

PLL KONTROL TEKNİĞİ İLE REZONANS EVİRİCİ TASARIMI

Erdem ASA

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK EĞİTİMİ**

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

HAZİRAN 2009

ANKARA

Erdem ASA tarafından hazırlanan PLL KONTROL TEKNİĞİ İLE REZONANS EVİRİCİ TASARIMI adlı bu tezin Yüksek Lisans tezi olarak uygun olduğunu onaylarım.

Yrd. Doç. Dr. İbrahim SEFA
Tez Danışmanı, Elektrik Makinaları Eğitimi Anabilim Dalı

Bu çalışma, jürimiz tarafından oy birliği ile Elektrik Eğitimi Anabilim Dalında Yüksek Lisans tezi olarak kabul edilmiştir.

Prof. Dr. İlhami ÇOLAK
Enerji Tesisleri Eğitimi Anabilim Dalı, Gazi Üniversitesi
Yrd. Doç. Dr. İbrahim SEFA
Elektrik Makinaları Eğitimi Anabilim Dalı, Gazi Üniversitesi
Yrd.Doç. Dr. Erdal BEKİROĞLU
Elektrik Makinaları Anabilim Dalı, Abant İzzet Baysal Üniversitesi

Tarih: 01/06/2009

Bu tez ile G.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu Yüksek Lisans derecesini onamıştır.

Prof. Dr. Nail ÜNSAL
Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

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.

Erdem ASA

PLL KONTROL TEKNİĞİ İLE REZONANS EVİRİCİ TASARIMI

(Yüksek Lisans Tezi)

Erdem ASA

GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Haziran 2009

ÖZET

Bu çalışmada, D-Sınıfı rezonans evirici sistemlerin PLL tekniği ile kontrolü gerçekleştirilmiştir. Gerçekleştirilen sistemde rezonans kolu üzerindeki akım ve gerilim sinyallerinin sıfır geçişleri tasarlanan bir ölçme kartı yardımıyla algılanmış ve dsPIC30F2020 mikro denetleyicine aktarılmıştır. Bu sinyaller dsPIC30F2020 mikro denetleyicisi, MPLAB C30 programında hazırlanan PLL kontrol algoritması yardımıyla değerlendirilerek sistemin rezonans frekansı izlenmiştir. Geliştirilen PLL kontrol algoritması, akım ve gerilim sinyalleri arasındaki faz farkını ölçmekte ve PI denetleyicisi yardımıyla bu faz farkını sıfıra getirilmek için sistemin anahtarlama frekansını kontrol ederek rezonans frekansını yakalamaktadır. Rezonans frekansının yakalanması ile sıfır akımda anahtarlama gerçekleştirilmiş ve dolayısıyla anahtarlama baskısı, güç kaybı ve EMI değerleri minimuma indirilmiştir. Böylece anahtarlama kayıpları nedeniyle ulaşılamayan daha yüksek frekanslarda anahtarlama gerçekleştirilerek, yüksek güç yoğunluğu ve verim sağlanmıştır. Bunlarla beraber devre boyutlarında küçülme ve sistem maliyetinde azalma sağlanmıştır. Ayrıca geliştirilen yazılım ile rezonans kolundan geçen akım değeri sınırlandırılarak devre elemanlarının zarar görmesi engellenmektedir.

Bilim Kodu : 703.3.012
Anahtar Kelimeler : PLL, rezonans evirici, dsPIC30F2020
Sayfa Adedi : 111
Tez Yöneticisi : Yrd. Doç. Dr. İbrahim SEFA

RESONANT INVERTER APPLICATION WITH PLL CONTROL TECHNIC

(M.Sc. Thesis)

Erdem ASA

**GAZİ UNIVERSITY
INSTITUTE OF SCIENCE AND TECHNOLOGY**

June 2009

ABSTRACT

In this study, D-Class resonant inverter systems have been controlled with PLL technique. Zero crossings of current and voltage on the resonant leg are sensed by using a data acquisition board and then are transferred to the dsPIC30F2020 microprocessor. The developed PLL control algorithm, measures phase difference between the voltage and current signals and controls the system switching frequency by using PI controller to obtain zero phase difference, and achieves the resonant frequency. Zero current switching is obtained at the resonant frequency and switching stress, power losses and EMI values are minimized. Thus, system size and cost have been reduced via obtaining high frequency switching that is limited because of the switching losses, high power density design and high efficiency are obtained. In addition, system size and cost is reduced. The current of the resonant branch is also limited to prevent the damages on the circuit components by using software.

Science Code	: 703.3.012
Key Words	: PLL, rezonant inverter, dsPIC30F2020
Page Number	: 111
Adviser	: Assist. Prof. Dr. İbrahim SEFA

TEŞEKKÜR

Bilimin ve bilim insanının destekçisi olan TÜBİTAK'a, çalışmalarımın tüm aşamalarında danışmanlığını yol göstericiliğini esirgemeyen, edindiğiengin bilgi ve tecrübeyi benimle paylaşmaktan çekinmeyen, değerli danışmanım Yrd. Doç. Dr. İbrahim SEFA'ya, tezim süresince bilgi ve tecrübelerinden yararlandığım Necmi ALTIN ve Şaban ÖZDEMİR'e teşekkürü bir borç bilirim.

Ayrıca manevi desteklerini her zaman yanımda hissettiğim sevgili aileme teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET	iv
ABSTRACT	v
TEŞEKKÜR	vi
İÇİNDEKİLER.....	vii
ÇİZELGELERİN LİSTESİ	x
1. GİRİŞ.....	1
2. FAZ KİLİTLEME ÇEVİRİM TEKİNİĞİ (PLL)	4
2.1. PLL Tiplerinin Sınıflandırılması	7
2.1.1. Analog PLL (A-PLL).....	8
2.1.2. Sayısal PLL (D-PLL).....	11
2.1.3. Tüm sayısal PLL (AD-PLL).....	19
2.1.4. Yazılım PLL (S-PLL)	28
3. GÜÇ ELEKTRONİĞİ ANAHTARLAMA ELEMANLARI VE ANAHTARLAMA KAYIPLARI.....	31
3.1. Yarı İletken Güç Anahtarlama Elemanları	31
3.2. Yarı İletken Anahtarlarda Meydana Gelen Güç Kayıpları	34
3.3. Anahtarlama Kayıplarını Azaltma Teknikleri.....	37
3.4. Sert Anahtarlama ve Yumuşak Anahtarlama Tekniği.....	38
4. REZONANS EVİRİCİ SİSTEMLER.....	40
4.1. Rezonans Eviriciler.....	40
4.2. Rezonans Frekansı.....	42

Sayfa

4.3. Rezonans Evirici Sistemlerin Sınıflandırılması	44
4.3.1. D-Sınıfı seri rezonans evirici.....	45
4.3.2. D-Sınıfı paralel rezonans evirici.....	46
4.3.3. D-Sınıfı seri-paralel rezonans evirici	47
4.3.4. D-Sınıfı CLL rezonans evirici	49
4.3.5. D-Sınıfı sıfır gerilim anahtarlama rezonans evirici	50
4.3.6. D-Sınıfı akım kaynaklı rezonans evirici	51
4.3.7. Faz kontrollü rezonans evirici	52
4.3.8. E-Sınıfı rezonans evirici.....	53
4.4. D-Sınıfı Seri Rezonans Evirici.....	55
4.4.1. D-Sınıfı seri rezonans evirici çalışma prensibi.....	57
4.4.2. D-Sınıfı seri rezonans evirici devre analizi	64
5. BENZETİM VE DENEYSEL ÇALIŞMA.....	72
5.1. D-Sınıfı Seri Rezonans Evirici Devresi Geçici Rejimlerinin MATLAB Programı İle İncelenmesi ve S-PLL Kontrol Tekniği İle Benzetimi.....	72
5.1.1. D-Sınıfı seri rezonans evirici devresinin durum denklemlerinin çıkarılması ve MATLAB ile çözümü	72
5.1.2. D-Sınıfı seri rezonans evirici devresinin MATLAB Simulink programı ile benzetimi.....	78
5.1.3. D-Sınıfı seri rezonans evirici rezonans frekansının S-PLL kontrol tekniği ile izlenmesi.....	81
5.2. D-Sınıfı Seri Rezonans Evirici Rezonans Frekansının PLL ile İzlenmesinin Uygulaması	87
5.2.1. Kontrol birimi.....	89
5.2.2. Yarı iletken IGBT güç anahtarı.....	91

Sayfa

5.2.3. IGBT sürücü devresi	92
5.2.4. Akım ölçme devresi	94
5.2.5. Sıfır geçiş algılama devresi	95
5.2.6. Rezonans kol devresi	97
5.2.7. Uygulama sonuçları	97
6. SONUÇ VE ÖNERİLER	106
KAYNAKLAR	108
ÖZGEÇMİŞ	111

ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge

Sayfa

Çizelge 3.1. Kontrol edilebilir anahtarların bağıl özellikleri	33
--	----

ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 1.1. Sert ve yumuşak anahtarlama çevrimlerin oluşturdukları anahtarlama baskıları	2
Şekil 2.1. Faz kilitleme çevrim (PLL) blok yapısı.....	5
Şekil 2.2. Giriş sinyali açısal frekans değişim durumu a) giriş sinyali $u_1(t)$ b) VCO'nun çıkış sinyali $u_2(t)$ c) çıkış sinyali $u_1(t)$ 'nin açısal frekansı ω_1	6
Şekil 2.3. Giriş sinyali açısal frekans değişim durumlarının faz karşılaştırıcı ve gerilim kontrollü osilatör tepkisi a) $u_d(t)$ ve θ_e sinyallerinin fonksiyonel zamanı b) VCO'nun açısal frekansı ω_2 'nin fonksiyonel zamanı.....	7
Şekil 2.4. A-PLL fonksiyon blok yapısı	9
Şekil 2.5. Pasif ileri-geri filtre a) devre şekli b) genlik cevabı.....	10
Şekil 2.6. Aktif ileri-geri filtre a) devre şekli b) genlik cevabı	10
Şekil 2.7. Aktif PI filtre a) devre şekli b) genlik cevabı	11
Şekil 2.8. D-PLL fonksiyon blok yapısı	12
Şekil 2.9. EXOR kapısı faz karşılaştırma devresi	12
Şekil 2.10. EXOR faz karşılaştırıcı fonksiyonu için sinyal dalga formları a) faz hatasının ($\theta_e=0$) sıfır olması durumundaki dalga şekli b) faz hatasının sıfırdan büyük olması ($\theta_e>0$) durumundaki dalga şekli	13
Şekil 2.11. EXOR faz karşılaştırıcı çıkışının, giriş ve çıkış sinyalleri arasındaki faz hatasının -90° ve $+90^\circ$ arasındaki karakteristik dalga şekli	14
Şekil 2.12. J-K flip-flop faz karşılaştırma devresi	14
Şekil 2.13. J-K flip-flop faz karşılaştırıcı için sinyal dalga formları a) faz hatasının sıfır olması durumunda dalga şekli b) faz hatasının sıfırdan büyük olması durumundaki dalga şekli	15
Şekil 2.14. J-K flip-flop faz karşılaştırıcı çıkışının, giriş ve çıkış sinyalleri arasındaki faz hatasının -180° ve $+180^\circ$ arasındaki karakteristik dalga şekli.....	15
Şekil 2.15. PFD faz karşılaştırma devresi	16

Şekil	Sayfa
Şekil 2.16. PFD faz karşılaştırma devresi sinyal çıkış dalga formları a) faz hatasının sıfır olması durumunda ki dalga şekli b) faz hatasının sıfırdan büyük olma durumundaki dalga şekli (PFD çıkış sinyali $+I$ durumda) c) faz hatasının sıfırdan küçük olması durumundaki dalga şekli (PFD çıkış sinyali $-I$ durumunda).....	18
Şekil 2.17. PFD faz karşılaştırıcı çıkışının, giriş ve çıkış sinyalleri arasındaki faz hatasının -360° ve $+360^\circ$ arasındaki karakteristik dalga şekli	19
Şekil 2.18. AD-PLL fonksiyon blok yapısı.....	19
Şekil 2.19. FF-sayıcı faz karşılaştırma devresi a) blok şekli b) blok dalga şekli	20
Şekil 2.20. Nyquist-oran faz karşılaştırma devresi a) blok şekli b) blok dalga şekli	21
Şekil 2.21. Sıfır geçiş faz karşılaştırma devresi a) blok şekli b) blok dalga şekli	22
Şekil 2.22. Yukarı/Aşağı sayıcı filtre devresi a) blok şekli b) blok dalga şekilleri	24
Şekil 2.23. K-sayıcı filtre devresi a) blok şekli b) blok dalga şekli.....	25
Şekil 2.24. $\div N$ sayıcı DCO devresi.....	26
Şekil 2.25. ID sayıcı DCO devresi.....	27
Şekil 2.26. Birleştirici dalga form DCO devresi	27
Şekil 3.1. Yarım köprü evirici	35
Şekil 3.2. Endüktif bir yükün anahtarlanması esnasında açma kapamadan oluşan güç kayıpları	36
Şekil 4.1. Rezonans evirici devreleri a) seri rezonans devresi b) paralel rezonans devresi	41
Şekil 4.2. Kapasitif ve endüktif yüklerin frekansa bağlı olarak değişimi	43
Şekil 4.3. Çıkış akımının frekansa bağlı değişimi	44
Şekil 4.4. D-Sınıfı seri rezonans evirici	45
Şekil 4.5. D-Sınıfı paralel rezonans evirici	47
Şekil 4.6. D-Sınıfı seri-paralel rezonans evirici	48

Şekil	Sayfa
Şekil 4.7. D-Sınıfı CLL rezonans evirici	49
Şekil 4.8. D-Sınıfı sıfır gerilim anahtarlama rezonans evirici	50
Şekil 4.9. D-Sınıfı akım kaynaklı rezonans evirici	52
Şekil 4.10. Faz kontrollü tam köprü rezonans evirici	53
Şekil 4.11. E-Sınıfı rezonans evirici a) devre şekli b) anahtar iletimde iken devre şekli c) anahtar kesimde iken devre şekli.....	54
Şekil 4.12. D-Sınıfı seri rezonans evirici devresi	56
Şekil 4.13. D-Sınıfı seri rezonans evirici devresi dalga şekilleri a) $f < f_o$, b) $f = f_o$, c) $f > f_o$	59
Şekil 4.14. D-Sınıfı seri rezonans eviricinin S_1 iletim S_2 kesim anı.....	60
Şekil 4.15. D-Sınıfı seri rezonans eviricinin S_1 kesim S_2 kesim anı.....	61
Şekil 4.16. D-Sınıfı seri rezonans eviricinin S_1 kesim S_2 iletim anı.....	62
Şekil 4.17. D-Sınıfı seri rezonans eviricinin S_1 kesim S_2 kesim anı.....	63
Şekil 5.1 D-Sınıfı seri rezonans evirici a) devre şekli b) eşdeğeri	72
Şekil 5.2. D-Sınıfı seri rezonans evirici MATLAB GUI modeli	76
Şekil 5.3. D-Sınıfı seri rezonans evirici içerisinde geçen akım grafiği.....	77
Şekil 5.4. D-Sınıfı seri rezonans evirici direnç üzerindeki gerilim grafiği	77
Şekil 5.5. D-Sınıfı seri rezonans evirici endüktans üzerindeki gerilim grafiği	78
Şekil 5.6. D-Sınıfı seri rezonans evirici kapasitans üzerindeki gerilim grafiği.....	78
Şekil 5.7. D-Sınıfı seri rezonans eviricinin MATLAB Simulink modeli	79
Şekil 5.8. D-Sınıfı seri rezonans evirici içerisinde geçen akım grafiği.....	80
Şekil 5.9. D-Sınıfı seri rezonans evirici rezonans kol gerilimi grafiği	80
Şekil 5.10. D-Sınıfı seri rezonans evirici direnç üzerindeki gerilim grafiği	80

Şekil	Sayfa
Şekil 5.11. D-Sınıfı seri rezonans evirici endüktans üzerindeki gerilim grafiği	80
Şekil 5.12. D-Sınıfı seri rezonans evirici kapasitans üzerindeki gerilim grafiği	81
Şekil 5.13. D-Sınıfı seri rezonans evirici rezonans frekansının S-PLL kontrol tekniki ile izlenmesi benzetimi için hazırlanan arayüz	82
Şekil 5.14. D-Sınıfı seri rezonans evirici içerisinde geçen akım grafiği.....	82
Şekil 5.15. D-Sınıfı seri rezonans evirici direnç üzerindeki gerilim grafiği	83
Şekil 5.16. D-Sınıfı seri rezonans evirici endüktans üzerindeki gerilim grafiği	83
Şekil 5.17. D-Sınıfı seri rezonans evirici kapasitans üzerindeki gerilim grafiği	84
Şekil 5.18. D-Sınıfı seri rezonans evirici rezonans kol gerilimi ve akım grafikleri ...	84
Şekil 5.19. S-PLL kontrol algoritması	85
Şekil 5.20. D-Sınıfı seri rezonans evirici simulink modeli	86
Şekil 5.21. D-Sınıfı seri rezonans evirici içerisinde geçen akım grafiği.....	86
Şekil 5.22. D-Sınıfı seri rezonans evirici rezonans kol gerilimi grafiği	86
Şekil 5.23. D-Sınıfı seri rezonans evirici direnç üzerindeki gerilim grafiği	87
Şekil 5.24. D-Sınıfı seri rezonans evirici endüktans üzerindeki gerilim grafiği	87
Şekil 5.25. D-Sınıfı seri rezonans evirici kapasitans üzerindeki gerilim grafiği	87
Şekil 5.26. Sistemin uygulama blok devresi	88
Şekil 5.27. dsPIC30F2020 mikro denetleyici pin diyagramı	90
Şekil 5.28. PLL kontrol algoritması.....	91
Şekil 5.29. IGBT güç anahtarı a) IGBT modül b) IGBT iç bağlantı şeması.....	91
Şekil 5.30. M57962L IGBT sürücü a) blok şekli b) bağlantı şeması	92
Şekil 5.31. Mikro denetleyici ve IGBT sürücü devresi çıkış sinyalleri a) Mikro denetleyici tarafından üretilen PWM sinyali b) IGBT sürücü devresi çıkış sinyali.....	93

Şekil	Sayfa
Şekil 5.32. Akım ölçme devresi [35]	94
Şekil 5.33. Sıfır geçiş algılama devresi [36]	96
Şekil 5.34. $t=0$ anında rezonans kol gerilimi ve rezonans kolu üzerinden geçen akım dalga şekli	99
Şekil 5.35. Rezonans kol gerilimi ve rezonans kolu üzerinden geçen akım dalga şekli.....	100
Şekil 5.36. Direnç üzerindeki gerilim ve üzerinden geçen akım dalga şekli	101
Şekil 5.37. Bobin üzerindeki gerilim ve üzerinden geçen akım dalga şekli	102
Şekil 5.38. Kondansatör üzerindeki gerilim ve üzerinden geçen akım dalga şekli ..	103
Şekil 5.39. Rezonans anında güç anahtarı üzerindeki güç kaybı	104
Şekil 5.40. Rezonans üstü frekans değerinde güç anahtarı üzerindeki güç kaybı	104
Şekil 5.41. Rezonans altı frekans değerinde güç anahtarı üzerindeki güç kaybı	105

RESİMLERİN LİSTESİ

Resim	Sayfa
Resim 5.1. M57962L IGBT sürücü devresi	93
Resim 5.2. Tasarlanan akım ölçme devresi.....	95
Resim 5.3. Tasarlanan sıfır geçiş algılama devresi.....	96
Resim 5.4. Rezonans kol devresi.....	97
Resim 5.5. Laboratuvar ortamında oluşturulan D-Sınıfı seri rezonans evirici devresinin PLL kontrol tekniği ile uygulaması	98

SİMGELER VE KISALTMALAR

Bu çalışmada kullanılmış bazı simgeler ve kısaltmalar, açıklamaları ile birlikte aşağıda sunulmuştur.

Simgeler	Açıklama
A	Akım (Amper)
d_i/d_t	Yüksek akım değişimi(Amper)
d_v/d_t	Yüksek gerilim değişimi(Volt)
f	Çalışma frekansı(Hz)
f_a	Anahtarlama frekansı(Hz)
f_r	Rezonans frekansı(Hz)
I_A	Anahtar akımı(Amper)
I_A	Anahtar akımı(Amper)
I_{ϕ}	Çıkış akımı (Amper)
I_s	Güç anahtarın içinden geçen akım(Amper)
K_d	Faz karşılaştırıcı kazancı
K_o	Gerilim kontrollü osilatör kazancı
P	Güç(Watt)
P_A	Anahtarlama Kayıpları(Watt)
P_i	İletim Kayıpları (Watt)
P_{sw}	Boşalma anahtarlama kayıpları(Watt)
Q_0	Yüksüz kalite faktörü
Q_{C0}	Kondansatör kalite faktörü
Q_{L0}	Bobin kalite faktörü
Q_Y	Yük kalite faktörü
r_C	Kondansatör iç direnci(ohm)
r_{DS}	Güç anahtarı iç direnci(ohm)
r_L	Bobin iç direnci(ohm)
T_A	Anahtarlama peryodu(s)
t_i	İletimde kalma zamanı(s)

Simgeler	Açıklama
t_{ig}	Anahtarın iletme geçiş süresi(s)
t_{kg}	Anahtarın kesime geçiş süresi(s)
$u_1(t)$	Giriş veya referans sinyali
$\bar{u}_2(t)$	$\div N$ frekans bölücü çıkış sinyali
$u_2(t)$	Gerilim kontrollü osilatör çıkış sinyali
$u_d(t)$	Faz karşılaştırıcı çıkış sinyali
$u_f(t)$	Filtre devresi çıkış sinyali
V	Gerilim (V)
V_A	Anahtar gerilimi(V)
V_C	Kondansatör üzerindeki gerilim(V)
$V_{\check{C}}$	Yük üzerindeki gerilim(V)
V_{DS}	Diyot üzerindeki gerilim(V)
V_g	Besleme gerilimi (V)
V_{GS}	Ölü zamanlı darbe genlik modülasyonu
V_i	İletim durumundaki kaçak gerilim düşümü (V)
V_{S1}	Güç anahtar gerilimi(V)
V_{S2}	Güç anahtar gerilim(V)
W_S	Rezonans devresinde depolanan toplam enerji(joule)
X_C	Kapasitif reaktans(ohm)
X_L	Endüktif reaktans(ohm)
Z	Eşdeğer empedans(ohm)
Z_0	Karakteristik empedans(ohm)
θ_e	Faz hatası
ψ	Devrenin faz açısı
ω_1	Giriş veya referans sinyalin açısal frekansı(rad/s)
ω_2	Çıkış sinyalin açısal frekansı(rad/s)
ω_o	Gerilim kontrollü osilatör merkez frekansı(Hz)

Kısaltmalar	Açıklama
AA	Alternatif Akım
AD-PLL	Tüm Sayısal Faz Kilitleme Çevrim Tekniği
A-PLL	Analog Faz Kilitleme Çevrim Tekniği
BJT	Bipolar Junction Transistor
C	Kondansatör
C_C	Bağlaşım Kondansatörü
CCO	Akım Kontrollü Osilatör
C_{DA}	Doğru Akım Kondansatörü
C_k	Koruma Kondansatörleri
C_ş	Şönt Kondansatör
D	Diyot
DA	Doğru Akım
DCO	Sayısal Kontrollü Osilatör
DEC	Azalış
D-PLL	Sayısal Faz Kilitleme Çevrim Tekniği
DSP	Sayısal İşaret İşleyici
EMI	Elektro Manyetik Girişim
GÇB	Güvenli Çalışma Bölgesi
GTO	Gate Turn Off Thyristors
GUI	Grafic User Interface (Grafik Kullanıcı Arayüzü)
GUI	Grafik Kullanıcı Arayüzü
ID	Artan Azalan
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
INC	Artış
L	Bobin
LF	Filtre Devresi
MCT	Mos Controlled Thyristor
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
PD	Faz Karşılaştırma Devresi
PED	Pozitif Kenar Dedektörü

Kısaltmalar	Açıklama
PFD	Faz Frekans Dedektörü
PLL	Faz Kilitleme Çevrim Tekniği
PWM	Darbe Genlik Modülasyonu
RFI	Radyo Frekans Girişimi
ROM	Sadece Okunur Bellek
S	Yarı İletken Güç Anahtarı
SA	Sert Anahtarlama
S-PLL	Yazılım Faz Kilitleme Çevrim Tekniği
VCO	Gerilim Kontrollü Osilatör
YA	Yumuşak Anahtarlama
ZCS	Sıfır Akımda Anahtarlama
ZVS	Sıfır Gerilimde Anahtarlama

1. GİRİŞ

Anahtarlama kipli çalışan çeviricilerde/eviricilerde kullanılan güç anahtarlarının iletme ve kesime geçmeleri sırasında yük akımının veya geriliminin ani olarak kesilmesi sonucu oluşan yüksek di/dt ve dv/dt değerleri, güç anahtarları üzerinde anahtarlama baskısı ve güç kaybı ile elektromanyetik girişim (EMI) gibi durumlara neden olmaktadır. Bu durum çalışma frekansını sınırlayarak, yüksek frekanslı çalışmayı, verimi ve güç yoğunluğunu kısıtlar. Bu tip çevirici/evirici yapıları sert anahtarlama (SA) çevirici/evirici olarak adlandırılır [1].

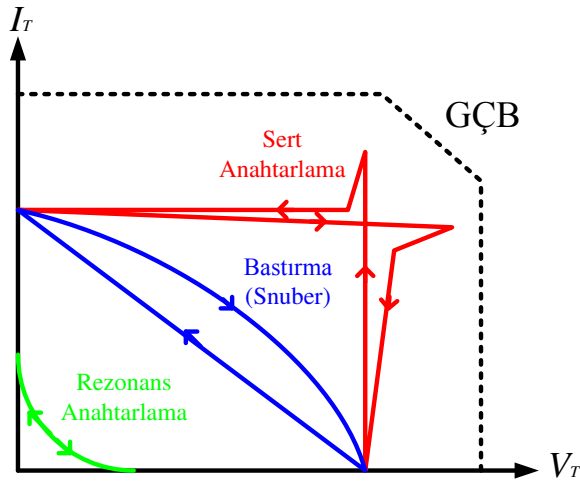
Anahtarlama kipli çalışan çeviricilerde/eviricilerde, yüksek güç yoğunluğu ve hızlı geçiş cevabı sadece anahtarlama frekansının artırılması ile mümkün olur. Ancak, anahtarlama frekansının artırılması durumunda, anahtarlama baskısı, anahtarlama kayıpları, EMI ve radyo frekans girişimi (RFI) gürültüleri de artar. Sert anahtarlama (SA) yerine yumuşak anahtarlama (YA) tekniğinin kullanılması ile anahtarlama kayıpları düşürülerek anahtarlama frekansının yükseltilmesi mümkün olabilmektedir [2-8].

Yumuşak anahtarlama tekniği geleneksel sert anahtarlama çevirici/evirici yapılarına bobin (L), kondansatör (C) gibi pasif elemanlar ile yardımcı diyot veya anahtarlardan oluşan yüksek frekanslı rezonans devrelerin eklenmesiyle oluşturulur [9]. Klasik bastırma (snubber) devreleri ile sağlanan yumuşak anahtarlama, güç anahtarı kayıpları azaltılmakta, fakat toplam kayıplar azaltılamamaktadır [10-13]. Kullanılan bastırma devreleri anahtarlama esnasında oluşan kayıp enerjiyi kondansatör veya endüktans elemanlarına aktarırlar [3, 6]. Ancak rezonans frekansı değerinde sağlanan yumuşak anahtarlama tekniğinde sıfır akımda anahtarlama (ZCS) ve/veya sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS) yapılarak devrenin toplam güç kaybı azaltılır [8, 9].

Yumuşak anahtarlama (YA) tekniğini Bellar ve Jovanovic [10, 11], yük rezonanslı, rezonans geçişli ve rezonans hatlı olmak üzere üç ana başlıkta sınıflandırmıştır. Bu tekniklerde rezonans sürekli olup sistemi besleyen doğru akım (DA) kaynağında

büyük gerilim baskıları oluştururlar. Ayrıca, anahtarlamanın ayırık darbe modülasyonu ile yapılması sistem performansını olumsuz etkilemektedir [10-14]. Bu olumsuzlukları ortadan kaldırmak için Venkataraman [15] ve Çolak [16] rezonans frekansı ile anahtarlama frekansının aynı seçilmesini önermişlerdir.

Şekil 1.1’de sert anahtarlama ve yumuşak anahtarlama ile yapılan çevrimlerin, V_T - I_T düzlemi üzerinde oluşturdukları anahtarlama baskıları gösterilmiştir.



Şekil 1.1. Sert ve yumuşak anahtarlama çevrimlerinin oluşturdukları anahtarlama baskıları

Şekilde noktalı çizgi ile çevrelenen ve güvenli çalış bölgesi (GÇB -Safe Operating Area -SOA) ile ifade edilen kısım, anahtarın güvenli olarak çalışabileceği bölgeyi belirtir. Bu bölgenin genişletilmesi anahtarın dayanacağı anahtarlama baskı sınırını genişletir, ancak güç anahtarlarının diğer tasarım karakteristiklerini olumsuz etkiler. Sert anahtarlamanın oluşturduğu anahtarlama baskısı kırmızı renk ile gösterilmiştir. Şekilde görüldüğü gibi sert anahtarlama durumunda, anahtar güvenli olarak çalıştığı bölgeye çok yakın bir bölgede çalışmakta ve anahtarlama baskısı, güç kaybı, EMI değerleri oldukça yüksek olmaktadır. Klasik bastırma devreleri ile sağlanan yumuşak anahtarlama tekniğinde anahtarın iletme ve kesime geçiş çevriminin oluşturduğu anahtarlama baskısı ise mavi renk ile gösterilmiştir. Şekilde görüldüğü gibi anahtarlama baskısı anahtarın güvenli olarak çalıştığı alanın sınırlarından uzaklaşır. Ancak bu durumda anahtarlarda meydana gelen kayıplar bastırma devresine

aktarıldığından sistemin toplam güç kaybı değişmez. Rezonans frekans değerinde yumuşak anahtarlama tekniği ile sağlanan sıfır akımda anahtarlama (ZCS) ve/veya sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS) ise yeşil renk ile gösterilmiştir. Şekilde görüldüğü gibi ek bir söndürücü devreye ihtiyaç gerekmez. Anahtarlama baskısı, güç kaybı ve EMI değerleri çok küçültülür.

Bu tez çalışmasında D-Sınıfı seri rezonans evirici devresinin faz kilitleme çevrim (PLL) kontrol metodu ile sıfır akımda anahtarlama (ZCS) yapılması sağlanmıştır. Sistemin kapalı çevrim kontrolünü gerçekleştiren PLL yapısı, dsPIC30F2020 mikro denetleyicisi ve sıfır geçiş devreleri ile oluşturulmuştur.

Tezin ikinci bölümünde PLL tekniğinin çalışması anlatılmış ve PLL tipleri hakkında bilgiler verilmiştir.

Üçüncü bölümde güç anahtarları, anahtarlama güç kayıpları, anahtarlama kayıplarını azaltma tekniklerinden bahsedilmiştir.

Dördüncü bölümde rezonans evirici sistemler ve çeşitleri ile D-Sınıfı seri rezonans evirici yapısı incelenmiş, çalışma prensipleri açıklanmıştır.

Beşinci bölümde ise sistemin gerçekleştirilmesinde kullanılan devre elemanları ile hazırlanan donanım tanıtılmış ve benzetim ve uygulama çalışmalarından elde edilen sonuçlar tartışılmıştır.

Sonuç bölümünde ise tasarlanan sistemde elde edilen sonuçlar ve bu sonuçlara göre öneriler sunulmuştur.

2. FAZ KİLİTLEME ÇEVİRİM TEKNİĞİ (PLL)

Faz kilitleme çevrim tekniği ile ilgili düşünceler ilk defa 1930'lu yıllarda ortaya atılmış ve konuyla ilgili temel kavramlar o sıralarda açıklanmıştır. O zamandan beri endüstriyel ürünlerin birçoğunda faz kilitleme çevrim (PLL) tekniğinden yararlanılmıştır. Örnek olarak, televizyon açıldığında görüntülerin televizyon ekranında belirmesi, renkli televizyonlarda görüntü renklerinin birbirlerine karışmaması, radyo yayınlarında istenilen istasyon yayınının bulunması, elektronik ateşlemeli floresant lambalarda, indüksiyonla ısıtma sistemleri, motor hız kontrolü gibi birçok endüstriyel uygulamalar ile haberleşme cihazlarında faz kilitleme çevrim tekniği (**Phase Locked Loop - PLL**) kullanılmaktadır.

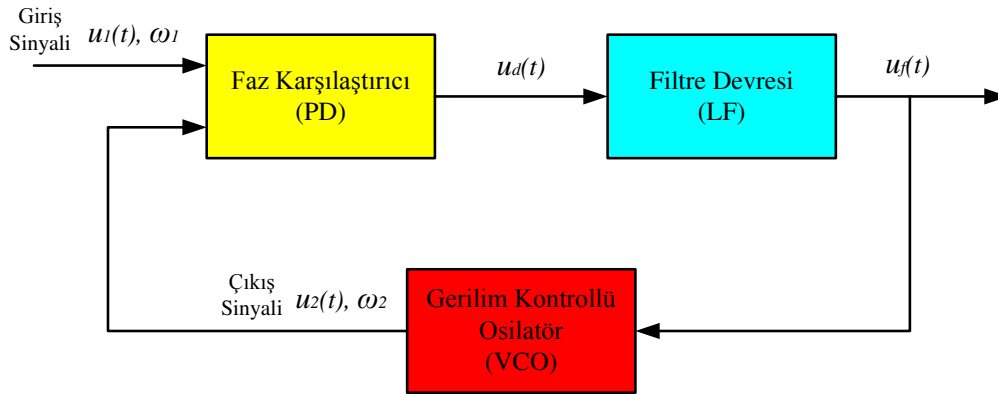
Faz kilitleme çevrim tekniği, özel bir sistemi diğer sistemin izlemesine dayanan bir devre uygulamasıdır. Bir PLL devresi temel olarak, bir referans veya giriş sinyalinin çıkış sinyali ile frekans ve faz eşitliğini sağlar. Çıkış sinyali ve giriş sinyali arasındaki faz hatasının sıfıra getirilmesi kilitleme olarak adlandırılır. Faz hatasının artması durumunda, PLL kontrol mekanizması devreye girerek, tekrar faz hatasını sıfıra azaltır. Çıkış sinyali fazı ile giriş sinyalinin fazının kilitleyen bu kontrol sistemlerine faz kilitleme çevrim tekniği adı verilmektedir.

PLL, ilk kullanılmasından günümüze kadar geçen süre içerisinde, tümdevre teknolojisinin gelişmesine paralel olarak yapılma durumlarına göre analog PLL (A-PLL), sayısal PLL (D-PLL), tamamen sayısal PLL (AD-PLL) ve yazılım PLL (S-PLL) olarak 4'e ayrılır. PLL çeşitlerinin çalışma prensipleri aslında birbirinin benzeridir. Farklılık, yalnızca PLL'i oluşturan temel fonksiyon bloklarının farklı bileşenlerden oluşmasıdır. Ancak bu farklılıklar işleyiş, kararlılık ve hız gibi konularda farklılıklara yol açar. Şekil 2.1'de verilen olan PLL devresinin giriş ve çıkış büyüklükleri;

- $u_1(t)$, giriş veya referans sinyali,
- ω_1 , giriş veya referans sinyalin açısal frekansı,

- $u_2(t)$, gerilim kontrollü osilatörün çıkış sinyali,
- ω_2 , çıkış sinyalin açısal frekansı,
- $u_d(t)$, faz karşılaştırıcı çıkış sinyali,
- $u_f(t)$, filtre devresi çıkış sinyali,
- θ_e , faz hatası ($u_1(t)$ ve $u_2(t)$ sinyalleri arasındaki faz farkı).

olarak tanımlanmaktadır.



Şekil 2.1. Faz kilitleme çevrim (PLL) blok yapısı

Burada verilen PLL devresi temel olarak üç fonksiyonel bloktan oluşmaktadır.

- Faz karşılaştırma devresi (PD),
- Filtre devresi (LF),
- Gerilim kontrollü osilatör (VCO).

Bazı PLL sistemlerinde, VCO yerine akım kontrollü osilatör (CCO) kullanılır. Bu kontrol şeklinde faz karşılaştırıcı çıkış sinyali, gerilim kaynağı yerine akım kaynağı ile kontrol edilir. Bununla birlikte, sistemin çalışma prensibinde bir farklılık yoktur.

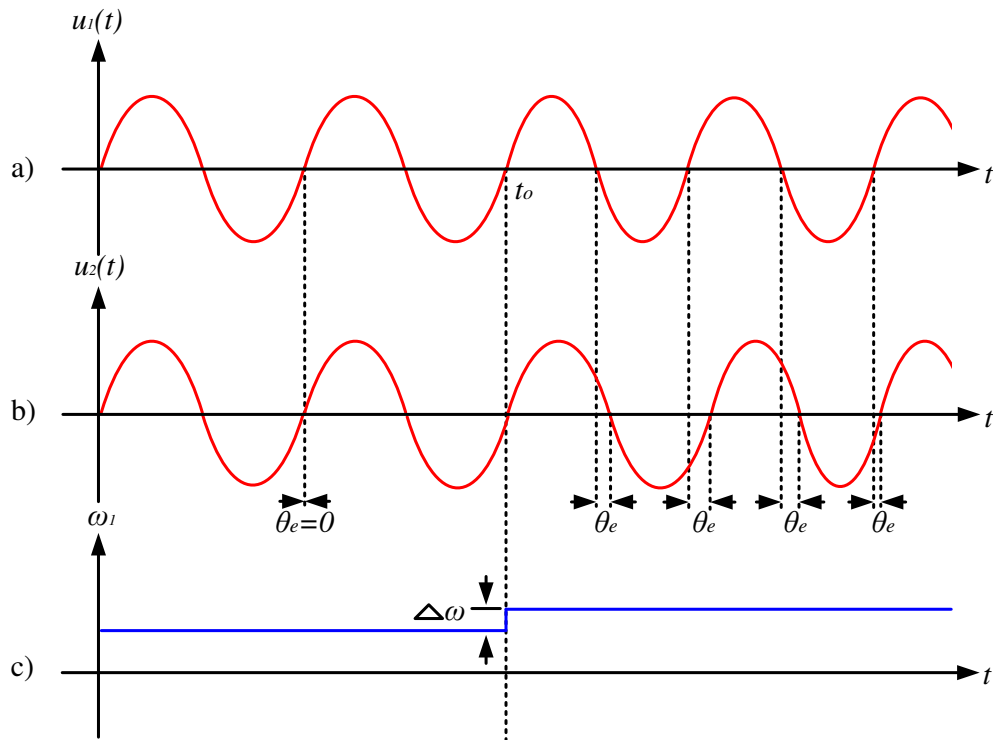
Şekil 2.1' de gösterilen PLL devresinde, çıkış sinyalin açısal frekansı filtre devresinin çıkış sinyaline bağlı olarak gerilim kontrollü osilatörün merkez frekansı ω_o ve K_o kazancı ile belirlenir.

$$\omega_2(t) = \omega_o(t) + K_o u_f(t) \quad (2.1)$$

Faz karşılaştırıcı ise, referans sinyalin fazı ile çıkış sinyalinin fazını karşılaştırır ve elde edilen sinyal, faz hatası ile bağıntılıdır.

$$u_d(t) = K_d \theta_e \quad (2.2)$$

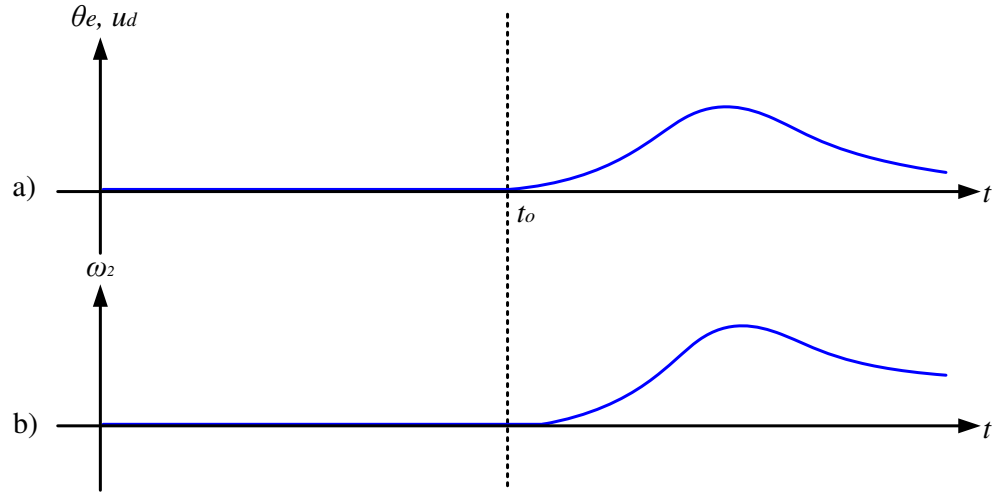
Burada K_d , faz karşılaştırıcının kazancıdır. Faz karşılaştırıcıdan çıkan hata sinyali filtre devresinden geçirilerek gerilim kontrollü osilatör devresine uygulanır. Bu üç fonksiyon bloğunun birlikte çalışması sırasında, giriş sinyalinin açısal frekansı ile gerilim kontrollü osilatör çıkışından alınan sinyalin açısal frekansı birbirine eşit ise iki sinyal arasındaki faz farkı sıfırdır. Faz farkının sıfır olması, Eş. 2.2'ye göre faz karşılaştırıcı çıkışından alınan sinyalinde sıfır olmasına neden olur. Bundan dolayı da, gerilim kontrollü osilatör merkez frekansında çalışmasına devam eder.



