

**T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**REZONANS DEVRELİ VE YUMUŞAK ANAHTARLAMALI YENİ BİR TEK
AŞAMALI PFC DEVRESİNİN GELİŞTİRİLMESİ**

ERDEM AKBOY

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
GÜÇ ELEKTRONİĞİ VE ELEKTRİK MAKİNALARI PROGRAMI**

**DANIŞMAN
PROF.DR. HACI BODUR**

İSTANBUL, 2011

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

REZONANS DEVRELİ VE YUMUŞAK ANAHTARLAMALI YENİ BİR TEK
AŞAMALI PFC DEVRESİNİN GELİŞTİRİLMESİ

Erdem AKBOY tarafından hazırlanan tez çalışması 21.12.2011 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Tez Danışmanı

Prof.Dr.Hacı BODUR

Yıldız Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri

Prof. Dr. Hacı BODUR

Yıldız Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. M. Hadi SARUL

Yıldız Teknik Üniversitesi

Doç. Dr. Haluk GÖRGÜN

Yıldız Teknik Üniversitesi

ÖNSÖZ

Güç faktörünün düzeltilmesi konusu, son yıllarda kullanılan enerjinin verimli ve kaliteli olması gerek ve isteğine bağlı olarak gittikçe artan bir şekilde önem kazanmıştır. Bu sebeple günümüzde hem akademik hem de endüstriyel olarak bu konu üzerinde oldukça yoğun çalışmalar yapılmaktadır. “Rezonans Devreli ve Yumuşak Anahtarlama Yeni Bir Tek Aşamalı PFC Devresinin Geliştirilmesi” başlıklı yüksek lisans tezimde, son yıllarda yayınlanan temel uluslararası makaleler incelenmiş ve bunların detaylı analizleri sunulmuştur. İncelenen makalelerden yola çıkılarak, yeni bir tek aşamalı güç faktörü düzeltme devresi geliştirilmiştir. Bu tez çalışmasında ortaya çıkan ve teorik ve pratik olarak doğrulanan bu yeni bakış açısının, bundan sonra yapılacak olan akademik çalışmalara referans olması beklenmektedir.

Çalışmalarım boyunca büyük bir özveri ile beni destekleyen, yol gösteren ve teşvik eden tez danışmanım ve hocam Sayın Prof.Dr.Hacı BODUR’a öncelikle ve içtenlikle teşekkürlerimi sunarım.

Çalışmalarım sırasında beni destekleyen, vakit ayıran ve her zaman yanımda olan hocam Sayın Yrd.Doç.Dr.İsmail AKSOY’a ve Güç Elektroniği Laboratuvarındaki tüm hocalarıma tüm içtenliğimle teşekkür ederim.

Fikir ve yardımlarını esirgemeyen Dr.Sevilay ÇETİN ile Arş.Gör.Gürkan YANIK ve diğer araştırma görevlisi arkadaşlarıma da teşekkür ederim.

Son olarak, tüm hayatım boyunca her zaman yanımda olan, beni daima maddi ve manevi olarak destekleyen aileme en içten minnet ve şükranlarımı sunarım.

Aralık, 2011

Erdem AKBOY

İÇİNDEKİLER

Sayfa

SİMGE LİSTESİ	vii
KISALTMA LİSTESİ	ix
ŞEKİL LİSTESİ.....	x
ÇİZELGE LİSTESİ	xiii
ÖZET	xiv
ABSTRACT	xvi
BÖLÜM 1.....	1
GİRİŞ.....	1
1.1 Literatür Özeti	1
1.2 Tezin Amacı	3
1.3 Hipotez	3
BÖLÜM 2.....	5
HARMONİK VE GÜÇ FAKTÖRÜ KAVRAMI.....	5
2.1 Harmonik Kavramı	5
2.1.1 Harmonik Tanımı	5
2.1.2 Harmonik Üreten Kaynaklar	6
2.1.3 Harmoniklerin Olumsuz Etkileri.....	7
2.1.4 Harmonik Standartları	8
2.2 Güç Faktörü Kavramı.....	10
2.2.1 Güç Faktörü Tanımı	10
2.2.2 Güç Faktörü Düzeltme (PFC) Yöntemleri.....	11
2.2.2.1 Pasif Filtreler	12
2.2.2.2 Aktif Filtreler	14
2.2.2.3 Yüksek Frekanslı Aktif PFC Devreleri.....	14
BÖLÜM 3.....	18

GERİ DÖNÜŞLÜ - YÜKSELTİCİ TABANLI TEMEL VE ÖRNEK BİR TEK AŞAMALI PFC DEVRESİ	18
3.1 Geri Dönüşlü – Yükseltici PFC Hücresi ve Özellikleri	19
3.1.1 Geri Dönüşlü Çalışma Modu	20
3.1.2 Yükseltici Çalışma Modu	21
3.2 Geri Dönüşlü - Yükseltici PFC Hücresinin Verim Analizi	23
3.3 Geri Dönüşlü - Yükseltici PFC Devresi Kullanılarak Oluşturulan Yeni Devreler	25
3.3.1 Yeni Önerilen Geri Dönüşlü-Yükseltici PFC Hücreli Devrenin Analizi	27
3.4 Deneysel Sonuçlar	28
3.5 Sonuç ve Değerlendirme	32
BÖLÜM 4	33
GERİ DÖNÜŞLÜ DÖNÜŞTÜRÜCÜ TABANLI ÖRNEK BİR TEK AŞAMALI PFC DEVRESİ	33
4.1 Devre Topolojisi	34
4.2 Çalışma Aralıkları	36
4.2.1 Aralık 1	36
4.2.2 Aralık 2	37
4.2.3 Aralık 3	37
4.2.4 Aralık 4	38
4.3 Devrenin Analizi	38
4.3.1 PFC Analizi	38
4.3.2 Verim Analizi	39
4.4 Tasarım Analizi	40
4.5 Deneysel Sonuçlar	44
4.6 Sonuç ve Değerlendirme	47
BÖLÜM 5	48
5.1 Devre Yapısı	49
5.2 Devrenin Çalışma Prensibi	50
5.2.1 Aralık 1	50
5.2.2 Aralık 2	51
5.2.3 Aralık 3	51
5.2.4 Aralık 4	52
5.2.5 Aralık 5	53
5.2.6 Aralık 6	53
5.2.7 Aralık 7	54
5.3 Devrenin Analizi	55
5.3.1 PFC Analizi	55
5.3.2 Push – Pull Analizi	55
5.3.3 Rezonans Analizi	56
5.3.4 Ateşleme Devresi Analizi	56
5.3.5 Yumuşak Anahtarlama Analizi	57
5.4 Deneysel Sonuçlar	57
5.5 Sonuç ve Değerlendirme	60

BÖLÜM 6.....	61
REZONANS DEVRELİ VE YUMUŞAK ANAHTARLAMALI YENİ BİR TEK AŞAMALI PFC DEVRESİNİN ANALİZ VE TASARIMI	61
6.1 Giriş	61
6.2 Tanım ve Kabuller	61
6.3 Çalışma Prensibi ve Analiz.....	62
6.3.1 Şebeke Geriliminin Yüksek Olduğu Aralıkta Çalışma	63
6.3.2 Şebeke Geriliminin Düşük Olduğu Aralıkta Çalışma	69
6.4 Tasarım Kriterleri	71
6.4.1 Giriş Rezonans Devresinin Tasarımı.....	71
6.4.2 T_1 Trafosunun Tasarımı.....	73
6.4.3 T_2 Trafosunun Tasarımı.....	74
6.5 Örnek Devre	75
6.6 Simulasyon Sonuçları	75
BÖLÜM 7.....	85
REZONANSLI DEVRELİ VE YUMUŞAK ANAHTARLAMALI YENİ TEK AŞAMALI PFC DEVRESİNİN UYGULAMASI.....	85
7.1 Giriş	85
7.2 Devre Şeması	85
7.3 Uygulama Devresi	86
7.3.1 Güç Devresi.....	87
7.3.2 Kontrol ve Sürme Devreleri	87
7.4 Uygulama Sonuçları	89
BÖLÜM 8.....	97
SONUÇ VE ÖNERİLER	97
KAYNAKLAR.....	99
ÖZGEÇMİŞ.....	102

SİMGE LİSTESİ

a_{11}	T_1 trafosunun primer ve sekonderi arasındaki dönüştürme oranı
a_{12}	T_1 trafosunun primer ve ikinci sekonderi arasındaki dönüştürme oranı
a_2	T_2 trafosunun primer ve sekonderi arasındaki dönüştürme oranı
C_B	Depolama kondansatörü
C_{Bp}	Depolama kondansatörünün primere indirgenmiş eşdeğeri
C_o	Çıkış kondansatörü
C_r	Rezonans kondansatörü
D_1	Doğrultucu diyodu
D_2	Doğrultucu diyodu
D_3	Doğrultucu diyodu
D_4	Doğrultucu diyodu
D_5	Ters rezonans diyodu
D_6	Ters rezonans diyodu
D_7	İleri yönlü dönüştürücü diyodu
D_8	Ters rezonans diyodu
D_9	Geri dönüşlü dönüştürücü çıkış diyodu
D_{10}	Geri dönüşlü dönüştürücü çıkış diyodu
i_{AC}	Şebeke akımı
i_{LF}	İleri yönlü dönüştürücü endüktansı akımı
i_{Lfp}	İleri yönlü dönüştürücü endüktansı akımının primere indirgenmiş eşdeğeri
i_{LM12}	T_1 trafosunun primer ve sekonder endüktanslarına bağlı mıknatıslama akımı
i_{S1}	S_1 anahtarının akımı
i_{S2}	S_2 anahtarının akımı
i_{T1p}	T_1 trafosunun primer akımı
i_{T1S}	T_1 trafosunun sekonder akımı
i_{T1S2}	T_1 trafosunun ikinci sekonder akımı
i_{T2p}	T_2 trafosunun primer akımı
i_{T2S}	T_2 trafosunun sekonder akımı
L_{1p}	T_1 trafosunun primer endüktansı
L_{1S}	T_1 trafosunun sekonder endüktansı
L_{1S2}	T_1 trafosunun ikinci sekonder endüktansı
L_{2p}	T_2 trafosunun primer endüktansı
L_{2S}	T_2 trafosunun sekonder endüktansı

L_{M12}	T_1 trafosunun primer ve sekonder endüktansları arasındaki mıknatıslama endüktansı
L_F	İleri yönlü dönüştürücü endüktansı
L_{Fp}	İleri yönlü dönüştürücü endüktansının primere indirgenmiş eşdeğeri
L_r	Rezonans endüktansı
P_B	Doğrudan aktarılmayan güç
P_D	Doğrudan aktarılan güç
P_o	Çıkış gücü
T_1	Trafo
T_2	Trafo
V_{AC}	Şebeke gerilimi
V_{CB}	Depolama kondansatörü gerilimi
V_{CBp}	Depolama kondansatörü geriliminin primere indirgenmiş eşdeğeri
V_i	Doğrultulmuş şebeke gerilimi
V_o	Çıkış veya yük gerilimi

KISALTMA LİSTESİ

AC	Alternatif akım (Alternative current)
DC	Doğru akım (Direct current)
DPT	Doğrudan güç transferi (Direct power transfer)
EB	Elektronik balast (Electronic ballast)
EMI	Elektromagnetik girişim (Electromagnetic interference)
HPF	Yüksek güç faktörü (high power factor)
MOSFET	Metal oksit yarı iletken alan etkili transistör (Metal oksit semiconductor field effect transistor)
P	Aktif güç
PF	Güç faktörü (Power factor)
PFC	Güç faktörü düzeltme (Power factor correction)
S	Görünür güç
SS	Yumuşak anahtarlama (Soft switching)
THD	Toplam harmonik bozulma (Total harmonic distortion)
UPS	Kesintisiz güç kaynağı (Uninterruptible Power Supply)
ZCS	Sıfır akımda anahtarlama (Zero current switching)
ZVS	Sıfır gerilimde anahtarlama (Zero voltage switching)
ZVT	Sıfır gerilimde geçiş (Zero voltage transition)

ŞEKİL LİSTESİ

	Sayfa
Şekil 2. 1	Çeşitli frekanslarda harmonik bileşenler 6
Şekil 2. 2	Tek fazlı tam köprü kontrolsüz doğrultucu 12
Şekil 2. 3	Genel (a), rezonans tabanlı (b) ve geliştirilmiş rezonans tabanlı (c) pasif filtreler [13] 13
Şekil 2. 4	Yükseltici dönüştürücülü genel bir aktif PFC devresi 14
Şekil 2. 5	İki aşamalı aktif PFC devresinin genel blok şeması 15
Şekil 2. 6	Tek aşamalı aktif PFC devresinin genel blok şeması 16
Şekil 3. 1	Geri – dönüşlü yükseltici tabanlı PFC devresi [3] 20
Şekil 3. 2	Geri – dönüşlü yükseltici devresinin çalışma modları, (a) giriş gerilimine bağlı çalışma modları, (b) geri dönüşlü çalışma modu akım değişimleri, (c) yükseltici çalışma modu akım değişimleri [3] 22
Şekil 3. 3	İki aşamalı (a) ve tek aşamalı DPT’li (b) devreler için güç transfer şemaları [3] 24
Şekil 3. 4	Örnek tek aşamalı devreler, (a) Russian topolojisi, (b) basitleştirilmiş Russian topolojisi, (c) yeni geri – dönüşlü yükseltici hücreli Russian topolojisi [3] 26
Şekil 3. 5	110 V giriş gerilimi için giriş gerilim ve akımının dalga şekilleri [3] 28
Şekil 3. 6	Çeşitli giriş gerilimlerine bağlı olarak (a) güç faktörü değişimi, (b) verim değişimi, (c) depolama kondansatörü gerilimi değişimi [3] 29
Şekil 3. 7	Russian devrelerinin giriş gerilimine bağlı olarak karşılaştırılması, (a) güç faktörü yönünden, (b) verim yönünden, (c) depolama kondansatörü gerilimi yönünden [3] 31
Şekil 4. 1	Geri dönüşlü tabanlı tek aşamalı PFC devresi [17] 35
Şekil 4. 2	TMC tekniğine göre anahtar kapı sinyalleri ve akım dalga şekilleri 36
Şekil 4. 3	Aralık 1 [17] 37
Şekil 4. 4	Aralık 2 [17] 37
Şekil 4. 5	Aralık 3 [17] 38
Şekil 4. 6	Aralık 4 [17] 38
Şekil 4. 7	Oluşturulan devrenin verim analizi 40
Şekil 4. 8	Geri dönüşlü AC – DC dönüştürücü akım dalga şekilleri [17] 41
Şekil 4. 9	İleri yönlü DC – DC dönüştürücü dalga şekilleri [17] 42
Şekil 4. 10	Çıkış geriliminin TMC kullanılmasına bağlı dalga şekilleri, (a) 110 V giriş geriliminde, (b) 220 V giriş geriliminde [17] 45

Şekil 4.11	Giriş gerilimi ve akımı ile çıkış ve depolama kondansatörü gerilimleri, (a) TMC tekniği uygulanmaksızın ($PF = 0.997$), (b) TMC tekniği ile 110 V' da çalışma ($PF= 0.987$), (c) TMC tekniği kullanılarak 220V'da çalışma ($PF=0.985$) [17]	46
Şekil 4.12	Depolama kondansatörü gerilimlerinin karşılaştırılması [17].....	47
Şekil 5. 1	Yeni bir tek aşamalı yüksek güç faktörü sağlayan push – pull tabanlı elektronik balast devresi [22]	49
Şekil 5. 2	D sınıfı push – pull elektronik balast devre şeması [22]	49
Şekil 5. 3	Aralık 1 [22]	51
Şekil 5. 4	Aralık 2 [22]	51
Şekil 5. 5	Aralık 3 [22]	52
Şekil 5. 6	Aralık 4 [22]	52
Şekil 5. 7	Aralık 5 [22]	53
Şekil 5. 8	Aralık 6 [22]	53
Şekil 5. 9	Aralık 7 [22]	54
Şekil 5. 10	Anahtar sinyallerine bağlı olarak; yükseltici endüktansının akımı,anahtar akım ve gerilimi ile çıkış akımının değişimi [22]	54
Şekil 5. 11	Sunulan devrenin kontrol yapısı [22]	56
Şekil 5. 12	Uygulama devresinin şeması [22]	57
Şekil 5. 13	Şebeke gerilimi ve şebekeden çekilen akımın dalga şekli [22]	58
Şekil 5. 14	S1 anahtarının gerilim ve akım dalga şekilleri [22]	59
Şekil 5. 15	S2 anahtarının gerilim ve akım dalga şekilleri [22]	59
Şekil 5. 16	Fluoresan lambanın gerilim ve akım dalga şekilleri	60
Şekil 6. 1	Rezonans devreli ve yumuşak anahtarlama yeni bir tek aşamalı PFC devresi şeması.....	62
Şekil 6. 2	Aralık 1	64
Şekil 6. 3	Aralık 2	64
Şekil 6. 4	Aralık 3	66
Şekil 6. 5	Aralık 4	66
Şekil 6. 6	Aralık 5	67
Şekil 6. 7	Aralık 6	68
Şekil 6. 8	Şebeke geriliminin $2V_i/a_{11} > V_{CB}$ olduğunda oluşan anahtar kapı sinyalleri ve akım ile gerilim dalga şekilleri	69
Şekil 6. 9	Şebeke geriliminin $2V_i/a_{11} < V_{CB}$ olduğunda oluşan anahtar kapı sinyalleri ile akım gerilim dalga şekilleri.....	71
Şekil 6. 10	Giriş akımının ve S_1 anahtarının akım dalga şekli.....	76
Şekil 6. 11	Şebeke gerilimi belirli bir değerin üzerinde iken, T_1 trafosu primer sargı endüktansı ve L_F endüktansı akımlarının değişiminin dalga şekilleri.....	77
Şekil 6. 12	T_2 trafosunun primer sargı endüktansının akım dalga şekli	78
Şekil 6. 13	T_2 trafosunun sekonder sargı endüktansının akım dalga şekli.....	78
Şekil 6. 14	T_1 trafosu ikinci sekonder sargı endüktansı akım dalga şekli	79
Şekil 6. 15	S_2 anahtarının akım dalga şekli	80
Şekil 6. 16	S_1 anahtarının gerilim dalga şekli	80
Şekil 6. 17	S_2 anahtarının gerilim dalga şekli	81
Şekil 6. 18	Doğrudan aktarılan güç ile L_F endüktansının değişimi	83

Şekil 6. 19	Depolama kondansatörü gerilimi ile L_F endüktansının değişimi.....	83
Şekil 6. 20	Doğrudan aktarılan güç ve depolama kondansatörü geriliminin L_F endüktansı ile değişimi	84
Şekil 7. 1	Rezonans devreli ve yumuşak anahtarlama yeni bir tek aşamalı PFC devresi şeması.....	86
Şekil 7. 2	Önerilen devrenin uygulama devresi	86
Şekil 7. 3	UC3525 entegresi blok diyagramı	88
Şekil 7. 4	6N137 optik bağlayıcı iç yapısı	89
Şekil 7. 5	IXDD414 sürme entegresi	89
Şekil 7. 6	S_1 ve S_2 anahtarlarına ait kapı sinyalleri	90
Şekil 7. 7	S_1 anahtarına ait akım ve gerilim dalga şekilleri	91
Şekil 7. 8	Rezonans endüktansının akım ve rezonans kondansatörünün gerilim dalga şekilleri	92
Şekil 7. 9	S_2 anahtarına ait gerilim (a) ve akım (b) dalga şekilleri.....	93
Şekil 7. 10	Şebeke gerilimi belirli bir değerin üzerinde iken T_1 trafosu primer sargı endüktansı ile L_F endüktansının akımlarının dalga şekli	94
Şekil 7. 11	L_F endüktansı akımının şebeke periyodundaki değişiminin dalga şekli	95
Şekil 7. 12	L_F endüktansı akımının bir çalışma periyodundaki değişiminin dalga şekli .	95
Şekil 7. 13	Şebeke gerilim ve akımı dalga şekilleri	96

ÇİZELGE LİSTESİ

	Sayfa
Çizelge 2. 1	IEC 61000- 3- 2 standardına göre yük sınıfları 8
Çizelge 2. 2	Harmonik sınırları [11] 9
Çizelge 4. 1	Devre parametreleri..... 44
Çizelge 5. 1	Kullanılan eleman değerleri 58
Çizelge 6. 1	Simulasyon çalışması için hesaplanan devre elemanlarının değerleri.... 76
Çizelge 6. 2	L_F endüktansı değişimine bağlı doğrudan aktarılan güç, depolama kondansatörü gerilimi, deşarj süresi ve maksimum akım değeri değişimi 82
Çizelge 7. 1	Güç devresinde kullanılan yarı iletken elemanlar ve nominal değerleri 87

**REZONANS DEVRELİ VE YUMUŞAK ANAHTARLAMALI YENİ BİR TEK
AŞAMALI PFC DEVRESİNİN GELİŞTİRİLMESİ**

Erdem AKBOY

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı

Yüksek Lisans Tezi

Tez Danışmanı: Prof.Dr. Hacı BODUR

Gün geçtikçe artan teknolojik gelişmeler ve toplumların refah düzeyleri sayesinde, elektrikli cihazların kullanım alanları artmakta, daha fazla enerji tüketilmekte ve enerji kaynakları hızla tükenmektedir. Bu nedenle enerjinin daha verimli kullanılması gerekmektedir. Günümüzde sıkça kullanılan anahtarlama güç kaynakları, kesintisiz güç kaynakları, elektronik balastlar v.b. lineer olmayan yükler, çektikleri harmonik akımlar nedeniyle şebekeyi bozmaktadır. Lineer olmayan bu yükler, aynı şebekeye bağlı olan bilgisayar, mikroişlemci v.b. hassas cihazların çalışmasını olumsuz yönde etkilemektedir. Bu nedenle enerjinin daha kaliteli kullanılmasının önemi gün geçtikçe artmaktadır. Enerjinin verimli ve kaliteli kullanılması açısından ulusal ve uluslararası düzeyde, sınırlamalar ve standartlar geliştirilmiştir. İstenilen standartlara uygun güç faktörü ve harmonik değerlerini sağlamak üzere, son yıllarda hem akademik hem de endüstriyel olarak güç faktörü düzeltme devreleri üzerinde yoğun bir şekilde çalışılmaktadır.

Güç faktörünün düzeltilmesinde, pasif filtreler yıllarca yaygın olarak kullanılmıştır. Bu amaçla, son yıllarda aktif filtrelerin yanında, yüksek frekanslı AC-DC dönüştürücü temelli güç faktörü düzeltme (PFC) devreleri üzerinde çalışılmaktadır. Pasif filtrelerin ağır ve hantal ve aktif filtrelerin karmaşık ve pahalı olmaları nedeniyle, AC-DC dönüştürücü temelli PFC devrelerine olan ilgi hızlı bir şekilde artmaktadır.

Yüksek frekanslı AC-DC dönüştürücü tabanlı PFC devreleri, temel olarak iki ve tek aşamalı olabilmekte, sürekli akım modu (CCM) ve kesintili akım modu (DCM) ile

alışabilmektedir. İki aşamalı PFC devrelerinde, iki adet anahtar ile iki adet kontrol çevrimi bulunmakta ve g iki defa işlenmektedir. Tek aşamalı olanlarda ise, tek kontrol çevrimi ile genellikle tek anahtar kullanılmakta ve gn bir kısmı bir defa işlenerek doğrudan çıkışa aktarılmaktadır. Özellikle CCM ile çalışmada, anahtarların kayıpları ve elektro manyetik girişim (EMI) öne çıkmaktadır. İki aşamalı olanlarda fiyat artmaktadır. Bu nedenle, özellikle düşük güçlü uygulamalarda, yumuşak anahtarlama (SS) ve doğrudan güç transferi (DPT) sağlayan ve DCM ile çalışan tek aşamalı PFC devreleri son yıllarda çok ilgi çekmektedir.

Bu çalışmada, rezonans devre ve yumuşak anahtarlama temelli olan, doğrudan güç transferini sağlayan ve DCM ile çalışan yeni bir tek aşamalı PFC devresi ortaya konulmuştur. Bu devrede, PFC ve regülasyon amaçlı iki anahtar ile tek kontrol çevrimi kullanılmıştır. Birinci anahtar ve rezonans devresi yardımıyla, şebekeden genliğı şebeke gerilimiyle orantılı yüksek frekanslı sinüzoidal akım darbeleri çekilerek, PFC ve SS sağlanmıştır. İkinci anahtar vasıtasıyla, yine rezonans temelli olarak, hem DPT hem de gerilim reglasyonu sağlanmıştır. Sunulan devrenin etrafli olarak teorik analizi yapılmış ve bu teorik analiz simülasyon ve deneysel sonuçlar ile doğrulanmıştır.

Anahtar Kelimeler: G faktörünün düzeltilmesi (PFC), tek aşamalı PFC devreleri, doğrudan güç transferi, rezonans, yumuşak anahtarlama.

**IMPROVEMENT OF A NEW SINGLE STAGE PFC CIRCUIT WITH RESONANT
CIRCUITS AND SOFT SWITCHING**

Erdem AKBOY

Department of Electrical Engineering

MSc. Thesis

Advisor: Prof. Dr. Hacı BODUR

As the day goes on, with the effect of technologic developments and changes on wealth levels of societies, use of electrical appliances and energy consumption has been increased and energy resources has been exhausted rapidly. Therefore, energy should be used more productively. In recent years non linear loads such as switching mode and uninterrupted mode power supplies, electronic ballasts which are widely used in power appliances, distorted the mains current and voltage by causing harmonic currents. In the meanwhile above mentioned non-linear loads may cause deteriorations on the appliances which are connected to the same grid such as microprocessors, personal computers e.t.c. So that, qualified use of energy has been gained importance. There are national and international mandatory standarts about power factor and harmonics for qualified energy and its productivity. In recent years, to fulfil those standarts, power factor correction (PFC) circuits have been being studied intensely both academic and industrial areas.

Passive filters had been used as a power factor corrector for many years. Beside active filters, PFC circuits based on high frequency AC-DC converters have been being studied. Passive filters are bulky and active filters are expensive and complicated. Due to bulky structure of passive filters and expensive price and complicated structure of active filters, the attention on the high frequency power factor correctors based on AC-DC converters is increased in the academic and industrial areas.

PFC circuits based on high frequency AC-DC converters could basically be single stage and two stages. Also, it could work on continuous current mode (CCM) and discrete current mode (DCM). There are two switches and two control loops on two stages PFC circuits and the power processed to output twice. On single stage PFC circuits, there is one control loop and generally one switch is used and some part of power is transferred to the output by being processed just for once. Especially in CCM, loss of switches and EMI become prominent. Two stages PFC circuits are cost. For the aboved mentioned reasons, single stage PFC circuits which provide soft switching (SS) and direct power transfer (DPT) are drawn attention especially in low power applications in last years.

A new single stage PFC circuit which has provides DPT and work with DCM, based on resonant circuit and SS, has been presented on this study. In that circuit, two switches and one control loop with the aim of PFC and regulation have been used. PFC and SS have been provided with sinusoidal currents whose amplitude is proportionally mains voltage through first switch and resonant circuit. Both voltage regulation and DPT have been provided based on resonance through second switch. Theoric analyses of the proposed circuit has been presented and mentioned analyses have been corrected by simulation and observational solutions.

Key words: Power factor correction (PFC), direct power transfer (DPT), single stage PFC circuits, resonance, soft switching.

1.1 Literatür Özeti

Gün geçtikçe artan teknolojik gelişmeler ve toplumun refah düzeyi sayesinde, elektrikli cihazların kullanımı gittikçe artmakta, daha fazla enerji tüketilmekte ve enerji kaynakları hızlıca tükenmektedir. Bu nedenle enerjinin daha verimli kullanılması gerekmektedir. Günlük hayatımızda kullanılan anahtarlama ve kesintisiz güç kaynakları, güç dönüştürücü devreleri, elektronik balastlar, akümülatör şarj ve deşarj sistemleri v.b. lineer olmayan yükler, çektikleri harmonikli akımlar nedeniyle şebekeyi bozmaktadır. Aynı zamanda bu akımlar, şebekenin ve şebekeye bağlı bilgisayar, mikroişlemci v.b. hassas cihazların bozulmasına neden olmaktadır. Bu nedenle enerjinin daha kaliteli kullanılması giderek artan bir şekilde önem kazanmaktadır.

Enerjinin kaliteli ve verimli kullanılması açısından, ulusal ve uluslararası düzeyde, güç faktörü ve harmonik içerikler için çeşitli sınırlamalar ve standartlar geliştirilmiştir. İstenilen değerlerde güç faktörü ve harmonikleri sağlamak üzere Güç Faktörü Düzeltme (PFC) devreleri, son yıllarda akademik ve endüstriyel olarak çalışılan önemli konulardan birisi olmuştur. Pasif ve aktif filtreler, yıllardır güç faktörü düzeltme devreleri olarak yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. Aktif filtreler, şebekeden çekilen akımı her an izleyerek, şebekenin sinüs şeklinde akım çekmesini sağlayacak şekilde çalıştırlarından kontrolü zor ve oldukça karmaşık yapıdadır. Pasif filtreler, ağır ve hantal olma, geç dinamik cevap verme süresine sahip olma ve geniş yük aralığında kullanılamama gibi özelliklere sahiptir. Bu sebeplerden dolayı yüksek frekanslı, akımın dalga şeklini sinüse

Tek aşamalı gerçekleştirilen PFC devrelerinde, verimin artırılması amacıyla, giriş gücünün büyük bir kısmının çıkışa doğrudan aktarıldığı çalışmalara olan ilgi artmıştır. Bu sayede gücün çıkışa işlendiği her bir devrenin elemanlarının boyut ve maliyeti, işledikleri güce bağlı olarak, iki aşamalıya göre daha düşük olacaktır [7]. Doğrudan Güç Transferi (DGT, DPT) olarak da bilinen bu yöntem, iki yönlü dönüştürücüler kullanılması, enerjinin paralel olarak işlenmesi, seri DC-DC dönüştürücü kullanılması, güç bloklarının yerlerinin değiştirilmesi gibi yöntemler ile gerçekleştirilebilir [8].

1.2 Tezin Amacı

Bu tezde, literatürde bulunan PFC devrelerinden farklı olarak, PFC işleminin rezonans temelli bir devre ile gerçekleştirilmesi ve aynı zamanda rezonans temelli bir dönüştürücü ile verimin artırılması amacıyla doğrudan güç transferi ve sıkı çıkış gerilimi regülasyonu amaçlanmıştır. Bu amaca bağlı olarak, rezonans devreli ve yumuşak anahtarlama tek aşamalı yeni bir güç faktörü düzeltme devresi geliştirilmiş ve gerçekleştirilmiştir. Geliştirilen yeni devrenin düşük güçlü uygulamalar için yararlı olacağı düşünülmüştür. Günümüzde enerjinin verimli ve kaliteli kullanılması önemli konulardan birisi haline geldiğinden, çalışmanın bilim ile teknolojiye ve böylece toplumun refah düzeyine önemli katkı sağlanması hedeflenmektedir.

1.3 Hipotez

Tek aşamalı PFC devrelerinde, güç faktörünü düzeltmenin yanı sıra, verimi artırmak amacıyla doğrudan güç transferinin gerçekleştirilmesi de önemlidir. Doğrudan güç transferi, ileri yönlü veya geri dönüşlü dönüştürücüler kullanılarak gerçekleştirilmektedir. Bu çalışmada sağlanması gereken ve istenen özellikler etrafı bir şekilde aşağıdaki gibi sıralanabilir.

- Şebekeden çekilen akım, her bir anahtarlama anında tepe değeri şebeke geriliminin tepe değeri ile doğrudan orantılı ve tamamen rezonansa bağlı olmalıdır.
- İleri yönlü ve geri dönüşlü dönüştürücülerin özelliklerini kullanarak, giriş gücünün büyük bir kısmı doğrudan çıkışa aktarılmalı, gücün kalan kısmı

depolama kondansatörü üzerinden çıkışa iki seferde işlenerek çıkış gerilimi regülasyonu sağlanmalıdır.

- PFC anahtarı ile doğrudan güç transferi ve gerilim regülasyonunu sağlayan anahtarlar üzerinde ilave gerilim stresi olmamalıdır.
- PFC konusunda güce bağlı olarak uluslararası standartları sağlamalıdır.
- PFC işlemini gerçekleştiren anahtarın yumuşak bir şekilde ilettime ve kesime girmesi sağlanmalıdır.
- Depolama kondansatörü gerilimi uluslararası standartları sağlamalıdır.

HARMONİK VE GÜÇ FAKTÖRÜ KAVRAMI

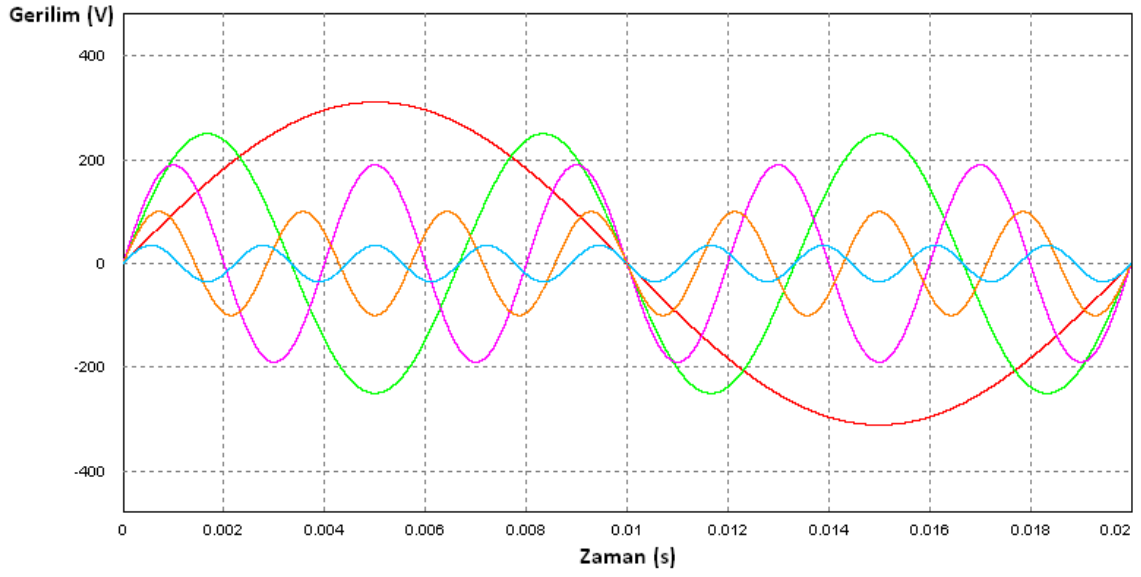
2.1 Harmonik Kavramı

2.1.1 Harmonik Tanımı

Elektrik enerjisinin büyük bir kısmı sanayi ve yerleşim yerlerindeki cihazlar tarafından tüketilmektedir. Bu cihazların birçoğu AC gerilim ve akım ile beslenmektedir. Buna bağlı olarak, elektrik üretim tesislerinde üretilen ve dağıtılan gerilim ile tesislerden çekilen akımın dalga şeklinin, sabit ve belirli bir frekansta sinüs formunda olması gerekmektedir.

Son yıllarda kullanımı gittikçe artan lineer olmayan yükler, şebekeden çekilen akımın dalga şeklinin bozulmasına, akımın farklı frekans ve genliklerde akım bileşenleri içermesine neden olmaktadır. Şebeke endüktansının belirli bir değere sahip olduğunu düşünürsek, bu akım bileşenleri, diğer yüklerin de beslendiği ortak barada gerilimin dalga şeklinin bozulmasına ve harmonik bileşenler içermesine sebep olur. Bu durum aynı baradan beslenen diğer cihazların çalışmasını olumsuz yönde etkiler [9].

Harmonik, herhangi bir sinüzoidal dalga şeklinde, ana frekanstan farklı olarak çeşitli frekans ve genlik değerlerine sahip sinüzoidal dalgalara verilen isimdir. Frekans değerleri ana frekansın katlarına, gerilim değerleri ise dalga şeklinin Fourier analizine bağlıdır. Fourier analizi, verilen herhangi bir dalga şeklinin içerdiği, ana bileşen ile diğer bileşenlerin bulunmasında sıkça kullanılan bir yöntemdir.



Şekil 2.1 Çeşitli frekanslarda harmonik bileşenler

2.1.2 Harmonik Üreten Kaynaklar

Günümüzde kullanılan ve harmonik bileşenlere sahip akım çekilmesine neden olan lineer olmayan bazı yükler aşağıdaki gibidir.

- DC gerilim kaynakları,
- Kesintisiz güç kaynakları (KGK, UPS),
- Elektronik balastlar (EB),
- Elektrik makinelerinin oluk ve dişleri,
- Motor sürücüleri,
- Frekans dönüştürücüleri,
- Bilgi işlem sistemleri,
- Manyetik devrelerin doyumda kullanılmaları,
- Ark ocakları,
- Kaynak makineleri,
- Statik VAR generatörleri.

2.1.3 Harmoniklerin Olumsuz Etkileri

Günümüzde elektrik enerjisinin tüketilmesi, teknolojinin ve elektrikli cihazların gelişmesi sebebiyle, hızla artmaktadır. Aynı zamanda tüketiciler, elektrikli büyüklüklerin, cihazların düzgün çalışmasını sağlayacak şekilde olmasını ister. Buna bağlı olarak elektrik üretici firmaları da elektrik enerjisini, en verimli ve kaliteli bir biçimde tüketicilere ulaştırmalıdır. Ancak oluşan harmonikler, sistemde ciddi sorunlara neden olarak, her iki taraf için de gücün kalitesini düşürmektedir. Bunun sonucunda güç kalitesi kavramı, hem üreticiler hem de tüketiciler için gittikçe artan bir öneme sahip olmaktadır.

Harmoniklerin, güç kalitesini önemli ölçüde etkilediği belirgin bir gerçektir. Bu sebeple harmoniklerin etkileri, ya çeşitli ilave devrelerle en aza indirgenmeli ya da harmonik üreten kaynaklar en az harmonik üretecek şekilde tasarlanmalıdır. Harmoniklerin sisteme etkilerinden bazıları aşağıdaki gibidir.

- Yüklerin ortak olarak beslendiği barada gerilimde bozulmalara sebep olması,
- Kayıpların artması,
- Isınma,
- Kontrol sinyallerinin bozulması,
- Hassas cihazların bozulması,
- Daha büyük güçlerde trafo kullanımı,
- Daha büyük kesitlerde hat kullanımı,
- Şebeke rölelerinin yanlış çalışması,
- Manyetik devrelerde frekansa bağlı kayıpların artması,
- Rezonansa sebep olarak aşırı akımlar çekilmesi,
- Yüksek frekanslarda, kondansatörlerin empedansının düşmesi sonucunda oluşan aşırı akımlarda kondansatörün delinmesi.

Tüm bu sorunlar göz önüne alındığında, harmonik içerikler için ulusal ve uluslararası bazı sınırlamalar ve standartlar oluşturulmuştur. Oluşturulan bu standartlardan en yaygın, Avrupa'da ve ülkemizde de kullanılan EN 61000-3-2 standardıdır. Bu standart, faz başına akımı 16A' den küçük tek fazlı sistemleri veya üç fazlı tüm yükleri

kapsamaktadır. Çekilen akımların değeri her bir faz için 16A ile 75A arasında olan cihazlar için ise IEC 61000- 3- 12 standartları geliştirilmiştir [10], [11].

2.1.4 Harmonik Standartları

Harmonik standartları çeşitli yük sınıflarına göre belirlenir. Genel olarak yük sınıfları, bir devrede harmonik kaynağı olabilecek olan elemanların, devrede bulunma sayılarına, ne kadar süre devrede bulunduklarına, harcadıkları güce ve şebekeden çektikleri akımın dalga şekillerine göre A, B, C ve D sınıfları olmak dörde ayrılır.

Çizelge 2.1 IEC 61000- 3- 2 standardına göre yük sınıfları

SINIFLAR	İÇERİK
A Sınıf	Dengeli üç fazlı yükler, Ses cihazları, B, C, D sınıflarına girmeyen elemanlar.
B Sınıf	Profesyonel olmayan ark kaynakları, Taşınabilir cihazlar.
C Sınıf	Aydınlatma cihazları.
D Sınıf	75 W ile 600W arasında, Kişisel bilgisayarlar ve ekranları, Televizyon alıcıları.

