelmiştir. Şekil 5.7(d)'de diyot akımı dalga şekilleri incelendiğinde herhangi bir kırılma veya bozulma olmadığı görülmüş ve böylece rezonans frekans çalışma modunda güç aktarımı kesintisiz olmuştur.

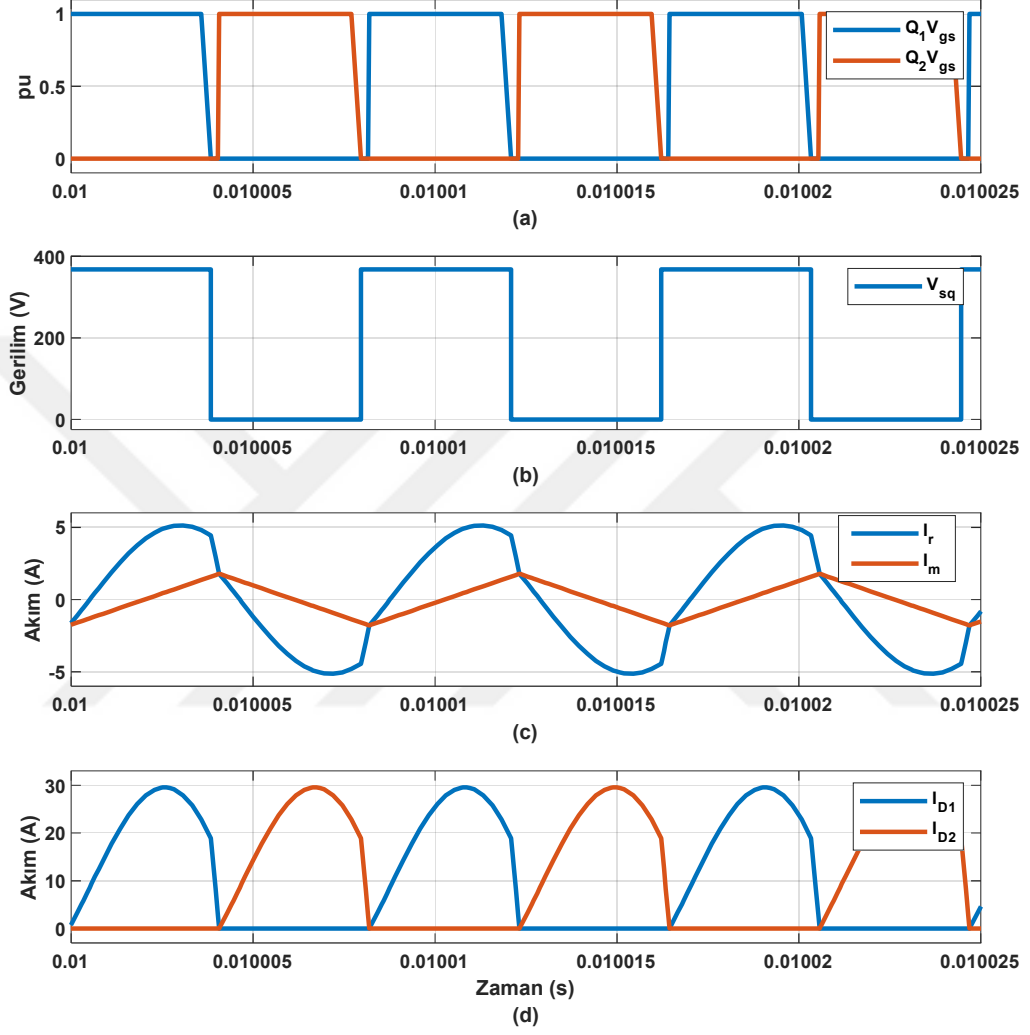
Maksimum giriş gerilimi ve tam yük durumu için rezonans üstü frekans çalışma modunda MOSFET'lerdeki kritik dalga şekilleri Şekil 5.8'de gösterilmiştir.



Şekil 5.8 Rezonans üstü çalışma  $Q_1$  ve  $Q_2$  MOSFET kritik dalga şekilleri

Şekil 5.8(a)'da  $Q_1$  MOSFET'inin drain-source ( $V_{ds}$ ) ve gate-source ( $V_{gs}$ ) gerilimlerine ait dalga şekilleri gösterilmiştir.  $Q_1$  MOSFET'inin  $V_{ds}$  gerilimi sıfıra düştükten sonra anahtarlama sinyali  $Q_1$  MOSFET'inin gate'ine uygulanmış ve böylelikle  $Q_1$  MOSFET'in sıfır gerilim altında iletme geçmesi sağlanmıştır. Ayrıca Şekil 5.8(b)'de gösterildiği gibi sıfır gerilimde anahtarlama  $Q_1$  MOSFET'inin drain-source akımı ( $I_{ds}$ ) ile de görülebilir.  $Q_1$  MOSFET'i  $V_{ds}$  gerilimi sıfıra düştükten sonra iletme girmiştir ve  $I_{ds}$  akımı pozitif yönde yükselmiştir. Aynı şekilde Şekil 5.8 (c) ve Şekil 5.8(d)  $Q_2$  MOSFET'i için sıfır gerilimde anahtarlamanın gerçekleştiğini göstermektedir.

Maksimum giriş gerilimi ve tam yük durumu için rezonans üstü frekans çalışma modunda LLC rezonans dönüştürücüde oluşan kritik dalga şekilleri Şekil 5.9'da gösterilmiştir.



