

**EGE ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**(YÜKSEK LİSANS TEZİ)**

**İKİ AŞAMALI VE YUMUŞAK ANAHTARLAMALI**

**FLAYBACK TİPİ FOTOVOLTAİK**

**MİKRO-EVİRİCİ TASARIMI**

**Sinan ZENGİN**

**Tez Danışmanı: Yard. Doç. Dr. Mutlu BOZTEPE**

**Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı**

**Bilim Dalı Kodu : 608.02.00**

**Sunuş Tarihi : 09.01.2013**

**Bornova-İZMİR**

**2013**



Sinan ZENGİN tarafından Yüksek Lisans tezi olarak sunulan “İki aşamalı ve yumuşak anahtarlama flyback tipi fotovoltaik mikro-evirici tasarımı” başlıklı bu çalışma E.Ü. Lisansüstü Eğitim ve Öğretim Yönetmeliği ile E.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü Eğitim ve Öğretim Yönergesi'nin ilgili hükümleri uyarınca tarafımızdan değerlendirilerek savunmaya değer bulunmuş ve ..... tarihinde yapılan tez savunma sınavında aday oybirliği/oyçokluğu ile başarılı bulunmuştur.

**Jüri Üyeleri:**

**İmza**

**Jüri Başkanı**

: .....

.....

**Raportör Üye**

: .....

.....

**Üye**

: .....

.....



## ÖZET

# İKİ AŞAMALI VE YUMUŞAK ANAHTARLAMALI FLYBACK TİPİ FOTOVOLTAİK MİKRO-EVİRİCİ TASARIMI

ZENGİN, Sinan

Yüksek Lisans Tezi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Tez Danışmanı: Yard. Doç. Dr. Mutlu BOZTEPE

Ocak 2013, 109 sayfa

Fotovoltaik mikro-eviriciler üzerine son yıllarda oldukça yoğun çalışmalar yapılmaktadır. Gerek modüller arası uyumsuzlukları en aza indirmesi gerekse seri diyot kayıplarının olmaması sebebiyle mikro-eviricilerin kullanımı dizi ve merkezi eviricilere kıyasla daha avantajlı olmaktadır. Fakat mikro-eviricilerin iki adet temel dezavantajı bulunmaktadır. Bunlardan ilki; tek fazlı şebekeye aktarılan dalgalı güç ile sabit fotovoltaik (PV) modül gücü arasında oluşan anlık güç farklılığından kaynaklanmaktadır. Bu sorunu çözmek amacıyla yüksek kapasiteli ama düşük yaşam ömürlü elektrolitik kapasitörler (dekuplaj kapasitörü) kullanılması gerekmekte ve bunun sonucu olarak mikro-eviricilerin yaşam ömürleri fotovoltaik modüllere (>20 yıl) kıyasla çok az olmaktadır. Dekuplaj kapasitesinin küçültülmesi film kondansatör kullanımına imkan sağladığından evirici ömrünü uzatmak için önemlidir. Bu tip eviricilerde karşılaşılan ikinci dezavantaj ise yüksek iletim kayıplarının neden olduğu verim düşüklüğüdür.

Bu tezde, iki aşamalı ve yumuşak anahtarlmalı bir flyback mikro-evirici yapısının dekuplaj kapasitesi ve verim üzerine etkisi incelenmiştir. İlk aşamada PV modül gerilimi yükseltilecek dekuplaj işleminin daha yüksek gerilimde gerçekleşmesi sağlanmış ve böylece gerekli dekuplaj kapasitesi 10 kat azaltılabilmektedir. Şebekeye aktarılan akımın toplam harmonik bozulması (THD) ve PV modül kullanım oranının da dekuplaj kapasitesi seçiminde önemli parametreler olduğu gösterilmiştir. 200W gücünde tek ve iki aşamalı prototip devre kurularak çeşitli ölçümler alınmış ve önerilen yöntemle mikro-eviricinin verimi %78'den %88,7'e yükseldiği gözlenmiştir.

**Anahtar sözcükler:** Fotovoltaik modül, flyback mikro-evirici, yumuşak anahtarlama, dekuplaj kapasitörü, verim.



**ABSTRACT****TWO STAGE SOFT SWITCHED FLYBACK TYPE  
PHOTOVOLTAIC MICRO-INVERTER DESIGN**

ZENGIN, Sinan

MSc in Electrical-Electronics Eng.

Supervisor: Asst. Prof. Dr. Mutlu BOZTEPE

January 2012, 109 pages

Recently, intensive studies have been done on photovoltaic (PV) micro-inverters. Minimization of module mismatch losses and elimination of serial diode losses are the main advantage of micro-inverters with respects to the central and string inverters. However, micro-inverters have mainly two disadvantages. The first one is based on the instantaneous power diversity between the fluctuating power injected to the single phase grid and constant power of PV modules. In order to solve this problem the electrolytic capacitors (decoupling capacitors), which has high capacity but low lifetime, are required, in turn, the micro-inverter lifetime becomes lower than PV modules (>20 years). Reduction in the decoupling capacitor allows the use of film type capacitor which extends the inverter lifetime. Second disadvantage of this type inverters encountered is the low efficiency caused by the high conduction losses.

In this thesis, the benefit of the two-stage soft-switched flyback topology on the decoupling capacitor size and conversion efficiency was studied. The decoupling capacitor size is decreased 10 times by realizing the decoupling process at high voltage after first stage where the PV module voltage is boosted. It has been shown that the total harmonic distortion of the current injected to the grid and PV utilization loss are also important parameters for selection the decoupling capacitor. The 200W prototypes for single- and two-staged micro-inverters were built and experimented, and the efficiency improvement from 78% to 88.7% was obtained.

**Keywords:** Photovoltaic module, flyback micro-inverter, soft switching, decoupling capacitor, efficiency.



## TEŞEKKÜR

Yüksek lisansım süresince gerek yaptığımız çalışmalarda gerekse diğer zamanlarda bana yakın ilgi gösteren ve tez çalışmamı severek tamamlamamı sağlayan danışmanım Yard. Doç. Dr. Mutlu BOZTEPE'ye çok teşekkür ederim.

Ayrıca, bu süreçte bana maddi manevi destek olan aileme teşekkürü bir borç bilirim.

Yüksek lisansım süresince yüksek lisans bursiyeri olarak beni desteklemelerinden dolayı TÜBİTAK'a sonsuz teşekkür ederim.



**İÇİNDEKİLER**

	<u>Sayfa</u>
ÖZET .....	v
ABSTRACT .....	vii
TEŞEKKÜR .....	ix
ŞEKİLLER DİZİNİ .....	xvi
ÇİZELGELER DİZİNİ .....	xxii
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ .....	xxv
1. GİRİŞ.....	1
1.1 Türkiye’de Güneş Enerjisi Potansiyeli.....	2
1.2 Fotovoltaik (PV) Sistemler.....	4
2. LİTERATÜR ÖZETİ .....	6
2.1 Tez Projesinin Kapsamı.....	9
3. FOTOVOLTAİK GÜNEŞ PİLLERİ.....	11
3.1 Güneş Pillerinin Tarihçesi .....	11
3.2 Güneş Pillerinin Çalışma Prensibi.....	12
3.3 Güneş Pili Matematiksel Modeli .....	14
3.4 OST-80 PV Modülü .....	15
3.5 Maksimum Güç Noktası İzleme (MPPT).....	17

## İÇİNDEKİLER (devam)

	<u>Sayfa</u>
3.5.1 Sabit gerilim metodu.....	18
3.5.2 Artan iletkenlik metodu .....	18
3.5.3 Değiştir-gözle metodu .....	20
4. TEK AŞAMALI FLYBACK MİKRO-EVİRİCİ .....	23
4.1 Flyback DC/AC Evirici Çalışma Kipleri.....	23
4.2 Sert Anahtarlama Kaybı .....	26
4.3 Flyback DC/AC Evirici Tasarımı .....	26
4.3.1 $L_m$ mıknatıslanma endüktansı tasarımı .....	27
4.3.2 RCD kenetleme devresi tasarımı .....	28
4.3.3 Filtre elemanları tasarımı .....	29
4.3.4 Dekuplaj kapasitesi seçimi .....	29
4.4 Flyback DC/AC Evirici Benzetimi .....	35
4.5 Tek Aşamalı Flyback DC/AC Evirici Deneysel Çalışmaları.....	37
4.5.1 $L_m$ mıknatıslanma endüktansının gerçekleştirilmesi .....	37
4.5.2 RCD kenetleme devresinin gerçekleştirilmesi .....	39
4.5.3 Anahtar ve diyotların seçimi.....	39
4.5.4 $L_f$ ve $C_f$ filtre elemanlarının gerçekleştirilmesi .....	40

## İÇİNDEKİLER (devam)

	<u>Sayfa</u>
4.6	Sonuçlar ..... 41
5.	İKİ AŞAMALI FLYBACK MİKRO-EVİRİCİ ..... 43
5.1	SSS Boost DC/DC Dönüştürücü ..... 44
5.1.1	SSS boost devresinin çalışma kipleri ..... 44
5.1.2	SSS boost devresinin tasarımı ..... 49
5.1.3	SSS boost devresinin benzetimi ..... 50
5.2	Flyback DC/AC Evirici ..... 53
5.2.1	Flyback evirici devresinin çalışma kipleri..... 53
5.2.2	Flyback eviricinin tasarımı ..... 60
5.2.3	Flyback eviricinin benzetimi ..... 61
6.	DENEYSEL ÇALIŞMALAR ..... 66
6.1	SSS Boost Devresinin Gerçeklenmesi ..... 66
6.1.1	$L_g$ filtre endüktansının gerçekleştirilmesi ..... 66
6.1.2	$L_{r1}$ rezonans endüktansının gerçekleştirilmesi..... 68
6.1.3	$C_{rb}$ ve $C_g$ kapasitörlerinin seçimi..... 69
6.1.4	$D_{1b}$ ve $D_{2b}$ diyotları ile $S_b$ anahtarının seçimi..... 70
6.1.5	Mikrodenetleyicili kontrol kartı tasarımı ..... 71

## İÇİNDEKİLER (devam)

	<u>Sayfa</u>
6.2	SSS Boost Devresi Ölçümleri.....77
6.3	Yumuşak Anahtarlama Flyback Eviricinin Gerçeklenmesi .....80
6.3.1	$L_m$ mıknatıslanma endüktansının gerçekleştirilmesi .....81
6.3.2	$L_r$ rezonans endüktansının gerçekleştirilmesi .....82
6.3.3	$L_f$ filtre endüktansının gerçekleştirilmesi .....84
6.3.4	$C_r$ ve $C_f$ kapasitörlerinin seçimi .....84
6.3.5	$D_{a1}$ ve $D_{a2}$ diyotlarının seçimi .....85
6.3.6	$D_1$ ve $D_2$ diyotlarının seçimi .....85
6.3.7	$S_m$ ve $S_a$ anahtarlarının seçimi.....85
6.3.8	$S_{2n}$ ve $S_{2p}$ anahtarlarının seçimi.....86
6.3.9	Mikrodenetleyicili kontrol kartı tasarımı.....86
6.4	Yumuşak Anahtarlama Flyback Evirici Devresi Ölçümleri.....92
6.5	Besleme Kartı .....96
6.6	Sonuçlar .....99
7.	TARTIŞMA.....101
8.	SONUÇLAR.....102

**İÇİNDEKİLER (devam)**

	<u>Sayfa</u>
KAYNAKLAR .....	103
ÖZGEÇMİŞ .....	109

## ŞEKİLLER DİZİNİ

<u>Şekil</u>	<u>Sayfa</u>
1.1 UEA ülkelerinde şebekeye bağlı ve şebekeden bağımsız sistemlerin oranı .....	4
1.2 Merkezi, dizi ve mikro-evirici teknolojileri.....	5
3.1 Simetrik p-n bölgesinde yoğunluk dağılımı .....	13
3.2 Işınım varken ve yokken pn jonksiyon akım-gerilim karakteristiği .....	13
3.3 Bir güneş pilinin eşdeğer devre şeması .....	14
3.4 OST-80 modülünün 1000 W/m <sup>2</sup> de akım-gerilim eğrisi .....	15
3.5 Farklı ışınım değerlerinde OST-80 modülünün akım-gerilim eğrisi .....	16
3.6 Farklı sıcaklık değerlerinde OST-80 modülünün akım-gerilim eğrisi ....	16
3.7 0,13 Ω ve 0,65 Ω seri direnç değerlerinde OST-80 modülünün akım-gerilim eğrisi .....	17
3.8 Sabit gerilim metodunun akış diyagramı .....	18
3.9 Artan iletkenlik metodu .....	19
3.10 Artan iletkenlik metodunun akış diyagramı .....	21
3.11 Değiştir-gözle metodunun akış diyagramı .....	22
4.1 Geleneksel RCD kenetleme devreli flyback evirici.....	24
4.2 Flyback DC/AC evirici çalışma kipleri .....	25
4.3 $L_m$ mıknatıslanma endüktansının akımının gösterimi .....	28

## ŞEKİLLER DİZİNİ (devam)

<u>Şekil</u>	<u>Sayfa</u>
4.4	Flyback evirici giriş gücü ve PV giriş gerilimi ..... 30
4.5	Gerilim dalgalanması ile PV kullanım kaybı grafiği..... 31
4.6	Çıkış akımı frekans spektrumu ..... 32
4.7	Şebekeye aktarılan akımın gerilim dalgalanması ile bozulması..... 32
4.8	DC bara gerilim dalgalanması-şebekeye aktarılan akımın ölçümü ..... 33
4.9	Gerilim dalgalanması-çıkış akımının 3. ve 5. harmonikleri ..... 33
4.10	Gerilim dalgalanması-THD ..... 34
4.11	Gerilim dalgalanması ile THD ve PV kullanım kaybı ..... 34
4.12	Flyback DC/AC evirici devresi benzetim şeması..... 36
4.13	Şebeke gerilimi ile aktarılan akımın benzetimi ..... 36
4.14	Şebeke gerilimi ve DC bara geriliminin benzetimi ..... 37
4.15	RCD kenetleme devresi ..... 39
4.16	Tek aşamalı flyback DC/AC evirici verimi..... 42
5.1	İki aşamalı flyback evirici prensip şeması ..... 43
5.2	SSS boost çevirici..... 44
5.3	SSS boost çalışma kipleri ..... 45
5.4	SSS boost çevirici benzetim devresi ..... 51

## ŞEKİLLER DİZİNİ (devam)

<u>Şekil</u>	<u>Sayfa</u>
5.5	SSS boost devresinin çalışma kiplerinin benzetim çalışmasında gösterimi .....51
5.6	$S_b$ anahtarının akım-gerilim benzetimi .....52
5.7	$D_{1b}$ diyotunun akım-gerilim benzetimi .....52
5.8	$D_{2b}$ diyotunun akım-gerilim benzetimi .....52
5.9	Yumuşak anahtarlama flyback evirici topolojisi .....53
5.10	Flyback evirici çalışma kipleri (kip 1-4) .....55
5.11	Flyback evirici çalışma kipleri (kip 5-7) .....56
5.12	Flyback evirici benzetim devresi .....62
5.13	Flyback evirici devresinin çalışma kiplerinin benzetim çalışmasında gösterimi .....62
5.14	$S_m$ anahtarının akım-gerilim benzetimi .....63
5.15	$S_a$ anahtarının akım-gerilim benzetimi .....63
5.16	$D_{a1}$ diyotunun akım-gerilim benzetimi .....64
5.17	$D_{a2}$ diyotunun akım-gerilim benzetimi .....64
5.18	$D_I$ diyotunun akım-gerilim benzetimi .....65
6.1	$L_g$ endüktansının fotoğrafı .....68
6.2	$L_{r1}$ - $L_{r2}$ endüktansının fotoğrafı.....69

## ŞEKİLLER DİZİNİ (devam)

<u>Şekil</u>	<u>Sayfa</u>
6.3	SSS boost kartı güç bölümü devre şeması.....72
6.4	SSS boost kontrol kartı beslemesi .....73
6.5	SSS boost mikrodenetleyici bölümü .....74
6.6	SSS boost giriş gerilimi ölçüm devresi .....75
6.7	SSS boost giriş akımı ölçüm devresi.....75
6.8	SSS boost çıkış gerilimi ölçüm devresi.....76
6.9	SSS boost mosfet sürücü bölümü.....77
6.10	SSS boost devresinin fotoğrafı.....77
6.11	SSS boost devresi çıkış gerilimi.....78
6.12	SSS boost mosfeti iletme geçerken akım ve gerilimi.....78
6.13	SSS boost mosfeti kesime giderken akım ve gerilimi.....79
6.14	Rezonans kapasitörü ve mosfetin gerilimi .....79
6.15	SSS boost $D_{1b}$ diyotunun akım ve gerilimi .....80
6.16	SSS boost $D_{2b}$ diyotunun akım ve gerilimi .....80
6.17	$L_m$ endüktansının fotoğrafı.....82
6.18	$L_r$ endüktansının fotoğrafı.....83
6.19	Tasarlanan $L_f$ endüktansının fotoğrafı .....84

## ŞEKİLLER DİZİNİ (devam)

<u>Şekil</u>	<u>Sayfa</u>
6.20	Yumuşak anahtarlama flyback evirici kartı güç bölümü.....87
6.21	Flyback evirici kontrol kartı beslemesi.....87
6.22	Flyback evirici mikrodenetleyici bölümü .....88
6.23	Flyback evirici giriş gerilimi ölçüm devresi .....89
6.24	Flyback evirici giriş akımı ölçüm devresi .....90
6.25	Flyback evirici şebeke gerilimi ölçüm devresi .....90
6.26	Flyback evirici sıfır geçiş algılayıcı devresi .....91
6.27	Flyback evirici mosfet sürücü bölümü .....91
6.28	Flyback evirici devresi fotoğrafı.....92
6.29	Flyback evirici giriş gerilimi ile çıkış gerilimi .....93
6.30	$S_m$ mosfeti iletime geçerken akım ve gerilimi .....93
6.31	$S_m$ mosfet kesime giderken akım ve gerilimi .....94
6.32	$D_{a1}$ diyotunun akım ve gerilimi .....94
6.33	$S_a$ mosfetinin akım ve gerilimi .....95
6.34	$D_{a2}$ diyotunun akım ve gerilimi .....95
6.35	$C_r$ rezonans kapasitörü ile $S_m$ mosfetinin gerilimi .....96
6.36	Besleme kartının fotoğrafı .....99

**ŞEKİLLER DİZİNİ (devam)**

<u>Şekil</u>		<u>Sayfa</u>
6.37	İki aşamalı ve yumuşak anahtarlmalı flyback mikro-evirici verim ölçümü.....	99
6.38	Tek aşamalı ve iki aşamalı flyback evirici verimleri .....	100

## ÇİZELGELER DİZİNİ

<u>Çizelge</u>	<u>Sayfa</u>
1.1 AB’de yıllar itibari ile birincil enerjinin üretim ve ithalat değerleri (Mtep*) .....	2
1.2 Türkiye'nin günlük enerji potansiyeli .....	3
3.1 OST-80 PV modülünün elektriksel özellikleri .....	15
3.2 Değişir gözle metodunda referans değişkeni değişimi .....	21
4.1 Flyback DC/AC evirici benzetiminde kullanılan değerler .....	35
4.2 E 42 ferit nüvesinin temel özellikleri.....	37
4.3 $L_m$ endüktansının hava aralığının belirlenmesinde kullanılan parametreler .....	38
4.4 $L_m$ endüktansı tasarımında kullanılan değerler .....	38
4.5 UF 4007 diyotunun temel özellikleri .....	39
4.6 IRFP260 ve IPW90R340 mosfetlerinin temel özellikleri.....	40
4.7 UF 5408 diyotunun temel özellikleri .....	40
4.8 ETD 29 ferit nüvesinin temel özellikleri .....	40
4.9 $L_f$ endüktansının hava aralığının belirlenmesinde kullanılan parametreler .....	41
4.10 $L_f$ endüktansı tasarımında kullanılan değerler .....	41
5.1 SSS boost devresinde kullanılan eleman değerleri .....	50
5.2 Flyback evirici devresinde kullanılan eleman değerleri .....	61

## ÇİZELGELER DİZİNİ (devam)

<u>Çizelge</u>	<u>Sayfa</u>
6.1 EF 32 ferit nüvesinin temel özellikleri .....	67
6.2 $L_g$ endüktansının hava aralığının belirlenmesinde kullanılan parametreler .....	67
6.3 $L_g$ endüktansının tasarımında kullanılan değerler.....	67
6.4 EF 20 ferit nüvesinin temel özellikleri .....	68
6.5 $L_r$ endüktansının hava aralığının belirlenmesinde kullanılan parametreler .....	68
6.6 $L_r$ endüktansının tasarımında kullanılan değerler .....	69
6.7 Seçilen $C_{rb}$ ve $C_g$ kapasitörlerinin özellikleri .....	70
6.8 BYW 51 diyotunun özellikleri .....	71
6.9 dsPIC33FJ128MC802 mikrodenetleyicisinin temel özellikleri .....	71
6.10 TC4427 entegresinin temel özellikleri .....	76
6.11 $L_m + L_{lk}$ endüktansının hava aralığının belirlenmesinde kullanılan parametreler .....	81
6.12 $L_m + L_{lk}$ endüktansının tasarımında kullanılan değerler .....	82
6.13 $L_r$ endüktansının hava aralığının belirlenmesinde kullanılan parametreler .....	83
6.14 $L_r$ endüktansının tasarımında kullanılan değerler.....	83
6.15 $C_r$ ve $C_f$ kapasitörlerinin özellikleri .....	84

**ÇİZELGELER DİZİNİ (devam)**

<u>Çizelge</u>	<u>Sayfa</u>
6.16 DSEI 60-06 A ve MBR40250 diyotlarının temel özellikleri.....	85
6.17 TLP 250 entegresinin temel özellikleri.....	91
6.18 TL494 entegresinin temel özellikleri.....	96
6.19 Flyback mıknatıslanma endüktansı hava aralığı hesabı için gerekli parametreler .....	97
6.20 Flyback DC/DC dönüştürücü endüktansı tasarım parametreleri .....	97
6.21 IRFP240 mosfetinin temel özellikleri.....	97
6.22 BYW100 diyotunun temel özellikleri.....	98
6.23 LM2575 regülatörünün temel özellikleri.....	98

## SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

<u>Simgeler</u>	<u>Açıklama</u>
$V_{ds}$	Mosfet maksimum drain-source gerilimi.
$R_{ds}$	Mosfet iletim direnci.
$I_0$	Diyot doyma akımı.
$V_t$	Termal gerilim.
$I_d$	Diyot akımı.
$V_d$	Diyot gerilimi.
$I_L$	Işınım akımı.
$V_{oc}$	PV modül açık devre gerilimi.
$I_{sc}$	PV modül kısa devre akımı.
$P_m$	PV modül maksimum gücü.
$V_m$	Maksimum güç noktasındaki PV modül gerilimi.
$I_m$	Maksimum güç noktasındaki PV modül akımı.
$R_s$	Modül seri direnci.
$R_p$	Modül paralel direnci.
$P(n)$	Şu anki çevrimdeki güç.
$P(n-1)$	Bir önceki çevrimdeki güç.
$V_{ref}$	Referans gerilimi.

**SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ (devam)**

<u>Simgeler</u>	<u>Açıklama</u>
$R_k$	Kenetleme devresi direnci.
$C_k$	Kenetleme devresi kapasitörü.
$D_k$	Kenetleme devresi diyotu.
$L_f$	Filtre endüktansı.
$C_f$	Filtre kapasitörü.
$S$	Flyback DC/AC evirici birincil anahtarı.
$D_1, D_2$	Flyback DC/AC evirici ikincil diyotları.
$L_m$	Mıknatıslanma endüktansı.
$L_{lk}$	Kaçak endüktans.
$V_{pv}$	PV modül gerilimi.
$I_{Lm}(t)$	Mıknatıslanma endüktansının akımı.
$V_s(t)$	Şebeke gerilimi.
$n$	İkincil sarım sayısı/ birincil sarım sayısı.
$V_{s,m}$	Anahtarın maksimum dayanması gereken gerilim.
$I_{s,m}$	Anahtarın maksimum akımı.
$t_{k,s}$	Anahtarın kapanma zamanı.
$t_{a,s}$	Anahtarın açılma zamanı

## SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ (devam)

<u>Simgeler</u>	<u>Açıklama</u>
$d(t)$	$S$ anahtarı görev fonksiyonu.
$d_m$	$S$ anahtarı maksimum görev oranı.
$\omega$	Şebekenin açısal frekansı.
$t_{on}$	$S$ anahtarının iletim süresi.
$t_{off}$	$S$ anahtarı kesim süresi.
$V_{s,m}$	Şebekenin maksimum gerilimi.
$P_{pv}$	PV modül maksimum gücü.
$f_s$	$S$ anahtarının anahtarlama frekansı.
$V_{Ck}$	$C_k$ kapasitörünün gerilimi.
$i_{lk,p}$	Kaçak endüktans ilgili periyottaki maksimum akımı.
$\Delta V_k$	$C_k$ kapasitörü dalgacık gerilimi.
$\omega_c$	Köşe frekansı.
$H_f(s)$	Filtre transfer fonksiyonu.
$V_{maks}$	PV modül maksimum gerilimi.
$V_{min}$	PV modül minimum gerilimi.
$W_{C_{pv}}$	Dekuplaj kapasitesinin aktardığı enerji.
$C_{pv}$	PV modül dekaplaj kapasitesi.

## SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ (devam)

<u>Simgeler</u>	<u>Açıklama</u>
$f_s$	Şebeke frekansı.
$P_{Cpv}$	Dekuplaj kapasitesinin aktardığı ortalama güç.
$I_{pv}$	PV modül akımı.
$\Delta V_{pv}$	Tepeden tepeye PV modül gerilim dalgalanması.
$A_e$	Nüvenin kesiti.
$I_e$	Nüvenin efektif yolu.
$V_e$	Nüvenin hacmi.
$gap$	Nüvenin hava aralığı.
$I_m$	Endüktansın maksimum akımı.
$B$	Manyetik akı yoğunluğu.
$L$	Endüktans değeri.
$\mu_0$	Havanın manyetik geçirgenliği.
$I_{etkin}$	Mosfet etkin akımı.
$I_{ort}$	Diyot ortalama akımı.
$L_{r1}$	SSS boost devresi birinci rezonans endüktansı.
$L_{r1,min}$	SSS boost birinci rezonans endüktansının minimum değeri.
$L_{r2}$	SSS boost devresi ikinci rezonans endüktansı.

**SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ (devam)**

<u>Simgeler</u>	<u>Açıklama</u>
$C_{rb}$	SSS boost rezonans kapasitörü.
$L_g$	SSS boost filtre endüktansı.
$C_g$	SSS boost filtre kapasitörü.
$V_o$	SSS boost çıkış gerilimi.
$I_{in}$	SSS boost giriş akımı.
$I_{Lr1}(t)$	SSS boost devresi birinci rezonans endüktansının akımı.
$I_{Lr2}(t)$	SSS boost devresi birinci rezonans endüktansının akımı.
$V_{crb}(t)$	SSS boost rezonans kapasitör gerilimi.
$V_{crb}(t)$	SSS boost rezonans kapasitör gerilimi.
$V_{sw}(t)$	SSS boost anahtarının gerilimi.
$\omega_{rb}$	SSS boost rezonans açısal frekansı.
$Z_{rb}$	SSS boost rezonans empedansı.
$N_1$	SSS boost eşleşmiş endüktansın birincil sargı sayısı.
$N_2$	SSS boost eşleşmiş endüktansın ikincil sargı sayısı.
$C_{rb,min}$	Minimum boost rezonans kapasitesi.
$V_{sw}$	Anahtarın kesime gittikten sonraki maksimum gerilimi.
$I_{sw}$	Anahtarın kesime giderken gerilimi.

## SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ (devam)

<u>Simgeler</u>	<u>Açıklama</u>
$\Delta I_L$	Endüktansın akımının dalgacık değeri.
$V_g$	SSS boost devresi giriş gerilimi.
$f_{s,b}$	SSS boost devresi anahtarlama frekansı.
$I_\zeta$	SSS boost devresi ortalama çıkış akımı.
$\Delta V$	Filtre kapasitesi dalgacık gerilimi.
$D$	SSS boost devresi görev oranı.
$C_r$	Flyback evirici rezonans kapasitörü.
$S_m$	Flyback evirici ana mosfeti.
$S_a$	Flyback evirici yardımcı mosfeti.
$D_{a1}$ ve $D_{a2}$	Flyback evirici yardımcı diyotları.
$L_r$	Flyback evirici rezonans endüktansı.
$V_{dc}$	DC bara gerilimi.
$V_{cr}(t)$	$C_r$ rezonans kapasitör gerilimi.
$I_{Lr}(t)$	$L_r$ rezonans akımı.
$I_{Lm}(t)$	Mıknatıslanma endüktansı akımı.
$I_{Llk}(t)$	Kaçak endüktans akımı.
$\omega_{r1}$	Flyback evirici birinci rezonans açısız frekansı.

**SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ (devam)**

<u>Simgeler</u>	<u>Açıklama</u>
$\omega_{r2}$	Flyback evirici ikinci rezonans açısal frekansı.
$\omega_{r3}$	Flyback evirici üçüncü rezonans açısal frekansı.
$Z_{r1}$	Flyback evirici birinci rezonans empadansı.
$Z_{r2}$	Flyback evirici ikinci rezonans empadansı.
$Z_{r3}$	Flyback evirici üçüncü rezonans empadansı.
$V_{cr,m}$	$C_r$ rezonans kapasitörün maksimum gerilimi.
$I_{Lk,m}$	Kaçak endüktansın maksimum akımı.
p.u	Per unit.
DC	Doğru akım.
AB	Avrupa birliği.
ABD	Amerika birleşik devletleri.
PV	Fotovoltaik.
UEA	Uluslararası enerji ajansı.
TEP	Ton eşdeğer petrol.
MTEP	Milyon ton eşdeğer petrol.
THD	Toplam harmonik bozulma.
EMI	Elektromanyetik girişim.

**SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ (devam)**

<u>Simgeler</u>	<u>Açıklama</u>
PWM	Darbe genişlik modülasyonu.
FF	Doluluk faktörü.
MPPT	Maksimum güç noktası izleme.
DCM	Süreksiz akım kipi.
CCM	Sürekli akım kipi.
BCM	Sınır akım kipi.
RCD	Pasif kenetleme devresi.
SSS	Tek anahtarlı yumuşak anahtarlmalı boost devresi.
TÜBİTAK	Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu.

## 1. GİRİŞ

Tüm dünyada gelişen teknolojiye bağlı olarak kişilerin ve sanayi kuruluşlarının elektrik tüketimi gün geçtikçe artmaktadır. Geleneksel fosil yakıt kullanan santrallerin çevreye zararlı sera gazları yayması ve rezervlerinin bir gün tükenecek olması nedeniyle, ülkeler yenilenebilir enerji kaynakları kullanımına yönelmişlerdir.

Sera gazı salınımı küresel ısınmaya dolayısıyla iklim değişikliğine yol açar. 2005 yılında toplam sera gazı salınımı 5177 milyon ton ve bileşenleri %82,5 CO<sub>2</sub>, %8,1 CH<sub>4</sub>, %8 N<sub>2</sub>O ve % 1,4 floresan gazlarıdır. Avrupa Birliği (AB) ülkeleri maksimum sıcaklık artışını 2°C'de tutmak için Kyoto protokolünü imzalamışlardır. Buna göre üye ülkeler 2008-2012 yılları arasında sera gazı salınımını her yıl %8 azaltmayı kabul ettiler (Andea et al., 2010). Sera gazı salınımını azaltma ise mevcut geleneksel sistemlerin yüksek maliyetlerle yenilenmesiyle ya da yenilenebilir enerji kaynaklarının kullanımının artırılması ile mümkün olur.

Dünyada ham petrol rezervlerinin %48,1'i Ortadoğu ülkelerinde, doğalgaz rezervlerinin %61'i dört ülkede, kömür rezervlerinin %59,1'i üç ülkede bulunmaktadır (BP, 2012). Buna karşın, rüzgar ve güneş başta olmak üzere yenilenebilir enerji kaynakları tüm yeryüzüne dağılmışlardır. Petrol, doğalgaz ve kömür gibi belirli ülkelerin tekelinde değildirler. Buna paralel olarak, ülkelerin dışarıya olan bağımlılığını azaltmaları için yenilenebilir enerji kaynaklarına taleplerinin arttığı gözlenmektedir.

Dünyada 2012 yılında, fotovoltaik (PV) enerji kurulu gücü %74 artarak 70 GW'a, rüzgâr enerjisi kurulu gücü ise %20 artarak 238 GW'a ulaşmıştır. İlk kez AB ülkeleri 2012 yılında diğer yenilenebilir enerji kaynaklarına kıyasla PV enerji kurulu gücüne daha fazla kapasite eklemişlerdir (Yenilenebilir enerji küresel durum raporu, 2012). Bu da göstermektedir ki; AB ülkeleri PV enerjiye diğer yenilenebilir enerji kaynaklarına nispeten daha fazla önem vermektedirler.

Bugün AB'nin enerji tüketimi başta petrol %36,9 ve doğal gaz %24 olmak üzere kömür %17,8, nükleer enerji %14 ve yenilenebilir enerji %7,1 dayanmaktadır. Uluslararası Enerji Ajansı (UEA) verilerine göre, enerji tüketimi konusunda Çin'in ve Amerika Birleşik Devletleri'nin (ABD) ardından üçüncü sırada bulunan, dünya petrol ve doğal gaz tüketiminde ise ABD'nin arkasından

ikinci sırayı alan AB bu yoğun enerji tüketimine rağmen enerji kaynakları bakımından yeterli olanaklara sahip değildir. Çizelge 1.1 'den de görülebileceği gibi AB'de, 1960'dan 2001'e birincil enerjideki ithalat üretime yaklaşmış ve hatta üretimi geçmiştir (Yorkan, 2009). Son araştırmalar, dış enerji kaynaklarına olan bağımlılığının önümüzdeki yıllarda daha da artması beklenen AB'nin 2030 yılına kadar yüzde 70 oranında ithal enerjiye bağımlı olacağını gösteriyor. Dış tedarik konusunda her zaman sorun yaşayabileceğini düşünen birlik, 2020 yılına kadar enerji ihtiyacının %20'sini yenilenebilir enerji kaynaklarından sağlamayı hedeflemiştir (Akdemir, 2010).

Çizelge 1.1 AB'de yıllar itibari ile birincil enerjinin üretim ve ithalat değerleri (Mtep\*)

Yıllar	Üretim	İthalat
1960	360,3	206,2
1970	408,1	650,2
1980	584,3	687,6
1990	708,9	642,1
1995	740,1	651,1
2001	761,2	765,9

\*Milyon ton petrol eşdeğer değeri

## 1.1 Türkiye'de Güneş Enerjisi Potansiyeli

Dünyanın en önemli enerji kaynağı güneştir. Rüzgâr, deniz dalgası, okyanustaki sıcaklık farklılıkları ve biyokütle enerjileri güneş enerjisinin değişim geçirmiş halleridir. Fosil yakıtların da biyokütlede birikmiş güneş enerjisi olduğu kabul edilmektedir. İnsanoğlu doğal enerji kaynaklarının çoğunun kökeni olan güneş enerjisinden ısıtma ve elektrik elde etme gibi amaçlarla yararlanmaktadır (Varınca ve Gönüllü, 2006).

Türkiye coğrafi konumu itibari ile yüksek miktarda güneş enerjisi almaktadır. Aylara göre günlük ortalama güneşlenme saatleri ve günlük m<sup>2</sup> başına üretilen ortalama enerji değerleri Çizelge 1.2'de verilmiştir (Yenilenebilir Enerji Genel Müdürlüğü, 2012). Bu istatistiğe göre Türkiye üzerine günlük ortalama 7,5 saat güneş ışınımı düşmekte ve m<sup>2</sup> başına 4,18 kWh enerji üretilebilmektedir.

Çizelge 1.2 Türkiye'nin günlük enerji potansiyeli

Aylar	Güneşlenme Süreleri (saat)	Günlük Enerji (kWh/m <sup>2</sup> -gün)
Ocak	4,11	1,79
Şubat	5,22	2,50
Mart	6,27	3,87
Nisan	7,46	4,93
Mayıs	9,10	6,14
Haziran	10,81	6,57
Temmuz	11,31	6,50
Ağustos	10,70	5,81
Eylül	9,23	4,81
Ekim	6,87	3,46
Kasım	5,15	2,14
Aralık	3,75	1,59
Ortalama	7,50 saat	4,18 kWh/m <sup>2</sup> -gün

Türkiye’de güneş enerjisinin en yaygın kullanılma şekli güneş kolektörleri ile olmaktadır. Kolektörlerde güneş enerjisi ısı enerjisine (sıcak su) dönüştürülür. Türkiye, 12,5 milyon m<sup>2</sup> kurulu kolektör alanı ile dünyanın önde gelen ülkelerinden biri konumundadır. Ülkemizde, güneş enerjisinden üretilen ısı enerjisi yıllık 420 bin TEP civarındadır. Türkiye’nin yıllık güneş kolektörü üretim hacmi 750 bin m<sup>2</sup> olup bunun bir kısmı da ihraç edilmektedir. Bu haliyle ülkemiz dünyada kayda değer bir güneş kolektörü üreticisi ve kullanıcısı durumundadır (Yenilenebilir Enerji Genel Müdürlüğü, 2012).

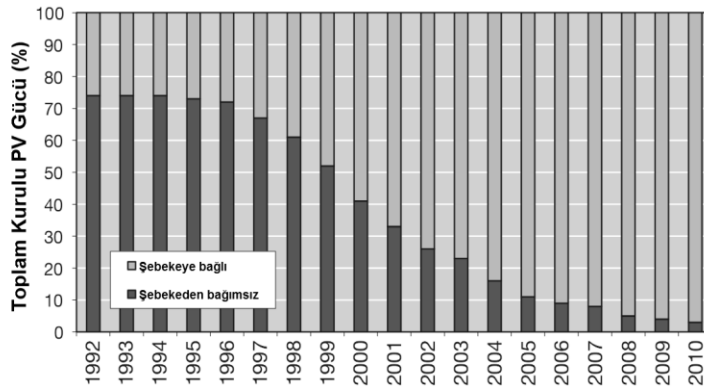
Türkiye’nin tüm yüzeyine gelen yıllık güneş enerjisi miktarı  $1025 \cdot 10^{12}$  kWh olmaktadır. Bu miktar Türkiye'nin 1996 yılında ürettiği toplam elektrik enerjisinin yaklaşık 11000 katına denk gelmektedir (Gençoğlu, 2002). Türkiye güneş enerjisi bakımından zengin olmasına karşın bu enerjiyi elektriğe yıllarca dönüştürememiştir. Lakin son yıllarda hükümet, güneş enerjisinden elektrik üretimini teşvik için kanunlar çıkarmakta ve üretilen elektriğe alım garantisi vermektedir. Buna göre güneş enerjisinden üretilen elektrik, kWh başına 13,3 dolar cent’den satılmaktadır. Ayrıca kurulacak güneş santralleri inşasında yerli malı kullanılması halinde bu fiyat 20 dolar cent’e kadar çıkabilmektedir (Yenilenebilir Enerji Kaynaklarının Elektrik Enerjisi Üretimi Amaçlı Kullanımına İlişkin Kanun,

2012). Rüzgar ve hidroelektrik enerjinin alım garantisinin daha düşük fiyattan olması (7,3 dolar cent), nispeten güneş enerjisinin kullanımı için daha iyi bir teşvikin verildiği anlamına gelir.

## 1.2 Fotovoltaik (PV) Sistemler

PV sistemlerde, şebekeden bağımsız (Stand-alone) ve şebekeye bağlı (grid-connected) olmak üzere temelde iki farklı sistem tipi bulunmaktadır. Güneş enerjisi kesikli olduğundan şebekeden bağımsız sistemlerde enerjinin sürekliliğini sağlayabilmek için sisteme enerji depolama elemanı, yani bir batarya ilave edilir. Batarya boyutlandırması, sistemin kurulacağı yerin ışınım ortalamaları ve kapalı gün sayısı göz önüne alınarak yapılır. Kesintisiz enerjiyi sağlayabilmek için ortalama 3-5 günlük enerjiyi karşılayacak batarya sistemine ihtiyaç duyulur. Bu da toplam sistem maliyetinin yaklaşık üçte birini oluşturmaktadır. Ama enterkonnekte şebekeye uzak yerleşim birimleri için yeni elektrik iletim hatları döşeme maliyeti göz önüne alındığında, bu tür sistemler ekonomik olabilmektedir.

Son yıllarda enterkonnekte şebekeye bağlı PV sistemler yaygınlaşmaya başlamıştır. Bu tür sistemlerde elektrik şebekesi bir anlamda depo elemanı gibi kullanıldığından batarya kullanımına gerek kalmamaktadır. Bu durum hem maliyet üzerinde önemli bir avantaj sağladığından hem de batarya şarj kayıplarının getirdiği verim düşüşünün olmamasından dolayı, Şekil 1.1'den de görüleceği üzere son yıllarda şebekeye bağlı sistemler ön plana çıkmıştır.

