

Fotovoltaik Uygulamalar için
Sarmaşık Yapılı Flyback Dönüştürücü Tabanlı Bir Evirici Tasarımı ve Uygulaması

Bilgehan Kırimer

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Temmuz 2016

Design and Implementation of an Interleaved Flyback Inverter
for Photovoltaic Applications

Bilgehan Kırimer

MASTER OF SCIENCE THESIS

Department of Electrical and Electronics Engineering

July 2016

Fotovoltaik Uygulamalar için
Sarmaşık Yapılı Flyback Dönüştürücü Tabanlı Bir Evirici Tasarımı ve Uygulaması

Bilgehan Kırimer

Eskişehir Osmangazi Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Lisansüstü Yönetmeliği Uyarınca
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Elektronik Bilim Dalında
YÜKSEK LİSANS TEZİ
Olarak Hazırlanmıştır

Danışman: Doç. Dr. Bünyamin Tamyürek

Bu Tez TÜBİTAK tarafından “113E571” no’lu proje çerçevesinde desteklenmiştir

Temmuz 2016

ONAY

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı Yüksek Lisans öğrencisi Bilgehan Kırimer'in YÜKSEK LİSANS tezi olarak hazırladığı “Fotovoltaik Uygulamalar için Sarmaşık Yapılı Flyback Dönüştürücü Tabanlı Bir Evirici Tasarımı ve Uygulaması” başlıklı bu çalışma, jürimizce lisansüstü yönetmeliğin ilgili maddeleri uyarınca değerlendirilerek oybirliği ile kabul edilmiştir.

Danışman : Doç. Dr. Bünyamin Tamyürek

İkinci Danışman : -

Yüksek Lisans Tez Savunma Jürisi:

Üye : Doç. Dr. Bünyamin Tamyürek

Üye : Prof. Dr. Hasan Hüseyin Erkaya

Üye : Doç. Dr. Mehmet Timur Aydemir

Üye : -

Üye : -

Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun tarih ve
..... sayılı kararıyla onaylanmıştır.

Prof. Dr. Hürriyet ERŞAHAN
Enstitü Müdürü

ÖZET

Bu tez çalışmasının kapsamı, düşük güçlü güneş enerjisi uygulamalarında kullanılmak üzere, güneş panellerinden (FV) doğru akım olarak elde edilen elektrik enerjisini alternatif akıma dönüştürecek, şebekeye bağlı bir çoklu-dizi evirici sistemini tasarlamak, geliştirmek ve uygulamasını gerçekleştirmektir.

Çalışmanın temel amacı, düşük maliyetli, küçük boyutlu ve esnek bir eviricinin geliştirilmesidir. Bu sistemin yüksek güç kalitesine ve üstün dinamik performansa sahip olmasının yanında, galvanik izolasyon sağlaması ve yüksek verime erişmesi hedeflenmiştir. Literatür araştırmasından sonra, flyback tabanlı bir sistemin çoklu-dizi FV evirici olarak yüksek güçte ve yüksek verimde geliştirilmesine karar verilmiştir. Ayrıca, maliyet ve küçük boyut avantajları değerlendirilecektir. Flyback mimarisinde yüksek güçlere erişebilmek ve düşük gürültü seviyeleri elde etmek için, aralarında uygun faz farkı ile çalışan paralel bağlı birçok dönüştürücü hücrenin birlikte çalıştığı ve literatürde “interleaved (sarmaşık) çalışma” olarak bilinen yöntem kullanılmıştır.

Çalışmada ilk önce analiz yapılarak tasarım denklemleri elde edilmiş ve gerçekçi ölçütlere göre tasarım yapılmıştır. Daha sonra, dönüştürücünün ve kontrol sisteminin tasarımı simülasyon yoluyla doğrulanmış ve en iyi performans için iyileştirmeler yapılmıştır. Son olarak, deneysel değerlendirme için 2,5 kW gücünde bir prototip devre kurulmuştur.

Deneylerde, eviricinin en yüksek verimi %95,82 ve maksimum güç noktası izleyici algoritmasının enerji hasatı verimi %99 olarak ölçülmüştür. Şebeke akımının toplam harmonik bozunum (THD) değerinin %1,73 ve güç faktörünün 0,99 olarak ölçülmesi ise şebekeye aktarılan gücün yüksek kalitede olduğunu göstermiştir. Karşılaştırmalarda, prototipin, benzer çıkış gücündeki ticari ürünlere yakın performansta olduğu; maliyet, ağırlık ve boyut avantajlarının bulunduğu görülmüştür. Bu sonuçlar, önerilen sistemin hedeflenen tasarım ve performans ölçütlerine uygun olarak başarıyla gerçekleştirildiğini göstermiştir.

Anahtar kelimeler: Fotovoltaik evirici, sarmaşık flyback dönüştürücü, maksimum güç noktası takibi, silicon carbide

SUMMARY

The scope of this study is to design, develop and implement a grid-connected multi-string type solar (PV) inverter which converts direct current produced by solar panels into alternating current for small solar power system applications.

The main objective of this study is to develop a low-cost and compact inverter with a flexible design. In addition to high power quality and superior dynamic performance, the inverter should also have galvanic isolation and high efficiency. After an intensive literature review, it is decided to utilize flyback converter topology and develop a multi-string type PV inverter with high-power output and high efficiency. Moreover, the cost and size advantages of the selected topology are evaluated. In order to achieve high-power output with low ripple, the phase-shifted multi-cells method known as interleaved operation in literature is employed.

The study starts first with the analysis of the converter system and the derivation of the design equations. Then, a system design is made using the realistic specifications. Later, the converter and the controller design are verified via simulation and optimized for the best performance. Finally, a full scale prototype at 2.5 kW is built for experimental evaluation.

In experiments, the best efficiency of the inverter and the energy harvesting efficiency of the maximum power point tracking algorithm are measured as 95.82% and 99%, respectively. The total harmonic distortion (THD) of the grid current is 1.73% and the power factor is 0.99, which show the high quality power injection into the grid. Comparisons show that the performance of the prototype is identical to the commercial products with similar power output. Also, the prototype has cost, weight and size advantages. These results demonstrate that the proposed system is successfully implemented in accordance with the aimed design and performance criteria.

Keywords: Photovoltaic inverters, interleaved-flyback converter, maximum power point tracker, silicon carbide

TEŞEKKÜR

Bu çalışma boyunca bana yol gösteren ve değerli bilgilerini benimle paylaşan danışman hocam sayın Doç. Dr. Bünyamin Tamyürek'e, gerçekleştirilen çalışmaları bilimsel ve teknolojik araştırma projelerini destekleme programı kapsamında destekleyen TÜBİTAK'a ve bu süreçte bana her zaman destek olan çok değerli aileme teşekkür ederim.



İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET	vi
SUMMARY	vii
TEŞEKKÜR	viii
İÇİNDEKİLER	ix
ŞEKİLLER DİZİNİ	xi
ÇİZELGELER DİZİNİ	xv
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ	xvi
1. GİRİŞ VE AMAÇ	1
2. LİTERATÜR ARAŞTIRMASI	2
2.1. FV Evirici Türleri	2
2.1.1. Merkezi eviriciler	2
2.1.2. Modül eviriciler	3
2.1.3. Dizi eviriciler	3
2.1.4. Çoklu-dizi eviriciler	4
2.2. FV Evirici Mimarilerinin Sınıflandırılması	5
2.2.1. Güç işleyen kademe sayısına göre eviriciler	5
2.2.2. Şebeke bağlantısına göre eviriciler	6
2.2.3. Dekuplaj kondansatörüne göre eviriciler	8
2.2.4. Trafo kullanımı ve izolasyona göre eviriciler	8
2.3. Şebekeye Bağlı FV Evirici Sistemleri için Geçerli Standartlar	9
2.4. FV Evirici Mimarisi Uygulamaları	11
2.5. Snubber Devreleri	25
3. MATERYAL VE YÖNTEM	29
3.1. Materyal	29
3.2. Yöntem	29
3.3. Dönüştürücü Tanımı ve Çalışma Prensipleri	29
3.4. Dönüştürücü Analizi	33
3.4.1. S_1 anahtarının iletimde olduğu durumdaki analiz	34
3.4.2. S_1 anahtarının kesimde olduğu durumdaki analiz	36
3.5. Trafo Analizi	38
3.5.1. Çekirdek kayıpları analizi	39
3.5.2. Sargı kayıpları analizi	41

İÇİNDEKİLER (devam)

Sayfa

3.5.2.1. Sargıların DC direnci	41
3.5.2.2. Sargılarda eddy (girdap) akımı etkileri ve etkin direnç değeri	42
3.6. Dekuplaj kondansatörünün seçimi için analiz	43
3.7. Snubber devresi çalışma prensipleri	44
3.7.1. S_1 anahtarının kesimde olma durumu	45
3.7.2. S_1 anahtarının iletimde olma durumu	47
3.7.3. Snubber devresi tasarım denklemleri	48
3.8. FV Evirici Sistemin Tasarımı	50
3.8.1. Evirici FV katı tasarımı	54
3.8.2. Flyback transformatörü	54
3.8.2.1. Flyback transformatörü için ön çalışma	54
3.8.2.2. Flyback transformatörü tasarımı	57
3.8.3. Evirici güç katı tasarımı	63
3.8.4. Kayıpsız snubber devresi tasarımı	64
3.8.5. Dekuplaj kondansatörünün seçimi	66
3.8.6. MGNİ ve evirici kontrol algoritmalarının tasarımı	66
3.8.7. Güç ve kontrol devreleri malzemelerinin seçimi	72
3.8.8. Güç ve kontrol devreleri baskı devre (PCB) tasarımı ve temini	73
3.9. FV Evirici Güç Devresi Prototipi Üretimi	76
4. BULGULAR VE TARTIŞMA	79
4.1. Simülasyon Bulguları	79
4.2. Deney Bulguları	83
4.2.1. Performans	83
4.2.2. Maliyet analizi	94
4.3. Karşılaştırma	97
5. SONUÇ VE ÖNERİLER	99
KAYNAKLAR DİZİNİ	101

ŞEKİLLER DİZİNİ

Sekil

Sayfa

2.1. Evirici türleri: a) merkezi evirici, b) dizi evirici, c) çoklu-dizi evirici, d) modül evirici	4
2.2. Güç işleyen kademe sayılarına göre evirici türleri: a) tek kademeli, b) iki kademeli ..	5
2.3. Gerilim kaynaklı evirici (Kjaer vd., 2005)	6
2.4. Akım kaynaklı evirici (Kjaer vd., 2005)	7
2.5. Dekuplaj kondansatörüne göre eviriciler: a) tek kademeli eviricide, b) iki kademeli eviricide, c) frekans çevirici yapılandırmasında.	8
2.6. Trafoya göre eviriciler: a) şebeke frekanslı trafo ile bağlantı, b) AC-AC eviricide yüksek frekanslı trafo, c) DC-DC dönüştürücüde yüksek frekanslı trafo	9
2.7. Martins ve Demonti'nin (2000) önerdiği evirici mimarisi	11
2.8. De Souza vd.nin (2002) önerdiği evirici mimarisi	12
2.9. Lohner vd.nin (1996) önerdiği evirici mimarisi	12
2.10. Wolfs ve Li'nin (2002) önerdiği evirici mimarisi	13
2.11. Prasanna ve Rathore'un (2013) önerdiği evirici mimarisi	13
2.12. Bhat ve Dewan'ın (1986, 1988) önerdiği evirici mimarisi	13
2.13. PowerLynx Powerlink PV 4,5 kW eviriciye ait devre şeması (Dorofte, 2001: Kjaer vd.den (2005))	14
2.14. Fujimoto vd.nin (1995) önerdiği evirici mimarisi	15
2.15. Beristain vd.nin (2003) önerdiği evirici mimarisi	15
2.16. Pierquet ve Perreault'un (2013) önerdiği evirici mimarisi	15
2.17. Herrmann vd.nin (1993) önerdiği evirici mimarisi	16
2.18. Nagao ve Harada'nın (1997) önerdiği evirici mimarisi	16
2.19. Wolfs ve Li'nin (2005, 2007) önerdiği evirici mimarisi	17
2.20. Surapaneni ve Rathore'un (2015) önerdiği evirici mimarisi	17
2.21. Labella vd.nin (2014) önerdiği dönüştürücü mimarisi	18
2.22. Mekhilef vd.nin (2000) önerdiği evirici mimarisi	18
2.23. Shimizu vd.nin (2002) önerdiği evirici mimarisi	19
2.24. Kjaer ve Blaabjerg'in (2003) önerdiği evirici mimarisi - FV kutupları terstir	19
2.25. Martins ve Demonti'nin (2002) önerdiği evirici mimarisi	20
2.26. Papanikolaou vd.nin (2003) önerdiği evirici mimarisi	20
2.27. Fernandez vd.nin (2006) önerdiği evirici mimarileri	21

ŞEKİLLER DİZİNİ (devam)

<u>Sekil</u>	<u>Sayfa</u>
2.28. Kasa vd.nin (2005) önerdiği evirici mimarisi	22
2.29. Haibing vd.nin (2012) önerdiği evirici mimarisi	23
2.30. Haibing vd.nin (2013 b) önerdiği evirici mimarisi	23
2.31. Sarmaşık (interleaved) flyback tabanlı FV evirici sistem (Rezaei vd., 2016)	23
2.32. Kim vd.nin (2014) önerdiği sarmaşık flyback tabanlı evirici mimarisi	24
2.33. Rezaei vd.nin (2016) önerdiği evirici mimarisi	25
2.34. Kayıpsız snubber devresi (Mattson ve Segar, 1974)	26
2.35. Geliştirilmiş kayıpsız snubber devresi (Domb vd., 1982)	26
2.36. Trafo sargısı kullanan kayıpsız snubber devresi (Ji vd., 2001)	27
2.37. Aktif clamp devresi (Zhang vd., 2010)	27
3.1. Önerilen FV evirici sisteme ait blok diyagramı	30
3.2. Sarmaşık (interleaved) bağlı 3 hücreli tasarıma ait devre şeması	31
3.3. Flyback dönüştürücü anlık giriş akımı (i_1) ve bileşenleri ile yarım şebeke periyodunda sinüzoidal modüle edilmiş anahtar çalışma oranı	32
3.4. Flyback dönüştürücü anlık çıkış akımının tam köprü eviricide açılmış (unfolded) hali (i_2) ve bu akımın anahtarlama periyodu boyunca anlık ortalaması ($\bar{i}_2$)	32
3.5. Bir anahtarlama periyodu boyunca kontrol sinyali, flyback trafosu primer gerilimi (v_p), mıknatıslanma akımı (i_m) ve bu akımın bileşenleri (i_1 ve i_p)	34
3.6. Çalışma oranının tepe değerinde olduğu anahtarlama periyodunda akı yoğunluğu ...	40
3.7. FV ile şebeke arasındaki anlık güç uyumsuzluğu	43
3.8. Flyback dönüştürücü üzerinde kayıpsız snubber devresi	45
3.9. S_1 anahtarının kesime gitmesinin ardından akımın izlediği yol	45
3.10. D_3 diyotu iletimdeyken enerjinin hem yüke hem de kaynağa aktarılması esnasında akımların izlediği yollar	46
3.11. Mıknatıslanma akımının sıfıra inmesinin ardından enerjinin kaynağa aktarılması	47
3.12. S_1 anahtarının iletime girme anında snubber akımı	48
3.13. CoilCraft firmasından temin edilen planar trafo numunesi	55
3.14. SERVO Eskişehir firmasından temin edilen yüksek güçlü flyback trafo numunesi ..	56
3.15. SERVO Eskişehir firmasından temin edilen yüksek güçlü flyback trafo numunesi üstten görünüm	56
3.16. Trafo kesitinde 3 katmanlı sarmaşık sargı düzeni ve 6 parçaya bölünmüş hava aralığı	59

ŞEKİLLER DİZİNİ (devam)

<u>Sekil</u>	<u>Sayfa</u>
3.17. Bakır folyo kullanılarak üretilen trafonun sarım aşaması	60
3.18. Sarımı tamamlanmış trafo, merkezi 5 dilime ayrılmış çekirdek ve hava boşluğunda kullanılacak malzemeler	60
3.19. Çoklu hava aralıklı çekirdek yapısı detayı	61
3.20. Geliştirilen trafonun mıknatıslanma endüktans değeri ölçümü	61
3.21. Flyback trafo test devresi	63
3.22. Kontrol sistemi	67
3.23. Perturb&Observe (Değiştir&Gözle) algoritması akış diyagramı	68
3.24. Flyback dönüştürücü için kontrol sinyalleri üretimi	69
3.25. T/4 gecikme tabanlı PLL yapısı	69
3.26. Kontrol sistemi PLL bloğu içeriği	70
3.27. Evirici kontrol sinyalleri üretimi	70
3.28. DSP kontrol sistemi akış şeması	71
3.29. Mikroişlemci kartı, akım ve gerilimlerin okunduğu okuma kartı, MOSFET ve IGBT kapı sürme devreleri, kontrol sistemini besleyen güç kaynağı	73
3.30. FV evirici güç katına ait baskı devrenin bilgisayar çizimi	74
3.31. FV evirici güç katına ait temin edilmiş baskı devresi	75
3.32. Güç katı devresi üç boyutlu modeli	76
3.33. Kurulan güç katı devresi	76
3.34. Güç katı ve IGBT sürme devresi üstten görünüm	77
3.35. Trafo, LCL filtre, çıkış akımı sensör devresi ve AC çıkış bağlantısı detayları	78
3.37. Soğutucu, PCB bağlantı detayları, DC giriş ve dekaplaj kondansatörleri	78
4.1. Tasarımı tamamlanan 2,5 kW FV evirici sistemin güç devresinin PLECS yazılımıyla gerçekleştirilen simülasyon modeli	79
4.2. Üç farklı güneş değeri için P&O MGNİ algoritması tarafından üretilen çalışma oranının tepe değeri D_{tepe} (üst grafik), FV modül çıkış gücü (kırmızı) ve şebekeye aktarılan güç (mavi) (alt grafik)	81
4.3. Simülasyon sonucunda şebeke gerilimi (mavi) ve şebeke akımı (kırmızı)	82
4.4. Simülasyon sonucunda FV çıkış gerilimi (mavi) ve şebeke akımı (kırmızı)	82
4.5. Simülasyon sonuçlarına göre en kötü senaryoda S_1 kontrol sinyali, gerilimi ve akımı ile snubber kondansatör gerilimi	83
4.6. Prototip devre test aşaması	85

ŞEKİLLER DİZİNİ (devam)

<u>Sekil</u>	<u>Sayfa</u>
4.7. Deney sonuçlarına göre cihazların verimlilik grafiği	87
4.8. Deneylerde şebeke gerilimi (mavi) (100V/div) ve akımı (yeşil) (10A/div), zaman: 5ms/div	88
4.9. Deneylerde FV panel çıkış gerilimi (mavi) (40V/div) ve akımı (yeşil) (5A/div), zaman: 5ms/div	88
4.10. a) Flyback MOSFET gerilimi (mavi) (100 V/div), akımı (yeşil) (10 A/div), kontrol sinyali (turuncu) (20 V/div), zaman: 5µs/div, b) yakınlaştırılmış görüntü, kontrol sinyali (10 V/div), zaman: 200ns/div	89
4.11. Flyback MOSFET akımı (yeşil) (10A/div) ve kontrol sinyali (turuncu) (20V/div), zaman: 1µs/div	90
4.12. Flyback IGBT gerilimi (mavi) (100 V/div), akımı (yeşil) (10 A/div) ve kontrol sinyali (turuncu) (10 V/div), zaman: 200ns/div	91
4.13. Flyback Flyback IGBT gerilimi (mavi) (100 V/div), akımı (yeşil) (10 A/div) ve kontrol sinyali (turuncu) (10 V/div), zaman: 200ns/div	91
4.14. Sert anahtarlama altında, akım ölçme jumper bağlantısı olmadan flyback IGBT gerilimi (mavi) (100 V/div) ve kontrol sinyali (turuncu) (10 V/div), zaman: 200ns/div	92
4.15. Şebeke gerilimi (mavi) (100V/div) ve şebeke akımı (yeşil) (10A/div), a) sarmaşık çalışma durumu, b) sarmaşık çalışma olmadan, zaman: 5ms/div	93
4.16. Toplam maliyetin verime göre değişimi (nominal güçte)	96

ÇİZELGELER DİZİNİ

<u>Cizelge</u>	<u>Sayfa</u>
2.1. Şebekeye bağlı FV evirici sistemleri için geçerli standartlar	10
3.1. Manyetik malzeme katsayıları	41
3.2. Tasarım parametreleri ve gereksinimleri	51
3.3. Güç devresinde kullanılacak malzemeler	72
4.1. Maksimum güçte devre bileşenlerinin güç kayıpları	80
4.2. Deney sonuçları	86
4.3. Maliyet çizelgesi	94
4.4. Teknik özelliklerin karşılaştırılması	97
4.5. Maliyet ve fiziksel özelliklerin karşılaştırılması	98

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ**Kısaltmalar****Açıklama**

BCM	Sınır İletim Modu
CCM	Sürekli İletim Modu
DCM	Kesikli İletim Modu
FV	Fotovoltaik (Güneş pili)
MGNİ	Maksimum Güç Noktası İzleyici
THD	Toplam Harmonik Bozunum
ZVS	Sıfır Gerilimde Anahtarlama
ZCS	Sıfır Akımda Anahtarlama
ZVT	Sıfır Gerilimde Geçiş

1. GİRİŞ VE AMAÇ

Bu çalışmanın kapsamı, düşük güçlü güneş enerjisi uygulamalarında kullanılmak üzere, güneş panellerinden (FV) doğru akım olarak elde edilen elektrik enerjisini alternatif akıma dönüştürecek, şebekeye bağlı bir çoklu-dizi evirici sistemini tasarlamak, geliştirmek ve uygulamasını gerçekleştirmektir.

Çalışmanın temel amacı, düşük maliyetli, küçük boyutlu ve esnek bir eviricinin geliştirilmesidir. Geliştirilecek sistemin yüksek güç kalitesine ve üstün dinamik performansa sahip olmasının yanında, galvanik izolasyon sağlaması ve yüksek verime erişmesi hedeflenmektedir.

2. LİTERATÜR ARAŞTIRMASI

Fosil yakıtların giderek tükenmesi ve çevre kirliliği gibi kaygılara ek olarak dünyada artan enerji talebi, yenilenebilir enerji kaynaklarına ilgiyi arttırmaktadır. Güneş enerjisinin bu alandaki önemli alternatiflerden biri olması, FV güneş pili sistemlerinin aktif bir araştırma konusu haline gelmesini sağlamıştır (Sukesh vd., 2014; Kim vd., 2014). Dünyada kurulu FV sistemlerin toplam gücü 2014 yılı sonu itibariyle 177 GW değerindedir ve 5 yıl içinde 540 GW güce ulaşabileceği tahmin edilmektedir. Türkiye, toplamda yaklaşık 58 MW kurulu FV gücüne sahiptir (EPIA, 2015; IEA, 2015).

Diğer enerji kaynaklarıyla karşılaştırıldığında, genel olarak dünyada FV sistemlerin yaygınlaşmasını kısıtlayan faktör maliyettir. Son yıllarda FV güneş pillerinin maliyetindeki azalma, FV evirici mimarilerinin sistem maliyeti içindeki payını belirgin hale getirmiştir (Kjaer vd., 2005). Bu durumda, çevre dostu fotovoltaik güneş pili sistemleriyle dünyada ve ülkemizde enerji talebini karşılayacak nitelikte ekonomik çözümler üretebilmesi için, yüksek verimli ve uygun maliyetli evirici mimarilerinin geliştirilmesi gerekmektedir.

2.1. FV Evirici Türleri

Fotovoltaik sistemlerde kullanılan çeşitli evirici türleri Şekil 2.1’de gösterildiği üzere dört grupta tanımlanabilir: merkezi eviriciler, modül eviriciler (mikro eviriciler), dizi eviriciler ve çoklu-dizi eviriciler (Calais vd., 2002; Kim vd., 2014).

2.1.1. Merkezi eviriciler

Güç olarak megawatt seviyesine erişebilen yüksek güçleri üç-faz bağlantı ile şebekeye aktaran merkezi eviricilerde, herhangi bir gerilim yükseltme adımına ihtiyaç duyulmayacak kadar yüksek gerilim elde etmek için yeterli sayıda fotovoltaik panel seri bağlanır ve bir dizi oluşturulur. Oluşturulan bu diziler, diyotlar yardımıyla paralel bağlanarak yüksek güç seviyelerine ulaşılır (Kjaer vd., 2005; Carrasco vd., 2006).

Yüksek güçlü merkezi eviricilerin çeşitli kısıtlamaları ve sebep olabileceği sorunlar vardır. Sistemde tek bir merkezi maksimum güç noktası izleyici (MGNI) (MPPT) kullanılması durumunda, FV modüller arasında uyumsuzluklar, kısmi gölgelenme koşulları ve dizi bağlantıları için kullanılan seri diyotlar güç kayıplarına sebep olabilmektedir. Ayrıca, tasarımında esneklik bulunmaması sebebiyle kapasite artırımı ve kullanıcı gereksinimlerine uyumluluk gibi konularda yetersiz kalabilir (Myrzik ve Calais, 2003; Kjaer vd., 2005).

Günümüzde FV evirici teknolojisi, modül eviriciler ve dizi-eviriciler üzerine yoğunlaşmaktadır (Calais vd., 2002).

2.1.2. Modül eviriciler

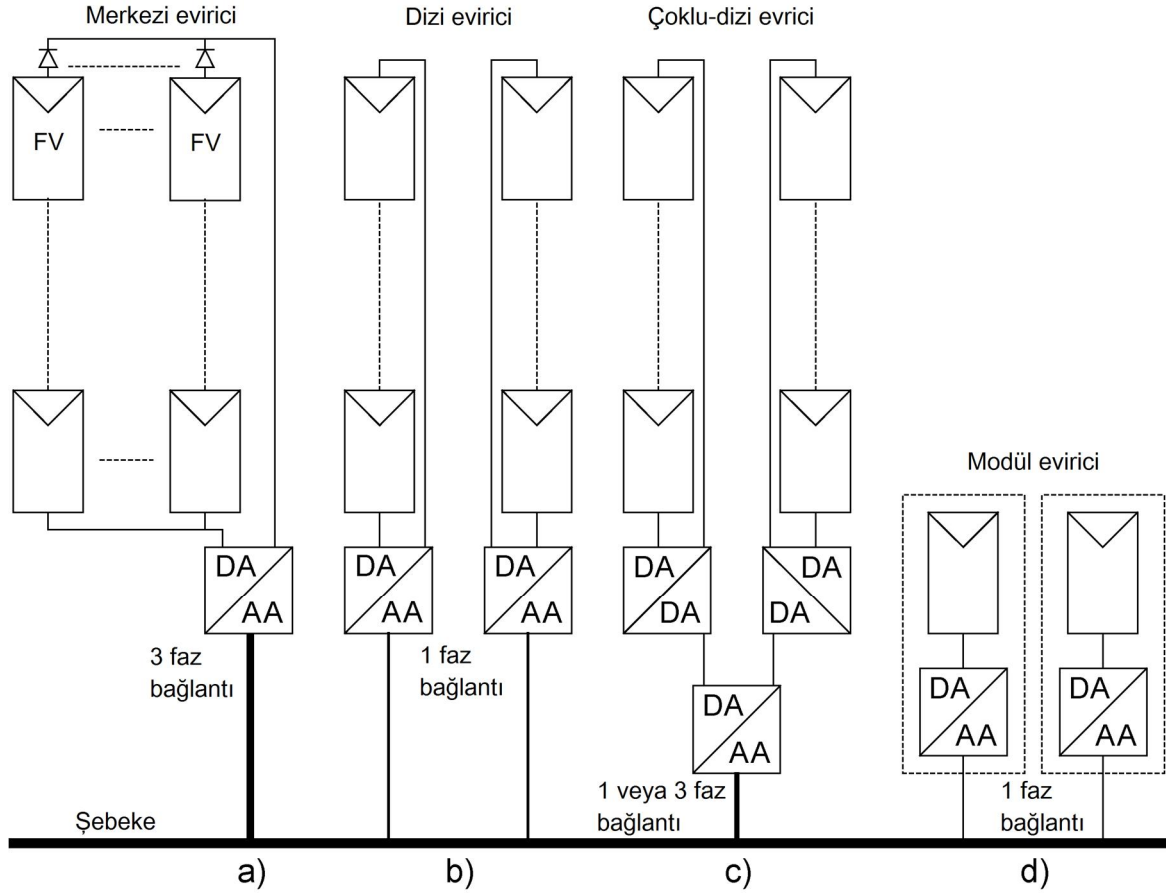
Modül evirici, 500W ve daha düşük güçlü uygulamalarda, bir veya birkaç fotovoltaik panel ile kullanılmaya uygun bir evirici yapısıdır. Modüler yapıda bulunması, tasarım esnekliği ile birlikte sistemin kolaylıkla genişletilebilmesini sağlar (Calais vd., 2002; Meneses vd., 2013). Ayrıca, FV panel sayısının az olması nedeniyle uyumsuzluk problemi azalacaktır. Kurulum kolaylığı ile “tak ve çalıştır” özellikli bir sistem olması yapının diğer bir avantajıdır. Diğer yandan, şebekeye direkt bağlantı konusunda ulusal ve uluslararası güvenlik standartları ile uyumsuzluk ve belirsizlikler söz konusudur (Verhoeven, 1998; Calais vd., 2002). Ayrıca, düşük panel geriliminin yükseltilmesi gerekliliği ve bu amaçla kullanılacak karmaşık devre mimarileri verim düşüklüğüne ve birim güç üretim maliyetinin artmasına sebep olabilir. Seri üretim, uzun vadede maliyeti azaltabilir (Kjaer vd., 2005; Meneses vd., 2013).

2.1.3. Dizi eviriciler

Dizi evirici olarak isimlendirilen yapı, genellikle kilowattlar mertebesinde güç üretebilecek özellikte bir fotovoltaik dizi kullanır. Tek bir FV dizi kullanılması sebebiyle, sınıflandırmada merkezi eviriciler ile modül eviriciler arasında bir yapı olarak değerlendirilebilir ve her ikisinin avantajlarını birleştirir (Calais vd., 2002).

Fotovoltaik panellerin yeteri kadar gerilim üretecek sayıda seri bağlanması durumunda ek herhangi bir gerilim yükseltme işlemine gerek kalmaz, ancak sistemde bir

DC-DC dönüştürücü veya trafo kullanılması durumunda daha az sayıda panel kullanmak da mümkün olabilir. Merkezi eviricilerin aksine, dizi evirici bağlantılarında diyot kayıpları bulunmaz (Kjaer vd., 2005). Ayrıca, panel sayısının daha az olması sebebiyle de kısmi gölgelenmenin ve maksimum güç noktası izleyicinin sebep olduğu güç kayıpları azdır.



Şekil 2.1. Evirici türleri: a) merkezi evirici, b) dizi evirici, c) çoklu-dizi evirici, d) modül evirici.

2.1.4. Çoklu-dizi eviriciler

Dizi eviricilerin yüksek enerji kapasitesi ile merkezi eviricilerin düşük maliyet avantajlarını birleştirmek amacıyla geliştirilen çoklu-dizi eviricilerde, her FV dizisi için ayrı MGNİ kullanılır ve sistemin maksimum güçte çalışması sağlanır. Dizilere ait DC-DC dönüştürücüler ortak DC bara üzerinden tek bir merkezi eviriciye bağlanır. Esnek tasarımı sayesinde, sistemi genişletmek için yeni bir FV dizisi ve DC-DC dönüştürücü eklenmesi yeterlidir (Calais vd., 2002; Kjaer vd., 2005).

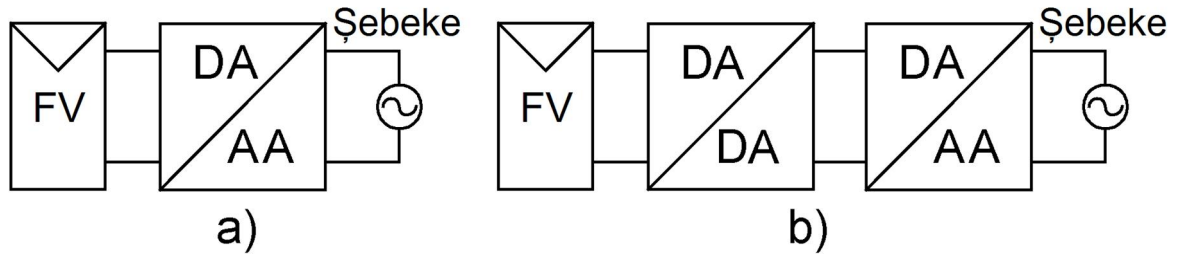
2.2. FV Evirici Mimarilerinin Sınıflandırılması

Evirici mimarileri; güç işleyen kademe sayısı, dekuplaj kondansatörünün bulunduğu yer, şebeke bağlantı arayüzü ve trafo kullanma durumu (izolasyon) gibi özelliklere göre sınıflandırılabilir (Kjaer vd., 2005).

2.2.1. Güç işleyen kademe sayısına göre eviriciler

Fotovoltaik evirici mimarilerinin sınıflandırılmasında kullanılan yöntemlerden biri, güç işleyen kademe sayısıdır. Tek kademeli eviriciler, maksimum güç noktası izleme, şebeke akım kontrolü ve gerilim yükseltme gibi görevlerin tamamını tek başına yerine getirmek zorundadır. Merkezi eviriciler için uygun olan bu yapının maksimum anlık gücü, nominal gücünün iki katı olacaktır (Carrasco vd., 2006).

Bu sınıflandırmadaki diğer seçenek, iki kademeli eviricidir. Böyle bir mimaride, MGNI ve gerilim yükseltme görevlerini DC-DC dönüştürücü üstlenir. Sistemin kontrol edilme şekline göre, DC-DC dönüştürücüden düz DC gerilim (DC-DC kademesi nominal gücü işler) veya doğrultulmuş sinüs dalgasını takip edecek şekilde modüle edilmiş akım (DC-DC kademesi nominal gücün iki katı değerinde anlık güç işler) üretilebilir. İkinci kademede ise DC-AC evirici, darbe genişlik modülasyonu (DGM), uzay vektör modülasyonu (UVM) veya bang-bang operasyonu ile çalıştırılabilir (Kjaer vd., 2005). Güç işleyen kademe sayılarına göre sınıflandırılmış evirici mimarileri Şekil 2.2’de görülmektedir.

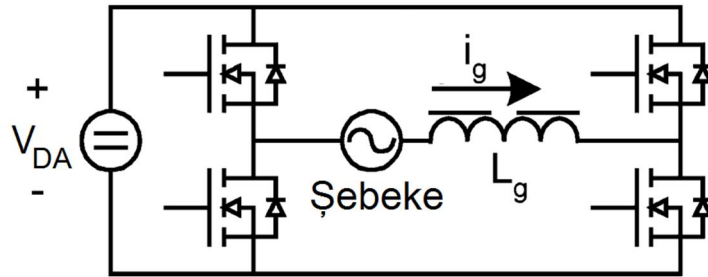


Şekil 2.2. Güç işleyen kademe sayılarına göre evirici türleri: a) tek kademeli, b) iki kademeli.

2.2.2. Şebeke bağlantısına göre eviriciler

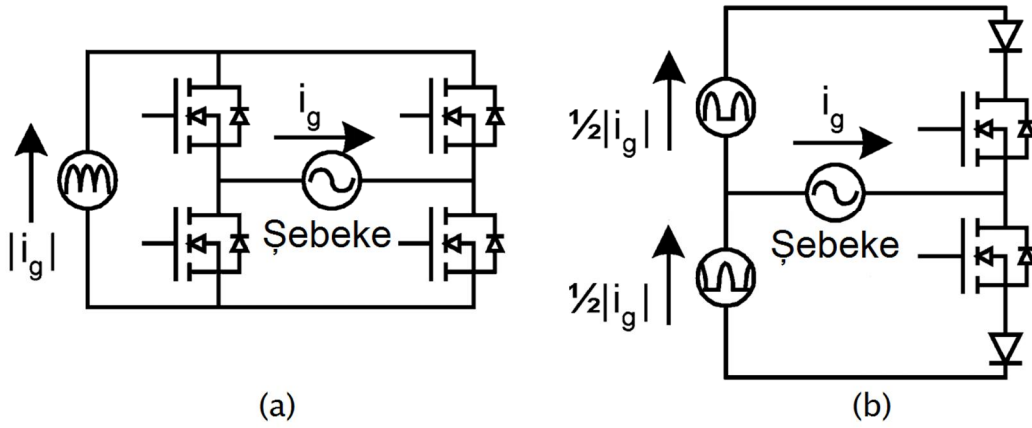
Çalışma kapsamında, şebekeye akım basmak amacıyla kullanılan FV mimarileri değerlendirilmiştir. Şebeke bağlantısında kullanılan yapıya göre eviriciler genel iki sınıfa ayrılabilir: gerilim kaynaklı evirici (GKE) ve akım kaynaklı evirici (AKE) (Eltawil ve Zhaoa, 2010; Tang vd., 2014).

Gerilim kaynaklı evirici, şebekeye bağlı uygulamalarda sıklıkla kullanılan bir yapıdır. GKE yapısı gerilim kontrolü veya akım kontrolü ile çalıştırılabilir. Faz açısı, aktif güç ve reaktif güç kontrol edilebilir. Diğer yandan, sistem DC geriliminin şebeke geriliminden yüksek olması gerekliliği, trafosuz FV uygulamalarında çok sayıda panelin seri olarak bağlanmasını bir zorunluluk haline getirebilir (Chen ve Spooner, 2001; Jose vd., 2014). Şekil 2.3'te görülen sistem, tam köprü üç seviyeli GKE yapısına örnektir. Şebeke bağlantısı indüktör üzerinden sağlanan sistemde çıkış akımını üretmek için, pozitif ve negatif DC gerilimi ile sıfır gerilim seviyeleri şebekeye uygulanır. Sistemin kontrolü için genellikle DGM kullanılır, histerezis (bang-bang) kontrolü de bir seçenektir (Kjaer vd., 2005).



Şekil 2.3. Gerilim kaynaklı evirici (Kjaer vd., 2005).

Akım kaynaklı eviriciler genel olarak basit yapı ve aşırı akım koruma gibi avantajlara sahiptir (Kwak ve Toliyat, 2006). Yüksek frekansta DGM veya şebeke frekansında çalıştırılarak çıkış üretilebilir (Kjaer vd., 2005; Wu vd., 2008). Şekil 2.4'te görülen örneklerde, doğrultulmuş sinüzoidal akım, şebeke frekansında çalışan akım kaynaklı eviricide açılarak sinüzoidal duruma getirilir. Böylece, sadece iletim kayıpları olur. Anahtarlama kayıpları, akımı modüle eden kademedeki bulunur (Kjaer vd., 2002).



Şekil 2.4. Akım kaynaklı evirici (Kjaer vd., 2005).

FV sistemlerde evirici kademesi şebeke komütasyonlu (line-commutated) veya kendinden komütasyonlu (self-commutated) olabilir (Wu vd., 2008).

Şebeke komütasyonlu yapıda anahtarlama elemanı olarak tristör bulunur ve bu anahtarların sadece iletme girmesi kontrol edilebilir. Kesime gitmesi, dış devre veya kaynak tarafından kontrol edilir (Ishikawa, 2002). Çıkışında kare dalga şeklinde akım üreterek istenmeyen harmoniklere sebep olur. Bu dezavantajı azaltmak için, filtre kullanmak gerekir. Şebeke komütasyonlu metot, düşük güçlü (<5kW) tek fazlı eviricilerde pek tercih edilmeyen bir yöntemdir (DGS, 2008).

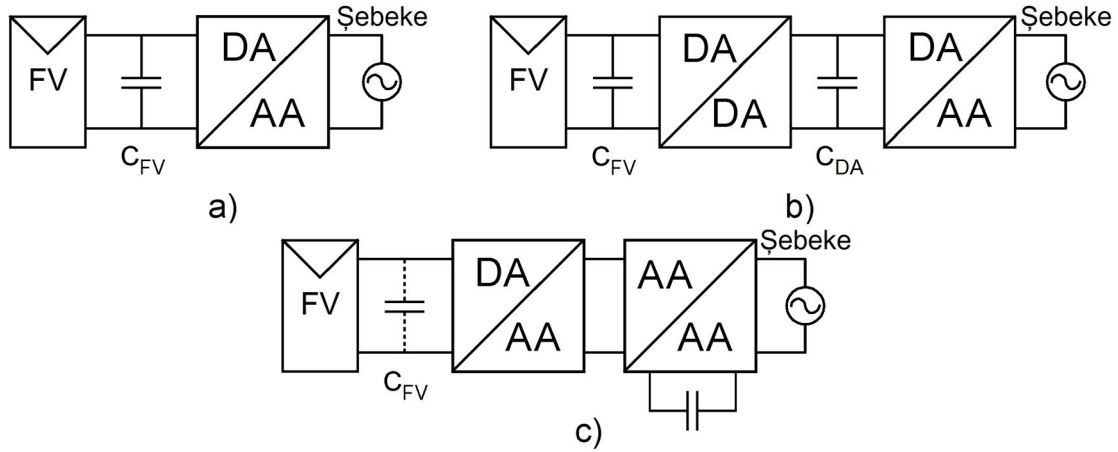
Kendinden komütasyonlu sistemler, FV sistemlerinde geniş kullanım alanı bulan ve sıklıkla kullanılan bir teknolojidir. Genel olarak DGM kullanılır ve anahtarlama elemanı olarak IGBT veya MOSFET bulunur. Bu anahtarların açık ve kapalı olduğu sürelerin kontrol edilme imkânının bulunması, çıkış akımı, gerilimi ve güç faktörünün şebeke gereksinimlerine göre düzenlenebilmesini sağlar. Ayrıca, harmonik bileşenler de azaltılır (Ishikawa, 2002).

Son olarak, FV sistemlerde evirici kademesi tek fazlı veya üç fazlı olabilir. Üç fazlı FV evirici sistemlerin en büyük avantajı, daha küçük elektrolitik kondansatör kullanılmasına izin vermesi nedeniyle sistemin çalışma ömrüne olumlu etki yapmasıdır (Calais vd., 2002). Ancak, 10 kW ve altı seviyesinde FV evirici uygulamaları için genellikle tek faz sistemler tercih edilmektedir (Myrzik ve Calais, 2003).

2.2.3. Dekuplaj kondansatörüne göre eviriciler

Tek fazlı sistemlerde şebekeye aktarılan güç zamanla değişen özelliktedir. Diğer yandan, maksimum enerji hasadı için FV panellerden çekilen güç sabit tutulmalıdır (Haibing vd., 2013 a). Bu durum, anlık güç uyuşmazlığına sebep olur. Tek fazlı FV eviricilerde giriş ve çıkış gücü arasında denge sağlamak için dekaplaj kondansatörleri kullanılır. Bu amaçla kullanılan elektrolitik kondansatör, sınırlı çalışma ömrü nedeniyle, bir FV evirici sistemin sorunsuz çalışacağı süreyi belirleyen temel bileşen konumundadır (Haibing vd., 2012).

Şekil 2.5'te görüldüğü gibi, dekaplaj kondansatörleri tek kademeli eviricilerde FV panel uçlarında, çok kademeli sistemlerde FV uçlarında veya DC-DC dönüştürücünün çıkışındaki DC bara üzerinde bulunabilir. Buna ek olarak, doğrudan frekans çevirici (cycloconverter) yapılandırmasına sahip eviricilerde AC tarafta konumlandırılabilir (Haibing vd., 2013 a).



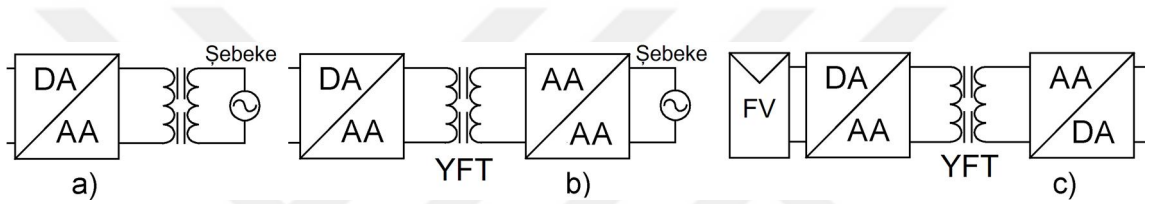
Şekil 2.5. Dekuplaj kondansatörüne göre eviriciler: a) tek kademeli eviricide, b) iki kademeli eviricide, c) frekans çevirici yapılandırmasında.

2.2.4. Trafo kullanımı ve izolasyona göre eviriciler

FV evirici sistemleri trafolu ve trafosuz tasarımlara sahip olabilmektedir. Ticari FV mimarileri üzerinde yapılan bir araştırma, trafosuz tasarımların daha verimli, hafif ve düşük maliyetli olduğunu göstermiştir (Kerekes vd., 2011). Bu avantajlar bir FV sistemin daha rekabetçi olmasına katkıda bulunur. Diğer yandan, FV panelleri ile şebeke arasında doğrudan bağlantı bulunması çeşitli güvenlik riskleri taşımaktadır. Kullanılan evirici

mimarisinin de etkisiyle, FV panelin toprağa göre potansiyelinde değişimler meydana gelebilir. Toprak ile FV panel yüzeyi arasında temas olursa, toprağa akacak kapasitif akım tehlike oluşturabilir (Myrzik ve Calais, 2003). Ayrıca, bir evirici sistemden şebekeye DC akım basılması, güç dağıtım trafolarının doyuma gitmesine neden olarak şebekenin işleyişini bozabilir (Verhoeven, 1998). Çeşitli ülkelerde FV uygulamalarında topraklama ve izolasyon gereklilikleri bulunur (NEC 690, 2011).

Trafo lu tasarımlarda, DC-DC dönüştürücü veya DC-AC evirici kademesinde gömülü şekilde yüksek frekanslı trafo bulunabilir ya da şebeke bağlantısı için şebeke frekansında çalışan trafo kullanılabilir. Şekil 2.6'da trafo konumları görülmektedir.