Şekil 5.9 Rezonans üstü çalışma LLC rezonans dönüştürücü kritik dalga şekilleri

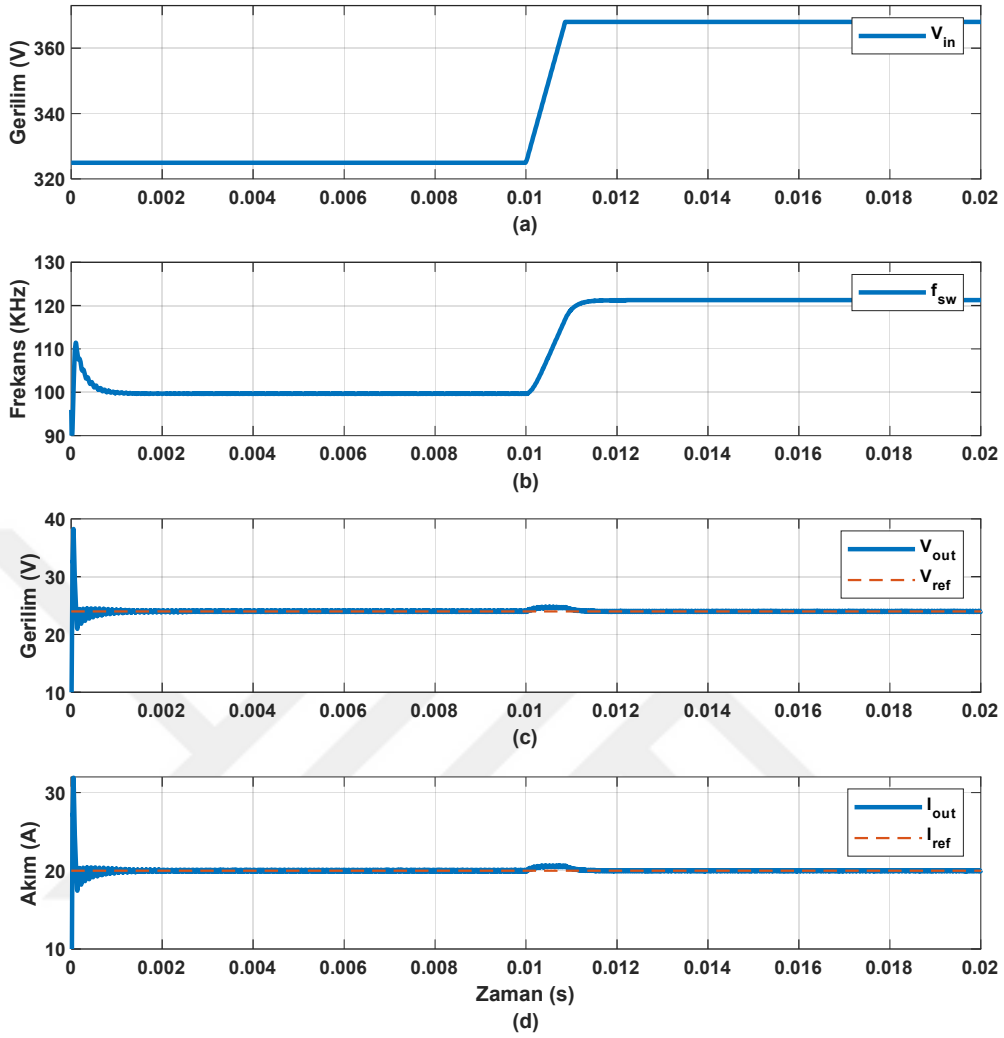
Şekil 5.9(a)'da  $Q_1$  ve  $Q_2$  MOSFET'lerinin gate-source gerilimlerine ait dalga şekilleri gösterilmiştir. Sıfır gerilimde anahtarlamamanın gerçekleşmesi için bu sinyaller arasında 100ns'lik küçük bir ölü zaman bırakılmıştır.

Şekil 5.9(b) rezonans tank giriş gerilimine ( $V_{sq}$ ) ait dalga şeklini göstermektedir. Şekil 5.9(b)'de görüleceği üzere rezonans tank giriş gerilimi kare dalga ve maksimum giriş gerilimi 368V'tur.

Çıkış yükü tam yük ve giriş gerilimi (368V) nominale (325V) göre yüksektir. Çıkış geriliminin aynı (24V) değerde tutulması için kazancın düşmesi gerekmektedir. Kazancın düşmesi için de anahtarlama frekansının rezonans frekanstan büyük olması gerekmektedir ( $f_{sw} > f_r$ ) ve dolayısıyla anahtarlama periyodu rezonans periyottan küçük olmaktadır ( $T_{sw} < T_r$ ). Bu sebepten dolayı rezonans periyodu anahtarlama periyoduna göre daha uzun olmaktadır.

Şekil 5.9(c)'de rezonans tank akımına ( $I_r$ ) ve manyetizasyon akımına ( $I_m$ ) ait dalga şekilleri gösterilmiştir. Rezonans frekans üstü çalışmada ( $f_{sw} > f_r$ ) ve ( $T_{sw} < T_r$ ) olmaktadır.  $I_r$  rezonans tank akımı ölü zaman aralığında aniden düşmüş ve  $I_m$  manyetizasyon akımına eşit olmuştur. Dolayısıyla rezonans yarı döngüsü tamamlanmadan anahtarlama yarı döngüsü tamamlanmış ve diğer yarı periyot başlamıştır. Bu nedenle rezonans akımında azalma meydana gelmiştir. Sinüzoidal formda bozulma ortaya çıkmıştır. Rezonans tank akımında meydana gelen bu ani kırılma Şekil 5.9(d)'de diyot akımı dalga şekillerinde de bozulmaya neden olmuş ve diyot akımları azalmıştır. Bu nedenle rezonans frekans üstü çalışma modunda kazanç düşmüş ve böylelikle çıkışa aktarılan güç de düşmüştür.