Çizelge 2.2 Harmonik sınırları [11]

Harmonikler [n]	Sınıf A [A]	Sınıf B [A]	Sınıf C [Temel bileşenin %'si]	Sınıf D [mA/W]
Tek Harmonikler				
3	2.3	3.45	30 . Güç Fak.	3.4
5	1.14	1.71	10	1.9
7	0.77	1.155	7	1
9	0.4	0.6	5	0.5
11	0.33	0.495	3	0.35
13	0.21	0.315	3	3.85/13
$15 \leq n \leq 39$	$0.15 \cdot 15/n$	$0.225 \cdot 15/n$	3	$3.85/n$
Çift Harmonikler				
2	1.08	1.62	2	-
4	0.43	0.645	-	-
6	0.3	0.45	-	-
$8 \leq n \leq 40$	$0.23 \cdot 8/n$	$0.345 \cdot 8/n$	-	-

Çizelge 2.2' de cihaz sınıflarına göre harmonik limitleri verilmiştir. Burada A ve B sınıfı yükler için akım olarak belirlenen sınırlamalar, C ve D sınıfı yükler için güç olarak belirtilmiştir. D sınıfındaki yükler için sınırlamalar, Çizelge 2.1' de belirtildiği gibi 75 W ile 600 W arasındaki güçler için geçerlidir. 75 W'ın altındaki güçler için herhangi bir sınırlama yoktur. Çizelge 2.1 ve Çizelge 2.2'de belirtildiği gibi aydınlatma cihazları için harmonik limitleri, temel bileşenin yüzdesine göre belirlenmektedir.

Harmonik konusunda ilgi çeken diğer önemli bir kavram distorsiyondur. Distorsiyon, bir dalga şeklinde, ana bileşenin yanında farklı frekanslardaki bileşenlerin hangi oranda bulunduğunu veren bir ölçüttür.

$$THD = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}{I_1^2}} \quad (2.1)$$

Toplam Harmonik Distorsiyon (THD) adı verilen bu ölçüt (2.1) için çeşitli sınırlamalar getirilmiştir. Bu sınırlamalar, yüksek ve düşük güçlü uygulamalar için farklı değerler almaktadır. Buna bağlı olarak, IEEE Power Engineering Society tarafından 2002 yılında hazırlanan sınırlamalara göre, yüksek güçlü uygulamalar için en yüksek THD değeri %15 iken, düşük güçlü uygulamalarda bu değer en yüksek %30'dur.

Lineer olmayan yükler tarafından şebekeden çekilen harmonik akımlar, aynı zamanda sistemin güç faktörünü de olumsuz etkilemektedir.

2.2 Güç Faktörü Kavramı

2.2.1 Güç Faktörü Tanımı

Günümüzde kullanılan cihazlar, bağlı oldukları şebekeden, sinüzoidal veya sinüzoidal olmayan (non - sinüzoidal) akımlar çekmektedir. Sinüzoidal akım çeken yüklerde, gerilim ile akımın aynı fazda olmadığı durumlarda, gücün akış yönünde değişiklik olur ve aktif güç yükte harcanırken, faz farkından dolayı oluşan reaktif güç yükte harcanmadan şebekeye geri verilir. Sinüzoidal olmayan akım çeken yüklerde ise, aktif gücün dışında reaktif güç ile akımdaki harmonik bileşenler sebebi ile şebekeden, kayba ve ısınmaya dönüşen güçler çekilir.

Şebekeden çekilen gücün etkin ve verimli bir şekilde kullanılması, güç faktörü kavramını oluşturmuştur. Buna göre güç faktörü, şebekeden çekilen ve yük tarafından işe dönüşen aktif gücün, şebekeden çekilen toplam güce oranını veren ifadedir. Bu ifadenin 1 olması reaktif güç ile harmonik akımların 0 olduğunu gösterir.

$$\text{Güç Faktörü (GF, PF)} = \frac{\text{Aktif Güç}}{\text{Toplam Güç}} = \frac{P}{S} \quad (2.2)$$

Şebekeden çekilen aktif güç, gerilim ve akımın ana bileşenlerinin efektif değerleri ile aralarındaki faz farkı cinsinden ifade edilir.

$$P = V_{1\text{ eff}} I_{1\text{ eff}} \cos \phi_1 \quad (2.3)$$

Şebekeden çekilen toplam güç ifadesi, gerilim ve akımın, tüm harmonikli bileşenlerini içermek üzere, efektif değerlerine bağlıdır.

$$S = V_{eff} I_{eff} \quad (2.4)$$

Güç faktörü, (2.3) ve (2.4) eşitliklerinden yararlanılarak, genel olarak aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$PF = \frac{V_{1\,eff} I_{1\,eff} \cos \varphi_1}{V_{eff} I_{eff}} \quad (2.5)$$

Genel olarak (2.5) eşitliğinde belirtilen güç faktörü, gerilimde harmonik bileşenlerin olmadığı durumlarda sadeleştirilebilir.

$$PF = \frac{I_{1\,eff}}{I_{eff}} \cos \varphi_1 \quad (2.6)$$

Bu durumda güç faktörü, (2.6) eşitliğine göre akımdaki harmonik bileşenlere ve gerilim ile akımın temel bileşenleri arasındaki faz farkına bağlıdır. Önceden de bahsedildiği gibi harmonik bileşenler, dalga şeklinin sinüs formundan uzaklaşmasına ve bozulmasına sebep olur. Buna göre (2.6) eşitliğinin ilk terimi bozulma faktörünü verir. Gerilim ile akımın temel bileşenleri arasındaki faz farkı ise kayma faktörü olarak adlandırılır. Bunun sonucunda (2.6) eşitliği, aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$PF = k_{boz} k_{kay} \quad (2.7)$$

Günümüzde harmonik üreten cihazların kullanım alanlarının artmasına bağlı olarak, güç faktörü düşmektedir. Buna bağlı olarak enerjinin kaliteli ve verimli bir şekilde kullanılması bakımından, güç faktörü düzeltme devreleri üzerine yapılan çalışmalar önem kazanmaktadır. Geçmişten günümüze birçok güç faktörü düzeltme yöntemleri geliştirilmiş ve hem endüstriyel hem de akademik olarak geliştirilmeye devam edilmektedir.

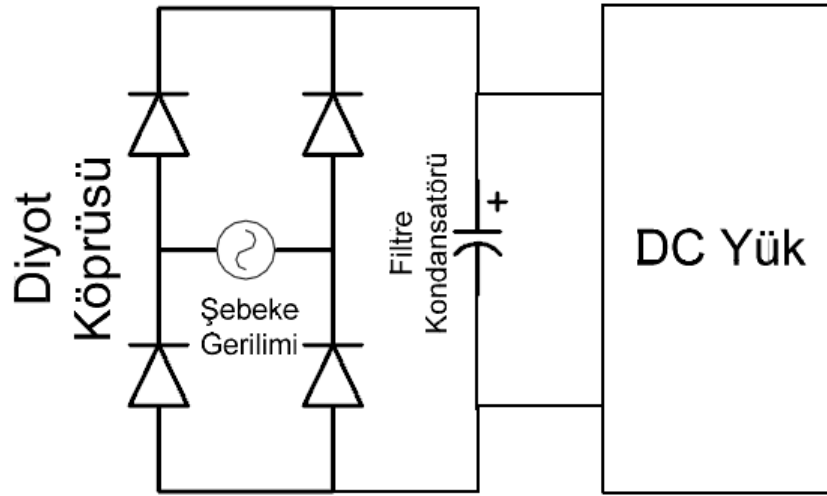
2.2.2 Güç Faktörü Düzeltme (PFC) Yöntemleri

Güç faktörünün düzeltilmesi, şebekeden çekilen akımın dalga şeklinin, gerilim ile aynı fazda ve sinüs veya sinüse yakın olması demektir. Omik karakterli yüklerin şebekeye doğrudan bağlanması sonucunda, gerilim ile aynı fazda ve tam sinüs şeklinde akım

çekilir. Bu durumda şebekeden çekilen gücün tamamı aktif, işe yarayan güçtür. Buna bağlı olarak güç faktörü düzeltme devreleri, şebekeye bağlı harmonik üreten kaynakların, şebekeye karşı omik karakterli yük gibi davranması sağlamak için oluşturulur. Bu sebeple, bugüne kadar birçok yöntem geliştirilmiştir. Güç faktörü düzeltme yöntemleri olarak adlandırılan bu yöntemler; pasif filtreler, aktif filtreler ve yüksek frekanslı aktif güç faktörü düzeltme devreleri olarak sınıflandırılır.

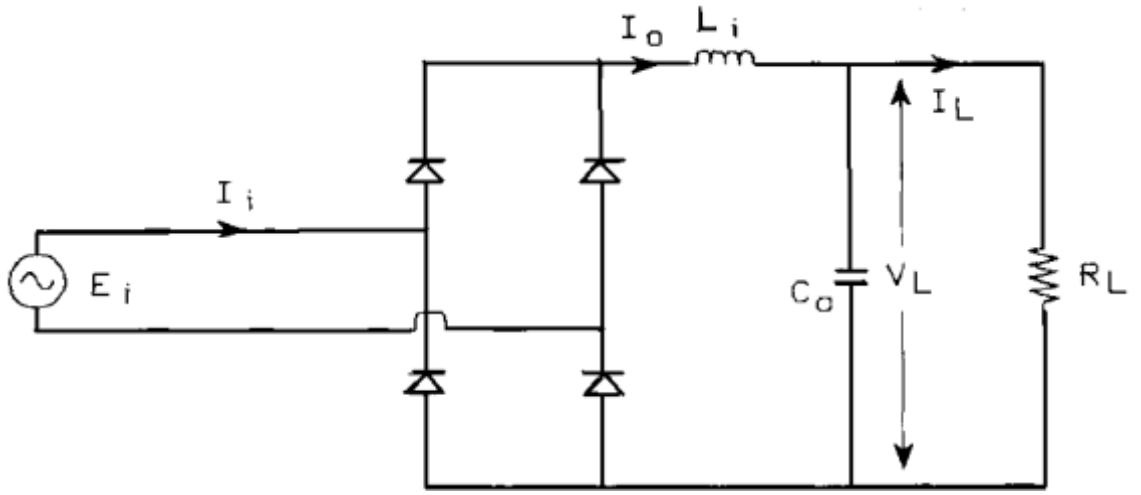
2.2.2.1 Pasif Filtreler

Günümüzde DC yükleri beslemek üzere, Şekil 2.2’de gösterilen tek fazlı AC şebekeye bağlı kontrolsüz köprü doğrultucuların kullanımı gittikçe yaygınlaşmıştır. Ancak bu tür devrelerde, yük omik olsa dahi güç faktörü 0.9 değerlerinde olmakta, omik - endüktif yüklerde bu değer daha da düşmektedir. Bu devrelerde kondansatörün sadece şebeke geriliminin belirli bir değerin üzerinde olduğu anlarda akım çekmesi, girişten çekilen akımın oldukça harmonikli olmasına ve dolayısıyla güç faktörünün düşmesine neden olmaktadır [12].

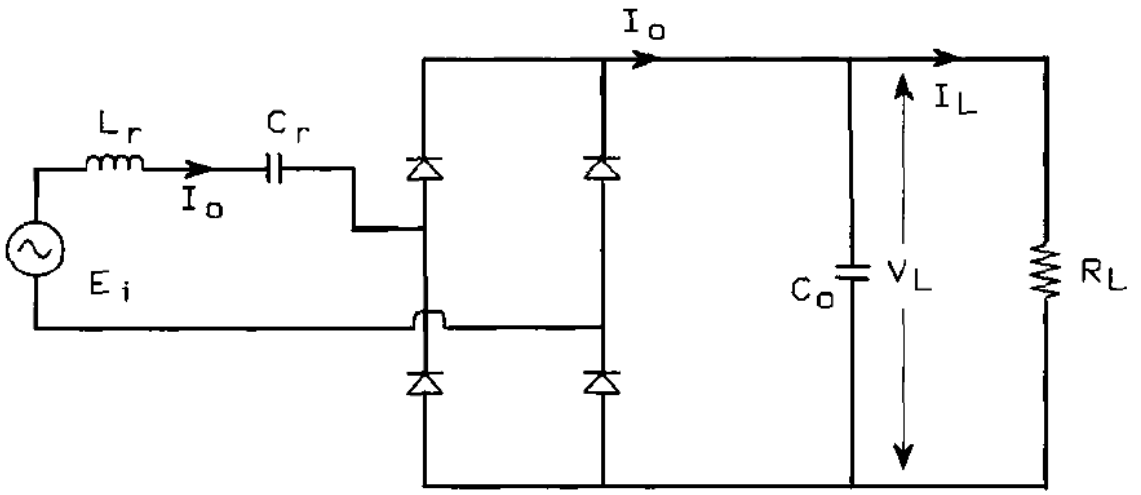


Şekil 2.2 Tek fazlı tam köprü kontrolsüz doğrultucu

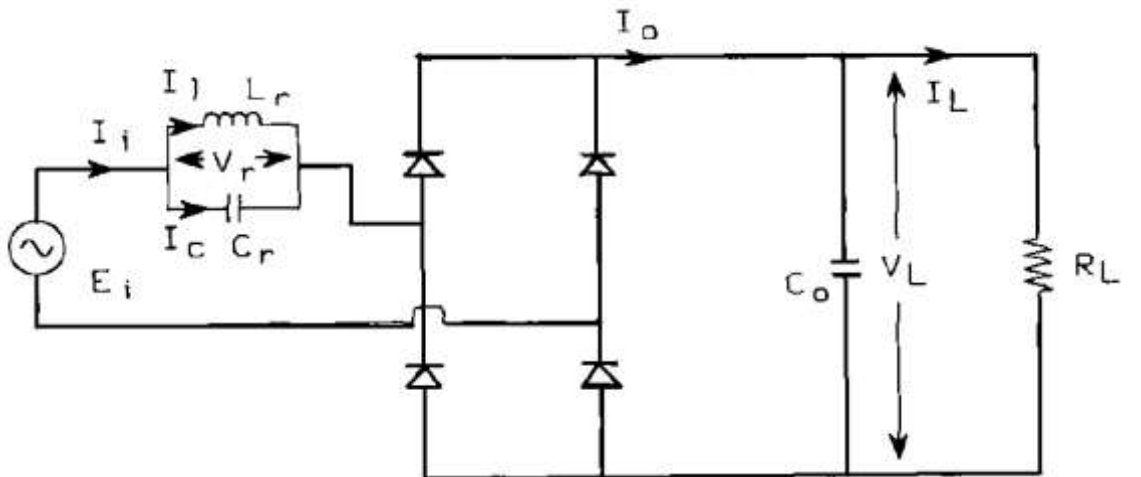
Pasif filtreler güç faktörünü düzeltmek amacıyla kullanılan ve bilinen ilk yöntemdir. Kullanılan pasif filtreler; giriş pasif filtre metodu, rezonans tabanlı giriş pasif filtre metodu ve ferro rezonans giriş pasif filtre metodu olmak üzere üçe ayrılır. Bu yöntemler, yapı basitliği, ucuz maliyeti, kolay uygulanabilme, analiz edilebilme ve anlaşılabilme gibi özellikleri nedeniyle çokça tercih edilmişlerdir [13].



(a)



(b)



(c)

Şekil 2.3 Genel (a), rezonans tabanlı (b) ve geliştirilmiş rezonans tabanlı (c) pasif filtreler [13]

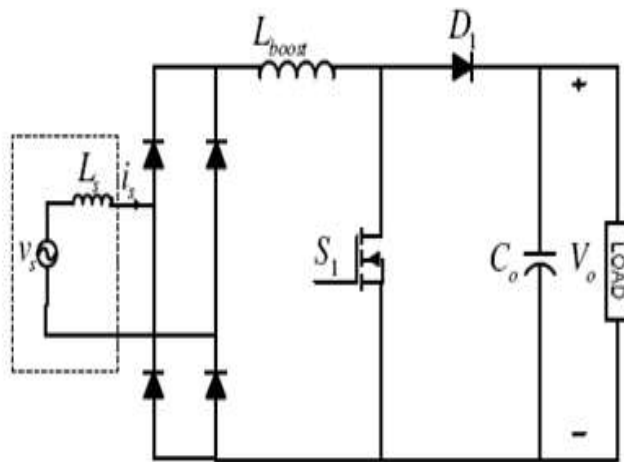
Pasif filtrelerin düşük güçlerde kullanılması, sahip oldukları özellikleri bakımından daha uygun iken, güç yükseldikçe ağır ve hantal olmaları, geç dinamik cevap verme sürelerine sahip olmaları, belirli bir frekansta çalışabilme, maliyet açısından pahalı olmaları ve tüm yük koşullarında çalışamama gibi dezavantajlara sahip olmaktadır [1], [2], [3].

2.2.2.2 Aktif Filtreler

Aktif filtreler, giriş akımının dalga şeklini izleyip, gerekli harmonik bileşene sahip akımı sisteme enjekte ederek, giriş akımının tam sinüse yaklaştırılmasını amaçlayan devrelerdir. Bu tür devreler, çok yüksek güçlerde karşımıza çıkmakta olup, akımın dalga şeklini temel alarak, akımın birden fazla harmonik bileşenine göre güç faktörünü düzelttiği için oldukça karmaşık yapıdadır.

2.2.2.3 Yüksek Frekanslı Aktif PFC Devreleri

Yüksek frekanslı aktif güç faktörü düzeltme devreleri, tek veya üç fazlı sistemlerde, bir diyot köprüsü ile bir DC – DC dönüştürücüden oluşur. Günümüzde bu amaçla yükseltici, düşürücü, yükseltici - düşürücü, sepic v.b. DC-DC dönüştürücüler kullanılmaktadır. Bu dönüştürücüler yüksek anahtarlama frekansına bağlı olarak, akımın dalga şeklini gerilim ile aynı fazda ve sinüse yaklaştırarak güç faktörünü düzeltmek amaçlı kullanılır. Bu dönüştürücülerden en yaygın kullanılanı, endüktansın giriş katında olması, basit yapısı ve kolay kontrol özellikleri nedeniyle yükseltici DC-DC dönüştürücüdür [14].

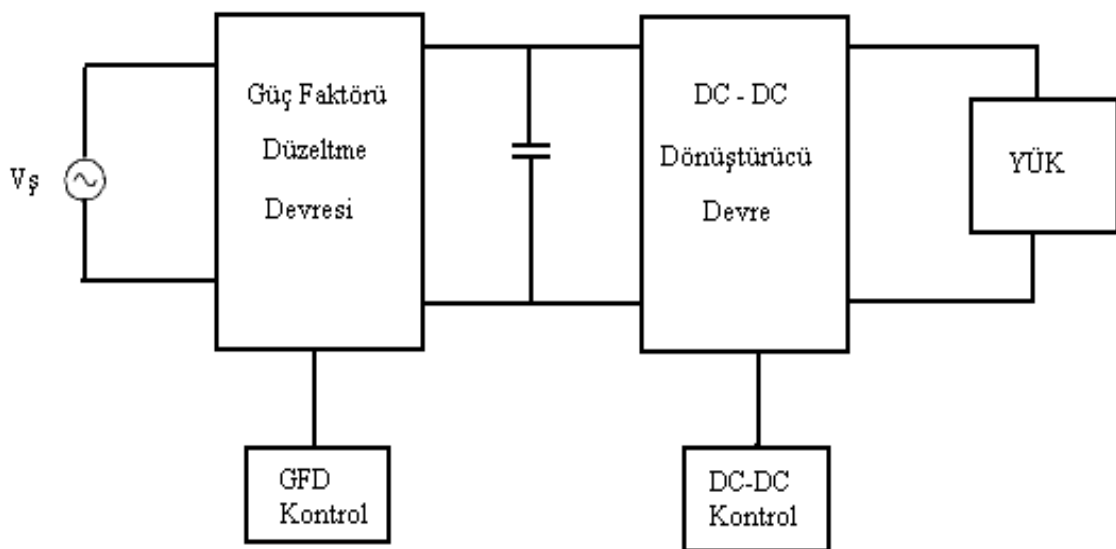


Şekil 2.4 Yükseltici dönüştürücülü genel bir aktif PFC devresi

Akımın dalga şeklini sinüse yaklaştırmasına rağmen, bu tür devrelerin çıkış katında endüktans olmaması sebebiyle, çıkış geriliminde dalgalanmalar olmaktadır. Bu dalgalanmalar, bazı hassas elektronik cihazların çalışmasını olumsuz yönde etkilemektedir. Bu sebeple sadece akımın dalga şeklinin sinüse yaklaştırılması uygulamalarda yeterli olmamakta ve gerilim regülasyonuna da gerek duyulmaktadır. Bundan dolayı, giriş akımının sinüse yaklaştırılması ve çıkış gerilimi regülasyonunu bir arada gerçekleştiren devreler yapılmıştır. Bu iki işlemin gerçekleştirildiği kontrol yapısına bağlı olarak, aktif güç faktörü düzeltme devreleri, iki veya tek aşamalı olarak gerçekleştirilir [7].

İki Aşamalı Aktif PFC Devreleri

Aktif PFC devrelerinde en çok kullanılan yöntem iki aşamalı PFC devreleridir. Bu devrelerde, PFC ile çıkış gerilimi regülasyonu işlemleri, farklı devreler ile ayrı ayrı kontrolörler tarafından gerçekleştirilir. Giriş akımını sinüse yaklaştıran ve çıkış gerilimi regülasyonunu gerçekleştiren devrelerin kontrol yapılarının birbirinden bağımsız olması, her iki işlemin de sonucunun kaliteli olmasını sağlamaktadır. Bu sebeple, iki aşamalı aktif PFC devreleri, giriş akımının tüm standartları sağlaması, uluslararası giriş gerilimlerinde uygulanabilirliği ve depolama kondansatörünün geriliminin kontrolü gibi avantajlara sahiptir [8].

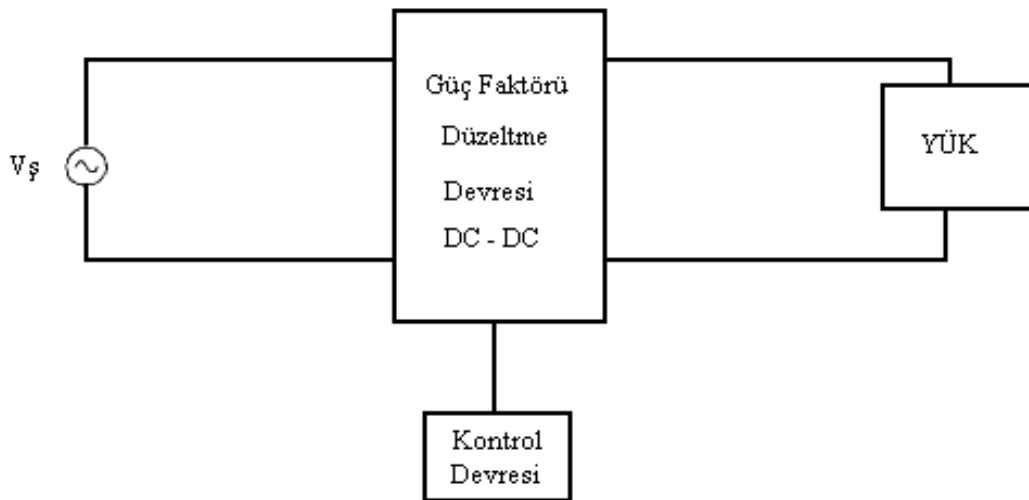


Şekil 2.5 İki aşamalı aktif PFC devresinin genel blok şeması

İki aşamalı PFC devrelerinde, Şekil 2.5’de görüldüğü gibi giriş gücü çıkışa iki seferde aktarılır. Bu durumda her iki aşamada da seçilecek yarı iletken elemanlar ve anahtarlar, çıkış gücüne göre belirlenirler. Ayrıca bu devreler, kullanılan elemanların fazla olması, gücün iki seferde çıkışa aktarılmasına bağlı olarak verimin düşmesi, maliyet açısından pahalı ve boyut olarak büyük olması gibi nedenlerden dolayı düşük güçlerde tercih edilmez. Düşük güçlü uygulamalarda, hem PFC hem de çıkış gerilimi regülasyonunu bir arada sağlayan tek aşamalı aktif PFC devreleri kullanılır [3].

Tek Aşamalı Aktif PFC Devreleri

Günümüzde düşük güçlü uygulamaların artması, tek aşamalı aktif PFC devrelerine olan ilgiyi de arttırmıştır. Bu yöntemde, PFC ve çıkış gerilimi regülasyonunu gerçekleştiren devreler, bir tek kontrol devresi ve genellikle bir tek anahtar kullanılacak şekilde birleştirilir. Buna bağlı olarak, düşük güçlerde tek aşamalı aktif PFC kullanımı, kullanılan elemanların azlığı, boyutların küçülmesi ve maliyetin düşmesi gibi özellikleri ile iki aşamalıya göre daha avantajlı olmaktadır. Bununla birlikte kullanılan elemanların akım ve gerilim stresleri, tüm yük ve giriş gerilimlerinde uygulanabilme, verim, izolasyon ve şebekeden çekilen akımın kalitesi de tek aşamalı aktif PFC devreleri için diğer önemli kavramlardır [4], [6].



Şekil 2.6 Tek aşamalı aktif PFC devresinin genel blok şeması

Bu tür devrelerde, tek olan kontrol devresinde sinyaller çıkış geriliminin regülasyonu amacıyla üretilir ve PFC işleminin kendiliğinden oluşması sağlanmaktadır. Bu durumda,

PFC devresinin çıkışında bulunan depolama kondansatörü gerilimi, düşük yüklerde ve yüksek giriş gerilimlerinde oldukça yükselmektedir. Devrenin frekansının artırılması ile kondansatör boyutu azaltılabilmekte ancak bu durumda artan anahtarlama frekansı başka sorunları oluşturmaktadır. Bu sorunun, anahtarlama frekansına bağlı olmaksızın aşılması konusunda akademik olarak birçok çalışma yapılmaktadır [4], [15], [16].

Tek aşamalı aktif PFC devrelerinin bazılarında güç, iki aşamalılarda olduğu gibi çıkışa iki seferde aktarılmaktadır. Bu durumda hem kullanılan elemanlar çıkış gücüne göre seçilir hem de devrenin toplam verimi, gücün tamamının çıkışa iki seferde işlenmesine bağlı olarak düşer. Bu sebeplerden dolayı son yıllarda gücün büyük bir kısmının çıkışa tek seferde aktarıldığı, kalan kısmının depolama kondansatörü üzerinden çıkışa iki seferde aktarıldığı devreler üzerine yoğun bir şekilde çalışılmaktadır.

Doğrudan güç transferi (DGT, DPT) veya paralel PFC devreleri olarak adlandırılan bu devreler, ilk zamanlarda kontrolü oldukça zor, endüktans ve anahtar sayısı oldukça fazla olan devrelerdi. Sonraki yıllarda yapılan çalışmalar ile kontrolü daha kolay ve yapı olarak daha basit DPT devreleri sunulmuştur [1], [2].

Bu devrelerde kullanım açısından en uygun dönüştürücü, çıkışında meydana gelen şebeke frekansının iki katındaki gerilim dalgalanmaları, çıkış gerilimi regülasyonu cevabının yavaş olması, çıkış kondansatörünün büyük boyutlarda olmasına rağmen, geri dönüşlü dönüştürücüdür. Geri dönüşlü dönüştürücü, sahip olduğu izolasyon, aşırı akım koruma, yumuşak yol alma, gücü tek aşamada çıkışa aktarabilme özellikleri nedeniyle uygulamalarda tercih edilir. Geri dönüşlü dönüştürücü dışında uygulamalarda benzer özelliklere sahip ileri yönlü dönüştürücülerin kullanıldığı uygulamalar da mevcuttur. Ancak ileri yönlü dönüştürücünün sadece giriş geriliminin, sekonder sargıya yansıyan geriliminin çıkış geriliminden büyük olduğu durumlarda çalışması giriş akımında bozulmalara neden olur [3], [17], [18].

GERİ DÖNÜŞLÜ - YÜKSELTİCİ TABANLI TEMEL VE ÖRNEK BİR TEK AŞAMALI PFC DEVRESİ

Düşük güçlü uygulamalarda maliyet ve boyut açısından avantajlı olan tek aşamalı devrelerin kullanımı giderek artmaktadır. Ancak, gücün çıkışa iki seferde işlendiği uygulamalar, verimi düşürmekte ve tek aşamalı devrelerin bu avantajlarını olumsuz yönde etkilemektedir. Buna bağlı olarak, giriş gücünün büyük bir kısmını bir defa işleyerek çıkışa aktaran devrelere olan ilgi artmıştır.

Bu çalışmada, verimi artırmak amacıyla doğrudan güç transferi oranını artıran, hem geri dönüşlü hem de yükseltici tür dönüştürücülerin özelliklerini bir arada bulunduran, yeni bir PFC hücresi tanımlanmıştır. Yeni önerilen PFC hücresinin kullanıldığı tek aşamalı AC-DC dönüştürücüler ile yeni bir AC-DC dönüştürücü ailesi oluşmuştur [3].

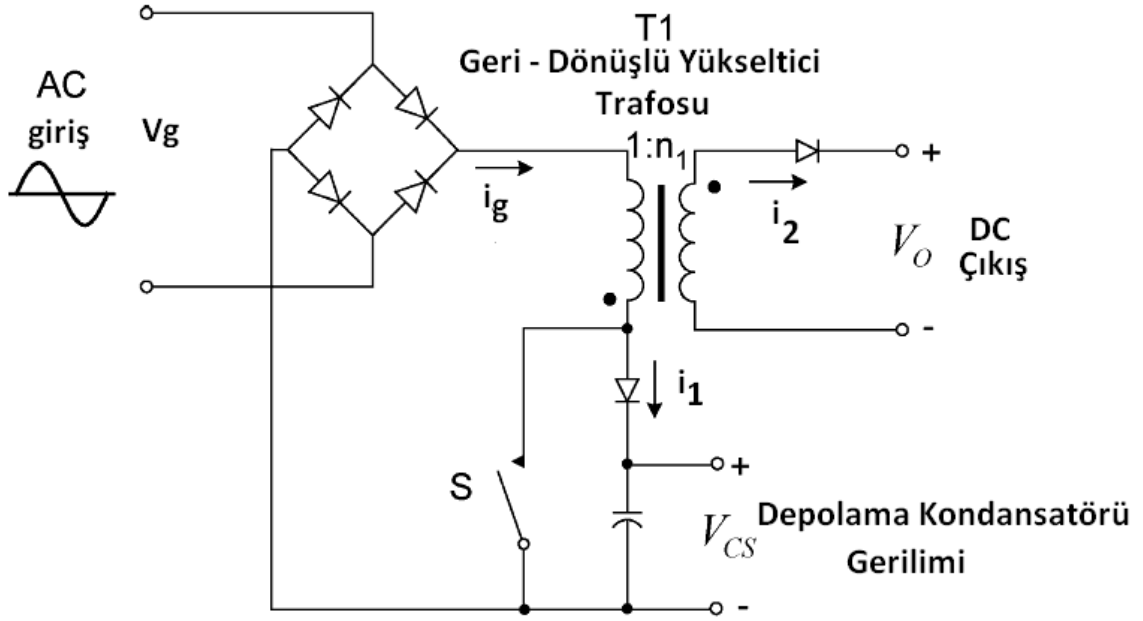
Tek aşamalı devrelerde, PFC işlemini gerçekleştiren devrenin çıkış kondansatörünün gerilimi, DCM çalışma şartları altında, ağır yüklerde ve düşük giriş gerilimlerinde oldukça yükselmektedir. Uygulamalarda genellikle güç elemanları bu kondansatör gerilimine maruz kaldıklarından, elemanların gerilim stresleri de artmaktadır. Yeni oluşturulan geri dönüşlü - yükseltici PFC hücresi ile kondansatörün gerilimi sınırlandırılarak bu sorun ortadan kaldırılmış, DCM ve CCM çalışmalarının birlikte yapılmasına olanak sağlanmıştır [3].

Yeni önerilen geri dönüşlü - yükseltici PFC hücresi, mevcut diğer devrelere göre daha basit yapılı, tek anahtarlı, kolay kontrollü ve daha uygulanabilirdir. Düşük güçlerden orta güçlere, adaptörler, kişisel bilgisayarlar v.b. uygulamalarda kullanılabilirler [3].

3.1 Geri Dönüşlü – Yükseltici PFC Hücresi ve Özellikleri

Gücün çıkışa bir seferde aktarıldığı PFC uygulamalarının genelinde verim oldukça yüksektir. Bu durumda devre yapılarının basit olması, uygulanabilirliği, kontrol yapısı ve kolaylığı önem kazanmaktadır. Geri dönüşlü dönüştürücü, doğrudan güç transferinin gerçekleştirilmesi bakımından, yapı basitliği, kontrol kolaylığı ve yumuşak yol alma özellikleri nedeniyle en basit dönüştürücüdür. Aynı zamanda geri dönüşlü dönüştürücü, DCM çalışma şartları altında sabit doluluk oranı ile çalıştırıldığında yükselticilerde olduğu gibi PFC işlemini de iyi bir şekilde gerçekleştirmektedir. Bu şekilde oluşturulan bir devrenin verimi %85 olmaktadır. Ancak, bu durumda çıkış gerilimi regülasyonu sağlanamamakta ve çıkış gerilimindeki dalgalanmalara bağlı olarak devrenin uygulanabilirliği azalmaktadır.

Böylece, PFC işlemi ile birlikte, giriş gücünün bir kısmının doğrudan çıkışa aktarılması ve kalan kısmının ise çıkış gerilimi regülasyonunu sağlamak amacıyla önce depolama kondansatörüne, daha sonra bir DC – DC dönüştürücü vasıtasıyla çıkışa aktarılması gerekmektedir. Aynı zamanda şebeke gerilimi kesildiğinde, devrenin regülasyon sınırları içerisinde belirli bir süre çalışmasını sağlamak için bu kondansatörün primer tarafta olması daha faydalıdır. Bu nedenlerden dolayı, hem geri dönüşlü hem de yükseltici tür dönüştürücün özelliklerini bir arada barındıran yeni bir PFC devresi tasarlanmıştır [3].



Şekil 3.1 Geri dönüşlü - yükseltici tabanlı PFC devresi [3]

Yeni önerilen geri dönüşlü - yükseltici devresi (Şekil 3.1), bir anahtar, bir kondansatör, bir endüktans ve iki diyottan oluşmaktadır. Bu hücrede kullanılan endüktans, mevcut yükseltici, düşürücü v.b. PFC hücrelerinin endüktanslarından farklı olarak, hem geri dönüşlü hem de yükseltici endüktansı olarak çalışacak şekilde tasarlanmıştır. Bu durumda, önerilen hücrede geri dönüşlü ve yükseltici olmak üzere iki çalışma modu oluşur [3].

3.1.1 Geri Dönüşlü Çalışma Modu

Şekil 3.1’de verilen devrede, aşağıdaki bağıntının geçerli olduğu aralıkta geri dönüşlü çalışma oluşur. Bu çalışma modunda, girişten çekilen güç doğrudan çıkışa aktarılır.

$$\left| V_g(t) \right| + \frac{V_o}{n_1} < V_{cs} \quad (3.1)$$

Bu aralıkta, S anahtarı iletimde iken, trafonun primer endüktansından geçen akım lineer olarak artar ve enerji depolanır. Anahtar kesime girdiğinde, önce sekonder endüktansına seri bağlı olan diyot iletime girdiğinden primer endüktansına seri bağlı olan diyot iletime giremez, böylece geri dönüşlü çalışma oluşur ve enerji sekonder sargı üzerinden doğrudan çıkışa aktarılır.

3.1.2 Yükseltici Çalışma Modu

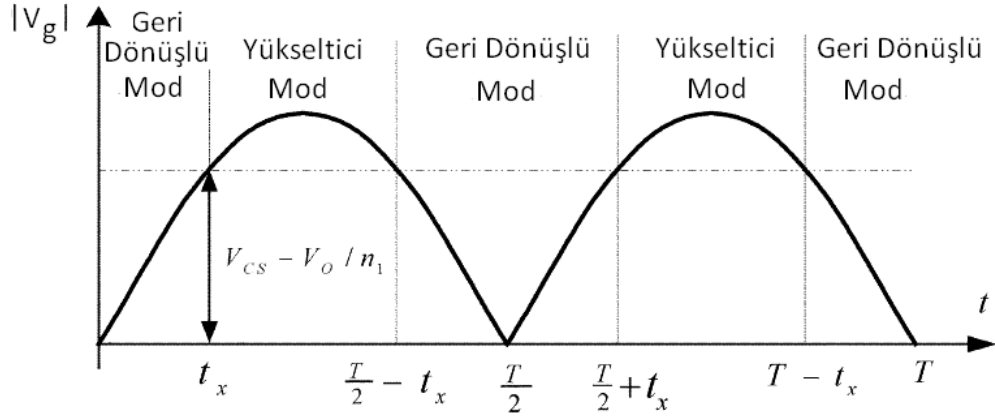
Şekil 3.1’de verilen devrede, aşağıdaki bağıntının geçerli olduğu aralıkta yükseltici çalışma oluşur. Bu çalışma modunda, girişten çekilen enerji depolama kondansatörüne aktarılır.

$$\left|V_g(t)\right| + \frac{V_o}{n_1} < V_{cs} \quad (3.2)$$

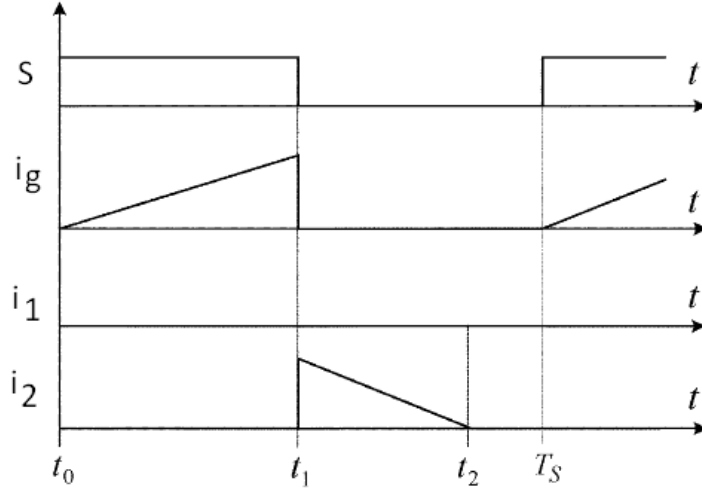
Bu çalışmada, S anahtarı iletimde iken yine trafonun primer endüktansından geçen akım lineer olarak artar ve enerji depolanır. Anahtar kesime girdiğinde, önce primer endüktansa seri bağlı olan diyot iletime girdiğinden sekonder endüktansa seri bağlı olan diyot iletime giremez, böylece yükseltici çalışma oluşur ve enerji primer sargı üzerinden depolama kondansatörüne aktarılır.

Sonuç olarak, Şekil 3.2(a)’da görüldüğü gibi, doğrultulmuş şebeke gerilimi belirli bir değerin altında iken geri dönüşlü çalışma oluşur ve enerji doğrudan çıkışa aktarılır, gerilim belirli bir değerin üzerinde iken yükseltici çalışma oluşur ve enerji kondansatöre aktarılır. Bu kondansatörde oluşan gerilim kullanılarak, başka bir DC – DC dönüştürücü ile çıkış gerilimi regülasyonu sağlanır. Böylece, enerjinin sadece regülasyonda kullanılan kısmı iki defa işlenerek çıkışa aktarılır.

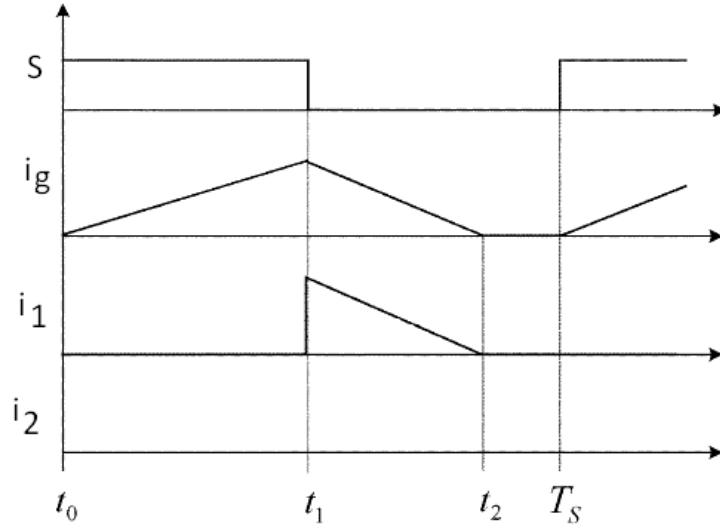
Hem geri dönüşlü hem de yükseltici dönüştürücüler, DCM çalışma şartları altında yüksek güç faktörü sağlar. Bu sebep ile geri dönüşlü - yükseltici PFC hücresi de DCM çalışma şartları altında güç faktörünü oldukça iyileştirmektedir. Tek aşamalı devrelerde DCM çalışma şartlarında depolama kondansatörü gerilimi, yüksek giriş gerilimleri ve hafif yüklerde oldukça yükselmektedir. Yeni önerilen geri dönüşlü - yükseltici hücresinde depolama kondansatörü sadece yükseltici çalışma modunda enerji depolamaktadır. En yüksek kondansatör gerilimi, giriş geriliminin en yüksek olduğu zamanda oluşmaktadır [3].



