

T.C.
VAN YÜZÜNCÜ YIL ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

DEĞİŞKEN FREKANSLI EVİRGEÇ TASARIMI VE UYGULAMASI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

HAZIRLAYAN: Muhammet KARACA
I. DANIŞMAN: Dr. Öğr. Üyesi Ali MAMİZADEH
II. DANIŞMAN: Prof. Dr. Naci GENÇ

VAN-2020

T.C.
VAN YÜZÜNCÜ YIL ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

DEĞİŞKEN FREKANSLI EVİRGEÇ TASARIM VE UYGULAMASI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

HAZIRLAYAN: Muhammet KARACA

VAN-2020

KABUL VE ONAY SAYFASI

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda Dr. Öğr. Üyesi Alı MAMIZADEH danışmanlığında, Muhammet KARACA tarafından sunulan “**Değişken Frekanslı Evirgeç Tasarımı ve Uygulaması**” isimli bu çalışma Lisansüstü Eğitim-Öğretim Yönetmeliği'nin ilgili hükümleri gereğince 27/10/2020 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından oy birliği ile başarılı bulunmuş ve Yüksek Lisans Tezi olarak kabul edilmiştir.

Başkan: Doç. Dr. Mehmet Nuri ALMALI

İmza:

Üye: Doç. Dr. Süleyman Sungur TEZCAN

İmza:

Üye: Dr. Öğr. Üyesi Alı MAMIZADEH

İmza:

Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun/....../..... tarih ve sayılı kararı ile onaylanmıştır.

İmza

.....
Enstitü Müdürü

TEZ BİLDİRİMİ

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

Muhammet KARACA



ÖZET

DEĞİŞKEN FREKANSLI EVİRGEÇ TASARIMI VE UYGULAMASI

KARACA, Muhammet

Yüksek Lisans Tezi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

I.Tez Danışmanı : Dr. Öğr. Üyesi Ali MAMIZADEH

II.Tez Danışmanı : Prof. Dr. Naci GENÇ

Kasım 2020, 179 sayfa

Farklı frekans ve farklı güç değerlerinde tasarımı gerçekleştirilen evirgeçlerde genellikle sabit anahtarlama frekanslı PWM (CSFPWM) kullanılmaktadır. Evirgeç tasarımlarında tercih edilen anahtarlama frekansı, anahtarlama kayıplarını doğrudan etkilemektedir. Dolayısıyla evirgecin verimini de etkilemektedir. Bu nedenle yüksek frekanslarda tasarlanan ve çalıştırılan evirgeçlerde anahtarlama kayıplarının artmasından dolayı düşük verim elde edilmektedir. Bu tez çalışmasında CSFPWM'ye göre avantajı olan ve literatürde daha önce kullanılmayan değişken anahtarlama frekanslı (VSFPWM) evirgeç tasarımı ve uygulaması gerçekleştirilmiştir. Tez çalışmasında kullanılan VSFPWM yöntemi ile evirgeç çalıştırıldığı zaman CSFPWM'e göre daha az anahtarlama kayıpları olduğu ve devrenin toplam veriminin daha yüksek olduğu gözlemlenmiştir. VSFPWM yönteminde kullanılan anahtarlama aralığı CSFPWM'e göre daha düşük aralıkta seçilmektedir. Evirgecin çıkışında oluşan sinüzoidal gerilim referans alınarak elde edilen VSFPWM metodunda, frekans aralığı dip noktalarda ve sinüzoidal eğrinin üst noktalarına göre farklılık göstermektedir. Benzetim çalışmalarında tasarlanan evirgecin MOSFET güç anahtarı, gerçek uygulamada kullanılan MOSFET güç anahtarı modeli ile aynı model olacak şekilde ANSYS/Simplorer programında bulunan Sheet-Scan modülü ile tanımlanmıştır. Tüm çalışmalarda (benzetim ve deneysel) hem CSFPWM hem de VSFPWM için devrenin kayıp, verim ve THB karşılaştırılması yapılmıştır.

Benzetim çalışmalarında MATLAB/Simulink ve ANSYS/Simplorer programlarından yararlanılmıştır. Deneysel çalışmada VSFPWM anahtar tetikleri için FPGA kartı kullanılmıştır. Elde edilen sonuçlardan benzetim ve deneysel sonuçların birbiri ile uyumlu olduğu görülmüş ve önerilen yöntemin (VSFPWM) evirgeç anahtarlama için daha avantajlı olduğu sonucuna varılmıştır.

Anahtar kelimeler: Evirgeç, CSFPWM, VSFPWM, FPGA, THB.

ABSTRACT

VARIABLE FREQUENCY INVERTER DESIGN AND APPLICATION

KARACA, Muhammet

M. Sc. Thesis, Electrical-Electronics Engineering

I.Supervisor : Asst. Prof. Dr. Ali MAMIZADEH

II.Supervisor : Prof. Dr. Naci GENÇ

November 2020, 179 pages

Inverters designed at different frequencies and different power values are generally used with fixed switching frequency PWM (CSFPWM). The switching frequency preferred in inverter designs directly affects the switching losses. Therefore, it also affects the efficiency of the inverter. For this reason, low efficiency is obtained due to the increase of switching losses in inverters designed and operated at high frequencies. In this thesis, variable switching frequency (VSFPWM) inverter design and application, which has an advantage over CSFPWM and has not been used before in the literature, has been carried out. When the inverter is operated with the VSFPWM method used in the thesis, it has been observed that there are less switching losses compared to CSFPWM and the total efficiency of the circuit is higher. The switching range used in the VSFPWM method is selected at a lower range than CSFPWM. In the VSFPWM method, which is obtained by taking the sinusoidal voltage generated at the output of the inverter as a reference, the frequency range varies according to the bottom points and the upper points of the sinusoidal curve. The MOSFET power switch of the inverter designed in the simulation studies was defined by the Sheet-Scan module in ANSYS / Simplorer program to be the same model as the MOSFET power switch model used in the real application. In all studies (simulation and experimental), loss, efficiency and THD comparison of the circuit for both CSFPWM and VSFPWM has been made.

MATLAB / Simulink and ANSYS / Simplorer programs were used in the simulation studies. In the experimental study, FPGA board was used for VSFPWM switch triggers. From the results obtained, it was seen that the simulation and experimental results were compatible with each other and it was concluded that the proposed method (VSFPWM) is more advantageous for inverter switching.

Keywords : Inverter, CSFPWM, VSFPWM, FPGA, THD.



ÖN SÖZ

Yüksek lisans eğitimim süresince çalışmalarında akademik birikim ve tecrübeleriyle beni yönlendiren danışmanlarım Sayın Dr. Öğr. Üyesi Ali MAMIZADEH ve Sayın Prof. Dr. Naci GENÇ'e, laboratuvar çalışmalarında yardımlarını esirgemeyen Araş. Gör. Hasan Hataş'a ve dostum Adem SULAR'a teşekkür ederim.

Hayatım boyunca her zaman destek olan aileme sevgi ve saygılarımı sunup bu çalışmayı, bugünlere gelmemde büyük emekleri olan annem Sevinç KARACA'ya ve babam Zeynalabidin KARACA'ya armağan ediyorum.

2020

Muhammet KARACA



İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖZET	i
ABSTRACT	iii
ÖN SÖZ	v
İÇİNDEKİLER	vii
ÇİZELGELER LİSTESİ	ix
ŞEKİLLER LİSTESİ	xi
SİMGELER VE KISALTMALAR	xxi
EKLER DİZİNİ	xxv
1. GİRİŞ	1
2. KAYNAK BİLDİRİŞLERİ	5
3. MATERYAL VE YÖNTEM	15
3.1. Enerji Kaynakları	15
3.1.1. Yenilenebilir enerji kaynakları	16
3.1.1.1. Güneş enerjisi ve Türkiye'nin güneş enerji potansiyeli	16
3.2. Fotovoltaik Sistemler ve Özellikler	19
3.2.1. Fotovoltaik hücrenin yapısı ve çalışma prensibi	20
3.2.2. Fotovoltaik hücre karaktersitiği	22
3.2.2.1. FV karakteristik eğrileri	25
3.2.2.2. Kısmi gölgelendirmenin FV modülüne etkisi	26
3.3. Fotovoltaik Sistem Türleri	27
3.3.1. Şebekeden bağımsız sistemler (Off-Grid)	28
3.3.2. Şebeke bağlantılı sistemler (On-Grid)	28
3.3.3. Karma sistemler (Hybrid)	29
3.4. Maksimum Güç Noktası İzleyicisi	29
3.4.1. Maksimum güç noktası izleyicisi yöntemleri	31
3.4.1.1. Değiştir ve gözle metodu (D&G)	32
3.4.2. Maksimum güç noktası izleyicisi tekniklerinin karşılaştırılması	35
3.5. DA/DA Dönüştürücü	36
3.5.1. Yükseltici (Boost) DA/DA dönüştürücü	38
3.6. DA/AA Dönüştürücü	43
3.6.1. Darbe genişliği modülasyonlu (DGM) DA/AA evirgeçler	46
3.6.2. Gerilim kaynaklı evirgeçler (GKE)	48

	Sayfa
3.6.2.1. Tek fazlı yarım köprü GKE	49
3.6.2.2. Tek fazlı tam köprü GKE.....	51
3.6.2.3. Sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu	53
3.7. Harmonikler ve Filtreleme	56
3.7.1. Harmoniklerin meydana getirdiği etkiler	57
3.7.2. Toplam harmonik bozunum (THB).....	58
3.7.3. Harmonikleri azaltma ve filtre tasarımı	60
3.7.3.1. Pasif filtre topolojileri.....	61
3.7.3.2. Pasif LCL filtre tasarımı	67
3.8. Kontrol Yöntemleri	75
3.8.1. Oransal-integral (PI) kontrol-denetleyici	76
3.8.2. FPGA	79
3.8.3. Sürücü Devresi	84
3.9. Önerilen Sistemin Güç Devresi	86
3.9.1. MOSFET	87
3.9.1.1. Güç MOSFET’inde kayıplar	89
3.9.1.2. Sürücülerdeki ve tahrik edilen MOSFET / IGBT'deki güç kayıpları	92
3.9.2. Filtre Tasarımı	94
3.9.3. Soğutucu Tasarımı.....	95
3.10. Sabit Frekanslı (CSFPWM) ve Değişken Frekanslı (VSFPWM) Sinyal Üretilmesi	99
3.10.1. CSFPWM üretilmesi	100
3.10.2. VSFPWM üretilmesi	102
3.11. MATLAB ve ANSYS Yazılımı	105
3.11.1. MATLAB / Simulink benzetim programı	105
3.11.2. ANSYS / Simplorer benzetim programı.....	105
3.11.2.1. ANSYS SheetScan ara yüzü ile MOSFET tanımı.....	106
3.11.2.2. SheetScan kullanımı	106
4. BULGULAR	109
4.1. Benzetim Çalışmaları	109
4.2. Deneysel Çalışma	145
5. TARTIŞMA VE SONUÇ	165
KAYNAKLAR.....	169
EKLER	173
ÖZ GEÇMİŞ.....	181

ÇİZELGELER LİSTESİ

Çizelge	Sayfa
Çizelge 3.1. D&G algoritmasına ait referans değişim özeti	33
Çizelge 3.2. D&G metodunun maksimum güç noktası testi	34
Çizelge 3.3. Maksimum güç noktası izleyici teknikleri ve özellikleri	35
Çizelge 3.4. Tek fazlı tam köprü eviricinin anahtar durumları	53
Çizelge 4.1. FV modülünün elektriksel özellikleri.....	109
Çizelge 4.2. Yükselten tip DA/DA dönüştürücünün parametre değerleri	118
Çizelge 4.3. LCL filtre tasarımı için kullanılan parametreler ve tasarlanan elemanların değerleri	129
Çizelge 4.4. PI denetleyici için Kp ve Ki değerleri	131
Çizelge 4.5. Farklı yüklerde önerilen sistemin gerilim ve akımın THB değerlerinin karşılaştırılması	137
Çizelge 4.6. Farklı yüklerde önerilen sistemin 3., 5., 7. ve 9. harmoniğinin yüzde değişimi	137
Çizelge 4.7. 1000 W güçte tek periyotta CSFPWM ve VSFPWM için oluşan anahtarlama kayıpları	142
Çizelge 4.8. Farklı periyotlarda 1000 W - 750 W - 500 W - 250 W güç değerlerinde oluşan VSFPWM ve CSFPWM kayıp farkları.....	142
Çizelge 4.9. Deneysel Çalışma Kullanılan Ana Parametre Değerleri	147
Çizelge 4.10. Deneysel Çalışma Kullanılan Parametreler ve Özellikleri.....	148
Çizelge 4.11. Benzetim çalışmasında oluşan anahtarlama kayıplarının farkları..	162

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 3.1. Türkiye güneş enerjisi potansiyel atlası	17
Şekil 3.2. Türkiye global radyasyon değerleri (Kwh/m^2 -gün).....	18
Şekil 3.3. Türkiye güneşlenme süreleri (saat)	18
Şekil 3.4. Mono-kristal Fotovoltaik hücre.....	19
Şekil 3.5. p-n jonksiyonu birleşimi.....	21
Şekil 3.6. n tipi verici ile p tipi alıcı yarı iletkenlerin şematik gösterimleri	22
Şekil 3.7. P-tipi ve N-tipi yarı iletkenin birleşim olayı	22
Şekil 3.8. Güneş pilinin genel modeli.....	23
Şekil 3.9. I-V ve P-V güneş pili özellikleri	23
Şekil 3.10. FV hücresinin tek diyotlu elektriksek eşdeğer devresi.....	24
Şekil 3.11. Işınmının akım (I), gerilim (V) ve güce (P) etkisi.....	25
Şekil 3.12. Sıcaklığın akım (I), gerilim (V) ve güce (P) etkisi.....	26
Şekil 3.13. FV dizisi için P-V ve I-V eğrileri (a) bypass ve blok diyotlu varken (b) bypass ve blok diyot olmadan.....	27
Şekil 3.14. Şebekeden bağımsız FV sistem yapısı	28
Şekil 3.15. Şebeke bağlantılı FV sistem yapısı	29
Şekil 3.16. Karma (hybrid) FV sistem yapısı	29
Şekil 3.17. MGNİ sisteminin blok diyagramı	30
Şekil 3.18. FV Panelin maksimum güç noktası.....	30
Şekil 3.19. Farklı ışınm ve farklı sıcaklık durumlarında maksimum güç noktasının değişim grafiği.....	31
Şekil 3.20. D&G metodunda maksimum güç noktasından uzaklaşma hatası	33
Şekil 3.21. Değiştir ve gözle (D&G) algoritmasının akış diyagramı	34

Şekil	Sayfa
Şekil 3.22. DA/DA blok diyagramı	37
Şekil 3.23. DA/DA çıkış gerilimi	37
Şekil 3.24. Giriş akımı.....	37
Şekil 3.25. DA/DA dönüştürücü yapısı	37
Şekil 3.26. DA/DA yükseltici (Boost) dönüştürücünün eş değer devresi	38
Şekil 3.27. DA/DA Yükseltici (Boost) dönüştürücünün anahtar gösterimi	37
Şekil 3.28. DA/DA yükseltici (Boost) dönüştürücünün anahtar açık iken yapısı ...	40
Şekil 3.29. DA/DA yükseltici (Boost) dönüştürücü anahtar kapalı iken yapısı	40
Şekil 3.30. Yükselten dönüştürücüde yük akımının sürekli durumu için gerilim ve akım dalga şekilleri	42
Şekil 3.31. DA/AA eviricinin blok diyagramı.....	43
Şekil 3.32. DA/AA eviricinin giriş-çıkış ilişkisi	44
Şekil 3.33. Transformatörsüz evirgeçli şebekeye bağlı FV sistem.....	45
Şekil 3.34. Tek fazlı yarım dalga DGM GKE	45
Şekil 3.35. Darbe genişliği modülatörünün tipik giriş ve çıkış dalga formları	47
Şekil 3.36. Tek fazlı yarım köprü evirici devresi	47
Şekil 3.37. Tek fazlı yarım köprü GKE.....	49
Şekil 3.38. Tek fazlı yarım köprü evirici ($m_a = 0.8$, $m_f = 9$)	50
Şekil 3.39. Tek fazlı tam köprü evirici	52
Şekil 3.40. Sinüzoidal darbe genişlik modülasyonunun oluşturulması	54
Şekil 3.41. Sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu harmonik üretimi	55
Şekil 3.42. Temel bileşen, 3., 5. harmonik bileşenlerin gösterimi	56
Şekil 3.43. Bozulmuş dalga gösterimi	57
Şekil 3.44. Değişik pasif filtre çeşitleri	62

Şekil	Sayfa
Şekil 3.45. L tipi pasif filtre.....	63
Şekil 3.46. LC tipi pasif filtre	64
Şekil 3.47. LCL tipi pasif filtre.....	65
Şekil 3.48. LCL filtrenin s domenindeki yapısı	66
Şekil 3.49. LCL filtresinin pasif sönümlemesi. a) Filtre kondansatörü ile seri direnç, b) Yüke/şebekeye bağlı indüktör ile paralel direnç, c) Filtre kondansatörü ile paralel RC sönümleme devresi.....	67
Şekil 3.50. LCL filtre tasarımı algoritması.....	68
Şekil 3.51. Anahtarlama frekansındaki harmonik zayıflama ile yük/şebeke ve dönüştürücü indüktörler arasındaki oran r arasındaki ilişki	70
Şekil 3.52. LLCL tipi pasif filtre	75
Şekil 3.53. Kapalı çevrim kontrol sistemi blok diyagramı	76
Şekil 3.54. Dijital PI kontrolörün blok diyagramı	77
Şekil 3.55. Temel FPGA mimarisi	80
Şekil 3.56. System generator ikonu	82
Şekil 3.57. Genesys-2 FPGA kartı.....	83
Şekil 3.58. IR2113 entegresinin kullanılmasıyla oluşan yarım köprü.....	84
Şekil 3.59. IR2113 entegresinin kullanılmasıyla oluşan tam köprü	85
Şekil 3.60 Önerilen çalışmanın protitip şeması	86
Şekil 3.61. Sıfır akım sınırlaması (ZCS) için kullanılan 4 μ H indüktör.....	87
Şekil 3.62. Temel bir MOSFET hücresinin dikey ve düzlemsel görünümü.....	88
Şekil 3.63. MOSFET genel gösterim ve eş değer devresi	88
Şekil 3.64. Bir MOSFET anahtarın, anahtarlama periyodu boyunca akım, gerilim ve kayıplarını gösteren grafikler	89
Şekil 3.65. Endüktif yüke sahip bir güç MOSFET'in tipik anahtarlama devresi	91

Şekil	Sayfa
Şekil 3.66. MOSFET ve IGBT güç-frekans diyagramı	93
Şekil 3.67. EC 52/24/14 çekirdeğinin fiziksel boyutları	94
Şekil 3.68. L_1 (2.54 mh) indüktörü	95
Şekil 3.69. L_2 (31.6 μ H) indüktörü	95
Şekil 3.70. Termal dirençlere dayanan bir eşdeğer devre.....	96
Şekil 3.71. Isı iletim yolunu silikon cihazdaki bir bölgeden çevreye modelleyen Çok katmanlı bir soğutucu yapısı.....	96
Şekil 3.72. Güç yarı iletkenleri, modülleri ve disk hücreleri için ısı alıcıları ve soğutma profilleri örnekleri.....	97
Şekil 3.73. Termal direnç ve hacimlere göre mevcut soğutucuların seçimi.....	99
Şekil 3.74. Sinüzoidal darbe genişlik modülasyonunun oluşturulması	101
Şekil 3.75. Değişken frekanslı PWM bloğu	103
Şekil 3.76. 25 kHz-40 kHz değişken frekans ve duty sinyali.....	103
Şekil 3.77. 25 kHz-40 kHz sinüzoidal dalga formu ile frekansın değişimi.....	104
Şekil 4.1. Benzetim çalışması genel şeması	110
Şekil 4.2. Sabit ışınlamalı $G = 1000 \text{ W / m}^2$ ve sabit sıcaklık $T = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ olan 1 kW FV dizisinin simüle P-V ve I-V karakteristik eğrileri.....	111
Şekil 4.3. Simülasyonda kullanılan sinyal oluşturma bloğu ile oluşturulmuş farklı ışınma değerleri ($G = 1000 \text{ W/m}^2$, 750 W/m^2 , 500 W/m^2 , 250 W/m^2 , $T_a = 25 \text{ }^\circ\text{C}$)	111
Şekil 4.4. Sabit sıcaklıkta FV dizi modelinin benzetilmiş P-V ve I-V karakteristik eğrileri ($G = 1000 \text{ W/m}^2$, 750 W/m^2 , 500 W/m^2 , 250 W/m^2 , $T_a = 25 \text{ }^\circ\text{C}$)...	112
Şekil 4.5. Farklı sıcaklık değerlerinde ve sabit bir ışınlamada FV dizi modelinin benzetilmiş P-V ve I-V karakteristik eğrileri ($T_a = 25 \text{ }^\circ\text{C}$, $35 \text{ }^\circ\text{C}$, $55 \text{ }^\circ\text{C}$, $75 \text{ }^\circ\text{C}$, $G = 1000 \text{ W/m}^2$).....	113
Şekil 4.6. FV panelin giriş gücü	113
Şekil 4.7. DA/DA yükselteç ve MGNİ genel benzetim şeması.....	114

Şekil	Sayfa
Şekil 4.8. YL250P-29b modülü için güç ve gerilim grafiği (1KW/m ² , 25 °C)	115
Şekil 4.9. DA/DA yükselten dönüştürücünün modeli	116
Şekil 4.10. MGNİ algoritması kullanılarak FV çıkış gücü üzerindeki zaman değişimi ile değişken ışıınım verilerinin etkisini gözlemlemek için MATLAB simülasyon modeli	116
Şekil 4.11. Nominal değerde DA/DA yükselten dönüştürücü çıkış gerilimi	117
Şekil 4.12. Farklı ışıınımlarda DA/DA yükselten dönüştürücü çıkış gerilimi	117
Şekil 4.13. DA/DA yükselten dönüştürücü çıkış akımı.....	117
Şekil 4.14. Evirgeç genel benzetim şeması	119
Şekil 4.15. MATLAB / Simulink kullanarak tek fazlı tam köprü evirgecin benzetim devresi	120
Şekil 4.16. CSFPWM evirgecin MOSFET darbe tetikleri	120
Şekil 4.17. Tek fazlı köprü evirgecin filtresiz çıkış akımı.....	121
Şekil 4.18. Tek fazlı köprü evirgecin filtresiz çıkış gerilimi	121
Şekil 4.19. Tek fazlı köprü evirgecin filtresiz çıkış gerilimi ve çıkış akımı.....	122
Şekil 4.20. Tek fazlı köprü evirgecin çıkışındaki filtrelenmemiş gerilim ve akımının FFT analizine göre THB değerleri	122
Şekil 4.21. Pasif filtre genel benzetim şeması	123
Şekil 4.22. Tek fazlı tam köprü evirgecin LCL tipi pasif filtreli benzetim devresi.	124
Şekil 4.23. Sönümsüz LCL filtrenin frekans ve genlik cevapları.....	124
Şekil 4.24. Kapasitör yolunda sönümlleme direncine (R_C) sahip LCL filtrenin frekans ve genlik cevapları	125
Şekil 4.25. Sönümlü ve sönümsüz LCL filtrenin frekans ve genlik cevapları	125
Şekil 4.26. LCL Filtrenin 3 boyutlu MESH çizimi	126
Şekil 4.27. LCL Filtrenin 3 boyutlu SURF çizimi	126
Şekil 4.28. Tek fazlı köprü evirgecin LCL filtreli çıkış akımı	127

Şekil	Sayfa
Şekil 4.29. Tek fazlı köprü evirgecin LCL filtreli çıkış gerilimi.....	127
Şekil 4.30. Tek fazlı köprü evirgecin LCL pasif filtreli çıkış gerilimi ve 10*çıkış akımı	128
Şekil 4.31. Tek fazlı köprü evirgecin CSFPWM için LCL filtreli çıkış gerilim ve akımının FFT analizine göre THB değerleri	128
Şekil 4.32. Benzetim için kullanılan dijital PI gerilim kontrolörü ile doğrusal olmayan yüke bağlı evirgeç sisteminin blok diyagramı	130
Şekil 4.33. PI denetleyicinin blok diyagram gösterimi	131
Şekil 4.34. PI denetleyici çıkışı	131
Şekil 4.35. PI denetleyicinin sinüs dalga ile referansının blok gösterimi.....	131
Şekil 4.36. CSFPWM ve VSFPWM genel benzetim şeması	132
Şekil 4.37. 25 kHz-40 kHz sinüzoidal dalga formu ile frekansın değişimi.....	133
Şekil 4.38. VSFPWM evirgecin MOSFET darbe tetikleri	133
Şekil 4.39. Evirgecin S_1 anahtarı üzerindeki gerilim ve akım grafiği.....	134
Şekil 4.40. Evirgecin S_4 anahtarı üzerindeki gerilim ve 40*akım grafiği.....	134
Şekil 4.41. Tek fazlı köprü evirgecin VSFPWM için LCL filtreli çıkış gerilimi ve 10*çıkış akımı	135
Şekil 4.42. Tek fazlı köprü evirgecin VSFPWM için LCL filtreli çıkış gerilim ve akımının FFT analizine göre THB değeri.....	135
Şekil 4.43. Kullanılan devrelerin gerilim THB değer ve karşılaştırılmaları	136
Şekil 4.44. Kullanılan devrelerin akım THB değer ve karşılaştırılmaları	136
Şekil 4.45. CSFPWM devresinde S_1 MOSFET’inde 1000 W güç için 480 ms – 500 ms zaman diliminde oluşan kayıplar	138
Şekil 4.46. VSFPWM devresinde S_1 MOSFET’inde 1000 W güç için 480 ms – 500 ms zaman diliminde oluşan kayıplar	138
Şekil 4.47. CSFPWM devresinde S_2 MOSFET’inde 1000 W güç için 480 ms – 500 ms zaman diliminde oluşan kayıplar	139

Şekil	Sayfa
Şekil 4.48. VSFPWM devresinde S_2 MOSFET’inde 1000 W güç için 480 ms – 500 ms zaman diliminde oluşan kayıplar	139
Şekil 4.49. CSFPWM devresinde S_3 MOSFET’inde 1000 W güç için 480 ms – 500 ms zaman diliminde oluşan kayıplar	140
Şekil 4.50. VSFPWM devresinde S_3 MOSFET’inde 1000 W güç için 480 ms – 500 ms zaman diliminde oluşan kayıplar	140
Şekil 4.51. CSFPWM devresinde S_4 MOSFET’inde 1000 W güç için 480 ms – 500 ms zaman diliminde oluşan kayıplar	141
Şekil 4.52. VSFPWM devresinde S_4 MOSFET’inde 1000 W güç için 480 ms – 500 ms zaman diliminde oluşan kayıplar	141
Şekil 4.53. Benzetim çalışmasının tek periyot için anahtarlama kayıplarının karşılaştırılması.....	143
Şekil 4.54. Önerilen sistemin CSFPWM için verim grafiği.....	143
Şekil 4.55. Önerilen sistemin VSFPWM için verim grafiği.....	144
Şekil 4.56. Benzetim çalışmasının tüm istem için verim karşılaştırılması.....	144
Şekil 4.57. Önerilen güç devresinin PROTEUS protitip şeması	146
Şekil 4.58. Giriş ve filtre bobinleri	146
Şekil 4.59. Değişken frekanslı evirgeç tasarım devresinin montajı	147
Şekil 4.60. Önerilen devrenin deney düzeneğinin görünümü	149
Şekil 4.61. Deneysel çalışma için kullanılan anahtar tetik sinyallerinin üretim bloğu	150
Şekil 4.62. FPGA’dan üretilen deneysel çalışma için kullanılan sabit frekanslı S_1 anahtar tetik sinyalleri	151
Şekil 4.63. Sabit frekans için FPGA tarafından üretilen kapı darbeleri (Sırasıyla S_1 - S_2 - S_3 - S_4).	151
Şekil 4.64. Sabit frekans için FPGA tarafından üretilen kapı darbelerinin çapraz görünümü (Sırasıyla S_1 - S_4 ve S_2 - S_3).	152
Şekil 4.65. Sabit frekans için FPGA tarafından S_1 - S_3 ve S_2 - S_4 anahtarları için üretilen kapı darbelerinin görünümü	152

Şekil	Sayfa
Şekil 4.66. 40 kHz filtresiz devrenin giriş akımı ve giriş gerilimi	153
Şekil 4.67. Tek fazlı köprü evirgeç güç devresinin filtresiz çıkış gerilimi.....	153
Şekil 4.68. Tek fazlı köprü evirgeç güç devresinin filtresiz çıkış akım ve gerilimin FFT grafiği.....	153
Şekil 4.69. CSFPWM için devrenin giriş akımı ve giriş gerilimi.....	154
Şekil 4.70. Sabit frekans için S_1 anahtarın akım ve gerilim grafiği	154
Şekil 4.71. Sabit frekans için S_4 anahtarın akım ve gerilim grafiği	155
Şekil 4.72. CSFPWM için devrenin çıkış akımı ve çıkış gerilimi.....	155
Şekil 4.73. CSFPWM tek fazlı köprü evirgeç güç devresinin LCL filtreli çıkış akım ve gerilimin FFT grafiği	156
Şekil 4.74. FPGA'dan üretilen deneysel çalışma için kullanılan değişken frekanslı S_1 anahtar tetik sinyalleri.....	156
Şekil 4.75. Değişken frekans için FPGA tarafından üretilen kapı darbeleri (Sırasıyla S_1 - S_2 - S_3 - S_4).....	157
Şekil 4.76. Değişken frekans için FPGA tarafından üretilen kapı darbelerinin çapraz görünümü (Sırasıyla S_1 - S_4 ve S_2 - S_3).....	157
Şekil 4.77. Değişken frekans için FPGA tarafından S_1 - S_3 ve S_2 - S_4 anahtarları için üretilen kapı darbelerinin görünümü	158
Şekil 4.78. VSFPWM için devrenin giriş akımı ve giriş gerilimi	158
Şekil 4.79. Değişken frekans için S_1 anahtarın akım ve gerilim grafiği.....	158
Şekil 4.80. Değişken frekans için S_4 anahtarın akım ve gerilim grafiği	159
Şekil 4.81. VSFPWM için devrenin çıkış akımı ve çıkış gerilimi	159
Şekil 4.82. VSFPWM tek fazlı köprü evirgeç güç devresinin LCL filtreli çıkış akım ve gerilimin FFT grafiği	160
Şekil 4.83. Deneysel çalışmanın verim karşılaştırılması.....	160
Şekil 4.84. FPGA tarafından MOSFET tetikleri için üretilen sabit frekans ve değişken frekanslı sinyallerin sonuçlarının karşılaştırılması.....	161

Şekil 4.85. FPGA tarafından MOSFET tetikleri için üretilen sabit frekans ve değişken frekanslı sinyallerin deneysel sonuçlarının karşılaştırılması. 162

Şekil 4.86. Sabit frekans ve değişken frekanslı sinyallerin S_1 anahtar üzerindeki akım ve gerilim grafiklerinin karşılaştırılması 162





SİMGELER VE KISALTMALAR

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

Simgeler	Açıklama
A	Amper
A_r	Modülasyon endeksi pik genliği
C_b	Çekirdek taban kapasitansı
C_{ds}	Drenaj-kaynak kapasitansı
C_f	Filtre kondansatörü
C_{gd}	Geçit-drenaj kapasitansı
C_{gs}	Geçit-kaynak kapasitansı
d	Görev döngüsü
$e[k]$	k. örneğin hatası
f	Frekans
f_o	Evirgeç çıkış frekansı
f_r	Referans sinyalin frekansı
f_{res}	Rezonans frekansı
f_s	Şebeke frekansı
f_{sw}	Anahtarlama frekansı
Hz	Hertz
I_D	Diyot akımı
I_o	Diyot satursayon akımı
I_{pv}	Diyota paralel bağlanmış akım kaynağı
I_r	Işık yoğunluğu
I_{sc}	Kısa devre akımı
k	Boltzman sabiti
k_a	Sönümlleme sabiti
kHz	KiloHertz