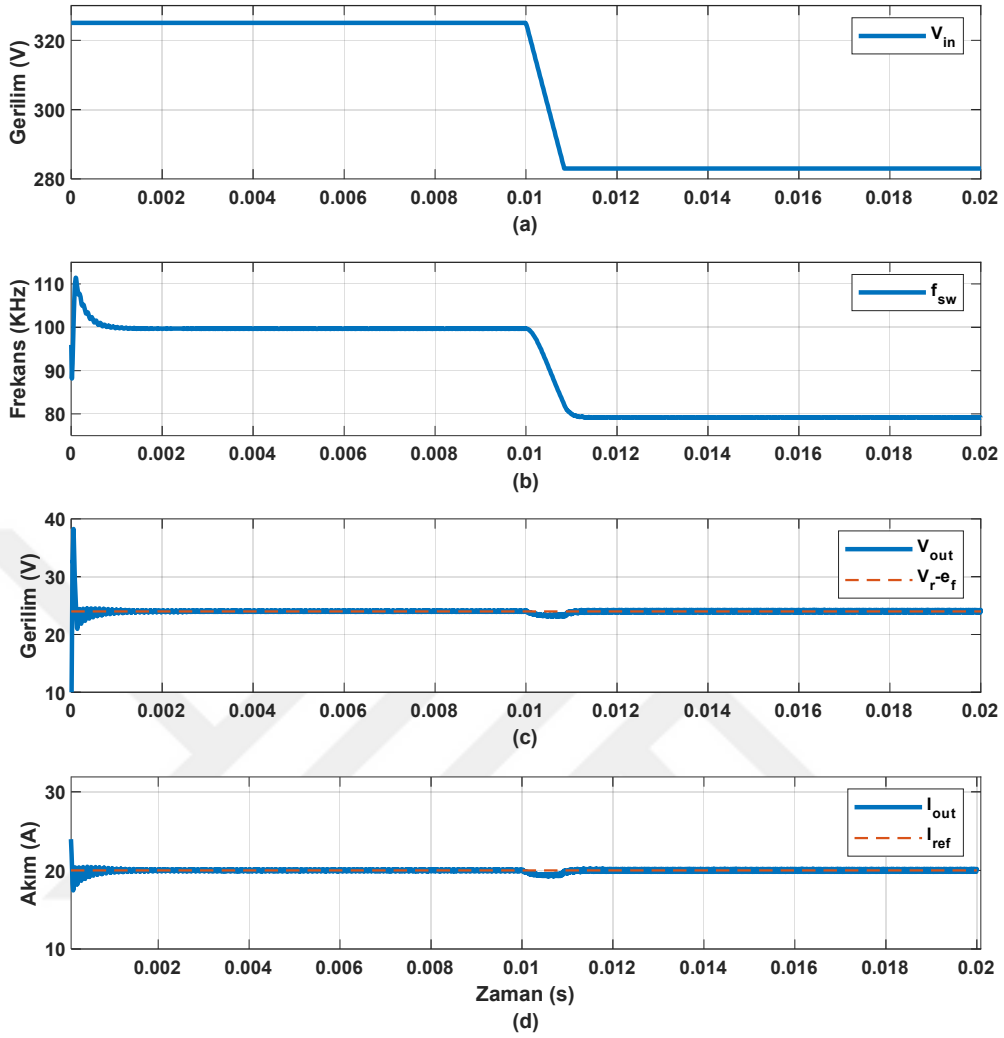
Şekil 5.10'da tam yük koşulları altında çıkış geriliminin 0.01s sonra nominalden maksimuma çıkmasına ait benzetim sonuçları gösterilmiştir.



Şekil 5.10 Girişin geriliminin nominalden maksimuma çıkması

Şekil 5.10(a) giriş gerilimini, Şekil 5.10(b) anahtarlama frekansını, Şekil 5.10(c) çıkış gerilimini ve Şekil 5.10(d) ise çıkış akımını göstermektedir. Şekil 5.10(a)'da giriş gerilimi 0.01s sonra nominal giriş geriliminden (325V) maksimum giriş gerilimine (368V) yükseltilmiştir. Şekil 5.10(c)'de görüldüğü üzere 0.01s sonra çıkış geriliminde 0.65V gibi küçük bir miktar referans çıkış geriliminden sapma olmasına karşın PSO+PI denetleyici sayesinde dönüştürücünün çalışma frekansı Şekil 5.10(b)'de görüldüğü üzere 1.795ms içerisinde 99.7KHz'den 121.3KHz'ye çıkmış ve çıkış gerilimini tekrar 24V'a sabitlenmiştir.

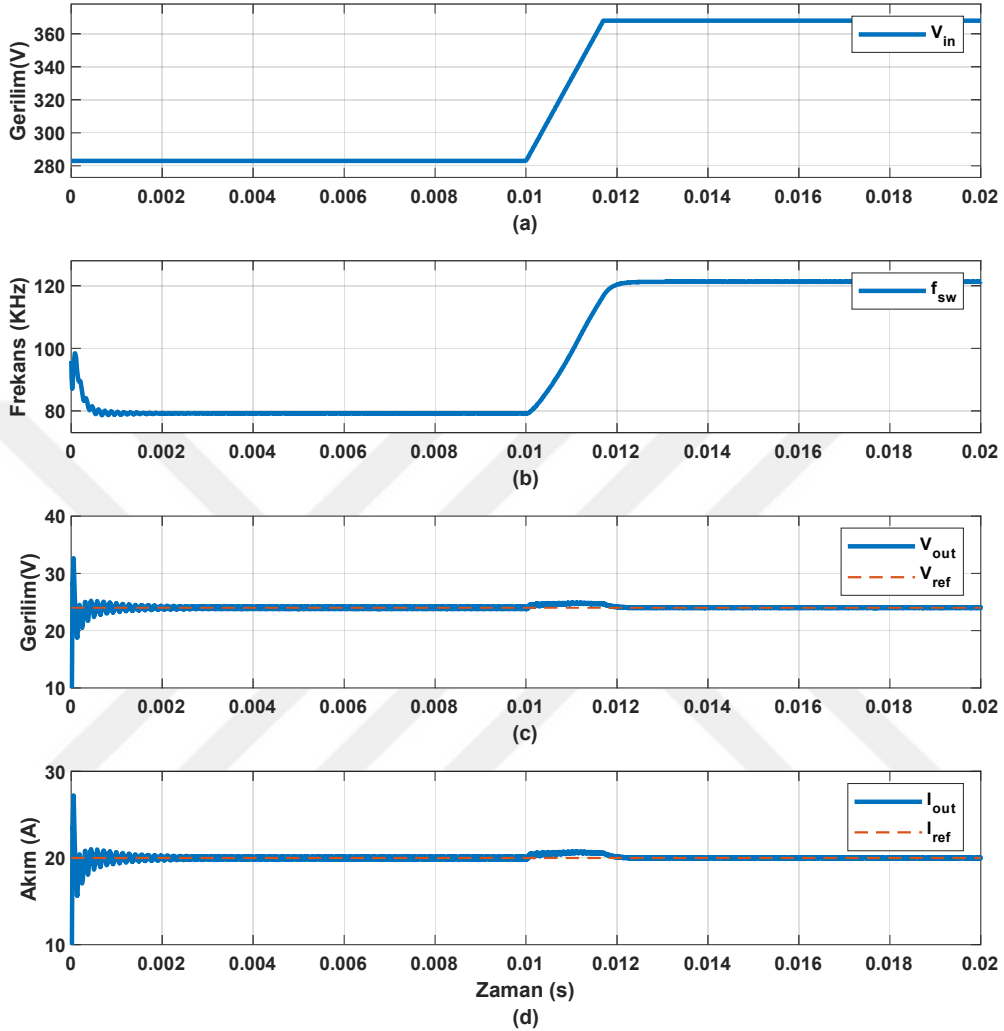
Şekil 5.11'de tam yük koşulları altında çıkış geriliminin 0.01s sonra nominalden minimuma düşmesine ait benzetim sonuçları gösterilmiştir.