Şekil 2.2. Giriş sinyali açısal frekans değişim durumu a) giriş sinyali $u_1(t)$ b) VCO'nun çıkış sinyali $u_2(t)$ c) çıkış sinyali $u_1(t)$ 'nin açısal frekansı ω_1

Eğer, ilk durumda hata sinyali sıfır değerinde değil ise, faz karşılaştırıcının çıkış sinyali sıfır değerinden farklı bir değer alır ve bundan dolayı da filtre devresi bir sinyal üretir. Bu üretilen sinyal gerilim kontrollü osilatöre uygulanarak osilatörün çıkış açısal frekansını değiştirir ve hata farkını sıfıra götürür.

Şekil 2.2’de giriş sinyali açısal frekans değişim durumu gösterilmiştir. Grafikte, t_o anına kadar giriş sinyali ve çıkış sinyali frekanslarının birbirine eşit ve faz hatasının sıfır olduğu görülmektedir. t_o anında giriş sinyal frekansının birden $\Delta\omega$ miktarı kadar değişmesiyle giriş ve çıkış sinyalleri arasındaki faz farkı θ_e zamanla artmakta ve buna bağlı olarak Şekil 2.3’de gösterilen faz karşılaştırıcının çıkış sinyal grafiği de fonksiyonel olarak değişmektedir. Bunun sonucunda gerilim kontrollü osilatörün çıkış açısal frekansı değişerek giriş ve çıkış sinyalleri arasındaki hata farkı θ_e azalıp zamanla sıfır olmakta ve çıkış sinyali giriş sinyaline kilitlenmektedir.



Şekil 2.3. Giriş sinyali açısal frekans değişim durumlarının faz karşılaştırıcı ve gerilim kontrollü osilatör tepkisi a) $u_d(t)$ ve θ_e sinyallerinin fonksiyonel zamanı b) VCO’nun açısal frekansı ω_2 ’nin fonksiyonel zamanı

2.1. PLL Tiplerinin Sınıflandırılması

İlk faz kilitleme çevrim yapısı 1932 yılının başlarında “eşevreli iletişim” üzerinde çalışan Fransız mühendis Bellescize [17] tarafından uygulanmıştır. Daha sonraki

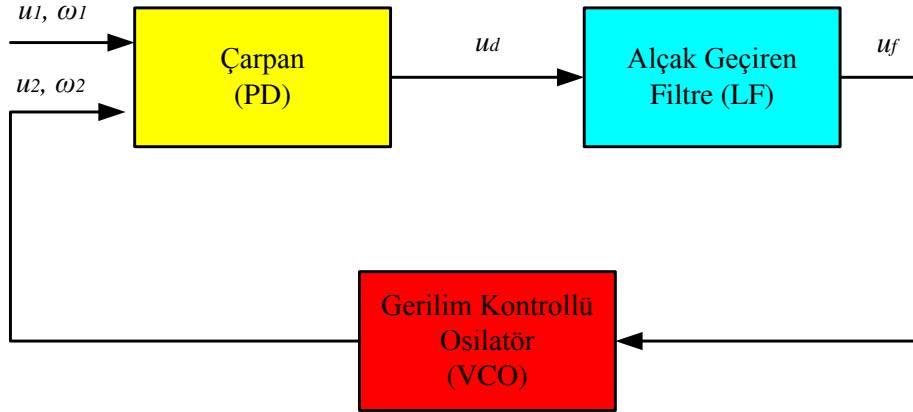
yıllarda özellikle tüm devre (entegre) teknolojisinin gelişme göstermesiyle PLL çok geniş bir uygulama alanı bulmuştur. İlk PLL entegresi 1965 yıllarında sadece analog devrelerden oluşan bir sistem olarak kullanılmıştır. Bu yıllarda geliştirilen PLL tipi analog PLL (A-PLL) olarak adlandırılır. A-PLL devresi, faz karşılaştırıcı, filtre devresi ve gerilim kontrollü osilatörden oluşmaktadır. Sonraki yıllarda PLL’i oluşturan fonksiyon yapılarının dijital devrelerden oluşturulması ile sayısal PLL (D-PLL) devreleri ortaya çıkmıştır. İlk D-PLL 1970 yılların başında karma devrelerin uygulama etkilerinde kullanılmıştır. D-PLL’in diğer A-PLL’den tek farkı, faz karşılaştırma devresinin EXOR kapısı veya J-K flip-flop gibi sayısal devreler ile kurulmuş olmasıdır. Diğer kullanılan fonksiyonel bloklar ise aynıdır. Daha sonraki yıllarda tüm sayısal PLL (AD-PLL) geliştirilmiştir. AD-PLL fonksiyonları sadece sayısal bloklardan oluştuğu için direnç, kondansatör, bobin gibi devre elemanlarından oluşan analog devreler kullanılmaz. Bilgisayar sistemlerinin gelişmesi ile bilgisayar programları yardımıyla PLL sistemlerinde kullanıla analog filtre devreleri program yazılımı ile de gerçekleştirilmiştir. Bu tip PLL tipi de yazılım PLL (S-PLL) olarak adlandırılır. S-PLL’ler, sayısal işaret işleyiciler (DSP) veya mikroişlemciler için hazırlanan yazılım programları tarafından oluşturulur. S-PLL’de tüm fonksiyon blokları yazılım tarafından oluşturulabilmesinden dolayı çok büyük bir esnekliğe sahiptir. Bu nedenle S-PLL’ler A-PLL, D-PLL ve AD-PLL olarak çeşitli PLL tiplerine dönüştürülüp değişik algoritmalar ile kullanılabilir.

Yukarıda açıklanan PLL tiplerini dört başlık altında toplayabiliriz:

- Analog PLL (A-PLL),
- Sayısal PLL (D-PLL),
- Tüm Sayısal PLL (AD-PLL),
- Yazılım PLL (S-PLL).

2.1.1. Analog PLL (A-PLL)

PLL’i oluşturan fonksiyon blokları her PLL tipi için farklıdır. Şekil 2.4’de A-PLL yapısı gösterilmiştir.



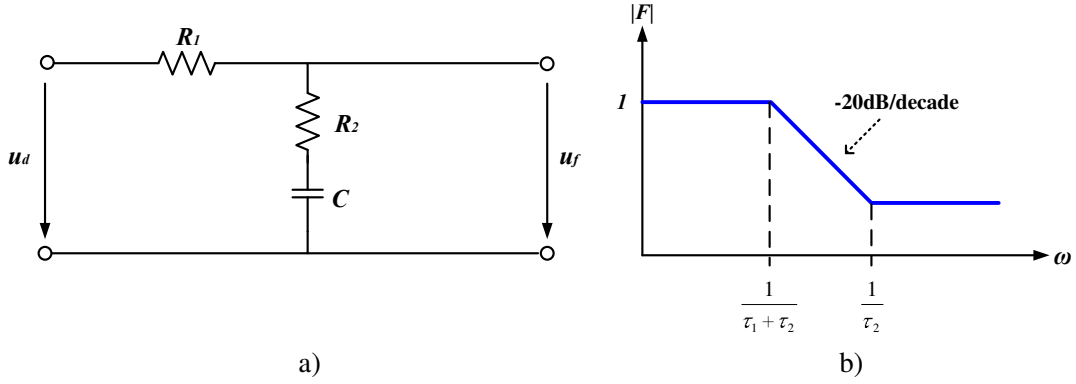
Şekil 2.4. A-PLL fonksiyon blok yapısı

Şekilde gösterilen bloklardan çarpan fonksiyonu, faz karşılaştırıcısı olarak kullanılır. Giriş sinyali $u_1(t)$, ω_1 açısal frekanslı bir sinüzoidal sinyal olmasına rağmen, çıkış sinyali $u_2(t)$, ω_2 açısal frekanslı bir kare dalgadır. Kilitli çalışma durumunda bu iki sinyalin faz ve frekansı birbirine eşittir. Faz karşılaştırıcısının çıkış sinyali $u_d(t)$ değerine birkaç koşul etki etmektedir. Bunlardan ilki, DA bileşen değerine faz farkının oransal etkisi içerisinde kalan AA bileşen değerinin sahip olduğu harmonik mertebesi $(2\omega_1, 4\omega_1, \dots)$ gibi çeşitli durumlardır. Oluşan bu yüksek frekanstaki istenmeyen harmonikler filtre devresi ile yok edilir. A-PLL uygulamalarında kullanılan filtreler genelde pasif filtrelerdir.

Şekil 2.5’de pasif ileri-geri filtre devresi ve bu filtre devresine ait genlik cevabı görülmektedir. Bu devrenin transfer fonksiyonu Eş. 2.3’de verilmiştir.

$$F_s = \frac{1 + s\tau_2}{1 + s(\tau_1 + \tau_2)} \quad (2.3)$$

Burada, $\tau_1=R_1C$ ve $\tau_2=R_2C$ ’dir.

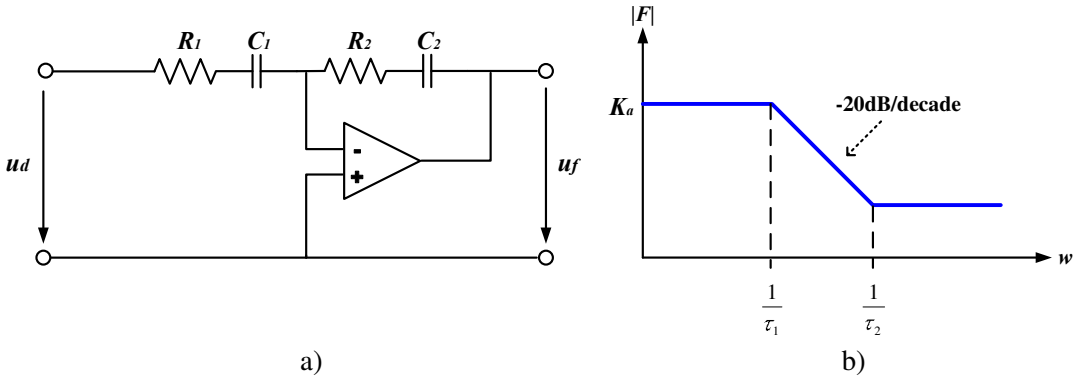


Şekil 2.5. Pasif ileri-geri filtre a) devre şekli b) genlik cevabı

Şekil 2.6’da aktif ileri-geri filtre devresi ve bu filtre devresine ait genlik cevabı görülmektedir. Bu devrenin transfer fonksiyonu Eş. 2.4’de verilmiştir.

$$F_s = K_a \frac{1 + s\tau_2}{1 + s\tau_1} \quad (2.4)$$

Burada; $\tau_1 = R_1 C$, $\tau_2 = R_2 C$ ve $K_a = -C_1/C_2$ ’dir.

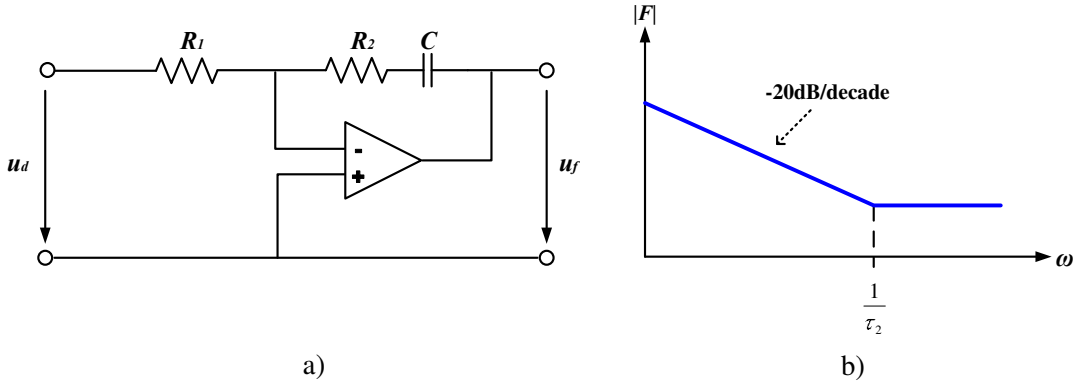


Şekil 2.6. Aktif ileri-geri filtre a) devre şekli b) genlik cevabı

Şekil 2.7’de aktif PI filtre devresi ve genlik cevabı görülmektedir. Filtrenin kontrol yapısının oransal integral olması sebebiyle PI olarak adlandırılmıştır. Filtrenin transfer fonksiyonu Eş. 2.5’de verilmiştir.

$$F_s = \frac{1 + s\tau_2}{s\tau_1} \quad (2.5)$$

Burada; $\tau_1=R_1C$ ve $\tau_2=R_2C$ 'dir.



Şekil 2.7. Aktif PI filtre a) devre şekli b) genlik cevabı

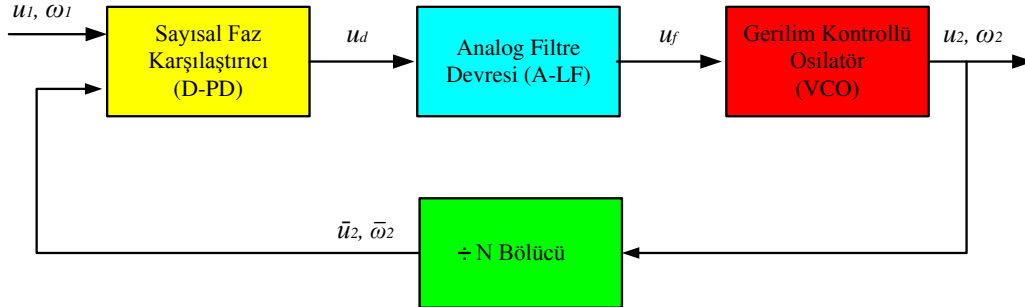
PLL uygulamaları, sistemde kullanılan filtre devrelerine göre isimlendirilir. Örnek olarak sistemde pasif filtre devresi kullanılmış ise birinci sıra PLL uygulaması olarak adlandırılır.

A-PLL sisteminin en son kalan fonksiyon bloğu Şekil 2.3'de gösterilen gerilim kontrollü osilatördür. Gerilim kontrollü osilatör, çıkış sinyalini giriş sinyaline eşitlemeye çalışan bir fonksiyon bloğudur.

2.1.2. Sayısal PLL (D-PLL)

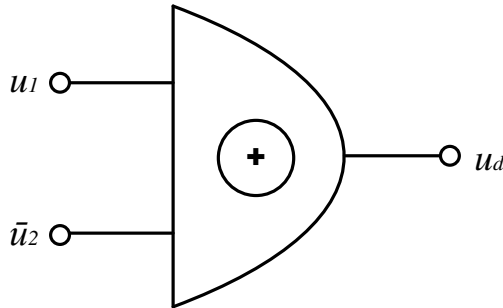
D-PLL yapısı, analog ve sayısal fonksiyon blokların birleşiminden oluşmuştur. D-PLL yapısında tek sayısal fonksiyon bloğu, faz karşılaştırıcı bloğudur. D-PLL yapısı işleyiş bakımından A-PLL yapısına benzerlik gösterirken hız ve kararlılık açısından farklıdır. A-PLL yapısı teori bakımından, D-PLL yapısına dönüştürülebilir. D-PLL yapısının, A-PLL yapısı ile ortak özellikleri, AD-PLL yapısına göre daha fazladır.

D-PLL yapısının blok diyagramı Şekil 2.8'de gösterilmiştir. Şekilde görüldüğü gibi D-PLL yapısı A-PLL yapısına benzer olarak, faz karşılaştırıcı, filtre devresi ve gerilim kontrollü osilatör fonksiyon bloklarından oluşmaktadır. D-PLL yapısının çoğu uygulamalarında (PLL frekans birleştirici gibi), faz karşılaştırıcı ve gerilim kontrollü osilatör arasına bir $\pm N$ frekans bölücü yerleştirilir.



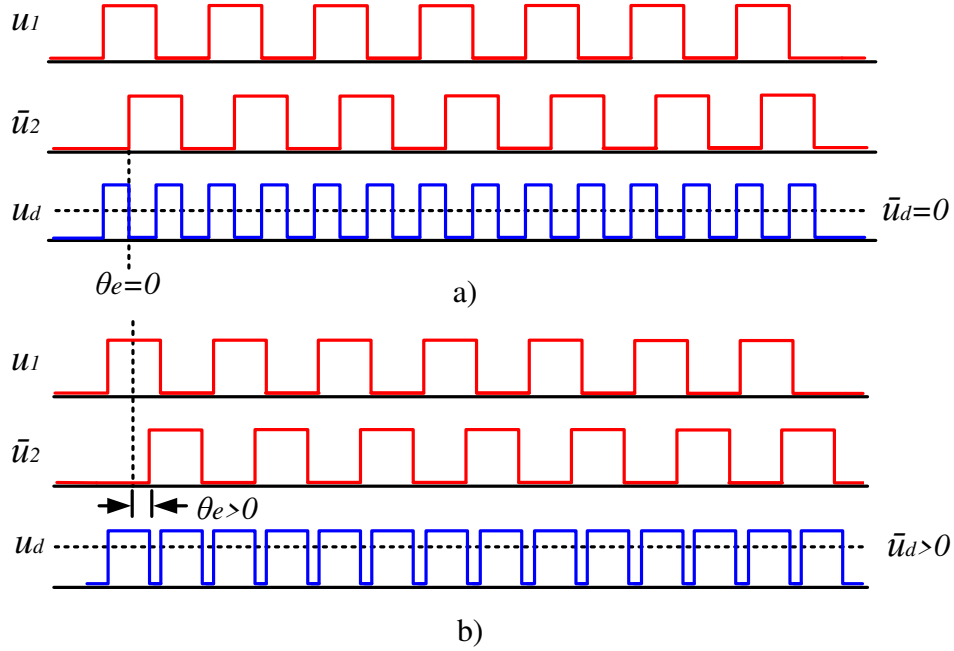
Şekil 2.8. D-PLL fonksiyon blok yapısı

D-PLL yapısında kullanılan filtre devreleri ve gerilim kontrollü osilatör, A-PLL yapısı ile aynıdır ve A-PLL (2.1.1) bölümünde bu fonksiyon blokları açıklanmıştır. D-PLL yapısında kullanılan faz karşılaştırıcı A-PLL yapısından farklıdır ve bu devre yapısında farklı mantıksal devreler kullanılabilir. Şekil 2.9’da D-PLL yapısında en çok kullanılan faz karşılaştırma devresi EXOR kapısı gösterilmiştir.



Şekil 2.9. EXOR kapısı faz karşılaştırma devresi

Şekil 2.10’da, giriş (u_1) ve çıkış ($\bar{u}_2$) sinyalleri birbirinin simetriği olan kare dalgaların farklı faz hataları için EXOR faz karşılaştırıcı çıkış dalga şekilleri gösterilmiştir. Şekil 2.10.a’da faz hatası sıfır ve giriş, çıkış sinyalleri arasındaki faz farkı 90° ’dir. Çıkış sinyali giriş dalga sinyalin iki katı frekansında ve %50 doluluk oranında bir kare dalgadır. Filtre devresinden geçirilen yüksek frekanslı bu bileşenlerin ortalama değeri kesik çizgi ile gösterilmiştir. Şekil 2.10.b’de ise faz hatasının sıfırdan büyük olması durumundaki faz karşılaştırıcı çıkış dalga şekli gösterilmiştir. Şekilde görüldüğü gibi faz hatasının sıfırdan büyük olduğu durumda çıkış sinyalinin doluluk oranı %50’den büyüktür.

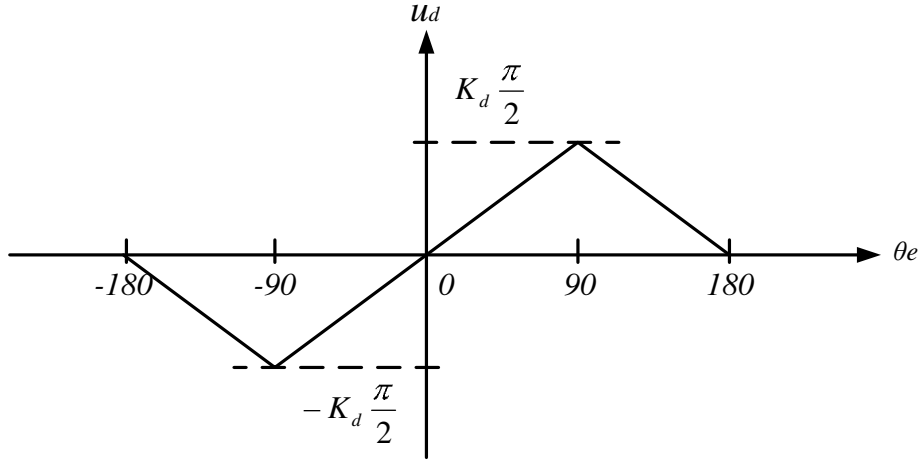


Şekil 2.10. EXOR faz karşılaştırıcı fonksiyonu için sinyal dalga formları a) faz hatasının ($\theta_e=0$) sıfır olması durumundaki dalga şekli b) faz hatasının sıfırdan büyük olması ($\theta_e>0$) durumundaki dalga şekli

Şekil 2.11’de EXOR faz karşılaştırıcı çıkışı u_d ’nin, giriş ve çıkış sinyalleri arasındaki faz hatasının -90° ve $+90^\circ$ arasındaki karakteristik dalga şekli gösterilmiştir. Burada, u_d ’nin max değeri faz hatasının $+90^\circ$ ’de olduğu anda, u_d ’nin min değeri ise faz hatasının -90° ’de olduğu anda oluşmaktadır.

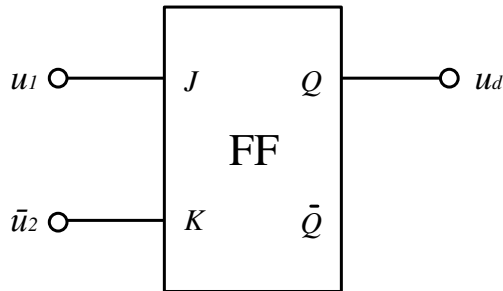
Faz hatasının -90° ve $+90^\circ$ arasındaki faz karşılaştırıcı çıkışı u_d , Eş. 2.6’da gösterildiği gibi yazılabilir.

$$\overline{u_d} = K_d \theta_e \quad (2.6)$$



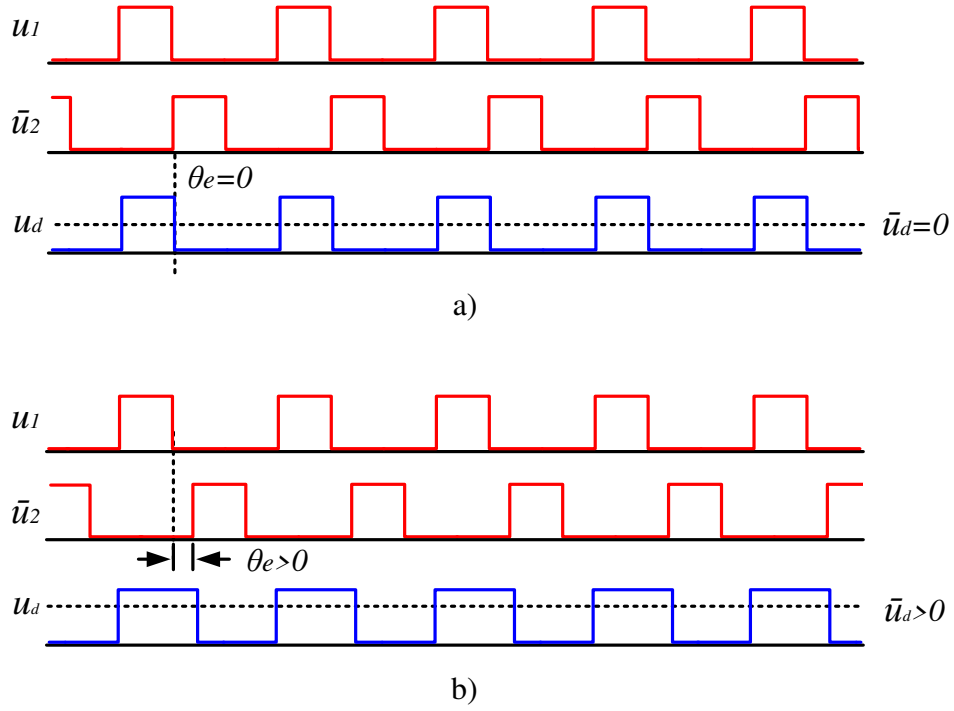
Şekil 2.11. EXOR faz karşılaştırıcı çıkışının, giriş ve çıkış sinyalleri arasındaki faz hatasının -90° ve $+90^\circ$ arasındaki karakteristik dalga şekli

Şekil 2.12’de diğer bir faz karşılaştırıcı devresi olan J-K flip-flop gösterilmiştir.

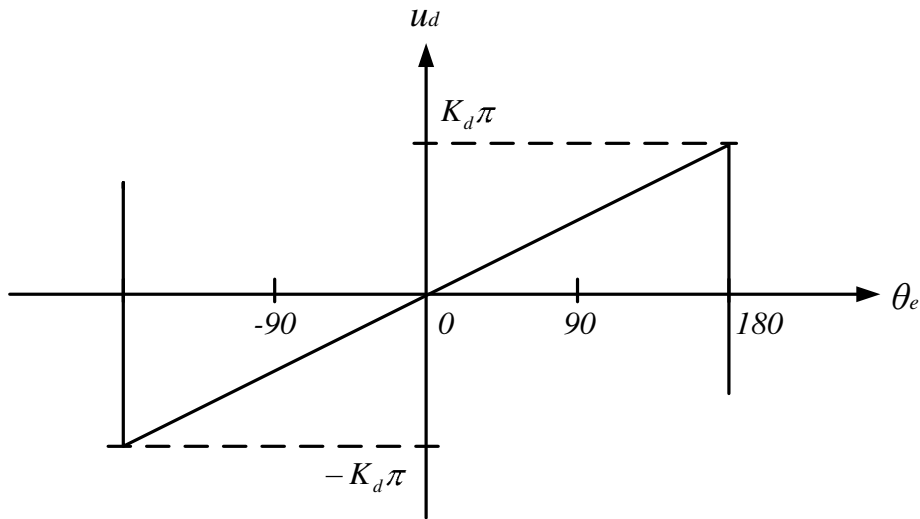


Şekil 2.12. J-K flip-flop faz karşılaştırma devresi

J-K flip flop, J giriş ucuna bir pozitif kenar tetiklemesi geldiğinde çıkışı 1 olan ve K giriş ucuna ise başka bir pozitif kenar tetiklemesi geldiğinde çıkışı “0” olan bir mantıksal devredir. Faz hatasının sıfır ve farklı olması durumunda, J-K flip-flop faz karşılaştırıcı devre çıkış dalga şekilleri Şekil 2.13’de gösterilmiştir. Giriş ve çıkış arasındaki faz hatasının sıfır olması durumunda J-K flip-flop faz karşılaştırıcı çıkış dalga şekli, Şekil 2.13.a’da gösterildiği gibi giriş sinyalinin frekansı ile aynı olan bir kare dalga olup ortalama değeri sıfırdır. Faz hatasının sıfırdan büyük olması durumunda ise J-K flip-flopun çıkış dalga şekli Şekil 2.13.b’de gösterildiği gibi dalga şeklinin doluluk oranı %50’den ve ortalama değeri sıfırdan büyüktür.



Şekil 2.13. J-K flip-flop faz karşılaştırıcı için sinyal dalga formları a) faz hatasının sıfır olması durumunda dalga şekli b) faz hatasının sıfırdan büyük olması durumundaki dalga şekli



Şekil 2.14. J-K flip-flop faz karşılaştırıcı çıkışının, giriş ve çıkış sinyalleri arasındaki faz hatasının -180° ve $+180^\circ$ arasındaki karakteristik dalga şekli

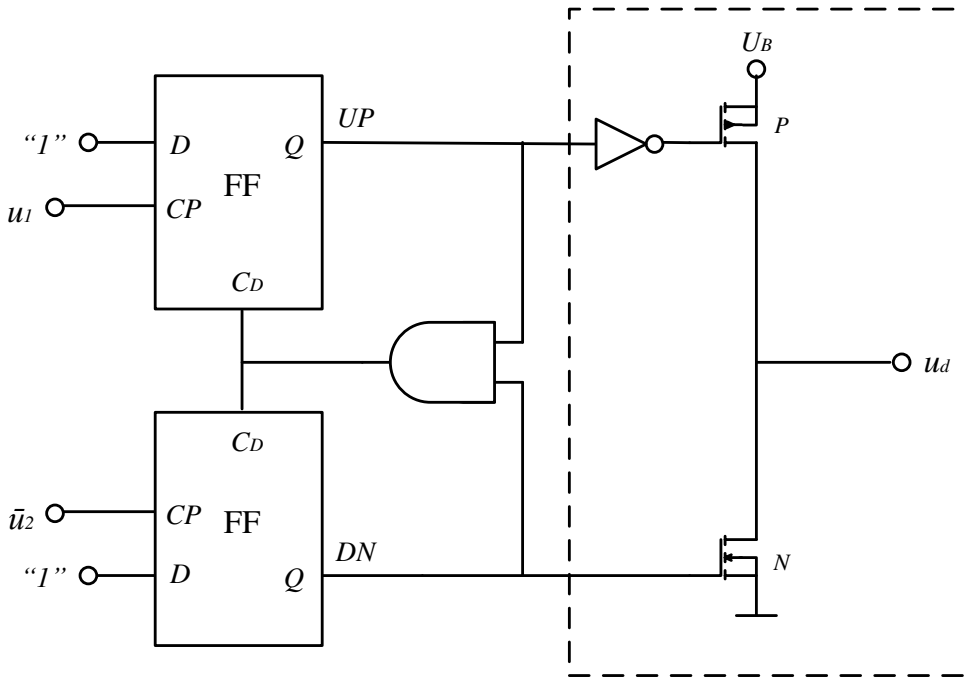
Şekil 2.14'de ise J-K flip-flop faz karşılaştırıcı çıkışının, giriş ve çıkış sinyalleri arasındaki faz hatasının -180° ve $+180^\circ$ arasındaki karakteristik dalga şekli

gösterilmiştir. Şekilde, u_d 'nin maksimum değeri faz hatasının $+180^\circ$ 'de olduğu anda, u_d 'nin min değeri ise faz hatasının -180° 'de olduğu anda oluşmaktadır.

Faz hatasının -180° ve $+180^\circ$ arasındaki faz karşılaştırıcı çıkışı u_d , Eş. 2.7'de gösterildiği gibi yazılabilir.

$$\overline{u_d} = K_d \theta_e \quad (2.7)$$

Şekil 2.15'de diğer bir karşılaştırıcı devresi olan faz frekans detektörü (PFD) devresi gösterilmiştir.



Şekil 2.15. PFD faz karşılaştırma devresi

Şekilde görüldüğü gibi, PFD faz karşılaştırıcı iki adet D flip-flop, bir VE kapısı ile bir adet eviriciden oluşmuştur. Böylece diğer faz karşılaştırıcı fonksiyon tiplerinden farklılık arzeder. PFD faz karşılaştırıcıların çıkış sinyali sadece faz hatasına bağlı olmayıp sistemin frekans hatasına da bağlıdır. Böylece sistemin faz hatası kontrolü yanında frekans eşitliği kontrolü de yapılmaktadır. PFD faz karşılaştırıcı devresine giren sinyaller dört farklı durumda olabilir.

- $UP=0, DN=0$
- $UP=1, DN=0$
- $UP=0, DN=1$
- $UP=1, DN=1$

D-flip flopların çıkışlarına eklenen VE kapısından dolayı son durum görülmez. Yani, giriş sinyallerinin her ikisinin de “1” olması durumunda flip floplar sıfırlanır. Sonuç olarak PFD üç kararlı devre olarak çalışır. Bu üç durumu aşağıda gösterilen “-1,0 ve 1” mantıksal değerleri ile ifade edilebilir.

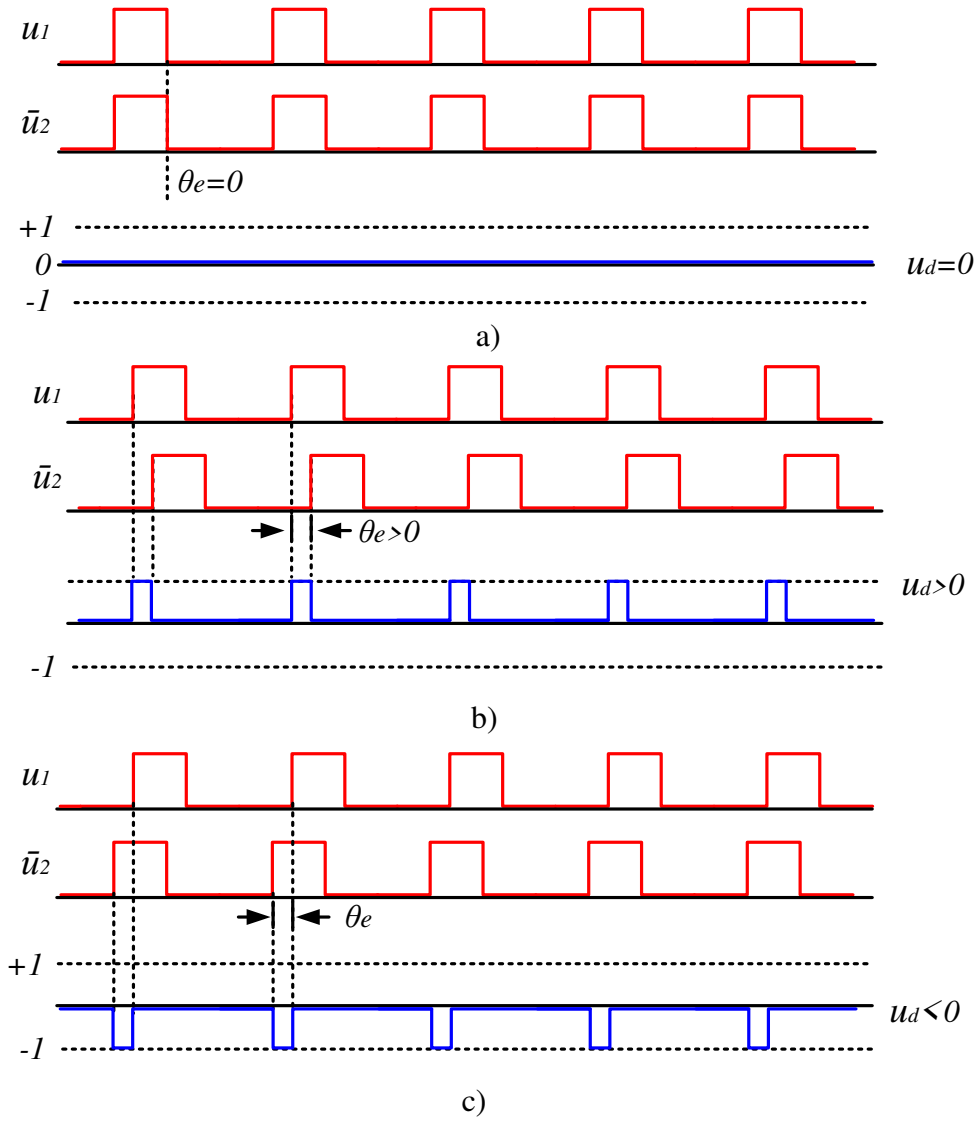
- $DN=1, UP=0 \rightarrow \text{durum}=-1$
- $DN=0, UP=0 \rightarrow \text{durum}=0$
- $DN=0, UP=1 \rightarrow \text{durum}=+1$

Şekil 2.16.a’da faz hatasının sıfır olduğu durumdaki PFD çıkış dalga şekli gösterilmiştir. Giriş ve çıkış sinyalleri bu durumda aynıdır ve her iki sinyalin pozitif kenarları aynı anda yükselmektedir. Bu yüzden PFD çıkış sinyali sıfır durumundadır. Şekil 2.16.b’de ise giriş sinyalinin çıkış sinyalinden önde olma durumu gösterilmiştir ve PFD çıkışı 0 ve +1 arasındadır. Çıkış sinyalinin giriş sinyalinin önde olma durumu ise Şekil 2.16.c’de gösterilmiştir ve PFD çıkışı 0 ile -1 arasındadır.

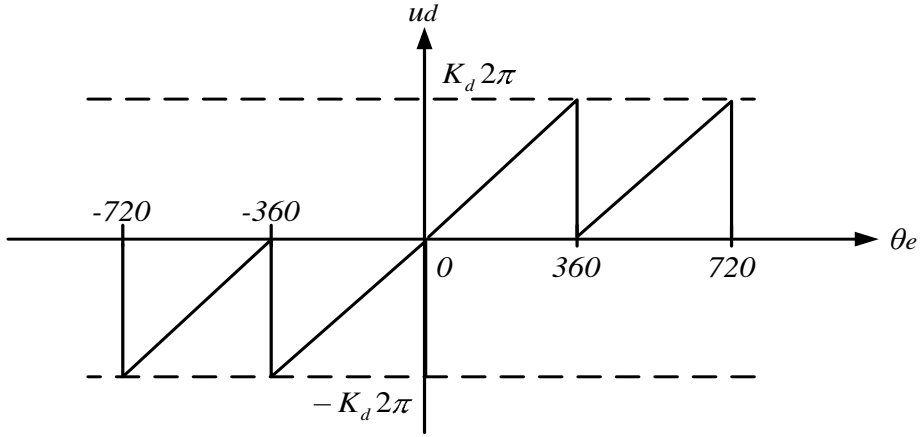
Şekil 2.17’de, PFD faz karşılaştırıcı çıkış gerilimin faz hatasına göre ortalama değeri gösterilmiştir. Şekilde görüldüğü gibi PFD çıkış sinyal ortalama değeri, +360 ve -360 noktalarında en büyük ve en küçük değerini almıştır.

Faz hatasının -360° ve $+360^\circ$ arasındaki faz karşılaştırıcı çıkışı u_d , Eş.2.8’de gösterildiği gibi yazılabilir.

$$\overline{u_d} = K_d \theta_e \quad (2.8)$$



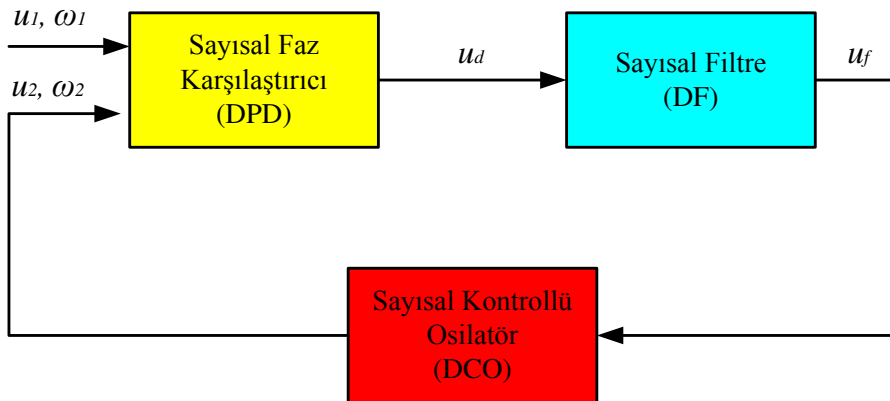
Şekil 2.16. PFD faz karşılaştırma devresi sinyal çıkış dalga formları a) faz hatasının sıfır olması durumunda ki dalga şekli b) faz hatasının sıfırdan büyük olma durumundaki dalga şekli (PFD çıkış sinyali $+1$ durumda) c) faz hatasının sıfırdan küçük olması durumundaki dalga şekli (PFD çıkış sinyali -1 durumunda)



Şekil 2.17. PFD faz karşılaştırıcı çıkışının, giriş ve çıkış sinyalleri arasındaki faz hatasının -360° ve $+360^\circ$ arasındaki karakteristik dalga şekli

2.1.3. Tüm sayısal PLL (AD-PLL)

A-PLL ve D-PLL analog fonksiyon bloklarında bulunan gürültü bastırma kondansatörleri ile, blokların kazanç değerlerinin sıcaklıkla değişmesi sistemin merkez frekansının değişimine sebep olurlar. Sistemin kararlılığını etkileyen bu durumlar önemli uygulamalarda sistemin çalışmasına olumsuz etkiler. Analog fonksiyon blokların yaratmış olduğu bu sorun AD-PLL yapısı içerisindeki tüm fonksiyon bloklarının sayısal devrelerden oluşturulması ile ortadan kaldırılmıştır. Şekil 2.18’de AD-PLL fonksiyon blok yapısı gösterilmiştir.