(a)



(b)



(c)

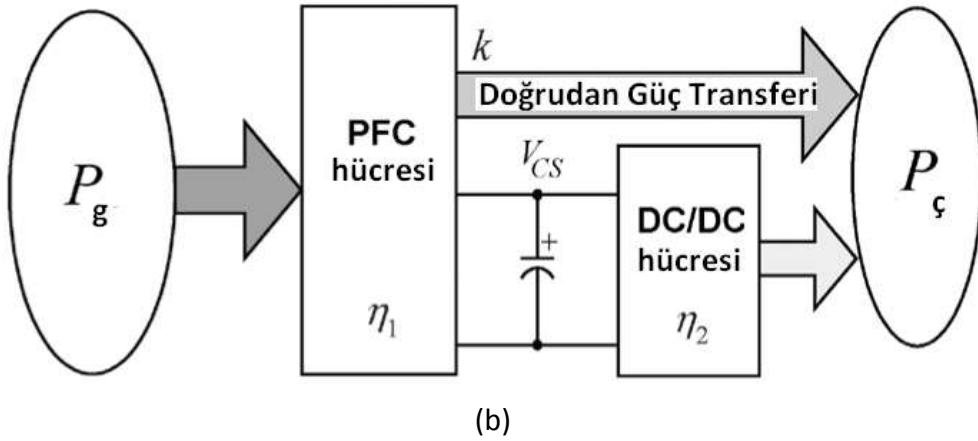
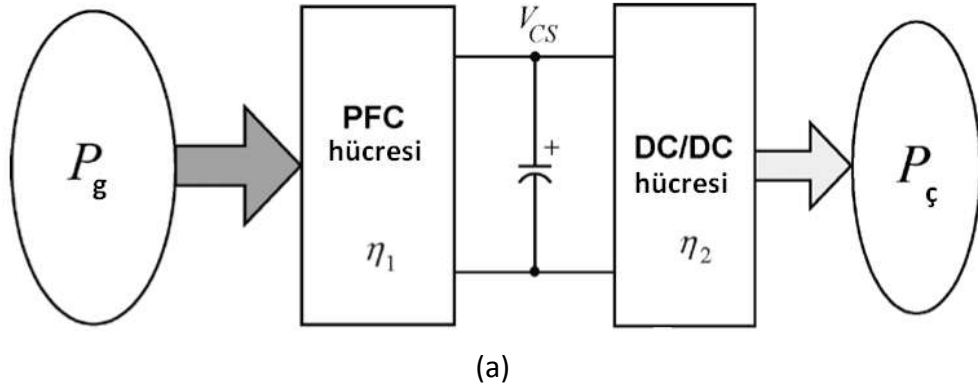
Şekil 3.2 Geri dönüşlü - yükseltici devresinin çalışma modları, (a) giriş gerilimine bağlı çalışma modları, (b) geri dönüşlü çalışma modu akım değişimleri, (c) yükseltici çalışma modu akım değişimleri [3]

$$V_{cs} = V_{g,tepe} + \frac{V_o}{n_1} \quad (3.3)$$

Depolama kondansatörünün gerilimi (3.3) eşitliğine göre, yüke bağlı olmaksızın en yüksek değerini, giriş geriliminin tepe noktasında alır. Bu gerilim yükseldikçe kondansatörün dolduğu yükseltici çalışma aralığı azalır ve gerilim otomatik olarak dengelenir. Böylece geri dönüşlü - yükseltici hücresi, giriş geriliminin yüksek değerlerde ve yükün hafif olduğu koşullarda bile rahatlıkla DCM şartları altında çalışabilmektedir.

3.2 Geri Dönüşlü - Yükseltici PFC Hücresinin Verim Analizi

İki aşamalı ve tek aşamalı Doğrudan Güç Transferini (DPT) sağlayan devrelere ait güç transferi diyagramları Şekil 3.3’de görülmektedir. Klasik iki aşamalı devrelerde giriş gücü, önce girişten depolama kondansatörüne, daha sonra depolama kondansatöründen çıkışa olmak üzere, iki defa işlenerek yüke aktarılır. Bu tür yapılarda gücün işlendiği her bir devrede kayıplar meydana gelmekte ve girişten çıkışa aktarılan güç düşmektedir. Tek aşamalı devrelerde ise, giriş gücünün bir kısmı bir defa işlenerek çıkışa doğrudan aktarılır, kalan kısmı ise regülasyon amacıyla başka bir DC-DC dönüştürücü vasıtasıyla, iki defa işlenerek çıkışa aktarılır ve böylece DPT sağlanmış olur.



Şekil 3.3 İki aşamalı (a) ve tek aşamalı ve DPT’li (b) devreler için güç transfer şemaları

Şekil 3.3’ten görüldüğü gibi, iki aşamalı ve DPT’li tek aşamalı devrelerin her ikisinde de iki adet dönüştürücü mevcuttur, ancak güç aktarımları farklıdır. Bu durumda, DPT yüzdesi k olmak üzere iki aşamalı ve DPT’li tek aşamalı devrelerin toplam verimleri, sırasıyla aşağıdaki gibi bulunur.

$$\eta = \eta_1 \eta_2 \quad (3.4)$$

$$\eta = \eta_1 \eta_2 + k \eta_1 (1 - \eta_2) \quad (3.5)$$

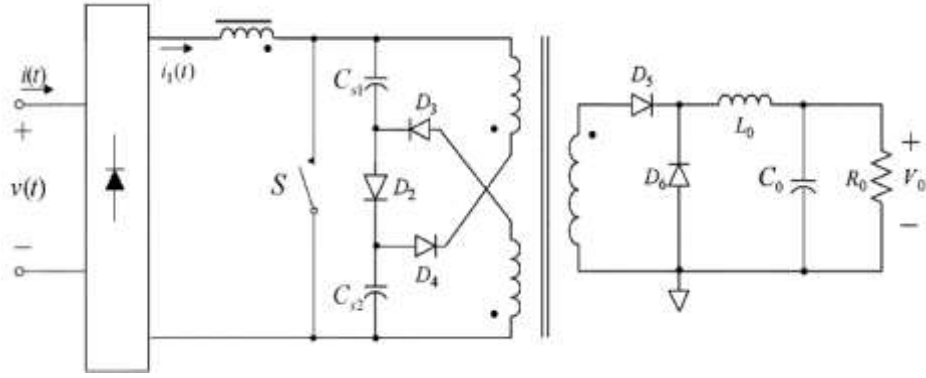
Burada k katsayısı PFC dönüştürücü çıkışındaki gücün yüzde kaçının doğrudan transfer edildiğini gösterir. Verilen toplam verim bağıntıları incelendiğinde, DPT’li tek aşamalı devrelerde verimin önemli ölçüde yükseldiği görülür. Bu durum, verim açısından tek aşamalı ve doğrudan enerji transferli devrelerin cazibesini artırmaktadır.

3.3 Geri DönüŖlü - Yükseltici PFC Devresi Kullanılarak OluŖturulan Yeni Devreler

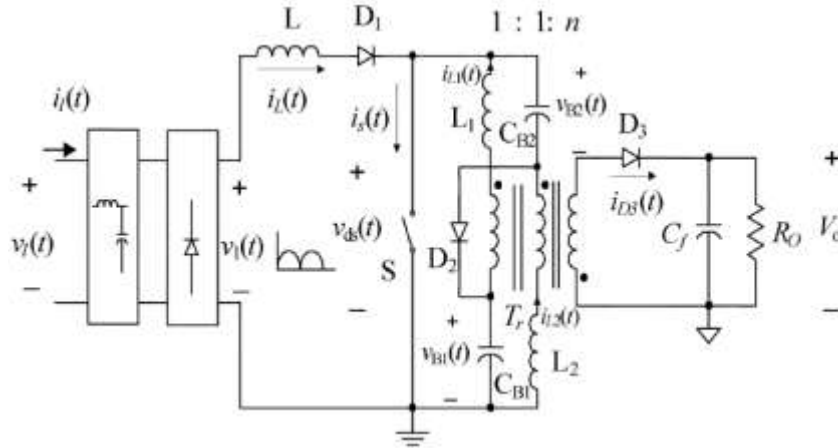
Geri dönüŖlü - yükseltici devresi, yükseltici, düşürücü, düşürücü - yükseltici, sepic v.b. devreler gibi kolayca AC – DC dönüŖtürücülere uygulanabilirler. Önerilen bu devreyle, diğeri devrelere benzer şekilde, güç faktörü düzeltme ve doğrudan güç transferi işlemleri gerçekleştirilebilir. Şekil 3.4’de literatürde sıkça rastlanan Russian topolojisi, basitleştirilmiş Russian topolojisi ve önerilen geri dönüŖlü – yükseltici devresi uygulanmış Russian topolojisi görölmektedir. Prensip olarak Russian topolojisi, ileri yönlü dönüŖtürücülerde anahtarın kesime girmesi esnasında, mıknatıslama ve kaçak endüktansların enerjilerinin geri kazanılması ve böylece aşırı gerilim piklerinin önlenmesi amacıyla geliştirilmiştir.

Şekil 3.4(a)’da verilen devrede, biri yükseltici ve diğeri ileri yönlü Russian olan iki dönüŖtürücü, tek anahtar ve tek kontrol devresi kullanılarak, PFC ve gerilim regölasyonu birlikte sağlanmaktadır. Bu devrede, tek anahtar ve tek kontrol sinyali ile yükseltici ve ileri yönlü dönüŖtürücüler tamamen bağımsız olarak çalışmaktadır. DPT mevcut değildir. Anahtar iletimdeyken, bir taraftan yükseltici endüktansında enerji depolanırken, aynı zamanda ileri yönlü dönüŖtürücü trafo vasıtasıyla çıkışa enerji aktarır. Anahtar kesimdeyken, bir taraftan yükseltici endüktansı kondansatörlere enerji aktarırken, aynı zamanda ileri yönlü trafosunun mıknatıslama ve kaçak endüktanslarının enerjileri kondansatörlere aktarılır. Bu durumda, bir taraftan yükseltici dönüŖtürücü PFC sağlarken, aynı zamanda ileri yönlü Russian dönüŖtürücü çıkış gerilimi regölasyonu sağlar [3].

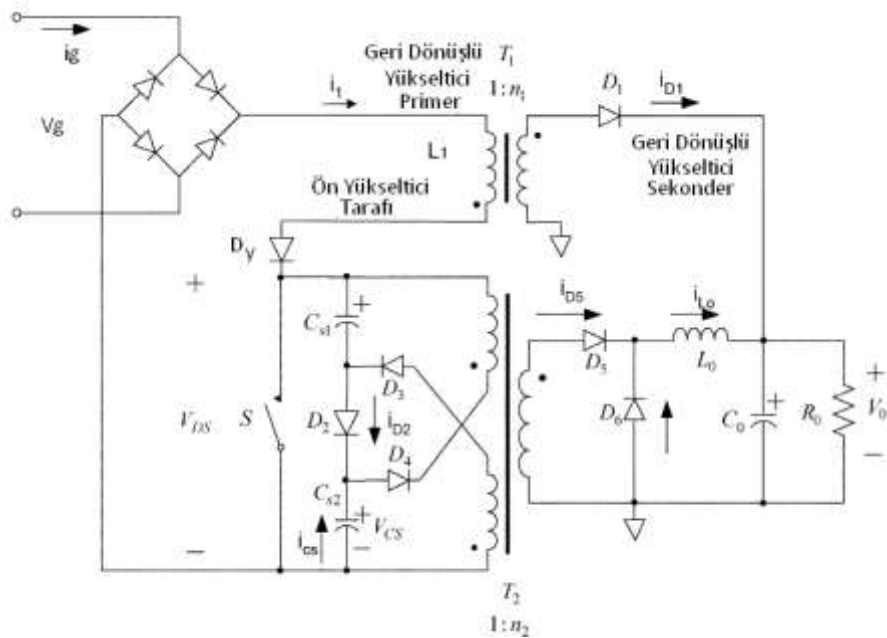
Şekil 3.4(b)’de verilen devre, (a)’daki devrenin basitleştirilmiş eşdeğeri olup, benzer şekilde çalışır. Burada, trafonun primer sargılarına eklenen endüktanslar, bu sargıların kaçak endüktansları olarak kabul edilir. Şekil 3.4(c)’ de verilen devre ise, önerilen geri dönüŖlü – yükseltici hücresi uygulanan Russian devresidir. Burada, önerilen devre, önceden anlatıldığı gibi giriş gerilimi belli bir değerin altında iken geri dönüŖlü ve belli bir değerin üzerinde iken yükseltici olarak çalışır. Bir taraftan PFC ve DPT sağlanırken, diğeri taraftan ileri yönlü Russian dönüŖtürücü ile gerilim regölasyonu sağlanır.



(a)



(b)



(c)

Şekil 3.4 Örnek tek aşamalı devreler, (a) Russian topolojisi, (b) basitleştirilmiş Russian topolojisi, (c) yeni geri dönüşlü - yükseltici hücreli Russian topolojisi [3]

3.3.1 Yeni Önerilen Geri Dönüştürücü-Yükseltici PFC Hücreli Devrenin Analizi

Yeni sunulan Russian devresi (Şekil 3.4 (c)), diğer dönüştürücüler gibi basit ve hızlı gerilim kontrolü çevrimine sahiptir. Bu kontrol yapısı çıkış gerilimini istenilen değerde ve regüleli bir çıkış gerilimi sağlamak üzere tasarlanır. Çıkış gerilimi regülasyonu için geri besleme uygulanır ve PFC otomatik olarak sağlanır. Ayrıca, bu tür devrelere akım kontrol çevrimine sahip, sabit veya değişken frekanslı kontrol yapıları da uygulanabilir. Ancak, bu durumda devrenin kontrol yapısı, kontrol çevriminin devrenin çıkış tarafında olmasına bağlı olarak, daha karmaşık ve pahalı olabilir. Kontrol çevriminin çıkışta olması, hem PFC hücresinin hem de DC – DC dönüştürücünün birlikte yükü beslemesinden dolayıdır. Geri dönüştürücü - yükseltici hücresinin PFC için DCM şartlarında çalışması, akımın dalgalanmasına sebep olmaktadır. Bu sebep ile ortalama anahtar akım kontrol yöntemi kullanılmaktadır. Akım kontrol yöntemleri, bir yandan çıkış dinamik cevabını hızlandırır iken, diğer yandan çıkıştaki düşük frekanslı dalgalanmaları da en aza indirmektedir.

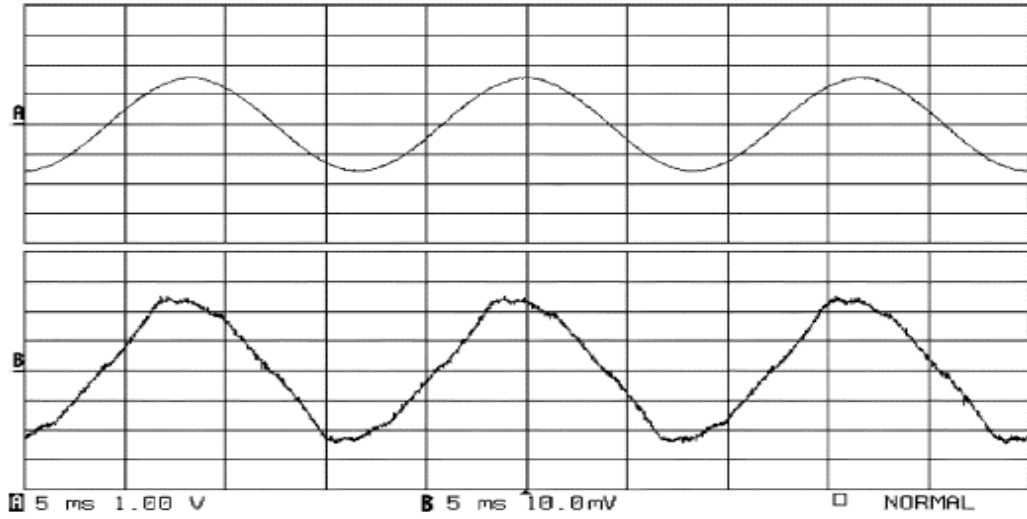
Geliştirilen yeni devrede tüm güç elemanları depolama kondansatörü gerilimine maruz kalmaktadır. Bu durumda devrenin ucuz ve küçük olması bakımından kondansatör geriliminin düşük tutulması gerekmektedir. Bu çalışmada kondansatör gerilimi, giriş geriliminin tepe değerine ve geri dönüştürücü - yükseltici trafosunun dönüştürme oranına bağlı olarak, yükten bağımsız olarak belirli bir değerde sınırlanabilir (3.3). Depolama kondansatörünün sığasının değeri ise, K_c olarak tanımlanan hold-up zamanı faktörüne bağlıdır. Hold – up zamanı faktörü, çıkış geriliminin, girişten enerji çekilmeden, bir periyotta yüzde olarak kaç kadar azalabileceğini verir. Burada K_c ,%20 olarak belirtilmiştir.

$$C_{\text{hold-up}} = \frac{T_{\text{şebeke}}}{K_c \left(1 - \frac{K_c}{2}\right) R_L M^2} \quad (3.6)$$

(3.6) eşitliğinde R_L yükü, M ise depolama kondansatörü geriliminin çıkış gerilimine oranını veren ifadelerdir.

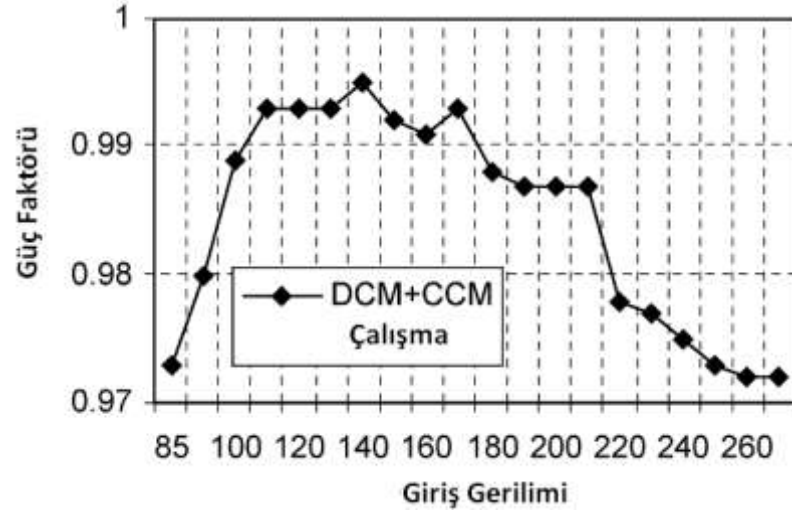
3.4 Deneysel Sonuçlar

Önerilen geri dönüşlü - yükseltici hücresi ile donatılan Russian topolojisi (Şekil 3.4 (c)), farklı giriş gerilimlerinde, gerilim kontrol çevrimi ile DCM + CCM çalışma şartlarında uygulanmıştır. Devrede kullanılan eleman değerleri ve trafo sarım oranları: $L_1=56.7 \mu\text{H}$, $L_o=100 \mu\text{H}$, $C_{s1}=C_{s2}=220 \mu\text{F}$ ve $n_1=0.34$, $n_2=0.34$ şeklindedir. Ayrıca devrenin çıkış gerilimi 28V DC olup çıkış gücü 150W ve anahtarlama frekansı 100 kHz 'dir. Giriş geriliminin 110V AC olması halinde giriş gerilim ve akımının dalga şekilleri Şekil 3.5'de gösterilmiştir.

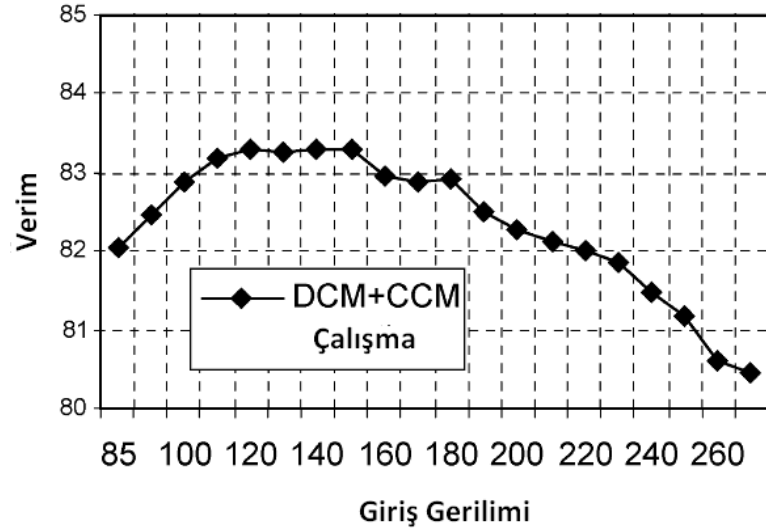


Şekil 3.5 110V giriş gerilimi için giriş gerilim ve akımının dalga şekilleri [3]

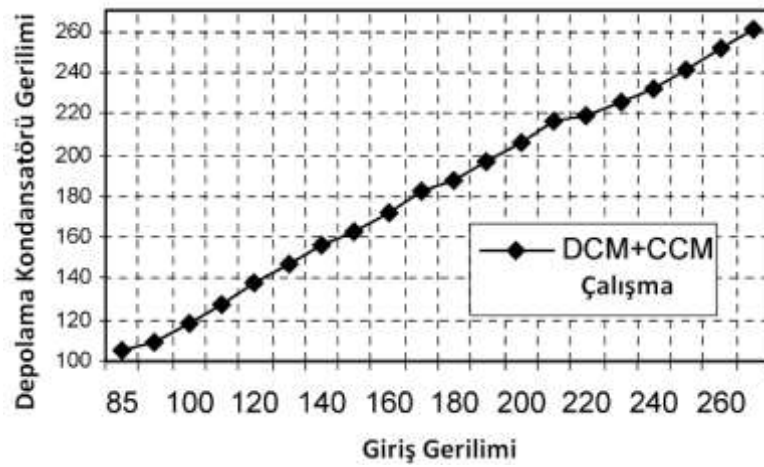
Giriş gerilimine bağlı olarak, güç faktörü, verim ve depolama kondansatörü gerilimi değişimleri Şekil 3.6'da verilmiştir. Uygulamada nominal gerilim olarak 110V AC uygulanmıştır. Bu durumda güç faktörü 0.994, verim %83 ve depolama kondansatörü gerilimi 130 V olarak ölçülmüştür. Kondansatör gerilimi Şekil 3.6 (c) 'den de görüleceği gibi en yüksek giriş gerilimi değerinde bile, uluslar arası sınır değerlerin altında ve en yüksek 265V DC olarak ölçülmüştür.



(a)



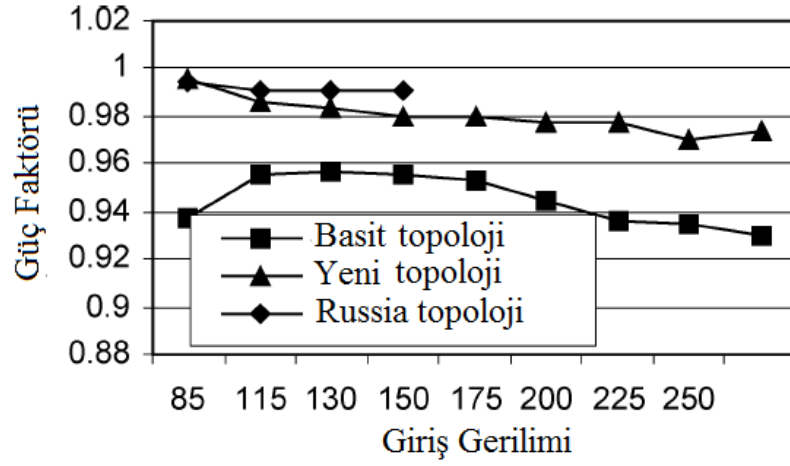
(b)



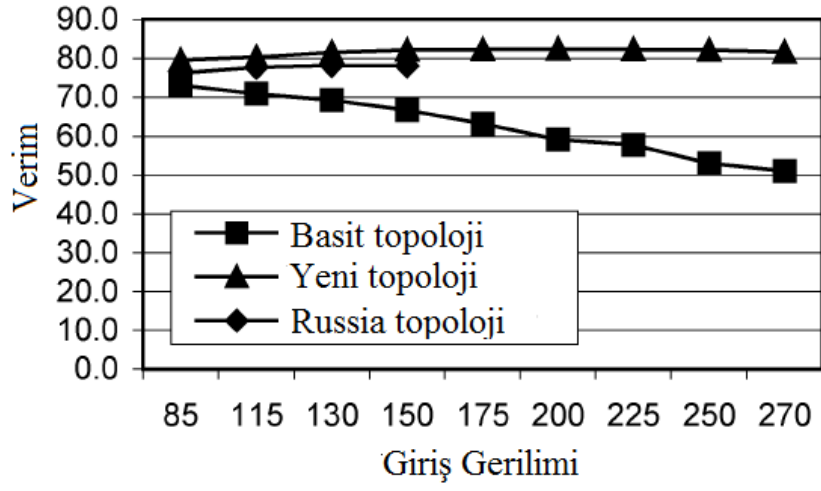
(c)

Şekil 3.6 Çeşitli giriş gerilimlerine bağlı olarak (a) güç faktörü değişimi, (b) verim değişimi, (c) depolama kondansatörü gerilimi değişimi [3]

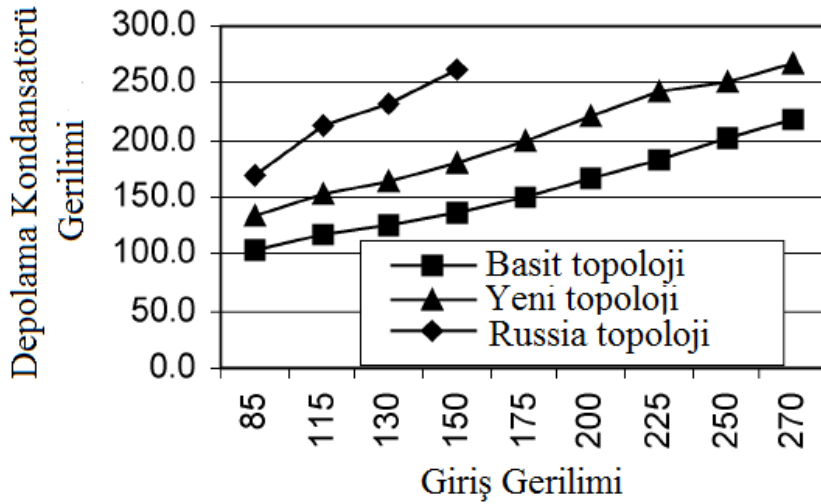
Şekil 3.7’de ise, güç faktörü, verim ve depolama kondansatörü geriliminin değişimlerine göre Russian devrelerinin karşılaştırılması görülmektedir. Karşılaştırmalar, aynı gücü ve gerilimi ve anahtarlama frekansı ile aynı $L_1= 90 \mu\text{H}$, $L_o= 15 \mu\text{H}$ ve $n_1=0.242$, $n_2=0.333$ değerleri için yapılmıştır. Temel Russian devresi, belli bir giriş gerilimine kadar daha yüksek bir güç faktörü sağlar. Bu devre, yüksek giriş gerilimlerinde kondansatör gerilimi çok büyük olduğundan, maliyet açısından uygulanamaz. Yeni önerilen geri dönüşlü – yükseltici PFC hücresine sahip olan Russian devresi, bütün giriş gerilimleri için yüksek verim sağlamaktadır. Depolama kondansatörü gerilimi açısından, en kötü şartlar temel Russian devresinde ve en iyi şartlar basitleştirilmiş Russian devresinde oluşmaktadır.



(a)



(b)



(c)

Şekil 3.7 Russian devrelerinin giriş gerilimine bağlı olarak karşılaştırılması, (a) güç faktörü yönünden, (b) verim yönünden, (c) depolama kondansatörü gerilimi yönünden [3]

3.5 Sonuç ve Değerlendirme

Bu çalışmada geri dönüşlü - yükseltici isimli yeni bir PFC hücresi geliştirilmiş, bu hücre literatürde yer alan Russian isimli AC - DC dönüştürücüye uygulanarak yeni bir AC – DC dönüştürücü ailesi oluşturulmuştur. Önerilen topoloji basit devre yapısı, kontrol kolaylığı, yüksek PFC, yüksek verim, yüke bağlı olmaksızın kondansatör gerilimi sınırlaması, hem DCM hem de CCM şartlarında çalışabilme, düşük gerilim ve akım stresleri, kolay uygulanabilirlik özelliklerine sahiptir.

BÖLÜM 4

GERİ DÖNÜŞLÜ DÖNÜŞTÜRÜCÜ TABANLI ÖRNEK BİR TEK AŞAMALI PFC DEVRESİ

Günümüzde tek aşamalı devreler, hem gerilim regülasyonu hem de güç faktörü düzeltme (GFD, PFC) işlemlerini birlikte sağlamaları sebebiyle, iki aşamalı güç faktörü düzeltme devrelerine göre, yapı basitliği ve kolay kontrol yönünden avantaj sağlamaktadır. Ancak, gücün iki aşamalı güç faktörü düzeltme devrelerinde olduğu gibi, çıkışa iki seferde işlendiği durumlarda toplam verim oldukça düşmekte ve devrenin avantajlarını olumsuz etkilemektedir.

Günümüzde, tek aşamalı güç faktörü düzeltme devrelerinde verimi artırmak amacıyla hem akademik hem de endüstriyel olarak, giriş gücünün büyük bir kısmının çıkışa bir seferde işlendiği devrelere olan ilgi artmaktadır. Doğrudan güç transferini (DPT) gerçekleştiren bu devrelerde, gücün büyük bir kısmı genellikle PFC işlemi ile doğrudan çıkışa aktarılırken, gücün kalan kısmı gerilim regülasyonu amacıyla çıkışa iki seferde işlenmektedir.

DPT'li tek aşamalı devrelerde, yapı basitliği, yüksek verim ve kolay kontrol önem kazanmaktadır. İleri yönlü ve geri dönüşlü dönüştürücüler bu şartları sağlamaları sebebiyle DPT'li tek aşamalı devrelerde sıkça kullanılmaktadır. Her iki dönüştürücü de DCM çalışma şartları altında yüksek güç faktörünü sağlamaktadır. Ancak, ileri yönlü dönüştürücülerde düşük gerilimlerde sekonder sargıya seri bağlı diyot ilettime giremediğinden çıkışa güç aktarımı sağlanamaz. Bu durum giriş geriliminin belirli bir

değerin altında olduğu anlarda, şebekeden çekilen akımın dalga şeklinin sinüzoidalden uzaklaşmasına ve güç faktörünün düşmesine neden olur. Bu nedenle, PFC aşamasında geri dönüşlü dönüştürücüler daha çok tercih edilir.

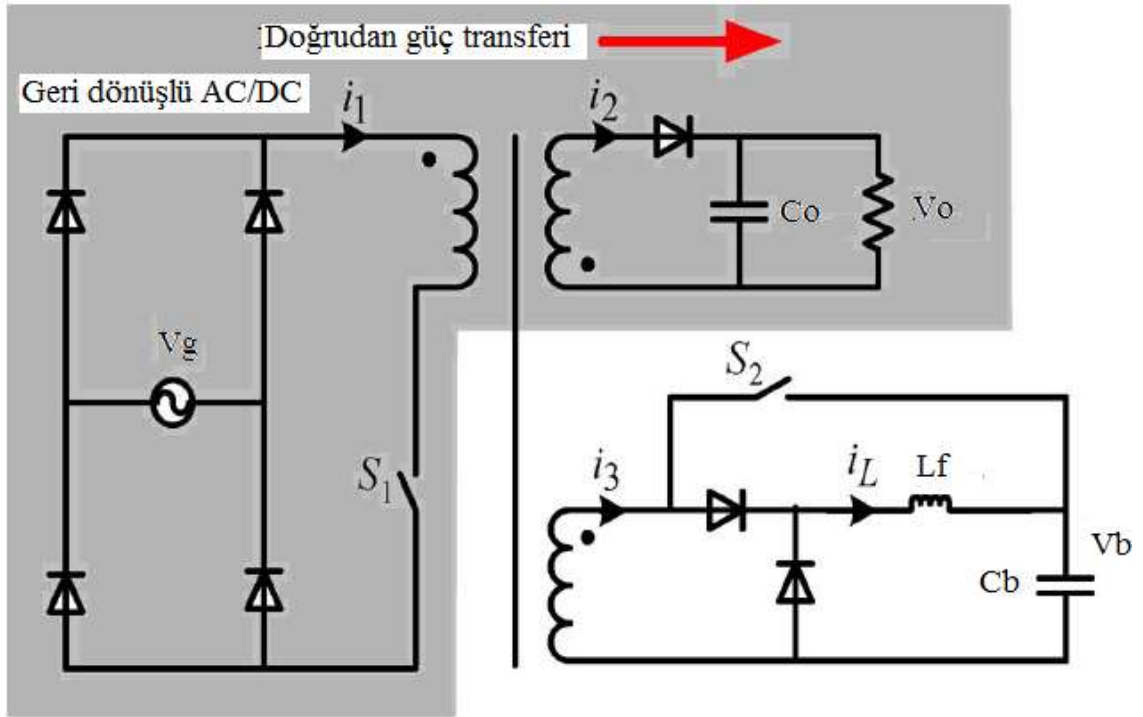
Bu çalışmada, tek bir trafo üzerinden, geri dönüşlü dönüştürücü ile PFC işleminin yanı sıra verimi artırmak amacıyla doğrudan güç transferi sağlanmıştır ve aynı zamanda ileri yönlü dönüştürücü ile gücün kalan kısmı gerilim regülasyonu amacıyla önce depolama kondansatörüne, daha sonra geri dönüşlü dönüştürücü ile çıkışa aktarılmıştır [17].

Bu devrenin kontrol yapısı Zaman Çoklayıcı Kontrol (ZÇK, TMC) tekniği ile oluşturulmuştur. Bu tekniğe göre n adet sinyal tek bir kanaldan, kendi zaman aralıklarında gönderilebilir. Bu sayede tek bir kaynaktan birden fazla birbirinden bağımsız zaman aralıklarına sahip sinyaller elde edilebilir. Bu kontrol tekniği daha çok, tek girişli ve çok çıkışlı devre yapılarında kullanılır [17], [19].

4.1 Devre Topolojisi

Geri dönüşlü devre DCM çalışma şartları altında sabit frekans ve doluluk oranı ile çalıştırıldığında, yükselticilerde olduğu gibi PFC işlemini de iyi bir şekilde gerçekleştirmektedir. Ancak, bu durumda çıkış gerilimi regülasyonu sağlanamamakta ve çıkış gerilimindeki dalgalanmalara bağlı olarak devrenin uygulanabilirliği azalmaktadır.

Yeni önerilen geri dönüşlü tabanlı PFC devresi, Şekil 4.1’de görüldüğü gibi, bir trafo, iki anahtar, iki kondansatör, bir ileri yönlü endüktans ve üç diyottan oluşmaktadır. Burada bulunan S1 anahtarı ile PFC işleminin yanında doğrudan güç transferi, S2 anahtarı ile çıkış gerilimi regülasyonu sağlanır.

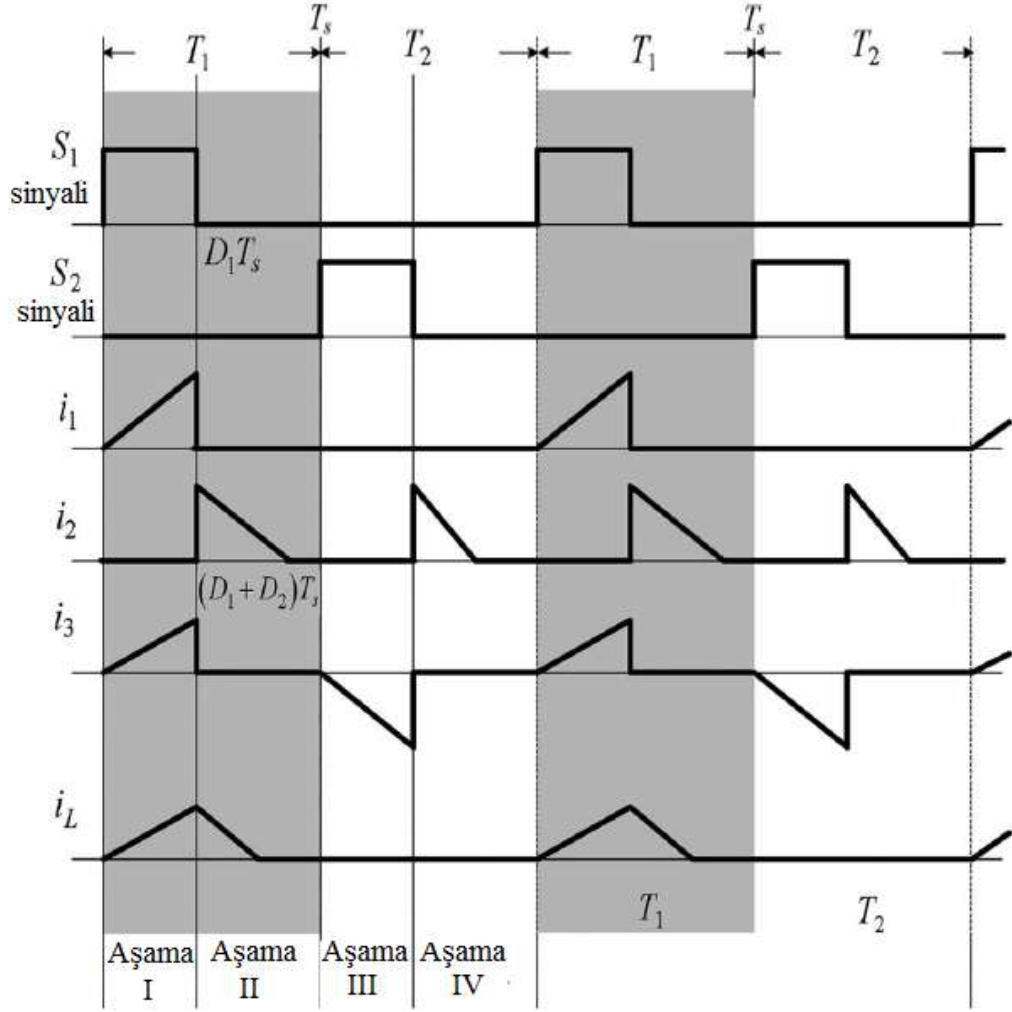


Şekil 4.1 Geri dönüşlü tabanlı tek aşmalı PFC devresi [17]

Şekil 4.2’de verilen anahtarlama sinyalleri ve akım dalga şekillerine bağlı olarak, giriş gerilimi belirli bir değerin üzerinde iken, S1 anahtarı ilettime girdiğinde, girişten giriş gerilimi ile orantılı olarak lineer artan bir akım çekilir ve ileri yönlü dönüştürücü ile girişten çekilen gücün bir kısmı depolama kondansatörüne aktarılır. S1 anahtarı kesime girdiğinde, mıknatıslama endüktansında depolanan enerji sekonder sargı üzerinden doğrudan çıkışa aktarılır.

Giriş gerilimi belirli bir değerin altında ise, devre sadece geri dönüşlü olarak çalışır ve S1 anahtarı iletimde iken girişten çekilen enerjinin tamamı S1 anahtarı kesimde iken Şekil 4.1’de gösterildiği gibi doğrudan çıkışa aktarılır.

Giriş geriliminden bağımsız olarak, S2 anahtarı ilettime girdiğinde depolama kondansatörü trafonun mıknatıslama endüktansına enerji aktarır. S2 anahtarı kesime girdiğinde bu enerji sekonder sargı üzerinden doğrudan çıkışa aktarılır. Böylece devre, DC – DC geri dönüşlü dönüştürücü ile depolama kondansatöründeki enerjiyi çıkış gerilimi regülasyonu amacıyla çıkışa aktarmış olur.