Simgeler

Açıklama

K_i	İntegral kazanç katsayısı
K_p	Oransal kazanç katsayısı
L_1	Evirgeç tarafı indüktör
L_2	Yük/şebeke tarafı indüktör
m	Evirgecin modülasyon faktörü
P_n	Aktif güç
P_o	Çıkış gücü
r	L_1 ile L_2 arasındaki oran
R_A	Toplama direnci
R_c	Sönümlleme direnci
R_{ch}	Kanal direnci
R_D	Kayma bölgesi direnci
R_j	İki cisim arasındaki “JFET” bileşen direnci
R_L	Yük direnci
R_p	Paralel direnç
R_{se}	Seri direnç
R_{source}	Kaynak difüzyon direnci
R_{sub}	Yüzey direnci
$R_{(th)JA}$	Birleşme-ortam termal direnci
$R_{\theta ca}$	Ortam arası termal direnç
T_c	Hücre sıcaklığı
T_j	Bağlantı sıcaklığı
$T_{j(max)}$	Maksimum bağlantı sıcaklığı
t_{on}	Anahtar açık kalma süresi
t_{off}	Anahtar kapalı kalma süresi
$T_{\dot{O}}$	Örnekleme zamanı
t_{rr}	Ters toparlanma süresi

Simgeler

Açıklama

T_{sw}	Evirgecin anahtarlama süresi
$u[k]$	k. örnek için PI kontrolcü çıkışı
V	Gerilim
V_{dc}	Evirgeç giriş gerilimi
V_{ds}	Tahliye gerilimi
V_{gs}	Geçit kaynağı gerilimi
$V_{gs(th)}$	Geçit eşik gerilimi
V_{in}	Giriş gerilimi
V_{LL}	Evirgeç çıkışının hat gerilimi
V_{mp}	Maksimum güç noktası
V_{oc}	Açık devre gerilimi
V_{ph}	Evirgeç çıkışının faz gerilimi
V_{pv}	Hücre gerilimi
W_{iletim}	Anahtarın iletimde olduğu sürede harcanan enerji
W_{off}	Anahtarın kesime girme süresince harcanan enerji
W_{on}	Anahtarın iletime girme süresince harcanan enerji
Z_b	Temel baz empedansı
ω_c	Kesim frekansı
ω_{res}	Açısal rezonans frekansı
ω_s	Şebeke açısal frekansı
q	Elektron yükü
Q	Kalite faktörü
ΔI_L	Giriş akım dalgalanması
η	Verim

Kısaltmalar	Açıklama
AA	Alternatif Akım
AKE	Akım Kaynaklı Evirgeç
C	Kondansatör
CSFPWM	Sabit Anahtarlama Frekanslı Darbe Genişlik Modülasyonu
DA	Doğru Akım
DGM/PWM	Darbe Genişlik Modülasyonu
DSP	Dijital Sinyal İşleme
D&G	Değiştir ve Gözle
EKÇ	Empedans Kaynaklı Çevirici
EMI	Elektromanyetik Girişim
FFT	Hızlı Fourier Dönüşümü
FPGA	Alanda Programlanabilir Kapı Dizinleri
FV	Fotovoltaik
GEPA	Güneş Enerjisi Potansiyel Atlası
GKE	Gerilim Kaynaklı Evirgeç
HDL	Donanım Tanımlama Dili
IGBT	Yalıtılmış Kapı Bipolar Transistör
MGN	Maksimum Güç Noktası
MGNİ	Maksimum Güç Noktası İzleyici
MOSFET	Metal Oksit Yarı-iletkenli Alan Etkili Transistör
PI	Oransal İntegral
SPWM	Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu
THB	Toplam Harmonik Bozulma
VHDL	Yüksek Hızlı Donanım Tanımlama Dili
VSFPWM	Değişken Anahtarlama Frekanslı Darbe Genişlik Modülasyonu
YEGM	Yenilenebilir Enerji Genel Müdürlüğü
ZCS	Sıfır Akımda Anahtarlama
ZVS	Sıfır Gerilimde Anahtarlama

EKLER DİZİNİ

	Sayfa
Ek 1. Güç devresi PCB çizimi.....	173
Ek 2. IRFP460 güç MOSFET anahtarının kataloğu.....	174
Ek 3. EC 52/24/14 çekirdeğinin kataloğu.....	175
Ek 4. IR2113 entegre kataloğu.....	177
Ek 5. Sheet-Scan ile IRFP460 MOSFET tanımlaması.....	178





1. GİRİŞ

Enerji üretimi ve sömürüsü dünya çapında her geçen gün yoğun ilgi görüyor. Üç tür elektrik üretimi vardır: fosil yakıt, nükleer enerji ve yenilenebilir enerji kaynakları. Geleneksel enerji üretim kaynakları olarak bilinen fosil yakıtlar, elektrik üretmek için yakıldıklarında çok sayıda zararlı gaz çıkarırlar ve çevre kirliliğine neden olmaktadır. Karbondioksit ve kükürt oksit emisyonu, küresel ısınmanın ve asit yağmurunun ana nedenidir. Bu durum, bol ve kirlilik içermeyen, çevre zararlarından kaçınmak ve artan enerji talebini karşılamak için güneş, rüzgar, biyokütle, hidroelektrik, biyoyakıt ve jeotermal gibi yenilenebilir enerji kaynaklarına ihtiyaç duyulmasına yol açmış ve araştırmıştır (Liu, 2016). Yenilenebilir enerji kaynaklarının, kaynak kısıtlamaları ve çevresel etkiler göz önünde bulunduğunda sürdürülebilir kalkınma ile daha uyumlu olduğu belirlenmiştir. Güneş Fotovoltaik (FV) en hızlı gelişen yenilenebilir enerji kaynaklarından biridir ve ışıktan elektrik üretmek için kullanılır. FV teknolojisi zararlı gazlar içermeyen, gürültü ve kirlilik olamadan, yakıt gerektirmeyen, basit, güvenilir ve daha az bakım gerektiren uzun ömürlü yapılardır. Bunun gibi avantajlarının bilinmesinin yanında FV sistemin uygulanması için geniş alan gerekliliği, enerji ihtiyacının fazla olduğu zamanlarda ışıma miktarının az olması ve maliyetinin yüksek olması ile FV panellerin verimlerinin düşük olması gibi dezavantajlar da barındırmaktadır. Bir FV sistemi, bağımsız bir sistem olarak çalıştırılabilir ya da entegre bir sistem oluşturmak amacıyla şebekeye bağlanabilir ya da dağıtılmış herhangi bir yenilenebilir enerji kaynağına bağlanabilir. Günümüzde, FV beslemeli bağımsız sistemler, ev içi aydınlatma, su pompaları vb. orta güç uygulamalarında kullanılmaktadır (Rashid, 2015). FV sistem, istenen bir DA gerilimi elde etmek için seri olarak bağlanmış birkaç FV hücre içeren FV modülünden oluşur. FV paneller, oluşan gücü daha verimli bir şekilde sağlamak için güç dönüştürücülerinde kullanılır.

FV modülün doğrusal olmayan özelliği ve ortam koşullarının bağımlılığı nedeniyle ve FV panellerinden elde edilen gerilim, radyasyonun yoğunluğuna bağlı olarak değiştiğinden, bu gerilim değerini ayarlamak için bir DA/DA dönüştürücü gerekir. Ek olarak, bir DA/DA dönüştürücü genellikle radyasyon yoğunluğuna bağlı olarak maksimum güç noktası izleyicisi (MGNI) noktasındaki FV panellerini çalıştırmak

için kullanılır. Bir başka deyişle değişik çevre koşullarında FV panellerden maksimum gücü elde etmek için panellerin belli çevre koşullarına denk gelen MGN'da çalışmasını sağlamak önemlidir.

MGNİ işlemi için farklı türlerde DA/DA dönüştürücüler (Buck, Boost, Buck-Bosst, Cûk, Sepic, vb.) kullanılmıştır. FV panel özelliklerinden, güneşin belli bir gerilim ve akım değerinde maksimum güce sahip olduğu bilinmektedir. Bundan dolayı DA/DA çeviriciler, elektrik yükünü sürekli güneş pilinden maksimum güce sahip olacak şekilde ayarlamak için kullanılır. Bu biçimde, enerji çıkarımı ve FV sistemlerinin verimliliği artmaktadır. Birçok MGNİ algoritması ve farklı tipte kontrol yöntemleri geliştirilip uygulanmıştır. Bu yöntemler karmaşıklık, maliyet, etkinlik aralığı, gerekli sensörler, yakınsama hızı, uygulama donanımı ve diğer açılardan farklılık gösterir. Değiştir ve Gözle (D&G) , bulanık mantık kontrolü, artımlı iletkenlik, sinir ağı gibi algoritma çeşitleri vardır.

FV paneller DA kaynağı olduğundan dolayı bu enerjiyi bağımsız modda veya şebekeye bağlı uygulamalarda kullanılan AA gerilimine dönüştürmek için evirgeç gerekir. Eviricinin giriş gerilimi DA olduğundan dolayı FV panel ya direkt eviriciye bağlanabilir ya da evirici ile panel arasına DA/DA çevirici, batarya tarzı sistemler yerleştirilerek güç kontrolü sağlanabilir. Kare dalga çıkışlı evirgeçlerin yapımı kolay ve ucuz olsa da performans ve güvenilirlik açısından sinüzoidal evirgeçlerden daha geride kalıyorlar.

Bir evirgeç devresinde güç devresi ve kontrol devresi vardır. Güç devresi MOSFET veya IGBT anahtarları kullanılarak yapılır. Bu anahtarları değiştirmek için uygun bir kontrollü devre gereklidir. Verimliliği maksimize edip toplam harmonik bozulmasını (THB) azaltırken saf sinüs dalgası AA gerilim sağlamak için sinüzoidal darbe genişlik modülasyon (SPWM) kontrol yönteminin kullanılmasında fayda vardır.

Evirgeç, sürekli anahtarlama işlemlerinin gerçekleştiği güçlü bir elektronik cihazdır. Dolayısıyla, ondan üretilen güç, sürekli anahtarlama işlemi nedeniyle, içinde harmonikler içerir. Bu harmonikler dağıtım tarafında yükte ciddi hasara neden olabilir, bu nedenle pasif güç kalitesini artırmak için pasif LCL filtresi, harmonikleri azaltmak ve yük tarafında daha iyi bir güç kalitesi sağlamak için ızgara ve yük arasında kullanılır. LCL filtresi, sistem kararlılığını etkileyen rezonans bir tepe sunar. Literatürde L tipi filtre, LC tipi filtre ve LCL tipi pasif filtre tasarımları önerilmiştir. L filtresi kullanılarak,

harmonikleri yeterince azaltmak için evirici anahtarlama frekansının yüksek bir değere sahip olması gerekir. Büyük dereceli, LC filtrenin hacimli boyutu bir dezavantaj olarak işlev görür ve böylece sisteme daha fazla stabilite sağlayan ve L ile LC tipi filtreye kıyasla daha ucuz olan LCL filtresi kullanılması daha avantajlı bulunur. LCL filtresi genellikle, büyük harmonikler bastırma kabiliyeti nedeniyle küçük L ve C değerlerinde bile iyi bir zayıflama oranı sağlayabilir.

Sabit anahtarlama frekansı PWM (CSFPWM), basitlik nedeniyle tek fazlı evirgeçlerde yaygın olarak uygulanmıştır. Bununla birlikte, CSFPWM'de anahtarlama frekansı seçimi doğası gereği verimlilik ve THB arasında bir değişimdir. Yüksek anahtarlama frekansı şüphesiz THB'yi iyileştirir, indüktörlerin ve kapasitörlerin boyutunu azaltarak güç yoğunluğunu artırır. Bununla birlikte, CSFPWM, genel evirgeç verimliliğini azaltan ve anahtarlama kayıplarının artmasıyla ortaya çıkmaktadır. Anahtarlama frekansını sabitlemek yerine, değişken anahtarlama frekansı PWM (VSFPWM) önerilmiştir. Yaygın olarak kullanılan CSFPWM yöntemleriyle karşılaştırıldığında, VSFPWM yöntemlerinin daha fazla yararları vardır. VSFPWM, çok çeşitli frekans değişikliklerini yapabilir ve anahtarlama kayıplarını azaltarak daha iyi verimlilik elde edebilir. Değişken anahtarlama frekansı kontrolü, geçerli dalgalanma tepe değerini artırmadan, güç kalitesi gerekliliklerini yerine getirme öncülünde önerilen anahtarlama metodu sadece anahtarlama kaybını azaltmak ve verimliliği arttırmakla kalmaz, aynı zamanda anahtarlama frekansı değişimi ile yapılan EMI'yi etkin bir şekilde azaltır. Sabit anahtarlama frekansı PWM (CSFPWM) ile karşılaştırıldığında, VSFPWM, gerilim kaynaklı evirgeç (GKE) sisteminin anahtarlama kayıplarını ve EMI'sini iyileştirebilir.

Güç elektroniği devrelerinde işlemlerin daha hızlı bir biçimde gerçekleştirilebilmesi için çok iyi bir donanıma gereksinim vardır. Alanda Programlanabilir Kapı Dizisi (Field Programmable Gate Array) (FPGA) giriş ve çıkışta meydana gelen gecikmeleri kontrol edebilme özelliği sayesinde işlemin gerçekleştirilebilmesi için yüksek bir hız sağlayabilmektedir (Ay, 2019). FPGA, donanım tanımlayıcı bir dil HDL kullanılarak tasarlanmış dijital devrelere göre yeniden yapılandırılabilir bir dijital mimari cihazdır.

Tez çalışmasında aşağıda konular gerçekleştirilmiştir.

- 1- Her konu ile ilgili güncel literatür taraması yapılmıştır.
- 2- MOSFET için katalog değerleri girilip gerçek değere yakın analiz yapılmıştır.
- 3- Önerilen sistemde filtre tasarımı (bobin sarımları) ve soğutucu tasarımı yapılmıştır.
- 4- Benzetim çalışması için değişken frekans, MATLAB/Simulink ve ANSYS/Simplorer yazılımlarında üretilmiştir.
- 5- Deneysel çalışma için değişken frekans, Xilinx bloklarıyla oluşturulmuş ve FPGA kartına gömülmüştür.
- 6- Deneysel çalışma prototipi için Proteus programından baskı devre çizimi yapıp devre montajı gerçekleştirilmiştir.
- 7- Benzetim ve deneysel çalışma sonucunda istenilen grafikler çizdirilmiştir.

Tez çalışmasında gerçekleşen konuları sıraladıktan sonra bu tez için yapılan çalışmalar bölümlere ayrılarak aşağıdaki şekilde açıklanmıştır.

Tezin içeriği beş bölümden oluşmaktadır.

Birinci bölümde “Giriş” başlığı altında, önerilen sistem ve tezin konusu olan değişken frekans hakkında genel bilgilerden bahsedilmiştir.

İkinci bölümde “Kaynak Bildirileri” başlığı altında literatür taraması yapıp, tüm sistemin kullanım ve uygulama alanları incelenmiştir.

Üçüncü bölümde “Materyal ve Yöntem” başlığı altında FV sistem, DA/DA dönüştürücüler, MGNİ, evirgeç, filtre, PI denetleyici, FPGA, soğutucu tasarımı, MATLAB ve ANSYS yazılımları, Sheet-Scan, CSFPWM ve VSFPWM konularına yer verilmiştir.

Dördüncü bölümde “Bulgular” başlığı altında benzetim ve deneysel çalışmaların sonuçlarını aktarılmıştır.

Beşinci bölümde ise “Tartışma ve Sonuçlar” başlığı altında tez çalışmasında ortaya çıkan benzetim ve deneysel çalışmaların sonuçları, tecrübe ve kazanımlardan bahsedilmiştir.

2. KAYNAK BİLDİRİŞLERİ

Kjær (2005), yaptığı tez çalışmasında, FV modülünden şebekeye elektrik enerjisini dönüştürmek için yeni ve ucuz konseptler geliştirmeyi amaçlamıştır. Bu nedenle, tek bir FV modülünü şebekeye bağlamak için kullanılan inverter teknolojileri alanında araştırmalar yapmıştır. İnverter düşük maliyet, yüksek güvenilirlik ve seri üretime odaklanarak geliştirilmiştir. Proje, FV modülünün bir analizini, analize ve ulusal ve uluslararası standartlara dayanan bir spesifikasyonu ve farklı invertör topolojilerinin son teknoloji analizini içerir. İki yeni topoloji keşfetmiş ve daha fazla tasarım için bir topoloji seçmiştir. Yardımcı devrelere sahip inverter tasarlanmış ve bir prototip üretilmiştir. Prototip Teknologisk Institut'un test tesislerinde test edilmiştir. Projenin, kısa sürede kitlesel olarak üretilebilen bir invertör ile sonuçlandığı açıklamıştır.

Loh ve Holmes (2005), çalışmalarında çoklu döngü kontrol stratejileri, kesintisiz güç kaynakları ve dağıtılmış güç üretimi için şebeke arayüzleri dahil olmak üzere güç dönüştürme uygulamaları için hem gerilim kaynağı hem de akım kaynağı topolojilerinin güç invertörlerini kontrol etmek için yaygın olarak kullanıldıklarını belirtmişlerdir. Bununla birlikte, bu kontrol stratejileri, bağımsız yeni gelişmeler olarak sunulan diğer uygulamalar için stratejilerle birlikte, belirli bir uygulama için geliştirilmiş ve karşılaştırmalı olarak değerlendirilme eğilimindedir. Bu makale, birçok yaygın olarak benimsenen sistem konfigürasyonları için alternatif geri besleme kontrol değişkenleri kullanarak, benzerlikleri vurgulayarak ve birçok çok döngü kontrollü inverter sisteminde uygulanabilir genelleştirilmiş optimal kontrol değişkeni seçim kriterini belirleyerek farklı çoklu döngü kontrol yaklaşımlarının genel bir analizini sunar.

Liserre ve ark. (2005), yaptıkları makalede, bir ön uç üç fazlı aktif doğrultucunun LCL filtresini tasarlamak için adım adım bir prosedür önermektedirler. Birincil hedef, anahtarlama frekansı dalgalanmasını makul bir maliyetle azaltmak ve aynı zamanda yüksek performanslı bir ön uç doğrultucu (hızlı dinamik tepki ve iyi stabilite marjı ile karakterize edilir) elde etmektir. Örnek bir LCL filtre tasarımı rapor edilmiştir ve bu tasarımdan elde edilen değerler kullanılarak bir filtre oluşturulmuş ve test edilmiştir. Yaptıkları çalışmanın deneysel sonuçları, tasarım prosedürünün hem LCL filtresi hem de doğrultucu kontrol cihazı için performansını göstermektedir. Sistem kararlıdır ve şebeke akımı harmonik içeriği hem düşük hem de yüksek frekans

aralıklarında düşüktür. Ayrıca, simülasyon ve deneysel sonuçlar arasında elde edilen iyi anlaşma önerilen yaklaşımı doğrulamaktadır. Bu nedenle, tasarım prosedürü ve simülasyon modeli, LCL filtresi tabanlı bir aktif doğrultucu tasarlamak için güçlü bir araç sağlarken, birkaç filtre prototipi oluşturmak zorunda kalabilecek deneme yanılma prosedürlerinden kaçınılması gerektiğinden bahsedilmiştir.

Efe (2006), gün geçtikçe ilerleyen teknoloji ile sistemdeki yükler çeşitlilik kazandığını belirtmiş, bu yüklerin her zaman lineer olması istendiğinden bahsetmiştir. Ancak son otuz beş yılda ilerleyen yarı iletken teknolojisinin büyük etkisi ile sistemdeki nonlineer yüklerde artış görülmüştür. Nonlineer yükler, akım ve gerilim karakteristiği doğrusal olmayan yüklerdir. Sistemdeki bu nonlineer yükler, sistemde harmonik akımlar ile gerilimlerin oluşmasına neden olurlar. Harmonik oluşumuna sebep olan başlıca yükler; güç elektroniği elemanları, transformatörler, kesintisiz güç kaynakları (UPS), dönüştürücüler ve yüksek güçlü endüksiyon motorlarıdır. Harmonikler sistemde ek enerji kayıplarına, ısınmalara, yalıtımlarının zarar görmelerine yol açarlar. Bu nedenlerden dolayı harmoniklerin oluşmadan veya oluşuktan sonra giderilmesi önem taşımaktadır. Harmoniklerin yok edilmesi için en önemli yöntem harmonik filtreler yoluyla harmoniklerin süzülmesidir. Bu çalışmada; öncelikle harmoniklerle ilgili temel bilgiler verilerek nasıl ve neden oluştukları, elektrik enerji sistemi üzerindeki etkileri ve filtreleme yöntemleri incelenmiştir. Daha sonra örnek bir elektrik enerji tesisinin modeli MATLAB programında oluşturulmuş, pasif filtrelerin etkisi incelenmiştir.

Yılmaz (2006), yaptığı tez çalışmasında, enerji kalitesi faktörüne olumsuz yönde etkileri olan harmoniklerin incelenmesini ele almıştır. İlk olarak enerji kalitesinin tarifinden yola çıkılarak, elektrik sistem harmoniklerinin tanımı, enerji kalitesi ile bağıntısı irdelenmiş, elektrik sistem harmoniklere dair temel büyüklüklerin tanımları ve formülleri üzerinde kısaca durulmuştur. İkinci bölümde harmoniklerin oluşmasına sebep olan harmonik kaynakları üzerinde durulmuş, bu kaynakların eşdeğer devreleri ve gerilim ile akımın zamanla değişim eğrileri ile harmonik spektrumları şekiller halinde verilmiştir. Sonraki bölümde harmoniklerin elektrik güç sistemi üzerindeki etkileri listelenmiş, bunlar detaylı olarak incelenerek sistem eşdeğer devreleri ve formülleri verilmiş olup harmonikleri sınırlandırmak için yapılan çalışmalardan bahsedilmiş, yaklaşık bir inceleme üzerinde durulmuştur. Dünyada kullanılan farklı standartlar ile ülkemizde geçerli olan normlar tablolar halinde sıralanmıştır ve yorumlanmıştır. İlerleyen bölümde

ise harmoniklerin yok edilebilmesi için kullanılacak filtrelerin tanımı, işlevleri ve türleri üzerinde durularak her bir türün detaylı incelemesi yapılmış, birbirlerine göre eksiklik ve üstünlükleri karşılaştırılmıştır. Filtre tasarım eşitlikleri verilerek elektrik sistem tasarımında harmonikleri yok edebilmek için uygulanabilecek basit bir analiz verilmiştir. Son bölümde ise tüm bahsi geçen konulardan elde edilen sonuçlar sıralanarak yorumlanmış, proje tasarım aşamasında alınabilecek tedbirler sunulmuştur.

Yu ve ark. (2009), yayınladıkları makalede şebekeye bağlı fotovoltaiik üretim sistemi için güç kalitesini artırmak, akım harmoniklerini azaltmak ve anahtarların frekansını azaltmak için değişken frekanslı bir akım kaynağı invertörü önermişlerdir. Şebekeye tam köprü anahtarları kullanarak alternatif akım çıkışı şeklinde enerji uygulamasının yanı sıra, bu topolojik yapı, görev oranını değiştirerek maksimum güç noktası izlemeyi tamamlayabilir. Değişken frekanslı akım kaynağı anahtarı PWM algoritması tarafından kontrol edilir ve bilgisayar simülasyonu ile kanıtlanabilecek şekildedir.

Mao ve ark. (2009), şebekeye bağlı fotovoltaiik uygulamada kullanılanlar gibi darbe genişlik modülasyonlu tek fazlı invertörler için anahtarlama frekansı seçimi genellikle toplam harmonik bozulmayı (THB) azaltmak ve anahtarlama kaybını azaltmak arasında bir değiş tokuştur. Bu makale çalışmasında yazarlar, değişken anahtarlama frekansı şemaları (anahtarlama frekansı temel bir süre içinde değişen anahtarlama şemaları) kullanarak belirli bir THB gereksinimini karşılarken anahtarlama kaybını en aza indirmek için de bir yaklaşımı tartışmaktadırlar. Zaman bölgesi akım dalgalanma analizine ve varyasyon hesabına göre optimal bir anahtarlama şeması önermişlerdir. Analiz, aynı THB gereksinimini karşılamak için, optimal şemanın, azaltılmış pik anahtarlama kaybı ve yayılma gibi diğer faydalara ek olarak, sabit anahtarlama frekansı şeması ve histerezis kontrol şemasına kıyasla anahtarlama kaybında önemli bir tasarruf sağladığını göstermektedir. Optimal şema bir prototipte uygulandı ve deneysel sonuçlar teorik analizi doğruladı. Ayrıca, tek-fazlı dönüştürücüler için filtre indüktörlerinin tasarlanması için basit bir tasarım yöntemi olan, zaman-alan akım dalgalanma analizine dayanılarak gerçekleştirileceği belirtilmiştir.

Kerekes (2009), sürekli artan tüketim, dağıtım şebekelerini ve elektrik santrallerini aşırı yüklediğinden, güç kullanılabilirliği, güvenliği ve kalitesi üzerinde olumsuz bir etkiye sahip olduğunu ve bunun üstesinden gelmek için birkaç çözüm

üretmeye çalışmış ve bu çözümlerden birinin, şebekeye bağlı fotovoltaiik (FV) sistemler olduğunu belirtmiştir. FV invertör sistemleri, transformatörsüz topolojiler kullanılarak verimlilik açısından iyileştirilebilir, ancak kaçak akımla ilgili yeni sorunların ele alınması gerekir. Kerekes'in bu tezinde sunulan çalışma, güneş panellerine zarar verebilecek ve güvenlik sorunları yaratabilecek kaçak akım olgusu ile ilgili transformatörsüz FV inverter sistemlerinin analizi ve modellenmesi ile ilgilidir. Bu araştırmanın ana görevi, standart gereksinimlere uymak ve insan etkileşimi için güvenli hale getirmek amacıyla PV invertör topolojilerinin kaçak akımını en aza indirmek için transformatörsüz topolojilerin ve kontrol stratejilerinin araştırılması ve doğrulanması olduğunu açıklamıştır. Kerekes yaptığı tez çalışmasını iki bölüme ayırmıştır. Bu tezde yapılan araştırmanın arka planı ve motivasyonuna odaklanmaktadır. Ayrıca, projenin hedefleri ve sınırlamaları sıralanmaktadır. Daha sonra şebekeye bağlı PV sistemlerine genel bakış, transformatörsüz inverterlere ve ilgili güvenlik sorunlarına odaklanarak şebekeye bağlı PV inverterleri hakkında genel bir bakış sunar. Birkaç ticari mono- ve çok kristalli PV panelin parazitik kapasitansı ölçülmüş ve simülasyonlarda kullanım için uygun bir değer tanımlanmıştır. Ayrıca, kaçak akım ölçümü için kullanılabilen iki ticari akım sensörü test edilmiştir. Toprak kaçak akımı ile ilgili olarak farklı invertör topolojilerinin ayrıntılı bir araştırması, transformatörsüz topolojilerin araştırılması, analiz edilen topolojiler için toprak gerilimi ve kaçak akımın gösterilmesi, topolojinin transformatörsüz PV sistemleri için uygun olup olmadığı sonucuna varılmıştır. PV invertör topolojilerindeki ortak mod gerilimi, tek ve üç fazlı PV invertör topolojilerinin ortak mod davranışını açıklayan tek ve üç fazlı transformatörsüz dönüştürücünün kaçak akım problemine ilişkin kapsamlı bir analizini sunar. PV dizisinin parazitik kapasitansından akar. Kerekes ilerleyen bölümlerde H-Bridge Sıfır Gerilim Doğrultucu topolojisi, DC bağlantısının orta noktasının şebekeye yalnızca Sıfır Gerilim döneminde bağlandığı H-Bridge Sıfır Gerilim Doğrultucu (HB-ZVR) adı verilen yeni bir invertör önerilmektedir. Bir diyot doğrultucu köprü ve bir anahtar vasıtasıyla. Bilinen transformatörsüz topolojilerin ve HB-ZVR'nin karşılaştırması, toprak harmoniklerine ve toprak kaçak akımına voltaja odaklanarak simülasyonlar kullanılarak gerçekleştirileceğini bildirmiştir. Ayrıca, simülasyonları doğrulayan deneysel sonuçları gösterip ve son olarak, karşılaştırılan topolojilerin verimlilik eğrisini ayrıntılı olarak açıklamıştır. Sonuç bölümünde, yapılan teorik ve deneysel sonuçlara dayanılarak nihai sonuç yazar tarafından sunulmuştur.

Afarulrazi ve ark. (2010), DA/AA dönüştürücü olarak da bilinen evirgecin, elektrikli cihazlarda doğrudan (DA) akımı, istenen çıkış voltajı ve frekansında alternatif akıma (AA) dönüştüren en popüler parçalardan biri olduğu sunulmuştur. Bu proje, Alan Programlanabilir Mantık Dizisi (FPGA) kullanılarak tek fazlı tam köprü invertörü için Tek Kutuplu Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonunun (SPWM) geliştirilmesini sunmaktadır. Unipolar SPWM, evirgecin çıkış gerilim büyüklüğünü kontrol etmek için kullanılır. 16 bit seri konfigürasyon cihazlarına sahip Altera DE2-70 kartı, SPWM invertörün uygulanması için kontrolör olarak kullanılmıştır. SPWM'nin açılış ve kapanış zamanlarının hesaplanması Matlab kullanılarak geliştirilmiş olup, önerilen FPGA-SPWM'yi doğrulamak için gerilim genliği düzenlemeleri gerçekleştirilmiştir.

Cha ve Vu (2010), günümüzde, LCL filtre tipinin, şebekeye bağlı gerilim kaynağı evirgeci (GKE) için çekici bir şebeke arayüzü haline gelip, LCL filtresi, L filtresinden daha küçük endüktans kullanarak akım harmoniklerinin zayıflamasını anahtarlama frekansı etrafında oluşturabileceğini belirtmişlerdir. Ayrıca, LCL filtresi kullanan sistemin şebeke empedansına bağlı olmadığını ve LC filtresi ile karşılaştırıldığında daha iyi bir çıkış tepkisine sahip olacağı kanısına varmışlardır. İlk olarak, bu çalışmada tek fazlı şebekeye bağlı Fotovoltaik (FV) evirgeç sistemi için çıkış LCL filtresinin bir analiz ve tasarım prosedürü sunulmaktadır. Teorik analiz nedeniyle, tasarlanmış L-filtreli LCL-filtre ile LC-filtre tabanlı tek fazlı şebekeye bağlı PV inverter sistemi arasında bir karşılaştırma yapılır. Karşılaştırma sonuçları filtrelerin teorik analizini ve etkinliğini doğrulamak için verilmiştir.

Karuppanan ve Mahapatra (2010), konvansiyonel ve basamaklı çok seviyeli PWM tek fazlı invertör için FPGA tabanlı kontrolörün geliştirilmesini araştırmaktadırlar. Geleneksel çok seviyeli invertör, H köprüsü ve iki tam H köprüsü tarafından inşa edilen basamaklı çok seviyeli invertör tarafından yapılır. FPGA mantık cihazını, kontrol devresinin donanım uygulaması için seçmişlerdir. VHDL dili, invertör anahtarlama stratejilerini modellemek için kullanılmıştır. Önerilen kontrolör, sırasıyla geleneksel çok seviyeli invertör ve kademeli çok seviyeli invertör için 4 ve 8 kontrol sinyali üretir. Bu invertörler 3 seviyeli ve 7 seviyeli çıkış voltajları sağlar. Matlab / Sistem jeneratörü ve XILINX, FPGA içine yerleştirilmiş kontrol devresinin simülasyon ve derleyici mimarisi olarak kullanılır. Filtreli bu invertör topolojileri harmonikleri azaltır ve yüksek verimlilikte çalışabilir.