Şekil 5.11 Giriş geriliminin nominalden minimuma düşmesi

Şekil 5.11(a) giriş gerilimini, Şekil 5.11(b) anahtarlama frekansını, Şekil 5.11(c) çıkış gerilimini ve Şekil 5.11(d) ise çıkış akımını göstermektedir. Şekil 5.11(a)'da giriş gerilimi 0.01s sonra nominal giriş geriliminden (325V) minimum giriş gerilimine (283V) düşürülmüştür. Şekil 5.11(c)'de görüldüğü üzere 0.01s sonra çıkış geriliminde 0.68V gibi küçük bir miktar referans çıkış geriliminden sapma olmasına karşın PSO+PI denetleyici sayesinde dönüştürücünün çalışma frekansı Şekil 5.11(b)'de görüldüğü üzere 1.496ms içerisinde 99.7KHz'den 79.2KHz'ye düşürülmüş ve çıkış gerilimi tekrar 24V'a sabitlenmiştir.

Şekil 5.12’de tam yük koşulları altında çıkış geriliminin 0.01s sonra minimumdan maksimuma yükselmesine ait benzetim sonuçları gösterilmiştir.

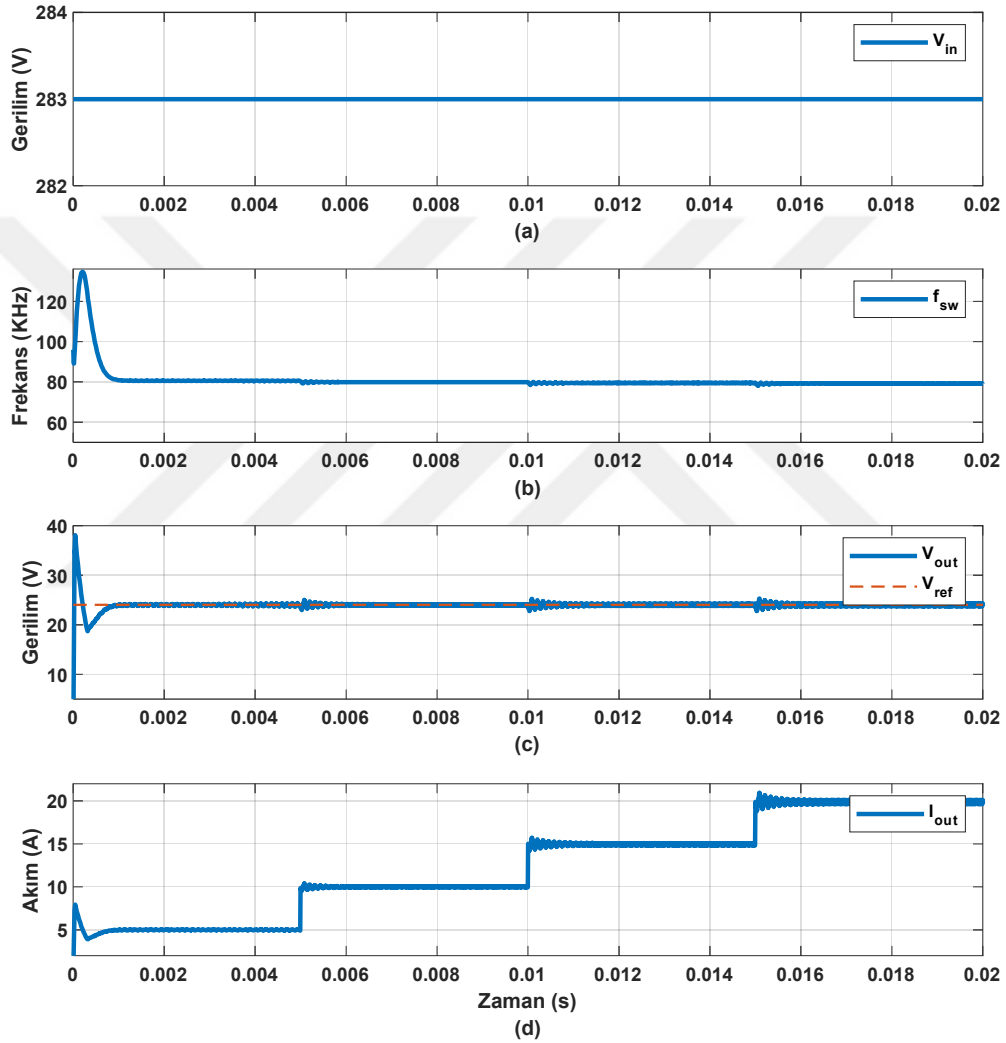


Şekil 5.12 Giriş geriliminin minimumdan maksimuma çıkması

Şekil 5.12(a) giriş gerilimini, Şekil 5.12(b) anahtarlama frekansını, Şekil 5.12(c) çıkış gerilimini ve Şekil 5.12(d) ise çıkış akımını göstermektedir. Şekil 5.12(a)’da giriş gerilimi 0.01s sonra minimum giriş geriliminden (283V) maksimum giriş gerilimine (368V) yükseltilmiştir. Şekil 5.12(c)’de görüldüğü üzere 0.01s sonra çıkış geriliminde 0.71V gibi küçük bir miktar referans çıkış geriliminden sapma olmasına karşın PSO+PI denetleyici sayesinde dönüştürücünün çalışma frekansı Şekil 5.12(b)’de görüldüğü üzere 2.296ms

içerisinde 79.2KHz'den 121.3KHz'ye yükseltilmiş ve çıkış gerilimi tekrar 24V'a sabitlenmiştir.