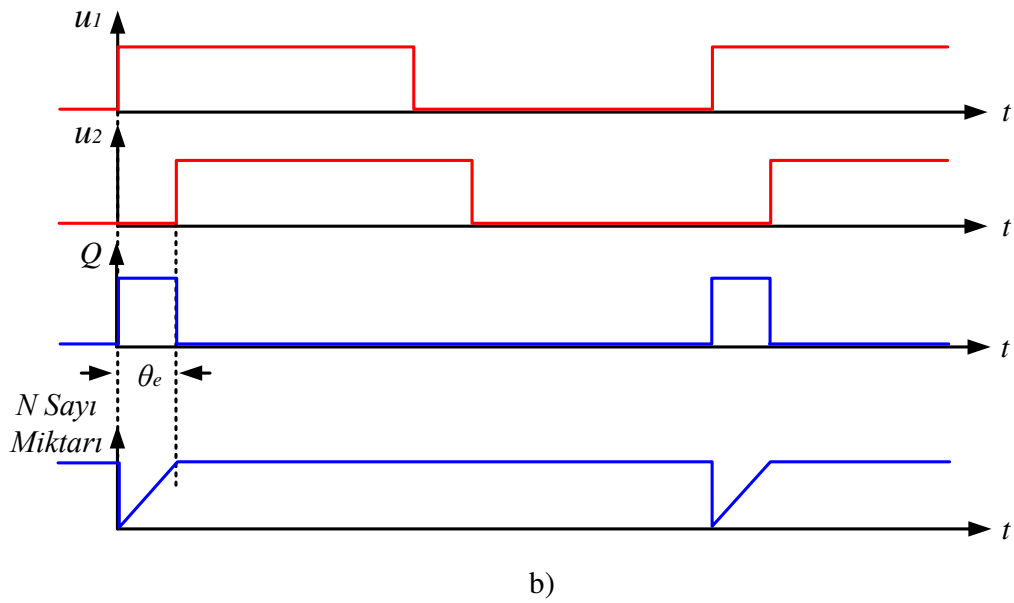
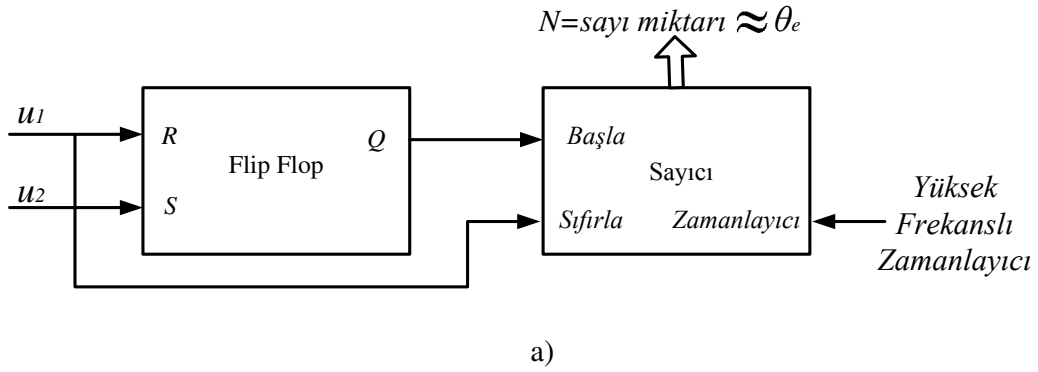


Şekil 2.18. AD-PLL fonksiyon blok yapısı

Şekilde görüldüğü gibi AD-PLL yapısı, sayısal faz karşılaştırıcı, sayısal filtre ve sayısal kontrollü osilatör bloklarından oluşmaktadır.

Sayısal faz karşılaştırıcı

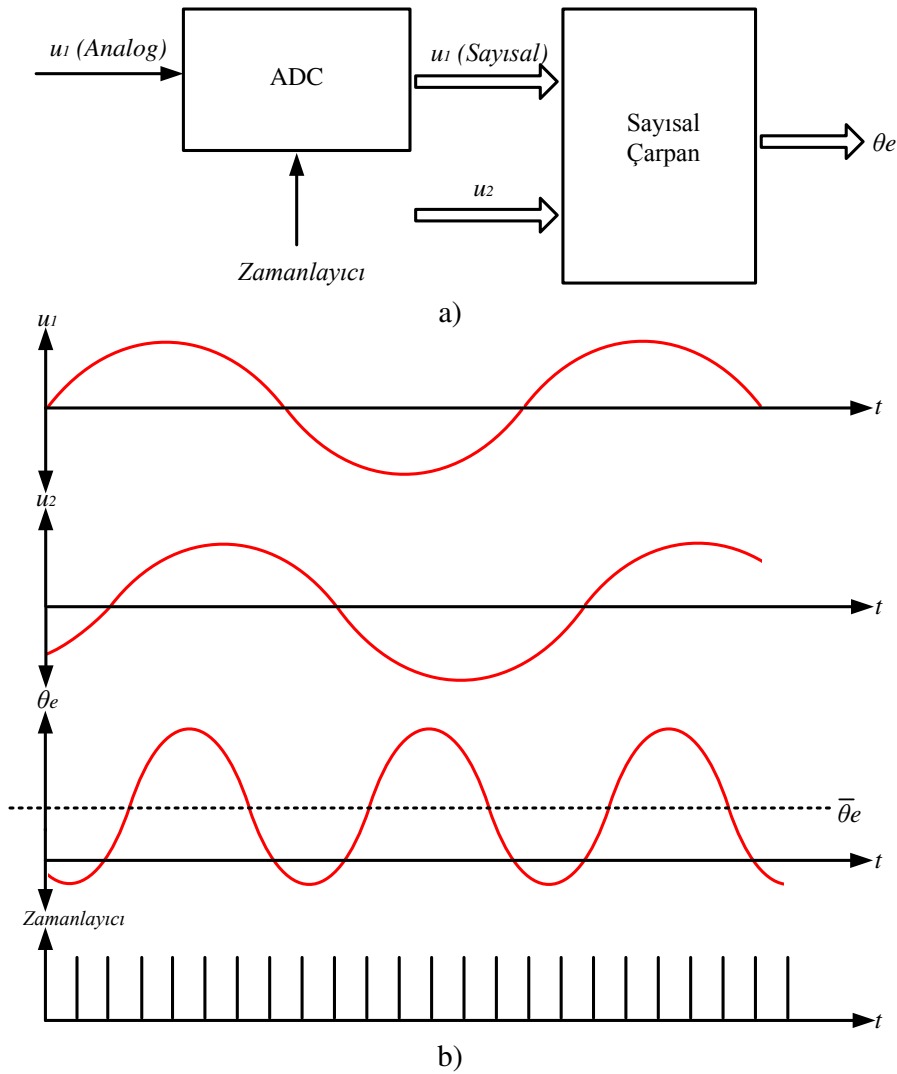
Basit J-K flip-flop faz karşılaştırma fonksiyon bloğunun daha gelişmiş olan FF-sayıcılı faz karşılaştırma fonksiyon bloğu Şekil 2.19.a'da, bloğun giriş-çıkış sinyal ilişkisi ise Şekil 2.19.b'de gösterilmiştir.



Şekil 2.19. FF-sayıcılı faz karşılaştırma devresi a) blok şekli b) blok dalga şekli

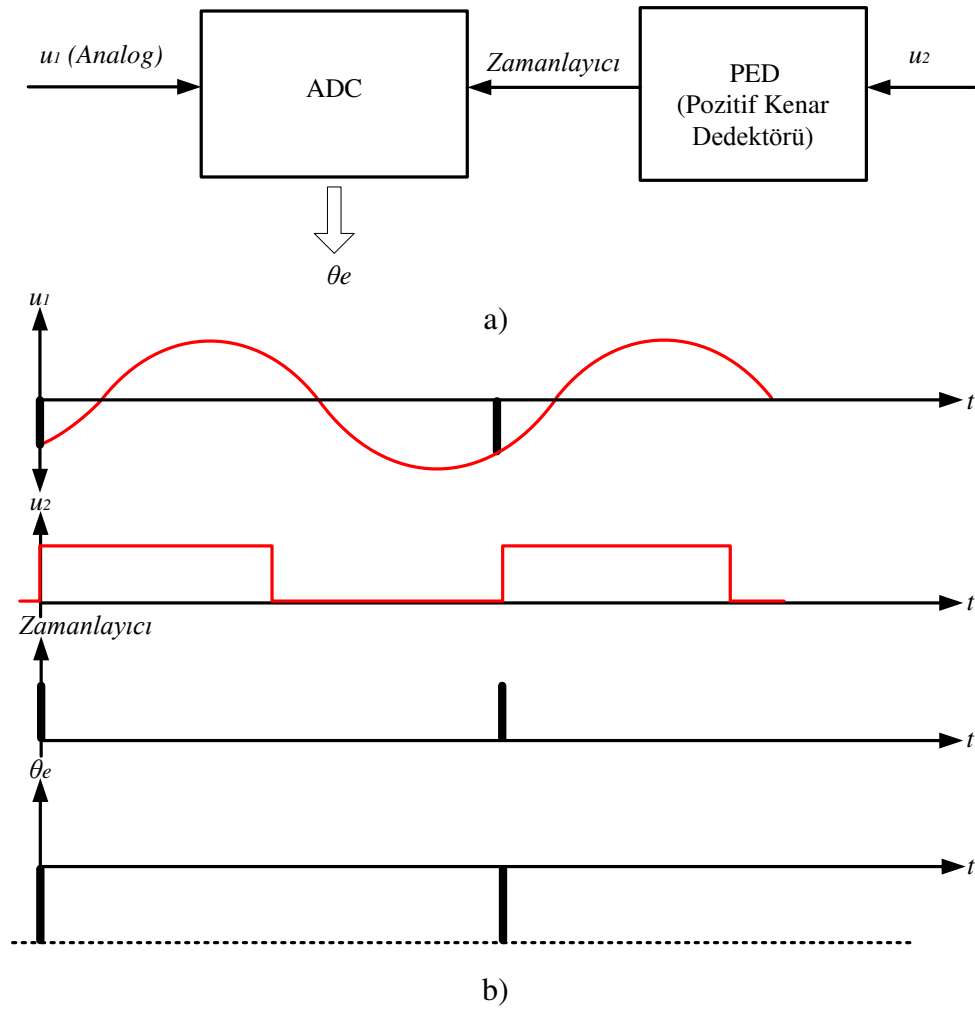
Sistemin giriş ve çıkışı ikilik (binary) sayı sistemli sinyallerdir. Bu sinyaller, R-S flip-flopu çalıştırmak veya sıfırlamak için kullanılır. Flip-flop'un zaman süresi Q , faz hatası θ_e ile orantılıdır ve Q sayacı, giriş sinyalinin her pozitif yükselme anında sıfırlanır.

Diğer bir AD-PLL faz karşılaştırma devresi, Nyquist-oran karşılaştırma (NRPD) fonksiyon bloğudur [18]. Fonksiyon bloğu ismini, kontrol sistemlerinde çok iyi bilinen Nyquist teoreminden almıştır. NRPD fonksiyon bloğu yapısı Şekil 2.20.a'da ve çıkış dalga formu Şekil 2.20.b'de gösterilmiştir.



Şekil 2.20. Nyquist-oran faz karşılaştırma devresi a) blok şekli b) blok dalga şekli

Şekil 2.20.a'da görüldüğü gibi giriş sinyali sayısal bir sinyal olabileceği gibi, veri iletim hattı üzerindeki bir analog sinyalde olabilir. Bu sinyal zaman hızında sürekli olarak analog-sayısal dönüştürücü (ADC) blok tarafından sayısallaştırılır ve şekilde görüldüğü gibi çıkış sinyali ile birlikte sayısal çarpan bloğuna girer. Burada sayısallaştırılmış giriş ve çıkış sinyaller sayısal çarpan fonksiyonu ile çarpılır ve bu iki sinyal arasındaki faz hatası Şekil 2.20.b'de gösterildiği gibi bulunur.



Şekil 2.21. Sıfır geçiş faz karşılaştırma devresi a) blok şekli b) blok dalga şekli

Diğer faz hatası ölçme yöntemlerinden birisi de sıfır geçiş tekniğidir. En basit sıfır geçiş faz karşılaştırma devresi Şekil 2.21.a'da gösterilmiştir. Şekilde görüldüğü gibi, giriş bir analog sinyaldir ve çıkış ikilik (binary) sayısal bir sinyaldir. Çıkış sinyalinin

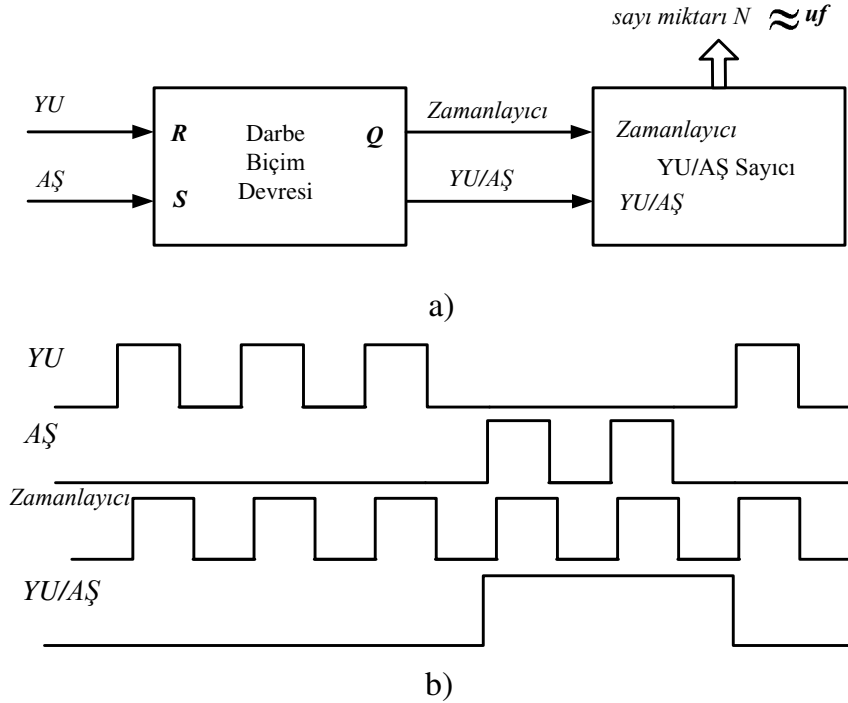
her pozitif yükselme anında “1” değeri veren bir analog-sayısal dönüştürücü (ADC) kullanılır ve bu anda giriş sinyalinin her referans süresinin bir örnekleme alınır. Bu sinyal genellikle bir sonraki çevrime kadar arabellekte tutulur. ADC’nin sayısal çıkış sinyali faz hatası ile orantılıdır ve faz hata sinyali Şekil 2.21.b’de gösterilmiştir.

Sayısal filtre devresi

AD-PLL faz karşılaştırıcı devrelerinde oluşan çıkış dalga şekilleri birbirinden farklıdır. Örneğin, FF sayıcı faz karşılaştırma devrelerinde N-bit sayısal çıkış sinyali oluşurken, EXOR kapısı ya da faz/frekans faz karşılaştırma devrelerinde ise iki bitlik çıkış sinyalleri elde edilmektedir. Bu durum, AD-PLL faz karşılaştırma devrelerinin, her filtre devresine uyumlu olmadığının kanıtıdır. Bu yüzden AD-PLL yapısında kullanılacak filtre devresi, sistemde kullanılan faz karşılaştırıcı devre çeşidine göre belirlenmelidir.

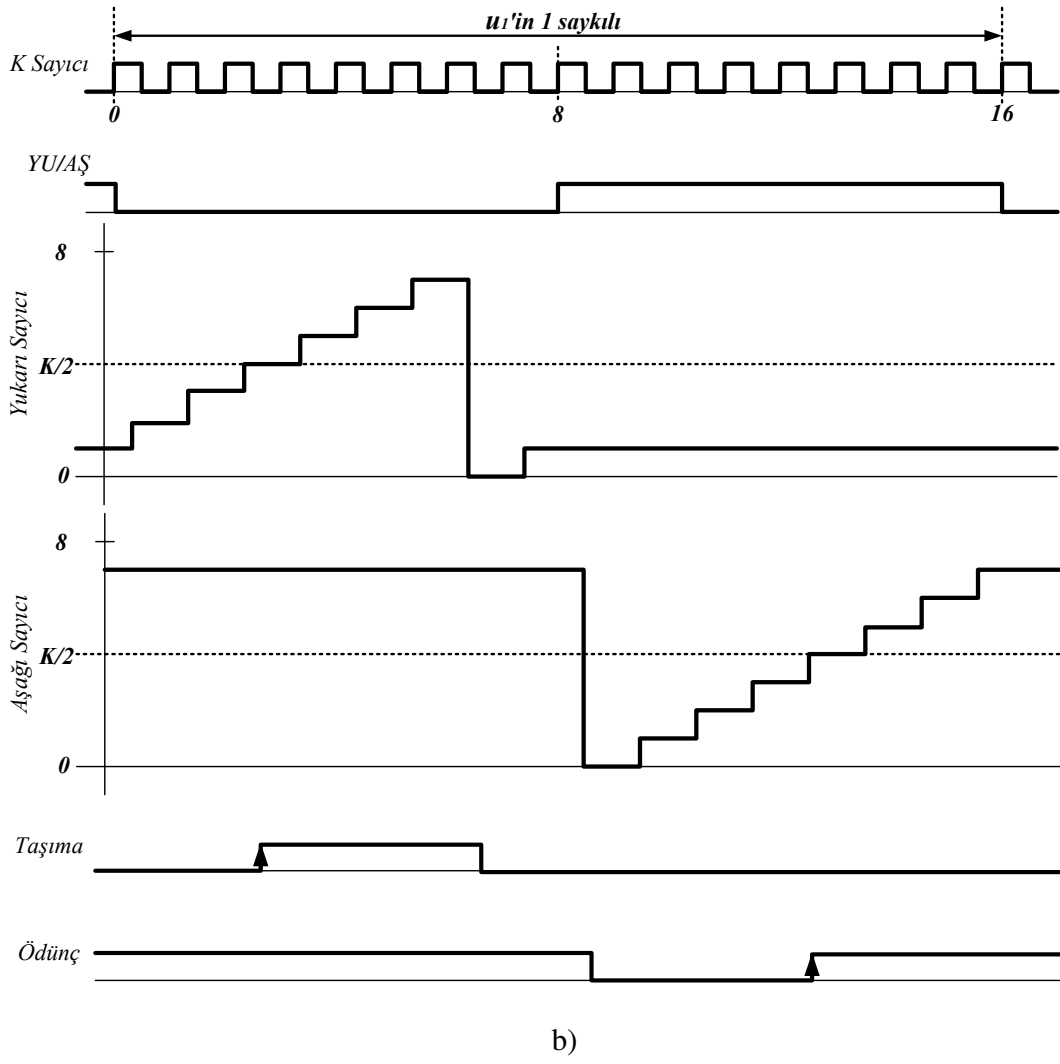
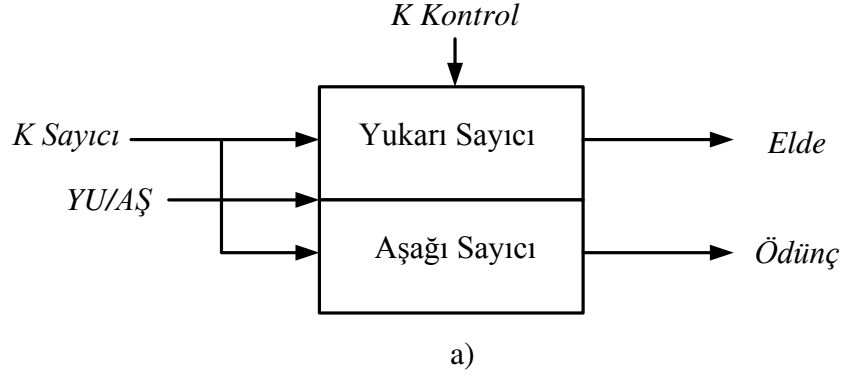
AD-PLL yapılarında kullanılan en basit filtre devresi Şekil 2.22.a’da gösterilen Yukarı/Aşağı sayıcı filtre devresidir. Yukarı/Aşağı sayıcı filtre devresi, faz karşılaştırma devresi çıkışından gelen YU ve AŞ sinyalleri ile çalışan ve EXOR, J-K flip-flop faz karşılaştırma devrelerinde kullanılabilecek bir filtre devresidir. Faz karşılaştırıcı çıkışından gelen YU ve AŞ sinyallerin, YU/AŞ sayıcı bloğu içerisindeki zamanlayıcı ve YU/AŞ girişine yönlendirilebilmesi için bir darbe biçim devresi kullanılmıştır. Yukarı/Aşağı sayıcı devresine giren YU ve AŞ sinyallerine göre sistemin çıkış dalga şekilleri Şekil 2.22.b’de gösterilmiştir.

Şekildeki çıkış dalga formlarından görüldüğü gibi faz karşılaştırma devresinden gelen her YU sinyali, Yukarı/Aşağı sayıcının N miktarını 1 arttırırken, her AŞ sinyali ise N miktarını 1 azaltır. YU/AŞ sayıcı içerisindeki N miktarı, filtre devresinin çıkış sinyali ile doğrusal olarak aynıdır. Bu filtre çeşidi faz hatasının gerçek büyüklüğünü tam olarak belirleyemez, bu yüzden genellikle giriş sinyalinin çıkış sinyaline göre önde ya da geride olma durumunu belirlemek amacıyla kullanılır.



Şekil 2.22. Yukarı/Aşağı sayıcı filtre devresi a) blok şekli b) blok dalga şekilleri

En önemli filtre devrelerinden birisi Şekil 2.23’de gösterilen K sayıcı filtre devresidir. Bu filtre devresi her zaman EXOR ve J-K flip-flop faz karşılaştırıcı devresi ile uyumlu olarak çalışır. Şekil 2.23.a’da gösterildiği gibi K sayıcı filtre devresi birbirinden bağımsız “Yukarı Sayıcı” ve “Aşağı Sayıcı” olarak adlandırılan iki sayıcıyla oluşturulmuştur. Her iki sayıcıda her zaman 0’dan, $K-1$ miktarı büyüklüğüne kadar sayar. Burada K , sistemdeki K büyüklüğü (K kip) ile kontrol edilir ve her zaman ikinin kuvvetleridir. Zaman sinyalinin (K clock) frekansı, AD-PLL’in merkez frekansı ile belirlenir. K sayıcı YU/AŞ sinyali ile kontrol edilir ve eğer sinyal “1” ise “Aşağı Sayıcı”, sinyal “0” ise “Yukarı Sayıcı” çalışır.

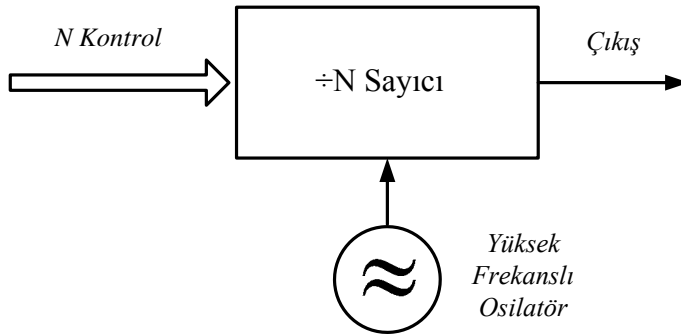


Şekil 2.23. K-sayıcı filtre devresi a) blok şekli b) blok dalga şekli

Her iki sayıcıda $K-1$ değerini aşma durumlarına karşı elde ve ödünç çıkışlarını kullanırlar. Eğer “Yukarı Sayıcı” $K/2$ değerine eşit veya daha fazla değerde ise elde çıkışı yükselir, aynı şekilde “Aşağı Sayıcı” $K/2$ değerine eşit veya daha fazla ise ödünç çıkışı yükselir. Elde ve ödünç çıkış dalga sinyalleri Şekil 2.23.b’de gösterilmiştir. Bu sinyaller, sayısal kontrollü osilatörün frekansını kontrol etmede kullanılır.

Sayısal kontrollü osilatör

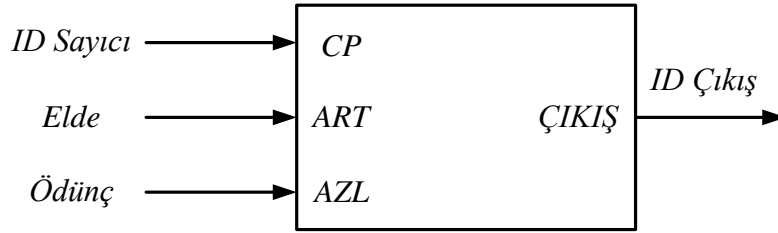
AD-PLL uygulamalarında kullanılan en basit sayısal kontrollü osilatör $\div N$ sayıcı DCO (sayısal kontrollü osilatör) devresi Şekil 2.24’de gösterilmiştir. $\div N$ sayıcı DCO, genellikle yüksek frekanslı osilatör işlemlerinde frekans düşürücü olarak kullanılır. Sayısal kontrollü osilatörün çıkışı, $\div N$ sayıcının N ölçeklendirme faktörü ile kontrol edilir.



Şekil 2.24. $\div N$ sayıcı DCO devresi

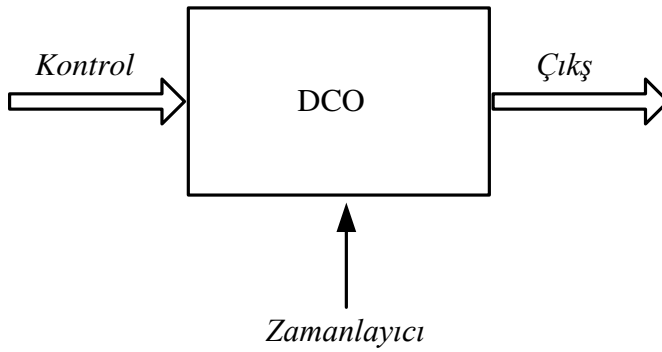
Artan-azalan (ID) sayıcı olarak adlandırılan diğer bir sayısal kontrollü osilatör devresi Şekil 2.25’de gösterilmiştir [19, 20]. Bu DCO devresi, daha önce bahsedilen K-sayıcı devresinin ürettiği elde ve ödünç sinyallere göre tasarlanmış bir sayısal devredir. ID sayıcı, bir zaman girişi (ID zamanlayıcı), bir artış girişi (ART), bir azalış girişi (AZL) olmak üzere üç girişe sahiptir. K-sayıcı devresinin ürettiği elde sinyaller ART girişine, ödünç sinyaller ise AZL girişine girerek elde ve ödünç sinyallerin pozitif yükselme anında işlem görürler ancak süreklilik anında işlem yapmazlar. ID

sayıcı, elde ve ödünç sinyallerin olmaması durumunda ID zaman sinyalin frekansının ikiye bölünmesi ile elde edilen bir çıkış sinyali üretirler.



Şekil 2.25. ID sayıcı DCO devresi

Şekil 2.26’da birleştirici dalga form sayısal kontrollü osilatör gösterilmiştir. Birleştirici dalga form DCO sadece yazılım mimarisi ile gerçekleştirilen bir bloktur. Bu tip DCO uygulamasında, sadece okunur belleğe (ROM) kaydedilmiş tablo ile sinüs ve kosinüs sinyalleri üretilir [21].



Şekil 2.26. Birleştirici dalga form DCO devresi

Sayısal dalga form birleştirici, mikroişlemci veya DSP kullanılan sistemlerde kolayca gerçekleştirilebilir. Sinüs fonksiyonu gibi trigonometrik hesaplama yöntemlerinde, taramalı tablo yöntem hızı, Taylor serisi veya Chebyshev yöntemlerinin hızından çok daha yüksektir.

2.1.4. Yazılım PLL (S-PLL)

Mikroişlemci ve sayısal sinyal işleme (DSP) işlemcilerin günümüzde gelişmesi, PLL kontrol tekniğini bu işlemcilerde yazılım olarak uygulama ortamı oluşturmuştur. PLL fonksiyonları, bilgisayar programı yazılımları aracılığı ile bu sistemlerde kolayca gerçekleştirilebilir ve elektronik bileşenlerin işlem süreleri bu sistemler ile nano saniyeler düzeyine indirilebilir. Ayrıca matematiksel işlemlerin S-PLL ile çok işlevliliğe sahip olması PLL algoritmaların yaratmış olduğu karmaşıklığı ortadan kaldırmıştır.

S-PLL sistemlerinde kullanılan donanımsal araçların hızı, kullanılan mikroişlemci ve program algoritma hızının birbiriyle aynı olması koşuluyla sağlanır. Eğer kullanılan yazılım algoritması hızı mikroişlemci performansına bağlı olarak çok yavaş ve kurulan donanım çok güçlü ise, uygulamanın gerçekleştirilmesi için daha yüksek hızlı mikroişlemcili denetleyiciler kullanılmalıdır. Yüksek hızlı ve düşük maliyetli S-PLL oluşturulması, kurulan donanıma göre yapılması güçtür ancak, S-PLL uygulamaları, matematiksel hesaplamaların çok yoğun olarak kullanıldığı sistemler için diğer PLL uygulamalarına göre avantajlıdır.

Günümüzde kullanılan mikro denetleyiciler *200MHz* ve *64-bitlik* en yeni mikro kontrolcüler *500MHz* çalışma frekansına sahiptir. Çoğu mikro kontrolcü için, bir komut satırının yürütülmesi, bir program satırının yürütülmesinden çok daha fazla gereklidir. Bu bir riskdir ve bu yüzden mikro kontrolcülerin fiyatları ucuzdur. Bu sistemler yerine DSP kullanılması bize büyük avantajlar sağlamaktadır. DSP sistemlerin çalışma frekansının hızlı olması yanında Harvard mimarisi ile yapılmışlardır. Harvard mimarisinde, veri ve program hafızası fiziksel olarak ayrılmıştır. Bu nedenle, komut ve veri aynı program çevrimi içerisinde sağlanabilir. DSP'lerde aritmetik ve mantıksal birimler ayrıştırılmıştır, bu yüzden bir veya daha fazla kayan nokta toplanabilir, bir veya daha fazla kayan nokta çarpılabilir, bir veya daha fazla komut çözülebilir, bir veya daha fazla veri işlenebilir ve bu tüm işlemler

bir program çevrimi içerisinde yapılabilir. Bu nedenle bu sistemlerin fiyatları yüksektir.

S-PLL sistemlerin tasarımı, kullanılan çoğu PLL tasarımları içerisindeki en büyük serbestlik derecesi olan sistemdir. Çünkü S-PLL, A-PLL ve D-PLL'in benzer performanslarıyla yapılabilir veya bu donanım çeşitlerinin hiçbirini kullanmayarak bir fonksiyon ile gerçekleştirilebilir. Yazılım programı ile oluşturulan S-PLL tasarım uygulaması için gerçekleştirilecek adımlar dört başlık altında toplanmıştır.

1.Adım S-PLL algoritmaların belirlenmesi. S-PLL tasarım yöntemi ilk olarak yazılım algoritmalarının biçimsel olarak gösterilmesiyle başlar. Algoritma, sembolik şekiller içerisine alfabetik veya mantıksal eşitliklerin yazılmasıdır. Yapılan algoritmalar, program çalışması sırasındaki uygun ve uygun olmayan program dallarının uygulama sırasına göre belirlenir.

2.Adım Programlama dilinin belirlenmesi. Algoritmaların belirlenmesinden sonra, yazılımı kodlayacak olan programlama dili seçilmelidir. Programlama dili olarak genelde, C, FORTRAN veya PASCAL kullanılır. Diğer sık olarak kullanılan programlama dili olarak FORTH, BASIC, PL/M ve ADA örnekleri verilebilir. Programlama dilinin seçilmesiyle, mikro kontrolcüyü çalıştıracak programlama dilinin derlenmesi gereklidir.

Her derleyici zaman-etkili bilgisayar dili kodu üretemez. Eğer bir DSP mikro kontrol kullanılıyorsa bu çok önemli bir noktadır. DSP Hardward mimarisi iletişim tekniği kullandığından, derleyici paralel bilgisayar dili kodu üretmelidir.

3.Adım Gerçek-zaman band genişliğinin belirlenmesi. Program yürütülme zamanı belirlenmelidir bu yüzden tasarımcı SPLL sistemin gerçek zaman band genişliğini hesaplamalıdır. Örneğin, eğer S-PLL'in yürütülme zamanının $50\mu s$ olması ve referans sinyalinin bir saykılında iki geçiş sağlandığında, bir referans süresinin hesaplanmasına ihtiyaç vardır.

4.Adım Gerçek-zamanın test edilmesi. Eğer sistemin performansının kontrolü isteniyorsa, gerçekleştirilen tasarım elektronik deney seti üzerine kurulmalı ve gerçek zamanda çalıştırılmalıdır.

3. GÜÇ ELEKTRONİĞİ ANAHTARLAMA ELEMANLARI VE ANAHTARLAMA KAYIPLARI

Enerji depolama, enerjiyi transfer etme, filtreleme gibi işlemlerde kullanılan bobin ve kondansatörler güç elektroniği devrelerinde sıklıkla kullanılır. Kullanılan bu devre elemanlarının hacmi ve ağırlığı çalışma frekansları ile ters orantılıdır. Bu nedenle güç dönüşümü yapan güç elektroniği devrelerinin boyut, ağırlık ve maliyetlerinin düşürülmesi amacıyla anahtarlama frekansı kabul edilebilir sınırlar dahilinde yüksek tutulur. Frekansın yükseltilmesi ise anahtar elemanları üzerindeki akım, gerilim değerlerinin yükselmesi sonucu anahtarlama baskısı, güç kaybı ve elektromanyetik girişim gibi sorunlara neden olur [22].

3.1. Yarı İletken Güç Anahtarlama Elemanları

Günümüzde yarı iletken teknolojisinin sunduğu ürün yelpazesine bağlı olarak güç elektroniği devrelerinde çok değişik çalışma özelliklerine sahip anahtarlama elemanları kullanılmaktadır. Güç anahtarlama elemanları kontrol edilebilirlik derecelerine göre diyotlar, tristörler ve kontrol edilebilir anahtarlar olmak üzere üç gruba ayrılırlar.

Diyotların iletme ve kesime geçme durumu güç devresi tarafından kontrol edilmektedir. $1V$ gibi küçük bir gerilim ile ileri yönde iletme geçerler ters yönde ise üzerlerinden ihmal edilebilecek büyüklükte bir sızıntı akımı akar. Diyotlar hızlı bir şekilde iletme geçerler fakat yalıtıma geçmesi ve taşıdığı akımın sıfıra ulaşması için bir zaman gerektirir. Uygulama şartları doğrultusunda değişik diyot türleri geliştirilmiştir. Bunlardan birisi olan schottky diyotlar, ileri yönde iletme geçirebilmek için $0.3V$ 'luk düşük bir gerilime ihtiyaç duyarlar. Çıkış gerilimi çok düşük olan devrelerde kullanılırlar. Yüksek frekans devrelerinde kontrol edilebilir anahtarlar ile birlikte kullanılan hızlı toparlanma diyotları, diğer sıradan diyotlara göre ters toparlanma süresi kısa olup bu devrelerde sıklıkla kullanılırlar.

Tristörler, bir kontrol işareti ile ilettime geçen fakat güç devresi tarafından kesime geçirilen elemanlardır. Pozitif bir akım darbesinin tetiklemesi ile ilettime geçerler ve iletimde kalırlar. Kesime geçmesi ise komitasyon güç devresi ile sağlanmaktadır. Genellikle büyük güçlü sistemlerde kullanılırlar. $10kV$ gerilim ve $10kA$ 'e kadar akım değerlerindeki devrelerde kullanılırlar. Taşıdıkları akım ve gerilim değerlerine göre anahtarlama frekansları birkaç kHz 'e kadar çıkartılabilir.

Kontrollü anahtar olan BJT'ler, MOSFET'ler, GTO'lar ve IGBT'lerin de içinde bulunduğu bazı güç elemanları kontrol uçlarına uygulanan kontrol işaretleriyle ilettime ve kesime geçirilir. Anahtar yalıtım durumunda iken üzerinden ihmal edilebilecek düzeyde olan sızıntı akımı dışında akım akışı yoktur, iletim durumunda ise yalnızca üzerinde gösterilen ok yönünde bir akım geçişi olmaktadır.

GTO'lar $10kHz$ 'lere kadar anahtarlama frekanslarında $6.5kV$ 'a kadar büyüklükteki gerilimleri ve $6kA$ 'e kadar büyüklükteki akımları taşıyabilme yeteneğine ve daha küçük akım ve gerilim değerlerinde $50kHz$ 'e kadar anahtarlama hızına sahiptir. Tristörlerde olduğu gibi kısa süreli bir kapı akım darbesi ile ilettime geçirilebilir ve daha fazla kapı akımı uygulamaksızın iletimde kalabilir. Tristörlerden farklı olarak yeterince büyük bir ters kapı akımı etkisiyle yalıtıma geçirilebilir [23].

BJT'ler $50kHz$ 'e kadar anahtarlama frekansında $500A$ 'e kadar akım taşıma ve $1400V$ 'a kadar gerilim değerlerinde üretilmişlerdir. Daha düşük gerilim ve akım değerlerinde ise frekansları GHz 'ler mertebesine kadar çıkabilmektedir. Akım kontrollü anahtarlardır ve iletimde kalabilmeleri için sürekli bir kapı akımı ile beslenmelidirler.

MOSFET'ler gerilim kontrollü elemanlardır. Yeterli bir kapı geriliminde anahtar sürekli iletimdedir ve kapı gerilimi eşik geriliminden düşük olduğunda her anahtar gibi yalıtımdadır. Eleman tiplerine bağlı olarak $200kHz$ 'den GHz 'ler mertebesine kadar frekans aralıklarında değişen anahtarlama hızları çok yüksektir. Düşük akım değerlerinde $1000V$ 'a kadar gerilim taşıyabildikleri gibi $20V$ gibi düşük gerilim

değerlerinde ise birkaç yüz ampere kadar akım taşıma kapasiteleri vardır. Anahtarlama hızları yüksek olduğu için anahtarlama kayıpları da küçüktür [24].

Güç MOSFET'leri yüksek frekans yeteneğine sahiptirler, düşük bir sürme gücü gerektirirler ve daha yüksek güç üniteleri oluşturmak için kolaylıkla paralel bağlanabilirler.

IGBT'ler, MOSFET, BJT ve GTO'ların üstün özelliklerinin birleşmesinden oluşmuş güç anahtarlarıdır. MOSFET'e benzer şekilde, anahtarlama için sadece küçük bir enerji gerektiren yüksek empedanslı bir kapısı vardır. BJT gibi yüksek gerilim tutma özelliğinde ve GTO'ya benzer olarak negatif gerilimleri tutmak için tasarlanabilirler. $20kHz$ 'in altındaki düşük frekans değerlerinde $1200A$ 'e kadar akım taşıyabilir $3300V$ 'a gerilim değerlerinde üretilirler. $150kHz$ gibi yüksek çalışma frekanslarında ise $600V$ 'a gerilim içeren devrelerde $13A$ 'e kadar akım taşıyabilirler.

IGBT'lerin akım ve gerilim oranlarının yükselmesi, uygulama sınırlarını yüksek güç uygulamalarına doğru genişletmiştir [25].

Çizelge 3.1. Kontrol edilebilir anahtarların bağlı özellikleri

Anahtarlama Elmanı	Güç Kapasitesi	Anahtarlama Hızı
Tristör	Yüksek	Yavaş
GTO	Yüksek	Yavaş
BJT	Orta	Orta
Mosfet	Düşük	Yüksek
IGBT	Orta	Orta

Tasarlanan güç elektroniği devresinde ulaşılmak istenen verim değeri doğrultusunda ve/veya anahtarların maruz kalacağı akım ve gerilim değerleri dikkate alınarak anahtar seçimine gidilir. Ayrıca sistemin çalışma frekansı da anahtar seçimini etkilemektedir. Bu yüzden güç elektroniği devrelerinde kullanılan anahtarlama elemanlarının anahtarlama hızları ve anahtarlama güç kayıpları önemlidir.

Anahtarların bağıl özellikleri olan çalışma frekansı aralıkları ve güç kapasiteleri Çizelge 3.1’de verilmiştir.

3.2. Yarı İletken Anahtarlarda Meydana Gelen Güç Kayıpları

Güç anahtarlarının ideal olarak düşünülebilmesi için, anahtarı tetiklemek için verilen gücün ihmal edilebilecek kadar küçük olması, iletim durumunda iken sıfır gerilim düşümü ile büyük akımları iletebilmesi, tetiklendiğinde ani olarak iletimden kesime ve kesimden iletme geçebilmesidir. Fakat gerçekte kullanılan anahtarlama elemanları ideal özelliklerde olamadıkları için kullanıldıkları devrelerin değerlerine bağlı olarak güç kayıplarına neden olurlar. Oluşan bu güç kayıpları hem anahtarlama elemanın kendisine ve hem de kullanıldıkları sisteme zarar verirler. Anahtarlarda oluşan toplam güç kaybı, anahtar iletim durumunda iken meydana gelen iletim kayıpları ve anahtarlama sırasında meydana gelen anahtarlama kayıpları olmak üzere ikiye ayrılır.