Moacyr ve ark. (2011), makale çalışmalarında, Fotovoltaik (FV) panelden çıkarılan enerji miktarı, FV voltaj dalgalanması, dinamik tepki ve sensörlerin kullanımı ile ilgili anlamlı karşılaştırmalar yaparak en olağan MPPT teknikleri arasında dikkatli bir değerlendirme sunmaktadırlar. MATLAB/Simulink[®] aracılığıyla ve dijital olarak kontrol edilen bir takviyeden sonra DA/DA dönüştürücü uygulandı ve simülasyon sonuçlarını doğrulamak için bir Agilent Solar Array simülatörüne bağlandı. Prototip oluşturdular, algoritmaları dijital olarak geliştirdiler ve analiz edilen MPPT teknikleri için dinamik yanıtlar ve deneysel izleme faktörü (TF) dahil olmak üzere ana deneysel sonuçları da çalışma sonunda sundular.

Wu ve ark. (2013), şebekeye bağlı invertör için daha yüksek dereceli bir pasif güç filtresi (LLCL filtresi), bakır ve manyetik malzemenin maliyetini azaltma olasılığı nedeniyle endüstriyel uygulamalar için cazip hale gelineceğini söylüyorlar. Bununla birlikte, geleneksel LCL filtresine benzer şekilde, şebekeye bağlı invertör kontrol zorluklarıyla karşı karşıya olduğunu da belirtmişlerdir. Şebeke ve evirici arasındaki olası rezonansları bastırmak için aktif veya pasif bir sönümlenme önlemi uygulanabilir. Sert bir ızgaraya sahip bir uygulama için, basitliği ve düşük maliyeti nedeniyle genellikle pasif bir sönümlenme yöntemi tercih edilir. Bu makale, LLCL filtresi için düşük güç kaybına sahip yeni bir pasif sönümlenme düzeni sunmaktadır. Ayrıca, hem LCL filtresi hem de LLCL filtresi için etkili olan optimize edilmiş sönümlenme direnci değerini bulmak için basit bir mühendislik tasarım kriteri önermişlerdir. Farklı filtre kutuları için kontrol analizi ve güç kaybı karşılaştırması verilmiştir. LCL filtresi ile karşılaştırıldığında, önerilen pasif sönümlü LLCL filtresinin sadece toplam filtre endüktansını korumakla ve filtrenin hacmini azaltmakla kalmayıp, aynı zamanda sert bir ızgara uygulaması için sönümlenme güç kayıplarını da azaltabileceği sonucuna varmışlardır.

Reznik ve ark. (2014), Güç dönüştürücülerinin kullanımı, rüzgar, güneş veya hatta hidrojen bazlı bir yakıt hücresi gibi yenilenebilir enerji kaynaklarından şebeke şebekesine güç transferini maksimuma çıkarmada çok önemli olduğu konusunda hemfikirdirler. Evirici tarafından üretilen harmonikleri filtrelemek için genellikle bir eviriciyi elektrik şebekesine bağlamak için bir LCL filtresi kullanılır. LCL filtrelerini tanımlayan geniş bir literatür mevcut olmasına rağmen, sistematik bir tasarım metodolojisi sağlamada bir boşluk olmuştur. Ayrıca, delta ve wye bağlantılı kapasitörlerin olası topraklama alternatifleri üzerindeki etkilerini gösteren pratik

durumları dikkate alan bir durum-uzay matematiksel modelleme yaklaşımının eksikliği vardır. Reznik ve arkadaşları bu makale ile, harmoniklerin nasıl azaltılacağına dair kapsamlı bir çalışma ile şebekeye bağlı invertörler için bir LCL filtrenin tasarım yöntemini açıklamaktadırlar.

Raveendhra ve ark. (2014), yaptıkları çalışmada, 3 fazlı elektrik enerjisi üretimi için trafosuz FPGA kontrollü 2 Aşamalı PV Sistemi önermişlerdir. Mevcut şemada, AA gücü elde etmek için, güç koşullandırması iki aşamada önerilmiştir; yani birinci aşamada maksimum güç çıkarılacak ve ikinci aşamada DA gücü AA gücüne dönüştürülecektir. Bu araştırmada transformatörsüz FV sistemi için dönüşüm topolojisi önerilmiş ve sonuçları Xilinx sistem jeneratörü ile arayüzlenen MATLAB Simulink'te doğrulanmıştır. Güneş FV modüllerinden optimum DA gücü çıkarmak için MGNİ şarj kontrolörü tasarlamışlardır. Bu çalışma, sabit voltaj MGNİ şarj kontrolörü, $PM = 57^\circ$ ve $GM = 14.7\text{dB}$ olan dönüştürücünün küçük sinyal analizine dayanılarak tasarlanmıştır. Önerilen çok seviyeli evirgeç, konvansiyonel evirgeçle karşılaştırıldığında çok düşük hat gerilimi THB'leri sunar ve çok düşük olduklarını gözlemlediğinden, filtrenin daha az boyut ve maliyet gerektirdiğini ortaya çıkmış oldu.

Zhang ve ark. (2014), orantılı rezonans (PR) akım kontrol cihazının belirli bir frekansta (rezonans frekansı) kazanç sağlayıp sabit durum hatalarını ortadan kaldıracağını belirtmişlerdir. Bu nedenle, PR kontrol ünitesi şebekeye bağlı tek FV inverter akım kontrolüne başarıyla uygulanabilir. Aksine, bir PI denetleyicisi sabit durum hatalarına ve sınırlı bozulma reddetme yeteneğine sahiptir. L ve LC filtreleri ile karşılaştırıldığında, LCL filtresi mükemmel harmonik bastırma kabiliyetine sahiptir, ancak LCL filtresinin doğal rezonant zirvesi tüm sistemde kararsızlığa neden olabilir. Bu nedenle, sistemin kontrolünü iyileştirmek için sönümlendirme uygulanmalıdır. Kontrol biriminin ve LCL filtresinin bütün sistem olarak aktif olarak sönümlenmesi dikkate alındığında, kontrol cihazı tasarım yöntemini daha karmaşık hale getirir. Aslında, frekans yanıtları birbirini etkileyebileceğini ve geleneksel deneme-yanılma prosedürünün çok zaman alması ve tasarım sürecinin yetersiz olduğu üzerinde durulmuştur. Bu makale, PR denetleyicisi ile tüm sistem olarak kabul edilen LCL filtresi arasındaki frekans tepkisinin ayrıntılı bir analizini sunar. Ek olarak, kontrolör parametrelerinin tasarlanması ve LCL filtre aktif sönümlenmenin kondansatör akım geri besleme katsayısı faktörünün tasarlanması için sistematik bir yöntem sunar. Yeni yöntem sistemin istikrarlı sınırlarını karşılamaya

dayanıyor. Ayrıca, bu çalışma şebekenin invertör çıkış akımı üzerindeki etkisini de açıklıyor.

Sunita ve ark. (2016), küresel ısınma ve enerji güvenliği ile ilgili artan endişe ile temiz bir enerji kaynağına duyulan ihtiyacın artmasıyla, FV sistem en iyi yenilenebilir enerji kaynaklarından biri olarak görülmektedir. FV evirgeç, üretilen gücün ev aletlerinde ve şebekelerde kullanılabilmesi için AA akımını DA akımına dönüştürebilen Foto-Voltaik sistemin bir parçası olduğu vurgulanmıştır. Bu çalışmada FV invertörünün kontrol mekanizması olarak SPWM tekniği kullanılmıştır, farklı FPGA'lerin üç farklı frekanstaki davranışı analiz edilmiş ve en verimli bir sistem bulunmuştur. FV sisteminin performansı, ışınlama seviyesi, sıcaklık ve çevre etkisi gibi birçok faktöre bağlıdır. FV sisteminden maksimum güç çekilmesi için, bu çıkış yükü panelden maksimum güç alırken Maksimum Güç Noktası İzleyici (MGNI) kullanılmıştır. FV evirgeç için kontrol sinyali üretimi için bu çalışmada, VHDL üzerinde tasarlanmış olan bir sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu (SPWM) algoritması dijital tasarımı kullanılır ve SPWM algoritması tasarımı, sahada programlanabilir kapı dizisi (FPGA) üzerine uygulanır. Bu, gelişmekte olan ülkelerde de kolayca kullanılabilen, düşük maliyetli bir tekniktir.

Attia ve ark. (2017), geçmişte yapılan ve önerilen, fakat yüksek frekans maksimum anahtarlama frekansını geçerken düşük frekansların filtre ile rezonansa girebileceği geniş frekans spektrumunda değişen anahtarlama harmoniklerine yol açan, VSF PWM tasarımını karmaşıktırarak pratik kullanımlarını kısıtlayan, harmonik bozulma (THD) performansını ve evirgecin anahtarlama kayıplarını optimize etmek için değişken anahtarlama frekans PWM (VSFPWM) yöntemine karşı yaptıkları çalışmada, LCL filtreli tek fazlı evirgeç için sınırlı bant değişken anahtarlama frekansını PWM (CB-VSFPWM) sunmuşlardır. Anahtarlama frekanslarını pratik bir bant içinde sınırlandırarak, düşük anahtarlama kayıplı düşük akım THB'yi korurken filtre tasarımını daha kolay hale getirir. Önerilen VSF'nin üst ve alt bantlarının seçenekleri tanımlanır ve tasarım kriteri sunulur. Önerilen yöntemin, LCL filtresinin etkisi göz önüne alındığında, anahtarlama kayıplarında azalmaya ve mevcut THD'deki azalmaya izin verdiği bulunmuştur.

Li ve Jiang (2017), yaptıkları çalışmalarında iki seviyeli doğrultucuda DC-link voltaj dalgalanma kontrolü için değişken bir anahtarlama frekans PWM (VSFPWM) stratejisini önermişlerdir. DC-link voltaj dalgalanması doğrudan DC-link akımı

tarafından belirlenir ve PWM sinyalleriyle eşzamanlı olarak tahmin edilebilir. DC-link voltaj dalgalanmasının gerçek zamanlı bir tahmin modeli, ortak voltaj odaklı kontrol (VOC) PWM doğrultucu için türetilmiştir. Daha sonra, anahtarlama frekansı döngüsünü bir DC-link voltaj dalgalanma tepe değeri kısıtlamasıyla döngüsel hale getirecek şekilde değiştiren VSFPWM kontrolünü sunmuşlardır. Ayrıca, önerdikleri VSFPWM kontrol şeması kabul edildiğinde dinamik davranış da gözlenir. Ayrıntılı simülasyon ve deneysel karşılaştırmalar, önerilen yöntemin avantajlarını gösteren VSFPWM ve normal sabit anahtarlama frekansı PWM (CSFPWM) arasında gerçekleştirilir.

Chen ve ark. (2018), makale çalışmalarında, üç seviyeli evirgeçler için sabit anahtarlama frekansı PWM (CSFPWM) ile karşılaştırıldığında, değişken anahtarlama frekansı PWM (VSFPWM) yönteminin yapılan EMI azalmasını araştırmaktadırlar. DC bus voltajı, CSFPWM yönteminin anahtarlama frekansı ve modülasyon endeksi gibi birçok faktör, VSFPWM için yapılan EMI'nin azaltılması üzerindeki etkilerini araştırmak için dikkate alınır. DC bara voltajının, voltajın ne kadar yüksek olduğuna bakılmaksızın yapılan EMI'nin azaltılması ile ilgisi yoktur. Bununla birlikte, orijinal anahtarlama frekansı ve modülasyon endeksi, yapılan EMI azaltma üzerinde büyük etkiye sahiptir. CSFPWM için uygun taşıyıcı frekans ve modülasyon endeksi seçimi, karşılık gelen VSFPWM'nin gerçekleştirilen EMI'de büyük bir azalma elde etmesini sağlayabilir. Araştırmalarına göre en uygun çalışma koşulu, yapılan EMI'nin neredeyse 20dB azaltılabileceğini göstermek için tasarlanmıştır. İlgili deneysel sonuçlar analizle birlikte VSFPWM'nin, uygulanan EMI'yi CSFPWM'ye kıyasla azaltmada büyük avantajı olduğunu gözlemlemişlerdir.

Karaca ve ark. (2019), bu çalışmada, değişken ışınlama altında farklı güç değerleri üreten Fotovoltaik (FV) evirgeçler için kullanılan pasif filtreler analiz edilmiştir. FV evirgeçlerin çıkışında düşük harmonik içeriğe sahip bir sinüzoidal çıkış gerilimi elde etmek için pasif filtrelerin kullanılması esastır. Bu nedenle, Maksimum Güç Noktası İzleme (MGNI) ile çalışan FV evirgeçleri için L tipi, LC ve LCL tipi pasif filtreler tasarlanmış ve aynı koşullar altında Toplam Harmonik Bozulma (THB) analizleri yapılmıştır. Ayrıca, bu filtrelerin farklı ışınlamalarda ve dolayısıyla farklı güç değerlerinde çalışan FV evirgeçlerindeki davranışları gözlemlenmiş ve karşılaştırılmıştır. Çalışmada FV evirgeç için Perturb ve Observation (P&O) MGNI tekniği, çıkış voltaj kontrolü için klasik PI kontrolör kullanılmıştır. İlgili tasarım

çalışmalarından sonra, Matlab / Simulink programında 1kW nominal güce sahip tüm devre simüle edildi ve sonuçlar karşılaştırıldı.

Hataş ve ark. (2019), yaptıkları çalışmada, 5 seviyeli kademeli H-Köprü çok seviyeli evirgeç (CHB-MLI) için Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu (SPWM) tekniğinin Alan Programlanabilir Kapı Dizisi (FPGA) uygulamasını sunmaktadırlar. Karmaşık anahtarlama şemalarına sahip çok seviyeli invertörler (MLI) için hızlı ve kolay anahtarlama sinyalleri üretimi önemli bir konu olduğuna değinilmiştir. Buna ek olarak, paralel işleme nedeniyle, güç elektroniği alanında FPGA'ların kullanımı artmıştır. MATLAB-Simulink yazılımı ve Xilinx System Generator (XSG), CHB-MLI'yi analiz etmek ve FPGA'ya gömülü PWM sinyallerinin mimarisini üretmek için kullanılır. Digilent Genesys II FPGA kartına uygulandıktan sonra deneysel geçit sinyalleri dalga formları dijital osiloskopta gözlenmiştir.

Li ve ark. (2019), paralel gerilim kaynağı evirgeçlerin (GKE) birleştirilmiş indüktör tasarımı için yüksek frekanslı sirkülasyon akımının soyut belirlenmesi önemlidir. Bu çalışmada, bir anahtarlama periyodunda bağlı indüktörün dolaşım akımını tarif eden bir zaman-alan modeli sunulmuştur. Bu model kullanılarak, farklı PWM yöntemleri için sirkülasyon akımının tepe veya RMS değerleri hesaplanabilir. Hem geleneksel 180° aralıklı PWM hem de sıfır CM (ortak mod voltajı) PWM algoritmaları burada incelenmiştir. Bağlantılı indüktörlerin etkin indüktansının belirlenmesinde manyetik çekirdeklerin doyma doğası göz önüne alındığında, değişken anahtarlama frekansı PWM'nin (VSFPWM), yüksek frekanslı dolaşımdaki akım tepe değeri ile belirlenen, bağlanmış indükleyicinin doyma sınırını daha iyi kullanması için önerilmişlerdir. Önerilen bu strateji ile sabit anahtarlama frekansı PWM'ye (CSFPWM) göre hem anahtarlama kayıpları hem de EMI geliştirilmiştir. Ayrıca, paralel GKE'lerin ayrıntılı güç kaybı analizi sunulmuş olup önerilen VSFPWM'nin dinamik performansı iyice araştırılmıştır. Son olarak, önerilen yöntem 2N paralel evirgeçlerle sisteme genişletildi.

3. MATERYAL VE YÖNTEM

Bu tez çalışmasında ilk olarak güneş enerjisi ve Fotovoltaik sistemler tanıtılmış olup yapıları ve çalışma prensipleri açıklanmıştır. Ardından maksimum güç noktası izleme ve DA/DA dönüştürücülerden bahsedilmiştir. DA/AA çevrimi ve sinüzoidal çıkış için evirgeç ve filtreleere değinilmiştir. Çalışmanın ana konusu olan değişken anahtarlama frekans sinyali ve sabit anahtarlama frekans sinyali üretilip ANSYS SheetScan ara yüzü ile oluşturulan MOSFET tetiklerine gönderilerek karşılaştırılması incelenmiştir. Daha sonra kontrol yöntemlerinden PI denetleyici, FPGA kartı ve güç kartını sürmek için sürücü kartından bahsedilmiştir. Devrenin benzetim çalışmaları MATLAB/Simulink ve ANSYS/Simplorer yazılımlarında simüle edilmiş ve devrenin prototipi gerçekleştirilerek deneysel çalışmalar yapıp tüm konular aşağıdaki başlıklar altında detaylı olarak açıklanmıştır.

3.1. Enerji Kaynakları

Enerji üreten kaynaklar üç sınıfa ayrılabilir. Bunlar;

- a) Nükleer Yakıtlar
- b) Fosil Yakıtlar
- c) Yenilenebilir Kaynaklar

Fosil yakıtlardan olan kömür, petrol ve doğalgaz içeriğine yüksek oranda hidrojen ve karbon bulundurlar. Fosil yakıtların kullanılması sülfür oksit, karbon dioksit ve nitrojen oksitten dolayı kirliliğe sebep olmaktadır. Kullanılan bu fosil yakıtlar zararlı gazlar olduğundan dolayı sağlık ve çevre problemlerinde ciddi sorunlara yol açar. Fosil yakıtların oluşması uzun yıllar sürdüğü için fosil yakıtlar ve nükleer yakıtlar yenilenebilir olmayan enerji sınıfında kabul edilirler (Rashid, 2015).

Yenilenebilir olmayan enerji kullanıldıkça azalan ve tekrardan oluşması için uzun yıllar geçmesi gereken enerji kaynaklarıdır.

3.1.1. Yenilenebilir enerji kaynakları

Yenilenebilir enerji kaynakları kendini sürekli yenileyebilen, çevre dostu, kaynağı doğal yollardan elde edilen, temiz ve sürdürülebilir enerji üreten kaynak olarak tanımlanabilir.

Yenilenebilir enerji kaynakları;

- a) Güneş enerjisi
- b) Rüzgâr enerjisi
- c) Jeotermal enerji
- d) Hidrolik enerji
- e) Biyokütle enerji
- f) Okyanus enerjisi
- g) Hidrojen enerjisi olarak sınıflandırılabilir.

3.1.1.1. Güneş enerjisi ve Türkiye'nin güneş enerji potansiyeli

Güneşteki hidrojen gazının helyuma dönüşmesi ile nükleer füzyon sürecinden açığa çıkan ısıma enerjisine güneş enerjisi denir. Evrenin var olmasından itibaren kullanılan güneş enerjisi her gün kendisini yenilemesi ve çevreye zarar vermeyen bir enerji olmasından dolayı teknolojik gelişmelerde de sıkça kullanılmaktadır. Bu enerjinin kaynağı güneştir.

Güneş Enerjisinin Avantajları

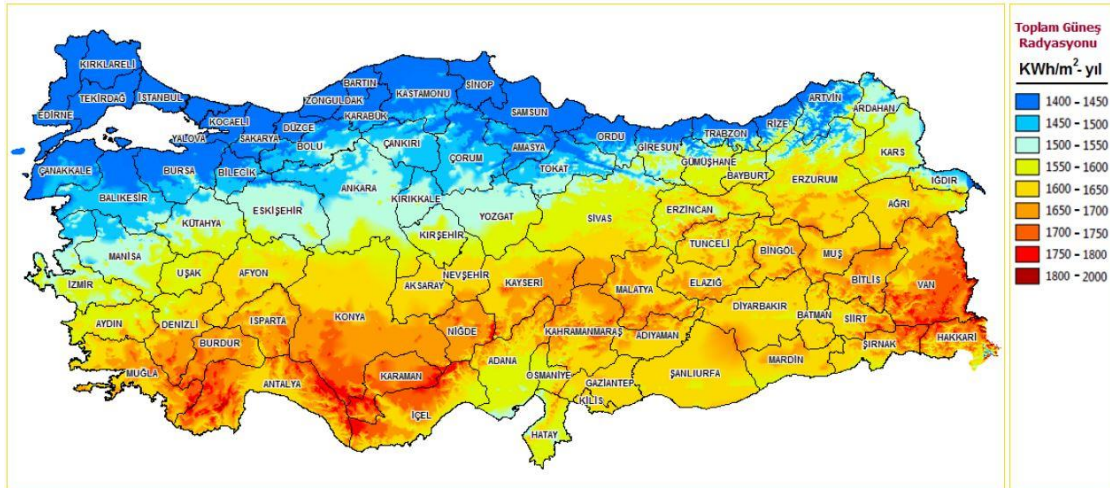
- Tükenmeyen sonsuz enerji türüdür.
- Temiz bir enerji türüdür. Zararlı maddeleri yoktur. Çevre dostudur.
- Mahalli uygulamalara elverişlidir.
- Dış ülkelere olan bağımlılığı ortadan kaldıran herkesin kullanabileceği bir enerji türüdür.
- Kurulumu için karmaşık teknolojilere ihtiyaç yoktur ve maliyeti rüzgâr enerjisinin kurulum maliyetine göre daha uygundur.
- Ulaşım sıkıntısı yoktur.
- Güneş ışığını gören her yerde güneş enerjisinden faydalanmak mümkündür.
- Yenilenebilir bir enerji kaynağıdır.

Güneş Enerjisinin Dezavantajları

- Kış aylarında ışıınım azdır ve geceleri hiç yoktur.
- Birim yüzey alanına gelen ışıınım azdır bu yüzden büyük yüzey alanlarına ihtiyaç duyulmaktadır.
- İyi verim sağlamak için güneş ışıınımının dik ve çevrenin açık olması gerekmektedir.
- Güneş pillerinde verim %15 kadardır.
- Güneş yoğunluğu az olduğundan dolayı her zaman istenilen yoğunlukta bulunmayabilir.
- İlk yatırım maliyetleri fazladır.

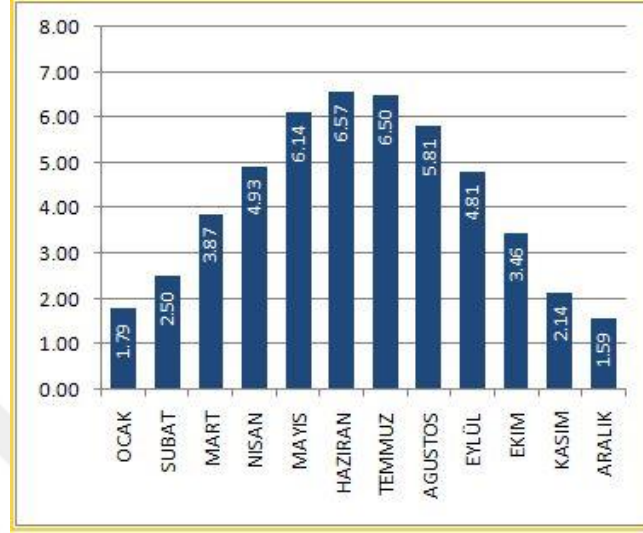
Ülkemiz Dünya üzerindeki jeopolitik konumdan dolayı sahip olduğu başta güneş enerji potansiyeli olmak üzere yenilenebilir enerji kaynakları bakımından birçok ülkeye nazaran çok avantajlı bir durumdadır. Dünyada olduğu gibi ülkemizde de yenilenebilir enerji konusunda çalışmalar her geçen gün önem ve hız kazanmaktadır.

Yenilenebilir Enerji Genel Müdürlüğü'nce (YEGM) hazırlanan, Şekil 3.1' de gösterilen Türkiye'nin Güneş Enerjisi Potansiyeli Atlası verilerine göre, Türkiye'nin yıllık toplam güneşlenme süresi 2737 saat olarak belirtilmiştir. Başka bir deyişle ifade edecek olursak yıllık ortalama ışıınım süresi 7,5 saat/gün şeklindedir. Ülkemizin yıllık toplam güneş ışıınımı 1527 kWh/m^2 iken, günlük güneş ışıınım değeri $4,2 \text{ kWh/m}^2$ olarak belirtilmiştir (GEPA).



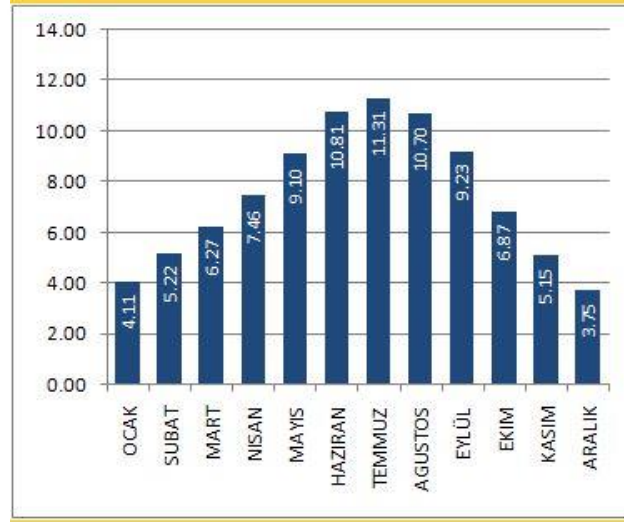
Şekil 3.1. Türkiye güneş enerjisi potansiyel atlası (GEPA).

Türkiye'nin aylara göre global radyasyon değerleri $\text{Kwh/m}^2\text{-gün}$ cinsinden aşağıdaki şekilde verilmiştir.



Şekil 3.2. Türkiye global radyasyon değerleri ($\text{Kwh/m}^2\text{-gün}$) (GEPA).

Yenilenebilir enerji genel müdürlüğünce Türkiye'nin aylara göre güneşlenme süreleri aşağıdaki şekilde verilmiştir.



Şekil 3.3. Türkiye güneşlenme süreleri(saatt) (GEPA).

Türkiye'nin coğrafi konumuna göre Güneş enerjisi potansiyelinin bölgelere göre dağılımını göstermektedir. Bu tablo değerlerine göre Güney Doğu Anadolu bölgesi 2993 saat/yıl ve $1460 \text{ kWh/m}^2\text{-yıl}$ ile en fazla güneşlenme süresine ve enerji potansiyeline sahip bölgedir. Bunu Akdeniz Bölgesi izlerken, 1971 saat/yıl ve $1120 \text{ kWh/m}^2\text{-yıl}$ ile en

az güneşlenme süresi ve enerji potansiyeline sahip bölgenin Karadeniz Bölgesi olduğu gözlemlenmiştir. Ülkemizin geneli ise Avrupa'daki çoğu ülkeye göre daha fazla olan güneşlenme süresine ve güneş enerjisi potansiyeline sahip bir bölgededir.

3.2. Fotovoltaik Sistemler ve Özellikler

Edmond Becquerel, 1839'da ıslak hücreli pillerle yapılan bir deney sırasında fotovoltaik etkiyi keşfetmiştir. Willoughby Smith, 1873'te selenyumun foto iletkenliğini keşfetti ve üç yıl sonra 1876'da William Adams ve Richard Day, katı selenyumdaki fotovoltaik etkiyi keşfetti. Böylece, Şekil 3.4' deki "modern" Fotovoltaik hücresinin ortaya çıkması sağlandı (Kjær, 2005).



Şekil 3.4. Mono-kristal Fotovoltaik hücre.

Fotovoltaik kelimesi kökenini Yunancadan alan photo (ışık) ve voltaic (gerilim) kelimelerinin birleşmesiyle oluşmuştur. Fotovoltaik güneş hücreleri yüzeylerine gelen güneşten aldıkları ışığı elektrik enerjisine dönüştüren yarıiletken yapılardır. Genellikle boyutları kare şeklinde, dikdörtgen şeklinde veya daire şeklinde olan bu güneş pillerinin alanı 100 cm²/ 156 cm²/ 243 cm² civarında ve kalınlıkları ise 0,2-0,4 mm arasında değişmektedir. Bu Fotovoltaik pillerin seri ve paralel bağlanmaları ile güneş panelleri oluşmaktadır. Güç talebine bağlı olarak modüller birbirine seri veya paralel bağlanarak istenilen enerji seviyesine kadar sistem oluşturulur. Güneş enerjisi, güneş pillerinin yapılarına bağlı olarak % 5 ile % 20 arasında bir verimle elektrik enerjisine çevrilebilir (Solar Magazine).

Bu bölümde Fotovoltaik sistemlerin tanımlanması, Fotovoltaik hücre yapısı ve çalışması, Fotovoltaik panellerin yapısı, Fotovoltaik sistem bileşenleri, Fotovoltaik hücrenin modellenmesi, panel çeşitleri ve Fotovoltaik sistem türleri açıklanacaktır.

3.2.1. Fotovoltaik hücrenin yapısı ve çalışma prensibi

Fotovoltaik sistemler güneşten direkt gelen enerjiyi yarıiletken malzeme vasıtasıyla elektrik enerjisine dönüştüren sistemlerdir. Fotovoltaik sistemin temel elemanı güneş hücreleridir. Fotovoltaik güneş hücreleri birbirine zıt iki yarı iletken katmandan oluşmuştur. Yarı-iletken özellik gösteren birden fazla madde arasında güneş pili yapmak için en uygun olan maddeler, silisyum, galyum, kadmiyum tellür gibi maddelerdir. Belirtilen maddelerin güneş pili yapımında kullanılabilmesini sağlamak için fosfor, alüminyum indiyum, bor gibi maddelerle işlem görmesi sonucu N veya P tipi yarı iletken maddelere dönüştürülürler. Karakteristik güneş hücresi, diyot benzeri olan yarı iletken bir malzemeden yapılmış p-n jonksiyonundan oluşur. Güneş hücrelerinde en sık şekilde kullanılan yarı iletken silikondur. Kullanılan malzemeye göre değişik etkilere ve maliyetlere sahiptirler. P ya da N tip başlıca malzemeler içerisine gerekli katkı maddeler kullanılarak yarı iletken eklemler oluşur. P ve N tipi yarı iletken maddeler bir araya gelmeden önce iki madde elektriksel açıdan yüksüz (nötr)'dür. PN eklem oluştuğunda, N maddesindeki elektronlar, P maddesine doğru akım oluşturur. Bu durum her iki tarafta yük dengesi oluşuncaya kadar devam eder. PN yarı iletken maddenin ara yüzeyinde, P bölgesi tarafında negatif, N bölgesi tarafında ise pozitif yük birikir. Bu P-N bölgesine geçiş bölgesi denir.

N-Tipi Yarı İletken Oluşumu

Yarı-iletken maddelerin güneş pili gibi kullanılabilmeleri için p veya n tipi katkılanmaları gereklidir. En yaygın kullanılan silisyum atomundan N tipi silisyum elde etmek için bu silisyum erişine periyodik cetvelin 5. grubundan bir element olan fosfor elementi eklenir. Silisyum atomunun dış yörüngesindeki 4 elektron, fosfor atomunun dış yörüngesinde 5 elektron olduğu için fosfordaki boşta kalan 1 elektronu kristal yapıya verir. Bu nedenden ötürü 5. Grup elementlerine “N tipi” ya da “verici” katkı maddesi denir. Elektron yönünden oldukça zengin olan bir karışımdır (Yücel, 2016).