Şekil 2.6. Trafoya göre eviriciler: a) şebeke frekanslı trafo ile bağlantı, b) AC-AC eviricide yüksek frekanslı trafo, c) DC-DC dönüştürücüde yüksek frekanslı trafo.

Şebeke frekansında çalışan bir trafo boyut, ağırlık ve maliyet gibi konular açısından olumsuz değerlendirilen bir devre bileşenidir (Kjaer vd., 2005; Haibing vd., 2013 a). Diğer yandan, yüksek frekansta çalışan bir trafo, şebeke frekansında çalışan bir trafoya göre daha kompakt ve hafif olma özelliklerinin yanı sıra, trafosuz tasarımın aksine galvanik izolasyon da sağladığı için uygun bir seçenek olarak değerlendirilebilir. Günümüzde, modern eviriciler yüksek frekanslı trafo kullanma eğilimindedir (Kjaer vd., 2005). Literatürde, galvanik izolasyon veya gerilim yükseltme gibi amaçlarla trafo kullanan çok sayıda FV evirici uygulaması bulunmaktadır.

2.3. Şebekeye Bağlı FV Evirici Sistemler için Geçerli Standartlar

Şebekeye bağlanacak FV evirici sistemlerin şebeke ile uyumlu şekilde çalışması amacıyla çeşitli standartlar uygulanmaktadır. Harmonik bileşenler, şebekeye aktarılan akımın bozunum değeri ve DC akım bileşeni gibi konuları düzenleyen IEC 61727 ve IEEE 1547 standartlarına ek olarak, elektromanyetik uyumluluk konusunda uygulanan ve 16 A çıkış akımına kadar olan cihazları kapsayan EN 61000-3-2 standardı bu alandaki önemli

gereksinimleri belirler. Çizelge 2.1’de özetlenmiş olan bu standartlara ek olarak, güvenlik, bağlantı ve topraklama gibi konularda ülkelerin kendi düzenlemeleri de bulunmaktadır.

Bu noktada, şebekeye bağlı FV evirici sistemlerin her koşulda güvenli şekilde çalıştırılması için önemli gereksinimlerden biri, şebekenin kaybedilmesi halinde adalanma (islanding) durumunun önlenmesidir. Bu gereklilik, güvenli gerilim ve frekans aralıklarının dışına çıkılması durumunda sistemin durdurulması şeklinde uygulanabilir (Verhoeven, 1998).

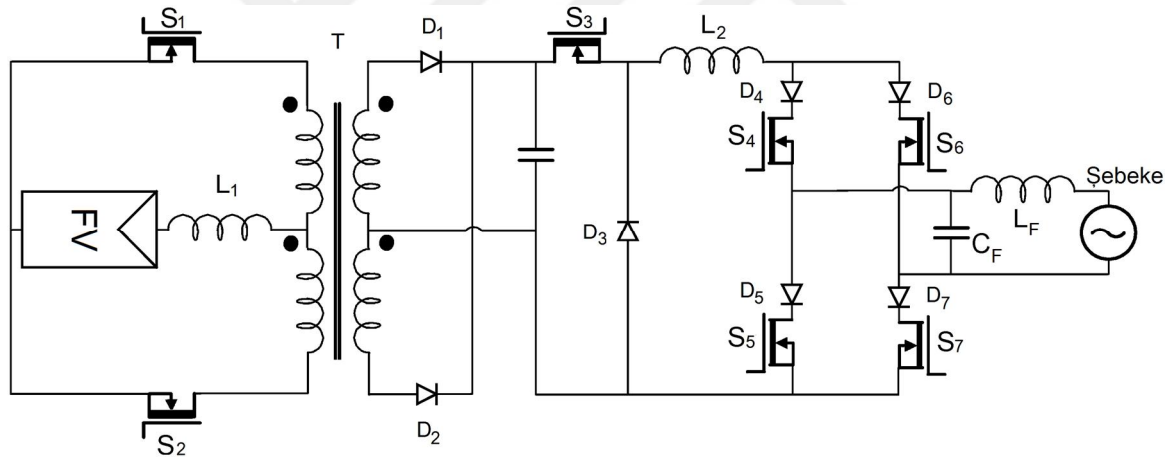
Çizelge 2.1. Şebekeye bağlı FV evirici sistemler için geçerli standartlar.

Standart adı	IEC 61727 (2004)		IEEE1547 (2003)		EN 61000-3-2 (1995)	
Nominal güç	10 kW		30 kW		16 A, 230 V (3,7 kW)	
Harmonik bileşen	Sıra no.	Limit	Sıra no.	Limit	Sıra no.	Limit
	3 – 9	%4	3 – 9	%4	3	2,30 A
	11 – 15	%2	11 – 15	%2	5	1,14 A
	17 – 21	%1,5	17 – 21	%1,5	7	0,77 A
	23 – 33	%0,6	23 – 33	%0,6	9	0,40 A
			>35	%0,3	11	0,33 A
	Çift harmonik bileşenler için limit, bu listedeki tek harmoniklerin %25’idir.				2	1,08 A
					4	0,43 A
Şebeke akımının maksimum bozunum değeri (THD)	%5,0				-	
Güç faktörü (Nominal gücün yarısından büyük güçlerde)	>0,90		-		-	
Şebeke akımının DC bileşeni	Çıkış akımının %1’inden az.		Çıkış akımının %0,5’inden az.		<0,22 A	
Nominal gerilim aralığı	%85 – %110 196 V – 253 V		%88 – %110 97 V – 121 V		-	
Nominal frekans aralığı	50±1 Hz		59,3 Hz – 60,5 Hz		-	

2.4. FV Evirici Mimarisi Uygulamaları

Tez çalışmasının kapsamı ve amaçları doğrultusunda, bu bölümde sadece tek fazlı ve galvanik izolasyonlu FV evirici mimarileri incelenecektir.

Şekil 2.7’de görülen 300 W yapının ilk kademesinde, akım beslemeli push-pull dönüştürücü bulunur ve gerilim yükseltilerek 400 V çıkış elde edilir. Sistemde 20 kHz anahtarlama frekansı kullanılarak trafonun küçültülmesi hedeflenmiştir. İkinci kademe buck dönüştürücü bulunur ve şebekeden elde edilen referans sinüs dalga şeklini takip ederek DGM ile akım modülasyonu yapar. Bu kademenin çıkışında, doğrultulmuş sinüs dalga şeklinde akım üretilir. Son kademe akım kaynaklı evirici kullanılarak, akım dalga şekli düzgün sinüs haline getirilir ve şebekeye basılır. Erişilen verim %80 olarak bildirilmiştir (Martins ve Demonti, 2000).

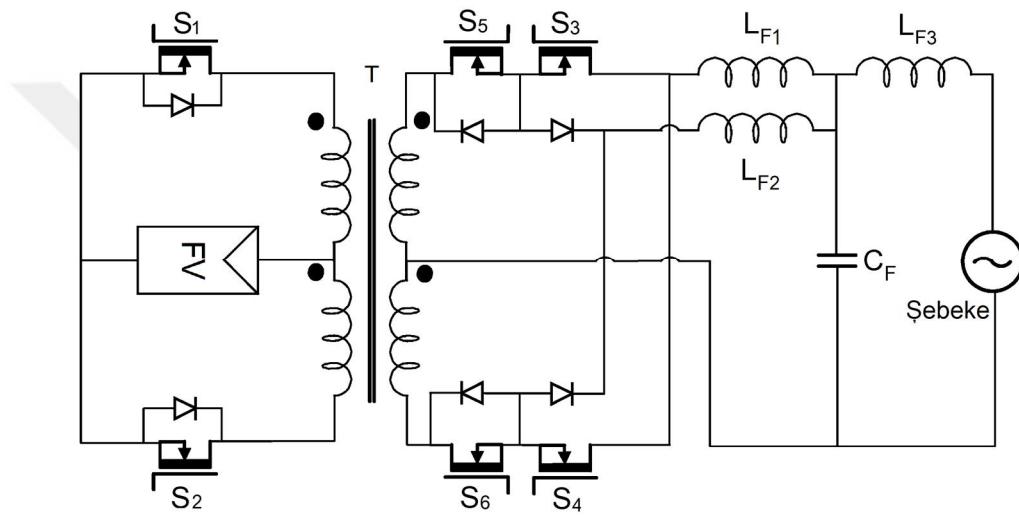


Şekil 2.7. Martins ve Demonti’nin (2000) önerdiği evirici mimarisi.

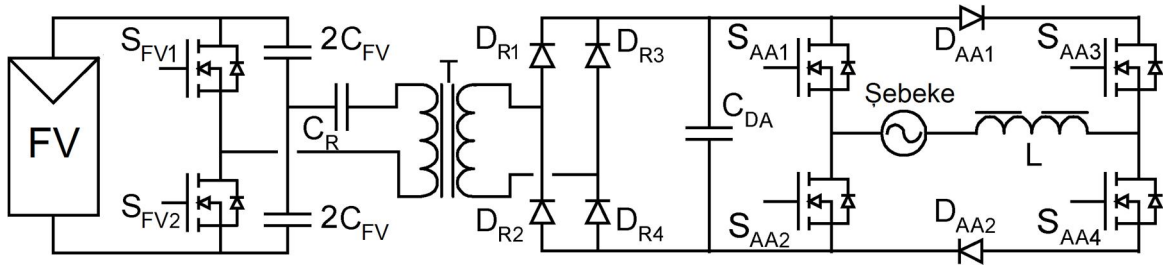
Şekil 2.8’de görülen FV evirici, 300 W çıkış gücüne sahiptir. İki kademeli sistemde, 40 kHz anahtarlama frekansında çalışan push-pull dönüştürücüden üretilen yüksek frekanslı AC gerilim, frekans çevirici kullanılarak 60 Hz şebeke frekanslı AC gerilime dönüştürülür (De Souza vd., 2002).

Şekil 2.9’da seri-rezonans DC-DC dönüştürücü kullanan 250 W FV evirici görülmektedir. Sistemin DC-DC kademesinde sırasıyla, MOSFET kullanan yarım köprü evirici, seri bağlı kondansatör ile trafodan oluşan rezonans devresi ve tam köprü doğrultucu yapıları bulunur. Trafo kaçak endüktansının kondansatör (C_r) ile oluşturduğu seri rezonans

kullanılarak ZCS (sıfır akımda anahtarlama) koşulları sağlanır ve sistemdeki anahtarlar üzerinde sadece iletim kayıpları bulunur. Bu sayede yüksek verim hedeflenmiştir. Evirici kademesinde, biri bang-bang kontrolü ile yüksek frekansta çalışan, diğeri ise şebekenin sıfır geçişine göre kontrol edilen ve anahtarlama kayıplarını azaltmak amacıyla şebeke frekansında anahtarlanan iki anahtarlama bacağı bulunur. Bahsedilen ikinci anahtarlama bacağına eklenen diyotlar kullanılarak şebekenin doğrultulması engellenir ve eviricinin şebekeye ilk bağlandığı anda ani yığılma (in-rush) akımı akmaz (Lohner vd., 1996). Nominal güçte verim %87 olarak bildirilmiştir.

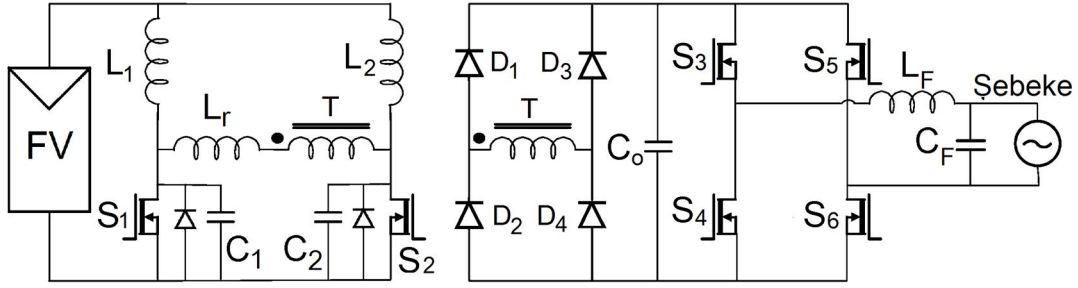


Şekil 2.8. De Souza vd.nin (2002) önerdiği evirici mimarisi.



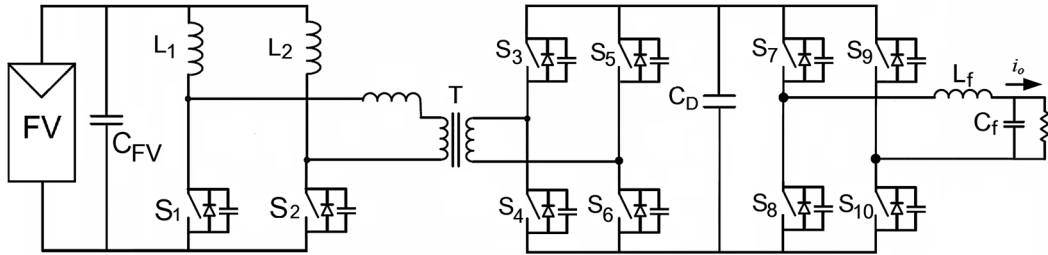
Şekil 2.9. Lohner vd.nin (1996) önerdiği evirici mimarisi.

Şekil 2.10’da görülen sistem, 100 W ZVS (sıfır gerilimde) anahtarlama yapan çift yarım köprü rezonans dönüştürücü mimarisidir. Rezonans çalışmanın trafo ve MOSFET parazitik bileşenleri üzerinden sağlandığı sistemde farklı çalışma modları denenmiş ve sistemin %90 verime ulaşabildiği bildirilmiştir (Wolfs ve Li, 2002).



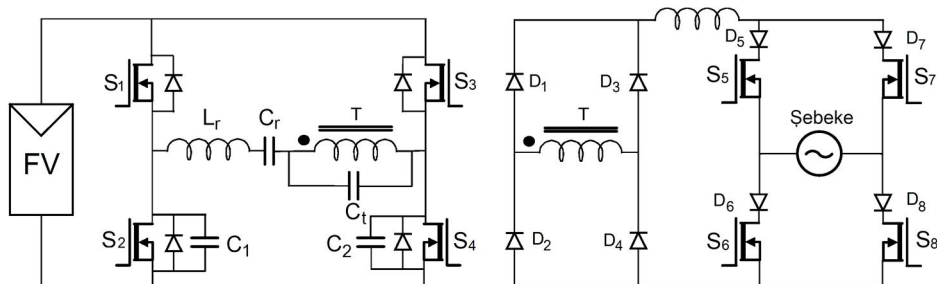
Şekil 2.10. Wolfs ve Li'nin (2002) önerdiği evirici mimarisi.

Şekil 2.11'de görülen FV eviricide, akım beslemeli yarım köprü DC-DC dönüştürücü ve tam köprü evirici kullanılmıştır. Tamamında yumuşak anahtarlama uygulanan DC-DC kademesinde, primer taraftaki anahtar kesime gitmeden önce sekonder tarafta uygun anahtarlar iletime girer. Böylece akım trafoya yönlendirilir ve primer tarafta sıfır akımda anahtarlama (ZCS) mümkün olur. Sekonder anahtarlar için paralel diyotlar yardımıyla ZVS koşulları oluşturulur. Gücü 200 W olan sistemde verim %91,2 olarak bildirilmiştir (Prasanna ve Rathore, 2013).



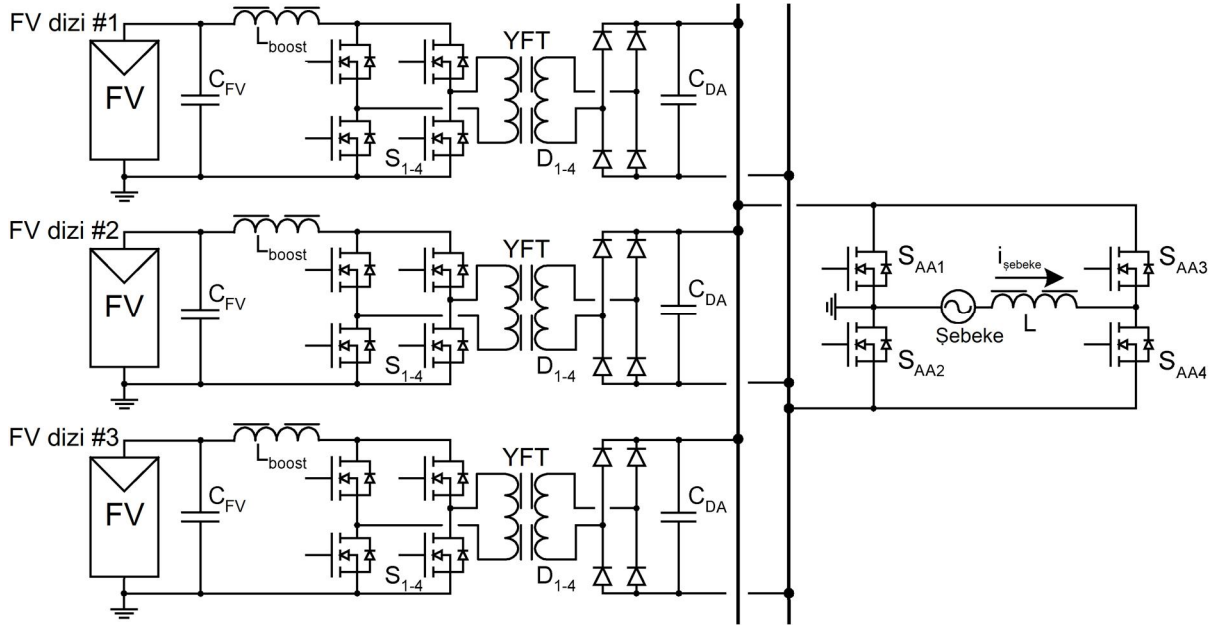
Şekil 2.11. Prasanna ve Rathore'un (2013) önerdiği evirici mimarisi.

Şekil 2.12'de görülen 60 W FV evirici sistemde, seri-paralel rezonans tam köprü dönüştürücü ile kayıpsız snubber kullanılmıştır. Evirici kademesinde akım kaynaklı evirici, doğrultulmuş sinüs akım dalga şeklinden düzgün sinüs üretir (Bhat ve Dewan, 1986, 1988).



Şekil 2.12. Bhat ve Dewan'ın (1986, 1988) önerdiği evirici mimarisi.

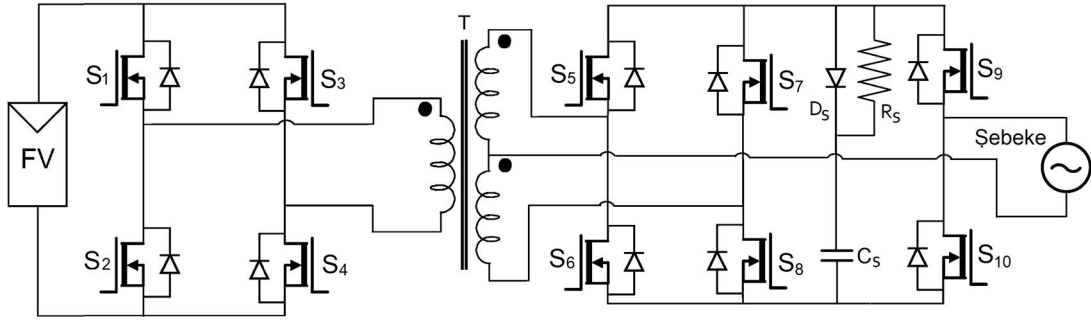
Ticari bir evirici olan PowerLynx Powerlink PV 4,5 kW evirici, 200-500 V aralığında çalışan 3 FV dizi için tasarlanmış olup her diziden 1500 W güç üretebilir. DC-DC kademesi, akım kaynaklı tam köprü evirici ve beraberinde yüksek frekanslı trafo ile doğrultucudan oluşur. Şebeke bağlantısı üç seviyeli GKE ile sağlanan sistem Şekil 2.13'te görülmektedir (Dorofte, 2001: Kjaer vd.den (2005)).



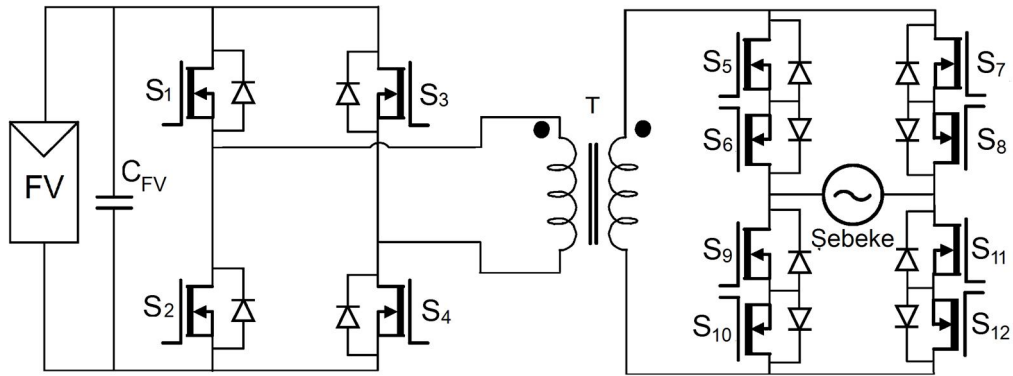
Şekil 2.13. PowerLynx Powerlink PV 4,5 kW eviriciye ait devre şeması (Dorofte, 2001: Kjaer vd.den (2005)).

Ticari eviricilerden Sunny Boy 2500HF, 175-560 V aralığında çalışan 2 FV dizisi için tasarlanmış olup tek MGNİ kullanır. Maksimum 2500 W çıkış gücü üreten sistem için bildirilen en yüksek verim %96,3'tür (SMA Solar, 2015). Benzer şekilde, yüksek frekanslı trafo kullanan diğer çoklu-dizi evirici UNO-2.5-I-OUTD, %96,3 maksimum verime erişebilmektedir (ABB Solar, 2015).

Şekil 2.14 ve Şekil 2.15'te görülen FV eviriciler iki kademedendir. İlk kademedeki tam köprü evirici, ikinci kademedeki ise frekans çevirici (cycloconverter) bulunur. Evirici kademesinin çıkışı yüksek frekanslı AC gerilimdir. Sekonder tarafta snubber devresi bulunan ve Şekil 2.14'te görülen yapı 3 kW güçte tasarlanmış olup, %92,1 verime erişilmiştir (Fujimoto vd., 1995). Şekil 2.15'teki FV evirici ise 1 kW gücündedir (Beristain vd., 2003).

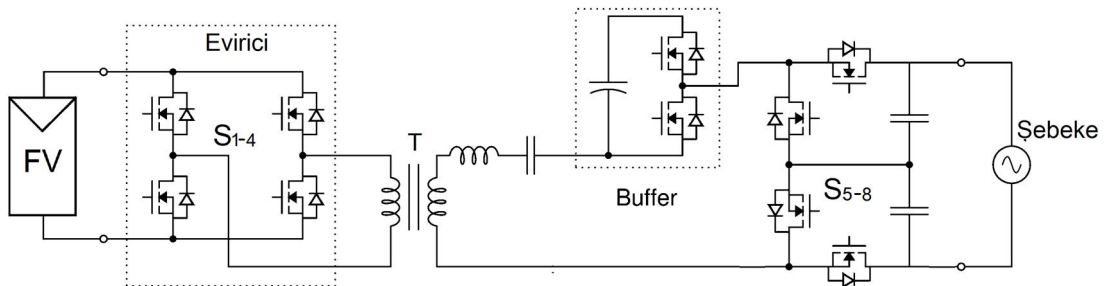


Şekil 2.14. Fujimoto vd.nin (1995) önerdiği evirici mimarisi.



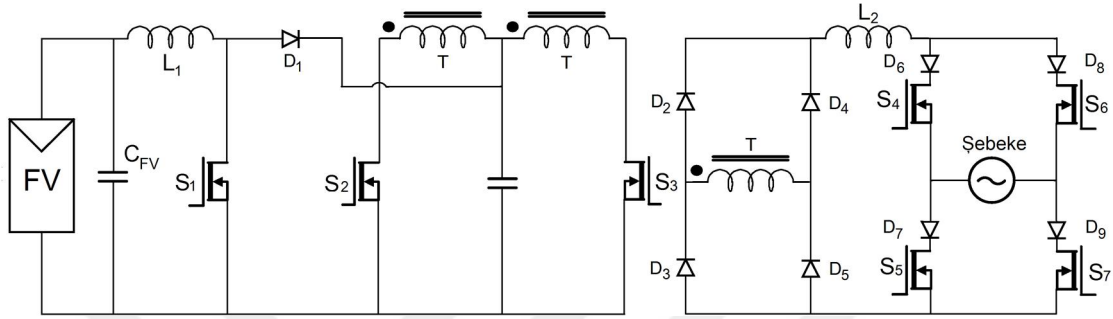
Şekil 2.15. Beristain vd.nin (2003) önerdiği evirici mimarisi.

Şekil 2.16’da görülen rezonans evirici mimarisi, enerji depolama biriminin (buffer) sisteme seri olarak bağlandığı bir third-port yapısı önermektedir. Third-port yapısı sistemde dekuplaj amacıyla kullanılmaktadır. Bu yapı, sistemin giriş ve çıkış geriliminden bağımsız olarak, enerji depolama kademesi üzerinde aktif kontrol sağlar ve depolanması gereken enerjiyi azaltır. Böylece, büyük elektrolitik kondansatör yerine daha uzun ömürlü film kondansatör kullanılmasına olanak verir (Pierquet ve Perreault, 2013). Sistemin ilk kademesinde tam köprü evirici bulunmaktadır. Tüm anahtarlar için ZVS koşullarını sağlayan yapının çıkışında doğrudan frekans çevirici (cycloconverter) kullanılmış olup, verim %95,3 olarak bildirilmiştir.



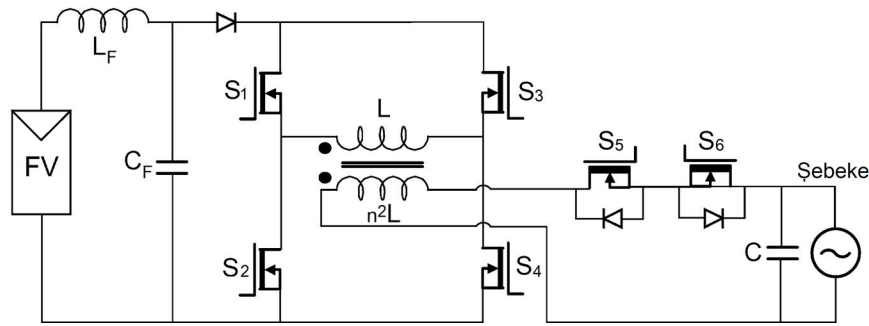
Şekil 2.16. Pierquet ve Perreault’un (2013) önerdiği evirici mimarisi.

Şekil 2.17’de görülen 350 W yapıda, gerilimi yükseltmek için kullanılan boost dönüştürücü MGNİ görevi de yapar. Devamında, orta uçlu trafo kullanan push-pull dönüştürücü, doğrultulmuş sinüs dalga şekli üretmek için modülasyon yaparken izolasyon da sağlar. Son kademede, doğrultulmuş dalga şekli, akım kaynaklı evirici tarafından geri açılarak düzgün sinüs haline getirilir. En yüksek verim %90’dır (Herrmann vd., 1993).



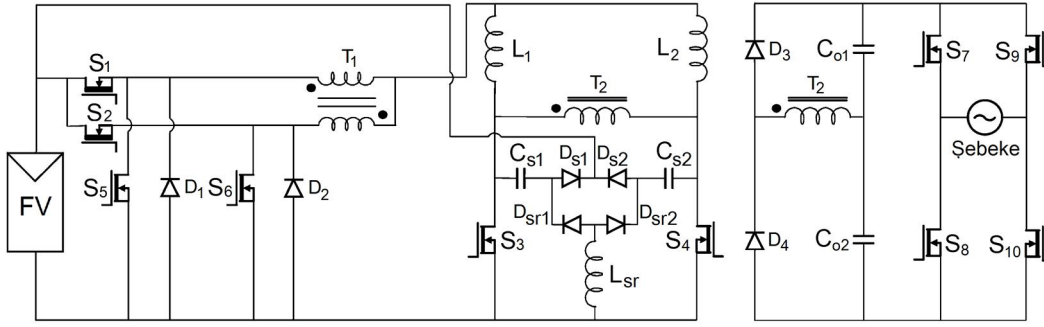
Şekil 2.17. Herrmann vd.nin (1993) önerdiği evirici mimarisi.

Şekil 2.18’de DGM buck-boost dönüştürücü tabanlı FV evirici görülmektedir. Bu yapıda, 2 adet buck-boost dönüştürücü ile köprü yapısı oluşturulmuş, çapraz anahtarlar senkronize çalıştırılmıştır. İzolasyon amacıyla trafo eklenmiştir (Nagao ve Harada, 1997).



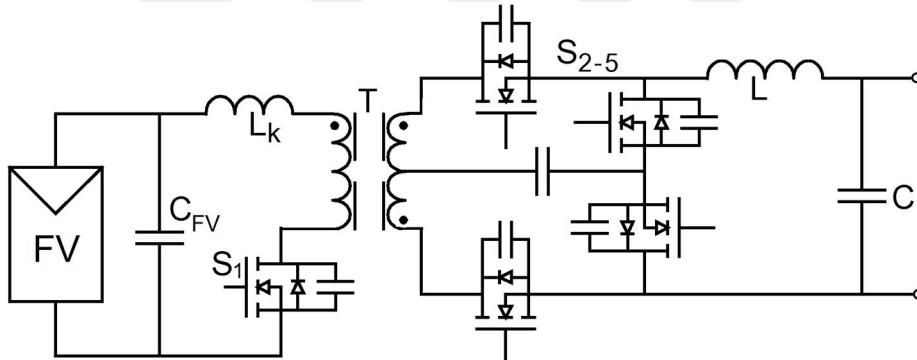
Şekil 2.18. Nagao ve Harada’nın (1997) önerdiği evirici mimarisi.

Şekil 2.19’da görülen 100 W yapı, iki fazlı senkronize buck dönüştürücü ve 2 bobinli boost dönüştürücü kullanır. Çalışma oranı sinüzoidal modüle edilen buck dönüştürücü akım kaynağı olarak çalışır ve ototrafo üzerinden iki bobinli boost dönüştürücüyü besler. Bu kademede üretilen doğrultulmuş sinüs dalga şeklindeki gerilim, şebeke frekansında çalışan evirici tarafından açılır. Trafo kaçak endüktansı nedeniyle oluşabilecek yüksek gerilim problemini aşmak için boost dönüştürücüye pasif kayıpsız snubber devresi eklenmiştir. Üç kademeli bu sistemin verimi %92’dir (Wolfs ve Li, 2005, 2007).



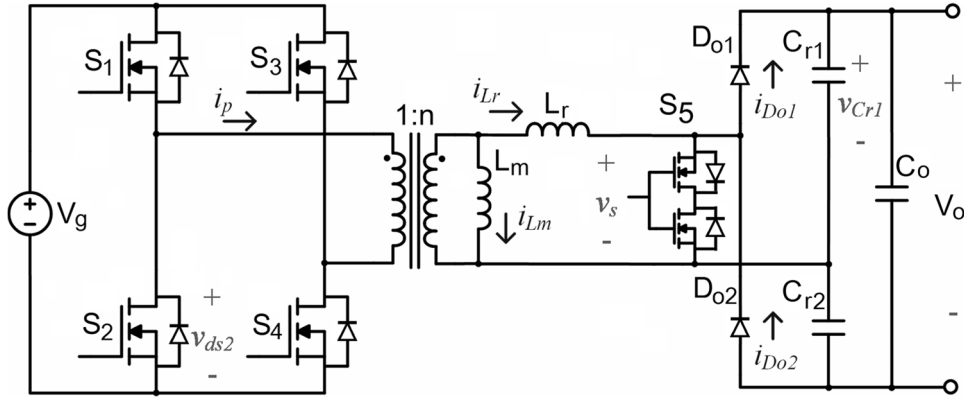
Şekil 2.19. Wolfs ve Li'nin (2005, 2007) önerdiği evirici mimarisi.

Şekil 2.20'de görülen mimari, geniş bir yük aralığında sürekli iletim modunda (CCM) çalışmak üzere tasarlanmış zeta dönüştürücü tabanlı FV evirici sistemidir. Yüksek frekansta anahtarlanan S_1 anahtarı ile doğrultulmuş sinüs halinde üretilen çıkıştan, şebeke frekansında çalışan S_2 - S_5 anahtarları ile AC üretilir. Sistem verimi 220 W güçte %93 olarak bildirilmiştir (Surapaneni ve Rathore, 2015).



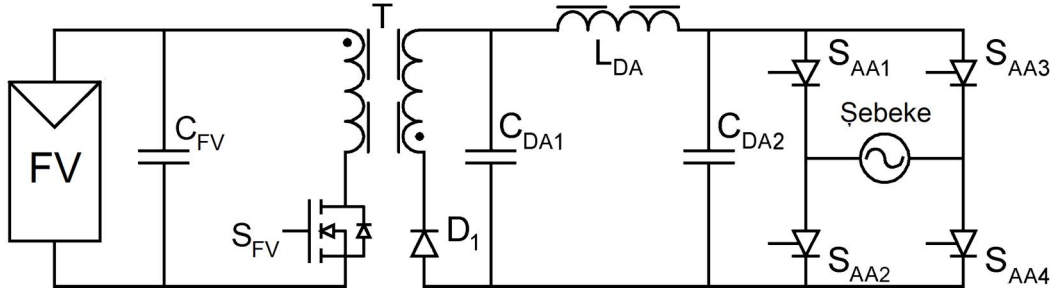
Şekil 2.20. Surapaneni ve Rathore'un (2015) önerdiği evirici mimarisi.

Şekil 2.21'de görülen mimari, FV uygulamaları için seri rezonans dönüştürücü ve DGM boost dönüştürücüden oluşturulmuş hibrid bir sistemdir. Girişindeki S_1 - S_4 anahtarları ile tam köprü yapısı oluşturulmuştur. Trafonun sekonder tarafına çift yönlü anahtarlama elemanı S_5 eklenmiştir. Bu amaçla iki MOSFET kullanılmıştır. S_5 anahtarının kesimde olduğu durumda sistem, seri rezonans dönüştürücü gibi çalışır. Oluşacak rezonansın frekansı trafo kaçak endüktansı (L_r) ve rezonans kondansatörleri (C_{r1} , C_{r2}) tarafından belirlenir. S_5 anahtarı ilettime girdiğinde trafonun sekonder sargısını kısa devre eder ve bu durumda trafo kaçak endüktansı boost endüktansı olarak görev yapar. Evirici kademesi bulunmayan 300 W güçteki sistemin maksimum verimi %98,32 olarak bildirilmiştir (Labella vd., 2014).



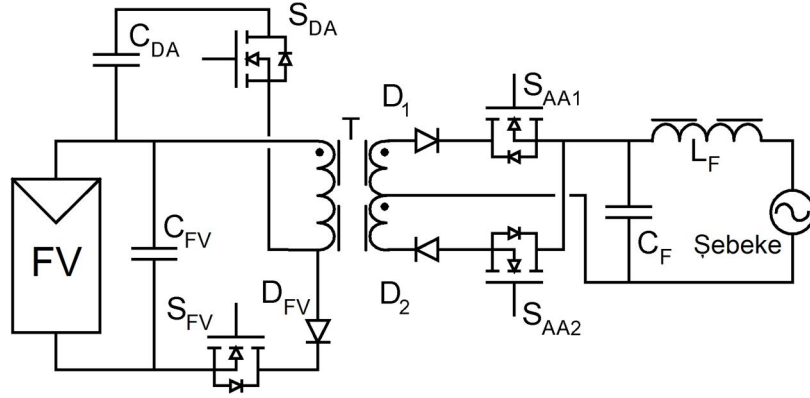
Şekil 2.21. Labella vd.nin (2014) önerdiği dönüştürücü mimarisi.

Şekil 2.22’de flyback dönüştürücü ile şebeke frekansında çalışan bir eviriciden oluşan yapı görülmektedir (Mekhilef vd., 2000). Benzer bir mimari Achille vd. (2004) tarafından önerilmiştir. Gerilim yükseltme, izolasyon ve güvenlik özelliklerine ek olarak, bu sistemde flyback mimarisinin tercih edilmesinin diğer bir nedeni, çıkışının akım kaynağı olma özelliği taşıması ve şebekeye akım basmaya uygun olmasıdır. Sistemdeki eviricinin görevi ise, flyback dönüştürücüde üretilecek doğrultulmuş sinüzoidal dalga şeklini geri açarak düzgün sinüs haline getirmektir. Eviricide, düşük maliyetli olması nedeniyle tristör tercih edilmiştir. Diğer yandan, eviricide sadece iletim kayıpları bulunması nedeniyle, IGBT gibi anahtarlama elemanları da kullanılabilir. Ayrıca, kesime gitmesi şebekeden bağımsız olarak kontrol edilebildiği için IGBT tercihi daha güvenli olacaktır (Achille vd., 2004).



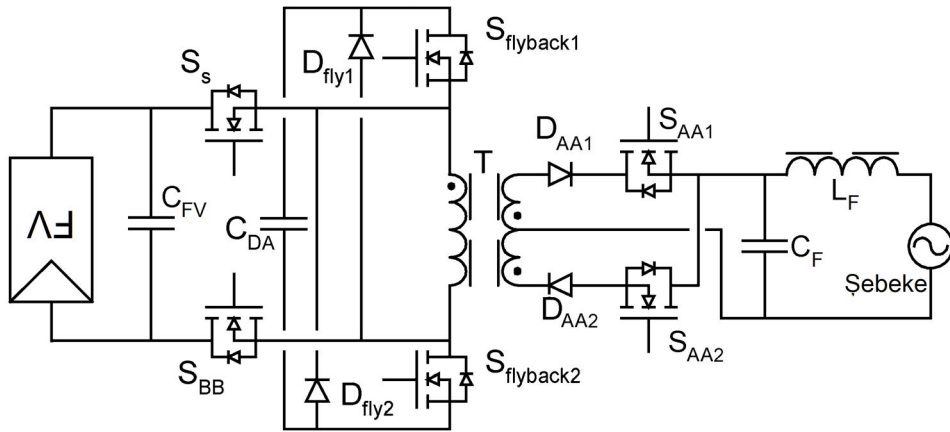
Şekil 2.22. Mekhilef vd.nin (2000) önerdiği evirici mimarisi.

Şekil 2.23’te görülmekte olan sistem, 100 W’lık bir evirici olup flyback tabanlıdır. Ek bir devre yardımıyla dekaplaj kondansatörü küçültülmüştür. Ayrıca, ZVS (sıfır gerilimde anahtarlama) ile anahtarlama kayıplarının azaltılması hedeflenmiştir. (Shimizu vd., 2002).



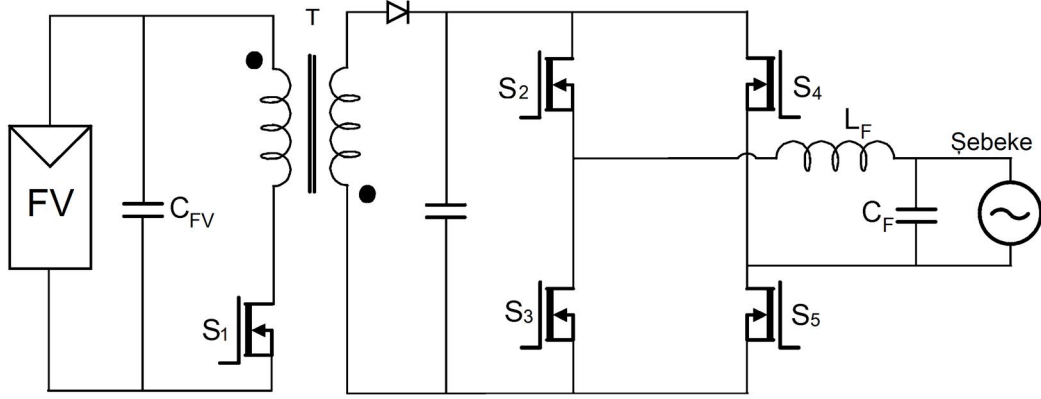
Şekil 2.23. Shimizu vd. nin (2002) önerdiği evirici mimarisi.

Şekil 2.23'teki sistemde, iletimden çıkma anında anahtarlama elemanı üzerinde trafo kaçak endüktansı nedeniyle oluşabilecek yüksek gerilimi engellemek için RCD clamp devresi kullanmak mümkün olmaz. Çünkü RCD clamp devresi ile buck-boost devresi, eviricinin çalışmasını engelleyecek ölçüde etkileşime girer. Bu sorunun çözümü için önerilen devre mimarisi Şekil 2.24'te görülmektedir (Kjaer ve Blaabjerg, 2003). İki anahtarlı flyback mimarisi kullanan 160 W eviricide, trafo kaçak endüktansındaki enerji kondansatöre aktarılarak geri kazanılır. En yüksek verim %86,7 olarak bildirilmiştir (Li ve Wolfs, 2008).



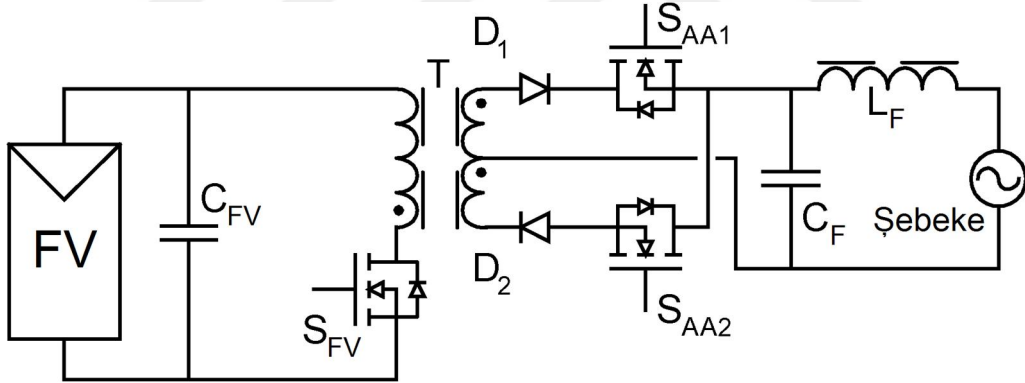
Şekil 2.24. Kjaer ve Blaabjerg'in (2003) önerdiği evirici mimarisi - FV kutupları terstir.

Şekil 2.25'te 100 W FV evirici mimarisi görülmektedir. İlk kademede, sürekli iletim modunda çalıştırılan flyback dönüştürücü hem FV panel gerilimini yükseltir hem de izolasyon sağlar. Flyback anahtarını korumak için kayıpsız snubber kullanılmıştır. Evirici kademesinde ise, şebekeden elde edilen referans dalga şekline göre DGM anahtarlama yapan ve çıkışında sinüs dalga şekli üreten tam köprü evirici bulunmaktadır. Anahtarlama frekansı 25 kHz olarak belirlenmiştir (Martins ve Demonti, 2002).



Şekil 2.25. Martins ve Demonti'nin (2002) önerdiği evirici mimarisi.

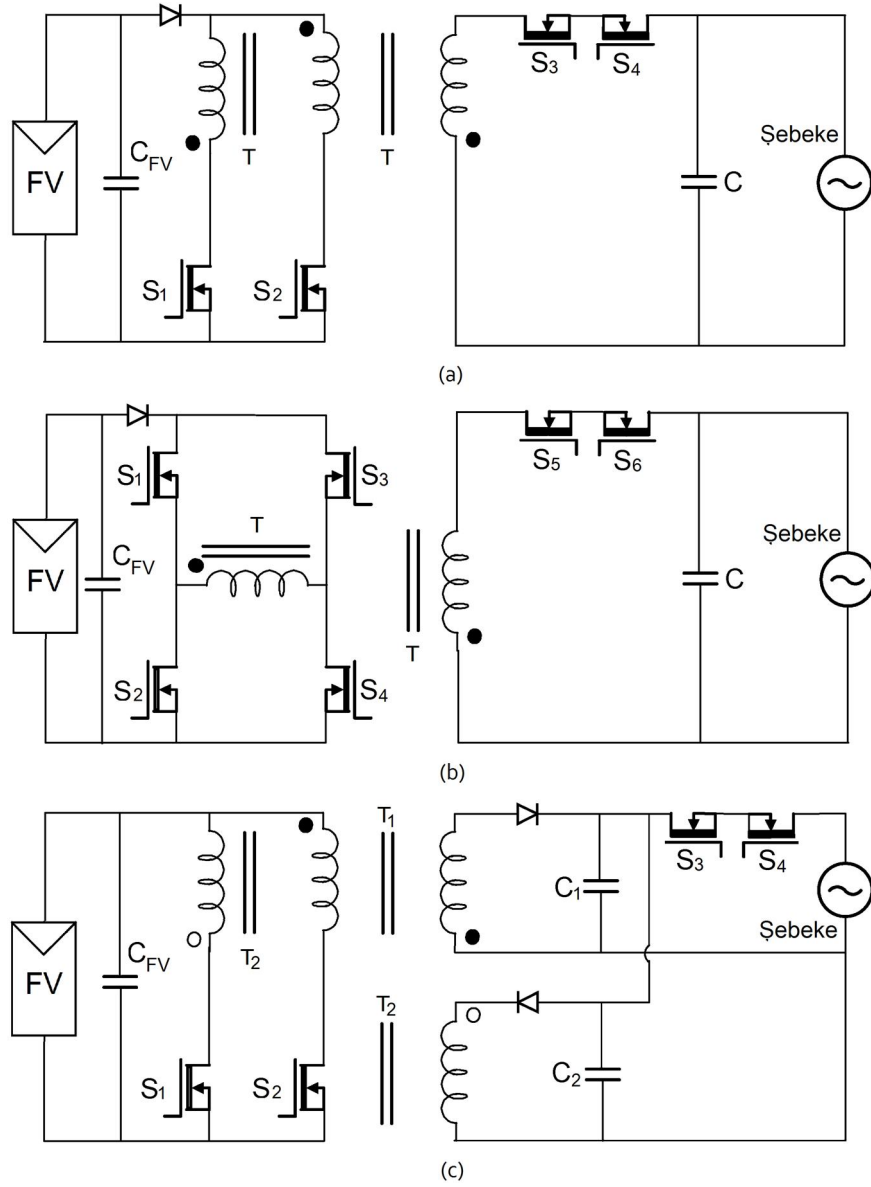
Şekil 2.26'da görülen 100 W yapıda flyback mimarisi temel alınmıştır. Sistemde, orta uçlu (center-tapped) trafo kullanılmıştır. Sinüzoidal dalga şekli üretmek için, trafo çıkışından elde edilen iki çıkış sırayla şebekeye bağlanarak pozitif ve negatif akım oluşturulur. Bu bağlantı, sekonder taraftaki iki adet MOSFET, iki adet diyot ve ortak filtre devresi üzerinden sağlanır (Papanikolaou vd., 2003).