Şekil 5.13'te minimum giriş gerilimi ve çıkış %25 yüklü iken; çıkış yükünün %50, %75 ve %100 yüklü olması durumları için 0.05s aralıklarla sırayla devreye alınmasına ait benzetim sonuçları gösterilmiştir.

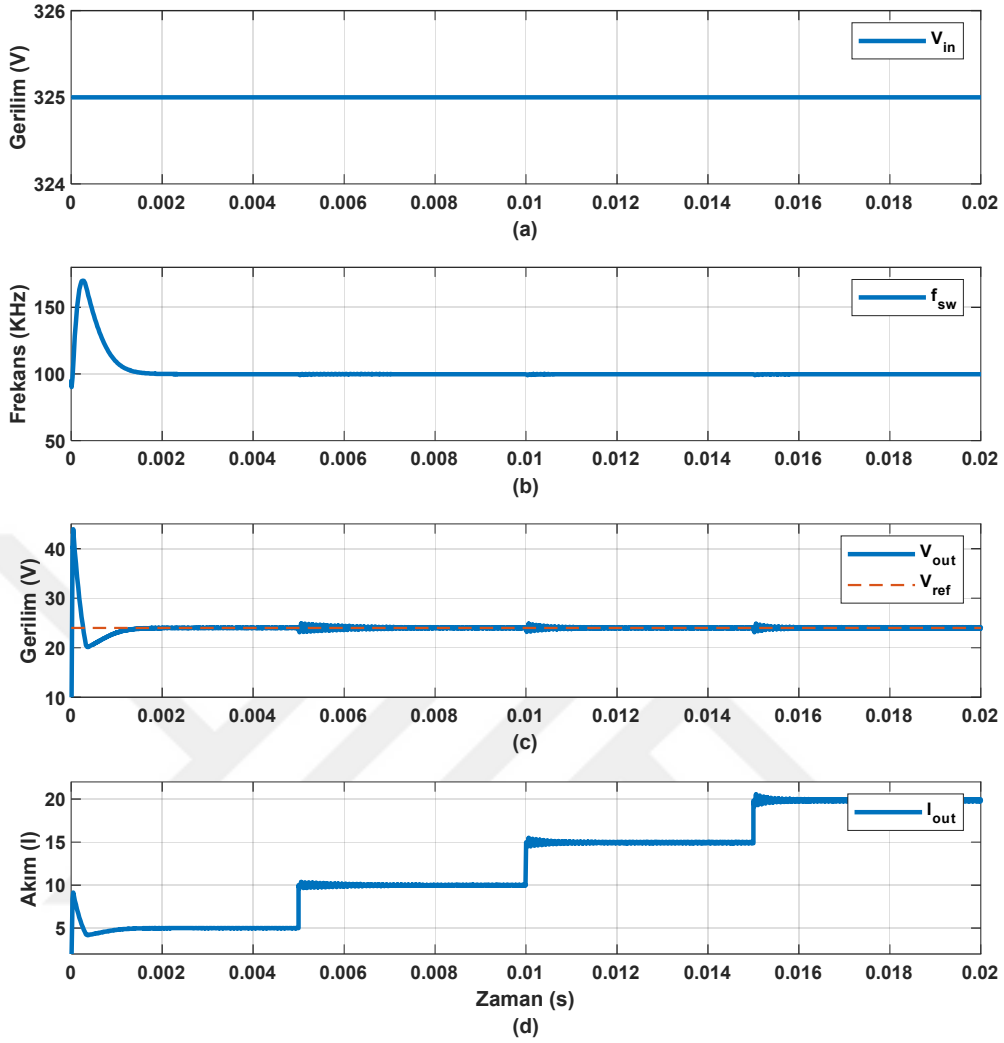


Şekil 5.13 Minimum giriş gerilimi için yük değişimleri

Şekil 5.13(a) giriş gerilimini, Şekil 5.13(b) anahtarlama frekansını, Şekil 5.13(c) çıkış gerilimini ve Şekil 5.13(d) ise çıkış akımını göstermektedir. Şekil 5.13(a)'da görüldüğü üzere giriş gerilimi 283V iken LLC rezonans dönüştürücü başlangıçta yüzde %25 yüklüdür, 0.005'inci saniyeden sonra %50, 0.01'inci saniyeden sonra %75 ve 0.015'inci saniyeden

sonra %100 yükle yüklenmiştir. Şekil 5.13(c)'de görüldüğü üzere yük değişimlerinde, çıkış geriliminde çok küçük bir ani dalgalanma olmasına karşın PSO+PI denetleyici hızlı cevap vererek Şekil 5.13(b)'de görüldüğü üzere %50 yük için 1.503ms içerisinde frekansı 80.55Khz'den 79.88 KHz'e düşürmüş, %75 yük için 1.594ms içerisinde frekansı 79.88KHZ'den 79.46KHz'e düşürmüş, %100 yük için ise 1.596ms içerisinde frekansı 79.46KHz'den 79.2KHz'e düşürmüş ve LLC rezonans dönüştürücünün çıkış gerilimini tüm yük değişim senaryoları için tekrar 24V değerine sabitlediği görülmüştür. Şekil 5.13(d)'de yük akımı; %25 yük için 5A, %50 yük için 10A, %75 yük için 15A ve %100 yük için 20A olmuştur.

Şekil 5.14'te nominal giriş gerilimi ve çıkış %25 yüklü iken; çıkış yükünün %50, %75 ve %100 yüklü olması durumları için 0.05s aralıklarla sırayla devreye alınmasına ait benzetim sonuçları gösterilmiştir.