İletim kayıpları güç anahtarının iç direncinden ve iletim anında üzerinde düşen gerilimden kaynaklanır. Anahtar iletim durumunda iken üzerine düşen gerilim teorik olarak ideal anahtarlarda sıfır olur. Ancak gerçek uygulamada anahtar gövde direnci sebebi ile bir gerilim düşümüne sebep olup, anahtar üzerinde bir ısı etkisi meydana getirir. Meydana gelen bu gerilim düşümünü ile akımın oluşturduğu ısı iletim kayıplarına neden olur. İletim kayıpları fabrikasyon değerler ile doğrudan ilişkili olduğundan belirli bir akım değeri için kaybın azaltılması yönünde bir kazanım elde edilemez. Meydana gelen ısı kaybının oluşturduğu iletim kayıpları Eş. 3.1’de belirtilen parametreler doğrultusunda hesaplanabilir.

$$P_i = I_A V_i \frac{t_i}{T_A} \quad (3.1)$$

P_i =İletim Kayıpları (W)

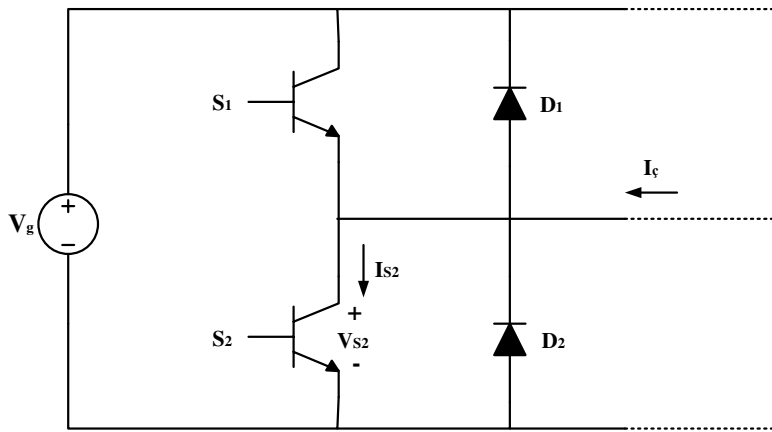
V_i =İletim durumundaki kaçak gerilim düşümü (V)

I_A =Anahtar akımı(A)

T_A =Anahtarlama peryodu(s)

t_i =İletimde kalma zamanı(s)

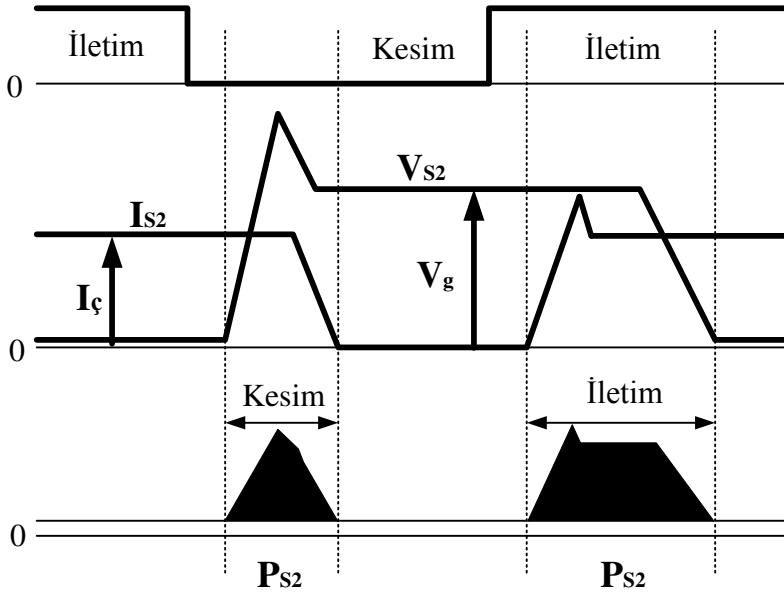
Anahtar güç kayıplarını oluşturan anahtarlama kayıpları ise, anahtar iletimden kesime veya kesimden iletime geçerken meydana gelen yüksek akım ve gerilimin neden olduğu kayıplardır. Anahtarlama kayıplarını açıklamak için Şekil 3.1'deki devreyi dikkate alındığında;



Şekil 3.1. Yarım köprü evirici

Devredeki endüktans nedeniyle küçük anahtarlama aralığında yük akımının $I_ç$ değerinde sabit olduğunu ve her iki yönde de bulunabileceği kabul edilsin. Başlangıçta $I_ç$ akımının S_2 anahtarından akmakta olduğu düşünüldüğünde, bu andan itibaren S_2 anahtarını kesime götürmek üzere bir kontrol sinyali uygulanırsa, anahtarın gerilimi V_g değerine kadar, hatta kaçak endüktanslardan dolayı bu değer de üzerine çıkar. Bu andan itibaren anahtar akımı azalmaya başlar ve kesime geçiş süresinin sonunda sıfır değerini alır. Akımın sıfıra ulaşması süresi bir anda gerçekleşmediği için, anahtar üzerindeki $I_ç$ akımı sıfır değerine ulaşmaya kadar anahtar üzerine düşen V_g gerilimi ile birlikte anahtarlama güç kayıplarını meydana getirir. Anahtarın kesime girmesi ile birlikte $I_ç$ akımı D_1 diyotu üzerinden akmaya

başlar. S_2 anahtarının kesime geçişi esnasındaki meydana gelen güç kaybı P_{S2} Şekil 3.2’de koyu renkli bölge ile gösterilmiştir.



Şekil 3.2. Endüktif bir yükün anahtarlanması esnasında açma kapamadan oluşan güç kayıpları

Aynı anahtarın iletme geçişi incelendiğinde, anahtar iletme geçmeden biraz önce I_{ϕ} akımı D_1 diyotu üzerinden akmaktaydı, anahtara iletme sinyalinin uygulanmasıyla birlikte I_{ϕ} akımı artarak I_{S2} değerine ulaşır. Bu sırada D_1 diyotunun akımı da sıfıra yaklaşır ve Şekil 3.2 üzerinde de görüldüğü gibi, I_{ϕ} akımı bir süre daha artmaya devam ederek, D_1 diyotunun ters toparlanma akımının tepe değerine kadar ulaşır. İletim süresinin sonunda D_1 diyotu kesime geçerek yük akımının tamamı S_2 anahtarından akmaya başlar. Kesimden iletme geçiş süresinde meydana gelen anahtarlama güç kaybı P_{S2} yine Şekil 3.2 üzerinde koyu renkli bölge ile gösterilmiştir.

İletim ve kesim durumlarında meydana gelen anahtarlama güç kayıpları Eş. 3.4 yardımı ile hesaplanabilir.

$$P_{ig} = \frac{1}{2} V_A I_A f_a t_{ig} \quad (3.2)$$

$$P_{kg} = \frac{1}{2} V_A I_A f_a t_{kg} \quad (3.3)$$

$$P_A = \frac{1}{2} V_A I_A f_a (t_{ig} + t_{kg}) \quad (3.4)$$

P_A =Anahtarlama Kayıpları(W)

V_A =Anahtar gerilimi(V)

I_A =Anahtar akımı(A)

f_a =Anahtarlama frekansı(Hz)

t_{ig} =Anahtarın ilettime geçiş süresi(s)

t_{kg} =Anahtarın kesime geçiş süresi(s)

Denklemden görüldüğü gibi anahtarlama sırasında meydana gelen anahtarlama güç kayıpları anahtarlama frekansı ile doğru orantılıdır. Bu yüzden anahtarlama güç kayıplarının yüksek frekanslarda daha fazla olduğu açıkça görülmektedir.

Anahtar üzerinde meydana gelen güç kayıpları iletim kaybı P_i ile anahtarlama kaybı P_A 'nın toplamıdır. Güç anahtarlarının üzerinde anahtarlama güç kayıplarının oluşturduğu baskıyı azaltmak amacı ile yumuşak anahtarlama teknikleri geliştirilmiştir.

3.3. Anahtarlama Kayıplarını Azaltma Teknikleri

Güç anahtarlarının iletimden kesime veya kesimden ilettime geçişi sırasında yüksek akım ve gerilim değerlerinden dolayı meydana gelen zorlanma problemlerini azaltmak için çeşitli yöntemler geliştirilmiştir. Bastırma (snubber) devrelerinin tasarımı, sıfır akımda anahtarlama (ZCS) ve/veya sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS) bunlardan bazılarıdır. Bastırma devreleri, anahtarlara seri veya paralel bağlı

diyotlardan ve pasif devre elemanlarından oluşmaktadır. Bastırma devreleri anahtarlar üzerindeki baskıyı azaltarak taşıdıkları akım ve gerilim değerlerinin nominal değerlerde olmasını sağlarlar. Ayrıca anahtarlama esnasında anahtar akımının veya geriliminin sıfır yapılabilmesi ile rezonans anahtarlama teknikleri geliştirilmiştir. Bu yöntem ile anahtarlar üzerinde oluşan anahtarlama baskısı minimum düzeye indirilerek anahtarlama kayıpları azaltılabilir.

3.4. Sert Anahtarlama ve Yumuşak Anahtarlama Tekniği

Anahtarlama özelliklerine göre çeviriciler/eviriciler genellikle sert ve yumuşak anahtarlama olarak sınıflandırılırlar. Sert anahtarlamaalı çeviricilerde/eviricilerde kullanılan güç anahtarlarının iletimden kesime veya kesimden iletime geçişi sırasında yük akımının veya geriliminin ani olarak kesilmesi sonucu oluşan yüksek di/dt ve dv/dt değerleri güç anahtarları üzerinde;

- anahtarlama baskısı,
- anahtarlama güç kaybı,
- elektro manyetik girişim (EMI),
- radyo frekans girişim (RFI) gürültüleri,

gibi durumlara neden olmaktadır. Bu durum çalışma frekansını sınırlayarak, yüksek frekanslı çalışmayı, verimi ve güç yoğunluğunu kısıtlar.

Yumuşak anahtarlama tekniği geleneksel sert anahtarlamaalı çevirici/evirici yapılarına bobin (L), kondansatör (C) gibi elemanlar ile yardımcı diyot veya anahtarlardan oluşan yüksek frekanslı rezonans devrelerin eklenmesiyle oluşturulur [9]. Akım ve gerilim sinyallerinin sıfır noktasında anahtarlanması ile yumuşak anahtarlama şartı sağlanmış olunur [3].

Anahtarlama kayıplarını en aza indirmek için kullanılan anahtarlama işaretleri rezonans hücresindeki devre elemanlarına bağlıdır. Uygun devre elemanlarının seçimiyle anahtarlama baskısı, güç kaybı ve EMI değerleri çok küçültülür.

Eviricilerin sistematik olarak sınıflandırılmasında rezonans hücresinin bulunduğu yer, anahtarlama dalga şeklinin karakteristiği ve rezonans tipi dikkate alınır. Yumuşak anahtarlama eviriciler yapılarına göre şu şekilde tanımlanabilir;

- Yük rezonanslı evirici: LC rezonans elemanlarından oluşan kısım yük tarafına seri, paralel veya seri-paralel LC'nin kombinasyonları biçiminde bağlanır. Bu nedenle sıfır akımda anahtarlama ve/veya sıfır gerilimde anahtarlama durumları evirici köprüsündeki aktif anahtarlar için yapılır.
- Rezonans geçişli evirici: Rezonans hücresi evirici köprüsüne eklenerek sıfır akımda anahtarlama ve/veya sıfır gerilimde anahtarlama durumları oluşur. DA hatta salınım oluşmaz.
- Rezonans hatlı evirici: Rezonans hücresi DA kaynakla evirici köprüsü arasına bağlanır. Böylece giriş hattı güç elemanlarının yumuşak anahtarlama durumlarına bağlı salınım yapar.

Klasik bastırma (snubber) devreleri ile sağlanan yumuşak anahtarlama, güç anahtarı kayıpları azaltılmakta, fakat toplam kayıplar azaltılamamaktadır [10-13]. Kullanılan bastırma devreleri anahtarlama esnasında oluşan kayıp enerjiyi kondansatör veya endüktans elemanlarına aktarırlar [3, 6]. Ancak rezonans frekansı değerinde sağlanan yumuşak anahtarlama tekniğinde sıfır akımda anahtarlama (ZCS) ve/veya sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS) yapılarak devrenin toplam güç kaybı azaltılır [8, 9].

4. REZONANS EVİRİCİ SİSTEMLER

Güç anahtarları, darbe genişlik modülasyonu ile çalışan tüm DA/DA çeviricileri ve DA/AA eviricilerinde kullanılmakta olup anahtarların iletme ve kesime geçişi, tam yük akımı altında gerçekleşmektedir. Güç anahtarlarının iletimden kesime veya kesimden iletme geçiş sırasında anahtar terminalleri büyük gerilimlere maruz kalırlar. Ayrıca güç anahtarlarında darbe genişlik modülasyonunun frekansı ile doğru orantılı olarak artan bir güç kaybı da meydana gelir. Ayrıca, anahtarlama sırasında yüksek di/dt ve dv/dt ile oluşan çok yüksek elektromanyetik girişim (EMI) oluşur. Uluslararası standartlarla değerleri sınırlanmış olan bu olumsuzluklar tasarımın başlangıcında düşünülmelidir.

Güç dönüştürücülerin hacim ve ağırlığını küçültmek ve güç yoğunluğunu artırmak için anahtarlama frekansı artırılmalıdır. Bunun sonucunda ise yukarıda açıklanan anahtarlama olayları ile çalışmanın ortaya çıkardığı sorunları daha da büyütür. Güç anahtarı iletimden kesime veya kesimden iletme geçerken, iletim ve kesim anında anahtarlama akımının ve/veya geriliminin sıfır yapılmasıyla bu sorunlar en aza indirilebilir. Böylece anahtarlama frekansı arttırılarak yüksek frekanslarda çalışma olanağı sağlanmış olunur. Bu konu sıfır gerilim veya sıfır akım anahtarlama olarak tanımlanır. Ancak, bu devre yapılarında bobin ve kondansatör yarı iletken elemanlarının birbiriyle etkileşmesi sonucu rezonans olayının oluşmasından dolayı bu devrelere genel olarak “Rezonans Eviriciler” olarak isimlendirilirler [22].

4.1. Rezonans Eviriciler

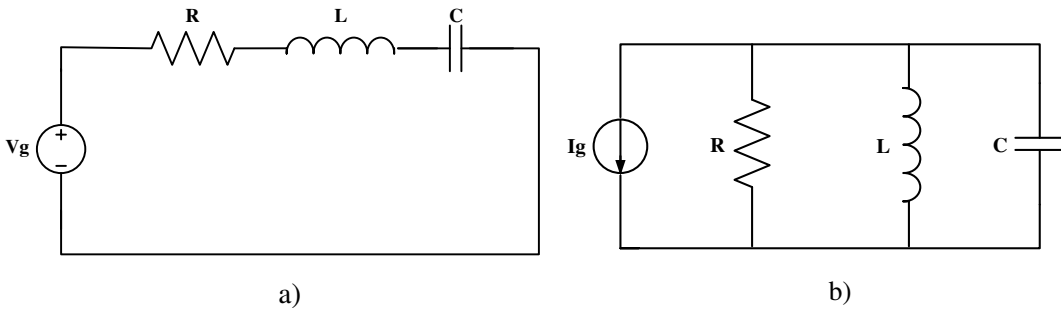
Rezonans eviriciler, bir DA sistemine bağlı olarak, bir AA sistemi veya başka bir DA sistemi elde etmek ve bu sistemler arasında çıkış akımının, çıkış geriliminin, güç transferinin kontrolünü gerçekleştirmek amacıyla kullanılırlar [26].

Rezonans eviricilerde giriş tarafında bulunan doğru gerilim, çıkışta sinüzoidal bir alternatif gerilime çevrilir. Çıkış yük tarafında sinüzoidal bir alternatif gerilimin gerekli olması durumunda rezonans evirici devredeki gerilim doğrudan yüke

uygulanır. Çıkışta DA gerilimin gerekli olması durumunda rezonans evirici devresindeki gerilim doğrultularak yüke uygulanır.

Rezonans evirici devre sistemlerinde bobin ve kondansatör yarıiletken malzemeler kullanılmaktadır. Bu yarıiletkenler, sıfır akım veya sıfır gerilim anahtarlama çıkış gücü ve geriliminin anahtarlama frekansı ile değişimini sağlamaktadır. Ayrıca, filtre gibi davranarak sinüzoidale benzer dalga şekilleri oluşturularak, dv/dt , di/dt etkisi dolayısıyla EMI etkisi azaltılır. Rezonans evirici sistemlerde kullanılan anahtarlar sıfır akımda veya sıfır gerilimde iletme ve kesime geçtikleri için matematiksel olarak anahtar kayıpları yoktur. Bu yüzden, rezonans evirici sistemleri, sıfır akım veya sıfır gerilim anahtarlama durumlarından dolayı günümüzde çok kullanılırlar [26, 27].

Rezonans eviriciler rezonans devresinden enerji çıkışına göre Şekil 4.1’de görüldüğü gibi seri rezonans veya paralel rezonans devresine sahip olabilirler. Seri rezonans evirici rezonans akımı, güç kaynağından yüke enerji transferini sağlar. Paralel rezonans evirici ise kondansatör gerilimi, güç kaynağından yüke güç iletimini gerçekleştirir. Her iki devre de L-C rezonansı sayesinde güç kaynağından çıkış devresine güç iletimi sırasında kayıplar azalır [28, 29].



Şekil 4.1. Rezonans evirici devreleri a) seri rezonans devresi b) paralel rezonans devresi

4.2. Rezonans Frekansı

Rezonans evirici sistemlerde, devrenin rezonans frekansında (f_r) çalışması durumunda kapasitif reaktans ile endüktif reaktans birbirine eşit olup, güç kaynağının gerilimi ile devre akımı aynı fazdadır.

Rezonans evirici devrenin f çalışma frekansında devre üzerinde meydana gelen endüktif reaktans Eş. 4.1’de gösterilmiştir.

$$X_L = j\omega L = j2\pi fL \quad (4.1)$$

Rezonans evirici devrenin f çalışma frekansında devre üzerinde meydana gelen kapasitif reaktans Eş. 4.2 ile verilmiştir.

$$X_C = \frac{1}{j\omega C} = \frac{1}{j2\pi fC} \quad (4.2)$$

Rezonans frekansında endüktif reaktans ile kapasitif reaktansın eşit olmasından dolayı L ve C parametrelerine bağlı olarak belirlenen rezonans frekansı (f_r) Eş. 4.5 ile verilmiştir.

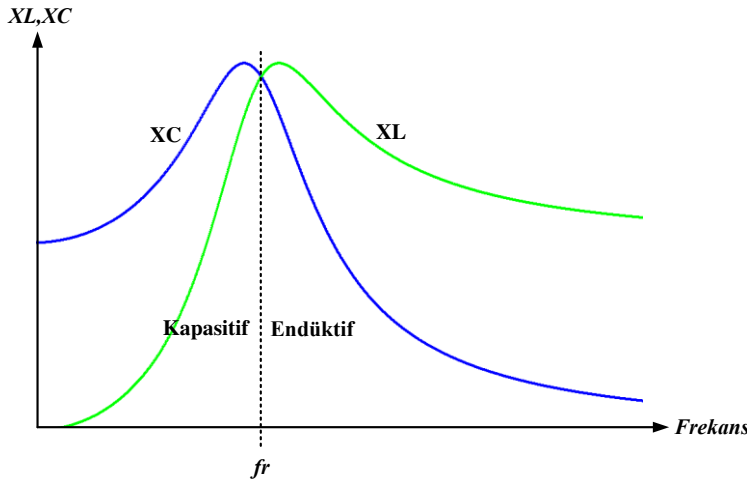
$$X_L = X_C \quad (4.3)$$

$$2\pi f_r L = \frac{1}{2\pi f_r C} \quad (4.4)$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.5)$$

Rezonans frekansı anında endüktif ve kapasitif reaktans etkisi birbirini dengeleyeceğinden devre empedansı sadece omik dirence eşit olup devre akımı en yüksek değerine ulaşır. Rezonans frekansının altındaki veya üstündeki çalışma durumlarında devre akımında azalma görülür.

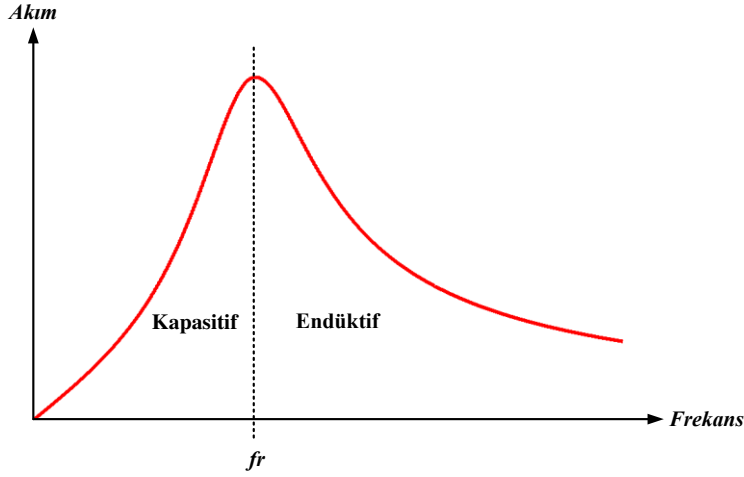
Anahtarlama frekansı rezonans frekansından daha küçük bir frekansta olduğunda, Eş. 4.1'e göre X_L anahtarlama frekansı ile doğru orantılı olarak değiştiği için kapasitif etki endüktif etkiye göre daha fazladır. Bunun tam tersi durumda ise yani anahtarlama frekansının rezonans frekansının daha büyük frekansta olduğunda Eş. 4.2'ye göre, X_C anahtarlama frekansı ile ters orantılı olarak değiştiği için endüktif etki kapasitif etkiye göre daha fazladır. Şekil 4.2'de bu durum gösterilmiştir.



Şekil 4.2. Kapasitif ve endüktif yüklerin frekansa bağlı olarak değişimi

Endüktif ve kapasitif devrelerde anahtarlama frekansının artışı veya azalışı sisteme farklı şekilde etki eder. Kapasitif bir devrede frekansın artması toplam empedans değerini azaltarak çıkış akımının artmasını sağlar. Bu durumda rezonans frekansının altındaki çalışma durumunda kapasitif rezonans devrelerinde, frekans yükseldikçe çıkış gücü de yükselir. Frekansın düşürülmesi durumunda ise toplam empedans artarak çıkış gücü de düşer.

Frekans değişiminin endüktif rezonans devrelerinde ise frekansın artması durumunda toplam empedans frekansla doğru orantılı olarak artarak çıkış gücünü azaltır. Frekans azaldığında ise toplam empedans değeri düşerek çıkış gücünü azaltır. Şekil 4.3'de kapasitif ve endüktif durumda frekans değişiminin, çıkış akımına ve aynı zamanda çıkış akımı ile doğru orantılı olarak değişen çıkış gücüne etkisi gösterilmiştir.



Şekil 4.3. Çıkış akımının frekansa bağlı değişimi

Şekilde görüldüğü gibi kaynak frekansı rezonans frekansına eşit tutulduğunda akım maksimum değerine ulaşarak maksimum çıkış gücünü verir. Rezonans evirici devrelerinde çıkış gücünün kontrolü giriş kaynağının gerilim ile akım değerinin veya çalışma frekansının değiştirilmesi ile yapılmaktadır. Daha pratik bir yöntem olan frekans kontrolü ile çıkış gücünün kontrolü için rezonans frekansının altındaki veya üstündeki çalışma durumları tercih edilmektedir.

4.3. Rezonans Evirici Sistemlerin Sınıflandırılması

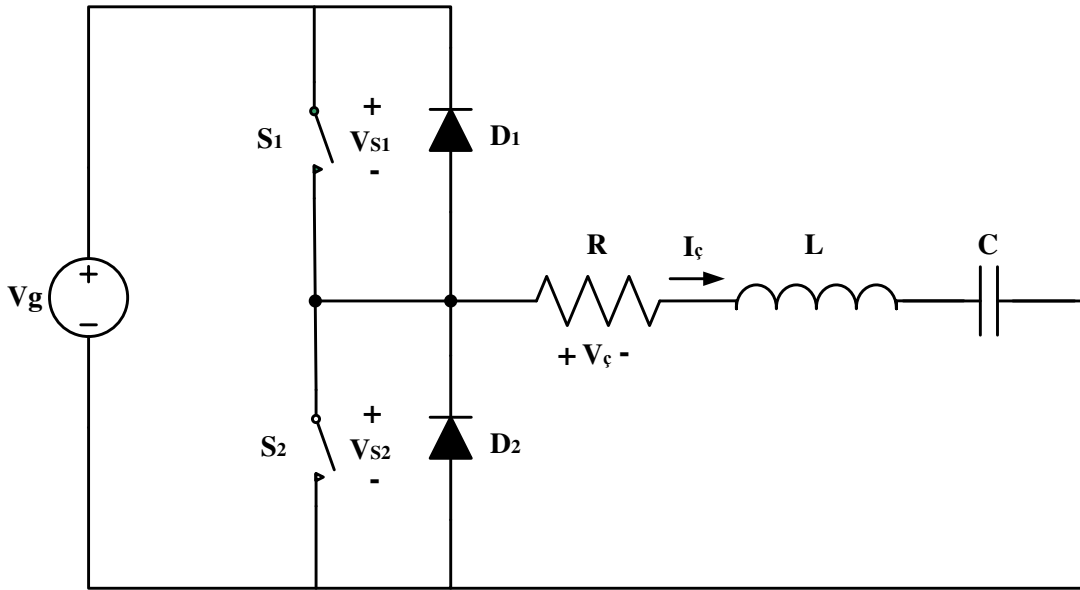
Rezonans eviriciler, kullanıldıkları sistemlere ve sistemlerin topolojik yapılarına göre aşağıdaki şekilde sınıflandırılırlar;

- D-Sınıfı Seri Rezonans Evirici
- D-Sınıfı Paralel Rezonans Evirici
- D-Sınıfı Seri-Paralel Rezonans Evirici
- D-Sınıfı CLL Rezonans Evirici
- D-Sınıfı Sıfır Gerilim Anahtarlama Rezonans Evirici
- D-Sınıfı Akım Kaynaklı Rezonans Evirici
- Faz Kontrollü Rezonans Evirici
- E-Sınıfı Rezonans Evirici

4.3.1. D-Sınıfı seri rezonans evirici

D-Sınıfı seri rezonans eviricilerin giriş güç katsayısı yüksektir ve geniş bir frekans aralığında kontrol edilebilir. Sistemin kontrol ve güç devresi oldukça basit bir yapıya sahiptir.

Şekil 4.4’de, D-Sınıfı seri rezonans eviricinin basit bir devre şeması görülmektedir. Şekilde de görüldüğü gibi giriş güç kaynağı doğru akım üreten bir gerilim kaynağıdır ve güç devresi R-L-C elemanlarının birbirine seri bağlanması ile oluşturulmuştur. Devrenin çalışmasını kontrol eden iki tane güç anahtarlama elemanı kullanılmıştır. Kullanılan anahtarlar Tristör, GTO, BJT, MOSFET, IGBT gibi güç anahtarlama elemanlarından biri olabilir.



Şekil 4.4. D-Sınıfı seri rezonans evirici

S_1 ve S_2 güç anahtarları sistem çalışırken sırayla anahtarlama yaparlar. S_1 anahtarı iletim durumunda iken anahtarlama frekansı f_a 'nın rezonans frekansı f_r 'ye göre durumuna bağlı olarak, $f_a < f_r$ durumunda devre kapasitiftir, devre akımı gerilimden daha ileridedir. $f_a = f_r$ durumunda devre rezistiftir, akım ile gerilim arasında faz farkı yoktur. Bu durumda iken devre akımı olması gereken maksimum değere ulaşmıştır.

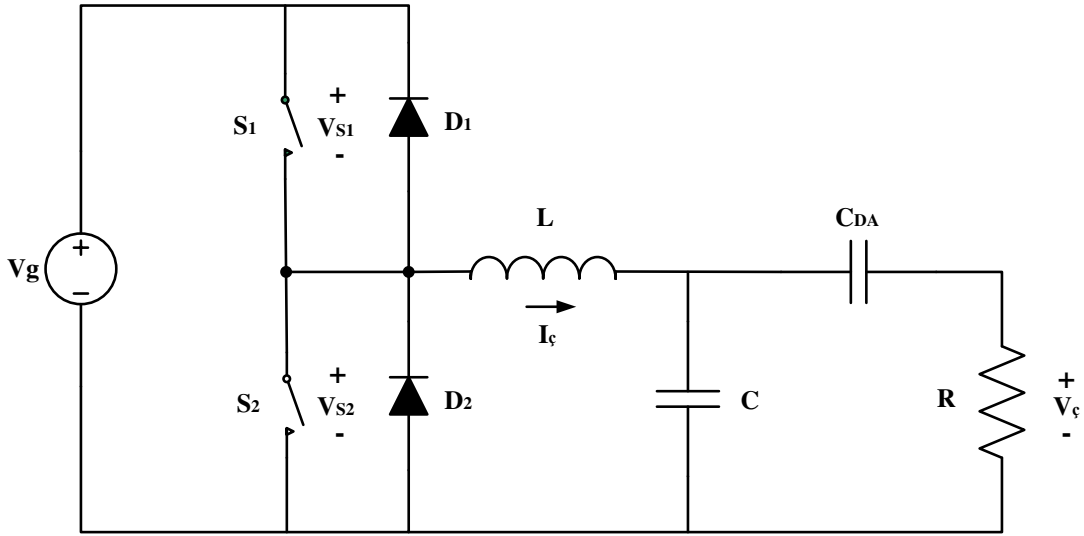
$f_a > f_r$ durumunda ise devre endüktif bir özelliğe sahiptir, gerilim akımdan daha ileridedir.

Sistemin anahtarlama frekansı rezonans frekansı değerinde ise güç anahtarı, sıfır akım veya sıfır gerilimde iletme ve kesime geçer ve bu durumda anahtarlama kayıpları sıfırdır. Ancak, anahtarlama frekansının rezonans frekansının üstünde veya altında çalışma durumlarında anahtarlama kayıpları oluşur. Değişik frekanslarda anahtarlama durumlarına bağlı olarak rezonans frekansının altında veya üstünde anahtarlama ile çıkış gücünün ve çıkış geriliminin kontrolü yapılabilir. D-Sınıfı seri rezonans evirici sistemi Bölüm-4.4’de ayrıntılı olarak incelenmiştir.

4.3.2. D-Sınıfı paralel rezonans evirici

D-Sınıfı paralel rezonans eviriciler, yük direncinin bobin ve kondansatör elemanlarına paralel bağlanmasından dolayı bu isimle adlandırılmışlardır. D-Sınıfı paralel rezonans eviricilerde eğer yük direnci değeri rezonans kondansatörünün eşdeğer reaktansından çok yüksek olursa, akım yükten bağımsız olarak rezonans bobini ve güç anahtarları üzerinden devresini tamamlayacaktır. Sonuç olarak, yük direncinin yükselmesi rezonans kondansatörü ve yük üzerindeki gerilimi arttıracak ve çıkış gücünü yükseltecektir.

D-Sınıfı paralel rezonans evirici devresi Şekil 4.5’de gösterilmiştir. Şekilde görüldüğü gibi sistem, S_1 ve S_2 güç anahtarı, bir rezonans bobini, bir rezonans kondansatörü ve bir DA kondansatöründen (C_{DA}) oluşmaktadır. Rezonans kapasitörüne paralel bağlı olan R yük direnci, sistemde oluşan sinüsoidal AA gücü dışarı almak için konulmuştur. Sistemde kullanılan DA kapasitörü, DA akımının yük direnci üzerinde akmasını önlemek amacıyla rezonans bobinine seri olarak bağlanmıştır. Ancak, DA kapasitörün eşdeğer seri reaktansından büyük bir akımın akması bu etkiyi azaltır.



Şekil 4.5. D-Sınıfı paralel rezonans evirici

D-Sınıfı paralel rezonans eviricilerin çalışma prensibi, D-Sınıfı seri rezonans eviricilere benzemektedir, ancak birçok önemli açıdan da farklıdır. Örnek olarak, D-Sınıfı paralel rezonans eviriciler bir gerilim kaynağı niteliğindedir ve bu nedenle yapısı çoklu çıkışa uygundur. Ayrıca, transformatör olmadan gerilimi yükseltmek ve düşürmek mümkün olmaktadır. Fakat, D-Sınıfı seri rezonans eviricinin tersine doğal kısa devre koruma özelliğine sahip değildirler.

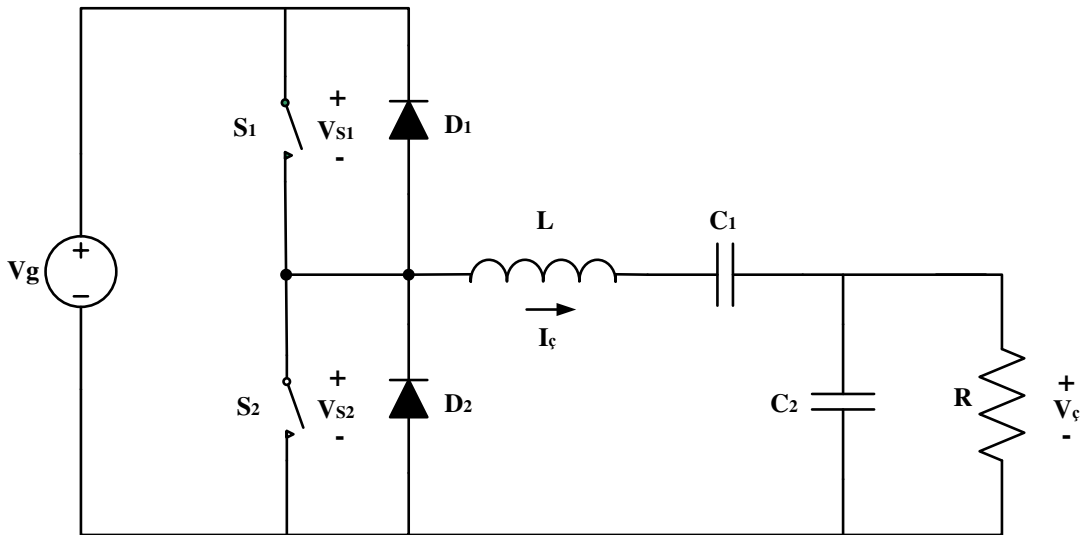
D-Sınıfı paralel rezonans eviricilerin anahtarlama frekansı rezonans frekansından küçük olması durumunda, rezonans devresi V_g giriş gerilimine göre kapasitif özellik gösterir ve bobin akımı gerilimden ilerdedir. Bu yüzden anahtarlar üzerinde büyük akım sıçramaları oluşur. Anahtarlama frekansın rezonans frekansından büyük olması durumunda ise, rezonans devresi endüktif özellik gösterir ve akım gerilime göre geri fazdadır. Bunun sonucunda ise güç anahtarının kesime götürülmesi sırasında, anahtar sürme geriliminin yükselmesine neden olurlar.

4.3.3. D-Sınıfı seri-paralel rezonans evirici

D-Sınıfı seri-paralel rezonans eviricisi yük direnci ile paralel bağlı kondansatör dışında D-Sınıfı seri rezonans eviricisiyle ve bobin ile seri bağlı kondansatör dışında

D-Sınıfı paralel rezonans eviricisiyle aynıdır. Sonuç olarak, bu evirici yapısı seri ve paralel rezonans evirici arasında bir karakteristik özellik gösterir.

D-Sınıfı seri-paralel rezonans eviricisi Şekil 4.6’da gösterildiği gibi, S_1 ve S_2 iki güç anahtarlama elemanından ve L - C_1 - C_2 - R güç devresinden oluşmaktadır. C_1 kondansatörü, D-Sınıfı seri rezonans eviricideki gibi bobin ile seri bağlanmıştır, ayrıca C_2 kondansatörü, D-Sınıfı paralel rezonans eviricideki gibi yük direnci ile paralel bağlanmıştır. Eğer C_1 kondansatör değerinin çok yüksek ise, devre yapısı paralel rezonans evirici gibi çalışır. Eğer C_2 kondansatör değeri sıfır olursa devre yapısı bu defa seri rezonans evirici gibi çalışır.

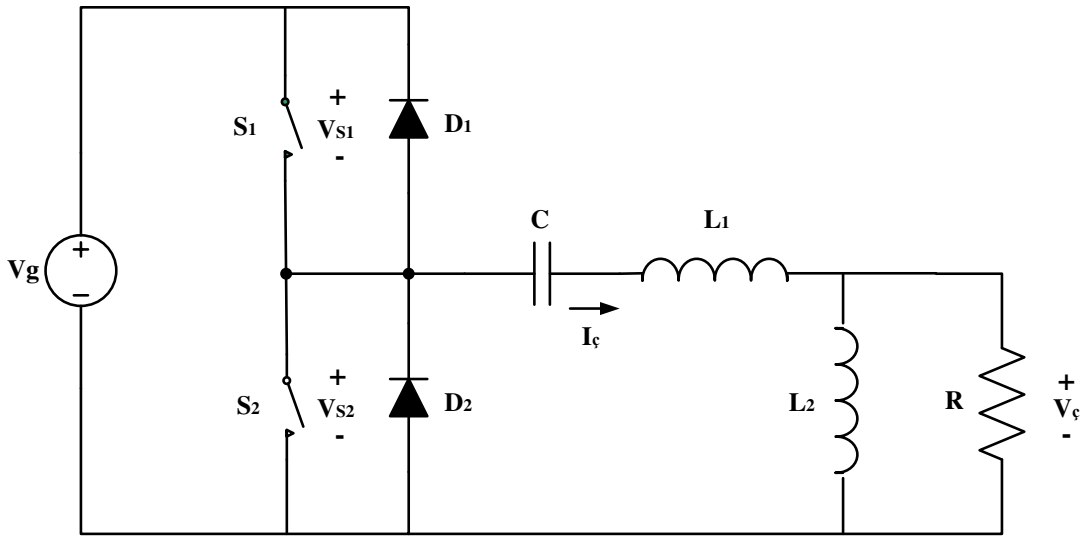


Şekil 4.6. D-Sınıfı seri-paralel rezonans evirici

Bu devre yapısının avantajı D-Sınıfı seri rezonans evirici ve D-Sınıfı paralel rezonans eviricisinin üstünlüklerinin her ikisini de bünyesinde bulundurmasıdır. Böylece, D-Sınıfı seri rezonans eviricide olduğu gibi kısa devre durumunda doğal koruma sağlanmakta, aynı zamanda D-Sınıfı paralel rezonans eviricide olduğu gibi gerilim kaynağı davranışını sergileyip yüksüz durumda bile gerilim üretebilmektedir. Ayrıca, yük kalite (Q) faktörü büyük olan rezonans devrelerinde görülen boşta gerilim ayar sorunu burada yaşanmamaktadır.

4.3.4. D-Sınıfı CLL rezonans evirici

D-Sınıfı CLL rezonans evirici, Şekil 4.7’de görüldüğü gibi S_1 , S_2 iki güç anahtarı ve C- L_1 - L_2 -R güç devresinden oluşmaktadır. Rezonans kapasitörü, L_1 - L_2 bobini ile seri bağlanmıştır ve yük direnci L_2 bobinine paralel bağlıdır. Güç anahtarı olarak GTO, BJT, MOSFET yada IGBT kullanılabilir. Eğer çıkıştaki AA değerin yükseltilmesi istenirse L_2 bobini yerine bir transformatör yerleştirilebilir. Güç devresinde bulunan L_1 - L_2 bobinlerin birbirlerine paralel bağlanmasından dolayı empedans transferi bu evirici devresinde yapılabilmektedir. Ayrıca anahtarlama frekansın rezonans frekansından çok yüksek olması durumunda eviricinin DA/AA transfer fonksiyonu yükün değişimlerinden tamamen bağımsızdır.



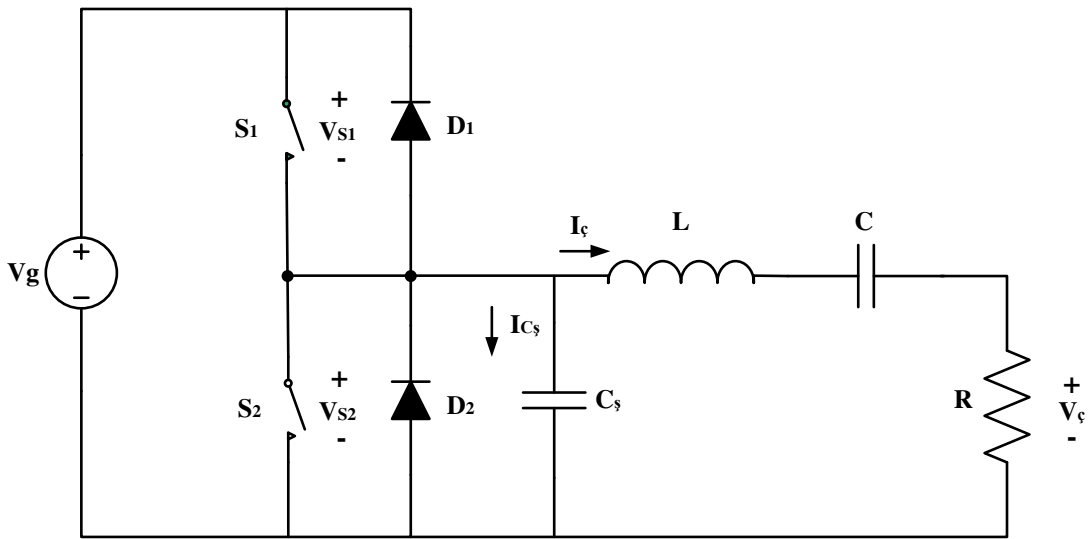
Şekil 4.7. D-Sınıfı CLL rezonans evirici

D-Sınıfı CLL rezonans eviriciler, anahtarlama frekansın rezonans frekansından yüksek olduğu durumlarda D-Sınıfı paralel rezonans evirici gibi çalışırlar. Bu eviricilerde, anahtarlama frekansı, rezonans frekansından yüksek bir değerde olması istenir, çünkü bu çalışma durumunda güç anahtarlarının gövde diyotları ters toparlanmadan etkilenmezler.

Devredeki L_2 endüktans değeri yük direnci değerinden büyük ise, kondansatör akımının çoğu yük direnci içinden geçecektir ve bu yüzden devreye yükün etkisi yüksek olacaktır. Yük direncinin L_2 endüktans değerinden yüksek olmasında ise, kondansatör akımının çoğu L_2 endüktans üzerinde geçecek ve bu yüzden devreye yükün etkisi az olacaktır.

4.3.5. D-Sınıfı sıfır gerilim anahtarlama rezonans evirici

D-Sınıfı rezonans eviricilerin performansını etkileyen en önemli faktör anahtarlama kayıpları ve anahtarlama gürültüleridir. Anahtarlama kayıpları, sistemin çalışma frekansı ve darbe genişlik modülasyonu genliğinin artması ile yükselir. Rezonans evirici devrelerin güç anahtarları sıfır gerilimde anahtarlama yapılarak anahtarlama kayıpları yaklaşık olarak sıfıra indirilebilir.



Şekil 4.8. D-Sınıfı sıfır gerilim anahtarlama rezonans evirici

D-Sınıfı sıfır gerilim anahtarlama evirici devresi Şekil 4.8’de gösterilmiştir. Şekilde görüldüğü gibi evirici, S_1 ve S_2 güç anahtarı, seri L-C-R güç devresi ve paralel bir kondansatörden (C_s) oluşmaktadır. Güç anahtarı olarak MOSFET, MCTs, BJTs ve IGBT kullanılabilir. Paralel kondansatör (C_s), S_2 anahtarına paralel bağlandığı gibi S_1 anahtarına da paralel bağlanabilir veya her iki anahtara da paralel bağlanabilir.