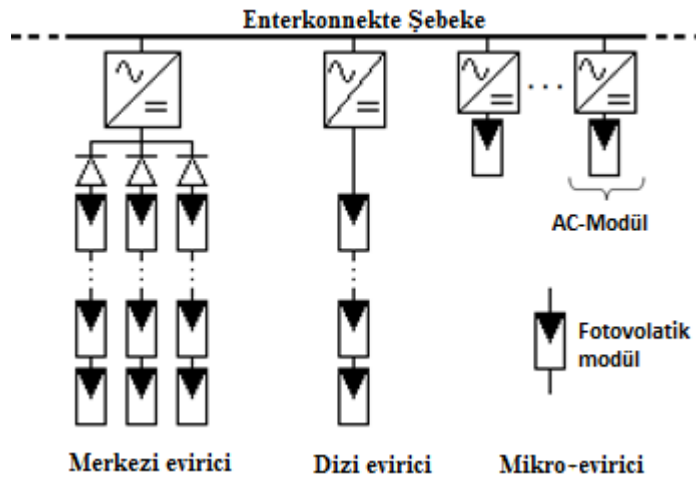


Şekil 1.1 UEA ülkelerinde şebekeye bağlı ve şebekeden bağımsız sistemlerin oranı

Şebekeye bağlı sistemler enterkonnekte şebekeye DC/AC evirici üzerinden bağlanırlar. Bu tip eviriciler üç gruba ayrılır; merkezi-evirici, dizi-evirici ve mikro-eviriciler. Şekil 1.2'de her üç teknoloji ile oluşturulmuş PV sistemler blok şema halinde gösterilmiştir. Merkezi eviriciler, en az iki adet paralel PV dizi

içerir. Bu sistemlerde modüller arası uyumsuzluk kayıpları, kısmi gölgeleme ve seri diyotlardan kaynaklanan kayıplar nispeten büyüktür. Bu nedenlerle günümüzde yüksek güçler için dizi evirici teknolojisi daha çok tercih edilmektedir. Bu teknolojiye yeterli sayıda PV modül seri bağlanarak dizi eviricinin girişine verilir. Merkezi eviriciye göre daha performanslı olmasına karşın, uyumsuzluk kayıpları ve kısmi gölgeleme kayıpları hala etkilidir.

Merkezi ve dizi eviriciler büyük güçlü ve genellikle üç fazlı olarak tasarlanırlar. Bu güçler için gerekli olan malzemelerin piyasada kolay bulunamaması ve fiyatlarının pahalı olması, ayrıca herhangi bir arıza anında bu eviricilere bağlı bütün PV modüllerin devre dışı olması nedeniyle mikro-evirici teknolojisine yönelim artmıştır. Mikro-evirici teknolojisinde her PV modülün kendi eviricisi bulunmaktadır. Mikro-eviriciler tek bir PV modül gücüne göre tasarlanırlar, dolayısıyla küçük güçlüdürler. Bunun sonucu olarak mikro-evirici için gerekli malzemeler piyasada kolay bulunur ve fiyatları ucuzdur. Herhangi bir mikro-evirici arızasında ise sadece bir adet modül sistemden devre dışı kalır ve diğer modüller bu arızadan etkilemeyip çalışmalarına devam eder. Bu teknoloji DC kablolama gerektirmediği gibi, sadece tek bir modül ile sistem kurulabilmesini de mümkün kılması esneklik sağlamaktadır. Uyumsuzluk ve kısmi gölgeleme problemlerine karşı performansı diğer evirici tiplerine göre daha iyidir (Çekinir ve Boztepe, 2010). Bu avantajlarına karşılık, birim güç başına maliyetlerinin şimdilik yüksek olması ve bir PV modülün ömrü kadar uzun (yani en az 15-20 yıl) bir ömre sahip olma gereksinimi yüzünden henüz yeterince yaygınlaşmamıştır.



Şekil 1.2 Merkezi, dizi ve mikro-evirici teknolojileri

## 2. LİTERATÜR ÖZETİ

PV modüllerin ışık-elektrik dönüşüm verimlerinin düşük (%9-%17) ve modül fiyatlarının yüksek olması, araştırmacıları bu enerjiyi en az maliyetle en verimli şekilde kullanmaya sevk etmiştir. Nano teknolojinin gelişmesi ile PV modüllerin birim güç başına maliyetleri gün geçtikçe düşmekte ve verimleri artmaktadır (Mertens, 2008). Dolayısıyla tasarlanan sistemde evirici maliyetinin düşük tutulması zorunlu hale gelmiştir.

PV mikro-eviriciler, dizi ve merkezi evirici tiplerine göre, modüller arası uyumsuzluk kayıpları ve kısmi gölgeleme kayıplarını azaltması ve seri diyot kullanılmaması gibi avantajlarından dolayı son yıllarda oldukça ilgi görmeye başlamışlardır. Flyback tipi PV mikro-eviriciler ise diğer topolojilere kıyasla hem verimi yüksek ve hem de maliyeti düşüktür (Kjaer et al., 2005). Bu sebepten flyback tabanlı PV mikro-eviriciler üzerine çalışmalar yoğunlaşmıştır (Kyritsis et al., 2008; Jun-yin et al., 2010; Ji et al., 2011; Kasa and Iida, 2006; Ryu et al., 2011; Hu et al., 2011; Li and Oruganti, 2012; Chen et al., 2010; Shimizu et al., 2006, Kasa et al., 2005). Bu çalışmalarda flyback PV mikro-eviricilerin süresiz akım kipi, sürekli akım kipi ve sınır akım kipindeki çalışma durumları incelenmiştir. Sürekli akım kipinde flyback birincil mosfetinin etkin akımının düşük olması her ne kadar iletim kayıplarını düşürse de çıkış akım kontrolünün zor olması ve şebekeye aktarılan akımın sinüs formundan uzaklaşması nedeniyle kullanımı yaygınlaşmamıştır. Sınır akım kipi, giriş ve çıkış akımlarını ölçmek için yüksek frekansta çalışan ve maliyeti fazla olan akım sensörlerine gereksinim duymaktadır. Dolayısı ile hem maliyet artmakta hem de tasarlanan kartın hacmi büyümektedir. Süresiz akım kipinde ise giriş ve çıkış akımlarını ölçmeye gereksinim olmaması ve açık çevrim kontrol edilebilmesi diğer iki kipe göre önemli avantajlar getirmektedir (Kyritsis et al., 2008).

PV mikro-eviriciler şebekeye tek fazlı olarak bağlanırlar. Fakat tek fazlı bağlantıda şebekeye aktarılan güç, şebeke frekansının iki katı frekanstadır. Oysa PV modüllerden alınan güç (ışınım sabit olduğu sürece) değişmemektedir. Giriş ve çıkış gücü arasındaki bu anlık farklılığı karşılayabilmek (decoupling) için dekuplaj devreleri gerekmektedir. Genellikle bu iş için maliyeti düşük ama kapasite değeri yüksek olan elektrolitik kapasitörler (dekuplaj kapasitörleri) kullanılır. Ama elektrolitik kapasitörlerin yaşam ömürleri PV modüllere göre (>20 yıl) çok düşüktür. Örneğin, 105°C'de ömürleri 1000-7000 saat arasında değişmektedir. Mikro-eviriciler PV modüllere akuple olarak kullanılması

gerektiğinden, kısa ömürlü bir evirici bütün sistemin ömrünü kısaltacaktır. Bazı araştırmalar dekuplaj kondansatörünün kapasite değerini azaltarak daha uzun ömürlü film kapasitöre geçiş üzerine yoğunlaşmışlardır (Hu et al., 2010).

Elektrolitik kapasite miktarını azaltmak için iki aşamalı evirici topolojileri önerilmektedir. Çünkü tek aşamalı eviricilerde dekuplaj kapasitörü PV modül ile evirici arasına bağlanır. Dolayısı ile kapasitörün gerilimi PV modül gerilimine eşittir. Gerilim düşük olduğundan bu topolojilerde gerekli olan kapasite miktarı fazla olmaktadır. Kapasitörde depolanan enerji, kapasite değeri ve gerilimin karesi ile doğru orantılıdır. Dolayısıyla gerilim arttırıldığında daha küçük kapasite değerlerinde aynı enerjiyi depolamak mümkün olmaktadır. Bu sebepten iki aşamalı eviricilerde ilk aşamada gerilim yükseltmekte ve dekuplaj işlemi ilk aşamadan sonra gerçekleştirilmektedir. Bu durumda gerilim yükseldiğinden gerekli dekuplaj kondansatörünün değeri oldukça küçültülebilmekte ve düşük ömürlü olan elektrolitik kondansatörler yerine daha uzun ömürlü olan film (veya polyester) kondansatörler kullanılabilir (Hu et al., 2010; Tan et al., 2007; Shimizu et al., 2006). Bu şekilde PV mikro-eviricilerin ömrü elektrolitik kondansatör kullanıldığı duruma göre artmış ve PV modülün yaşam ömrüne yaklaşmıştır (en az 15-20 yıl).

Sürekli akım kipinde çalışan flyback tipi mikro-eviriciler tek aşamalı veya iki aşamalı olarak tasarlanabilmektedirler (Tan et al., 2007, Chen et al., 2010, Chandhaket et al., 2004). Tek aşamalı eviricilerin MPPT, şebeke akım kontrolü ve gerilim yükseltme gibi bütün görevleri tek aşamada yapmak zorunda olması sebebiyle verimlerinin düşük olduğu tespit edilmiş ve iki aşamalı flyback eviriciler üzerine çalışılmaya başlanmıştır (Kjaer et al., 2005). Flyback tabanlı iki aşamalı eviricilerde her ne kadar eleman sayısı arttığından dolayı verim düşüşü olacağı düşünülse de, ilk aşamada gerilimin yükseltilmesi sonucu ikinci aşamanın iletim kayıpları önemli ölçüde düşer. Sonuç olarak toplam verimde tek aşamalı flyback eviriciye göre bir iyileşme söz konusu olur. Ayrıca kısmi gölgeleme gibi nedenlerle maksimum güç noktası geriliminin düşmesi durumunda tek aşamalı flyback eviriciye göre iki aşamalı evirici daha verimli çalışabilmektedir. Dolayısıyla verimi zaten düşük olan (%9-%17) PV modülden maksimum seviyede yararlanmak için iki aşamalı eviriciler daha uygundur.

Diğer yandan, flyback mikro-eviricinin verimini yükseltmeye yönelik çalışmalar da mevcuttur. Evirici kayıpları arasında kaçak endüktanstan kaynaklanan kayıplar önemli bir yer tuttuğundan aktif kenetleme tekniğini

kullanarak bu enerjiyi geri kazanma yolları araştırılmıştır (Watson et al., 1996; Kim et al., 2011; Bellur and Kazimierczuk, 2011; Li et al., 2011). Geleneksel yöntemde bu enerji pasif RCD kenetleme devrelerinde harcanmakta ve ısıya dönüşerek kaybedilmektedir. Kaçak endüktansın mıknatıslanma endüktansına oranı yaklaşık %3-5 civarında olması direnç üzerinde harcanan gücün evirici gücünün %3-5 civarında anlamına gelmektedir. PV mikro-evirici güçlerinin 100 W-300 W olduğu düşünülürse, bu güç değerlerindeki dirençler tasarlanan kartta yer kaplamakta ve kartın direnç konulan kısmının diğer kısımlara kıyasla daha fazla ısınmasına sebep olmaktadır. Araştırmacılar yukarıda bahsedilen nedenlerden dolayı aktif yöntemler üzerine çalışmalarını yoğunlaştırmıştır. Aktif topolojilerde enerji hem kaybedilmemekte hem de yumuşak anahtarlama yapılmasına imkân tanınmaktadır. Ayrıca, bu enerji söndürülmediği takdirde flyback ana mosfetinin dayanması gereken gerilim ( $V_{ds}$ ) artmaktadır. Yüksek  $V_{ds}$  gerilimli mosfetlerin iletim dirençleri ( $R_{ds}$ ) fazla olmasından dolayı, bu durum iletim kayıplarının artmasına da yol açmaktadır.

Diğer bir önemli kayıp bileşeni ise sert anahtarlama kayıplarıdır. Ayrıca sert anahtarlama yöntemi elektromanyetik girişimi (EMI) de artırmaktadır. Anahtarlama kayıplarını azaltma yöntemleri olarak yumuşak anahtarlama teknikleri üzerinde çalışmalar yapıldığı görülmektedir (Watson et al., 1996; Elmes et al., 2009). Kaçak endüktansın enerjisini aktif yöntemle geri kazanan topolojiler aynı zamanda yumuşak anahtarlama yapmaya da imkân tanımaktadır. Ancak bu topolojilerde devreye yeni bir mosfet eklendiğinden devrenin kontrolü zorlaşmaktadır. İki aşamalı flyback PV mikro-evirici veriminin yüksek olması için ilk aşama olan DC-DC dönüştürücü veriminin yüksek olması şarttır. Burada da yumuşak anahtarlama teknikleri, sıfır akım ve sıfır gerilimde anahtarlama yapan darbe genişlik modülasyonlu (PWM) çeviriciler kullanıldığı görülmektedir.

Rezonans çeviriciler yumuşak anahtarlama yapmak için fazladan anahtarlama elemanlarına ihtiyaç duymazlar (Emrani et al., 2012; Presman et al., 2009; Erickson and Maksimovic, 2001). Bu tip çeviricilerde anahtarlama görev oranı sabit, anahtarlama frekansı değişken durumdadır. Güç değişimine göre anahtarlama frekansı değiştirilir. Anahtarlama frekansının maksimum ve minimum limitleri bulunmaktadır. Bu limitler dışında yumuşak anahtarlama gerçekleşmez. Bu limitlerin evirici maksimum gücüne yakın bölgelerde kalması dolayısı ile PV çalışmalar için rezonans dönüştürücü topolojiler uygun olmamaktadır. Yumuşak anahtarlama PWM çeviricilerin ise izolasyonlu ve

izolasyonsuz tipleri mevcuttur. İzolasyonlu tipleri flyback ve forward tabanlı DC/DC çeviricilerdir (Watson et al., 1996, Zhang et al., 2010; Wang et al., 2006; Kim et al., 2005). İzolasyonsuz tipleri ise boost ve buck-boost tabanlı olabilmektedir ( Park et al., 2012; Seong et al., 2012; Park et al., 2010; Song, et al., 2011; Jung et al., 2011; Amini and Farzanehfard, 2009). İkinci aşama izolasyonlu flyback evirici olarak tasarlandığı takdirde ilk aşamanın izolasyonlu olmasına gerek duyulmamaktadır.

## 2.1 Tez Projesinin Kapsamı

Fotovoltaik mikro-eviricilerin, dizi eviricilerin yerine tercih edilebilmesi için uzun ömürlü, hafif ve ekonomik olması, az yer kaplaması ve en önemlisi çok yüksek verimli olması gerekmektedir. Flyback tipi mikro-eviriciler bütün bu hususlarda avantajlara sahip olmasına karşın, verim düşüklüğü ve ömrünün nispeten kısa olması tercih edilmesinin önündeki en önemli engeldir. Bu tezde iki aşamalı bir evirici yapısının flyback mikro-eviricinin performansına getireceği avantajlar irdelenmektedir.

Öncelikle güneş pillerinin karakteristik özellikleri incelenmiş ve matematiksel modeli elde edilmiştir. Mikro-eviriciler için çok önemli bir konu olan maksimum güneş pillerini maksimum güç noktasında çalıştırma yöntemleri araştırılmıştır.

Daha sonra tek aşamalı bir flyback mikro-eviricilerin çalışma ilkesi, karakteristik özellikleri üzerinde durulmuştur. Bu noktada DC-bara gerilimindeki dalgalanmaların şebekeye verilen akım harmoniği (THD) üzerindeki bozucu etkisi tespit edilmiştir. Bu etki matematiksel olarak modellenmiş ve deneysel çalışmalarla doğrulanmıştır.

İki aşamalı bir flyback mikro-eviricinin tasarımı ve analizi ilerleyen bölümlerde ayrıntılı olarak incelenmiştir. Giriş gerilimi yükselten DC/DC dönüştürücü ve ikinci aşamada şebekeye enerji transferini gerçekleştiren flyback evirici katlarına yumuşak anahtarlama tekniği uygulanmış ve yine flyback eviriciye aktif-kenetleme devresi eklenerek verim artırılmaya çalışılmıştır.

Son olarak mikro-eviricinin yaşam ömrünü uzatmaya yönelik olarak iki aşamalı evirici yapısının dekaplaj kapasitörünün değerine olan etkisi incelenmiştir.

Yapılan bütün teorik çalışmalarını doğrulamak amacıyla 200W gücünde prototip evirici tasarlanmış ve deneysel ölçümler alınmıştır. Ölçümlerde silisyum çok kristal PV modül kullanılmıştır.

### 3. FOTOVOLTAİK GÜNEŞ PİLLERİ

Fotovoltaik piller üzerlerine düşen güneş ışığı enerjisini doğru akıma (DC) çevirir. Genellikle yeryüzünde fazla miktarda bulunan elementlerden biri olan silisyumdan yapılan bu piller, mekanik olarak dönen parçalardan oluşmaması nedeniyle çok az bir bakımla yıllarca sorunsuz çalışabilmektedir. Ayrıca, modülerliği sayesinde seri ve paralel bağlantı yapılarak birkaç Watt güçlerden mega Watt güçlere kadar sistem oluşturulabilmektedir (Treble., 1980).

Güneş pilleri, hali hazırda elektrik şebekesinin olmadığı yerleşim yerlerinden uzak kırsal yerlerde ve şebekeye bağlı olarak güneş tarlalarında kullanılmasının yanında uzay araçlarının elektrik ihtiyacını karşılamak üzere de kullanılmaktadır. Güneş pillerinin uygun şekilde seri ve paralel bağlantısı yapılarak üretilen PV modüller, sayesinde PV elektrik enerjisi üretimi güvenilir ve uzun ömürlü hale gelmiştir.

#### 3.1 Güneş Pillerinin Tarihçesi

İlk olarak 1839 yılında Becquerel, elektrolit içindeki bir elektrota ışık düşürüldüğünde gerilim oluştuğunu gözlemleyerek fotovoltaik etkiyi bulmuştur. 38 yıl sonra, G.W. Adams ve R.E. Day bu etkiyi selenyum kristalleri üzerinde göstermiştir. Bundan sonraki yıllarda, Lange, Grondal ve Schottky selenyum ve bakır oksit üzerine olan çalışmalarda öncülük yapmış, bu çalışmalar sonucunda fotografik pozlama metrelerinin ve diğer bazı uygulamaların icadı gerçekleşmiştir. Bütün bu çalışmalara karşın, PV piller 1954 yılına kadar elektrik güç üretimi için yüksek bir çevrim verimine ulaşamamıştır. 1954 yılında, Chapin, Fuller ve Pearson yaptıkları silikon PV pillerin %6 çevrim verimine ulaştığını bildirmesiyle PV pillerden elektrik üretimine adım atılmıştır.

Silikon PV piller, 1958 yılında Vanguard I uzay aracı ile uzay programında kullanılmaya başlandı. Silikon pillerinin çevrim veriminin %15 civarına yükseltilmesiyle birlikte uzay araçlarının gücü birkaç miliWatt'dan onlarca kiloWatt'a yükseldi. Ayrıca uyduların yaşam ömürleri birkaç aydan birkaç yıla uzamış oldu. Bundan sonraki teknolojik uygulama alanlarında ve araştırma konularında silikon pillerin kullanımı hızla yaygınlaşmıştır. PV pillerden enerji üretimine olan ilgi, 1973 yılındaki petrol krizinden sonra daha da üst düzeye çıkmış ve ülkelerin PV enerji üzerine olan yatırımları artmıştır (Treble., 1980).

Son zamanlarda PV pil maliyeti artan talep karşısında düşüş göstermektedir. 2000 yılından 2010 yılına PV kurulu güç miktarı 69 kat artmış ve artan talep karşısında PV pil maliyeti Watt başına 4 \$'dan 2 \$ mertebesine düşmüştür (Mints, 2011). PV pil maliyetinin düşmesi talebin artmasını, artan talep de maliyetin düşmesini tetiklemektedir. Bu açıdan bakıldığında ilerleyen yıllarda PV pil maliyetinin daha da düşeceği tahmin edilmektedir.

### 3.2 Güneş Pillerinin Çalışma Prensibi

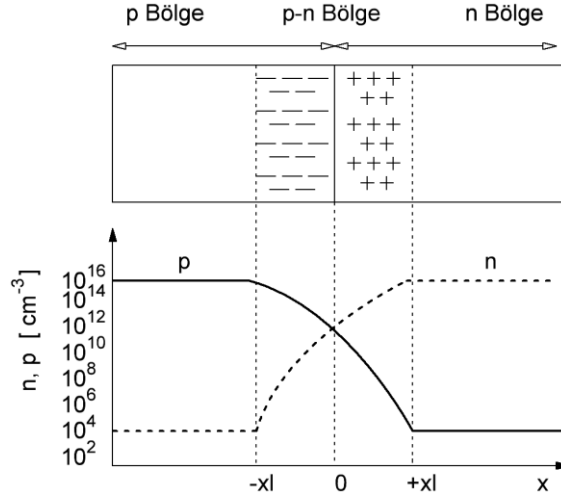
Yarı iletken malzemelerin ve dolayısı ile PV pillerin çalışmasını anlamak için p-n jonksiyonunu anlamak gereklidir. Birçok yarı iletken cihazın temel birimi olan yarı iletken gövde, iki farklı tipte katkılayıcı ile doğrudan birbirine bitişiktir. Bir p katkılı alan ile bir n katkılı alan aynı kafes (lattice) içinde birleşirse bu yapıya p-n jonksiyonu denir.

Basit bir örnekle, silikonun içindeki aynı yoğunluktaki iki farklı katkılayıcının Şekil 3.1'de görüldüğü gibi aniden birleştiğini varsayalım. Sol kısım ( $x < 0$ ),  $N_a = 10^{16}/\text{cm}^3$  adet Bor atomuyla katkılandırılırsa o kısım p tipi iletken, sağ kısım ise ( $x > 0$ ),  $N_d = 10^{16}/\text{cm}^3$  adet Fosfor atomuyla katkılandırılırsa o kısım da n tipi iletken olur.

Yoğunluk farkından dolayı serbest hareket eden taşıyıcılar difüzyona uğrayacaktır. P kısımdaki boşluklar (hole) n kısma, n kısımdaki elektronlar ise p kısma doğru hareket eder. Negatif yüklerin sol kısımda, pozitif yüklerin ise sağ kısımda birikmesiyle birlikte bir kapasitör etkisi oluşacak ve elektrik alan meydana gelecektir. Oluşan bu elektrik alan, difüzyon akımına ters yönde akım oluşturacak yöndedir. Bu süreç elektrik alanın oluşturduğu akımın, difüzyon akımına eşitleninceye kadar devam eder ve dengeye ulaşılır.

P-n jonksiyonu aydınlatıldığında şarj taşıyıcı çiftleri oluşur. Jonksiyondaki güçlü elektrik alanın azınlık taşıyıcılarını jonksiyonunun karşısına çekmesiyle akım akışı oluşur. Yarı iletken cihaz, termal olarak dengede değildir. Bu da elektrik gücünün yüke iletildiği anlamına gelir. Bu bir güneş pilinin temel çalışma mekanizmasıdır.

Şekil 3.1'deki p-n jonksiyonu diyot karakteristiğine sahiptir. Bu karakteristik Denklem 3.1 ile ifade edilir.



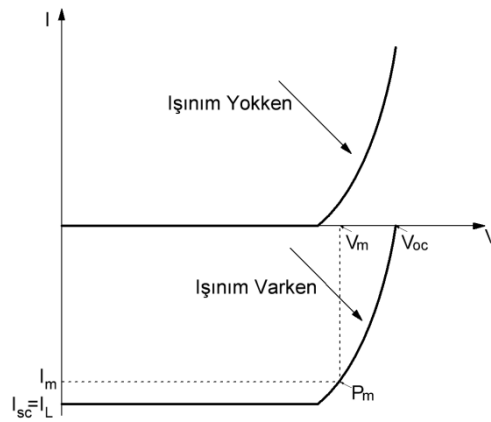
Şekil 3.1 Simetrik p-n bölgesinde yoğunluk dağılımı

$$I_d = I_0(e^{V_d/V_t} - 1) \quad (3.1)$$

$I_0$  diyot doyma akımı,  $V_t$  termal gerilim olmak üzere;  $I_d$  akımı  $V_d$  gerilimi uygulandığında diyotun akımıdır. Jonksiyon aydınlatıldığında, ışığın oluşturduğu ışınım akımı  $I_L$  bu denkleme eklenir (Goetzberger and Hoffmann, 2005).

$$I = I_0(e^{V_d/V_t} - 1) - I_L \quad (3.2)$$

Negatif işaret polarite gösteriminden kaynaklanmaktadır. Artık sıfır gerilimde akım sıfır değil  $I_L$ 'dir. Işınım olduğu durumda ve olmadığı durumda akım gerilim karakteristiği Şekil 3.2'de görülmektedir.



Şekil 3.2 Işınım varken ve yokken pn jonksiyon akım-gerilim karakteristiği

### 3.3 Güneş Pili Matematiksel Modeli

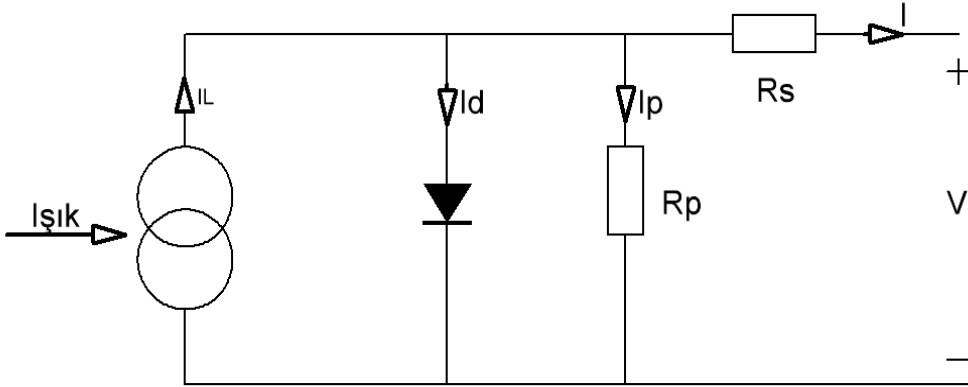
Şekil 3.2’de üç önemli parametre daha tanımlanmıştır. Bunlar; açık devre gerilimi  $V_{oc}$ , ışınım akımına eşit olan kısa devre akımı  $I_{sc}$  ve maksimum gücün alınabileceği  $P_m$ ’dir. Maksimum güç noktasındaki gerilim  $V_m$  ve akım  $I_m$  olarak verilmiştir.

İdeal bir güneş pilinin akım gerilim karakteristiği dikdörtgen şekline yaklaşır. Akım gerilim eğrisinin ideal dikdörtgene olan oranı doluluk oranı (FF) olarak verilir ve Denklem 3.3 yardımıyla hesaplanır. İyi bir silikon PV pillerde doluluk oranı 0,8 ve üzerindedir.

$$FF = \frac{V_m I_m}{V_{oc} I_{sc}} \quad (3.3)$$

Bir PV pilin seri direnci  $R_s$  ve paralel direnci  $R_p$  dikkate alınarak oluşturulan eşdeğer devre Şekil 3.3’de verilmiştir. Seri ve paralel direnç değerleri dikkate alınarak bir PV pilin akım gerilim denklemi aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$I = I_L - I_0(e^{(V+IR_s)/V_t} - 1) - \left(\frac{V + IR_s}{R_p}\right) \quad (3.4)$$



Şekil 3.3 Bir güneş pilinin eşdeğer devre şeması

Pratik uygulamalar için güneş pilleri seri ve paralel bağlanarak modüller halinde paketlenir. Modül halinde paketlemenin iki amacı vardır; ilki güneş pillerini dış ortamdan korumak ikincisi de açık devre gerilimini yükseltmektir. Modülün açık devre geriliminin yükseltilmesiyle, şebekeden bağımsız sistemlerde

batarya şarj cihazının ve şebekeye bağlı sistemlerde eviricinin verimi artırılır. Silikon PV modüllerin çevrim verimi %13 ile %16 arasındadır. Çevrim verimini arttırmak için modüller komposit yarı iletken malzemelerden üst üste katman şeklinde yapılarak çevrim verimi %86'ya kadar yükseltilmiştir.

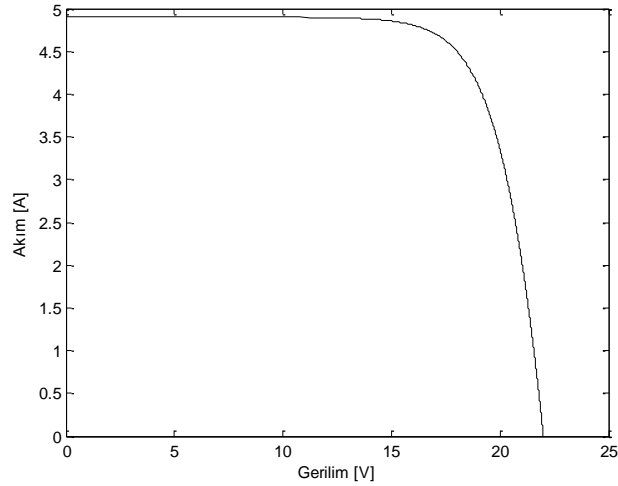
### 3.4 OST-80 PV Modülü

Bu çalışmada maksimum güç noktasındaki gücü 80 W olan OST-80 güneş modülü kullanılmıştır. Bu modülün özellikleri Çizelge 3.1' de verilmiştir.

Çizelge 3.1 OST-80 PV modülünün elektriksel özellikleri

Karakteristik	Değer
Açık devre gerilimi, $V_{oc}$	22 V
Kısa devre akımı, $I_{sc}$	4,9 A
Maksimum güç gerilimi, $V_m$	18 V
Maksimum güç akımı, $I_m$	4,5 A

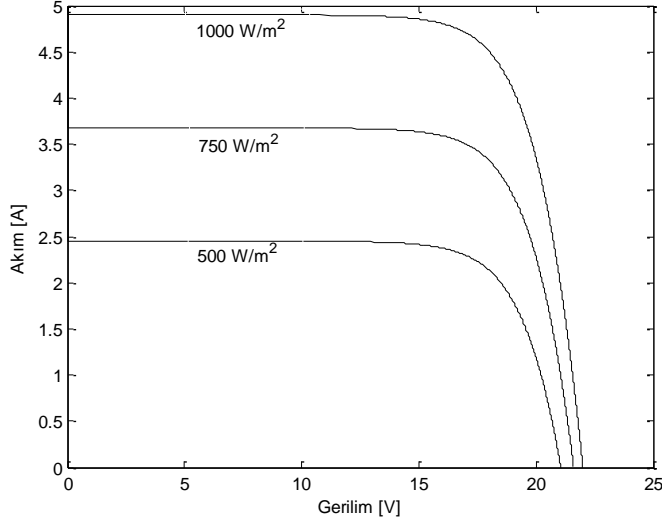
OST-80 güneş modülüne  $1000 \text{ W/m}^2$  ışınım düştüğünde ve sıcaklık 298 Kelvin'de iken (standart test şartları), bu modülün akım gerilim karakteristiği Şekil 3.4'de verilmiştir.



Şekil 3.4 OST-80 modülünün  $1000 \text{ W/m}^2$  de akım-gerilim eğrisi

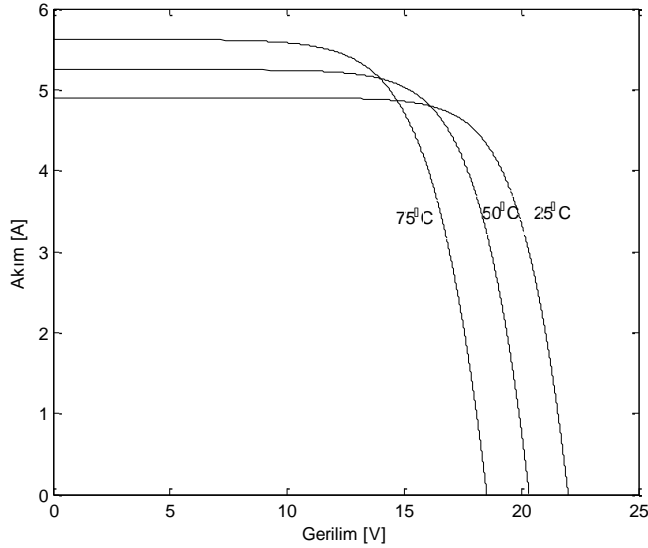
Kısa devre akımı ışınım şiddeti ile doğrusal, açık devre gerilimi ise logaritmik olarak değişmektedir. Farklı ışınım değerlerinde OST-80 modülünün

akım gerilim eğrisi Şekil 3.5’de verilmiştir.



Şekil 3.5 Farklı ışınım değerlerinde OST-80 modülünün akım-gerilim eğrisi

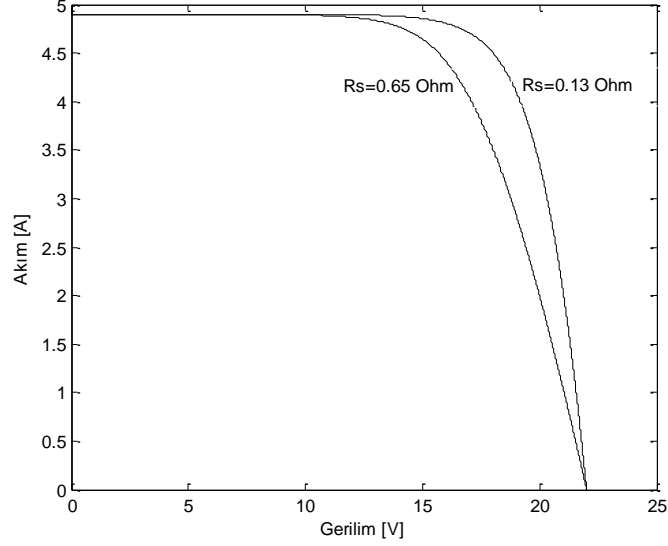
Kısa devre akımı sıcaklık ile artmakta ve açık devre gerilimi ise doğrusal olarak azalmaktadır. Farklı sıcaklık değerlerinde OST-80 modülünün akım gerilim eğrisi Şekil 3.6’da verilmiştir.



Şekil 3.6 Farklı sıcaklık değerlerinde OST-80 modülünün akım-gerilim eğrisi

Bir PV modülün seri direnci kayıplarda çok önemli bir yer kaplamaktadır. Seri direnç yükseldikçe maksimum güç noktasından elde edilen güç düşmektedir. Bu sebepten PV modül, evirici veya batarya şarj cihazına bağlantı yapılırken

bağlantı elemanlarının direncinin düşük seçilmesi gerekmektedir. OST-80 modülünün iç direnci  $0,13 \Omega$ 'dur. Seri direnç  $0,13 \Omega$  ve kablolama elemanları yüzünden  $0,65 \Omega$ 'a yükseldiği durum için OST-80 modülünün akım gerilim karakteristiği aşağıda verilmiştir.



Şekil 3.7  $0,13 \Omega$  ve  $0,65 \Omega$  seri direnç değerlerinde OST-80 modülünün akım-gerilim eğrisi

### 3.5 Maksimum Güç Noktası İzleme (MPPT)

Günümüzde, güneş pillerinin verimi yüksek olmamakla birlikte güneş ışınımı ve sıcaklığın sürekli değişimi sonucu PV modüllerden elde edebileceğimiz maksimum verim düşmektedir. PV kaynaklı enerji sistemlerinden mümkün olabilecek en yüksek gücü elde edebilmek ancak maksimum güç noktası izleme (MPPT) algoritmaları ile mümkün olabilmektedir.

Maksimum güç noktası izleme algoritmaları güneş panelinin maksimum verimde çalışmasını sağlamaktadır. Algoritmaların ana görevi modülün çalışma noktasını seri direnç, ışınım ve sıcaklık değişimlerine bağımsız hale getirmektir. Uygulanan bütün algoritmalar PV modülün karakteristik eğrilerinden ve parametrelerinden bağımsız çalışır. Böylece modüllere ışınım sensörü ve sıcaklık sensörü eklenmesine gerek kalmaz. Bunun yanı sıra, sistem daha kararlıdır, çünkü uygun çalışma noktası kaymalara rağmen izlenebilmektedir.

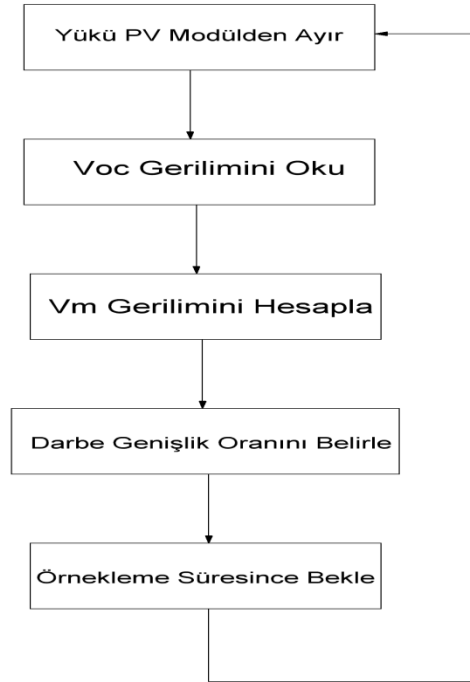
Literatürde en çok kullanılan üç adet maksimum güç noktası izleme algoritması vardır. Bunlar; sabit gerilim metodu, artan iletkenlik metodu ve

değiştir-gözle metodudur. Her bir algoritma farklı yöntemler kullanmaktadır. Bu sayede maksimum güç noktasına bazıları çok çabuk ulaşırken bazıları yavaş ama daha az dalgalanma ile ulaşır.

### 3.5.1 Sabit gerilim metodu

Sabit gerilim metodu PV modül açık devre gerilimini referans alan bir metottur. Araştırmalar maksimum güç noktası geriliminin, açık devre geriliminin doğrusal bir fonksiyonu olduğunu göstermektedir. Bu değer üretim tekniği, çevresel koşullar gibi etkenlere bağlı olarak değişir ama genellikle %76 alınır (Hohm and Ropp, 2000).

Sabit gerilim metodu oldukça basit, karmaşık devreler gerektirmeyen, ucuz ve kullanışlı bir yöntemdir. Ancak  $V_{oc}$  gerilim bilgisini okuyabilmek için PV modülden yükü ayırma gerekliliğinin yükler için sorun teşkil etmesi ve bu esnada güneş enerjisinden faydalanılamaması olumsuz yanlarıdır. Bu metodun akış diyagramı Şekil 3.8’de görülmektedir.

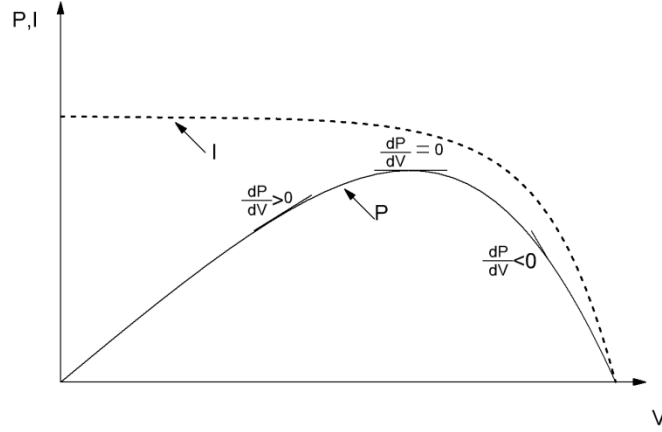


Şekil 3.8 Sabit gerilim metodunun akış diyagramı

### 3.5.2 Artan iletkenlik metodu

Şekil 3.9’da artan iletkenlik metodu çalışma koşuluna ait grafik verilmiştir

(Azimi et al., 2012). Artan iletkenlik metodunun temeli PV modül çıkış gücü eğiminin sıfır olduğu yeri maksimum güç noktası, pozitif olduğu yeri maksimum güç noktasının solu, negatif olduğu yeri maksimum güç noktasının sağı olarak belirlemesine dayanır.



Şekil 3.9 Artan iletkenlik metodu

Şekil 3.9'dan yararlanılarak Denklem 3.5 elde edilir.

$$\begin{aligned} \frac{dP}{dV} = 0 &\rightarrow \text{maksimum güç noktasında} \\ \frac{dP}{dV} > 0 &\rightarrow \text{maksimum güç noktasının solu} \\ \frac{dP}{dV} < 0 &\rightarrow \text{maksimum güç noktasının sağı} \end{aligned} \quad (3.5)$$

Denklem 3.5 sadeleştirilerek Denklem 3.6 elde edilir.