Şekil 2.26. Papanikolaou vd.nin (2003) önerdiği evirici mimarisi.

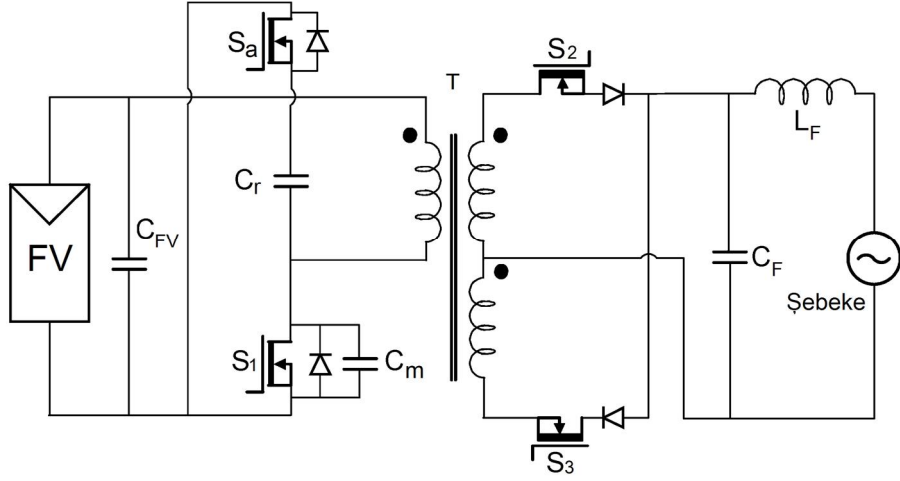
Şekil 2.27'de süreksiz iletim modunda çalışan 130 W tek kademeli flyback tabanlı üç adet evirici yapısı görülmektedir. Burada görülen ilk sistemde, iki primer sargıdan biri negatif yarı döngüde, diğeri pozitif yarı döngüde aktiftir. Sekonder tarafta kullanılan MOSFET'ler, primer tarafta aktif olan sargıya göre sırayla ilettime girer ve sinüzoidal dalga şekli elde edilir. Verim %84,8 olarak bildirilmiştir. Şekil 2.27'de görülen ikinci sistemin girişinde tam-köprü yapısı kullanılmıştır. Bir önceki sisteme göre trafosu daha basit olmakla birlikte, MOSFET sayısındaki artış sistem performansını olumsuz etkileyecektir. Şekil 2.27'de görülen üçüncü mimari, biri pozitif yarı döngüde, diğeri negatif yarı döngüde çalışan

iki flyback dönüştürücüden oluşmaktadır. Şekil 2.27’de görülen diğer iki yapıya göre farkı, ekstra trafo gerektirme ve sekonder tarafta yüksek frekanslı akımın diyotlar üzerinden akması olarak sıralanabilir (Fernandez vd., 2006).



Şekil 2.27. Fernandez vd.nin (2006) önerdiği evirici mimarileri.

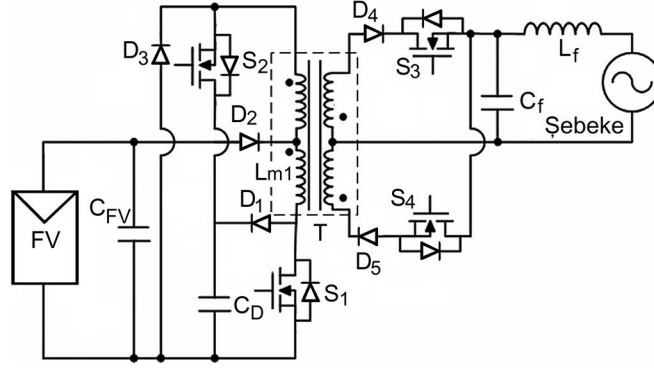
Şekil 2.28’de görülen yapı, orta uçlu trafo kullanan flyback mimarisidir. Primer tarafa eklenen ikincil anahtar (S_a) ve kondansatör ile snubber devresi oluşturulmuştur. Bu devre ile ZVT (sıfır gerilimde geçiş) koşulları oluşturularak yumuşak anahtarlama yapılmış ve kayıpların azaltılması hedeflenmiştir. Verim %84 olarak bildirilmiştir (Kasa vd., 2005).



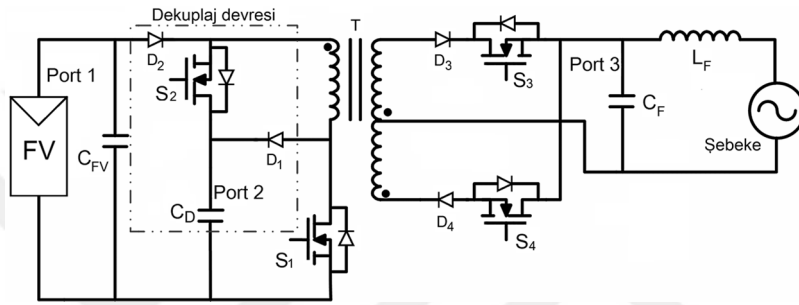
Şekil 2.28. Kasa vd.nin (2005) önerdiği evirici mimarisi.

Li ve Oruganti (2012), FV uygulamalarda kullanılmak üzere flyback dönüştürücünün sürekli iletim modunda (CCM) çalıştırılmasını önermiştir. Sistem CCM için tasarlanmış olmakla birlikte, şebeke geriliminin sıfıra yaklaştığı noktalarda süreksiz akım modunda (DCM) çalışacaktır. Ayrıca, sürekli iletim modunda çalışan flyback dönüştürücünün transfer fonksiyonunda s-düzleminin sağ yarısında sıfır bulunmaktadır. Böyle bir sistemin bant genişliği az ve dinamik tepkisi yavaştır. Bu duruma ek olarak, sistemin çalıştığı noktanın sürekli değişmesi, sağ yarım düzlem sıfırının da yerini değiştirdiğinden, çıkış akımı üzerinden kapalı çevrim kontrol uygulanmasını zorlaştırır. Yaşanan bu zorlukları aşabilmek için kontrol parametresi olarak çıkış akımı yerine flyback anahtarına ait akımın kullanıldığı ve açık çevrim çalışan bir kontrol sistemi önerilmiştir (Li ve Oruganti, 2012).

Şekil 2.29 ve Şekil 2.30'da 100 W third-port flyback dönüştürücü tabanlı tek kademeli evirici yapıları görülmektedir. Third-port olarak isimlendirilen dekuplaj devresi, Şekil 2.29'da flyback primer tarafına bir anahtar ve trafo sargısı eklenerek, Şekil 2.30'da ise flyback primer tarafına bir anahtar ve diyot eklenerek oluşturulmuştur. Dekuplaj kondansatörünün snubber kondansatörü olarak da görev yapması ve flyback trafosundaki kaçak enerjiyi sisteme geri kazandırması, bu sistemin getirdiği bir avantajdır. Şekil 2.29'daki evirici sistemde maksimum verim %90,6 olarak bildirilmiştir (Haibing vd., 2012). Şekil 2.30'daki devrede ise verim %90,23'tür (Haibing vd., 2013 b).

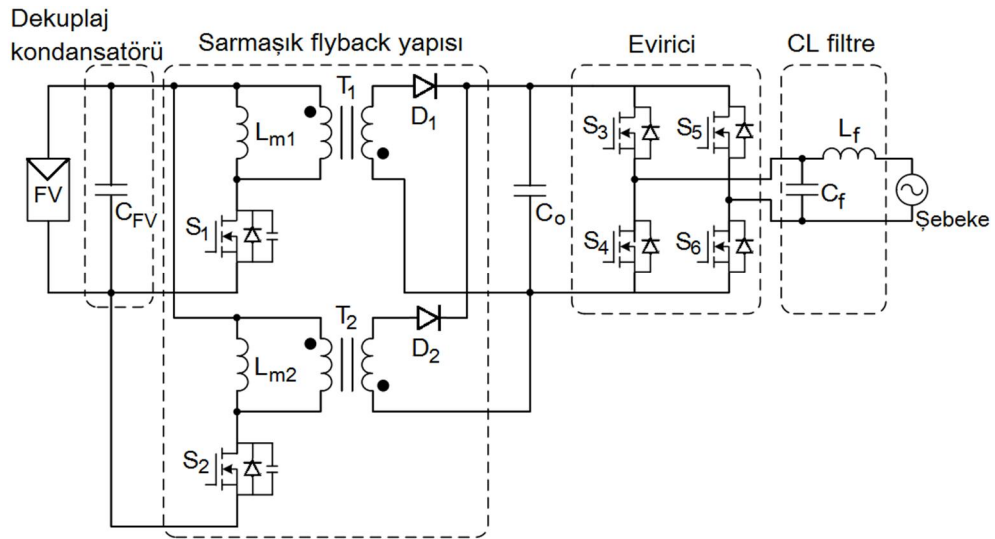


Şekil 2.29. Haibing vd.nin (2012) önerdiği evirici mimarisi.



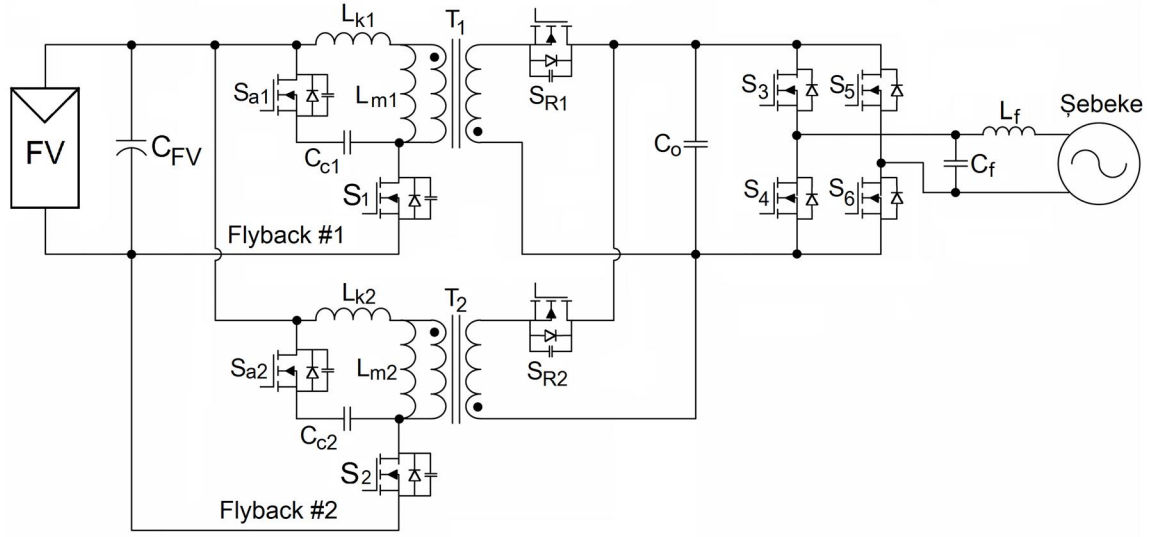
Şekil 2.30. Haibing vd.nin (2013 b) önerdiği evirici mimarisi.

Flyback mimarisinde sarmaşık yapısı kullanılarak güç seviyesi artırılabilir ve verim iyileştirilebilir (Zhang vd., 2014; Kim vd., 2014). Genel sarmaşık yapısı Şekil 2.31’de görülmektedir. Burada tam köprü evirici, flyback dönüştürücüde üretilen doğrultulmuş sinüzoidal dalga şeklini açarak düzgün sinüs haline getirmektedir. Çıkıştaki CL filtre ile harmonik bileşenler filtrelenmektedir.



Şekil 2.31. Sarmışık (interleaved) flyback tabanlı FV evirici sistem (Rezaei vd., 2016).

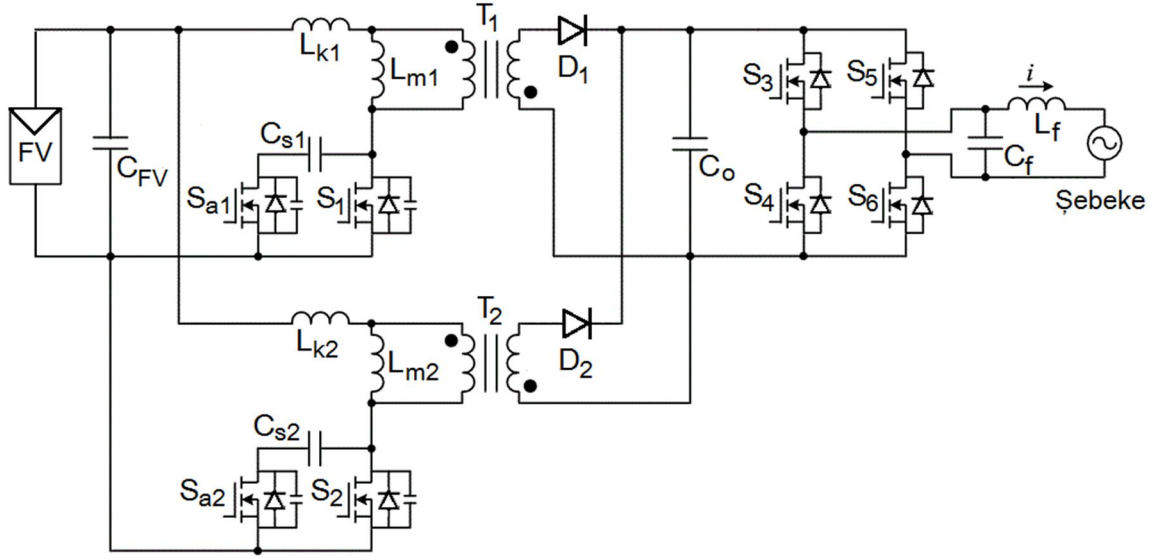
Şekil 2.32’de görülen sistemde, flyback anahtarı üzerinde oluşabilecek yüksek gerilimi kısıtlamak için aktif clamp devresi eklenmiş ve sekonder tarafta diyot yerine aktif anahtarlama elemanı kullanılmıştır. Diğer yandan, aktif clamp devresinin sebep olduğu ek iletim ve anahtarlama kayıplarının, flyback anahtarında ZVS ile sağlanan verim avantajını ortadan kaldırdığı belirtilmiştir. Bu sorunu aşmak ve verimi yüksek tutmak için, aktif clamp devresi FV çıkış gücünün düşük olduğu anlarda çalıştırılmamıştır. Prototip devre için 250 W güçte verim %95,1 olarak ölçülmüştür (Kim vd., 2014).



Şekil 2.32. Kim vd.nin (2014) önerdiği sarmaşık flyback tabanlı evirici mimarisi.

Şekil 2.33’te görülen FV eviricide, flyback dönüştürücü için DCM-BCM çalışma modlarının bir arada kullanıldığı bir hibrid yöntem önerilmiştir. Ayrıca, sisteme eklenen aktif clamp devresinin tasarımı ve kontrolü üzerinde iyileştirmeler yapılarak yeni bir snubber devresi oluşturulmuştur. Böylece verimin artırılması hedeflenmiştir. Test amaçlı kurulan prototip devre 250 W gücünde olup, sistemde erişilen en yüksek verim %95,8 olarak bildirilmiştir (Rezaei vd., 2016).

Flyback yapısını temel alan diğer bir DCM-BCM hibrid metot, Christidis vd. (2016) tarafından önerilmiştir. Çalışma modu FV güç seviyesine göre belirlenen 200 W sistemde erişilen en yüksek verim %91 olmuştur. Diğer yandan, sistemde denenmiş tüm giriş gerilimi seviyeleri için tam güçte verim %90 değerinin altında kalmıştır.



Şekil 2.33. Rezaei vd.nin (2016) önerdiği evirici mimarisi.

2.5. Snubber Devreleri

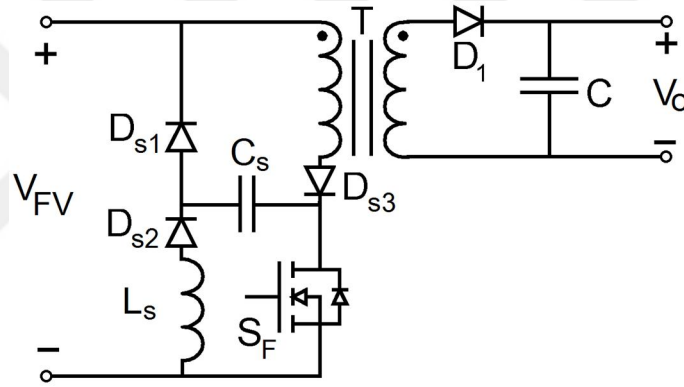
Flyback anahtarlama elemanı kesime gittiğinde, üzerinde flyback trafosunun kaçak endüktansı nedeniyle yüksek gerilim stresi oluşur. Bu gerilim, anahtarlama elemanı olarak kullanılan cihazın zarar görmesine neden olacak kadar yüksek olabilir. Bu dezavantajı aşmak amacıyla kullanılabilecek, kayıplı ve kayıpsız pasif snubber devreleri bulunmaktadır. Ayrıca snubber devresinin kontrol ettiği bileşene göre, gerilim veya akım snubber devresi olarak sınıflandırma yapmak da mümkündür (Todd, 2001).

En basit yöntemlerden biri, RC snubber devresidir. Özellikle parazitik etkilerin giderilmesinde tercih edilen bu devre, uygun şekilde tasarlanarak cihaz üzerindeki gerilimin yükselme hızını veya cihaz üzerinde oluşabilecek gerilimi kontrol etmek (clamp) amacıyla kullanılabilir (Mohan vd., 2003).

RCD snubber, tasarıma göre gerilimin yükselme hızını kontrol etmek veya gerilimi sınırlamak amaçlı kullanılabilir. Gerilimin yükselme hızını kontrol eden çalışmada, güç tüketiminin büyük bölümü snubber devresi üzerine alınır. Clamp modunda ise, sadece maksimum gerilim kontrol edilir ve iletimden çıkma anındaki güç tüketimi tamamen anahtarlama elemanı üzerindedir (Anonim, 2001).

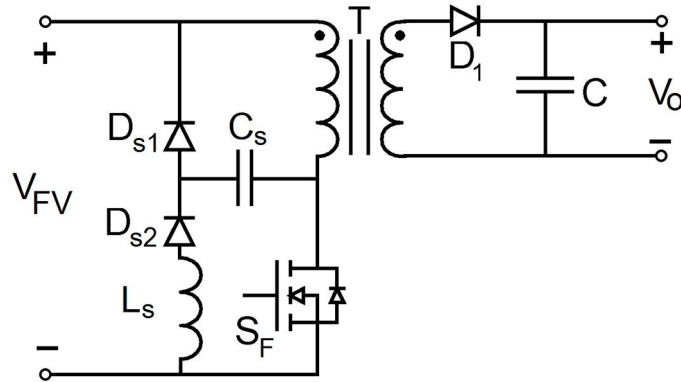
Kayıplı snubber devreleri anahtarlama elemanını korumakla birlikte, enerji tüketen yapıları nedeniyle verimsizliğe sebep olabilir. Diğer yandan, kayıpsız snubber devreleri enerjiyi uygun şekilde yönlendirerek sisteme geri kazandırabilirler. Genellikle rezonans yapıda çalışan bu sistemler, anahtarlama periyodunun bir bölgesinde çalışır, diğer bölgesinde yeniden hazır hale gelirler (Todd, 2001). Devre bileşenlerinin artması nedeniyle, karmaşıklıkları yüksektir.

Şekil 2.34'te görülen devre, kayıpsız snubber devrelerine örnektir (Mattson ve Segar, 1974). Az sayıda bileşen içermesi nedeniyle avantajlıdır. Ancak, flyback anahtarı kesimدهyken snubber kondansatörünün deşarj olmasını önlemek için kullanılan D_{s3} diyotu, ekstra iletim kaybına sebep olmaktadır (Vartak vd., 2014).



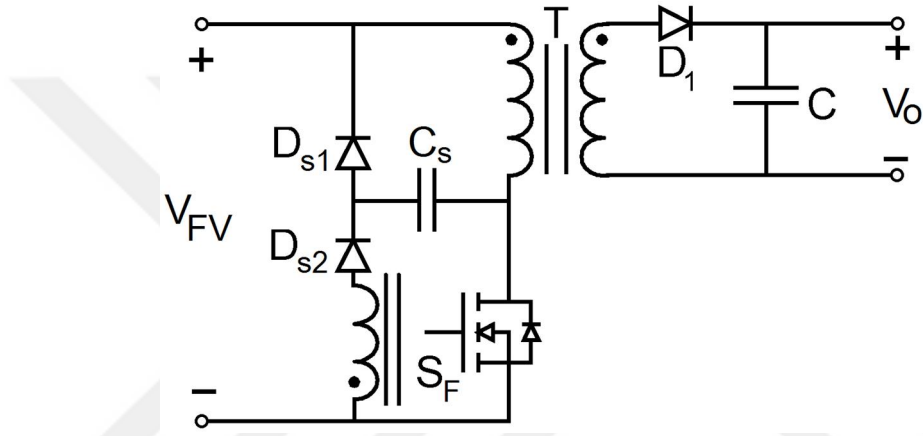
Şekil 2.34. Kayıpsız snubber devresi (Mattson ve Segar, 1974).

Domb vd. (1982), önceki yapıda bulunan D_{s3} diyotunu uygun bir tasarımla kaldırmayı önermiş ve verim artışı hedeflemiştir (Şekil 2.35). Oluşan yeni devrenin iyileştirilmesi ise Petkov ve Hobson (1995) tarafından gerçekleştirilmiştir.



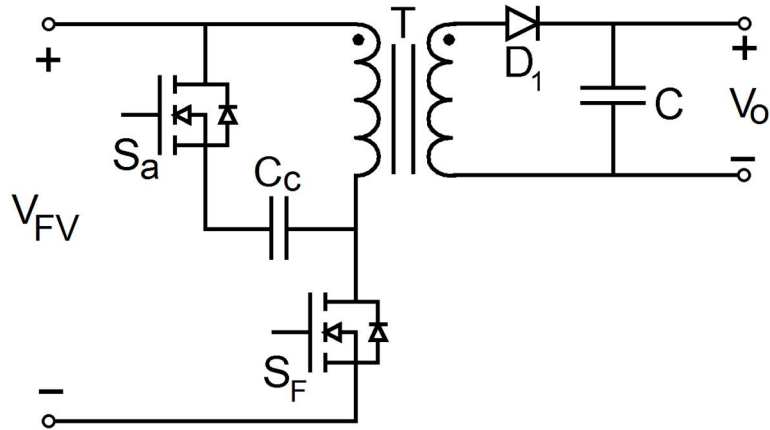
Şekil 2.35. Geliştirilmiş kayıpsız snubber devresi (Domb vd., 1982).

Şekil 2.35'teki yapının geliştirilmeye devam edilmesiyle, ayrı bir indüktör kullanmak yerine flyback trafosuna sargı eklenmesi önerilmiştir (Ji vd., 2001; Abramovitz vd., 2013). Bu devre Şekil 2.36'da görülmektedir. Ekstra indüktör gereksinimini ortadan kaldırması avantajlı olmakla birlikte, yapısal zorlukları bulunmaktadır. Yeterli endüktans değerine ulaşılması için 3. sargının diğer sargılardan uzak sarılması ve kuplajının az olması gerekmektedir. Geliştirilen transformatörün bakır folyo ile sarılması planladığı için, snubber devresi için 3. sargının eklenmesi, baskı devre bağlantıları ve montaj zorluklarına sebep olabilir.



Şekil 2.36. Trafo sargısı kullanan kayıpsız snubber devresi (Ji vd., 2001).

Literatürde, pasif snubber devrelerine alternatif olarak çeşitli aktif clamp devreleri de bulunmaktadır (Watson vd., 1996; Zhang vd., 2010). Genel devre yapısı Şekil 2.37'de görülmektedir.



Şekil 2.37. Aktif clamp devresi (Zhang vd., 2010).

Aktif clamp devresinde, ekstra bir aktif anahtarlama elemanı daha bulunur. Transformatör kaçak endüktansındaki enerjinin sisteme geri kazandırılması, flyback anahtarı üzerindeki gerilimin sınırlandırılması ve her iki anahtar için sıfır gerilim altında anahtarlama gibi avantajları vardır. Ancak bu avantajların geniş bir çalışma aralığında sürdürülmesi için indüktör eklenmesi gerekebilmektedir. Böylece, rezonans çalışma koşulları devam ettirilebilir (Watson vd., 1996). Bu durum, aktif-clamp devresinin kaçak endüktans değeri düşük transformatörlere uygun olmadığı yönünde yorumlanabilir (King ve Strasser, 2011). Ayrıca, ekstra aktif anahtar, kapı sürme devresi ve zamanlama kontrolü gerektirmesi nedeniyle devre karmaşıklığı ve maliyeti artmaktadır (Li ve Chung, 2010; Vartak vd., 2014). Uygun tasarlandığında tam yük altında iyi performans gösterse de, devre parametrelerine karşı hassas olması nedeniyle, yükün değişmesi durumunda verimsizlik yaşanabilmektedir (Zhang vd., 2010).

Bu çalışma sonucunda, FV evirici sistemlerinde flyback tabanlı sistemlerin sıklıkla kullanıldığı tespit edilmiştir. Flyback mimarili sistemlerde, dinamik tepkisinin hızlı olması ve kontrol kolaylığı nedeniyle süreksiz akım modu tercih edilmektedir. Ayrıca, daha yüksek güçlere erişmek amacıyla birden fazla dönüştürücü sarmaşık yapıda çalıştırılabilmektedir. Buna ek olarak, uygun tasarım metotları ve snubber devresi gibi ek uygulamalar ile verimde artış sağlanabilmektedir. Diğer yandan flyback mimarisinin sağladığı kompakt yapı, düşük maliyet, kolay tasarım gibi avantajların genellikle mikro eviricilerde ve düşük güç seviyelerinde kullanıldığı da anlaşılmaktadır. Bu sebeple, çalışma amaçları doğrultusunda, flyback tabanlı bir sistemin çoklu-dizi FV evirici olarak yüksek güçte ve yüksek verimli olacak şekilde geliştirilmesine karar verilmiştir.

3. MATERİYAL VE YÖNTEM

3.1. Materyal

Bu tez çalışmasında, güç elektroniği devre bileşenleri, yarı iletken teknoloji, MOSFET ve IGBT anahtarlama elemanları, FV modüller, yüksek frekansa uygun trafo ve sargı malzemeleri, baskı devre kartı (PCB), güç analizörü, dijital osiloskop, multimetre ve DC güç kaynağı kullanılacaktır.

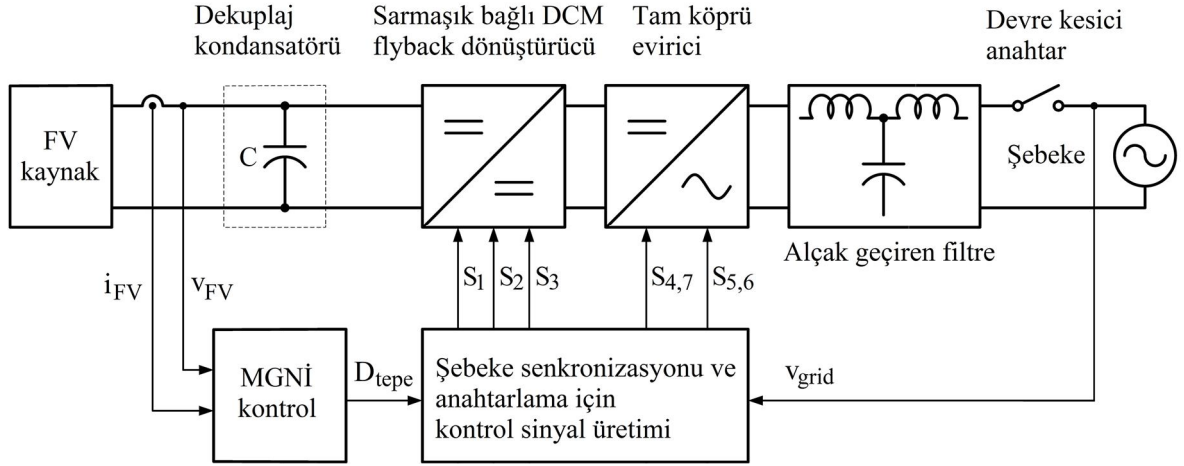
3.2. Yöntem

Flyback mimarisinde yüksek güç seviyesine erişmek için, aralarında uygun faz farkı ile çalışan paralel bağlı birden çok dönüştürücü hücrenin birlikte çalışmasıyla oluşan ve literatürde “interleaved (sarmaşık) çalışma” olarak bilinen yöntem kullanılacaktır.

Çalışma kapsamında ilk önce analiz yapılarak tasarım denklemleri elde edilecek ve gerçekçi kriterlere göre tasarım yapılacaktır. Daha sonra, evirici sisteminin simülasyon modelleri geliştirilerek, yapılan tasarımlar simülasyon çalışmaları yoluyla doğrulanacak ve gerekli iyileştirmeler yapılacaktır. Son olarak, deneysel değerlendirme için tasarlanan güçte bir prototip devre kurulacak ve eviricinin verimi, MGNİ algoritmasının enerji hasatı verimi, şebekeye aktarılan akımın toplam harmonik bozunum (THD) bilgisi ve güç faktörü gibi performans parametreleri değerlendirilecek, maliyet hesabı ve boyut analizi yapılacak ve çıktı benzer ürünlerle kıyaslanarak değerlendirilecektir.

3.3. Dönüştürücü Tanımı ve Çalışma Prensipleri

Geliştirilecek FV evirici sistemin blok diyagramı Şekil 3.1’de görülmektedir. Buna göre sistemde, FV kaynağı, dekuplaj kondansatörü, sarmaşık bağlı ve kesikli iletim modunda (DCM) çalıştırılan flyback dönüştürücü ile tam köprü evirici kullanılması planlanmıştır. Sistemin çıkışında kullanılan alçak geçiren filtreye ek olarak, güvenlik amacıyla devre kesici anahtar bulunacaktır.

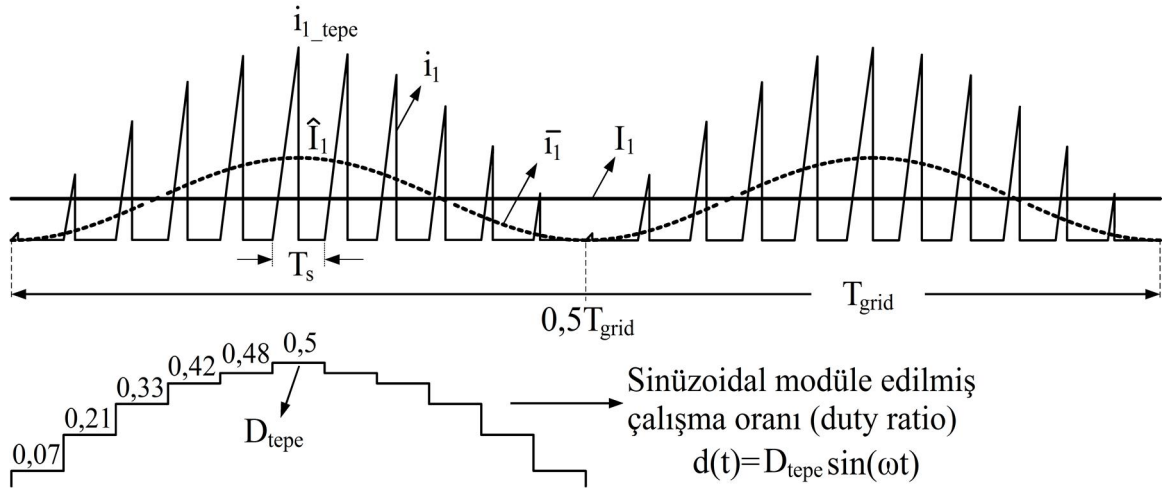


Şekil 3.1. Önerilen FV evirici sisteme ait blok diyagramı.

Kontrol sisteminde, FV panelden ölçülen anlık akım (i_{FV}) ve gerilim (v_{FV}) bilgileri, maksimum güç noktası izleyici (MGNI) algoritmasında işlenip sistemin çalışma oranı (duty ratio) tepe değerinin (D_{tepe}) tespit edilmesinde kullanılacaktır. Bu değer, FV panellerden maksimum güç çekilmesi için gerekli bir kontrol parametresidir. Devamında, çalışma oranının tepe değeri ile şebeke gerilimi bilgileri kullanılarak uygun anahtarlama sinyalleri üretilecek ve şebekeye senkronize çıkış akımı üretilecektir. Kullanılan anahtarlama tekniği sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu tekniğidir.

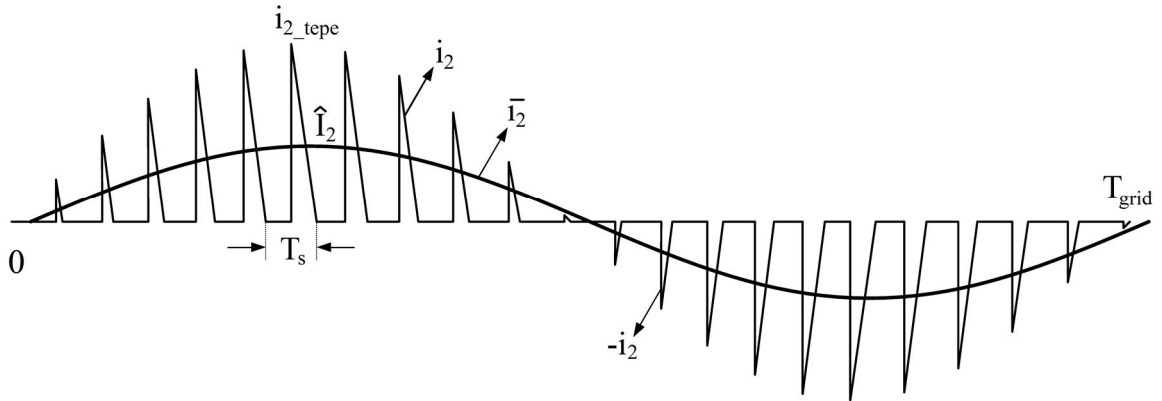
Şekil 3.2’de sisteme ait devre şeması görülmektedir. Burada, FV kaynağı, dekuplaj kondansatörleri üzerinden üç hücreli sarmaşık flyback dönüştürücüye uygulanmaktadır. Primer tarafta, her flyback dönüştürücü için anahtarlama elemanı olarak bir MOSFET (metal-oxide-semiconductor field-effect transistor) kullanılmaktadır. Devamında flyback transformatörü ve sekonder tarafta diyot bulunmaktadır. Son olarak, AC çıkış üretilmesi ve şebeke bağlantı arayüzü oluşturulması için tam köprü evirici ile alçak geçiren filtre kullanılmaktadır.

Flyback dönüştürücü anahtarlama elemanları (S_1, S_2, S_3) ilettime girdiğinde, ortak bağlantı noktasından (FV kaynağından) flyback transformatörlerinin mıknatıslanma endüktansına akım akar ve manyetik alanda enerji depolanır. Flyback anahtarları iletimde olduğu süreçte, sekonder taraftaki diyotların bağlantı yönleri nedeniyle çıkışa akım akmaz. Bu esnada şebekeye enerji aktarımı çıkış filtre elemanlarında depo edilmiş enerji ile sağlanır.



Şekil 3.3. Flyback dönüştürücü anlık giriş akımı (i_1) ve bileşenleri ile yarım şebeke periyodunda sinüzoidal modüle edilmiş anahtar çalışma oranı.

Şekil 3.4'te flyback anlık çıkış akımının tam köprü evirici tarafından açılmış (unfolded) hali (i_2) ve bu akımın anahtarlama periyodu boyunca anlık ortalaması ($\bar{i}_2$) görülmektedir.



Şekil 3.4. Flyback dönüştürücü anlık çıkış akımının tam köprü eviricide açılmış (unfolded) hali (i_2) ve bu akımın anahtarlama periyodu boyunca anlık ortalaması ($\bar{i}_2$).

Pratikte, FV kaynağı ideal gerilim kaynağı değildir. Bu kaynaktan AC akım çekilmesi, çıkış uçlarındaki gerilimde dalgalanmaya (ripple) sebep olacaktır. Bu durumda, FV gücünden tam olarak yararlanılması, dönüştürücü performansının iyileştirilmesi ve çıkış akımındaki bozulmanın azaltılması için FV modül uçlarındaki gerilim dalgalanmasının pratik olarak en düşük seviyeye indirilmesi gerekir (Haibing vd., 2013 a; Tamyurek ve Kırimer, 2015). Bu amaçla, flyback dönüştürücü girişine dekuplaj kondansatörleri yerleştirilmiştir. Uygun kapasitans değerinin seçilmesiyle, alçak ve yüksek frekanslı tüm AC

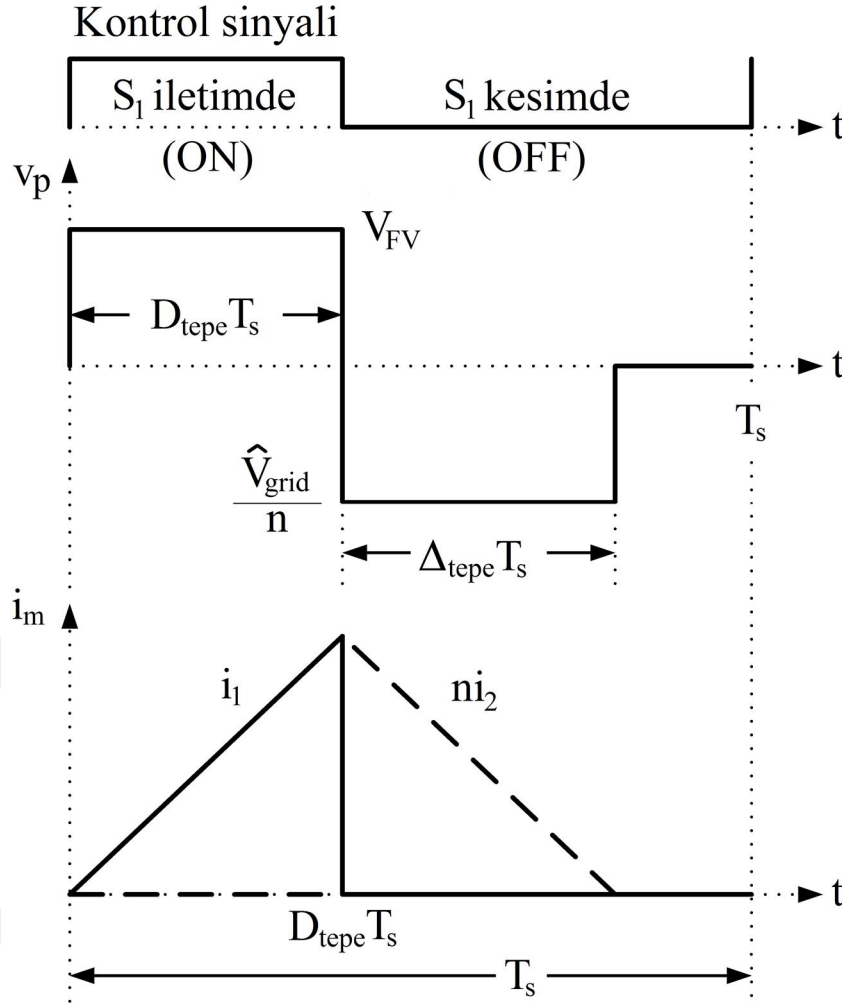
bileşenler bypass edilir ve FV kaynağından eviriciye sadece DC (ortalama) bileşen I_1 uygulanmış olur. Bu probleme ve kapasitans değerinin belirlenmesine dair detaylandırmalar analiz bölümünde yapılacaktır.

Tam köprü evirici, sinüzoidal olarak modüle edilmiş DC akım paketlerini şebeke geriliminin uygun anında açarak AC hale dönüştürmektedir. Evirici anahtarlama elemanlarının şebeke frekansında çalışması nedeniyle, anahtarlama kayıpları önemsizdir. Sadece, iletim kayıplarına dikkat edilmesi gerekmektedir. Eviriciden sonra bulunan alçak geçiren filtre ise, darbeli akım dalga şeklinin üzerindeki yüksek frekanslı harmonikleri filtreler ve şebeke akımının toplam harmonik bozunum (THD) değerini düşürür.

3.4. Dönüştürücü Analizi

Çalışma kapsamı ve hedefleri doğrultusunda tasarlanacak olan dönüştürücünün analizi, Şekil 3.2’de görülen mimaride bulunan flyback dönüştürücü hücrelerinden sadece bir tanesi için yapılacaktır. Analizin, bir anahtarlama periyodu boyunca, şebeke geriliminin ve çalışma oranının (duty) tepe değerinde olduğu an için yapılması genel tasarım denklemlerinin elde edilmesi için yeterli olacaktır. Daha sonra, tek flyback dönüştürücü için elde edilen tasarım denklemleri, flyback hücrelerinin tamamını kapsayacak şekilde düzenlenecek ve bir şebeke periyodunu kapsayacaktır.

Şekil 3.5, bir anahtarlama periyodu üzerinden, çalışma oranının tepe değerinde (D_{tepe}) olduğu an için anahtarlama kontrol sinyalini, flyback transformatör primer gerilimini (v_p), mıknatıslanma akımını (i_m) ve mıknatıslanma akımı bileşenlerini (i_1 ve n_2) göstermektedir. Şekil 3.5’te görüldüğü üzere, flyback transformatörünün mıknatıslanma akımı, anahtarlama periyodu (T_S) sona ermeden önce sıfıra ulaşmakta ve yeni anahtarlama periyodu başlayıncaya kadar sıfır değerinde kalmaktadır. Bu çalışma şekli, kesikli iletim modu (Discontinuous Conduction Mode - DCM) olarak isimlendirilmektedir. Bu sistemde DCM flyback dönüştürücünün görevi, çıkışında darbe genişlikleri sinüzoidal olarak modüle edilmiş üçgen şeklinde DC akım darbeleri oluşturmaktır.



Şekil 3.5. Bir anahtarlama periyodu boyunca kontrol sinyali, flyback trafosu primer gerilimi (v_p), mıknatıslanma akımı (i_m) ve bu akımın bileşenleri (i_1 ve i_p).

3.4.1. S_1 anahtarının iletimde olduğu durumdaki analiz

Şekil 3.2’de görülen S_1 anahtarı ilettime girdiğinde flyback transformör primer sargısına V_{FV} gerilimi uygulanır ve primer devreden akım akar. Burada FV geriliminin dekaplaj kondansatörün etkisiyle sabit olduğu kabul edilmiştir. Dönüştürücü, kesikli iletim modunda çalıştığı için mıknatıslanma akımı aşağıdaki denklemde ifade edildiği üzere sıfır değerinden başlar ve lineer olarak yükselir.

$$i_1 = i_m = \frac{V_{FV}}{L_m} t \quad (3.1)$$

Burada L_m flyback transformörünün mıknatıslanma endüktans değeridir.

Çalışma oranının tepe değerde olduğu kabulüyle, S_1 anahtarı kapalı kalma süresinin sonuna geldiğinde mıknatıslanma akımı (i_m) ve flyback giriş akımı (i_1) en yüksek değerine ulaşır. Bu durum, aşağıdaki denklem ile ifade edilir.

$$i_{1_tepe} = i_{m_tepe} = \frac{V_{FV} D_{tepe}}{L_m f_s} \quad (3.2)$$

Burada f_s anahtarlama frekansdır. Denklem 3.2 ile bulunan akım değeri, Şekil 3.3'teki üçgen akım darbelerinin en büyüğünün tepe değerini vermektedir. D_{tepe} değeri ise MGNİ algoritması tarafından belli bir güneş değeri için hesaplanan ve FV'lerden maksimum gücün çekilmesi için gerekli olan değerdir. Farklı güneş durumlarında bu değer değişecektir.

En büyük üçgen darbenin bir anahtarlama periyodu boyunca ortalaması aşağıdaki gibi hesaplanabilir ve bu aynı zamanda, flyback giriş akımının şebekenin iki katı frekanstaki bileşeninin tepe değerini verir.

$$\hat{I}_1 = \frac{V_{FV} D_{tepe}^2}{2L_m f_s} \quad (3.3)$$

Denklem 3.3 kullanılıp, FV'den çekilecek ortalama (DC) akım (I_1) aşağıdaki gibi bulunur.

$$I_1 = \frac{I_{FV}}{n_f} = \frac{V_{FV} D_{tepe}^2}{4L_m f_s} \quad (3.4)$$

Burada, I_{FV} FV kaynağından çekilen toplam akımdır. n_f ise sarmaşık bağlı flyback hücre sayısıdır. Bu durumda, flyback dönüştürücü parametreleri ile FV gücü arasındaki bağıntı aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$P_{FV} = V_{FV} I_{FV} = \frac{n_f V_{FV}^2 D_{tepe}^2}{4L_m f_s} \quad (3.5)$$

Tasarım aşamasında, seçilen anahtarlama frekansı, sarmaşık yapıda çalışan en uygun hücre sayısı ve çalışma oranı değeri (D_{tepe}) kullanılarak Denklem 3.5 ile flyback transformatörü için gereken mıknatıslanma endüktans değeri (L_m) bulunur. Bu aşamada, V_{FV} değeri olarak FV modülün maksimum güç noktası gerilimi (V_{MGN}) kullanılır.