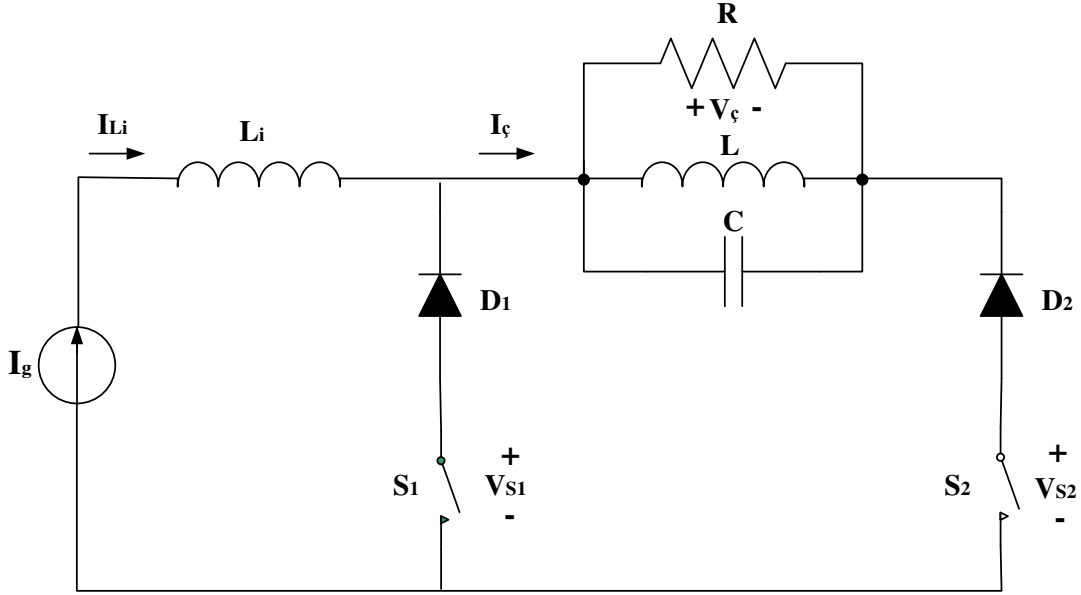
Böylece, her iki anahtardaki parazitik kapasitans (güç anahtarı çıkış kapasitansı ve güç anahtar sıcaklık soğurma kapasitansı) C_s içerisine emilir.

Geleneksel rezonans eviriciler, anahtarlama gürültüleri ve değişen anahtarlama gerilimleri nedeniyle çok büyük elektromanyetik gürültü üretirler. Yumuşak anahtarlama gibi bazı teknikler anahtarlama gürültülerini azaltmıştır. Ayrıca, anahtarlama gerilim dalga şekillerinin yamuk şeklinde geometrik olması da anahtarlama gürültülerini azaltır.

4.3.6. D-Sınıfı akım kaynaklı rezonans evirici

D-Sınıfı akım kaynaklı rezonans evirici devresi Şekil 4.9'da gösterilmiştir. Şekilde görüldüğü gibi giriş güç kaynağı sabit ve sürekli bir akım üreten doğru akım kaynağıdır ve güç devresi R-L-C elemanlarının birbirine paralel bağlanması ile oluşturulmuştur. Güç anahtarlar diğer rezonans eviricilerden farklı olarak bir anahtar ve bir diyotun seri bağlanmasından meydana gelmiştir. Burada güç anahtarları çift yönlü iletim yapmanın yanı sıra hem negatif hem de pozitif gerilim düşümlerini de önlemektedir. Akım kaynaklı rezonans eviriciler herhangi bir hata durumunda kısa devre korumasına sahip olmasından dolayı büyük güç uygulamalarında gerilim kaynaklı seri rezonans eviricilere göre daha çok kullanılmaktadır.

D-Sınıfı akım kaynaklı rezonans evirici devresi güç anahtarlarının anahtarlama frekansının rezonans frekansından daha küçük bir değerde olması durumunda sistem endüktif etki gösterir ve yük direnci üzerinden geçen akımın bir kısmı kendisine paralel bağlı endüktans üzerinden geçerek yük direnci içindeki akımı azaltır. Anahtarlama frekansının rezonans frekansına eşit olması durumunda ise L-C devresi sonsuz empedans gösterir böylece giriş akımının tamamı yük direnci üzerinden devresini tamamlar. Anahtarlama frekansının rezonans frekansından büyük olması durumunda ise sistem kapasitif etki gösterir. Bu durumda giriş akımının bir kısmı eşdeğer kapasite üzerinden bir kısmı da yük direnci üzerinden geçer.



Şekil 4.9. D-Sınıfı akım kaynaklı rezonans evirici

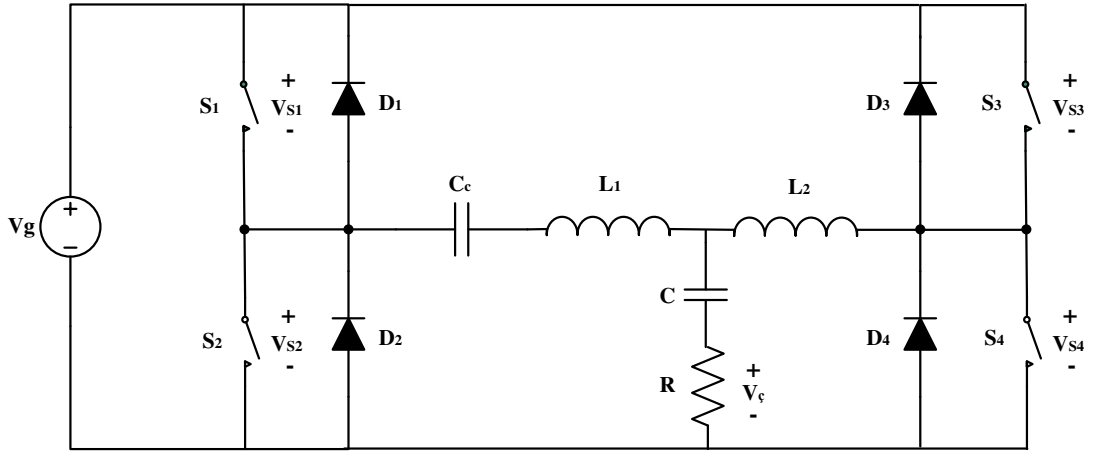
4.3.7. Faz kontrollü rezonans evirici

DA/AA evirici ve DA çıkışlı çoğu rezonans DA/DA eviricilerin AA çıkış akımı, gerilimi veya gücü anahtarlama frekansı ile değişir. Değişken anahtarlama frekansı uygulamaları, 1) EMI kontrol zorluğu nedeniyle tahmin edilemez ve çok geniş bir gürültü spektrumu, 2) çıkış gerilim dalgacığı filtrelemesinin çok karmaşık olması, 3) manyetik bileşenlerinin kullanımın zayıf olması gibi birçok problemi beraberinde getirir. Bu problemler, DA/AA eviricilerde “Outphasing Modulation” olarak adlandırılan sabit frekanslı faz kontrolü tarafından çözülebilir.

Güç sistemlerinin faz kontrolü ilk defa 1930 yıllarında Chireix tarafından AM radyo iletiminin etkisini düzeltmek amacıyla geliştirilmiştir. Bu gelişmenin ardından faz kontrollü güç işlemcileri, halen çoğu araştırmacının araştırma konusu olmaktadır.

Faz kontrollü eviricilerin çalışma yapısı kısaca, iki DA/AA güç rezonans eviricinin aynı AA yükü aynı anahtarlama frekansları ile eş zamanlı olarak çalıştırılmasına dayanır. AA çıkış akımı, gerilimi ve çıkış gücünün kontrolü DA/AA eviricinin çıkış

akım ve gerilim arasındaki faz farkının kaydırılması ile oluşur. Aynı kavram DA/DA eviriciler için DA çıkış gerilimi ve hat değişimini düzenleyerek kullanılabilir.



Şekil 4.10. Faz kontrollü tam köprü rezonans evirici

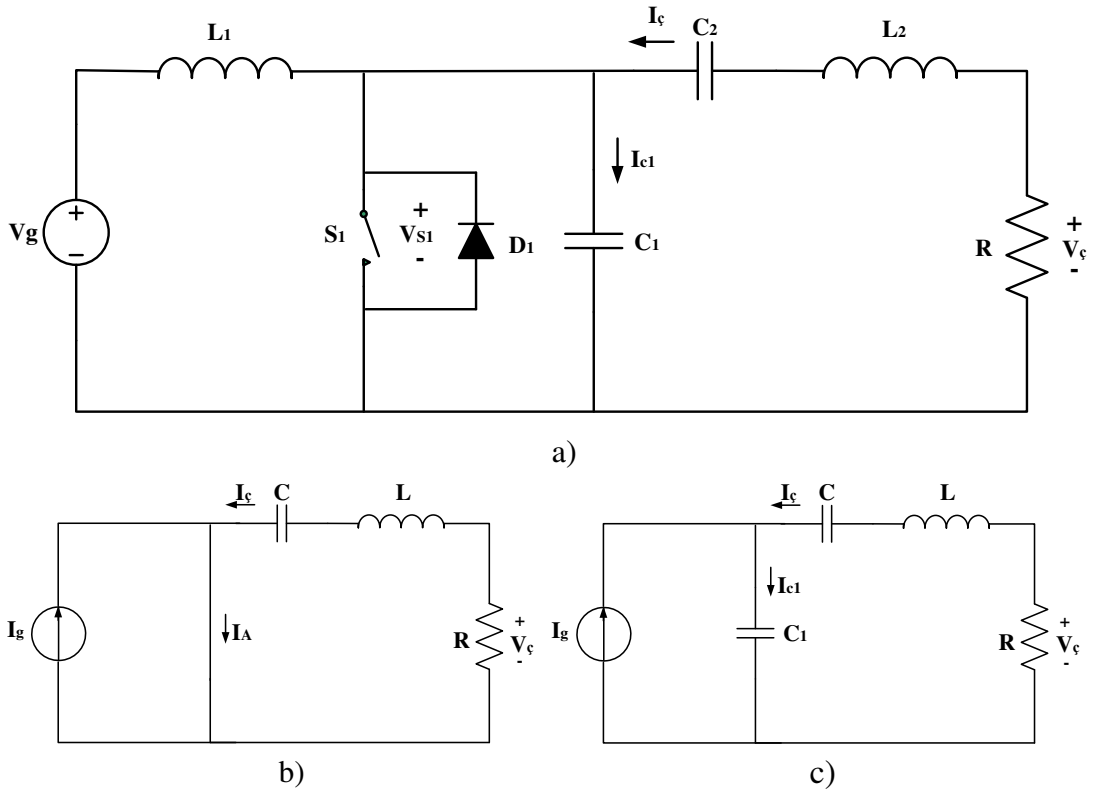
Faz kontrollü tam köprü rezonans evirici Şekil 4.10'da gösterilmektedir. Şekilde görüldüğü gibi bir DA giriş kaynağı, dört adet güç anahtarı, iki bobin, bir kondansatör, bir bağlaşım (coupling) kapasitörü (C_c) ve bir yük direncinden oluşmaktadır. Sistemde kullanılan güç anahtarları akım, gerilim ve çalışma frekansına bağlı olarak GTO, BJT, MOSFET yada IGBT olabilmektedir.

4.3.8. E-Sınıfı rezonans evirici

E-Sınıf rezonans eviriciler anahtarlama tekniklerine göre E-Sınıfı sıfır gerilim anahtarlama ve E-Sınıfı sıfır akım anahtarlama evirici olmak üzere ikiye ayrılır. E-Sınıfı rezonans evirici çeşitlerinde sıfır gerilim ve sıfır akımda yapılan anahtarlama özellikleriyle anahtarlama kayıpları bulunmamaktadır.

Şekil 4.11.a'da bir E-Sınıfı rezonans evirici devresi görülmektedir. Şekilde görüldüğü gibi evirici girişi DA gerilim kaynağının çıkışına büyük endüktans değerine sahip bir bobinin seri bağlanmasıyla, sabit bir akım kaynağı tarafından beslenmektedir. Sistemde tek bir güç anahtarı kullanılmasından dolayı anahtarlama kayıpları ve devre maliyeti azaltılmıştır. Eviricinin rezonans frekansında sürülmesi

ile sinüsoidal bir akım devre üzerinde oluşur. Güç anahtarının iletim sırasında Şekil 4.11.b’de görüldüğü gibi anahtar üzerinden $I_g + I_c$ toplamına eşit bir akım geçer. Güç anahtarının kesim sırasında ise anahtara paralel bağlı C_1 kondansatörü üzerinde gerilim değeri yükselir ve anahtarın sıfır gerilimde kesime geçişi sağlanmış olur. Anahtarın kesim durumundaki devre şeması Şekil 4.11.c’de görülmektedir.



Şekil 4.11. E-Sınıfı rezonans evirici a) devre şekli b) anahtar iletimde iken devre şekli c) anahtar kesimde iken devre şekli

E-Sınıfı rezonans eviricisinin en büyük avantajı anahtarlama kayıplarının yok edilmesi ve elektromanyetik gürültülerin azaltılmasıdır. Ayrıca devrede sadece bir güç anahtarının kullanılması tasarım maliyetlerini düşürür. En büyük dezavantajı ise, güç anahtarı üzerindeki gerilim ve akım tepe değerlerinin büyük olmasıdır. E-Sınıfı rezonans evirici sistemleri genellikle çıkış frekansının yüksek olması istenen uygulamalar için tercih edilmektedir [22].

4.4. D-Sınıfı Seri Rezonans Evirici

D-Sınıfı rezonans evirici ilk defa 1959 yılında Baxandall tarafından kullanılmıştır ve DA enerjiyi AA enerjiye çeviren çok çeşitli uygulamalarda halen yaygın bir şekilde kullanılmaktadır.

Rezonans eviricilerin kullanıldıkları uygulama örnekleri olarak, kaynak makinelerinde, flüoresan lambaların elektronik balastlarında, yüksek frekanslı ısıtmada, yüzey sertleştirmede, plastik kaynakların dielektrik ısıtmasında, indüksiyonlu ısıtma sistemlerinde, fiber optik üretim sistemlerinde, radyo verici istasyonlarında, lehimleme işlemlerinde gibi çeşitli uygulamalarda kullanılırlar [30].

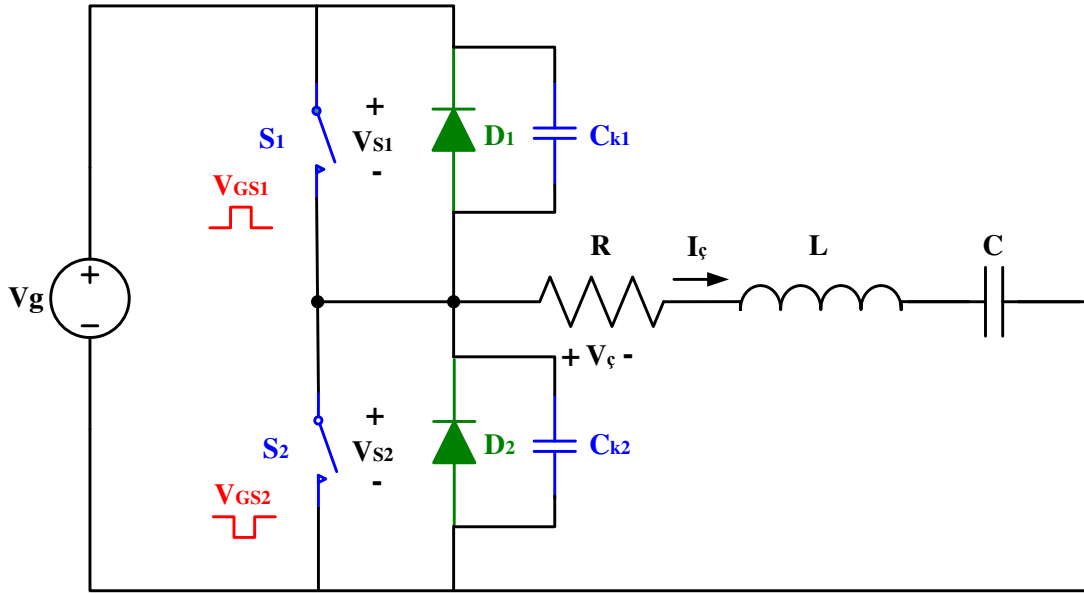
D-sınıfı eviriciler anahtarlama yöntemlerine göre ikiye ayrılır.

- D-Sınıfı gerilim anahtarlama evirici
- D-Sınıfı akım anahtarlama evirici

D-Sınıfı gerilim anahtarlama eviriciler DA gerilim kaynağı tarafından beslenir ve bu eviriciler bir seri rezonans devresinde veya seri rezonans devrelerinden türetilen uygulamalarda kullanılır. Eğer yük kalite faktörü (Q) yeterli büyüklükte ise, rezonans devresinden geçen akım sinüzoidaldir. Güç anahtarları içerisinde yarım dalga sinüsoidal akım geçerken üzerindeki gerilim kare dalgadır.

D-Sınıfı akım anahtarlama eviriciler ise DA akım kaynağından beslenir ve bu eviriciler paralel rezonans devresinden veya paralel rezonans devrelerinden türetilen uygulamalarda kullanılır. Rezonans devresi yük kalite faktörünün (Q) yüksek değeri için yük üzerindeki gerilim sinüsoidaldir. Güç anahtarları üzerinde yarım dalga sinüsoidal gerilim görülürken içinden geçen akım kare dalga formundadır.

D-Sınıfı gerilim anahtarlama eviricilerin en büyük avantajı, güç anahtarları üzerine düşen gerilimin kaynak gerilimi ile aynı değerde (düşük) olmasıdır. Bu durum yüksek gerilim uygulamaları için büyük bir avantajdır.



Şekil 4.12. D-Sınıfı seri rezonans evirici devresi

D-Sınıfı gerilim anahtarlama seri rezonans evirici devresi Şekil 4.12’de gösterilmiştir. Devre iki yönlü güç anahtarı S_1 , S_2 ve bir seri rezonans devresinden (L-C-R) oluşmaktadır. Güç anahtarı olarak BJT, GTO, MOSFET yada IGBT kullanılabilir. Her güç anahtarı kendisine ters paralel bağlı bir diyot ve paralel bağlı bir kondansatörden oluşmaktadır. Böylece anahtarları pozitif ve negatif akım durumlarında anahtarlanabilmektedir. Yani S_1 ve S_2 anahtarları iletimde olduğu sürece içlerinden pozitif yönde akım akışı, kesime girdiklerinde ise anahtar üzerinde, yalnızca diyot içinden geçen negatif yönde bir akım iletimi vardır.

Güç anahtarları V_{GS1} ve V_{GS2} ölü zamanlı darbe genişlik modülasyonu ile sürülür. S_1 ve S_2 güç anahtarlarının PWM boşluk darbe oranı %50 veya daha az oranda olacak şekilde ilettime ve kesime geçirilir. Ölü zaman, her iki anahtarın kesimde olduğu zaman aralığıdır. Güç anahtarlarına ters paralel bağlı diyotlar akımda sürekliliği sağlamak ve anahtarları korumak amacıyla kullanılmaktadır. S_1 anahtarı kesime girdiğinde ölü zaman aralığında D_2 diyotu bobin üzerinde depolanan enerjiyi kaynağa geri vererek S_2 anahtarının ilettime geçmeden önce sıfır gerilim veya akım durumunda olmasını sağlamaktadır. Aynı durum S_1 anahtarı için de geçerlidir, böylelikle diyot kesime geçtikten sonra her iki tarafta da sıfır gerilim sağlandığı için

ters toparlanmadan oluşan anahtarlama kayıpları giderilmiş olunur. Yalnızca kesim sırasında anahtarlama kayıpları oluşur, ancak koruma kondansatörleri (C_{k1} , C_{k2}) bu kayıpları kendi üzerinde bir miktar tutarak anahtarlama kayıpları azaltır.

D-Sınıfı seri rezonans eviricilerin yapı ve uygulama açısından diğer rezonans eviricilerine göre birçok avantajı vardır. Dördüncü bölümde açıklamış olan rezonans eviricilerinden olan E-Sınıfı eviriciler, güç anahtarının iletim ve kesim esnasında yüksek akım ve gerilim düşümlerine maruz kalması, güç anahtarı üzerinde baskı meydana getirir ve anahtar gerilimi kaynak geriliminden daha fazladır. Ayrıca, tek anahtarlı bir devre yapısına sahip oluşu çıkış gücünün kontrolünü teorik olarak sınırlandırmıştır [31, 32]. Yarım köprü rezonans eviricilerde ise birden fazla anahtara sahip olması böyle bir sınırlandırmayı ortadan kaldırmıştır ve bu eviricilerde anahtar gerilimi kaynak gerilimi ile sınırlıdır [33]. Ayrıca yarım köprü rezonans eviriciler tam köprü rezonans eviricilere göre daha az sayıda anahtarlama elemanın kullanılmasından dolayı maliyetleri ve anahtarlama kayıpları daha düşüktür. Akım kaynaklı paralel rezonans eviricilerin ise sabit akım kaynağını oluşturmak için devreye büyük değerli bir endüktans ilavesinin giriş güç faktörünü düşürmesi, devrenin boyutlarını ve ağırlığını artırması gibi dezavantajları vardır.

4.4.1. D-Sınıfı seri rezonans evirici çalışma prensibi

D-Sınıfı seri rezonans eviricinin çalışma prensibi, Şekil 4.13'de gösterilen anahtarlama frekansının rezonans frekansından küçük olması ($f_a < f_r$), eşit olması ($f_a = f_r$) ve büyük olması ($f_a > f_r$) durumlarına göre açıklanabilir.

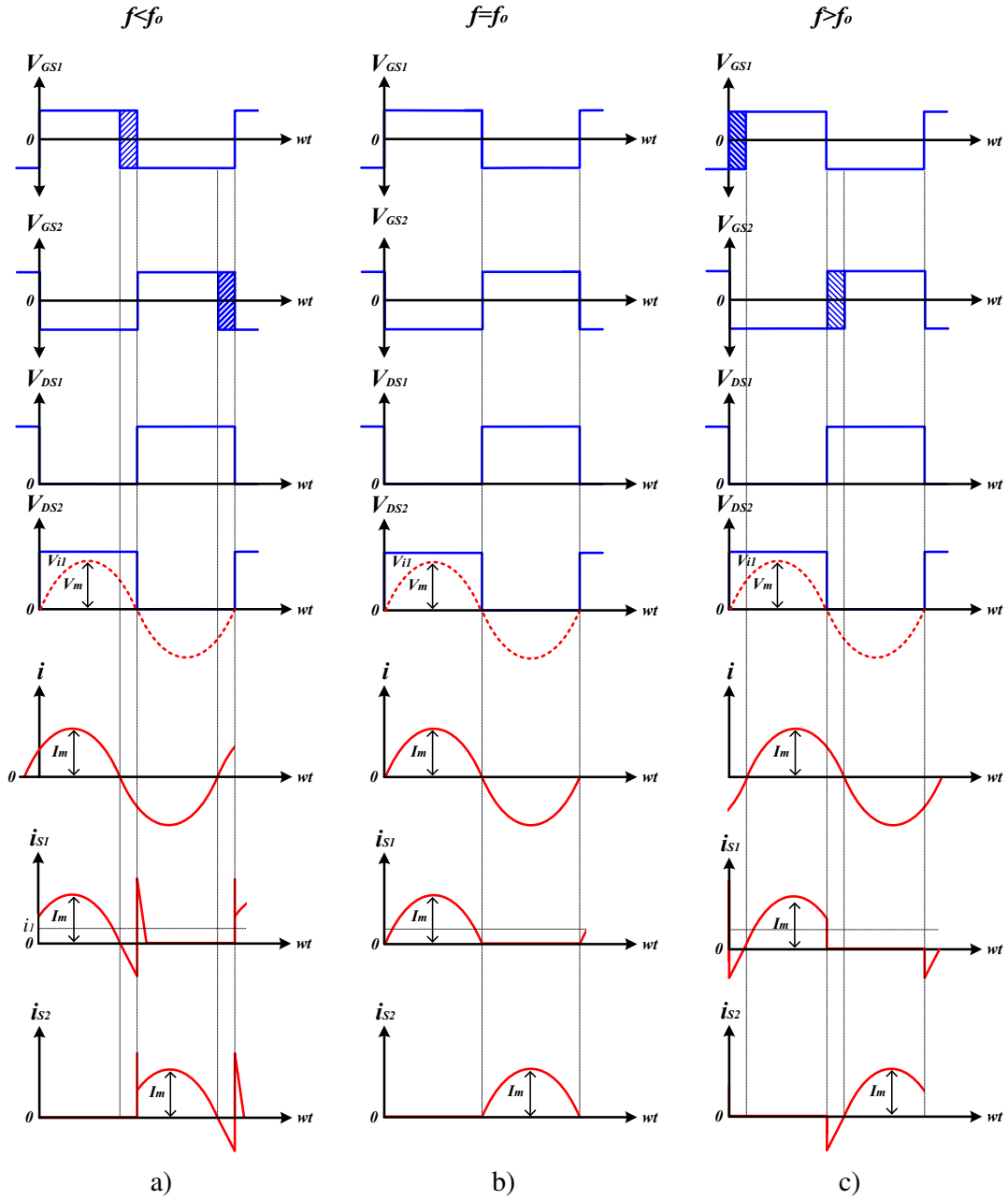
Şekil 4.13.a'da anahtarlama frekansının rezonans frekansından daha küçük bir değerde anahtarlanması sonucu oluşan çalışma durumu gösterilmiştir. Bu çalışma sırasında rezonans akımının rezonans devre geriliminden daha önde olmasından dolayı sistem kapasitif özellik gösterir ve devrenin faz açısı (ψ) sıfırdan küçüktür. Bu yüzden, güç anahtarının iletime geçirilmesi ile anahtar akımı pozitif, kesime geçirilmeden hemen önce ise negatiftir. Rezonans frekans değerinin altında çalışmanın en büyük dezavantajı, anahtarların iletime geçirilmesi sırasında güç

devresi içerisinde biriken enerjinin kaynağa aktarılması sırasında anahtarlara paralel bağlı diyotların çok yüksek gerilim (d_r/d_t) değerlerinde kesime geçmeleri ve bu yüzden çok yüksek ters toparlanma akım (d_r/d_t) değişimlerine maruz kalmalarıdır. Rezonans bobinin, oluşan bu çok yüksek akım değişimlerine rezonans devresi üzerinden geçmesine izin vermemesinden dolayı diğer anahtar üzerinden geçerek bu anahtarı ilettime geçirir. Anahtarın çok yüksek akım ve gerilim değerinde ilettime geçmesi güç anahtarlarını bozabilir ve oldukça büyük iletim kayıpları oluşturur. Bu yüzden anahtarın iletim sırasında, rezonans devresinde biriken enerjinin kaynağa geri verilmesi için anahtara ters paralel bağlı diyotun ters toparlanma süresinin kısa olmasını sağlayacak hızlı diyotlar tercih edilmelidir. Güç anahtarları iletim anında çıkış kondansatörünün deşarjı anahtarlama kayıplarına neden olmaktadır ve Eş. 4.6 ile bu kayıplar tanımlanmıştır.

$$P_{sw} = f_a C_\varsigma V_1^2 \quad (4.6)$$

Rezonans frekansının altında çalışmanın avantajı kesim durumundaki anahtarlama kayıplarının sıfır olmasıdır [30]. Ancak, kesim anında kayıplar sıfırken iletim anında anahtar kayıpları mevcuttur.

Şekil 4.13.b’de ise anahtarlama frekansının rezonans frekansında anahtarlama sonucu oluşan çalışma durumu gösterilmiştir. Bu çalışma durumunda anahtarlar rezonans frekansında anahtarlama sırasında dolayı sıfır akımda anahtarlama gerçekleşmiş olur ve anahtarlar üzerinde anahtarlama kayıpları oluşmaz. Bu yüzden ters paralel diyotlar ilettime geçmez. Ayrıca, yük kalite faktörü ($Q_Y = \sqrt{L/C}/R$) yeterli büyüklükte ise ($Q_Y \geq 2.5$), devre içinden geçen akımın dalga şekli sinüsoidaldir.



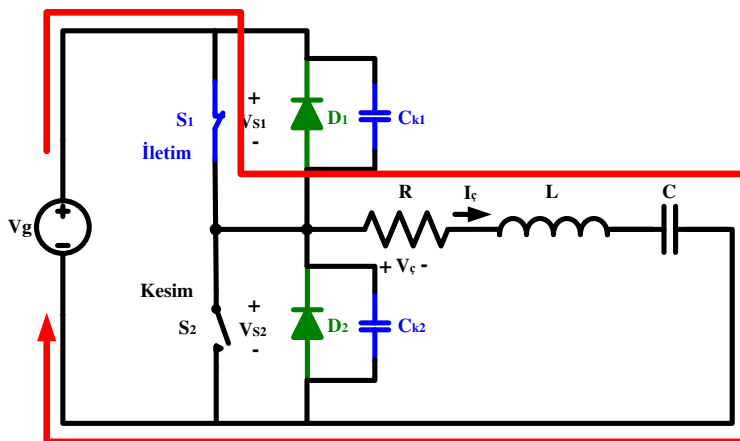
Şekil 4.13. D-Sınıfı seri rezonans evirici devresi dalga şekilleri a) $f < f_o$, b) $f = f_o$, c) $f > f_o$

Şekil 4.13.c’de ise anahtarlama frekansının rezonans frekansından daha büyük bir değerde anahtarlması sonucu oluşan çalışma durumu gösterilmiştir. Bu çalışma durumunda rezonans akımının rezonans devre geriliminden daha geride olmasından dolayı sistem endüktif özellik gösterir ve devrenin faz açısı (ψ) sıfırdan büyüktür. Bu yüzden, güç anahtarları iletme geçmeden hemen önce anahtar akımı negatif ve

kesime geçmeden hemen önce pozitifdir. Rezonans frekansın üstünde çalışma, güç anahtarlarına ters paralel bağlı diyotların düşük akım değerleri ile iletme geçmeleri sebebiyle diyotların ters toparlanma problemi ve bu problemin oluşturduğu kayıpları ortadan kaldırmıştır. Bu yüzden ters paralel diyotların hızlı olmasının bir önemi yoktur. Ayrıca, güç anahtarlarının sıfır gerilimde iletme geçmesi anahtar çıkış kondansatörünün deşarjından ortaya çıkan kayıplar olmamaktadır. Şekil 4.13.c'de görüldüğü gibi güç anahtarlarının iletim durumunda kayıpları yoktur ancak kesim durumunda anahtarlama kayıpları söz konusudur. Kesim durumunda anahtarlama kayıplarını azaltmak için güç anahtarlarına paralel bir kondansatör bağlanabilir [26, 30].

D-sınıf seri rezonans evirici devresi güç anahtarların iletim ve kesim durumlarına göre çalışması aşağıda incelenmiştir.

Durum 1 (t_0-t_1) D_1 diyotu üzerinde ters yönde akmakta olan rezonans akımının yönü $t=t_0$ anında yön değiştirir. Bu anda S_1 anahtarı iletme geçer ve akım S_1 içinden geçerek devresini tamamlar. Bu çalışma sırasında rezonans devresi üzerinde bir enerji birikimi meydana gelir.



Şekil 4.14. D-Sınıfı seri rezonans eviricinin S_1 iletim S_2 kesim anı

Rezonans devresi içerisinde geçen akımın anı değerler cinsinden açıklaması Eş. 4.7 ve maksimum değeri Eş. 4.8'de gösterilmiştir.

$$I_L(t) = I_m \sin(\omega t - \Psi) \quad (4.7)$$

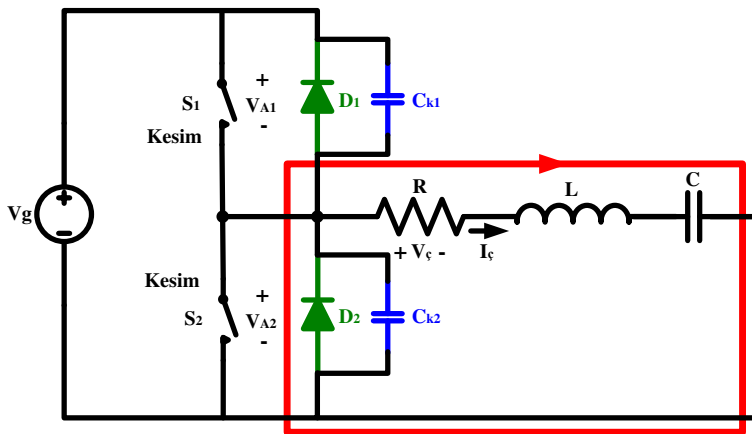
$$I_{Lm} = \frac{V_m}{Z} \quad (4.8)$$

Rezonans kondansatörü üzerindeki gerilim düşümünün anlık değerler cinsinden değişimi ve maksimum değeri ise Eş. 4.9 ve Eş. 4.10'da gösterilmiştir.

$$V_C(t) = V_{Cm} \sin(\omega_a t - \Psi) \quad (4.9)$$

$$V_{Cm} = \frac{I_{Lm}}{\omega_a C} \quad (4.10)$$

Durum 2 (t_1-t_2) $t=t_1$ anında, S_1 anahtarı kesime geçerek anahtar içinden geçmekte olan rezonans akımı D_2 diyotu üzerinden devresini tamamlar. Anahtarının kesime geçmesi anında anahtar üzerinde bir miktar akım ve gerilim değerleri tutulduğu için anahtarlama kayıpları oluşur. t_1-t_2 zaman aralığında S_2 güç anahtarı ilettime geçer ve anahtar sıfır akım veya sıfır gerilim anında anahtarlanacağı için anahtarlama kayıpları önlenmiş olur.



Şekil 4.15. D-Sınıfı seri rezonans eviricinin S_1 kesim S_2 kesim anı

Bu çalışma durumunda, rezonans akımı kısa bir süre rezonans kondansatörü üzerinden geçer ve devresini D_2 diyotu üzerinden tamamlar. Rezonans akımının yönü

şekilde gösterildiği gibi Durum 1'deki ile aynı yöndedir. Rezonans akımının anlık değerler cinsinden değişimi Eş. 4.11 ve maksimum değeri Eş. 4.12'de gösterilmiştir.

$$I_L(t) = I_{Lm} \sin(\omega_a t - \Psi) \quad (4.11)$$

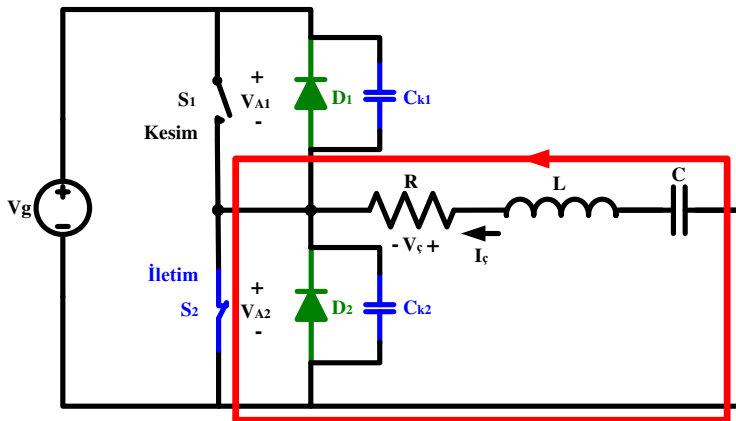
$$I_{Lm} = \frac{V_m}{Z} \quad (4.12)$$

Rezonans kondansatörü üzerine düşen gerilimin anlık değişimi ve maksimum değeri ise Eş. 4.13 ve Eş. 4.14'de gösterilmiştir.

$$V_C(t) = V_{Cm} \sin(\omega_a t - \Psi) \quad (4.13)$$

$$V_{Cm} = \frac{I_{Lm}}{\omega_a C} \quad (4.14)$$

Durum 3 (t_2-t_3) $t=t_2$ anından sonra rezonans akımı şekilde gösterildiği gibi ters yönde ve iletimde olan S_2 anahtarı içinden devresini tamamlar. Bu çalışma anında rezonans kondansatörü kendi üzerinde depoladığı enerjiyi deşarj ederek sistemin gerilim kaynağı gibi davranır.



Şekil 4.16. D-Sınıf seri rezonans eviricinin S_1 kesim S_2 iletim anı

Bu anda rezonans akımının anlık değerler cinsinden değişimi ve maksimum değeri Eş. 4.15 ve Eş. 4.16'da gösterilmiştir.

$$I_L(t) = -I_{Lm} \sin(\omega_a t - \Psi) \quad (4.15)$$

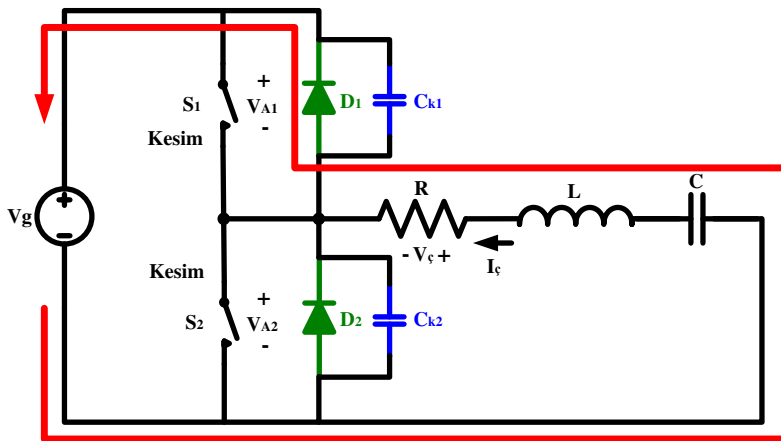
$$I_{Lm} = -\frac{V_m}{Z} \quad (4.16)$$

Rezonans kondansatörü üzerindeki gerilim değerinin anlık değerler cinsinden değişimi ve maksimum gerilim değeri ise Eş. 4.17 ve Eş. 5.18' de gösterilmiştir.

$$V_C(t) = -V_{Cm} \sin(\omega_a t - \Psi) \quad (4.17)$$

$$V_{Cm} = -\frac{I_{Lm}}{\omega_a C} \quad (4.18)$$

Durum 4 (t_3-t_4) $t=t_3$ anında S_2 anahtarı kesime geçirilir ve anahtar içinden geçen akım artık D_1 diyotu üzerinden devresini tamamlar. Bu anda Durum 2'de ki gibi anahtarlama kayıpları oluşur.



Şekil 4.17. D-Sınıf seri rezonans eviricinin S_1 kesim S_2 kesim anı

t_3-t_4 anında S_1 anahtarının sıfır akım veya sıfır gerilim değerinde iletme geçmesiyle anahtarlama kayıpları oluşmaz. S_2 anahtarının kesime geçmesiyle rezonans akımı C

kondansatörü üzerinden geçer ve kondansatör bir miktar enerjiyi kendi üzerinde tutarak anahtarlama kayıplarını bir miktar azaltır. Rezonans akımı devresini D_1 diyotu üzerinden tamamlayarak rezonans devresi giriş gerilim kaynağı tekrar V_g 'dir.

Sistemin akım değişiminin anlık değerler cinsinde ifadesi ve maksimum akım değeri Eş. 4.19 ve Eş. 4.20'de gösterilmiştir.

$$I_L(t) = -I_{Lm} \sin(\omega_a t - \Psi) \quad (4.19)$$

$$I_{Lm} = -\frac{V_m}{Z} \quad (4.20)$$

Rezonans kondansatörü üzerindeki gerilim değerinin anlık değerler cinsinden değişimi ve maksimum gerilim değeri ise Eş. 4.21 ve Eş. 4.22' de gösterilmiştir.

$$V_C(t) = -V_{Cm} \sin(\omega_a t - \Psi) \quad (4.21)$$

$$V_{Cm} = -\frac{I_{Lm}}{\omega_a C} \quad (4.22)$$

4.4.2. D-Sınıfı seri rezonans evirici devre analizi

Seri rezonans güç devresi

D-sınıfı seri rezonans eviricinin rezonans frekansı Eş. 4.23'de gösterilmiştir.

$$\omega_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.23)$$

Devrenin karakteristik empedansı Eş.4.24'de verilmiştir.

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}} = \omega_o L = \frac{1}{\omega_o C} \quad (4.24)$$

Devrenin yüksüz durumdaki kalite faktörü Eş. 4.25 ile bulunabilir.

$$Q_L = \frac{\omega_o L}{R} = \frac{1}{\omega_o CR} = \frac{Z_o}{R} = \frac{\sqrt{\frac{L}{C}}}{R} \quad (4.25)$$

Burada R direnç değeri Eş. 4.26 ve Eş. 4.27’de gösterildiği şekilde ifade edilir.

$$r = r_{DS} + r_L + r_C \quad (4.26)$$

$$R = R_L + r \quad (4.27)$$

Devrenin yük kalite faktörü Eş. 4.28 ile bulunabilir.

$$Q_L \equiv 2\pi \frac{\text{rezonans frekansı depolanan toplam enerji}}{\text{rezonans frekansı her saykil israf enerji}} \\ = 2\pi \frac{W_s}{T_o P_R} = 2\pi \frac{f_o W_s}{P_R} = \frac{\omega_o W_s}{P_{Ri} + P_r} = \frac{Q}{P_R} \quad (4.28)$$

W_s , burada rezonans frekansında rezonans devresinde depolanan toplam enerjidir.