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(VI)}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} = I + V \frac{\Delta I}{\Delta V} \quad (3.6)$$

Denklem 3.6 yeniden düzenlenirse,

$$\begin{aligned} \frac{\Delta I}{\Delta V} = \frac{-I}{V} &\rightarrow \text{maksimum güç noktasında} \\ \frac{\Delta I}{\Delta V} > \frac{-I}{V} &\rightarrow \text{maksimum güç noktasının solu} \\ \frac{\Delta I}{\Delta V} < \frac{-I}{V} &\rightarrow \text{maksimum güç noktasının sağı} \end{aligned} \quad (3.7)$$

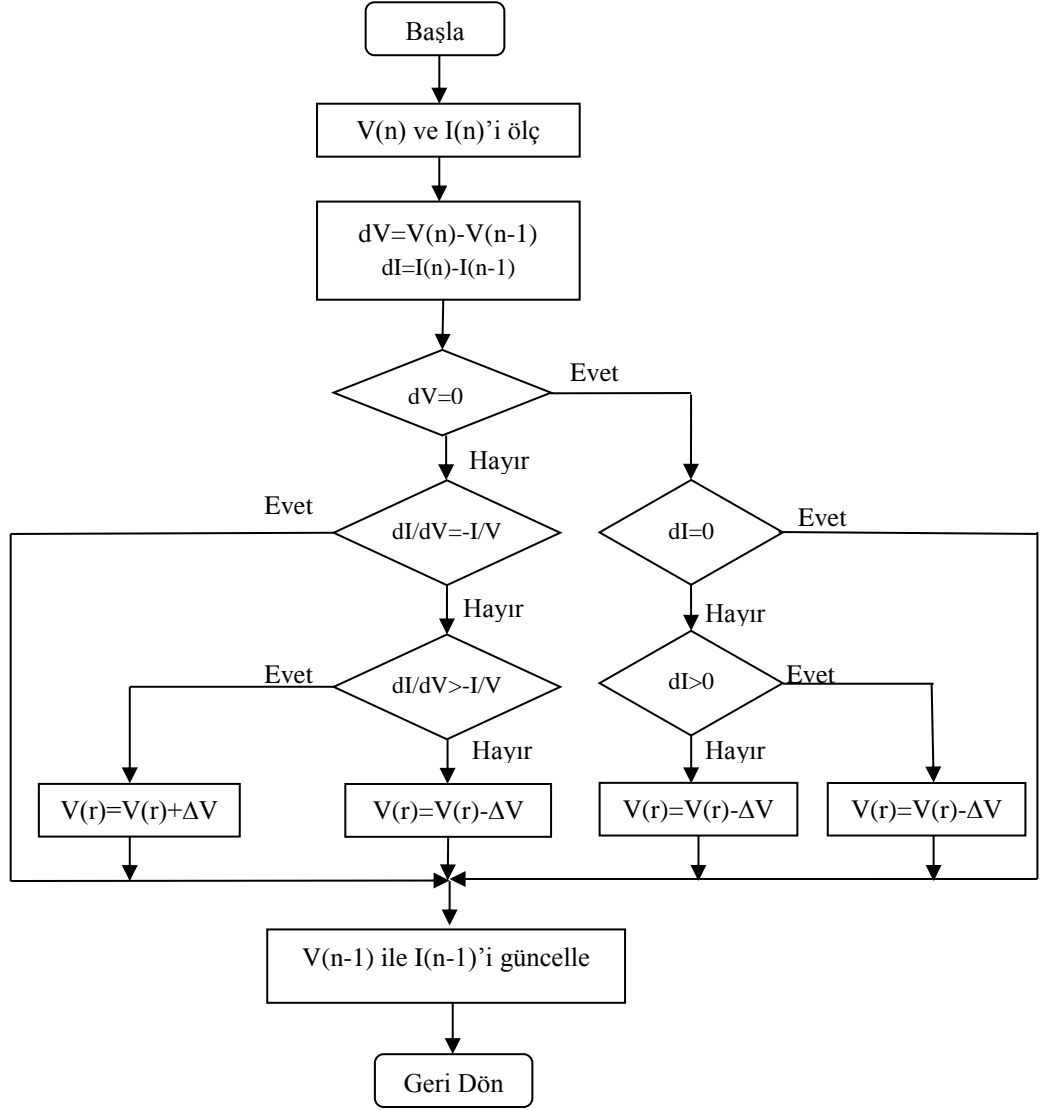
Artan iletkenlik metodunun en önemli avantajı hızlı değişen atmosferik koşullara uyum sağlayabilmesi, maksimum güç noktasında meydana gelen dalgalanmanın değiştir-gözle ve sabit gerilim metodundan daha az olmasıdır. Dolayısıyla maksimum güç noktasını daha yüksek verimle bulabilmektedir. Ancak bu kontrol metodundaki işlem hacmi diğer iki metoda göre fazla olması tepki hızını yavaşlatmakta bu da hızlı mikrodenetleyici kullanılmasını gerektirmektedir.

Artan iletkenlik metodunun akış diyagramı şekil 3.10'da verilmiştir.

### 3.5.3 Değiştir-gözle metodu

Değiştir-gözle metodunda PV çıkış gücü sürekli olarak izlenir ve gücün hareketi ile kontrol değişkeninin hareketi arasında bir bağıntı kurularak referansın azaltmasına ya da artırılmasına karar verilir. Güç dönüştürücü darbe genişlik oranı, gücü artıracak şekilde değiştirilir. Bu metotta akım ve gerilim değerlerini okumak maksimum güç noktasını bulmak için yeterli olmaktadır. Atmosferik koşulların hızlı değişimine karşı tepkisinin yavaş olması ve ani değişimlerde maksimum güç noktasını yanlış yönde arama gibi zayıflıkları olmasına karşın işlem hacminin az olması ve kontrolünün kolay olması nedeniyle en çok tercih edilen metottur (Qin et al., 2011). Bu çalışmada maksimum güç takibi için değiştir-gözle metodu kullanılmıştır. Değiştir-gözle metodunun akış diyagramı Şekil 3.11'de görülmektedir.

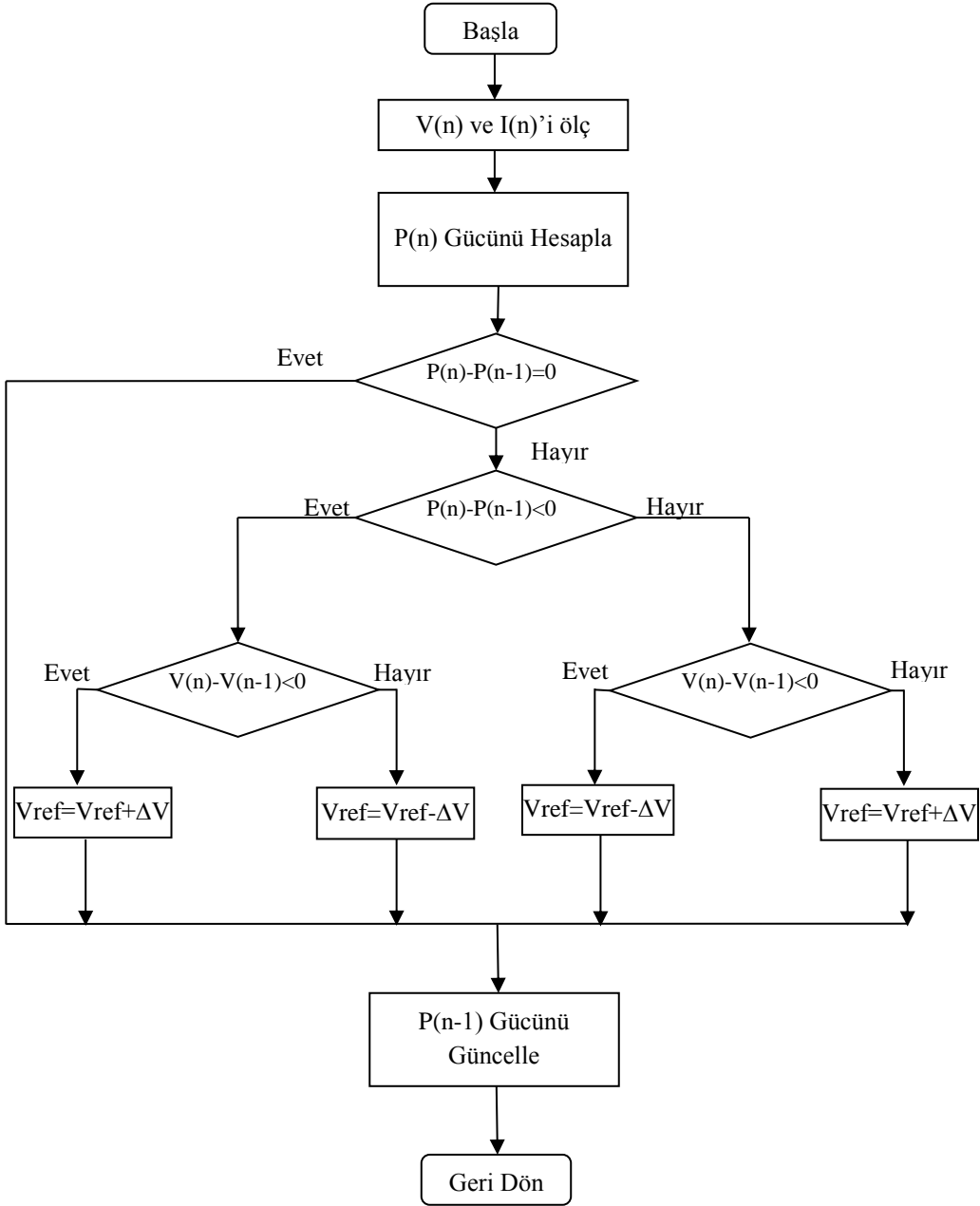
Bu metotta, şu anki çevrimdeki güç ( $P(n)$ ), bir önceki çevrimdeki güçten ( $P(n-1)$ ) büyükse ve gerilimin referans değeri ( $V_{ref}$ ) bir önceki çevrimde arttırılmışsa bir sonraki çevrimde de arttırılır, eğer azaltılmışsa bir sonraki çevrimde de azaltılır. Eğer  $P(n)$ ,  $P(n-1)$ 'den küçükse ve önceki çevrimde  $V_{ref}$  arttırılmışsa bir sonraki çevrimde  $V_{ref}$  azaltılır, eğer azaltılmışsa bir sonraki çevrimde  $V_{ref}$  arttırılır. PV panelin çıkış gücü ve referans değişkeninin hareketi hakkında temel yargılar aşağıdaki Çizelge 3.2'de verilmiştir.



Şekil 3.10 Artan iletkenlik metodunun akış diyagramı

Çizelge 3.2 Değiştir gözle metodunda referans değişkeni değişimi

Önceki Ref. değişimi	Güçteki değişim	Sonraki Ref. değişimi
Pozitif	Pozitif	Pozitif
Pozitif	Negatif	Negatif
Negatif	Pozitif	Negatif
Negatif	Negatif	Pozitif



Şekil 3.11 Değiştir-gözle metodunun akış diyagramı

#### 4. TEK AŞAMALI FLYBACK MİKRO-EVİRİCİ

Tek aşamalı flyback mikro-eviriciler süreksiz akımı kipi (DCM), sürekli akım kipi (CCM) ve sınır akım kipinde (BCM) çalıştırılabilirler. Bu kipler arasında çıkış akım kontrolü en kolay olan ve açık çevrim çalışabilen DCM kipi tercih edilmektedir. Bu kipte çalışan flyback eviriciler sert anahtarlama yapan ve kaçak endüktansın enerjisini RCD kenetleme devresi üzerinde harcayan tipte eviricilerdir (Kyritsis et al., 2008).

Kaçak endüktansın enerjisinin kaybedilmesi ve iletim kayıplarının fazla olması bu eviricilerin verimlerini düşürmekte, ayrıca dekaplaj devresi için yüksek kapasiteli dekaplaj kapasitörlerin kullanılması da yaşam ömürlerine ciddi bir kısıtlama getirmektedir.

Bunun yanında, dekaplaj kapasitesi çıkış akımı harmoniklerini etkilemektedir. Şebekeye bağlanacak eviricilerin, çıkış akım harmoniği %5'in (IEC 61000-3-2, 2005) altında olması zorunluluğunun olması uygun bir dekaplaj kapasite miktarı seçilmesini gerektirmektedir.

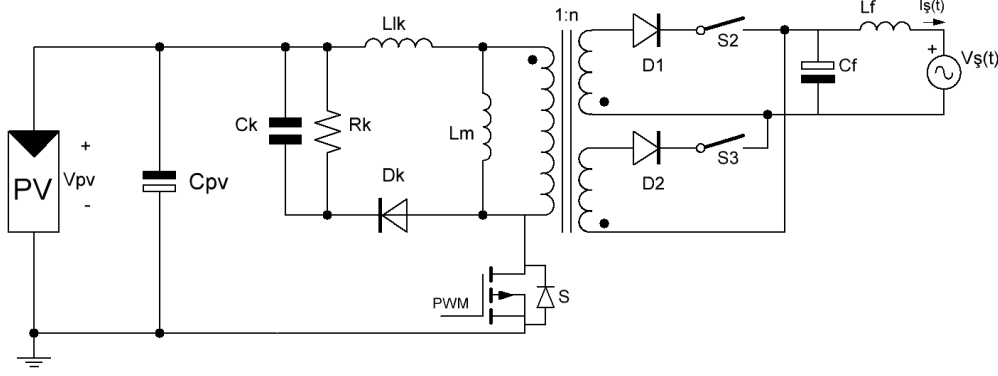
Bu bölümde geleneksel bir RCD kenetleme devreli sert anahtarlama DCM flyback evirici devresi tasarlanacak, çıkış akım harmoniği dikkate alınarak uygun dekaplaj kapasite miktarı seçimi anlatılacaktır.

##### 4.1 Flyback DC/AC Evirici Çalışma Kipleri

Geleneksel RCD kenetleme devreli flyback eviricinin devre şeması Şekil 4.1'de verilmiştir.

Bu devrede  $R_k$ ,  $C_k$  ve  $D_k$  RCD kenetleme devresini oluşturmakta ve kaçak endüktansın enerjisi  $R_k$  direnci üzerinde harcanmaktadır.

Trafonun ikincil sargılarındaki  $S_2$  ve  $S_3$  anahtarları şebekenin birer alternansında devreye girerek şebekeye aktarılacak akımın pozitif ve negatif alternanslarını oluşturur. Bu akım, anahtarlama frekansında yüksek genlikli harmonikler içermektedir. Standartlara göre (IEC 61000-3-2, 2005) şebekeye aktarılan akımın harmoniği %5'in altında olmalıdır. Dolayısıyla, yüksek frekanslı akım harmoniklerini filtreleme için tasarımı daha sonraki aşamalarda anlatılacak olan  $L_f$  ve  $C_f$  filtre elemanlarının seçimi anlatılacaktır.



Şekil 4.1 Geleneksel RCD kenetleme devreli flyback evirici

Aşağıda geleneksel RCD kenetleme devreli flyback evirici devresinin çalışma kipleri anlatılmış, Şekil 4.2’de ise bu kiplerdeki elemanların iletim ve kesim durumları gösterilmiştir.

**Kip 1  $[t_0-t_1]$ :** Bu kipin başlangıcında  $S$  anahtarı iletime götürülür. Bu anahtar iletime götürüldüğünde, ikincil taraftaki  $D_1$  ve  $D_2$  diyotlarının ters bağlantısından dolayı akım mıknatıslanma endüktansı ( $L_m$ ) üzerinden akar.

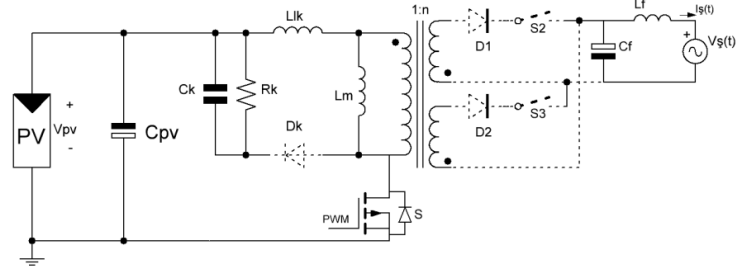
DCM çalışmadan dolayı  $L_m$  endüktansı üzerindeki akım  $t_0$  anında sıfır olmaktadır. Dolayısıyla  $S$  anahtarı sıfır akımda anahtarlanmış olur. Mıknatıslanma endüktansı akımı şu şekilde ifade edilir.

$$I_{L_m}(t) = \frac{V_{pv}}{L_m}(t - t_0) \quad (4.1)$$

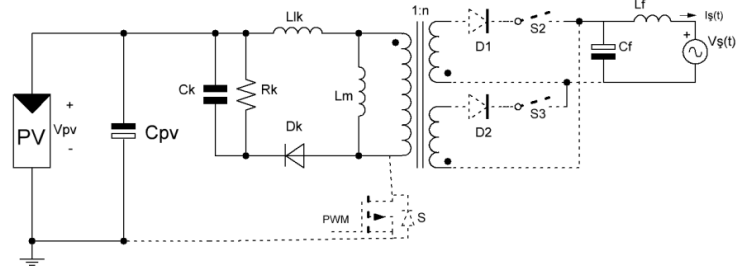
**Kip 2  $[t_1-t_2]$ :** Bu kipte  $S$  anahtarı kesime götürüldüğünde  $C_k$  kondansatör gerilimi artmaya başlar. Kondansatörün gerilimi Denklem 4.2’deki değerine ulaştığında,  $D_1$  veya  $D_2$  diyotlarından birisi (şebekenin alternansına göre) iletime geçer ve bu kip sonlanmış olur.

$$V_{ck}(t_2) = \frac{V_s(t_2)(L_m + L_{lk})}{nL_m} \quad (4.2)$$

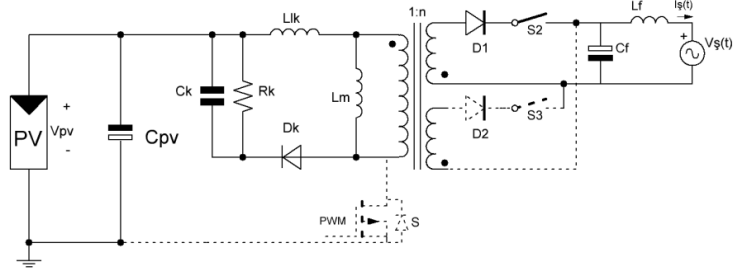
Bu kipte  $L_m$  endüktansının bir miktar enerjisi de  $C_k$  kondansatörü üzerine alınır. Dolayısı ile kaçak endüktansın enerjisinden daha fazlası RCD kenetleme devresine aktarılmış olur.



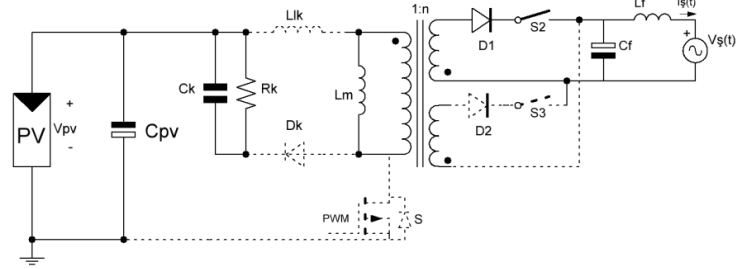
Kip 1



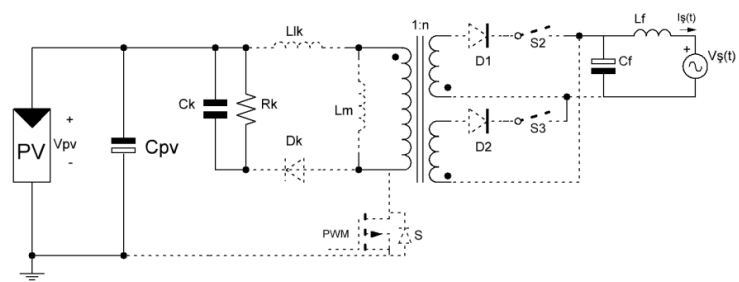
Kip 2



Kip 3



Kip 4



Kip 5

Şekil 4.2 Flyback DC/AC evirici çalışma kipleri

**Kip 3  $[t_2-t_3]$ :** Bu kipte kaçak endüktansın tüm enerjisi  $C_k$  kondansatörüne aktarılır. Ayrıca trafonun ikincil taraftaki diyotlarından birisi iletimde olduğundan

dolayı  $L_m$  endüktansının enerjisi de şebekeye aktarılmaya başlar. Kaçak endüktansın enerjisinin tümü  $C_k$  kondansatörüne aktarılınca bu kip sonlanır.

**Kip 4 [ $t_3$ - $t_4$ ]:** DCM çalışma için, her yeni anahtarlama periyodunda mıknatıslanma endüktansının akımı sıfıra düşmek zorundadır. Bu kipte  $L_m$  mıknatıslanma endüktansının enerjisi tamamen şebekeye aktarılır. Mıknatıslanma endüktansı akımının  $t_3$  anındaki değeri  $I_{Lm}(t_1)$ 'e eşit olduğu kabulü yapılırsa bu akımın zamana bağlı ifadesi Denklem 4.3'te olduğu gibi yazılabilir.

$$I_{Lm}(t) = I_{Lm}(t_1) - \frac{V_s(t)}{n^2 L_m} (t - t_3) \quad (4.3)$$

**Kip 5 [ $t_4$ - $t_5$ ]:** Bu kip, DCM çalışmayı garanti altına almak için verilmiştir. Bu kipte trafo mıknatıslanma endüktansı bir sonraki anahtarlama periyoduna kadar boşta bekler.

## 4.2 Sert Anahtarlama Kaybı

Anahtarlama elemanları sıfır zamanda açılıp kapanmazlar. Belli bir kapanma ve açılma zamanları vardır. Bu süre zarflarında anahtarın akım ve gerilim çarpımı sıfır değildir. Dolayısı ile anahtar üzerinde bir güç kaybı olur. Bu kayba anahtarlama kaybı denir.

Kip 1'de anlatıldığı üzere, anahtarlama elemanı sıfır akımda ilettime geçmiştir. Dolayısı ile anahtarın ilettime geçerken anahtarlama kaybı yoktur. Ama anahtar Kip 2'de kesime giderken sıfır akım veya gerilimde anahtarlanmaz. Dolayısıyla kesime giderken anahtarlama kaybı oluşur. Bu kayıp,  $V_{s,m}$  anahtarın maksimum gerilimi,  $I_{s,m}$  anahtarın maksimum akımı ve  $t_{k,s}$  da anahtarın kapanma zamanı olmak üzere Denklem 4.4 ile hesaplanır (Maniktala, 2006).

$$P_a = \frac{1}{2} V_{s,m} I_{s,m} t_{k,s} \quad (4.4)$$

## 4.3 Flyback DC/AC Evirici Tasarımı

Bu aşamada  $L_m$  mıknatıslanma endüktansı, RCD kenetleme devresi ile  $L_f$  ve  $C_f$  filtre elemanlarının tasarımı anlatılacaktır. Daha sonra, dekuplaj kapasitesinin şebekeye aktarılan akım üzerindeki harmonik etkisi incelenecek ve uygun

dekuplaj kapasitesi belirlenecektir.

### 4.3.1 $L_m$ mıknatıslanma endüktansı tasarımı

Şebekeye aktarılan akımın sinüs formunda ve şebekeye senkron olması için,  $S$  anahtarına verilmesi gereken görev oranı da Denklem 4.5'de belirtildiği üzere şebekeye senkron ve sinüs formunda olmalıdır (Kyritsis et al., 2008).

$$d(t) = d_m \sin(\omega t) \quad (4.5)$$

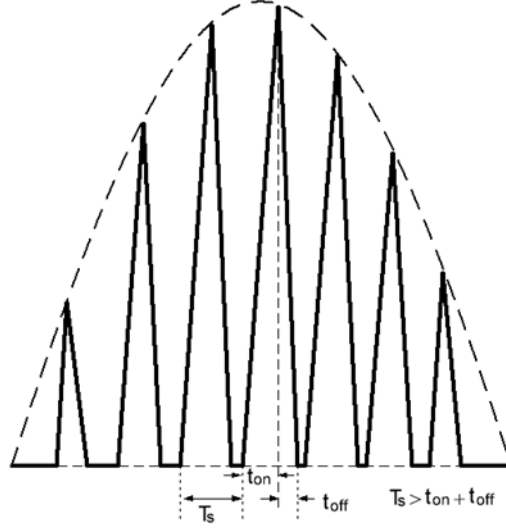
$L_m$  mıknatıslanma endüktansının akımı Şekil 4.3'de gösterildiği üzere  $S$  anahtarı iletimde iken ( $t_{on}$ ) lineer şekilde yükselir ve  $S$  anahtarı kesime gittiğinde ise ( $t_{off}$ ) lineer şekilde düşer. DCM çalışmada her anahtarlama periyodundan önce bu akım sıfıra düşmelidir. Bunun için anahtarına verilebilecek maksimum görev oranı ( $d_m$ ),  $V_{s,m}$  şebekenin maksimum gerilimi ve  $n$  ise trafonun sarım oranı olmak üzere şu şekilde hesaplanır;

$$d_m \leq \frac{1}{1 + n \frac{V_{pv}}{V_{s,m}}} \quad (4.6)$$

$L_m$  mıknatıslanma endüktansı ise,  $P_{pv}$  PV modülün maksimum gücü ve  $f_s$  anahtarlama frekansı olmak üzere Denklem 4.6 dikkate alınarak şu şekilde bulunur.

$$L_m = \frac{d_m^2 V_{pv}^2}{4 f_s P_{pv}} \quad (4.7)$$

Birincil sargının oluşturduğu manyetik akının az bir kısmı trafonun ikincil sargılarından geçmez ve böylece bir akı kaybı meydana gelir. Bu kaçak akı, eşdeğer devrede kaçak endüktans ( $L_{lk}$ ) olarak gösterilir. Kaçak endüktans ne kadar azsa o kadar az enerji ısı olarak RCD kenetleme devresinde harcanır.



Şekil 4.3  $L_m$  mıknatıslanma endüktansının akımının gösterimi

### 4.3.2 RCD kenetleme devresi tasarımı

Bir endüktansın akımı aniden değişirse o endüktansın gerilimi de aniden yükselir. Bu gerilim yükselmesi flyback evirici devresinde  $S$  anahtarına zarar verebilecek duruma ulaşabilir. Bu sebepten dolayı RCD kenetleme devresi tasarlanır.

Kaçak endüktansın enerjisi RCD kenetleme devresi üzerinde harcanır. Maksimum görev oranında harcanan enerji;  $V_{Ck}$   $C_k$  kapasitörünün gerilimi ve  $i_{lk,p}$   $L_{lk}$  endüktansının akımı olmak üzere Denklem 4.8 ile ifade edilir (AN-4147, 2006; Kang et al., 2010).

$$E_m = \frac{1}{2} L_{lk} i_{lk,p}^2 \frac{V_{Ck}}{V_{Ck} - V_{s,m} / n} \quad (4.8)$$

Denklem 4.8'den de görülmektedir ki kayıp enerji,  $V_{Ck}$  ile  $V_{s,m}/n$  gerilimine bağlıdır. Bunun yanında, harcanan enerji her durumda kaçak endüktansın enerjisinden fazla olmakta ve bir miktar enerji daha önce de bahsedildiği gibi Kip 2'de  $L_m$  endüktansından RCD kenetleme devresi üzerine aktarılmaktadır.

Aktarılan enerji  $R_k$  direnci üzerinde ısı enerjisi olarak harcanır bu direncin değeri Denklem 4.9 yardımıyla hesaplanır.

$$R_k = \frac{V_{Ck}^2}{\frac{1}{2} L_{lk} i_{lk,p}^2 \frac{V_{Ck}}{V_{Ck} - V_{\bar{y},m} / n} f_s} \quad (4.9)$$

$C_k$  kapasitörünün kapasite miktarı seçimi ise kapasitör geriliminin yapacağı dalgacık değeri ( $\Delta V_k$ ) kullanılarak Denklem 4.10 ile hesaplanır.

$$C_k = \frac{V_{Ck}}{R_k f_s \Delta V_k} \quad (4.10)$$

### 4.3.3 Filtre elemanları tasarımı

$L_f$  ve  $C_f$  filtre elemanları anahtarlama frekansında yüksek harmonikli akım bileşenlerini filtreler. Bu elemanların oluşturduğu transfer fonksiyonu Denklem 4.11 ile verilmiştir.

$$H_f(s) = \frac{1}{s^2 C_f L_f + 1} \quad (4.11)$$

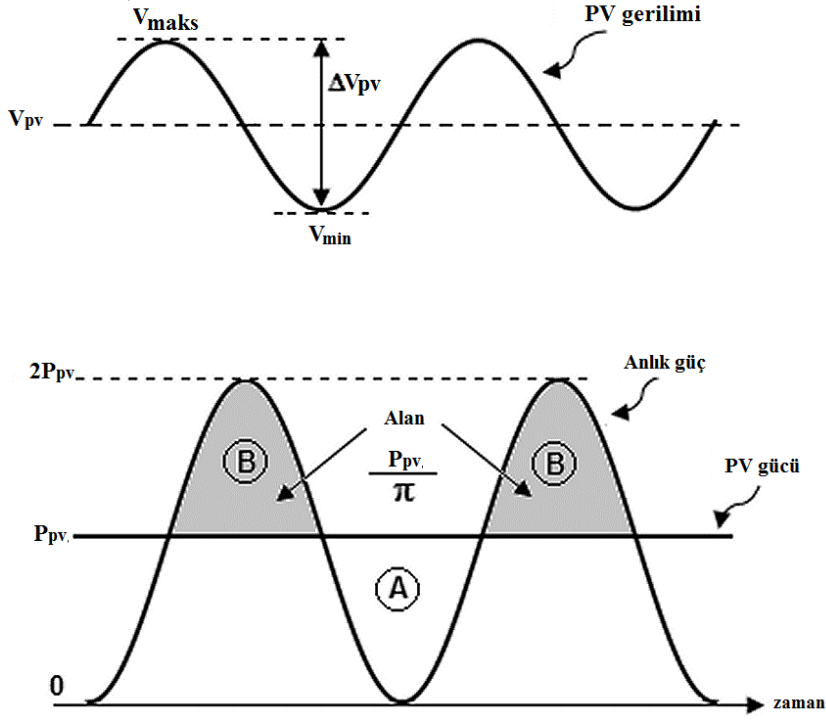
Bu transfer fonksiyonuna göre bu filtre ikinci derecedendir ve köşe frekansı aşağıda verilen denklem yardımı ile hesaplanabilir.

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad (4.12)$$

Köşe frekansı anahtarlama frekansının onda biri seçildiğinde anahtarlama frekansı harmonikleri yüz kat bastırılmış olur.  $C_f$  elemanı şebekeye göre faz kayması vermektedir. Bu faz kayması dikkate alınacak şekilde öncelikle  $C_f$  kondansatörü daha sonra  $L_f$  endüktansı seçilir (Sharma, 2012).

### 4.3.4 Dekuplaj kapasitesi seçimi

Tek faz birim güç faktöründe şebekeye bağlanan mikro-eviricilerin çıkış gücü, şebekenin iki katı frekansta ve ortalama gücün iki katı genlikte salınım yapar. Salınım yapan bu güç, eğer iyi filtrelenmezse DC bara geriliminde Şekil 4.4'de görüleceği üzere gerilim dalgalanması oluşturur. Bu dalgalanmayı filtrelemek için yüksek kapasiteli kapasitörlere ihtiyaç duyulur. Bu kapasite her periyotta Şekil 4.4'de görülen A ve B alanları arasındaki enerjiyi transfer eder.



Şekil 4.4 Flyback evirici giriş gücü ve PV giriş gerilimi

Kapasitör tarafından A kısmından B kısma aktarılan enerji şu şekilde hesaplanır.

$$W_{C_{pv}} = \frac{1}{2} C_{pv} (V_{maks}^2 - V_{min}^2) \quad (4.13)$$

PV geriliminin maksimumu ve minimumu Denklem 4.13'de yerine koyulur ve şebekenin iki katı frekansla çarpılırsa ortalama güç bulunmuş olur.

$$P_{C_{pv}} = f_s C_{pv} \left[ \left( V_{pv} + \frac{\Delta V_{pv}}{2} \right)^2 - \left( V_{pv} - \frac{\Delta V_{pv}}{2} \right)^2 \right] \quad (4.14)$$

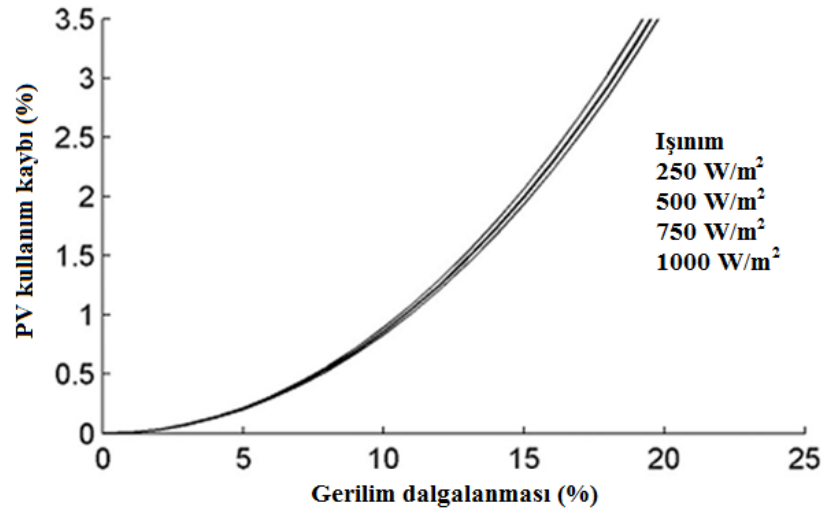
A alanında B alanına aktarılan güç, alternatif olarak sinüs dalganın yarım periyot boyunca ortalaması alınarak da bulunabilir.

$$P_{C_{pv}} = \frac{P_{pv}}{\pi} \quad (4.15)$$

Denklem 4.14 ve 4.15 birbirine eşitlenir ve  $P_{pv} = I_{pv} V_{pv}$  denklemi yerine koyulursa gerekli kapasite miktarı denklem 4.16 ile hesaplanır.

$$C_{pv} = \frac{I_{pv}}{2\pi f_s \Delta V_{pv}} \quad (4.16)$$

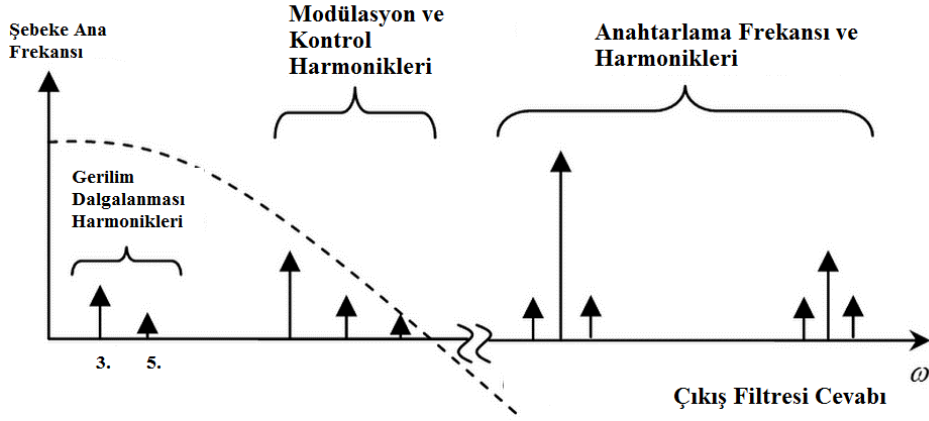
Bir PV modülün maksimum güç noktasında akımı ( $I_{pv}$ ) ve şebekenin frekansı ( $f_s$ ) sabit olduğundan dolayı gerekli kapasite miktarı sadece gerilim dalgalanması ( $\Delta V_{pv}$ ) artırılarak düşürülür. Tek aşamalı eviricilerin giriş geriliminin dalgalanması, PV modülün maksimum güç noktasında çalışmaması sorununu (PV kullanım kaybı) da yanında getirmektedir. PV kullanım kaybını %1'in altında tutmak için, maksimum PV gerilim dalgalanmasının %10 ve altında olmasının gerektiği hesaplanmış ve hesaplar Şekil 4.5'de verilmiştir.



Şekil 4.5 Gerilim dalgalanması ile PV kullanım kaybı grafiği

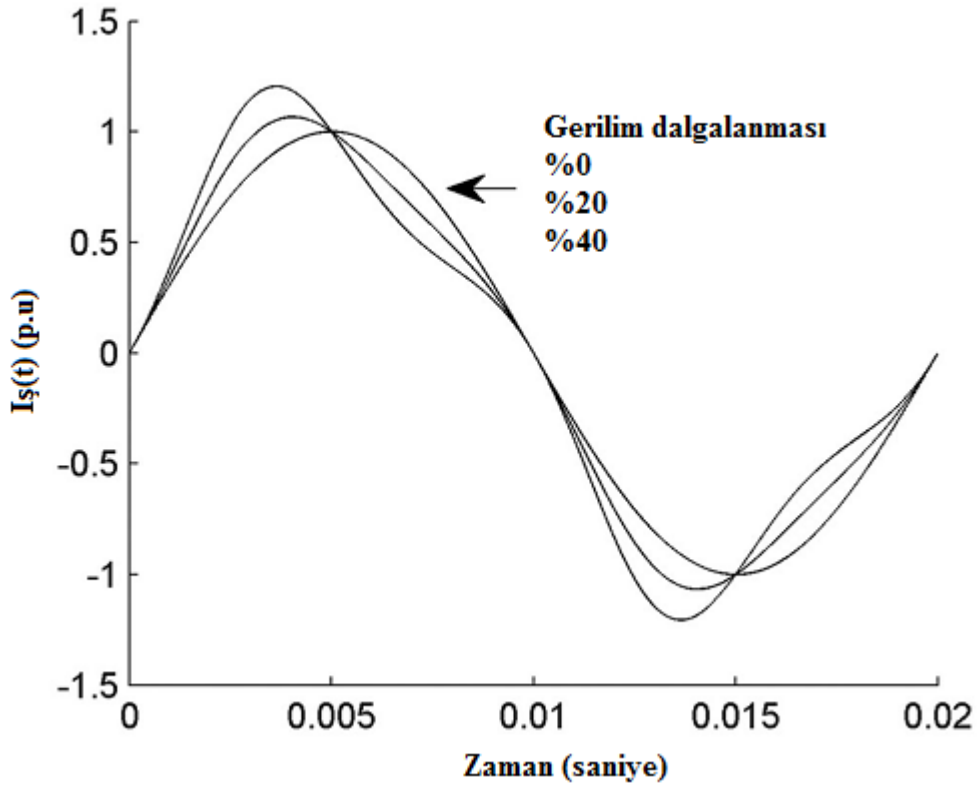
Denklem 4.16'a göre, kullanılan kapasite miktarı ancak sonsuz olduğunda PV gerilim dalgalanması sıfır olmaktadır. Pratikte kullanılan kapasite miktarı sonsuz olamayacağından dolayı her zaman DC barada bir gerilim dalgalanması oluşur. Bu gerilim dalgalanmasının frekansı anahtarlama frekansı ile mukayese edildiğinde çok küçük ve şebekenin iki katı frekanstadır.

DC bara gerilim dalgalanmasının çıkış akımı üzerindeki harmoniklerini süzecek bir filtre tasarımında  $L_f$  endüktansı çok büyüme olduğundan dolayı, Bölüm 4.3.3'de anlatılan filtre elemanları, anahtarlama frekansı ve harmoniklerini süzmek için tasarlanır. Sonuç olarak DC bara gerilimi dalgalanmasının çıkış akımına getirmiş olduğu (şebeke frekansının 3 ve 5 katı) harmonikler Şekil 4.6'da gösterildiği üzere süzülmez.



Şekil 4.6 Çıkış akımı frekans spektrumu

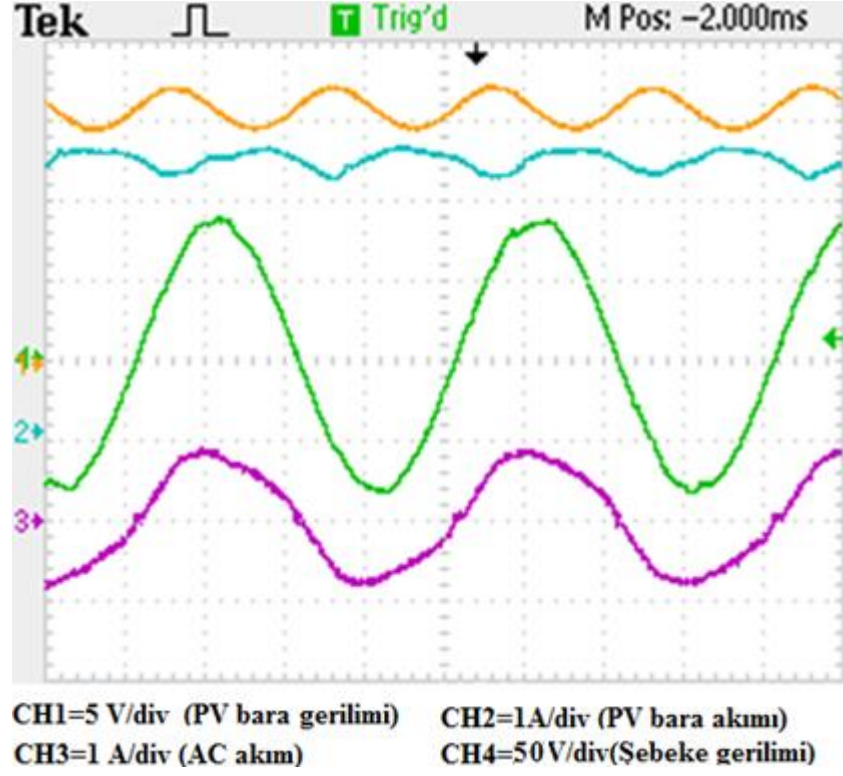
Gerilim dalgalanmasına ile orantılı olarak çıkış AC akımı bozulmaktadır. DC bara gerilim dalgalanması ile çıkış akımının şekli hesaplanmış ve Şekil 4.7’de verilmiştir.