Son olarak, flyback hücresi giriş akımının rms değeri aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$i_{1_{rms}} = \frac{2 i_{1_{tepe}} \sqrt{\frac{D_{tepe}}{3}}}{\pi} \quad (3.6)$$

3.4.2. S_1 anahtarının kesimde olduğu durumdaki analiz

S_1 anahtarı kesime gittiğinde şebeke gerilimi, flyback trafosunun primer sargısına sarım oranına bölünmüş şekilde ve sargıların bağlantısı nedeniyle Şekil 3.5'te görüldüğü üzere negatif olarak uygulanır. Bu durumda, $\hat{V}_{grid}$ şebeke geriliminin tepe noktası, n ise trafo sarım oranı olmak üzere, mıknatıslanma akımı aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$ni_2 = i_m = \frac{\hat{V}_{grid}}{nL_m} t \quad (3.7)$$

Şebeke geriliminin bir anahtarlama periyodu boyunca çok az değişim gösterdiği ve sabit olduğu kabul edilirse, mıknatıslanma akımı tepe değerinden sıfıra lineer olarak azalacaktır. Bu azalma aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$ni_{2_{tepe}} = i_{m_{tepe}} = \frac{\hat{V}_{grid} \Delta_{tepe}}{nL_m f_s} \quad (3.8)$$

Burada, Δ_{tepe} mıknatıslanma akımının sıfıra ulaşması için geçen sürenin anahtarlama periyoduna oranıdır. Çalışma oranının tepe değerinde şebeke gerilimi de tepe ($\hat{V}_{grid}$) değerindedir. Şekil 3.5'te primer gerilimindeki (v_p) alanların eşit olması gerekliliğinden, flyback trafosunun sekonder akımına ait gerçekleşebilecek en büyük Δ_{tepe} oranı aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$\Delta_{tepe} = \frac{nV_{FV}D_{tepe}}{\hat{V}_{grid}} \quad (3.9)$$

Flyback çıkış akımı anlık ortalamasının tepe değeri ($\hat{I}_2$), her bir flyback hücresinden şebekeye aktarılan maksimum akım değerine eşittir ve aşağıdaki denklem kullanılarak hesaplanabilir.

$$\hat{I}_2 = \frac{\hat{I}_{grid}}{n_f} = \frac{V_{FV}^2 D_{tepe}^2}{2L_m f_s \hat{V}_{grid}} \quad (3.10)$$

Filtreden önceki flyback hücresi çıkış akımının rms değeri aşağıdaki denklem ile hesaplanabilir.

$$i_{2_rms} = \frac{2 i_{2_tepe} \sqrt{\frac{\Delta_{tepe}}{3}}}{\pi} \quad (3.11)$$

Dönüştürücünün ideal olduğu varsayıldığında, sistemin giriş gücü ile çıkış gücü birbirine eşittir. Bu durumda, Denklem 3.5 ve Denklem 3.10 kullanılarak, FV panellerden elde edilen DC gücün, şebekeye aktarılan aktif güce eşit olduğu aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$P_{FV} = V_{FV} I_{FV} = \frac{n_f V_{FV}^2 D_{tepe}^2}{4L_m f_s} = \frac{\hat{V}_{grid} \hat{I}_{grid}}{2} = P_{grid} \quad (3.12)$$

Ek olarak, flyback anahtarlama elemanı kesime gittiğinde kendisi üzerinde oluşan maksimum gerilim stresi aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$V_{S1_maks} = V_{FV_maks} + \frac{\hat{V}_{grid_maks}}{n} + \Delta V \quad (3.13)$$

Burada, V_{FV_maks} maksimum FV gerilimidir ve sistem yük altında olmadığına FV panelin açık devre gerilimi değerine eşit olur. $\hat{V}_{grid_maks}$ maksimum şebeke geriliminin tepe değeridir. Kesime gitme anında anahtarlama elemanı üzerinde oluşan transient gerilim ise

ΔV ile gösterilmiştir. Bu gerilime, parazitik endüktans ve trafo kaçak endüktansı neden olur. Bir clamp veya snubber devresi ile kontrol altına alınabilir. Flyback anahtarı üzerinde oluşan gerilimde, sekonder taraf diyotu ve evirici köprüsündeki IGBT gerilim düşümleri de etkilidir. Ancak, sistemin giriş ve çıkış gerilimlerinin yüksek olması nedeniyle bu devre bileşenlerinin etkisi sıklıkla ihmal edilir.

Son olarak, flyback anahtarı S_1 iletimdeyken, trafo sekonder tarafındaki diyot üzerinde maksimum gerilim oluşur ve aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$V_{diyot_maks} = nV_{FV_maks} + \hat{V}_{grid_maks} \quad (3.14)$$

3.5. Trafo Analizi

Kesikli iletim modunun güvenli bir şekilde elde edilmesi için, anahtarlama periyodu içinde %10'luk boşluk bırakılır ve $\Delta_{tepe} = 0,9 - D_{tepe}$ olarak kabul edilebilir. Böylece, DCM çalışmanın garanti edilebildiği durum için, flyback trafosunun sarım oranı aşağıdaki gibi hesaplanır. En kötü koşul için hesaplama yapılırken şebeke gerilim değerinin minimum ($\hat{V}_{grid_min}$) değeri kullanılmalıdır.

$$n = \frac{\hat{V}_{grid}(0,9 - D_{tepe})}{V_{FV}D_{tepe}} \quad (3.15)$$

Transformatörün maksimum manyetik akı yoğunluğu aşağıdaki denklem kullanılarak bulunur.

$$B_{tepe} = \frac{\Phi_{tepe}}{NA_c} = \frac{I_{m_tepe} L_m}{NA_c} \quad (3.16)$$

Burada, N primer tarafın sargı sayısı, A_c ise trafo çekirdeğinin kesit alanıdır. Bu durumda, Denklem 3.2'deki i_{m_tepe} değeri, Denklem 3.16'nın içine yazılır ve oluşan yeni denklem yeniden düzenlenirse, trafonun primer sargı sayısı aşağıdaki gibi bulunabilir.

$$N = \frac{D_{tepe} V_{FV}}{f_s A_c B_{tepe}} \quad (3.17)$$

Flyback trafosu için gerekli hava aralığı mesafesi aşağıdaki denklem kullanılarak hesaplanabilir.

$$l_g = \frac{N^2 \mu_0 A_c}{L_m} \quad (3.18)$$

Burada, μ_0 havanın manyetik geçirgenliğidir.

3.5.1. Çekirdek kayıpları analizi

Birim hacimdeki çekirdek kaybını bulmak için sıklıkla kullanılan bir yöntem olan Steinmetz eşitliği aşağıdaki gibi ifade edilmektedir (Steinmetz, 1984).

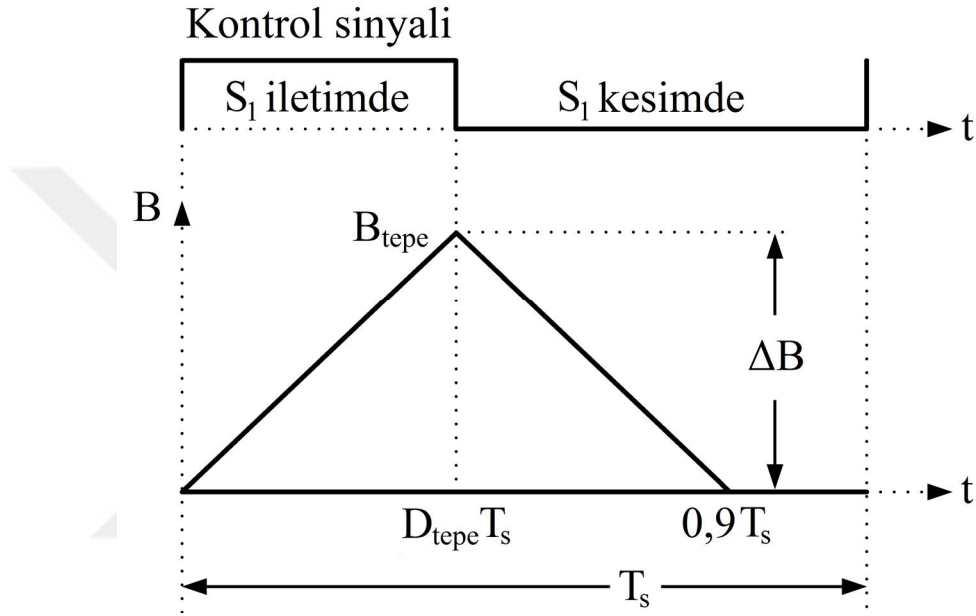
$$P_v = k f^\alpha B_m^\beta \quad (3.19)$$

Burada, f frekans (Hz), B_m ise manyetik akı yoğunluğu (T) değeridir. Denklem 3.19, belirli frekans ve manyetik akı yoğunluğu değerleri aralığında geçerli olup, tasarımda kullanılan manyetik malzemenin güç kayıp eğrisine göre belirlenen k , α ve β katsayılarını içerir. Ancak, Steinmetz eşitliği manyetik malzemenin sinüzoidal uyarım koşulları için geçerlidir. Benzer şekilde, manyetik malzeme üreticilerinin sağladığı güç kaybı bilgileri de sinüzoidal dalga şekilleri için geçerlidir (Venkatachalam, 2002).

Dönüştürücü mimarilerinde karşılaşılan ve sinüzoidal olmayan dalga şekillerine uygun çekirdek kayıplarının hesaplanması amacıyla MSE, GSE ve iGSE gibi yöntemler önerilmiştir (Reinert, 2001; Li, 2001; Venkatachalam, 2002). Bunlardan, Steinmetz katsayıları dışında ekstra parametre gerektirmeyen iGSE (improved generalized Steinmetz equation) yöntemi, gerçeğe en yakın sonuç üreten yöntemlerden biridir (Villar, 2009). Buna göre, flyback mimarisi gibi manyetik akı yoğunluğunun parçalı doğrusal (PWL) dalga şeklinde olduğu durumlarda çekirdek güç kaybı yoğunluğunu bulmak için aşağıdaki eşitlik kullanılabilir (Venkatachalam, 2002).

$$P_v = \frac{k_i (\Delta B)^{\beta - \alpha}}{T_s} \sum_m \left| \frac{B_{m+1} - B_m}{t_{m+1} - t_m} \right|^\alpha (t_{m+1} - t_m) \quad (3.20)$$

Burada, ΔB akı yoğunluğunun tepeden tepeye değeri, T_s anahtarlama periyodu, B_m ise t_m anındaki manyetik akı yoğunluğudur. Çalışma oranının tepe değerinde olduğu anahtarlama periyodu için manyetik akı yoğunluğu değişimi Şekil 3.6'da görülmektedir.



Şekil 3.6. Çalışma oranının tepe değerinde olduğu anahtarlama periyodunda akı yoğunluğu.

Buna ek olarak, $0,5 < \alpha < 3$ koşulunu sağlayan manyetik malzemeler için, k_i değeri olarak aşağıdaki eşitlik geçerlidir (Venkatachalam, 2002).

$$k_i = \frac{k}{2^{\beta+1} \pi^{\alpha-1} \left(0,2761 + \frac{1,7061}{\alpha + 1,354} \right)} \quad (3.21)$$

Tasarımda kullanılacak Ferroxcube çekirdek için geçerli olmak üzere, Denklem 3.21'deki k katsayısı aşağıdaki gibi belirlenebilir (Anonim, 1997).

$$k = C_m (C_{t0} - C_{t1} T + C_{t2} T^2) \quad (3.22)$$

Denklem 3.22’de, C_m , C_{t0} , C_{t1} ve C_{t2} seçilen çekirdeğin üretildiği manyetik malzeme için güç kayıp eğrisine ve sıcaklığa uygun olarak belirlenmiş güç kaybı katsayıları, T ise sıcaklık ($^{\circ}\text{C}$) değeridir. Ferroxcube tarafından üretilen çeşitli manyetik malzemelere ait güç kaybı katsayıları Çizelge 3.1’de listelenmiştir (Anonim, 1997).

Çizelge 3.1. Manyetik malzeme katsayıları.

Malzeme	Frekans (kHz)	α	β	C_m	C_{t0}	C_{t1}	C_{t2}
3C30	20 – 200	1,42	3,02	$7,13 \times 10^{-3}$	4,00	$6,65 \times 10^{-2}$	$3,65 \times 10^{-4}$
3C90	20 – 200	1,46	2,75	$3,20 \times 10^{-3}$	2,45	$3,10 \times 10^{-2}$	$1,65 \times 10^{-4}$
3C94	20 – 200	1,46	2,75	$2,37 \times 10^{-3}$	2,45	$3,10 \times 10^{-2}$	$1,65 \times 10^{-4}$

Trafoda kullanılmasına karar verilen çekirdek için öncelikle, frekansa uygun güç kaybı katsayıları belirlenir. Daha sonra, Denklem 3.20 kullanılarak birim hacimdeki güç kaybı bulunur. Son adım olarak, bu değer ile çekirdek etkin hacmi (V_e) çarpılır ve çekirdeğin tamamındaki güç kaybı hesaplanır.

$$P_c = V_e P_v \quad (3.23)$$

3.5.2. Sargı kayıpları analizi

3.5.2.1. Sargıların DC direnci

Trafoda çekirdek kayıplarına ek olarak, bakır kaybı olarak isimlendirilen sargı kayıpları oluşacaktır. Trafo sargılarında kullanılan bakır folyonun direncinin hesaplanması için aşağıdaki denklem kullanılır.

$$R_{dc} = \frac{\rho l_s}{d_s h_s} N \quad (3.24)$$

Burada, ρ sargılarda kullanılan malzemenin öz direnci (Ωm), l_s bir orta sargının uzunluğu, d_s folyonun kalınlığı, h_s folyo genişliği ve N sarım sayısıdır.

3.5.2.2. Sargılarda eddy (girdap) akımı etkileri ve etkin direnç değeri

Bir iletkenin geçen akımın değişkenlik göstermesi, manyetik alanın da değişmesine neden olur ve bu durum iletken üzerinde girdap (eddy) akımlarını oluşturur. Girdap akımları frekans yükseldikçe daha belirgin hale gelen ek güç kayıplarına neden olur (Dixon, 2003; Mohan vd., 2003).

İletkenin merkezinde eddy akımları ana akıma ters yönde, yüzeyde ise ana akım ile aynı yöndedirler. Akım yoğunluğunun iletkenin yüzeyinde daha yüksek olmasına neden olan bu durum, deri etkisi olarak adlandırılır. Akımın iletken yüzeyine yakın ve dar bir kesitten akması, iletkenin etkin direnç değerinin DC direncinden daha büyük duruma gelmesine ve trafo sargı kaybının yükselmesine sebep olacaktır (Snelling, 1969). Akımın akacağı deri kalınlığı (skin depth) aşağıdaki gibi bulunabilir.

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu_0 \mu_r f}} \quad (3.25)$$

Burada, ρ malzemenin öz direnç değeri, μ_0 havanın manyetik geçirgenliği, μ_r malzemenin bağlı manyetik geçirgenlik katsayısı, f ise frekanstır.

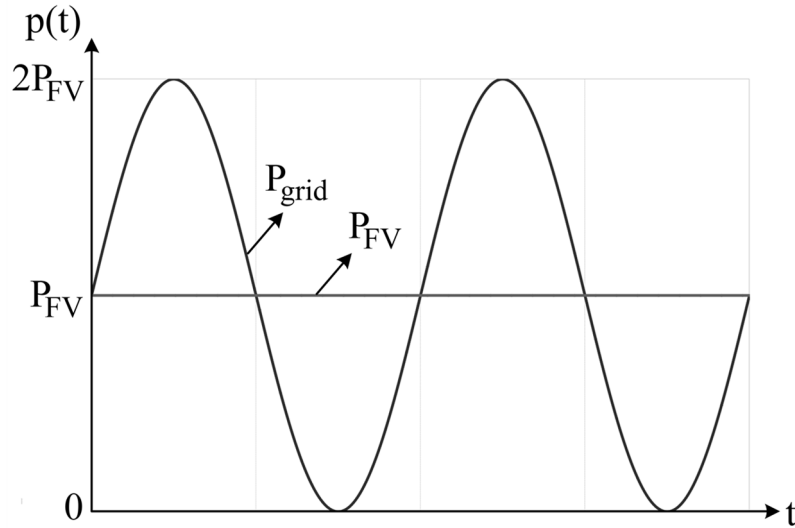
Diğer etki, yakınlık etkisi (proximity effect) olarak isimlendirilir. Birbirine yakın konumlandırılan iletkenlerin manyetik alanlarının etkileşimi sonucunda, alan şiddeti iletken yüzeyi etrafında düzgün dağılmaz. Bu durumda, akım iletken içinde düzgün dağılmayacaktır (Dixon, 2003). Deri etkisi gibi, bu etki de kesiti deri kalınlığından geniş iletkenlerde belirgindir. Trafo sargılarının bölümlere ayrılması ve deri kalınlığından ince iletken kullanılması, girdap akımı etkilerinin en aza indirilmesini sağlar. İletkenin kalınlığı d olmak üzere, $d \leq 2\delta$ şartının sağlanması durumunda deri etkisinin sonuçları ihmal edilebilir (Mohan vd., 2003). Trafo sargısındaki kaybı bulmak için aşağıdaki denklem kullanılır.

$$P_{sargı} = R_{dc} I_{rms}^2 \quad (3.26)$$

3.6. Dekuplaj kondansatörünün seçimi için analiz

Tasarlanan sistemde kullanılan kontrol algoritması, evirici çıkış akımında düzenleme yapacak bir geri besleme döngüsü içermemektedir. Bu sebeple, açık çevrim kontrol sistemi ile çalışan bu eviricinin çıkışında yüksek kaliteli sinüzoidal akım dalga şekli üretebilmek için girişte düzgün bir DC gerilime ihtiyaç vardır ve bu gerilim FV panellerinden elde edilecektir. Giriş geriliminin sabit olmaması durumunda, düşük frekanslı harmonikler çıkış akımının toplam harmonik bozunum (THD) değerini olumsuz etkilemekte ve bir artışa neden olmaktadır. Bunun yanında, FV gerilimindeki dalgalanma maksimum güç noktası takibinin verimsiz olmasına ve FV gücünün tamamının hasat edilememesine yani kullanılamamasına neden olabilmektedir (Zengin vd., 2013; Tamyurek ve Kırimer, 2015). Bu nedenlerle, FV gerilimindeki dalgalanmanın azaltılması sistemin genel verim performansı için önemlidir.

Şebekeye bağlı tek fazlı FV evirici sistemlerinde, FV çıkışındaki gerilim dalgalanmasının temel nedeni, şebekenin FV kaynağından talep ettiği gücün zamanla değişmesidir. Frekansı şebeke frekansının iki katı olan bu talep, FV'nin ürettiği ortalama gücün iki katı tepe değere sahiptir. FV kaynağı ideal bir gerilim kaynağı olmadığından, FV'den çekilen akımın dalga şekli ve kalitesi FV uçlarındaki gerilimi etkiler. Bu sebeple, FV'nin bu anlık istekleri karşılayabilmesi için bir dekaplaj bileşenine ihtiyaç duyulur. Bu noktada, dekaplaj kondansatörleri buffer olarak çalışır ve FV kaynağı ile şebeke talebi arasında güç dengesi sağlar. Bu durum Şekil 3.7'de görülmektedir.



Şekil 3.7. FV ile şebeke arasındaki anlık güç uyumsuzluğu.

Dekuplaj kondansatörleri için kapasitans değerinin belirlenmesindeki temel ölçüt, düşük empedans yolu oluşturarak şebekenin iki katı frekansa sahip bileşenin FV kaynağından etkili şekilde uzaklaştırılması ve böylece FV gerilimindeki dalgalanmanın azaltılmasıdır. Dekuplaj kondansatörünün uçlarındaki gerilim dalgalanmasının tepeden tepeye değeri aşağıdaki gibi bulunur.

$$\Delta V_{FV} = \Delta V_C = X_C \Delta I_C \quad (3.27)$$

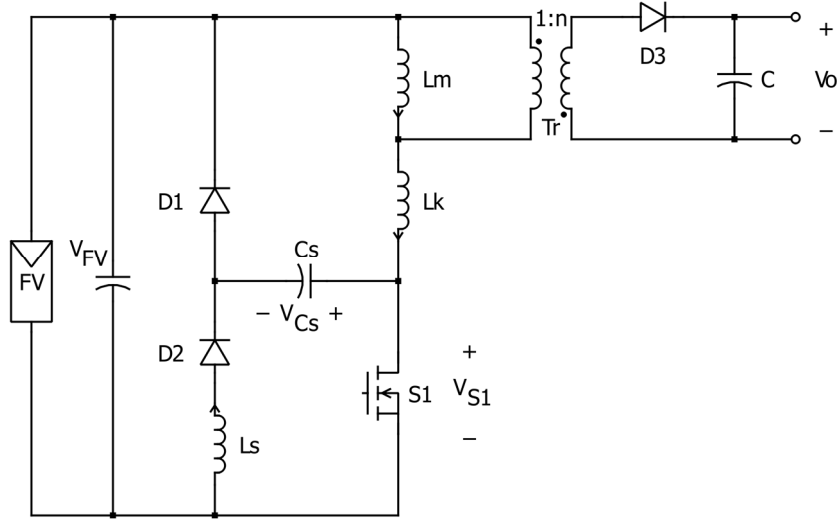
Burada, ΔV_{FV} dekuplaj kondansatörünün uçlarındaki gerilim dalgalanmasının tepeden tepeye değeri, ΔI_C dekuplaj kondansatöründen akan akımdaki dalgalanmadır. $X_C = 1/2\pi fC$ olup, dekuplaj kondansatörü reaktans değeridir.

Şebeke frekansının iki katı frekanstaki bileşenin (100 Hz) tamamının dekuplaj kondansatörleri tarafından bypass edildiği kabul edilirse, ΔI_C değeri FV ortalama akımının (I_{FV}) iki katına eşit olacaktır. Sonuç olarak, dekuplaj kondansatörü minimum değeri, FV çıkış geriliminde belirlenmiş tepeden-tepeye dalgalanma değeri kullanılarak aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$C \geq \frac{2I_{FV}}{(2\pi 100)\Delta V_{FV}} \quad (3.28)$$

3.7. Snubber devresi çalışma prensipleri

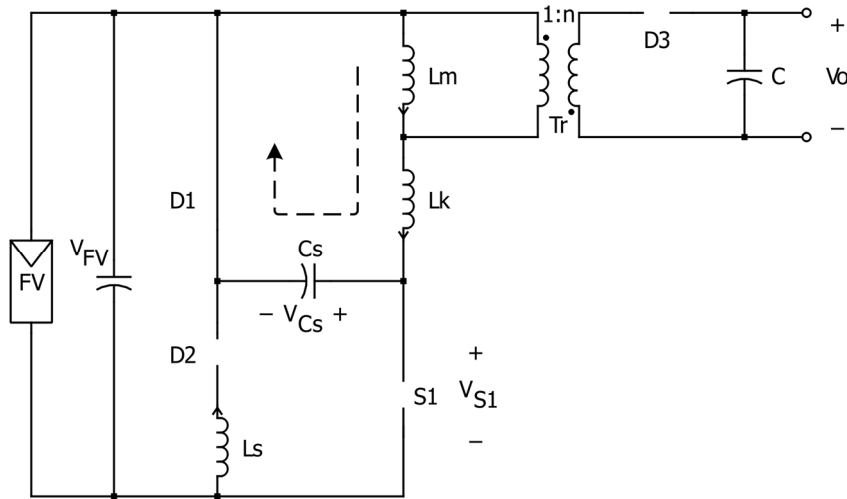
Geliştirilen sistemde, hem trafo kaçak endüktansı nedeniyle oluşabilecek yüksek gerilimi azaltacak, hem de iletimden çıkma kayıplarını azaltarak verime katkı yapacak özellikte bir snubber devresi kullanımı önemlidir. Bu amaçla kullanılmasına karar verilen kayıpsız snubber devresi, Şekil 3.8’de flyback dönüştürücü mimarisi üzerinde görülmektedir (Domb vd., 1982). Snubber devresi, D_1 , D_2 , C_s ve L_s bileşenlerinden oluşmaktadır. Burada, D_1 ve D_2 snubber devresi diyotları, C_s snubber kondansatörü, L_s snubber indüktörü, L_m flyback transformatörü mıknatıslanma endüktansı, L_k transformatör kaçak endüktansının primer tarafa yansıtılmış değeri, S_1 flyback anahtarı, D_3 ise flyback sekonder taraf doğrultucu diyotudur.



Şekil 3.8. Flyback dönüştürücü üzerinde kayıpsız snubber devresi.

3.7.1. S_1 anahtarının kesimde olma durumu

S_1 anahtarının kesime gitmesinin (turn-off) ardından, D_1 diyotunun iletme girmesi ile snubber aktif hale gelir. Snubber kondansatörü öncelikle S_1 anahtarının bıraktığı akımı üzerine alır. Daha sonra, sekonder diyot D_3 iletme girer ve trafo akımı D_3 üzerinden akmaya başlar. Bu esnada, snubber kondansatörü transformatör kaçak endüktansındaki enerji ile şarj olmaya devam eder (Domb vd., 1982). Böylece S_1 anahtarı üzerindeki gerilimin yükselme hızı ve üst aşım (overshoot) değeri azaltılır. İletimden çıkma anında S_1 üzerinde akım ve gerilimin aynı anda bulunduğu sürenin azaltılması ile turn-off kaybı da azaltılmış olur. Şekil 3.9’da, S_1 anahtarının kesime gitmesinin hemen ardından akımın izlediği yol görülmektedir.



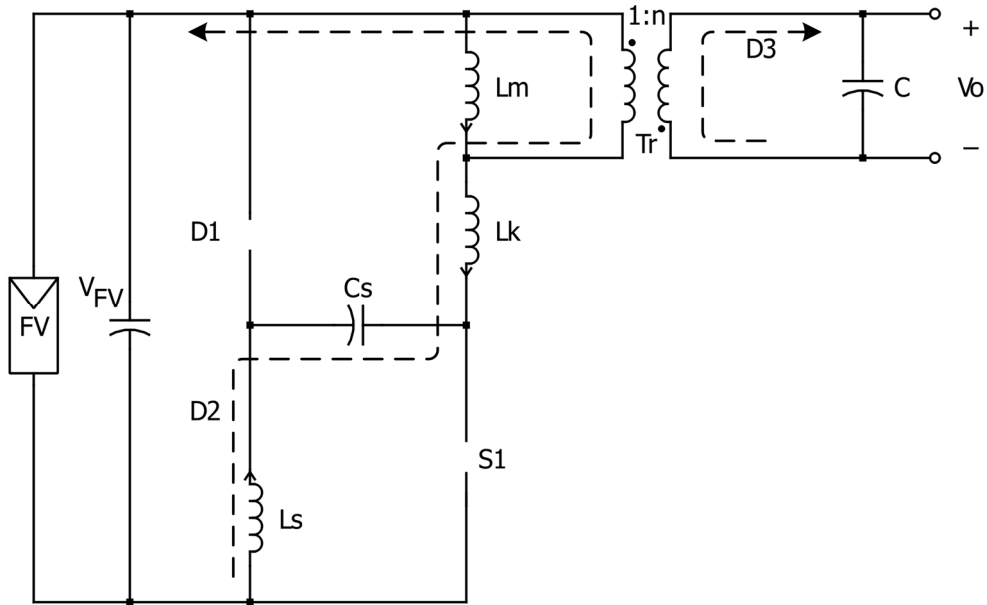
Şekil 3.9. S_1 anahtarının kesime gitmesinin ardından akımın izlediği yol.

Kaçak endüktansta depolanan enerjinin snubber kondansatörüne transferi sona erdiğinde, D_1 diyotu iletimden çıkar. Bu anda, snubber kondansatörü üzerindeki gerilim en yüksek değerine ulaşır. Ayrıca, S_1 anahtarı üzerindeki gerilim yükselmesi de sona erer ve hızlıca $\left(V_{FV} + \frac{V_o}{n}\right)$ değerine eşit duruma gelir.

Snubber kondansatörü üzerindeki gerilimin büyüklüğüne göre, D_2 diyotu iletime girer ve rezonans çalışma ile enerji transferi gerçekleşir. Bunun için gerekli şart aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

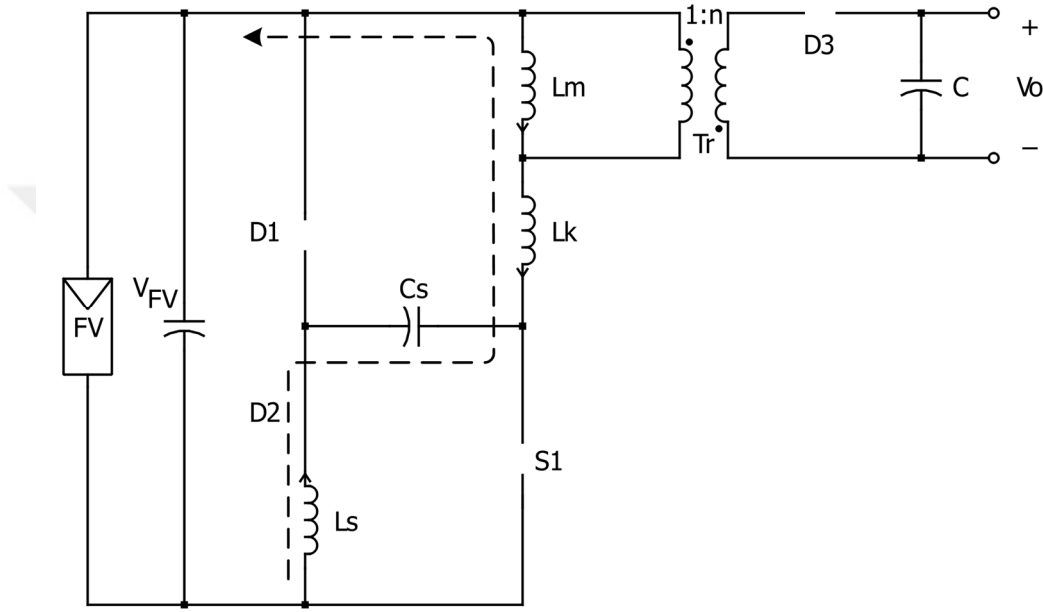
$$V_{Cs} > V_{S1} \quad (3.29)$$

Burada, V_{Cs} snubber kondansatörü gerilimi, V_{S1} ise flyback anahtarı üzerindeki gerilimdir. S_1 anahtarının iletimden çıkmasının ardından bu şartın sağlanması durumunda, snubber kondansatörü C_s ile snubber indüktörü L_s ve trafo kaçak endüktansı L_k rezonansa girer. D_3 diyotu iletimde olduğu için, enerji hem yüke hem de kaynağa aktarılır. Bu durumda snubber devresinin etkisiyle akan akımların izleyeceği yollar, Şekil 3.10'da görülmektedir.



Şekil 3.10. D_3 diyotu iletimdeyken enerjinin hem yüke hem de kaynağa aktarılması esnasında akımların izlediği yollar.

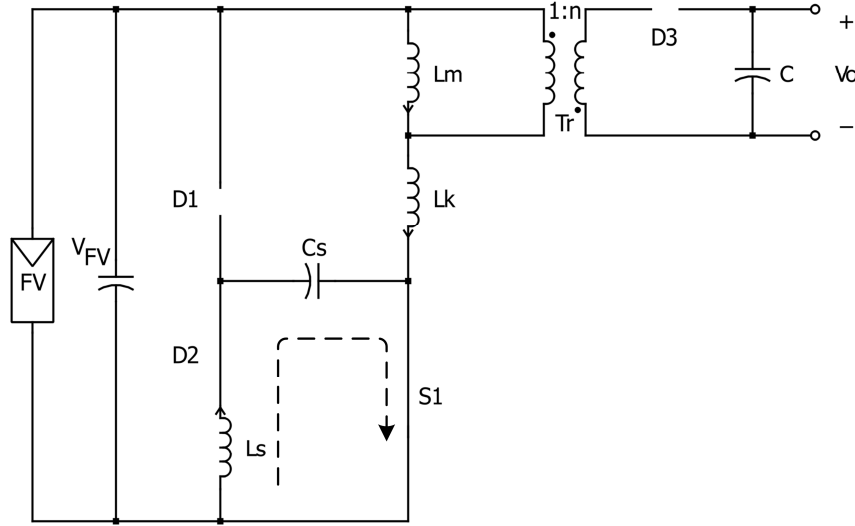
Denklem 3.29'daki şartı sağlayarak enerji transferine sebep olacak diğer durum, mıknatıslanma akımının sıfıra inmesi ile yaşanabilir. Süreksiz çalışma modunun bir sonucu olarak, bu anda S_1 anahtarı üzerindeki gerilim V_{FV} değerine eşit duruma gelir. D_3 diyotunun iletimde olmaması nedeniyle, L_s , L_k ve L_m ile snubber kondansatörü C_s rezonansa girerek kaynağa enerji aktarımı yapar. Bu durumda snubber akımının izleyeceği yol Şekil 3.11'de görülmektedir.



Şekil 3.11. Mıknatıslanma akımının sıfıra inmesinin ardından enerjinin kaynağa aktarılması.

3.7.2. S_1 anahtarının iletimde olma durumu

Bir sonraki anahtarlama periyodunda S_1 anahtarının iletime girmesi ile birlikte, snubber kondansatöründe kalan enerji nedeniyle L_s - D_2 - C_s - S_1 çevriminde (loop) akım akar. Bu akımın izlediği yol, Şekil 3.12'de görülmektedir. D_2 diyotu bu kez snubber kondansatörü ile snubber indüktörünü seri olarak bağlar ve rezonans devre oluşturur. Böylece, snubber kondansatörü tamamen deşarj olur, işareti (kutupları) değişir ve bir sonraki anahtarlama periyodu için hazır duruma gelir. Bunun ardından, D_2 diyotu ters yönde akım taşıyamayacağı için iletimden çıkar ve rezonans çalışmayı sona erdirmiş olur. Bu esnada, snubber devresi akımı S_1 akımının üzerine eklenir.



Şekil 3.12. S_1 anahtarının ilettime girme anında snubber akımı.

3.7.3. Snubber devresi tasarım denklemleri

İletimden çıkma anında S_1 üzerinde kaçak endüktans etkisiyle oluşacak ekstra gerilim, snubber kondansatörü etkisiyle azaltılacağı için öncelikle S_1 üzerinde oluşmasına izin verilecek maksimum gerilim (V_{maks}) belirlenmelidir. Bu durumda, S_1 anahtarı için üreticisi tarafından belirlenmiş en yüksek dayanma gerilim değeri V_{S1_maks} olmak üzere, güvenli anahtarlama koşulu aşağıdaki gibi belirlenebilir.

$$V_{maks} = (0,75)V_{S1_maks} \quad (3.30)$$

Snubber kondansatörü, flyback trafosunun kaçak endüktansında depolanan enerji ile şarj olacaktır. Bu durumda, kapasitans değeri aşağıdaki gibi bulunabilir.

$$C_s \geq \frac{I_{m_tepe}^2 L_k}{\left(V_{maks} - V_{FV} - \frac{V_o}{n}\right)^2} \quad (3.31)$$

Burada, I_{m_tepe} mıknatıslanma akımı tepe değeri, L_k transformatör kaçak endüktans değeri, V_{maks} izin verilen maksimum anahtar gerilimi, V_{FV} giriş FV gerilimi, $\frac{V_o}{n}$ ise sekonder taraftan yansıyan gerilimdir.

Kapasitans değerinin belirlenmesinin ardından, snubber kondansatörü üzerinde oluşabilecek en yüksek gerilim aşağıdaki gibi bulunabilir (Domb vd., 1982).

$$V_{Cs_tepe} = \frac{V_o}{n} + I_{m_tepe} \sqrt{L_k/C_s} \quad (3.32)$$

Burada, $\sqrt{L_k/C_s}$ terimi, snubber devresinin karakteristik empedansıdır (Abramovitz vd., 2013).

Snubber kondansatörü maksimum geriliminin Denklem 3.29 koşulunu sağladığı gerilim seviyelerinde enerji transferi olacaktır. Enerji transferleri esnasında oluşan rezonans devreden akacak akımın tepe değeri aşağıdaki gibi hesaplanabilir. Burada, L_r rezonansa giren toplam seri endüktans değeridir.

$$I_{s_tepe} = (V_{Cs} - V_{S1}) \sqrt{C_s/L_r} \quad (3.33)$$

Enerjiyi sisteme geri kazandıran bu yapının doğru çalışması için, LC seri-rezonans devresinin yarı periyodunun tamamlanması gerekliliği vardır (Domb vd., 1982). Buna göre, kondansatörün deşarj olarak tekrar hazır hale geleceği süre, kontrol sinyalindeki en küçük darbe genişliğinden daha kısa olursa snubber her koşulda çalışabilir (Domb vd., 1982; Petkov ve Hobson, 1995). Minimum şart aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$t_{on_min} \geq \pi \sqrt{L_s C_s} \quad (3.34)$$

Sistemin kontrol edilmesi amacıyla kullanılan sinüzoidal modülasyon nedeniyle, anahtarlama darbelerinin genişliği şebeke periyodu boyunca sinüzoidal değişmektedir. Bu durum nedeniyle, snubber devresinin bir şebeke periyodu içinde daha geniş bir aralıkta çalışmasını sağlamak için simülasyon çalışmaları yapılmış ve Denklem 3.34 aşağıdaki gibi optimize edilmiştir.

$$\frac{t_{on_min}}{10} \geq \pi \sqrt{L_s C_s} \quad (3.35)$$

Denklem 3.35 yeniden düzenlenerek, snubber indüktör değerinin belirlenmesinde kullanılabilir ve aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$L_s \leq \frac{1}{C_s} \left(\frac{D_{min}}{10\pi f_s} \right)^2 \quad (3.36)$$

Buna ek olarak, snubber indüktörü seçimindeki diğer önemli nokta maksimum akımdır. Denklem 3.33, S_1 'in ilettime girdiği an için düzenlenirse, snubber kondansatörü ve indüktöründen akacak akımın tepe noktası aşağıdaki denklemle bulunabilir.

$$I_{Ls_tepe(on)} = V_{Cs_on} \sqrt{C_s/L_s} \quad (3.37)$$

Burada, V_{Cs_on} değeri S_1 'in ilettime girme anındaki snubber kondansatör gerilimidir.

Bu snubber devresinde, seçilen kondansatör değerine göre iki tür kayıptan bahsedilebilir. İlk olarak, küçük kondansatör değerleri için, S_1 anahtarının kesime gitme kayıpları istenen seviyede azalmayabilir. Bunun nedeni, S_1 anahtarı üzerindeki gerilim yükselme hızının ve üst aşım değerinin yeterince azaltılmamış olmasıdır. İkinci olarak, kondansatör değerinin büyük olması durumunda, snubber içerisinde dolaşan enerji miktarı artar ve ideal olmayan snubber bileşenleri belirgin kayıplara sebep olabilir (Petkov ve Hobson, 1995).

3.8. FV Evirici Sistem Tasarımı

Piyasada bulunan çeşitli ticari FV eviricilerin güç seviyelerinin incelenmesi sonucunda, geliştirilecek FV evirici sistem için güç değeri 2,5 kW olarak belirlenmiştir (ABB Solar, 2015; SMA Solar, 2015). Tasarım parametreleri Çizelge 3.2'de yer almaktadır.

Sistemin farklı üreticilerin FV panelleri ve değişken şebeke özellikleri ile uyum içinde çalışabilmesini sağlamak amacıyla, tasarımda giriş ve çıkış gerilimi için mümkün oldukça geniş aralıklar belirlenmiş, piyasada bulunan eviricilere yakın değerler seçilmesine dikkat edilmiştir. Çizelge 3.2'de görüldüğü üzere, giriş gerilimi aralığı 175 – 300 V olarak, çıkış gerilimi aralığı ise 180 – 264 Vrms olarak seçilmiştir. Çıkış gerilimi aralığı, frekans

aralığı ve toplam harmonik bozunum gibi özelliklerin belirlenmesinde, şebekeye bağlı FV sistemler için uygulanan standartlara dikkat edilmiştir. Tasarımda, simülasyon ve modelleme işlemlerini kolaylaştırmak için BP365 FV modeli temel alınmıştır. Bu sebeple, istenen güç seviyesine erişmek için 13 adet seri bağlı BP365 FV modeli kullanılmış ve maksimum güç noktası gerilimi 228,8 V olarak belirlenmiştir.

Çizelge 3.2. Tasarım parametreleri ve gereksinimleri.

Tasarım parametreleri	
FV panel modeli	BP365 65 W
FV panel açık devre gerilimi ve kısa devre akımı	21,7 V - 3,99 A
FV panel maksimum güç noktası gerilimi ve akımı	17,6 V - 3,69 A
FV panel grubu paralel bağlı kol sayısı	3
FV panel grubu her kolda seri bağlı FV sayısı	13
FV panel grubu toplam giriş gücü	2535 W
Maksimum güç noktası gerilimi (V_{MGN}) ve aynı zamanda nominal FV giriş gerilimi (V_{FV})	228,8 V
Maksimum giriş gerilimi	350 V
Giriş gerilimi aralığı	175 – 300 V
Maksimum giriş akımı	15 A
Mgni enerji hasadı verimi	>%98
Evirici sistem verimi	>%92
Şebeke nominal gerilimi	230 V
Şebeke minimum ve maksimum değerleri	180 – 264 V
Şebeke frekansı	50 ± 4,5 Hz
Şebeke akımı toplam harmonik oranı	<%5
Şebeke güç faktörü	>0,99
Maksimum çıkış akımı	14 A
Sarmaşık (interleaved) hücre sayısı	3
Anahtarlama frekansı	40 kHz
Flyback hücre başına FV gücü	845 W

Tasarımdaki bir diğer önemli adım, sarmaşık yapısında çalışacak flyback dönüştürücü hücresi sayısıdır. Hücre sayısı 3 olarak belirlenmiş olup, bu konuda yapılan değerlendirmeler aşağıdaki gibi sıralanabilir.

Sarmaşık yapısı (interleaving) kullanılmasının en büyük amacı, pasif filtreleme elemanlarının boyutlarının azaltılmasıdır. Faz kaydırmalı operasyon ($2\pi/n_f$) sayesinde harmonik dalgalanmanın (ripple) miktarı azalırken, frekansı yükselmektedir. Ortak bağlantı noktasından sonra akım üzerindeki dalgalanmanın frekans değeri, bir dönüştürücü hücrenin akımındaki dalgalanmanın frekansı ile hücre sayısının (n_f) çarpımı kadar olur (Tamyürek ve Torrey, 2011). Bu da filtrelemeyi kolaylaştırır. Sarmaşık yapıda çalışacak flyback hücre sayısının artması bu konuda her zaman olumlu etki eder. Diğer yandan, böyle bir artış devrede kullanılan bileşenlerin sayısını ve maliyeti yükseltir. Bu nedenle, maliyet ve boyutları azalan filtre elemanlarının getirdiği avantaj ile devre bileşenlerinin sayısındaki artışın getirdiği dezavantaj arasında bir denge kurulmalıdır.

Bir flyback dönüştürücü hücresi için ideal olan güç değerinin belirlenmesi tasarımın bir başka önemli adımıdır. Günümüzde, yüksek frekansta anahtarlama yapan 2,5 kW gücünde tek bir flyback dönüştürücü pratik değildir. Yüksek verim beklentisi, erişilebilecek güç değerini sınırlamaktadır. Yapılan literatür araştırmasından da anlaşıldığı üzere, flyback mimarisi tabanlı dönüştürücüler genelde 200 W ve daha düşük güçlerde üretilmektedir. Bu bilgiye göre hareket edilirse, istenen güce erişmek için yaklaşık 13 hücre gerekmektedir. Bu çok sayıda bileşen demektir ve maliyetin artması kaçınılmazdır. Bu durumda, maliyet ve pratiklik arasında uygun bir denge yakalanması için flyback dönüştürücünün biraz daha yüksek güçte üretilmesi gerekir. İstenen güç seviyesine erişmek için trafo ve baskı devre (PCB) tasarımında çeşitli düzenlemeler gerekecektir.

Hücre sayısının bilinmesi, çalışma oranının (duty) belirlenmesini sağlar. Nominal değer olarak $D_{tepe} = 1/n_f$ seçimi en uygun durumdur. Bu yaklaşım, kaynak tarafında toplam giriş akımındaki (i_d) kesikliği en aza indirir. Bu şart sağlandığında akım dalga şekli, sürekli iletim modunun sınırındaki çalışma durumuna benzer hale gelir. Bu şarttan daha az bir çalışma oranı, akım dalga şeklindeki kesikliği artırırken, tepe değerini yükseltir. Diğer durumda ise, daha yüksek çalışma oranı, akım darbelerinin üst üste binmesine neden olarak giriş akımının (i_d) tepe değerini yükseltir.

Sistemin giriş gerilimi için bir aralık belirlendiğinden çalışma oranı için de bir aralık belirlenmesi gerekmiştir. Bu nedenle, üç hücreli dönüştürücünün giriş ve çıkışında akımdaki kesiklikleri en aza indirmek ve akım dalga şeklinde maksimum sürekliliği sağlamak amacıyla, maksimum çalışma oranının 0,43'e kadar çıkmasına ve hücrelere uygulanan sarmaşık kontrol sinyallerinin iç içe geçmesine izin verilmiştir. Bunun sağladığı avantaj, flyback hücrelerinin akım tepe değerlerinin daha düşük olması ve kayıpları azaltmaya olumlu etki yapmasıdır.

Yüksek frekansta çalışan sistemlerde trafo boyutu ve ağırlığı önemli ölçüde azalır (Liu vd., 2016). Diğer yandan yüksek frekans, anahtarlama ve trafo kayıplarının artmasına neden olacaktır. Çalışma kapsamında hem yüksek verime hem de kompakt bir yapıya erişilmek istendiğinden, anahtarlama frekansı 40 kHz olarak seçilmiştir. Ayrıca, sistemde kullanılacak IGBT'ler için sert anahtarlama izin verilen en yüksek çalışma frekansı değeri ile mikroişlemcinin kontrol algoritmalarını işleme ve tamamlama süresi, sistemin çalışma frekansının belirlenmesindeki sınırlayıcı etmenlerdir.