$Q = \omega_o W_s$ rezonans frekansında C kondansatörün veya L bobininin reaktif gücüdür. Çalışma frekansında rezonans devresinde depolanan toplam enerji Eş. 4.29’da gösterilmiştir.

$$w_s(\omega, t) = w_L(\omega, t) = \frac{1}{2} L I_m^2 \sin^2(\omega t - \psi) + \frac{1}{2} C V_{Cm}^2 \sin^2(\omega t - \psi - 90^\circ) \\ = \frac{1}{2} [L I_m^2 \sin^2(\omega t - \psi) + C V_{Cm}^2 \cos^2(\omega t - \psi)] \quad (4.29)$$

Rezonans frekansında sabit durum çalışması için, rezonans devresinde depolanan toplam enerji bobin üzerinde depolanan toplam enerjiye veya kondansatör üzerinde depolanan enerjiye eşittir ve Eş. 4.30 ile Eş 4.31’de gösterilmiştir.

$$W_s = W_{L\max} = \frac{1}{2}LI_m^2 \quad (4.30)$$

$$W_s = W_{C\max} = \frac{1}{2}CV_{Cm}^2 = \frac{1}{2}C \frac{I_m^2}{(\omega_o C)^2} = \frac{1}{2} \frac{I_m^2}{(C\omega_o^2)} = \frac{1}{2}LI_m^2 \quad (4.31)$$

Eş. 4.28, Eş. 4.30 ve Eş. 4.31 kullanılarak Eş. 4.32 yazılabilir.

$$Q_L = \frac{\pi f_o LI_m^2}{P_R} = \frac{\pi f_o CV_{Cm}^2}{P_R} \quad (4.32)$$

f_o 'da bobinin reaktif gücü $Q = (1/2)V_{Lm}I_m = (1/2)\omega_o LI_m^2$ ve kondansatörün reaktif gücü $Q = (1/2)V_{Cm}I_m = (1/2)\omega_o CV_{Cm}^2$ 'dir. Bu yüzden, kalite faktörü bobin veya kondansatör iç direnç güç kaybı ile reaktif gücünün oranı ile belirlenebilir. Eş. 4.33 - 4.35 kullanılarak bobin ve kondansatörün kalite faktörleri bulunabilir.

$$P_R = \frac{1}{2}RI_m^2 = \frac{1}{2}(R_i + r)I_m^2 \quad (4.33)$$

$R_i=0$ için,

$$P_R = P_r = \frac{1}{2}rI_m^2 \quad (4.34)$$

ve yüksüz kalite faktörü,

$$Q_o \equiv \frac{\omega_o W_s}{P_r} \quad (4.35)$$

bobinin kalite faktörü,

$$Q_{Lo} \equiv \frac{\omega_o W_s}{P_{rL}} = \frac{\omega_o L}{r_L} \quad (4.36)$$

ve kondansatör kalite faktörü,

$$Q_{Co} \equiv \frac{\omega_o W_s}{P_{rC}} = \frac{1}{\omega_o C_{rC}} \quad (4.37)$$

şeklinde hesaplanabilir.

Seri rezonans devresinin giriş empedansı

Seri rezonans devresinin giriş empedansı Eş. 4.38’de gösterilmiştir.

$$\begin{aligned} Z &= R + j\left(\omega_L - \frac{1}{\omega C}\right) = R \left[1 + jQ_L \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right) \right] \\ &= Z_o \left[\frac{R}{Z_o} + j \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right) \right] = Ze^{j\psi} = R + jX \end{aligned} \quad (4.38)$$

Burada Z empedans değeri Eş. 4.39’da gösterildiği şekilde hesaplanır.

$$\begin{aligned} Z &= R \sqrt{1 + Q_L^2 \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right)^2} = Z_o \sqrt{\left(\frac{R}{Z_o} \right)^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right)^2} \\ &= Z_o \sqrt{\frac{1}{Q_L^2} + \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right)^2} \end{aligned} \quad (4.39)$$

$$\psi = \arctan \left[Q_L \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right) \right] \quad (4.40)$$

$$\cos \psi = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_L^2 \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right)^2}} \quad (4.41)$$

$$R = Z \cos \psi \quad (4.42)$$

$$X = Z \sin \psi \quad (4.43)$$

Eş. 4.40 - 4.43'de çözümlemesi gerçekleştirilen denklem sisteminden görüldüğü gibi rezonans frekansındaki reaktans etkisi sıfırdır.

Seri rezonans devresi akım, gerilim ve güç

Seri rezonans devresi giriş gerilim kaynağı kare dalgadır ve Eş. 4.44'de gösterildiği şekilde ifade edilir.

$$V = \begin{cases} 0 < \omega t \leq \pi & \text{için, } V_1 \\ \pi < \omega t \leq 2\pi & \text{için, } 0 \end{cases} \quad (4.44)$$

Bu gerilimin fourier dönüşümü içerisinde açılımı Eş. 4.45'de gösterilmiştir.

$$\begin{aligned} V &= \frac{V_1}{2} + \frac{2V_1}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1 - (-1)^n}{2n} \sin n\omega t \\ &= V_1 \left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sin \omega t + \frac{2}{3\pi} \sin 3\omega t + \frac{2}{5\pi} \sin 5\omega t + \dots \right) \end{aligned} \quad (4.45)$$

V geriliminin temel bileşeni Eş. 4.46'da gösterildiği gibi ifade edilir.

$$V_{i1} = V_m \sin \omega t \quad (4.46)$$

Burada V_m değeri Eş. 4.47 ile bulunabilir.

$$V_m = \frac{2V_1}{\pi} \approx 0.637V_1 \quad (4.47)$$

Temel bileşenin ortalama değeri Eş. 4.48'de gösterilmiştir.

$$V_{rms} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{2}V_1}{\pi} \approx 0.45V_1 \quad (4.48)$$

Eğer devrenin çalışma frekansı rezonans frekansına yakın ise, rezonans devresinin empedansı daha yüksek harmonikler için çok yüksektir. Bu yüzden, rezonans devresinden geçen akım Eş. 4.49'da gösterildiği gibi sinüzoidal ve temel bileşen değerindedir.

$$i = I_m \sin(\omega t - \psi) \quad (4.49)$$

Eş. 4.42, Eş. 4.43 ve Eş. 4.47'den Eş. 4.50 yazılabilir.

$$\begin{aligned} I_m &= \frac{V_m}{Z} = \frac{2V_1}{\pi Z} = \frac{2V_1 \cos \psi}{\pi R} = \frac{2V_1}{\pi R \sqrt{1 + Q_L^2 \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right)^2}} \\ &= \frac{2V_1}{\pi Z_o \sqrt{\left(\frac{R}{Z_o} \right)^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right)^2}} \end{aligned} \quad (4.50)$$

Sinüzoidal çıkış gerilimi Eş. 4.51'de gösterilmiştir.

$$v_{Ri} = iR_i = V_{Rim} \sin(\omega t - \psi) \quad (4.51)$$

Eviricinin giriş akımı i_1 Eş. 4.52'de gösterildiği gibi, S_1 anahtarı içerisinde geçen akıma eşittir.

$$i_1 = i_{s1} = \begin{cases} 0 < \omega t \leq \pi \text{ için,} & I_m \sin(\omega t - \psi) \\ \pi < \omega t \leq 2\pi & \text{ için, } 0 \end{cases} \quad (4.52)$$

Eş. 4.39, Eş. 4.42 ve Eş. 4.47'den giriş akımının DA bileşeni Eş. 4.53'de gösterilmiştir.

$$\begin{aligned}
I_1 &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{s1} d\omega t = \frac{I_m}{2\pi} \int_0^{2\pi} \sin(\omega t - \psi) d\omega t = \frac{I_m \cos \psi}{\pi} = \frac{V_m \cos \psi}{\pi Z} \\
&= \frac{2V_1 \cos \psi}{\pi^2 Z} = \frac{2V_1 \cos^2 \psi}{\pi^2 R} = \frac{2V_1 R}{\pi^2 Z^2} = \frac{I_m}{\pi \sqrt{1 + Q_L^2 \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right)^2}} \\
&= \frac{2V_1}{\pi^2 R \left[1 + Q_L^2 \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right)^2 \right]} \tag{4.53}
\end{aligned}$$

$f=f_o$ için Eş. 4.54 yazılabilir.

$$I_1 = \frac{I_m}{\pi} = \frac{2V_1}{\pi^2 R} \approx \frac{V_I}{5R} \tag{4.54}$$

DA giriş gücü Eş. 4.55 ile hesaplanabilir.

$$\begin{aligned}
P_I &= I_I V_I = \frac{2V_I^2 \cos^2 \psi}{\pi^2 R} = \frac{2V_I^2}{\pi^2 R \left[1 + Q_L^2 \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right)^2 \right]} \\
&= \frac{2V_I^2 R}{\pi^2 Z_o^2 \left[\left(\frac{R}{Z_o} \right)^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right)^2 \right]} \tag{4.55}
\end{aligned}$$

$f=f_o$ için Eş.4.56 yazılabilir.

$$P_I = \frac{2V_I^2}{\pi^2 R} \approx \frac{V_I^2}{5R} \tag{4.56}$$

Eş. 4.50 kullanılarak Eş.4 57 elde edilebilir.

$$\begin{aligned}
P_{Ri} &= \frac{I_m^2 R_i}{2} = \frac{2V_I^2 R_i \cos^2 \psi}{\pi^2 R^2} = \frac{2V_I^2 R_i}{\pi^2 R^2 \left[1 + Q_L^2 \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right)^2 \right]} \\
&= \frac{2V_I^2 R_i}{\pi^2 Z_o^2 \left[\left(\frac{R}{Z_o} \right)^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right)^2 \right]} \quad (4.57)
\end{aligned}$$

$f=f_o$ için Eş. 4.58 yazılabilir.

$$P_{Ri} = \frac{2V_I^2 R_i}{\pi^2 R^2} \approx \frac{V_I^2 R_i}{5R^2} \quad (4.58)$$

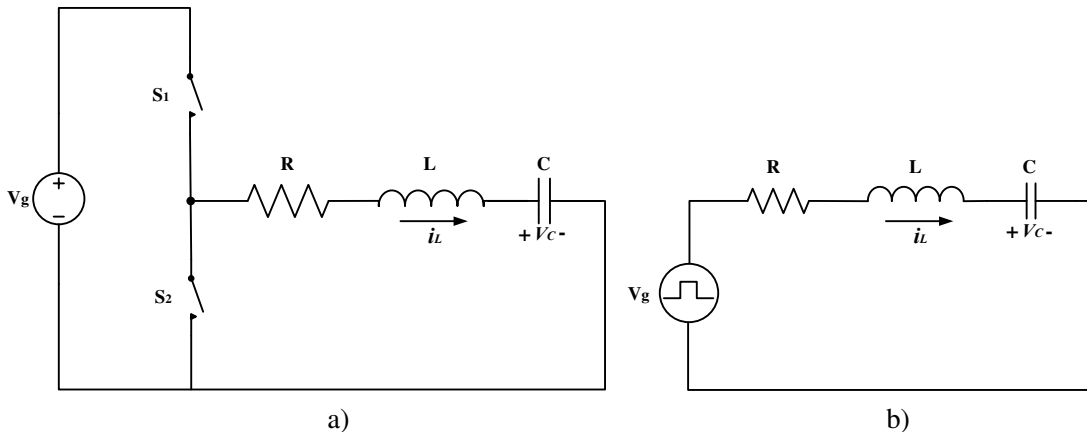
5. BENZETİM VE DENEYSEL ÇALIŞMA

5.1. D-Sınıfı Seri Rezonans Evirici Devresi Geçici Rejimlerinin MATLAB Programı İle İncelenmesi ve S-PLL Kontrol Tekniği İle Benzetimi

R-L-C devrelerinin zaman düzleminde geçici rejimlerinin incelenebilmesi için, öncelikle devrenin durum veya diferansiyel denklemlerin çıkarılması gereklidir. Bu denklem sistemlerinin durum uzay formunda ya da zaman düzleminde çözülmesiyle devrenin incelenmesi tamamlanır [34]. Bu kısımda D-Sınıfı seri rezonans eviricisinin durum denklemlerinin elde edilmesi, MATLAB ortamında benzetim çalışmaları ve elde edilen sonuçlar açıklanacaktır.

5.1.1. D-Sınıfı seri rezonans evirici devresinin durum denklemlerinin çıkarılması ve MATLAB ile çözümü

Şekil 5.1’de D-Sınıfı seri rezonans evirici devresi ve bu devrenin eşdeğeri gösterilmiştir. Devrenin t zaman düzlemindeki ilk durumları $i_L(0)=I_0$ ve $v_C(0)=V_0$ olarak kabul edilmiştir.



Şekil 5.1. D-Sınıfı seri rezonans evirici a) devre şekli b) eşdeğeri

Eşdeğeri verilen devrenin $t>0$ için zaman düzleminde çözümlemesi Eş. 5.1’de verilmiştir.

$$Ri + L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int_0^t i dt + V_0 = V_g \quad (5.1)$$

Eş. 5.1'in türevinin alınması ile Eş. 5.2 elde edilir.

$$R \frac{di}{dt} + L \frac{d^2i}{dt^2} + \frac{i}{C} = \frac{dV_g}{dt} \quad (5.2)$$

Eşdeğer devrenin uyarımı kare dalga olduğu için V_g geriliminin türevi sıfır olacaktır. Bu durumda Eş. 5.2. aşağıdaki gibi yeniden yazılabilir:

$$R \frac{di}{dt} + L \frac{d^2i}{dt^2} + \frac{i}{C} = 0 \quad (5.3)$$

Eş. 5.3'ün karakteristik eşitliği,

$$Ls^2 + Rs + \frac{1}{C} = 0 \quad (5.4)$$

veya

$$s^2 + \frac{R}{L}s + \frac{1}{LC} = 0 \quad (5.5)$$

şeklinde ifade edilir. Elde edilen Eş. 5.5 denkleminin çözümlemesi Eş. 5.6 - Eş. 5.11'de verilmiştir.

$$s_1, s_2 = -\frac{R}{2L} \pm \sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{LC}} \quad (5.6)$$

$$\alpha_s = \frac{R - V_g}{2L} \quad (5.7)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (5.8)$$

1.durum, eğer $\alpha_s^2 > \omega_o^2$ ise s_1 ve s_2 kökleri gerçek, negatif ve eşit değildir. Bunun sonucunda Eş. 5.9 yazılabilir.

$$i_n(t) = k_1 e^{s_1 t} + k_2 e^{s_2 t} \quad (5.9)$$

2.durum, eğer $\alpha_s^2 = \omega_o^2$ ise s_1 ve s_2 kökleri gerçek, negatif ve eşittir. Bunun sonucunda Eş. 5.10 yazılabilir.

$$i_n(t) = e^{-\alpha_s t} (k_1 + k_2 t) \quad (5.10)$$

3.durum, eğer $\alpha_s^2 < \omega_o^2$ ise s_1 ve s_2 kökleri karmaşık ve eşleniktir. Bunun sonucunda Eş. 5.11 yazılabilir.

$$i_n(t) = e^{-\alpha_s t} (k_1 \cos \omega_{ns} t + k_2 \sin \omega_{ns} t) \quad (5.11)$$

Zaman düzleminde çözümlenen bu denklem sistemini Eş. 5.12 ve Eş. 5.13’de gösterilen durum uzay formunda yazarak MATLAB programı “Control System Toolbox”ı içerisinde bulunan *lsim* komutunu kullanarak sistemin çözümünü gerçekleştirebiliriz.

$$\frac{d}{dt} x(t)_{n*1} = a_{n*n} x(t)_{n*1} + b_{n*m} u(t)_{m*1} \quad (5.12)$$

$$y(t)_{k*1} = c_{k*n} x(t)_{n*1} + d_{k*m} u(t)_{m*1} \quad (5.13)$$

Durum uzay modeline dönüştürülen bu denklemler MATLAB komut satırına Eş. 5.14’deki gibi yazılarak sistemin çözümü elde edilir.

$$[y \ x] = \text{lsim}(a, b, c, d, u, t, x(0)) \quad (5.14)$$

Eş. 5.14’de verilen matris boyutlarına ilişki tanımlar aşağıda verilmiştir.

- n , durum değişkenlerinin sayısı,
- m , giriş değişkenlerinin sayısı,
- k , çıkış değişkenlerinin sayısı,
- y , çıkış değerleri vektörü,
- x , durum değişkeni vektörü,
- a , durum değişkeni katsayılar matrisi,
- b , giriş fonksiyonu katsayılar matrisi,
- c , durum değişkeni katsayılar matrisi,
- d , giriş fonksiyonu katsayılar matrisi,
- u , giriş fonksiyonu vektörü,
- $x(0)$, durum değişkenlerinin başlangıç değerlerini belirleyen sütun vektörü.

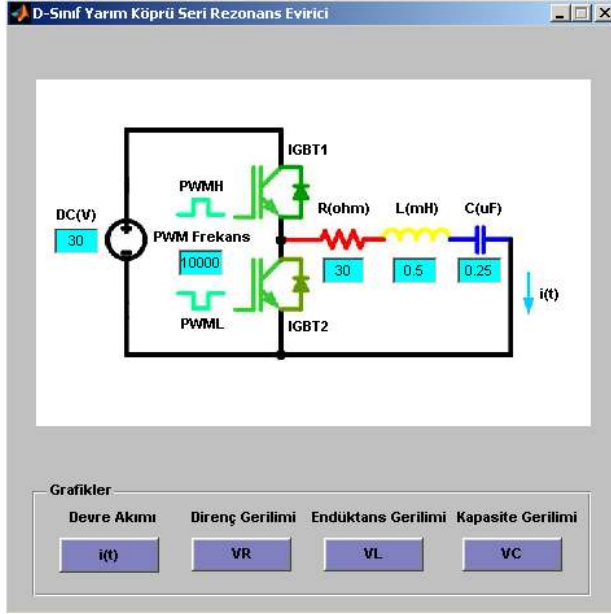
Çözümlenen sistemin durum uzay modelini aşağıdaki formda yazabiliriz.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_c \\ i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1/C \\ -1/L & -R/L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_c \\ i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ V_g/L \end{bmatrix} u(t) \quad (5.15)$$

$$y = \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_c \\ i \end{bmatrix} + 0 \times u(t) \quad (5.16)$$

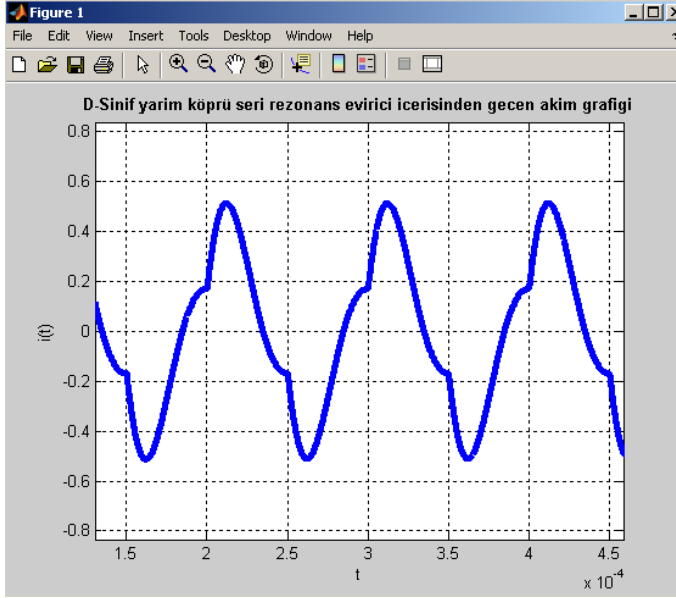
$$x = \begin{bmatrix} v_c \\ i \end{bmatrix} \quad (5.17)$$

Durum uzay formu denklemleri yazılan D-Sınıfı seri rezonans evirici sistemin benzetim çalışmalarını hızlandırmak için MATLAB kullanılarak bir Grafik Kullanıcı Arayüzü (GUI) oluşturulmuştur. Girilen değerler için D-Sınıfı seri rezonans eviricisinin durum denklemlerini bünyesine eklenebilen komutlar ile çözen MATLAB GUI modeli Şekil 5.2’de gösterilmiştir.

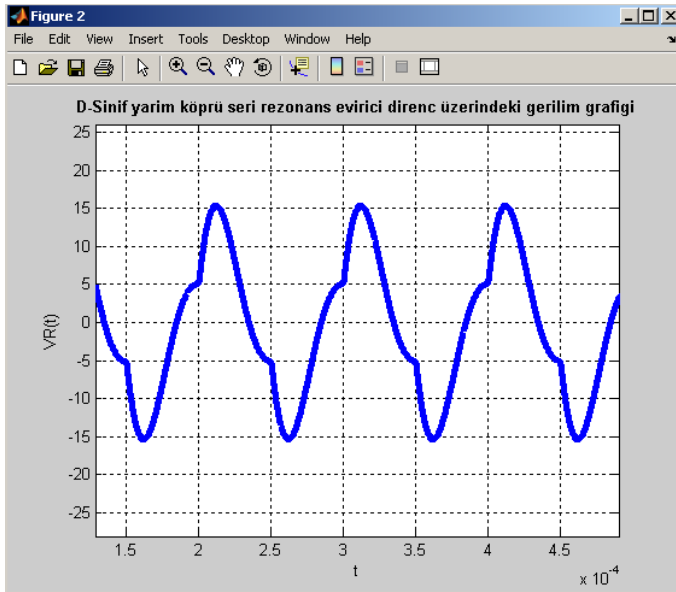


Şekil 5.2. D-Sınıfı seri rezonans evirici MATLAB GUI modeli

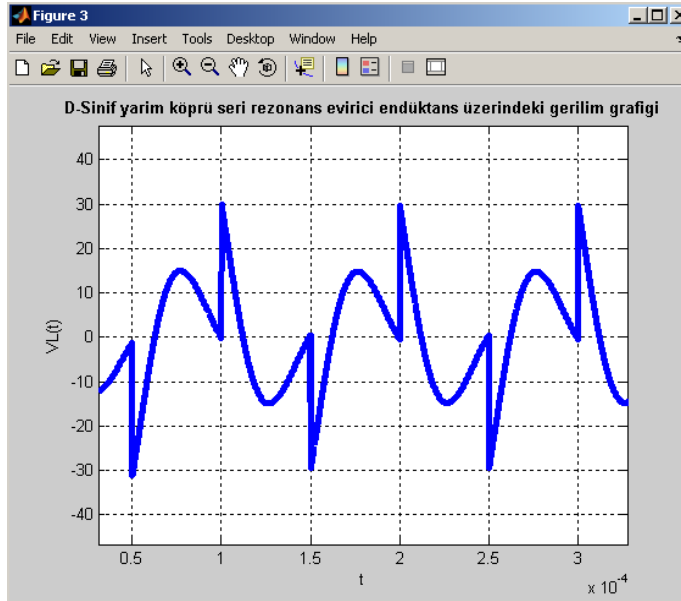
Hazırlanan arayüz ile giriş gerilimi, direnç, endüktans ve kapasite değerleri yerleştirilen metin kutuları içerisine yazılabilmektedir. Sistem çalıştırıldığında girilen değerlere göre sistem çalışmakta ve hesaplamaları yapmaktadır. Hesaplamalar tamamlandıktan sonra grafikler bölümü içerisinde bulunan $i(t)$, V_R , V_L , V_C butonlarına tıklayarak çıkış grafiği zaman düzleminde çizdirilebilmektedir. Sistemin giriş D.A. gerilimini $30V$, direnç değerini 30Ω , endüktans değerini $0,5mH$, kapasitans değerini $0.25\mu F$ ve PWM frekans değerini $10KHz$ olarak girilmesi durumunda çıkış dalga grafikleri Şekil 5.3-5.6’da gösterilmiştir.



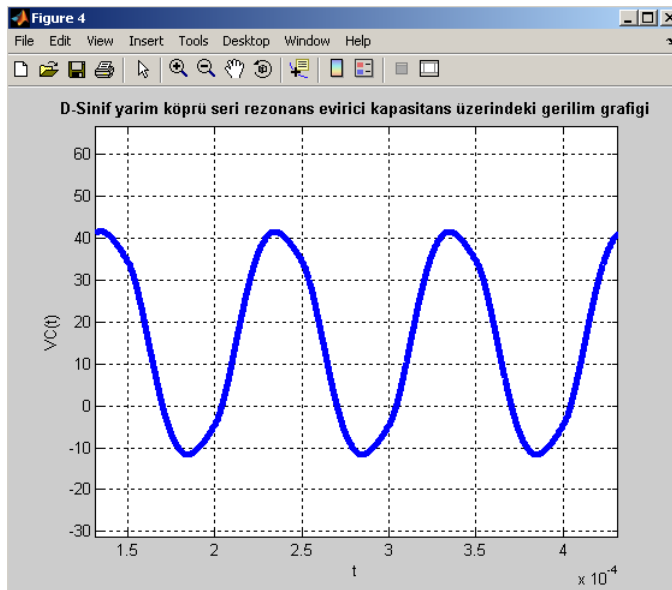
Şekil 5.3. D-Sınıfı seri rezonans evirici içerisinde geçen akım grafiği



Şekil 5.4. D-Sınıfı seri rezonans evirici direnci üzerindeki gerilim grafiği



Şekil 5.5. D-Sınıfı seri rezonans evirici endüktans üzerindeki gerilim grafiği

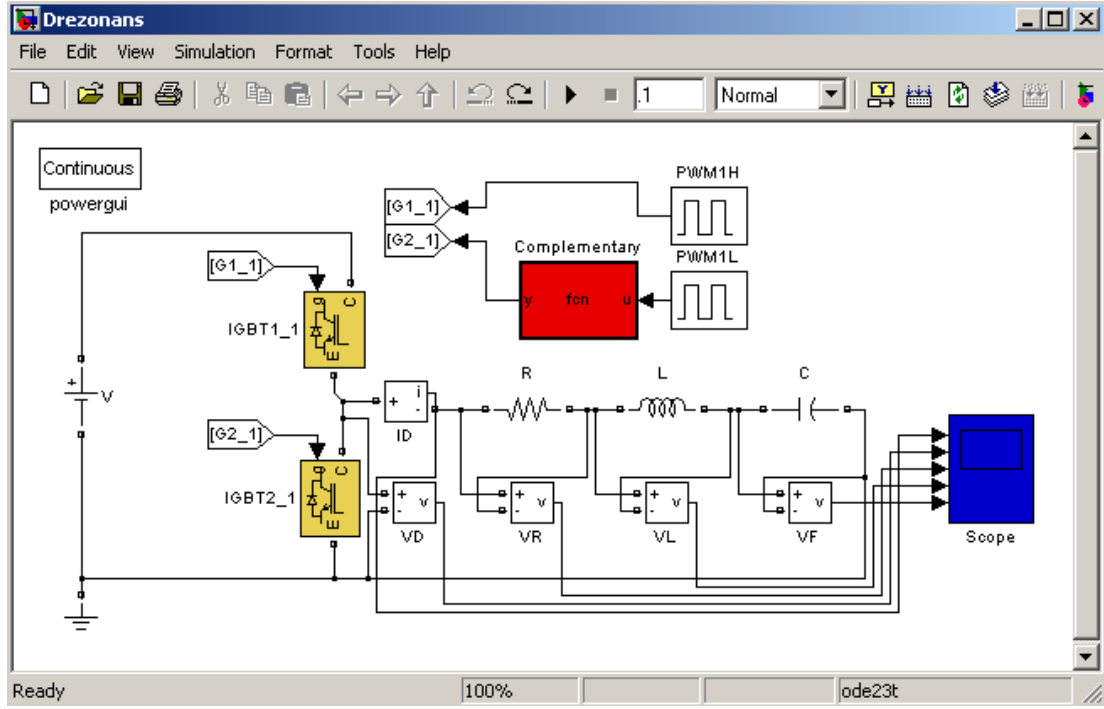


Şekil 5.6. D-Sınıfı seri rezonans evirici kapasitans üzerindeki gerilim grafiği

5.1.2.D-Sınıfı seri rezonans evirici devresinin MATLAB Simulink programı ile benzetimi

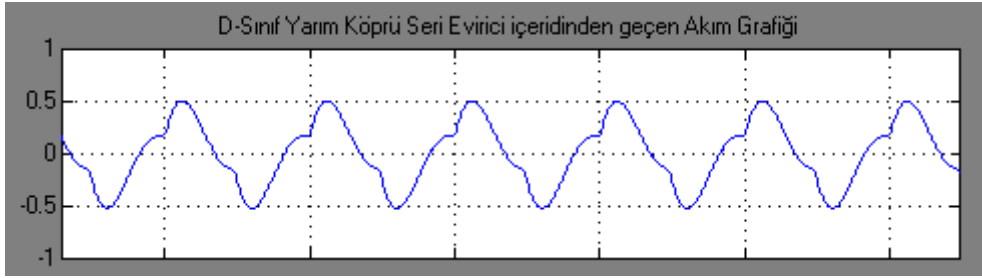
MATLAB Simulink programında benzetimi gerçekleştirilen D-Sınıfı seri rezonans evirici devresi Şekil 5.7’de gösterilmiştir. Şekilde görüldüğü gibi D-Sınıfı seri

rezonans evirici benzetimi bir DA kaynağına bağlı iki IGBT ile sürülen ve bir seri R-L-C rezonans kol devresinden oluşmaktadır.

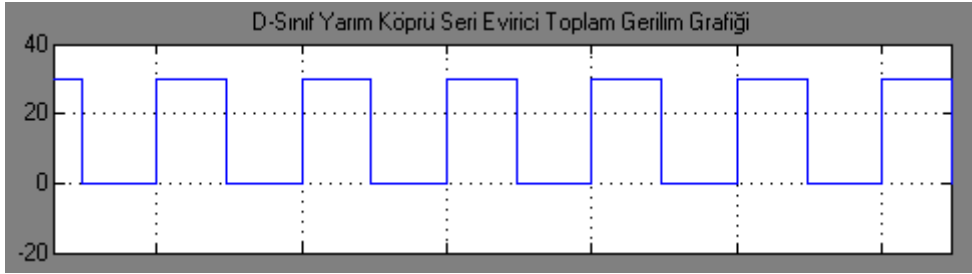


Şekil 5.7. D-Sınıfı seri rezonans eviricinin MATLAB Simulink modeli

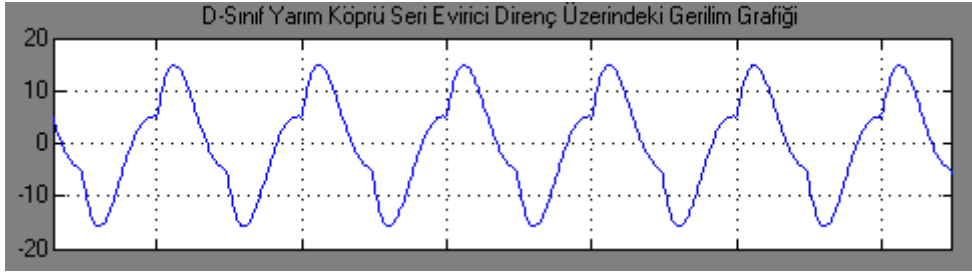
Sistemin benzetim çalışmasında giriş DA gerilimi değeri $30V$, direnç değeri 30Ω , bobinin endüktansı $0.5mH$ ve kondansatör kapasitesi değeri $0.25\mu F$ seçilmiştir. Devredeki anahtarlama elemanları (IGBT'ler) frekansı $10KHz$ ve darbe boşluk oranı $\%50$ olan PWM sinyalleri ile kontrol edilmektedirler. IGBT güç anahtarlarının aynı anda iletme geçmesini önlemek için, ikinci PWM üreticinin çıkışına bir sinyal tersleme fonksiyonu yerleştirilmiştir. Sistemin benzetimi çalıştırıldığında devre bileşenleri üzerindeki çıkış dalga grafikleri Şekil 5.8-5.12'de gösterilmiştir.



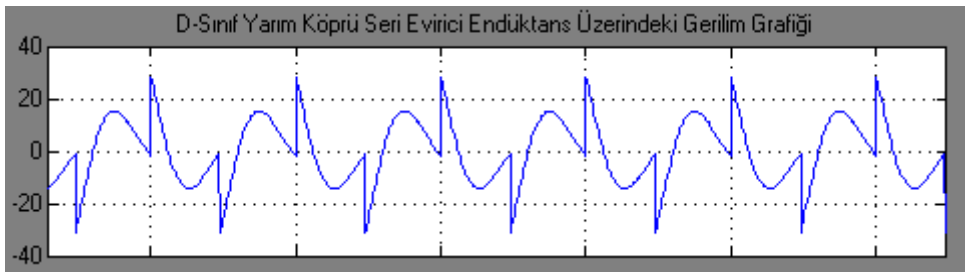
Şekil 5.8. D-Sınıfı seri rezonans evirici içerisinden geçen akım grafiği



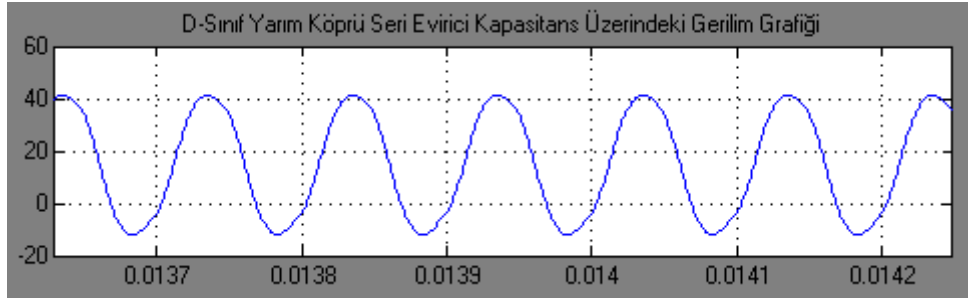
Şekil 5.9. D-Sınıfı seri rezonans evirici rezonans kol gerilimi grafiği



Şekil 5.10. D-Sınıfı seri rezonans evirici direnç üzerindeki gerilim grafiği



Şekil 5.11. D-Sınıfı seri rezonans evirici endüktans üzerindeki gerilim grafiği



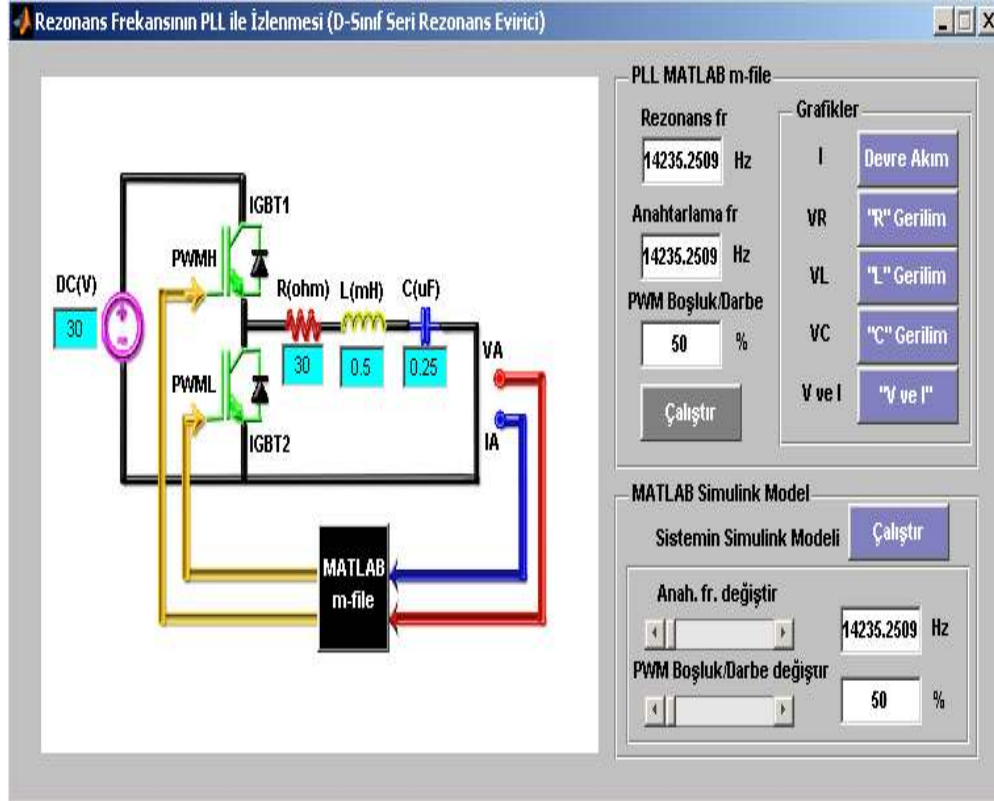
Şekil 5.12. D-Sınıfı seri rezonans evirici kapasitans üzerindeki gerilim grafiği

5.1.3.D-Sınıfı seri rezonans evirici rezonans frekansının S-PLL kontrol tekniği ile izlenmesi

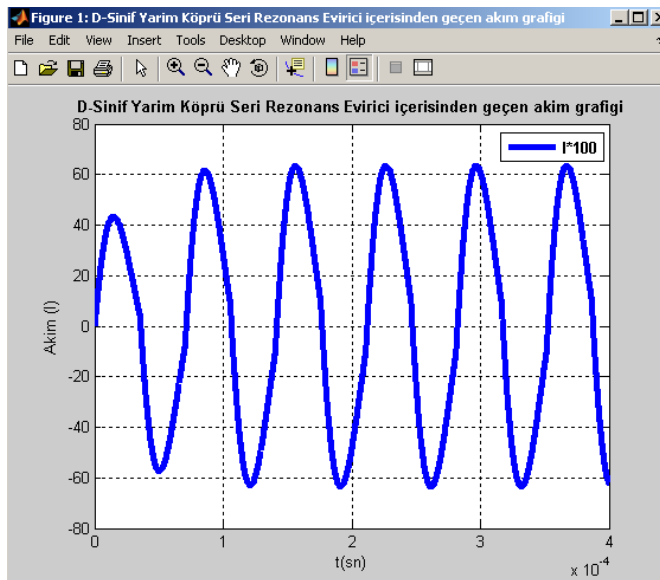
Bu kısımda, matematiksel analizi ve benzetimi gerçekleştirilen D-Sınıfı seri rezonans evirici devresinin rezonans frekansının S-PLL kontrol tekniği ile izlenmesi gerçekleştirilmiştir. Sistemin S-PLL programı MATLAB m-file oluşturularak hazırlanmıştır ve görsel olarak zenginleştirmek için MATLAB GUI arayüzünde sistem modellenmiştir. Şekil 5.13’de sistemin MATLAB GUI arayüzü gösterilmiştir.

Sistemi görsel hale getirmek için, arayüz penceresinin sol kısmı D-Sınıfı seri rezonans evirici devre şekli ile gösterilmiştir. Devre şekli üzerinde bulunan kutular, sistemin yapısını oluşturan güç kaynağı, direnç, bobin ve kondansatör değerlerini girmek için yerleştirilmiştir. Sistemin kapalı çevrim kontrolü S-PLL kontrol tekniği ile sağlanmaktadır. Devre şemasında MATLAB m-file bloğu olarak gösterilen S-PLL kontrol tekniği, devre içerisindeki akım ve gerilim arasındaki açı farkını sıfıra indirerek akım ve gerilim dalga grafiklerini üst üste kilitlemektedir. Arayüz penceresinin sağ kısmı PLL MATLAB m-file ve MATLAB Simulink Model olarak iki kısımdan oluşmaktadır. Üst kısım PLL m-file programının yaptığı işlemleri sayısal ve grafiksel olarak görmek için tasarlanmıştır. Sol sütunda yer alan kutular sistemin rezonans frekansı, anahtarlama frekansı ve PWM boşluk/darbe oranını sayısal değerlerle göstermektedir. Sağ sütunda bulunan fonksiyonlar ise, devre akımı, direnç, endüktans, kondansatör üzerindeki gerilim grafikleri ve devrenin rezonans kol gerilimi ve akımını çizdiren butonlar bulunmaktadır. Bu butonlar kullanılarak

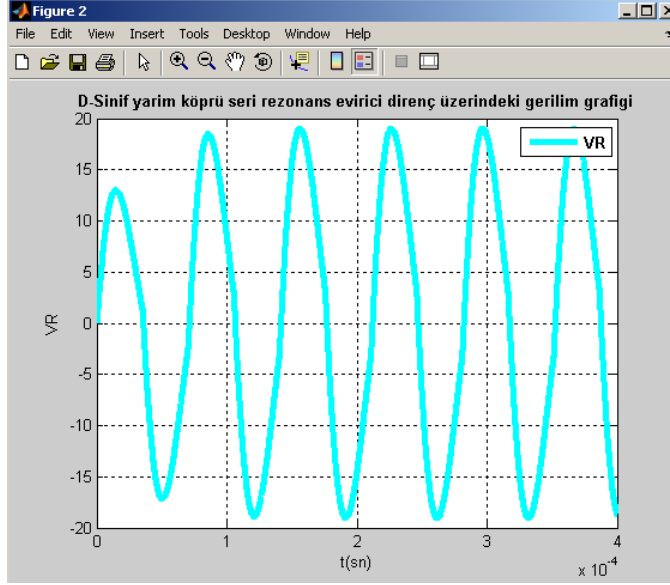
ekranda çizdirilen eğriler Şekil 5.14-5.18’de gösterilmiştir. Şekil 6.18’den görüleceği gibi rezonans kol gerilimi ile akımı aynı faz ve frekansta birbirine kilitlenmiştir.