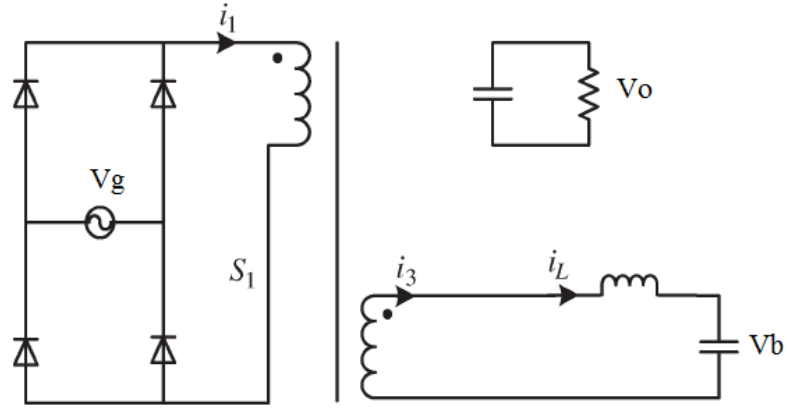


Şekil 4.2 TMC tekniğine göre anahtar kapı sinyalleri ve akım dalga şekilleri [17]

4.2 Çalışma Aralıkları

4.2.1 Aralık 1

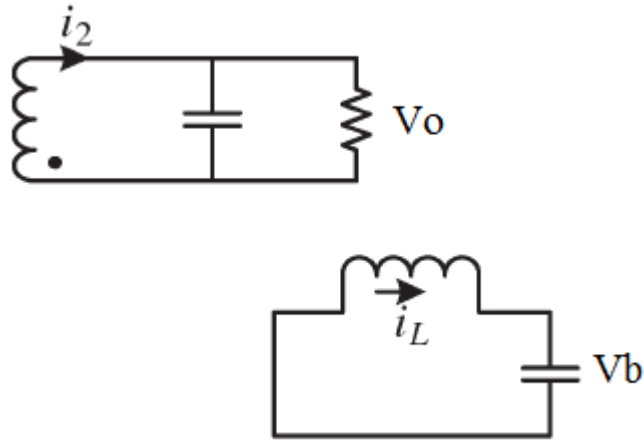
Bu aralığın başında her iki anahtar da kesimdedir. Bu aralık, S_1 anahtarına sinyal verilmesi ile başlar. Bu aralıkta şebeke geriliminin belirli bir değerden yüksek veya düşük olmasına bağlı olarak iki farklı çalışma durumu ortaya çıkar. Giriş geriliminin düşük olduğu bölgelerde bu aralıkta ileri yönlü dönüştürücü çalışmaz. Bu durumda devre tamamen geri dönüşlü olarak çalışır ve girişten çekilen enerjinin tamamı doğrudan çıkışa aktarılır. Giriş geriliminin belirli bir değerden yüksek olduğu bölgelerde ise Şekil 4.3’de görüldüğü gibi ileri yönlü devre de çalışarak, girişten çekilen enerjinin bir kısmını depolama kondansatörüne aktarır. Bu aralık, girişten akım çekilen tek aralıktır.



Şekil 4.3 Aralık 1 [17]

4.2.2 Aralık 2

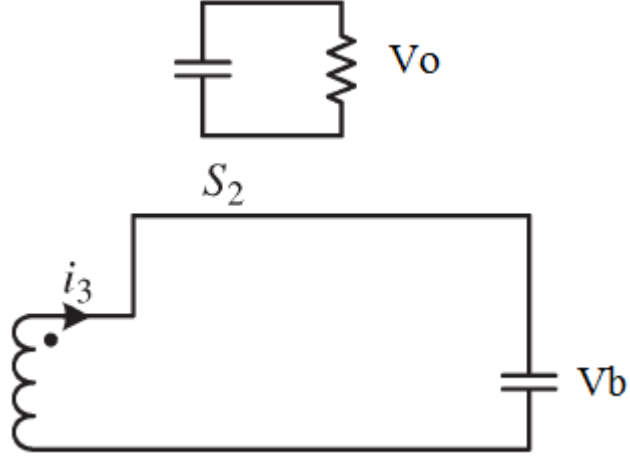
Bu aralık, S1 anahtarının sinyalinin kesilmesi ile başlar. Bu aralıkta, Aralık 1’de trafonun mıknatıslama endüktansına aktarılan enerji, giriş geriliminin değerine bağlı olmaksızın sekonder sargı üzerinden doğrudan çıkışa aktarılır. Aynı zamanda bu aralıkta, giriş geriliminin belirli bir değerden yüksek olduğu bölgeler için, Şekil 4.4’deki gibi ileri yönlü dönüştürücünün endüktansında biriken enerji depolama kondansatörüne aktarılır.



Şekil 4.4 Aralık 2 [17]

4.2.3 Aralık 3

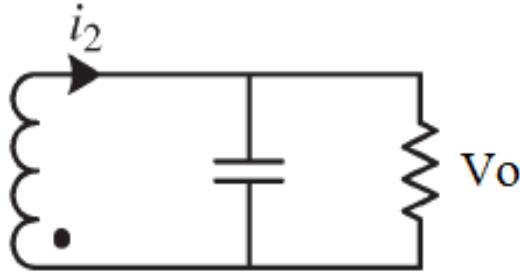
Bu aralık S2 anahtarına sinyal verilmesi ile başlar. Şekil 4.5’de verilen bu aralıkta, trafonun üçüncü sargısı geri dönüşlü trafosunun primeri olarak çalışır ve çıkış gerilimi regülasyonu amacıyla kullanılmak üzere, depolama kondansatörü gerilimine bağlı olarak, lineer artan bir akım ile enerji depolar. Bu aralık bilinen DC – DC geri dönüşlü dönüştürücünün iletim aralığıdır.



Şekil 4.5 Aralık 3 [17]

4.2.4 Aralık 4

Bu aralık S2 anahtarının sinyalinin kesilmesi ile başlar. Bu aralıkta, Aralık 3’de trafonun mıknatıslama endüktansında biriken enerji Şekil 4.6’da gösterildiği gibi çıkışa aktarılırak çıkış gerilimi regülasyonu sağlanır. Bu aralık bilinen DC – DC geri dönüşlü dönüştürücünün kesim aralığıdır. S1 anahtarına sinyal verilmesi ile bu aralık biter ve yeni bir çalışma periyodu başlar.



Şekil 4.6 Aralık 4 [17]

4.3 Devrenin Analizi

4.3.1 PFC Analizi

Bu topolojide güç faktörü düzeltme işlemi, geri dönüşlü dönüştürücünün DCM çalışma modunda sabit doluluk oranı ve frekans ile çalıştırılması ile elde edilmektedir. Geri dönüşlü dönüştürücü kullanılarak hem PFC işlemi gerçekleştirilmiş hem de izolasyon sağlanmıştır. Geri dönüşlü dönüştürücünün DCM modda çalıştırılması ile ilgili analizler aşağıdaki gibidir.

$$V_1 D_1 T_s = V_2 a D_2 T_s \quad (4.1)$$

(4.1) eşitliğine göre D_1 , anahtarın doluluk oranı D_2 , geri dönüşlü dönüştürücü endüktansının enerjisini aktardığı aralık T_s , anahtarlama periyodu ve a , primer ve sekonder arasındaki dönüştürme oranıdır. Bu durumda DCM çalışma modunda endüktanstan akan akımın denklemi aşağıdaki gibidir.

$$i_1(t) = \frac{i_{tepe}}{D_1 T_s} t \quad (4.2)$$

Giriş akımının bir anahtarlama periyodundaki ortalama değeri, aynı zamanda şebeke periyoduna göre ortalama değerine eşittir.

$$\bar{i}_1(t) = \frac{1}{T_s} \int_0^{D_1 T_s} \frac{i_{tepe}}{D_1 T_s} t dt \quad (4.3)$$

Giriş akımının maksimum değeri, endüktansın gerilim ifadesinde yerine yazıldığında aşağıdaki gibi bulunur.

$$i_{tepe} = \frac{V_1 D_1 T_s}{L} \quad (4.4)$$

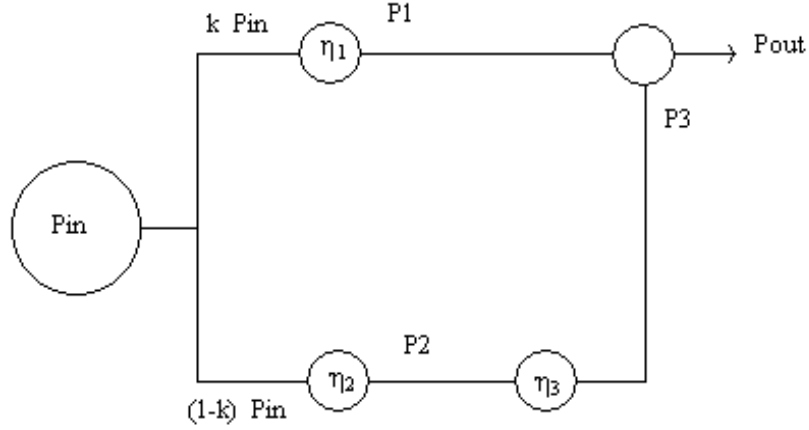
(4.4) eşitliği (4.3) eşitliğinde yerine yazılıp integrali alındığında giriş akımının ortalama değeri, giriş gerilimi cinsinden aşağıdaki gibi bulunur.

$$\bar{i}_1(t) = \frac{D_1^2 T_s}{2L} V_1(t) \quad (4.5)$$

Geri dönüşlü dönüştürücünün sabit frekans ve doluluk oranında çalışması halinde (4.5) eşitliğinde de görüldüğü gibi giriş akımı ile giriş geriliminin değişimi aynı olacaktır.

4.3.2 Verim Analizi

Oluşturulan devre, giriş gücünün çıkışa işlenmesi bakımından iki aşamadan oluşmaktadır. Güç faktörü düzeltme işleminin yapıldığı geri dönüşlü dönüştürücü ile güç tek seferde çıkışa işlenirken, ileri yönlü dönüştürücü ile güç çıkışa iki seferde işlenmektedir. Giriş gücünün çıkışa tek seferde işlenmesi önceden de bahsedildiği üzere verimin artmasını sağlamaktadır.



Şekil 4.7 Oluşturulan devrenin verim analizi

Sunulan devrede Şekil 4.7'ye göre gücün bir kısmı k çarpanına bağlı olarak doğrudan çıkışa aktarılmakta ve kalan kısmı ise çıkışa iki seferde işlenmektedir. Burada η_1 , AC - DC geri dönüşlü dönüştürücünün verimini η_2 , ileri yönlü dönüştürücünün verimini ve η_3 , DC-DC geri dönüşlü dönüştürücünün verimini ifade eder.

$$P_{out} = \eta_1 k P_{in} + \eta_2 \eta_3 (1 - k) P_{in} \quad (4.6)$$

$$\eta = \eta_1 k + \eta_2 \eta_3 (1 - k) \quad (4.7)$$

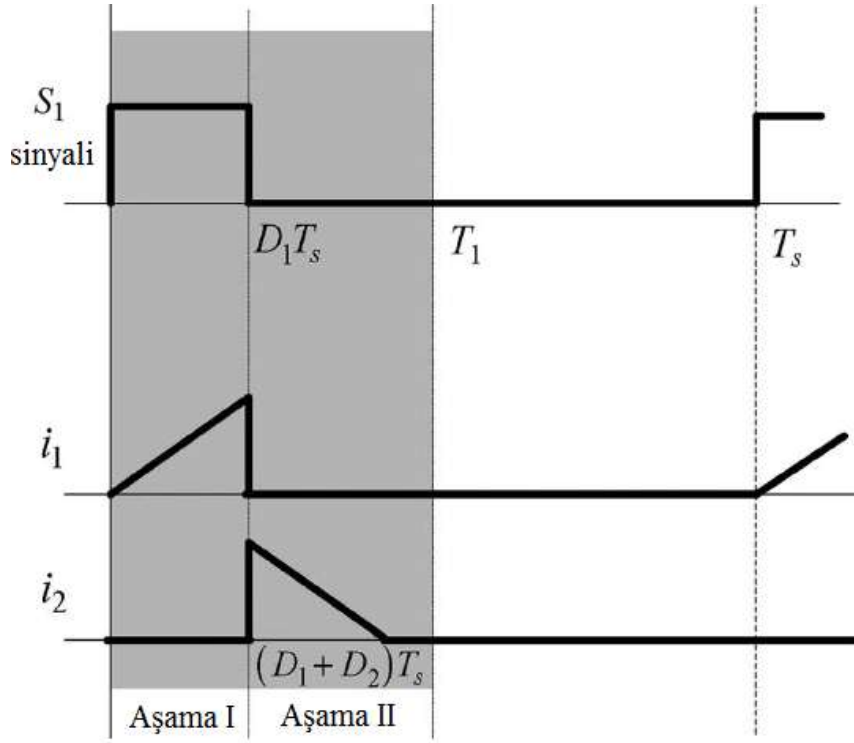
Toplam verim η olmak üzere, (4.7) eşitliğinde ifade edilmiştir. Bu dönüştürücüde gücün tamamının çıkışa iki seferde işlendiği varsayılırsa, toplam verim aşağıdaki gibi olacaktır.

$$\eta = \eta_2 \eta_3 \quad (4.8)$$

Bu durumda (4.7) ve (4.8) eşitlikleri karşılaştırıldığında, toplam verimin doğrudan güç transferi gerçekleştirildiği zaman artacağı görülmektedir.

4.4 Tasarım Analizi

Sunulan devrede geri dönüşlü AC-DC dönüştürücünün, PFC işlemini kendiliğinden yapması için DCM şartlarda çalışması gerekmektedir. Bunun için mıknatıslama endüktansının, zaman çoklayıcı kontrol tekniğine bağlı olarak Şekil 4.8'deki gibi, T1 bağımsız zaman aralığında girişten çekeceği enerjinin tamamını çıkışa aktarması gerekmektedir. Böylece, T1 zaman aralığında hem PFC hem de DPT işlemleri gerçekleştirilmiş olur.



Şekil 4.8 Geri dönüşlü AC – DC dönüştürücü akım dalga şekilleri [17]

Akımın dalga şekillerine bağlı olarak, geri dönüşlü AC-DC dönüştürücünün DCM şartlarda çalışabilmesi için aşağıdaki eşitlik yazılabilir.

$$(D_1 + D_2)T_s < T_1 \quad (4.9)$$

Genel bir geri dönüşlü dönüştürücü için tanımlı olan çıkış bağıntısı aşağıdaki gibidir.

$$D_1 V_1(t) = D_2 \frac{N_2}{N_1} V_o \quad (4.10)$$

Verilen eşitliklerde, (4.10) eşitliği (4.9)'da yerine konulduğu zaman D_1 doluluk oranı aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$D_1 < \frac{T_1 / T_s}{1 + \frac{V_{1,tepe}}{(N_1 / N_2) V_o}} \quad (4.11)$$

Kararlı halde geri dönüşlü AC-DC dönüştürücünün giriş ile çıkış gerilimi arasında aşağıdaki gibi bir ilişki vardır.

$$V_o = \frac{V_{1,eff}}{N_1 / N_2} \frac{D_1}{\sqrt{K}} \quad (4.12)$$

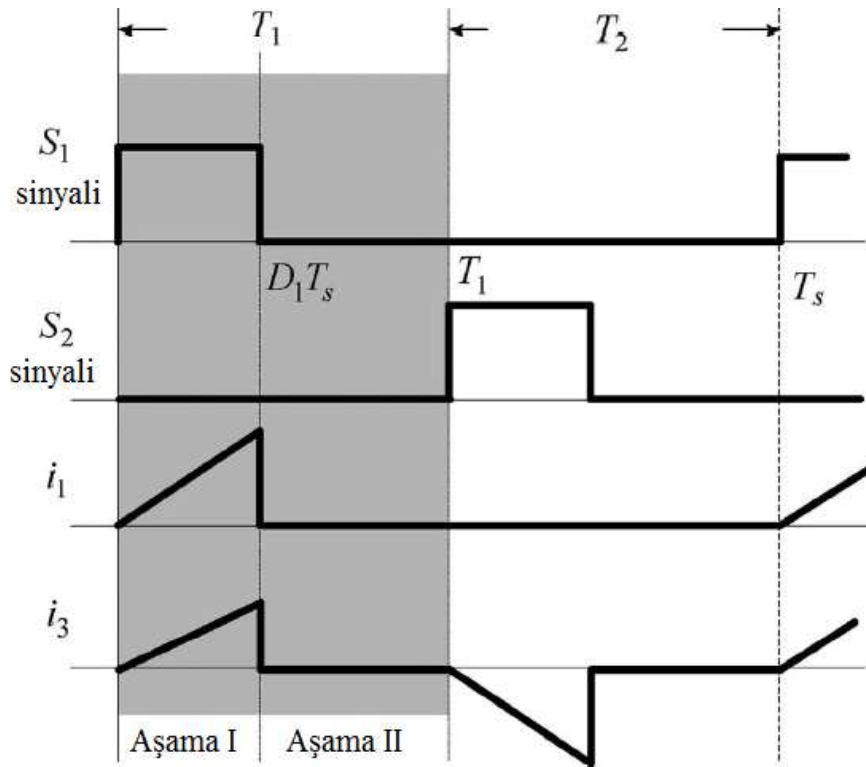
$$K = \frac{2L_2}{RT_s} \quad (4.13)$$

Yukarıda verilen eşitlikler kullanılarak ikinci sargının endüktansı hakkında aşağıdaki ifade bulunur.

$$L_2 < \frac{R_{\min} T_s (T_1 / T_s)^2}{4 \left(1 + \frac{(N_1 / N_2) V_o}{V_{1, \text{tepe}}} \right)^2} \quad (4.14)$$

Bu eşitlikler yardımıyla bulunan L_2 endüktansı sayesinde, dönüşüm oranlarına bağlı olarak L_1 endüktansı da kolaylıkla bulunabilir.

Önerilen devrede, T_1 zaman aralığında ileri yönlü DC - DC dönüştürü ile depolama kondansatörüne aktarılan enerji, T_2 zaman aralığında geri dönüşlü DC - DC dönüştürücü ile çıkışa aktarılır.



Şekil 4.9 İleri yönlü DC – DC dönüştürücü dalga şekilleri [17]

Şebeke geriliminin yüksek olduğu anlarda, S_1 anahtarı iletimde iken ileri yönlü dönüştürücü çalışarak i_3 akımı ile depolama kondansatörüne enerji aktarılmasını sağlar.

$$i_3(t) = \frac{V_1(t) \frac{N_3}{N_1} - V_b}{L_F} t \quad (4.15)$$

Bu akım aynı zamanda primer sargılara da yansır. Bu durumda girişten çekilen akım aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\bar{i}_1(t) = \frac{D_1^2 T_s}{2L_1} V_1(t) + \frac{D_1^2 T_s}{2L_F} \left(V_1(t) - \frac{N_1}{N_3} V_b \right) \quad (4.16)$$

Bu durumda (4.16) eşitliğine bakılırsa, birinci terimin PFC 'yi sorunsuz sağladığı, ikinci terim de ise parantez içindeki ikinci ifadenin PFC'yi bozduğu görülmektedir. Buna göre bu ifadenin etkisinin en az düzeyde olacak şekilde tasarımın gerçekleştirilmesi gerekmektedir. Bu da i_3 akımının düşük olmasına bağlıdır.

(4.15) eşitliğine bakıldığı zaman, i_3 akımının düşük olması, depolama kondansatörü geriliminin (V_b) yüksek olmasına veya ileri yönlü dönüştürücünün endüktansının (L_F) büyük seçilmesine bağlıdır. Depolama kondansatörü geriliminin yüksek olması, doğrudan aktarılan güç oranının yüksek olmasına bağlıdır. İleri yönlü endüktansının büyük seçilmesi ise ancak DCM çalışma şartları altında mümkündür. Bu durumda ileri yönlü endüktansı için aşağıdaki ifade geçerlidir.

$$L_F < \frac{(1-D_1)R_b T_1}{2} \quad (4.17)$$

R_b , depolama kondansatörüne bağlı yükü temsil eder. İleri yönlü endüktansının büyük seçilmesi DCM şartları dışında çalışmaya neden olabileceğinden mümkün olduğunca düşük seçilmelidir. Bu durumda PFC işleminin iyi bir şekilde gerçekleştirilmesi doğrudan aktarılan güç oranının artmasına bağlı olacaktır.

İleri yönlü tür dönüştürücülerde, yüksüz çalışma şartları altında çıkış gerilimi ifadesi, giriş geriliminin alabileceği maksimum tepe değerine göre aşağıdaki gibi olmaktadır.

$$V_{b,tepe} = \frac{N_3}{N_1} V_{1,maks,tepe} \quad (4.18)$$

(4.18) eşitliğine göre N_3 sargısının değeri seçilerek, depolama kondansatörünün alabileceği maksimum değer belirlenir. Seçilen herhangi bir N_3 değerine karşılık

depolama kondansatörü giriş gerilimine bağlı olarak aşağıdaki sınırlar içerisinde ifade edilir:

$$\frac{N_3}{N_1} V_{1,tepe,min} \leq V_b \leq \frac{N_3}{N_1} V_{1,tepe,maks} \quad (4.19)$$

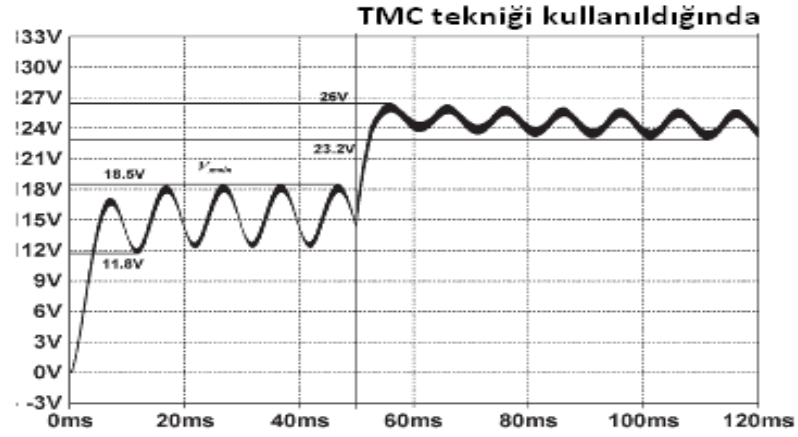
4.5 Deneysel Sonuçlar

Sunulan devre deneysel olarak gerçekleştirilmiş, gerilim regülasyonunu sağlayan bir dönüştürücünün kullanılmadığı, sadece geri dönüşlü dönüştürücü kullanılarak oluşturulan PFC devreleri ile karşılaştırılmıştır.

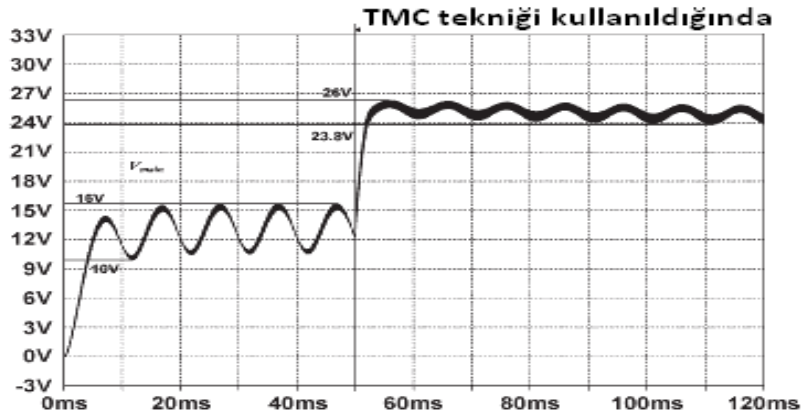
Çizelge 4.1 Devre parametreleri [17]

L_1	L_2	L_3	L_{aux}	f_s	C_{main}	C_{aux}	V_{main}
45 μ H	3.1 μ H	46.5 μ H	5 μ H	100 kHz	1470 μ F	680 μ F	20V

Devrede kullanılan elemanların değerleri Çizelge 4.1' de gösterilmiştir. Önerilen devrede TMC kontrol tekniğinin kullanılmasına bağlı olarak çıkış gerilimindeki dalgalanma oranları değişmektedir.



(a)

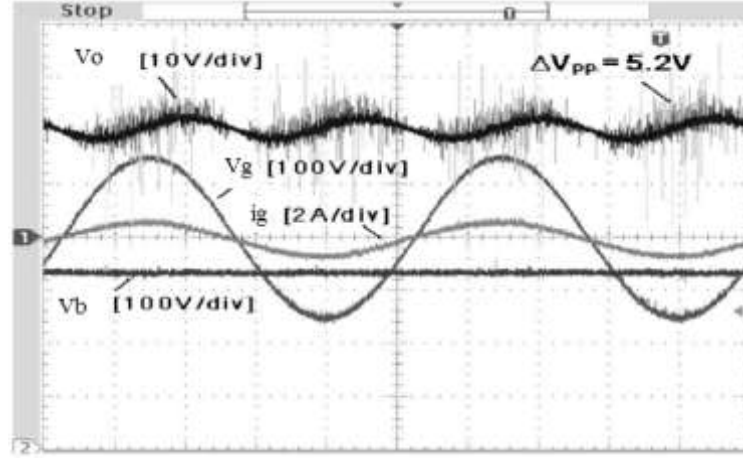


(b)

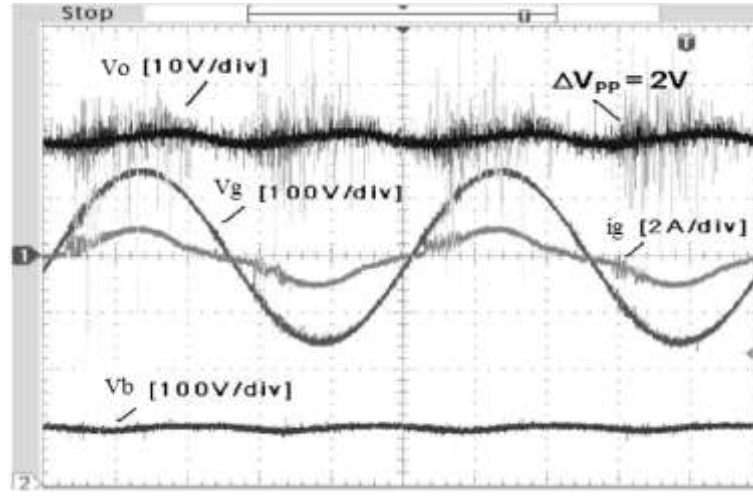
Şekil 4.10 Çıkış geriliminin TMC kullanılmasına bağlı dalga şekilleri, (a) 110 V giriş geriliminde, (b) 220 V giriş geriliminde [17]

Çıkış gerilimindeki dalgalanmalar Şekil 4.10'da da görüldüğü üzere TMC tekniği sayesinde oldukça azaltılmıştır.

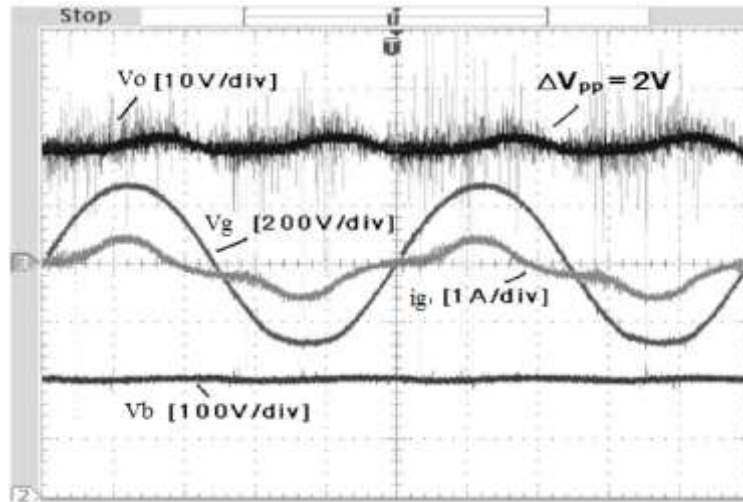
Çeşitli çalışma şartları altında elde edilen deneysel sonuçlar Şekil 4.11'de gösterilmiştir. Buna göre çıkış gerilimindeki dalgalanmalar TMC kontrol tekniği sayesinde 5.2 V'dan 2 V'a düşmektedir. Aynı zamanda güç faktörünün düşük giriş gerilimlerinde daha yüksek olduğu gözlemlenmektedir. Depolama kondansatörü gerilimi, Şekil 4.11 incelendiğinde, TMC kontrol tekniği uygulanmadığı zamanlarda 330V'da sınırlı iken; TMC kontrol tekniği uygulandığı durumlarda, 110V giriş geriliminde 110V'da, 220V giriş geriliminde ise 220V'da sınırlandırılmaktadır.



(a)

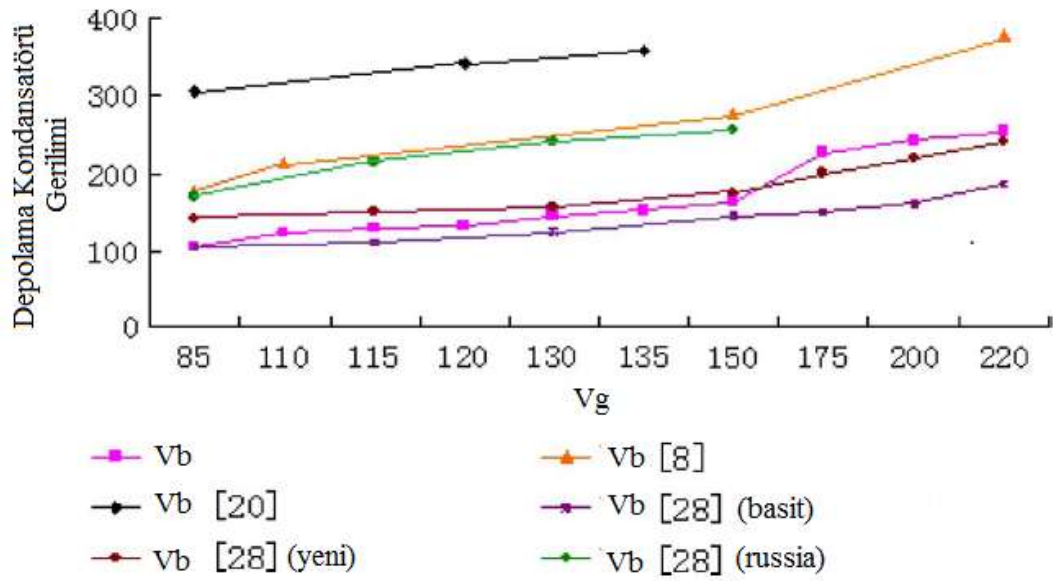


(b)



(c)

Şekil 4.11 Giriş gerilimi ve akımı ile çıkış ve depolama kondansatörü gerilimleri, (a) TMC tekniği uygulanmaksızın ($PF = 0.997$), (b) TMC tekniği ile 110 V' da çalışma ($PF = 0.987$), (c) TMC tekniği kullanılarak 220V' da çalışma ($PF = 0.985$) [17]



Şekil 4.12 Depolama kondansatörü gerilimlerinin karşılaştırılması [17]

Depolama kondansatörü gerilimi açısından deneysel sonuçlar, bölüm 3’de incelediğimiz makaledeki devrelerle beraber [20] ve [21]’de verilen devreler ile karşılaştırılmıştır (Şekil 4.12).

4.6 Sonuç ve Değerlendirme

Sunulan devrede doğrudan güç transferini gerçekleştiren, TMC kontrol tekniğinin kullanıldığı geri dönüşlü tabanlı PFC devre şeması sunulmuştur. Doğrudan güç transferi sayesinde devrenin verimi artırılmaktadır. Aynı zamanda TMC tekniğinin kullanılması ile daha küçük ve tek trafo kullanımı sağlanmaktadır. Depolama kondansatörü geriliminin, uluslar arası standart olan 450V’un, hem 110V hem de 220V giriş gerilimlerinde altında olması sağlanmıştır. İncelenen devre harmonik içerikleri bakımından D sınıfı standartlarını sağlamaktadır.

PUSH – PULL TABANLI ÖRNEK BİR TEK AŞAMALI PFC DEVRESİ

Tek aşamalı PFC devrelerinin bir diğer uygulama alanı ise elektronik balast devreleridir. Elektronik balastlar, enerjinin verimli kullanılması bakımından akkor lambalara göre daha kullanışlıdır. Buna bağlı olarak elektronik balastlar, son yıllarda nüfusun ve teknolojinin artmasıyla birlikte evlerde, ofislerde, fabrikalarda, kısaca yaşamın olduğu her yerde yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. Bu sebeple günümüzde akademik ve endüstriyel olarak, elektronik balast konusu üzerinde yoğun bir şekilde çalışılmaktadır.

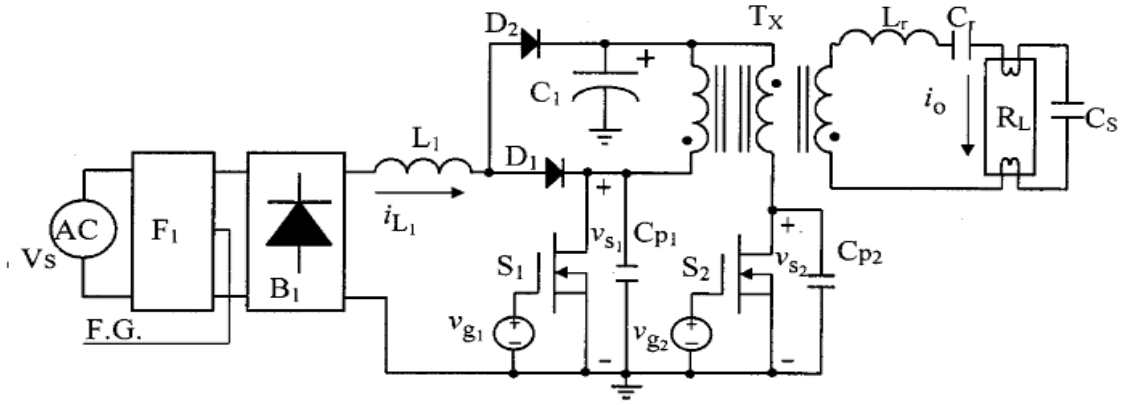
Temel bir elektronik balast devresi, kontrolsüz köprü doğrultucu ile rezonanslı bir inverterin birleşmesi ile oluşur. Elektronik balastlar yüksek frekanslarda kullanıldıklarında oldukça verimli olmaktadır. Ancak, balast devrelerinde kullanılan doğrultucu çıkışındaki kondansatör, sadece şebeke geriliminin kondansatör geriliminden yüksek olduğu anlarda şebekeden akım çekerek, çekilen akımın harmonikli olmasına ve güç faktörünün düşmesine neden olur. Bu durum elektronik balastların avantajlarını olumsuz etkiler. Buna bağlı olarak, elektronik balast devrelerine ayrıca bir PFC devresinin ilave edilmesini gerekir. Ancak bu durumda, hem devrenin boyutları büyür hem de maliyeti oldukça artar ve kontrolü zorlaşır. Böylece hem PFC hem de balast devresinin özelliklerini tek bir kontrolör tarafından gerçekleştiren tek aşamalı elektronik balast devrelerine olan ilgi artmaktadır [22], [23].

Bu çalışmada yeni bir tek aşamalı yüksek güç faktörü sağlayan push – pull tabanlı elektronik balast devresi sunulmuştur. Bu devrede, D sınıfı elektronik balastlara nazaran tüm anahtarlar izolesiz sürme devresine sahiptir ve aynı zamanda sabit doluluk

oranında çalışan iki adet anahtar sayesinde, ayrıca bir foto bağılayıcıya ve darbe trafosuna gerek duyulmaz [22].

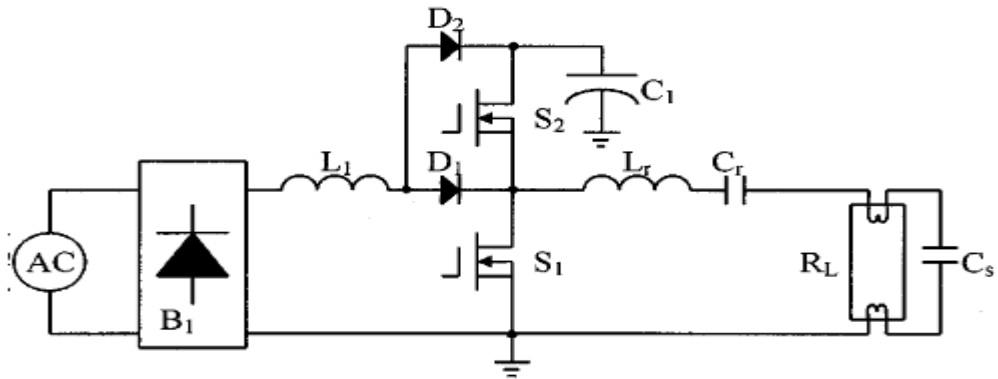
5.1 Devre Yapısı

Önerilen yeni bir tek aşamalı yüksek güç faktörü sağlayan push – pull tabanlı elektronik balast devresi, [24]’de bahsedilen devreye iki adet hızlı diyot ve bir adet depolama kondansatörü ilave edilmesiyle oluşturulmaktadır. Böylece önerilen yeni devrede, [24]’de bahsedilen devreye göre hem PFC açısından hem de çıkış performansı açısından daha iyi sonuçlar elde edilmektedir [22].



Şekil 5.1 Yeni bir tek aşamalı yüksek güç faktörü sağlayan push – pull tabanlı elektronik balast devresi [22]

Tasarlanan yeni bir tek aşamalı yüksek güç faktörü sağlayan push – pull tabanlı elektronik balast devresinde (Şekil 5.1), Şekil 5.2’de gösterilen D sınıfı push – pull elektronik balast devrelerine nazaran kullanılan anahtarlar izolesiz olarak sürülmemekte ve aynı zamanda giriş ile çıkış arasında T_x trafosu sayesinde izolasyon sağlanmaktadır.



Şekil 5.2 D sınıfı push – pull elektronik balast devre şeması [22]

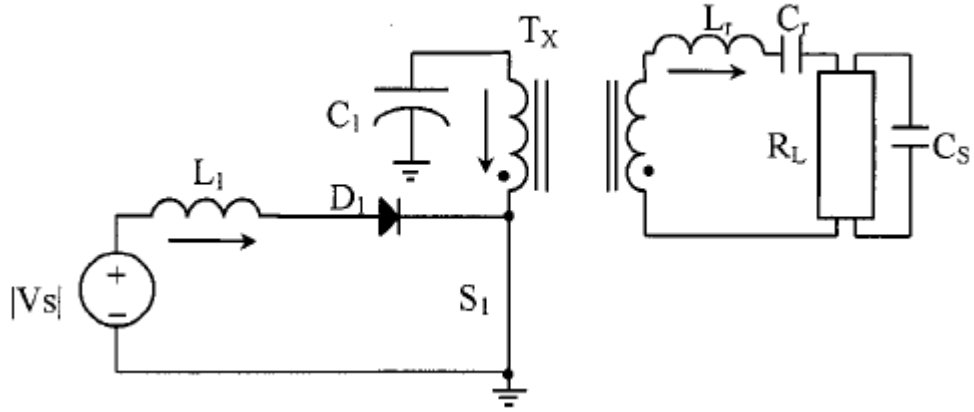
Şekil 5.1’de verilen yeni bir tek aşamalı yüksek güç faktörü sağlayan push – pull tabanlı elektronik balast devresi incelendiğinde, F_1 filtresi ile yüksek frekanslarda anahtarlamalardan dolayı oluşabilecek gürültülerin şebekeye etkisinin filtre edilmesi amaçlanmaktadır. Sunulan devrede kullanılan L_1 , D_2 ve C_1 elemanları ile yükseltici dönüştürücü devre yapısı oluşturularak PFC işlemi gerçekleştirilmektedir. Devrede bulunan S_1 ve S_2 anahtarlarına paralel bağlı C_{p1} ve C_{p2} kondansatörleri ile yumuşak anahtarlama sağlanmaktadır. Çıkış katında bulunan T_x trafosu izolasyonu sağlarken, L_r ve C_r elemanları rezonansı sağlayarak C_s ateşleme kondansatörünün yeterli gerilim seviyesine ulaşmasını sağlamaktadır. Devrede floresan lambayı R_L yükü temsil eder.

5.2 Devrenin Çalışma Prensibi

Önerilen yeni bir tek aşamalı yüksek güç faktörü sağlayan push – pull tabanlı elektronik balast devresi, yükseltici dönüştürücü ile PFC işlemini ve push – pull inverter ile elektronik balastın ateşleme işlemini gerçekleştirmektedir. Bu devrede bir çalışma periyodu yedi adet çalışma aralığından oluşmaktadır ve bu aralıklara ait detaylı analizler sırasıyla anlatılmıştır.

5.2.1 Aralık 1

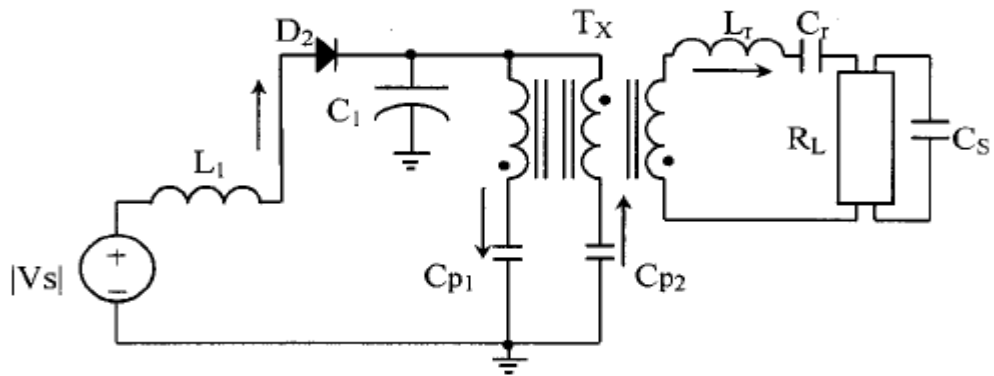
Bu aralık S_1 anahtarına iletim sinyali verilmesi ile başlar. Bu zaman aralığında L_1 endüktansı doğrultulmuş gerilimin ani değerine bağlı olarak D_1 diyodu üzerinden lineer artan bir akım ile enerjilenir. Bu durum yükseltici dönüştürücülerin iletim aralığı ile aynıdır. Aynı zamanda T_x trafosunun primeri C_1 kondansatörü gerilimine bağlı olarak lineer artan bir akım ile enerjilenir. Buna bağlı olarak T_x trafosunun çıkış katında pozitif gerilim oluşur ve rezonans akımının yönü pozitif olur. Bu aralık S_1 anahtarının sinyali kesilinceye kadar devam eder.