Evirici çıkışında üretilen AC dalga şekli, yüksek frekanslı anahtarlama ile oluşturulduğu için akım darbeleri içerir ve temiz bir sinüzoidal dalga şeklinde değildir. Bu sinyalin içerdiği harmonik bileşen miktarı genellikle uluslararası standartların izin verdiği değerlerin üzerindedir (EN 61000-3-2, 1995). Bu sebeplerle, hem evirici ile FV arasında, hem de evirici şebeke bağlantısında, elektromanyetik girişim problemlerini önlemek için önlemler alınması gerekebilir. Ayrıca, evirici çıkışında üretilen akım, filtrelenmeden, darbeli (pulsed) dalga şekli ile şebekeye aktarılamaz (Anonim, 2013). Bu noktada bir alçak geçiren filtre gerekir. Bu filtrenin görevi, evirici çıkış akımının içerdiği yüksek frekanslı harmonik miktarını en aza indirmek ve akım dalga şeklini yumuşatmaktır. Böylece evirici, şebeke ile uyumlu hale gelir. Daha yüksek güç kalitesi sağlayan LCL filtre, şebeke bağlantılı eviricilerde sıklıkla kullanılan filtrelerden biridir (Yang vd., 2014). Yapısı itibarıyla 3.derecedir ve istenmeyen harmoniklerin filtrelenmesinde daha etkilidir. Sarmaşık yapısı kullanımı, seçilen anahtarlama frekansı ve hücre sayısı göz önüne alındığında (Bkz. Şekil 3.2), ortak bağlantı noktalarındaki dalgalanma 120 kHz olur. Bu değer, harmoniklerin filtrelenmesini kolaylaştırır ve gerekli filtre bileşenlerini küçültür.

3.8.1. Evirici FV katı tasarımı

Tasarım çalışmalarını doğrulamak ve iyileştirmeler yapmak için Piecewise Linear Electrical Circuit Simulation (PLECS) yazılımı kullanılmıştır. Bu program, BP Solar tarafından ticari amaçla geliştirilen 65 W güçteki BP365 FV panelinin modelini içermektedir (BP Solar, 2013; Schönberger, 2013). Tasarımda, her biri 13 tane seri bağlı FV paneli içeren 3 paralel kol kullanılarak FV panel grubu oluşturulmuş ve 2535 W güce erişilmiştir. Tasarımda BP365 FV modeli temel alınmış olmakla birlikte, geliştirilen evirici, uygun gerilim ve güç değerlerini sağlayan bütün FV modelleri ile çalışacak özelliğindedir.

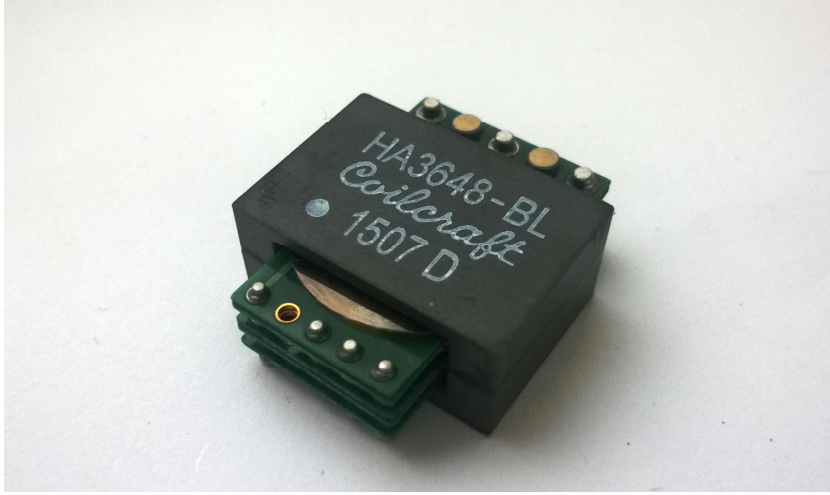
3.8.2. Flyback transformatörü

3.8.2.1. Flyback transformatörü için ön çalışma

Çalışma kapsamındaki en önemli adımlardan biri, kaçak endüktansı pratikte olabilecek en düşük ve en iyi şekilde kuplaj edilmiş bir flyback trafosunun üretimidir. Yüksek güçte flyback trafosu üretiminde karşılaşılabilecek en büyük zorluk ise, yeterli enerji depolama ve verimli güç aktarımı şartlarının birlikte sağlanması gerekliliğidir. Yüksek miktarda enerji depolamak için gerekecek hava aralığı, kuplajın azalmasına neden olacaktır. Bu iki şart, birbirine zıt çalışmaktadır. Bu çalışmada, flyback trafosunun istenen bu iki özelliğe de sahip olacak şekilde geliştirilmesine gayret edilmiştir. Bu hedef doğrultusunda öncelikle, yurt içinden ve dışından istenen flyback trafosu numuneleri incelenmiştir.

Bu kapsamda, değerlendirilen alternatiflerden biri planar trafo yapısı olmuştur. Planar trafoların temel avantajları kısaca şöyle özetlenebilir: kısa profil yüksekliği, bilgisayar destekli sistemlerle üretim kolaylığı ve maliyet azaltma, kolay tekrar edilebilirlik, modüler yapı ve düşük kaçak endüktans (Ouyang ve Andersen, 2014).

Diğer yandan, planar trafolar şu dezavantajlara sahiptir: yüksek sargı kapasitans değeri, devre kartı üzerinde büyük ayak izi (footprint), güvenlik nedeniyle sargılar arasında minimum uzaklık kriterinin bulunması ve kısıtlı sargı sayısı (Ouyang ve Andersen, 2014). Şekil 3.13'te CoilCraft firmasından temin edilen düşük güçlü planar trafo numunesi görülmektedir.

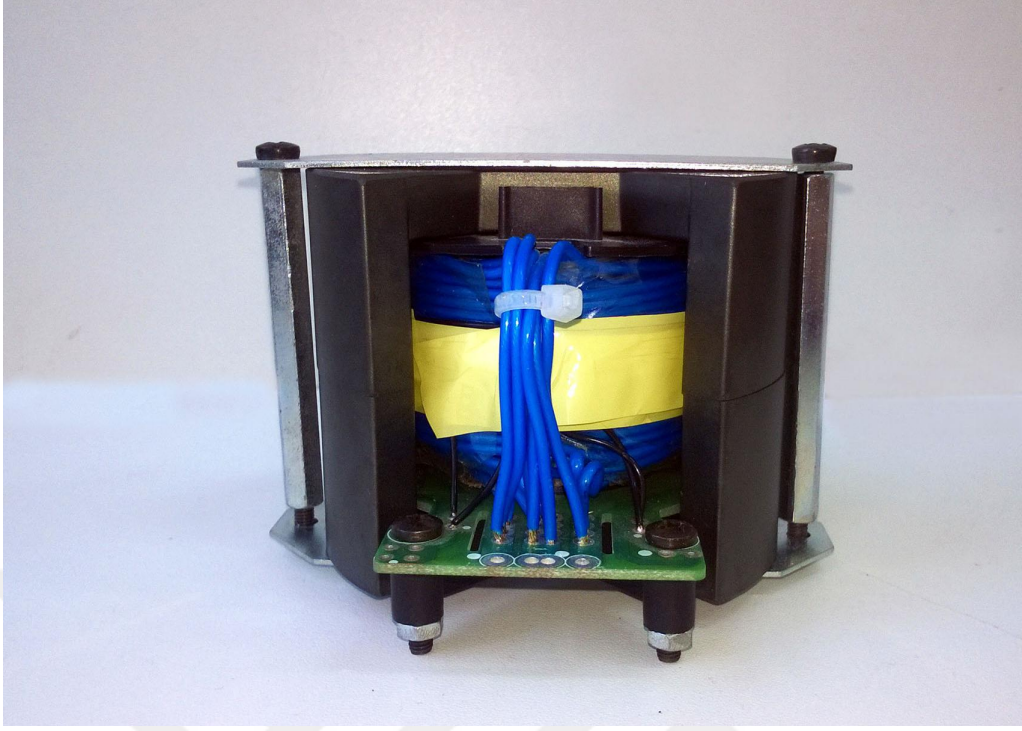


Şekil 3.13. CoilCraft firmasından temin edilen planar trafo numunesi.

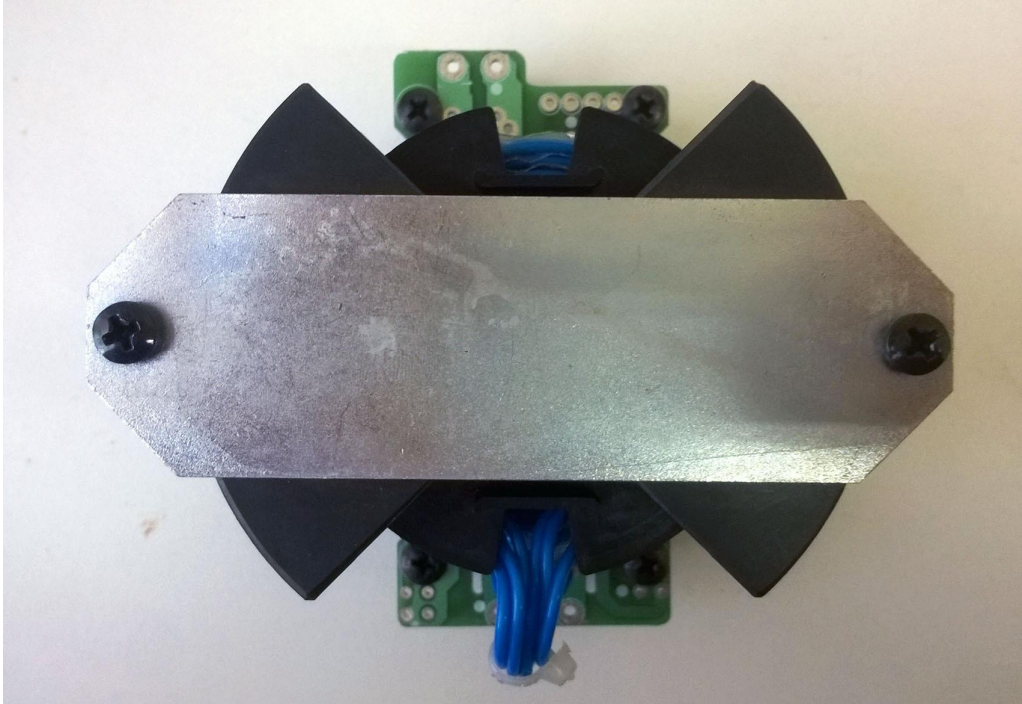
Planar trafolarla düşük kaçak endüktans değerine erişilebilmektedir. Ancak bu durum planar trafo yapısı için standart bir özellik değildir (Carsten, 2001). Bu noktada, trafo ve sargı geometrisi önemlidir. Kaçak endüktansın azaltılmasını sağlayan özellik, sarmaşık (interleaved) sargı yapısıdır. Planar trafonun avantajı ise, sargılarının sarmaşık yapılı düzenlenebilmesine uygun olmasıdır (Ouyang ve Andersen, 2014).

Bu değerlendirmeler sonucunda, çalışma kapsamında ihtiyaç duyulan güçte bir planar trafonun gerçekleştirilmesi için geniş ve çok katmanlı bir yapı gerekeceği; bu durumun da kompakt yapı ve yüksek verim hedeflerini olumsuz etkileyeceği sonucuna varılmıştır. Diğer yandan, flyback trafosunda düşük kaçak endüktans değeri elde etmek için en doğru yöntemin sargılarda sarmaşık yapısı kullanmak olduğu teyit edilmiştir.

Yurt içinden temin edilen ve Şekil 3.14 ile Şekil 3.15'te görülmekte olan trafo, yüksek güçlü bir flyback transformatörüdür ve Eskişehir SERVO Profesyonel Ses Sistemleri firmasından temin edilmiştir. İncelenen trafo, 910 mm² kesit alanına sahip Ferroxcube 3C90 PM87/70 ferrite çekirdek kullanmaktadır ve istenen güç seviyesine erişmek için uygun yapıdadır. Ayrıca, PM çekirdek yapısı, boyutları itibarıyla avantajlıdır. Bu çalışma, yüksek güçlü flyback trafosu üretilmesi için malzeme seçimi konusunda fayda sağlamıştır. Yapılan ölçümde, kaçak endüktans oranının yüksek olduğu görülmüştür. Uygun yöntemlerle düşük endüktanslı bir tasarım yapılabileceği değerlendirilmiş ve geliştirilecek tasarımda bu çekirdeğin kullanılmasına karar verilmiştir.



Şekil 3.14. SERVO Eskişehir firmasından temin edilen yüksek güçlü flyback trafo numunesi.



Şekil 3.15. SERVO Eskişehir firmasından temin edilen yüksek güçlü flyback trafo numunesi üstten görünümü.

3.8.2.2. Flyback transformatörü tasarımı

Çizelge 3.2’de belirlenen tasarım özelliklerinden, sarmaşık bağlı hücre sayısı $n_f = 3$, FV modülün maksimum güç noktası gerilimi $V_{MGN} = V_{FV} = 228,8 \text{ V}$, anahtarlama frekansı $f_s = 40 \text{ kHz}$ ile D_{tepe} için 0,345 değeri Denklem 3.5’te yerine yazılırsa, flyback trafosu için mıknatıslanma endüktans değeri $L_m = 46 \mu\text{H}$ olarak hesaplanır. Normal şartlar altında, 3 hücreli sarmaşık yapı için teorik D_{tepe} değeri, $1/n_f = 1/3$ olarak kabul edilir. Burada, L_m için pratik ve gerçekleşmesi kolay bir değer elde edebilmek için D_{tepe} değeri biraz yüksek seçilmiştir. Böyle bir seçim, flyback akımlarının tepe değerinin azalmasını sağlayarak anahtarlama elemanları üzerindeki akım stresinin azalmasına da katkıda bulunacaktır.

Giriş ve çıkış gerilimleri geniş bir aralıkta değişebildiği için, sistemin her koşulda optimum performansını koruyarak kararlı çalışabilmesi gerekir. Bu nedenle, doğru trafo sarım oranının seçilmesi oldukça önemli bir tasarım adımıdır. Mevcut tasarım kriterlerine bakıldığında, trafo sarım oranı için en kötü senaryo, şebeke geriliminin en düşük değerinde olması durumudur. Buna göre, şebeke minimum geriliminin tepe değeri $\hat{V}_{grid} = 254,56 \text{ V}$, FV modül nominal gerilimi $V_{FV} = 228,8 \text{ V}$ ve $D_{tepe} = 0,345$ değerleri Denklem 3.15’te yerine yazıldığında, en kötü senaryonun gerektirdiği maksimum sarım oranı yaklaşık 1,7898 olarak hesaplanır. Bu durumda, trafo sarım oranı değeri pratik olması için 1,80 olarak seçilmiştir.

Bu sarım oranı değeri Denklem 3.14’te kullanıldığı zaman, en kötü senaryoda flyback dönüştürücü çıkış diyotu üzerindeki en yüksek gerilim stresi 1003 V olmaktadır. Bu değer 1200 V dayanma gerilimine sahip standart diyotların kullanımına olanak veren bir değerdir. Diyotlar için öngörülen en kötü senaryo koşulları, Çizelge 3.2’ye göre, maksimum giriş gerilimi değerinin 350 V ve şebeke maksimum değerinin 264 V olmasıdır.

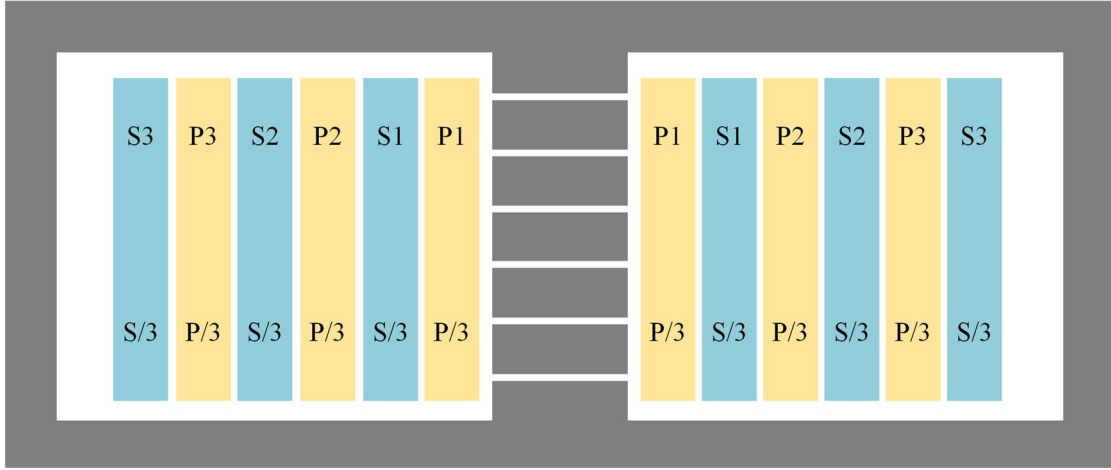
İlave olarak, trafo kaçak endüktans değerinde etkili bir azalma sağlayabilmek için hem primer hem de sekonder sargının üç parçaya ayrılarak, 3 katmanlı sarmaşık yapısında sarılması planlanmıştır. Seçilen trafo sarım oranı, hem primer hem de sekonder taraf için sargı sayısının 3’e bölünebilen bir sayı olarak seçilmesine izin verecektir.

Trafonun primer sargı sayısını bulmak için Denklem 3.17 kullanılmıştır. Burada, nominal değerler $V_{FV} = 228,8 \text{ V}$, $D_{tepe} = 0,345$, $f_s = 40 \text{ kHz}$, $A_c = 9,1 \times 10^{-4} \text{ m}^2$ ve $B_{tepe} = 0,15 \text{ T}$ olarak yerine yazılırsa, trafonun primer sargı sayısı 14,45 olarak bulunur. Bu noktada, primer sargı sayısı pratik bir değer olan 15 olarak seçilmiştir. Sarım oranının 1,80 olarak seçildiği de göz önüne alındığında, bu durum sekonder sargı sayısının 27 olmasını gerektirir. Belirlenen 15 ve 27 sayıları üçe bölünebilir olduğu için, planlandığı gibi kaçak endüktansı azaltacak şekilde hem primer hem de sekonder tarafta 3 katmanlı sarmaşık sargı yapısı kullanma imkanı verecektir. Ayrıca, primer sargı sayısının 15 olarak seçilmesi nedeniyle, manyetik akı yoğunluğu tepe değeri $B_{tepe} = 0,144 \text{ T}$ olacak ve trafo çekirdek kaybı azalacaktır.

Son adım olarak, $A_c = 9,1 \times 10^{-4} \text{ m}^2$ ve $L_m = 46 \mu\text{H}$ değerleri Denklem 3.18'de kullanılarak hava aralığı uzunluğu 5,593 mm olarak belirlenmiştir. Bu hava aralığı, flyback trafonun öngörülen akım altında doyuma gitmemesini ve istenen enerjinin depolanmasını sağlayacak bir değerdedir. Ancak konvansiyonel transformatörlerle kıyaslandığında oldukça büyük bir hava aralığıdır. Büyük hava aralığı kuplajı olumsuz etkiler ve önemli oranda kaçak endüktansa neden olur. Bu sebeple, bu çalışmada kullanılacak olan flyback trafosunun üretiminde, pratik olarak en iyi kuplaj ve en düşük kaçak endüktans değerine ulaşabilmek için bazı önemli tasarım teknikleri önerilmiştir (Tamyürek ve Torrey, 2011). Bu çalışmada uygulanan teknikler ve stratejiler şöyle sıralanabilir:

- Çoklu sarmaşık sargı yapısı kullanımı.

İki katmanlı sarmaşık sargı yapısı, hiç sarmaşık yapısı kullanılmayan bir sargıya göre kaçak endüktans değerini 1/4'üne kadar düşürebilir. Bu tasarımda 3 katmanlı sarmaşık sargı yapısı kullanılacaktır. Hem primer hem de sekonder tarafta 3 katman halinde oluşturulan sarmaşık sargı yapısının, çerçeve içindeki manyetik alanı 1/9 oranında azaltarak kaçak endüktans değerinde önemli azalma sağlama sağlanması öngörülmektedir. Üç katmanlı sargı yapısını gösteren kavramsal bir çizim Şekil 3.16'da verilmektedir. Bu gösterimde sarmaşık sargı yapısı detaylarının daha iyi anlaşılabilmesi için sargılar gerçek boyutlarına göre çok daha geniş çizilmiştir.



Şekil 3.16. Flyback transformatörünün kavramsal gösterimi.

▪ Düşük endüktanslı sargı sarım tekniği.

Flyback trafosunda sargılar, yuvarlak kablo ile değil, geniş yüzeyli ince bakır folyo ile sarılmıştır. Böylece hem deri etkisi problemi azalacak ve hem de sargılar arası boşluk en aza indirilecektir. Denklem 3.25'te, 100 °C'de bakır öz direnci $\rho = 2,26 \times 10^{-8} \Omega m$, $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$, $\mu_r = 1$ ve $f = 40$ kHz değerleri kullanılarak deri kalınlığı $\delta = 0,38$ mm olarak bulunmuştur. Sargılarda kullanılacak bakır folyonun kalınlığı ise 0,03 mm olarak seçilmiştir. Bu adımda, hem iletkenin akım taşıma kapasitesine dikkat edilmiş hem de girdap akımı etkisinin en aza indirilmesi amaçlanmıştır. Seçilen iletkenin kesitinin, deri kalınlığından çok ince olması sayesinde, frekans etkisiyle sargı direncinde oluşacak artış ihmal edilebilir ve sargı etkin direnci, sargı DC direncine eşit kabul edilebilir (Dixon, 2003). Böylece trafo sargılarında ek kayıplar oluşması önlenir.

▪ Trafo uçlarının PCB bağlantısında geniş yüzeyli iletken kullanımı.

Trafonun baskı devre bağlantıları ve sarmaşık bağlantı noktaları dâhil olmak üzere tamamında geniş yüzeyli bakır folyo kullanılmıştır. Akım yollarının manyetik alanı yok edecek şekilde üst üste olmasına dikkat edilmiştir. Bu sayede parazitik endüktans azaltılmaktadır (Tamyürek ve Kırimer, 2015). Ayrıca, bu işlemler bakır folyonun sürekliliği bozulmadan, diğer bir deyişle, ek yapılmadan tamamlanmıştır. Sargılarda ve bağlantılarda hiçbir gereksiz boşluğun bulunmadığı bu flyback trafosu, pratik olarak mümkün olabilecek en kompakt yapıdadır. Trafonun sarım aşaması Şekil 3.17'de görülmektedir.

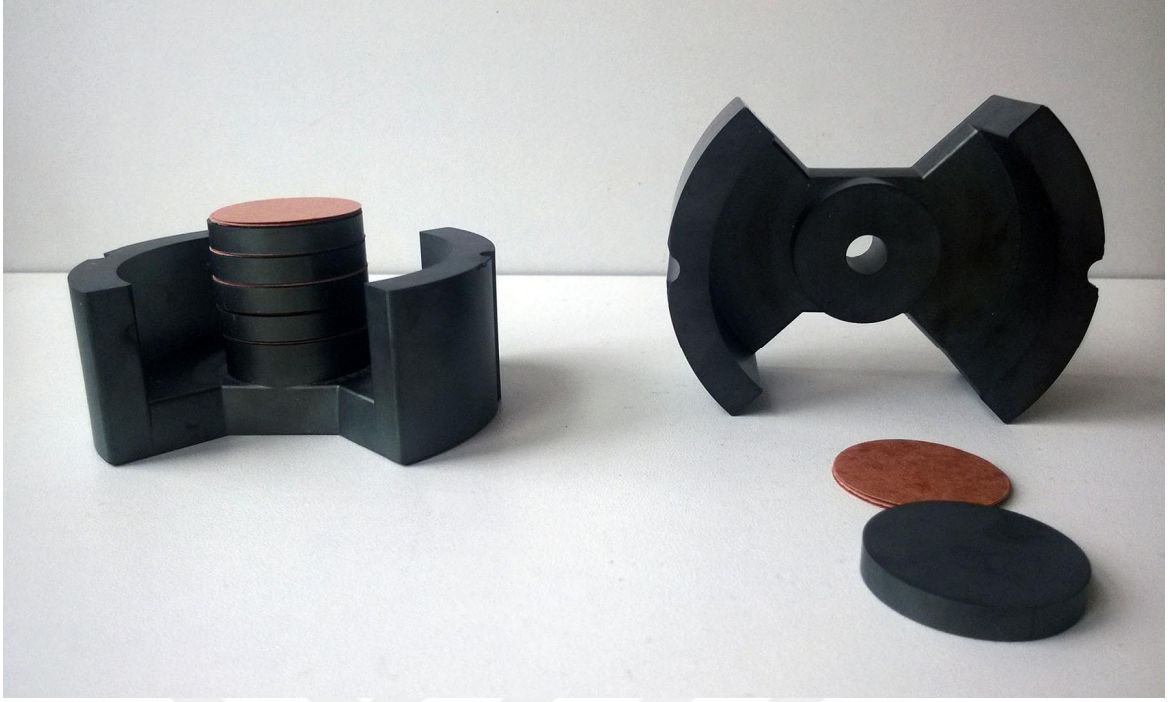


Şekil 3.17. Bakır folyo kullanılarak üretilen trafonun sarım aşaması.

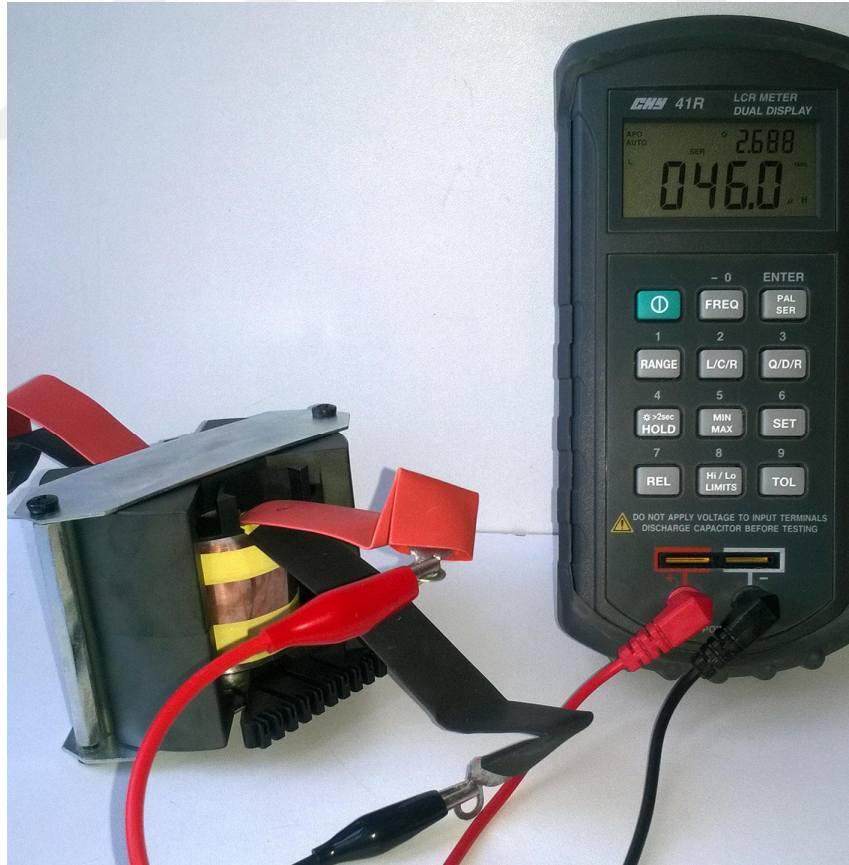
Flyback trafosunda hava boşluğu, sarımların altında kalacak şekilde yerleştirilmiş ve eşit uzunlukta 6 parçaya ayrılmıştır. Burada hedef, manyetik akıdaki saçılmayı ve kaçak endüktansı azaltmaktır (Dixon, 2001; Hsieh vd., 2011). Sarımı tamamlanmış trafo, merkezi 5 dilime ayrılmış çekirdek ve hava boşluğunda kullanılacak malzemeler Şekil 3.18’de, çoklu hava aralıklı çekirdek yapısının detayları ise Şekil 3.19’da görülmektedir. Yapımı tamamlanmış flyback trafosunun mıknatıslanma endüktans değerinin ölçümü ise Şekil 3.20’dedir.



Şekil 3.18. Sarımı tamamlanmış trafo, merkezi 5 dilime ayrılmış çekirdek ve hava boşluğunda kullanılacak malzemeler.



Şekil 3.19. Çoklu hava aralıklı çekirdek yapısı detayı.



Şekil 3.20. Geliştirilen trafonun mıknatıslanma endüktans değeri ölçümü.

Trafo çekirdeğindeki güç kaybının hesaplanması için öncelikle, 3C90 manyetik malzemesi için sistemin anahtarlama frekansına uygun katsayılar belirlenmiştir (Bkz. Çizelge 3.1). Buna göre $C_m = 3,2 \times 10^{-3}$, $C_{t0} = 2,45$, $C_{t1} = 3,1 \times 10^{-2}$, $C_{t2} = 1,65 \times 10^{-4}$ katsayıları Denklem 3.22’de kullanılarak 100°C ’de $k = 3,2 \times 10^{-3}$ olarak bulunmuştur. Bunun ardından, yine aynı çizelgeden alınan $\alpha = 1,46$, $\beta = 2,75$ katsayıları Denklem 3.21’de kullanılarak $k_i = 1,592 \times 10^{-4}$ olarak hesaplanmıştır.

Bu değerlere ek olarak, $\Delta B = 0,144$ T ve manyetik akı yoğunluk ve zaman bilgileri (Bkz. Şekil 3.6), Denklem 3.20’de yerine yazılmış ve çekirdekteki birim güç kaybı $P_v = 11,89$ mW/cm³ olarak hesaplanmıştır. Bu değer, çalışma oranının tepe değerinde olduğu anahtarlama periyodundaki anlık birim güç kaybıdır. Bunun ardından bir şebeke periyodu boyunca ortalamanın alınmasıyla, birim hacimdeki güç kaybı yoğunluğu yaklaşık $P_v = 7,57$ mW/cm³ olarak hesaplanmıştır. Bu değer ile çekirdek etkin hacmi $V_e = 133$ cm³, Denklem 3.23’te kullanılarak bir trafo için çekirdek kayıp değeri 1 W olarak bulunmuştur.

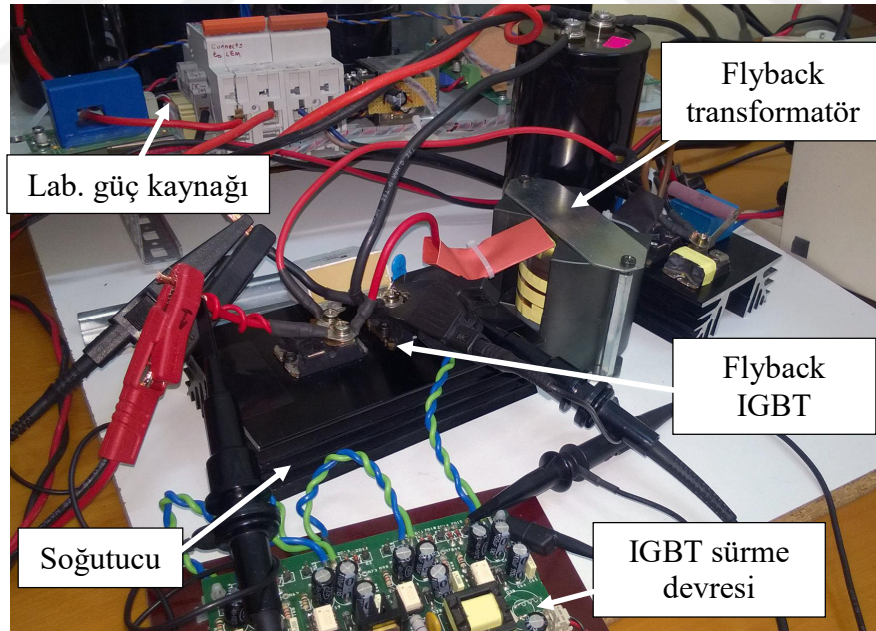
Trafo sargılarındaki güç kaybını bulmak amacıyla Denklem 3.24 kullanılmıştır. Primer sargı için, bakır öz direnci $\rho = 2,26 \times 10^{-8}$ Ωm, bir orta sargının uzunluğu $l_s = 11,8 \times 10^{-2}$ m, bakır folyonun kalınlığı $d_s = 3 \times 10^{-5}$ m, folyo genişliği $h_s = 32 \times 10^{-3}$ m ve sarım sayısı $N = 15$ değerleri kullanılarak, direnç değeri 0,0417 Ω olarak hesaplanmıştır. Denklem 3.6 ile $i_{l_rms} = 9,25$ A olarak bulunmuştur. Bu akım ve sargı direnci değeri Denklem 3.26’da yerine yazılmış ve primer sargının güç kaybı yaklaşık 3,57 W olarak hesaplanmıştır.

Sekonder sargı için, primer sargıdan farklı olarak, Denklem 3.24’te $l_s = 12,1 \times 10^{-2}$ m ve $N = 27$ değerleri kullanılarak sargı direnci 0,0769 Ω bulunmuştur. Flyback sekonder diyotunun akım rms değeri Denklem 3.11 ile 6,52 A olarak hesaplanmıştır. Son olarak, belirlenen akım ve sargı direnci değeri Denklem 3.26’da yerine yazılmış ve sekonder sargının güç kaybı 3,27 W olarak bulunmuştur. Böylece, teorik olarak 100°C ’de bir trafo için toplam sargı kaybı yaklaşık 6,84 W, toplam güç kaybı ise 7,84 W olarak hesaplanmıştır. Trafo için seçilen çekirdekte en düşük kayıp 100°C sıcaklıkta görülmektedir. Bu nedenle, 100°C sıcaklık altındaki çalışma koşulları için, çekirdek kaybının biraz daha yüksek olması, sargı kayıplarının ise daha az olması beklenir.

Yapımı tamamlandıktan sonra, trafonun test edilmesi amacıyla Şekil 3.21’de gösterilen konvansiyonel bir flyback dönüştürücü devresi kurulmuştur. Yapılan ölçümlerde, trafonun kaçak endüktansının 220 nH değerinde olduğu tespit edilmiştir. Bu sonuç, %0,47 oranında bir kaçak anlamına gelmektedir ve yüksek güçlü bir flyback trafosu için oldukça başarılı bir sonuç olarak değerlendirilmiştir. Bu durum, snubber devresinin boyutlarını da azaltacak ve daha yüksek verime ulaşmak için faydalı olacaktır.

3.8.3. Evirici güç katı tasarımı

Sarmaşık (interleaved) flyback tabanlı DC-DC dönüştürücü, kesikli iletim modunda (DCM) çalıştırılmaktadır. DCM tercih edilmesinin gerekçeleri, flyback anahtarının iletime girme kaybı bulunmaması, diyotta reverse recovery sorunu yaşanmaması, dinamik tepkisi çok hızlı ve her koşulda kararlı çalışabilen bir kontrol sistemi geliştirilmesine imkân tanınması ve en önemlisi de daha küçük transformatör kullanmaya olanak vermesi olarak sıralanabilir. Sürekli iletim modunda gereken transformatör değeri oldukça büyüktür.



Şekil 3.21. Flyback trafo test devresi.

Kesikli iletim modunda, flyback akımı her anahtarlama periyodunda sıfırdan başlayacağı için ana anahtarlama elamanında iletime girme kayıpları olmayacaktır ve bu önemli bir avantajdır. Diğer yandan, flyback anahtarı, yüksek akım tepe değerlerine maruz kalacak ve iletimden çıkma kayıpları artacaktır. Bu sebeple, seçilecek anahtarlama

elemanlarının özellikle iletimden çıkma anında yüksek verimli olması önem taşımaktadır. Seçilen anahtarlama frekansına uygun ve iletimden çıkma hızı yüksek olan MOSFET ve IGBT'ler değerlendirilecektir.

Ayrıca, hem kaçak endüktans nedeniyle oluşabilecek yüksek gerilimi azaltarak güvenli bölgede anahtarlama yapılmasını sağlayacak, hem de iletimden çıkma kayıplarını azaltacak özellikte bir snubber devresi kullanımı performans için önem taşımaktadır. Flyback trafosundaki çok az da olsa var olan kaçakta depolanan enerjiyi sisteme geri kazandırarak verimi arttırmak amacıyla kullanılmasına karar verilen kayıpsız snubber devresinin tasarımı bir sonraki bölümde detaylandırılacaktır.

Tasarımdaki en temel adımlardan biri, anahtarlama elemanları üzerinde oluşacak gerilim stresinin tespit edilmesidir. Flyback anahtarı ve sekonder diyotu için en kötü senaryo, hem giriş hem de çıkış geriliminin maksimum değerinde olması durumudur. Belirlenen tasarım değerlerinden $V_{FV_maks} = 350 \text{ V}$, $\hat{V}_{grid_maks} = 373,35 \text{ V}$ ve trafo sarım oranı $n = 1,80$ olarak Denklem 3.13 ve Denklem 3.14'te yerine yazılırsa, (transient etkisi olmadan) flyback anahtarı üzerindeki gerilim 557 V , diyot üzerindeki gerilim ise 1003 V olarak hesaplanır. Bu durumda, 1200 V cihazlar flyback tasarımı için uygundur. Evirici kademesinde gerilim şebeke tarafından kontrol edileceği için, 600 V cihazlar seçilebilir.

Her bir flyback hücresi için anahtarlama frekansı 40 kHz olarak belirlenmiştir. Böylece, 3 hücreli sarmaşık yapı sayesinde, evirici çıkış akımı üzerindeki dalgalanmanın frekansı 120 kHz olacaktır. Bu durumda, evirici çıkışındaki filtre LCL filtre bileşenleri $L_1 = 250 \mu\text{H}$, $C_2 = 1 \mu\text{F}$ ve $L_2 = 100 \mu\text{H}$ olarak belirlenmiştir. Bu değerler simülasyon çalışmaları ile tespit edilmiş olup, filtrenin kesim frekansı $18,83 \text{ kHz}$ değerindedir.

3.8.4. Kayıpsız snubber devresi tasarımı

Flyback tarafında 1200 V cihazların kullanılmasına karar verilmesi nedeniyle, $V_{S1_maks} = 1200 \text{ V}$ değeri Denklem 3.30'da yerine yazılmış ve S_1 anahtarı üzerinde oluşmasına izin verilen en yüksek gerilim $V_{maks} = 900 \text{ V}$ olarak bulunmuştur. Bu gerilim seviyesine çalışma oranının tepe değerde olduğu anda erişilebilir.

Bu adımın ardından snubber kondansatörü kapasitans değeri belirlenebilir. Bunun için öncelikle trafo kaçak endüktans bilgisi gereklidir. Geliştirilen flyback trafosu için yapılan ölçüme göre kaçak endüktans değeri $L_k = 0,22 \mu\text{H}$ dir. En kötü senaryo için, $L_k = 0,22 \times 10^{-6} \text{ H}$, $I_{m_tepe} = 42,9 \text{ A}$, $V_{maks} = 900 \text{ V}$, $V_{FV} = 350 \text{ V}$, $n = 1,80$ ve $V_o = \hat{V}_{grid} = 373,35 \text{ V}$ değerleri Denklem 3.31'de yerine yazılırsa, kapasitans değeri $C_s \geq 3,45 \text{ nF}$ olarak bulunur. Kondansatör için $4,7 \text{ nF}$ değeri seçilmiştir. Böylece, flyback anahtarlama elemanı üzerinde oluşabilecek maksimum gerilim 900 V değerinden düşük olacaktır.

Snubber kondansatörü üzerinde oluşacak maksimum gerilimin belirlenmesi amacıyla, yukarıda belirtilen değerler ile $C_s = 4,7 \times 10^{-9} \text{ F}$ değeri Denklem 3.32'de kullanılırsa, $V_{Cs_tepe} = 500 \text{ V}$ olarak hesaplanır. Bu durumda, snubber devresi için 1000 V kondansatörler seçilebilir.

Sistem giriş gerilimi bir aralıkta değişebildiği için çalışma oranı da belirli bir aralıkta bulunmaktadır. Tasarımda belirlenen en yüksek giriş gerilimi için çalışma oranı tepe değeri $0,263$ 'tür. Bu durumda, $C_s = 4,7 \times 10^{-9}$, $D_{min} = 0,263$ ve $f_s = 40 \text{ kHz}$ değerleri Denklem 3.36'da kullanılırsa, $L_s \leq 9,32 \times 10^{-6}$ olarak bulunur. Snubber indüktör değeri $4,7 \mu\text{H}$ olarak seçilmiştir.

Bunun ardından, S_1 anahtarının iletme girme anında snubber indüktörü üzerinden akacak maksimum akım değeri hesaplanabilir. Kesikli iletim modunda snubber indüktörü için en kötü senaryo, mıknatıslanma akımının sıfıra inmesiyle birlikte, snubber kondansatörü üzerindeki gerilimin S_1 üzerindeki gerilime (V_{FV}) çok yakın olmasıdır. Denklem 3.29 şartı sağlanmadığı için enerji transferi olmayacak ve snubber kondansatörü gerilimi, S_1 iletme girinceye kadar yaklaşık olarak V_{FV} değerinde kalacaktır. Bu değerlendirmeye göre, S_1 anahtarının iletme girdiği an için $V_{Cs_on} = V_{FV} = 350 \text{ V}$, $L_s = 4,7 \times 10^{-6} \text{ H}$, $C_s = 4,7 \times 10^{-9} \text{ F}$ değerleri Denklem 3.37'de kullanılırsa, akım tepe değeri $11,06 \text{ A}$ olarak hesaplanır. Bu akım, iletme girme anında S_1 anahtarından akan akımın üzerine eklenecektir.

3.8.5. Dekuplaj kondansatörünün seçimi

Flyback dönüştürücü girişindeki gerilim dalgalanmasını kontrol eden dekaplaj kondansatörü sistemdeki önemli bileşenlerden biridir. Analiz bölümünde detaylandırıldığı üzere, giriş gerilimindeki dalgalanma azaldıkça, güneş enerji hasadı verimi artmakta ve şebeke akımının toplam harmonik bozunum (THD) değeri azalmaktadır. Diğer yandan, gerilim dalgalanmasının çok az olmasının hedeflenmesi, dekaplaj kondansatörünün kapasitans değerinin çok büyük olmasını gerektirecektir. Bu noktada, gerilim dalgalanması (dolaylı olarak THD değeri) ve kondansatör boyutu arasında bir dengenin kurulması gerekir.

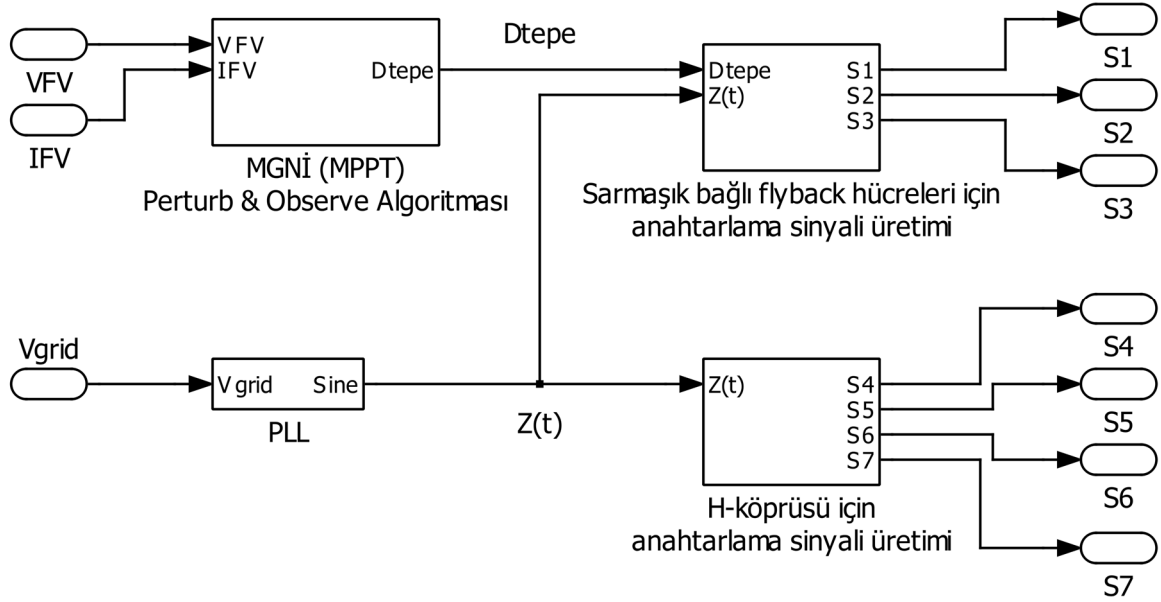
Bu noktada, simülasyon çalışmaları ve piyasada bulunan kondansatör özellikleri göz önüne alınarak, tasarımda FV giriş geriliminde %2'lik bir dalgalanma oranının optimum olduğuna karar verilmiştir. Simülasyon sonuçlarına göre, %2'lik bu oran nominal FV gerilimi olan 228,8 V için 4,57 V (tepeden tepeye) dalgalanmaya ve çıkış akımında %1,2'lik toplam harmonik bozunum değerine karşılık gelmektedir.

Bu durumda, nominal FV akımı $I_{FV} = 11,07$ A ve $\Delta V_{FV} = 4,57$ V değerleri Denklem 3.28'de yerine yazıldığında dekaplaj kondansatörü kapasitans değeri 7710 μ F olarak bulunur. Tasarımda, büyük kapasitans değerine sahip tek bir kondansatör yerine, kapasitans değeri 1000 μ F olan 8 adet elektrolitik kondansatörün paralel bağlanarak kullanılmasına karar verilmiştir. Böylece dekaplaj kondansatörü kapasitans değeri 8000 μ F olacaktır. Paralel bağlama sayesinde, eşdeğer seri direnç (ESR) ve eşdeğer seri endüktans (ESL) değerleri azalacak, bu durum da verime olumlu katkı yapacaktır.