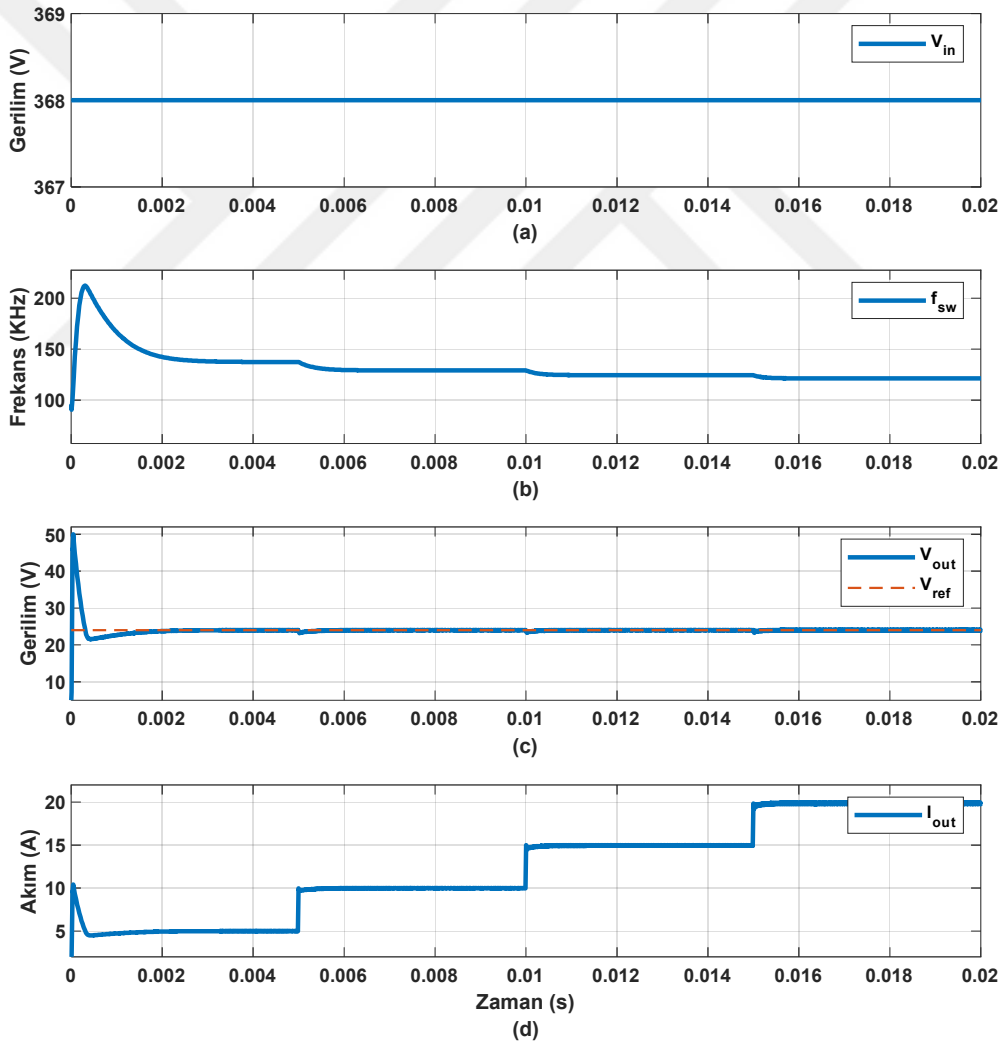


Şekil 5.14 Nominal giriş gerilimi için yük değişimleri

Şekil 5.14(a) giriş gerilimini, Şekil 5.14(b) anahtarlama frekansını, Şekil 5.14(c) çıkış gerilimini ve Şekil 5.14(d) ise çıkış akımını göstermektedir. Şekil 5.14(a)'da görüldüğü üzere giriş gerilimi 325V iken LLC rezonans dönüştürücü başlangıçta yüzde %25 yüklüdür, 0.005'inci saniyeden sonra %50, 0.01'inci saniyeden sonra %75 ve 0.015'inci saniyeden sonra %100 yükle yüklenmiştir. Şekil 5.14(c)'de görüldüğü üzere yük değişimlerinde, çıkış geriliminde çok küçük bir ani dalgalanma olmasına karşın PSO+PI denetleyici hızlı cevap vererek Şekil 5.14(b)'de görüldüğü üzere %50 yük için 2.012ms içerisinde frekansı 99.85KHz'den 99.80 KHz'e düşürmüş, %75 yük için 1.497ms içerisinde frekansı

99.80KHZ'den 99.75KHz'e düşürmüş, %100 yük için ise 1.124ms içerisinde frekansı 99.75KHz'den 99.71.KHz'e düşürmüş ve LLC rezonans dönüştürücünün çıkış gerilimini tüm yük değişim senaryoları için tekrar 24V değerine sabitlediği görülmüştür. Şekil 5.14(d)'de yük akımı; %25 yük için 5A, %50 yük için 10A, %75 yük için 15A ve %100 yük için 20A olmuştur.

Şekil 5.15'te maksimum giriş gerilimi ve çıkış %25 yüklü iken; çıkış yükünün %50, %75 ve %100 yüklü olması durumları için 0.05s aralıklarla sırayla devreye alınmasına ait benzetim sonuçları gösterilmiştir.



Şekil 5.15 Maksimum giriş gerilimi için yük değişimleri

Şekil 5.15(a) giriş gerilimini, Şekil 5.15(b) anahtarlama frekansını, Şekil 5.15(c) çıkış gerilimini ve Şekil 5.15(d) ise çıkış akımını göstermektedir. Şekil 5.15(a)'da görüldüğü üzere giriş gerilimi 368V iken LLC rezonans dönüştürücü başlangıçta yüzde %25 yüküdür, 0.005'inci saniyeden sonra %50, 0.01'inci saniyeden sonra %75 ve 0.015'inci saniyeden sonra %100 yükle yüklenmiştir. Şekil 5.15(c)'de görüldüğü üzere yük değişimlerinde, çıkış geriliminde çok küçük bir ani dalgalanma olmasına karşın PSO+PI denetleyici hızlı cevap vererek Şekil 5.15(b)'de görüldüğü üzere %50 yük için 1.245ms içerisinde frekansı 137.37Khz'den 129.16KHz'e düşürmüş, %75 yük için 804µs içerisinde frekansı 129.16KHz'den 124.51KHz'e düşürmüş, %100 yük için ise 504µs içerisinde frekansı 124.51KHz'den 121.37KHz'e düşürmüş ve LLC rezonans dönüştürücünün çıkış gerilimini tüm yük değişim senaryoları için tekrar 24V değerine sabitlediği görülmüştür. Şekil 5.15(d)'de yük akımı; %25 yük için 5A, %50 yük için 10A, %75 yük için 15A ve %100 yük için 20A olmuştur.