Şekil 5.3 Aralık 1 [22]

5.2.2 Aralık 2

Bu aralık S_1 anahtarının iletim sinyalinin kesilmesi ile başlar. Yükseltici endüktansı L_1 , enerjisini D_2 diyodu üzerinden C_1 kondansatörüne aktarır ve normal bir yükselticinin kesim aralığı oluşur. Aynı zamanda çıkış tarafındaki rezonans akımının yönüne bağlı olarak, S_1 anahtarına paralel bağlı olan C_{p1} kondansatörü şarj olurken, S_2 anahtarına paralel bağlı C_{p2} kondansatörü deşarj olur. Böylece S_1 anahtarı ZVS ile kesime girerken, S_2 anahtarı da ZVS ile iletime girer. Bu zaman aralığı S_2 anahtarına paralel bağlı olan C_{p2} kondansatörünün tamamen deşarj olması ile son bulur.

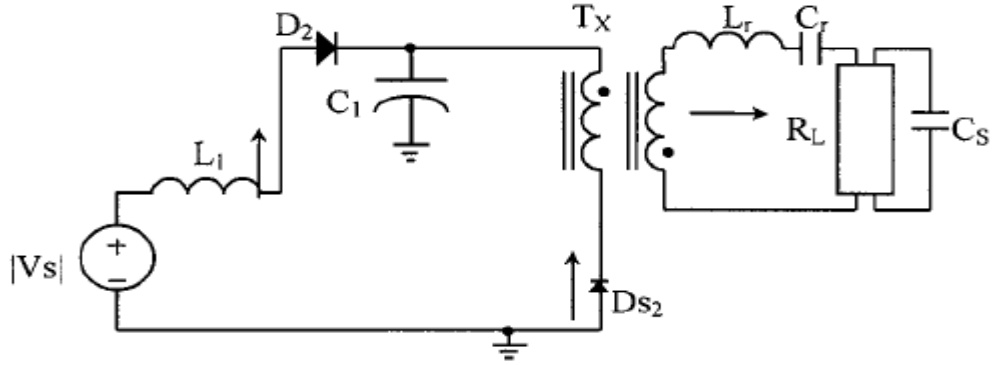


Şekil 5.4 Aralık 2 [22]

5.2.3 Aralık 3

Bu aralık S_2 anahtarına paralel bağlı olan C_{p2} kondansatörünün tamamen deşarj olup, S_2 anahtarının yapısındaki D_{s2} diyodunun iletime girmesi ile başlar. Çıkış katındaki rezonans devresinde var olan enerji, D_{s2} diyodu üzerinden C_1 depolama

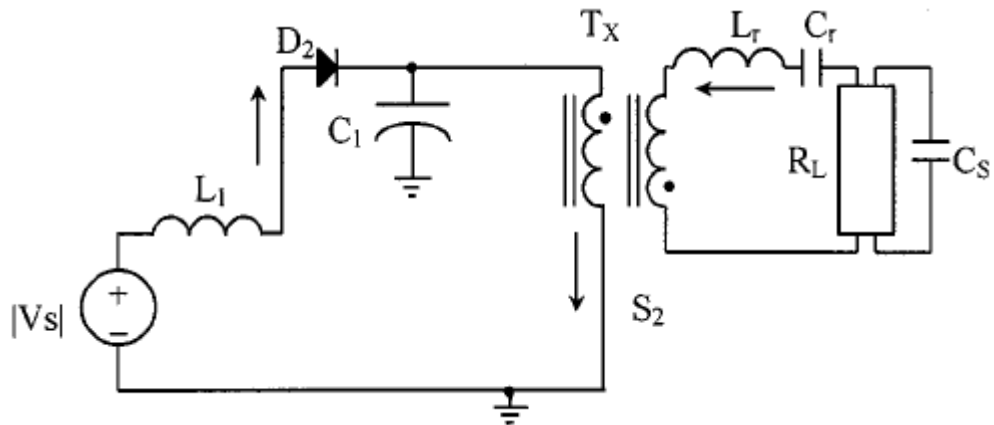
kondansatörüne aktarılır. Aynı zamanda L_1 yükseltici endüktansı da C_1 kondansatörüne enerji aktarmaya devam eder. Bu aralık S_2 anahtarı için oluşan ZVT aralığıdır ve S_2 anahtarına iletim sinyali verilmesi ile son bulur.



Şekil 5.5 Aralık 3 [22]

5.2.4 Aralık 4

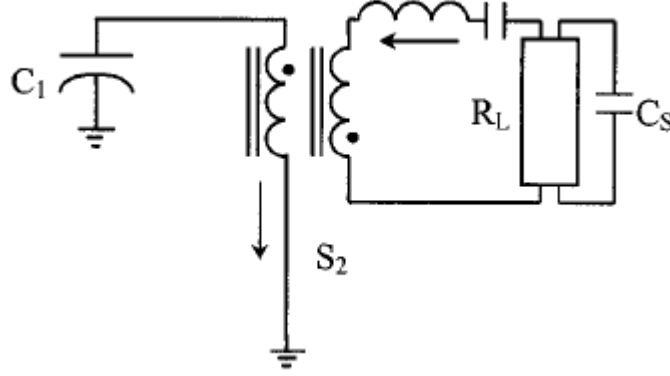
Şekil 5.6'da gösterilen bu zaman aralığında T_x trafosunun sekonder sargı uçlarındaki gerilim, T_x trafosunun primer ve sekonder sargıların sarım yönlerine bağlı olarak negatif olmaktadır. Böylece sekondere bağlı rezonans devresinde akımın yönü değişecektir. Bu aralık, yükseltici endüktansı L_1 enerjisinin tamamını C_1 depolama kondansatörüne aktarır, D_2 diyodunun ZCS ile kesime girmesiyle son bulur.



Şekil 5.6 Aralık 4 [22]

5.2.5 Aralık 5

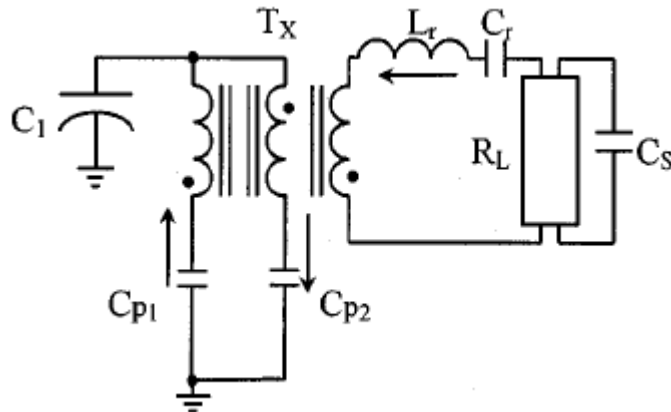
Şekil 5.7’de gösterilen bu aralık, yükseltici endüktansının enerjisinin tamamını depolama kondansatörüne aktarması ile başlar ve S_2 anahtarının iletim sinyalinin kesilmesi ile son bulur.



Şekil 5.7 Aralık 5 [22]

5.2.6 Aralık 6

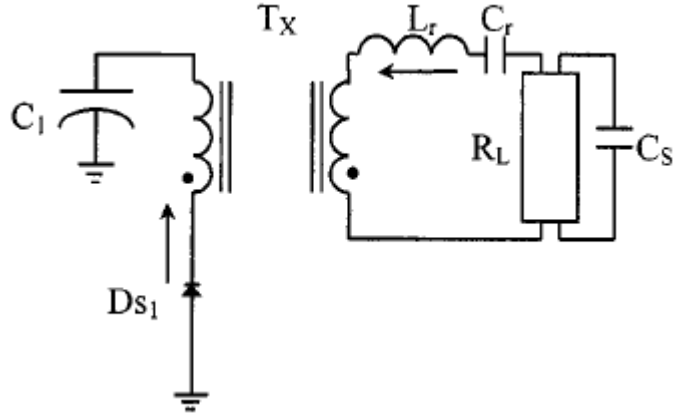
Bu aralık, S_2 anahtarının iletim sinyalinin kesilmesi ile başlar. Bu aralıkta, T_x trafosunun sekonder sargısından akan rezonans akımının yönüne bağlı olarak, S_2 anahtarına paralel bağlı olan C_{p2} kondansatörü şarj olurken, S_1 anahtarına paralel bağlı olan C_{p1} kondansatörü deşarj olur. Böylece S_2 anahtarı ZVS ile kesime girerken, S_1 anahtarı ZVS ile ilettime girer. Bu zaman aralığı C_{p1} kondansatörünün tamamen deşarj olup, S_1 anahtarının diyodunun ilettime girmesi ile son bulur.



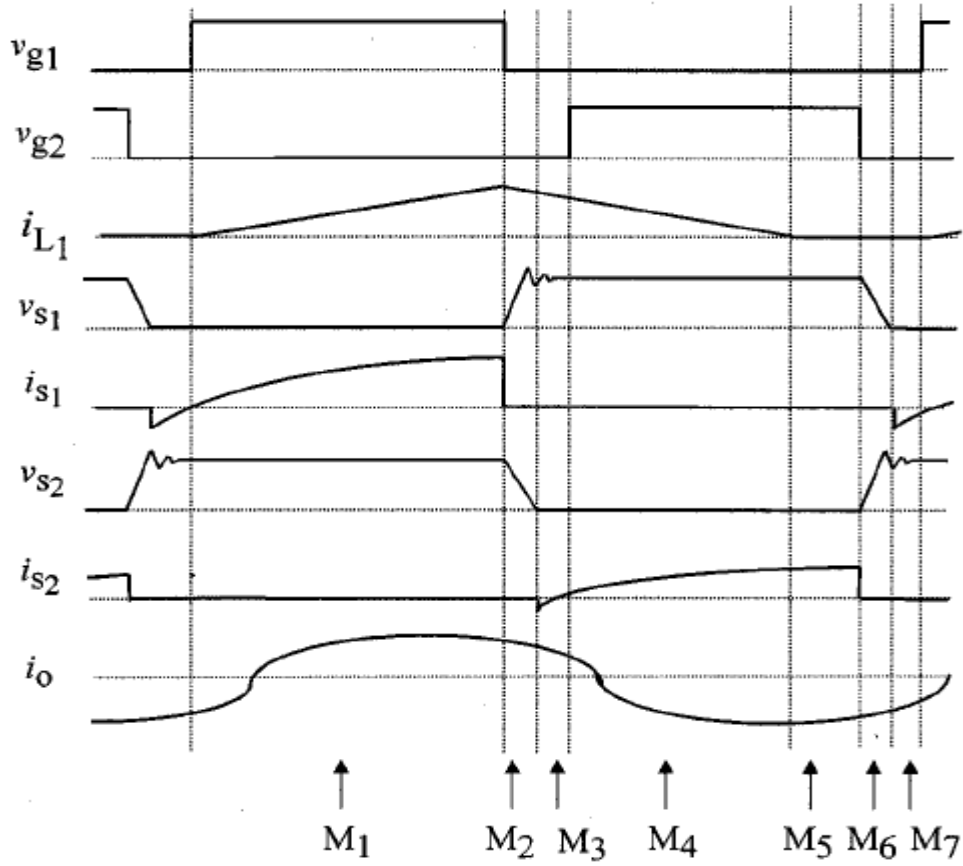
Şekil 5.8 Aralık 6 [22]

5.2.7 Aralık 7

Bu aralık, S_1 anahtarının yapısındaki D_{S1} diyodunun ilettime girmesi ile başlar ve S_1 anahtarına sinyal verilinceye kadar devam eder. Bu aralık, S_1 anahtarının ZVT aralığıdır. Böylece bir çalışma periyodu tamamlanır ve yeniden başa dönlür.



Şekil 5.9 Aralık 7 [22]



Şekil 5.10 Anahtar sinyallerine bağlı olarak; yükseltici endüktansı akımı, anahtar akım ve gerilimleri ile çıkış akımının değişimi [22]

Tüm çalışma aralıkları Şekil 5.10'da gösterilmiştir. Aynı zamanda Şekil 5.10 incelendiğinde, yükseltici endüktansının akımının DCM çalışma şartlarını sağladığı ve böylece devrenin kendiliğinden PFC çalışmayı sağladığı görülmektedir.

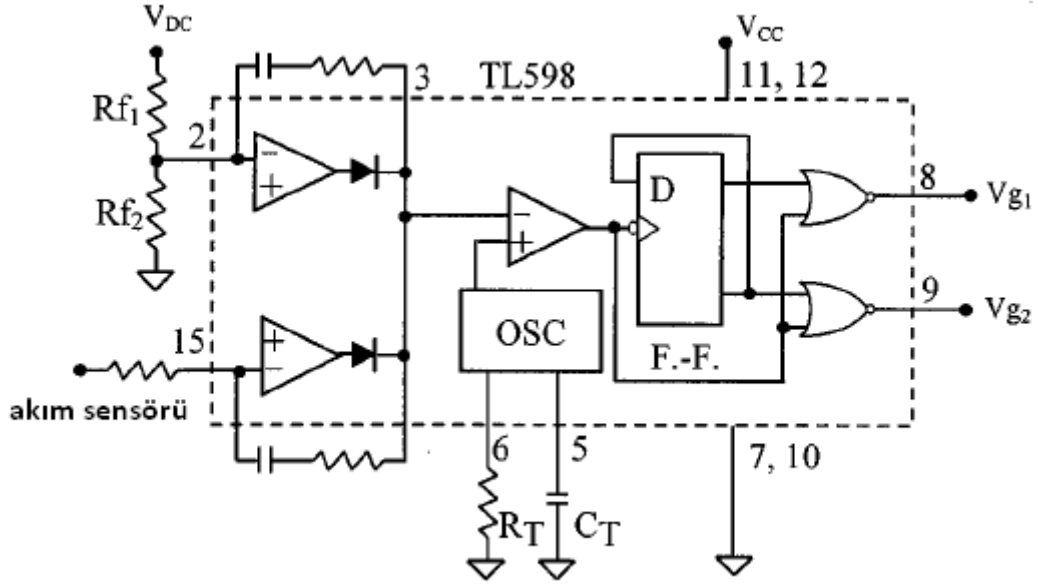
5.3 Devrenin Analizi

5.3.1 PFC Analizi

Sunulan devrenin PFC' yi sağlaması için, yükseltici endüktansının DCM çalışma şartlarını sağlaması gerekmektedir. Bunun için S_1 anahtarının doluluk oranı mutlaka 0.5 değerine eşit veya küçük olmalıdır.

5.3.2 Push – Pull Analizi

Push – pull tür devreler günümüzde akım beslemeli veya gerilim beslemeli olarak kullanılmaktadır. Gerilim beslemeli push – pull tür dönüştürücülerde trafonun doyuma girmesi problemi nedeniyle, akım beslemeli push – pull dönüştürücüler gerilim beslemeli olanlarına nazaran daha fazla kullanılmaktadır. Gerilim beslemeli türlerindeki bu sorun akım mod kontrol yöntemi ile giderilebilmektedir. Yapılan çalışmada S_2 anahtarında meydana gelen aşırı akımlar sebebiyle, S_2 anahtarına uygulanan akım mod kontrol yöntemi ile devrenin kontrolü yapılmaktadır. Sunulan devrede kontrol devresi olarak şekil 5.11'de de gösterildiği gibi TL598 entegresi ile oluşturulan kontrol devresi kullanılır.



Şekil 5.11 Sunulan devrenin kontrol yapısı [22]

5.3.3 Rezonans Analizi

Oluşturulan devrede kullanılan rezonans devresi, D sınıfı elektronik balast devrelerinde kullanılan rezonans devresi ile aynıdır (Şekil 5.2). Rezonans endüktansı L_r , rezonans kalite faktörü Q , anahtarlama frekansı f_s ve yüke R_L bağlı olarak aşağıdaki gibi bulunur.

$$L_r = \frac{QR_L}{2\pi f_s} \quad (5.1)$$

Rezonans kondansatörü C_r ise, rezonans frekansının anahtarlama frekansına ulaşamayacağı değerde ve aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$C_r \geq \frac{1}{\pi^2 f_s^2 L_r} \quad (5.2)$$

5.3.4 Ateşleme Devresi Analizi

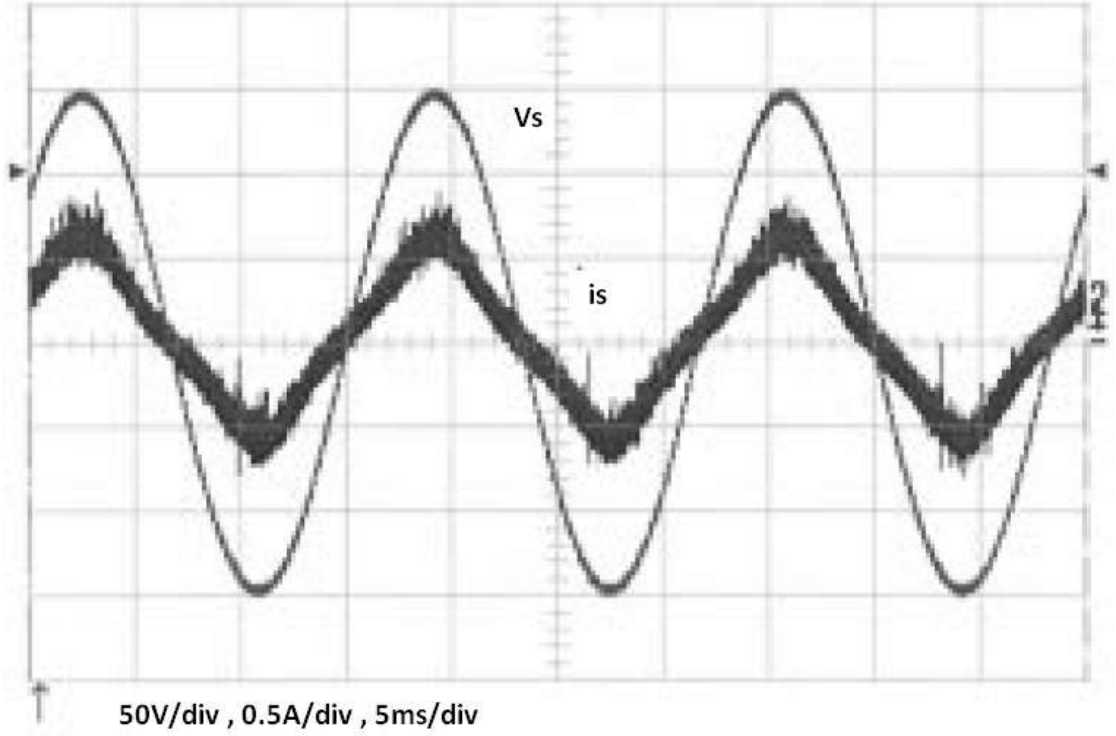
Ateşleme devresinde bulunan C_s kondansatörü, lambanın filamentlerinin gerekli ateşleme sıcaklığına ulaşması için kullanılır. Ateşlemeden önce devrede bulunan lambanın iç direnci çok yüksektir. Bu durumda devre L_r , C_r , C_s ve lambanın filamentlerini temsilen dirençlerden oluşur (Şekil 5.1). Filament dirençleri gerekli ateşleme sıcaklığına ulaştıkları zaman, C_s kondansatörü uçlarındaki gerilim sayesinde

Uygulaması yapılan devrede anahtarlama frekansı olarak 48 kHz, trafonun dönüştürme oranları 1: 1: 1, kullanılan anahtarlar 500 V/2 A, diyotlar 600 V/2 A seçilmiş olup diğer elemanlar ile ilgili bilgiler Çizelge 5.1’de verilmiştir.

Çizelge 5.1 Kullanılan eleman değerleri

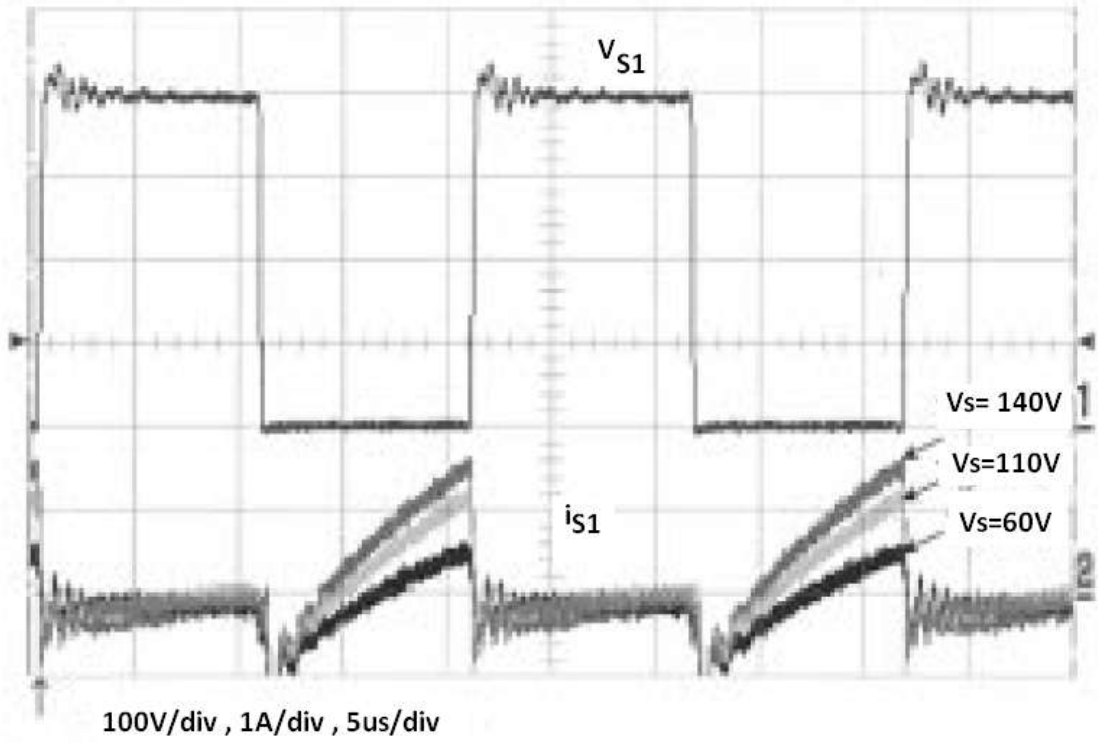
L_1	L_r	C_r	C_s	C_1	$R_{s1},$ R_{s2}	$C_{p1},$ C_{p2}	$L_{x1},$ L_{x2}	$L_{y1},$ L_{y2}	$C_{x1},$ C_{x2}	$C_{y1},$ C_{y2}
600 μ H	1.8 mH	100 nF	4.7 nF	100 μ F	0.33 Ω	1 nF	2 mH	1.4 mH	1 μ F	4.7 nF

Verilen değerlere göre uygulaması yapılan devrede, giriş gerilimi ile giriş girişten çekilen akımın dalga şekli Şekil 5.13’de gösterilmiştir. Burada çekilen akımın dalga şeklinin sinüzoidal formdan uzak olmasına rağmen güç faktörü 0.99 değerindedir.

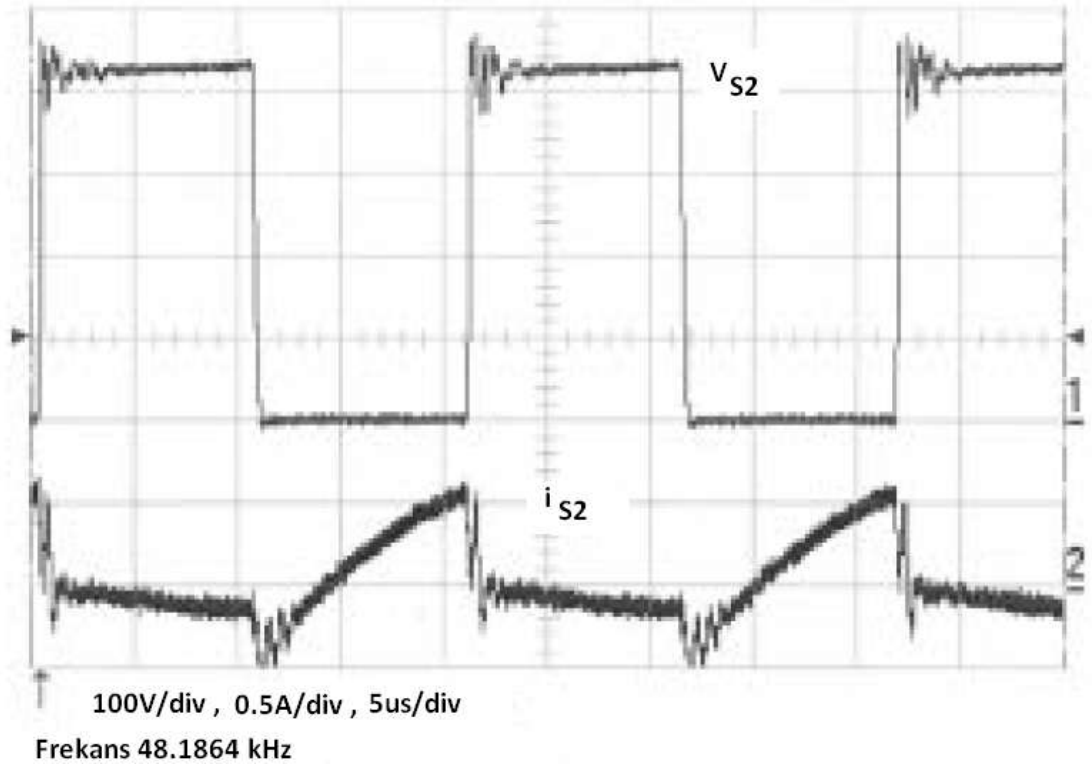


Frekans 59.99 Hz

Şekil 5.13 Şebeke gerilimi ve şebekeden çekilen akımın dalga şekli [22]



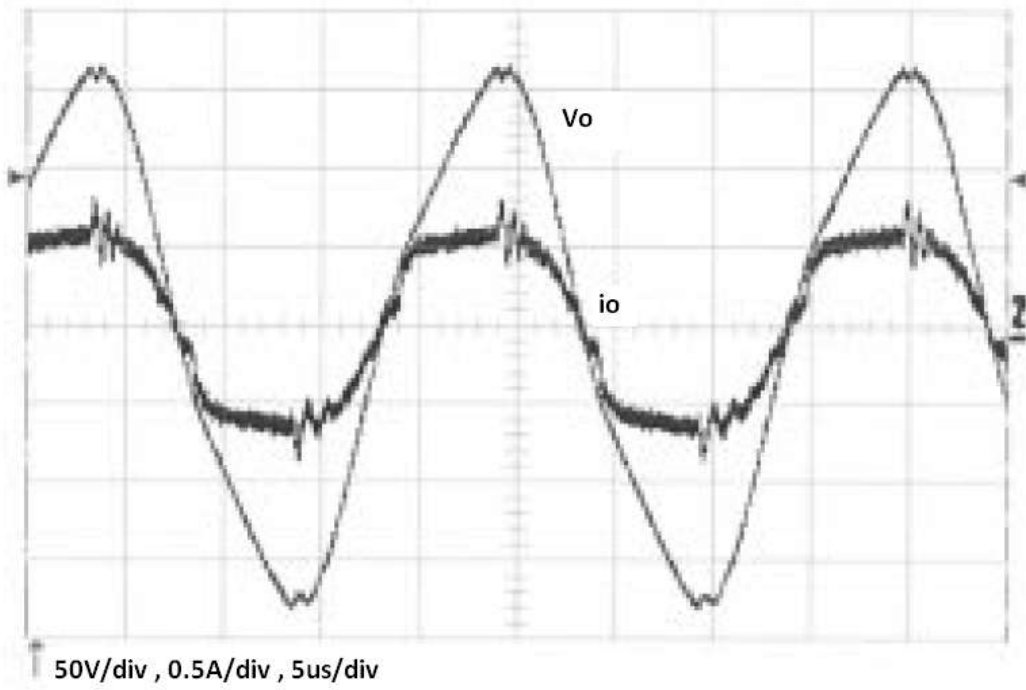
Şekil 5.14 S_1 anahtarının gerilim ve akım dalga şekilleri [22]



Şekil 5.15 S_2 anahtarının gerilim ve akım dalga şekilleri [22]

Uygulanan devrede kullanılan anahtarlara ait gerilim ve akım dalga şekilleri, S_1 anahtarı için Şekil 5.14’de, S_2 anahtarı için ise Şekil 5.15’de gösterilmiştir. Buna göre giriş

geriliminin artmasına bağı olarak S_1 anahtarının akım stresinin de artacağı görülmektedir (Şekil 5.14). S_2 anahtarı için sadece tek bir çalışma anı için alınan sonuçlar gösterilmiştir. S_2 anahtarı için oluşabilecek akım stresleri trafonun kolayca doyuma girmesine neden olur. Uygulama sonucunda lambanın filament dirençlerinin kaybı, kontrol devresinin kayıpları ve S_1 ile S_2 anahtarlarının yumuşak anahtarlamaı sağlamaları da göz önüne alındığında toplam verim %81 olmaktadır.



Frekans 48.2439 kHz

Şekil 5.16 Floresan lambanın gerilim ve akım dalga şekilleri

5.5 Sonuç ve Değerlendirme

İncelenen makalede yumuşak anahtarlamaı push – pull tabanlı yüksek PFC sağılayan elektronik balast devresi sunulmuştur. Önerilen devrenin kontrol yapısı oldukça basit olup mikroişlemciler ile kolayca uygulanabilir. Sunulan devrede yarım köprü DCMPF elektronik balastlara nazaran anahtar gerilim stresleri iki katı olmasına rağmen, izoleli sürme devresi gerektirmez. Devrenin hem iletme girme işleminde ZVT'yi ve kesime girme işleminde ZVS'yi sağılaması devrenin toplam verimini oldukça artırmaktadır.

REZONANS DEVRELİ VE YUMUŞAK ANAHTARLAMALI YENİ BİR TEK AŞAMALI PFC DEVRESİNİN ANALİZ VE TASARIMI

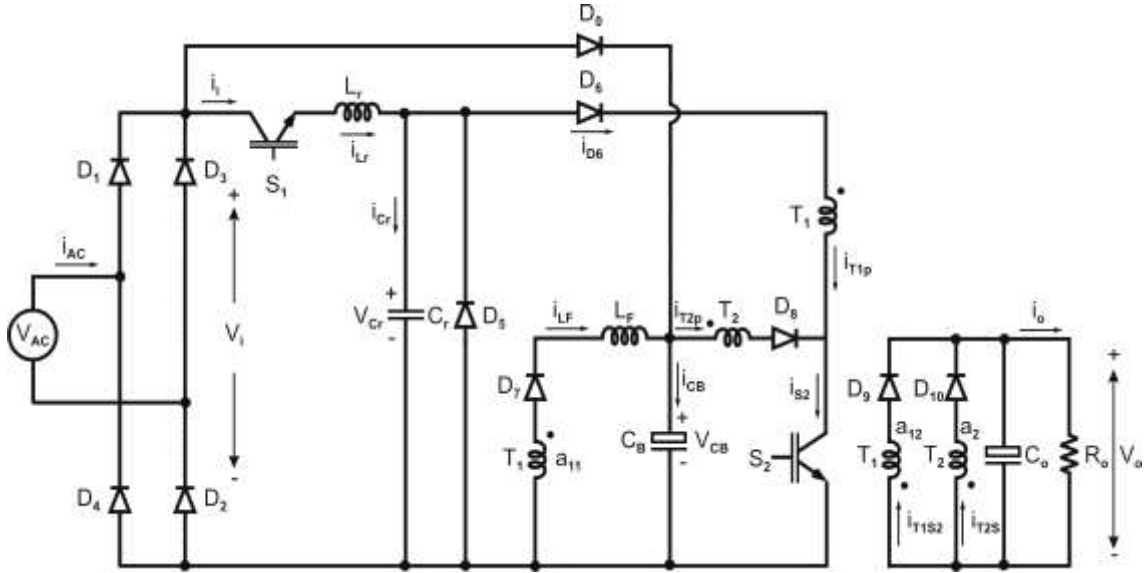
6.1 Giriş

Bu bölümde, rezonans devreli ve yumuşak anahtarlama yeni bir tek aşamalı PFC devresinin çalışma prensibi ile simulasyon sonuçları sunulmuştur. Burada, tamamen rezonanslı bir dönüştürücü ile PFC elde edilir, aynı zamanda rezonans temelli ve ileri yönlü ve geri dönüşlü tabanlı bir dönüştürücü ile doğrudan güç transferi (DPT) ve gerilim regülasyonu sağlanır.

6.2 Tanım ve Kabuller

Sunulan rezonans devreli ve yumuşak anahtarlama yeni PFC devresinin şeması Şekil 6.1'de verilmiştir. Sunulan bu rezonans devreli yeni dönüştürücü, yumuşak anahtarlama (SS), DPT, yüksek verim ve yüksek güç faktörü (HPF) sağlar. Bu devrede V_{AC} ve i_{AC} giriş veya hat gerilim ve akımı, V_i ve i_i doğrultulmuş gerilim ve akımı, V_o ve i_o çıkış gerilim veya yük gerilim ve akımı, S_1 ve S_2 anahtarlar, $D_0, D_1, D_2, D_3, D_4, D_5, D_6, D_7, D_8, D_9$ ve D_{10} diyotlar, T_1 ve T_2 trafolar, L_r ve C_r rezonanslı PFC devresinin endüktans ve kondansatörü, L_F ileri yönlü dönüştürücü endüktansı, C_B ve C_o depolama ve çıkış kondansatörleridir.

Yapılan analizde, V_{AC} ile V_i ve V_{CB} ile V_o ideal gerilim kaynağı, anahtarlar ve diyotlar ideal ve kayıpsız, ayrıca trafo ve endüktans ile kondansatörler ideal ve kayıpsız olarak kabul edilir.



Şekil 6.1 Rezonans devreli ve yumuşak anahtarlama ile yeni tek aşamalı PFC devre şeması

6.3 Çalışma Prensipleri ve Analiz

Yüksek frekansla çalışan bu dönüştürücünün bir çalışma periyodu esnasında, doğrultulmuş şebeke geriliminin V_i ani değerinin sabit kaldığı kabul edilir.

Rezonansın pozitif yarı periyodunda S_1 anahtarı iletimdedir ve şebekeden çekilen sinüzoidal bir akım ile C_r kondansatörü dolar. Rezonansın negatif yarı periyodunda ise, C_r kondansatörü T_1 trafosunun primeri üzerinden deşarj olur.

Negatif yarı periyotta, T_2 trafosu geri dönüşlü trafosu olarak çalışır ve çıkış gerilimi regülasyonunu sağlar. T_2 trafosu, S_2 iletimde iken aldığı enerjiyi S_2 kesimde iken çıkışa aktarır.

Negatif yarı periyotta aynı zamanda, T_1 trafosu, şebeke gerilimi belli bir değerin altında ise geri dönüşlü trafosu olarak çalışır ve T_2 'ye benzer şekilde, C_r 'nin enerjisini çıkışa aktarır. Şebeke gerilimi belli bir değerin üzerinde olduğunda ise, ileri yönlü trafosu olarak çalışır, S_2 iletimde iken C_r enerjisinin bir kısmını C_B kondansatörüne ve S_2 kesimde iken enerjisinin kalan kısmını çıkışa aktarır.

6.3.1 Şebeke Geriliminin Yüksek Olduğu Aralıkta Çalışma

Şebeke gerilimi için $2V_i/a_{11} > V_{CB}$ olduğunda, tasarlanan devrede bir çalışma periyodu altı adet çalışma aralığından oluşmaktadır. Oluşan çalışma aralıklarına ait detaylı analizler aşağıda sunulmuş olup, temel dalga şekilleri Şekil 6.8’de gösterilmiştir.

Aralık 1 [$t_0 < t < t_2$]: $t=t_0$ anında $V_{Cr}=0$, $i_{Lr}=0$, $i_{T1p}=0$, $i_{T2p}=0$, $i_{LF}=0$, $i_{T1S2}=I_{T1S20}$ ve $i_{T2S}=I_{T2S0}$ değerindedir. Bu aralık $t=t_0$ anında, S_1 PFC anahtarına sinyal verilmesi ile başlar. Bu andan itibaren doğrultulmuş gerilimin ani değerine bağlı olarak L_r ve C_r rezonans elemanları arasında rezonans başlar.

Rezonans endüktansı akımının sinüzoidal değişmesine bağlı olarak, S_1 anahtarı ve doğrultucu diyotları ZCS ile iletme ve yine aynı şekilde rezonansın pozitif yarı periyodunun sonunda sinüzoidal olarak azalmasına bağlı olarak ZCS ile kesime girer.

Oluşan rezonans devresinde, $t=t_1$ anında rezonans endüktansı akımının değeri (6.1) eşitliğinde gösterilen tepe değerine ulaşır ve yarı periyodun sonunda $t=t_2$ anında sinüzoidal olarak azalarak 0 A olur.

$$I_{Lrmax} = \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} V_i \quad (6.1)$$

$$I_{Lr} = I_{Lrmax} \sin(\omega_r(t - t_0)) \quad (6.2)$$

Aynı zamanda rezonans kondansatörü de eşitlik (6.3)’de ifade edildiği gibi kosinüs fonksiyonu şeklinde $t=t_1$ anında doğrultulmuş gerilimin ani değerine ve $t=t_2$ anında ise iki katına ulaşır.

$$V_{Cr} = V_i(1 - \cos(\omega_r(t - t_0))) \quad (6.3)$$

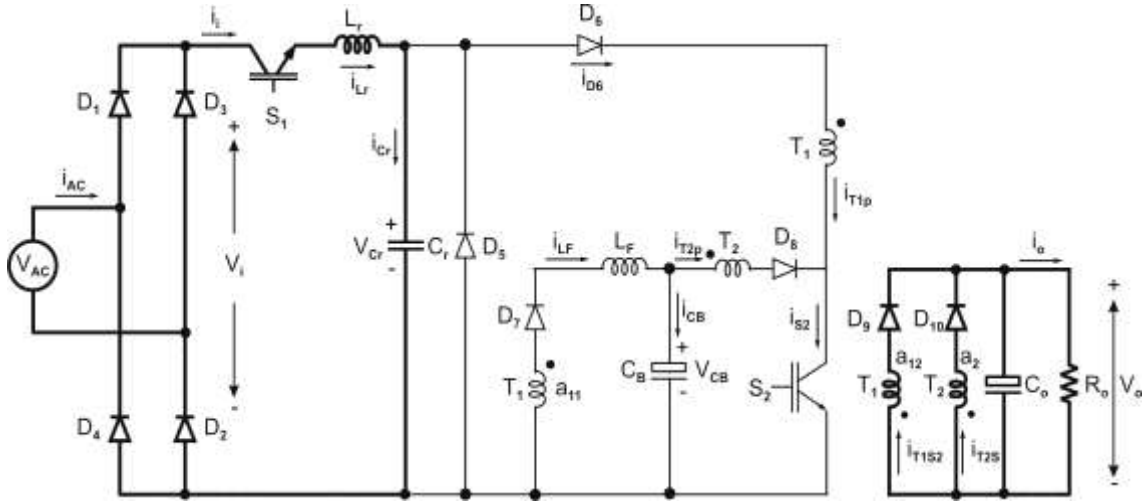
$$t_{01} = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_r C_r} \quad (6.4)$$

$$t_{02} = \pi \sqrt{L_r C_r} \quad (6.5)$$

Şekil 6.2’de devre şeması verilen bu aralık boyunca T_1 ve T_2 trafoları mıknatıslama endüktanslarında depoladıkları enerjileri çıkışa aktarıyor olabilir.