3.8.6. MGNİ ve evirici kontrol algoritmalarının tasarımı

Flyback tabanlı evirici, kesikli iletim modunda (DCM) çalıştırıldığında gerilim kontrollü akım kaynağı gibi davrandığından, açık çevrim kontrol sistemi kullanılarak kontrol edilebilir (Kyritsis vd., 2008). FV evirici kontrol sistemi, herhangi bir geri besleme kullanmadan aynı anda iki kontrol görevini yürütecek şekilde tasarlanmıştır. FV panellerinden maksimum gücü çekecek ve aynı zamanda bu gücü yüksek kaliteli şekilde şebekeye aktaracaktır. İlk kontrol görevi için, FV tarafında uygun bir DC akım (I_{FV}) ve gerilim (V_{FV}) düzenlemesi yapmalıdır. Bunu gerçekleştirebilmek için, maksimum güç

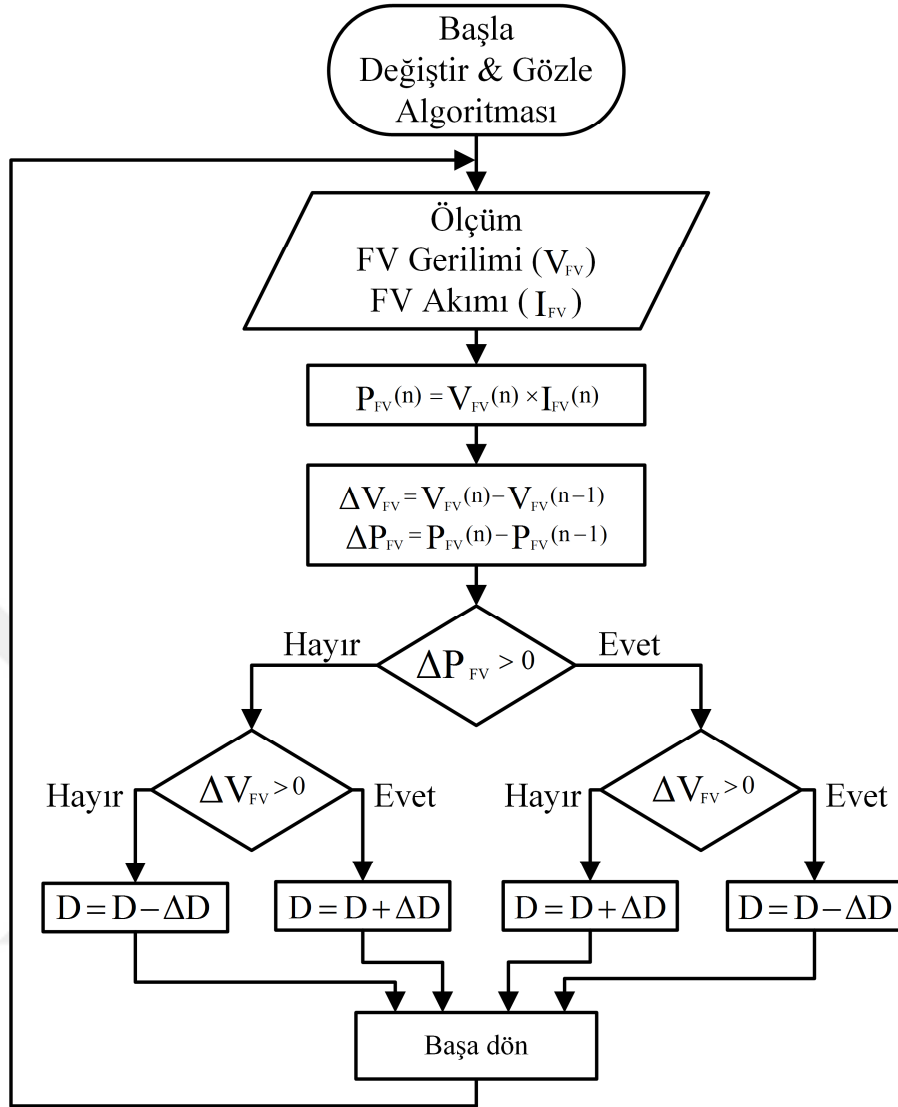
noktası izleyici algoritmasına (MGNI) ihtiyaç vardır. İkinci olarak, FV panellerden MGNI yoluyla devamlı olarak üretilen DC akımın, AC akıma çevrilerek şebekeye aktarılması için gerekli kontrolü sağlamalıdır. Ayrıca, üretilcek AC akımın şebekeye senkronize olması, harmonik bozunumunun az olması ve sistemin güç faktörünün 1'e yakın tutulması gerekmektedir. Şekil 3.22, kontrol sistem bloğunun içeriğini göstermektedir.



Şekil 3.22. Kontrol sistemi.

Şekil 3.22’de görülmekte olan kontrol sisteminde MGNI P&O bloğu, güneş ışımasına göre ölçülen I_{FV} ve V_{FV} değerlerini kullanarak çalışma oranı tepe değerini D_{tepe} üretmektedir. Gerilim kaynaklı eviricilerde çıkış gerilimi büyüklüğünü düzenlemek için gerilim modülasyon oranı kullanılmasına benzer şekilde, bu uygulamada MGNI kontrol bloğundan üretilen çalışma oranı tepe değeri, şebeke akımının büyüklüğünü belirlemek için kullanılmıştır.

Kontrol sisteminde MGNI olarak, uygulama kolaylığı nedeniyle, perturb&observe (değiştir&gözle) algoritması kullanılmıştır (Esram ve Chapman, 1969). Akış diyagramı Şekil 3.23’te bulunan algorithmada, maksimum güç noktası etrafında salınım yapma ve ilk çalıştırmada başlamama gibi problemler tespit edilmiştir. Salınımların azaltılarak enerji hasat veriminin artırılması için değiştirme (perturbation) miktarı üzerinde çalışmalar yapılmıştır. Başlatma problemlerini gidermek amacıyla, sistemin sabit bir çalışma oranı ile başlatılması ve MGNI algoritmasının daha sonra aktifleşmesi yöntemi uygulanmıştır.

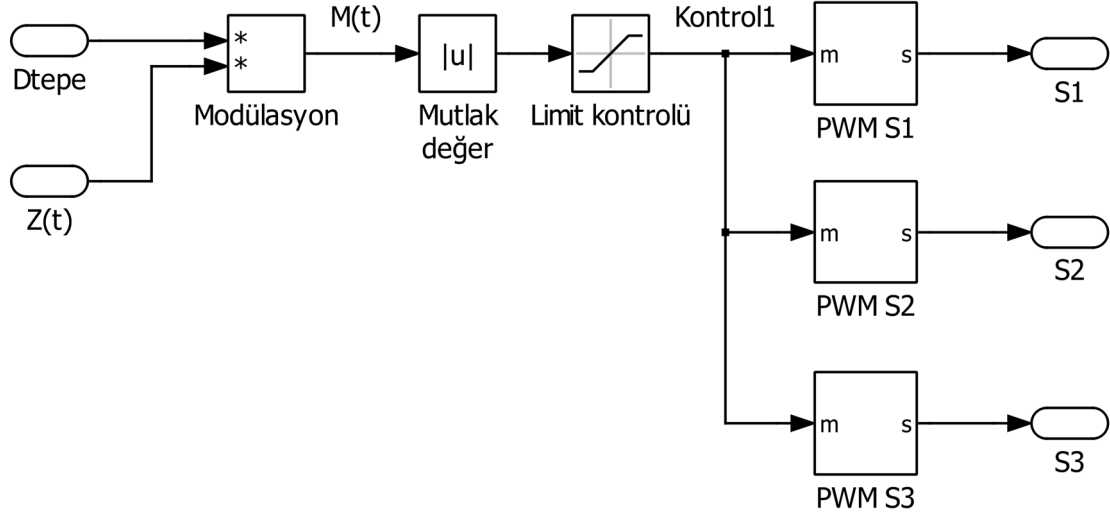


Şekil 3.23. Perturb&Observe (Değiştir&Gözle) algoritması akış diyagramı.

MGNİ bloğundan üretilen D_{tepe} değeri, PLL bloğundan per-unit değerinde ve şebekeye senkronize olmuş şekilde üretilen sinüs dalga şekliyle ($Z(t)$) çarpılarak kontrol sinyali elde edilmektedir. Daha sonra, doğrultulmuş sinüs dalgası şekline getirilen bu kontrol sinyalleri, limit kontrollerinin ardından, DGM (PWM) anahtarlama sinyalleri üretmek için üçgen dalga (carrier waveform) ile karşılaştırılmaktadır. Kontrol sistemindeki ilgili bloğun içeriği Şekil 3.24’te görülmektedir.

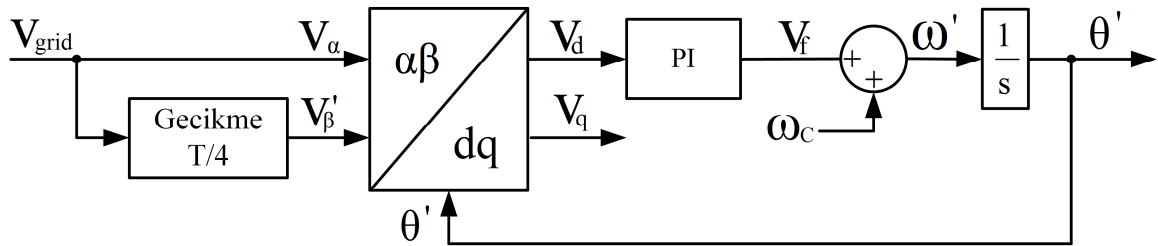
Flyback hücrelerin kontrolü, aralarında eşit faz farkı bulunan kontrol sinyalleri ile tek bir kontrol devresi üzerinden sağlanmaktadır. Böyle bir sistemin en büyük avantajı, gücün eşit şekilde paylaşılmasını sağlamak için ek bir kontrol sistemine ihtiyaç duyulmamasıdır. Daha önce belirtildiği gibi sistemde üç hücre kullanılmasına karar

verilmiştir. Bu durumda, kontrol sinyallerine 120° faz farkı uygulanarak flyback dönüştürücü hücrelerinin sarmaşık yapıda çalışması sağlanmıştır. Şekil 3.24'teki S_1 , S_2 ve S_3 çıkışları, flyback hücrelerine ayrı ayrı uygulanacak faz kaydırılmış anahtarlama sinyalleridir.

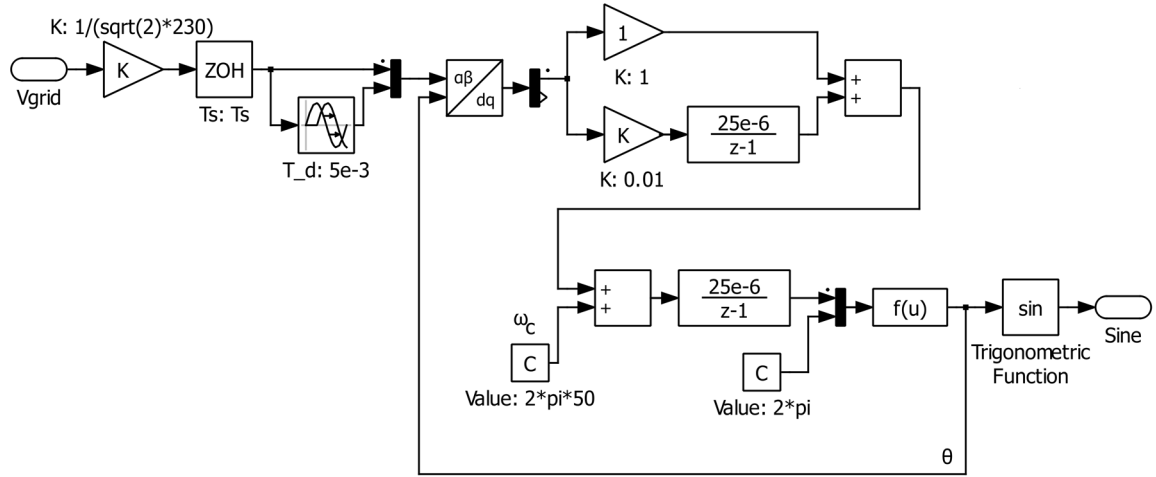


Şekil 3.24. Flyback dönüştürücü için kontrol sinyalleri üretimi.

Sistemin şebeke senkronizasyonu için direkt olarak şebeke geriliminin kullanılması yerine PLL (Phase-Locked Loop) sinyali kullanılmasına karar verilmiştir. PLL kullanılmasının amacı, şebekede meydana gelebilecek hataların sistemi olumsuz yönde etkilemesini önlemek ve güç aktarımının her koşulda birim güç faktörüne yakın bir değerde gerçekleşmesini garantilemektir. Basit ve kullanışlı olması nedeniyle, $T/4$ gecikme tekniği ile Park dönüşümü kullanılarak oluşturulan PLL yapısı temel alınarak PLL tasarımı yapılmıştır (Teodorescu vd., 2011). Burada, T şebeke periyodudur. Şekil 3.25'te genel PLL yapısı, Şekil 3.26'da ise kontrol sistemindeki PLL bloğunun detayları görülmektedir.

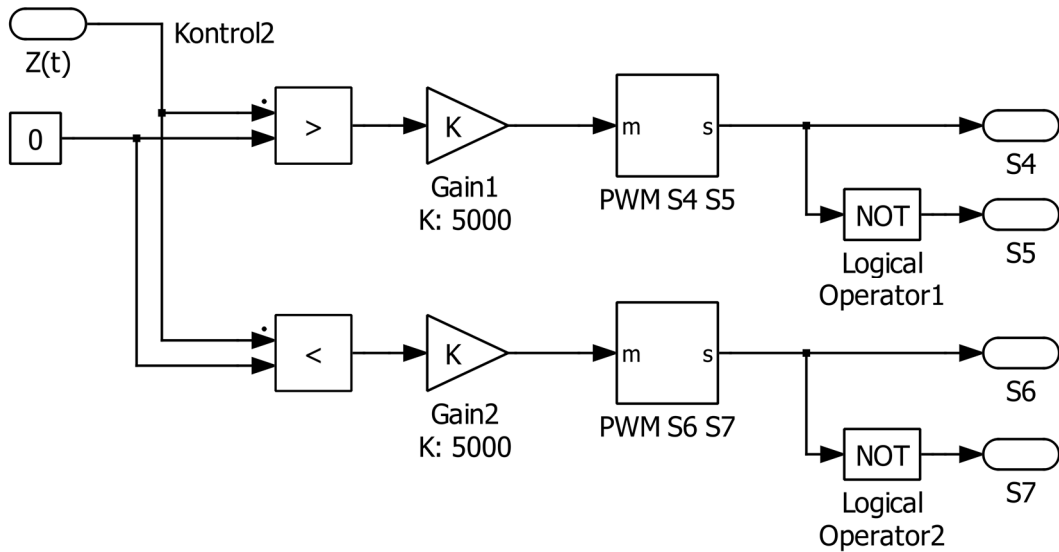


Şekil 3.25. $T/4$ gecikme tabanlı PLL yapısı.



Şekil 3.26. Kontrol sistemi PLL bloğu içeriği.

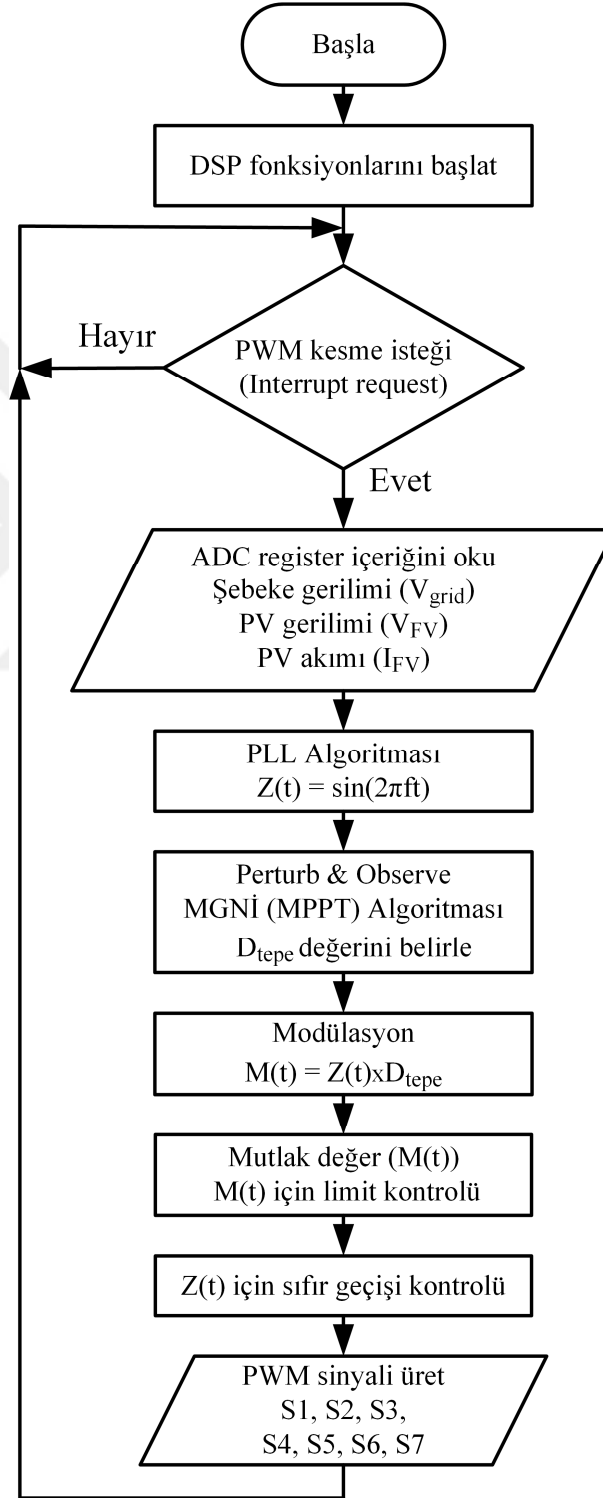
Çalışma oranının şebekeye senkron olmak üzere sinüzoidal modüle edilmesinin gerekçesi, flyback dönüştürücü çıkışında anlık ortalaması sinüs olan akım dalga şekli elde etmektir. Devamında, tam köprü evirici, doğrultulmuş sinüsler olarak modüle edilmiş akım darbelerini şebekeye senkron olarak açmaktadır. Böylece tek çevrim içinde DC/AC dönüşüm ve şebekeye yüksek kalitede güç aktarımı gerçekleşmiş olur. Tam köprü evirici kontrol sinyallerinin PLL sinyalinin sıfır geçişlerine göre tespit edildiği kontrol bloğunun içeriği Şekil 3.27’de görülmektedir.



Şekil 3.27. Evirici kontrol sinyalleri üretimi.

Bütün kontrol sistem algoritmaları, Texas Instruments tarafından üretilen TMS320F28335 DSP’de kodlanarak gerçek yazılımlara dönüştürülmüştür. DSP yazılımına

ait akış şeması Şekil 3.28’de görülmektedir. DSP’de gerçekleştirilecek işlemlerde PWM kesme isteği (PWM interrupt) kullanılmaktadır. Sistem, başlatıldığı andan itibaren bu kesme isteğinin gelip gelmediğini kontrol eder. PWM kesme isteği geldiğinde, Şekil 3.28’de gösterilen tüm işlemler 25 μ s içerisinde gerçekleştirilip tamamlanır.



Şekil 3.28. DSP kontrol sistemi akış şeması.

3.8.7. Güç ve kontrol devreleri malzemelerinin seçimi

FV evirici sistem tasarımında seçilen anahtarlama frekansı, flyback tarafında hem IGBT hem de MOSFET kullanımına imkân verdiğinden, uygulama hedefleri doğrultusunda çeşitli alternatifler değerlendirilmiştir.

Tasarımda belirlenen 1200 V gerilim değerine uygun Si MOSFET’lerin $R_{ds(on)}$ değerinin yüksek olacağı bilinmektedir. Verimsizliğe sebep olacak bu dezavantajı aşmak için, silicon carbide (SiC) yarı iletken teknolojisi değerlendirilmiştir. Yapılan incelemede, yüksek anahtarlama hızı ve düşük $R_{ds(on)}$ değeri sayesinde yüksek verim hedefi için en uygun seçeneğin SiC MOSFET olduğu tespit edilmiş ve iki alternatif MOSFET seçilmiştir.

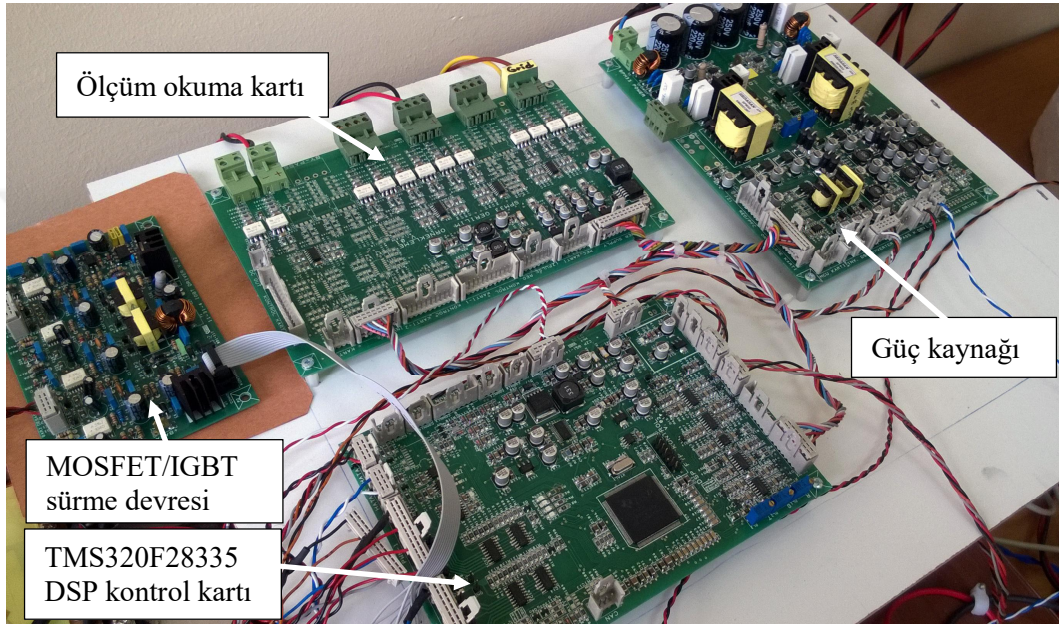
Ayrıca, piyasadaki IGBT alternatiflerinden, sistemin anahtarlama frekansına uygun olanlar detaylı şekilde değerlendirilmiştir. Bütün devre elemanları için, yeni tasarımlarda kullanılması önerilen yüksek performanslı cihazlar seçilmiş, boyut ve maliyet avantajları nedeniyle TO-247 ve TO-220 kılıfına sahip devre elemanları tercih edilmiştir. Çalışmalarda kullanılacak bütün devre bileşenleri Çizelge 3.3’te listelenmiştir.

Çizelge 3.3. Güç devresinde kullanılacak malzemeler.

Parça	Açıklama
Flyback anahtarlama elemanı alternatifleri	MOSFET Cree C2M0025120D 1200V 60A Cree C2M0080120D 1200V 24A
	IGBT Microsemi APT45GP120BG 1200V 54A IXYS IXYH50N120C3 1200V 50A Fairchild FGH40T120SMD 1200V 40A
Flyback diyot	Rohm SCS215KGC Schottky 1200V 15A
Tam köprü evirici IGBT	Infineon IKW75N60T 600V 75A
Dekuplaj kondansatörleri	EPCOS B43508A9108M 8x (1000 μ F, 400V, 2,64A RMS), 120 m Ω /8
Snubber devresi	Snubber kondansatörü: 4,7 nF, Snubber indüktörü: 4,7 μ H Snubber diyotları: Cree C4D05120E Schottky

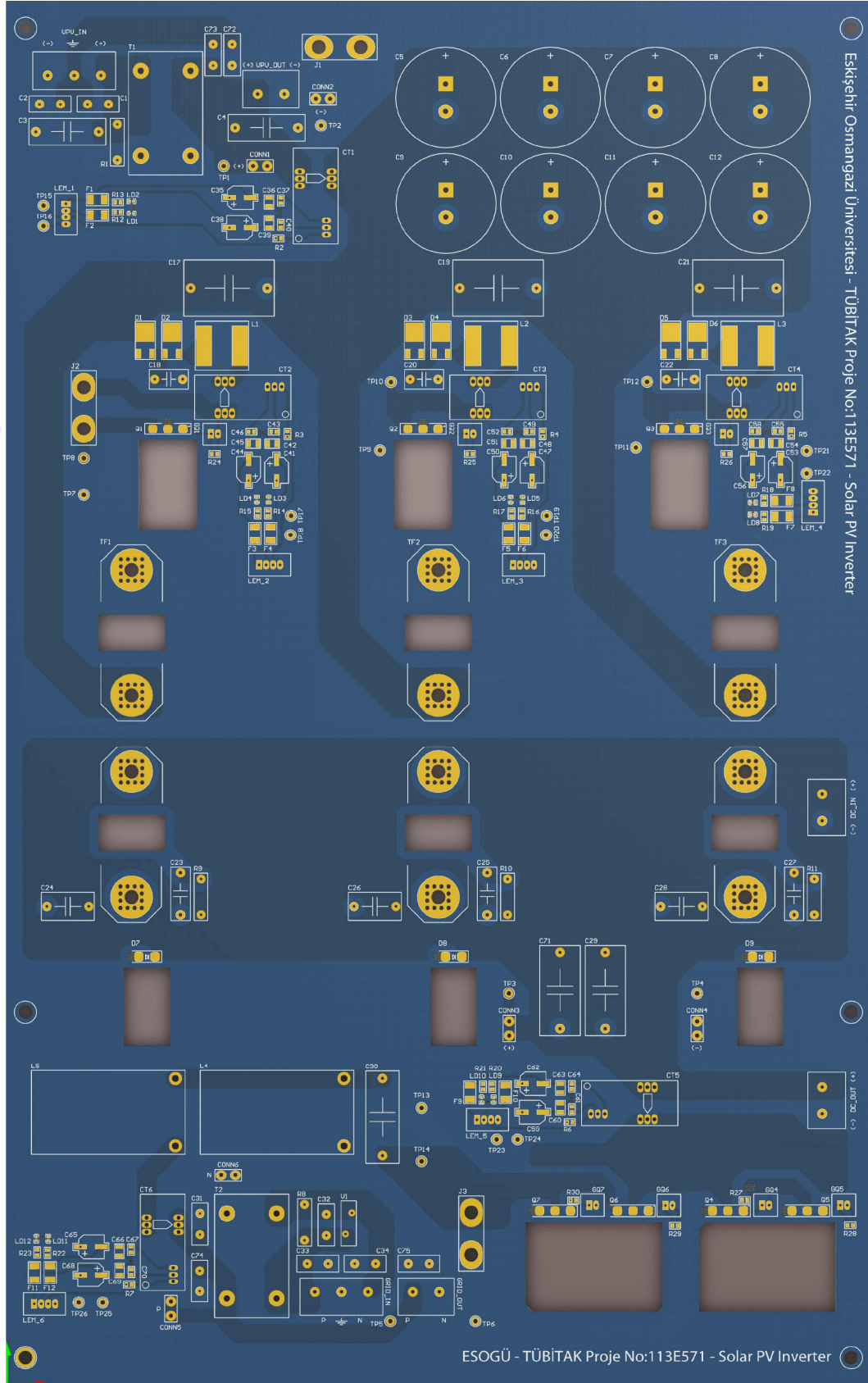
3.8.8. Güç ve kontrol devreleri baskı devre (PCB) tasarımı ve temini

Kontrol sisteminin koşturulacağı mikroişlemci kartı, akım ve gerilimlerin okunduğu okuma kartı, MOSFET ve IGBT kapı sürme devreleri ile kontrol sistemini besleyen güç kaynağı, TÜBİTAK 113E571 no'lu proje kapsamında temin edilmiştir. Tamamı denenmiş, gerekli iyileştirilme ve ayarları yapılmış olan bu kartlar Şekil 3.29'da görülmektedir.

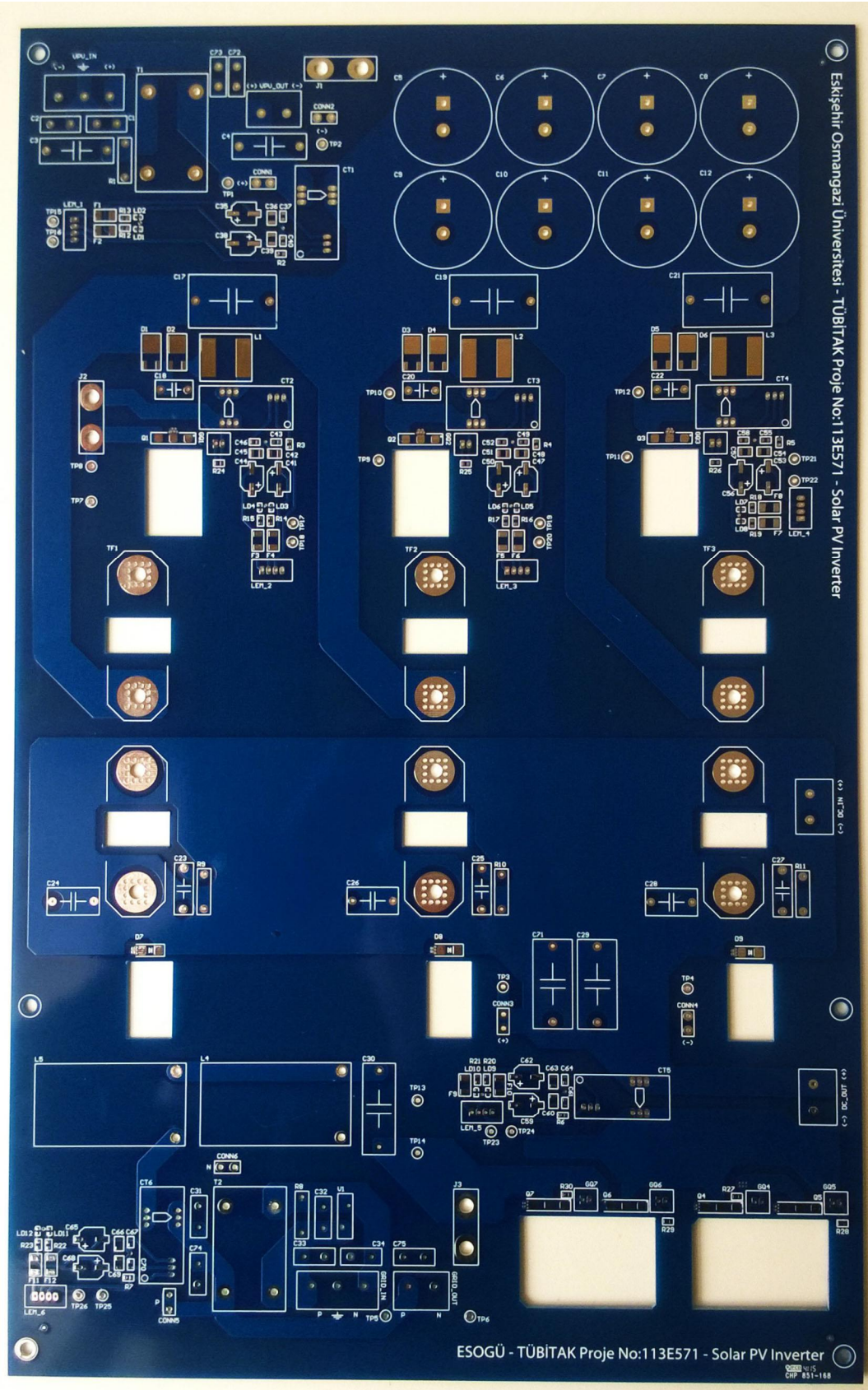


Şekil 3.29. Mikroişlemci kartı, akım ve gerilimlerin okunduğu okuma kartı, MOSFET ve IGBT kapı sürme devreleri, kontrol sistemini besleyen güç kaynağı.

Tasarımda, PCB kartları ve güç devresi soğutucuları için uygun maliyetle beraber en kompakt yapıyı elde edecek tasarım alternatifleri değerlendirilmiştir. Evirici güç katı baskı devresi tasarımında, PCB'den kaynaklanabilecek verim kaybı ve elektromanyetik girişim problemlerinin önlenmesi için azami gayret gösterilmiştir. Akım hatları mümkün olan en düşük direnç ve endüktansa sahip olmaları için kısa ve geniş tutulmuştur. Bütün yollar, tasarımın gerektirdiği akımı ısınmadan taşıyacak özelliktedir. Trafo bağlantısında, bakır folyo, baskı devrede geniş bir yüzey üzerine vidalanarak sabitlenmektedir. Kaçak endüktans problemini önlemek için bu konuya ayrıca özen gösterilmiştir. Ayrıca, devre kartında gerekli yalıtım koşulları sağlanmıştır. Güç katı baskı devresi, hem sert anahtarlamaya hem de yumuşak anahtarlamaya uygundur. Ek olarak, FV eviricinin gelecekteki çalışmalarda sürekli iletim modunda da çalışabilmesi için PCB tasarımında gerekli çalışma yapılmıştır. Güç katı baskı devresinin bilgisayar çizimi Şekil 3.30'da, temin edilen gerçek PCB Şekil 3.31'dedir.



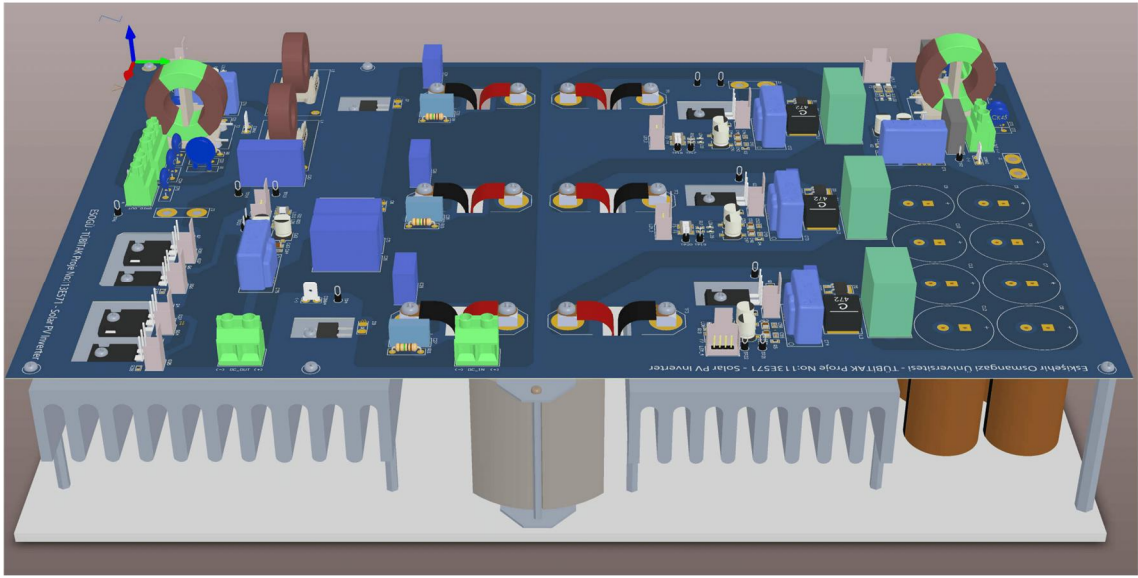
Şekil 3.30. FV evirici güç katına ait baskı devrenin bilgisayar çizimi.



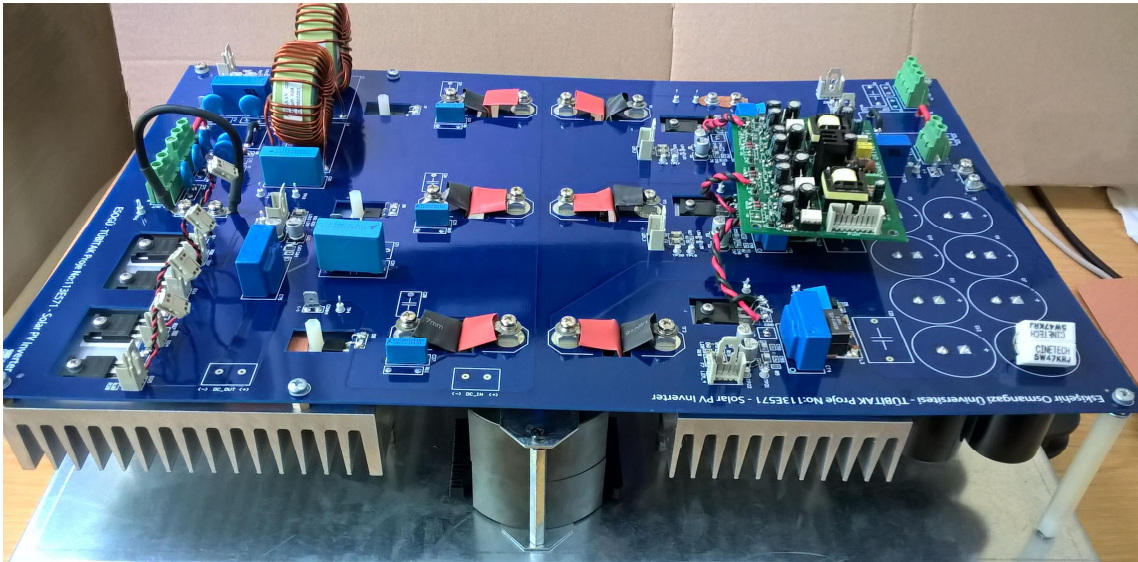
Şekil 3.31. FV evirici güç katına ait temin edilmiş baskı devresi.

3.9. FV Evirici Güç Devresi Prototipi Üretimi

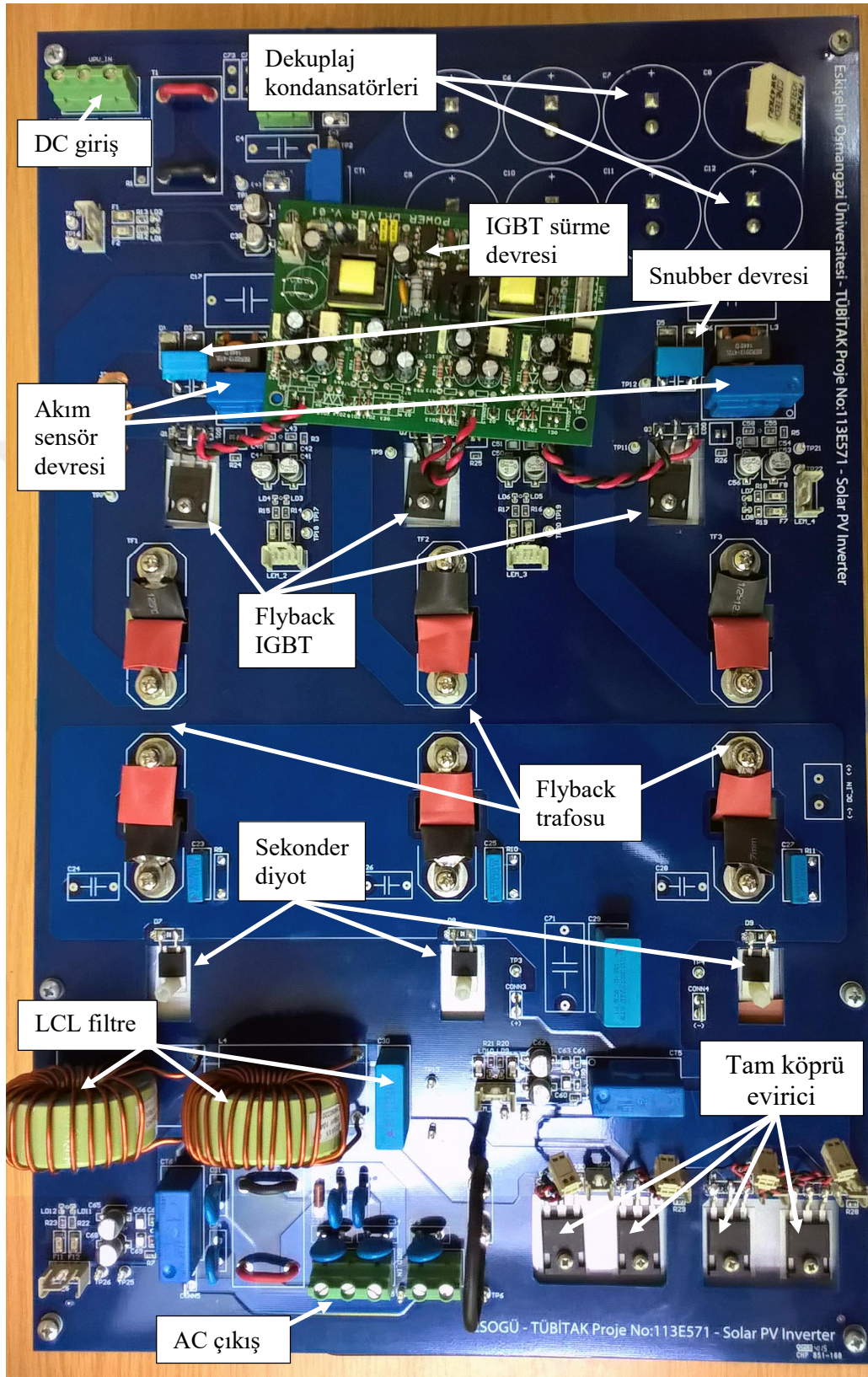
Tasarımı tamamlanan FV evirici sisteminin performansının değerlendirilmesi amacıyla, güç değerine uygun prototip devre kurulmuştur. Devrenin tasarımından gerçekleştirilmesine kadar her aşamada, parazitik endüktansın minimum olması için azami gayret gösterilmiştir. Seçilen bileşenlerin prototip devreye yerleştirildiği 3 boyutlu model Şekil 3.32’de, ve yapımı tamamlanan gerçek prototip devre ise Şekil 3.33, 3.34, ve 3.35’te görülmektedir.



Şekil 3.32. Güç katı devresi üç boyutlu modeli.

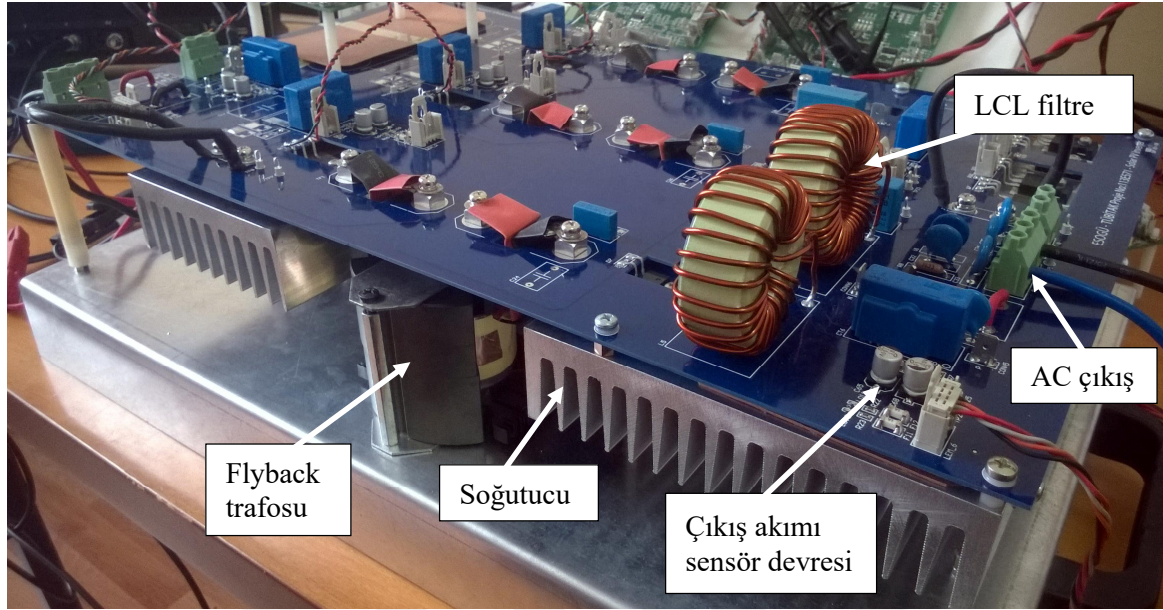


Şekil 3.33. Kurulan güç katı devresi.

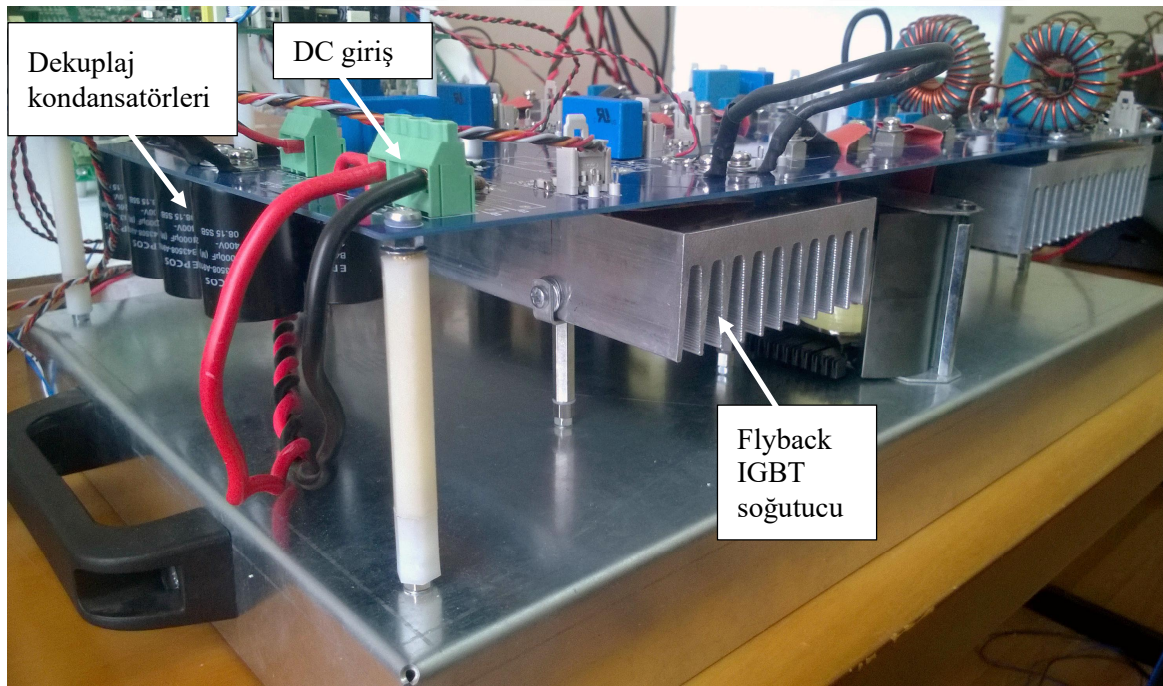


Şekil 3.34. Güç katı ve IGBT sürme devresi üstten görünüm.