Şekil 4.7 Şebekeye aktarılan akımın gerilim dalgalanması ile bozulması

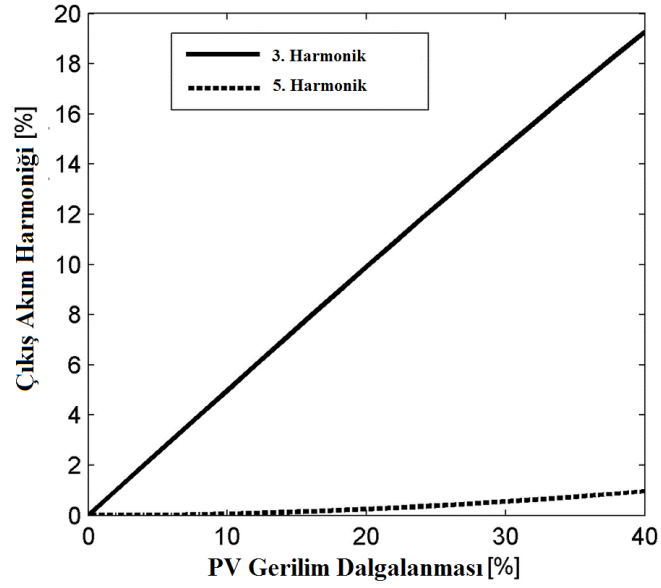
%18 DC bara gerilim dalgalanmasında şebeke gerilimi (230V/56V trafo üzerinden), şebekeye aktarılan akım, DC bara gerilimi ve PV bara akımının şekli alınmış ve Şekil 4.8’de verilmiştir. Bu şekle göre şebekeye aktarılan akımın sinüs

formundan uzaklaştığı açıkça görülmektedir.



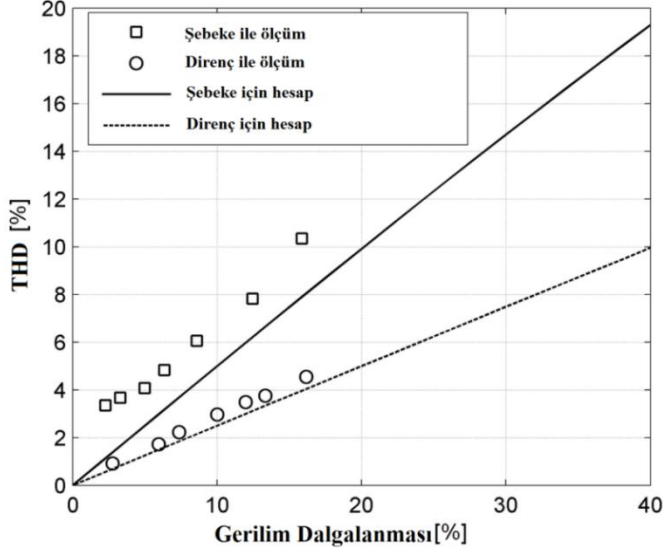
Şekil 4.8 DC bara gerilim dalgalanması-şebekeye aktarılan akımın ölçümü

% olarak PV gerilim dalgalanmasının ( $\Delta V_{pv}/V_{pv} \cdot 100\%$ ), çıkış akımındaki üçüncü ve beşinci harmoniklere etkisi hesaplanmış Şekil 4.9'da çizilmiştir.



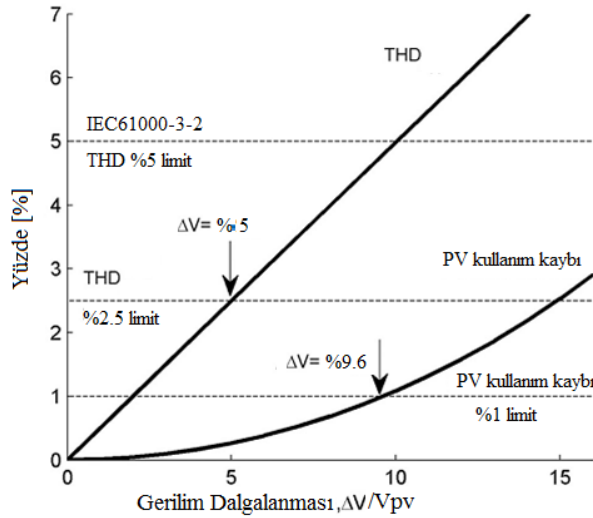
Şekil 4.9 Gerilim dalgalanması-çıkış akımının 3. ve 5. harmonikleri

Hesaplanan THD değerlerini doğrulamak amacıyla, Bölüm 3.4’de bahsedilen OST-80 PV modülüne 80 W gücünde tek aşamalı bir flyback evirici tasarlanmış ve yapılan hesaplar ile alınan ölçümlerin uyumlu olduğu Şekil 4.10’da olduğu gibi görülmüştür.



Şekil 4.10 Gerilim dalgalanması-THD

Bu ölçümler, eviricinin çıkışına direnç bağlı iken yapılan hesapla çok iyi uyuşmaktadır. Şebekeye bağlı durumda ise, akımın harmoniği hesaplanan duruma göre biraz fazla çıkmıştır. Bunun nedeni, şebeke geriliminin harmonikler içermesi ve flyback eviricinin çıkış gerilimi tarafından kontrol edilen bir akım kaynağı olması dolayısıyla şebeke gerilimi harmoniklerinin çıkış akımına yansımadır.



Şekil 4.11 Gerilim dalgalanması ile THD ve PV kullanım kaybı

Şebekeye bağlanacak eviricilerin, çıkış akım harmoniği %5'in (IEC 61000-3-2, 2005) altında olması gereklidir. Şebekeye aktarılan akım, Şekil 4.6'da gösterildiği üzere üç çeşit harmonik içermektedir. DC bara gerilim dalgalanmasının oluşturduğu harmonik limiti, Şekil 4.11'de olduğu gibi %2,5 seçildiğinde diğer iki harmonik bileşenine %2,5'lik bir pay bırakılmış olur. Bu şart göz önüne alındığında, maksimum %5 gerilim dalgalanmasına izin verilmelidir. %5'lik bir gerilim dalgalanmasında, PV kullanım kaybı ise %0,5'in altında olmaktadır. Dolayısı ile maksimum %1 PV kullanım kaybı şartı da sağlanmış olur.

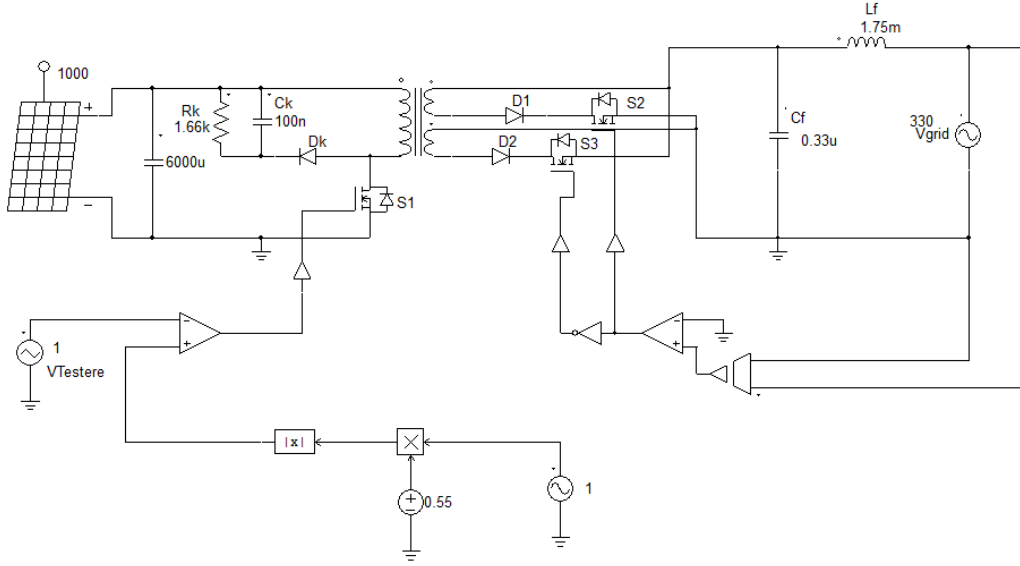
#### 4.4 Flyback DC/AC Evirici Benzetimi

Bu kısımda 36 V 4,5 A PV modül için geleneksel sert anahtarlama RCD kenetleyici devreli flyback DC/AC eviricinin benzetim çalışması yapılmıştır. Benzetim çalışmasında kullanılan değerler aşağıdaki çizelgede verilmiştir.

Çizelge 4.1 Flyback DC/AC evirici benzetiminde kullanılan değerler

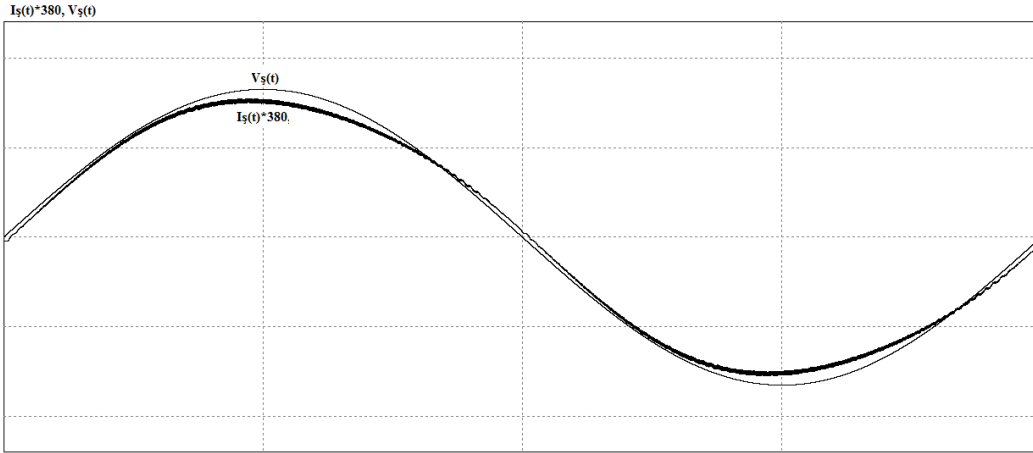
Eleman	Değeri
$n$	7
$d_m$	0,55
$L_m$	6,64 uH
$L_{lk}$	0,2 uH
$L_f$	1,75 mH
$C_f$	0,33 uF
$R_k$	1,67 k $\Omega$
$C_k$	100 nF

PSIM paket programında aşağıdaki devre kurulmuş ve 6 mF dekuplaj kondansatörü kullanıldığında çıkış akımı harmoniği % 4,5 olarak bulunmuştur.



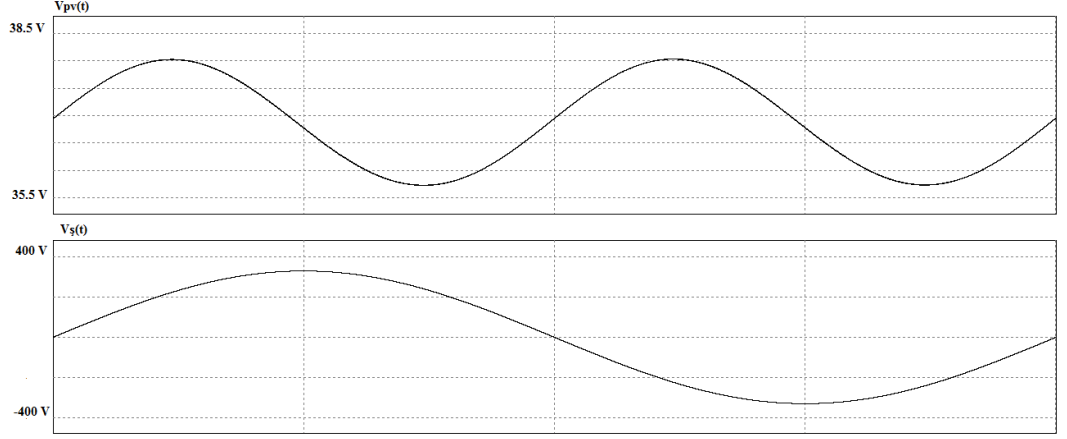
Şekil 4.12 Flyback DC/AC evirici devresi benzetim şeması

Benzetim programından alınan şebeke gerilimi ile şebekeye aktarılan akımın benzetimi aşağıda görülmektedir.



Şekil 4.13 Şebeke gerilimi ile aktarılan akımın benzetimi

DC bara gerilimi ile şebeke geriliminin benzetimi Şekil 4.14’de verilmiştir. Buna göre DC bara gerilimi şebekenin iki katı frekansta dalgalanmakta ve bu dalgalılık Şekil 4.13’de görüleceği gibi akımın şeklini bozmaktadır.



Şekil 4.14 Şebeke gerilimi ve DC bara geriliminin benzetimi

## 4.5 Tek Aşamalı Flyback DC/AC Evirici Deneysel Çalışmaları

Tek aşamalı flyback DC/AC evirici devresi deneysel olarak gerçekleştirilmiştir. Bu aşamada Çizelge 4.1’de değerleri verilen elemanların seçimi ve tasarımı anlatılacaktır.

### 4.5.1 $L_m$ mıknatıslanma endüktansının gerçekleştirilmesi

$L_m$  endüktansı gerçeklemek için ferit nüve kullanılmıştır. Demir nüve yerine ferit nüve kullanılmasının nedeni; demir nüvenin kayıplarının anahtarlama frekansının küpü ile artması ve bu devrede anahtarlama frekansının yüksek olmasıdır (75 kHz).  $L_m$  filtre endüktansı için E 42 ferit nüve seçilmiştir. Bu nüvenin temel özellikleri Çizelge 4.2’de verilmiştir.

Çizelge 4.2 E 42 ferit nüvesinin temel özellikleri

Özellik	Değeri
$A_e$	178 mm <sup>2</sup>
$I_e$	97 mm
$V_e$	17300 mm <sup>3</sup>

Çizelge 4.2’deki  $A_e$  nüvenin efektif alanı,  $I_e$  nüvenin efektif yolu ve  $V_e$  nüvenin efektif hacmidir.  $L_m$  endüktansını elde etmek için bu nüveye verilmesi gereken hava aralığı aşağıdaki formül ile hesaplanır.

$$gap = \frac{LI_m^2 \mu_0}{B^2 A_e} \quad (4.17)$$

Bu denklemde  $I_m$ ,  $L_m$  endüktansı üzerinden geçecek maksimum akım,  $\mu_0$  havanın manyetik geçirgenliği,  $L$  tasarımı yapılan endüktansın değeri ve  $B$  nüvenin maksimum manyetik akı yoğunluğudur. Bu denklemdeki parametrelerin değeri Çizelge 4.3'de verilmiştir. Bunun sonucunda hava aralığı 0,533 mm olmaktadır.

Çizelge 4.3  $L_m$  endüktansının hava aralığının belirlenmesinde kullanılan parametreler

Parametre	Değeri
$A_e$	178 mm <sup>2</sup>
$I_m$	32 A
$L$	6,64 uH
$B$	0,3 T
$\mu_0$	$4\pi 10^{-7}$ H/m

Gerekli sarım sayısı şu şekilde hesaplanır;

$$N = \frac{Bgap}{I_m \mu_0} \quad (4.18)$$

Bu denkleme göre sarım sayısı 4 bulunmuştur.

Endüktansın kablo kesiti seçilirken 1 mm<sup>2</sup> kesitten maksimum 5 A etkin akım geçmesi istenmiş ve çapı 0,8 mm olan kablodan ikili paralel sarılmıştır.  $L_m$  endüktansı tasarımında kullanılan değerler Çizelge 4.4'de özetlenmiştir.

Çizelge 4.4  $L_m$  endüktansı tasarımında kullanılan değerler

Parametre	Değeri
Nüve	E 42
Birincil sarım sayısı	4
İkincil sarım sayısı	28
Hava aralığı	0,533 mm
Kablo kesiti	2 li (0,8 mm)

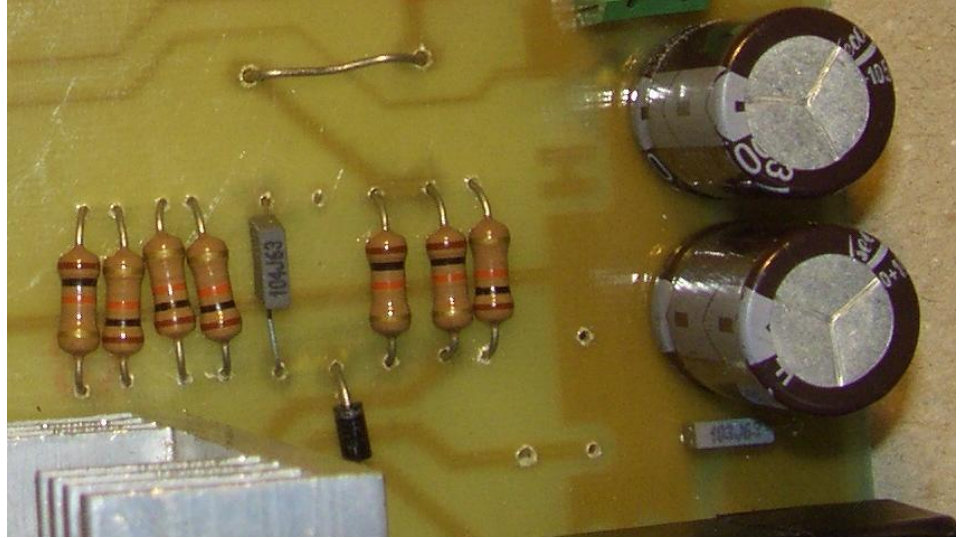
### 4.5.2 RCD kenetleme devresinin gerçeklenmesi

RCD kenetleme tasarımı, b3l3m 4.3.2’de anlatılmıştır. Bu aşamada izelge 4.1’de değerleri verilen  $R_k$  (1,67 k $\Omega$ ) ve  $C_k$  (100 nF) elemanları ve temel 3zellikleri izelge 4.5’de 3zetlenen UF4007 diyotu ile RCD kenetleme devresi kurulmuştur.

Çizelge 4.5 UF 4007 diyotunun temel 3zellikleri

3zellik	Değeri
Maksimum gerilim	1000 V
$I_{ort}$	1 A
Ters toparlanma zamanı	75 ns
İleri gerilim d3ř3m3	1,7 V

Bu devrenin fotoğrafı aşağıda verilmiştir.



şekil 4.15 RCD kenetleme devresi

### 4.5.3 Anahtar ve diyotların seçimi

Trafonun birincil sargı anahtarı IRFP260, ikincil sargı anahtarları için IPW90R340 mosfeti seçilmiştir. Bu mosfetlerin temel 3zellikleri izelge 4.6’da verilmiştir.

Çizelge 4.6 IRFP260 ve IPW90R340 mosfetlerinin temel özellikleri

Özellik	IPW90R340	IRFP260
Maksimum gerilim	900 V	200 V
$R_{ds}$	340 m $\Omega$	55 m $\Omega$
$I_{etkin}$	15 A	46 A

Trafonun ikincil taraftaki diyotları için Çizelge 4.7’de temel özellikleri verilen ile UF5408 diyotu seçilmiştir.

Çizelge 4.7 UF 5408 diyotunun temel özellikleri

Özellik	Değeri
Maksimum gerilim	1000 V
$I_{ort}$	3 A
Ters toparlanma zamanı	75 ns
İleri gerilim düşümü	1,7 V

#### 4.5.4 $L_f$ ve $C_f$ filtre elemanlarının gerçekleştirilmesi

$L_f$  filtre endüktansının değeri Çizelge 4.1’de 1,75 mH olarak verilmiştir. Bu endüktansı gerçeklemek için Çizelge 4.8’de temel özellikleri verilen ETD 29 ferit nüvesi kullanılmıştır.

Çizelge 4.8 ETD 29 ferit nüvesinin temel özellikleri

Özellik	Değeri
$A_e$	76 mm <sup>2</sup>
$I_e$	72 mm
$V_e$	5470 mm <sup>3</sup>

Gerekli hava aralığı Denklem 4.17 kullanılarak Çizelge 4.9 yardımı ile 0,32 mm bulunmuştur.

Denklem 4.18 kullanılarak gerekli olan sarım sayısı 77 bulunmuştur. Etkin akım 0,8 A civarında olduğundan dolayı tekli 0,8 mm çapında kablo kullanılmıştır.  $L_f$  endüktansı tasarımında kullanılan değerler Çizelge 4.10’da özetlenmiştir.

Çizelge 4.9  $L_f$  endüktansının hava aralığının belirlenmesinde kullanılan parametreler

Parametre	Değeri
$A_e$	76 mm <sup>2</sup>
$I_m$	1 A
$L_f$	1,75 mH
$B$	0,3 T
$\mu_0$	$4\pi 10^{-7}$ H/m

Çizelge 4.10  $L_f$  endüktansı tasarımında kullanılan değerler

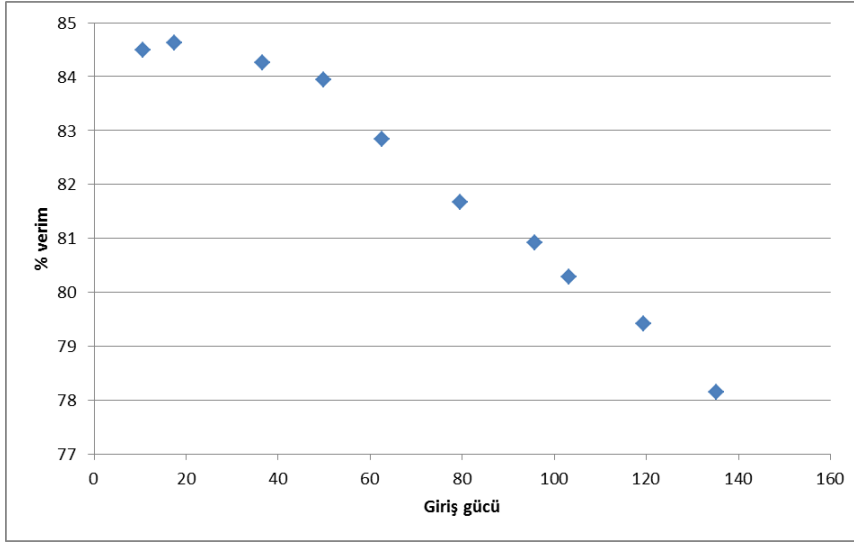
Parametre	Değeri
Nüve	ETD 29
Sarım sayısı	77
Hava aralığı	0,32 mm
Kablo kesiti	1 li (0,8 mm)

$C_f$  filtre kapasitörünün değeri Çizelge 4.1’de 0,33 uF olarak verilmiştir. Bu Kapasitörün dayanması gereken gerilim 700 V’dur. Bu bilgiler dikkate alınarak 0,33 uF 1000 V kutupsuz kapasitör kullanılmıştır.

#### 4.6 Sonuçlar

Bölüm 4.5’de tasarımı verilen devre kurulmuş ve 6 mF dekaplaj kapasitörü ile THD %4,5 olarak ölçülmüştür. Ayrıca devrenin verim ölçümleri alınmış ve aşağıdaki şekilde sunulmuştur.

Sert anahtarlama yapılmasından dolayı giriş gücü arttıkça verim düşüşü söz konusu olmuş ve 140 W’da verim %78 ölçülmüştür.



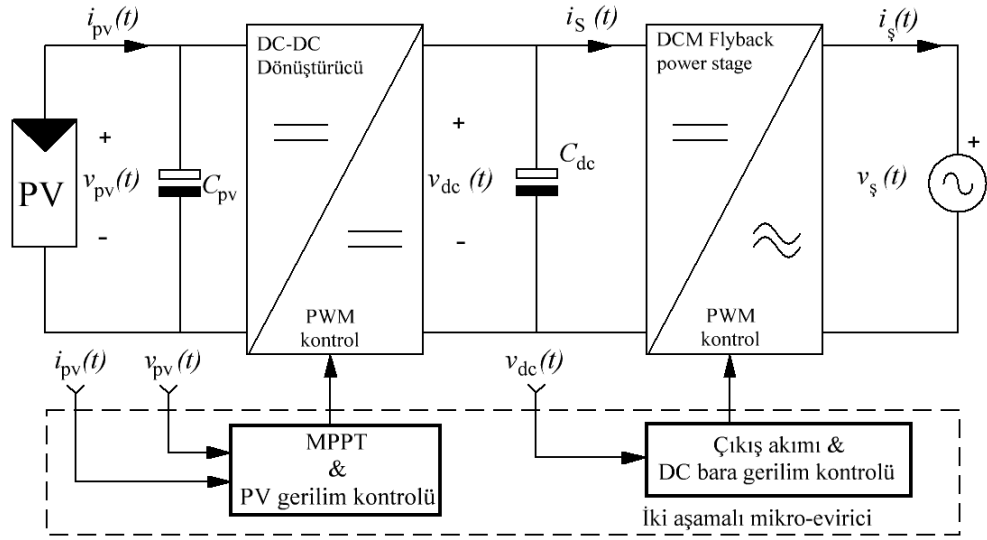
Şekil 4.16 Tek aşamalı flyback DC/AC evirici verimi

## 5. İKİ AŞAMALI FLYBACK MİKRO-EVİRİCİ

Bölüm 4’te anlatıldığı üzere tek aşamalı PV eviricilerin dekaplaj kapasitesi fazla olmaktadır. Dolayısıyla kapasite-maliyet açısından değerlendirme yapıldığında dekaplaj için elektrolitik kondansatör kullanımı uygun olmaktadır. Fakat, dekaplaj kapasite miktarını azaltmak da mümkündür. Dekaplaj kapasitesini azaltarak film kondansatöre geçişe imkân tanımak devrenin yaşam ömrünü artırıcı avantaj sağlar.

Dekaplaj kapasite miktarını azaltan en yaygın yöntem eviricileri iki aşamalı olarak tasarlamaktır. Ayrıca iki aşamalı olarak tasarlanan eviriciler iletim kayıplarını düşürerek verim artışı da sağlarlar.

İki aşama olarak tasarlanan flyback mikro-eviricinin prensip şeması Şekil 5.1’de verilmiştir.



Şekil 5.1 İki aşamalı flyback evirici prensip şeması

Birinci aşamada DC/DC dönüştürücü ile gerilim yükseltilir. Bu aşamada MPPT ve PV gerilim kontrolü yapılır. İkinci aşamada ise DC/AC evirici ile şebekeye bağlantı gerçekleştirilir. Bu aşamada çıkış akımı ve DC bara gerilim kontrolü sağlanmaktadır.

İlk aşama için tek anahtarlı yumuşak anahtarlama gerilim yükseltme (SSS boost) DC/DC devresi, ikinci aşama için ise DCM yumuşak anahtarlama flyback

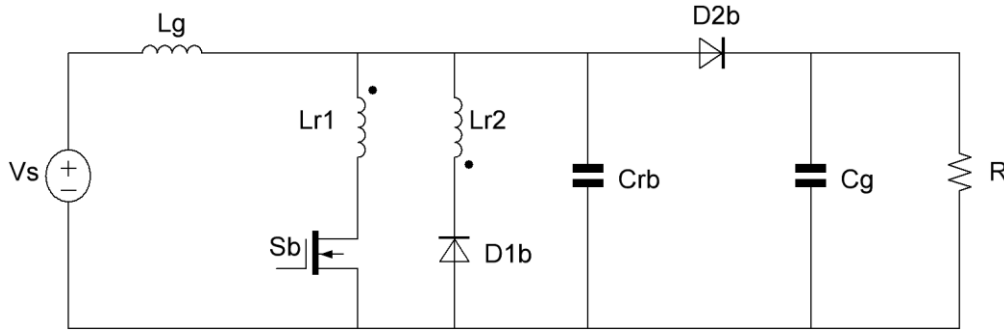
DC/AC evirici devresi seçilmiştir.

## 5.1 SSS Boost DC/DC Dönüştürücü

Anahtar sayısının tek, kontrolünün kolay ve veriminin yüksek olması nedenlerinden dolayı gerilim yükseltme aşaması için tek anahtarlı ve yumuşak anahtarlama gerilim yükseltme devresi (SSS boost) seçilmiştir (Amini and Farzanehfard, 2009).

### 5.1.1 SSS boost devresinin çalışma kipleri

Seçilen SSS boost topolojisinin devre şeması Şekil 5.2’de görülmektedir.

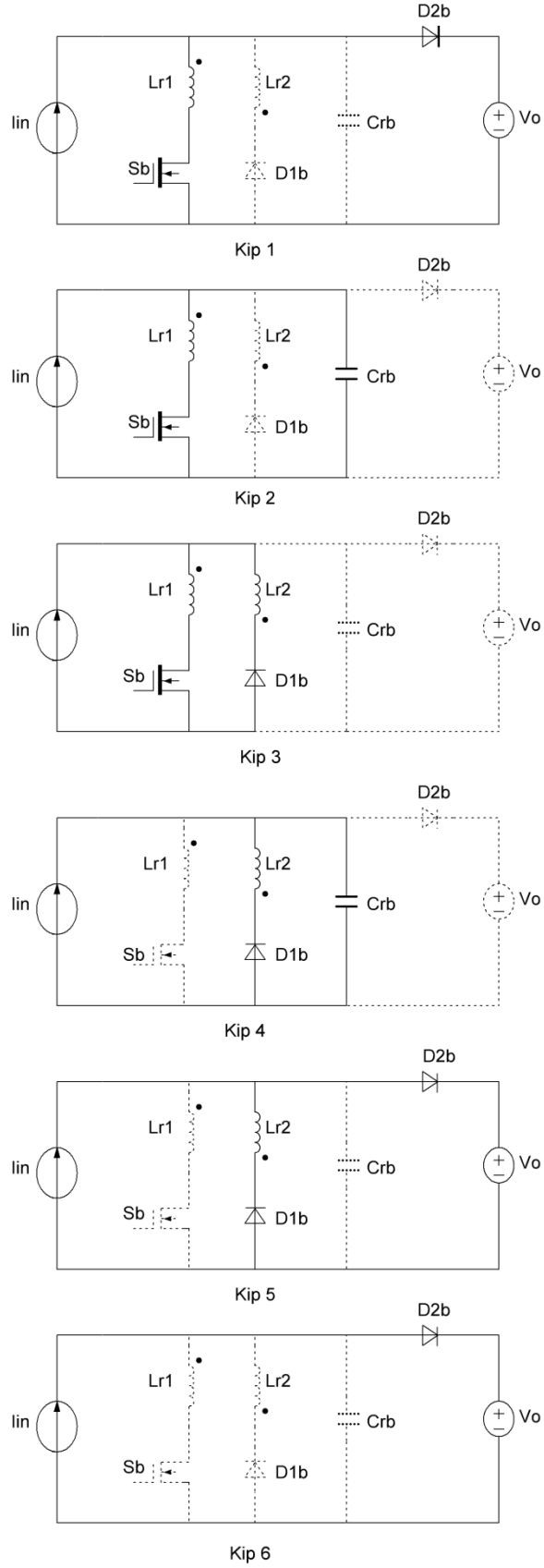


Şekil 5.2 SSS boost çevirici

SSS boost devresi, geleneksel boost devresine  $L_{r1}$ ,  $L_{r2}$ ,  $D_{1b}$  ve  $C_{rb}$ 'nin eklenmesi ile elde edilir.  $L_g$  ve  $C_g$ 'nin yeterince büyük olduğu kabul edilirse bunlar sırasıyla  $I_{in}$  akım kaynağı ve  $V_o$  gerilim kaynağına indirgenir. SSS boost dönüştürücü çalışma kipleri Şekil 5.3’de verilmiştir.

**Kip 1 [ $t_0-t_1$ ]:** Bu kip öncesinde  $S_b$  anahtarının kesimde olduğu kabul edilir. Böylece  $I_{in}$  akımı  $D_{2b}$  diyotu üzerinden akar ve  $C_{rb}$ 'nin gerilimi  $V_o$ 'a eşit olur.  $t_0$  anında anahtar iletme sokulduğunda ise seri  $L_{r1}$  endüktansı sebebiyle  $S_b$  anahtarı sıfır akımda anahtarlama olur. Endüktansın akımı şu şekilde ifade edilir:

$$I_{Lr1}(t) = \frac{V_o}{L_{r1}}(t - t_0) \quad (5.1)$$



Şekil 5.3 SSS boost çalışma kipleri

$t_1$  anına ulaşıldığında  $I_{Lr1}$  akımı  $I_{in}'$  e eşitlenmiş olur. Bu kipin süresi şu şekilde hesaplanır:

$$\Delta t_1 = t_1 - t_0 = \frac{L_{r1} I_{in}}{V_0} \quad (5.2)$$

**Kip 2 [ $t_1-t_2$ ]:**  $t_1$  anında  $I_{Lr1}$  akımı  $I_{in}'$  e eşitlenince,  $D_{2b}$  diyotu üzerinden geçen akım sıfırlanır. Dolayısıyla  $D_{2b}$  diyotu sıfır akımda kesime gider. Bu kipte  $I_{Lr1}$  ile  $C_{rb}$  rezonansa girer. Rezonans kapasitör gerilimi ve rezonans endüktans akımı şöyledir:

$$\begin{aligned} V_{crb}(t) &= V_0 \cos(\omega_{rb}(t-t_1)) \\ I_{Lr1}(t) &= I_{in} + \frac{V_0}{Z_{rb}} \sin(\omega_{rb}(t-t_1)) \end{aligned} \quad (5.3)$$

$\omega_{rb}$  ile  $Z_{rb}$  Denklem 5.4'de verilmiştir.

$$\begin{aligned} \omega_{rb} &= 2\pi f_{rb} = \frac{1}{\sqrt{L_{r1} C_{rb}}} \\ Z_{rb} &= \sqrt{\frac{L_{r1}}{C_{rb}}} \end{aligned} \quad (5.4)$$

Bu kip  $C_{rb}$ 'nin gerilimi sıfıra düşünce biter. Dolayısıyla, bu kipin süresi şu şekilde hesaplanır:

$$\Delta t_2 = t_2 - t_1 = \frac{\pi}{2\omega_{rb}} \quad (5.5)$$

**Kip 3 [ $t_2-t_3$ ]:**  $V_{crb}$  gerilimi sıfıra ulaştığında  $D_{1b}$  diyotu sıfır gerilim şartı altında iletme geçer ve  $D_{1b}$ 'in gerilimi sıfırda tutulur.  $L_{r1}$  ve  $L_{r2}$ 'nin toplam Amper-sarım sayısı ise sabit kalır.

$$\left(I_{in} + \frac{V_0}{Z_{rb}}\right)N_1 = I_{Lr1}N_1 + I_{Lr2}N_2 \quad (5.6)$$

Denklem 5.6'da  $N_1$  birincil sargının sarım sayısı,  $N_2$  ise ikincil sargının sarım sayısıdır.

$L_{r1}$ 'in akımı giriş akımı ile  $L_{r2}$ 'nin akımının toplamıdır. Sonuç olarak

aşağıdaki denklemler elde edilir.

$$I_{Lr1}(t) = I_{in} + \frac{V_0}{(n+1)Z_{rb}} \quad (5.7)$$

$$I_{Lr2}(t) = \frac{V_0}{(n+1)Z_{rb}}$$

Bu kip anahtarın görev süresi bittiğinde sona erer. Bu kipi süresi şu şekilde hesaplanır:

$$\Delta t_3 = DT_s - (\Delta t_1 + \Delta t_2) \quad (5.8)$$

**Kip 4 [ $t_3-t_4$ ]:** Anahtar kesime götürüldüğünde toplam amper sarım sayısı  $L_{r2}$ 'ye aktarılır.

$$I_{Lr1}N_1 + I_{Lr2}N_2 = I_1N_2 \quad (5.9)$$

$I_{Lr1}$  ve  $I_{Lr2}$  kip 3'teki endüktans çiftinin akımlarıdır. Denklem 5.7 ve 5.9 birlikte düzenlenirse Denklem 5.10 elde edilir.

$$I_1 = I_{Lr2}(t_3) = \frac{1}{n} \left( I_{in} + \frac{V_0}{Z_{rb}} \right) \quad (5.10)$$

Rezonans kapasitörü,  $I_{in}$  akımı ve  $I_{Lr2}$  akımının toplamı ile  $V_0$  gerilimine dolana kadar şarj olur. Bu kipteki anahtarın gerilimi,  $C_{rb}$  rezonans kapasitörünün gerilimi ve  $L_{r2}$  endüktansının akımı Denklem 5.11 ile ifade edilir.

Denklem 5.11'den de görülmektedir ki  $t_3$  anında anahtar üzerindeki gerilim sıfır olmaktadır. Dolayısıyla anahtar sıfır gerilimde kesime gider. Ama pratikte endüktans çiftinin kaçak endüktansı vardır. Bu endüktans, anahtar üzerinde fazladan bir gerilim oluşmasına sebebiyet verir. Oluşan bu gerilim, anahtarın dayanması gereken maksimum gerilimden çok küçük olması nedeniyle yaklaşık sıfır gerilimde anahtarlama yapıldığı kabul edilir.

$$\begin{aligned}
V_{sw}(t) &= (n+1)Z_{rb}(I_{in} + I_1) \sin\left(\frac{1}{n}\omega_{rb}(t-t_3)\right) \\
V_{crb}(t) &= nZ_{rb}(I_{in} + I_1) \sin\left(\frac{1}{n}\omega_{rb}(t-t_3)\right) \\
I_{Lr2}(t) &= (I_{in} + I_1) \cos\left(\frac{1}{n}\omega_{rb}(t-t_3)\right)
\end{aligned} \tag{5.11}$$

$t_4$  anında,  $V_{crb}$  gerilimi  $V_0$ 'a eşitlenir. Bu kipin süresi ve anahtarın maksimum dayanması gereken gerilim aşağıda verilmiştir.

$$\begin{aligned}
\Delta t_4 = t_4 - t_3 &= \frac{n}{\omega_{rb}} \sin^{-1}\left(\frac{V_0}{V_0 + (n+1)Z_{rb}I_{in}}\right) \\
V_{sw,m} = V_{sw}(t_4) &= \left(1 + \frac{1}{n}\right)V_0
\end{aligned} \tag{5.12}$$

**Kip 5 [ $t_4$ - $t_5$ ]:**  $C_r$  kapasitörünün gerilimi  $V_0$ 'a dolunca,  $D_{2b}$  diyotu sıfır gerilim altında iletime geçer. Bu kipin başlangıcında  $L_{r2}$  akımı şöyledir:

$$I_2 = \sqrt{\left(\frac{n+1}{n}\right)^2 I_{in}^2 + \frac{2(n+1)V_0}{n^2 Z_{rb}} I_{in} - I_{in}} \tag{5.13}$$

Bu kipte  $L_{r2}$  akımı lineer olarak azalır ve bu akım şu şekilde hesaplanır:

$$I_{Lr2}(t) = I_2 - \frac{V_0}{L_{r2}}(t-t_4) \tag{5.14}$$

$t_5$  anında  $L_{r2}$  akımı sıfıra ulaşır.  $D_{1b}$  diyotu sıfır akım şartı altında kesime gider. Bu kipin süresi aşağıda verildiği gibi hesaplanır.

$$\Delta t_5 = t_5 - t_4 = \frac{L_{r2}I_2}{V_0} \tag{5.15}$$

**Kip 6 [ $t_5$ - $t_6$ ]:** Bu kipte  $I_{in}$  akımı  $D_{2b}$  diyotu üzerinden çevrimini tamamlar. Rezonans endüktansının akımı sıfır ve rezonans kapasitörünün gerilimi  $V_0$ 'dır. Bu kipin süresi şu şekilde hesaplanır:

$$\Delta t_6 = (1-D)T_s - (\Delta t_4 + \Delta t_5) \tag{5.16}$$

### 5.1.2 SSS boost devresinin tasarımı

Tasarım aşamasında, SSS boost devresine eklenen  $L_{r1}$ ,  $n$  ve  $C_r$ 'nin ve geleneksel boost çevirici elemanları olan  $L_g$  ve  $C_g$ 'nin seçimi yapılacaktır.