## 6. SONUÇLAR

DA-DA LLC rezonans dönüştürücüler yüksek anahtarlama frekanslarında çalışabilme özellikleri ve sıfır gerilimde anahtarlama yapabilme yetenekleri nedeniyle anahtarlama kayıplarını en aza indirmekte ve anahtarlama elemanlarının aşırı ısınma sorunları ortadan kaldırılmaktadır. Bu sayede hem soğutucu boyutları küçültmekte hem de yüksek anahtarlama sayesinde dönüştürücüde kullanılan endüktans, kapasitans ve transformatör gibi devre elemanlarının boyutlarının küçülmesi ve dolayısıyla maliyetlerin düşmesi sağlanmaktadır.

Tasarımı yapılmış olan DA-DA LLC rezonans dönüştürücünün parametreleri temel harmonik yaklaşımı yöntemine göre hesaplanmış ve dönüştürücü parametreleri elde edilmiştir. Teorik olarak yapılan hesaplamaların doğruluğunu test etmek için MATLAB/Simulink ortamında dönüştürücünün benzetim modeli oluşturulmuştur. Yapılan benzetim çalışmaları sonucunda DA-DA LLC rezonans dönüştürücünün tasarımı doğrulanmıştır. Yapılan benzetim çalışmalarına göre; dönüştürücünün rezonans frekansta çalışması, rezonans frekans üstünde çalışması ve rezonans frekans altında çalışması modları incelenmiş ve tüm çalışma koşullarında MOSFET'lerde sıfır gerilimde anahtarlamanın gerçekleştiği gözlemlenmiştir.

Benzetim çalışmalarında dönüştürücü tam yük durumunda iken giriş geriliminin; nominalden minimuma düşmesi, nominalden maksimuma yükselmesi ve minimumdan maksimuma yükselmesi durumları için ayrı ayrı benzetimi yapılmış ve çıkış gerilimi değişimleri incelenmiştir. Benzetim senaryoları uygulandığında çıkış gerilimlerinde meydana gelen değişimler, PSO+PI denetleyici tarafından tekrardan hızlıca 24V değerine sabitlenmiştir. Ayrıca giriş geriliminin minimum olması, nominal olması ve maksimum olması durumları için; LLC rezonans dönüştürücü %25 yüklü iken 0.05s aralıklarla sırasıyla %50, %75 ve son olarak %100 yük devreye alınmış ve dönüştürücünün çıkış gerilimi değişimi incelenmiştir. Yapılan benzetim çalışmaları sonucu ayrı ayrı tüm giriş koşullarında çıkış geriliminde çok küçük dalgalanmalar olsa da PSO+PI denetleyici sayesinde çıkış gerilimini 24V değerinde tutulmuştur.

Tüm bu sonuçlardan yola çıkarak tasarlanan DA-DA LLC rezonans dönüştürücü için önerilen denetleyicinin, dönüştürücünün dinamik performansını iyileştirdiği gözlemlenmiştir.

## KAYNAKLAR

- Abdel-Rahman, S. A. (2012). Resonant LLC Converter : Operation and Design 250W 33Vin 400 Vout Design Example, *Infineon Technologies North America*
- Alemdar, Ö. Ş. (2016). *Design and implementation of an unregulated DC-DC transformer module using LLC resonant converter*. Master's thesis. Middle East Technical University. s.13-63.
- Alireza, A., (2011). PSO with adaptive mutation and inertia weight and its application in parameter estimation of dynamic systems. *Acta Automatica Sinica*, 37(5), 541-549.
- Beiranvand, R., Rashidian, B., Zolghadri, M. R., & Alavi, S. M. H. (2010). Using LLC resonant converter for designing wide-range voltage source. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(5), 1746-1756.
- Bilim, N. (2016). Türkiye'nin Elektrik Enerjisi Üretimindeki Dışa Bağımlılığın Azaltılması İçin Uygulanması Gereken Politikalar. *Selçuk Üniversitesi Mühendislik, Bilim ve Teknoloji Dergisi*, 4(2), 145-154.
- Bodur, H. (2007). DC-DC Dönüştürücülerde Yumuşak Anahtarlama Teknikleri Ders Notları. *Yıldız Teknik Üniversitesi*.
- Choi H-S. (2007), "Half-bridge LLC resonant converter design using fsfr-series fairchild power switch (fpsTM)," *Fairchild Semiconductor Application Note*, AN-4151, 2007.
- Çetin, S. (2017). Veri Merkezi Uygulamaları İçin Yüksek Verimli Bir LLC Rezonanslı Dc-Dc Dönüştürücü Tasarımı. *Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Dergisi Bölüm C: Tasarım ve Teknoloji*, 5 (1), 45-54.
- Engelbrecht, A. P. (2005), *Fundamentals of Computational Swarm Intelligence*. Wiley,
- Fairchild Semiconductor Corporation, (2014). Half-Bridge LLC Resonant Converter Using FSFR-Series Fairchild Power Switch (FPS), *Application Note*, 1-16.
- Fang, X. (2012). *Analysis and Design Optimization of Resonant DC-DC Converters*. Doctoral Thesis, University of Central Florida, Florida, 7-17.
- Feng, W. (2013). *State-Trajectory Analysis and Control of LLC Resonant Converters*. Doctoral Thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, 7-54.
- Gözde, H., Taplamacıoğlu, M. C., Kocaarslan, I., & Çam, E. (2008). Particle swarm optimization based load frequency control in a single area power system. *University Of Pitesti-Electronics And Computers Science, Scientific Bulletin*, 2(8).
- Hajisalem A. H. ve Altaş İ. H. (2014) "Hibrit Rüzgâr/FV Sistemi için PID denetleyici Parametrelerinin PSO ile Optimizasyonu," *Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı*, Kocaeli, Türkiye, s.883-889.