Şekil 3.35'te trafo, LCL filtre, akım sensörü devresi ve AC çıkış bağlantısı detayları, Şekil 3.36'da ise soğutucu ve PCB bağlantı detayları ile DC giriş ve dekaplaj kondansatörleri görülmektedir.



Şekil 3.35. Trafo, LCL filtre, çıkış akımı sensör devresi ve AC çıkış bağlantısı detayları.

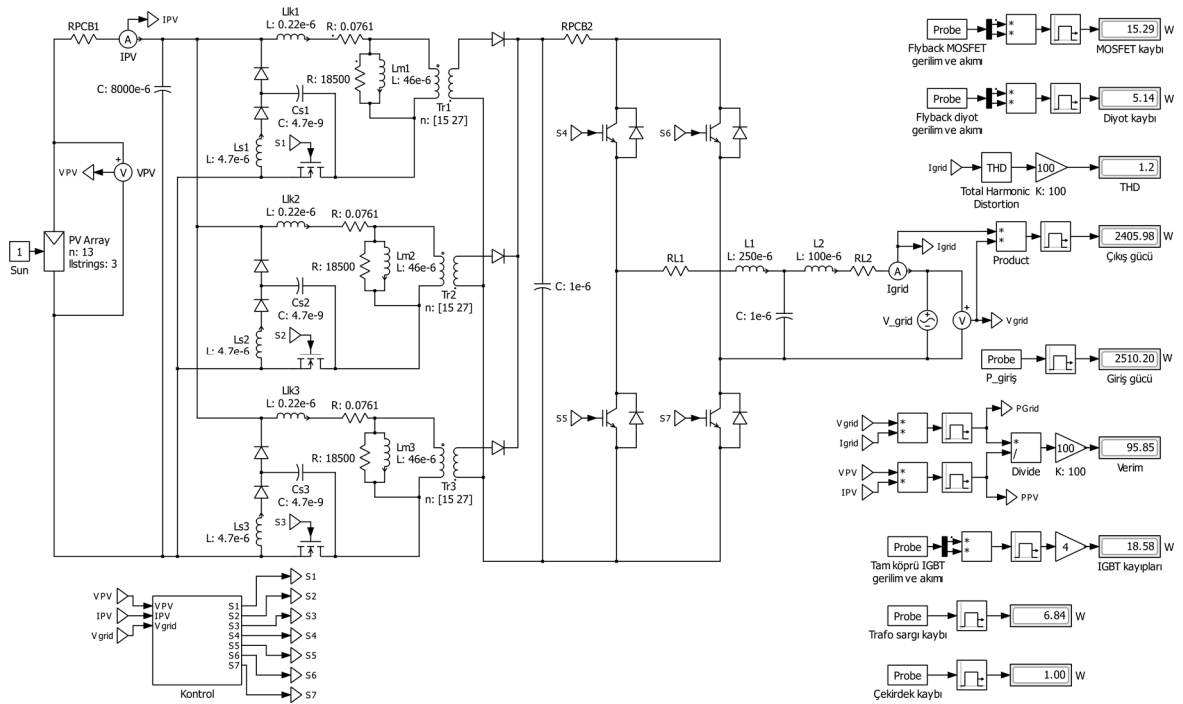


Şekil 3.36. Soğutucu, PCB bağlantı detayları, DC giriş ve dekaplaj kondansatörleri.

4. BULGULAR VE TARTIŞMA

4.1. Simülasyon Bulguları

Tasarımın tamamlanmasının ardından, 2,5 kW güçteki sistemin kavramsal olarak çalıştığını doğrulamak için PLECS yazılımı ile simülasyon modeli kurulmuştur (Şekil 4.1).



Şekil 4.1. Tasarımı tamamlanan 2,5 kW FV evirici sistemin güç devresinin PLECS yazılımıyla gerçekleştirilen simülasyon modeli.

Simülasyonda bütün devre elemanları gerçeğine en yakın olacak şekilde modellenmiştir. Tasarım aşamasında hesaplanarak öngörülen teorik güç kayıpları, simülasyon ile doğrulanmıştır. Maksimum güçte devre bileşenlerinin kayıp değerleri Çizelge 4.1’de gösterilmiştir. Buna göre, en fazla kaybın flyback anahtarlama elemanında olacağı öngörülmüştür. Sistem süreksiz akım modunda çalıştığı için flyback anahtarlama elemanı üzerinde sadece kesime gitme ve iletim kayıpları olacaktır. İletime girme anında anahtarlama kaybı yoktur. Evirici tarafındaki anahtarlama elemanlarının üzerinde ise sadece iletim kayıpları vardır. Ayrıca, trafodaki çekirdek ve sargı kayıpları da belirlenmiştir. Trafo kaçak endüktansının sebep olacağı güç kaybı dahil edilmeden hesaplanan verim %95,88 olmuştur.

Pratikte erişilecek verim değerini görmek için, trafo kaçak endüktansının sebep olacağı kayıplar da hesaplanmıştır. Bunun için, trafo tasarımının tamamlanmasının ardından ölçülen kaçak endüktans değeri kullanılmış ve depo edilecek enerji miktarı üzerinden kayıp hesabı yapılmıştır. Bu çalışmaya göre, trafodaki kaçak endüktans oranının %0,47 olduğu durumda, maksimum güçte verimde %0,62 azalma öngörülmüştür. Trafo kaçak endüktansının etkisiyle hesaplanan verim %95,26 olmuştur. Bu hesaplama yapılırken sert anahtarlama yapıldığı kabul edilmiştir. Sisteme eklenen snubber devresi ile bu dezavantajın aşılması ve verimin %95,88 değerine yaklaştırılması hedeflenmektedir. Şekil 4.1'deki simülasyon modeli üzerinde görülen sonuçlar, kaçak endüktans varken ve snubber devresi kullanılırken erişilen simülasyon değerleridir. Hesaplanan bütün kayıp değerleri Çizelge 4.1'de gösterilmiştir.

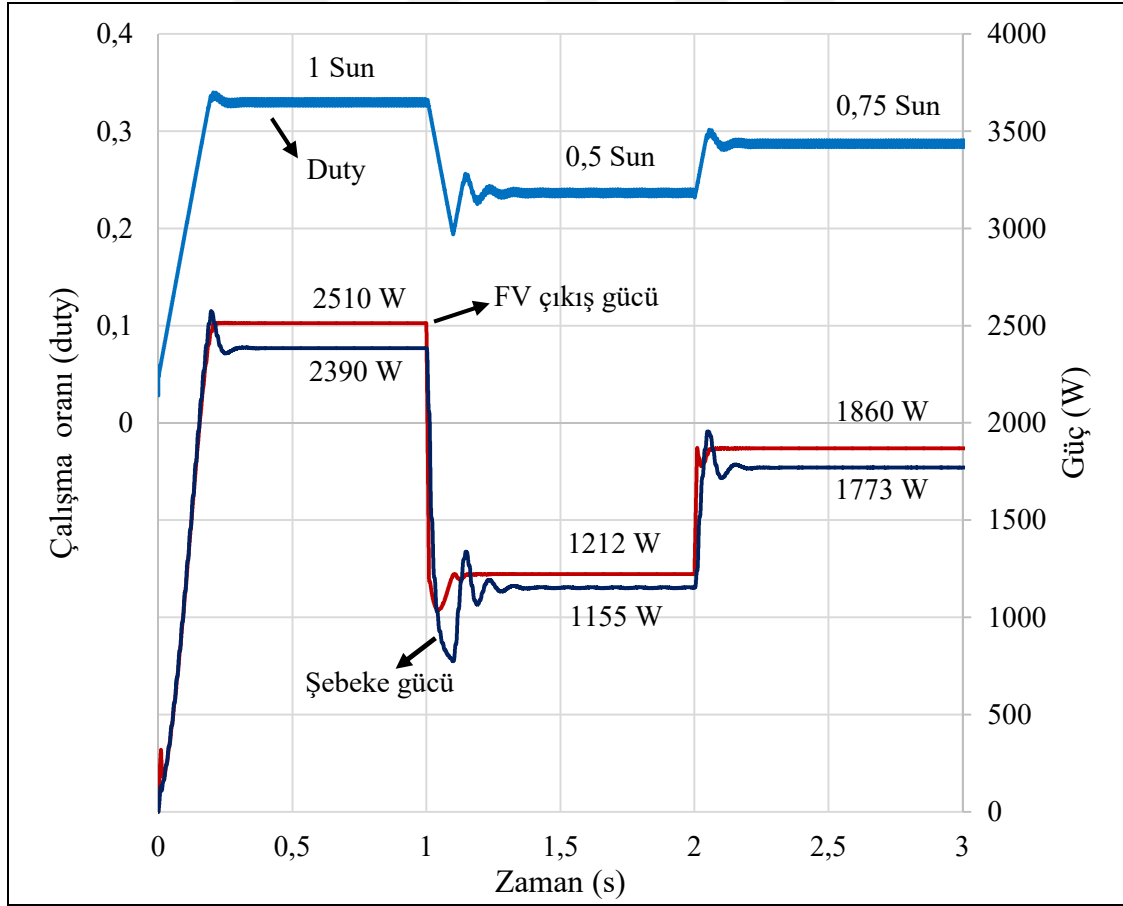
Çizelge 4.1. Maksimum güçte devre bileşenlerinin güç kayıpları.

		Güç (W) 1 Hücre	Güç (W) 3 Hücre	Kayıp Oranı (%)
Flyback MOSFET (Cree C2M0025120D)	Kesime gitme kaybı	11,62	34,86	1,39
	İletim kaybı	3,68	11,04	0,44
Flyback diyot iletim kaybı (Rohm SCS215KGC)		5,15	15,45	0,61
Flyback trafosu	Çekirdek kaybı	1	3	0,12
	Sargı kaybı	6,84	20,52	0,82
Tam köprü evirici IGBT iletim kayıpları (Infineon IKW75N60T)		-	18,65	0,74
Toplam kayıp		-	103,52	4,12
Maksimum çıkış gücü		-	2406,48	-
Kaçak endüktans etkisi dahil edilmeden hesaplanan verim (%)		95,88		
Trafonun kaçak endüktansı nedeniyle anahtardaki kayıp		5,15	15,45	0,62
Kaçak endüktans etkisiyle toplam kayıp		-	118,97	4,74
Kaçak endüktans etkisi dahil edilerek hesaplanan verim (%)		95,26		

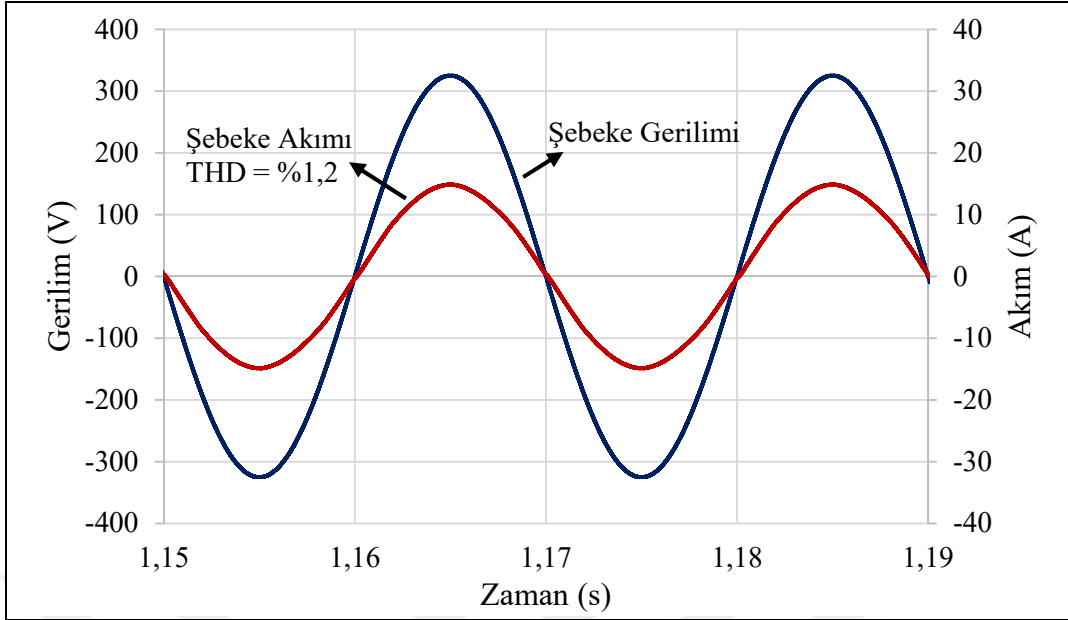
Şekil 4.2, Şekil 4.3 ve Şekil 4.4'te görülen simülasyon sonuçları ile tasarım doğrulanmış ve devrenin kavramsal olarak çalıştığı başarılı bir şekilde gösterilmiştir.

Şekil 4.2, üç farklı güneş değeri için P&O MGNİ algoritması tarafından üretilen çalışma oranının tepe değeri D_{tepe} , FV modül çıkış gücü ve şebekeye aktarılan güç değerlerini göstermektedir. Buna göre, MGNİ algoritması güneş değerindeki değişimleri başarıyla takip edebilmektedir.

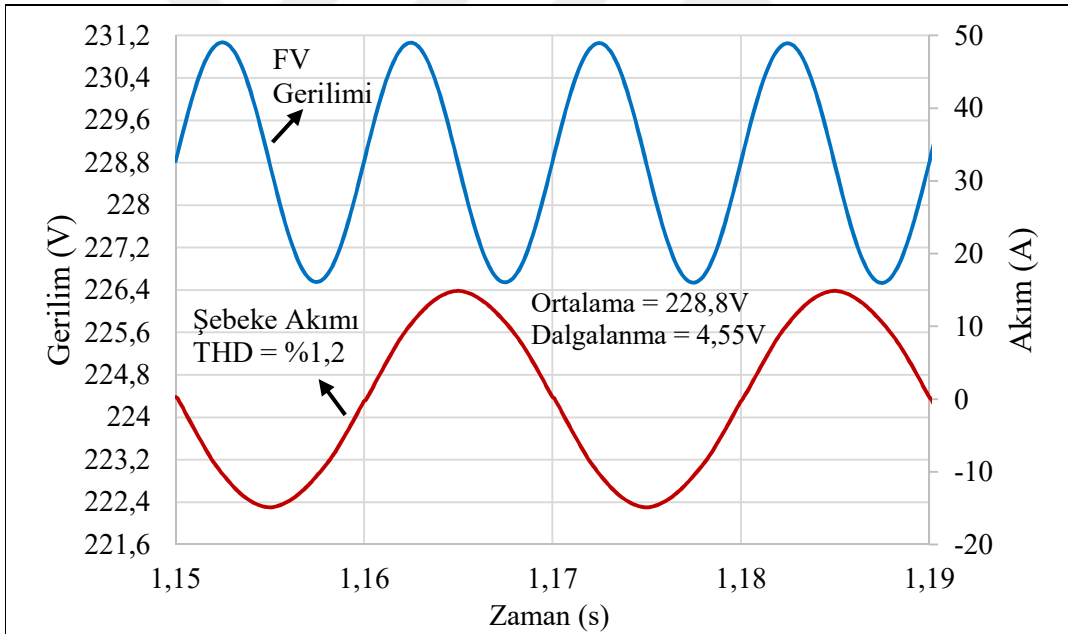
Şekil 4.3 simülasyonla elde edilen şebeke gerilimi ve şebeke akımı dalga şekillerini, Şekil 4.4 ise şebeke akımı ve FV modül çıkış gerilimi dalga şekillerini göstermektedir. Bu sonuçlara göre, şebekeye aktarılan akımın toplam harmonik bozunum değeri %1,2 olmuştur. FV modül çıkış gerilimindeki dalgalanma ise 4,55 V değerindedir. Bu değerler, tasarımda belirlenen dekaplaj kondansatörü değerinin yeterli olduğunu göstermektedir.



Şekil 4.2. Üç farklı güneş değeri için P&O MGNİ algoritması tarafından üretilen çalışma oranı tepe değeri D_{tepe} (üst grafik), FV modül çıkış gücü (kırmızı) ve şebekeye aktarılan güç (mavi) (alt grafik).

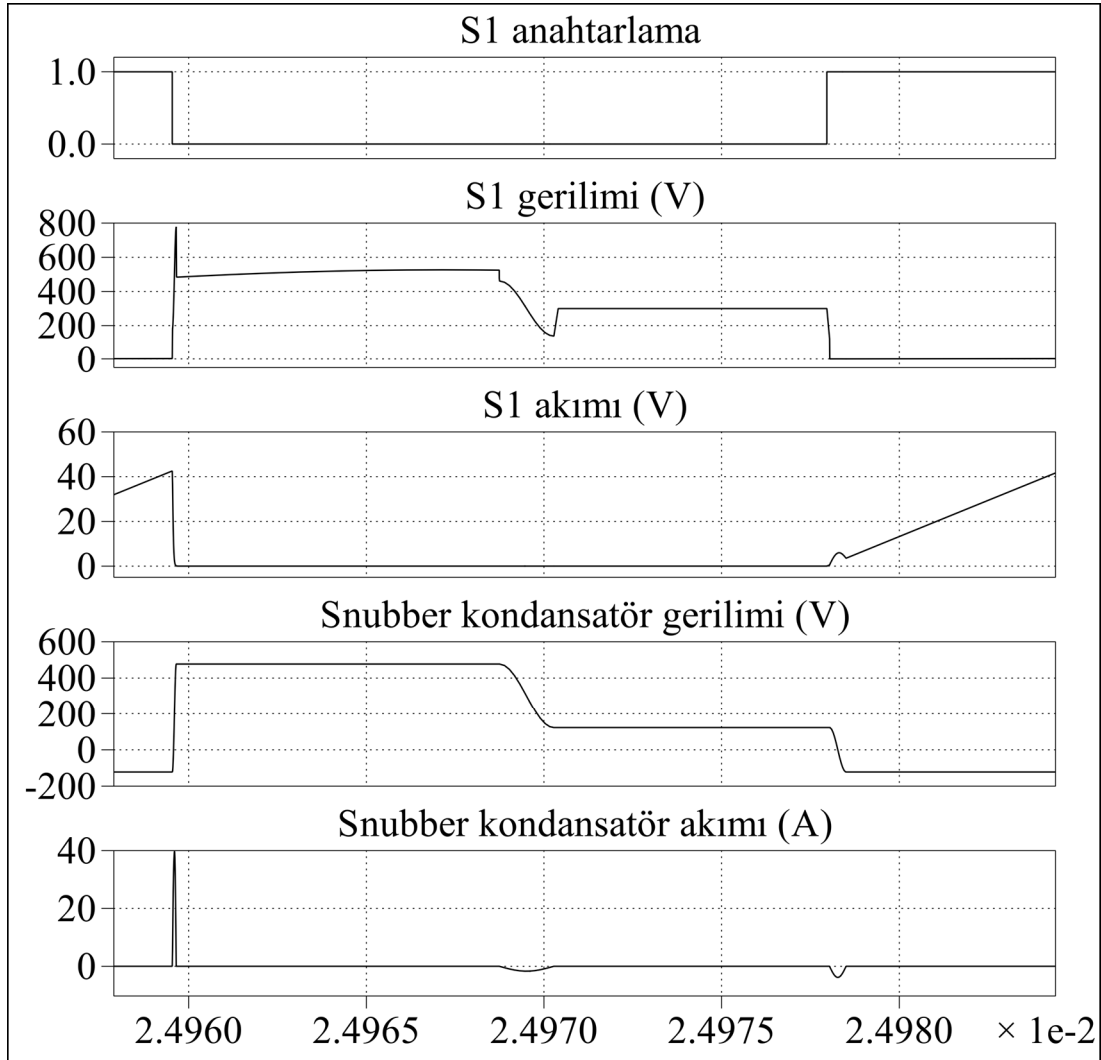


Şekil 4.3. Simülasyon sonucunda şebeke gerilimi (mavi) ve şebeke akımı (kırmızı).



Şekil 4.4. Simülasyon sonucunda FV çıkış gerilimi (mavi) ve şebeke akımı (kırmızı).

Şekil 4.5'te görülen simülasyon sonuçlarında, flyback S_1 anahtarının kontrol sinyali, gerilimi ve akımı ile snubber kondansatörünün gerilimi bulunmaktadır. Bu sonuçlar, giriş ve şebeke gerilimlerinin maksimum olduğu durumu yansıtmaktadır. Trafo kaçak endüktans oranı %0,47 alınmıştır. Buna göre, snubber devresinin sağladığı koruma, tasarımda belirlenen anahtarlama elemanlarının güvenli olarak kullanılmasını sağlayacaktır.



Şekil 4.5. Simülasyon sonuçlarına göre en kötü senaryoda S_1 gerilimi ve akımı ile snubber kondansatör gerilimi ve akımı.

4.2. Deney Bulguları

4.2.1. Performans

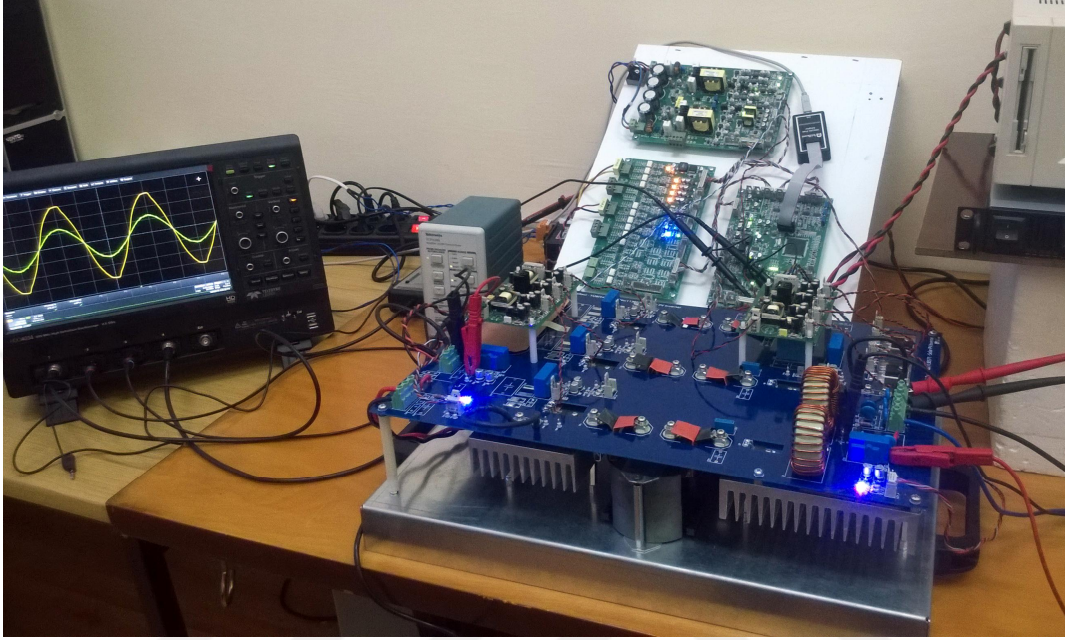
Tasarımı tamamlanan FV evirici sisteminin performansının değerlendirilmesi amacıyla, güç değerine uygun prototip devre kurulmuştur. Bunun ardından, deneylerde kullanılacak IGBT ve MOSFET cihazlardan en yüksek performansın elde edilmesi için iyileştirme çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Bu kapsamda, silicon carbide (SiC) MOSFET cihazların çalıştırılmasında dikkat edilen noktalar ve yapılan tespitler aşağıdaki gibi sıralanabilir:

- Silicon carbide MOSFET cihazlar için kapı sürme gerilimi (V_{GS}) maksimum değerleri, üretimde $+25/-10V$ olarak belirlenmiştir. Diğer yandan, üretici tarafından en iyi performans için tavsiye edilen gerilim seviyelerinin $+20/-5V$ olması, kapı sürme geriliminde anahtarlama anındaki transient etkisinin yakından takip edilmesini gerektirmektedir.
- MOSFET ile kapı sürme devresi arasındaki mesafe çok kısa tutulmalı ve yolların endüktansı en aza indirilmelidir.
- Kapı sürme direnci, 4,7 Ohm değerinden başlanıp arttırılmış ve 10 Ohm olarak belirlenmiştir. Bu direncin daha fazla arttırılması verim kaybına neden olurken, kapı sürme gerilimindeki transient etkisinin azalmasına katkı yapmamaktadır.
- Kapı sürme devresinde anahtarlama anında oluşan gerilim üst aşım değerlerini azaltmak için gate source uçları arasına 1 nF kondansatör eklenmiştir.
- Ek güvenlik önlemi olarak, gate source uçları arasında TVS diyotlar kullanılmıştır. (Littelfuse LCE20A ve ON Semiconductor 1N5908G)

IGBT cihazlar için, kapı sürme dirençleri 1 ohm değerinden başlayarak arttırılmış ve 4,7 ohm değerine kadar verimde herhangi bir farklılık görülmemiştir. Bu sebeple, hem yüksek verim alabilmek hem de güvenli anahtarlama için kapı sürme dirençleri 4,7 ohm olarak belirlenmiştir.

Bunun ardından, sistemde kullanılan kayıpsız snubber devresinin iyileştirilmesi için çalışmalar gerçekleştirilmiştir. Bu amaçla, snubber kondansatör değerleri 2,2 nF değerinden başlayıp 10 nF değerine kadar arttırılmış ve verime etkisi gözlenmiştir. Snubber kondansatör değerindeki artışın, 10 nF değerinde sistem verimini olumsuz etkilemeye başladığı tespit edilmiştir. Bunun sebebi, snubber devresinde dolaşan enerjinin artmasıdır. Bu çalışma sonucunda, snubber devresi için tasarımda belirlenen 4,7 nF kondansatör ve 4,7 μH indüktör değerlerinin optimum olduğu tespit edilmiş ve herhangi bir değişiklik yapılmamıştır.

Kurulan nihai prototip devrenin performans ölçüm testi Şekil 4.6’da görülmektedir. Kurulan sistemin ölçümleri ve sonuçların analizi yüksek doğruluklu Hioki 3193 güç analizörü ve LeCroy HDO4034 osiloskop ile gerçekleştirilmiştir.



Şekil 4.6. Prototip devre test aşaması.

Tasarımda belirlenen güç seviyesine erişmek amacıyla, FV kaynağı olarak DC güç kaynağı ve seri bağlı direnç kullanılmıştır. DC güç kaynağı ve direnç değeri, 2535 W maksimum güce ulaşıldığında uçlarında 228,8 V gerilim olacak şekilde ayarlanmıştır.

Test aşamasında güç şebekeye direkt aktarılmamıştır. Bunun yerine şebekeye bağlı bir direnç yüküne prototip devrenin çıkışı kuplaj edilmiş ve dirence giden gücün şebeke yerine flyback FV eviriciden desteklenmesiyle deney yapılmıştır. Bunun nedeni, laboratuvara gelen şebekenin zayıf olması ve enerji transferi anında şebeke gerilimindeki kontrolsüz yükselmelerdir. Ayrıca, deney aşamalarında şebeke bağlantısını güvenli kılmak ve şebekeden gelebilecek gürültü gibi olumsuz etkilerden korunmak için flyback trafolarının sağladığı izolasyona ek olarak, şebeke bağlantısı için 3 kVA gücünde ayrı bir izolasyon trafosu kullanılmıştır.

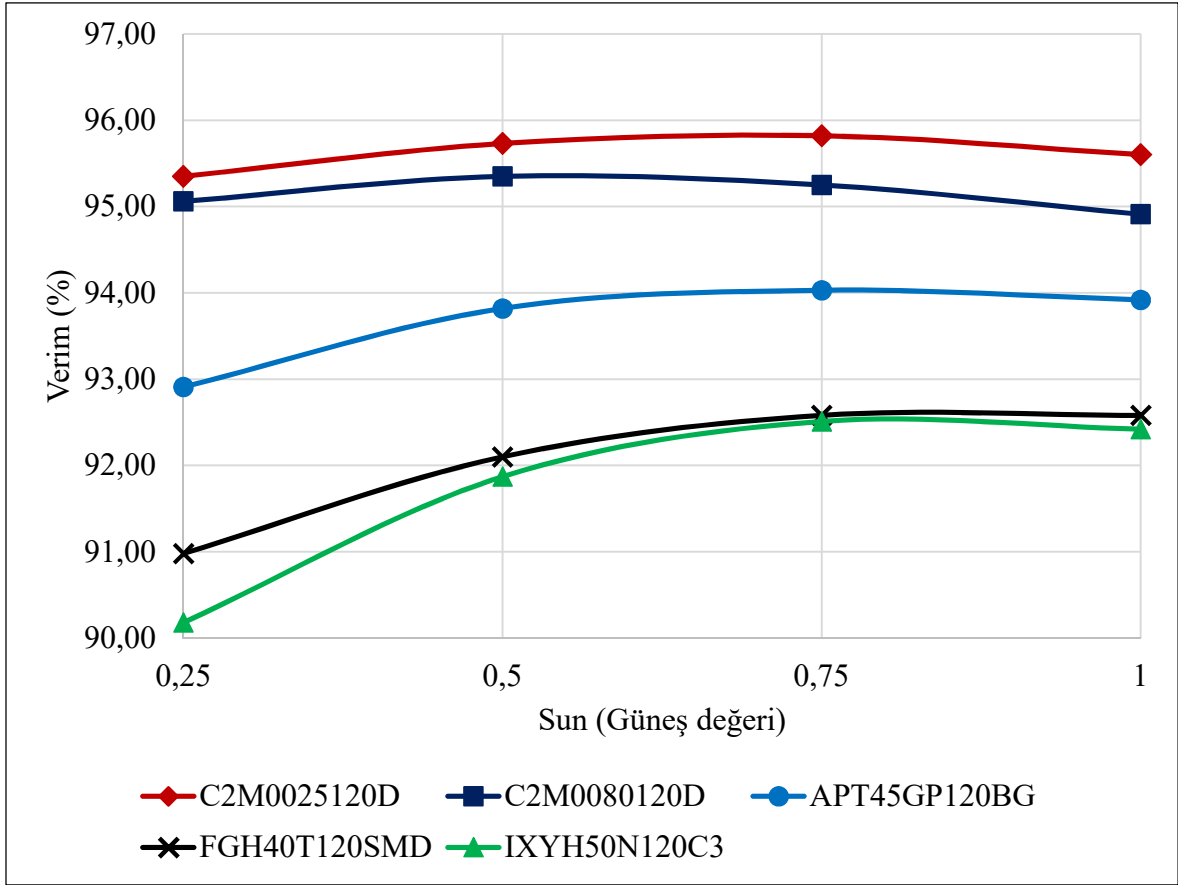
Deneyler, tasarımda temel alınan BP365 FV panelin değişik güneş (sun) değerlerinde vereceği maksimum güce göre gerçekleştirilmiştir. Çizelge 4.2’de görülmekte olan deney

sonuçlarına göre MGNI algoritmasının enerji hasat verimi yaklaşık %99 olmuştur. FV evirici sistemde erişilen en yüksek statik verim %95,82 olarak gerçekleşmiştir. Nominal güçte en yüksek verim ise %95,60 olmuştur. Bu sonuç, flyback tabanlı bir sistemin, yüksek güçte yüksek verimli olarak tasarlanıp gerçekleştirilmesinin mümkün olduğunu ortaya koymaktadır.

Çizelge 4.2. Deney sonuçları.

Güneş değeri		1 Sun	0,75 Sun	0,50 Sun	0,25 Sun
Maksimum FV gücü (W)		2535	1878	1225	585
MGNI ile giriş gücü (W)		2508	1860	1212	579
Cree C2M0025120D	Verim (%)	95,60	95,82	95,73	95,35
	THD (%)	1,73	1,73	1,64	1,52
Cree C2M0080120D	Verim (%)	94,91	95,25	95,35	95,06
	THD (%)	1,90	1,88	1,81	1,44
Microsemi APT45GP120BG	Verim (%)	93,92	94,03	93,82	92,91
	THD (%)	1,95	1,94	1,75	1,55
Fairchild FGH40T120SMD	Verim (%)	92,58	92,58	92,10	90,98
	THD (%)	1,74	1,87	1,55	1,41
IXYS IXYH50N120C3	Verim (%)	92,42	92,51	91,87	90,18
	THD (%)	1,79	1,79	1,69	1,55

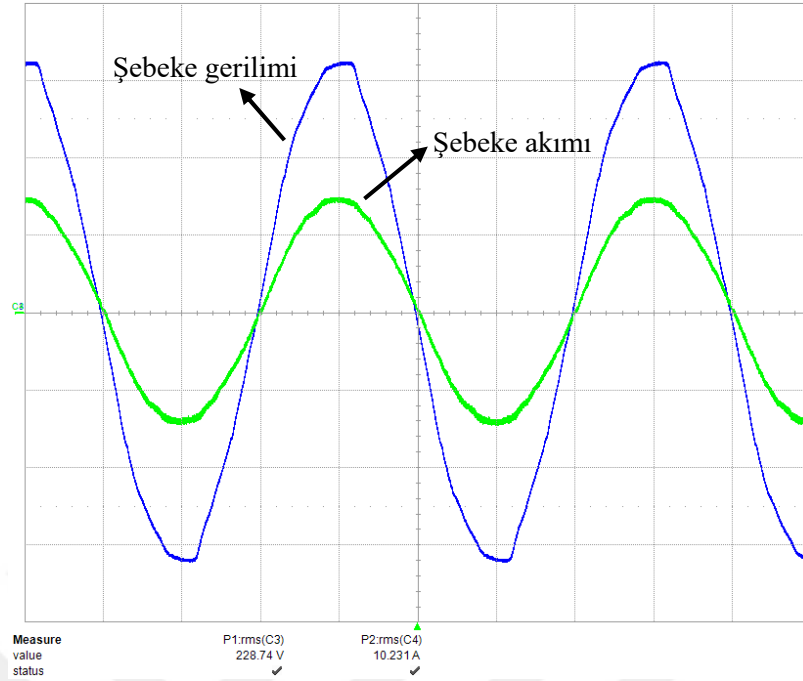
Çizelge 4.2’de görülen deney sonuçlarına göre, en yüksek verime Cree C2M0025120D MOSFET ($R_{ds(on)} = 25$ mohm) ile erişilmiştir. Buna en yakın sonuç, Cree C2M0080120D MOSFET ($R_{ds(on)} = 80$ mohm) ile görülmüştür. Bu iki cihaz arasındaki farkta hem anahtarlama hızı hem de $R_{ds(on)}$ değeri etkili olmuştur. Performans sıralamasında daha sonra IGBT cihazlar gelmektedir. Bunlar arasında Microsemi APT45GP120BG en verimli IGBT olmuştur. Deney sonuçlarına göre cihaz verimleri Şekil 4.7’deki grafikte özetlenmiştir.



Şekil 4.7. Deney sonuçlarına göre cihazların verimlilik grafiği.

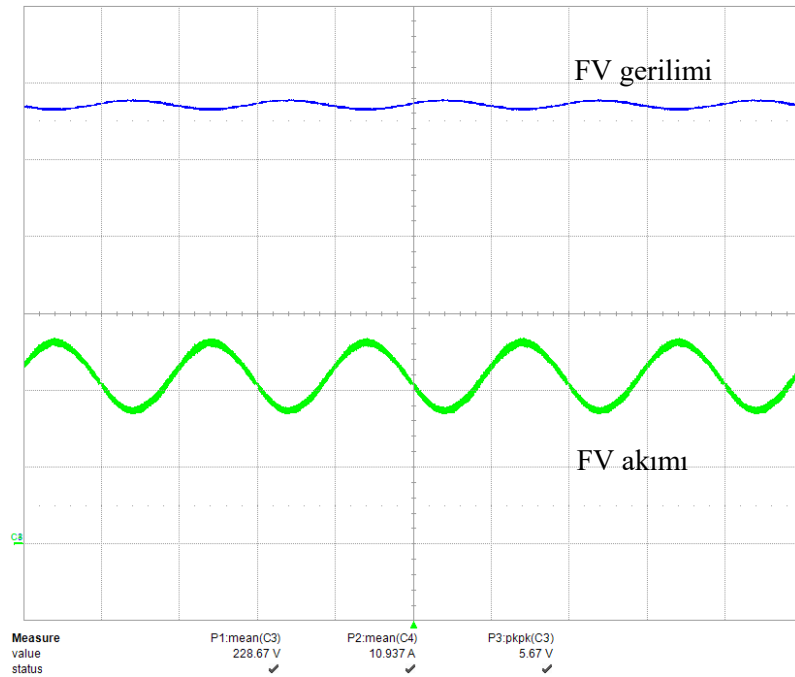
Silicon carbide MOSFET cihazlara uygun anahtarlama koşullarının sağlanması durumunda, diğer cihazlara göre daha yüksek verim elde etmek mümkün olmaktadır. Deney sonuçları ile doğrulanan bu performans farkı, tasarım aşamasında öngörülmüş ve anahtarlama elamanlarının seçiminde önemli bir rol oynamıştır.

Deneylerde şebeke akımının harmonik bozunum (THD) değeri de ölçülmüştür. THD değerleri standartlarda belirlenen maksimum %5'lik sınırın altında kaldığı için, tasarımda 8000 μ F olarak belirlenmiş dekuplaj kondansatörü değerinde değişikliğe gerek görülmemiştir. Dekuplaj kondansatörlerinin minimum değerinde kalması, maliyete ve sistemin daha kompakt olmasına olumlu etki eden bir durumdur. Buna ek olarak, şebeke güç faktörü 0,99 olarak gerçekleşmiştir. Şekil 4.8'de görülen şebeke gerilimi ve akımına ait dalga şekilleri, deneylerde şebekeye enerji transferinin yüksek güç kalitesiyle gerçekleştiğini doğrulamaktadır.



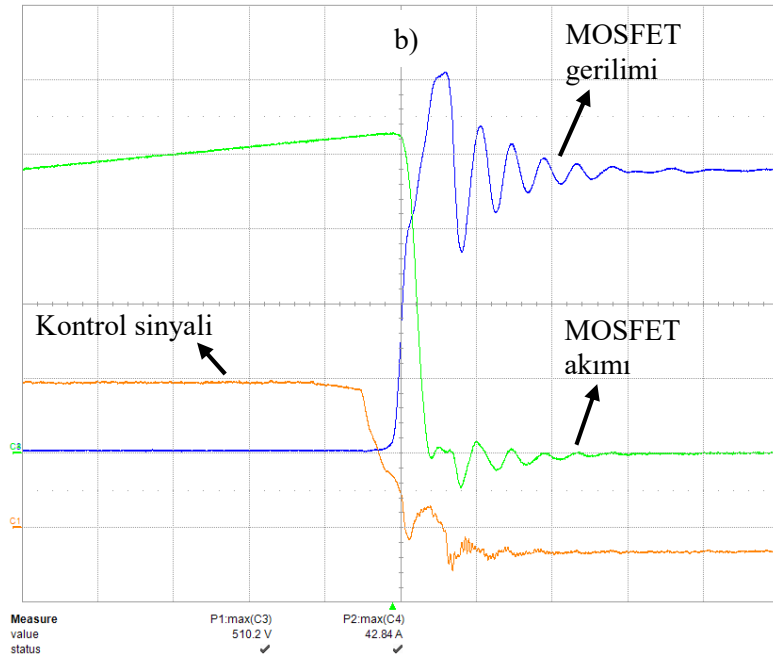
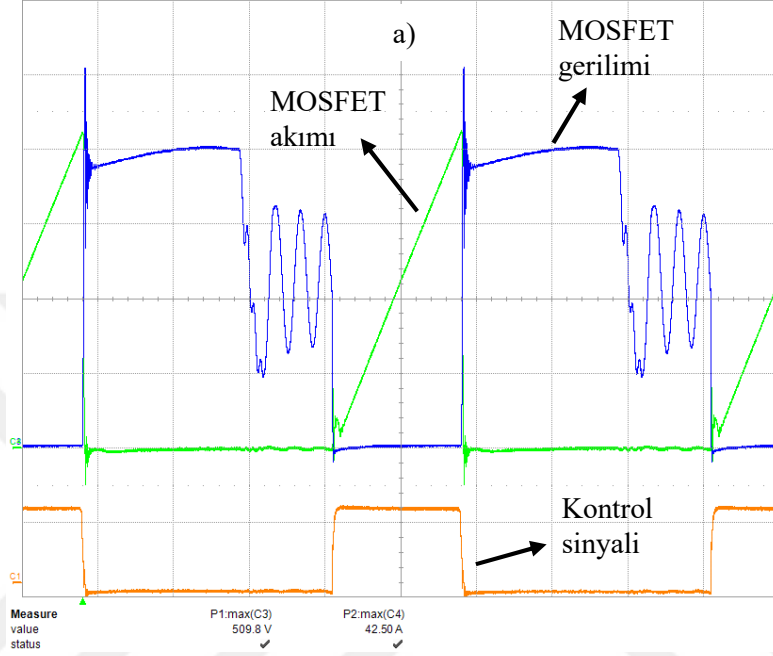
Şekil 4.8. Deneylerde şebeke gerilimi (mavi) (100V/div) ve akımı (yeşil) (10A/div), zaman: 5ms/div.

Şekil 4.9'daki deney sonuçlarına göre FV gerilimindeki dalgalanma 5,67 V, şebeke akımının toplam harmonik bozunum değeri %1,74 olarak ölçülmüştür. Bu sonuçlar, simülasyon sonuçlarına (dalgalanma 4,55 V, THD %1,2) oldukça yakındır (Bkz. Şekil 4.4).



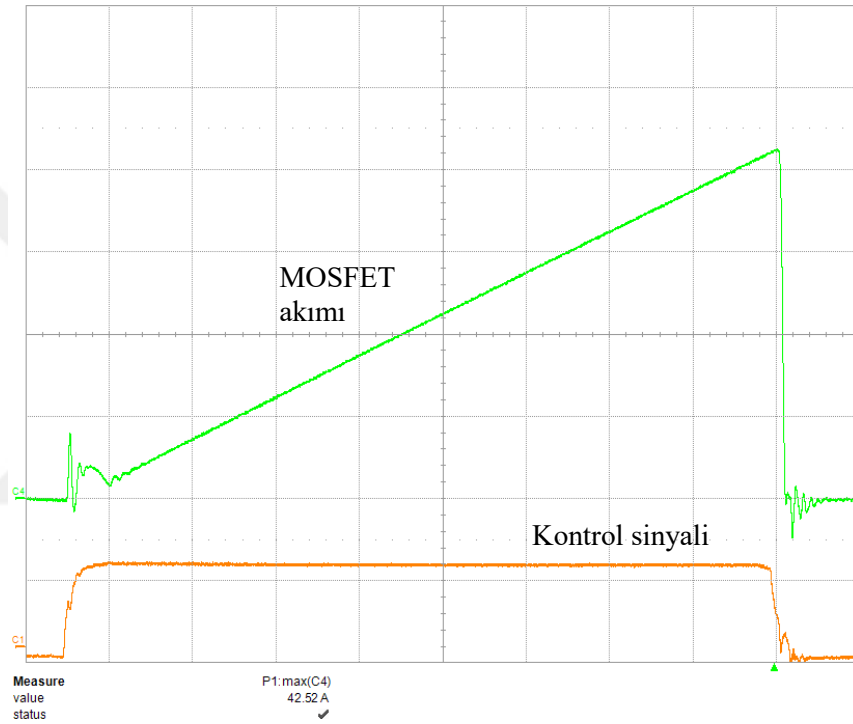
Şekil 4.9. Deneylerde FV panel çıkış gerilimi (mavi) (40V/div) ve akımı (yeşil) (5A/div), zaman: 5ms/div.

Şekil 4.10'da flyback MOSFET anahtarı (Cree C2M0025120D) üzerindeki gerilim ve akım ile kontrol sinyali bir arada görülmektedir. Bu dalga şekilleri, maksimum güçte yumuşak anahtarlama altında kaydedilmiştir. Snubber devresinin etkisiyle, cihaz üzerinde oluşan maksimum gerilim 510 V seviyesinde kalmıştır.



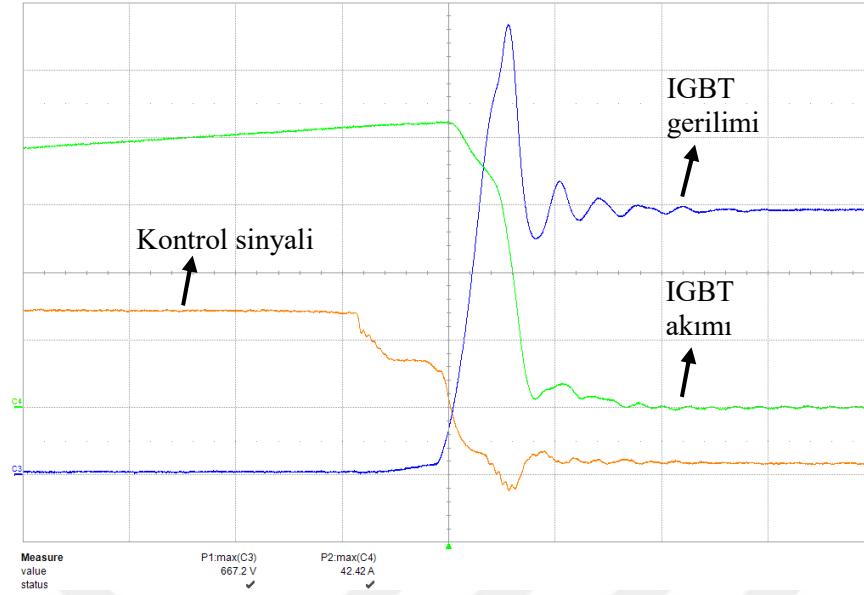
Şekil 4.10. a) Flyback MOSFET gerilimi (mavi) (100 V/div), akımı (yeşil) (10 A/div), kontrol sinyali (turuncu) (20 V/div), zaman: 5µs/div, b) yakınlaştırılmış görüntü, kontrol sinyali (10 V/div), zaman: 200ns/div.