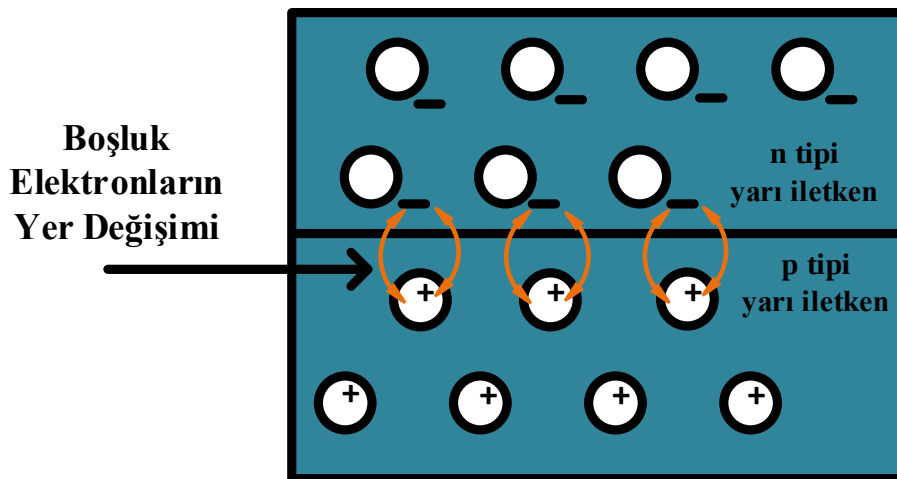
P-Tipi Yarı İletken Oluşumu

Yarı-iletken maddelerin güneş pili gibi kullanılabilmesi için p veya n tipi katkıları gereklidir. P tipi yarı iletken silisyum elde etmek için, silisyum eriğine periyodik cetvelin 3. grubundan bir element (alüminyum, indiyum, galyum, bor gibi) silisyum malzemeye eklenir. Bu elementlerin son yörüngesinde 3 elektron olduğundan dolayı kristalde bir elektron eksikliği oluşur ve bu elektron yokluğuna hol ya da boşluk denir ve pozitif yük taşıdığı düşünülür. Bu tür maddelere de "alıcı" ya da "p tipi" katkı maddeleri denir (Güneroğlu, 2008).

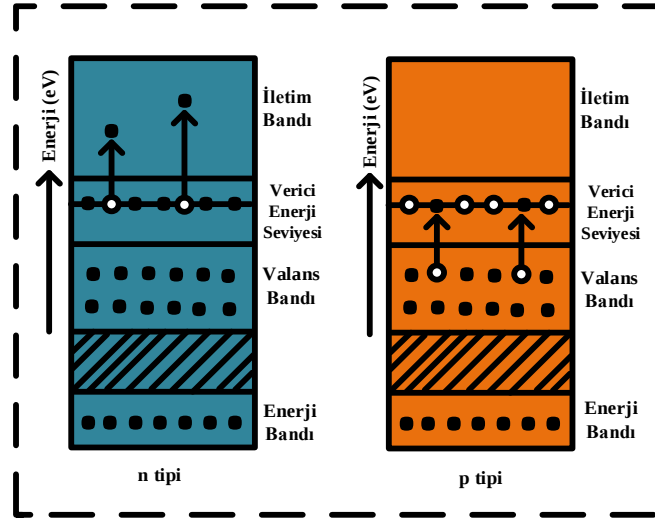
P-N Eklemeli Hücre

Fotovoltaik hücrelerin fiziksel yapıları p tipi ve n tipi malzemelerin birleşmesinden oluşan klasik diyotların fiziksel yapılarına benzemektedir.

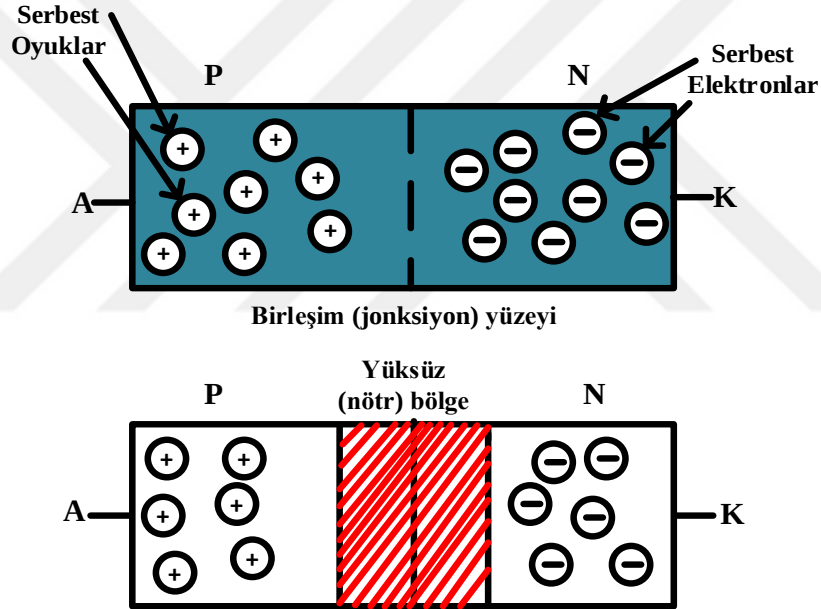
Silisyum atomlarına katkılanması ile oluşan n tipi ve p tipi malzemelerin bir araya gelmesiyle p-n jonksiyonu oluşmaktadır. Birleşme esnasında n bölgesinde bulunan fazla elektronlar p bölgesine doğru harekete geçmektedir. P bölgesindeki delikler ise n bölgesine doğru yayılmaktadır. Böylece n tarafı pozitif yüklerle dolarken p tarafı da negatif yükler ile dolmaktadır. Negatif yükler ile yüklenen p bölgesinde n bölgesine elektron akışı kısıtlı olmakla beraber n tarafından p tarafına doğru elektronların geçişi ise oldukça basit olmaktadır. P-N joksiyonunun bir diyot gibi çalıştığı belirtilebilir. P-N jonksiyonu birleşimi şekil 3.5.'da gösterilmektedir (Venkateswari ve ark., 2017).



Şekil 3.5. p-n jonksiyonu birleşimi.



Şekil 3.6. n tipi verici ile p tipi alıcı yarı iletkenlerin şematik gösterimleri.



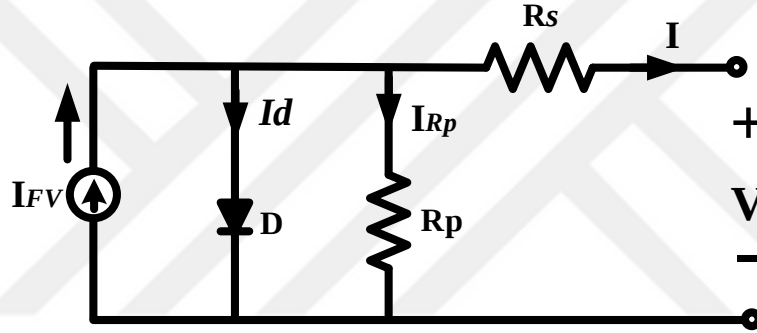
Şekil 3.7. P-tipi ve N-tipi yarı iletkenin birleşim olayı.

3.2.2. Fotovoltaik hücre karakteristiği

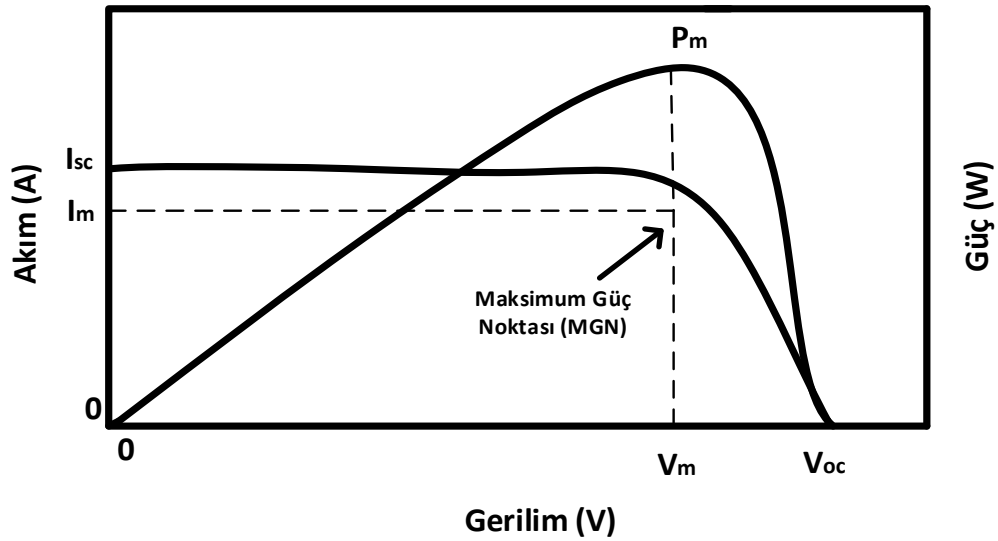
Fotovoltaik sisteminin temel elemanı FV hücresidir. Güneş pilleri genellikle silikon kullanılarak üretilir bunun dışında ayrıca başka malzemeler de kullanılır. Güneş pilleri, bazı yarı iletkenlerin elektromanyetik radyasyonunu tam olarak elektrik akımına dönüştürme kabiliyetine sahip olduğu fotoelektrik özelliğe sahiptir (Hota ve ark., 2016). FV hücresi güneş enerjisini doğrudan elektriğe dönüştürür ve güneş pili tarafından üretilen bu elektrik güneş ışığının yoğunluğuna bağlıdır. FV hücreyi modellemenin

amacı, çeşitli çevresel koşullar altında güç çıkışını tahmin etmek, kısmi gölgelenme, modül uyumsuzluğu ve hücre veya modül arızasının bir FV sisteminin çıkışı güç üzerindeki etkilerini değerlendirmektir. Bir FV hücresinin modellenmesi, çeşitli çevresel koşullar altında gerçek hücreyi taklit etmek için $I - V$ ve $P - V$ karakteristik eğrilerinin tahminini içerir. En popüler yaklaşım, esas olarak diyot temelli elektriksel eşdeğer devrenin kullanılmasıdır. İyi bilinen ve yaygın olarak kullanılan iki model vardır; tek diyot ve iki diyot. Her iki model de iyi bilinen Shockley diyot denkleminde dayanıyor. Kullanım amaçlarına bağlı olarak farklı karmaşıklık seviyelerine sahiptirler.

Güneş pilinin genel bir modeli, bir diyot, diyota (D) paralel bağlanmış akım kaynağı (I_{FV}), seri direnç (R_s) ve paralel direncin (R_p) oluşumudur. Şekil 3.8, güneş pili genel modelini gösterilmektedir.



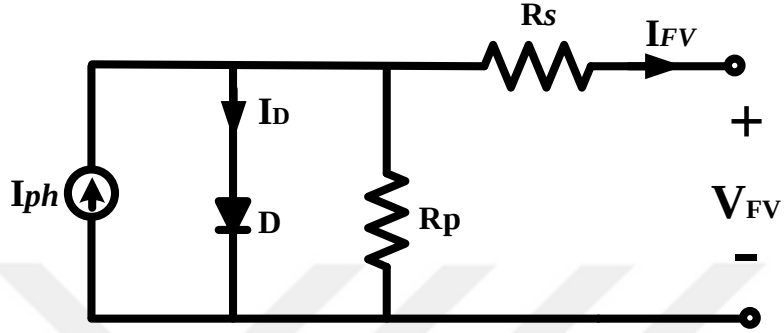
Şekil 3.8. Güneş pilinin genel modeli.



Şekil. 3.9. I-V ve P-V güneş pili özellikleri.

Tek diyot modeli

En basit FV model, temel tek diyotlu modeldir. Diyotla paralel olarak doğrusal bir bağımsız akım kaynağından oluşur. Bu model ayrıca Şekil 3.8' de gösterildiği gibi bir seri ve paralel direnç içerir.



Şekil 3.10. FV hücresinin tek diyotlu elektriksek eşdeğer devresi.

Burada I_D diyot akımını, I_{PH} foto akımı, R_S seri hücre direncini, R_p paralel hücre direncini, I_{FV} hücre akımını ve V_{FV} hücre gerilimini göstermektedir. Elektriksel modeli yukarıdaki gibi olan FV hücrenin matematiksel modeli aşağıdaki gibi oluşturulur.

$$I_{FV} = I_{ph} - I_D \quad (3.1)$$

Bu formülde diyot akımı ile paralel direnç üzerinden akan akım yerine konulursa;

$$I_{FV} = I_{ph} - I_D = I_{ph} - I_o \left[e^{\frac{q(V_{FV} + I_p R_S)}{kxT_C}} - 1 \right] - \frac{V_{FV} + I_p R_S}{R_p} \quad (3.2)$$

denklem bu hali almış olur. Burada paralel hücre direnci (R_p) çoğunlukla yük direncine göre çok büyük olur. Bu nedenle paralel hücre direncinin üzerinden akan akım ihmal edilebilir. Bu durum da göz önüne alınarak yukarıdaki denklemi tekrar yazacak olursak, denklemin son hali aşağıda görüldüğü gibi olacaktır.

$$I_{FV} = I_{ph} - I_D = I_{ph} - I_o \left[e^{\frac{q(V_{FV} + I_p R_S)}{kxT_C}} - 1 \right] \quad (3.3)$$

Burada

k : Boltzman sabiti = $1,381 \times 10^{-23}$ J/K

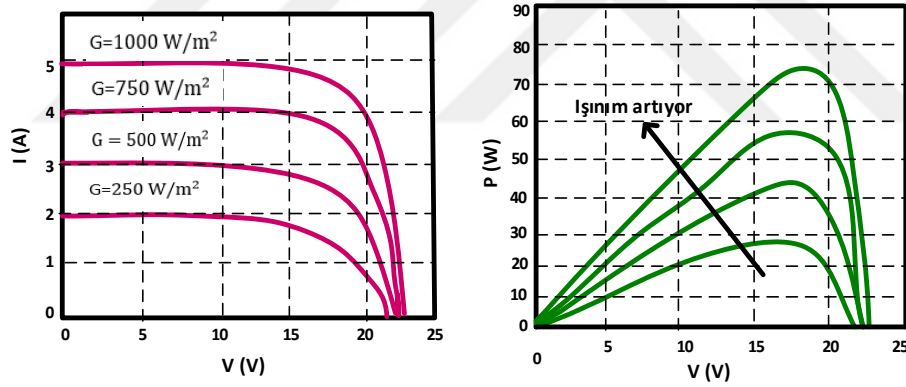
T_c : HÜCRE sıcaklığı (K)

q : Elektron yükü = $1,602 \times 10^{-19}$ J/V ve I_o : Diyot saturasyon akımı (A)'dır.

3.2.2.1. FV karakteristik eğrileri

Güneş Hücresine Işınnımın Etkisi

Fotovoltaik sistemlerde her zaman 25°C sıcaklıkta ve 1000W/m^2 ısınnım değerlerinde çalışmak mümkün değildir. Sıcaklık ve ısınnım FV panellerin karakteristiklerini doğrudan ve dolaylı bir şekilde etkiliyor. Sıcaklık ve ısınnım ile beraber ufakta olsa FV sistemleri seri ve paralel direnç değerleri de etkilemektedir. Işınnımın azalmasıyla panel açık devre geriliminde ciddi bir değişim söz konusu olmaz ancak kısa devre akımı ısınnımla doğru orantılı olarak değişir.



Şekil 3.11. Işınnımın akım (I), gerilim (V) ve güce (P) etkisi.

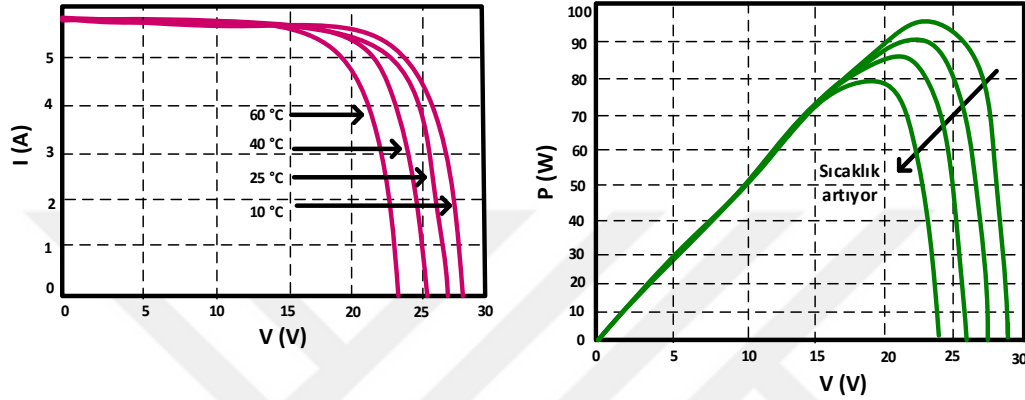
Eğrilerden de açıkça görüldüğü gibi ısınnımın artması ile akımın da arttığı gözlenebiliyor. Şekilden maksimum güç noktası, ısınnım ile orantılı olarak dik bir artış göstermektedir. Kısacası ısınnım seviyesi arttıkça çıkış akımı ve çıkış gücü yükselmektedir.

Güneş Hücresine Sıcaklığın Etkisi

Güneş hücresinde sıcaklık arttıkça kısa devre akımı (I_{sc}) da artar ancak açık devre gerilimi (V_{oc}) azalır. Açık devre gerilimindeki (V_{oc}) azalma miktarı kısa devre akımının

(I_{sc}) artışından daha çok olduğu için sıcaklık arttıkça panelde oluşacak maksimum güç azalır.

Sıcaklığın artması ile beraber ters orantılı olarak, panelin çıkış gerilimi düşmekte olup bu da çıkış gücünün negatif yönde etkilenmesine sebep olur (Çelik ve Kılıç, 2008)

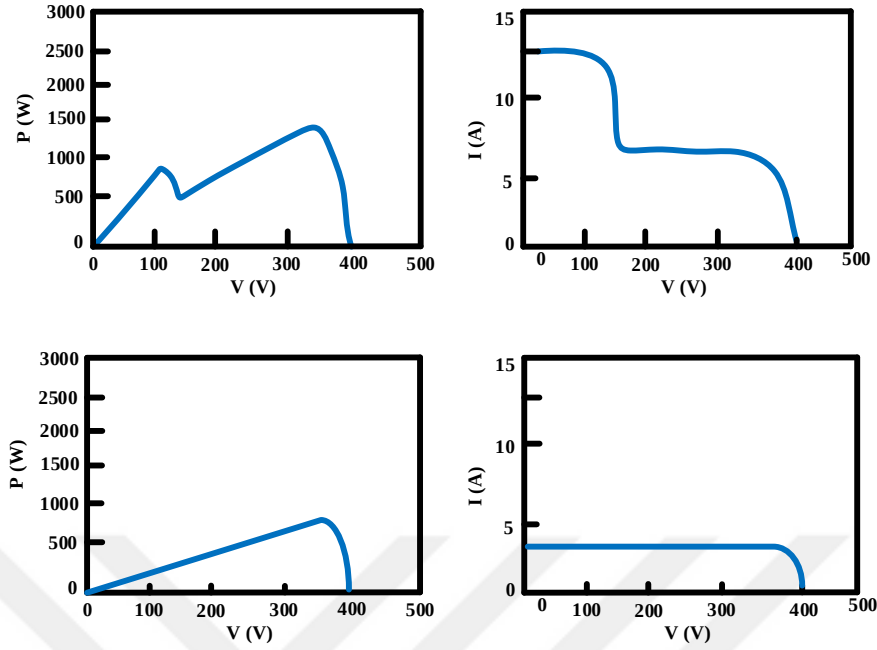


Şekil 3.12. Sıcaklığın akım (I), gerilim (V) ve güce (P) etkisi.

3.2.2.2. Kısmi gölgelendirmenin FV modülüne etkisi

FV karakteristik eğrisinin doğrusal olmaması, FV dizisinin ağaçlar, teller, bulutlar vb. nedeniyle tek tip güneş ışınımı almaması durumunda daha karmaşık hale gelir. Bu sorun, FV dizileri arasında, serideki tek bir modülün daha az aydınlatıldığı ve modüllerin geri kalanı tarafından üretilen gücün bir kısmını dağıttığı bir FV dizisinde ortaya çıkabilir. FV modülleri bu problemten korumak için, baypas diyotları her bir modüle paralel olarak bağlanır. Ek olarak, blokaj diyotu, modülleri seri bağlantılı FV dizileri arasındaki potansiyel farkın etkisinden korumak için her bir diziye seri olarak bağlanır. Dizideki bu diyotlar nedeniyle, kısmi gölgeleme koşulları altında FV karakteristik eğrisinde çoklu tepeler oluşacaktır (Punitha, 2014).

Örnek olarak düzensiz / kısmi bir gölgeleme koşulunun etkisini taklit etmek için 9 FV modülünden 3 FV modülü (son 3) $200 \text{ W} / \text{m}^2$ ışınlama ile ve geri kalan modüller $1000 \text{ W} / \text{m}^2$ ile aydınlatılmıştır. Bu durumda elde edilen P-V ve I-V eğrileri Şekil 3.13' de gösterilmektedir.



Şekil 3.13. FV dizisi için P-V ve I-V eğrileri (a) bypass ve blok diyotlu varken (b) bypass ve blok diyot olmadan.

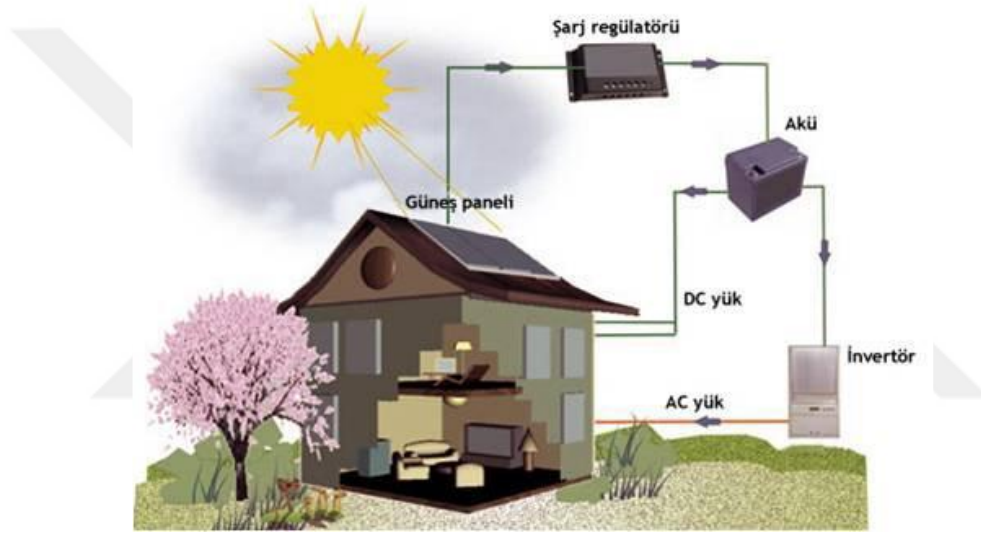
Yukarıdaki şekilde gösterilen P-V ve I-V karakteristiklerinden, diyotların varlığının gölgesiz modüllerin belirli bir ışınlama ve sıcaklıkta maksimum akımlarını yapmalarına izin verdiği görülmektedir. Öte yandan, bypass diyotları mevcut değilse, gölgeli modüller gölgesiz modüllerin akım çıkışını sınırlayacaktır. Bu, sadece FV modüllerinin termal olarak tahrip olmasına yol açmayabilir, aynı zamanda FV dizisindeki mevcut çıkış gücünü de azaltabilir. Ve burada kullanılan blokaj diyotları ters akımı önleyecektir. Bu ters akım, aşırı ısı oluşumuna ve FV modüllerinin termal bozulmasına neden olabilir. Şekil 3.13 (a)'da bu diyotlara sahip olan dizinin, kısmen gölgeli koşullar altında, I-V karakteristiklerinde çoklu basamaklar ve P-V karakteristik eğrisindeki çoklu tepeler ortaya koyduğunu göstermektedir.

3.3. Fotovoltaik Sistem Türleri

Fotovoltaik sistemler genel olarak; şebeke bağlantısız (off-grid), şebeke bağlantılı (on-grid) ve karma (hybrid) sistemler olarak sınıflandırılabilir

3.3.1. Şebekeden bağımsız sistemler (Off-Grid)

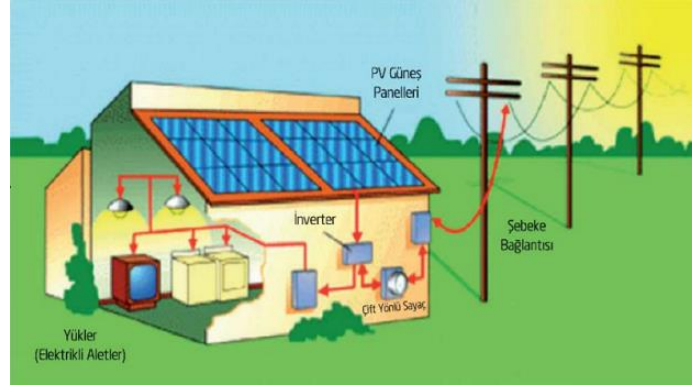
Şebeke ile bağlantısı olmayan sistemler genellikle şehir merkezi ve enerji nakil hatlarına çok uzak olan noktalarda şebeke elektriği olmadığı için ihtiyaç duyulan elektrik enerjisini sağlamak amacıyla kurulan sistemlerdir. Bu tip sistemlerin şebekeye ile bağlantısı yoktur ve enerjinin fazlası sonradan kullanılmak üzere (güneş ışınımının olmadığı zamanlarda) aküde depolanır. Akünün sistemde olması halinde ise maliyet yükseltmektedir. Şebekeden bağımsız bu sistem FV modül, batarya, DA/DA dönüştürücü, DA/AA evirici ve şarj kontrol ünitesinden oluşur.



Şekil 3.14. Şebekeden bağımsız FV sistem yapısı (Yücel, 2016).

3.3.2. Şebeke bağlantılı sistemler (On-Grid)

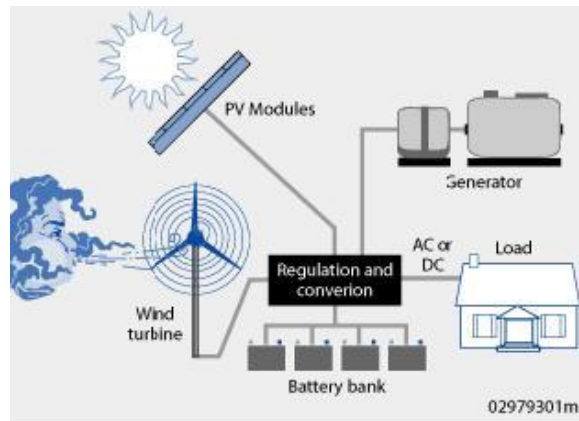
Şebekeye bağlı Fotovoltaik sistemler, direkt yüke bağlanır ve böylece yük ancak güneş ışınımının olduğu zamanlarda beslenebilir. Üretilen elektrik şebekeye aktarılır. Güneş enerjisinden DA elektrik enerjisi üretir ve üretildiği anda üretildiği yerde hiçbir ilave depolama (akü-batarya) ara birimi olmadan şebekeyi beslediği ve anında kullanıldığı sistemler şebeke Bağlı (On-Grid) Sistemler olarak adlandırılmaktadır. Enerji depolamaya ihtiyaç olmadığından ötürü akü kullanımına da gerek yoktur. Üretilen enerji evirici aracılığıyla şehir şebekesine aktarılır. Bu enerji kullanılabilir veya satılabilir. Enerji alınıp verilmesinde elektriğin oranı sayaç sistemi sayesinde belirlenir. Genellikle yerel enerjiye duyulan ihtiyaçlara destek olmak amacıyla kurulmuştur.



Şekil 3.15. Şebeke bağlantılı FV sistem yapısı.

3.3.3. Karma sistemler (Hybrid)

Hibrit (karma) sistemlerde birden fazla elektrik kaynağı (Fotovoltaik, rüzgâr türbini, biyogaz üreteçleri, dizel jeneratör) bulunmaktadır. Bu sistemler şebeke bağlantılı veya şebeke bağlantısız olarak kullanılabilirdiği gibi hem DA hem de AA yükleri de besleyebilmektedir. Karma sistemin en önemli özelliği FV sistemin enerji üretmediği durumlarda batarya veya aküden değil de enerjiyi, diğer yenilenebilir kaynakların sağlamasıdır. Bu bakımdan karma sistem diğer sistemlere göre daha güvenilirdir (Arezki ve Boudour, 2014).



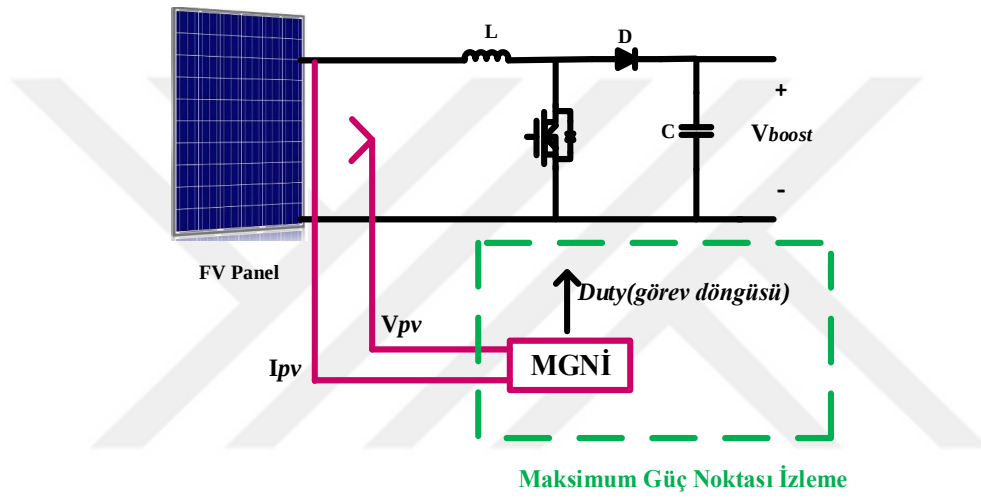
Şekil 3.16. Karma (hybrid) FV sistem yapısı.

3.4. Maksimum Güç Noktası İzleyicisi

FV panellerinden elde edilen gerilim, radyasyonun yoğunluğuna bağlı olarak değiştiğinden, bu gerilim değerini ayarlamak için bir DA/DA dönüştürücü gerekir. Ek olarak, bir DA/DA dönüştürücü genellikle radyasyon yoğunluğuna bağlı olarak

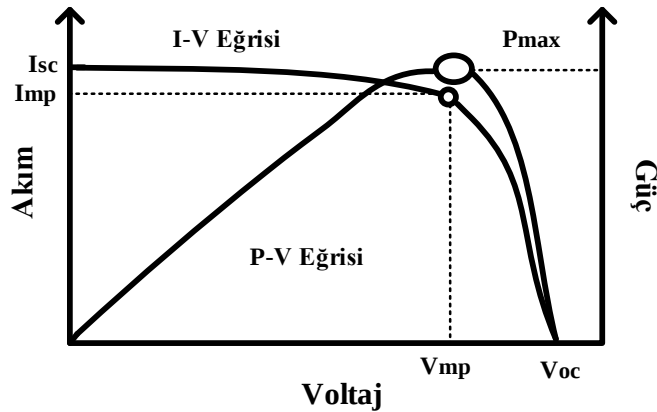
maksimum güç noktası izleyicisi (MGNI) noktasındaki FV panellerini çalıştırmak için kullanılır (Mamizadeh ve ark., 2018).

Güneş panelindeki verimliliği arttırmak için, üzerine düşen radyasyonu arttırmak gerekir. Bundan dolayı güneş takip sisteminin uygulanması gereklidir, çünkü güneş gün boyunca aynı konumda değildir ve konumunu sürekli değiştirir. MGNI yöntemlerini seçerken bazı önemli parametre değerlerine dikkat etmek gerekir. Uygulama karmaşıklığı, tepki süresi ve uygulama maliyeti bu parametrelerden bazılarıdır. Şekil 3.17’ de MGNI sisteminin blok diyagramı gösterilmektedir.