$C_r$  kapasitörünün kapasitesi anahtarın kapanma zamanında anahtarı sıfır gerilimde kesime götürmesi için yeteri kadar büyük olmalıdır. Bu kapasitenin büyüklüğü Denklem 5.17 yardımıyla hesaplanır (Amini and Farzanehfard, 2009).

$$C_{rb} > C_{rb,\min} = \frac{I_{sw} t_{k,s}}{2V_{sw}} \quad (5.17)$$

Bu denklemde,  $t_{k,s}$  anahtarın akımının sıfıra düşme zamanı,  $I_{sw}$  anahtarın kesim öncesi akımı ve  $V_{sw}$  kesim sonrası gerilimidir. Pratikte  $C_{rb}$  kapasitörü yumuşak anahtarlama garantisi altına almak için  $C_{rb,\min}$  kapasitöründen fazlaca büyük seçilir.

$L_{r1}$  endüktansı, anahtar iletime geçirilirken sıfır akımda anahtarlama yapılmasını sağlar. Gerekli minimum endüktans şu şekilde hesaplanır;

$$L_{r1} > L_{r1,\min} = \frac{V_{sw} t_{a,s}}{I_{sw}} \quad (5.18)$$

Bu denklemde  $t_{a,s}$  anahtarın akımının yükselme zamanıdır.  $L_{r1}$  endüktansı yumuşak anahtarlama garantisi altına almak için  $L_{r1,\min}$  endüktansından fazlaca büyük seçilir.

Sarım oranı  $n$  büyüdükçe Denklem 5.12'e göre anahtarın dayanması gereken maksimum gerilim düşmekte ve Denklem 5.7'e göre boşa dönen akım azalmaktadır. Yalnız, yüksek sarım oranı  $\Delta t_4$  ve  $\Delta t_5$ 'i arttırmakta ve bunun sonucunda dönüştürücünün maksimum görev oranı kısıtlanmaktadır.

$L_g$  ve  $C_g$  filtre elemanları geleneksel boost çeviricide olduğu gibi seçilir.  $\Delta I_L$  filtre endüktansının akımının dalgacık değeri (ripple),  $V_g$  çeviricinin giriş gerilimi,  $f_{s,b}$  anahtarlama frekansı ve  $D$  görev oranı olmak üzere,  $L_g$  endüktansı Denklem 5.19 ile bulunur (Erickson and Maksimovic, 2001).

$$L_g = \frac{V_g D}{2\Delta I_L f_{s,b}} \quad (5.19)$$

$I_\zeta$  çeviricinin çıkış akımı,  $\Delta V$  filtre kapasitörünün geriliminin dalgacık değeri (ripple) olmak üzere  $C_g$  aşağıdaki gibi hesaplanır (Erickson and Maksimovic, 2001).

$$C_g = \frac{I_\zeta D}{2\Delta V f_{s,b}} \quad (5.20)$$

Tasarlanan devrenin eleman değerleri Çizelge 5.1’de verilmiştir.

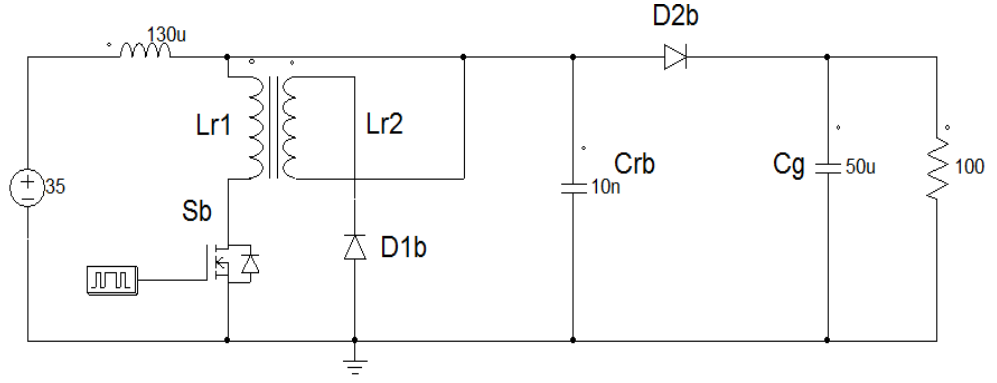
Çizelge 5.1 SSS boost devresinde kullanılan eleman değerleri

Eleman	Değeri
$n$	2,74
$L_r$	15 uH
$C_r$	10 nF
$L_g$	130 uH
$C_g$	50 uF
$f_{s,b}$	100 kHz

Bu çalışmada çıkış gerilimi ( $V_o$ ) 110 V seçilmiştir. Giriş voltajı 36 V ve giriş akımı 4,5 A’dır. Çizelge 5.1 dikkate alınarak  $\Delta t_4$  0,138 us ve  $\Delta t_5$  2,86 us hesaplanmıştır. Anahtarlama periyodu 10 us olduğuna göre maksimum ulaşılabilecek görev oranı %70 olarak bulunur.

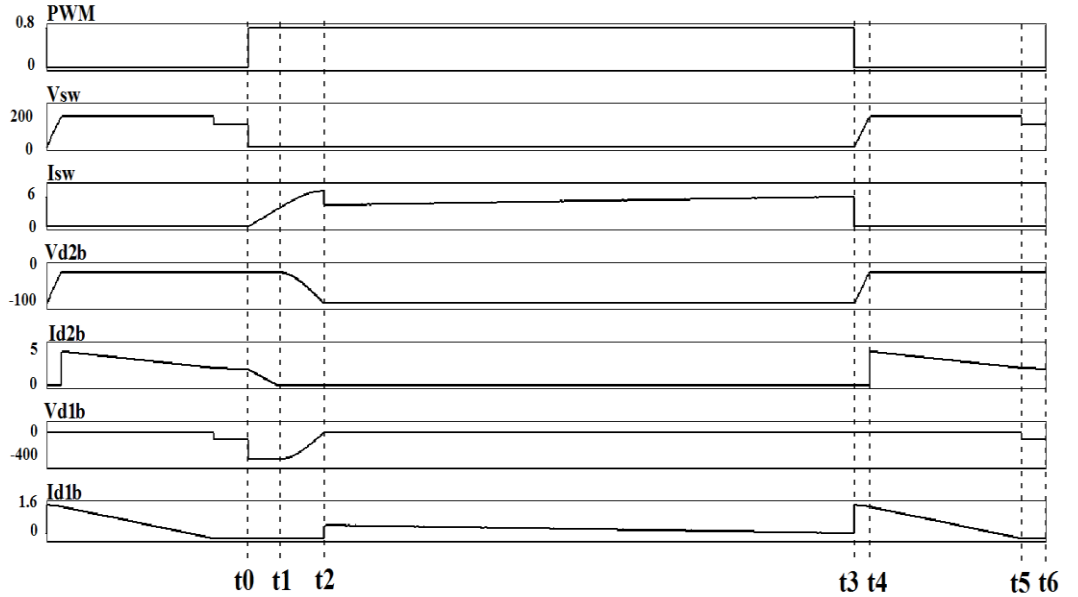
### 5.1.3 SSS boost devresinin benzetimi

Devrenin benzetim çalışması için PSIM 9.0 paket programı kullanılmıştır. Şekil 5.1’deki SSS boost devresi, Çizelge 5.1’deki eleman değerleri ile Şekil 5.4’de olduğu gibi çizilmiştir.



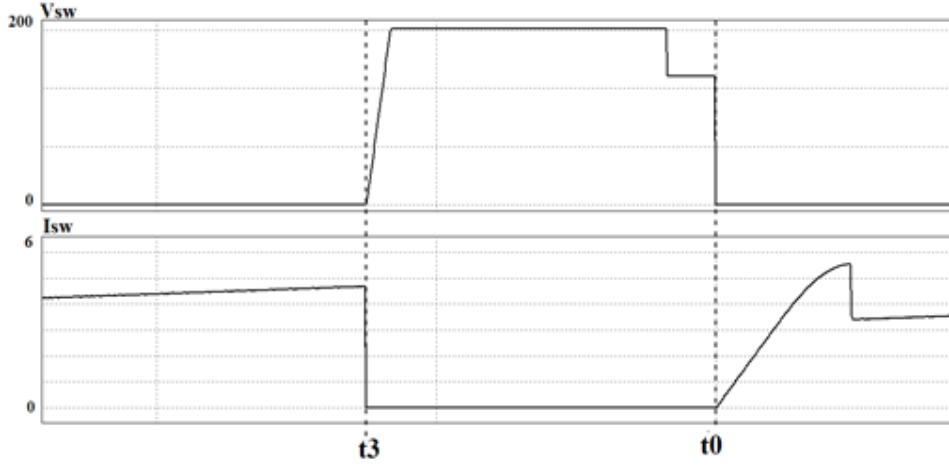
Şekil 5.4 SSS boost çevirici benzetim devresi

Devreye, çıkış gerilimini 110 V'da tutulacak şekilde darbe genişlik modülasyonu verilmiştir. Buna göre anahtarın gerilimi ( $V_{sw}$ ) ve akımı ( $I_{sw}$ ), diyotların gerilim ve akımları Şekil 5.5'de olduğu gibi kiplerin başlangıç ve bitiş süreleri gösterilerek çizilmiştir.



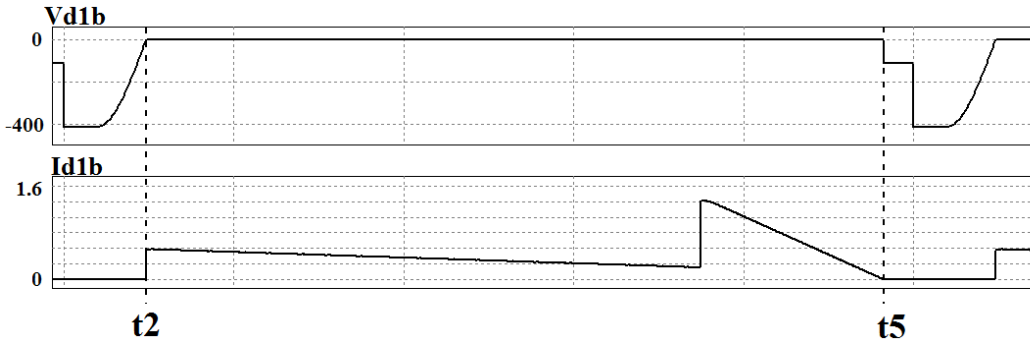
Şekil 5.5 SSS boost devresinin çalışma kiplerinin benzetim çalışmasında gösterimi

$S_b$  anahtarı  $t_0$  anında sıfır akımda ilettime,  $t_3$  anında ise sıfır gerilimde kesime Şekil 5.6'dan da görüleceği üzere gitmektedir.



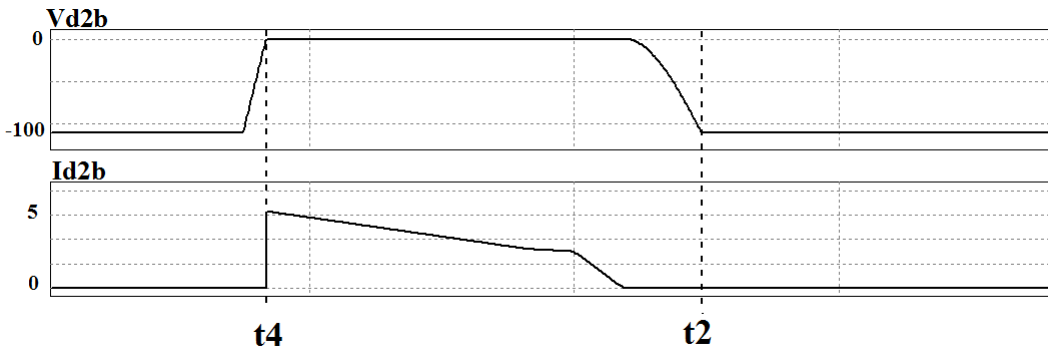
Şekil 5.6  $S_b$  anahtarının akım-gerilim benzetimi

$D_{1b}$  diyotu  $t_2$  anında sıfır gerilimde iletme geçmekte ve  $t_5$  anında sıfır akımda kesime Şekil 5.7'deki gibi gitmektedir.



Şekil 5.7  $D_{1b}$  diyotunun akım-gerilim benzetimi

$D_{2b}$  diyotu  $t_4$  anında sıfır gerilimde iletme geçmekte ve  $t_2$  anında sıfır akımda kesime Şekil 5.8'deki gibi gitmektedir.



Şekil 5.8  $D_{2b}$  diyotunun akım-gerilim benzetimi

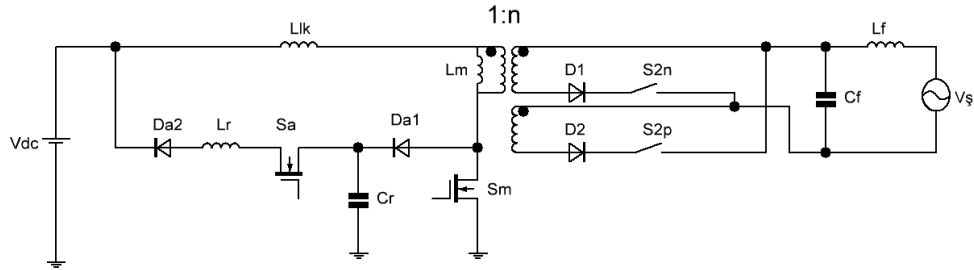
Bu bölümde SSS boost devresinin matematiksel analizi yapılmış ve bu analiz benzetim çalışmasıyla desteklenmiştir. Benzetim çalışmasında,  $S_b$  anahtarı,  $D_{1b}$  diyotu ve  $D_{2b}$  diyotunun yumuşak anahtarlama ile iletme ve kesime gittiği görülmüştür. Ayrıca devrenin veriminin %95 olduğu benzetim çalışmasında bulunmuştur.

## 5.2 Flyback DC/AC Evirici

Çıkış akımının ölçülmeye gerek olmaması, açık çevrim kontrole imkan tanınması dolayısıyla yumuşak anahtarlama bir DCM flyback evirici devresi tasarlanmıştır. Bu devre Elmes et al. (2009)'in çalışmasında kullanılan devreye benzetimle birlikte, çalışma şekli ve anahtarlama zamanları açısından ondan farklıdır. Aşağıdaki bölümlerde kullanılan yumuşak anahtarlama DCM flyback eviricini detaylı çalışma mantığı açıklanmıştır.

### 5.2.1 Flyback evirici devresinin çalışma kipleri

Yumuşak anahtarlama flyback evirici topolojisinin devre şeması Şekil 5.9'da görülmektedir.



Şekil 5.9 Yumuşak anahtarlama flyback evirici topolojisi

Yumuşak anahtarlama sağlamak için geleneksel flyback devresine  $D_{a1}$  ve  $D_{a2}$  diyotları,  $S_a$  anahtarı,  $L_r$  endüktansı ve  $C_r$  kondansatörü eklenmiştir.

$C_r$  kapasitörü  $S_m$  anahtarı kesime gittiğinde  $L_{lk}$  kaçak endüktansı ile rezonansa girer ve kaçak endüktansın enerjisini depolar. Anahtar iletme gittiğinde ise  $L_r$  endüktansı ile rezonansa girerek üzerindeki enerjiyi DC baraya atar ve kaçak endüktansın enerjisini DC baraya geri vermiş olur.

Ayrıca  $C_r$  kapasitörü  $S_m$  anahtarı kesime gittiğinde anahtarın sıfır gerilimde

kapanmasını sağlar. Flyback evirici kesikli akım kipinde çalıştığından dolayı  $S_m$  anahtarı iletime sıfır akımda geçer dolayısı ile ana anahtar kesime ve iletime götürülürken yumuşak anahtarlanmış olur.

Bu topolojinin çalışma kipleri Şekil 5.10 ve Şekil 5.11’de çizilmiştir.

**Kip 1 [ $t_0-t_1$ ]:** Bu kipten önce  $C_r$  rezonans kapasitörü  $L_{lk}$  kaçak endüktansının enerjisi ile dolmuştur. Bu kipte  $S_a$  ve  $S_m$  anahtarları iletime geçirilir.

$S_m$  anahtarı iletime geçirildiğinde, ikincil taraftaki  $D_1$  ve  $D_2$  diyotlarının ters bağlantısından dolayı akım mıknatıslanma endüktansı  $L_m$  üzerinden akar. DCM çalışmadan dolayı bu akım sıfırdan artmaya başlar. Dolayısıyla  $S_m$  anahtarı sıfır akımda anahtarlanmış olur. Mıknatıslanma endüktansı akımı şu şekilde hesaplanır:

$$I_{L_m}(t) = \frac{V_{dc}}{L_{Llk} + L_m}(t - t_0) \quad (5.21)$$

$S_a$  anahtarı iletime geçirildiğinde,  $C_r$  rezonans kapasitörü ile  $L_r$  rezonans endüktansı rezonansa girer. Endüktans anahtara seri bağlandığından dolayı,  $S_a$  anahtarının akımı sıfırdan başlar ve sıfır akımda iletime geçirilmiş olur.  $V_{cr}(t_0)$ ,  $C_r$  kapasitörünün başlangıç gerilimi olmak üzere rezonans endüktansının akımı şu şekilde ifade edilebilir:

$$I_{L_r}(t) = \frac{V_{cr}(t_0) - V_{dc}}{Z_{r1}} \sin(\omega_{r1}(t - t_0)) \quad (5.22)$$

$\omega_{r1}$  ile  $Z_{r1}$  aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$\omega_{r1} = 2\pi f_{r1} = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (5.23)$$

$$Z_{r1} = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$$

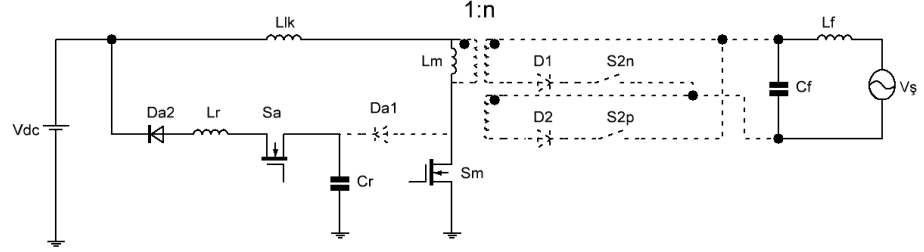
$C_r$  rezonans kapasitörünün gerilimi aşağıda ifade edilmiştir.

$$V_{cr}(t) = [V_{cr}(t_0) - V_{dc}] \cos(\omega_{r1}(t - t_0)) + V_{dc} \quad (5.24)$$

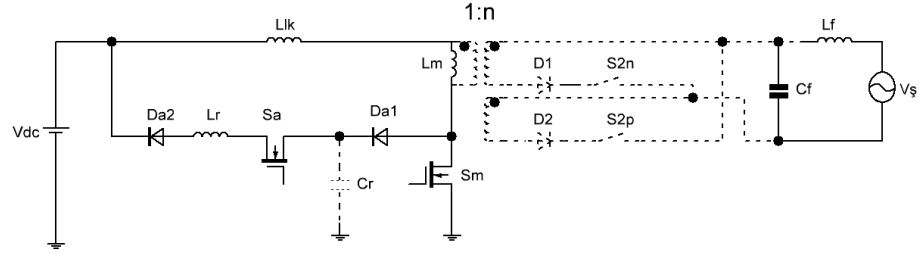
Bu gerilim sıfıra düştüğünde  $D_{a1}$  diyotu sıfır gerilimde iletime geçer ve kip

2 başlar. Kip 1'in süresi aşağıda belirtildiği gibi hesaplanır:

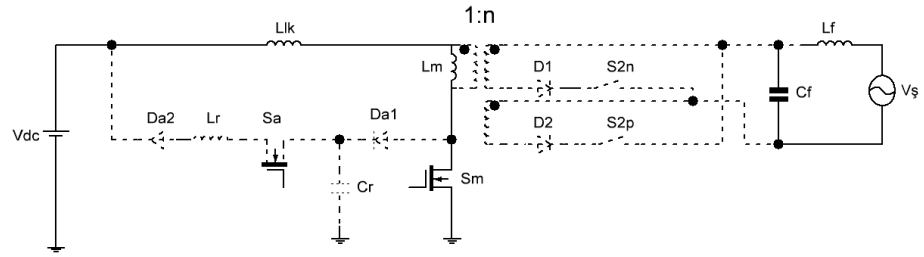
$$t_1 - t_0 = \frac{1}{\omega_r} \cos^{-1} \left( \frac{-V_{dc}}{V_{cr}(t_0) - V_{dc}} \right) \quad (5.25)$$



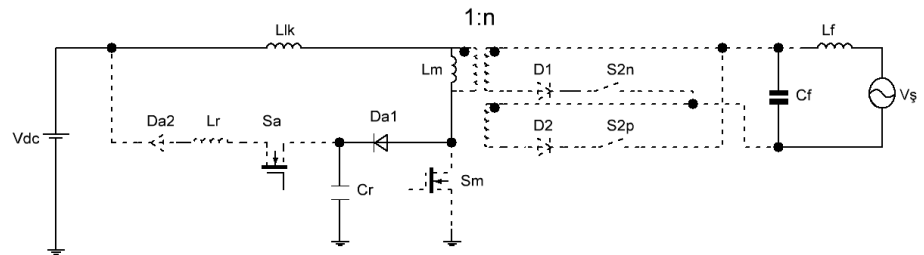
Kip 1



Kip 2

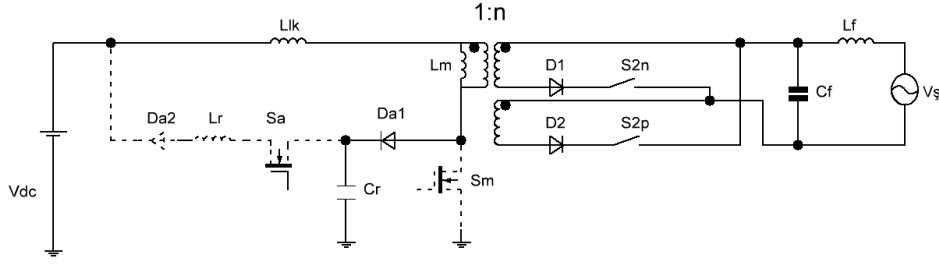


Kip 3

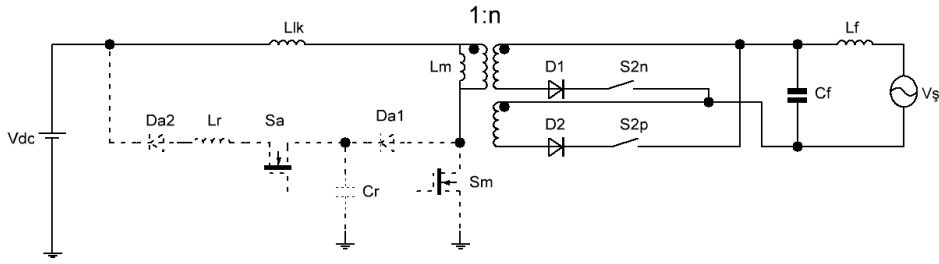


Kip 4

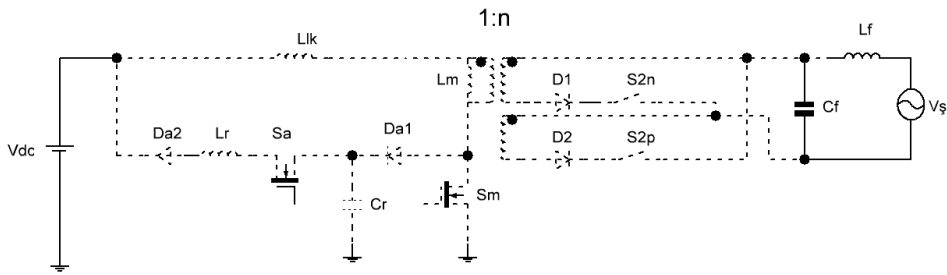
Şekil 5.10 Flyback evirici çalışma kipleri (kip 1-4)



Kip 5



Kip 6



Kip 7

Şekil 5.11 Flyback evirici çalışma kipleri (kip 5-7)

$t_1$  anında rezonans endüktansının akımı şu şekilde ifade edilir.

$$I_{L_r}(t_1) = \frac{V_{cr}(t_0) - V_{dc}}{Z_r} \sin\left(\cos^{-1}\left(\frac{-V_{dc}}{V_{cr}(t_0) - V_{dc}}\right)\right) \quad (5.26)$$

**Kip 2** [ $t_1-t_2$ ]: Bu kipte  $D_{a1}$  ve  $D_{a2}$  diyotları iletme geçmiş durumdadır. Dolayısıyla rezonans endüktansının akımı  $V_{dc}$  gerilimi ile lineer olarak azalır. Bu kipteki  $L_r$  endüktansının akımı şu şekilde hesaplanır.

$$I_{L_r}(t) = I_{L_r}(t_1) - \frac{V_{dc}}{L_r} (t - t_1) \quad (5.27)$$

Bu kipte mıknatıslanma akımı Denklem 5.21'de belirtildiği gibi artmaya devam eder. Rezonans endüktansının akımı sıfıra düştüğünde  $D_{a1}$  ve  $D_{a2}$  diyotları sıfır akımda kesime gitmiş olur. Bu kipin süresi aşağıda belirtilmiştir.

$$t_2 - t_1 = \frac{L_r}{V_{dc}} I_{Lr}(t_1) \quad (5.28)$$

**Kip 3 [ $t_2-t_3$ ]:** Bu kip,  $S_m$  anahtarı kesime götürülene kadar devam eder. Bu kipteki mıknatıslanma endüktansının akımı Denklem 5.21'de belirtildiği gibi artar ve aşağıda verilen süre sonunda bu kip biter.

$$t_3 - t_2 = DT_s - (t_2 - t_1) - (t_1 - t_0) \quad (5.29)$$

$S_m$  anahtarı kesime götürüldüğünde bu anahtara paralel bağlı  $C_r$  kapasitörü sayesinde anahtarın gerilimi sıfır gerilimden yükselir.

$S_a$  anahtarının akımı  $t_3$  anında sıfırdır dolayısı ile sıfır akımda kesime gitmiş olur. Sonuç olarak, her iki anahtar da kesime götürülürken yumuşak anahtarlanmış olur.

$t_3$  anında kaçak endüktans ve mıknatıslanma endüktansı üzerindeki akım denklem 5.30'da verilmiştir.

$$I_{Lm}(t_3) = I_{Llk}(t_3) = \frac{V_{dc}}{L_{Llk} + L_m} DT_s \quad (5.30)$$

**Kip 4 [ $t_3-t_4$ ]:** Bu kipte  $D_{a1}$  diyotu sıfır gerilim altında ilettime geçer. Ayrıca  $C_r$  rezonans kapasitörü ile  $L_{lk}$  ve  $L_m$  endüktansları rezonansa girer.  $L_m$  endüktansı üzerindeki gerilim  $V_s/n'$  e eşit olunca flyback trafosu ikincil taraftaki  $D_1$  veya  $D_2$  diyotlarından birisi şebeke alternansına göre ilettime geçer ve bu kip sonlanır.  $L_m$  ve  $L_{lk}$  endüktans akımları şu şekilde ifade edilir.

$$I_{Llk}(t) = I_{Lm} = I_{Llk}(t_3) \cos(\omega_{r2}(t - t_3)) + \frac{V_{dc}}{Z_r} \sin(\omega_{r2}(t - t_3)) \quad (5.31)$$

$\omega_{r2}$  ve  $Z_{r2}$  aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$\omega_{r2} = 2\pi f_{r2} = \frac{1}{\sqrt{(L_{Llk} + L_m)C_r}} \quad (5.32)$$

$$Z_{r2} = \sqrt{\frac{L_{Llk} + L_m}{C_r}}$$

$C_r$  rezonans kapasitörünün gerilimi ise şu şekilde bulunur.

$$V_{cr}(t) = V_{dc} - (L_m + L_{lk}) \frac{dI_{Lm}}{dt} \quad (5.33)$$

$$V_{cr}(t) = V_{dc} + I_{Llk}(t_3)Z_{r2} \sin(\omega_{r2}(t - t_3)) - V_{dc} \cos(\omega_{r2}(t - t_3))$$

$V_{cr}$  gerilimi aşağıdaki gerilime eşit olunca bu kip biter.

$$V_{cr}(t_4) = V_{dc} + \frac{V_s}{nL_m} (L_m + L_{Llk}) \quad (5.34)$$

Bu kipi süresi çok küçük çıkmaktadır. Dolayısı ile  $\omega_{r2}(t_4 - t_3)$  açısı küçük olur. Küçük açılar için sinüs ve kosinüs için şu yaklaşım yapılabilir.

$$\sin(x) = x \quad (5.35)$$

$$\cos(x) = 1 - \frac{x^2}{2}$$

Bu yaklaşım kullanılarak bu kipi süresi şu şekilde bulunur.

$$t_4 - t_3 = \frac{-Z_{r2}I_{Llk}(t_3) + \sqrt{(Z_{r2}I_{Llk}(t_3))^2 + 2V_{dc}\alpha}}{V_{dc}} \quad (5.36)$$

$\alpha$  aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$\alpha = V_{dc} + \frac{V_s}{nL_m} (L_m + L_{Llk}) \quad (5.37)$$

**Kip 5 [ $t_4$ - $t_5$ ]:** Bu kipte trafonun ikincil tarafındaki diyotlardan birisi şebekenin alternansına göre sıfır gerilimde iletme geçer. Mıknatıslanma endüktansı üzerindeki akım Denklem 5.38'de verilmiştir.

$$I_{Lm}(t) = I_{Lm}(t_4) - \frac{V_s}{nL_m} (t - t_4) \quad (5.38)$$

Ayrıca,  $C_r$  rezonans kapasitörü ile  $L_{lk}$  kaçak endüktansı rezonansa girer. Endüktans üzerindeki akım sıfıra düşünce  $D_{a1}$  diyotu sıfır gerilimde kesime gider ve bu kip sonlanır. Endüktans enerjisini  $C_r$  kapasitörüne aktarmış olur.  $L_{lk}$  kaçak endüktansın akımı şu şekilde ifade edilebilir.

$$I_{Llk}(t) = I_{Llk}(t_4) \cos(\omega_{r3}(t-t_4)) - \frac{V_s L_{lk}}{n L_m Z_{r3}} \sin(\omega_{r3}(t-t_4)) \quad (5.39)$$

$\omega_{r3}$  ve  $Z_{r3}$  aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$\omega_{r3} = 2\pi f_{r3} = \frac{1}{\sqrt{L_{Llk} C_r}} \quad (5.40)$$

$$Z_{r3} = \sqrt{\frac{L_{Llk}}{C_r}}$$

Kapasitör gerilimi şu şekilde hesaplanarak bulunabilir.

$$V_{cr}(t) = V_{dc} + \frac{V_s}{n} - L_{lk} \frac{dI_{Llk}}{dt} \quad (5.41)$$

$$V_{cr}(t) = V_{dc} + \frac{V_s}{n} + Z_{r3} I_{Llk}(t_4) \sin(\omega_{r3}(t-t_4)) + \frac{V_s L_{lk}}{n L_m} \cos(\omega_{r3}(t-t_4))$$

Trafonun ikincil tarafına aktarılan akım Denklem 5.42 yardımıyla bulunur.

$$I_{d1}(t) = \frac{I_{Lm}(t) - I_{Llk}(t)}{n} \quad (5.42)$$

$$I_{d1}(t) = \frac{I_{Lm}(t_4)}{n} - \frac{V_s}{n^2 L_m} (t-t_4) - \frac{I_{Llk}(t_4)}{n} \cos(\omega_{r3}(t-t_4)) + \frac{V_s L_{lk}}{n^2 L_m Z_{r3}} \sin(\omega_{r3}(t-t_4))$$

Bu kipi süresi çok küçük olmaktadır. Dolayısı ile  $\omega_{r3}(t_5-t_4)$  açısı küçük olur. Küçük açılar için sinüs ve kosinüs için yaklaşım Denklem 5.35'de verilmiştir. Bu yaklaşım kullanılarak  $t_5-t_4$  şu şekilde hesaplanır.

$$t_5 - t_4 = \frac{-\beta + \sqrt{\beta^2 + 2I_{Llk}(t_4)^2}}{I_{Llk}(t_4)} \quad (5.43)$$

$\beta$  aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$\beta = \frac{V_s L_{lk}}{n L_m Z_{r3}} \quad (5.44)$$

**Kip 6 [ $t_5-t_6$ ]:** Bu kipte mıknatıslanma endüktansının enerjisi tamamı ile şebekeye aktarılır. İkincil taraftaki diyotun akımı denklem 5.45 yardımıyla hesaplanabilir.

$$I_{d1}(t) = I_{d1}(t_5) - \frac{V_s}{n^2 L_m} (t - t_5) \quad (5.45)$$

Bu akım sıfıra düştüğünde ikincil taraftaki diyot dolayısı ile sıfır akımda kesime gitmiş olur ve bu kip sonlanır. Bu kipi süresi şu aşağıda verilmiştir.

$$t_6 - t_5 = \frac{I_{d1}(t_5) n^2 L_m}{V_s} \quad (5.46)$$

$$E = \frac{1}{2} C V^2$$

**Kip 7 [ $t_6-t_7$ ]:** Bu kipte ikincil taraftaki diyot akımı sıfıra düşmüştür. Bu kipte hiçbir devre elemanı iletimde değildir. Süreksiz akım kipinde çalışmayı garanti altına alınmak için verilmiş bir kiptir. Bu kipi süresi şu şekilde hesaplanır.

$$t_7 - t_6 = T_s - D T_s - (t_6 - t_5) - (t_5 - t_4) - (t_4 - t_3) \quad (5.47)$$

### 5.2.2 Flyback eviricinin tasarımı

Tasarım aşamasında mıknatıslanma endüktansı, rezonans elemanları  $L_r$  ve  $C_r$  ile filtre elemanları  $L_f$  ve  $C_f$ 'nin seçimi anlatılacaktır.

Flyback eviricinin kesikli akım kipinde çalışabilmesi için  $S_m$  anahtarına verilebilecek maksimum görev oranı Denklem 4.6, mıknatıslanma endüktansının değeri ise Denklem 4.7 yardımı ile hesaplanır.

Denklem 5.41'deki kosinüslü terim ihmal edilirse kapasitörün maksimum gerilimi  $V_{cr,m}$  yaklaşık şu şekilde ifade edilir.

$$V_{cr,m} \approx V_{dc} + \frac{V_{s,m}}{n} + Z_{r3} I_{Lk,m}(t_4) \quad (5.48)$$

Bu denklemde  $I_{L_{lk},m}$  maksimum görev oranındaki  $I_{L_{lk}}(t_4)$  akımıdır. Bu denkleme göre  $L_{L_{lk}}$  endüktansı bilindiğinde, istenen maksimum gerilime göre  $C_r$  rezonans kapasitörünün kapasitörü seçilebilir.

Denklem 5.25 ve 5.28’de kip 1 ve kip 2’nin süreleri verilmiştir. Toplam sürenin maksimum görev oranının yanında çok küçük kalacağı şekilde bir  $L_r$  rezonans endüktansı seçilebilir.

$C_f$  ve  $L_f$  elemanlarının oluşturduğu filtrenin köşe frekansı anahtarlama frekansının harmoniklerini filtreleyecek şekilde seçilir. Bu filtrenin elemanları Bölüm 4.3.3’de olduğu gibi hesaplanır.

Tasarlanan devrenin eleman değerleri Çizelge 5.2’de verilmiştir.

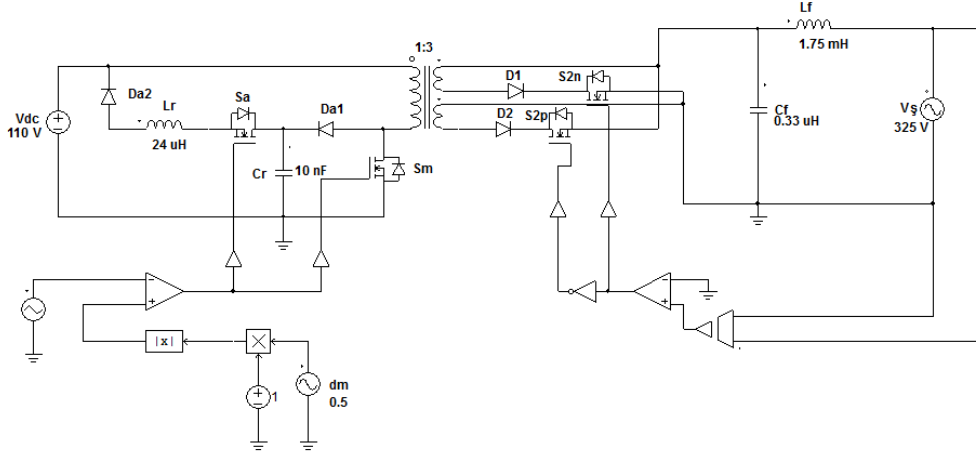
Çizelge 5.2 Flyback evirici devresinde kullanılan eleman değerleri

Eleman	Değeri
$n$	3
$d_m$	0,5
$L_m$	57 uH
$L_{lk}$	0,75 uH
$L_r$	24 uH
$C_r$	10 nF
$L_f$	1,75 mH
$C_f$	0,33 uF

Bu çalışmada DC bara gerilimi  $V_{dc}$  110 V, şebeke maksimum gerilimi  $V_{s,m}$  325 V ve güç 200 W alınarak Çizelge 5.2 oluşturulmuştur.

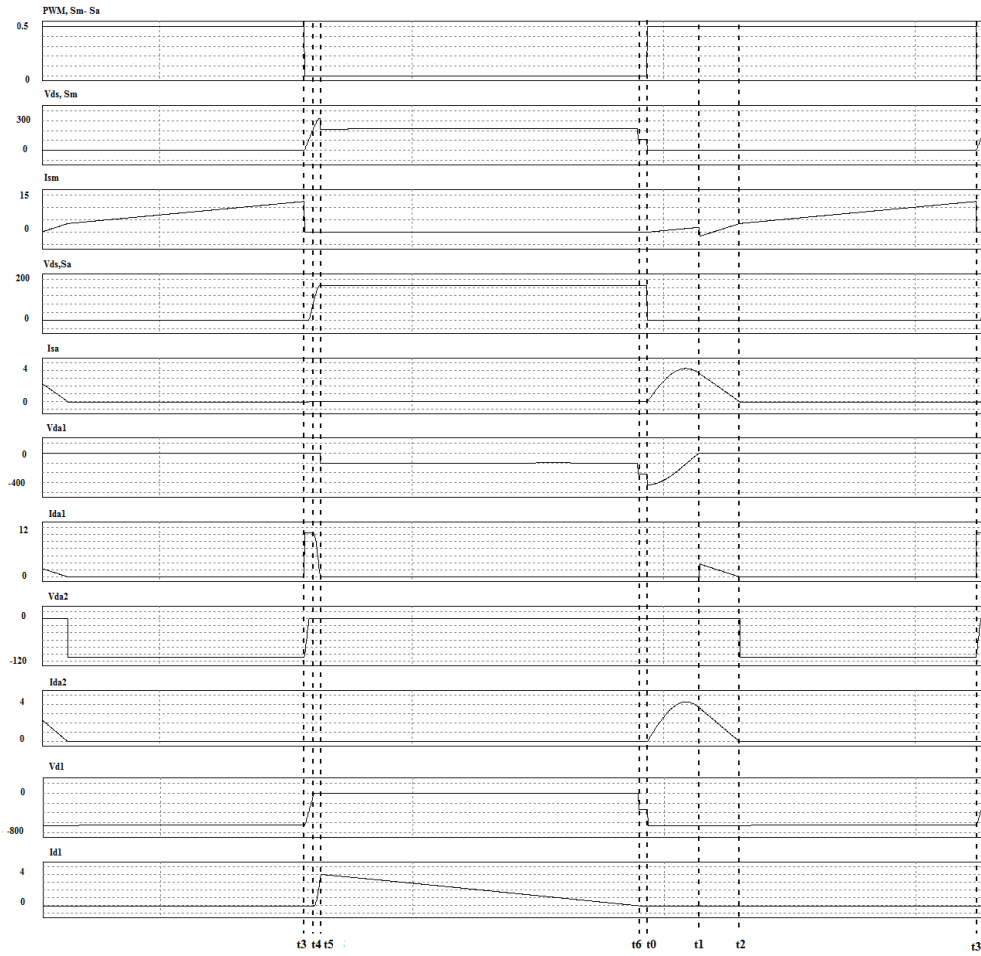
### 5.2.3 Flyback eviricinin benzetimi

Devrenin benzetim çalışması için PSIM 9.0 paket programı kullanılmıştır. Şekil 6.1’deki flyback evirici devresi, Çizelge 5.2’deki eleman değerleri ile Şekil 5.12’de olduğu gibi çizilmiştir.



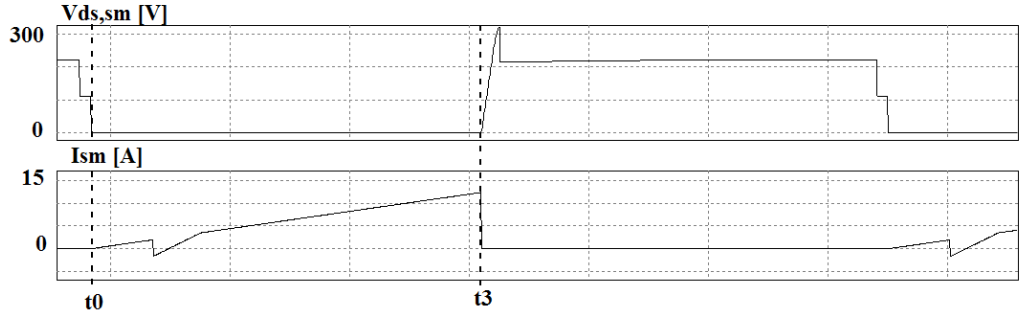
Şekil 5.12 Flyback evirici benzetim devresi

Bölüm 5.2.1’de anlatılan kiplerin başlangıç ve bitiş zamanları gösterilerek Şekil 5.13’de çizilmiştir.