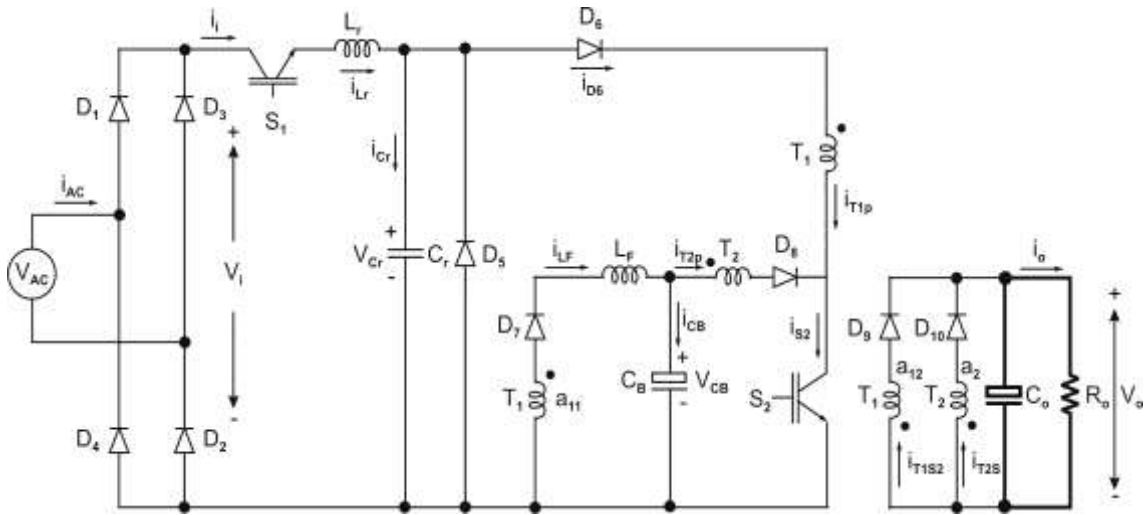
$$I_{T1S2} = I_{T1S0} - \frac{V_0}{L_{1S2}}(t - t_0) \quad (6.6)$$

$$I_{T2S} = I_{T2S0} - \frac{V_o}{L_{2S}}(t - t_0) \quad (6.7)$$



Şekil 6.2 Aralık 1

Aralık 2 [$t_2 < t < t_3$]: $t=t_2$ anında $V_{Cr}=2V_i$, $i_{Lr}=0$, $i_{T1p}=0$, $i_{T2p}=0$, $i_{LF}=0$, $i_{T1S2}=0$ ve $i_{T2S}=0$ değerindedir. Şekil 6.3’de gösterilen bu aralık, S_2 anahtarına sinyal verilene kadar devam eder. Bu aralık gerilim regülasyonunu sağlamak amacıyla kullanılan kontrol aralığıdır.



Şekil 6.3 Aralık 2

Aralık 3 [$t_3 < t < t_4$]: $t=t_3$ anında $V_{Cr}=2V_i$, $i_{Lr}=0$, $i_{T1p}=0$, $i_{T2p}=0$, $i_{LF}=0$, $i_{T1S2}=0$ ve $i_{T2S}=0$ değerindedir. Bu aralık, $t=t_3$ anında S_2 anahtarına sinyal verilmesi ile başlar. S_2 anahtarı ile D_6 ve D_8 diyotları, T_1 ve T_2 trafolarının mıknatıslama enerjilerini tamamen çıkışa aktarmalarına bağlı olarak, ZCS ile yumuşak bir şekilde ilettime girerler.

L_{Fp} , L_F endüktansının ve C_{Bp} , C_B kondansatörünün primere indirgenmiş halleri olmak üzere, Şekil 6.4'de gösterilen bu aralıkta, C_r rezonans kondansatörü ile T_1 trafosunun primer ve sekonder endüktanslarına bağlı mıknatıslama endüktansı L_{m12} , L_{Fp} endüktansı ve C_{Bp} kondansatörü arasında rezonans başlar. Oluşan bu rezonansa bağlı olarak, L_{Fp} ve T_1 trafosunun mıknatıslama endüktanslarının akımlarının değişimleri ile rezonans kondansatörünün geriliminin değişimi aşağıda verilmiştir.

$$i_{L_{Fp}}(\omega_{r1} t) = \left(\frac{V_{Cr}}{\omega_{r1} L_{Fp}} - \frac{V_{CBp}}{\left(L_{Fp} + \frac{L_{Fp}^2}{L_{m12}} \right) \omega_{r1}} \right) \sin(\omega_{r1} (t - t_3)) - \frac{V_{CB}}{(L_{m12} + L_{Fp}) \omega_{r1}} \omega_{r1} (t - t_3) \quad (6.8)$$

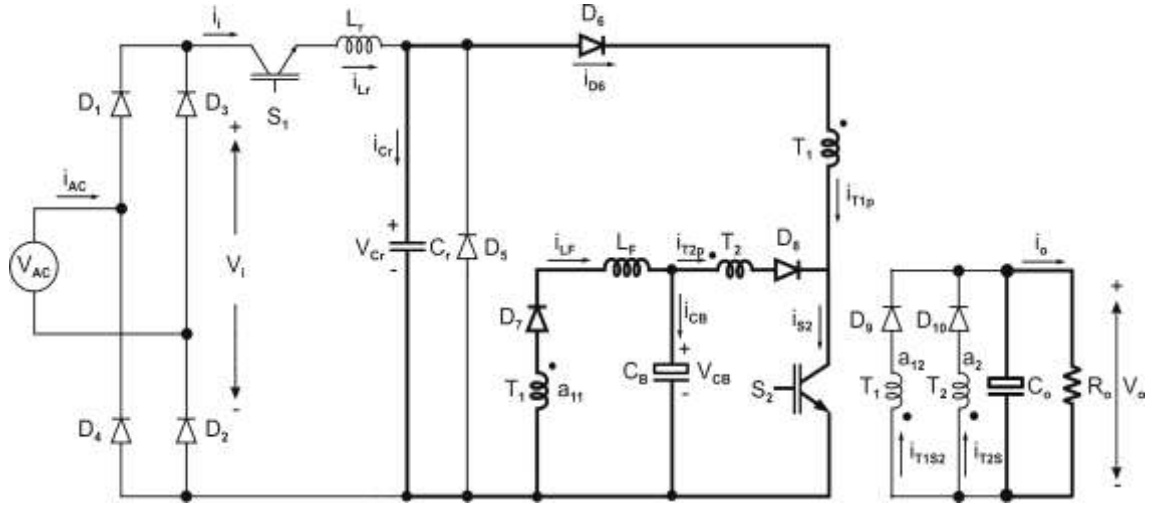
$$i_{L_{m12}}(\omega_{r1} t) = \left(\frac{V_{Cr}}{\omega_{r1} L_{m12}} - \frac{V_{CBp}}{(L_{m12} + L_{Fp}) \omega_{r1}} \right) \sin(\omega_{r1} (t - t_3)) + \frac{V_{CB}}{(L_{m12} + L_{Fp}) \omega_{r1}} \omega_{r1} (t - t_3) \quad (6.9)$$

$$V_{Cr}(\omega_{r1} t) = 2V_{Cr} - \left(\frac{V_{CBp} L_{m12}}{L_{m12} + L_{Fp}} \right) + \left(\frac{V_{CBp} L_{m12}}{L_{m12} + L_{Fp}} - V_{Cr} \right) \cos(\omega_{r1} (t - t_3)) \quad (6.10)$$

$$\omega_{r1} = \sqrt{\frac{L_{m12} + L_{Fp}}{C_r L_{m12} L_{Fp}}} \quad (6.11)$$

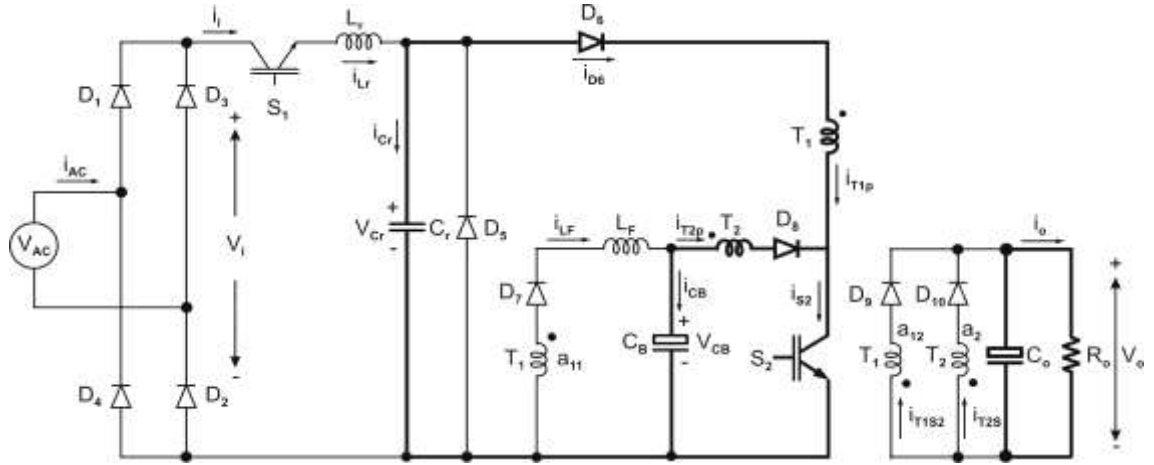
Aynı zamanda T_2 trafosu, geri dönüşlü trafosu olarak çalışır ve C_B kondansatörünün gerilimine bağlı olarak lineer artan bir akım ile enerji depolar.

$$i_{T2p} = \frac{V_{CB}}{L_{2p}} (t - t_3) \quad (6.12)$$



Şekil 6.4 Aralık 3

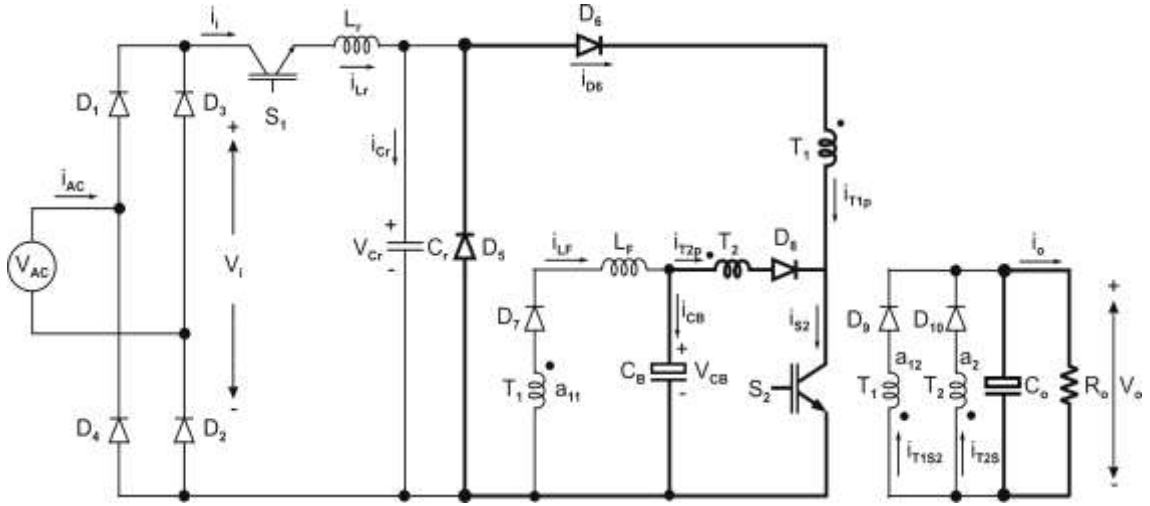
Aralık 4 [$t_4 < t < t_5$]: $t=t_4$ anında $V_{Cr}=V_{Cr4}$, $i_{Lr}=0$, $i_{T1p}=i_{LM124}$, $i_{T2p}=i_{T2p4}$, $i_{LF}=0$, $i_{T1S2}=0$ ve $i_{T2S}=0$ değerindedir. Şekil 6.5’de devre şeması verilen bu aralıkta, T_2 trafosu geri dönüşlü trafosu olarak çalışmaya devam eder. Aynı zamanda, T_1 trafosu da T_2 trafosu gibi geri dönüşlü trafosu olarak çalışır ve C_r rezonans kondansatörü ile T_1 trafosunun primer endüktansı arasında oluşan rezonansa bağlı olarak, C_r rezonans kondansatörü enerjisini tamamen T_1 trafosunun primer endüktansına aktarır. Bu aralık, C_r rezonans kondansatörü geriliminin 0 V olması ve D_5 diyodunun ZVS ile iletme girmesi ile son bulur.



Şekil 6.5 Aralık 4

Aralık 5 [$t_5 < t < t_6$]: $t=t_5$ anında $V_{Cr}=0$, $i_{Lr}=0$, $i_{T1p}=i_{T1pmax}$, $i_{T2p}=i_{T2p5}$, $i_{LF}=0$, $i_{T1S2}=0$ ve $i_{T2S}=0$ değerindedir. Şekil 6.6’da devre şeması verilen bu aralık, D_5 diyodunun ZVS ile iletme girmesi ile başlar ve S_2 anahtarının sinyali kesilene kadar devam eder. Bu zaman aralığında T_1 trafosunun primer endüktansı, D_5 ve D_6 diyotları üzerinden sabit bir akım

akıtarak, sabit akım kaynağı olarak davranırken T_2 trafosu geri dönüşlü trafosu olarak çalışmaya devam eder. Bu aralığın sonunda S_2 anahtarının sinyalinin kesilmesi ile birlikte S_2 anahtarı ve D_6 diyodu sabit I_{S2max} akımı altında sert kesime girer.

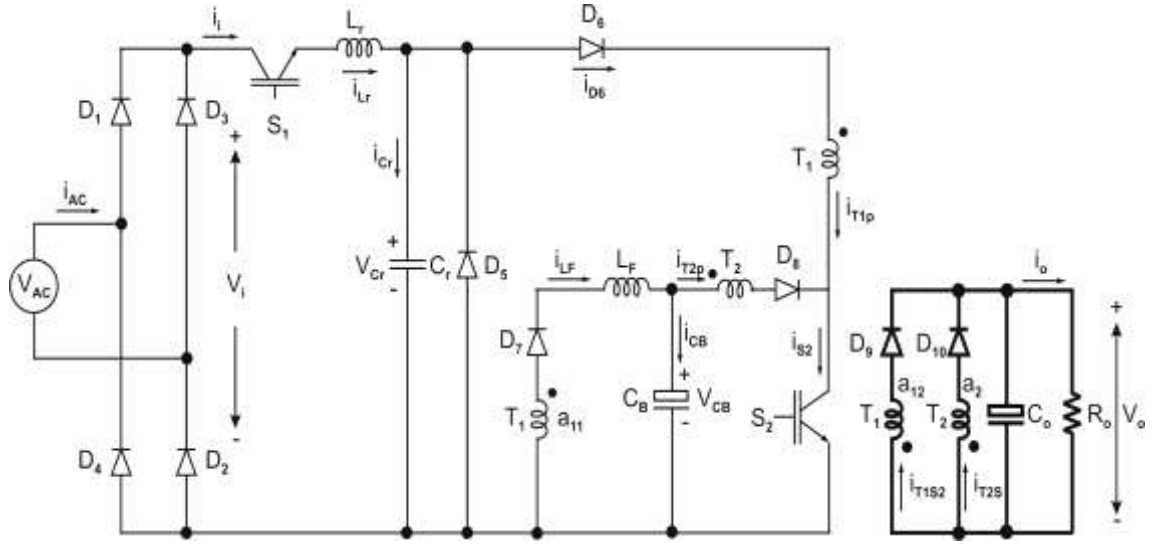


Şekil 6.6 Aralık 5

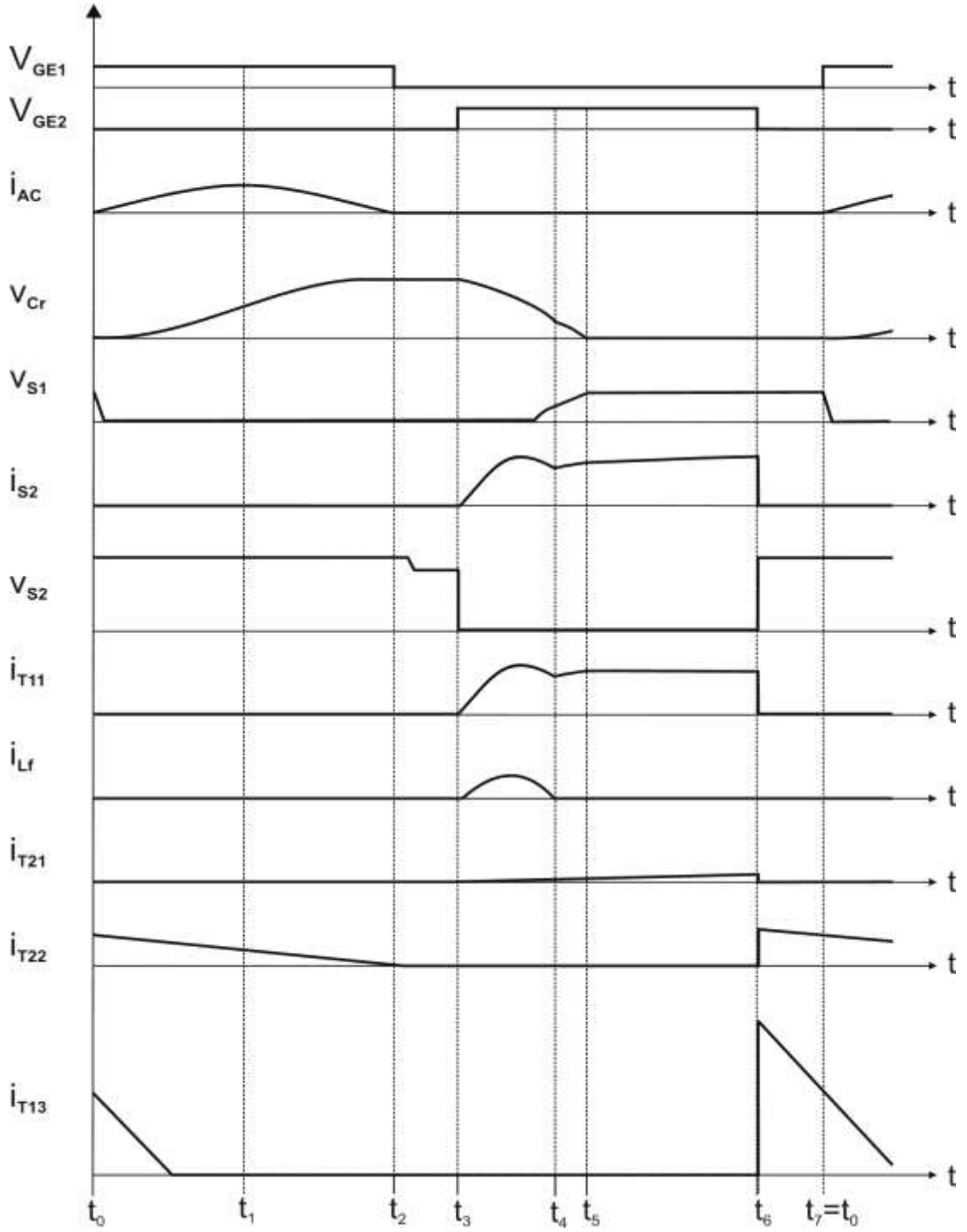
Aralık 6 [$t_6 < t < t_7 = t_0$]: $t=t_6$ anında $V_{Cr}=0$, $i_{Lr}=0$, $i_{T1p}=i_{T1pmax}$, $i_{T2p}=i_{T2pmax}$, $i_{LF}=0$, $i_{T1S2}=0$ ve $i_{T2S}=0$ değerindedir. Şekil 6.7’de gösterilen bu aralık, S_2 anahtarının sinyalinin kesilmesi ile başlar. Bu aralıkta, hem T_1 hem de T_2 trafolarının mıknatıslama endüktanslarında biriken enerjiler, çıkışa aktarılır. S_1 anahtarına sinyal verilmesi ile bu aralık biter ve bir çalışma periyodu tamamlanır.

$$i_{T1S2} = I_{T1S2max} - \frac{V_o}{L_{1S2}}(t - t_6) \quad (6.13)$$

$$i_{T2S} = I_{T2Smax} - \frac{V_o}{L_{2S}}(t - t_6) \quad (6.14)$$



Şekil 6.7 Aralık 6



Şekil 6.8 Şebeke gerilimi için $2V_i/a_{11} > V_{CB}$ olduğunda oluşan anahtar kapı sinyalleri ve akım ile gerilim dalga şekilleri

6.3.2 Şebeke Geriliminin Düşük Olduğu Aralıkta Çalışma

Şebeke gerilimi için $2V_i/a_{11} < V_{CB}$ olduğunda, tasarlanan devrede bir çalışma periyodu beş adet çalışma aralığından oluşmaktadır. Şebeke gerilimi belirli bir değerin üzerinde iken oluşan çalışma aralıkları için, aralık 3 ve aralık 4 yerine şebeke gerilimi belirli bir

değerin altında iken tek bir aralık oluşmaktadır. Diğer aralıklar için verilen analiz ve denklemler aynen geçerlidir.

Şebeke geriliminin belirli bir değer altında iken oluşan yeni aralık için başlangıçta $V_{Cr}=2V_i$, $i_{Lr}=0$, $i_{T1p}=0$, $i_{T2p}=0$, $i_{LF}=0$, $i_{T1S2}=0$ ve $i_{T2S}=0$ değerindedir. Bu aralıkta, doğrultulmuş gerilimin iki katı gerilim değerine sahip rezonans kondansatörü ile T_1 trafosunun primer endüktansı arasında rezonans oluşur. Oluşan rezonansa bağlı olarak kondansatör gerilimi kosinüs fonksiyonu şeklinde azalır iken T_1 trafosunun primer endüktansının akımı sinüs fonksiyonu şeklinde artar.

$$I_{T1pmax} = V_{Cr} \sqrt{\frac{C_r}{L_{1p}}} \quad (6.15)$$

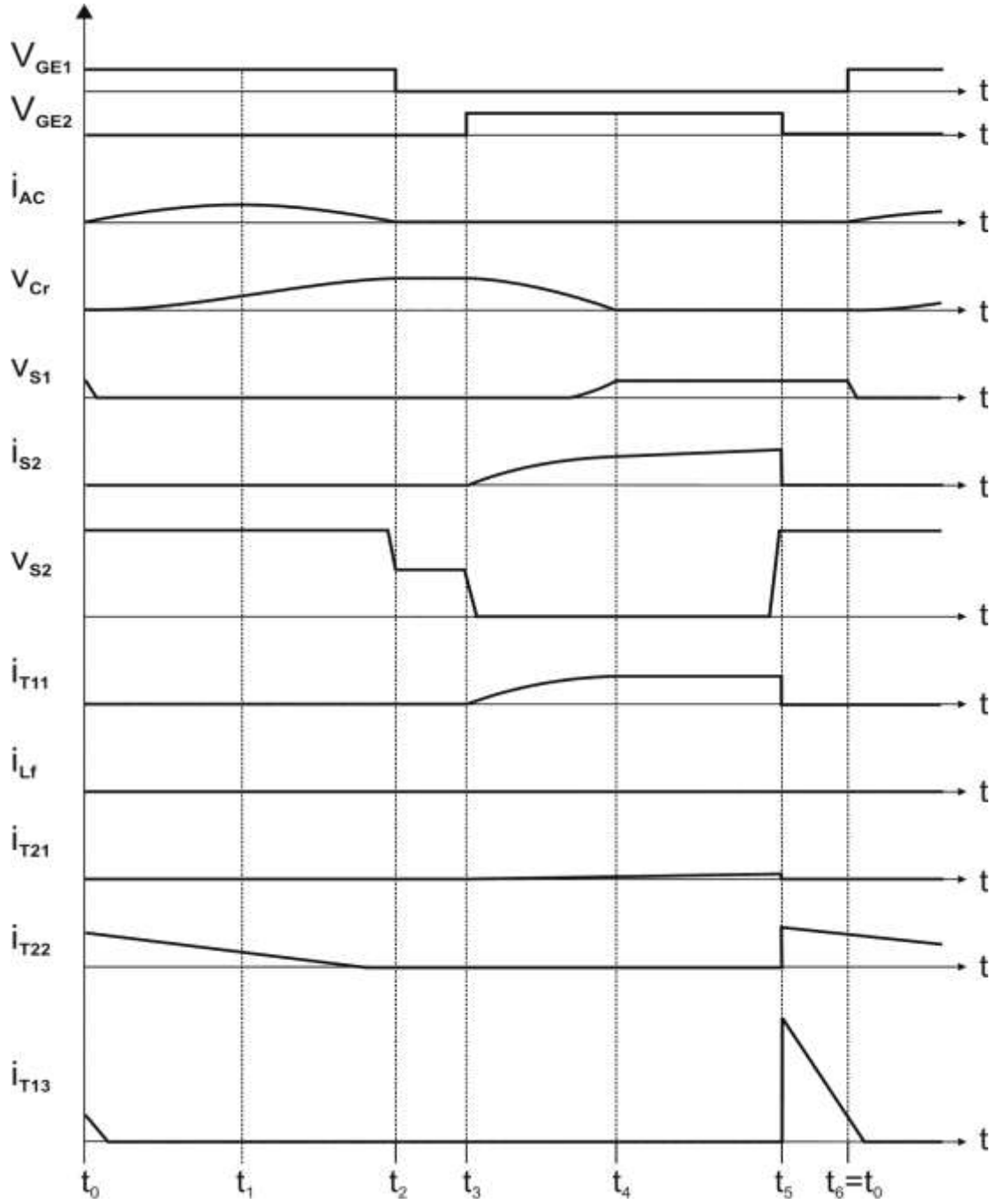
$$i_{T1p} = I_{T1pmax} \sin(\omega_{r2}(t-t_3)) \quad (6.16)$$

$$V_{Cr} = 2V_i \cos(\omega_{r2}(t-t_3)) \quad (6.17)$$

$$\omega_{r2} = \sqrt{\frac{1}{L_{1p}C_r}} \quad (6.18)$$

$$t_{43} = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_{1p}C_r} \quad (6.19)$$

Bu aralık (6.17) eşitliğine göre rezonans kondansatörü geriliminin kosinüs fonksiyonu şeklinde azalıp 0V olması ile son bulur ve bundan sonra oluşan aralıklar, şebeke gerilimi belirli bir değer üzerinde iken oluşan aralıklar ile aynı olur. Şebeke geriliminin belirli bir değer altında olduğu yerlerde çalışma ile ilgili temel dalga şekilleri Şekil 6.9'da gösterilmiştir.



Şekil 6.9 Şebeke gerilimi için $2V_i/a_{11} < V_{CB}$ olduğunda oluşan anahtar kapı sinyalleri ve akım ile gerilim dalga şekilleri

6.4 Tasarım Kriterleri

6.4.1 Giriş Rezonans Devresinin Tasarımı

Giriş rezonans devresi L_r , C_r ile S_1 anahtarından oluşur ve PFC işlemini gerçekleştirir. Doğrultulmuş giriş geriliminin ani değerine bağlı olarak oluşan rezonansta, her bir

anahtarlama anında C_r rezonans kondansatörünün, şebeke geriliminin ani değerine bağlı olarak enerjisi (6.20) eşitliğinde verildiği gibidir:

$$W_{Cr}(t) = \frac{1}{2} C_r (2V_i(t))^2 \quad (6.20)$$

$$W_{Cr}(t) = \frac{1}{2} C_r (2V_{i,tepe} \sin(\omega t))^2 \quad (6.21)$$

Eşitlik (6.21)'de gösterilen doğrultulmuş gerilimin maksimum değeri aynı zamanda şebeke geriliminin maksimum değerine eşittir.

$$W_{Cr}(t) = 2C_r V_{AC,tepe}^2 \sin^2(\omega t) \quad (6.22)$$

Rezonans kondansatörünün şebekenin bir yarı periyodunda çekeceği ortalama enerji, p kadar noktada hesaplanarak eşitlik (6.23)'de gösterilmiştir.

$$W_{Cort} = 2C_r V_{AC,tepe}^2 \frac{\sum_{n=1}^p \sin^2(n\omega t)}{p} \quad (6.23)$$

$$\frac{\sum_{n=1}^p \sin^2(n\omega t)}{p} = \frac{p+1}{2p} \quad (6.24)$$

$$\lim_{p \rightarrow \infty} \frac{p+1}{2p} = \frac{1}{2} \quad (6.25)$$

$$V_{AC,EFF}^2 = \frac{V_{AC,tepe}^2}{2} \quad (6.26)$$

(6.24) ve (6.25) eşitlikleri, birlikte (6.23) eşitliğinde yerine konulduğunda ve (6.26) eşitliğinde verilen şebeke geriliminin efektif değerinin ifadesi dikkate alındığında şebeke geriliminin bir yarı periyodunda kondansatöre aktarılan ortalama güç ifadesi eşitlik (6.27)'deki gibi bulunur.

$$P_{ort} = f_s \frac{1}{2} C_r (2V_{AC,EFF})^2 \quad (6.27)$$

Bu durumda eşitlik (6.27)'ye göre rezonans kondansatörünün değeri, anahtarlama frekansına f_s , şebeke geriliminin efektif değerine ve kondansatöre aktarılan ortalama

güce bağlıdır. Rezonans endüktansı ise belirlenen rezonans periyoduna göre eşitlik (6.28)'de gösterildiği gibi hesaplanır.

$$T_{r1} = 2\pi\sqrt{L_r C_r} \quad (6.28)$$

6.4.2 T₁ Trafosunun Tasarımı

Tasarlanan devrede kullanılan T₁ trafosu, şebeke geriliminin belirli bir değerden düşük olduğu anlarda sadece geri dönüşlü, yüksek olduğu anlarda ise hem geri dönüşlü hem de ileri yönlü dönüştürücü trafosu olarak çalışmaktadır. Bu özelliklerine bağlı olarak T₁ trafosu, geri dönüşlü dönüştürücü trafosu olarak doğrudan güç transferinin yanı sıra, ileri yönlü trafosu olarak gerilim regülasyonu amacıyla girişten çekilen gücün doğrudan aktarılmayan kısmını depolama kondansatörüne aktarmaktadır.

T₁ trafosu T_{1p}, T_{1S} ve T_{1S2} olmak üzere üç adet sargıdan oluşmaktadır. Primer sargı endüktansı olan L_{1p}, şebeke gerilimi belirli bir değer altında iken oluşan yeni aralıkta ifade edilen rezonansa bağlı olarak, belirli bir rezonans periyodu için (6.29)'da gösterildiği gibi bulunur.

$$T_{r2} = 2\pi\sqrt{L_{1p} C_r} \quad (6.29)$$

Şebeke geriliminin yüksek olduğu anlarda oluşan aralık 3'de, T₁ trafosu ileri yönlü dönüştürücü trafosu olarak çalışır ve depolama kondansatörünün gerilim değeri dikkate alındığında her iki sargının sarım sayıları eşit alınır. Bu durumda sekonder sargı endüktansı L_{1S} (6.30)'da ifade edildiği gibi bulunur.

$$L_{1p} = L_{1S} \quad (6.30)$$

S₂ iletimde iken T₁ trafosunun mıknatıslama endüktansında depolanan enerji, S₂ kesimde iken T_{1S2} sargısı üzerinden doğrudan çıkışa aktarılır ve T₁ trafosu geri dönüşlü trafosu olarak çalışır. S₂ anahtarının yumuşak iletime girebilmesi için, bir anahtarlama periyodu içerisinde enerjinin çıkışa tamamen aktarılması gerekmektedir. Bu durumda L_{1S2} endüktansı DCM çalışma şartlarını sağlamak üzere aşağıdaki ifadelere göre belirlenir.

$$V_o t_{off} a_{12} = L_{1p} i_{T1pmax} \quad (6.31)$$

$$L_{1S2} = L_{1p} \left(\frac{1}{a_{12}} \right)^2 \quad (6.32)$$

6.4.3 T₂ Trafosunun Tasarımı

Tasarlanan devrede kullanılan T₂ trafosu, şebeke gerilimine bağlı olmaksızın tamamen geri dönüşlü trafosu olarak çalışır ve giriş gücünün doğrudan aktarılmayan kısmını (P_B) gerilim regülasyonu amacıyla çıkışa aktarır. T₂ trafosu, depolama kondansatörüne bağlı olarak S₂ anahtarı iletimde iken lineer artan bir akım ile enerji depolar ve S₂ anahtarı kesimde iken bu enerjiyi çıkışa aktarır.

$$P_B = \frac{1}{2} f_s L_{2p} i_{T2p\max}^2 \quad (6.33)$$

T₂ trafosu da S₂ anahtarının yumuşak şekilde iletime girebilmesi için, S₂ anahtarı iletimde iken depoladığı enerjiyi bir anahtarlama periyodu içerisinde çıkışa aktarmalıdır.

$$V_{CB} = L_{2p} \frac{i_{T2p\max}}{t_{on}} \quad (6.34)$$

(6.33) ve (6.34) eşitlikleri beraber kullanıldığı zaman gücü, frekansı, giriş gerilimi ve anahtar iletim aralığı verilen bir devrede akımın ulaşabileceği tepe değer (6.35) eşitliği ile bulunabilir.

$$i_{T2p\max} = \frac{2P_B}{f_s V_{CB} t_{on}} \quad (6.35)$$

Yukarıda bahsedilen ifadelerden yola çıkılarak T₂ trafosunun primer endüktansı, (6.35) eşitliğinin (6.34)'de kullanılması ile bulunur.

T₂ trafosunun sekonder sargısı, sınır DCM çalışma şartları göz önüne alınarak (6.36)'de belirtilen sarım sayısı oranları kullanılarak hesaplanabilir (6.37).

$$a_2 = \frac{L_{2p} i_{T2p\max}}{V_o t_{off}} \quad (6.36)$$

$$L_{2S} = \left(\frac{1}{a_2} \right)^2 L_{2p} \quad (6.37)$$

6.5 Örnek Devre

Yeni önerilen rezonans devreli ve yumuşak anahtarlama tek aşamalı PFC devresinin örnek bir devresi, aşağıda belirtilen tasarım aşamaları dikkate alınarak oluşturulmuş ve simülasyon çalışması yapılmıştır.

1. İlk olarak devrede kullanılacak olan giriş rezonans elemanları (6.27) ve (6.28) eşitlikleri dikkate alınarak hesaplanır.
2. T_1 trafosunun sargı endüktans değerleri (6.29),(6.30),(6.31) ve (6.32) eşitlikleri kullanılarak hesaplanır.
3. Doğrudan aktarılması istenen güç hedeflenir.
4. Depolama kondansatörü gerilimi hedeflenir.
5. S2 anahtarının iletim süresi seçilir.
6. 3., 4. ve 5. tasarım aşamaları dikkate alınarak (6.33),(6.34),(6.35),(6.36) ve (6.37) eşitliklerine bağlı olarak T_2 trafosunun primer ve sekonder sargılarının endüktansları hesaplanır.
7. 3. ve 4. tasarım maddelerini sağlayan L_F endüktansının değeri simülasyon yardımı ile bulunur.
8. Bu şekilde bir örnek devre oluşturulduktan sonra, sadece L_F endüktansı değiştirilerek doğrudan aktarılan güç oranı ve depolama kondansatör gerilimi ile her iki trafonda DCM şartlarda çalışma durumları incelenir.

6.6 Simülasyon Sonuçları

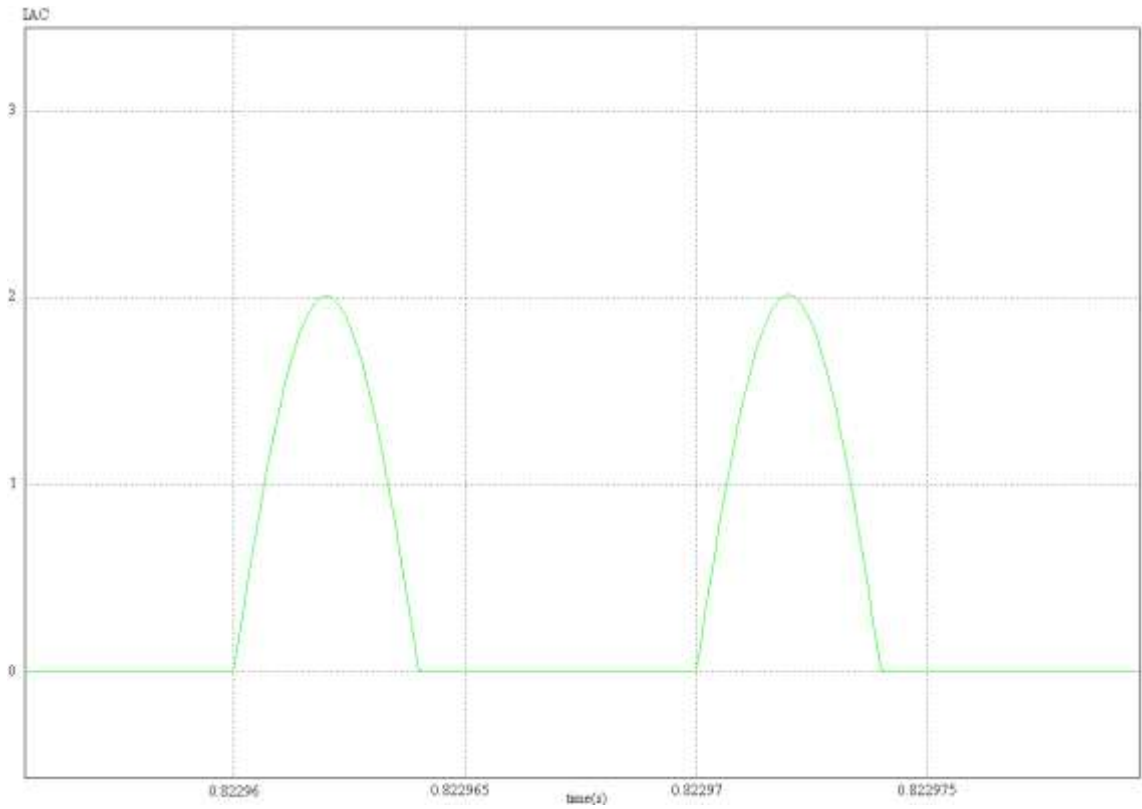
Detaylı bir kararlı durum analizi yapılan ve tasarım kriterleri sunulan rezonans devreli ve yumuşak anahtarlama tek aşamalı PFC devresinin çalışmasını doğrulamak amacıyla bir simülasyon çalışması yapılmıştır. Simülasyon programı olarak PowerSIM (PSIM) programı kullanılmıştır. Sunulan örnek devrenin tasarım kriterlerinde bahsedildiği üzere hesaplanamayan değerleri önceden hedeflenmiştir. Bu durumda doğrudan aktarılan güç oranının %60 olması ve depolama kondansatörü geriliminin 350V'da sabit kalması hedeflenmiştir. Bu şartı sağlayan L_F endüktansının değeri simülasyon programı yardımı ile 35 μ H olarak bulunmuştur.

Örnek devrede kullanılan her iki anahtarın, anahtarlama periyodunun %40'ında aktif olması istenmiştir. Bu şartlar altında devrede gerekli eleman değerleri bulunmuş ve Çizelge 6.1'de gösterilmiştir.

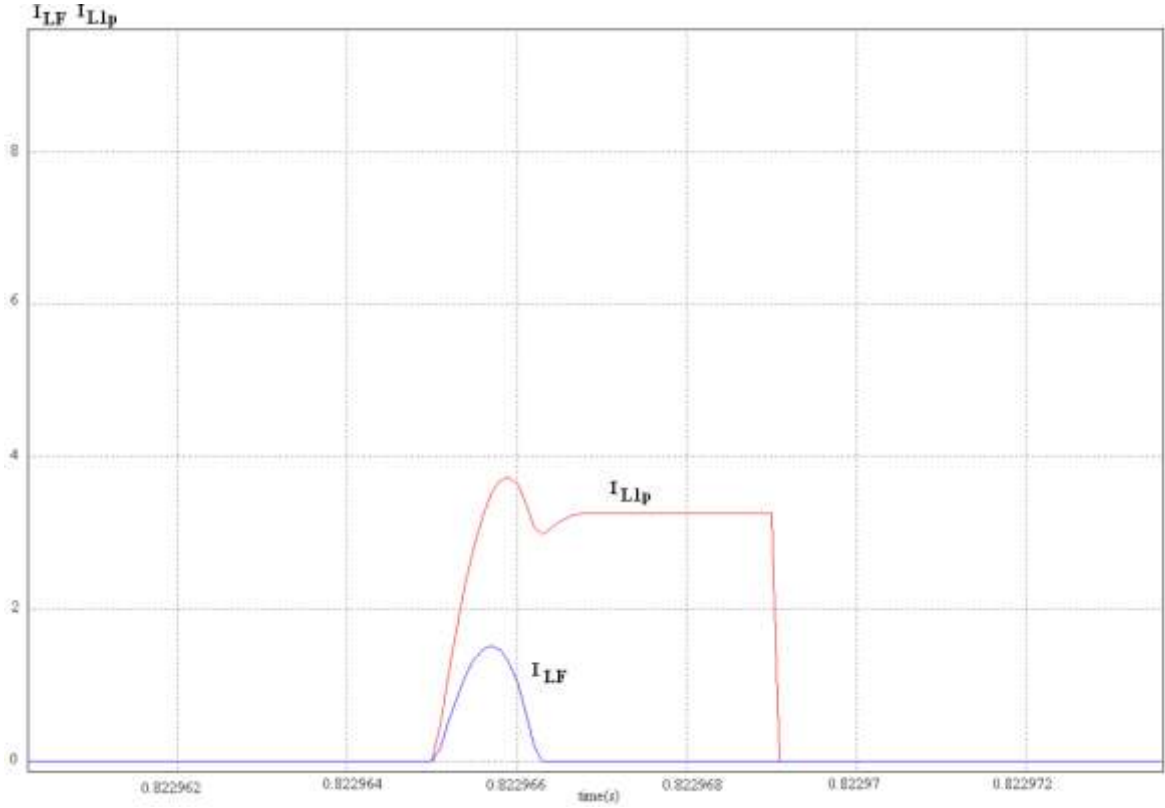
Çizelge 6.1 Simulasyon çalışması için hesaplanan devre elemanlarının değerleri

Giriş Rezonans Devresi Elemanları		T ₁ Trafosu			T ₂ Trafosu	
C _r	L _r	L _{1p}	L _{1s}	L _{1s2}	L _{2p}	L _{2s}
10.33nF	157μH	157μH	157μH	6.28 μH	2.45mH	78.125 μH

Şekil 6.8'de girişten her bir anahtarlama anında çekilen akımın dalga şekli verilmiştir. Görüldüğü üzere her bir anahtarlama anında şebekeden rezonansa bağlı olarak tamamen sinüzoidal akımlar çekilmektedir.