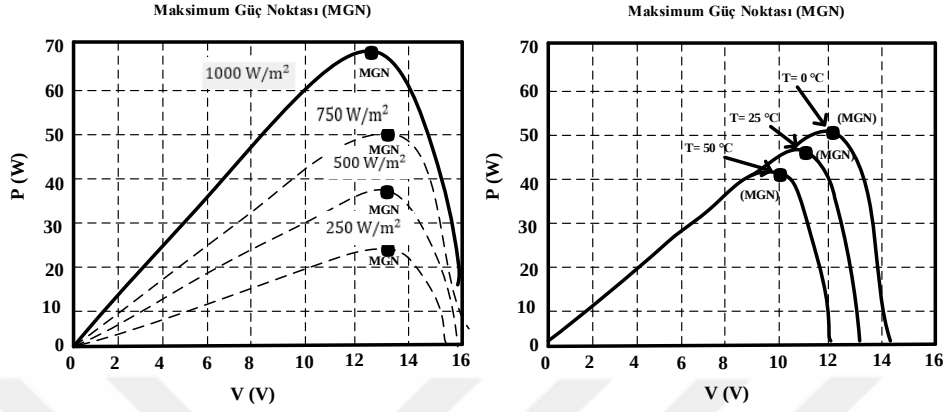
Şekil 3.17. MGNI sisteminin blok diyagramı.

Bir Fotovoltaik sistem P_{max} maksimum gücünü üretecek biçimde V_{mp} ve I_{mp} değerlerinde çalıştırılır. Bu çalışma noktasına maksimum güç noktası denir.



Şekil 3.18. FV Panelin maksimum güç noktası.

MGNİ bulunduran Fotovoltaik sistemlerde gün içerisinde panellerden sağlanan verim değerinin % 45 daha fazla olduğu literatürde bulunmaktadır (Çakmak, 2012).



Şekil 3.19. Farklı ışınlam ve farklı sıcaklık durumlarında maksimum güç noktasının değişim grafiği.

Farklı ışınlam ve farklı sıcaklık değerleri altındaki maksimum güç noktasının değişimi, yukarıdaki şekil 3.19’da gösterilmiştir. Yapılması planlanan çalışmanın bu bölümünde MGNİ ve MGNİ tekniklerinden bahsedilecektir.

3.4.1. Maksimum güç noktası izleyicisi yöntemleri

Değişen çevre koşullarında Fotovoltaik panellerin maksimum güç noktasını sürekli olarak takip etmek için maksimum güç noktası izleyici algoritmaları önerilmiştir. Bu önerilen algoritmalar, FV panelinin çalışma noktasını gözlemleyerek ve yineleme sayısı ile panelin maksimum güç noktasına karşılık gelen noktayı yani optimum çalışma noktasını belirleyerek bu görevi yerine getirir. Fotovoltaik enerji kaynağından elde edilen enerjinin yüksek verimde kullanılabilmesi için birçok farklı maksimum güç noktası izleyici yöntemi tasarlanmış ve daha önce yapılan MGNİ çalışmalarının da daha iyi bir şekilde geliştirilmesi sağlanmıştır.

Literatürde çok sayıda ve birbirinden farklı MGNİ yöntemi sunulmuştur. Bu yöntemler kararlı durum salınımları, karmaşıklık, etkinlik, yakınsama hızı, maliyet ve esneklik bakımından farklılık gösterir (Hanahi, 2018).

Maksimum güç noktası izleyicisinde kullanılan algoritmalar;

- Değiştir ve Gözle (D&G) / (Perturb and Observe) (P&O)
- Artan İletkenlik (IC)
- Bulanık Mantık
- Yapay Sinir Ağı
- Kısa Devre Akımı
- Açık Devre Gerilimi
- Eğri Uydurma

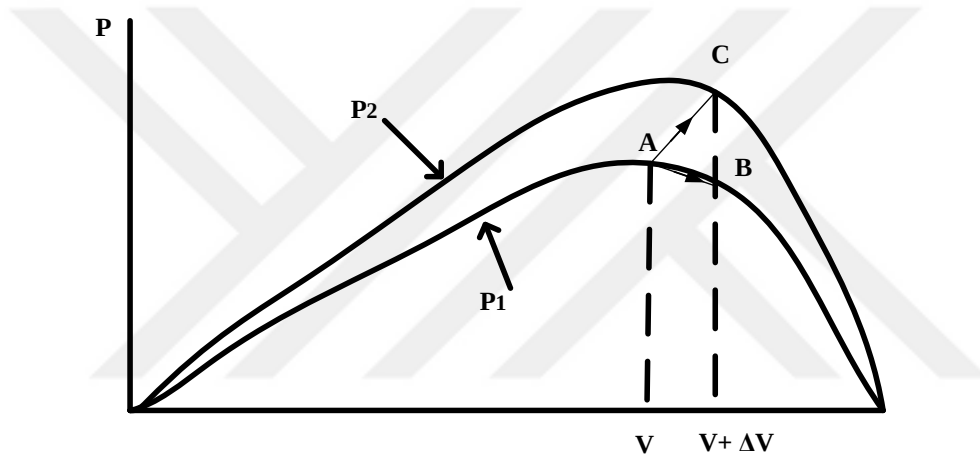
3.4.1.1. Değiştir ve gözle metodu (D&G)

Değiştir ve gözle metodu, FV akımını ve gerilimini örnekleyip solar gücün ve gerilimin hesaplanmasına bağlıdır. Basitliği, modifiye edilmeye elverişli olması, uygulama, kontrol kolaylığı, çoğunlukla doğru sonuç vermesi ve çalışma performansından ötürü kullanılmasının yanı sıra düşük güç uygulamalarında da sıkça tercih edilir. Değiştir ve gözle metodu, 'tırmanma tepesi' (Hill Climbing) olarak da bilinir. Bu yöntem periyodik olarak FV panelin çıkış terminal gerilimini arttırma veya azaltma ile mevcut döngüde elde edilen gücü önceki döngünün gücü ile karşılaştırarak çalışır. Gerilim değişir ve güç artarsa, kontrol sistemi de çalışma noktasını bu yönde değiştirir, aksi takdirde çalışma noktasını bu defa ters yönde değiştirir.

Akımdaki değişiminin yönü bilindiğinde, akım sabit bir hızda değişir. Bu oran, sabit durumda daha az dalgalanma ile daha hızlı yanıt arasındaki dengeyi sağlamak için ayarlanması gereken bir parametredir. Adımlar maksimum güç noktasının mesafesine göre değiştirildiğinde, daha yüksek verim ile sonuçlanan değiştirilmiş bir versiyon elde edilmiş olur (Moacyr ve ark., 2011).

Değiştir ve gözle metodunun avantajlarının yanında dezavantajları da bulunmaktadır. Maksimum güç noktası çevresinde salınım davranışları bulunur. Bu salınımlar algoritmanın izleme verimliliğini azaltıp çıkıştaki güçte dengesizliklere sebep olmaktadır. D&G yöntemlerinde sık karşılaşılan bir diğer sorun ise, Fotovoltaik panellerin çıkış terminal geriliminin, maksimum güç noktasına ulaşılsa bile her MGNI döngüsünün bozulmasına sebep olarak güç kaybı oluşturur.

Değiştir ve gözle yöntemi aşağıdaki şekilde gösterildiği gibi hızlı değişen atmosfer şartlarında başarılı olamamaktadır. Eğer atmosfer koşulları sabit kalırsa A noktasından başlayarak, FV gerilimi V ’deki ΔV kadar kaygılandırma B noktasına geçirecek ve kaygılandırma güçteki düşüşten dolayı tersine dönecektir. Bununla beraber eğer ışınlam miktarı artarsa ve bir örnekleme zamanında olan güç eğrisi P_1 ’den P_2 ’ye geçmiş olursa çalışma noktası da A’ dan C’ ye geçecektir. Artış gösterme olacak ve kaygılandırma da aynı yönde devam edecektir. Bu sebepten dolayı çalışma noktası maksimum güç noktasından uzaklaşacak ve ışınlam düzenli olarak artacaksa maksimum güç noktasından uzaklaşmaya devam edecektir (Faranda ve Leva, 2008).

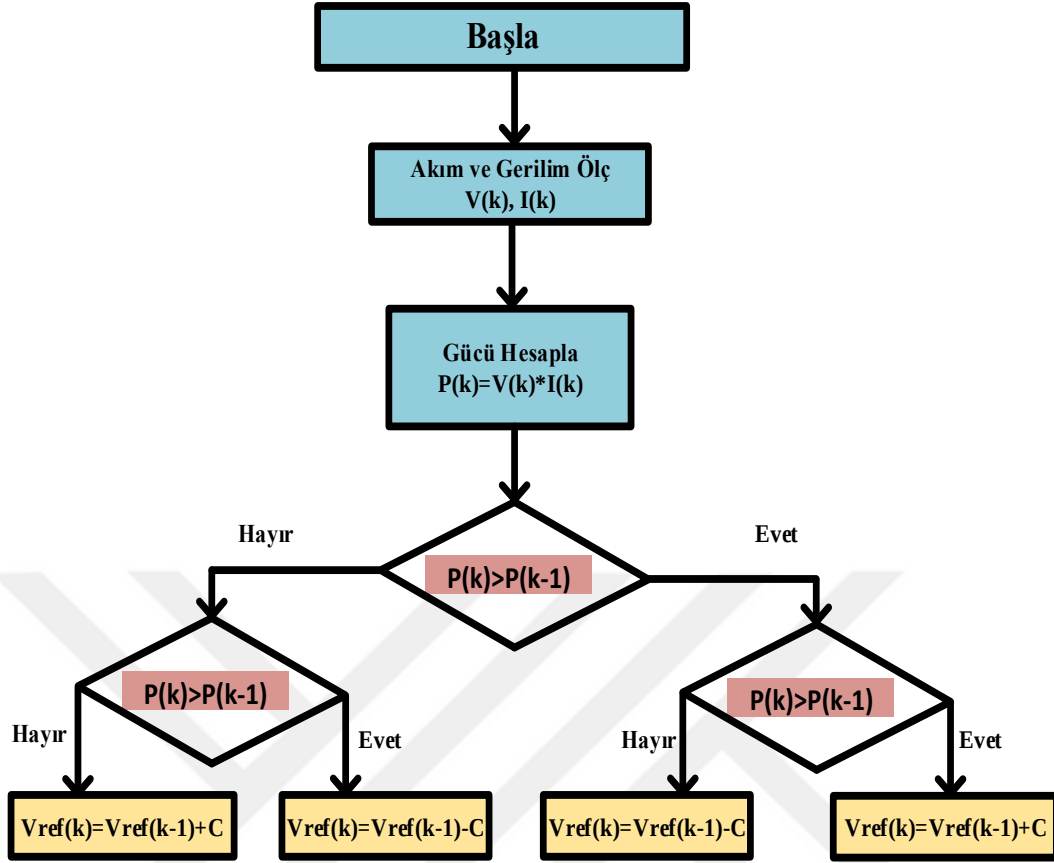


Şekil 3.20. D&G metodunda maksimum güç noktasından uzaklaşma hatası.

Değiştir ve gözle yöntemi dört ana durumda incelenebilir. D&G metoduna ait temel mantık yapısı ve karar komutları aşağıdaki çizelgede özet halinde gösterilmiştir.

Çizelge 3.1. D&G algoritmasına ait referans değişim özeti

Referans değişimi	Güçteki değişim	Sonraki referans değişim
Pozitif	Pozitif	Pozitif
Pozitif	Negatif	Negatif
Negatif	Pozitif	Negatif
Negatif	Negatif	Pozitif



Şekil 3.21. Değiştir ve gözle (D&G) algoritmasının akış diyagramı.

Yukarıdaki şekil 3.21’de gösterilen D&G akış diyagramından da anlaşılacağı üzere bu yöntemde MGN’ ya ulaşma işlemi için ilk olarak Fotovoltaik yapının gerilimi değerinin az bir miktar artması sağlanmalıdır. Daha sonra Fotovoltaik yapının güç ölçümü yapıp bir önceki güç değeri ile karşılaştırılmalıdır. Eğer güçteki değişim pozitif (+) ise Fotovoltaik yapının gerilimi aynı yönde değiştirilmeye devam edilir. Eğer bu değişim negatif (-) ise bu defa da çalışma noktasının maksimum güç noktasından uzaklaştığı anlaşılır ve gerilimdeki küçük sarsmaların yönü değiştirilmektedir. Açıklanan bu diyagram yapısı aşağıdaki çizelge 3.2’de gösterilmektedir.

Çizelge 3.2. D&G metodunun maksimum güç noktası testi

$\Delta P < 0$	$V_{FV} > V_{MGN}$	V_{FV} ‘yi azalt
$\Delta P > 0$	$V_{FV} < V_{MGN}$	V_{FV} ‘yi arttır

3.4.2. Maksimum güç noktası izleyicisi tekniklerinin karşılaştırılması

Dolaylı denetim metotları olarak adlandırılan kesirli açık devre gerilimi ve kesirli kısa devre akımı metotları uygun maliyetli, basit ve hızlı olmalarına karşın maksimum güç noktasını istenilen düzeyde takip edemezler ve bundan dolayı verimleri düşük olur. Doğrudan denetim metotları olarak adlandırılan değiştir ve gözle (D&G) tekniği ile artan iletkenlik (IncCond) tekniği değişen hava koşullarına bağlı dış etkilere karşı savunmaları olan daha doğrusu etkilenmeyen ve panel tipine bağımlı olmayan sistemlerdir. Dolaylı denetim metotlarına nazaran maksimum güç noktasını doğru bir biçimde takip edebilen bu teknikler maliyetleri ve sistem karmaşıklıklarına uygun olarak orta ve büyük güçteki sistemler için elverişlidirler.

Maksimum güç noktası izleyici tekniklerinden en sık kullanılan yedi yöntemden yukarıdaki bölümde ayrıntılı olarak bahsedilmiştir. Bu metotları daha iyi kavrayabilmek adına açıklanan güç tekniği yöntemlerinin özellikleri (maliyet, karmaşıklık, FV panel bağımlılığı vb.) detaylı bir şekilde aşağıdaki çizelge de gösterilmektedir.

Çizelge 3.3. Maksimum güç noktası izleyici teknikleri ve özellikleri

MGNİ Teknikleri	Maliyet	Karmaşıklık	FV Panele Bağımlılık	Kontrol Parametresi	Devre Sistemi	İzlenme Hızı
Değiştir ve Gözle (D&G)	Pahalı	Düşük	Hayır	Gerilim ve akım	Sayısal & Analog	Değişken
Artan İletkenlik (IC)	Pahalı	Orta	Hayır	Gerilim ve akım	Sayısal	Değişken
Bulanık Mantık	Pahalı	Yüksek	Evet	Gerilim ve akım	Sayısal	Hızlı
Yapay Sinir Ağ	Pahalı	Yüksek	Evet	Gerilim veya akım	Sayısal	Hızlı
Kısa Devre Akımı	Ucuz	Orta	Evet	Gerilim veya akım	Sayısal & Analog	Orta
Açık Devre Gerilimi	Ucuz	Düşük	Evet	Gerilim veya akım	Sayısal & Analog	Orta

3.5. DA/DA Dönüştürücü

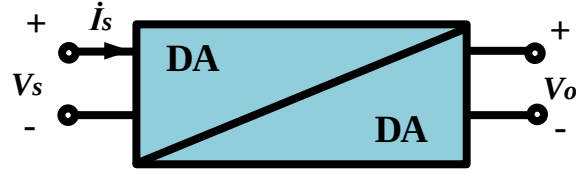
FV dizilerinden maksimum gücü elde etmek ve düzenlemek, FV dizisi çalışma noktasını maksimum güç noktasına ayarlayan ve bu nokta değişiyorsa eğer izlemesini güvence altına alan güç dönüştürücü aşaması ile elde edilir. Maksimum güç noktasında, FV sistem maksimum verimlilikle çalışır ve maksimum çıkış gücünü üretir. Bu nedenle, bir FV sisteminin verimli çalışması için maksimum güç noktasını izlemesi gereklidir. Giriş enerjisini geçici olarak depolayarak ve sonra bu enerjiyi çıkışa farklı bir gerilimde salıvererek güneş panelinden regüle edilmiş bir çıkış gerilimi üretmek için DA/DA dönüştürücüler gerekir. FV sisteminin verimli çalışması için DA/DA dönüştürücülerinin denge durumuna daha yumuşak ve daha hızlı bir şekilde ulaşma açısından dinamik davranışlarını iyileştirmek amacıyla etkili kontrol stratejilerinin geliştirilmesi gerekir. DA/DA 'nın değiştirilmesi, farklı MGNİ teknikleri kullanılarak düzenlenir.

MGNİ yapısında DA/DA dönüştürücü, FV paneller yük arasında bulunmakta, dönüştürücünün kontrolü ise mikroişlemci, sahada programlanabilir kapı dizileri (FPGA), dijital sinyal işleyicileri (DSP) gibi işlemci elektronik sistemlere aktarılan MGNİ algoritmalarıyla yapılmaktadır. DA/DA çeviricilerde en sık tercih edilen anahtarlama elemanı düşük güç ve yüksek frekanslarda MOSFET iken, daha yüksek güçlerde ise IGBT'lerdir. Anahtarlama enerji dönüşüm sistemleri ideal frekansta tetikleme elemanlarının iletim-kesim (on-off) kontrolüyle çalışmaktadır (Özçelik, 2015). DA/DA çeviricilerin hem giriş hem de çıkış gerilimleri doğru akımdır. Bu tip dönüştürücüler değişken veya sabit bir doğru akım gerilimli kaynaktan, Şekil 3.22'de gösterildiği gibi, sabit veya değişken bir doğru akım çıkış gerilimi üretebilirler. Çıkış gerilim ve giriş akımı idealde saf doğru akım olmalıdır, fakat uygulamadaki gerçek bir DA/DA çeviricinin çıkış geriliminde ve giriş akımında dalgalanmalar ile harmonikler vardır şekil 3.23'de gösterildiği gibi (Rashid, 2015)

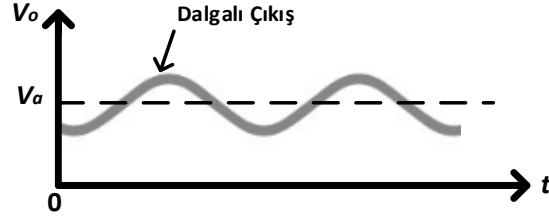
Doğru akımın çıkış gücü;

$$P_{dc} = I_a * V_a \quad (3.4)$$

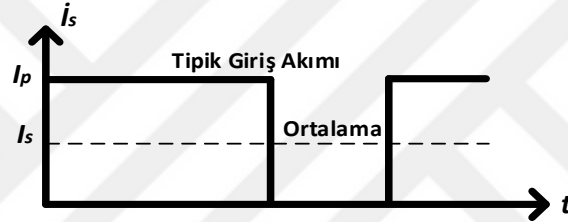
denkleminde bulunur. Ve burada V_a yük gerilimi, I_a ise yük akımının ortalama değerleridir.



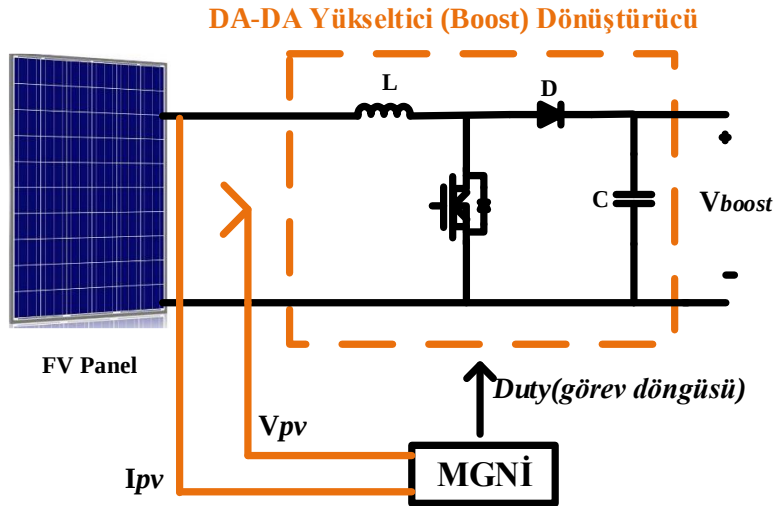
Şekil 3.22. DA/DA blok diyagramı.



Şekil 3.23. DA/DA çıkış gerilimi.



Şekil 3.24. Giriş akımı.



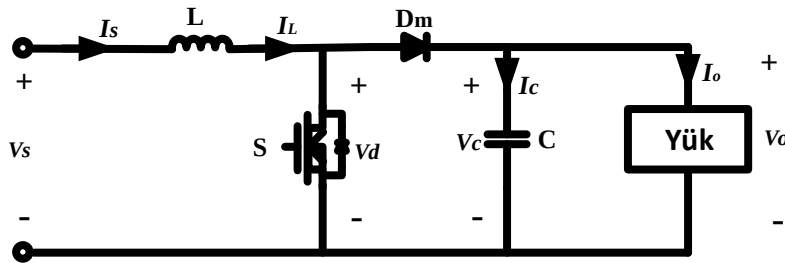
Şekil 3.25. DA / DA dönüştürücü yapısı.

Yukarıdaki şekil 3.25’de DA/DA dönüştürücünün genel yapısı gösterilmektedir. Genellikle DA/DA çevirici tasarımında kullanılan dönüştürücüler arasında; alçaltıcı tip, yükseltici tip ve alçaltıcı-yükseltici tip dönüştürücü temel türlerinin yanı sıra SEPIC ve

CUK gibi ikinci nesil dönüştürücüler de tercih edilir. Sepic veya Cûk maksimum güç noktası izleyici sistemi için ideal dönüştürme tipleridir, fakat devre topolojilerindeki reaktif bileşen sayısı ile yüksek maliyetlerinden dolayı bu dönüştürücüler dezavantajlı dönüştürücüler olarak nitelendirilirler. Bununla beraber yükseltme tip dönüştürücünün, sıcaklık, ışıınım seviyesi veya yük koşullarından bağımsız olarak maksimum güç noktasını izlemesi MGNİ işlemi için en iyi seçim olarak belirtilmiştir (Wang ve ark., 2014).

3.5.1. Yükseltici (Boost) DA/DA dönüştürücü

Fotovoltaik dizisinin çıkış gerilimi çok düşük olduğundan, FV gerilim seviyesini arttırmak için bir yükseltici dönüştürücü gereklidir. Yani çıkış gerilimi giriş gerilim değerinden daima büyüktür. Maksimum güç noktası izleyicisini uygulamak ve sabit sıcaklık altında FV panellerinin P-V eğrilerini elde etmek için klasik bir yükseltme tipi DA/DA dönüştürücü kullanılır. Bu yükseltme tipi DA/DA dönüştürücü ile maksimum güç noktası izleyicisinde verilir ve sonraki DA/AA evirgeci için gereken DA bara gerilimi sağlanır (Karaca ve ark., 2019).



Şekil 3.26. DA/DA yükseltici (Boost) dönüştürücünün eş değer devresi.

DA/DA yükseltme dönüştürücü devresi, İndüktör (L), Diyot (D), Kondansatör (C), yük direnci (R_L), kontrol anahtarından (S) oluşur. Genel olarak kullanılan anahtarlama cihazları MOSFET, BJT veya IGBT'dir. V_{in} veya V_s giriş gerilimi, FV panelin çıkış gerilimi olmakta ve bu giriş gerilimini V_o gerilimine, yani sistemdeki yük gerilimine veya aküye dönüştürme görevini üstlenmektedirler. Bu tip dönüştürücülerde çıkış gerilimi (V_o) giriş geriliminden (V_s) yüksek olduğundan N dönüştürme oranı birden

büyük olur. Giriş tarafında indüktörün varlığından dolayı daha az giriş dalgalanma oranına sahiptir; bu durum da giriş filtre gereksiniminin azaldığını belirtir.

İndüktör seçimi aşağıdaki denkleme göre yapılır;

$$L = \frac{V_s}{(f_s \Delta I_L)} D \quad (3.5)$$

Burada f_s anahtarlama frekansı ve ΔI_L ise giriş akım dalgalanmasıdır. Akım dalgalanma faktörü giriş akımı dalgalanması ile çıkış akımı arasındaki orandır. İndüktör değerinin iyi bir şekilde tahmin edilmesi için, akım dalgalanma faktörünün % 30 içinde bağlanmalıdır. Formülize edecek olursak,

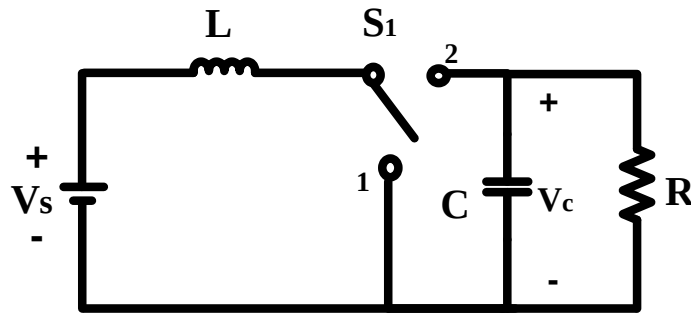
$$\frac{\Delta I_L}{I_o} = 0.3 \quad (3.6)$$

Kondansatör seçimi ise, aşağıdaki denklemle belirlenir;

$$C = \frac{I_{out}}{(f_s \Delta V_o)} D \quad (3.7)$$

Burada ΔV_o çoğunlukla çıkış geriliminin % 5'i olarak kabul edilen çıkış gerilim dalgalanmasıdır. Yani,

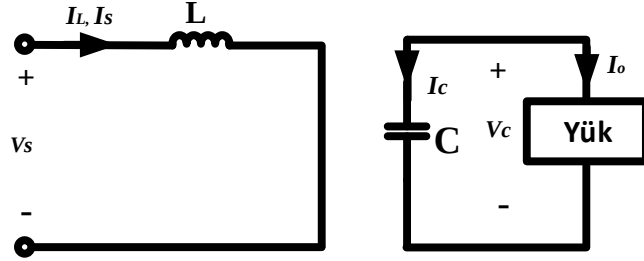
$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = 5 \% \quad (3.8)$$



Şekil 3.27. DA/DA Yükseltici (Boost) dönüştürücünün anahtar gösterimi.

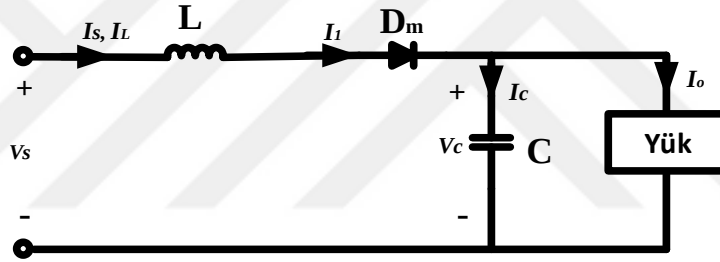
Bir yükseltici dönüştürücünün çalışma prensibi aşağıdaki gibidir:

Yükseltici dönüştürücü devresi iki modda çalışır.



Şekil 3.28. DA / DA yükseltici (Boost) dönüştürücünün anahtar açık iken yapısı.

Birinci mod anahtarlama elemanı iletimde iken $t=0$ anında başlar. Giriş akımı L indüktörü ve S_1 anahtarı üzerinden artarak akar.



Şekil 3.29. DA / DA yükseltici (Boost) dönüştürücü anahtar kapalı iken yapısı.

İkinci mod ise anahtarlama elemanı kesime ($t = t_1$) sokulunca başlar. Daha önce anahtardan geçen akım L, C, yük ve Dm üzerinden akmaya başlar. Anahtar bir sonraki iletime sokuluncaya kadar endüktör akımı azalır. L bobininde depolanan enerji yüke aktarılır (Rashid, 2015).

Anahtarının açık konumunda, yani kapalı olduğunda indüktör boyunca gerilim V_i 'dir ve bu t süresi içinde indüktör akımı I_L 'de değişiklik ile sonuçlanır ve aşağıdakiler tarafından verilir:

$$\frac{\Delta I_L}{\Delta t} = \frac{V_i}{L} \quad (3.9)$$

$$\Delta I_{L_{on}} = \frac{1}{L} \int_0^{DT} V_i dt = \frac{DT}{L} V_i \quad (3.10)$$

D burada görev döngüsünü temsil eder ve anahtarın açık olduğu süredir. Bu değer kapalı haldeyken 0 ve açık haldeyken 1'dir. Açıldığında anahtarın kapalı konumunda, indüktörün akımı yük boyunca akar ve diyot boyunca düşüş göz ardı edilebilir olduğunda,

$$V_i - V_o = L \frac{dI_L}{dt} \quad (3.11)$$

Bu nedenle kapalı durumdaki indüktör akımı,

$$\Delta I_{L_{off}} = \int_{DT}^T \frac{(V_i - V_o)dt}{L} = \frac{(V_i - V_o)(1-D)T}{L} \quad (3.12)$$

Kararlı haldeyken indüktörde başlangıç ve bitiş sırasında depolanan enerji sabit olmalıdır.

$$E = \frac{1}{2} L I_L^2 \quad (3.13)$$

Böylece,

$$\Delta I_{L_{on}} + \Delta I_{L_{off}} = 0 \quad (3.14)$$

$$\Delta I_{L_{on}} + \Delta I_{L_{off}} = \frac{V_i DT}{L} + \frac{(V_i - V_o)(1-D)T}{L} = 0 \quad (3.15)$$

şeklinde olur ve yukarıdaki ifadeyi çözerken,

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1-D} \quad (3.14)$$

ya da

$$D = 1 - \frac{V_i}{V_o} \quad (3.17)$$

Çıkış gücü ise;

$$P_o = \frac{(V_o * I_o)}{R} = V_o * I_o \quad (3.18)$$

Yukarıdaki denklemden çıkış geriliminin daima giriş geriliminden daha büyük olduğu ve D değerine bağlı olduğu kolayca görülebilir. Bu nedenle dönüştürücü, yükseltici dönüştürücü olarak adlandırılır. Burada,

D : görev döngüsü,

I_o : giriş akımı

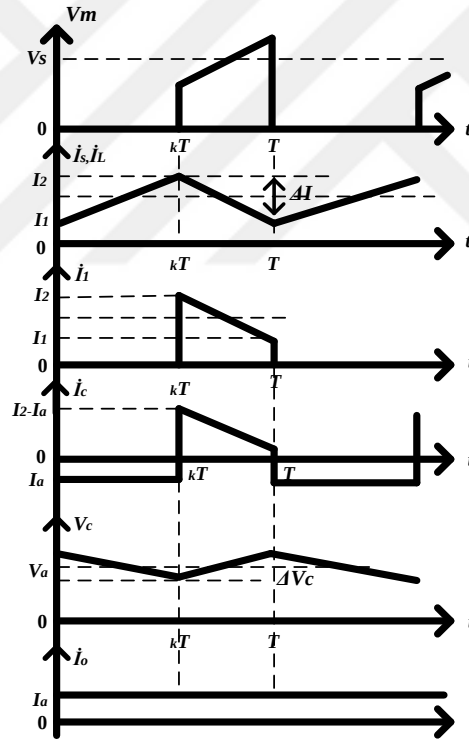
I : çıkış akımı

V_o : giriş gerilimi,

V : çıkış gerilimi

P_o ise çıkış gücüdür.

Yük akımının sürekli olması durumu için gerilim ve akım dalga biçimleri aşağıdaki şekilde verilmiştir. Akımın doğrusal olarak arttığı ve azaldığı varsayılmıştır.



Şekil 3.30. Yükselten dönüştürücüde yük akımının sürekli durumu için gerilim ve akım dalga şekilleri.

Kritik endüktans değeri,

$$L_c = L = \frac{k(1-k)^2 R}{2f} \quad (3.19)$$

Kritik kondansatör değeri,

$$C_c = C = \frac{k}{2fR} \quad (3.20)$$

$$k = \frac{t_1}{T} = t_1 * f \quad (3.21)$$

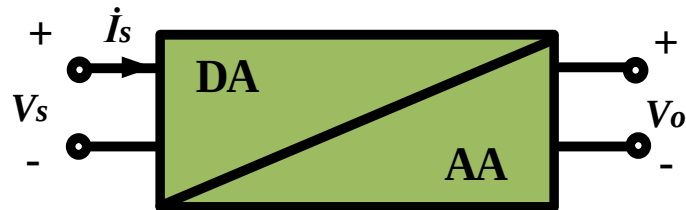
R : yük

f : frekans olarak ifade edilir.