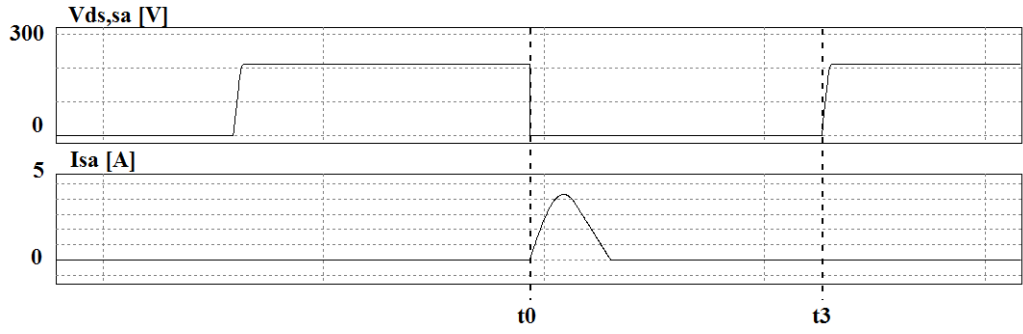
Şekil 5.13 Flyback evirici devresinin çalışma kiplerinin benzetim çalışmasında gösterimi

$S_m$  anahtarı  $t_0$  anında sıfır akımda ilettime,  $t_3$  anında ise sıfır gerilimde Şekil 5.14’de görüleceği üzere kesime gitmektedir.



Şekil 5.14  $S_m$  anahtarının akım-gerilim benzetimi

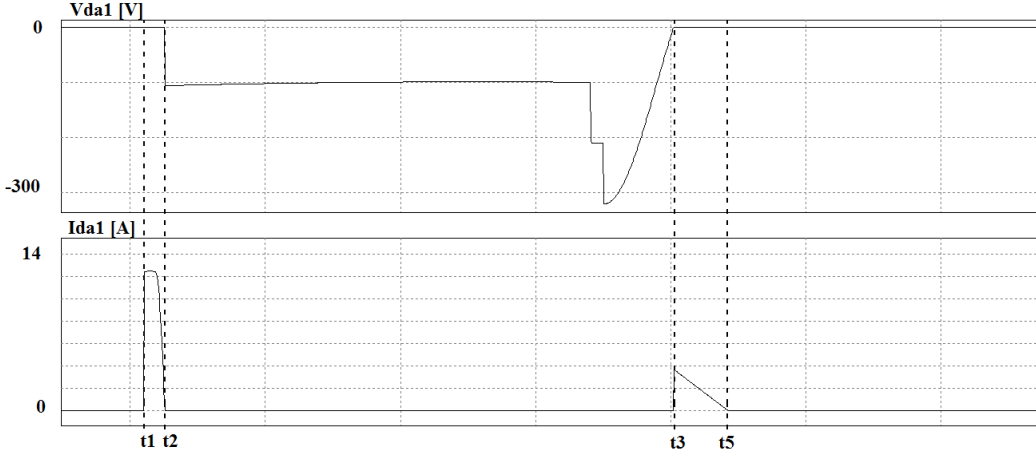
$S_a$  anahtarı  $t_0$  anında sıfır akımda ilettime,  $t_3$  anında ise sıfır akımda Şekil 5.15’de görüleceği üzere kesime gitmektedir.



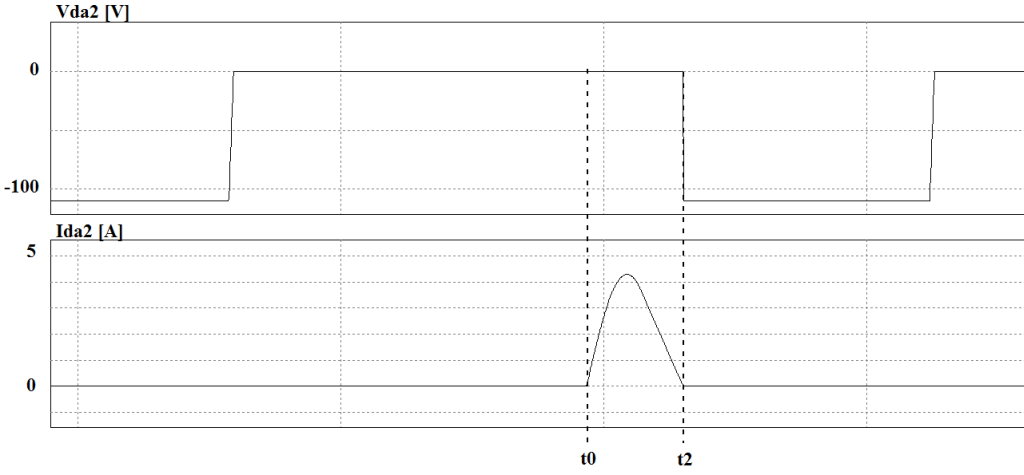
Şekil 5.15  $S_a$  anahtarının akım-gerilim benzetimi

$D_{a1}$  diyotu bu kiplerde iki defa ilettime geçmektedir. İlk olarak  $t_1$  anında sıfır gerilimde ilettime geçer ve  $t_2$  anında sıfır akımda kesime gider. İkinci olarak  $t_3$  anında sıfır gerilimde ilettime geçer ve  $t_5$  anında ise sıfır akımda kesime gider. Şekil 5.16’da benzetim grafiği görülmektedir.

$D_{a2}$  diyotu  $t_1$  anında sıfır akımda ilettime geçer ve  $t_2$  anında sıfır akımda kesime gider. Dolayısı ile her iki anda da sıfır akımda anahtarlanmış olur. Bu diyotun akım gerilim benzetimi Şekil 5.17’de görülmektedir



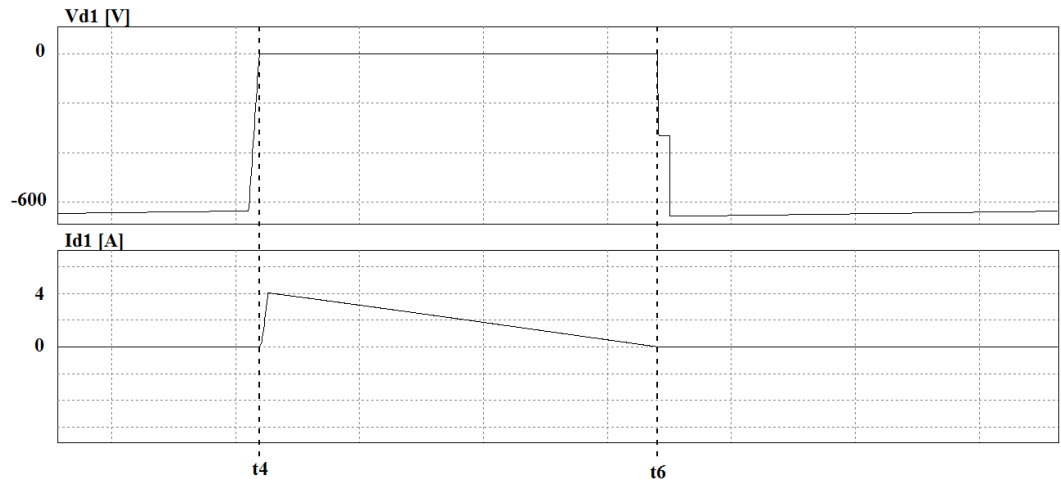
Şekil 5.16  $D_{a1}$  diyotunun akım-gerilim benzetimi



Şekil 5.17  $D_{a2}$  diyotunun akım-gerilim benzetimi

$D_1$  diyotu  $t_4$  anında sıfır akım ve sıfır gerilimde iletme geçer,  $t_5$  anında ise sıfır akımda kesime gider. Dolayısı ile yumuşak anahtarlanmış olur. Şekil 5.18'de  $D_1$  diyotunun akım gerilim benzetimi verilmiştir.

Bu bölümde yumuşak anahtarlamaalı flyback evirici devresinin matematiksel analizi yapılmış ve bu analiz benzetim çalışmasıyla desteklenmiştir. Benzetim çalışmasıyla devredeki tüm yarı iletken elemanların yumuşak anahtarlama yapıldığı gösterilmiştir. Ayrıca benzetim çalışmasında devrenin veriminin %95 olduğu görülmüştür.



Şekil 5.18  $D_1$  diyotunun akım-gerilim benzetimi

## 6. DENEYSEL ÇALIŞMALAR

Bölüm 5’de yumuşak anahtarlamalı gerilim yükselten SSS boost DC/DC dönüştürücü devresi ile yumuşak anahtarlamalı DC/AC flyback evirici devresinin benzetim çalışması ve analizi yapılmıştır. Analiz çalışmalarında devrelerde kullanılan tüm yarı iletken elemanların iletme ve kesime giderken yumuşak anahtarlama yaptığı denklemlerle belirtilmiş ve benzetim çalışmasıyla doğruluğu ispatlanmıştır.

Bu bölümde iki aşamalı yumuşak anahtarlamalı flyback modül evirici gerçekleştirilmiş ve her iki aşamadaki yarı iletkenlerin akım ve gerilim ölçümleri alınarak yumuşak anahtarlama yaptığı görülmüştür. Ayrıca maksimum verim %88,7 ölçülmüş olmakla beraber şebekeye aktarılan dalgalı güç miktarını karşılamak için kullanılan elektrolitik kapasite miktarı geleneksel yöntemde kullanılan 6 mF seviyesinden 600 uF seviyesine indirilmiştir.

### 6.1 SSS Boost Devresinin Gerçeklenmesi

Şekil 5.2’de SSS boost devre şeması verilmiştir. Bu devre şemasındaki  $L_g$  ve  $L_r$  endüktanslarının tasarımı yapılacak,  $D_{1b}$  ve  $D_{2b}$  diyotları ile  $S_b$  anahtarının maksimum gerilim ve ortalama-efektif akım kısıtlamaları altında seçimi yapılacaktır. Ayrıca, Çizelge 5.1’de verilen  $C_r$  ve  $C_g$  kapasitör değerlerinin maksimum gerilim değerleri belirlenecektir.

#### 6.1.1 $L_g$ filtre endüktansının gerçekleştirilmesi

$L_g$  filtre endüktansı iki aşamalı flyback eviricinin PV modüle bağlanan kısmıdır ve PV modül akımını filtreler. Bölüm 5.1.2’de değeri 130 uH olarak hesaplanmıştır. Bu endüktansın akımı PV modülün maksimum güçteki akımı olan 4,5 A’ye eşittir.

Bu endüktansı gerçeklemek için ferit nüve kullanılmıştır. Demir nüve yerine ferit nüve kullanılmasının nedeni; demir nüvenin kayıplarının anahtarlama frekansının küpü ile artması ve bu devrede anahtarlama frekansının yüksek olmasıdır (100 kHz).  $L_f$  filtre endüktansı için EF 32 ferit nüvesi seçilmiştir. Bu nüvenin temel özellikleri Çizelge 6.1’de verilmiştir.

Çizelge 6.1 EF 32 ferit nüvesinin temel özellikleri

Özellik	Değeri
$A_e$	83 mm <sup>2</sup>
$I_e$	74 mm
$V_e$	6140 mm <sup>3</sup>

Gerekli hava aralığı Çizelge 6.2 ve Denklem 4.17 kullanılarak 0,546 mm bulunmuştur.

Çizelge 6.2  $L_g$  endüktansının hava aralığının belirlenmesinde kullanılan parametreler

Parametre	Değeri
$A_e$	83 mm <sup>2</sup>
$I_m$	5 A
$L$	130 uH
$B$	0,3 T
$\mu_0$	$4\pi 10^{-7}$ H/m

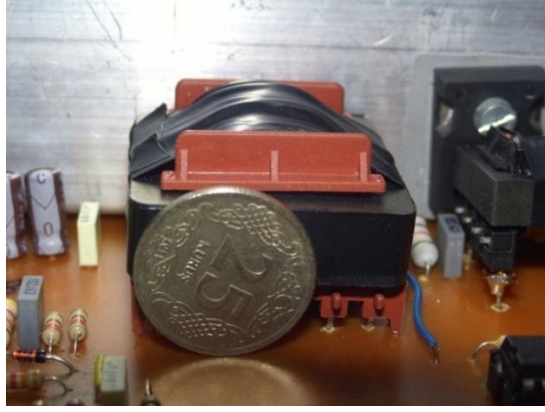
Gerekli sarım sayısı Denklem 4.18 kullanılarak 26 olarak hesaplanmıştır.

Endüktansın kablo kesiti seçilirken 1 mm<sup>2</sup> kesitten maksimum 5 A etkin akım geçmesi istenmiş ve çapı 0,8 mm olan kablodan ikili paralel sarılmıştır.  $L_g$  endüktansı tasarımında kullanılan değerler Çizelge 6.3’de özetlenmiştir.

Çizelge 6.3  $L_g$  endüktansının tasarımında kullanılan değerler

Parametre	Değeri
Nüve	EF 32
Sarım sayısı	26
Hava aralığı	0,546 mm
Kablo kesiti	2 li (0,8 mm)

Tasarlanan endüktansın fotoğrafı Şekil 6.1’de görülmektedir.

Şekil 6.1  $L_g$  endüktansının fotoğrafı

### 6.1.2 $L_{r1}$ rezonans endüktansının gerçekleşmesi

Minimum  $L_{r1}$  endüktansı Denklem 5.18 yardımı ile hesaplanır. Benzetim çalışmalarında kullanan  $L_{r1}$  rezonans endüktansının değeri Çizelge 5.1'de 15  $\mu\text{H}$  olarak verilmiştir.  $L_{r1}$  endüktansı üzerinden geçen maksimum akım Denklem 5.3, 5.4 ve Çizelge 5.1 yardımı ile 7.85 A olarak bulunur.  $L_{r1}$  endüktansı için EF 20 ferit nüvesi seçilmiştir. Bu nüvenin temel özellikleri Çizelge 6.4'de özetlenmiştir.

Çizelge 6.4 EF 20 ferit nüvesinin temel özellikleri

Özellik	Değeri
$A_e$	32,1 mm <sup>2</sup>
$I_e$	46,3 mm
$V_e$	1490 mm <sup>3</sup>

$L_{r1}$  endüktansını elde etmek için EF 20 ferit nüvesine verilmesi gereken hava aralığı Denklem 4.17 ile hesaplanır. Bu denklemdeki parametreler ve değerleri Çizelge 6.5'de verilmiştir. Buna göre gerekli hava aralığı 0,4 mm olarak bulunmuştur.

Çizelge 6.5  $L_r$  endüktansının hava aralığının belirlenmesinde kullanılan parametreler

Parametre	Değeri
$A_e$	32,1 mm <sup>2</sup>
$I_m$	7,85 A
$L$	15 $\mu\text{H}$
$B$	0,3T
$\mu_0$	$4\pi 10^{-7}$ H/m

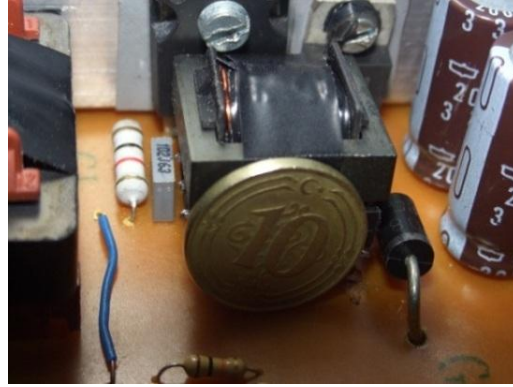
Gerekli sarım sayısı Denklem 4.18 kullanılarak 12 bulunur.

Endüktansın kablo kesiti 0,8 mm olan kablodan üçlü paralel sarılmıştır.  $L_{r1}$  endüktansı tasarımında kullanılan değerler Çizelge 6.6'da özetlenmiştir.

Çizelge 6.6  $L_r$  endüktansının tasarımında kullanılan değerler

Parametre	Değeri
Nüve	EF 20
Sarım sayısı	12
Hava aralığı	0.4 mm
Kablo kesiti	3'lü (0,8 mm)

Tasarlanan endüktansın fotoğrafı Şekil 6.2'de verilmiştir.



Şekil 6.2  $L_{r1}$ -  $L_{r2}$  endüktansının fotoğrafı

### 6.1.3 $C_{rb}$ ve $C_g$ kapasitörlerinin seçimi

$C_{rb}$  rezonans kapasitörünün rezonansı sağlamak için gerekli olan minimum değeri Denklem 5.17 ile bulunmuştur. Rezonansı garanti altına almak için bu değerden daha büyük bir rezonans kapasitörü seçilir. Benzetim çalışmasında bu değer 10 nF olarak kullanılmıştır. Çıkış gerilimi 110 V olduğundan dolayı bu gerilim değerine dayanabilecek bir kapasitör seçilmesi gerekir. Bu sebeple 10 nF/250 V'luk kutupsuz kapasitör seçilmiştir.

$C_g$  kapasitörü çıkıştaki gerilim dalgalılığını filtrelemek için kullanılır. Bu kapasitör değeri Denklem 5.20 yardımı ile hesaplanmış ve benzetim çalışmasında 50 uF olarak kullanılmıştır. Çıkış gerilimi 110 V olduğundan dolayı bu gerilim

değerine dayanabilecek kapasitör değeri seçilmiş ve 50 uF/200 V kapasitör kullanılmıştır. Kullanılan kapasitör değerleri Çizelge 6.7’de özetlenmiştir.

Çizelge 6.7 Seçilen  $C_{rb}$  ve  $C_g$  kapasitörlerinin özellikleri

Kapasitör	Değeri	Gerilimi
$C_{rb}$	10 nF	250 V
$C_g$	50 uF	200 V

#### 6.1.4 $D_{1b}$ ve $D_{2b}$ diyotları ile $S_b$ anahtarının seçimi

$S_b$  anahtarının dayanması gereken maksimum gerilim Denklem 5.12 ve Çizelge 5.1 yardımı ile 150 V olarak bulunmuştur. Bu anahtarın etkin akımı maksimum 5 A olmaktadır. Bu kıstaslara uygun olarak IRFP 260 mosfeti seçilmiştir. Bu mosfetin temel özellikleri Çizelge 4.6 ‘da verilmiştir.

Bu çizelgedeki  $R_{ds}$  direnci mosfetin iletim direncidir. Etkin akım 5 A olduğundan dolayı bu mosfet üzerinde 1,375 W iletim kaybı olur.

$t_0$  anında anahtar iletme geçirildiğinde,  $L_{r1}$  endüktansı üzerindeki gerilim  $V_0$  çıkış gerilimine eşit olur.  $L_{r2}$  endüktansı üzerindeki gerilim ise sarım oranı ( $n$ ) ile  $V_0$ ’ın çarpılması ile elde edilir. Dolayısı ile  $D_{1b}$  diyotunun dayanması gereken maksimum gerilim şu şekilde hesaplanır;

$$V_{d1,m} = (n + 1)V_0 \quad (6.1)$$

Çizelge 5.1 kullanarak bu gerilim maksim 412 V olarak hesaplanmıştır.  $D_{1b}$  diyotunun ortalama akımı benzetim çalışmasında 0,7 A olarak bulunmuş ve bu gerilim ile akım kıstaslarını karşılayacak şekilde UF 5408 diyotu seçilmiştir. Bu diyotun özellikleri Çizelge 4.7’de verilmiştir.

Diyot üzerindeki ileri gerilim düşümü 1,7 V olarak verilmiştir. Ortalama akım 0,7 A olarak alındığında bu diyot üzerindeki iletim kaybı 1,2 W olur.

$D_{2b}$  diyotu çıkış kapasitörüne bağlıdır. Dolayısı ile dayanması gereken maksimum gerilim çıkış gerilimi olan 110 V’dur. Maksimum 200W tasarım yapıldığından dolayı bu diyotun ortalama akımı 2 A olmaktadır. Bu özellikleri sağlayan BYE 51 diyotu seçilmiştir. Bu diyotun temel özellikleri Çizelge 6.8’de

özetlenmiştir.

Çizelge 6.8 BYW 51 diyotunun temel özellikleri

Özellik	Değeri
Maksimum gerilim	200 V
$I_{ort}$	8 A
Ters toparlanma zamanı	35 ns
İleri gerilim düşümü	0,95 V

Diyot üzerindeki ileri gerilim düşümü 0,95 V olarak verilmiştir. Ortalama akım 2 A olarak alındığında bu diyot üzerindeki iletim kaybı 1,9 W olur.

### 6.1.5 Mikrodenetleyicili kontrol kartı tasarımı

SSS boost devresinin kontrolü için Microchip firmasına ait dsPIC33FJ128MC802 mikrodenetleyicisi seçilmiştir. Bu mikrodenetleyicinin başlıca özellikleri Çizelge 6.9’da verilmiştir.

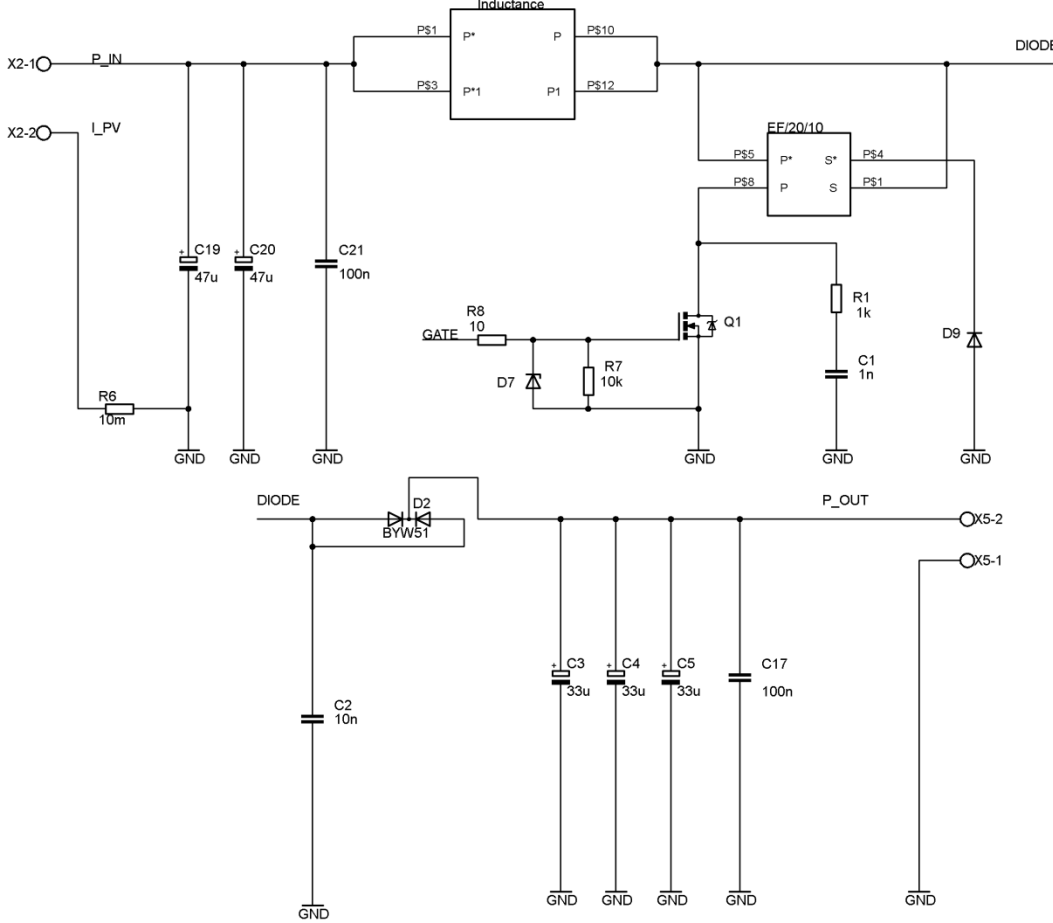
Çizelge 6.9 dsPIC33FJ128MC802 mikrodenetleyicisinin temel özellikleri

Özellik	Değeri
İşlemci hızı	40 MIPS
Program hafızası	128 Kb
RAM	16 Kb
ADC	6×10 bit @1100kbs
PWM	8×16 bit
Sayıcı	5×16 bit
Çalışma gerilimi	3-3,6 V
İç Kristal	7,37 Mhz

Kontrol kartı tasarımı EAGLE paket programında yapılmıştır. Bu programda çizim güç bölümü, besleme bölümü, mikrodenetleyici bölümü, ölçüm bölümü ve mosfet sürücü bölümü olmak üzere beş bölüme ayrılmıştır.

### 6.1.5.1 Güç bölümü

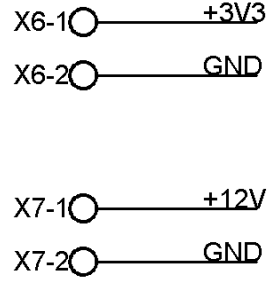
Güç bölümü SSS boost devresi bölümüdür. Güç akışını PV modülden flyback evirici kısmına iletir. Bu kısım için çizilen devre şeması aşağıda verilmiştir.



Şekil 6.3 SSS boost kartı güç bölümü devre şeması

### 6.1.5.2 Besleme bölümü

Flyback eviricide bulunan mosfetleri izolasyonlu tetiklemek için dört izolasyonlu çıkışı olan bir flyback DC/DC besleme kartı tasarlanmıştır. Bu kart Bölüm 6.5’de anlatılmıştır. Bu karttan SSS boost devresi kontrol kartına, mosfeti sürmek için 12 V ve mikrodenetleyiciyi çalıştırmak için 3.3 V klemensler yardımı ile alınmıştır. Klemens çizim şeması aşağıda verilmiştir.



Şekil 6.4 SSS boost kontrol kartı beslemesi

### **6.1.5.3 Mikrodenetleyici bölümü**

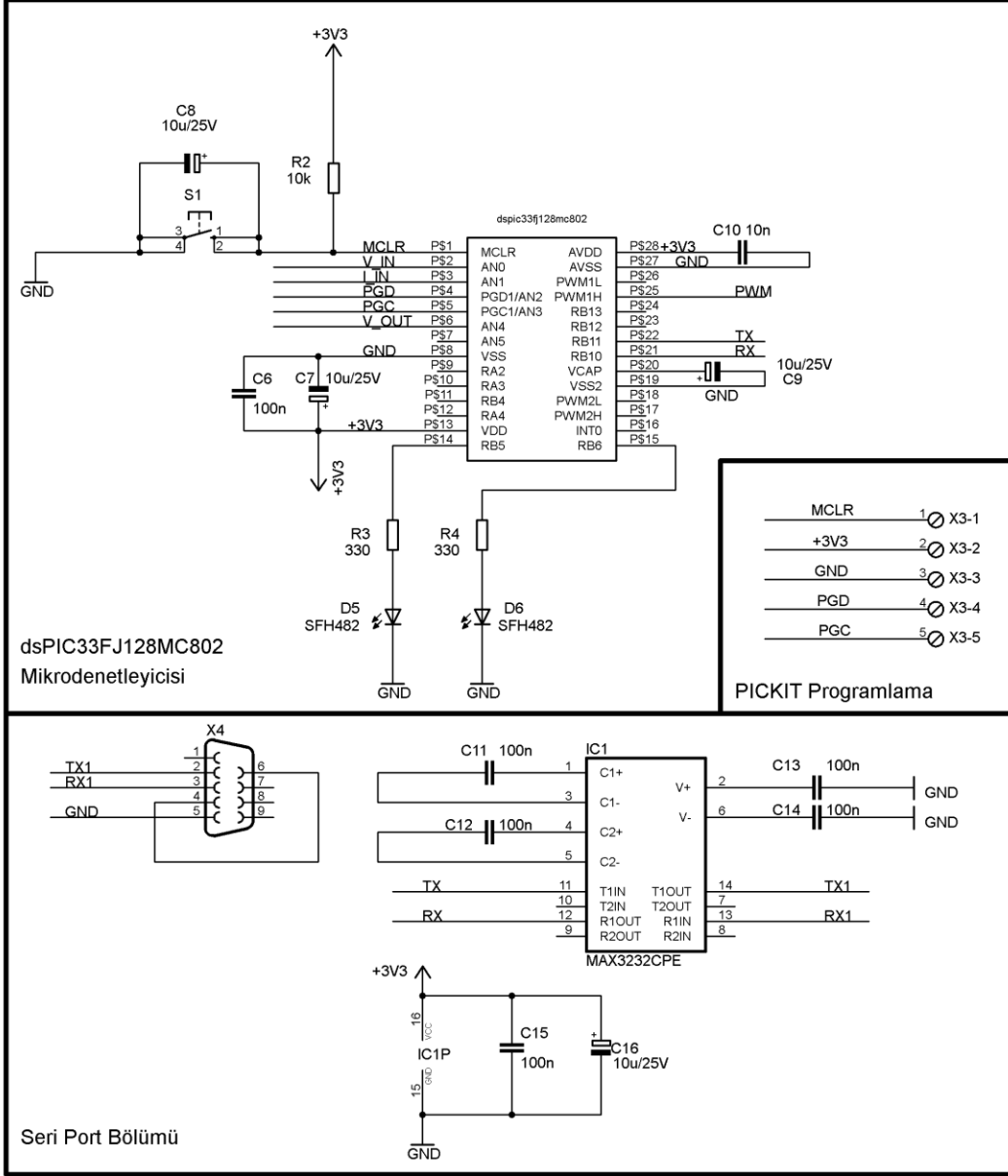
Mikrodenetleyici bölümü SSS boost devresini kontrol etmek ve dış ortamla haberleşmek için gerekli bölümdür. Bu bölümde seri port haberleşme bölümü, dsPIC33FJ128MC802 mikrodenetleyicisi ile PICKIT programlama bölümü bulunur.

dsPIC33FJ128MC802 mikrodenetleyicisi PV modülün maksimum güç noktasını takip ederek, mosfete anahtarlama sinyali oluşturur. Ayrıca bilgisayarla haberleşmek için içerisinde seri port modülü bulunmaktadır.

Seri port haberleşme bölümünde 3,3 V ile çalışan MAX3232 entegresi bulunmaktadır. Bu entegre mikrodenetleyiciden gelen sinyali bilgisayarın seri port modülünün gerilim seviyesine çeker. Ayrıca bilgisayardan gelen sinyalleri 3,3 V seviyesine indirerek haberleşme yapmaya imkan tanır.

PICKIT programlama bölümü mikrodenetleyicinin kart üzerinde programlanması için gereken bölümdür.

Mikrodenetleyici bölümü aşağıda verilmiştir.

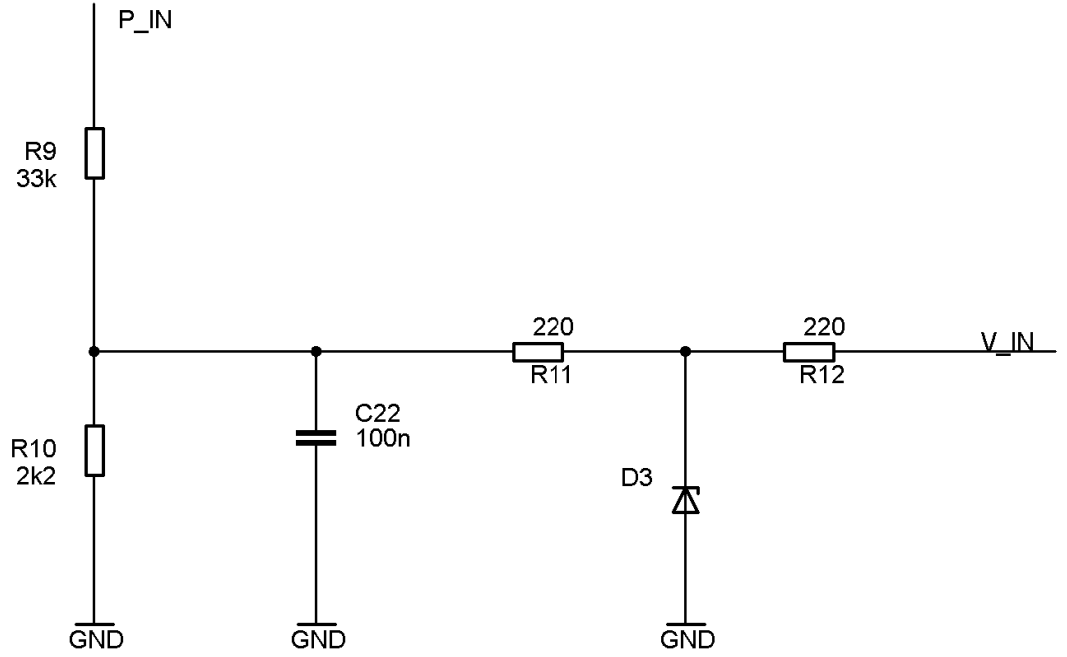


Şekil 6.5 SSS boost mikrodenetleyici bölümü

### 6.1.5.4 Ölçüm bölümü

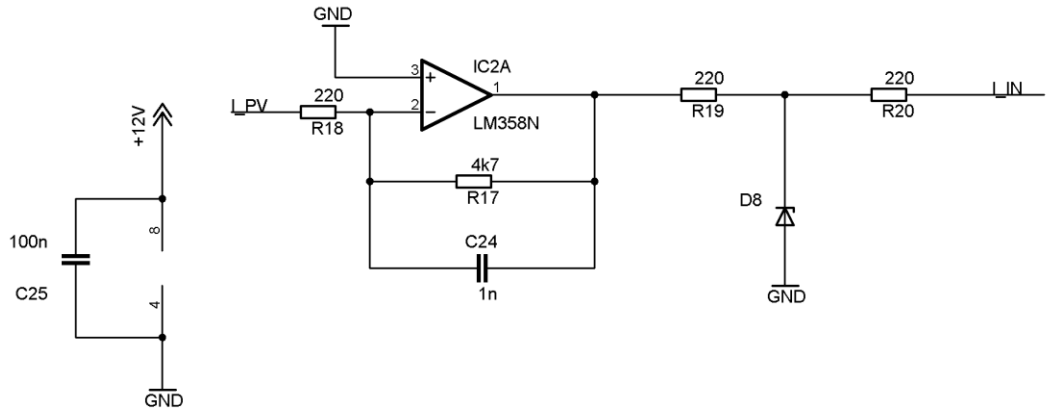
Bu bölümde PV modül gerilimi, PV modülden gelen akım ve SSS Boost devresi çıkış gerilimi ölçülmektedir.

PV modül açık devre gerilimi 44 V'dur. Açık devre gerilimi mikrodenetleyiciye zarar vermeyecek şekilde 2,2 k $\Omega$  ve 33 k $\Omega$  direnç bölücü ile bölünür ve 3 V'luk zener yardımı ile mikrodenetleyiciye Şekil 6.6'da olduğu gibi götürülür.



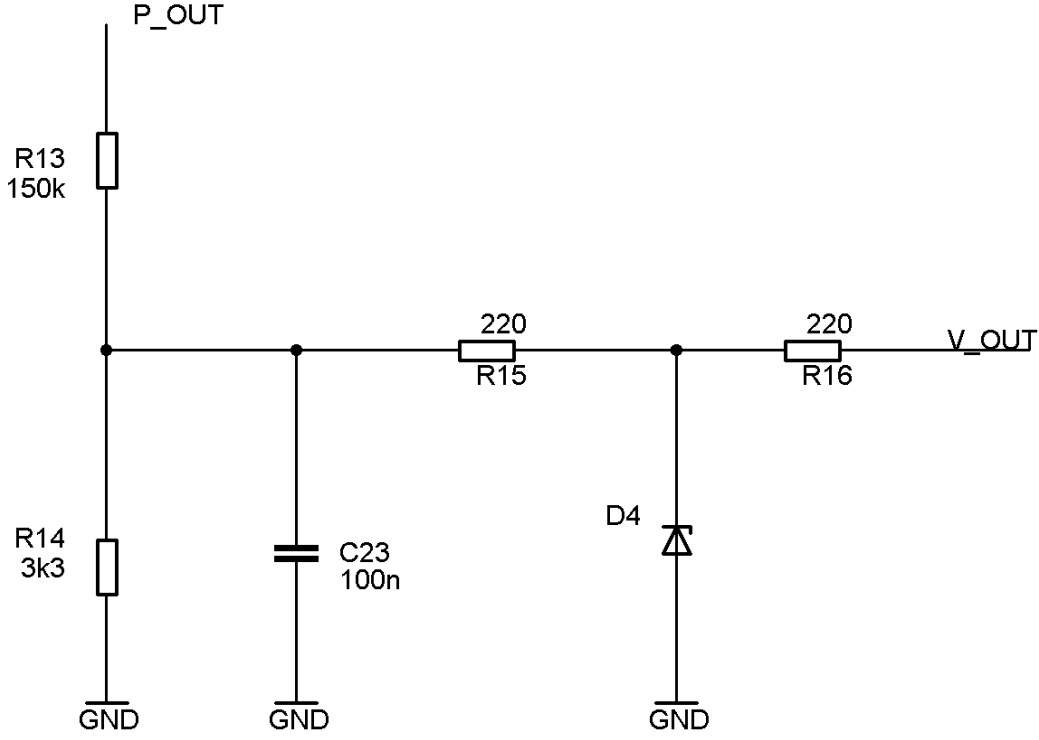
Şekil 6.6 SSS boost giriş gerilimi ölçüm devresi

Giriş akımı  $10 \text{ m}\Omega$  direnç yardımı ile gerilime dönüştürülür. Bu gerilim opamp yardımı ile kuvvetlendirilerek mikrodenetleyiciye  $3 \text{ V}$ 'luk zener üzerinden götürülür.



Şekil 6.7 SSS boost giriş akımı ölçüm devresi

SSS boost devresinin çıkış gerilimi  $110 \text{ V}$ 'dur. Mikrodenetleyicinin okuya bileceği gerilim değerine bu gerilimi indirmek için Şekil 6.8'de görüleceği üzere  $150 \text{ k}\Omega$  ve  $3,3 \text{ k}\Omega$  gerilim bölücü dirençleri kullanılmıştır.



Şekil 6.8 SSS boost çıkış gerilimi ölçüm devresi

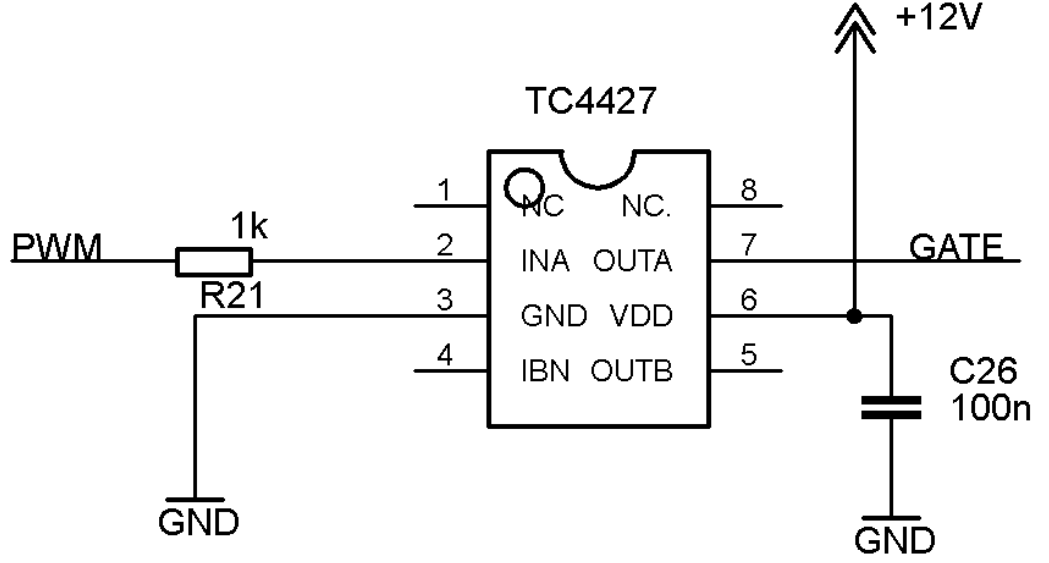
### 6.1.5.5 Mosfet sürücü bölümü

SSS boost mosfetini sürmek için TC4427 mosfet sürücü entegresi kullanılmıştır. Bu entegreyi kullanılmaktaki amaç, mosfeti sürmek için 10 V civarında bir gerilim gerekmesi ve mosfeti iletme geçirmek için gereken fazla akımı mikrodenetleyicinin karşılayamamasıdır. Bu entegrenin temel özellikleri Çizelge 6.10 'da verilmiştir.