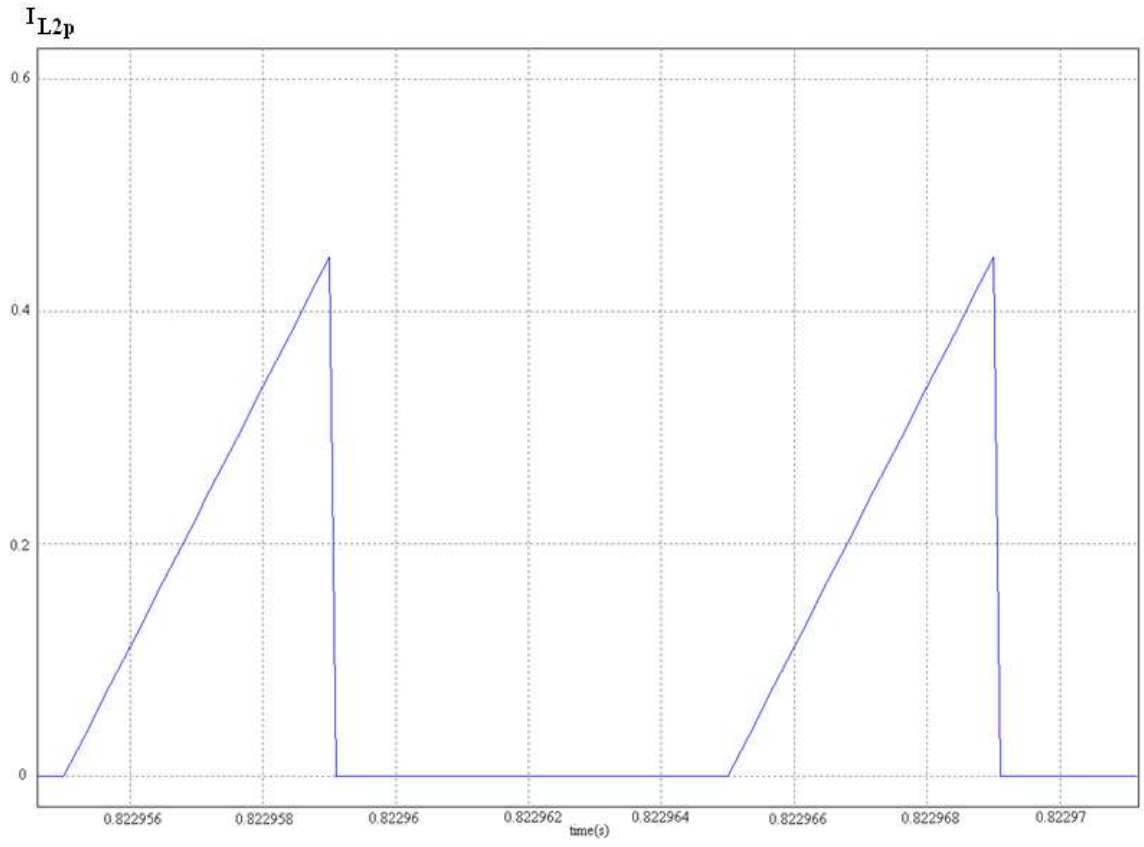


Şekil 6.10 Giriş akımının ve S₁ anahtarının akım dalga şekilleri

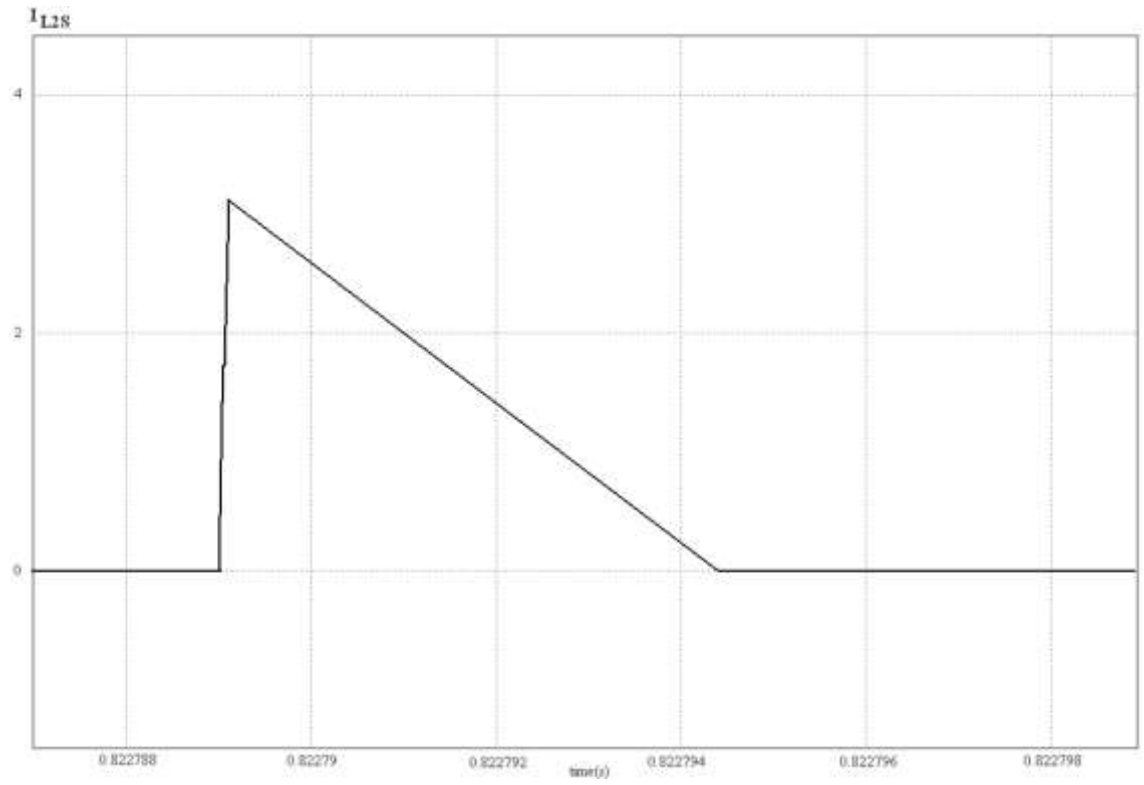


Şekil 6.11 Şebeke gerilimi belirli bir değerin üzerinde iken, T_1 trafosu primer sargı endüktansı ve L_F endüktansı akımlarının dalga şekilleri

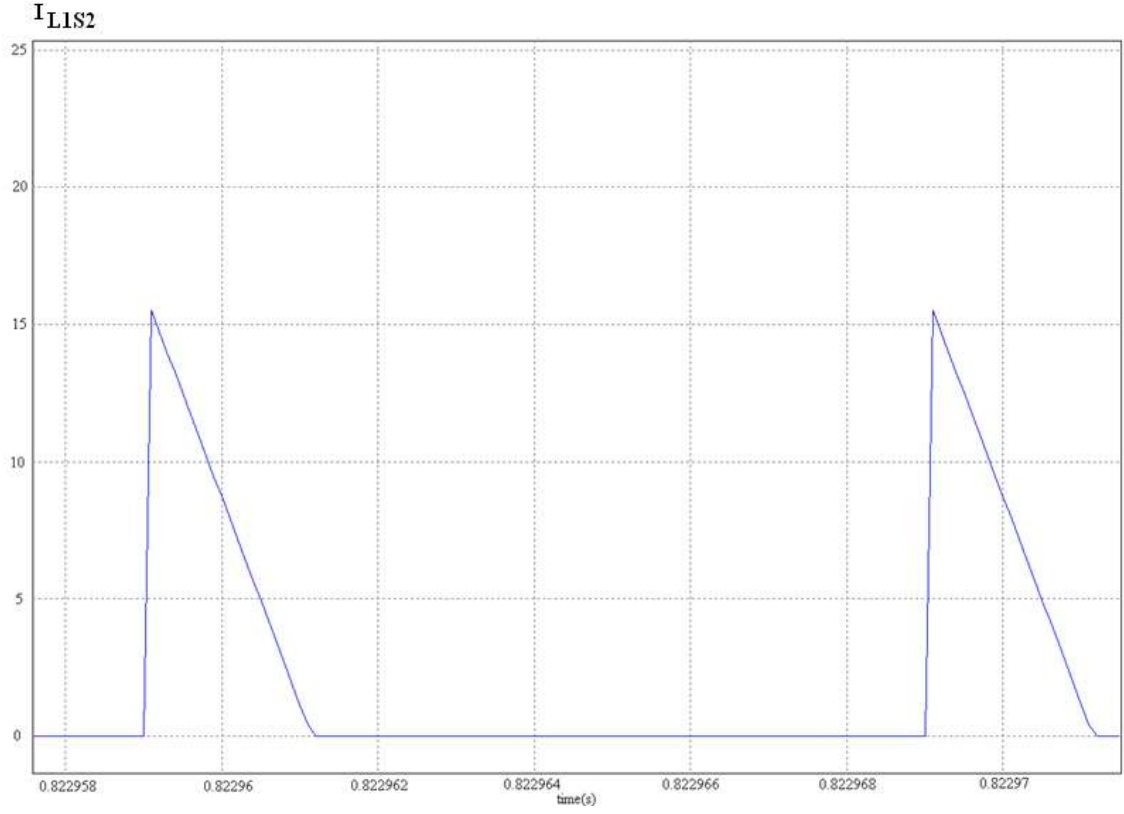
Şekil 6.8’de görüldüğü gibi şebeke geriliminin belirli bir değerin üzerinde olduğu anlarda iki adet rezonans aralığı oluşmaktadır. Bunlardan ilkinde ileri yönlü dönüştürücü trafosunun hem primer hem de sekonder akımları tamamen rezonansa bağlı olarak değişmektedir. I_{LF} akımının rezonansa bağlı olarak 0A’ye ulaşmasından sonra, T_1 trafosunun primer endüktansının akımı C_r kondansatörü ile oluşan yeni rezonansa bağlı olarak sinuzoidal bir şekilde artmaya devam etmektedir. Burada rezonans kondansatörü gerilimi 0V olduktan sonra T_1 trafosunun sabit akım kaynağı gibi davrandığı açık bir şekilde görülmektedir.



Şekil 6.12 T_2 primer sargı endüktansının akım dalga şekli

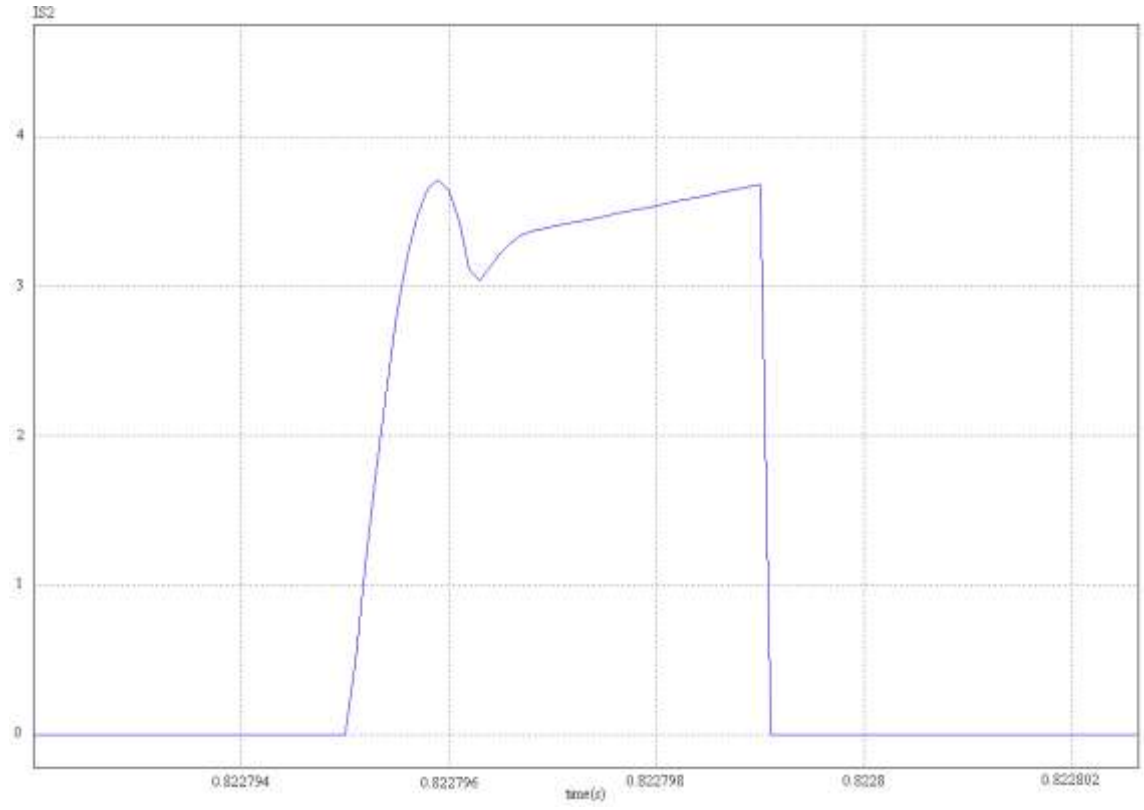


Şekil 6.13 T_2 trafosunun sekonder sargı endüktansının akım dalga şekli

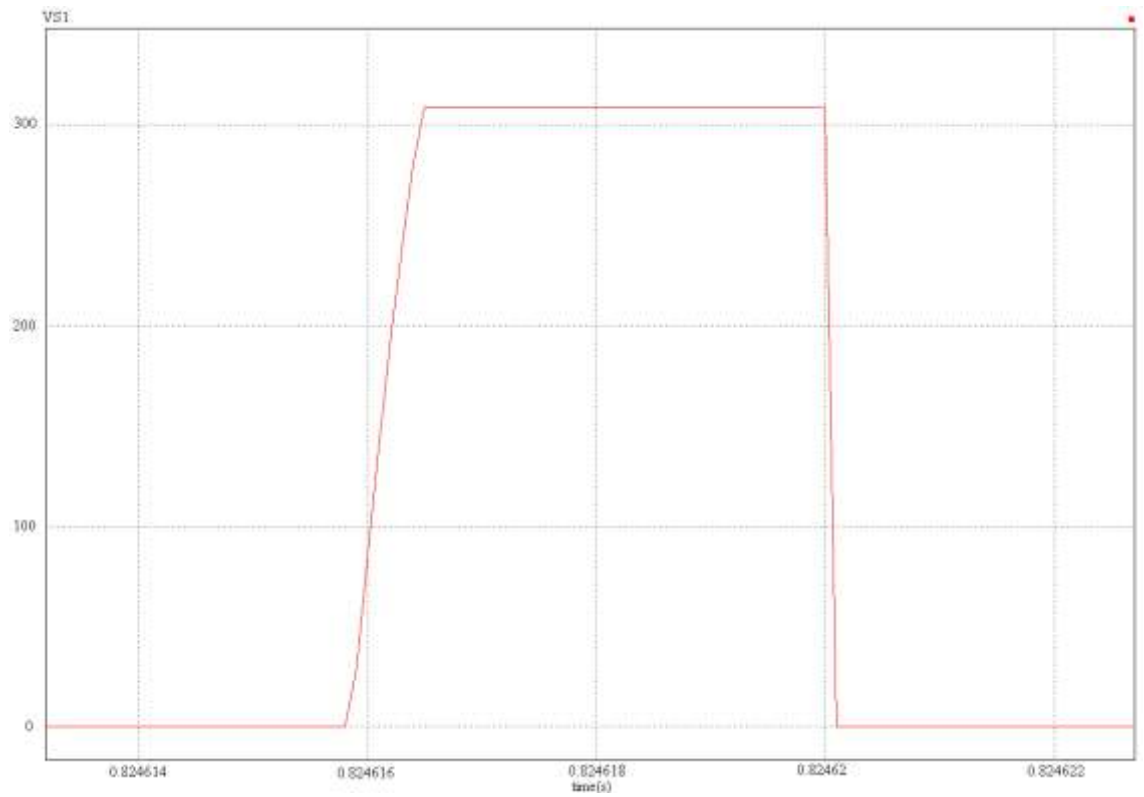


Şekil 6.14 T_1 trafosu ikinci sekonder sargı endüktansı akım dalga şekli

Şekil 6.12’de gösterilen T_2 trafosunun primer endüktansının ve Şekil 6.11’de gösterilen T_1 trafosunun primer endüktansının akım dalga şekillerine bakıldığında her iki trafonun da DCM şartlarda çalıştığı görülmektedir. Buna göre, bu trafolara birer diyot ile seri bağlı olan S_2 anahtarının Şekil 6.15’de gösterildiği gibi ZCS ile yumuşak bir şekilde iletme girdiği söylenebilir. Ancak yine aynı şekilde Şekil 6.15’de görüldüğü gibi S_2 anahtarının kesime girmesi oldukça sert olmaktadır.

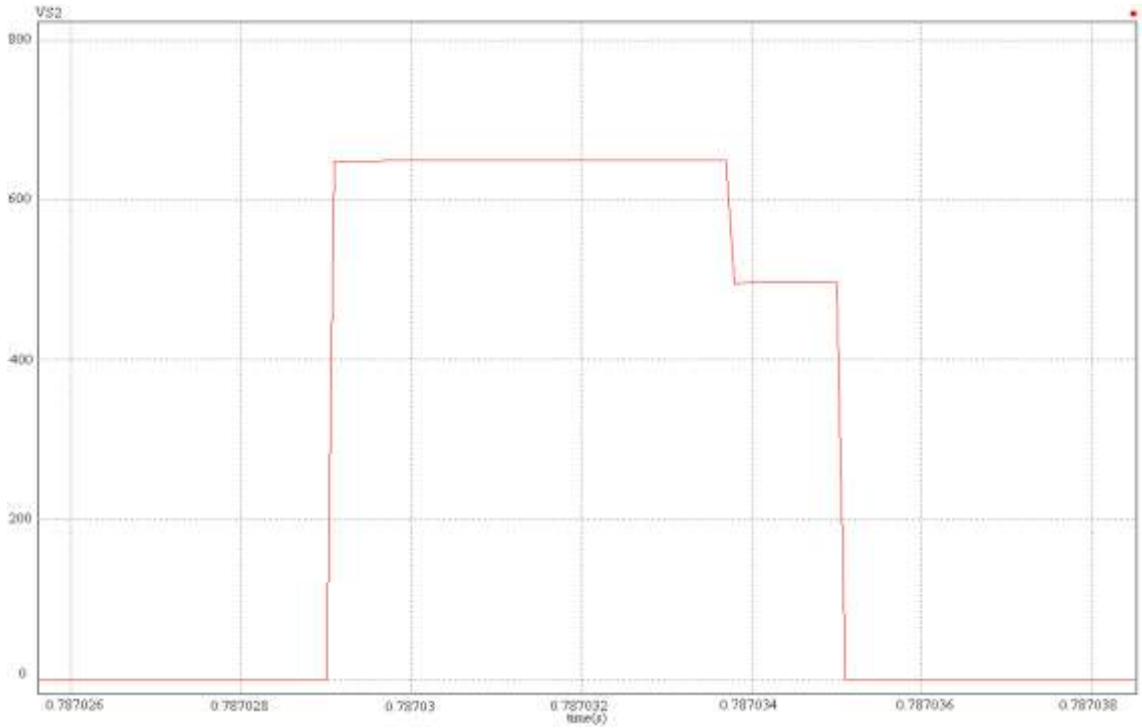


Şekil 6.15 S_2 anahtarının akım dalga şekli



Şekil 6.16 S_1 anahtarının gerilim dalga şekli

Şekil 6.16’da dalga şekli verilen S_1 anahtarının gerilim değişimine bakıldığında, gerilim stresinin şebekenin en tepe değerinde bile şebeke gerilimi değerini aşmadığı görülür.



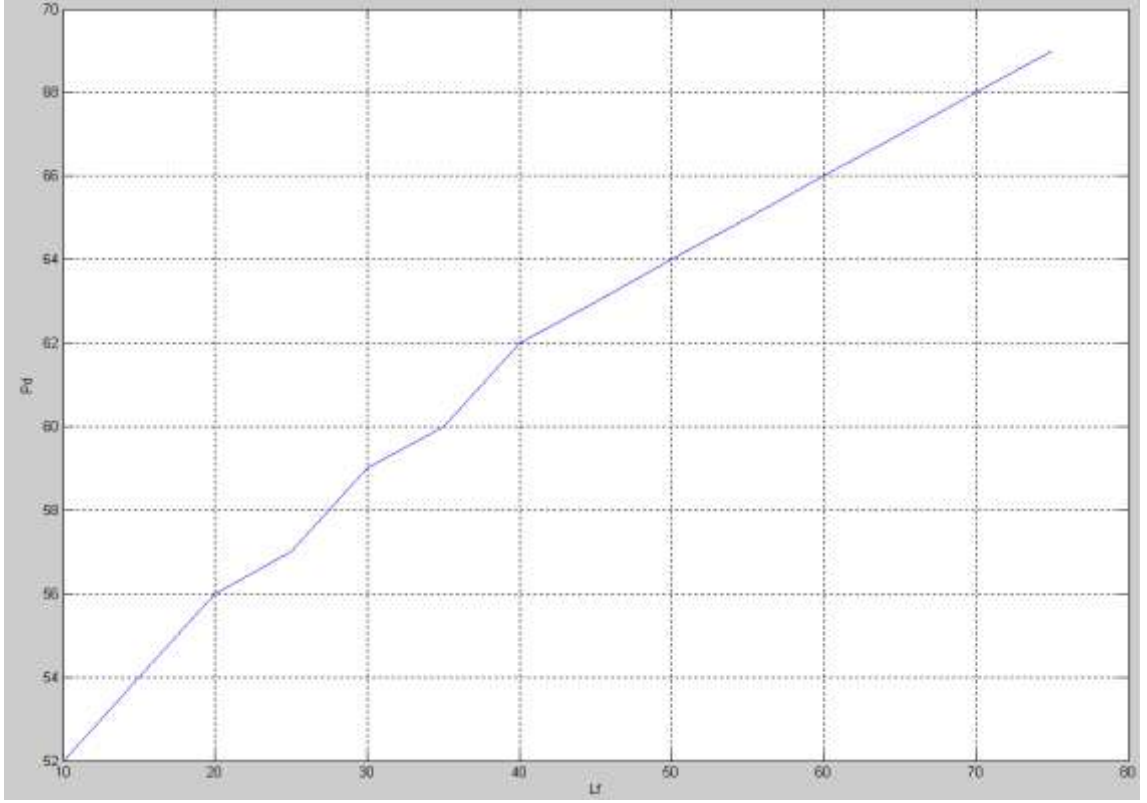
Şekil 6.17 S_2 anahtarının gerilim dalga şekli

Şekil 6.14’de gösterilen S_2 anahtarının gerilim değişiminin dalga şekline bakıldığında, anahtara gelebilecek en yüksek değerin 650V civarında olduğu görülmektedir.

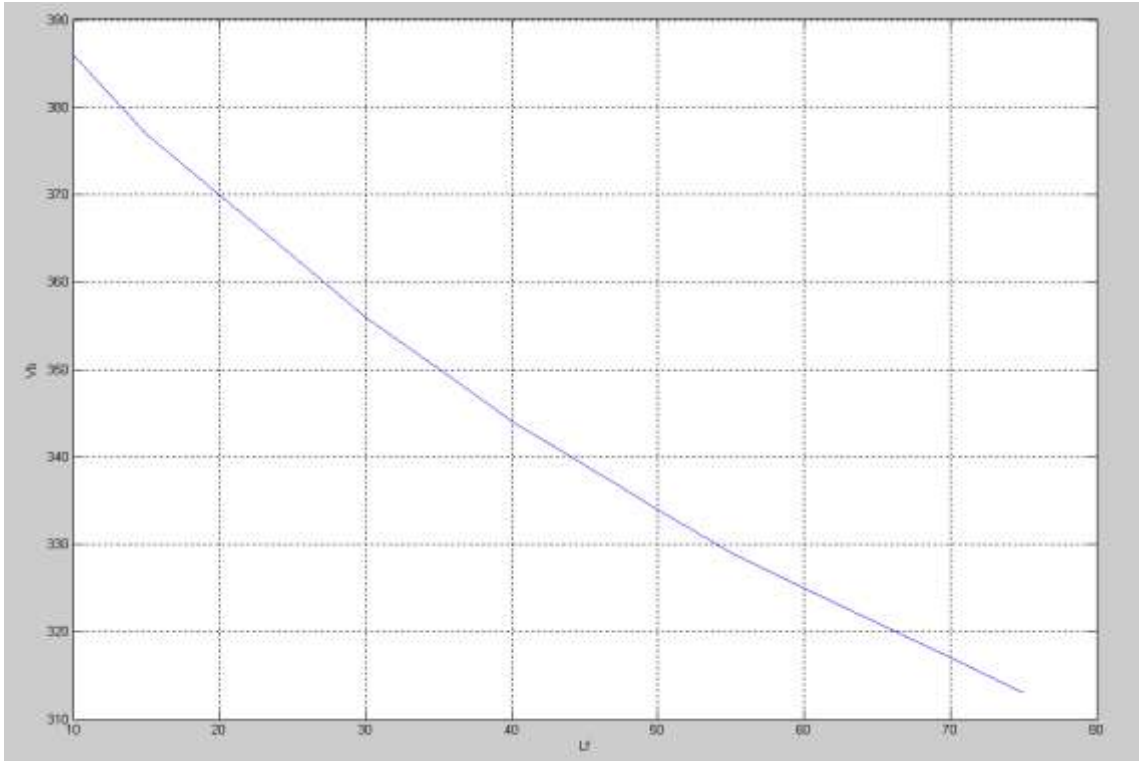
Tasarlanan devrede sadece L_F endüktansının değeri değiştirilerek doğrudan aktarılan güç (P_D), depolama kondansatörü gerilimi, T_2 trafosunun sekonder endüktansının deşarj süresi ve primer endüktansı akımının tepe değerinin değişimleri Çizelge 6.2’de sunulmuştur. Buna göre L_F endüktansına bağlı değişimler Şekil 6.18, Şekil 6.19 ve Şekil 6.20’de gösterilmiştir.

Çizelge 6.2 L_F endüktansına bağlı olarak, doğrudan aktarılan güç, depolama kondansatörü gerilimi, deşarj süresi ve maksimum akım değeri değişimi

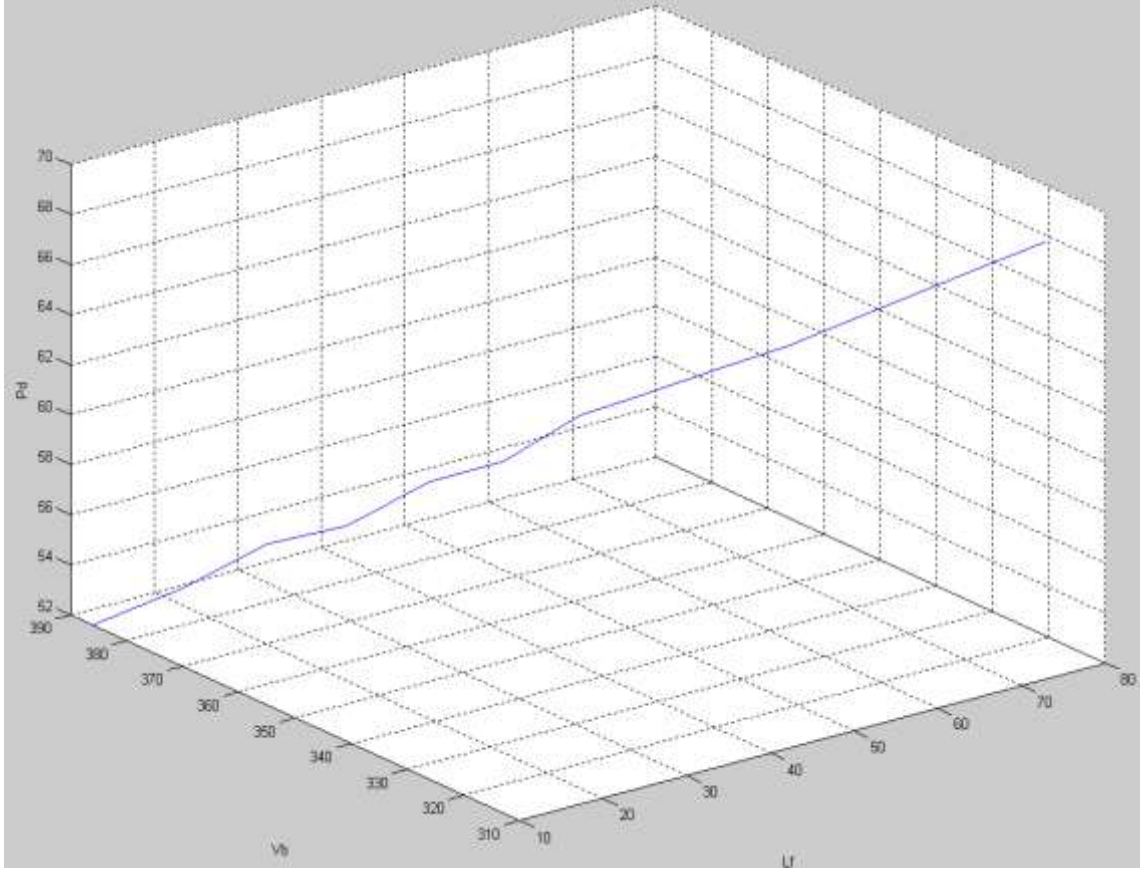
$L_F(\mu H)$	$V_{CB}(V)$	$P_D(W)$	$t_{off}(\mu s)$	$IL2_p (A)$
10	386	52	5.5	0.63
15	377	54	5.38	0.6155
20	370	56	5.28	0.6041
25	363	57	5.18	0.5927
30	356	59	5.08	0.5812
35	350	60	5	0.57
40	344	62	4.91	0.56
45	339	63	4.84	0.55
50	334	64	4.77	0.5453
55	329	65	4.69	0.5371
60	325	66	4.64	0.5306
65	321	67	4.58	0.5241
70	317	68	4.52	0.5176
75	313	69	4.47	0.511



Şekil 6.18 Doğrudan aktarılan güç ile L_f endüktansının değişimi



Şekil 6.19 Depolama kondansatörü gerilimi ile L_f endüktansının değişimi



Şekil 6.20 Doğrudan aktarılan güç ve depolama kondansatörü geriliminin L_F endüktansı ile değişimi

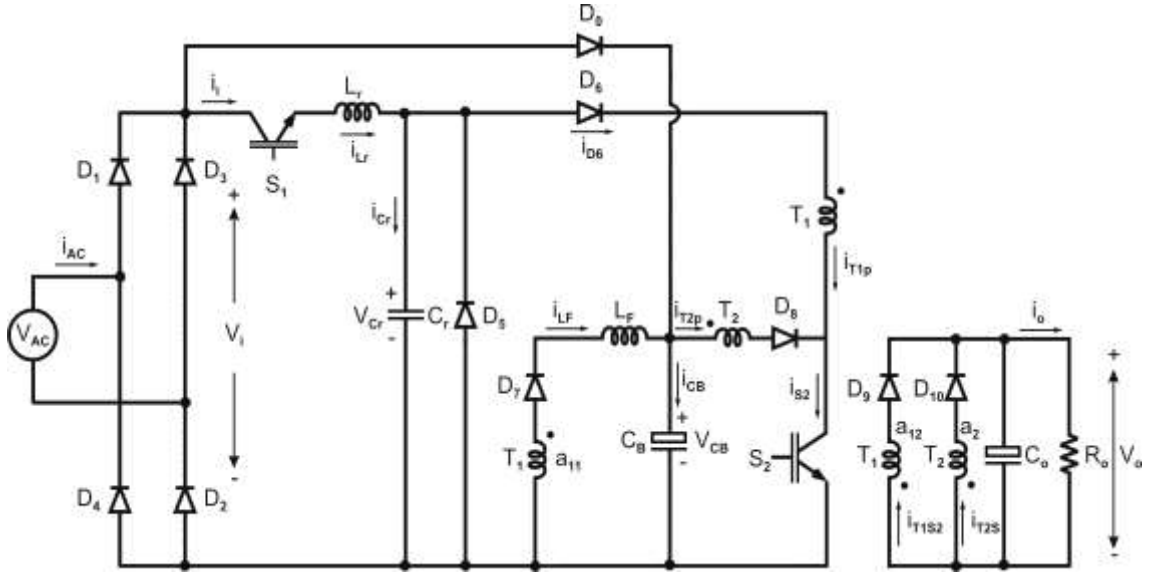
REZONANSLI DEVRELİ VE YUMUŞAK ANAHTARLAMALI YENİ TEK AŞAMALI PFC DEVRESİNİN UYGULAMASI

7.1 Giriş

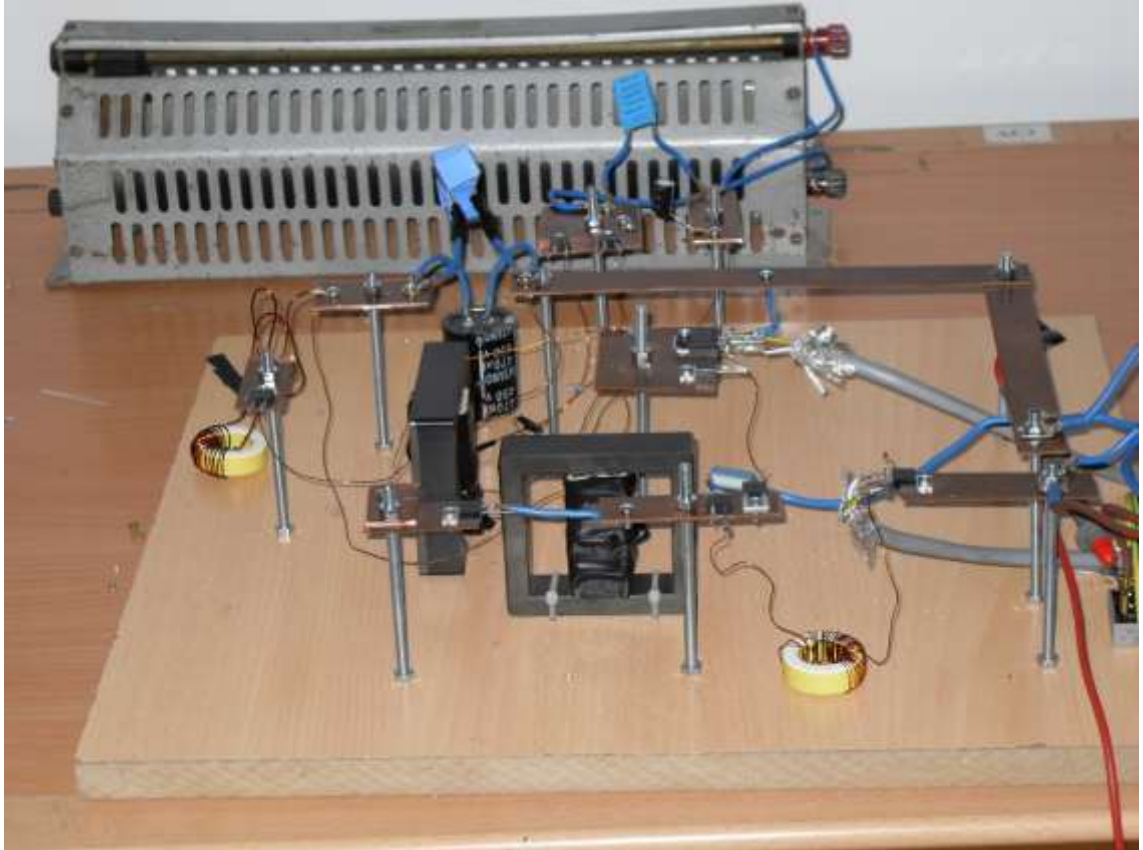
6. Bölümde, rezonans devreli ve yumuşak anahtarlamaalı yeni bir tek aşamalı PFC devresinin teorik analizleri ve bu analizlere dayalı simülasyon sonuçları verilmiştir. Bu teorik analizleri ve simülasyon sonuçlarını doğrulamak üzere, sunulan devrenin laboratuvar çalışması yapılmıştır. Bu bölümde, uygulama devresinden alınan sonuçlar ayrıntılı bir biçimde sunulmuştur. Elde edilen sonuçların, teorik analizler ve teorik analizlere dayalı simülasyon sonuçları ile tam bir uyum içinde olduğu gözlemlenmiştir.

7.2 Devre Şeması

Sunulan rezonans devreli ve yumuşak anahtarlamaalı yeni bir tek aşamalı PFC devresinin devre şeması Şekil 7.1’de ve fotoğrafı Şekil 7.2’de verilmiştir. Devrenin çalışmasını doğrulamak üzere 220V AC giriş geriliminde, 100 kHz anahtarlama frekansında çalışan 100W çıkış gücüne sahip devrenin uygulaması gerçekleştirilmiştir.



Şekil 7.1 Rezonans devreli ve yumuşak anahtarlmalı yeni bir tek aşamalı PFC devresinin devre şeması



Şekil 7.2 Önerilen devrenin uygulama devresi

7.3 Uygulama Devresi

Uygulama devresi, güç ve kontrol devresi olmak üzere iki kısımdan oluşmaktadır.

7.3.1 Güç Devresi

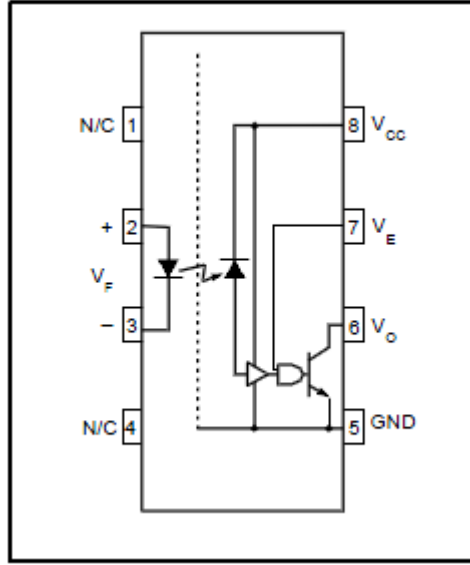
Güç devresi Şekil 7.1’de gösterildiği gibi olup, kullanılan endüktans ve kondansatörlerin değerleri örnek devre için hesaplanan değerler ile aynıdır. Burada kullanılan yarı iletken elemanlara ait nominal akım ve gerilim değerleri Çizelge 7.1’de verilmiştir.

Çizelge 7.1 Güç devresinde kullanılan yarı iletken elemanlar ve nominal değerleri

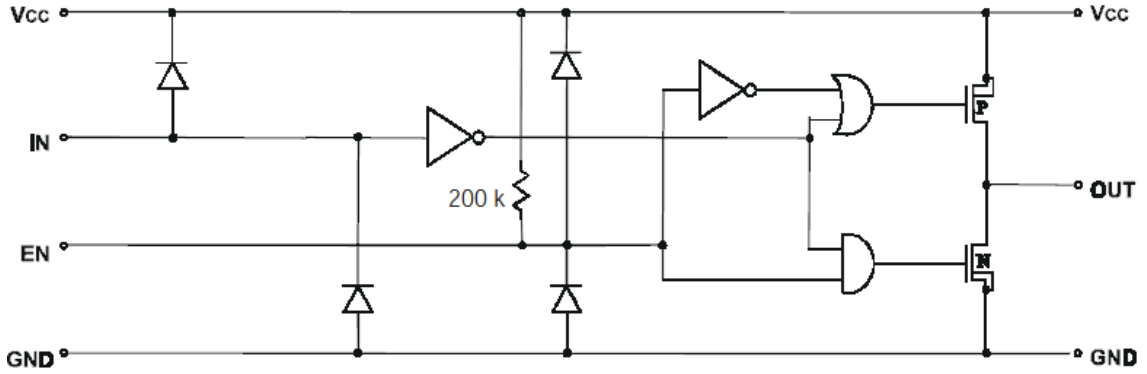
Yarı iletken eleman	Ürün kodu	Gerilim değeri (V)	Akım değeri (A)
S ₁	IXTP5N50	500	5
S ₂	IXFQ14N80P	800	14
D ₅	DSE12-12A	1200	12
D ₆	DSE12-12A	1200	12
D ₇	DSE12-12A	1200	12
D ₈	DSE12-12A	1200	12
D ₉	DSE12-12A	1200	12
D ₁₀	DSEI8- 06A	600	8

7.3.2 Kontrol ve Sürme Devreleri

Önerilen rezonans devreli ve yumuşak anahtarlama yeni bir tek aşamalı PFC devresinde, S₁ ve S₂ anahtarları aynı frekansta ve bir anahtarlama periyodunun %40’ında aktif olacak şekilde kontrol devresi tasarlanmıştır. Bunun için Şekil 7.3’de blok diyagramı verilen UC3525 analog PWM entegresi kullanılmıştır. Bu entegre ile her iki anahtar için hem doluluk oranı hem de frekans ayarı yapılabilir.