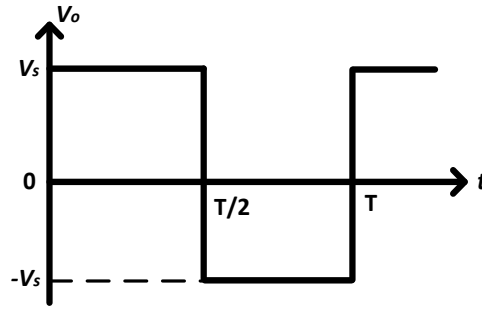
3.6. DA/AA Dönüştürücü

Güneş enerjisinin uygulamalarında bazı durumlarda, güneş panellerinden doğrudan veya bir DA/DA dönüştürücü aracılığıyla alınan enerjinin alternatif akım kullanan alıcılara gönderilmesi veya mevcut alternatif akımın (AA) şebekeye paralel çalışması gerekebilir. Bu gibi durumda DA formundaki enerjinin AA formuna dönüştürülmesi gereksinimi ortaya çıkar. Bu amaçla geliştirilen tipik bir DA/AA dönüştürücü, genel olarak inverter veya evirici olarak adlandırılırlar.

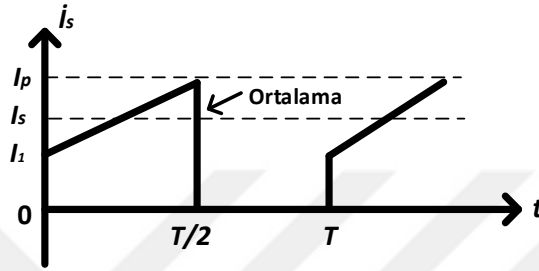
Eviriciler, DA 'yı AA'ya dönüştüren devrelerdir. Daha kesin olarak eviriciler, gücü bir DA kaynağından bir AA yüküne aktarır. Diğer uygulamalarda amaç, yalnızca bir DA gerilim kaynağı mevcut olduğunda bir AA gerilimi oluşturmaktır. Bu bölümün odak noktası, bir DA girişinden bir AA çıkışı üreten eviriciler üzerinedir. Eviriciler, eviricinin rolü, istenen gerilimi ve frekansta DA gücünü AA gücüne dönüştürmektir.



Şekil 3.31. DA/AA eviricinin blok diyagramı.



(a) Çıkış Gerilimi



(b) Giriş akımı

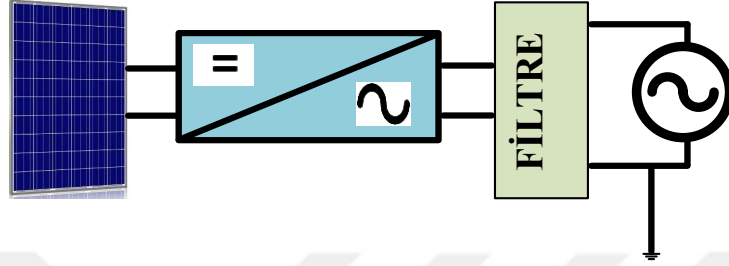
Şekil 3.32. DA/AA eviricinin giriş-çıkış ilişkisi.

DA/AA eviriciler, karmaşıklıkları ve yüksek fiyatlar nedeniyle 1960'lardan önce endüstriyel uygulamalarda çok sık olarak kullanılmamıştır. AA motorlar DA motorlardan daha düşük maliyet daha küçük boyut gibi avantajlara sahip olduklarından ve bakım gerektirmediklerinden ötürü 1970'lerde kesirli beygir gücü AA motor sürücülerinde kullanıldılar.

İlk FV evirgeçleri, 1980'lerin başından itibaren elektrikli sürücülerde kullanılan teknolojilere dayanıyordu. Ve bunlar birkaç kW güç derecesine sahip hat komütasyonlu evirgeçlerdi. Bu evirgeçlerin başlıca avantajları yüksek verimlilik, ucuzluk ve sağlamlıktı, fakat güç faktörü 0.6 ve 0.7 arasındaki değerler ile büyük bir dezavantajdı. 1980 dönemlerinde yarı iletken olan IGBT ve MOSFET gibi daha etkili cihazlar üretildi ve DA/AA evirgeçler endüstriyel uygulamalarda, yenilenebilir enerji, indüksiyon ısıtma, ulaşım, AA motor sürücüler, kesintisiz güç kaynakları (UPS) ve AA cihazlarının çalıştırılmasında yaygın olarak kullanılmaya başlandı. Son on yılda FV evirgeç teknolojileri çok gelişti. Evirgeç fiyatları son yıllarda ciddi bir oranda düşmüş, verimlilik ve güvenilirlik önemli ölçüde artmıştır.

FV sisteminin ağırlığını, boyutunu, maliyetini ve kurulum karmaşıklığını azaltan tipik bir transformatörsüz FV sistemi aşağıdaki Şekil 3.33'de detaylandırılmıştır.

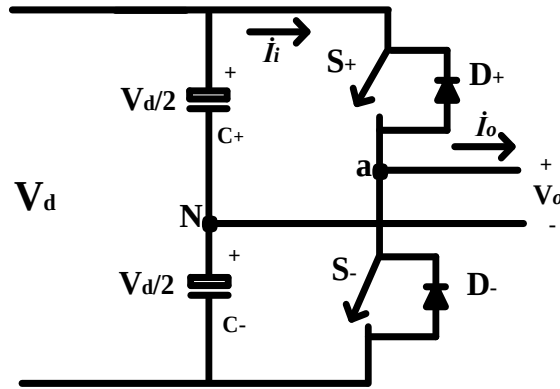
Transformatörsüz sistemlerin dezavantajı, eksik hat frekans transformatörünün, evirgeç tarafından enjekte edilen AA akımında DA akımlarına yol açabilmesidir, bu da dağıtım transformatöründeki manyetik bileşenlerin çekirdeğini doyurabilir, aşırı ısınmaya ve olası arızaya yol açabilir. Transformatörsüz çözümün önemli bir avantajı ise sistemin toplam verimliliğinin yaklaşık % 2 artmasıdır.



Şekil 3.33. Transformatörsüz evirgeçli şebekeye bağlı FV sistem.

DA/AA dönüşüm teknikleri iki kategoriye ayrılabilir: Darbe genişlik modülasyonu (DGM) ve çok düzeyli modülasyon. Her kategoride modülasyonu uygulayan birçok devre vardır. DGM kullanarak gerilim kaynağı eviricileri (GKE), akım kaynağı eviricileri (AKE), empedans kaynağı çeviricileri (EKÇ) ve çok kademeli DGM çeviricileri gibi çeşitli çeviriciler tasarlayabiliriz.

Tek fazlı yarım dalga DGM, Şekil 3.34'de gösterilmiştir.



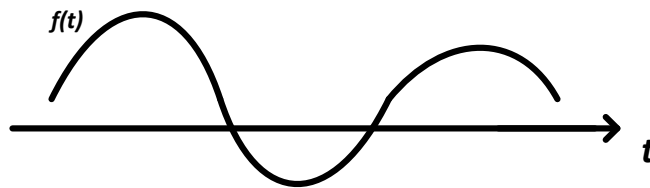
Şekil 3.34. Tek fazlı yarım dalga DGM GKE.

Darbe genişliği modülasyonu (PWM) yöntemi, giriş gerilimi genellikle sabit bir DA gerilimi (DA bağlantısı) olduğundan DA/AA dönüşümü için uygundur. Darbe faz modülasyonu da mümkündür, ancak bu uygun değildir. Giriş gerilimi genellikle sabit bir

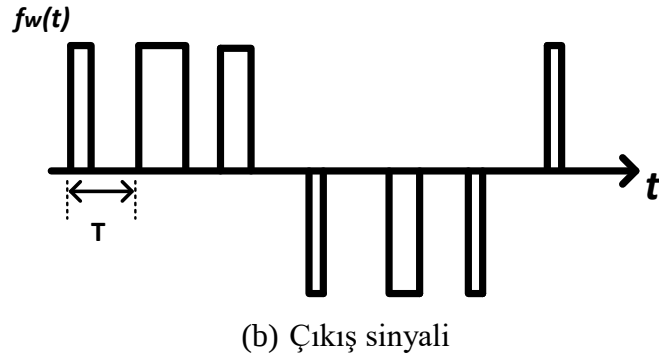
DA gerilim olduğundan, darbe genlik modülasyonu DA/AA dönüşümü için uygun değildir. DGM işleminde, tüm darbelerin ön kenarları darbe süresinin başından başlar ve arka kenarı ayarlanabilir. Darbe genişlik modülasyonu, GKE, AKE, EKÇ ve çok kademeli DGM eviriciler gibi birçok DGM DA/AA evirgeç için temel tekniktir. Bir başka DA/AA evirgeç grubu çok seviyeli evirgeçlerdir. 1970'lerin sonunda icat edildi. İlk çok seviyeli evirgeçler diyot-kenetlenmiş ve kapasitör-kenetlenmiş devrelerle inşa edilmiştir. Daha sonra başka çok seviyeli evirgeçler geliştirildi (Luo ve Ye, 2013).

3.6.1. Darbe genişliği modülasyonlu (DGM) DA/AA evirgeçler

DA/AA evirgeçler, endüstriyel uygulamalarda uygulanan güç anahtarlama devreleri ile diğer güç anahtarlama devrelerine kıyasla hızla geliştirilir. Geçen yüzyılda, birçok DA/AA evirgeç topolojisi oluşturuldu. DA/AA evirgeçler, Şekil 3.35'de gösterildiği gibi esas olarak AA motor ayarlanabilir hız sürücülerinde (AHS) kullanılır. Güç DA/AA evirgeçleri 1980'lerin sonlarından beri diğer endüstriyel uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadır. Yarı iletken üretim gelişimi, IGBT'ler ve MOSFET'ler gibi yüksek güçlü cihazların daha yüksek anahtarlama frekanslarında (örneğin onlarca kHz'den birkaç MHz'ye kadar) çalışmasına izin verdi. Bunun aksine, tristörler (SCR'ler), GTO'lar, triyaklar ve BT'ler gibi daha düşük anahtarlama frekansı ve daha yüksek güç oranına sahip bazı cihazlar, IGBT ve MOSFET'in hem yüksek güç oranı hem de yüksek anahtarlama frekansı olabilir. Kare dalga formu DA/AA evirgeçler 1980'lerden çok önce kullanıldı ve tristör, GTO ve triyak düşük frekanslı anahtarlama işlemlerinde kullanılabilir. BT ve IGBT gücü yüksek frekanslı çalışma için üretildi. Darbe genişlik modülasyonu (DGM) tekniğini uygulayan ilgili ekipmanın geniş bir çıkış gerilimi ve frekansı ve düşük THB aralığı vardır. Günümüzde, bu alanda iki DA/AA ters çevirme tekniği popülerdir: DGM ve çok seviyeli evirgeçler. Çoğu DA/AA evirgeçler hala farklı prototiplerde DGM DA/AA evirgeçtir.

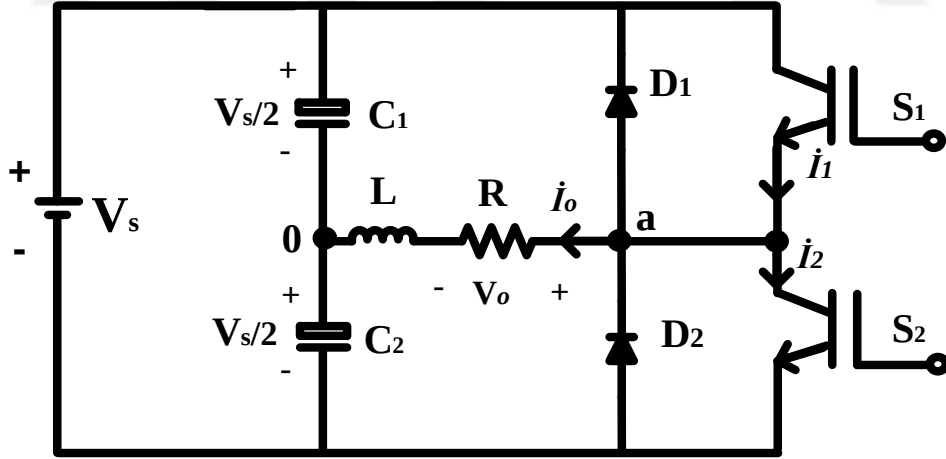


(a) Giriş sinyali



Şekil 3.35. Darbe genişliği modülatörünün tipik giriş ve çıkış dalga formları.

Tek fazlı eviricinin çalışma prensibi Şekil 3.36 ile açıklanabilir. Evirici devresi iki kıyıcıdan oluşur. Yalnızca S_1 anahtarı $T_o/2$ boyunca ilettime sokulursa, yük uçlarındaki ani gerilimi V_o , $V_s/2$ 'ye eşit olur. Eğer sadece S_2 anahtarı $T_o/2$ boyunca ilettime girerse, yük uçlarında $-V_s/2$ görülür. S_1 ve S_2 anahtarları aynı anda ilettime girmeyecek şekilde bir lojik devre tasarlanmalıdır. Evirici, üç telli bir DA kaynağına ihtiyaç duymakta ve anahtar kesimdeyken ters gerilim $V_s/2$ yerine V_s olmaktadır. Bu eviriciye yarım köprü evirici de denir (Bedford ve Hoft, 1964).



Şekil 3.36. Tek fazlı yarım köprü evirici devresi.

Karesel-ortalama-karekök (rms) çıkış gerilimi aşağıdaki şekilde bulunabilir.

$$V_o = \left(\frac{2}{T_o} \int_0^{T_o/2} \frac{V_s^2}{4} dt \right)^{1/2} = \frac{V_s}{2} \quad (3.22)$$

Ani çıkış gerilimi Fourier serisi ile ifade edilebilir.

$$V_o = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)) \quad (3.23)$$

Farklı tipte evirgeçler vardır. DA beslemesinin tipine göre, besleme akım kaynağıysa bu evirici akım kaynağı evirici (AKE) ve besleme bir gerilim kaynağıysa bu gerilim kaynağı evirici (GKE) olarak bilinir. Tipik olarak, DA bara boyunca büyük bir kondansatör varsa bu evirici bir GKE'dir ve DA kaynağı ile seri halde büyük bir indüktör varsa bir AKE'dir. Evirici çıkışının tipine göre, çıkış bir akım kaynağı olarak kontrol edilirse bu evirici akım kontrollü, çıkış bir gerilim kaynağı olarak kontrol ediliyorsa gerilim kontrollü olarak adlandırılır. Dolayısıyla, akım kontrollü GKE'lar ve gerilim kontrollü GKE'lar vardır ve ayrıca akım kontrollü AKE'ler ve gerilim kontrollü AKE'ler da vardır.

DA/AA evirgeçlerin üç tipik besleme yöntemi vardır:

- Gerilim kaynağı evirgeci (GKE)
- Akım kaynağı evirgeci (AKE)
- Empedans kaynak çevirici (z-kaynak çevirgeç veya EKÇ)

3.6.2. Gerilim kaynaklı evirgeçler (GKE)

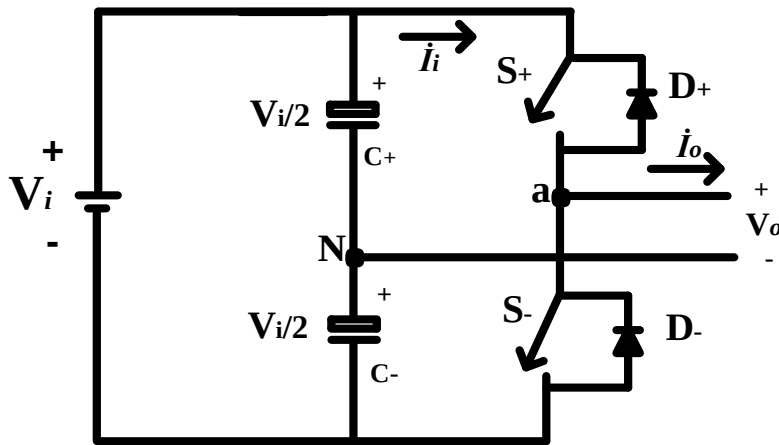
Bir gerilim kaynağı evirgeci bir DA gerilim kaynağı tarafından sağlanır. Bir ayarlanabilir hızlı sürücü de DA kaynağı genellikle bir AA-DA redresörüdür. DA-link gerilimini sabit tutmak için kullanılan büyük bir kapasitör vardır. Gerilim kaynağı evirgeçleri (GKE'ler) endüstriyel uygulamalarda ve yenilenebilir enerji sistemlerinde yaygın olarak kullanılmaktadır. Yapıları ve kontrol devreleri basittir. Bu bölümde bazı tipik GKE devreleri tanıtılmaktadır.

Tek Fazlı Gerilim Kaynaklı Evirici

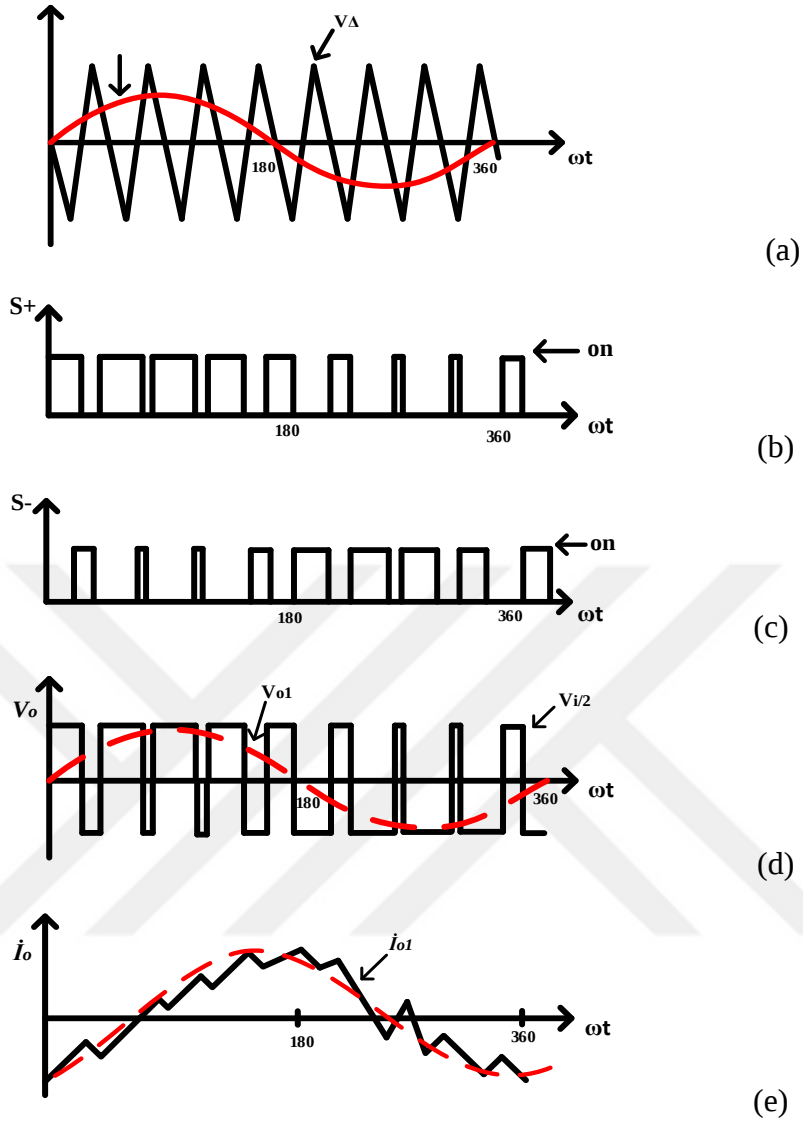
Tek fazlı gerilim kaynaklı evirgeçler yarım köprü ve tam köprü devrelerde uygulanabilir.

3.6.2.1. Tek fazlı yarım köprü GKE

Bu devrede, DA kaynak gerilimini kapasitörlerle iki parçaya bölerek anahtar sayısı 2'ye düşürülür. Her kapasitör aynı değerde olacak ve üzerinde $V_{dc}/2$ gerilimi olacaktır. S_1 kapalı olduğunda, yük gerilimi $V_{dc}/2$ 'dir. S_2 kapalı olduğunda, yük gerilimi $V_{dc}/2$ 'dir. Böylece, kare dalga çıktısı veya bipolar puls-genişliği modülasyonlu çıktı, tek fazlı yarım köprü gerilim kaynağı evirgeci (GKE) Şekil 3.37'de gösterilmektedir. Bu evirgece taşıyıcı bazlı darbe genişlik modülasyonu (DGM) tekniği uygulanır. N nötr noktası sağlamak için iki büyük kapasitör gereklidir; her kapasitör DA kaynak gerilimini iki parçaya bölerek anahtar sayısını 2'ye düşürür ve kapasitörler aynı değerde olacak şekilde üzerlerinde $V_i/2$ gerilimi olacaktır. Bir kesme ayağındaki iki S_+ ve S_- anahtarı DGM sinyali ile değiştirilir. İki anahtar S_+ ve S_- kısa devreden kaçınmak için küçük ölü zamanla özel bir durumda çalışır. Genel olarak, doğrusal modülasyon işlemi dikkate alınır, örneğin, $m_a = 0.8$. Genellikle, düşük THB elde etmek için, m_f genellikle büyük bir sayıdır. Açıklama kolaylığı için $m_f = 9$ 'u seçebiliriz. Her bir evirgeci iyi anlamak için, Şekil 3.38'de bazı tipik dalga formları verilmiştir. Kontrol sinyali V_c , Şekil 3.38a'da gösterildiği gibi bir sinüs dalgası fonksiyonuysa, modülasyon sinüzoidal darbe genişlik modülasyonunu (SDGM) çağırırız. Şekil 3.38b, anahtarlama sinyali gösterilmektedir. Üstteki anahtar S_+ 'da "ON" olduğunda ve alttaki anahtar S_- 'yi, tersi durumda, "OFF" ise üstteki anahtar S_+ 'yı ve alttaki anahtar S_- 'yi kapatmış olur. Üçgen dalganın genliğinin birlik/bütünlük olduğunu ve sinüs dalgasının genliğinin 0.8 olduğunu varsayalım (Luo ve Ye, 2013).



Şekil 3.37. Tek fazlı yarım köprü GKE.



Şekil 3.38. Tek fazlı yarım köprü evirici ($m_a = 0.8$, $m_f = 9$).

Şekil 3.38a'yi ele alarak sinüs dalgası fonksiyonu

$$f(t) = m_a \sin \omega t = 0.8 \sin 100\pi t \quad (3.24)$$

Burada;

$$\omega = 2\pi f, \quad f=50 \text{ Hz.}$$

$$f_1(t) = -4f m_f t = -1800t \quad f_2(t) = 4f m_f t - 2 = 1800t - 2 \quad (3.25)$$

$$f_3(t) = 4 - 4fm_f t = 4 - 1800t \quad f_4(t) = 4fm_f t - 6 = 1800t - 6 \quad (3.26)$$

....

$$f_{(2n-1)}(t) = 4(n-1) - 4fm_f t \quad f_{2n}(t) = 4fm_f t - (4n-2) \quad (3.27)$$

....

$$f_{17}(t) = 32 - 1800t \quad f_{18}(t) = 1800t - 34 \quad (3.28)$$

$$f_{19}(t) = 36 - 1800t \quad (3.29)$$

Yukarıdaki Şekil 3.38 yarım köprü GKE ile ilişkili ideal dalga formlarını gösterir.

3.6.2.2. Tek fazlı tam köprü GKE

Tek fazlı tam köprü gerilim kaynağı evirgeci (GKE) Şekil 3.39'a da gösterilmektedir. Bu evirgece taşıyıcı bazlı darbe genişlik modülasyonu (DGM) tekniği uygulanır. Doğrusal modülasyonda çalışıyorsa, çıkış gerilimi DA-link geriliminden daha küçüktür. Çok bacaklı GKE'nin modülasyon işlemi, tek bacadan (tek fazlı yarım köprü) farklıdır; İki bacağa dört anahtar, (S_1, S_2, S_3, S_4) DGM sinyali tarafından uygulanır ve anahtarlanır. S_1 ve S_2 anahtarları aynı zamanda iletme sokulursa, V_s giriş gerilimi yük uçlarında görülür. S_3 ve S_4 anahtarları aynı anda iletme sokulursa, yük uçlarında bulunan gerilim ters olur ve $-V_s$ değerine sahiptir. Çıkış geriliminin dalga şekli 3.39b'de gösterilmektedir.

Çizelge 3.4'de tek fazlı tam köprü eviricinin anahtar durumları verilmiştir. Çıkış gerilimi $\mp V_s$ olacak şekilde biri üstte diğeri ise altta bulunan iki anahtar aynı anda iletirse, anahtar durumu "1" olurken bu anahtarlar aynı zamanda kesime girerse anahtar durumu bu kez "0" olur.

Çıkış gerilimin etkin değeri aşağıda verilen denklem ile bulunabilir (Rashid, 2015).

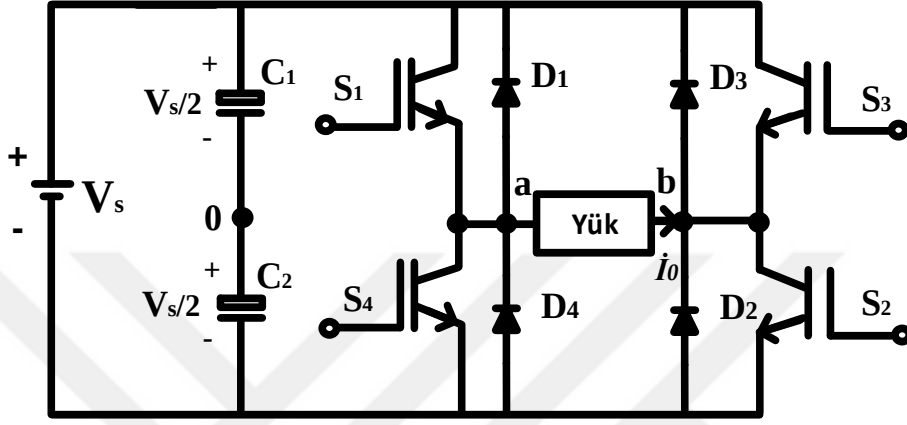
$$V_0 = \left(\frac{2}{T_o} \int_0^{T_o/2} V_s^2 dt \right)^{1/2} = V_s \quad (3.30)$$

$$V_o = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \sin n\omega t=0 \quad (3.31)$$

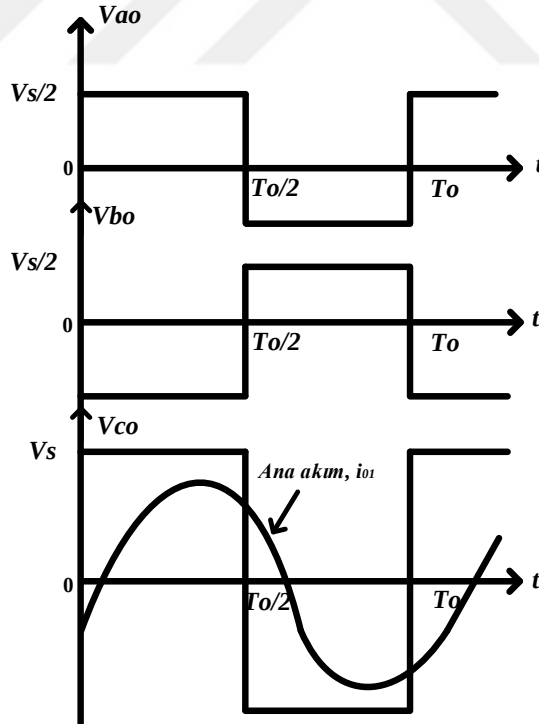
$n=2,4,\dots$

denklem (3.30)'in, ani çıkış gerilimini bir fourier serisi ile ifade etmek istersek aşağıdaki şekilde genişletebiliriz.

$$V_o = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \sin n\omega t \quad (3.32)$$



(a) Devre



(b) Dalga şekilleri

Şekil 3.39. Tek fazlı tam köprü evirici.

Çizelge 3.4. Tek fazlı tam köprü eviricinin anahtar durumları

Durum	Durum No.	Anahtar Durumu	V_{ao}	V_{bo}	V_o	İletimdeki Elemanlar
S_1 ve S_2 iletimde ve S_4 ve S_3 kesimde	1	10	$-V_s/2$	$-V_s/2$	V_s	Eğer $i_o > 0$ ise S_1 ve S_2 Eğer $i_o < 0$ ise D_1 ve D_2
S_4 ve S_3 iletimde ve S_1 ve S_2 kesimde	2	01	$-V_s/2$	$V_s/2$	$-V_s$	Eğer $i_o > 0$ ise D_4 ve D_3 Eğer $i_o < 0$ ise S_4 ve S_3
S_1 ve S_3 iletimde ve S_4 ve S_2 kesimde	3	11	$V_s/2$	$V_s/2$	0	Eğer $i_o > 0$ ise S_1 ve D_3 Eğer $i_o < 0$ ise D_1 ve S_3
S_4 ve S_2 iletimde ve S_1 ve S_3 kesimde	4	00	$-V_s/2$	$-V_s/2$	0	Eğer $i_o > 0$ ise D_4 ve S_2 Eğer $i_o < 0$ ise S_4 ve D_2
S_1, S_2, S_3 ve S_4 'ün hepsi kesimde	5	off	$-V_s/2$ $V_s/2$	$V_s/2$ $-V_s/2$	$-V_s$ V_s	Eğer $i_o > 0$ ise D_4 ve D_3 Eğer $i_o < 0$ ise D_1 ve D_2

1---> Üstte bulunan anahtarlardan herhangi biri iletimde ise,

0---> Altta bulunan anahtarlardan herhangi biri iletimdeyse.

Tek Fazlı Eviricilerin Gerilim Kontrolü

Birçok endüstriyel uygulamalarda, evirgeçlerin çıkış gerilim kontrolü çoğunlukla DA giriş gerilimi değişimleriyle başa çıkmak, eviricilerin gerilimini ayarlamak, sabit volt ve frekans kontrol ihtiyacını karşılamak için gereklidir. Evirici kazancını değiştirmek için farklı yöntemler bulunmaktadır. Çıkış gerilimini ve kazancı kontrol etmenin verimli tekniği eviriciler içine DGM kontrolünü eklemektir. Sıkça kullanılan teknikler ise;

- Tek darbe genişlik modülasyonu
- Çoklu darbe genişlik modülasyonu
- Sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu
- Değiştirilmiş sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu

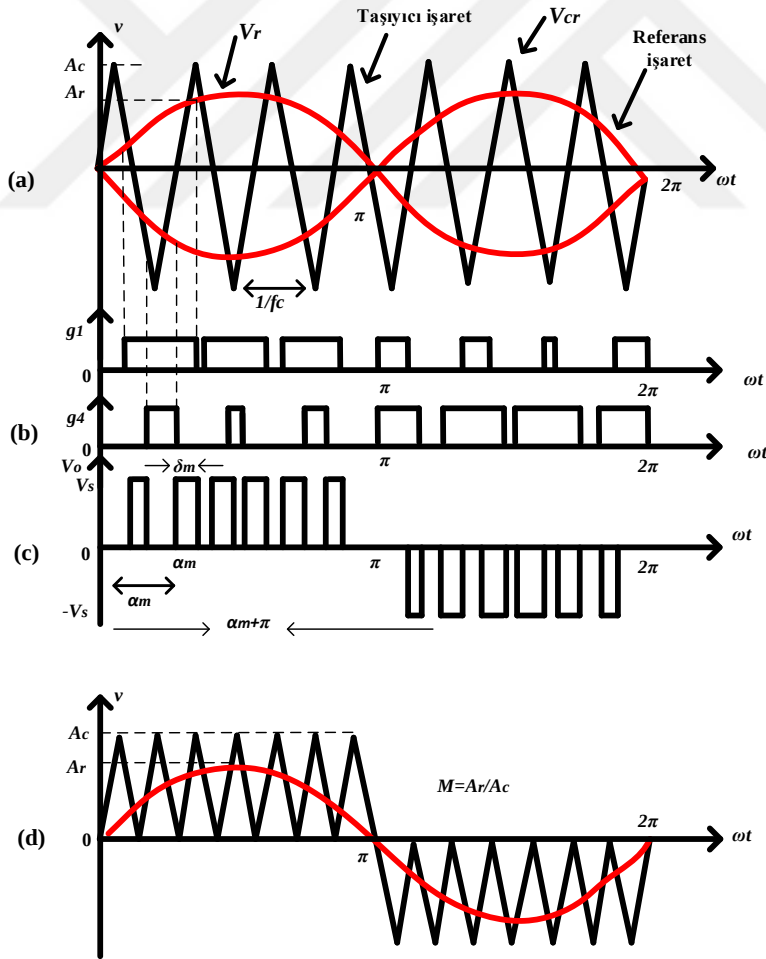
Gerilim kontrolü için bu yöntemlerden en çok kullanılanı sinüzoidal darbe genişlik modülasyon tekniğidir.