Çizelge 6.10 TC4427 entegresinin temel özellikleri

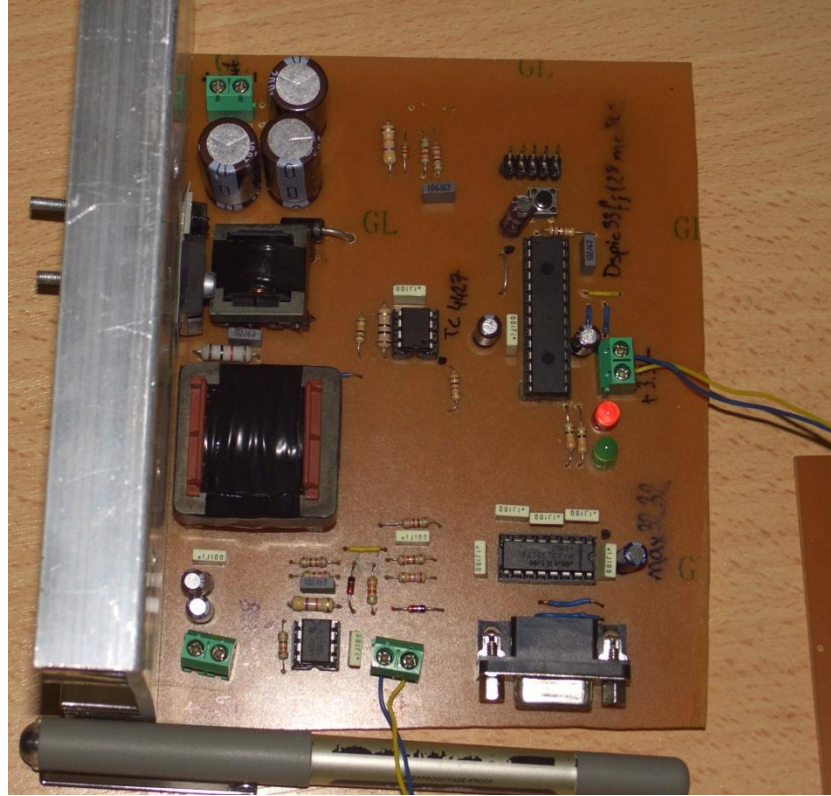
Özellik	Değeri
Çıkış akımı	1,5 A
Besleme gerilimi	4,5 V-18 V
Gecikme zamanı	40 ns
Çıkış empedansı	7 $\Omega$

Mosfet sürücü bölümünün EAGLE devre programındaki çizimi aşağıdaki gibidir.



Şekil 6.9 SSS boost mosfet sürücü bölümü

Kurulan SSS boost devresinin fotoğrafı aşağıda görülmektedir



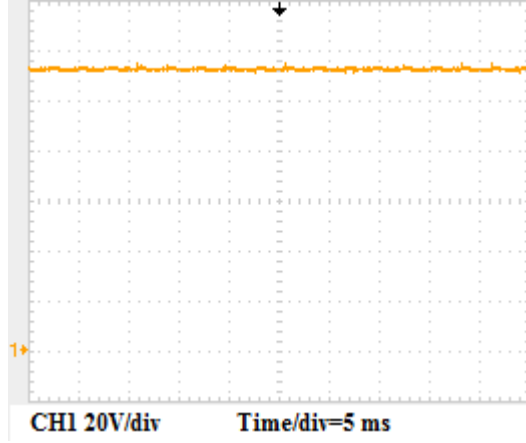
Şekil 6.10 SSS boost devresinin fotoğrafı

## 6.2 SSS Boost Devresi Ölçümleri

SSS boost devresi kurulmuş, yarı iletken elemanların analiz ve benzetim

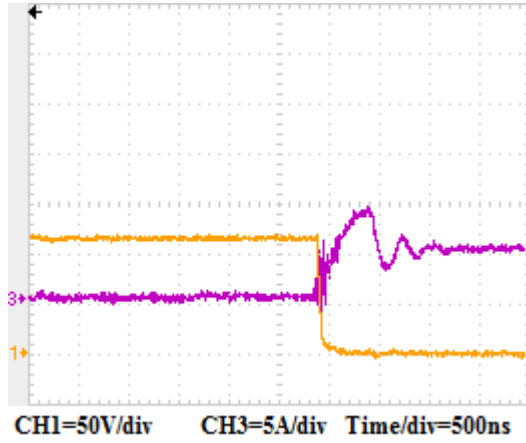
çalışmasında olduğu gibi yumuşak anahtarlama yapıp yapmadığı kontrol edilmiştir. Ayrıca boost devresinin verim ölçümleri alınmış ve ilerleyen aşamalarda sunulmuştur.

SSS boost devresinin 36 V 4,5 A giriş akımında, çıkış gerilimi aşağıda gözükmektedir. Buna göre çıkış gerilimi 110 V'dur.



Şekil 6.11 SSS boost devresi çıkış gerilimi

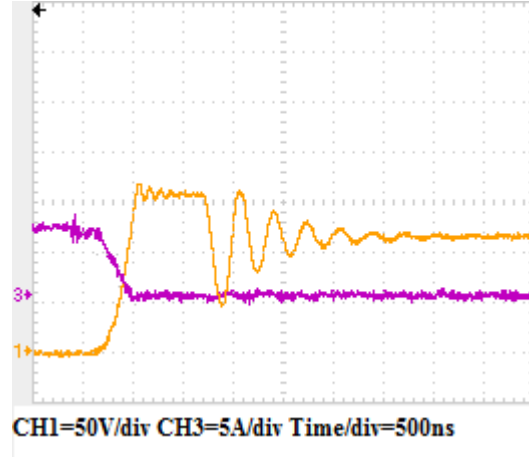
Mosfet  $t_0$  anında iletme geçtiğinde, mosfete bağlı seri endüktans dolayısı ile akım sıfırdan Denklem 5.1'de verildiği gibi lineer olarak yükselir. Şekil 6.12'de mosfetin sıfır akımda iletme geçtiği gözükmektedir.



Şekil 6.12 SSS boost mosfeti iletme geçerken akım ve gerilimi

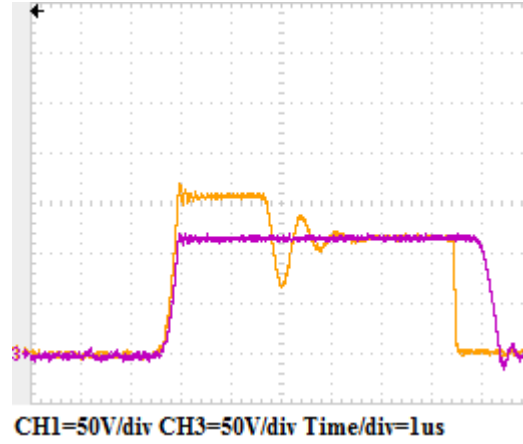
Mosfet  $t_3$  anında kesime giderken devreye rezonans kapasitörü girer ve rezonans kapasitörü mosfetin geriliminin yükselişini yavaşlatır. Dolayısı ile mosfet sıfır gerilimde anahtarlansın olur. Şekil 6.13'de mosfetin kesime gittiği

durumdaki akım gerilim şekli verilmiştir.



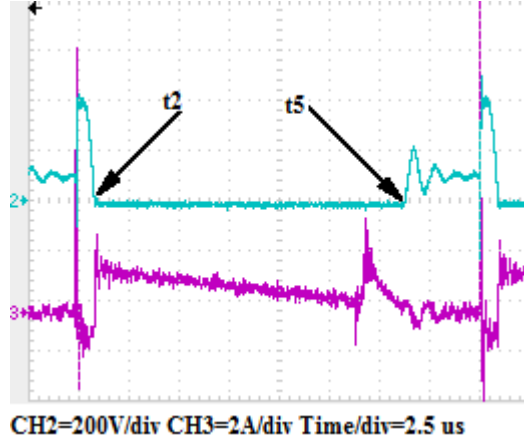
Şekil 6.13 SSS boost mosfeti kesime giderken akım ve gerilimi

Rezonans kapasitörü gerilimi  $t_3$  anında mosfet kesime gittiğinde çıkış gerilimine dolar.  $t_2$  anında bu kapasitör gerilimi sıfır olmakta ve  $D_{1b}$  diyotunu sıfır gerilimde iletme geçirmektedir. Rezonans kapasitörü gerilimi CH3 ve mosfet gerilimi CH1 olmak üzere kapasitör ve mosfet gerilimi aşağıda verilmiştir.



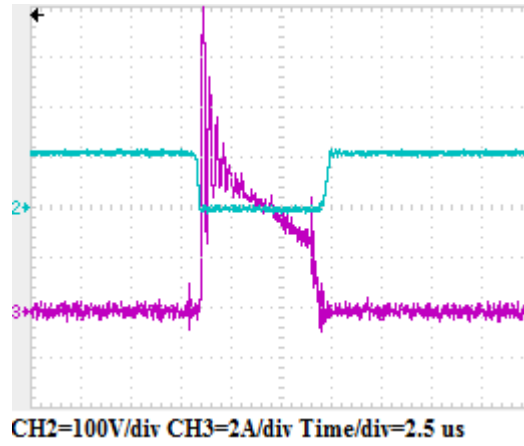
Şekil 6.14 Rezonans kapasitörü ve mosfetin gerilimi

$D_{1b}$  diyotu,  $t_2$  anında sıfır gerilimde iletme geçmekte ve  $t_5$  anında sıfır akımda kesime gittiği Şekil 5.7'de görülmüştür. Aşağıda gerçekleşen devrenin  $D_{1b}$  diyotunun akım ve gerilim şekli alınmıştır. Benzetim çalışması ile alınan ölçümün birbirine uyumlu olduğu görülmüş ve  $t_2$  ile  $t_5$  anları şekilde gösterilmiştir.



Şekil 6.15 SSS boost  $D_{1b}$  diyotunun akım ve gerilimi

$D_{2b}$  diyotu  $t_4$  anında sıfır gerilimde iletme geçtiği ve  $t_2$  anında sıfır akımda kesime gittiği Şekil 5.8'deki benzetim çalışmasında görülmüştür. Aşağıda gerçekleştirilen devrenin  $D_2$  diyotunun akım ve gerilim şekli alınmıştır. Benzetim çalışması ile alınan ölçümün birbirine birebir uyumlu olduğu görülmektedir.



Şekil 6.16 SSS boost  $D_{2b}$  diyotunun akım ve gerilimi

### 6.3 Yumuşak Anahtarlama Flyback Eviricinin Gerçeklenmesi

Şekil 5.9'da yumuşak anahtarlama flyback evirici devre şeması verilmiştir. Bu bölümde,  $L_m$ ,  $L_r$  ve  $L_f$  endüktansı gerçekleştirilecektir.  $L_{lk}$  endüktansı tasarlanan devredeki mıknatıslandırma endüktansının kaçak endüktansıdır dolayısı ile fazladan endüktans kullanılmayacaktır.

$D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_{a1}$  ve  $D_{a2}$  diyotlarının ve  $S_m$  ile  $S_a$  anahtarlarının maksimum gerilim ve ortalama-efektif akım kısıtlamaları altında seçimi yapılacaktır. Çizelge 5.2’de verilen  $C_f$  filtre kapasitörünün ve  $C_r$  rezonans kapasitörünün maksimum çalışma gerilimi belirlenecektir.

### 6.3.1 $L_m$ mıknatıslanma endüktansının gerçekleştirilmesi

$L_m$  mıknatıslanma endüktansı ile  $L_{lk}$  kaçak endüktansın toplam değeri Çizelge 5.2’de 57,75 uH olarak verilmiştir. Bu endüktansı gerçeklemek için E 42 ferit nüve seçilmiştir. Bu nüvenin özellikleri Çizelge 4.2’de görülebilir.

Bu endüktansı elde etmek için nüveye verilmesi gereken hava aralığı Denklem 4.17 ve Çizelge 6.11 yardımı ile bulunur. Bu denklemdeki  $I_m$  maksimum akımı 12 A olarak hesaplanmıştır. Sonuç olarak hava aralığı 0,65 mm çıkmaktadır.

Çizelge 6.11  $L_m + L_{lk}$  endüktansının hava aralığının belirlenmesinde kullanılan parametreler

Parametre	Değeri
$A_e$	178 mm <sup>2</sup>
$I_m$	12 A
$L_m$	57 uH
$L_{lk}$	0,75 uH
$B$	0,3 T
$\mu_0$	$4\pi 10^{-7}$ H/m

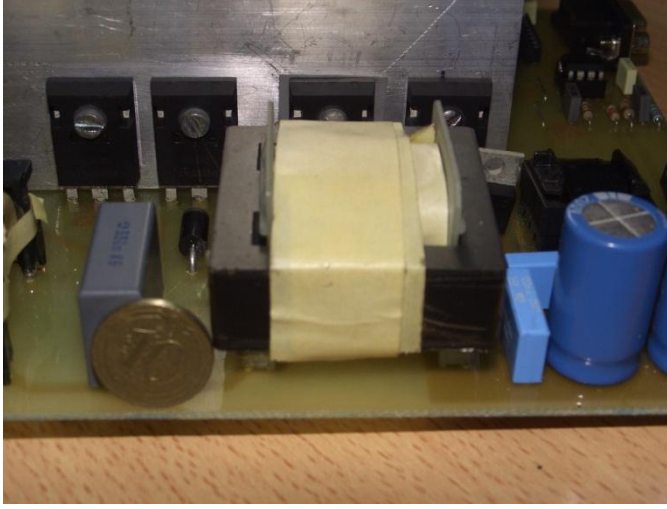
Birincil sargının gerekli sarım sayısı Denklem 7.2 ile hesaplandığında 13 çıkmaktadır. Sarım oranı 3 olduğundan dolayı ikincil sargıların sarım sayısı 42’dir.

Birincil sargıdan 3 A etkin akım geçtiği hesaplanmış ve çapı 0,8 mm olan kablodan ikili paralel sarılmıştır. İkincil sargıdan 1,2 A etkin akım geçtiği bulunmuş ve 0,8 mm olan kablodan tekli sarılmıştır.  $L_m+L_{lk}$  endüktansının tasarımında kullanılan değerler Çizelge 6.12’de özetlenmiştir.

Çizelge 6.12  $L_m + L_{lk}$  endüktansının tasarımında kullanılan değerler

Parametre	Değeri
Nüve	E 42
Birincil sarım sayısı	13
İkincil sarım sayısı	39
Hava aralığı	0,546 mm
Birincil sargı kablo kesiti	2 li (0,8 mm)
İkincil sargı kablo kesiti	1 li (0,8 mm)

Tasarlanan endüktansın fotoğrafı Şekil 6.17’de görülmektedir

Şekil 6.17  $L_m$  endüktansının fotoğrafı

### 6.3.2 $L_r$ rezonans endüktansının gerçekleştirilmesi

Benzetim çalışmalarında kullanılan  $L_r$  rezonans endüktansının değeri Çizelge 5.2’de 24 uH olarak verilmiştir.  $L_r$  endüktansı üzerinden geçen maksimum akım Denklem 5.26 yardımı ile 4,3 A olarak bulunmuştur.  $L_r$  rezonans endüktansı için Çizelge 6.6’da temel özellikleri verilen EF 20 ferit nüvesi seçilmiştir.

$L_r$  endüktansını elde etmek için EF 20 nüvesine verilmesi gereken hava aralığı Denklem 4.17 ile hesaplanır. Bu denklemdeki parametreler ve değerleri Çizelge 6.13’de verilmiştir. Buna göre gerekli hava aralığı 0,2 mm hesaplanmıştır.

Çizelge 6.13  $L_r$  endüktansının hava aralığının belirlenmesinde kullanılan parametreler

Parametre	Değeri
$A_e$	32,1 mm <sup>2</sup>
$I_m$	4,3 A
$L$	24 uH
$B$	0,3 T
$\mu_0$	$4\pi 10^{-7}$ H/m

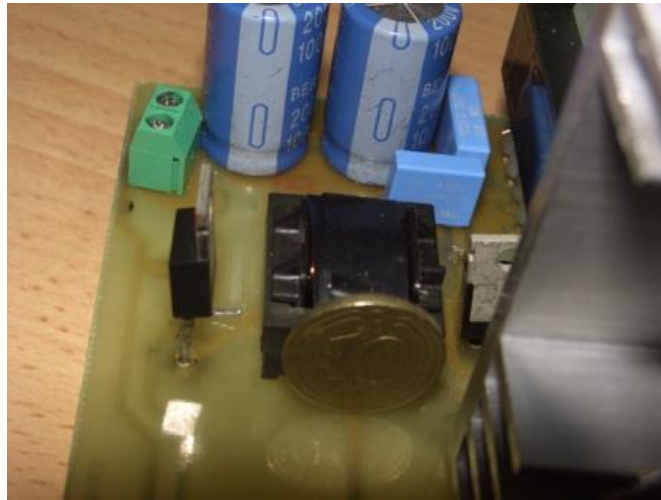
Gerekli sarım sayısı ise Denklem 4.18 kullanılarak 11 bulunur.

Endüktans için 0,8 mm olan kablodan tekli sarılmıştır.  $L_r$  endüktansı tasarımında kullanılan değerler Çizelge 6.14'de özetlenmiştir.

Çizelge 6.14  $L_r$  endüktansının tasarımında kullanılan değerler

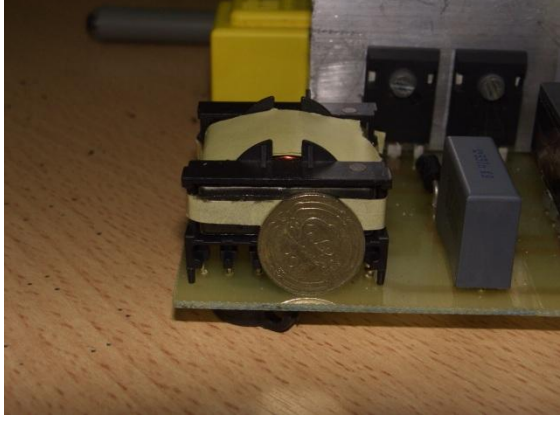
Parametre	Değeri
Nüve	EF 20
Sarım sayısı	11
Hava aralığı	0.2 mm
Kablo kesiti	1'li (0,8 mm)

Tasarlanan endüktansın fotoğrafı aşağıda verilmiştir.

Şekil 6.18  $L_r$  endüktansının fotoğrafı

### 6.3.3 $L_f$ filtre endüktansının gerçekleştirilmesi

Tek aşamalı flyback evirici için  $L_f$  filtre endüktansı tasarımı Bölüm 4.5.4 de anlatılmıştır. İki aşamalı flyback evirici için de aynı endüktans tasarımı kullanılmıştır. Bu tasarlanan endüktansın fotoğrafı Şekil 6.19 da görülmektedir.



Şekil 6.19 Tasarlanan  $L_f$  endüktansının fotoğrafı

### 6.3.4 $C_r$ ve $C_f$ kapasitörlerinin seçimi

$C_r$  rezonans kapasitörü rezonansı sağlamak için gerekli olan minimum değeri Denklem 5.17 ile bulunmuştur. Benzetim çalışmasında bu değer 10 nF olarak kullanılmış ve kapasitörün üzerindeki maksimum gerilim Denklem 6.21 ile 330 V olarak bulunmuştur. Bu sebeple 10 nF/500 V'luk kutupsuz kapasitör seçilmiştir.

$C_f$  kapasitörü çıkıştaki akımın yüksek frekanstaki harmoniklerini elimine etmek için kullanılır. Bu kapasitörün değeri Çizelge 5.2'de 0,33 uF olarak verilmiştir. Çıkış geriliminin maksimumu 325 V olduğundan dolayı bu gerilim değerine dayanabilecek kapasitör gerilimi seçilmiş ve 0.33 uF/1000 V kutupsuz kapasitör kullanılmıştır. Kullanılan kapasitör değerleri Çizelge 6.15'de özetlenmiştir.

Çizelge 6.15  $C_r$  ve  $C_f$  kapasitörlerinin özellikleri

Kapasitör	Değeri	Gerilimi
$C_r$	10 nF	500 V
$C_f$	0,33 uF	1000 V

### 6.3.5 $D_{a1}$ ve $D_{a2}$ diyotlarının seçimi

$D_{a1}$  diyotunun dayanması gereken maksimum gerilim 110 V ve ortalama akımı 0,25 olarak bulunmuştur.  $D_{a2}$  diyotunun ise dayanması gereken maksimum gerilim 330 V ve ortalama akımı 0,25 A'dır. Bu sınırlamalar altında  $D_{a1}$  diyotu olarak DSEI 60-06 A ve  $D_{a2}$  diyotu olarak MBR40250 diyotları kullanılmıştır. Bu diyotların temel özellikleri Çizelge 6.16'da özetlenmiştir.

Çizelge 6.16 DSEI 60-06 A ve MBR40250 diyotlarının temel özellikleri

Özellik	DSEI 60-06 A	MBR40250
Maksimum gerilim	600 V	250 V
$I_{ort}$	60 A	40 A
Ters toparlanma zamanı	35 ns	35 ns
İleri gerilim düşümü	1,5 V	1 V

Diyotların ortalama akımları ve ileri gerilim düşümleri göz önüne alındığında DSEI 60-06 A diyotunun 0,375 W, MBR40250 diyotunun ise 0,25 W iletim kaybı vardır.

### 6.3.6 $D_1$ ve $D_2$ diyotlarının seçimi

$D_1$  ve  $D_2$  diyotları aynı maksimum gerilim ve aynı ortalama akım kriterlerine göre seçilir. Bu diyotların dayanması gereken maksimum gerilim 650 V ve ortalama akımları 0,64 A'dır. Bu kriterlere uyarak UF 5408 diyotu seçilmiştir. Bu diyotun özellikleri Çizelge 4.7'de verilmiştir. Bu diyotun ortalama akım ve ileri gerilim düşümü göz önüne alındığında toplam iletim kaybı 2,17 W olarak bulunur.

### 6.3.7 $S_m$ ve $S_a$ anahtarlarının seçimi

$S_m$  mosfetinin dayanması gereken maksimum gerilim Denklem 5.41 yardımı ile 330 V olarak bulunur. Bu anahtarının etkin akımı maksimum 3,25 A olarak hesaplanmıştır.

$S_a$  anahtarının dayanması gereken maksimum gerilim 220 V, etkin akımı ise maksimum 0,75 A olarak bulunmuştur.

$S_m$  ve  $S_a$  anahtarları için yukardaki kriterler göz önüne alındığında her iki anahtar için IPW90R340 mosfeti seçilmiştir. Bu mosfetin temel özellikleri Çizelge 4.6'da görülebilir.

Etkin akımı ve iletim direnci göz önüne alındığında,  $S_m$  mosfetinin iletim kaybı 3,6 W,  $S_a$  mosfetinin iletim kaybı ise 0,2 W olmaktadır.

### **6.3.8 $S_{2n}$ ve $S_{2p}$ anahtarlarının seçimi**

$S_{2n}$  ve  $S_{2p}$  anahtarları eşlenik anahtarlardır. Şebekenin bir alternansında birisi, diğer alternansta ise diğeri çalışır. Bu anahtarların dayanması gereken maksimum gerilim 650 V, etkin akımları ise 1,2 A olarak bulunmuştur. Bu iki anahtar için Çizelge 4.6'da özellikleri verilen IPW90R340 mosfeti seçilmiştir. İletim direnci ve etkin akım değeri dikkate alındığında toplam iletim kaybı 0,5 W olmaktadır.

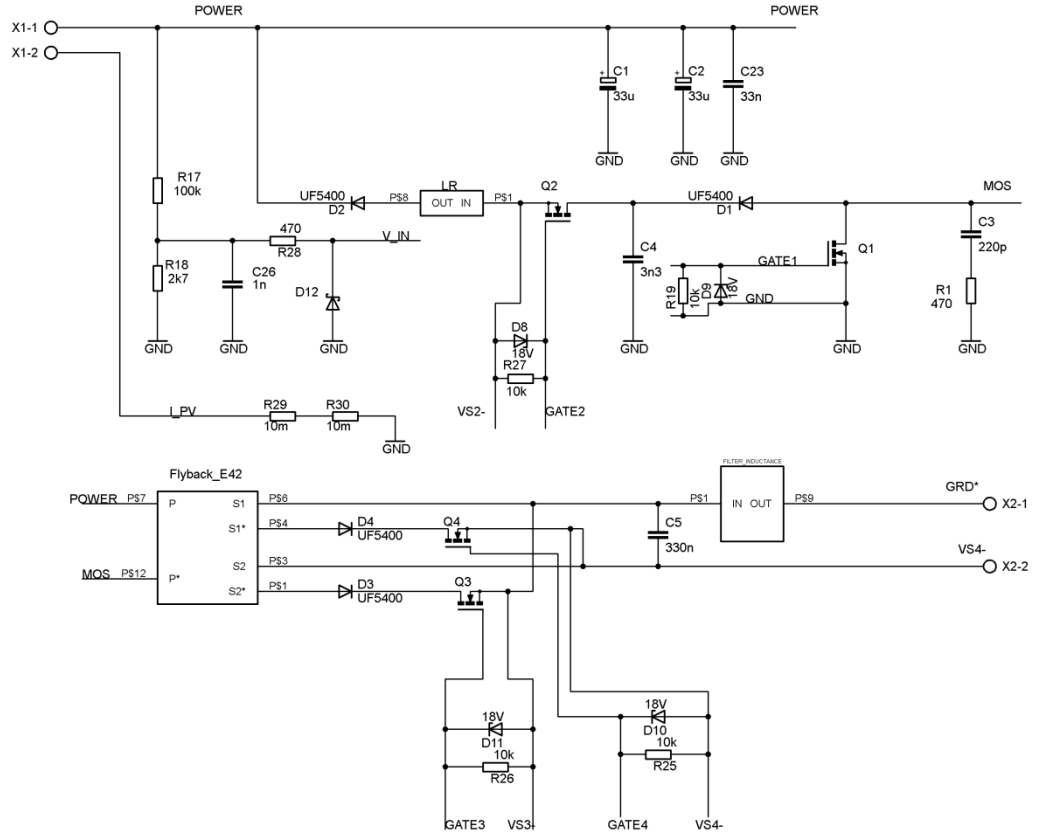
### **6.3.9 Mikrodenetleyicili kontrol kartı tasarımı**

Yumuşak anahtarlama flyback evirici devresinin kontrolü için Microchip firmasına ait Çizelge 6.9'da temel özellikleri verilen dsPIC33FJ128MC802 mikrodenetleyicisi seçilmiştir.

Kontrol kartı tasarımı EAGLE paket programında yapılmıştır. Bu programda çizim güç bölümü, besleme bölümü, mikrodenetleyici bölümü, ölçüm bölümü ve mosfet sürücü bölümü olmak üzere beş bölüme ayrılmıştır.

#### **6.3.9.1 Güç bölümü**

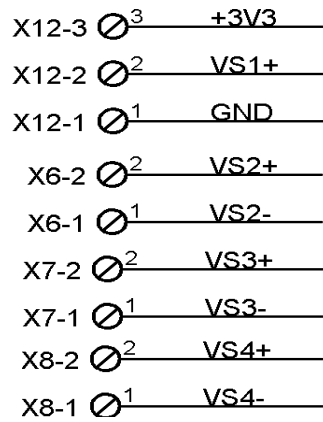
Güç bölümü flyback evirici devresinin, gücü 110 V'luk DC baradan alıp şebekeye aktardığı bölümdür. Bu kısım için çizilen devre şeması aşağıda verilmiştir.



Şekil 6.20 Yumuşak anahtarlamalı flyback evirici kartı güç bölümü

### 6.3.9.2 Besleme bölümü

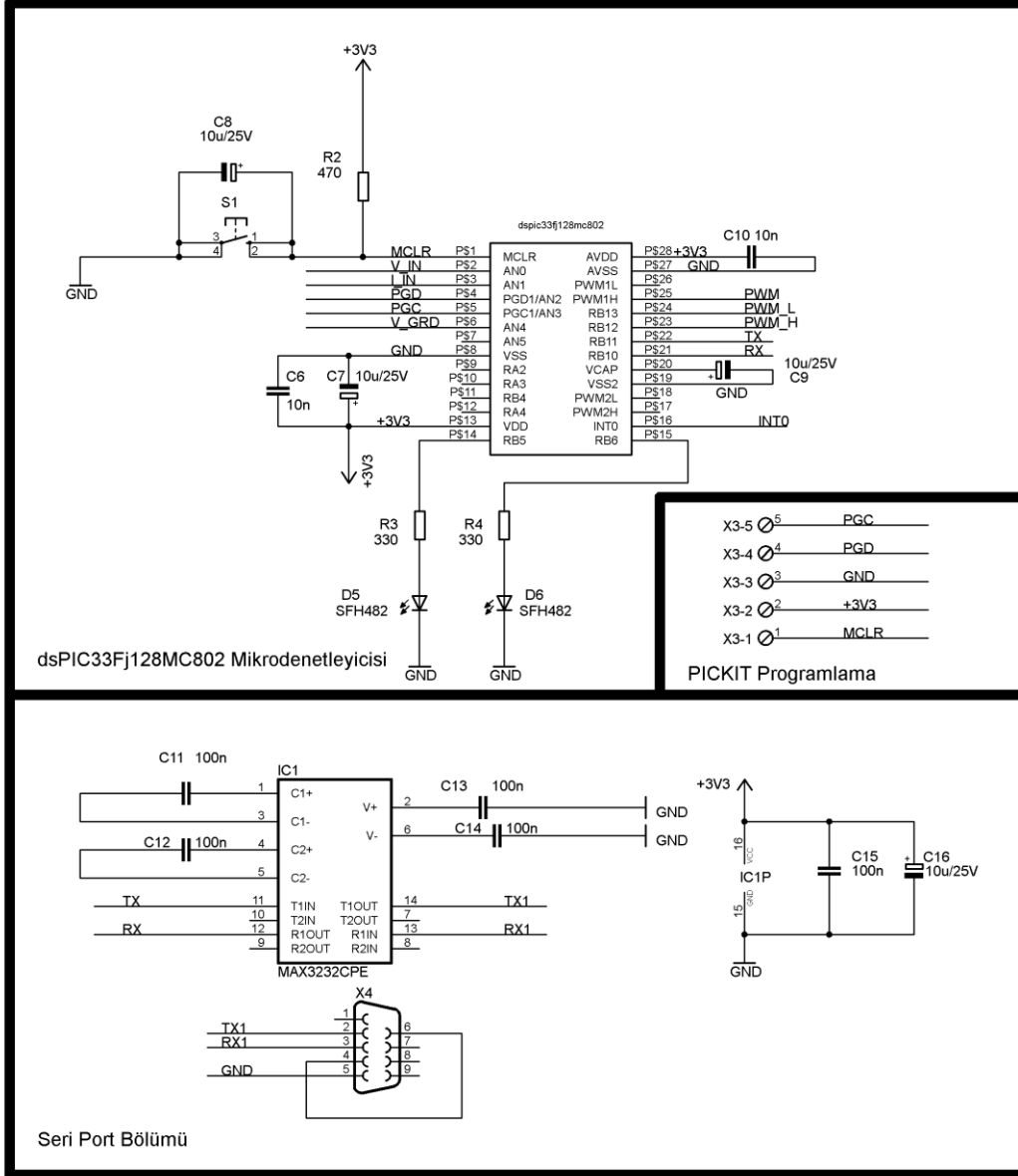
Flyback eviricide bulunan mosfetleri izolasyonlu sürmek için dört izolasyonlu çıkışı olan bir flyback DC/DC besleme kartı tasarlanmıştır. Bu kart bölüm 6.5’de anlatılacaktır. Bu karttan klemensler yardımı ile besleme alınmıştır. Klemens çizim şeması aşağıda verilmiştir.



Şekil 6.21 Flyback evirici kontrol kartı beslemesi

### 6.3.9.3 Mikrodenetleyici bölümü

Mikrodenetleyici bölümü flyback evirici devresini kontrol etmek ve dış ortamlarla haberleşmek için gerekli bölümdür. Bu bölümde seri port haberleşme bölümü, dsPIC33FJ128MC802 mikrodenetleyicisi ile PICKIT programlama bölümü bulunur.



Şekil 6.22 Flyback evirici mikrodenetleyici bölümü

dsPIC33FJ128MC802 mikrodenetleyicisi, şebeke frekansını, gerilimini ve fazını ölçüp DC bara gerilimini 110V'da tutacak şekilde  $S_m$ ,  $S_a$ ,  $S_{2n}$  ve  $S_{2p}$  mosfetleri için darbe genişlik modülasyonu (PWM) oluşturur. Ayrıca bilgisayarla

haberleşmek için içerisinde seri port modülü bulunmaktadır.

Seri port haberleşme bölümünde 3,3 V ile çalışan MAX3232 entegresi bulunmaktadır. Bu entegre, mikrodenetleyiciden gelen sinyali bilgisayarın seri port modülünün gerilim seviyesine çeker. Ayrıca bilgisayardan gelen sinyalleri 3,3 V seviyesine indirerek haberleşme yapmaya imkan tanır.

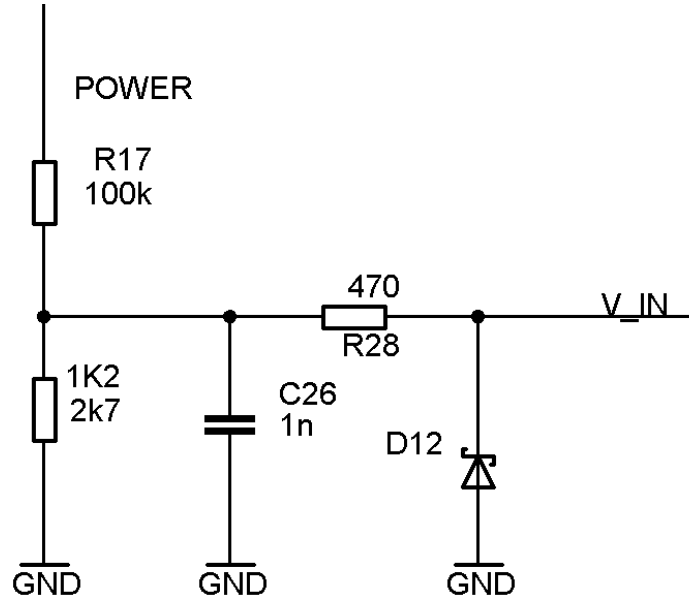
PICKIT programlama bölümü mikrodenetleyicinin kart üzerinde programlanması için gereken bölümdür.

Mikrodenetleyici bölümü Şekil 6.22’de verilmiştir.

#### 6.3.9.4 Ölçüm bölümü

Bu bölümde giriş gerilimi, giriş akımı ve şebeke gerilimi ile şebekenin sıfır geçiş noktası ölçülmektedir.

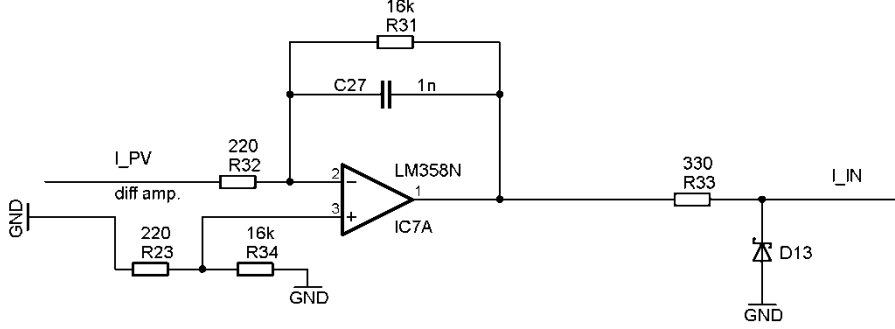
Maksimum giriş gerilimi 150 V olarak alınmıştır. Bu gerilim mikrodenetleyiciye zarar vermeyecek şekilde 100 k $\Omega$  ve 1,2 k $\Omega$  direnç bölücü ile bölünür ve 3,3 V’luk zener yardımı ile mikrodenetleyiciye Şekil 6.23’de olduğu gibi götürülür.



Şekil 6.23 Flyback evirici giriş gerilimi ölçüm devresi

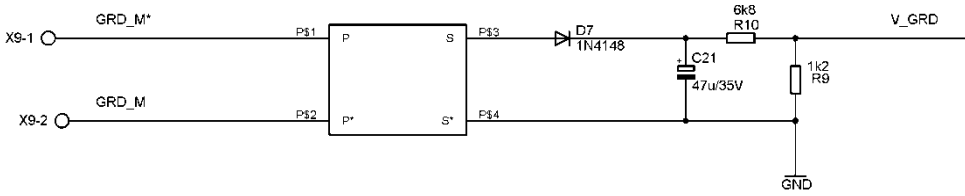
Giriş akımı 2 A civarındadır bu akım 10 m $\Omega$  direnç yardımı ile gerilime

dönüştürülür. Bu gerilim opampa bağlanan  $16\text{ k}\Omega$  ve  $220\ \Omega$  dirençleri ile 72 kat kuvvetlendirilir. Aynı zamanda opampa bağlanan  $1\text{ nF}$  kapasitör yardımı ile yüksek frekanstaki akım bileşenleri filtrelenerek mikrodenetleyiciye  $3\text{ V}$ 'luk zener diyet üzerinden Şekil 6.24'de görüldüğü gibi götürülür.



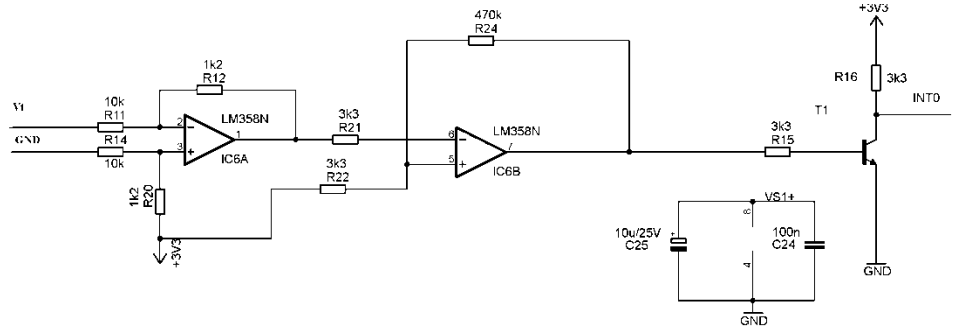
Şekil 6.24 Flyback evirici giriş akımı ölçüm devresi

Şebeke gerilimini ölçmek için  $50\text{ Hz}$   $220\text{ V}/12\text{ V}$   $1,2\text{ VA}$  trafo kullanılmıştır. Bu trafonun çıkış gerilimi diyot yardımı ile önce doğrultulmuş daha sonra Şekil 6.25'dan görüleceği üzere  $6,8\text{ k}\Omega$  ve  $1,2\text{ k}\Omega$  ile bölünerek mikrodenetleyiciye götürülmüştür.



Şekil 6.25 Flyback evirici şebeke gerilimi ölçüm devresi

Şebeke ile senkron sinüsel PWM oluşturabilmek için şebekenin sıfır geçişleri algılanmak zorundadır. Bunun için öncelikle sinüsel gerilim  $3,3\text{ V}$  üzerine küçültürek eklenmiş ve daha sonra Schmitt trigger devresi ile sıfır geçişleri algılanmıştır. Opampların beslemesi  $12\text{ V}$  olduğundan dolayı Schmitt trigger devresinin maksimum çıkış gerilimi  $12\text{ V}$ 'dur. Bu gerilim mikrodenetleyicinin analog dijital çevirici maksimum ölçüm gerilimi olan  $3,3\text{ V}$  seviyesine transistör yardımı ile çekilmiştir. Şebeke sıfır geçişi ölçüm devresi Şekil 6.26'da görülebilir.



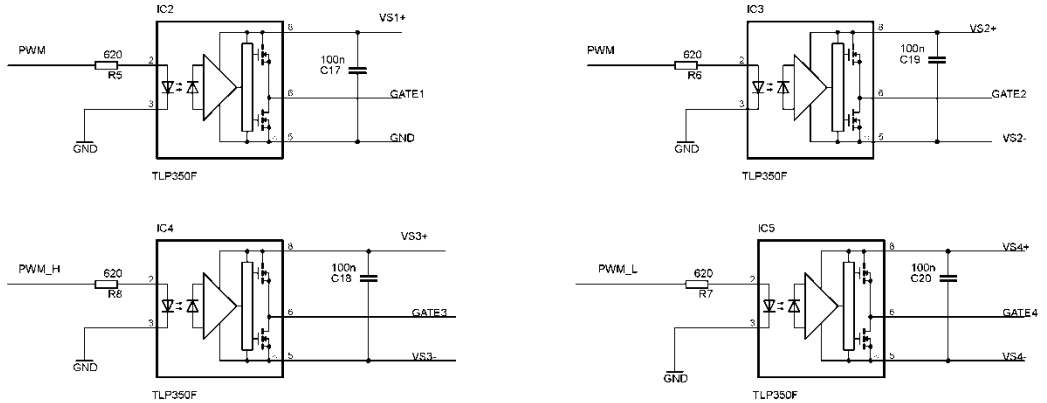
Şekil 6.26 Flyback evirici sıfır geçiş algılayıcı devresi

### 6.3.9.5 Mosfet sürücü bölümü

Flyback evirici devresindeki mosfetleri sürmek için TLP 250 izolasyonlu mosfet sürücü entegresi kullanılmıştır. Bu entegreyi kullanılmaktaki amaç, mosfeti sürmek için 10 V civarında bir gerilim gerekmesi ve mosfeti iletme geçirmek için gereken fazla akımı mikrodenetleyicinin karşılayamamasıdır. Bu entegrenin temel özellikleri Çizelge 6.17 'de, çizilen devre şeması Şekil 6.27'de görülebilir.