Şekil 7.4 6N137 optik bağlayıcı iç yapısı

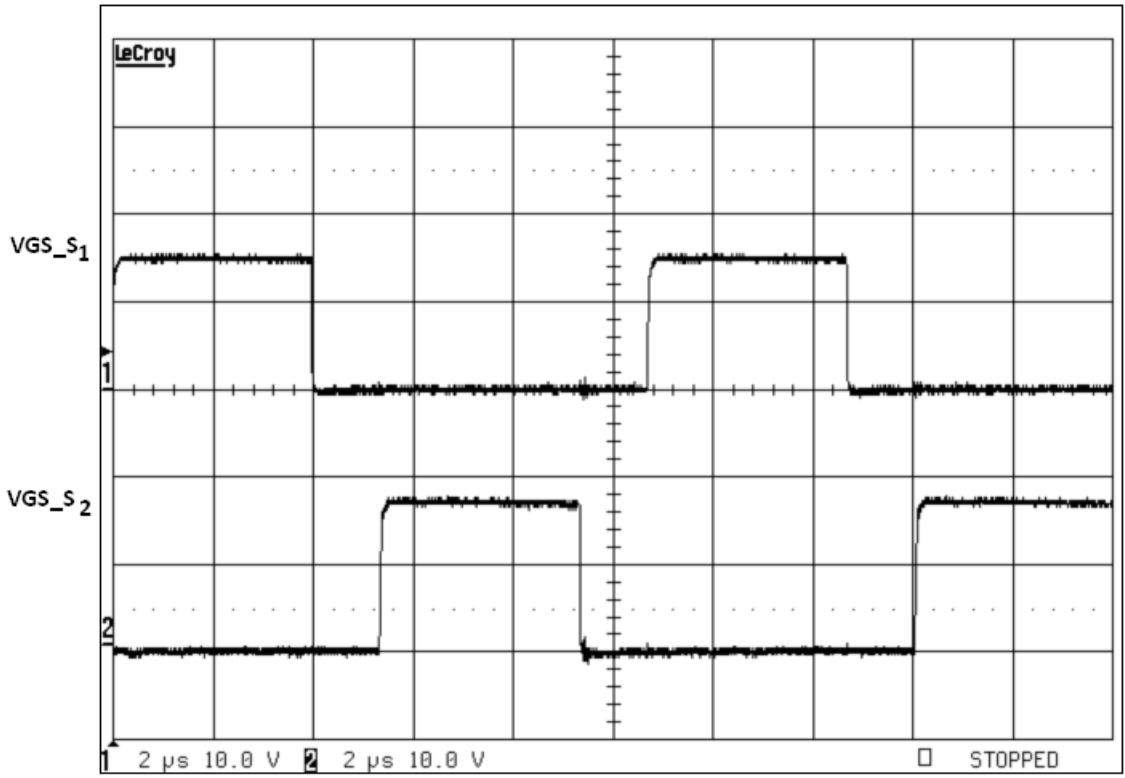


Şekil 7.5 IXDD414 sürme entegresi

7.4 Uygulama Sonuçları

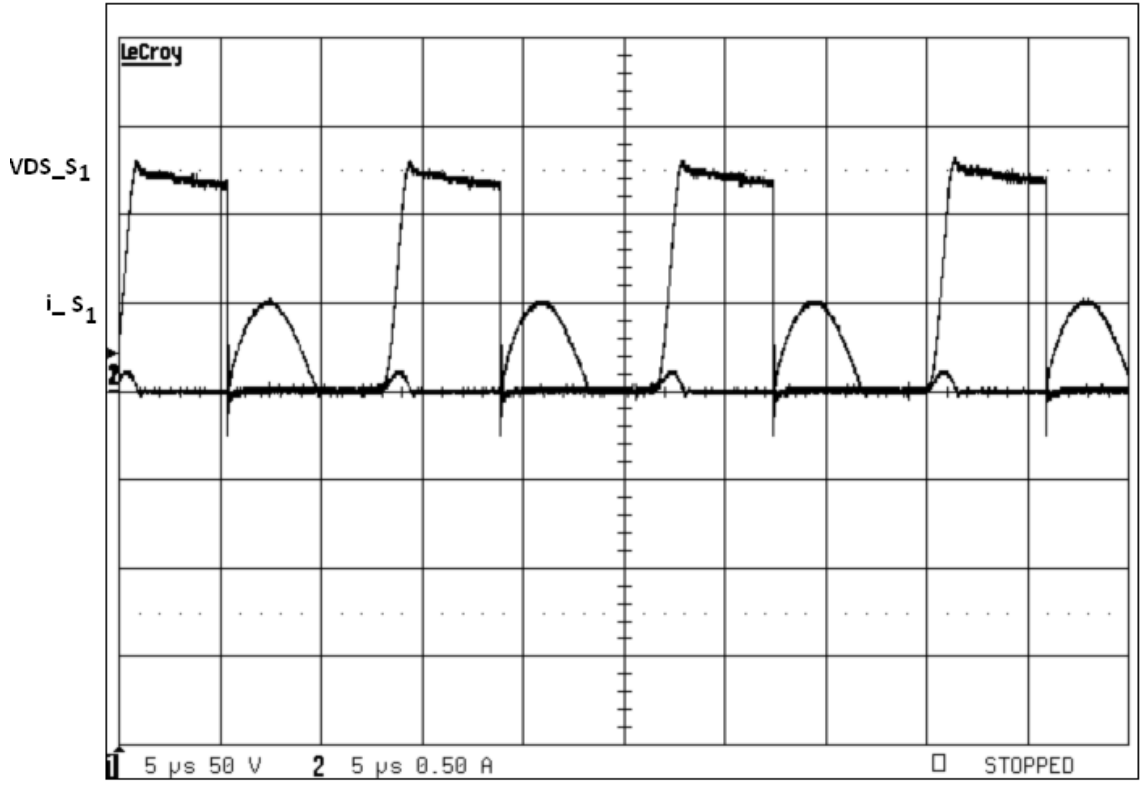
Laboratuarda gerçekleştirilen rezonans devreli ve yumuşak anahtarlama yeni bir tek aşamalı PFC devresinin, 220V/50 Hz AC giriş gerilimi ile çalışan protitipinden elde edilen dalga şekilleri aşağıda verilmektedir.

Şekil 7.6'da hem S_1 hem de S_2 anahtarlarının kapı sinyalleri görülmektedir. Burada, her iki anahtarın 100 kHz frekansında ve bir anahtarlama periyodunun %40'ında aktif olduğu görülmektedir.



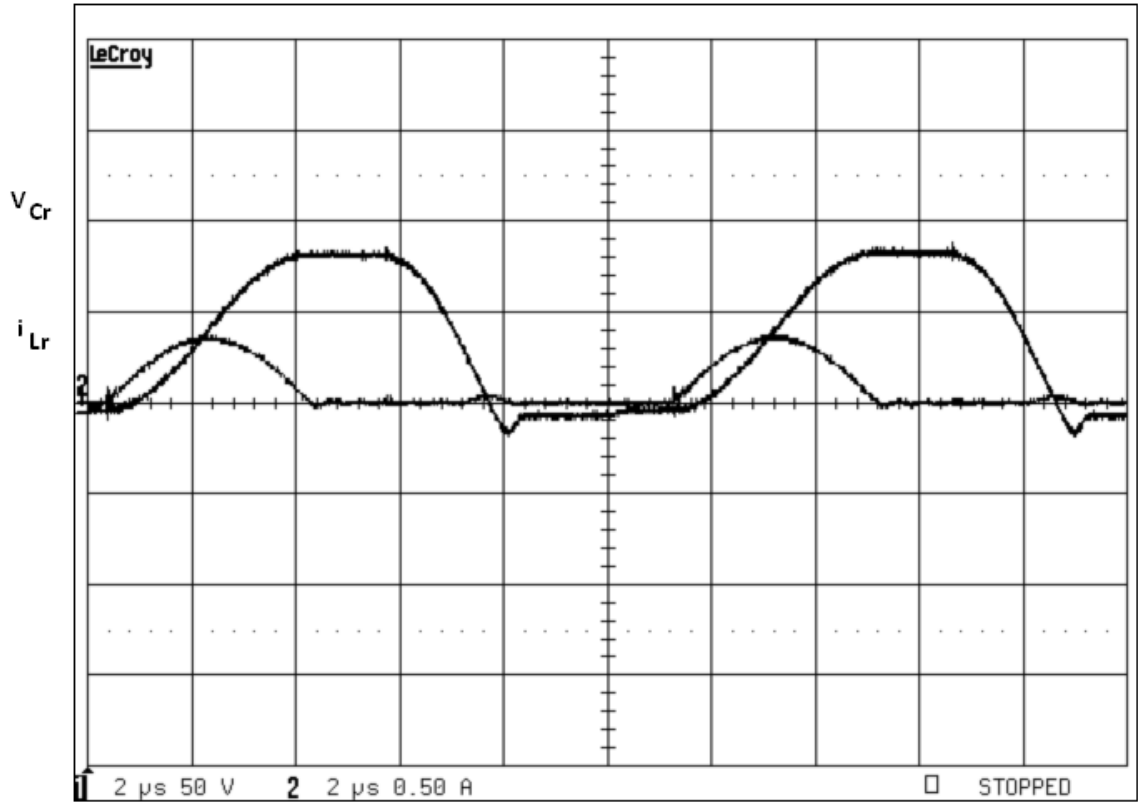
Şekil 7.6 S_1 ve S_2 anahtarlarına ait kapı sinyalleri

Şekil 7.7' de S_1 anahtarının veya rezonans endüktansı L_r 'nin akımının dalga şekli ile S_1 anahtarının geriliminin değişimi görülmektedir. Bu akım aynı zamanda S_1 anahtarı iletimde iken tepe değeri şebeke geriliminin ani değerlerini takip edecek şekilde şebekeden çekilmekte ve böylece PFC işlemi gerçekleştirilmektedir.



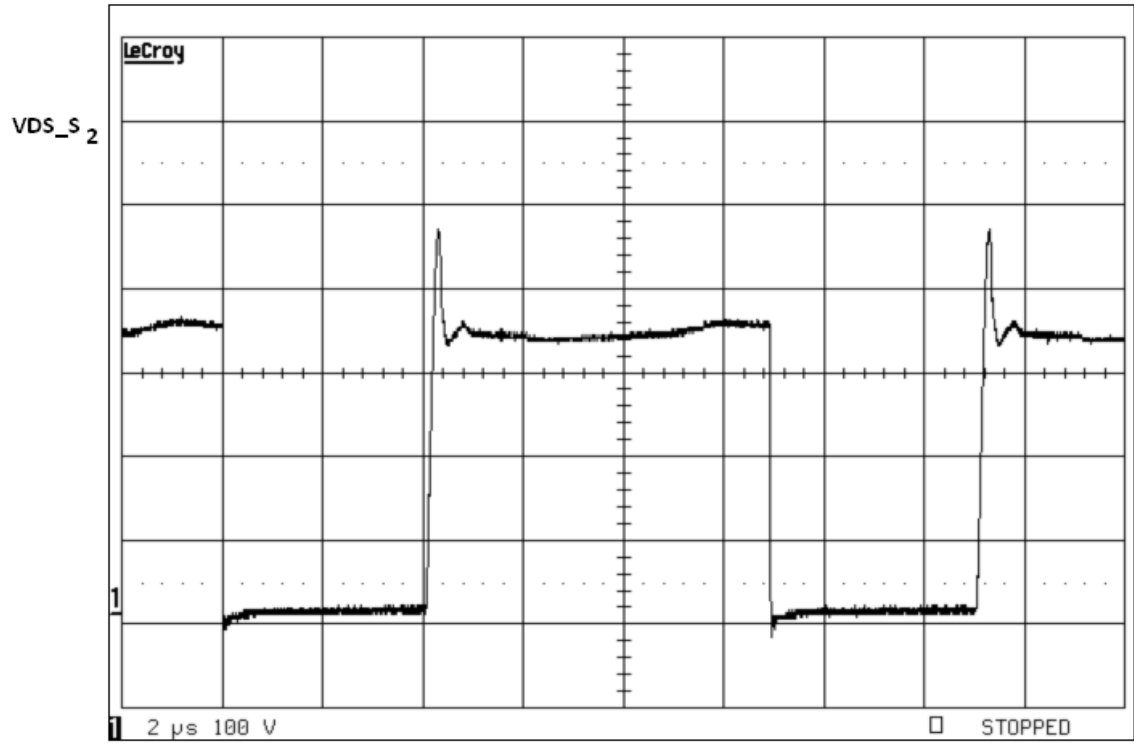
Şekil 7.7 S_1 anahtarına ait akım ve gerilim dalga şekilleri

Şekil 7.8’de rezonans endüktansı akımının ve rezonans kondansatörü geriliminin dalga şekilleri, şebeke geriliminin herhangi bir anı için verilmiştir. Burada, akımın (6.2) ve gerilimin (6.3) eşitliklerinde belirtilen ifadelerde olduğu gibi değiştiği görülmektedir.

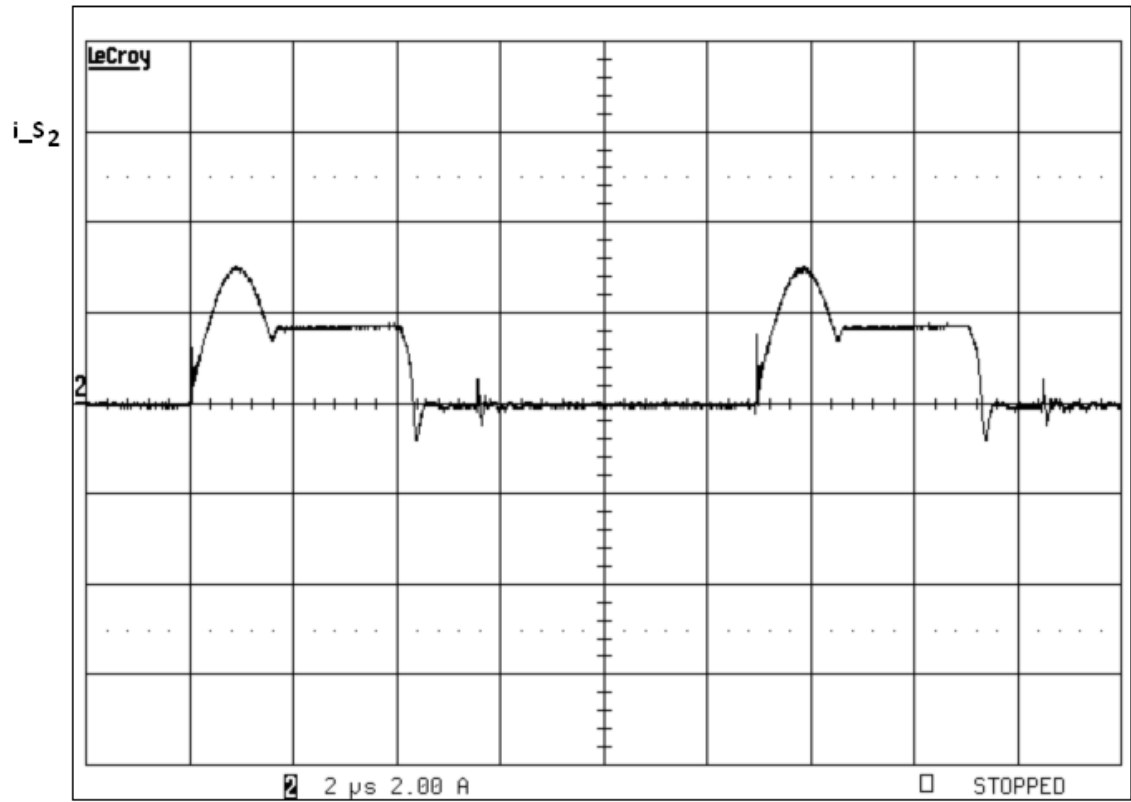


Şekil 7.8 Rezonans endüktansının akım ve rezonans kondansatörünün gerilim dalga şekilleri

Şekil 7.9'da S_2 anahtarının akım ve gerilim dalga şekilleri, şebeke gerilimi belirli bir değerin üzerinde olduğu anlar için verilmektedir. Burada S_2 anahtarının yumuşak bir şekilde ZCS ile iletme girdiği ve sert bir şekilde kesime girdiği görülmektedir.



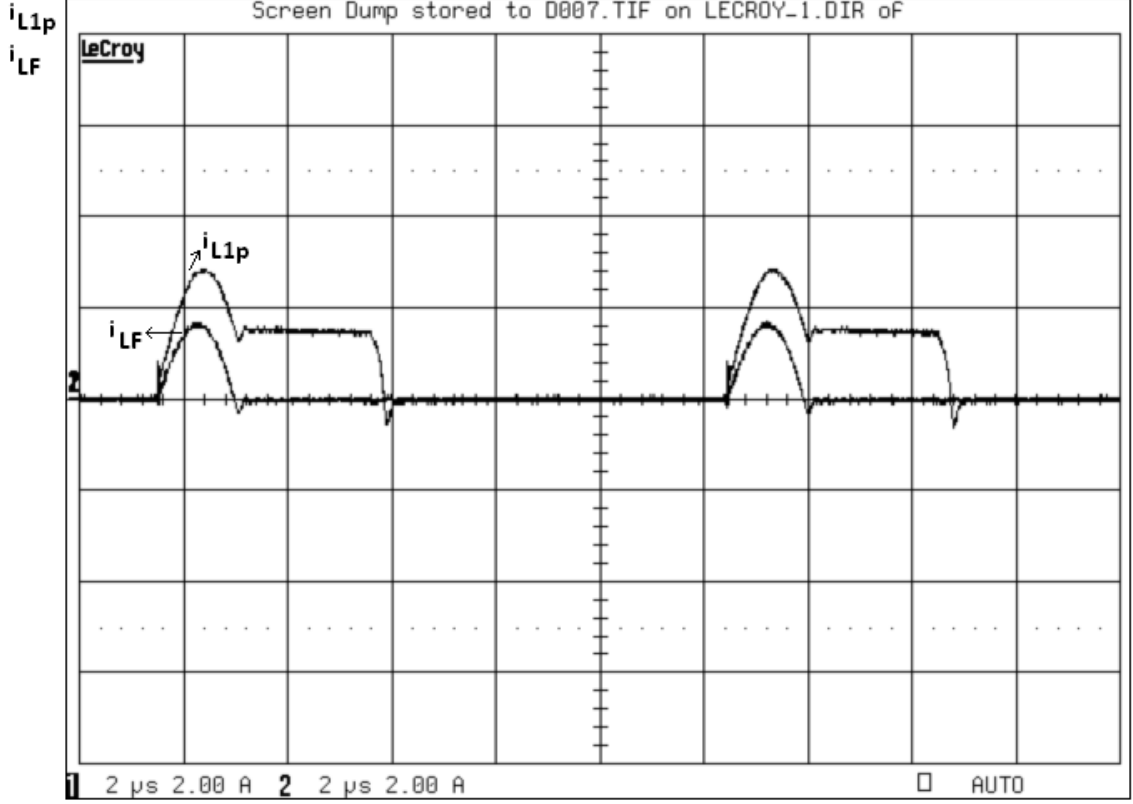
(a)



(b)

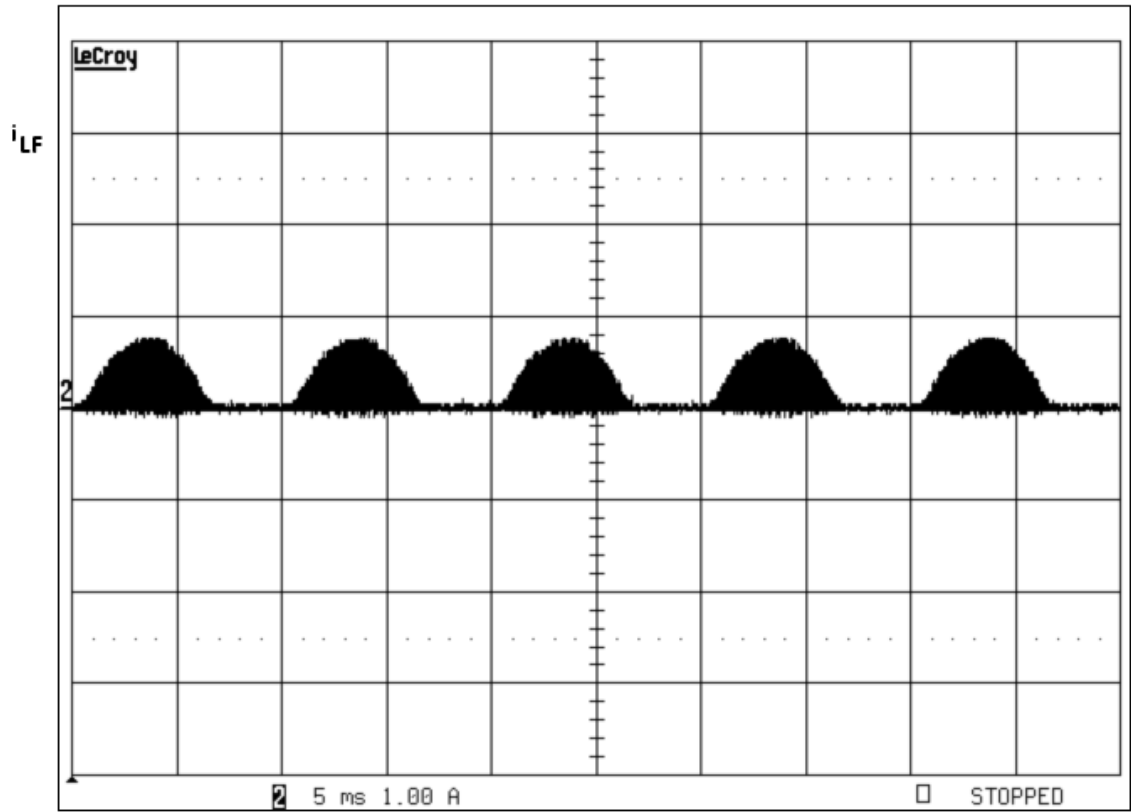
Şekil 7.9 S₂ anahtarına ait gerilim (a) ve akım (b) dalga şekilleri

Şekil 7.10’da, şebeke gerilimi belirli bir değerin üzerinde iken, T_1 trafosunun primer sargı endüktansının ve L_F endüktansının akımlarının dalga şekilleri görülmektedir. Bu dalga şekillerinin Şekil 6.11’de gösterilen, simülasyon sonucunda oluşan T_1 trafosunun primer sargı endüktansı ve L_F endüktansının akımları ile tam bir uyum içinde olduğu gözlemlenmektedir.

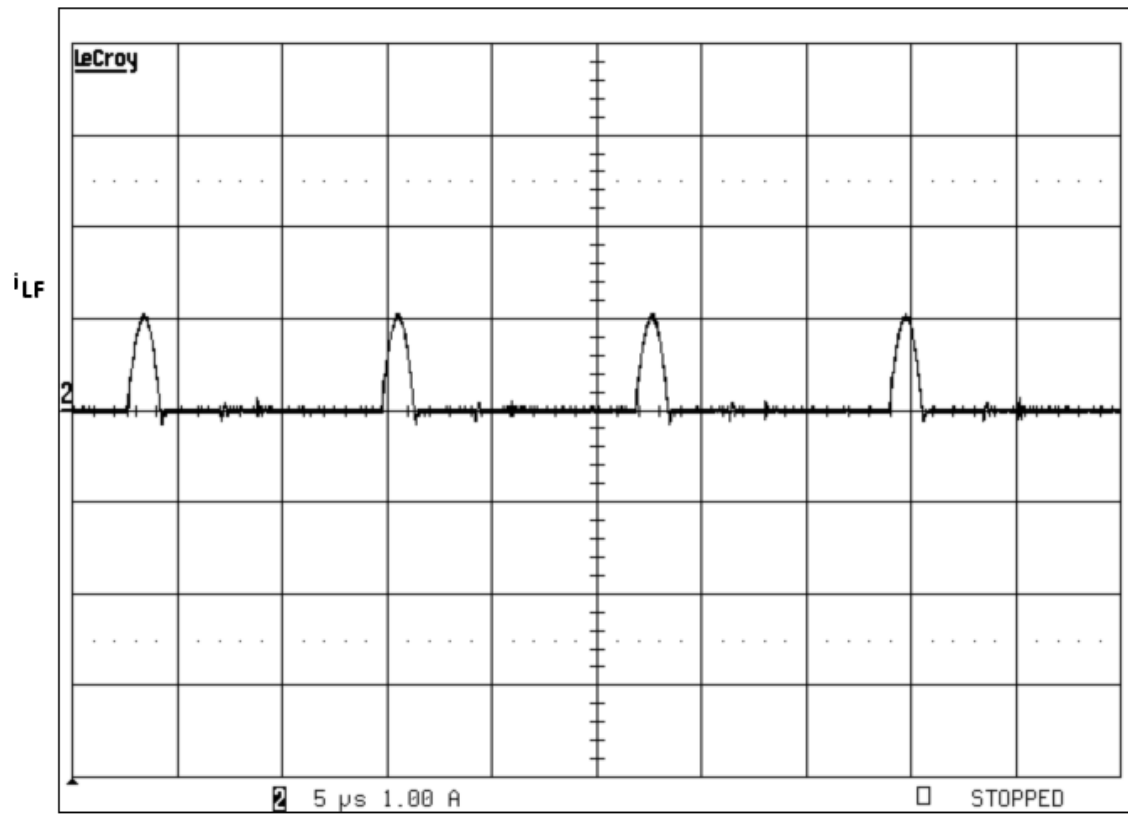


Şekil 7.10 Şebeke gerilimi belirli bir değerin üzerinde iken T_1 trafosu primer sargı endüktansı ile L_F endüktansı akımlarının dalga şekilleri

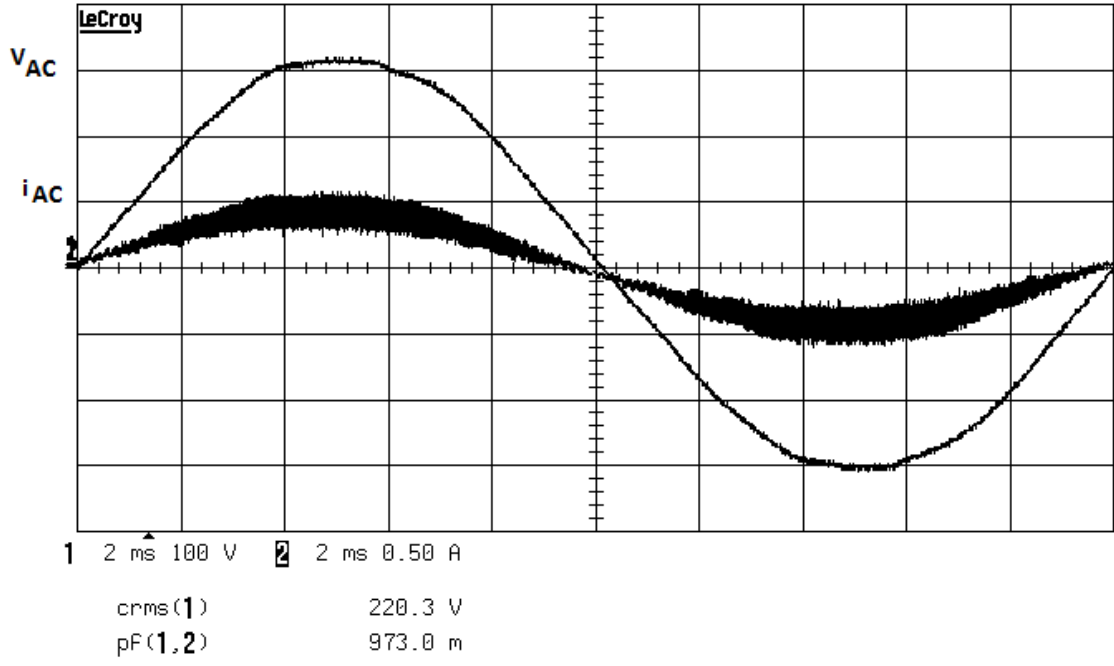
Şekil 7.11’de ileri yönlü dönüştürücü endüktansı L_F akım dalga şeklinin, şebeke periyodu boyunca değişimi ve Şekil 7.12’de ise bir çalışma periyodu içinde değişimi gösterilmiştir. Burada, şebeke gerilimi belirli bir değerin altında iken T_1 trafosunun ileri yönlü dönüştürücü trafosu olarak çalışmadığı görülmektedir. Aynı zamanda şebeke gerilimi belirli bir değerin üzerinde iken, L_F akımı dalga şeklinin Şekil 6.11’de gösterilen simülasyon sonuçları ile tam bir uyum içinde olduğu görülmektedir.



Şekil 7.11 L_F endüktansı akımının şebeke periyodundaki dalga şekli



Şekil 7.12 L_F endüktansı akımının bir çalışma periyodundaki dalga şekli



Şekil 7.13 Şebeke gerilim ve akımının dalga şekilleri

Şekil 7.13’de şebeken çekilen akım ile şebeke geriliminin dalga şekilleri görülmektedir. Burada şebeke akımı ile gerilimi aynı fazda ve sinuzoidaldir. Bu durumda güç faktörü 0.973 olmaktadır.

Ayrıca, devrenin giriş ve çıkışında ölçülen güçlerden, önerilen devrenin veriminin %90.25 olduğu görülmüştür.

Sonuç olarak, bu çalışmada önerilen tek aşamalı yeni PFC devresi için yapılan teorik analiz, anahtarlama frekansı 100 kHz, çıkış gerilimi 50 V ve çıkış gücü 100 W olan bir prototip ile tam olarak doğrulanmıştır.

SONUÇ VE ÖNERİLER

Enerjinin verimli ve kaliteli kullanılması bakımından ulusal ve uluslar arası sınırlamalar ve standartlar geliştirilmiştir. Bu durumda, bu sınırlamalara ve standartlara bağlı endüstriyel cihazlar üretmek firmalar tarafından zorunlu hale gelmiştir. Güç dönüştürücü devreleri, elektronik balast uygulamaları, kesintisiz güç kaynakları ve bilgisayar sistemleri gibi günümüzde sıkça kullanılan cihazlar şebekeden çekilen akımın dalga şeklini bozmakta ve güç faktörünü düşürerek, enerjinin verimli ve kaliteli kullanılmasını olumsuz etkilemektedir. Bu sebeple, giriş akımının giriş gerilimi ile aynı fazda ve sinüzoidal olmasını sağlayan PFC devrelerine olan ilgi gün geçtikçe artmaktadır. Bu tez çalışmasında, PFC uygulamalarında kullanılmak üzere rezonans devreli ve yumuşak anahtarlama yeni bir tek aşamalı PFC devresi sunulmuştur. Sunulan devrede aynı zamanda, verimi artırmak amacıyla doğrudan güç transferi gerçekleştirilmiştir.

Bu çalışmada, rezonans devre ve yumuşak anahtarlama temelli olan, doğrudan güç transferini sağlayan ve DCM ile çalışan yeni bir tek aşamalı PFC devresi ortaya konulmuştur. Bu devrede, PFC ve regülasyon amaçlı iki anahtar ile tek kontrol çevrimi kullanılmıştır. Birinci anahtar ve rezonans devresi yardımıyla, şebekeden genliği şebeke gerilimiyle orantılı yüksek frekanslı sinüzoidal akım darbeleri çekilerek, PFC ve yumuşak anahtarlama sağlanmıştır. İkinci anahtar vasıtasıyla, yine rezonans temelli olarak, hem DPT hem de gerilim regülasyonu sağlanmıştır. Sunulan devrenin etraflı olarak teorik analizi yapılmış ve bu teorik analiz simülasyon ve deneysel sonuçlar ile doğrulanmıştır.

Sunulan yeni dönüştürücüde T_1 trafosu, hem ileri yönlü hem de geri dönüşlü trafosu olarak çalışmaktadır. Geri dönüşlü trafosu olarak çalıştığında giriş gücünün büyük bir kısmını doğrudan çıkışa aktarırken, kalan kısmını ileri yönlü trafosu olarak çalıştığında çıkış gerilimi regülasyonu amacıyla depolama kondansatörüne aktarmaktadır. T_2 trafosu, tüm çalışma periyotları boyunca sadece geri dönüşlü trafosu olarak çalışır ve gücün doğrudan aktarılmayan kısmını çıkışa aktararak gerilim regülasyonu sağlar.

Bu çalışmada ortaya konulan rezonans devreli ve yumuşak anahtarlmalı yeni bir tek aşamalı PFC devresi etrafı olarak analiz edilmiştir. Sunulan bu analiz, gerçekleştirilen simülasyon ve prototip sonuçları ile tam olarak doğrulanmıştır.

Bu çalışmanın, daha sonra yapılacak olan benzer çalışmalar için iyi bir referans olması beklenmektedir. Daha sonraki çalışmalarda, bu devrenin daha basit, daha sade ve daha ucuz versiyonlarının geliştirilebileceği düşünülmektedir.

KAYNAKLAR

- [1] Jiang, Y., Lee, F.C., Hua, G. ve Tang, W., (1993), "A Novel Single – Phase Power Factor Correction Scheme", Proc. IEEE Applied Power Electronics Conference, 7-11 March 1993. California.
- [2] Jiang, Y. ve Lee, F.C., (1994), "Single - Stage Single – Phase Parallel Power Factor Correction Scheme", Power Electronics Specialists Conference, PESC '94, 20-25 Jun 1994. Taipei.
- [3] Luo, S., Qui, W., Wu, W. ve Batareseh, I., (2005), "Flyboost Power Factor Correction Cell and a New Family of Single – Stage AC/DC Converters", IEEE Transactions on Power Electronics, 20 (1):25 – 34.
- [4] Redl, R., Balogh, Laszlo. ve Sokal, N.O., (1994), "A New Family of Single – Stage Isolated Power – Factor Correctors with Fast Regulation of Output Voltage", Power Electronics Specialists Conference, PESC '94, 20-25 Jun 1994. Taipei.
- [5] Zhang, J., Jovanovic M.M. ve Lee, F.C., (1999), "Comparison Between CCM Single – Stage and Two – Stage Boost PFC Converters", Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1999, APEC '99, 14-18 March 1999. Texas.
- [6] Qiao, C. ve Smedley, K.M., (2001), "A Topology Survey of Single-Stage Power Factor Corrector with a Boost Type Input Current Shaper", IEEE Transactions on Power Electronics, 16 (3):360-368
- [7] Li, H.Y., Chen, H.C. ve Chang, L.K., (2009), "Analysis and Design of a Single Stage Parallel AC to DC Converter", IEEE Transactions on Power Electronics, 24 (12): 2989 – 3002.
- [8] Garcia, O., Cobos, J.A., Prieto, R., Alou, P. ve Uceda, J., (2003), "Single Phase Power Factor Correction: A Survey", IEEE Transactions on Power Electronics, 18 (3):749-755.
- [9] Wong, C., Mohan N., Wright, S.E. ve Mortensen, K.N. (1989), "Feasibility Study of AC and DC Side Active Filters for HVDC Converter Terminals", IEEE Transactions on Power Delivery, 4 (4):2067-2077.

- [10] Acarkan, B., Kılıç, O. ve İnan A., “Alçak Gerilimde Tek Fazlı Yükler için Harmonik Akım Standartları”, III. Elektrik, Elektronik ve Bilgisayar Mühendisliği Sempozyumu, 2004. ELECO 2004. 8 – 12 Aralık 2004. Bursa.
- [11] Schaffner EMG AV (2006), “IEC61000 – 3 – 2 Harmonic Standarts Overview”, Luterbach, Switzerland.
- [12] Gülgün, R., (1999), Güç Elektroniği, 2.Baskı, Y.T.Ü Basım Yayım Merkezi, İstanbul.
- [13] Prasad, A.R., Ziogas, P.D. ve Manias, S., (1990), “A novel Passive Waveshaping Method for Single – Phase Diode Rectifiers”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 37 (6):521-530.
- [14] Lam, J.C.W. ve Jain, P.K., (2010), “A High-Power-Factor Single-Stage Single-Switch Electronic Ballast for Compact Fluorescent Lamps”, IEEE Transactions on Power Electronics, 25 (8):2045-2058.
- [15] Sebastian, J., Villegas, P.J., Nuno, F., Garcia, O. ve Arau, J., (1997), “Improving Dynamic Response of Power-Factor Preregulators by Using Two Input High Efficient Postregulators”, IEEE Transactions on Power Electronics, 12 (6):1007-1097.
- [16] Lee, J.Y. ve Youn, M.J., (2001), “A Single-Stage Power-Factor-Correction Converter with Simple Link Voltage Suppressing Circuit”, IEEE Transactions on Power Electronics, 48 (3):572-584.
- [17] Zhang, J., Lu, D.D.J ve Sun, T., (2010), “Flyback-Based Single-Stage PFC Sheme with Time Multiplexing Control”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 57 (3):1041-1049.
- [18] Watson, R., Hua, G.C. ve Lee, F.C., (1994), “Single-Stage Single -Phase Parallel PFC Scheme”, Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1994. APEC '94. 13-17 February 1994. Florida.
- [19] Chan, R.Y.W., Hill, J.W. ve Lu, D.D.C., (2007), “Time Multiplexing Control for Power Converters”, Industrial Electronics and Applications, ICIEA 2007. 23 – 25 May 2007.Harbin.
- [20] Liu, H.F. ve Chang, L.K., (2005), “Flexible and Low cost Design for a Flyback AC/DC Converter with Harmonic Current Correction”, IEEE Transactions on Power Electronics, 20 (1):17-24.
- [21] Bhat, A.K.S. ve Venkatraman, R., (2005), “A Soft – Switched Full – Bridge Single -Stage AC – to – DC Converter with Low – Line – Current Harmonic Distortion”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 52 (4):1109-1116.
- [22] Lin, C.S. ve Chen, C.L., (2001), “A Novel Single-Stage Push–Pull Electronic Ballast with High Input Power Factor”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 48 (4):770-776.
- [23] Wang, C.M., (2007), “A Novel Single-Switch Single-Stage Electronic Ballast with High Input Power Factor”, IEEE Transactions on Power Electronics, 22 (3):797-803.

- [24] Lee, C.H., Joung, G.B. ve Cho, F.B., (1990), "A unity Power Factor High Frequency Parallel Resonant Electronic Ballast", Industry Applications Society Annual Meeting, 1990. 7- 12 Oct 1990. Seattle.
- [25] Deng, E. ve Cuk, S., (1994), " Single Stage, High Power Factor, Lamp Ballast", Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1994. APEC '94. 13 – 17 February 1994. Florida.

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı :Erdem AKBOY
Doğum Tarihi ve Yeri :08.03.1987-Şişli
Yabancı Dili :İngilizce (İyi)
E-posta :eakboy@yildiz.edu.tr

ÖĞRENİM DURUMU

Derece	Alan	Okul/Üniversite	Mezuniyet Yılı
Y. Lisans	Elektrik Makinaları ve Güç Elektroniğı	Yıldız Teknik Üniversitesi	Devam
Lisans	Elektik – Elektronik Mühendisliğı	Sakarya Üniversitesi	2009
Lise	Sayısal	Kartal Fatin Rüştü Zorlu Lisesi (YDA)	2005

İŞ TECRÜBESİ

Yıl	Firma/Kurum	Görevi
2009-	Yıldız Teknik Üniversitesi	Araştırma Görevlisi

2009

Standart Yapı Denetim Ltd.Şti.A.Ş

Yardımcı Kontrolör

YAYINLARI

Bildiri

1. Bodur, H., **Akboy, E.**, Aksoy İ., “Tek Aşamalı Güç Faktörü Düzeltme Devrelerinin İncelenmesi”, Elektrik – Elektronik Bilgisayar Sempozyumu, 5-7 Ekim 2011, Sayfa 168 -172, Elazığ.

ÖDÜLLERİ

1. Sakarya Üniversitesi Elektrik – Elektronik Mühendisliği Bölüm İkinciliği (2009)