Deneylerde kullanılan MOSFET’lerin yüksek anahtarlama hızı nedeniyle oluşan gerilim stresi, tam güce sert anahtarlama ile ulaşmayı engellemektedir. Bu nedenle, SiC MOSFET cihazlar ile yapılan bütün testlerde snubber devresi kullanılmıştır. Şekil 4.11’de snubber devresinin flyback MOSFET akımı üzerindeki etkisi görülmektedir. MOSFET ilettime girdiğinde, snubber akımı, MOSFET akımının üzerine eklenmektedir. Bu işlemle snubber kondansatörü bir sonraki anahtarlama periyodu için hazır hale gelmektedir. Analiz ve simülasyon çalışmalarında detaylandırılan bu durum, deney sonuçları ile doğrulanmıştır.



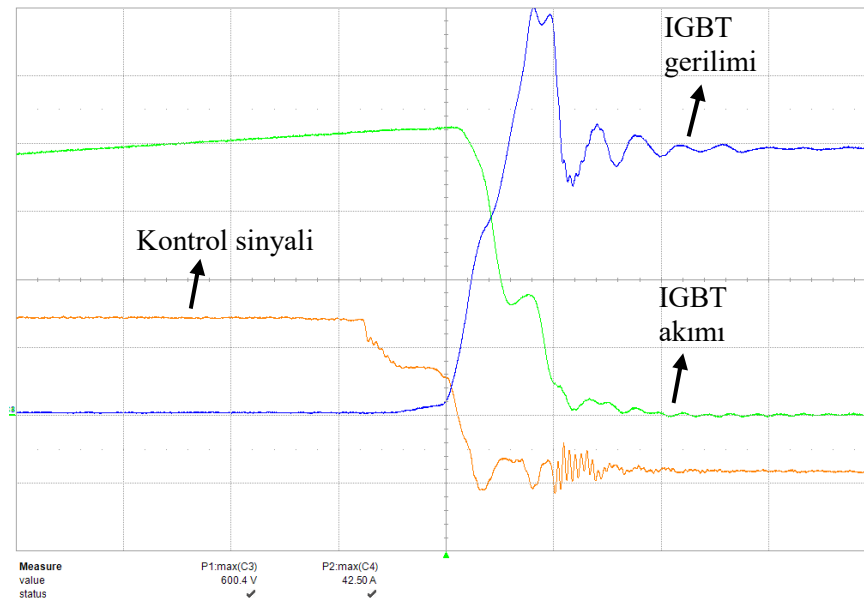
Şekil 4.11. Flyback MOSFET akımı (yeşil) (10A/div) ve kontrol sinyali (turuncu) (20V/div), zaman: 1µs/div.

Şekil 4.12’de flyback IGBT anahtarı (Fairchild FGH40T120SMD) üzerindeki gerilim ve akım ile kontrol sinyali görülmektedir. Bu değerler, maksimum güçte sert anahtarlama altında kaydedilmiştir. Sert anahtarlama, snubber devresinin çalışmadığı durumdur. Bu şekilde flyback IGBT üzerinde ölçülen en yüksek gerilim 667 V olmuştur. Bu sonuca göre, flyback anahtarlama elemanı olarak IGBT kullanıldığında, cihaz üzerinde aşırı yüksek gerilim oluşmamaktadır. Sistemin giriş ve çıkış gerilimlerinin yüksek olduğu dikkate alındığında, bu durum, geliştirilen trafonun kaçak endüktansının düşük olduğunu göstermektedir. Sert anahtarlama ile maksimum güçte erişilen verim %92 olarak ölçülmüştür.



Şekil 4.12. Flyback IGBT gerilimi (mavi) (100 V/div), akımı (yeşil) (10 A/div) ve kontrol sinyali (turuncu) (10 V/div), zaman: 200ns/div.

Şekil 4.13'te ise aynı IGBT (Fairchild FGH40T120SMD) üzerindeki gerilim ve akım, maksimum güçte ve yumuşak anahtarlama kaydedilmiştir. Snubber devresi çalışmaktadır. Snubber devresinin etkisiyle, IGBT için hem gerilim tepe değerinin hem de kesime gitme anında anahtarlama kaybının azaldığı görülmektedir. Flyback IGBT üzerinde ölçülen en yüksek gerilim 600 V değerindedir.

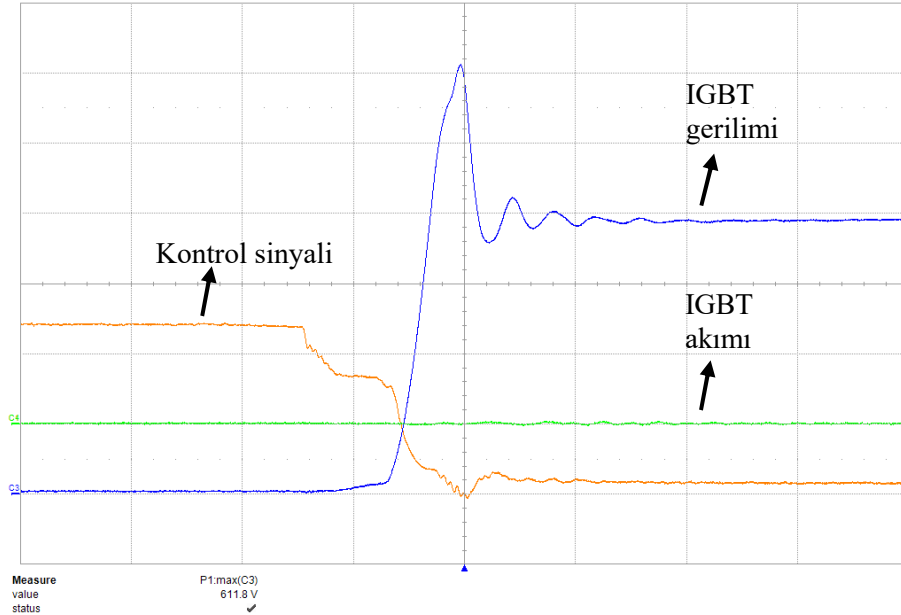


Şekil 4.13. Flyback IGBT gerilimi (mavi) (100 V/div), akımı (yeşil) (10 A/div) ve kontrol sinyali (turuncu) (10 V/div), zaman: 200ns/div.

Ayrıca, maksimum güçte verim %92,58 olarak ölçülmüştür. Bu değer, snubber devresinin maksimum güçte yaklaşık %0,6 verim artışı sağladığını göstermektedir. Böylece, snubber devresinin başarıyla çalıştığı ve verime olumlu katkı yaptığı doğrulanmıştır.

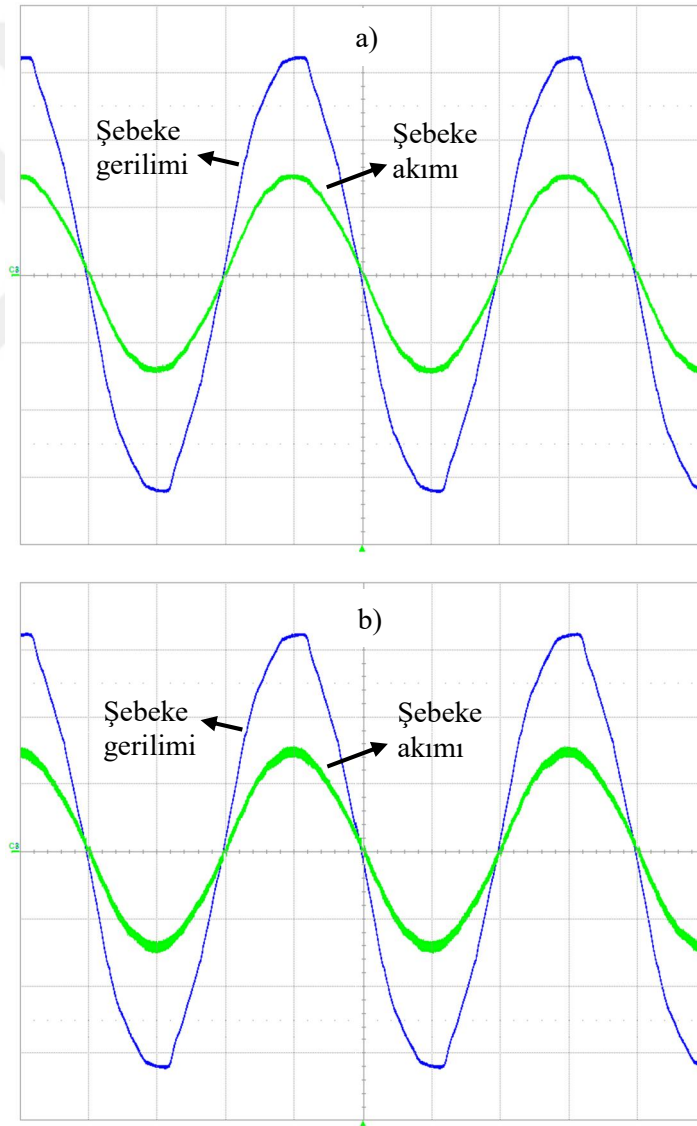
Kayıpsız snubber devresi, flyback anahtarlama elemanı üzerindeki maksimum gerilimi azaltarak her koşulda koruma sağlamaktadır. Yüksek hızlı MOSFET ile kullanıldığında, verime katkısının yanında, gerilim koruma etkisinin de belirgin olduğu gözlenmiştir. IGBT kullanıldığında gerilim problemi görülmediğinden, snubber devresinin esas katkısı anahtarlama kayıplarının azaltılması ve verimin iyileştirilmesi yönünde olmaktadır.

Bu noktada, sonuçlarla ilgili önemli bir detaya dikkat çekmek gerekir. Deneyler esnasında, akım ölçmek amacıyla jumper bağlantısı kullanılmıştır. Bu durum, akım yolunun uzamasına ve kaçak endüktansın artmasına neden olarak ölçülen maksimum gerilimi normalden yüksek göstermektedir. Şekil 4.14'te, yine Fairchild FGH40T120SMD ile sert anahtarlama altında, bu jumper olmadan yapılan gerilim ölçümünden elde edilen 612 V değeri bu durumu ortaya koymaktadır (jumper kullanılırken 667 V).



Şekil 4.14. Sert anahtarlama altında, akım ölçme jumper bağlantısı olmadan flyback IGBT gerilimi (mavi) (100 V/div) ve kontrol sinyali (turuncu) (10 V/div), zaman: 200ns/div.

Deney çalışmalarından elde edilen ve Şekil 4.15'te bulunan şebeke akım ve gerilim dalga şekilleri, sarmaşık yapılı çalışmanın etkisini göstermektedir. Burada sarmaşık yapıda çalışma ve çalışmama durumları karşılaştırılmıştır. Sarmaşık yapılı çalışmama durumu, flyback hücrelerinin kontrol sinyalleri arasına sıfır derece faz farkı uygulanarak sağlanmaktadır. Bu sonuçlara göre, çıkış filtresi aynı kalmak koşuluyla, sarmaşık yapılı çalışmanın şebeke akımındaki dalgalanmayı azalttığı görülmektedir. Böylece, anahtarlama sonucu oluşan istenmeyen harmoniklerin filtrelenmesi kolaylaşmış ve çıkışta gereken LCL filtresine ait elemanların boyutu azalmıştır. Özellikle de indüktör boyutundaki küçülme, eviricinin maliyetinin azalmasında ve daha kompakt olmasında etkilidir.



Şekil 4.15. Şebeke gerilimi (mavi) (100V/div) ve şebeke akımı (yeşil) (10A/div), a) sarmaşık çalışma durumu, b) sarmaşık çalışma olmadan, zaman: 5ms/div.

Deney çalışmalarında, sistemden %95,82 olarak elde edilen maksimum verim değeri, kesikli iletim modunda çalışan yüksek güçlü bir flyback dönüştürücü için yüksek verim performansı anlamına gelmektedir. Böylece, genel kabulün aksine, flyback dönüştürücünün pratikte yüksek güçte yüksek verimle çalıştırılabileceği deney sonuçlarıyla doğrulanmıştır. Çalışma kapsamındaki verim ve performans hedeflerine erişilmiştir.

4.2.2. Maliyet analizi

FV evirici sistemlerin maliyetinin azaltılması, bu sistemleri kullanan uygulamaların yaygınlaşmasını sağlayacak temel unsurlardan biridir. Ancak, düşük maliyetle birlikte, performans ve güvenlik gibi konularda standartların korunmasına da özen gösterilmesi gerekmektedir. Bu nedenle, çalışma kapsamında geliştirilen sistem için hem maliyet konusuna dikkat edilmiş hem de dengeli bir tasarım hedeflenmiştir. Maliyet konusunda değerlendirme ölçütü, piyasada bulunan benzer güçteki ticari FV evirici sistemlerinin fiyatları incelenerek belirlenmiştir. Teknik özelliklerle birlikte maliyet karşılaştırmaları iki önemli ticari ürün için yapılmıştır. Bunlar, Sunny Boy 2500HF-30 (SMA Solar, 2015) ve UNO 2.5-I-OUTD (ABB Solar, 2015) serisi FV eviricilerdir. Karşılaştırma sonuçları bir sonraki bölümde verilmiştir.

Çalışma sonucunda üretilen FV evirici sistemde erişilebilecek en düşük maliyet için detaylar Çizelge 4.3'te verilmektedir. Bu çizelgedeki maliyetler malzemelerin mümkün oldukça 1000 adedi için geçerli birim fiyat değerleri temel alınarak hesaplanmıştır ve isimleri verilen şu tedarikçilerden elde edilmiştir: Digi-Key Electronics, CoilCraft Inc., Printronics PCB, Ulus Elektronik, KEMSAN (Kaynak Elektronik).

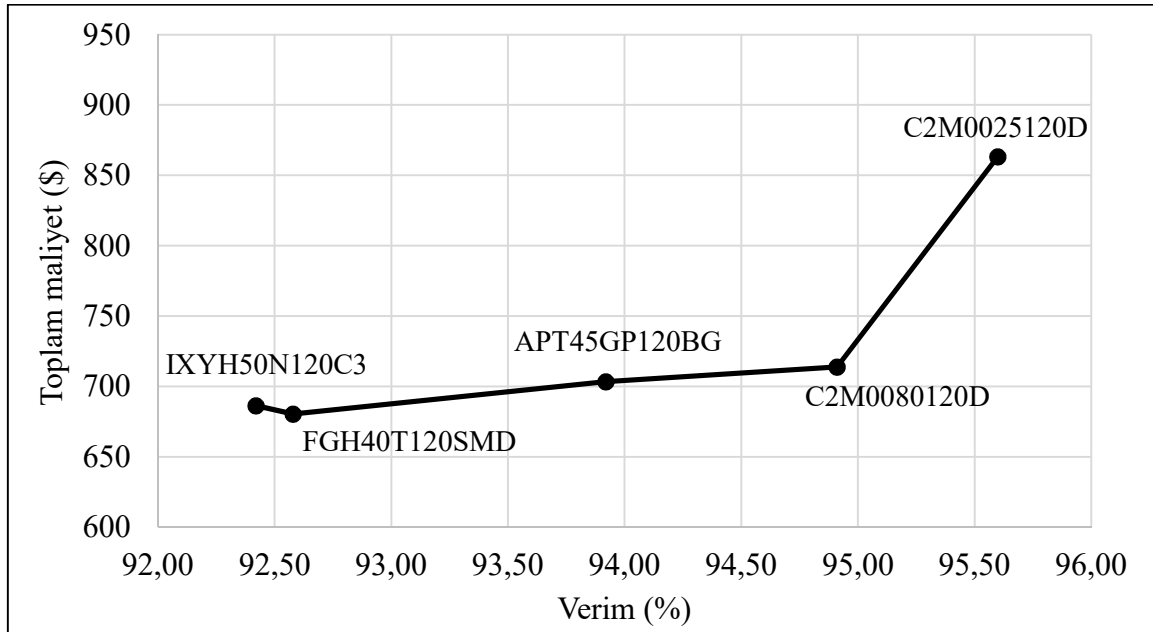
Çizelge 4.3. Maliyet çizelgesi.

No	Açıklama	Toplam adet	Toplam fiyat (\$)
1	Dekuplaj kondansatörleri (1000uF 400V 35x55 - EPCOS B43508A9108M)	8	108.30
2	Akım okuma devresi kondansatörleri (MKP film, seramik, elektrolitik)	12	3.72
3	Snubber kondansatörü (4,7 nF 1 kV - EPCOS B32621A472J)	3	0.82

4	Flyback diyot için RC snubber kondansatörü (4,7 nF 1,6 kV - EPCOS B32652A1472J)	3	0.65
5	Çıkış filtre kondansatörleri	2	1.72
6	Flyback IGBT anahtarlama elemanı (1200V 40A - Fairchild FGH40T120SMD_F155)	3	13.28
7	Tam köprü evirici IGBT anahtarlama elemanı (600V 75A - Infineon IKW75N60T)	4	13.88
8	Flyback diyot (1200V 15A - Rohm SCS215KGC)	3	24.42
9	Snubber diyot (1200V 5A - Cree C4D05120E)	6	21.08
10	Akım okuma sensörü (LEM LAH 25-NP)	2	27.66
11	Snubber indüktörü	3	8.52
12	Evirici çıkışı LCL filtre indüktörü (250 μ H ve 100 μ H)	2	15.00
13	Akım okuma devresi sigorta elemanları (Bel Fuse Inc - SSQ 1)	4	0.76
14	Akım okuma sensörü dirençleri	2	0.16
15	Diyot RC Snubber ve sürme devresi dirençleri	10	0.65
16	Güç konnektörleri	4	4.85
17	Varistör (EPCOS S14K300)	1	0.19
18	Muhtelif kablo, PCB ve trafo bağlantı elemanları	22	0.62
19	Soğutucu yalıtım ekipmanları (Laird A15037-004, A15038-004)	10	5.84
20	Prototip montaj ekipmanları (Vida, somun, vd.)	104	18.26
21	Soğutucu (751 AS, 164 AS)	2	9.21
22	Sinyal konnektörleri (2 pin, 4 pin)	18	2.06
23	Güç katı baskı devre	1	21.70
24	Flyback transformatör	3	180.00
25	Pano + 16A kontaktör + kablay	1	60.00
26	Ekran ve arayüz	1	30.00
27	Gerilim örnekleme kartı	1	25.00
28	Güç kaynağı	1	30.00

29	Mikroişlemci programlama kart seti	1	32.00
30	IGBT kapı sürme kartı	2	20.00
	Toplam (KDV hariç)		\$ 680.35

Bu sonuçlara göre, maliyete en büyük etkiyi flyback trafosunun yaptığı görülmüştür. Ayrıca, dekuplaj kondansatörleri, filtre indüktörleri, IGBT, MOSFET ve diyot gibi elemanların da belirgin etkileri olduğu tespit edilmiştir. Şekil 4.16’da flyback anahtarlama elemanı alternatifleri için toplam maliyetin verime göre değişimi görülmektedir.



Şekil 4.16. Toplam maliyetin verime göre değişimi (nominal güçte).

Şekil 4.16’ya göre, Fairchild FGH40T120SMD’nin, IXYS IXYH50N120C3’ten daha yüksek verime ve daha düşük maliyete sahip olduğu görülmektedir. Bunun dışında, genel olarak verim yükseldikçe maliyetlerin de yükseldiği değerlendirilebilir. En yüksek verimi sağlayan Cree C2M0025120D MOSFET aynı zamanda en yüksek maliyetli cihazdır. Sistemde denenmiş flyback anahtarlama elemanı alternatifleri arasında, verim ve maliyet arasında en uygun dengeyi sağlayan cihaz Cree C2M0080120D MOSFET olmuştur. Bu sonuçlar, yüksek verimlilik ve performans hedefi için MOSFET cihazların daha uygun olduğunu göstermiştir. Diğer yandan, flyback için IGBT kullanıldığında erişilen verimin de kabul edilebilir seviyede yüksek olması, bu alternatiflerin seçiminde tasarımcının uygulama hedefleri ve öncelikleri doğrultusunda karar vermesini gerektirecektir.

4.3. Karşılaştırma

Bu bölümde, geliştirilen prototip devreye ait çeşitli özelliklerin piyasada bulunan benzer FV evirici sistemlerle karşılaştırılmasından elde edilen bulgular yer almaktadır. Çizelge 4.4, çalışmada geliştirilen FV eviricinin teknik özelliklerinin ticari eviricilere çok yakın olduğunu göstermektedir. Sistemin geliştirilmesi aşamasında bu konuya ayrıca dikkat edilmiş ve rekabetçi özelliğinin artırılması hedeflenmiştir.

Çizelge 4.4. Teknik özelliklerin karşılaştırılması.

Tasarım özellikleri	Sunny Boy 2500HF-30 (SMA Solar, 2015)	ABB UNO 2.5-I-OUTD (ABB Solar, 2015)	Çalışma Çıktısı FV Evirici
Maksimum FV giriş gücü (W)	2600 W	2600 W	2535 W
Nominal FV giriş gerilimi (V_{FV})	530 V	360 V	228,80 V
Maksimum giriş gerilimi (V)	700 V	520 V	350 V
MGNİ çalışma gerilimi aralığı (V)	175 – 560 V	200 – 470 V	175 – 300 V
Maksimum giriş akımı (A)	15 A	12,8 A	14,5 A
Nominal çıkış gücü (W)	2500 W	2500 W	2410 W
Maksimum çıkış akımı (A_{rms})	14,2 A	12,5 A	13,4 A
Şebeke nominal gerilimi; Şebeke gerilim aralığı (V_{rms})	220 – 240; 180 – 280	230; 180 – 264	230; 180 – 264
Şebeke bağlantısı	Tek faz	Tek faz	Tek faz
Şebeke frekansı (Hz);	50, 60; $\pm 4,5$	50, 60; ± 3	50; $\pm 4,5$
Şebeke güç faktörü	1	>0,99	>0,99
Maksimum verim	96,3	96,3	95,82 (SiC MOSFET)
			92,58 (Si IGBT) (Düşük Maliyet)

Çalışma kapsamında geliştirilen prototipin benzer güçteki eviricilerle fiyat, ağırlık, hacim ve devre mimarisi bakımından karşılaştırılması yapılmıştır. Piyasada bulunan ticari FV eviricilerin sadece satış fiyatlarının bulunması sebebiyle, doğrudan maliyet karşılaştırması yapmak mümkün olmamıştır. Bu nedenle, geliştirilen prototipin ticari bir ürün haline gelmesi halinde ortaya çıkabilecek fiyat değerlendirilmiş ve diğer eviricilere yakın bir değer elde edilmiştir. Bu durum, geliştirilen sistemin uygun maliyetli olduğu yönünde değerlendirilebilir.

Diğer özellikler incelendiğinde, çalışma çıktısı FV evirici sistemin ağırlık ve boyut konusunda avantajlı olduğu tespit edilmiştir. Bu sistemlerin genellikle duvara monte edilen yapıda olduğu göz önünde bulundurulduğunda, ağırlıktaki azalma her zaman olumludur. Sistemin boyutları değerlendirildiğinde, diğer eviricilere benzer olduğu görülmektedir. Boyut değerlendirmesi, mevcut prototip üzerinden yapılmış olup, uygun çalışmalarla bu sistem önemli oranda kompakt bir hale getirilebilir. Bu konudaki iyileştirme, daha sonraki çalışmalar kapsamında yapılacaktır. Sonuçta elde edilecek olan çıktının boyut olarak çok daha avantajlı olacağı öngörülmektedir.

Son karşılaştırma devre mimarileri üzerine olup, geliştirilen prototipte kullanılan yüksek frekanslı trafo mimarisinin ticari eviricilerde de tercih edildiği belirlenmiştir. Bu karşılaştırmalardan elde edilen sonuçlar Çizelge 4.5'te listelenmiştir.

Çizelge 4.5. Maliyet ve fiziksel özelliklerin karşılaştırılması.

Tasarım özellikleri	Sunny Boy 2500HF-30 (SMA Solar, 2015)	ABB UNO 2.5-I-OUTD (ABB Solar, 2015)	2,5 kW prototip
Fiyat (\$)	2,606 (satış) (Anonim, 2016)	2,564 (satış) (Anonim, 2015)	680.35 (maliyet)
Ağırlık (kg)	17	< 17	15
Ölçüler (mm) (E x B x Y)	348 x 580 x 145 29267 cm ³	367 x 518 x 161 30607 cm ³	345 x 520 x 165 29601 cm ³
Devre mimarisi	Yüksek frekanslı trafolu		

5. SONUÇ VE ÖNERİLER

Flyback tabanlı 2,5 kW güçte bir FV evirici sistemi tasarlanmış ve gerçekleştirilmiştir. Bu güç seviyesine anma gücü 845 W değerinde üç adet flyback dönüştürücü hücresinin sarmaşık yapıda bağlanması ile erişilmiştir. Flyback mimarisi, basit yapısı ve güç akışının kolay kontrolü sayesinde şebekeye kaliteli güç aktarabilmesi nedeniyle seçilmiştir. Flyback trafosunda karşılaşılan kaçak endüktans ve verimsizlik problemlerinin giderilmesi ek çalışmalar yapılmıştır.

Çalışma kapsamında, flyback dönüştürücü için çeşitli anahtarlama elemanları denenmiştir. Bunlardan Cree C2M0025120D MOSFET ile yapılan deneylerde, 1860 W güçte %95,82 verime erişilmiştir. Aynı MOSFET ile tam güçte verim %95,60 olmuştur. Ayrıca, maksimum güç noktası izleyici algoritmasının enerji hasat verimi %99 olarak ölçülmüştür. Şebeke akımının toplam harmonik bozunum (THD) değerinin %1,73, güç faktörünün 0,99 olarak ölçülmesi ise şebekeye aktarılan gücün yüksek kalitede olduğunu göstermektedir. Bu sonuçlar, önerilen sistemin istenen tasarım ve performans ölçütlerine uygun olarak başarıyla gerçekleştirildiğini göstermiştir.

Sistemde kullanılan MOSFET ve flyback diyotları Silicon Carbide yarı iletken teknolojisinin ürünleridir. Çalışmalarda, bu teknolojinin kullanımında dikkat edilmesi gereken noktalar ile avantaj ve dezavantajları tespit edilmiştir. Ayrıca, IGBT cihazlarla performans karşılaştırmaları gerçekleştirilmiş ve uygun anahtarlama koşulları sağlanması durumunda SiC MOSFET cihazların verime belirgin şekilde olumlu katkıda bulunduğu gözlenmiştir.

Bu çalışmalara ek olarak, geliştirilen sistem için maliyet analizi yapılmış ve piyasada bulunan benzer FV evirici ürünlerle karşılaştırmalar gerçekleştirilmiştir. Geliştirilen FV evirici sistemle uygun maliyete erişmenin mümkün olduğu görülmüştür. Sistemin ağırlık ve boyut konusunda avantajlı olduğu, diğer özelliklerinin ise ticari eviricilere benzer olduğu tespit edilmiştir.

Çalışma kapsamında gelecekte, çıktının endüstriyel tasarıma uygun hale getirilmesi ve boyutların azaltılarak daha kompakt bir ürün elde edilmesi planlanmaktadır. Ayrıca, sistemin sürekli iletim modunda denenerek verime ve maliyete olan etkisi incelenmesi, farklı MGNİ algoritmaları arasında karşılaştırmalar yapılması, PLL kontrolünün iyileştirilmesi ve kontrol ekranı ile arayüz eklenmesi yönünde çalışmalar gerçekleştirilebilir.



KAYNAKLAR DİZİNİ

- ABB Solar, 2015, UNO-2.5-I-OUTD, <http://new.abb.com/power-converters-inverters/solar/string/single-phase/uno-2-0kw-2-5kw>, erişim tarihi: 21.06.2015.
- Abramovitz, A., Liao, C. S., Smedley, K. M., 2013, State-plane analysis of regenerative snubber for flyback converters, IEEE Transactions on Power Electronics, 28, 11, 5323-5332.
- Achille, E., Martiré, T., Glaize, C., Joubert, C., 2004, Optimized DC-AC boost converters for modular photovoltaic grid-connected generators, Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2, 1005-1010.
- Anonim, 1997, Design of Planar Power Transformers, Ferroxcube, <http://ferroxcube.home.pl/appl/info/plandesi.pdf>, erişim tarihi: 23.06.2015.
- Anonim, 2001, Snubber Circuits Suppress Voltage Transient Spikes in Multiple Output DC-DC Flyback Converter Power Supplies, Maxim Integrated Products, <https://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/848>, erişim tarihi: 23.01.2016.
- Anonim, 2013, Basics in EMC / EMI and Power Quality, Schaffner, http://www.schaffner.com/fileadmin/media/downloads/brochure/Schaffner_Brochure_Basics_in_EMC_and_power_quality.pdf, erişim tarihi: 13.08.2015.
- Anonim, 2015, ABB UNO-2.5-I-OUTD-S-US, <http://www.solaris-shop.com/abb-uno-2-5-i-outd-s-us-2-5kw-1-mppt-inverter/>, erişim tarihi: 15.02.2016.
- Anonim, 2016, Sunny 2500HF, <http://www.amazon.co.uk/Sunny-2500HF-Solar-Panel-Inverter/dp/B007R2QVCK>, erişim tarihi: 15.02.2016.
- Beristain, J., Bordonau, J., Gilabert, A., Velasco, G., 2003, Synthesis and modulation of a single phase DC/AC converter with high-frequency isolation in photovoltaic energy applications, Proceedings of the IEEE 34th Annual Power Electronics Specialists Conference, 3, 1191-1196.
- Bhat, A. K. S., Dewan, S. D., 1986, Resonant inverters for photovoltaic array to utility interface, Proceedings of International Telecommunications Energy Conference, 135-142.
- Bhat, A. K. S., Dewan, S. D., 1988, Resonant inverters for photovoltaic array to utility interface, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 24, 4, 377-386.
- BP Solar, 2013, BP365 FV Modül, <http://www.solarpanelstore.com/pdf/bp-365.pdf>, erişim tarihi: 13.03.2015.

KAYNAKLAR DİZİNİ (devam)

- Calais, M., Myrzik, J., Spoone, T., Agelidis, V. G., 2002, Inverters for single-phase grid connected photovoltaic systems – An overview, Proceedings of the IEEE 33rd Annual Power Electronics Specialists Conference, 4, 1995-2000.
- Carrasco, J. M., Franquelo, L. G., Bialasiewicz, J. T., Galvan, E., Guisado, R. C. P., vd., 2006, Power-electronic systems for the grid integration of renewable energy sources: A survey, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 53, 4, 1002-1016.
- Carsten, B. W., 2001, The low leakage inductance of planar transformers; Fact or myth?, Proceedings of the IEEE 16th Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2, 1184-1188.
- Chen, Z., Spooner, E., 2001, Voltage source inverters for high-power, variable-voltage DC power sources, IEE Proceedings-Generation, Transmission and Distribution, 148, 5, 439-447.
- Christidis, G. C., Nanakos, A. C., Tatakis, E. C., 2016, Hybrid discontinuous/boundary conduction mode of flyback microinverter for AC–PV modules, IEEE Transactions on Power Electronics, 31, 6, 4195-4205.
- De Souza, K. C. A., De Castro, M. R., Antunes, F., 2002, A DC/AC converter for single-phase grid-connected photovoltaic systems, Proceedings of the IEEE 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society, 4, 3268-3273.
- Dixon, L. H., 2001, Magnetics design for switching power supplies, Texas Instruments.
- Dixon, L. H., 2003, Eddy current losses in transformer windings and circuit wiring, Texas Instruments.
- DGS (German Solar Energy Society), 2008, Planning & Installing Photovoltaic Systems – A Guide for Installers, Architects and Engineers (2nd Edition), Earthscan, p.105-107.
- Domb, M., Red, R., Sokal, N. O., 1982, Nondissipative turn-off snubber alleviates switching power dissipation, second-breakdown stress and VCE overshoot, Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialists Conference, 445-454.
- Dorofte, C., 2001, Comparative analysis of four DC/DC converters for photovoltaic grid interconnection, Aalborg University/Powerlynx A/S Technical Report.
- Eltawil, M. A., Zhao, Z., 2010, Grid-connected photovoltaic power systems: Technical and potential problems – A review, Renewable and Sustainable Energy Reviews, 14, 1, 112-129.
- EN 61000-3-2, 1995, Limits for Harmonic Current Emissions (Equipment Input Current $\leq$ 16 A per Phase).

KAYNAKLAR DİZİNİ (devam)

- EPIA (European Photovoltaic Industry Association), 2015, Global Market Outlook for Solar Power 2015-2019, <http://www.epia.org/news/publications/>, erişim tarihi: 21.02.2016.
- Esram, T., Chapman, P. L., 2007, Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques, IEEE Transactions on Energy Conversion, 22, 2, 439-449.
- Fernandez, A., Sebastian, J., Hernando, M. M., Arias, M., Perez, G., 2006, Single stage inverter for a direct AC connection of a photovoltaic cell module, Proceedings of the 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1-6.
- Fujimoto, H., Kuroki, K., Kagotani, T., Kidoguchi, H., 1995, Photovoltaic inverter with a novel cycloconverter for interconnection to a utility line, Proceedings of the 30th Industry Applications Conference, 3, 2461-2467.
- Haibing, H., Harb, S., Fang, X., Zhang, D., Zhang, Q., Shen, Z. J., Batarseh, I., 2012, A three-port flyback for PV microinverter applications with power pulsation decoupling capability, IEEE Transactions on Power Electronics, 27, 9, 3953-3964.
- Haibing, H., Harb, S., Kutkut, N., Batarseh, I., Shen, Z. J., 2013 a, A review of power decoupling techniques for microinverters with three different decoupling capacitor locations in PV systems, IEEE Transactions on Power Electronics, 28, 6, 2711-2726.
- Haibing, H., Harb, S., Kutkut, N. H., Shen, Z. J., Batarseh, I., 2013 b, A single-stage microinverter without using eletrolytic capacitors, IEEE Transactions on Power Electronics, 28, 6, 2677-2687.
- Herrmann, U., Langer, H. G., Broeck, H., 1993, Low cost DC to AC converter for photovoltaic power conversion in residential applications, Proceedings of the IEEE 24th Annual Power Electronics Specialists Conference, 588-594.
- Hsieh, Y.-C., Chen, M.-R., Cheng, H.-L., 2011, An interleaved flyback converter featured with zero-voltage transition, IEEE Transactions on Power Electronics, 26, 1, 79-84.
- IEA (International Energy Agency), 2015, Trends 2015 in Photovoltaic Applications, <http://www.iea-pvps.org/index.php?id=trends>, erişim tarihi: 23.02.2016.
- IEC 61727, 2004, Characteristics of the Utility Interface for Photovoltaic (PV) Systems.
- IEEE 1547, 2003, IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems, <https://standards.ieee.org/findstds/standard/1547-2003.html>, son erişim: 30.01.2016.

KAYNAKLAR DİZİNİ (devam)

- Ishikawa, T., 2002, Grid-connected Photovoltaic Power Systems: Survey of Inverter and Related Protection Equipments, http://www.iea-pvps.org/index.php?id=9&eID=dam_frontend_push&docID=382, erişim tarihi: 16.04.2015.
- Ji, C., Smith, M., Smedley, K. M., King, K., 2001, Cross regulation in flyback converters: Analytic model and solutions, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 16, 2, 231-239.
- Jose, D. R. B. B., Gounden, N. A., Ravishankar, J., 2014, Simple power electronic controller for photovoltaic fed grid-tied systems using line commutated inverter with fixed firing angle, *IET Power Electronics*, 7, 6, 1424-1434.
- Kasa, N., Iida, T., Bhat, A. K. S., 2005, Zero-voltage transition flyback inverter for small scale photovoltaic power system, *Proceedings of the IEEE 36th Annual Power Electronics Specialists Conference*, 2098-2103.
- Kim, Y.-H., Jang, J.-W., Shin, S.-C., Won, C.-Y., 2014, Weighted-efficiency enhancement control for a photovoltaic AC module interleaved flyback inverter using a synchronous rectifier, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29, 12, 6481-6493.
- King, B., Strasser, D., 2011, Incorporating active-clamp technology to maximize efficiency in flyback and forward designs, *Texas Instruments*.
- Kerekes, T., Teodorescu, R., Rodríguez, P., Vázquez, G., Aldabas, E., 2011, A new high-efficiency single-phase transformerless PV inverter topology, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58, 1, 184-191.
- Kjaer, S. B., Pedersen, J. K., Blaabjerg, F., 2002, Power inverter topologies for photovoltaic modules – A review, *Conference Record of the 37th Industry Applications Conference*, 2, 782-788.
- Kjaer, S. B., Blaabjerg, F., 2003, Design optimization of a single phase inverter for photovoltaic applications, *Proceedings of the IEEE 34th Annual Power Electronics Specialists Conference*, 3, 1183-1190.
- Kjaer, S. B., Pedersen, J. K., Blaabjerg, F., 2005, A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 41, 5, 1292-1306.
- Kwak, S., Toliyat, H. A., 2006, Multilevel converter topology using two types of current-source inverters, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 42, 6, 1558-1564.
- Kyritsis, A. C., Tatakis, E. C., Papanikolaou, N. P., 2008, Optimum design of the current-source flyback inverter for decentralized grid-connected photovoltaic systems, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 23, 1, 281-293.

KAYNAKLAR DİZİNİ (devam)

- Labella, T., Yu, W., Lai, J.-S., Senesky, M., Anderson, D., 2014, A bidirectional-switch-based wide-input range high-efficiency isolated resonant converter for photovoltaic applications, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29, 7, 3473-3483.
- Li, Q., Wolfs, P., 2008, A review of the single phase photovoltaic module integrated converter topologies with three different DC link configurations, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 23, 3, 1320-1333.
- Li, R. T. H., Chung, H. S.-H., 2010, A passive lossless snubber cell with minimum stress and wide soft-switching range, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 25, 7, 1725-1738.
- Li, Y., Oruganti, R., 2012, A low cost flyback CCM inverter for AC module application, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27, 3, 1295-1303.
- Liu, C., Qi, L., Cui, X., Shen, Z., Wei, X., 2016, Wideband mechanism model and parameter extracting for high-power high-voltage high-frequency transformers, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31, 5, 3444-3455.
- Lohner, A., Meyer, T., Nagel, A., 1996, A new panel-integratable inverter concept for grid-connected photovoltaic systems, *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2, 827-831.
- Martins, D. C., Demonti, R., 2000, Interconnection of a photovoltaic panels array to a single-phase utility line from a static conversion system, *Proceedings of the IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference*, 3, 1207-1211.
- Martins, D. C., Demonti, R., 2002, Grid connected PV system using two energy processing stages, *Conference Record of the 29th IEEE Photovoltaic Specialists Conference*, 1649-1652.
- Mattson, G., Segar, L., 1974, Protective circuit for semi-conductor switch, U.S. Patent 3.818.311, <https://patentimages.storage.googleapis.com/pdfs/US3818311.pdf>, erişim tarihi: 21.03.2015.
- Mekhilef, S., Rahim, N. A., Omar, A. M., 2000, A new solar energy conversion scheme implemented using grid-tied single phase inverter, *Proceedings of the IEEE TENCON*, 3, 524-527.
- Meneses, D., Blaabjerg, F., García, O., Cobos, J. A., 2013, Review and comparison of step-up transformerless topologies for photovoltaic AC-module application, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28, 6, 2649-2663.
- Mohan, N., Undeland, T. M., Robbins, W. P., 2003, *Power Electronics*, John Wiley&Sons, p.744-747.

KAYNAKLAR DİZİNİ (devam)

- Myrzik, J. M. A., Calais, M., 2003, String and module integrated inverters for single-phase grid connected photovoltaic systems – A review, Proceedings of the IEEE Bologna Power Tech Conference, 2, 430-437.
- Nagao, M., Harada, K., 1997, Power flow of photovoltaic system using buck-boost PWM power inverter, Proceedings of International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 1, 144-149.
- NEC 690, 2011, Solar Photovoltaic (PV) Systems, National Fire Protection Association.
- Ouyang, Z., Andersen, M. A. E., 2014, Overview of planar magnetic technology – Fundamental properties, IEEE Transactions on Power Electronics, 29, 9, 4888-4900.
- Papanikolaou, N. P., Tatakis, E. C., Critsis, A., Klimis, D., 2003, Simplified high frequency converters in decentralized grid-connected PV systems: A novel low-cost solution, Proceedings of European Conference on Power Electronics and Applications.
- Petkov, R., Hobson, L., 1995, Analysis and optimisation of a flyback convertor with a nondissipative snubber, IEE Proceedings - Electric Power Applications, 142, 1, 35-42.
- Pierquet, B. J., Perreault, D. J., 2013, A single-phase photovoltaic inverter topology with a series-connected energy buffer, IEEE Transactions on Power Electronics, 28, 10, 4603-4611.
- Prasanna, U. R., Rathore, A. K., 2013, Analysis, design, and experimental results of a novel soft-switching snubberless current-fed half-bridge front-end converter-based PV inverter, IEEE Transactions on Power Electronics, 28, 7, 3219-3230.
- Reinert, J., Brockmeyer, A., De Doncker, R. W. A. A., 2001, Calculation of losses in ferro- and ferrimagnetic materials based on the modified Steinmetz equation, IEEE Transactions on Industry Applications, 37, 4, 1055-1061.
- Rezaei, M. A., Lee, K.-J., Huang, A., 2016, A high-efficiency flyback micro-inverter with a new adaptive snubber for photovoltaic applications, IEEE Transactions on Power Electronics, 31, 1, 318-327.
- Schönberger, J., 2013, Modeling a Photovoltaic String Using PLECS, http://www.plexim.com/sites/default/files/plecs_pvstring.pdf, erişim tarihi: 13.03.2015.
- Shimizu, T., Wada, K., Nakamura, N., 2002, A flyback-type single phase utility interactive inverter with low-frequency ripple current reduction on the DC input for an AC photovoltaic module system, Proceedings of the IEEE 33rd Annual Power Electronics Specialists Conference, 3, 1483-1488.

KAYNAKLAR DİZİNİ (devam)

- SMA Solar, 2015, Sunny Boy 2500HF, <http://files.sma.de/dl/9521/SB20-30HF-BA-BEN113530.pdf>, erişim tarihi: 18.05.2015.
- Snelling, E. C., 1969, Soft Ferrites: Properties and Applications, Iliffe Books, p.341-348.
- Sukesh, N., Pahlevaninezhad, M., Jain, P. K., 2014, Analysis and implementation of a single-stage flyback PV microinverter with soft switching, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 61, 4, 1819-1833.
- Surapaneni, R. K., Rathore, A. K., 2015, A single-stage CCM zeta microinverter for solar photovoltaic AC module, IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 3, 4, 892-900.
- Steinmetz, C. P., 1984, On the law of hysteresis, Proceedings of the IEEE, 72, 2, 196-221.
- Tamyurek, B., Torrey, D. A., 2011, A three-phase unity power factor single stage AC-DC converter based on an interleaved flyback topology, IEEE Transactions on Power Electronics, 26, 1, 308-318.
- Tamyurek, B., Krimer, B., 2015, An interleaved high-power flyback inverter for photovoltaic applications, IEEE Transactions on Power Electronics, 30, 6, 3228-3241.
- Tang, Y., Dong, X., He, Y., 2014, Active buck-boost inverter, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 61, 9, 4691-4697.
- Teodorescu, R., Liserre, M., Rodríguez, P., 2011, Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems, John Wiley & Sons, p.63-64.
- Todd, P. C., 2001, Snubber circuits: Theory, design and application, Texas Instruments.
- Vartak, C., Abramovitz, A., Smedley, K. M., 2014, Analysis and design of energy regenerative snubber for transformer isolated converters, IEEE Transactions on Power Electronics, 29, 11, 6030-6040.
- Venkatachalam, K., Sullivan, C. R., Abdallah, T., Tacca, H., 2002, Accurate prediction of ferrite core loss with nonsinusoidal waveforms using only Steinmetz parameters, Proceedings of the IEEE Workshop on Computers in Power Electronics, 36-41.
- Verhoeven, B., 1998, Utility Aspects of Grid Connected Photovoltaic Power Systems, http://www.iea-pvps.org/index.php?id=9&eID=dam_frontend_push&docID=389, erişim tarihi: 22.08.2015.
- Villar, I., Viscarret, U., Etxeberria-Otadui, I., Rufer, A., 2009, Global loss evaluation methods for nonsinusoidally fed medium-frequency power transformers, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 56, 10, 4132-4140.

KAYNAKLAR DİZİNİ (devam)

- Watson, R., Lee, F. C., Hua, G. C., 1996, Utilization of an active-clamp circuit to achieve soft switching in flyback converters, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 11, 1, 162-169.
- Wolfs, P., Li, Q., 2002, An analysis of a resonant half bridge dual converter operating in continuous and discontinuous modes, *Proceedings of the IEEE 33rd Annual Power Electronics Specialists Conference*, 3, 1313-1318.
- Wolfs, P., Li, Q., 2005, A current fed two-inductor boost converter with lossless snubbing for photovoltaic module integrated converter applications, *Proceedings of the IEEE 36th Annual Power Electronics Specialists Conference*, 2111-2117.
- Wolfs, P., Li, Q., 2007, A current fed two-inductor boost converter with an integrated magnetic structure and passive lossless snubbers for photovoltaic module integrated converter applications, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 22, 1, 309-321.
- Wu, B., Pontt, J., Rodriguez, J., Bernet, S., Kouro, S., 2008, Current-source converter and cycloconverter topologies for industrial medium-voltage drives, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55, 7, 2786-2797.
- Yang, D., Ruan, X., Wu, H., 2014, Impedance shaping of the grid-connected inverter with LCL filter to improve its adaptability to the weak grid condition, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29, 11, 5795-5805.
- Zengin, S., Deveci, F., Boztepe, M., 2013, Decoupling capacitor selection in DCM flyback PV microinverters considering harmonic distortion, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28, 2, 816-825.
- Zhang, J., Huang, X., Wu, X., Qian, Z., 2010, A high efficiency flyback converter with new active clamp technique, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 25, 7, 1775-1785.
- Zhang, Z., Chen, M., Chen, W., Jiang, C., Qian, Z., 2014, Analysis and implementation of phase synchronization control strategies for BCM interleaved flyback microinverters, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29, 11, 5921-5932.