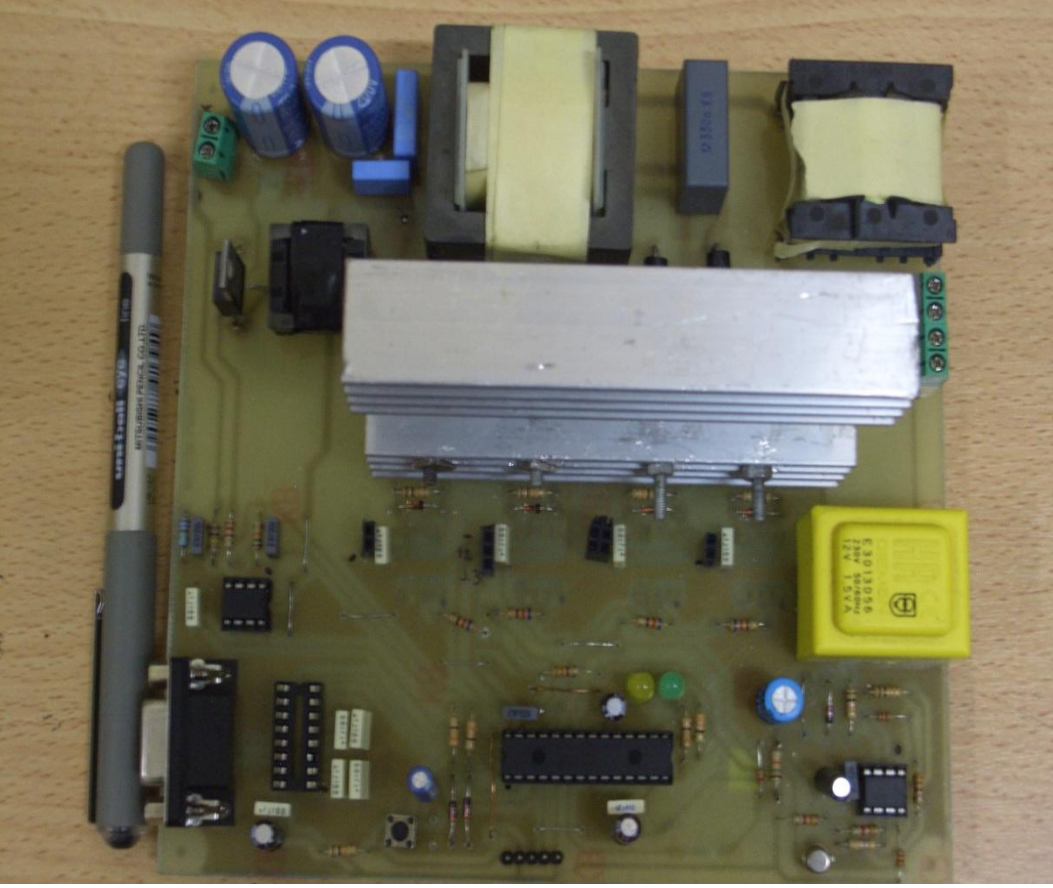
Çizelge 6.17 TLP 250 entegresinin temel özellikleri

Özellik	Değeri
Çıkış akımı	1,5 A
Besleme gerilimi	10-35 V
Gecikme zamanı	150 ns
Çıkış empedansı	7 $\Omega$



Şekil 6.27 Flyback evirici mosfet sürücü bölümü

Devrenin kurulmuş halinin fotoğrafı Şekil 6.28'de görülmektedir.

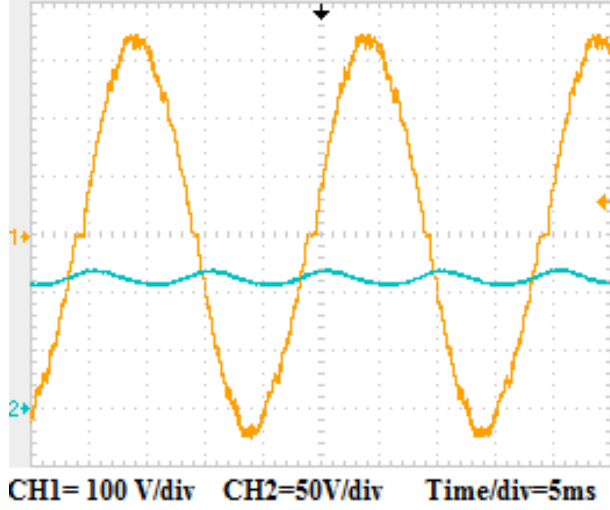


Şekil 6.28 Flyback evirici devresi fotoğrafı

#### 6.4 Yumuşak Anahtarlama Flyback Evirici Devresi Ölçümleri

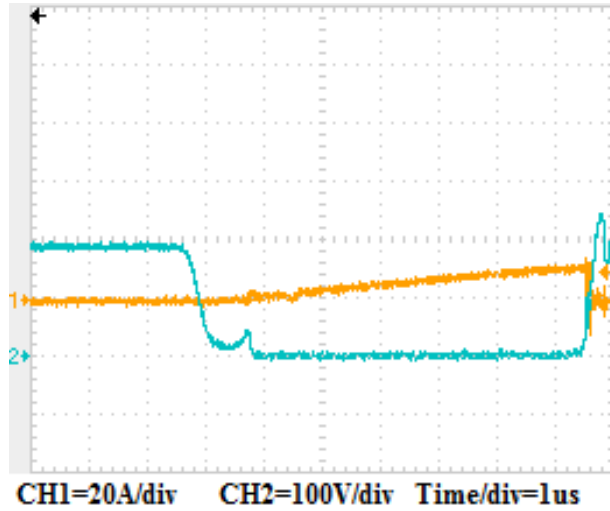
Yumuşak anahtarlama flyback evirici devresi kurulmuş yarı iletken elemanların analiz ve benzetim çalışmasında olduğu gibi yumuşak anahtarlama yapıp yapmadığı kontrol edilmiştir. Ayrıca bu devrenin verim ölçümleri alınmış ve ilerleyen aşamalarda sunulmuştur.

Flyback evirici devresi SSS boost devresi çıkışına bağlanmıştır. SSS boost devresinin çıkış geriliminin ortalaması 110 V'dur. Dekuplaj kapasitörünün gerilimi ile şebeke gerilimi Şekil 6.29'da verilmiştir.



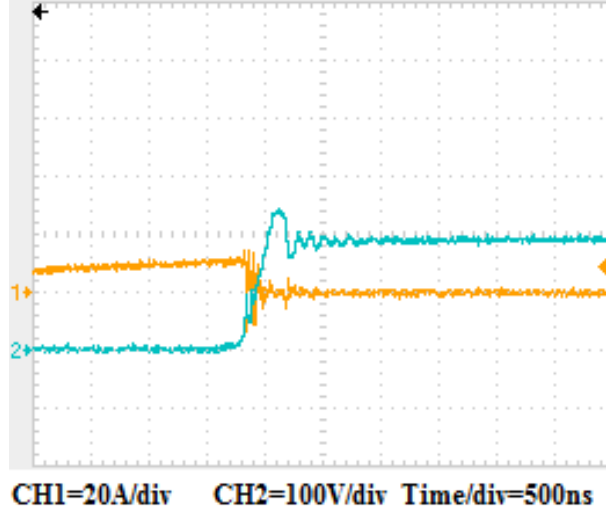
Şekil 6.29 Flyback evirici giriş gerilimi ile çıkış gerilimi

$S_m$  mosfeti  $t_0$  anında iletme geçtiğinde, mosfete bağlı  $L_m$  ve  $L_{lk}$  seri endüktanslarından ve bu endüktansların başlangıç akımları sıfır olduğundan dolayı, mosfetin akımı sıfırdan Denklem 5.21’de görüldüğü gibi lineer olarak yükselir. Şekil 6.30’de mosfetin sıfır akımda iletme geçtiği görülmektedir.



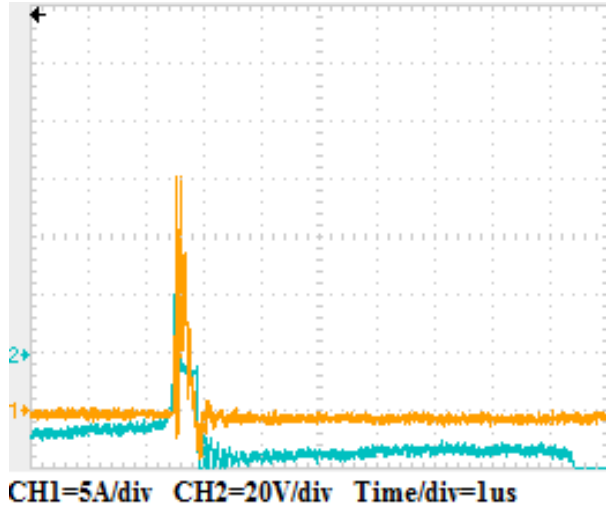
Şekil 6.30  $S_m$  mosfeti iletme geçerken akım ve gerilimi

Mosfet  $t_3$  anında kesime giderken devreye  $C_r$  rezonans kapasitörü girer ve mosfetin geriliminin yükselişini yavaşlatır. Dolayısı ile mosfet sıfır gerilimde anahtarlansın olur. Ayrıca bu kapasitör  $L_{lk}$  kaçak endüktansının enerjisini depolayıp,  $L_r$  rezonans endüktansı ile rezonansa girerek DC baraya geri aktarılmasında rol oynamaktadır. Şekil 6.31’de mosfetin kesime gittiği durumdaki akım gerilim şekli görülmektedir.



Şekil 6.31  $S_m$  mosfeti kesime giderken akım ve gerilimi

$D_{a1}$  diyotu sıfır gerilimde ilettime geçer ve sıfır akımda kesime gider.  $D_{a1}$ 'in akım gerilim şekli Şekil 6.32'de görülmektedir.

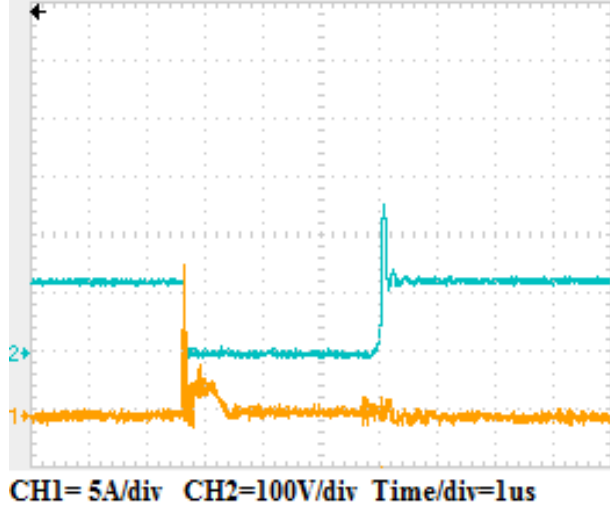


Şekil 6.32  $D_{a1}$  diyotunun akım ve gerilimi

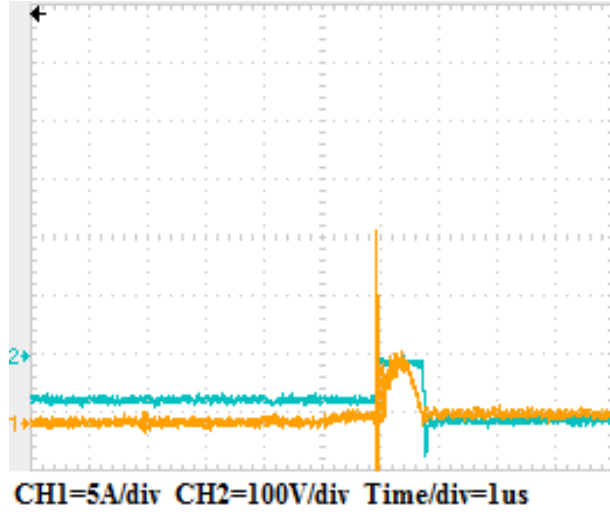
$S_a$  mosfeti  $t_0$  anında, seri bağlı  $L_r$  endüktansının akımı sıfır olmasından dolayı sıfır akımda ilettime geçer.  $t_2$  anında ise bu endüktansın akımı tekrardan sıfır olmaktadır. Daha sonra  $t_3$  anında mosfet kapatıldığında üzerinde akım olmaması dolayısı ile sıfır akımda kesime gitmektedir.  $S_a$  mosfetinin akım gerilim şekli Şekil 6.33'de verilmiştir.

$D_{a2}$  diyotu  $t_1$  anında sıfır akımda ilettime geçer ve  $t_2$  anında sıfır akımda kesime gider. Dolayısı ile her iki anda da sıfır akımda anahtarlanmış olur. Bu

diyotun akım gerilim ölçümü Şekil 6.34’de görülmektedir

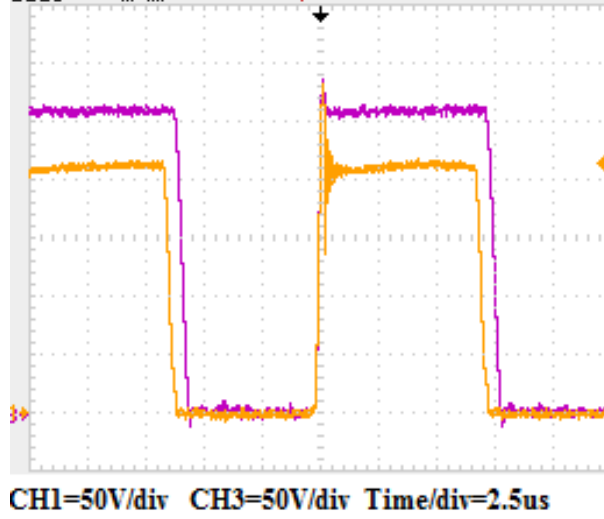


Şekil 6.33  $S_a$  mosfetinin akım ve gerilimi



Şekil 6.34  $D_{a2}$  diyotunun akım ve gerilimi

$C_r$  rezonans kapasitörünün gerilimi ve  $S_m$  mosfetinin gerilimi Şekil 6.35’de verilmiştir.



Şekil 6.35  $C_r$  rezonans kapasitörü ile  $S_m$  mosfetinin gerilimi

## 6.5 Besleme Kartı

Flyback evirici devresindeki mosfetleri sürmek için izolasyonlu beslemeye gerek duyulmuştur. Bu yüzden tek giriş dört adet izoleli 12 V ve bir adet 3,3 V çıkışı olan bir flyback DC/DC çevirici devresi tasarlanmıştır.

Bu devrede çıkışları 12 V'da tutabilecek PWM'i sağlamak için TL494 entegresi seçilmiştir. Bu entegre flyback DC/DC dönüştürücünün tek çıkışını 12V'da tutar. Flyback topolojisinin özelliğinden dolayı diğer çıkışlarda 12 V'a kendiliğinden gelmektedir. Bu entegrenin temel özellikleri aşağıdaki çizelgede verilmiştir.

Çizelge 6.18 TL494 entegresinin temel özellikleri

Özellik	Değeri
Çıkış akımı	0,25 A
Besleme gerilimi	7 V-40 V
Yükselme zamanı	200 ns
Düşme zamanı	100 ns
Maksimum PWM frekansı	300 kHz

Flyback trafosu için Çizelge 4.8'de temel özellikleri verilen ferit nüve kullanılmıştır.

Gerekli hava aralığı Denklem 4.17 kullanılarak Çizelge 6.19 yardımı ile 0,14 mm bulunmuştur.

Çizelge 6.19 Flyback mıknatıslanma endüktansı hava aralığı hesabı için gerekli parametreler

Parametre	Değeri
$A_e$	76 mm <sup>2</sup>
$I_m$	0,5 A
$L$	3 mH
$B$	0,3 T
$\mu_0$	$4\pi 10^{-7}$ H/m

Denklem 4.18 kullanılarak gerekli olan sarım sayısı 67 bulunmuştur.

Endüktansın için 0,5 mm olan kablodan tekli sarılmıştır. Flyback DC/DC dönüştürücü endüktansı tasarımında kullanılan parametreler Çizelge 6.20'de özetlenmiştir.

Çizelge 6.20 Flyback DC/DC dönüştürücü endüktansı tasarım parametreleri

Parametre	Değeri
Nüve	ETD 29
Birincil sargı sarım sayısı	67
İkincil sargı sarım sayısı	67
Hava aralığı	0,14 mm
Kablo kesiti	1 li (0,5 mm)

Flyback trafosunu anahtarlama için Çizelge 6.21'de temel özellikleri verilen IRFP240 mosfeti kullanılmıştır. Bu mosfeti sürmek için Çizelge 6.10'da temel özellikleri verilen TC4427 entegresi kullanılmıştır.

Çizelge 6.21 IRFP240 mosfetinin temel özellikleri

Özellik	Değeri
Maksimum gerilim	200 V
$R_{ds}$	180 m $\Omega$
$I_{etkin}$	20 A

Flyback trafosu çıkış diyotları ve kenetleme devresi (RCD) diyotu için BYW100 diyotu kullanılmıştır. Bu diyotun özellikleri aşağıda özetlenmiştir.

Çizelge 6.22 BYW100 diyotunun temel özellikleri

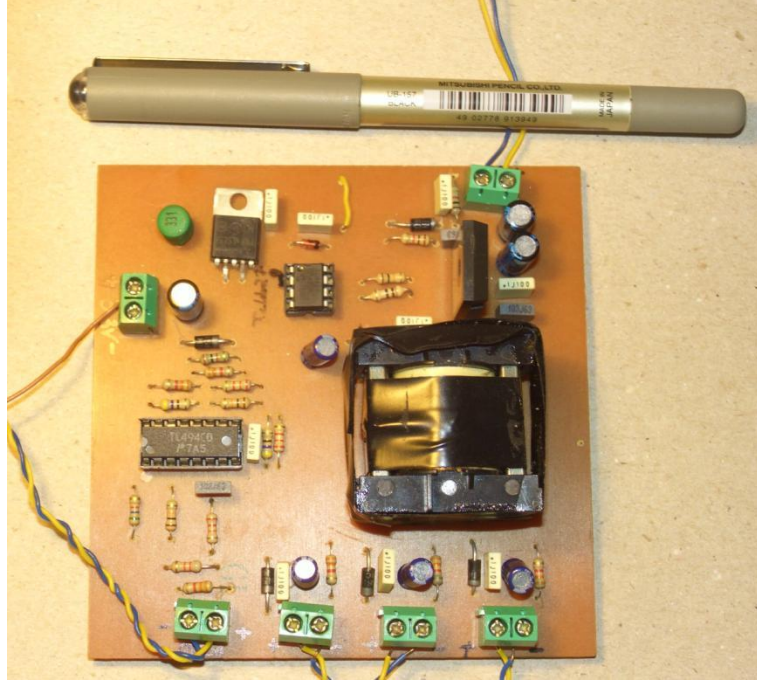
Özellik	Değeri
Maksimum gerilim	200 V
$I_{ort}$	1,5 A
Ters toparlanma zamanı	35 ns
İleri gerilim düşümü	0,85 V

SSS boost ve flyback evirici kartları üzerindeki mikrodenetleyiciyi beslemek için 3,3 V gerilime ihtiyaç duyulmaktadır. Bu gerilimi sağlamak için LM2575 gerilim indirici regülatör kullanılmıştır. Bu regülatörün temel özellikleri Çizelge 6.23’de görülebilir.

Çizelge 6.23 LM2575 regülatörünün temel özellikleri

Özellik	Değeri
Maksimum besleme gerilimi	45 V
Maksimum çıkış akımı	1 A
İç osilator frekansı	52 kHz
Verim	~%75

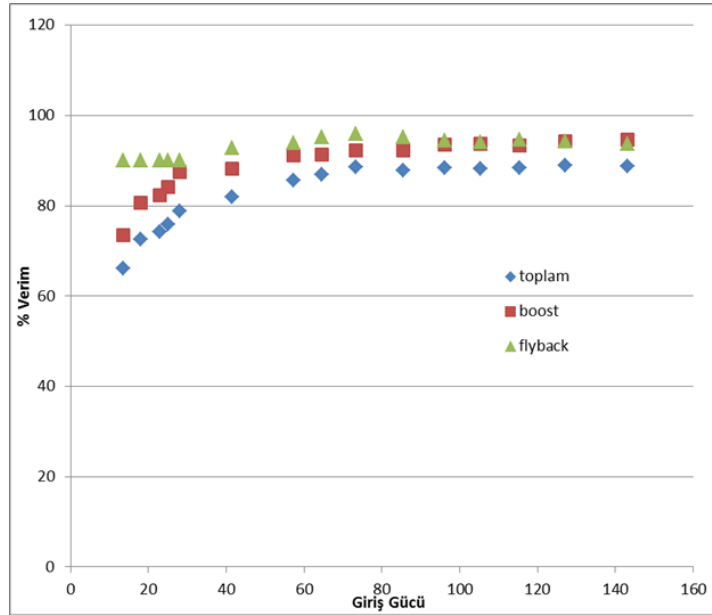
Tasarlanan devrenin fotoğrafı aşağıda görülebilir.



Şekil 6.36 Besleme kartının fotoğrafı

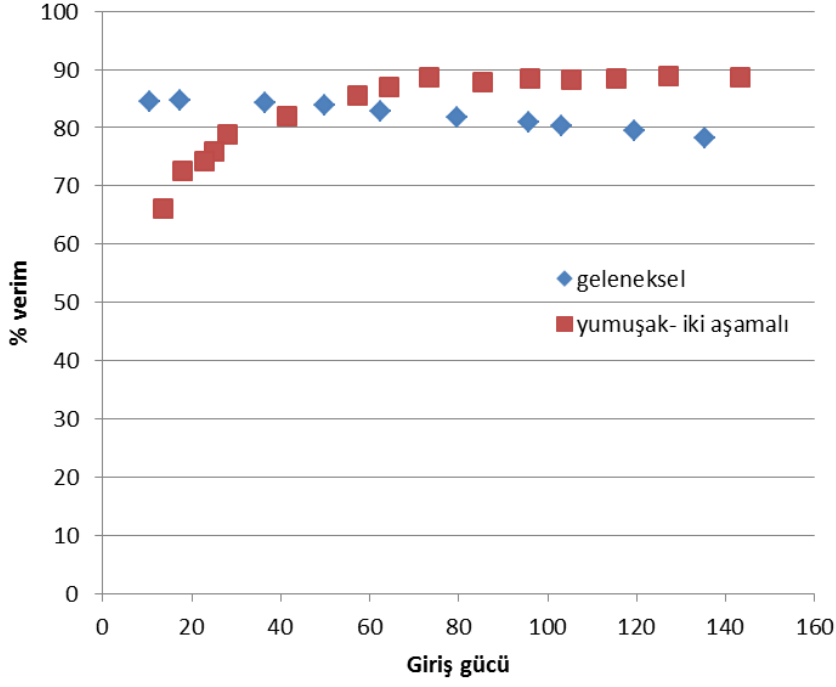
## 6.6 Sonuçlar

İki aşamalı ve yumuşak anahtarlama flyback mikro-evirici devresi 600 uF dekuplaj kapasitesi kullanıldığında THD %4,5 olarak ölçülmüştür. Ayrıca devrenin verim ölçümleri alınmış ve aşağıda sunulmuştur.



Şekil 6.37 İki aşamalı ve yumuşak anahtarlama flyback mikro-evirici verim ölçümü

Tek aşamalı geleneksel yöntemle kıyaslandığında verim %78'den %88,7'e yükselmiştir. Tek aşamalı ve iki aşamalı eviricilerin verim ölçümü Şekil 6.38'de verilmiştir. Şekle göre sert anahtarlama geleneksel RCD kenetlemeli devrenin verimi giriş gücü arttıkça düştüğü görülmektedir. Ama küçük güçlerde anahtarlama kayıplarının az olması ve iki aşamalı eviricinin iletim kaybının fazla olması nedeniyle tek aşamalı evirici daha verimli çıkmıştır.



Şekil 6.38 Tek aşamalı ve iki aşamalı flyback evirici verimleri

## 7. TARTIŞMA

Kullanılan dekuplaj kapasite miktarını azaltmak ve verimi arttırmak için iki aşamalı ve yumuşak anahtarlama flyback evirici devresi kurulmuştur.

Minimum kapasite miktarı, THD ve PV kullanım oranı dikkate alınarak geleneksel yöntem için 6 mF ve iki aşamalı flyback evirici için 600 uF olarak hesaplanmıştır. Dolayısı ile kullanılan kapasite miktarı önemli ölçüde düşmüştür. Bunun sonucunda, dekuplaj için kullanılan elektrolitik kapasitörleri uzun ömürlü film kapasitörler ile değiştirmek mümkün hale gelmiştir.

Verim olarak iki yöntem karşılaştırıldığında ise, iki aşamalı flyback evirici devresi için verim % 88,7 civarında olmasına karşın geleneksel yöntem de %78 civarında kalmıştır.

Bu tez kapsamında verim artışı ve dekuplaj kapasitesinin azaltılması hedeflerine ulaşılmıştır. Fakat iki aşamalı ve yumuşak anahtarlama yöntemin geleneksel yöntemle göre fazla yer kapladığı ve maliyet açısından iki kat pahalı olduğu görülmüştür. Ayrıca, iki aşamalı eviricide kullanılan yarı iletken malzemelerin çok olması da bu mikro-eviricinin yarı iletken malzeme arızasına maruz kalma ihtimalini arttırmaktadır.

Son yıllarda PV enerji üretimine verilen teşvikler düşünüldüğünde daha verimli ve daha uzun ömürlü mikro-evirici üretmenin ilgi çekici hale geleceği açıktır. Dolayısıyla, mikro-evirici tasarım çalışmalarının artacağı ve araştırmacıların literatüre yeni topolojiler önereceği düşünülmektedir. Bu tez çalışmasıyla ileride yapılacak olan çalışmalara bir zemin hazırlamıştır.

## 8. SONUÇLAR

Geleneksel flyback DC/AC mikro-evirici tasarım aşamasında, PV modül dalgacık gerilimi ile THD arasında matematiksel ilişki çıkarılmış ve bu ilişkiye uygun olarak dekaplaj kapasitesi 6 mF olarak seçilmiştir. Ayrıca, deneysel çalışmalarla çıkarılan matematiksel ilişkinin doğruluğu ispatlanmıştır. Bunun yanı sıra, devrenin verimi ölçülmüş ve tam güç civarında %78 olduğu görülmüştür. Tek aşamalı flyback eviricinin veriminin düşük ve kullanılan dekaplaj kapasitesinin fazla olduğu sonucuna ulaşılarak iki aşamalı ve yumuşak anahtarlama bir flyback evirici tasarlanmıştır. Tasarlanan devrenin 600 uF dekaplaj kapasitesinde THD'nin %4,5 olduğu ve maksimum güç civarındaki verimin %88,7 olduğu görülmüştür. Sonuç olarak, tek aşamalı ve iki aşamalı mikro-eviriciler karşılaştırıldığında iki aşamalı eviricinin veriminin önemli ölçüde arttığı ve dekaplaj kapasitesinin ise on kat az olduğu görülmüştür. Tüm bunlara ek olarak, ikinci aşama olan flyback DC/AC eviricinin veriminin %95 olduğu tespit edilmiştir. Bu da, PV modüllerin düşük gerilimler yerine daha yüksek gerilimlerde üretilmesi ile veriminin %95 ve üzerine çıkabileceğini göstermektedir.

## KAYNAKLAR DİZİNİ

- Akdemir, A.**, 2010, “AB'nin enerji politikası ve Türkiye”, <http://www.turkiyeavrupavakfi.org/index.php/arastirma-yorum/basindacikanlar/2046-enerji-politikasi.html>, (Erişim Tarihi: 4 Ekim 2012).
- Andea, P., Mnerie, D., Cristian, D., Pop, O. and Jigoria-Oprea, D.**, 2010, Conventional vs. alternative energy sources overview part I., Energy and Environment, International Joint Conference on Computational Cybernetics and Technical Informatics, Timisoara, Romania.
- AN-4147**, 2006, “Design guidelines for RCD snubber of flyback converters”, <http://www.fairchildsemi.com/an/AN/AN-4147.pdf>, (Erişim Tarihi: 23 Aralık 2012).
- Amini M. R. and Farzanehfard H.**, 2009, Novel family of PWM soft-single-switched DC–DC converters with coupled inductors, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 56(6): 2108-2114pp.
- Azimi, S., Dehkordi, B. M. and Niroomand, M.**, 2012, An adaptive incremental conductance MPPT based on BELBIC controller in photovoltaic systems, Iranian Conference on Electrical Engineering, Tehran, Iran.
- Bellur, D. M. and Kazimierczuk, M. K.**, 2011, Active-clamp ZVS two-switch flyback converter, IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Rio de Janeiro, Brazil.
- BP**, 2012, “BP Statistical Review of World Energy”, [http://www.bp.com/assets/bp\\_internet/globalbp/globalbp\\_uk\\_english/reports\\_and\\_publications/statistical\\_energy\\_review\\_2011/STAGING/local\\_assets/pdf/statistical\\_review\\_of\\_world\\_energy\\_full\\_report\\_2012.pdf](http://www.bp.com/assets/bp_internet/globalbp/globalbp_uk_english/reports_and_publications/statistical_energy_review_2011/STAGING/local_assets/pdf/statistical_review_of_world_energy_full_report_2012.pdf) (Erişim Tarihi: 4 Ekim 2012).
- Chandhaket, S., Konishi, Y., Ogura, K. and Nakaoka, M.**, 2004, Utility AC interfaced soft-switching sinewave PWM power conditioner with two-switch flyback high-frequency transformer, IEEE Proceedings Electric Power Applications, 151(5): 526-533pp.
- Chen, A., Daming, S., Chunshui, D. and Zhang, C.**, 2010, High-frequency DC link flyback single phase inverter for grid-connected photovoltaic system, International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems, HeFei, China.

## KAYNAKLAR DİZİNİ (devam)

- Çekinir, S. ve Boztepe, M.**, 2010, A comparative analysis of grid-connected PV system topologies, 5th International Ege Energy Symposium and Exhibition, Denizli, Turkey.
- Elmes, J., Jourdan, C., Abdel-Rahman, O. and Batarseh, I.**, 2009, High-voltage, high-power-density DC-DC converter for capacitor charging applications, Applied Power Electronics Conference and Exposition, Orlando.
- Emrani, A., Adib, E. and Farzanehfard, H.**, 2012, Single-switch soft-switched isolated DC-DC converter, IEEE Transactions on Power Electronics, 27(4): 1952-1957pp.
- Ericson, R. W. and Maksimovic D.**, 2001, Fundamentals of Power Electronics, Kluwer Academic Publishers, New York, 883p.
- Gençoğlu, M. T.**, “Yenilenebilir Enerji Kaynaklarının Türkiye Açısından Önemi”, <http://yp.enerjik.com.tr/DOCS/BilgiBankasiDocs/yenilenebilir%20enerji%20kaynaklar%C4%B1n%C4%B1n%20%C3%B6nemi.pdf> (Erişim Tarihi:19 Aralık 2012).
- Goetzberger, A. and Hoffmann V. U.**, 2005, Photovoltaic Solar Energy Generation, Springer, Germany, 230p.
- Hohm, D. P. and Ropp, M. E.**, 2000, Comparative study of maximum power point tracking algorithms using an experimental, programmable, maximum power point tracking test bed, Photovoltaic Specialists Conference, Brookings.
- Hu, H., Harb, S., Kutkut, N., Batarseh, I. and Shen Z. J.**, 2010, Power decoupling techniques for micro-inverters in PV systems-a review, IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Atlanta, U.S.
- Hu, H., Zhang, Q., Fang, X., Shen, Z. J. and Batareseh, I.**, 2011, A single stage micro-inverter based on a three-port flyback with power decoupling capability, IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Phoenix, US.
- IEC 61000-3-2**, 2005, Electromagnetic Compatibility (EMC), Part 3-2 : Limits-Limits for Harmonic Current Emissions (Equipment Input Current  $\leq 16A$  Per Phase).

**KAYNAKLAR DİZİNİ (devam)**

- Ji, Y., Jung, D., Kim, J., Lee, T. and Won, C.,** 2011, A current shaping method for PV-AC module DCM-flyback inverter under CCM operation, International Conference on Power Electronics, Jeju, South Korea.
- Jun-yin, G., Hong-fei, W., Guo-cheng, C. and Yan, X.,** 2010, Research on photovoltaic grid-connected inverter based on soft-switching interleaved flyback converter, IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, Taichung, Taiwan.
- Jung, D., Ji, Y., Park, S., Jung, Y. and Won, C.,** 2011, Interleaved soft-switching boost converter for photovoltaic power-generation system, IEEE Transactions on Power Electronics, 26(4): 1137-1145pp.
- Kang, S. H., Nguyen H., Maksimović D. and Cohen I.,** 2010, Efficiency characterization and optimization in flyback DC-DC converters, USA.
- Kasa, N. and Iida, T. and Chen, L.,** 2005, Flyback inverter controlled by sensorless current MPPT for photovoltaic power system, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 52(4): 1145-1152pp.
- Kasa, N. and Iida, T.,** 2006, Zero-current transition flyback inverter for small scale wind power generation systems, India International Conference on Power Electronics, Chennai, India.
- Kim, S. S., Choi, D. K., Jang, S. J., Lee, T. W. and Won, C. Y.,** 2005, The active clamp sepic-flyback converter, Power Electronics Specialists Conference, Recife, Brazil.
- Kim, Y. H., Kim, J. G., Ji, Y. H., Won, C. Y. And Lee, T. W.,** 2011, A new control strategy of active clamped flyback inverter for a photovoltaic AC module system, international Conference on Power Electronics, Jeju, Korea.
- Kjaer, S. B., Pedersen, J. K. and Blaabjerg, F.,** 2005, A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules, IEEE Transactions on Industry Applications, 41(5): 1292-1306pp.
- Kyritsis, A.Ch., Tatakis, E. C. and 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): 281-293pp.

**KAYNAKLAR DİZİNİ (devam)**

- Li, W., Zhao, Y., He, X., Xu, D. and Wu, B.,** 2011, Interleaved ZVS flyback forward converter with reduced output voltage stress on secondary rectifier diodes, Applied Power Electronics Conference and Exposition, Fort Worth, TX.
- Li, Y. and Oruganti, R.,** 2012, A low cost flyback CCM inverter for AC module application, IEEE Transactions on Power Electronics, 27(3): 1295-1303pp.
- Maniktala, S.,** 2006, Elsevier, Switching Power Supplies A to Z, USA, 503p.
- Mertens, R.,** 2008, Trends in solar cell research, International Symposium on the Physical and Failure Analysis of Integrated Circuits, Singapore.
- Mints, P.,** 2012, Remote markets for photovoltaic technologies, 1974 to present and ten year forecast, Photovoltaic Specialists Conference (PVSC), 2012 38th IEEE, USA.
- Park, K. B., Moon, G. W and Youn, M. J.,** 2012, High step-up boost converter integrated with a transformer-assisted auxiliary circuit employing quasi-resonant operation, IEEE Transactions on Power Electronics, 27(4): 1974-1984pp.
- Park, S. H., Cha G. R., Jung Y. C. and Won, C. Y.,** 2010, Design and application for PV generation system using a soft-switching boost converter with SARC, IEEE Transactions on Power Electronics, 57(2): 515-522pp.
- Pressman, A. I., Billings, K. and Morey, T.,** 2009, Switching Power Supply Design, Mc-Graw-Hill Companies, USA, 841p.
- Qin, S., Wang, M., Chen, T. and Yao X.,** 2011, Comparative analysis of incremental conductance and perturb-and-observation methods to implement MPPT in photovoltaic system, International Conference on Electrical and Control Engineering, Wuhan, China.
- Ryu, D., Kim, Y., Kim, J., Won, C. and Jung, Y.,** 2011, interleaved active clamp flyback inverter using a synchronous rectifier for a photovoltaic AC module system, International Conference on Power Electronics, Jeju, South Korea.

## KAYNAKLAR DİZİNİ (devam)

- Seong, H. W., Kim, H. S., Park K. B., Moon, G. W. and Youn, M. J.,** 2012, high step-up DC-DC converters using zero-voltage switching boost integration technique and light-load frequency modulation control, IEEE Transactions on Power Electronics, 27(3): 1383-1400pp.
- Sharma, R.,** 2012, "Switching frequency filter design for utility connected PV inverters", <http://itee.uq.edu.au/~aupec/aupec02/Final-Papers/R-Sharma1.pdf>, (Erişim Tarihi: 23 Aralık 2012).
- Shimizu, T., Wada, K. and Nakamura, N.,** 2006, Flyback-type single-phase utility interactive inverter with power pulsation decoupling on the DC input for an AC Photovoltaic module system, IEEE Transactions on Power Electronics, 21(5): 1264-1272pp.
- Song, I., Jung, D., Ji, Y., Choi, S., Jung, Y. and Won C.,** 2011, A soft switching boost converter using an auxiliary resonant circuit for a PV system, IEEE 8th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE), Suwon, South Korea.
- Tan, G. H., Wang J. Z. and Ji, Y. C.,** 2007, Soft-switching flyback inverter with enhanced power decoupling for photovoltaic applications, IET Electric Power Applications, 1(2): 264-274pp.
- Treble, F. C.,** 1980, Solar cells, Physical Science, Measurement and Instrumentation, Management and Education-Reviews, IEE Proceedings A, 127(8): 505-527pp.
- Varınca, K. B., Gönüllü, M. T.,** 2006, Türkiye’de güneş enerjisi potansiyeli ve bu potansiyelin kullanım derecesi, yöntemi ve yaygınlığı üzerine bir araştırma, Ulusal Güneş ve Hidrojen Enerjisi Kongresi, Eskişehir, Türkiye.
- Wang, C. M., Su, C. H., Yang, C. H.,** 2006, ZVS-PWM flyback converter with a simple auxiliary circuit, IEE Proceedings Electric Power Applications, 153(1): 116-122pp.
- Watson, R., Lee, F. C. and Hua, G. C.,** 1996, Utilization of an active-clamp circuit to achieve soft switchig in flyback converters, IEEE Transactions on Power Electronics, 11(1): 162-169pp.
- Yenilenebilir Enerji Genel Müdürlüğü,** 2012, <http://www.eie.gov.tr/turkce/yek/gunes/tgunes.html> (Erişim Tarihi: 8 Ekim 2012).

**KAYNAKLAR DİZİNİ (devam)**

**Yenilenebilir Enerji Kaynaklarının Elektrik Enerjisi Üretimi Amaçlı Kullanımına İlişkin Kanun**, 2010, <http://www.tbmm.gov.tr/kanunlar/k6094.html> (Erişim Tarihi: 19 Aralık 2012).

**Yenilenebilir Enerji Küresel Durum Raporu**, 2012, "Renewables Global Status Report" [http://www.map.ren21.net/GSR/GSR2012\\_low.pdf](http://www.map.ren21.net/GSR/GSR2012_low.pdf) (Erişim Tarihi: 26 Kasım 2012).

**Yorkan, A.**, 2009, Avrupa birliği'nin enerji politikası ve Türkiye'ye etkileri, Bilge Strateji Dergisi, 1(1): 24-39s.

**Zhang, J., Huang, X., Wu, X. and Qian, Z.**, 2010, A high efficiency flyback converter with new active clamp technique, , IEEE Transactions on Power Electronics, 25(7): 1775-1785pp.

**ÖZGEÇMİŞ**

**Ad:** Sinan  
**Soyad:** ZENGİN  
**Uyruğu:** Türkiye Cumhuriyeti  
**Doğum Yeri:** Kütahya  
**Doğum Tarihi:** 26.03.1988  
**E-mail Adresi:** zengin.sinan@hotmail.com  
**Telefon** 05547522682  
**Fax** 02323886024  
**Adres** Ege Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Müh.  
35100, Bornova, İzmir  
**Lisans Eğitimi:** Ege Üniversitesi  
Mühendislik Fakültesi  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği  
**Uzmanlık Alanları:** Fotovoltaik sistemler  
Fotovoltaik eviriciler  
Güç elektroniği  
Yumuşak anahtarlama teknikleri

**Yayımlar:**

- 1) Zengin S., Devci F. and Boztepe M.: “Decoupling Capacitor Selection in DCM Flyback PV Microinverters Considering Harmonic Distortion”, IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(2): 816-825pp.
- 2) Zengin S., Boztepe M., Karatepe E.: “Benzetilmiş Tavlama ile Flyback Mikro-eviricide Güç Kaybı Optimizasyonu”, 29 Kasım - 01 Aralık 2012, Bursa, Türkiye.
- 3) Devci F., Zengin S., Boztepe M.: ”Mikrodenetleyici Kontrollü Şebekeye Bağlı Fotovoltaik Evirici Tasarımı”, 6. Yenilenebilir Enerji Kaynakları Sempozyumu (YEKSEM 2011), Denizli, 14-16 Ekim, 2011.