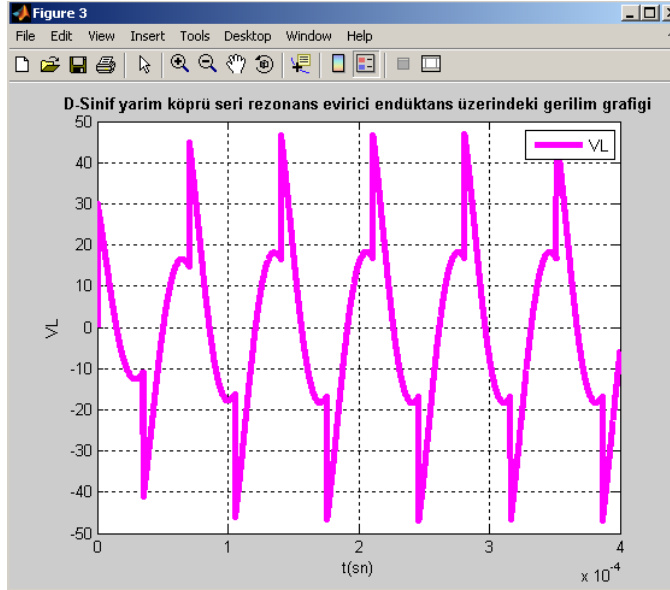
Şekil 5.13. D-Sınıfı seri rezonans evirici rezonans frekansının S-PLL kontrol tekniği ile izlenmesi benzetimi için hazırlanan arayüz



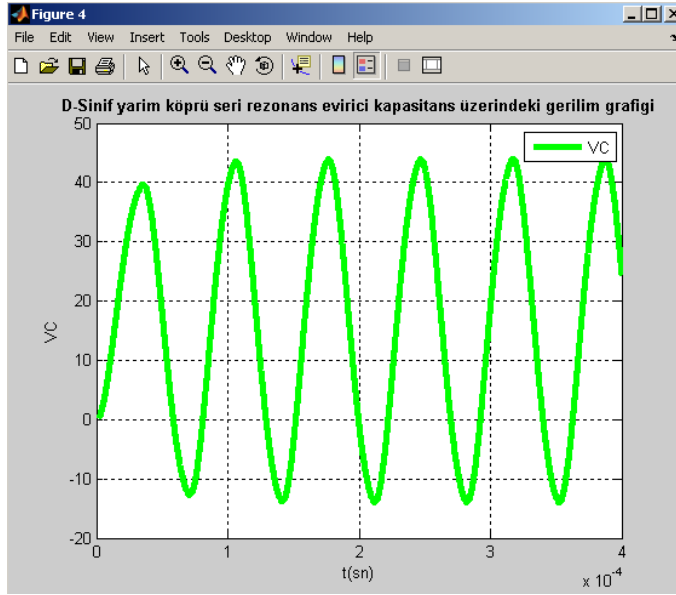
Şekil 5.14. D-Sınıfı seri rezonans evirici içerisinde geçen akım grafiği



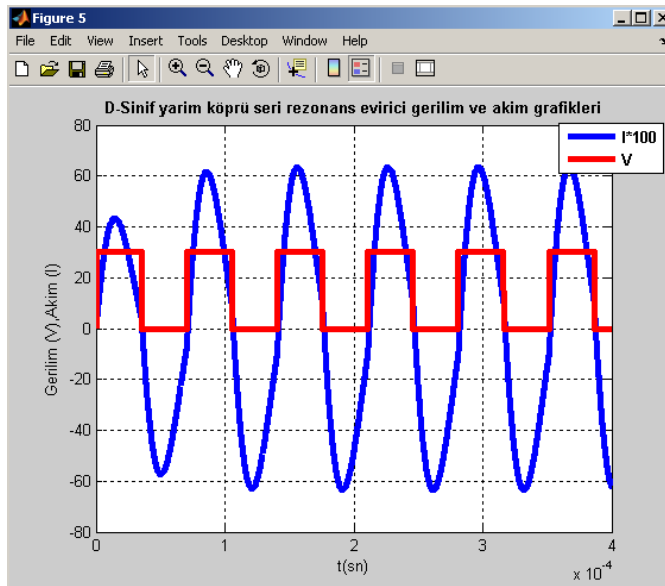
Şekil 5.15. D-Sınıfı seri rezonans evirici direnç üzerindeki gerilim grafiği



Şekil 5.16. D-Sınıfı seri rezonans evirici endüktans üzerindeki gerilim grafiği

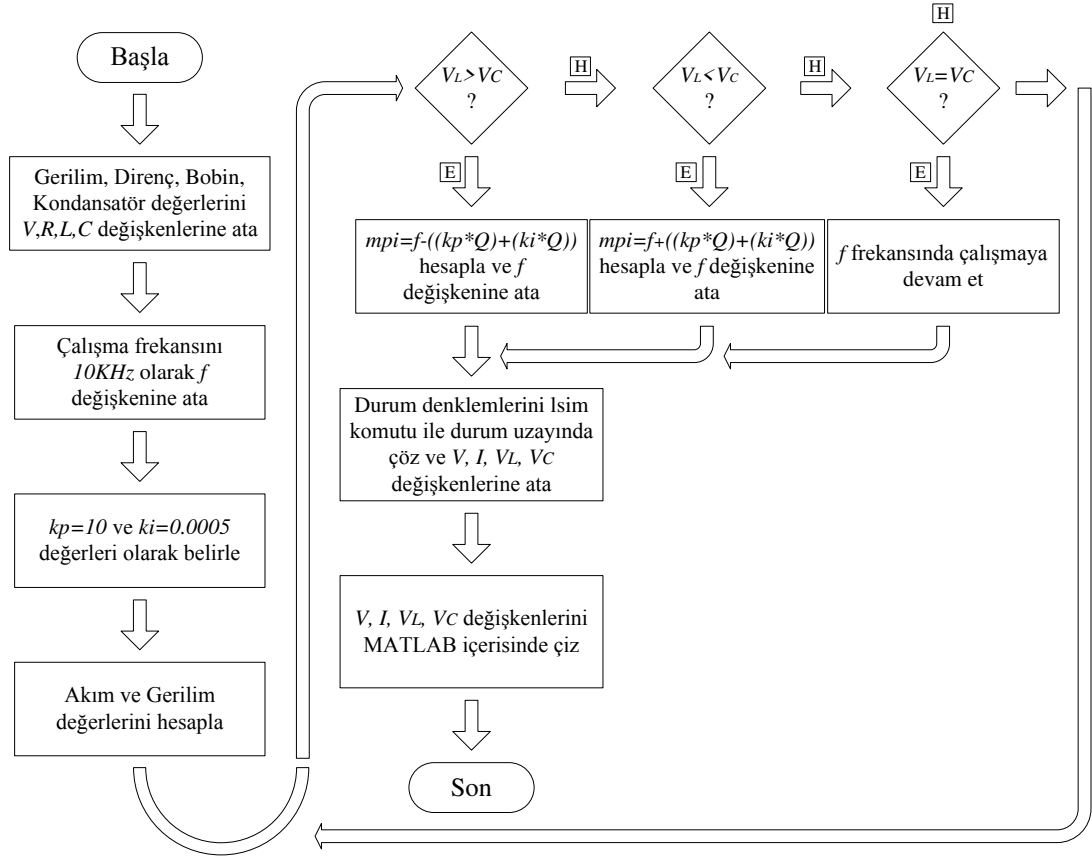


Şekil 5.17. D-Sınıfı seri rezonans evirici kapasitans üzerindeki gerilim grafiği



Şekil 5.18. D-Sınıfı seri rezonans evirici rezonans kol gerilimi ve akım grafikleri

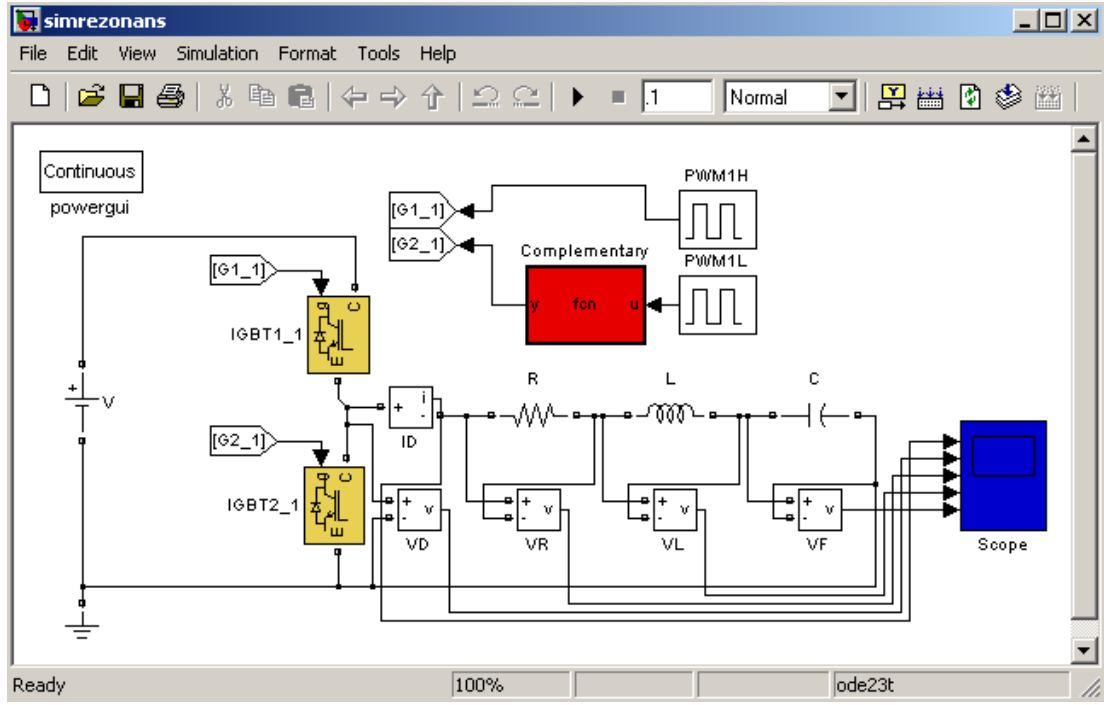
Şekil 5.18’de görüldüğü gibi S-PLL kontrol tekniği sistemin akım ve gerilim arasındaki açı farkını sıfıra indirmek için anahtarlama frekansını arttırarak yada azaltarak rezonans frekansını yakalamakta ve akım ile gerilim dalga grafiklerini üst üste getirerek kilitlemektedir. Sistemin MATLAB m-file programında yazılan S-PLL kontrol algoritması Şekil 5.19’da gösterilmiştir.



Şekil 5.19. S-PLL kontrol algoritması

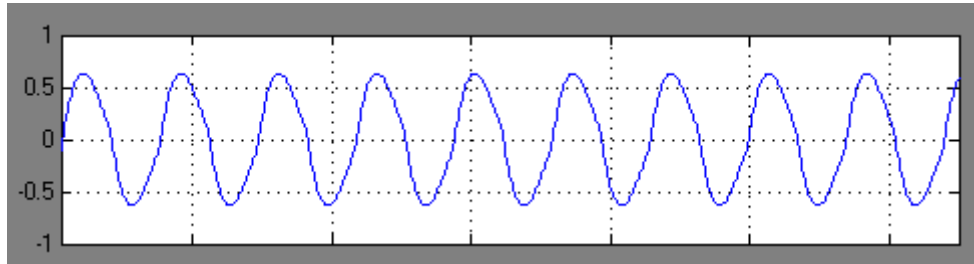
S-PLL algoritmasında görüldüğü gibi devre akımı ve geriliminin ileride yada geride olmasına göre akım ve gerilim arasındaki açı farkı matematiksel olarak hesaplanıp PI denetleyici ile sistemin frekansı değiştirilerek akım ve gerilim arasındaki açı farkı sıfıra indirilmekte ve akım ile gerilim grafik dalga şekilleri üst üste kilitlenmektedir.

MATLAB Simulink model kısmında ise, sisteme girilmiş olan parametre değerlerinde simulink modeli çağrılmakta ve S-PLL kontrol programının bulmuş olduğu rezonans frekansında güç anahtarları sürülmektedir. Ayrıca anahtarlama frekansını ve PWM boşluk/darbe oranını değiştirme kaydırma çubukları ile simulink modelinde bulunan güç anahtarlarının anahtarlama frekansını ve anahtarlama oranını değiştirebilmektedir. Sistemin simulink modelini çalıştır butonuna basıldığında simulink modeli açılıp başka bir işleme gerek duymadan çalışmaktadır. Elde edilen eğriler yine otomatik olarak açılan Scope penceresinden görülebilmektedir.

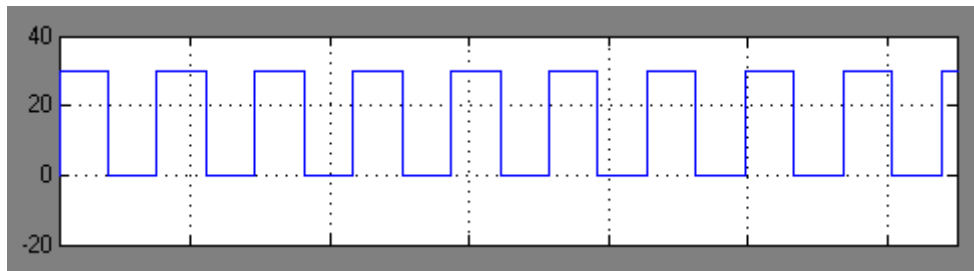


Şekil 5.20. D-Sınıf seri rezonans evirici simulink modeli

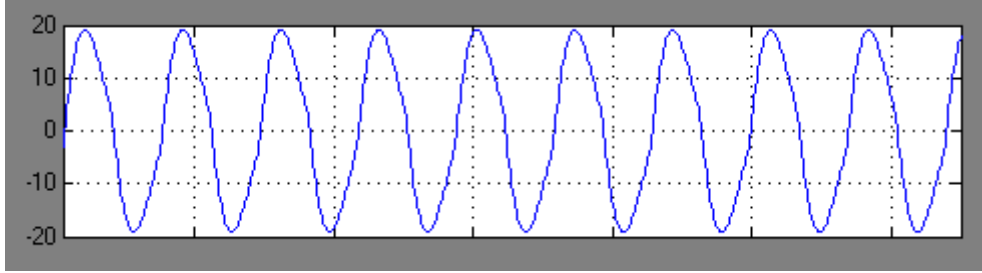
Sistem parametrelerine ait eğriler Şekil 5.21-5.25’de görülmektedir.



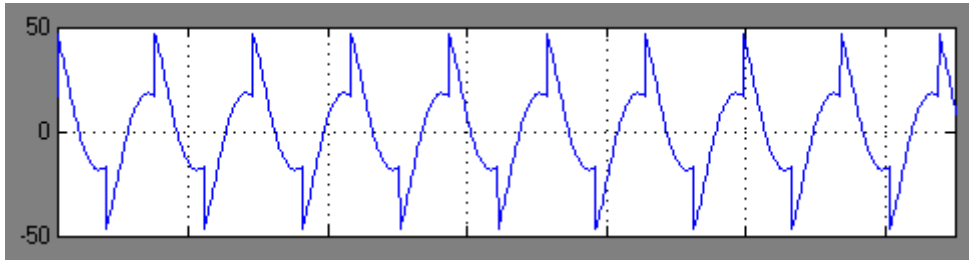
Şekil 5.21. D-Sınıfı seri rezonans evirici içerisinde geçen akım grafiği



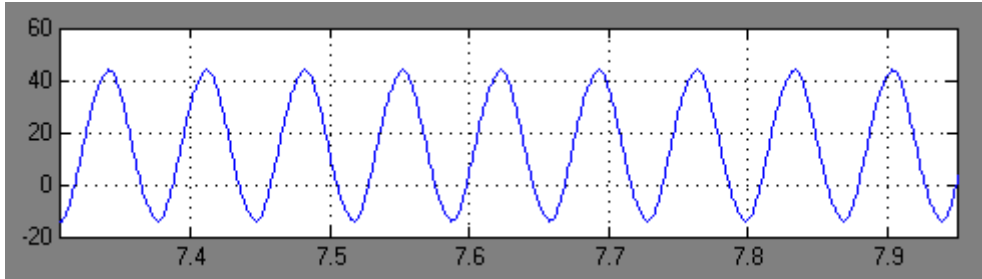
Şekil 5.22. D-Sınıfı seri rezonans evirici rezonans kol gerilimi grafiği



Şekil 5.23. D-Sınıfı seri rezonans evirici direnç üzerindeki gerilim grafiği



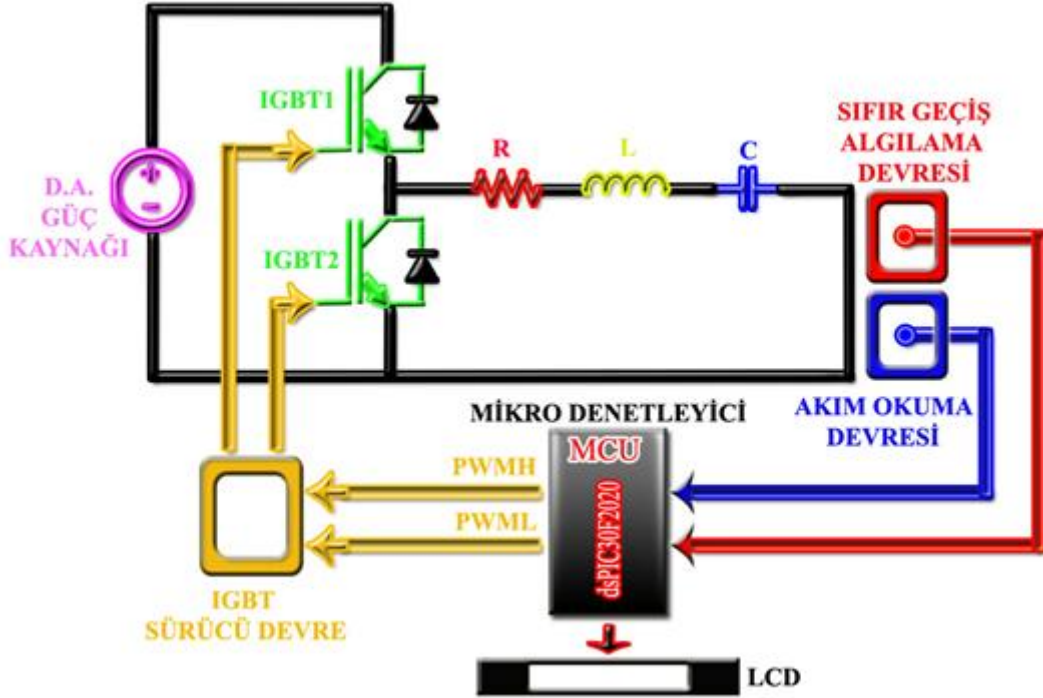
Şekil 5.24. D-Sınıfı seri rezonans evirici endüktans üzerindeki gerilim grafiği



Şekil 5.25. D-Sınıfı seri rezonans evirici kapasitans üzerindeki gerilim grafiği

5.2. D-Sınıfı Seri Rezonans Evirici Rezonans Frekansının PLL ile İzlenmesinin Uygulaması

Bir önceki kısımda rezonans frekansın PLL kontrol tekniği ile izlenmesinin benzetimi yapılan D-Sınıfı seri rezonans evirici devrelerinin bu kısımda uygulaması gerçekleştirilmiştir. Sistemin uygulama devresinde kontrolör olarak dsPIC30F2020 mikro denetleyici kullanılmıştır. Şekil 5.26’da sistemin uygulamasına ait blok diyagram gösterilmiştir.



Şekil 5.26. Sistemin uygulama blok devresi

Şeklinde görüldüğü gibi sistem kapalı çevrim döngü olarak tasarlanmıştır. Kapalı çevrimdeki tüm kontroller dsPIC30F2020 mikro denetleyici ile sağlanmaktadır. Sıfır geçiş algılama devresi rezonans kol gerilimi ve üzerinden geçen akım dalga şekillerinin sıfır geçişlerini algılayarak mikro denetleyiciye lojik “1” sinyali gönderir. Bu sinyaller ile gerilim veya akım dalga şekillerinin önde olmasına göre mikro denetleyici içerisindeki sayıcı tarafından gerilim ve akım arasındaki faz farkı ölçülmektedir. Ölçülen bu faz farkı mikro denetleyici içerisindeki program ile gerilim veya akım dalga şeklinin önde olmasına göre değerlendirilmekte ve buna bağlı olarak PWM sinyalinin boşluk darbe oranı değişmeden PI denetleyici ile akım ve gerilim arasındaki faz farkı sıfır olacak şekilde PWM frekansı arttırılmakta yada azaltılmaktadır. Mikro denetleyici tarafından üretilen bu PWM sinyalleri IGBT sürücü devresi tarafından şartlandırılarak IGBT güç anahtarları kontrol edilmektedir. Faz farkının sıfır olması ile gerilim ve akım dalga şekilleri aynı faz üzerine gelerek kilitlenmektedir. Sistem kapalı çevrim içerisinde kontrol edildiğinden çalışma sırasında sistem parametrelerin değişmesi durumunda bile sistem kilitli kalmaya

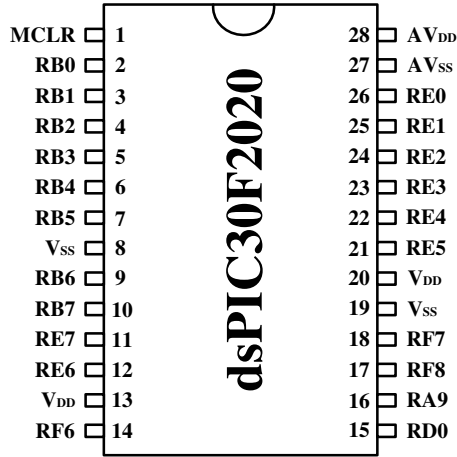
devam edecektir. Ayrıca rezonans kol üzerinden geçen akımın çok yüksek değerlere çıkması durumunda, denetim algoritması sistemin çalışmasını durdurmaktadır. Gerilim ve akım arasındaki faz farkı ile PWM sinyalinin frekans değeri devrede kullanılan LCD ile göstermektedir. Aslında sistemin çalışma prensibi ikinci bölümde anlatılan AD-PLL yapısının bir uygulamasıdır.

5.2.1. Kontrol birimi

Sistemin kontrol biriminde Microchip firması tarafından üretilen dsPIC30F2020 mikro denetleyicisi kullanılmıştır. dsPIC30F2020 mikro denetleyicisinin tercih etme nedenlerinden en önemlisi, sayısal sinyal işlem hızının çok yüksek olması ve güç elektroniği kontrol elemanları için üretilmiş olmasıdır. Aşağıda mikro denetleyicinin bazı özellikleri sıralanmıştır.

- Harvard mimarisi değiştirilmiştir,
- C derleyicilerin mimari komut kümesini en iyi şekilde kullanılmasına uygundur,
- 83 temel komut ile esnek adresleme örneği,
- 12 Kbyte Flash program hafızası,
- 512 byte veri RAM bellek,
- 16 x 16 bit kayıt çalışma yüzeyi,
- 30 MIPS'e kadar çalışma,
- 32 adet kesici kaynağı,
- 3 adet harici kesici kaynağı,
- 3 adet 16 bit zamanlayıcı, 16 bit zamanlayıcıları eşleyerek 32 bit zamanlayıcı,
- 1 adet 16 bit Capture giriş fonksiyonu,
- 2 adet 16 bit Compare/PWM çıkış fonksiyonu,
- 1 adet SPI,
- 1 adet I²C,
- 1 adet UART,
- 4 x 2 adet PWM üretici,
- 8 adet 2000 Ksps çevirme oranlı 10 bit ADC özelliklerine sahiptir.

Özellikleri yukarda sıralanan dsPIC30F2020 mikro denetleyicinin Şekil 5.27’de pin diyagramı gösterilmiştir.

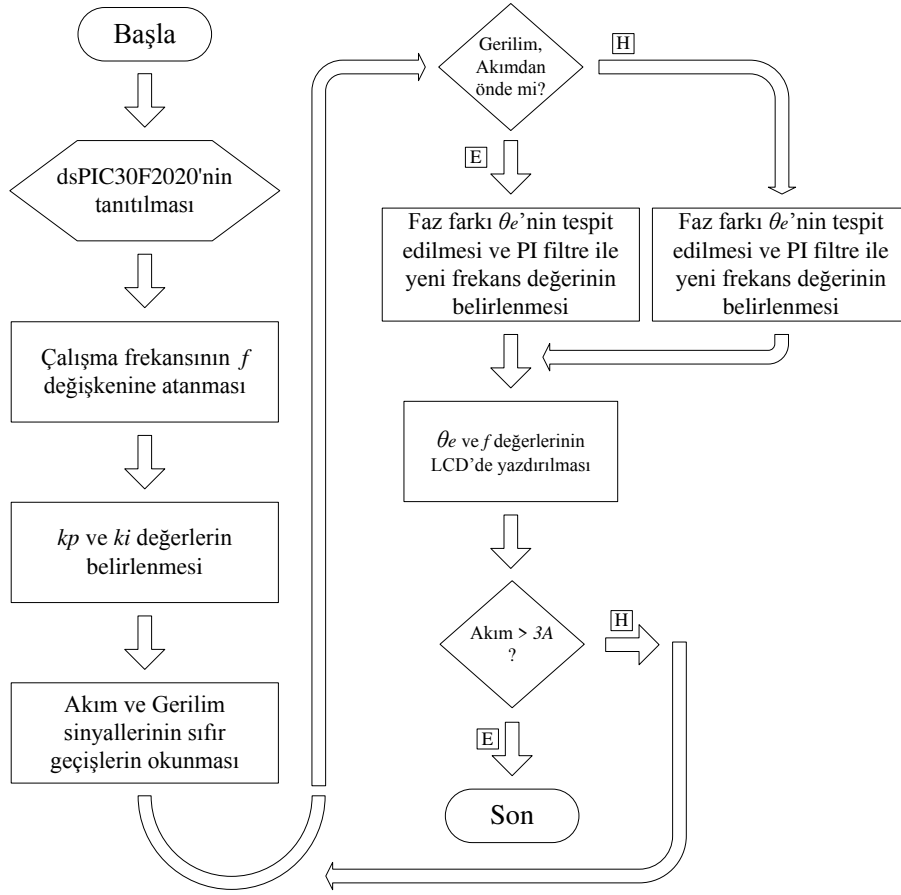


Şekil 5.27. dsPIC30F2020 mikro denetleyici pin diyagramı

Uygulama devresinde kullanılan IGBT’leri sürmek için kullanılan PWM sinyalleri dsPIC30F2020 pin diyagramı üzerinde gösterilen RE0, RE1 pinleri, akım bilgisi ve akım değerinin çok yüksek değerlere çıkmasını önlemek için mikro denetleyicinin RB4, RB5 pinleri, akım ve gerilim sinyallerinin sıfır geçiş anlarının algılamak için RE6, RE7 pinleri kullanılmıştır. Ayrıca akım ve gerilim sinyalleri arasındaki faz farkı ve anahtarlama sinyallerinin sürme frekans değerlerini göstermek için kullanılan LCD için RB0, RB1, RB2, RB3, RD0, RF6 pinleri kullanılmıştır.

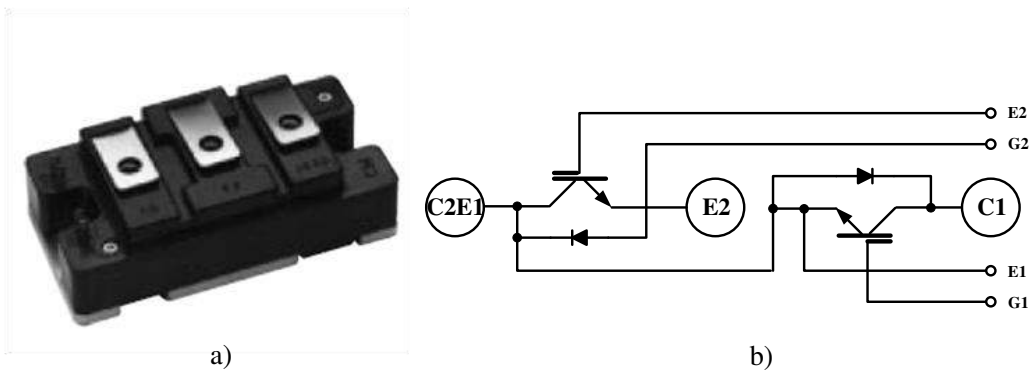
Şekil 5.27’de özellikleri ve pin diyagramı gösterilen dsPIC30F2020 mikro denetleyici, güç elektroniği uygulamaları DA/DA evirici/çevirici sistemler, AA/DA güç kaynakları ve kesintisiz güç kaynakları gibi uygulamalar için tasarlanmıştır.

Sistemin kapalı çevrim kontrolünü gerçekleştiren mikro denetleyici programı Microchip firması tarafından geliştirilen MPLAB IDE C30 programında yazılmış ve derlenmiştir. MPLAB IDE C30 programı içerisine yazılan programın akış şeması Şekil 5.28’de gösterilmiştir.



Şekil 5.28. PLL kontrol algoritması

5.2.2. Yarı iletken IGBT güç anahtarı



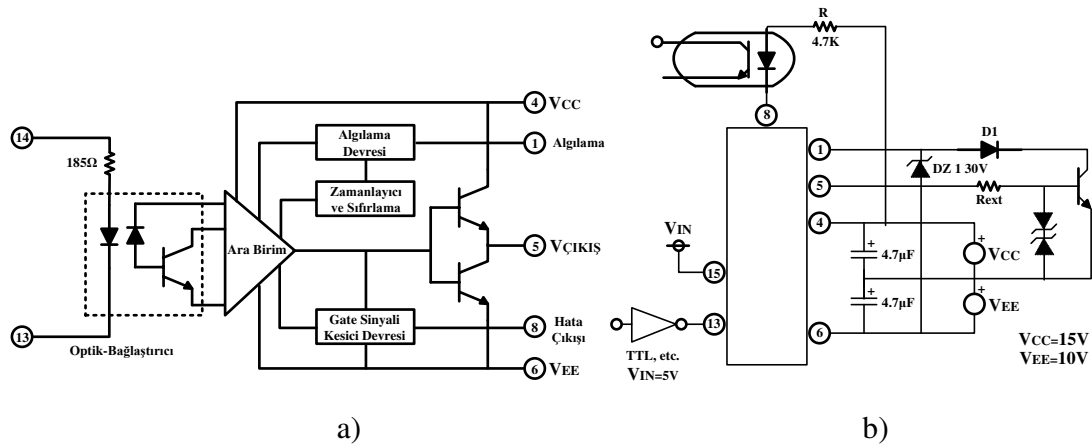
Şekil 5.29. IGBT güç anahtarı a) IGBT modül b) IGBT iç bağlantı şeması

Sistemin uygulamasında güç anahtarı olarak Mitsubishi firması tarafından üretilen 75A 600V değerlerine sahip CM75DU-12H kodlu IGBT modül kullanılmıştır.

Kullanılan bu modül kendi içerisinde yarım köprü bağlantı oluşturacak şekilde iki IGBT'den oluşmaktadır. Şekil 5.29'da IGBT modül ve iç bağlantı şekli gösterilmiştir.

5.2.3. IGBT sürücü devresi

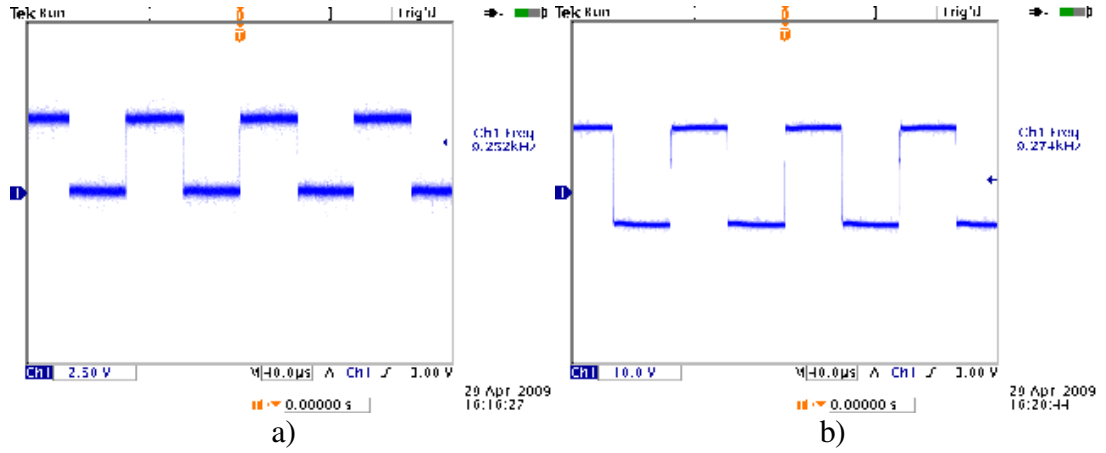
Yarım köprü güç devresinde kullanılan IGBT güç anahtarların çalışabilmesi için sürücü devreye ihtiyaç vardır. Kullanılan her IGBT elemanını DA gerilim sürücüler üzerinden kısa devre olmasını önlemek için yalıtılmış besleme kaynağı kullanılarak sürülmelidir. Bu yüzden sistemin uygulamasında IGBT güç anahtarlarını sürmek için Mitsubishi firması tarafından üretilen M57962L IGBT sürücü devresi kullanılmıştır. Şekil 5.30'da kullanılan sürücü devresinin blok şekli ve bağlantı şeması gösterilmiştir.



Şekil 5.30. M57962L IGBT sürücü a) blok şekli b) bağlantı şeması

Şekilde görüldüğü gibi sürücü içine yerleştirilen opto-izolatör ile giriş ve çıkış devreleri elektriksel olarak birbirinden yalıtılmıştır. Sürücü devresi 15V ve 10V DA gerilim ile beslenmekte ve çıkışta IGBT güç anahtarın çalışmasını sağlayacak sürme sinyalini üretmektedir.

Şekil 5.31' de mikro denetleyici tarafından üretilen PWM sinyali ve IGBT sürücü devresinin çıkışından alınan IGBT sürme sinyali görülmektedir.



Şekil 5.31. Mikro denetleyici ve IGBT sürücü devresi çıkış sinyalleri a) Mikro denetleyici tarafından üretilen PWM sinyali b) IGBT sürücü devresi çıkış sinyali

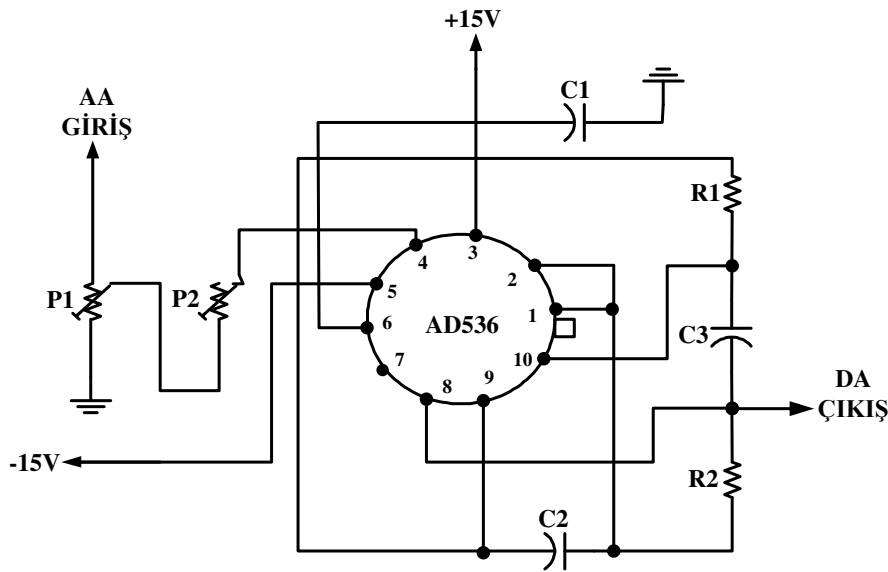
Şekillerden görüldüğü gibi mikro denetleyici PWM çıkış sinyali 5V seviyesinde iken, IGBT sürücü devresi çıkışı -8V, mikro denetleyici PWM çıkışı 0V seviyesinde iken IGBT sürücü devresi çıkışı 15V olduğu görülmektedir. Uygulamada kullanılmış olan M57962L IGBT sürücüsünün fotoğrafı Resim 5.1’de gösterilmiştir.



Resim 5.1. M57962L IGBT sürücü devresi

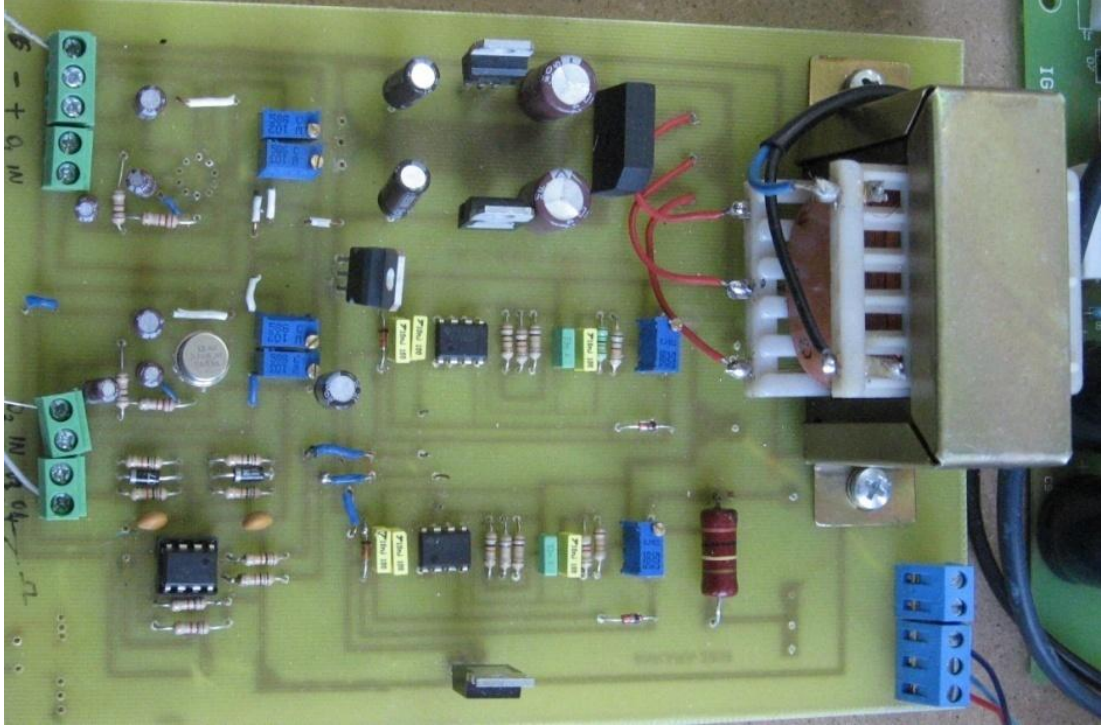
5.2.4. Akım ölçme devresi

Rezonans kol devresi üzerinden geçen akım değerinin belirlenebilmesi için bir akım ölçme devresi tasarlanmıştır. Tasarlanan ölçme devresi Şekil 5.32’de gösterilmiştir.



Şekil 5.32. Akım ölçme devresi [35]

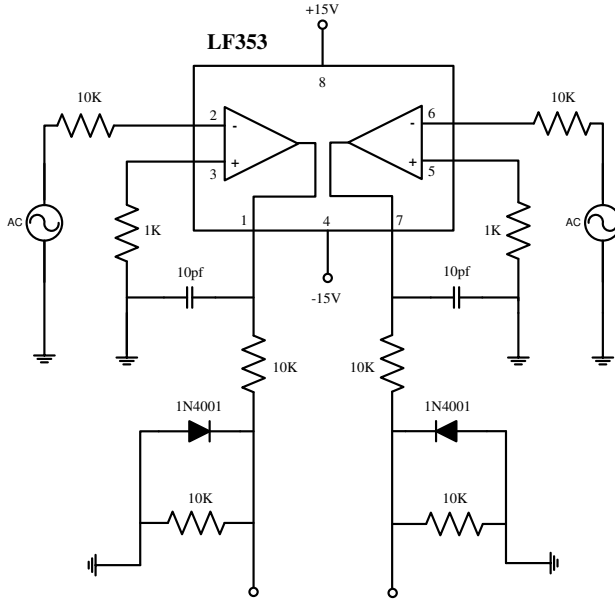
Şekilde görüldüğü gibi tasarlanan ölçme devresinde yükseltme devresi ve etkin değer dönüştürücü AD536 entegresi kullanılmıştır. Sistemin çalışması sırasında önce ölçüm yapılacak rezonans kol devresindeki akım sinyali, 100/1 dönüştürme oranlı LEM ile okunarak uygun seviyeye düşürülür ve tasarlanan ölçme devresinin girişine uygulanır. Bu sinyal, yükseltme devresinde gerekli kazançlar elde edilerek sinyalin girişte yaşanabilecek herhangi bir yükselmeyi sınırlandırır. Ayrıca rezonans kol üzerinde okunan sinyalde yaşanabilecek ani dalgalanmalar bu devre üzerinde sınırlandırılmaktadır. Daha sonra yükseltme devresinden gelen sinyaller etkin değer dönüştürücü AD536 entegresi girişine uygulanır. Etkin değer dönüştürücü AD536 entegresi, yükseltme devresinden gelen akım sinyalinin etkin değerini DA seviyeye dönüştürerek mikro denetleyiciye analog sinyal olarak hazırlar. Mikro denetleyiciye uygulanan bu DA sinyali program içerisinde değerlendirilerek akımın çok yüksek değerlere çıkıp IGBT güç anahtarına zarar vermesini engeller. Resim 5.2’de gerçekleştirilen akım ölçme devresi gösterilmektedir.