3.6.2.3. Sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu

Şekil 3.40 endüstrilerde daha fazla uygulama bulan sinüzoidal DGM sinyalinin oluşturulmasını açıklar. Anahtarlama işaretleri, sinüzoidal bir referans sinyalini bir üçgen

taşıyıcı dalga ile karşılaştırarak üretilebilir ve her adımın genişliği, aynı adımın merkezinde değerlendirilen bir sinüs dalgasının genliği ile orantılı olarak değişir. İnverterin çıkış frekansı f_o referans sinyalinin frekansı f_r kullanılarak bulunabilir. Rms çıkış gerilimi V_o modülasyon indeksi M ile kontrol edilebilir ve bunun sonucunda modülasyon endeksi pik genliği (A_r) ile kontrol edilir. Modülasyon indeksi olan M değeri A_r/A_c 'ye eşittir. Şekil 3.40a'da gösterilen çift yönlü taşıyıcı sinyalin iki sinüzoidal işaret v_r ve $-v_r$ ile karşılaştırılmasıyla g_1 ve g_4 anahtarlama tetikleri üretilir. Bu g_1 ve g_4 işaretleri aynı zamanda serbest bırakılamazlar. Ve aynı kolda bulunan S_1 ve S_4 tansistörleri aynı zamanda iletemezler.

Aşağıda verilen Şekil 3.40c 'de ani çıkış gerilimi gösterilirken, Şekil 3.40d' de ise tek yönlü üçgen taşıyıcı kullanılarak anahtarlama işaretleri üretilebilir. Gerilim, $V_o = V_s(g_1 - g_4)$ ile hesaplanabilir. Yarım döngü başına adım sayısı, taşıyıcı frekansına bağlıdır.



Şekil 3.40. Sinüzoidal darbe genişlik modülasyonunun oluşturulması.

Çıkış geriliminin etkin değeri aşağıdaki formülle bulunabilir.

$$V_0 = V_s \left(\sum_{m=1}^{2p} \frac{\delta_m}{\pi} \right)^{1/2} \quad (3.33)$$

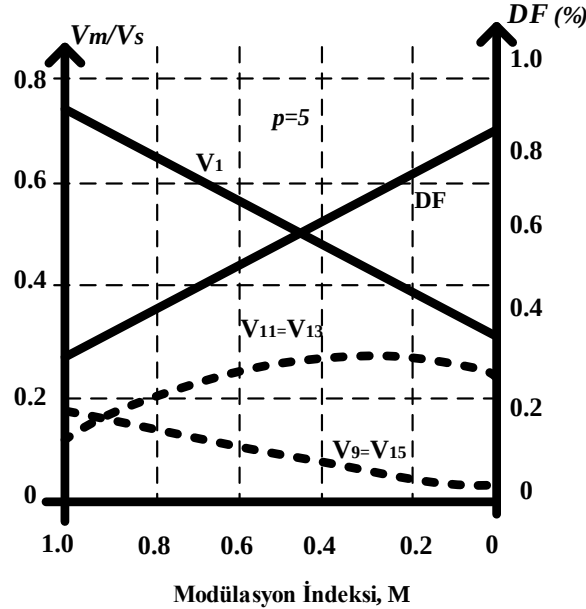
Aşağıda verilen “Eş. 3.34” aynı zamanda çıkış geriliminin Fourier katsayısını belirlemek için “Eş. 3.35” gibi uygulanabilir.

$$B_n = \sum_{m=1}^{2p} \frac{4V_s}{n\pi} \sin \frac{n\delta}{2} \left[\sin n \left(\alpha_m + \frac{\delta}{2} \right) \right] \quad (3.34)$$

$$B_n = \sum_{m=1}^{2p} \frac{4V_s}{n\pi} \sin \frac{n\delta_m}{2} \left[\sin n \left(\alpha_m + \frac{\delta_m}{2} \right) \right] \quad (3.35)$$

$n=1,3,5,\dots$

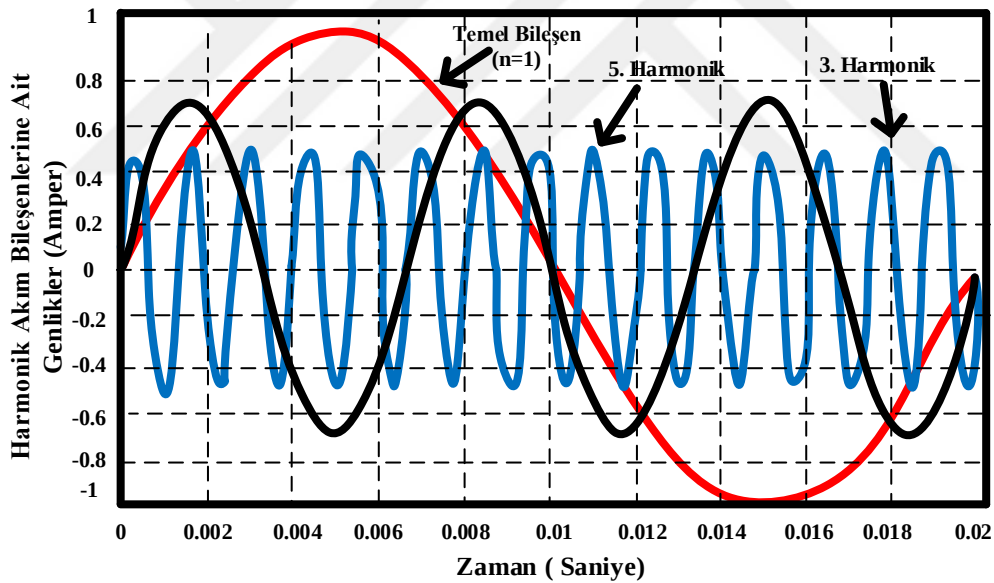
Her yarı-periyotta beş darbe ($p=5$) için modülasyon indeksi değişimine karşılık gelen harmonik profili Şekil 3.41’de gösterilmektedir. Verilen grafikte DF, çoklu darbe modülasyonu ile kıyaslandığında ciddi bir oranda azalmıştır. Bu tip modülasyon $2p - 1$ ’e eşit veya küçük olduğunda tüm harmonikleri elimine eder. Aşağıdaki şekilde $p=5$ olarak verilmiştir ve bu nedenle LOH dokuzuncudur.



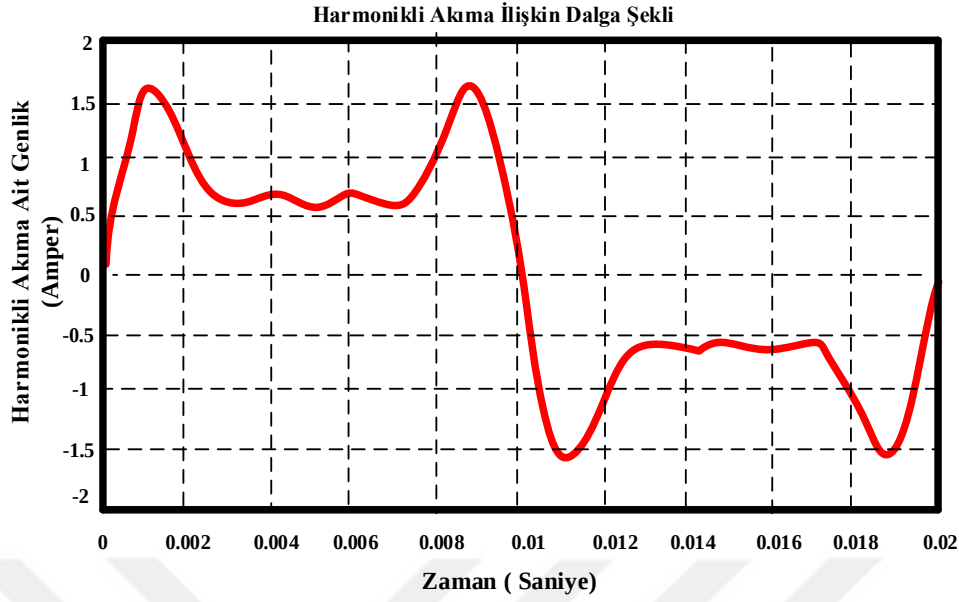
Şekil 3.41. Sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu harmonik üretimi.

3.7. Harmonikler ve Filtreleme

Elektrik güç sistemlerinde enerjinin üretilip, iletilip ve dağıtılmasında akım ve gerilim dalga şekillerinin sinüzoidal eğri olması istenir. Bu sistemde bulunan doğrusal olmayan (nonlinear) elemanlar ve sinüzoidal olmayan kaynaklar nedeniyle iletim ve dağıtım sistemlerinde ciddi sorunlar meydana gelmekte olup tüketiciye aktarılan enerjinin kalitesini olumsuz yönde etkilemektedir. Elektrik güç sistemlerinde gerilim veya akımın dalga şekillerinde oluşan periyodik sürekli hal bozulmaları veya tam sinüzoidal gerilimden sapma harmonik olarak adlandırılmaktadır. Başka bir biçimde ifade edecek olursak, temel bileşen frekansı dışında bulunan frekanslarda oluşan periyodik dalgalar olarak da tanımlanabilir. Kısacası harmonikler, doğrusal olmayan (nonlinear) elemanlar ile sinüzoidal olmayan (nonsinüzoidal) kaynaklardan herhangi birisi veya ikisinin de sistemde bulunmasından kaynaklanır (Akmaz, 2012).



Şekil 3.42. Temel bileşen, 3., 5. harmonik bileşenlerin gösterimi.



Şekil 3.43. Bozulmuş dalga gösterimi.

Yukarıdaki Şekil 3.42’te gösterildiği gibi, sistemde yer alan doğrusal olmayan (nonlinear) karakteristikteki elemanlardan dolayı oluşan 3., ve 5. harmonikler sistemde Şekil 3.43’deki gibi bir bozulmuş dalga formuna sebep olabilmektedir (Bağatır, 2013).

3.7.1. Harmoniklerin meydana getirdiği etkiler

Harmonikler güç sistemine bağlanan elemanlar dolayı istenmeyen ciddi problemlere neden olurlar. Harmonik sebebiyle oluşan bu olumsuzlukların şiddeti, var olan teçhizatın duyarlılığına ve bozulan dalga formunun büyüklüğü ile ilgilidir. Maddi ve teknik bakımdan çok fazla etkisi olan bu harmoniklerin, işletmelerde analizlerinin yapılması ve etkilerinin bilinmesinden kaynaklı enerji kalitesi bakımından ve işletmenin sürekliliği yönünde son derece önemlidir. Bu harmonik ortaya çıkmasına, oluşmasına sebep olan en önemli elemanlar ise şu şekilde sıralanabilir:

Güç elektroniği elemanları, Fotovoltaik sistemler, transformatörler, anahtarlamalı güç kaynakları, evirgeçler, indüksiyon fırınları vs.

Doğrusal olmayan (nonlinear) elemanlar ile sinüsoidal olmayan (nonsinüsoidal) kaynaklardan herhangi birisi veya ikisinin de sistemde bulunmasından kaynaklı oluşan harmoniklerin en önemli etkileri/ zararları; transformatörler, motorlar, kondansatörler, jeneratörler ve enerji iletim hatlarında ek kayıplara sebep olmakla beraber gerilim

düşümünün artması, kondansatörün aşırı yükten kaynaklı istenmeyen şekilde çalışmasına, kondansatör gruplarının yalıtkanlıklarının zarar görmesine, aşırı gerilimden ötürü kullanılan iletkenlerin yalıtkanlıklarının istenilen düzeyde olmaması, sistem ekipmanlarda arıza oluşması, harmoniklerden dolayı oluşan gürültü sebebiyle kontrol sistemlerinin yanlış işletimi gibi etkileri bulunmaktadır.

Harmoniklerin Güç Elektroniği ve Anahtarlama Elemanları Üzerindeki Etkileri

Güç elektroniği devrelerinde kullanılan elemanlar pek çok durumda önemli bir harmonik kaynak olmasının yanı sıra harmonik bozulmaya karşı oldukça duyarlıdır. Bu kullanılan elemanların düzgün bir şekilde çalışması gerilim sıfır geçişlerinin doğru tespit edilmesine bağlıdır. Harmonik bileşenler sonucu oluşan problem, sıfır geçişlerde akımın yüksek di/dt genliklerinde bulunması nedeniyle kesme işleminin tahmin edilenden daha zor yapılmasıdır. Gerilim sıfır geçişlerini harmonik bozulma kaydırmaktadır. Bu durum pek çok elektronik kontrol devreleri için kritik noktalar olarak bilinmektedir. Gerilim sıfır geçişlerinin neden olduğu bu kaymadan dolayı oluşan komütasyon hataları elemanların çalışmasını istenmeyen biçimde etkiler. Yarı-iletken elemanlarda ek ısınma etkileri ve delinme etkileri görülmektedir. Bunun yanı sıra tristör kontrollü hız kontrol cihazlarında harmonik bozulmaların birtakım istenmeyen olumsuz etkileri bulunmaktadır (Akmaz, 2012).

3.7.2. Toplam harmonik bozunum (THB)

Harmonik büyüklüklerin sınırlandırmasını hedef alan standartlarda sık olarak tercih edilen toplam harmonik bozunumu gerilim ve akım için sırasıyla “Eş. 3.36” ve “Eş. 3.37” verilmiştir.

$$THB_V = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2}}{V_1} \quad (3.36)$$

$$THB_I = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \quad (3.37)$$

Toplam harmonik bozunumu, akım veya gerilim için tanımlanan harmonik bileşenlerinin efektif değerlerinin karelerinin toplamının karekökünün, temel bileşenin efektif değerine oranını ve dalga form şeklindeki bozulmayı ifade eden değeridir ve genellikle bu değer yüzde olarak ifade edilir. “Eş. 3.36”, temel frekans olmayan gerilimlerin etkin (efektif) değerlerinin karelerinin toplamının karekökünün, temel frekansta olan gerilimin etkin (efektif) değerine oranıdır. Benzer durumda “Eş. 3.37” ise akıma ait toplam harmonik bozunumu belirtmektedir (Bağatır, 2013).

Toplam harmonik bozunum değeri, harmonikleri barındıran periyodik dalga şeklinin tam bir sinüs dalga şeklinden sapması işlemi için tespitte bulunur. Sinüzoidal formdan uzaklaşmayı, bozulmanın derecesini belirtir. Yalnızca temel frekanstan oluşan tam bir sinüzoidal dalga şekli için THB sıfırdır. Hem akım hem de gerilim için THB değeri mevcuttur.

Toplam harmonik bozunumun gerilim için bir başka ifadeleri ise

$$THB = \frac{[V^2 - V_1^2]^{1/2}}{V_1} \quad (3.38)$$

$$THB = \frac{[I^2 - I_1^2]^{1/2}}{I_1} \quad (3.39)$$

şeklinde tanımlanabilir.

THB aynı olmayan sistem cihazları üzerinde genlik stresini göstermek amacıyla kullanılabilir. İndüktansa uyarlanmış THB faktörü sargı endüktanslarının ve indüksiyon motorlarının ek termal stresi için yaklaşık bir ölçüt verir (“Eş. (3.40)”).

$$THB_{ind.} = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{50} \frac{V^{(h)2}}{h^\alpha}}}{V^{(1)}} \quad (3.40)$$

Burada $\alpha = 1, \dots, 2$. değer aralığındadır. Öte yandan kondansatörlere uyarlanmış THB faktörü endüktans bulunmaksızın sisteme doğrudan bağlanan kondansatörlerin ek olarak termal stresi için yaklaşık bir ölçüt verir (“Eş. (3.41)”).

$$THB_{kond.} = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{50} h \times (V^{(h)})^2}}{V^{(1)}} \quad (3.41)$$

Çünkü gerilim bozulmalarının çok az olduğu varsayılır. Gerilim THB_V , güç sistemine sıkıntı çıkaran bir değere ulaşamaz. Aynı durum akım için geçerli bir değildir. Küçük bir akım değeri büyük bir THB_I ' ye sebep olur. Bu durum sisteme büyük bir sorun teşkil etmez (Okuducu, 2010).

3.7.3. Harmonikleri azaltma ve filtre tasarımı

Elektrik sisteminde meydana gelen harmonik içerikleri ortadan kaldırmanın, bastırmanın veya etkilerini minimum seviyeye indirmenin en etkili yöntemi filtre kullanmaktır. Filtreleme işlemi; ana sinyaldeki zayıflamanın % 40 olduğu durumda hesaplamalar yapılarak takılmalıdır. Kullanılan filtre çeşitleri aktif filtre, karma filtre ve pasif filtre olmak üzere üç gruba ayrılmaktadır (Greenwood, 1970). Bu filtreleme işlemlerinden en sık tercih edilen filtreleme pasif filtrelemedir. Pasif bileşen elemanlarını (endüktans (L), kondansatör (C), direnç (R)) kullanarak, genliği azaltacak olan frekanslara düşük empedanslı bir By-Pass bağlamayı gerektirir. Oluşan farklı harmonik bileşenleri ortadan kaldırmak için pasif filtreler birbirine paralel bağlanabilir. Bu filtrelemenin çalışma yapısı; paralel kol şeklinde tasarlanan pasif filtre sistemi, tasarlandığı derecenin değerinde seri rezonans meydana getirip oluşan harmonik akımını sistem zarar görmeden direkt toprağa aktarabilen düzenek olarak işleyişini sürdürmektedir. Harmonik filtreler tasarlanırken dikkatli bir şekilde özen gösterilmelidir çünkü, istenmeyen şekilde tasarlanmış pasif filtrelerde rezonans meydana gelebilir. Aktif filtreleme ise, yük tarafından tüketilen harmoniklerin analizi sonucu yükün yaydığı harmonikleri nötr duruma sokmak ve aynı harmonik gerilimini veya akımını uygun fazla tekrardan eski durumuna getirmektir. Bu filtrenin esas olarak çalışma yapısı; aktif filtre devreye bağladığı noktadaki gerilimi veya akımı ölçer, yapısındaki güç elektroniği devre yardımıyla ortaya çıkardığı harmoniğin tam ters işaretlisini kendi tetikleme devresi sayesinde oluşturarak sisteme enjekte eder. Bir diğer filtreleme çeşidi olan karma filtre diğer adıyla hibrit filtre olarak bilinen bu metot, gerekli olan reaktif gücü sağlayan hakim harmonik (örneğin 5.) sırası için bir pasif filtre ve bir aktif filtre ekipmanlarından oluşur. Bu tez çalışmasında kullanılacak olan pasif filtre çeşitlerinin uygulanmasının amacı;

filtreyi oluşturan pasif filtre elemanların maliyet açısından uygun fiyatlı olmasının yanı sıra hacim/ebat ve filtreleme oranlarının yani harmonikleri elimine etme durumlarının da etkisi göz önünde bulunmasından kaynaklanıyor.

Sistemler üzerinde oluşturdıkları negatif etkilerinden ötürü harmoniklerin elimine edilmesi ya da etkisiz hale getirilmesi gerekmektedir. Bunu gerçekleştirebilmenin iki farklı yolu vardır. Bunlardan ilki, harmonik üreten elemanların üretimi esnasında elemanların yapısının harmonik üretmeyecek veya çok az üretecek şekilde tasarlanması ya da şebekeye bağlantılarının doğru bir biçimde yapılmasıdır. İkinci yol ise harmoniklerin üretildikten sonra yok elimine edilmesidir. Bu yol oluşan harmoniklerin filtrelenmesi olarak tanımlanır. Harmoniklerin meydana getirdiği istenmeyen durumları engellemek için tasarım esnasında alınabilecek önlemler yeterli değildir. Tasarım anında alınabilecek tedbirlerin yanında harmonik akımlarının şebeke tarafına geçmesini önlemek de harmonikleri engellemenin bir diğer yoludur. Bunun yapılabilmesi için de sisteme ilave edilmesi gereken ek devrelere ihtiyaç duyulur. Bu devrelere ‘Harmonik Filtresi’ denilmektedir. Harmonik filtrelerinin amacı gerilim veya akımdaki harmonik mertebelerinin istenmeyen durumlarını azaltmaktır. İşlevleri açısından filtreler aktif, pasif ve hibrit filtreler olmak üzere üç çeşittirler.

Bunlar;

- Filtre elemanlarının direnç, kondansatör ve endüktans gibi pasif elemanlardan oluşturulduğu pasif filtreler
 - Filtrelerin kontrollü gerilim ya da akım kaynağına sahip olduğu aktif filtreler
 - Pasif ve aktif filtrelerin birleşmesi ile oluşan karma (hibrit) filtreler
- Şimdi bu filtre yapılarından pasif filtreyi inceleyelim.

3.7.3.1. Pasif filtre topolojileri

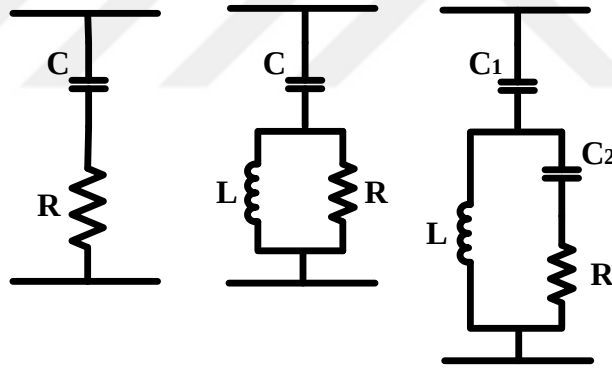
Pasif filtreler, kaynak ile alıcı (yük/şebeke) arasına yerleştirilen ve temel frekans dışındaki bileşenleri elimine eden seri bağlı pasif elemanlar olan endüktans (L) ve kondansatörün (C) bileşiminden oluşur. Bazı durumlarda pasif filtrelere omik direnç (R) de eklenebilir. Kullanılan pasif filtrelerin amacı, yok edilmesi istenilen harmonik bileşen frekansında rezonansa denk gelecek L ve C değerlerini belirleyebilmektir. Her harmonik bileşen için onu rezonansa götürecek ayrı bir pasif filtre kolu yerleştirilmesi gereklidir.

Pasif filtreler kapasitif ya da endüktif reaktansları birbirine eşit yapan frekans değerine ayarlanabilir.

Pasif filtrelerin kalite faktörü olarak bilinen Q , filtrenin ayar keskinliğini belirler. Kalite faktörüne bağlı olarak filtreler yüksek kalite faktörü ya da düşük kalite faktörü şeklinde olabilir. Kalite faktörü Q değeri yüksek filtrelerde 60 ila 100 arasında değerler alabilirken, düşük filtrelerde ise 0.5 ile 5 arasında değerler alabilmektedir. Sistemin Q kalite faktörü aşağıdaki denklemde belirtilmiştir,

$$Q = \frac{X_r}{R} \quad (3.42)$$

Burada X_r rezonans frekansındaki endüktansın veya kondansatörün reaktansını belirtirken, R ise filtre direncini tanımlamakta olup küçük bir değere sahiptir. Pasif filtreler alıcıya (yüke/şebekeye) seri veya paralel olarak bağlanabilirler. Şekil 3.44’de farklı tiplerdeki pasif filtre şekilleri gösterilmiştir.



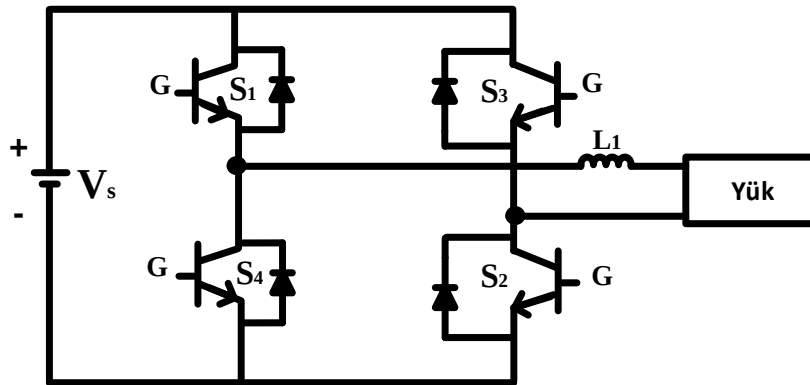
Şekil 3.44. Değişik pasif filtre çeşitleri.

Akım harmoniklerini bastırmak için evirgeç ile yük/şebeke arasına alçak geçiren filtre yerleştirilir. Pasif filtreler kısacası harmonik bastırma teknikleri olarak bilinir. Bu filtrelerin maliyeti daha ucuz ve uygulanması daha kolaydır. Pasif filtrelerde, gücün yarıya indiği noktalar kesim frekansı (ωc) olarak tanımlanır. Alçak geçiren filtreler kesim frekans değerinden daha düşük frekansları geçiren, kesim frekans değerinden yüksek frekansları ise zayıflatarak iletimini önleyen filtrelerdir. Evirgeç çıkışına konulan filtreler, yarı iletken elemanların sebep olduğu akım harmoniklerini azaltmaktadırlar. Bu pasif filtreler sistemin güç faktörünü de iyileştirir. Aynı zamanda, ayarlama problemleri, seri

ve paralel rezonans gibi birçok dezavantaj sunsa da, düşük ve orta güçlü uygulamalar için ekonomik ve verimlidirler. Anahtarlama nedeniyle ortaya çıkan harmonikleri azaltmak ve MOSFET'leri geçici akımlardan korumak için çeşitli filtreler sunulmuştur. Bu pasif filtre tiplerini inceleyelim;

L Tipi Pasif Filtre

Geleneksel olarak, çıkış gerilimi harmonikleri basit bir endüktans (L) filtresi kullanılarak ortadan kaldırılabilir. Şekil 3.45'de gösterilen L tipi filtre sadece bir endüktanstan oluşup, geleneksel bir ara yüz filtresidir ve büyük boyutu nedeniyle sınırlı kullanıma sahiptir. Tüm frekans aralığında, birinci dereceden olan L tipi filtreler -20 dB / dec (on) zayıflama değerine sahiptir. L filtresi gerilim-akım dönüşümü açısından mükemmel performansa sahiptir ancak yüksek frekans gürültüsünün sönümlenmesi oldukça zayıftır. Bununla birlikte, L tipi filtrede harmonikleri bastırmak için çok yüksek bir anahtarlama frekansına ihtiyaç duyulur. Büyük bir endüktans, daha büyük bir filtre boyutuna ve daha yüksek maliyete yol açar. Büyük endüktans üzerindeki yüksek gerilim düşüşü sistem dinamiklerini olumsuz yönde etkiler. Bunlar L tipi pasif filtrenin dezavantajlarıdır (Cha ve Vu, 2010). L tipi pasif filtre, LC, LCL ve LLCL tipi filtrelerle göre oldukça basit bir yapıdadır.



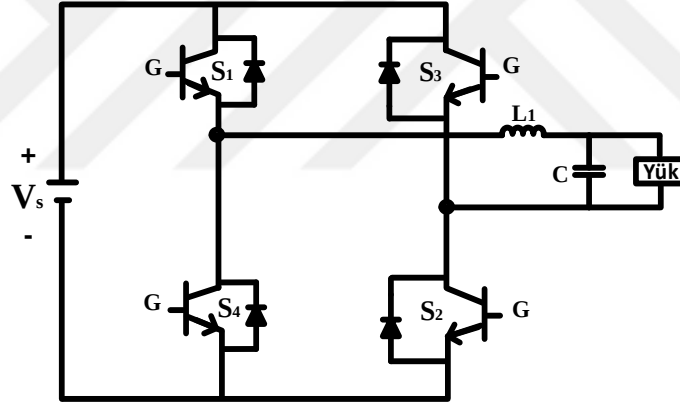
Şekil 3.45. L tipi pasif filtre.

L filtresinin transfer fonksiyonu şudur:

$$G_{(L)} = \frac{1}{L_1 s} \quad (3.43)$$

LC Tipi Pasif Filtre

Evirgeç çıkışında bulunan PWM anahtarlama kaynaklı gerilim dalgalanmalarını azaltmak, harmonikleri elimine etmek ve sinüzoidal gerilim oluşturmak için evirgeç ile yük/şebeke arasına yerleştirilen LC alçak geçiren filtre devresi Şekil 3.46'da gösterilmiştir. L tipi pasif filtre, evirgecin anahtarlama frekansı sonucu oluşan harmoniklerin etkisini azaltmak için yetersiz kalabilmektedir. Bundan dolayı harmonik eliminasyonunu sağlayabilmek için L tipi filtreye ek olarak paralel bir kondansatör bağlanır. LC pasif filtresi, -40 dB / dec (on) zayıflatılmış ikinci dereceden bir filtredir. Bu filtrenin tasarımı oldukça basittir. Sistem temel frekansta, kondansatör içine ani akım ve yüksek reaktif akım akışı ile karşılaşabilir. Bir evirgeç şebekeye/yüke bir LC filtresi üzerinden bağlanırsa, filtrenin rezonans frekansı şebeke/yük empedansına bağımlı hale gelir. Bununla birlikte, LC filtreleri bağımsız FV uygulamaları için yaygın olarak kullanılır, ancak orta ve düşük güç uygulamaları için ek bir maliyet olabilir.

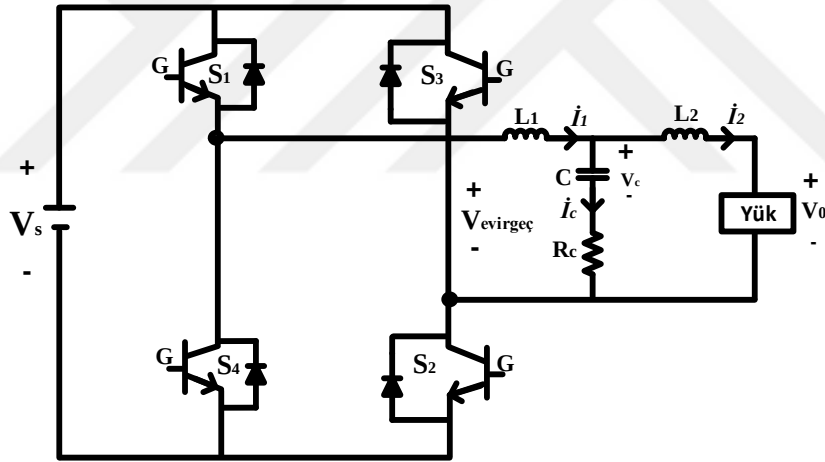


Şekil 3.46. LC tipi pasif filtre.