- Hassan, R., Cohanım, B., De Weck, O., & Venter, G. (2005). A comparison of particle swarm optimization and the genetic algorithm. In *46th AIAA/ASME/ASCE/AHS/ASC structures, structural dynamics and materials conference* (s.1897).
- Huang, H. (2010). Designing an LLC resonant half-bridge power converter. In *2010 Texas Instruments Power Supply Design Seminar, SEM1900, Topic* (Vol. 3, s.2010-2011).
- Kahla, S., Soufi, Y., Sedraoui, M., & Bechouat, M. (2015). On-Off control based particle swarm optimization for maximum power point tracking of wind turbine equipped by DFIG connected to the grid with energy storage. *International Journal of Hydrogen Energy*, 40(39), 13749-13758.
- Kazimierzuk, M. K., & Czarkowski, D. (2012). *Resonant power converters*. John Wiley & Sons. 9-45s.
- Kennedy, J., & Eberhart, R. (1995). Particle swarm optimization. In *Proceedings of ICNN'95-international conference on neural networks* (Vol. 4, s.1942-1948). IEEE.
- Khanke, P. K., & Jain, S. D. (2015). Comparative analysis of speed control of BLDC motor using PI, simple FLC and Fuzzy-PI controller. In *2015 International Conference on Energy Systems and Applications* (ss. 296-301). IEEE.
- Lazar, J. F., & Martinelli, R. (2001). Steady-state analysis of the LLC series resonant converter. In *APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No. 01CH37181)* (Vol. 2, s.728-735). IEEE.
- Liang, Y. & Liu, W. & Lu, B. & van Wyk, J.D. Lee, F.C. (2005). Optimal Design Methodology For LLC Resonant Converter, *Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC '06.*, (s.2223-2228). USA: Sheraton, New Orleans, Louisiana, March 19-23.
- Liu, R., & Lee, C. Q. (1988). Analysis and design of LLC-type series resonant converter. *Electronics Letters*, 24(24), 1517-1519.
- Lu, B., Liu, W., Liang, Y., Lee, F. C., & Van Wyk, J. D. (2006). Optimal design methodology for LLC resonant converter. In *Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC'06.* (s.6). IEEE.
- Mammano, B. (1988). Resonant mode converter topologies. In *Unitrode Power Supply Design Seminar*.
- Maniktala, S. (2013). *Understanding and using llc converters to great advantage*. Microsemi, Analog Mixed Signal Group.
- Nacar, S., Öncü, S. (2017). PI controlled LLC resonant converter. *1st International Conference on Energy Systems Engineering*, s.1-5.
- Parsopoulos, K. E., & Vrahatis, M. N. (2002). Recent approaches to global optimization problems through particle swarm optimization. *Natural computing*, 1(2), 235-306.

- Perez, R. (2000). A comparative assessment between linear and switching power supplies in portable electronic devices. In *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility. Symposium Record (Cat. No. 00CH37016)* (Vol. 2, s.839-843). IEEE.
- Rahman, S. A. (2012). Resonant LLC Converter: Operation and Design 250W 33Vin 400Vout Design Example. *Infineon Technologies, Application Note*.
- Sahib, M. A., & Ahmed, B. S. (2016). A new multiobjective performance criterion used in PID tuning optimization algorithms. *Journal of advanced research*, 7(1), 125-134.
- SeyedAmouzandeh, S. (2015). *Auto-Tuned Minimum-Deviation Digital Controller for LLC Resonant Converters*. Master's Thesis, University of Toronto, Toronto, 7-36.
- Shahzad, M. I., Iqbal, S., & Taib, S. (2014). LLC series resonant converter with PID controller for battery charging application. In *2014 IEEE Conference on Energy Conversion (CENCON)* (s.84-89). IEEE.
- Sharma, R., & Barve, A. (2012). Comparative Analysis Between LLC and LCC DC-DC Resonant Converter for High Voltage Applications. *IJECCE*, 3(4), 884-887.
- Shi, Y., & Eberhart, R. C. (1999). Empirical study of particle swarm optimization. In *Proceedings of the 1999 congress on evolutionary computation-CEC99 (Cat. No. 99TH8406)* (Vol. 3, s.1945-1950). IEEE.
- Shyam, A., & JL, F. D. (2013). A comparative study on the speed response of BLDC motor using conventional PI controller, anti-windup PI controller and fuzzy controller. In *2013 International Conference on Control Communication and Computing (ICCC)* (s.68-73). IEEE.
- STmicroelectronics, (2008) "Application Note 3905," s.1–5.
- Stokes, R. W. (1989). Applications of power integrated circuits in switch-mode power supplies. In *IEE Colloquium on Power Integrated Circuits* (s.4-1). IET.
- Şahin, Y., Aksoy, İ., Tınç, N. S. (2014). "DC-DC Dönüştürücülerde Kullanılan Yumuşak Anahtarlama Yöntemlerinin Karşılaştırılması", *Elektrik-Elektronik-Bilgisayar ve Biyomedikal Mühendisliği Sempozyumu* (Eleco).
- Topuz, N. E. (2019). *Design and Implementation of LLC Resonant Converter and High Frequency Transformer*. Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 9-41.
- Tripathi, P. K., Bandyopadhyay, S., & Pal, S. K. (2007). Multi-objective particle swarm optimization with time variant inertia and acceleration coefficients. *Information sciences*, 177(22), 5033-5049.
- Tsai, C. T., & Su, J. C. (2017). A soft-switching sepic with multi-output sources. *Electronics*, 6(2), 35.
- URL1 <https://yearbook.enerdata.net/electricity/electricity-domestic-consumption-data.html> (Erişim Tarihi:20.05.2022)

- URL2 [https://www.vicorpower.com/documents/datasheets/ds\\_pi31xx\\_48Vin.pdf](https://www.vicorpower.com/documents/datasheets/ds_pi31xx_48Vin.pdf) (Erişim Tarihi:04.06.2022)
- Valle, Y. D., Venayagamoorthy, G. K., Mohagheghi, S., Hernandez, J. C., & Harley, R. G. (2008). Particle swarm optimization: basic concepts, variants and applications in power systems. *IEEE Transactions on evolutionary computation*, 12(2), 171-195.
- Vorperian, V., & Cuk, S. (1982). A complete DC analysis of the series resonant converter. In *1982 IEEE Power Electronics Specialists conferenc* (s.85-100). IEEE.
- Xie, X. F., Zhang, W. J., & Yang, Z. L. (2002). Dissipative particle swarm optimization. In *Proceedings of the 2002 Congress on Evolutionary Computation. CEC'02 (Cat. No. 02TH8600)* (Vol. 2, s.1456-1461). IEEE.
- Yang, B. (2003). *Topology investigation of front end DC/DC converter for distributed power system* (Doctoral dissertation, Virginia Tech).