Resim 5.2. Tasarlanan akım ölçme devresi

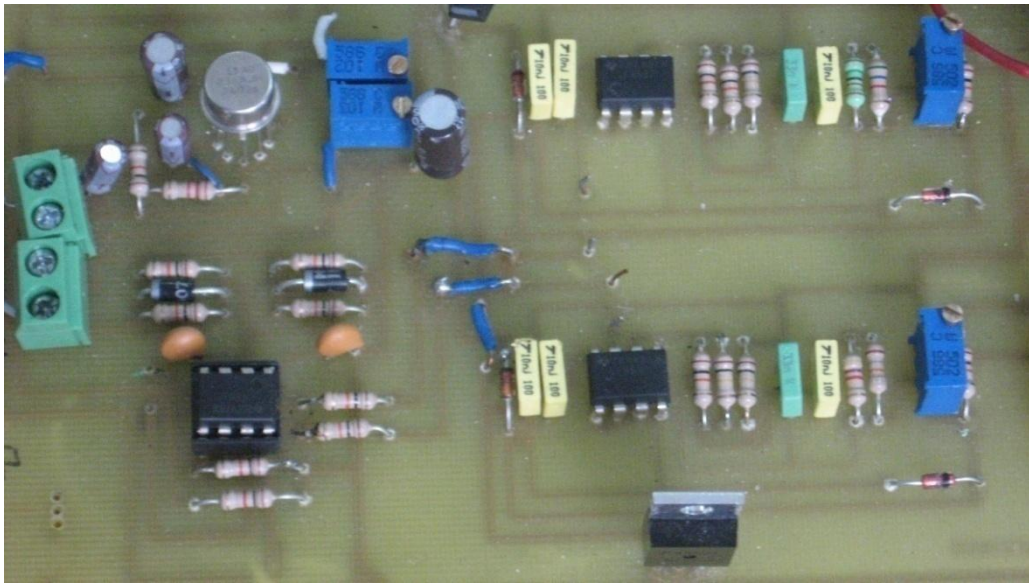
5.2.5. Sıfır geçiş algılama devresi

Rezonans kol devresi üzerinde oluşan gerilim ve geçen akım sinyallerinin sıfırdan geçtiği anları tespit edebilmek amacıyla bir sıfır geçiş algılama devresi tasarlanmıştır. Sıfır geçiş algılama devresi, akım ve gerilim sinyallerinin sıfırdan geçtiği anlarda lojik “1” sinyali verir. Sıfır geçiş algılama devresi çıkışından elde edilen bu lojik sinyaller mikro denetleyicinin dijital kanallarına uygulanarak, akım ve gerilim arasındaki faz farkının elde edilmesini sağlamaktadır. Şekil 5.33’de sıfır geçiş algılama devresi verilmiştir.



Şekil 5.33. Sıfır geçiş algılama devresi [36]

Şekilde görüldüğü gibi tasarlanan sıfır geçiş algılama devresinde LF353 entegresi kullanılmıştır. Bu entegrenin en büyük özelliği yüksek frekanslı sinyallerin sıfır geçiş anlarını yakalayabilmesidir. Uygulamada yüksek frekans değerleri ile çalışılmasından dolayı sıfır geçiş algılama devresi tasarımında bu entegre tercih edilmiştir. Uygulamada kullanılan sıfır geçiş devresi Resim 5.3’de gösterilmiştir.



Resim 5.3. Tasarlanan sıfır geçiş algılama devresi

5.2.6. Rezonans kol devresi

Sistemin uygulamasında rezonans kol devresi olarak direnç, bobin ve kondansatör yükleri kullanılmıştır. Resim 5.4’de sistemin rezonans kol devresini oluşturan direnç, bobin ve kondansatör yükleri ve bağlantı şekilleri gösterilmiştir.

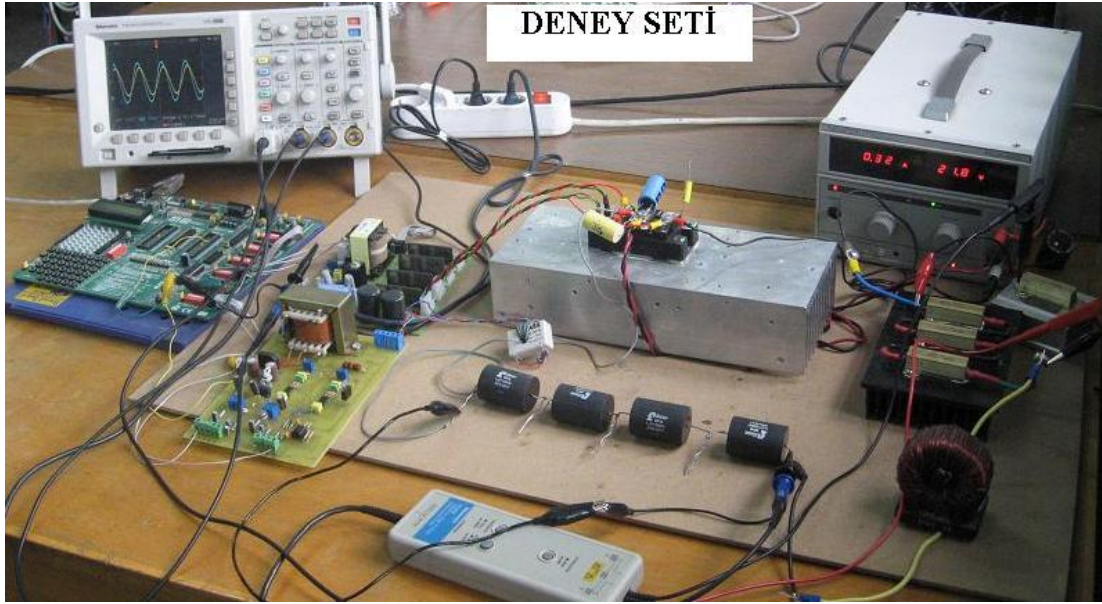


Resim 5.4. Rezonans kol devresi

Resimde görüldüğü gibi kullanılan direnç, bobin ve kondansatör yükleri seri bağlanmıştır. Deneyler sırasında bu yüklere seri yada paralel yükler eklenerek sistemin yük değerleri değiştirilmeye çalışılmıştır. Ayrıca, eklenen hava nüveli bir bobinin hava aralığına demir sokulmuş ve sistemin toplam endüktans değeri değiştirilerek tepki süresi test edilmiştir.

5.2.7. Uygulama sonuçları

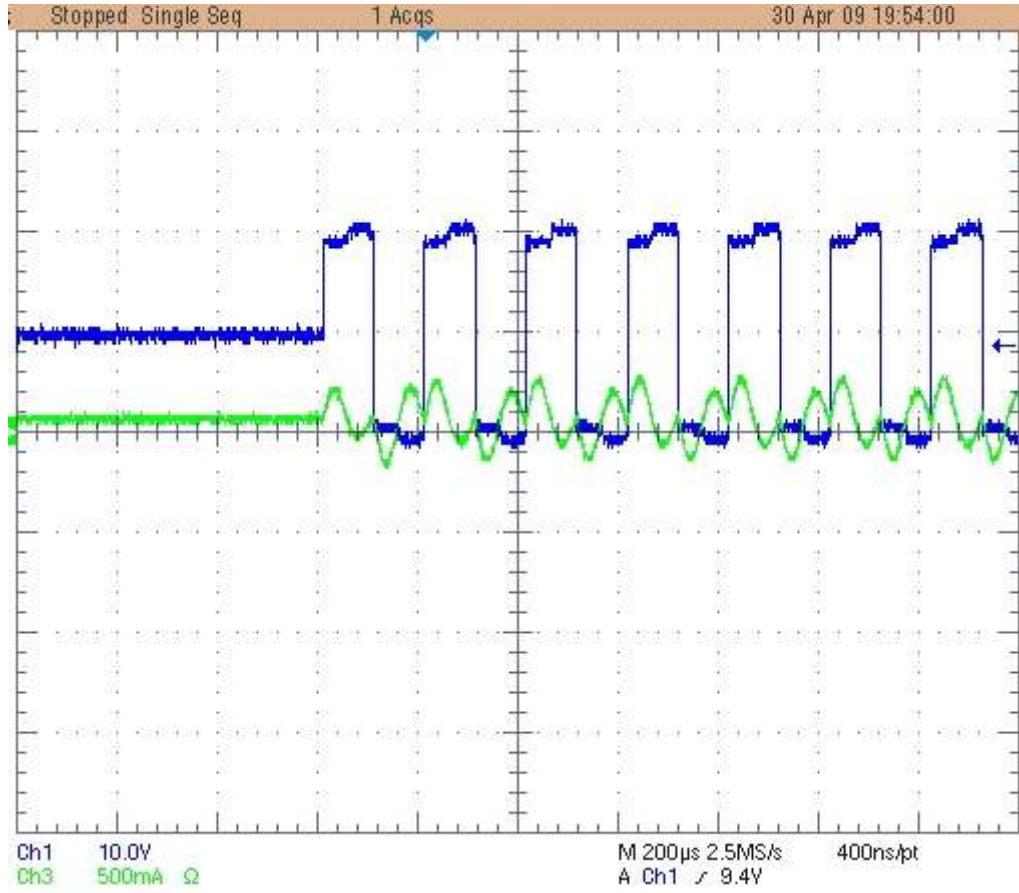
Uygulama sonuçları alınırken besleme olarak ayarlı DA güç kaynağı ve uygulama verilerin elde edilebilmesi için Tektronix firmasının ürettiği TDS 3014 sayısal osiloskop kullanılmıştır. Oluşturulan uygulama devresi Resim 5.5’de verilmiştir.



Resim 5.5. Laboratuvar ortamında oluşturulan D-Sınıfı seri rezonans evirici devresinin PLL kontrol tekniği ile uygulaması

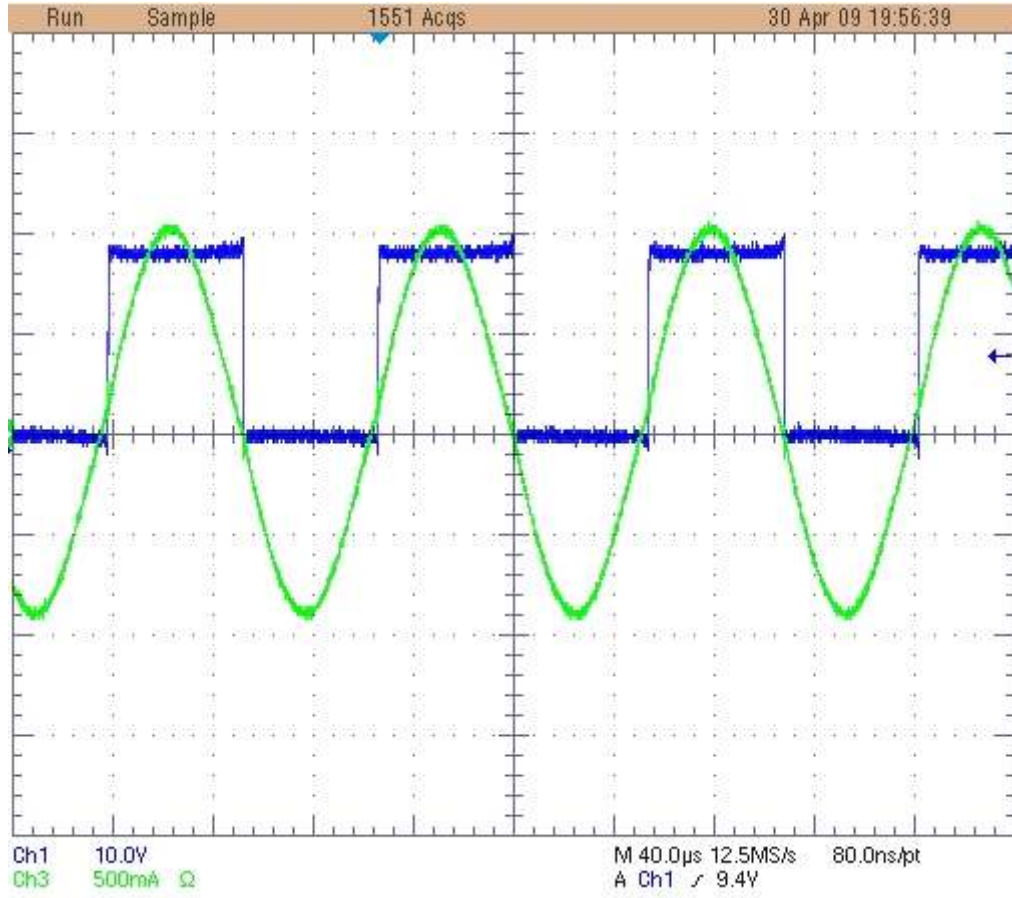
Besleme gerilimi 20V, direnç değeri 7.5Ω , bobin endüktansı $0.8mH$ ve kondansatörün kapasitesi $0.25\mu F$ seçilmiştir. Bu sistemden alınan sonuçlar Şekil 5.34-5.38’de gösterilmiştir.

Şekil 5.34’de $t=0$ anında rezonans kol gerilimi ve akım dalga şekilleri gösterilmiştir. $t=0$ anında dalga şekilleri görüldüğü gerilim ve akım sinyalleri farklı fazlarda ve rezonans frekansında değildir. Sistemin çalışması ile PLL kontrol tekniği rezonans frekansını çok çabuk bir sürede bularak rezonans frekansına kilitlenmekte böylece gerilim ve akım sinyallerini aynı faza gelmektedir.



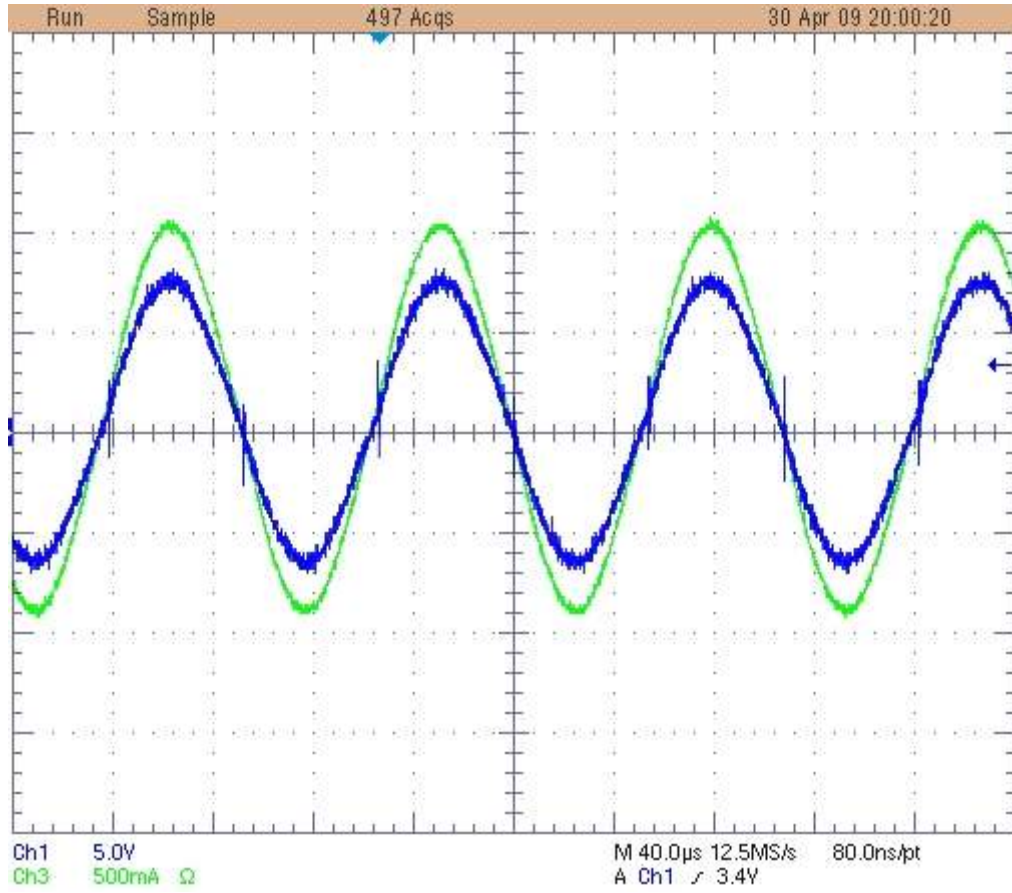
Şekil 5.34. $t=0$ anında rezonans kol gerilimi ve rezonans kolu üzerinden geçen akım dalga şekli

PLL kontrol tekniğinin rezonans frekansını bularak kilitlenmesi sonucu oluşan rezonans kolu üzerindeki gerilim ve akım dalga şekilleri ise Şekil 5.35’de gösterilmiştir. Kare dalga olan gerilimin etkin değeri $14V$ ve periyodu $108\mu s$ ’dir. Tam sinüzoidal olan akımın etkin değeri ise $690mA$ ve periyodu $108\mu s$ ’dir. Dalga şekilleri görüldüğü akım ve gerilim sinyalleri aynı fazdadır ve sıfır akımda anahtarlama yapılmıştır.



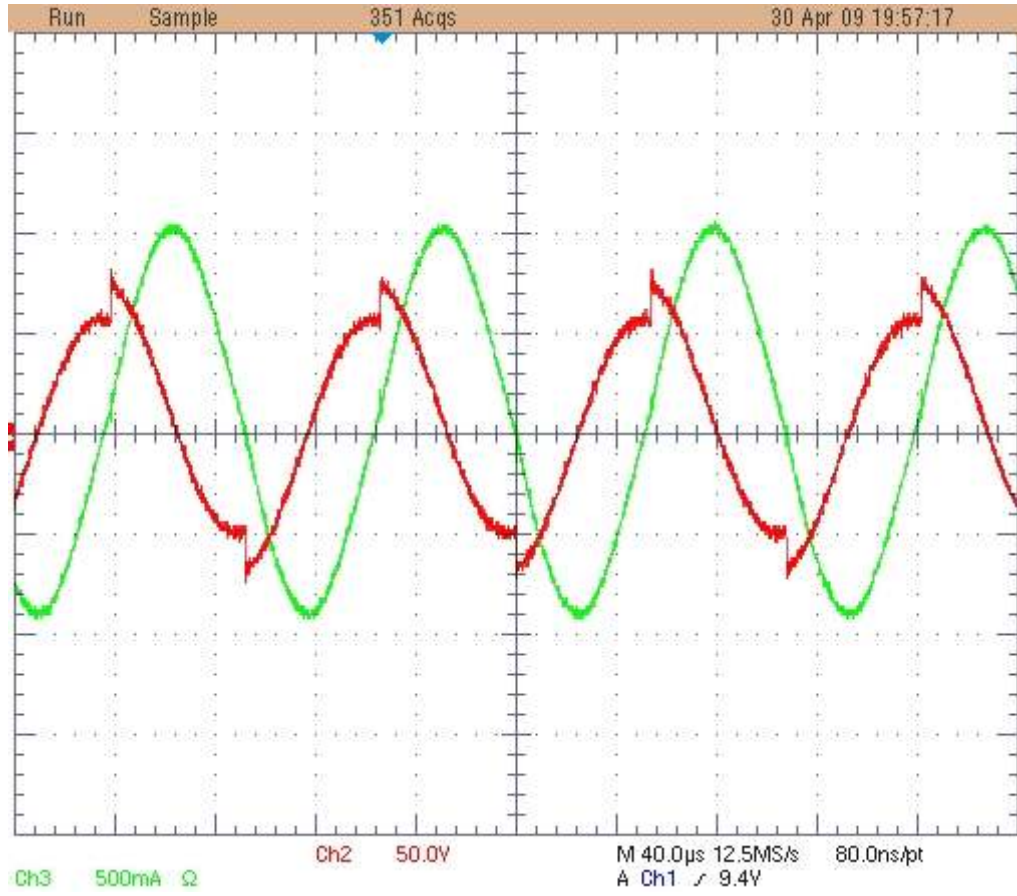
Şekil 5.35. Rezonans kol gerilimi ve rezonans kolu üzerinden geçen akım dalga şekli

Şekil 5.36’da ise direnç üzerindeki gerilim ve geçen akımın dalga şekli gösterilmiştir. Direnç üzerindeki gerilimin dalga şekli $4.80V$ etkin değere sahiptir ve periyodu $108\mu s$ ’dir. Direnç akımının etkin değeri ise $690mA$, periyodu $108\mu s$ ’dir. Görüldüğü gibi akım ve gerilim dalga şekilleri tam sinüsoidal ve aynı fazdadır. Bu dalga şekilleri aynı zamanda IGBT güç anahtarları ve anahtarlara paralel bağlı diyotların üzerinden geçen akım dalga şekillerini belirlemekte de kullanılır.



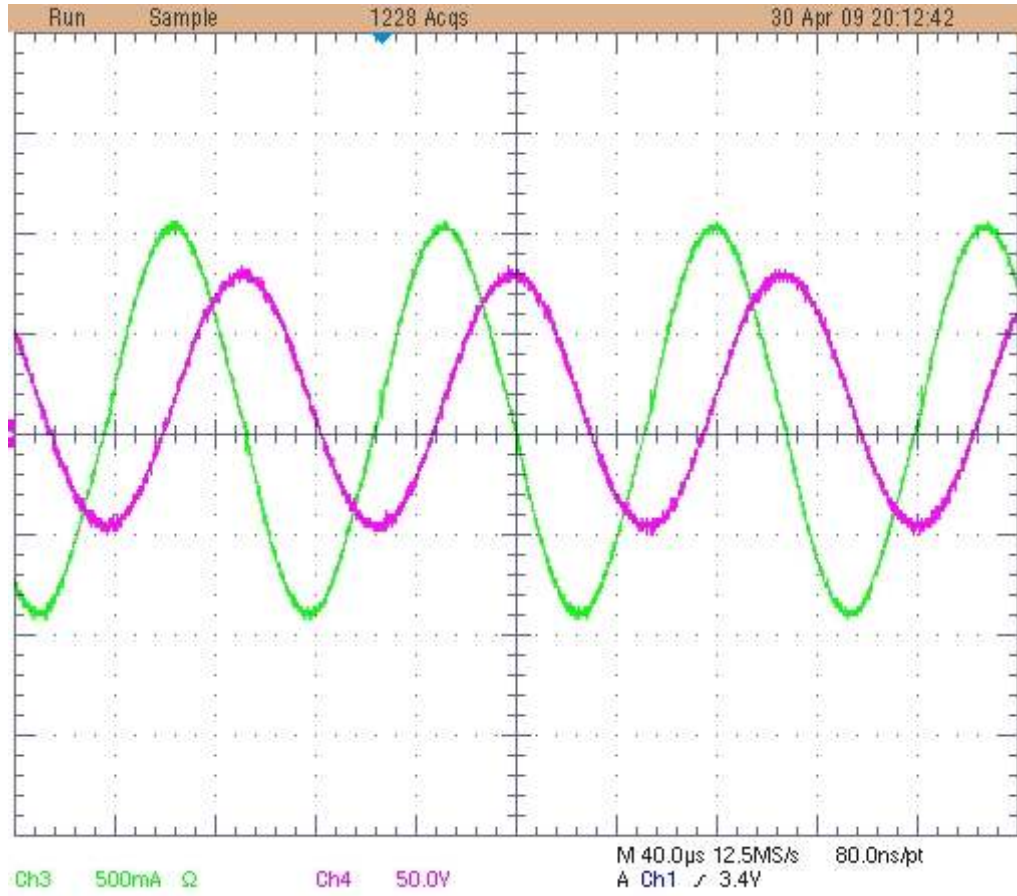
Şekil 5.36. Direnç üzerindeki gerilim ve üzerinden geçen akım dalga şekli

Şekil 5.37’de ise bobin üzerindeki gerilim ve bobin akımı dalga şekilleri gösterilmiştir. Bobin üzerindeki gerilimin etkin değeri $43V$ ve periyodu $108\mu s$ ’dir. Bobin akımının etkin değeri $690mA$ periyodu ise $108\mu s$ ’dir. Bobin üzerindeki gerilimin akımdan 90° önde ve aynı frekansta olduğu görülmektedir. Ayrıca anahtarların iletim ve kesime geçme anlarında akımın diyotlar üzerinden devresini tamamlamasından dolayı bobin üzerindeki gerilim dalga şeklinde çentikler oluşturmuştur. İçinden geçen akım dalga şekli ise tam sinüsoidaldir.



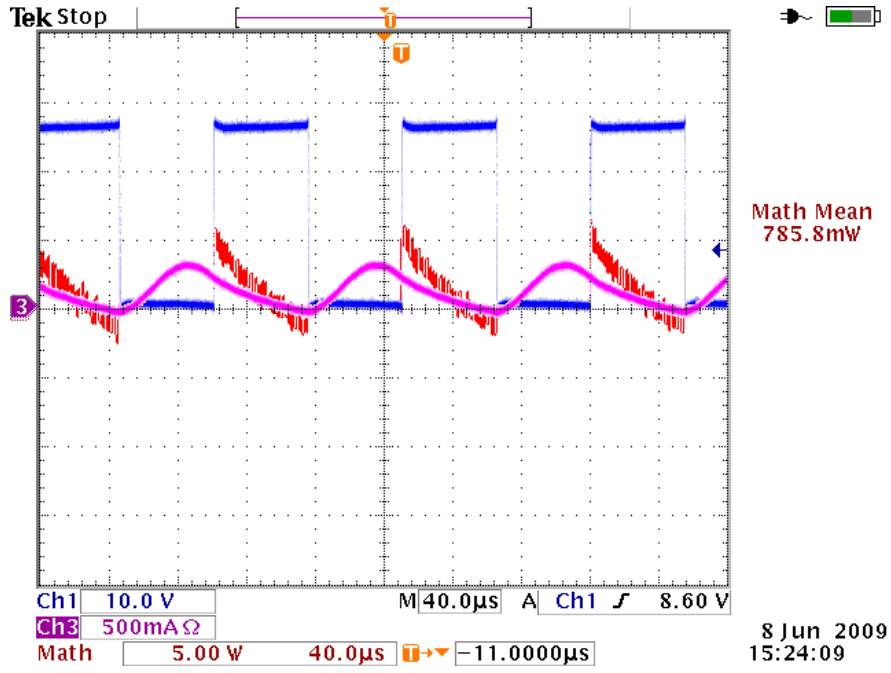
Şekil 5.37. Bobin üzerindeki gerilim ve üzerinden geçen akım dalga şekli

Şekil 5.38’de ise kondansatör üzerindeki gerilim ve akım dalga şekli gösterilmiştir. Tam sinüzoidal olan kondansatör gerilimin etkin değeri $45.3V$ ve periyodu $108\mu s$ ’dir. Kondansatör akımı etkin değeri $690mA$ periyodu ise $108\mu s$ ’dir. Kondansatör gerilimi akımdan 90° geridedir.

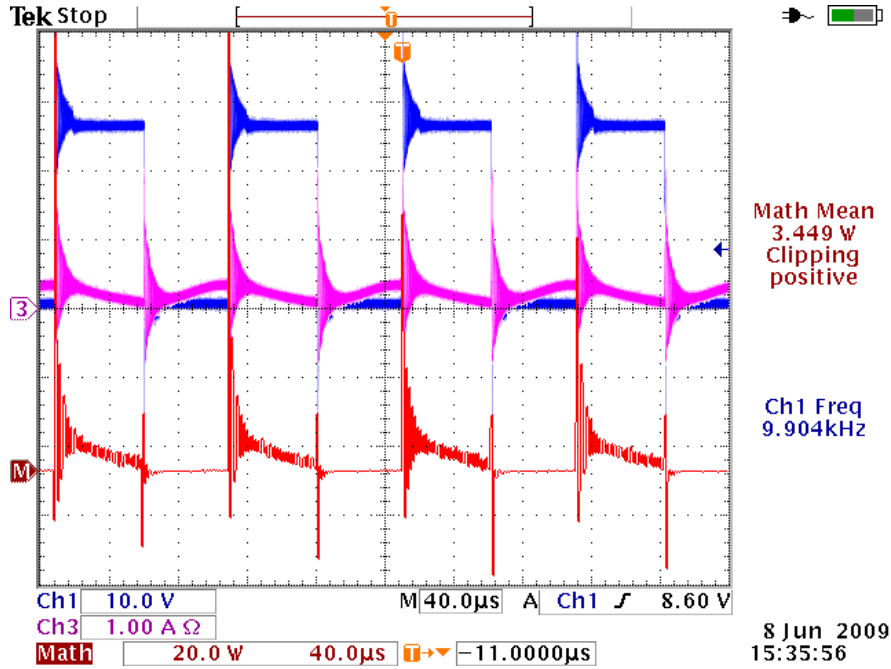


Şekil 5.38. Kondansatör üzerindeki gerilim ve üzerinden geçen akım dalga şekli

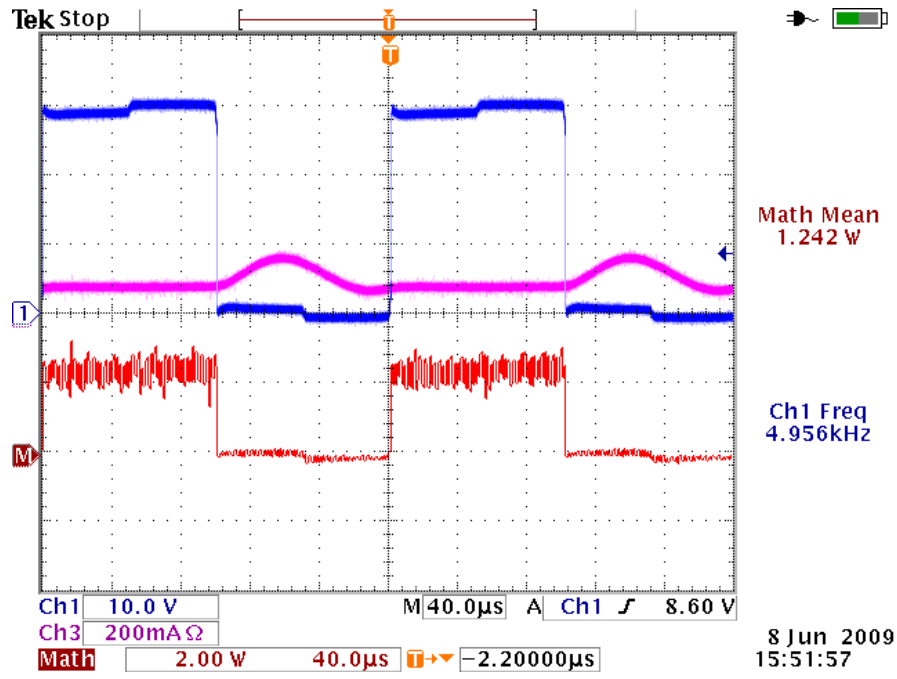
Şekil 5.39-5.41’de D-Sınıfı rezonans eviricinin sırasıyla rezonans anında, rezonans üstü frekans değerinde (10kHz) ve rezonans altı frekans değerinde (5kHz) çalışırken bir anahtar akım ve gerilim eğrileri ile anahtarlarda harcanan güç değeri görülmektedir. Şekillerden de görüldüğü gibi rezonans frekansının yakalanması ile sağlanan sıfır akım anahtarlama ile anahtar üzerinde harcanan güç değeri 785,8mW olarak gerçekleşmiştir. Anahtarlama frekansı 10kHz olarak seçildiğinde ise anahtar üzerinde oluşan kayıplar 3,449W olarak ölçülmüştür. 5kHz anahtarlama frekansı için anahtar üzerinde harcama güç 1,242W olarak ölçülmüştür. Ancak bu durumda çıkışa aktarılan güç rezonans frekansında anahtarlama yöntemiyle aktarılan gücün ancak beşte biridir. Aynı çıkış gücü değeri için anahtar üzerinde harcama gücün çok daha yüksek olacağı görülmektedir.



Şekil 5.39. Rezonans anında güç anahtarı üzerindeki güç kaybı



Şekil 5.40. Rezonans üstü frekans değerinde güç anahtarı üzerindeki güç kaybı



Şekil 5.41. Rezonans altı frekans değerinde güç anahtarı üzerindeki güç kaybı

6. SONUÇ VE ÖNERİLER

Yapılan bu çalışmada, D-Sınıfı seri rezonans eviricinin rezonans frekansı PLL kontrol tekniği kullanılarak izlenmiştir. Bu işlem sıfır geçiş algılama devresi ve 16 bitlik bir mikro denetleyici olan dsPIC20F2020 ve MPLAB C30'da hazırlanan yazılım kullanılarak sağlanmıştır. Sinyal işleme hızının çok yüksek olması ve güç elektroniği uygulamaları için üretilmiş olması gibi avantajları nedeniyle dsPIC20F2020 işlemcisi seçilmiştir. Kullanılan eviricinin rezonans kol gerilimi ile akımının sıfır geçişleri bir algılama devresi ile tespit edilerek mikro denetleyiciye aktarılmıştır. Bu sıfır geçiş sinyalleri arasındaki faz farkı mikro denetleyici ile ölçülmüş ve PI denetleyici kullanılarak sistemin anahtarlama frekansı değeri faz farkını sıfıra getirecek şekilde denetlenmiştir. Gerilim ve akım sinyalleri arasındaki faz farkının sıfır olması ile devrenin rezonans frekansında çalıştığını göstermektedir.

Anahtarlama işleminin rezonans frekansında yapılması ile sıfır akımda anahtarlama gerçekleştirilmiş ve dolayısı ile güç anahtarların iletme ve kesime geçmeleri sırasında oluşan anahtarlama baskısı, güç kaybı, elektromanyetik girişim gibi problemler en az seviyeye indirilmiştir. Ayrıca bu problemler nedeniyle sistemin çalışma frekansının ve güç yoğunluğunun sınırlandırması ile hızlı geçici durum cevabını kısıtlanması gibi sorunlar büyük oranda çözülmüştür.

Gerçekleştirilen PLL kontrol tekniği rezonans eviricilerde rezonans frekansının takibi konusunda getirdiği kolaylık, verim ve düşük maliyet gibi avantajlar sunmaktadır. Ayrıca geliştirilen yöntem işleyiş, kararlılık ve hız gibi konularda diğer kontrol yöntemlerine göre farklılık göstermesi ve günümüzde gelişmiş mikroişlemciler ile kolayca uyarlanabilmesi gibi üstünlükler sağlamaktadır.

Bu çalışma sonucunda geliştirilen PLL tekniği ile kontrol edilen rezonans eviriciler kaynak makineleri, elektronik balastlar, yüzey sertleştirme, plastik malzemelerin dielektrik ısıtması, indüksiyon ısıtma sistemleri, fiber optik üretim sistemleri, radyo verici istasyonları, lehimleme işlemleri, motor hız kontrolü gibi çeşitli uygulamalarda

hız, verim, kararlılık yönünden büyük avantajlar getirecek ve sistem devre boyutunu küçülterek maliyetin düşmesini sağlayacaktır.

Ülkemizde son yıllarda kullanılmaya başlanılan DSPIC mikro denetleyicilerin güç elektroniği uygulamalarında ve diğer PIC mikro denetleyicilere göre daha yüksek frekanslarda çalışabilme özelliğinden dolayı yüksek frekanslarda rezonans çalışması içeren sistemlerin (Ultrasonik Motor) uygulamalarında kullanılması önerilebilir.

Sonuç olarak bu tez çalışmasında geliştirilen PLL algoritması ile rezonans çevirici/evirici sistemlerinde kullanılabilecek tamamen sayısal bir kontrol tekniğinin uygulaması sunulmuştur.

KAYNAKLAR

1. Kazimierczuk, M.K., Czarkowski, D., "Resonant Power Converters", *John Wiley&Sons, Inc.*, 3-7 (1996).
2. Ridley, R.B., Lotfi, A., Vorperian, V., Lee, F.C., "Design and control of a full-wave quasi-resonant flyback converter", *IEEE APEC Proceedings*, New Orleans, 41-49 (1988).
3. Tabisz, W.A., Gradzki, P.M., Lee, F.C., "Zero Voltage-switched quasi-resonant buck and flyback converters - experimental results at 10 MHz", *IEEE Trans. Power Electron.*, 4 (2): 9-17 (1989).
4. Yoshida, K., Ishii, T., Nagagata, N., "Zero voltage switching approach for flyback converter", *Proc. Of the Fourteenth International Telecommunications Energy Conference*, Washington, 324-329 (1992).
5. Watson, R., Lee, F.C., Hua, G.C., "Utilization of an active-clamp circuit to achieve soft switching in flyback converters", *IEEE PESC Record*, 909-916 (1994).
6. Lio, J.B., Lin, M.S., Chen, D.Y., Feng, W.S., "Single switch soft switching flyback converter", *Electronics Letters*, 32(16): 1429-1430 (1996).
7. Bodur, H., Aksoy, İ., Akın, B., "DC-DC dönüştürücülerde yumuşak anahtarlama teknikleri", *Kaynak Elektrik*, 158: 100-108 (2002).
8. Bodur, H., Aksoy, İ., Akın, B., "Anahtarlama Rezonanslı Dönüştürücüler", *Kaynak Elektrik*, 160: 104-112 (2002).
9. Pickert, V., Johnson, C.M., "Three-phase softswitching voltage source converters for motor drives. I. Overview and analysis", *Proc.Inst.Elect.Eng.*, 146(2): 147-154 (1999).
10. Bellar, M.D., Wu, T.S., Tchamdjou, A., Mahdavi, J., Ehsani, M., "A review of soft switched DC/AC converters", *IEEE Transaction on Industry Applications*, 34(4): 847-860 (1998).
11. Jovanovic, M.M., "Resonant, quasi-resonant, multi- resonant and soft-switching techniques merits and limitations", *International Journal of Electronics*, 77(5): 537-554 (1994).

12. Li, Y., Lee, F.C., Boroyevich, D., "A three phase soft transition inverter with a novel control strategy for zero current and near zero voltage switching", *IEEE Transaction on Power Electronics*, 16(5): 710-723 (2001).
13. Petterteig, A., Lode, J., Undeland, T.M., "IGBT turn off losses for hard switching and capacitive snubbers", *Industry Applications Society Annual Meeting Conference Record of the 1991 IEEE*, 1501-1507 (1991).
14. Pickert, V., Johnson, C.M., "Three phase soft switching voltage source converters for motor drives. Part 1: Overview and analysis", *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, 146(2): 147-154 (1999).
15. Venkataraman, G., Divan, D.M., "Control of pulse width modulated resonant DC link inverter", *Industry Applications Society Annual Meeting, Conference Record of the 1992 IEEE*, 1: 737-743 (1992).
16. Çolak, İ., Elmas, Ç., Bal, G., Coşkun, İ., "High frequency resonant DC link PWM inverter" *Proceedings of IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference Melecon*, Antalya, 1251-1254, (1994).
17. De Bellescize, H., "La reception synchrone," *Londe electrique*, 11: 225-240 (1932).
18. Lindsey, W.C., Chie, C.M., "A Survey of Digital Phase-Locked Loops", *Proc. IEEE*, 69: 410-431 (1981).
19. Troha, D.G., James D.G., "Digital Phase Locked Loop Design Using SN54/74LS297", *Application Note AN3216 Texas Instrument Inc.*, Dallas, 1-11 (2004).
20. Rosing, W.B., "All Digital Phase Locked Loops Using the 74HC/HCT297", *Philips Compenents*, 194-201 (1989).
21. Langston, J.L., "Mc Chip Implements High Speed Modems Digitally", *Electron. Des.*, 24: 23-34 (1982).
22. Mohan, N., Undeland, T.M., Robbins, W.P., "Güç Elektroniği 4. basım", Çeviri Editörü/Editörleri, Nejat Tuncay, Metin Gökaşan, Seta Boğosyan, *Literatür*, İstanbul, 874 (2003).
23. Holtz, J., Stamm, M., Thur, J., Linder, A., "High-Power Pulsewidth Controlled Current Source GTO Inverter for High Switching Frequency", *IEEE Industrial Applications Society Annual Meeting*, New Orleans, 1-6 (1997).

24. Tebb, D.W., Hobson, L., "Design of Matching Circuitry for 100 kHz MOSFET Induction Heating Power Supply", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 34: 271-276 (1987).
25. Sheng, K., Williams, B.W., Finney, S.J., "A Review of IGBT Models", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 15: 1250-1266 (2000).
26. Skvarenina, T.L., "Power Electronics Handbook", *Indiana*, 280-284 (2002).
27. Li, Q., Wolfs, P., "A Resonant Half Bridge Dual Converter", *Journal of Electrical and Electronics Engineering*, 22: 1-7 (2002).
28. Bonsall, A., Zaki, M., Issa, B., "Modeling and PSPICE Simulation of A Power Resonant Converter", *Southcon Conference Record*, 270-275 (1994).
29. Yaakov, S.B., Rahav, G., "Average Modeling and Simulation of Series-Parallel Resonant Converters by SPICE Compatible Behavioral Sources", *Applied Power Electronics Conference*, 1: 116-120 (1996).
30. Kazimierczuk, M.K., Czarkowski, D., "Resonant Power Converters", *John Wiley & Sons Inc.*, Canada, 1-7 (1995).
31. Yusoff, M.B.M., Sekiya, H., Jianming, L., Takashi, Y., "Class E inverter using thinnedout method", *International Telecommunications Energy Conference*, Yokohama, 713-720 (2003).
32. Sekiya, H., Lu, J., Yahagi, T., "Design of Generalized Class E2 DC/DC Converter", *International Journal of Circuit Theory and Applications*, 31: 229-248 (2003).
33. Chatterjee, K., Ramanarayanan, V., "A Comparative Study of Inverter Circuits for Induction Heating", *International Power Engineering Conference*, 537-542 (1993).
34. Acar, C., "Elektrik Devrelerinin Analizi", *İTÜ*, İstanbul, 12-24 (1995).
35. Sefa, İ., Demirtaş, M., Garip, İ., Çolak, İ. "Alternatörlerin Paralel Bağlanma Deney Setinin Eğitim Amaçlı Tasarımı ve Gerçekleştirilmesi", *Gazi Üniversitesi Mühendislik Mimarlık Fakültesi Dergisi*, 23(3): 729-739 (2008).
36. Çolak, İ., Bayındır, R., "Güç Katsayısının Bir Mikrodenetleyici Kullanarak Ölçümü", *Erciyes Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Dergisi*, 19 (1-2): 50-58 (2003).

ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler

Soyadı, adı : ASA,Erdem
Uyruğu : T.C.
Doğum tarihi ve yeri : 20.12.1983 Bursa/Mustafakemalpaşa
Medeni hali : Bekar
Telefon : 0 535 833 73 47
e-mail : erdemasa@gmail.com

Eğitim

Derece	Eğitim Birimi	M. tarihi
Lisans	Gazi Üniversitesi/ TEF Elektrik Eğitimi Bölümü	2007
Lise	Mustafakemalpaşa E.M.L./ Elektrik Bölümü	2001

Yabancı Dil

İngilizce

Hobiler

Dans, Müzik, Spor.