LCL Tipi Pasif Filtre

LCL filtresi, anahtarlama frekansı akım harmoniklerini hafifletmede üstün performansa sahip olmasından dolayı şebekeye bağlı evirgeçlerde yaygın olarak kullanılır. Bu harmonikler dağıtım tarafında yükte ciddi hasara neden olabilir, pasif güç kalitesini artırmak harmonikleri azaltmak ve yük tarafında daha iyi bir güç kalitesi sağlamak için pasif LCL filtresi tasarlanır. Bir LCL filtresi iki ayrı indüktöre sahiptir (Şekil 3.47) ve bu iki indüktör için büyük hacimlerin ayrılması gerekir. Bir tarafı sürücüye, diğer ucu şebekeye / yüke bağlı olan 3. dereceden bir filtredir. Önceki filtre topolojilerine kıyasla LCL filtresi, filtre ile şebeke empedansı arasında daha iyi bir

ayırışma, zayıflama yeteneği sağlar. Rezonans frekansının altındaki frekanslarda, LCL filtresi -20 db / dec zayıflama sağlar. Yüksek frekanslarda, LCL filtresi -60 db / dec zayıflama sağlar. LCL filtresi, L filtresinden daha küçük endüktans kullanarak akım harmoniklerinin anahtarlama frekansı çevresinde zayıflamasını sağlayabilir. Ayrıca, LCL filtresi kullanılan sistem, şebeke empedansına bağlı değildir ve L ile LC filtreleriyle karşılaştırıldığında daha iyi bir çıktı tepkisine sahiptir. Bundan dolayı yüksek güçlü FV sistemlerde şebekeye veya izole edilmiş bir yüke bağlı gücün kalitesini arttırmak için ekonomik ve verimli bir yol sağlayıp yaygın olarak kullanılır. Bununla birlikte, üçüncü dereceden olan LCL filtre tasarımı esnasında; rezonans olayı, indüktörler aracılığıyla akım dalgalanması, filtrenin toplam empedansı, anahtarlama frekansındaki akım harmonik zayıflaması ve kapasitör tarafından emilen reaktif güç gibi çeşitli kısıtlamaları göz önünde bulundurması gerekir. LCL filtreleri bugün yenilenebilir enerji endüstrisinde popüler hale geliyor.



Şekil 3.47. LCL tipi pasif filtre.

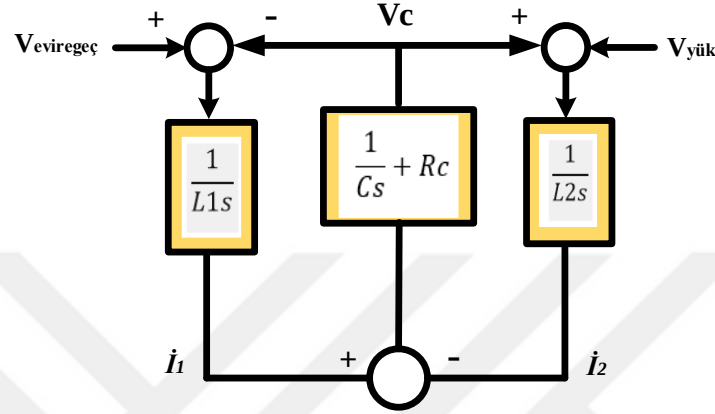
LCL tipi pasif filtrenin laplace transfer fonksiyonu “Eş. 3.44” de verilmiştir.

$$G_{(LCL)} = \frac{1}{L_1 L_2 C s^3 + (L_1 + L_2) s} \quad (3.44)$$

Sönümlleme direnci R_c dikkate alındığında LCL tipi pasif filtrenin transfer fonksiyonu aşağıdaki eşitlikteki gibi hesaplanır.

$$G(s) = \frac{1}{L_1 s} \frac{\left(s^2 + s \frac{R_c}{L_2} + \frac{1}{(L_2 C_1)}\right)}{\left(s^2 + s \frac{(L_1 + L_2) R_c}{(L_1 L_2)} + \frac{(L_1 + L_2)}{(L_1 L_2 C_1)}\right)} \quad (3.45)$$

Aşağıdaki Şekil 3.48’de LCL filtrenin s domenindeki yapısı gösterilmektedir.



Şekil 3.48. LCL filtrenin s domenindeki yapısı.

LCL filtresinin matematiksel modeli aşağıdaki denklemde olduğu gibi verilmiştir (Zhang ve ark., 2014).

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = v_{evirgeç} - v_c \quad (3.46)$$

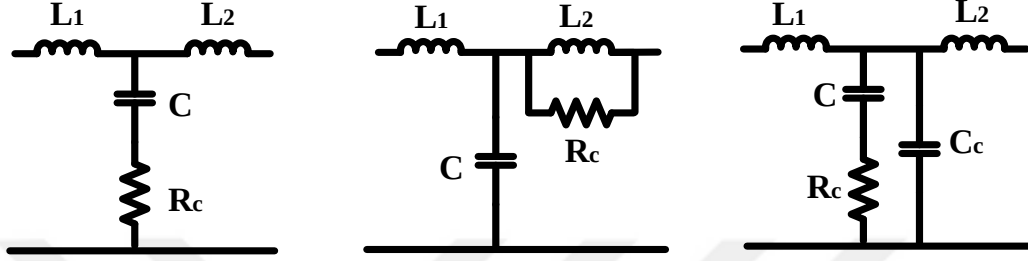
$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = v_c - v_0 \quad (3.47)$$

$$C \frac{dv_c}{dt} = i_c \quad (3.48)$$

$$i_{L1} = i_{L2} + i_c \quad (3.49)$$

LCL filtresi doğal olarak kararsızdır. Rezonans frekans, çevresindeki transfer fonksiyonundaki tepe noktası tarafından görülür ve filtreyi daha kararlı hale getirmek için bir tür sönümlenme eklenmelidir. Şekil 3.49'da gösterildiği gibi, çeşitli şekillerde Şekil 3.49a'daki gibi filtre kapasitörü ile seri olarak bir sönümlenme direnci eklenerek veya Şekil 3.49b'de ızgara bağlantılı endüktöre paralel olarak bir sönümlenme direnci eklenerek

yapılabilir. Yüksek frekanslı anahtarlama, harmoniklerinin zayıf sönümlenmesine neden olur. Üçüncü bir çözüm de, Şekil 3.49c'deki gibi filtre kondansatörüne paralel olarak bir direnç ve seri bir kapasitör etrafında oluşan bir sönümlenme devresini dâhil etmektir, ancak bu aynı zamanda daha pahalı bir çözümdür. Son bir çözüm ise, akım kontrol cihazında bir tür aktif sönümlenme kullanmak olacaktır (Andersen ve ark., 2002).

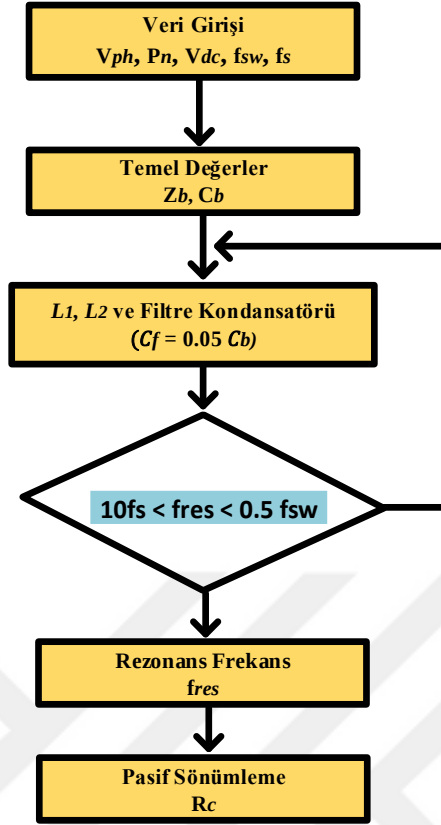


Şekil 3.49. LCL filtresinin pasif sönümlenmesi. a) Filtre kondansatörü ile seri direnç, b) Yüke/şebekeye bağlı indüktör ile paralel direnç, c) Filtre kondansatörü ile paralel RC sönümlenme devresi (Kjær, 2005).

LCL tipi pasif filtre tasarım kriterleri aşağıda detaylı bir şekilde verilmektedir.

3.7.3.2. Pasif LCL filtre tasarımı

Bir LCL filtresi, pasif bir L filtresinden daha fazla enerji depolama elemanı içerir ve bu, filtrenin dinamik özelliklerini yavaşlatır. Bu nedenle, bir LCL filtresi için dinamik olarak daha hızlı bir L filtresine göre anahtarlama frekansları daha sınırlıdır. İlk olarak, temel değerlerin hesaplanması gerekir. Bu değerler daha sonra filtre bileşenlerini hesaplamak için kullanılır. LCL filtresini tasarlamaya yönelik algoritma, Şekil 3.50'de gösterilmiştir. Aşağıdaki örnekte, filtre tasarım adımları ayrıntılı olarak açıklanmaktadır.



Şekil 3.50. LCL filtre tasarımı algoritması.

Temel baz empedans Z_b 'nin ve çekirdek taban kapasitansı C_b 'nın hesaplaması “Eş. 3.50” ve “Eş. 3.51” de tanımlanmıştır.

$$Z_b = \frac{V_{ph}^2}{P_n} \quad (3.50)$$

$$C_b = \frac{1}{\omega_s Z_b} \quad (3.51)$$

$$\omega_s = 2\pi f_s \quad (3.52)$$

Filtre kapasitansının tasarımı için, şebekenin gördüğü maksimum güç faktörü değişiminin % 5'i geçmemesi gerekir ve sistemin temel empedansının aşağıdaki gibi ayarlandığını belirten bir değer olduğu düşünülmektedir:

$$C_f = 0.05 \cdot C_b \quad (3.53)$$

Filtrenin endüktif reaktansını telafi etmek gerektiğinde, % 5'ten daha yüksek bir tasarım faktörü kullanılabilir. DA / AA evirgeç çıkışındaki maksimum akım dalgalanması “Eş. 3.54” de verilmiştir:

$$\Delta I_{Lmax} = \frac{2V_{DC}}{3L_1}(1 - m)mT_{sw} \quad (3.54)$$

T_{sw} : Evirgecin anahtarlama süresi

m : Evirgeç modülasyon faktörüdür (tipik bir SPWM evirgeç için). Maksimum pikten tepeye akım dalgalanmasının $m = 0.5$ seviyesinde gerçekleştiği görülüyor.

$$\Delta I_{Lmax} = \frac{V_{DC}}{6f_{sw}L_1} \quad (3.55)$$

L_1 evirgeç tarafı indüktörüdür. Tasarım parametreleri için nominal akımın % 10'luk bir dalgalanması aşağıdaki gibidir:

$$\Delta I_{Lmax} = 0.1I_{max} \quad (3.56)$$

Burada;

$$I_{Lmax} = \frac{P_n\sqrt{2}}{3 V_{ph}} \quad (3.57)$$

$$L_1 = \frac{V_{DC}}{6f_{sw}\Delta I_{Lmax}} \quad (3.58)$$

LCL filtresi beklenen akım dalgalanmasını % 20'ye indirmeli, bu da çıkış akımının % 2'lik bir dalgalanma değeriyle sonuçlanmalıdır (Liserre ve ark., 2005). Dalgalanma azalmasını hesaplamak için, LCL filtre eşdeğer devresi, LCL filtreye göre her harmonik frekansı için bir akım kaynağı olarak değerlendirilerek analiz edilir. “Eş. 3.59” ve “Eş. 3.60”, evirgeç tarafından üretilen harmonik akım ile ilgilidir (Reznik ve ark., 2014).

$$\frac{i_2(h)}{i_1(h_{sw})} \approx \frac{Z_{LC}^2}{|\omega_r^2 - \omega_{sw}^2|} \quad (3.59)$$

$$k_a \frac{i_2(h)}{i_1(h)} = \frac{1}{|1+r(1-L_1 C_b \omega_{sw}^2)|} = k_a \quad (3.60)$$

Ya da

$$L_2 = \frac{\sqrt{\frac{1}{k_a^2} + 1}}{C_f \omega_{sw}^2} \quad (3.61)$$

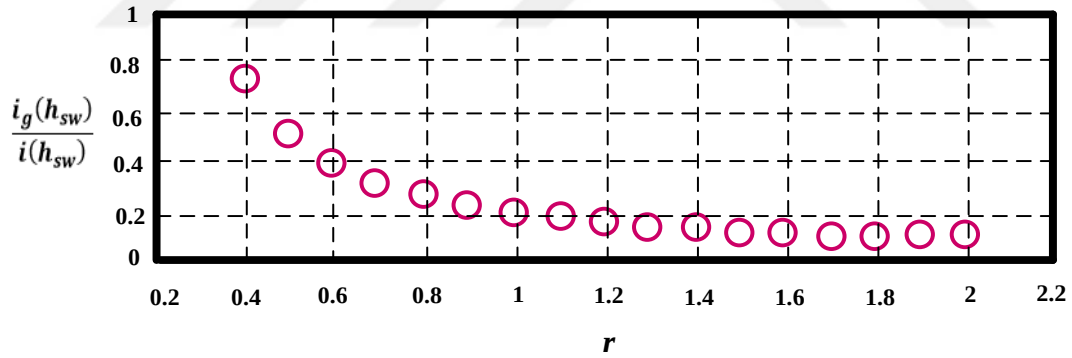
burada,

k_a istenen zayıflamaadır.

$$C_f = 0.01 \div 0.05 C_b \quad (3.62)$$

r sabiti, evirgeç tarafındaki endüktans ile yük/şebeke tarafındaki endüktans arasındaki orandır:

$$L_2 = r \cdot L_1 \quad (3.63)$$



Şekil 3.51. Anahtarlama frekansındaki harmonik zayıflama ile yük/şebeke ve dönüştürücü indüktörler arasındaki oran r arasındaki ilişki (Liserre ve ark., 2005).

Tasarımdaki bir diğer adım ise, filtrenin rezonans frekansının kontrolüdür. Rezonans frekansı şebeke frekansından bir mesafede olmalı ve anahtarlama frekansının en az yarısı olmalıdır, çünkü filtre dönüştürücünün anahtarlama frekansında yeterince zayıflama olmalıdır. L-C-L filtresi için rezonans frekansı (3.64) olarak hesaplanabilir.

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1+L_2}{L_1L_2C}} \quad (3.64)$$

$$10 f_s < f_{res} < 0.5 f_{sw} \quad (3.65)$$

LCL filtresi rezonans olayını önlemek için kondansatöre seri olarak bağlanan (R_c) sönümlleme direnci, anahtarlama frekansındaki dalgalanmanın bir kısmını hafifletir. Bu rezistörün değeri, rezonans frekansındaki filtre kondansatörün empedansının üçte biri olmalıdır ve filtre kondansatörüyle seri halde olan direnç tarafından verilir (Reznik ve ark., 2014).

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{L_1+L_2}{L_1L_2C}} \quad (3.66)$$

$$R_c = \frac{1}{3\omega_{res}C} \quad (3.67)$$

Seri olarak veya LCL filtre kapasitörüne paralel bağlanmış bir rezistörle yapılan basit bir pasif sönümlleme, ek güç kaybıyla sonuçlanır ve LCL filtre performansını azaltılabilir.

Reznik ve arkadaşlarının yaptıkları çalışma üç fazlı sistemler için geçerlidir. Bizim tez çalışmamız ise tek fazlı sistem olduğu için bu formülleri tek fazlı sisteme göre tasarlamalıyız. Değişiklik yapılacak formüller “Eş. 3.50” ve “Eş. 3.57” dır.

$$Z_b = \frac{V_{ph}^2}{P_n} \quad (3.50)$$

“Eş. 3.50” de belirtilen V_{ph} üç fazlı sistemde hat hat gerilimi iken tek fazlı sisteme çevirdiğimizde faz-nötr gerilimi olacaktır. Bir diğer düzenleme yapılacak eşitlik ise “Eş. 3.57” deki I_{Lmax} formülüdür. Burada da,

$$I_{Lmax} = \frac{P_n \sqrt{2}}{3 V_{ph}} \quad (3.57)$$

Yerine

$$I_{Lmax} = \frac{P_n \sqrt{2}}{V_{ph}} \quad (3.68)$$

şeklinde olacaktır.

Yukarıdaki denklemlerde kullanılan parametrelerin tanımı aşağıda verilmiştir.

V_{ph} : Evirgeç çıkışının faz gerilimi

V_{LL} : Evirgeç çıkışının hat gerilimi

P_n : Nominal koşullarda dönüştürücü tarafından emilen aktif güç

V_{dc} : Evirgecin giriş gerilimi

f_{sw} : Evirgecin anahtarlama frekansı

f_s : Şebeke frekansı

ω_s : Şebeke açısal frekansı

ω_{res} : Açısal rezonans frekans

f_{res} : Rezonans frekansı

L_1 : Evirgeç tarafı indüktör

L_2 : Yük/ Şebeke tarafı indüktör

C_f : Filtre kondansatörü

R_c : Sönümlleme direnci (İç Direnç)

k_a : Sönümlleme sabiti

Verilen eşitliklere göre LCL pasif filtresini tasarlayacak olursak;

$$Z_b = \frac{V_{ph}^2}{P_n} \quad (3.50)$$

$$= \frac{230^2}{1000} = 52.9$$

$$C_b = \frac{1}{\omega_s Z_b} \quad (3.51)$$

$$= \frac{1}{2\pi 50 \cdot 52.9} = 6.01 \times 10^{-5}$$

$$\omega_s = 2\pi 50 \quad (3.55)$$

$$I_{Lmax} = \frac{P_n \sqrt{2}}{V_{ph}} \quad (3.68)$$

$$= \frac{1000\sqrt{2}}{230} = 6.148$$

$$\Delta I_{Lmax} = 0.1 I_{max} \quad (3.56)$$

$$= 0.1 * 6.148 = 0.6148$$

$$L_1 = \frac{V_{DC}}{6f_{sw}\Delta I_{Lmax}} \quad (3.58)$$

$$= \frac{375}{6*40000*0.6148} = 2.54 \text{ mH} \quad (\text{izin verilen} \% 10' \text{luk dalgalanma denklemini kullanarak})$$

$$C_f = 0.05 \cdot C_b \quad (3.53)$$

$$= 0.05 * 6.01 \times 10^{-5} = 3 \mu\text{F} \quad (\text{maksimum kapasitör değeri, } C_b \text{ taban değerinin} \% 5' \text{i sınırında})$$

$$L_2 = \frac{\sqrt{\frac{1}{k_a^2} + 1}}{C_f \omega_{sw}^2} \quad (3.61)$$

$$= \frac{\sqrt{\frac{1}{0.2^2} + 1}}{3 \times 10^{-6} (2\pi * 40000)^2} = 3.16 * 10^{-5} = 31.6 \mu\text{H} \quad (\text{istenilen zayıflamayı } k_a = \% 20 \text{ 'ye göre ayarlandı})$$

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C}} \quad (3.66)$$

$$= \sqrt{\frac{(2.54 \times 10^{-3}) + (3.16 \times 10^{-5})}{(2.54 \times 10^{-3}) \times (3.16 \times 10^{-5}) \times (3 \times 10^{-6})}} = 103342,9 \text{ Hz}$$

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1+L_2}{L_1L_2C}} \quad (3.64)$$

$$= \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{(2.54 \times 10^{-3}) + (3.16 \times 10^{-5})}{(2.54 \times 10^{-3}) \times (3.16 \times 10^{-5}) \times (3 \times 10^{-6})}} = 16447,53 \text{ Hz}$$

$$R_c = \frac{1}{3\omega_{res}C} \quad (3.67)$$

$$= \frac{1}{3 \times (103342,9) \times (3 \times 10^{-6})} = 1.07 \Omega$$

$$10 f_s < f_{res} < 0.5 f_{sw} \quad (3.65)$$

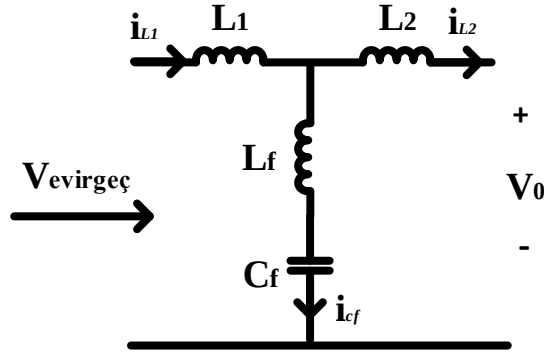
$$= 10 \times 50 \text{ Hz} < 16447,53 \text{ Hz} < 0.5 \times 40000 \text{ Hz}$$

$$= 500 \text{ Hz} < 16447,53 \text{ Hz} < 20000 \text{ Hz}$$

Rezonans frekansı şebeke frekansından bir mesafede olmalı ve anahtarlama frekansının en az yarısı olmalıdır koşulu da sağlanmaktadır.

LLCL Tipi Pasif Filtre

Bir diğer evirgeç filtre yapılandırması olan LLCL filtresi, LCL filtresine dayanarak geliştirilmiştir. Devreye filtre kondansatörü ile seri olarak çok küçük bir indüktör yerleştirilir. LCL ve LLCL filtrelerin harmonik zayıflama kabiliyeti, daha düşük hacim, maliyet ve kayıplar sunan daha küçük pasif elemanlarda bile geleneksel L tipi pasif filtreden belirgin şekilde daha yüksektir. LLCL tipi pasif filtrenin yapısı Şekil 3.52'de gösterilmektedir. Geleneksel LCL tipi pasif filtre ile karşılaştırıldığında LLCL filtresi, şebeke tarafındaki endüktansı, anahtarlama frekansında ayarlanmış bir tuzakla daha da azaltabilir. Bununla birlikte, LLCL filtresinin tasarım ve modelleme süreci, yüksek dereceli yapısı nedeniyle nispeten daha da karmaşıktır.



Şekil 3.52. LLCL tipi pasif filtre.

Başlangıçta şebekenin ideal bir gerilim kaynağı olduğu varsayılarak, LLCL filtresinin transfer fonksiyonu $\frac{i_{L2}(s)}{v_{evirgeç}(s)}$ “Eş. 3.69” de gösterildiği gibi türetilir.

$$G_{v_{evirgeç} \rightarrow i_{L2}}(s) = \frac{i_{L2}(s)}{v_{evirgeç}(s)}$$

$$= \frac{L_f C_f s^2 + 1}{(L_1 L_2 C_f + (L_1 + L_2) L_f C_f) s^3 + (L_1 + L_2) s} \quad (3.69)$$

LCL filtresiyle karşılaştırıldığında, önerilen pasif sönümlü LLCL filtresinin sadece toplam filtre endüktansını koruyup, filtre hacmini azaltmakla kalmayıp aynı zamanda sert bir ızgara uygulaması için sönümleme güç kayıplarını da azaltabileceği sonucuna varılmıştır. LLCL filtresi aynı zamanda bir tür yüksek dereceli güç filtresi olduğundan, pasif veya aktif bir dampere hala ihtiyaç vardır (Wu ve ark., 2013).

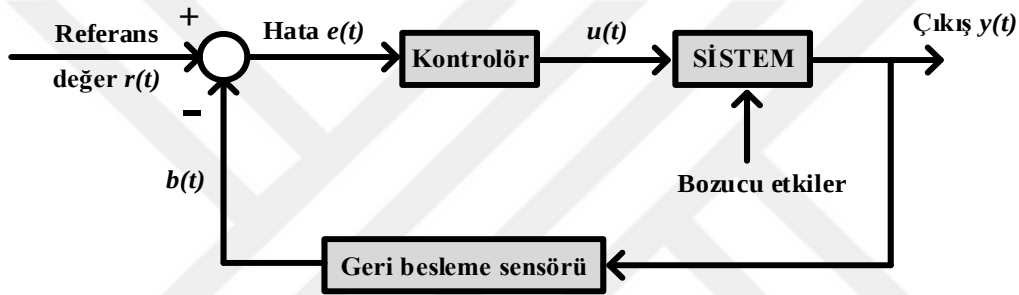
3.8. Kontrol Yöntemleri

Elektronik sistemler kapalı ve açık çevrim olmak üzere iki çeşit denetimle kontrol edilebilirler. Kapalı çevrim kontrol sistemlerinde kontrolcüye sensörler vasıtasıyla sistemin mevcut durumu hakkında genel bilgiler gönderilmekte (geri besleme) olup ve kontrolcü çıkıştaki hataya göre girişi düzeltmektedir. Geri besleme sensöründen gelen bilgi ile istenilen referans bilgi karşılaştırılıp hata sinyali elde edilmiş olur. Elde edilen bu hata sinyalini, kontrol tekniği ünitesine haber vererek kontrolör aktif hale geçmesi

sağlanır. Kontrolör sayesinde bu hata sinyali kontrol etkileriyle güçlendirilip, kontrolör hatayı indirgeyerek işlemin istenilen düzeyde gerçekleşmesini sağlamış olur.

Kapalı çevrim kontrol sistemleri iç ve dış bozucu durumları fark edip çok hızlı bir şekilde cevap verirler fakat bu tip sistemler oldukça pahalıdırlar. Bundan dolayı, kararlılığın ve hassas kontrolün ihtiyaç duyulduğu sistemlerde kullanılır. Aşağıda sıralı halde kontrolörde kullanılan kontrol etkileri verilmiştir. Bunlar:

- Oransal etkisi (P)
- İntegral etkisi (I)
- Türev etkisi (D)



Şekil 3.53. Kapalı çevrim kontrol sistemi blok diyagramı.

Verilen temel kontrol etkilerinin bir ya da birden fazlasının uygun biçimde bir arada kullanılmasıyla farklı kontrol teknikleri ortaya çıkar. Bu kontrol tekniklerini aşağıdaki gibi sıralamak mümkündür (Yalduz, 2015);

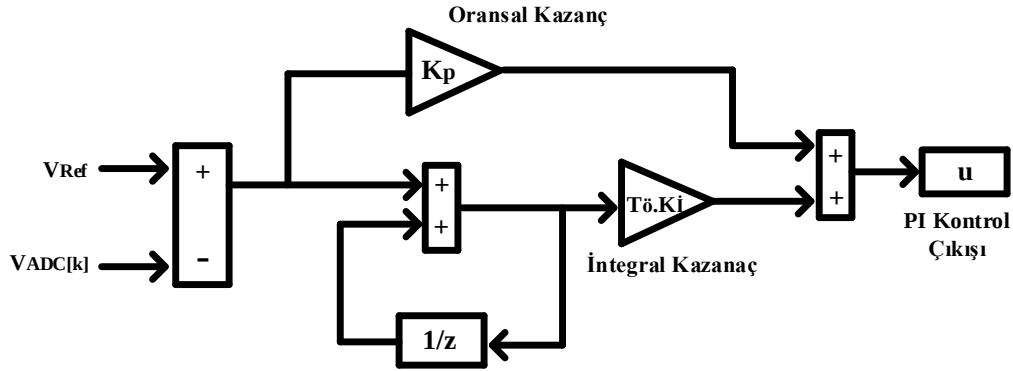
- Oransal kontrol (P)
- Oransal-integral kontrol (PI)
- Oransal-türevsel kontrol (PD)
- Oransal-integral-türevsel kontrol (PID)

Bu tez çalışmasında klasik PI denetleyicisi kullanılmıştır.

3.8.1. Oransal-integral (PI) kontrol-denetleyici

Kapalı döngü kontrol yöntemlerinden olan oransal-integral (PI) denetleyicide, integral teriminin etkisi hatanın süresi ve hatanın büyüklüğüyle orantılıdır. Zamanla oluşan anlık hatanın toplamı, önceden düzeltilmiş olması gereken toplanan offseti verir.

Toplanan hata bir süre sonra integral kazancı olan K_i değeri ile çarpılır, kontrol cihazı çıkışına ilave edilir. Kontrol mekanizması için integral teriminin etkisinin büyüklüğü olan integral kazanç, K_i tarafından belirlenir. İntegral terimi oransal terimine eklendiğinde ayar noktasına doğru sürecin hareketini hızlandıran ve yalnızca orantısal kontrol aracılığıyla oluşan kalıcı hal hatasını ortadan kaldırmaktadır. Fakat integral terimi eskiden gelen toplam hatalara cevap olduğundan ötürü, bu şu anki hata değerinin set değerini aşmasına sebep olabilir ve set değeri çevresinde sistem birden fazla salınım yaptıktan sonra, set değerine oturmuş olur (Dash, 2013). İntegral etkiyle kontrolör çıkışı otomatikman azaltılır veya artırılır ve kontrolörün çıkışı set değerine oturtulmuş olur. İntegral devresi, bu set değeri ile ölçülen değer arasında fark olmayıncaya dek devam eder ve sistem çıkışının ulaşması gereken set değerine ulaşması geciktikçe integralin kontrol etkisi de artacaktır. Fark sinyalinin 0 olduğu zaman artık integral devresinin integralini alacağı bir sinyal söz konusu olmayacaktır. Herhangi bir sebepten dolayı sistem dengesi bozulursa ve sistem çıkış değeri set değerinden uzaklaşırsa tekrar fark sinyali oluşmuş olur ve integral devresi düzeltici etkisini gösterir, şeklinde Dash tarafından belirtilmiştir (Yalduz, 2015). PI kontrolörün blok diyagram yapısı Şekil 3.54’deki gösterilmiştir.



Şekil 3.54. Dijital PI kontrolörün blok diyagramı.

PI kontrolcünün transfer fonksiyonu;

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (3.70)$$

şeklinde ifade edilir. PI kontrolcüyü t zaman aralığında ifade etmek gerekirse, denetim organı girişi $e(t)$, denetim organı çıkışı $p(t)$ olmak üzere;

$$p(t) = K_p \cdot e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) \cdot d(\tau) \quad (3.71)$$

Yukarıdaki eşitlik elde edilmiş olur. Dijital kontrol için PI denetleyici transfer fonksiyonunun sürekli zaman alanından ayırık zamanlı alana dönüştürülmesi gerekir. “Eş. 3.70” ile s bölgesinde belirtilen transfer fonksiyonun, dijital PI denetleyicinin transfer fonksiyonundaki karşılığı aşağıdaki eşitlik ile elde edilir.

$$G_c(z) = K_p + \frac{K_i \cdot T_0 \cdot z}{z-1} \quad (3.72)$$

Dijital PI denetleyicinin ayırık zaman alanındaki transfer fonksiyonu ise;

$$u[k] = K_p \cdot e[k] + K_i \cdot T_0 \cdot \sum_{i=0}^k e[i] \quad (3.73)$$

“Eş. 3.73” gibi elde edilir. Bu eşitlikte kullanılan,

$u[k]$: k. örnek için PI denetleyicini çıkışı,

$e[k]$: k. örneğin hatası,

$\sum_{i=0}^k e[i]$: toplam hata,

T_0 : örnekleme zamanı şeklinde ifade edilirler.

Denetleyiciye giren hata ise,

$$e[k] = V_{Ref} - V_{ADC}[k] \quad (3.74)$$

şeklinde ifade edilir. “Eş. 3.74” de kullanılan,

$V_{ADC}[k]$: çıkış gerilimin k. örneğinin dijital değerine karşılık gelirken,

V_{Ref} : istenilen çıkış geriliminin referansına karşılık olan dijital değerini belirtir (Koç, 2015).

3.8.2. FPGA

Bir FPGA, genel amaçlı mantık hücrelerinden oluşur (64 girişi ve bir çıkışı vardır). FPGA yapılandırılırken, bu genel amaçlı mantık hücreleri daha fazla mantık kapısı kullanılarak birbirine bağlanır ve son olarak, bazı çıkışlar, FPGA yongasının paketindeki fiziksel pimler aracılığıyla dijital girişler veya çıkışlar olarak kullanılmalarına izin veren özel genel amaçlı giriş-çıkış (GPIO) hücrelerine bağlanabilir. Kullanılan değerlendirme kartında yerleşik LED'ler ve anahtarlar varsa, bunlar FPGA'nın belirli GPIO mantık hücrelerine kalıcı olarak bağlanacaktır. FPGA oluşturan mantık blokları, bir arama tablosu LUT (Look Up Table) kullanır. Arama tablosunda bir dizi giriş, örneğin altı giriş ve tek bir çıkış olacaktır. Altı girişli (64 kombinasyon) bir doğruluk tablosu olarak düşünülür. Tablo, kapıya altı girişin olası her birleşimi için bir çıkış değeri (0 veya 1) belirtecek şekilde yapılandırılabilir. Bu LUT'ların içeriği, diğer yönlendirme bilgileriyle birlikte, FPGA'ya mantığını veren şeydir. LUT genellikle bireysel bir mantık bloğu oluşturmak için flip-flop gibi ekstra bileşenlerle birleştirilecektir. FPGA çipindeki GPIO pinleri, tipik olarak onlarca miliamperi kaynaklayabilen veya bataabilen tamponlu mikrodenetleyici benzeri girişler ve çıkışlar sağlayan özel amaçlı giriş-çıkış (IO) bloklarına bağlanır.

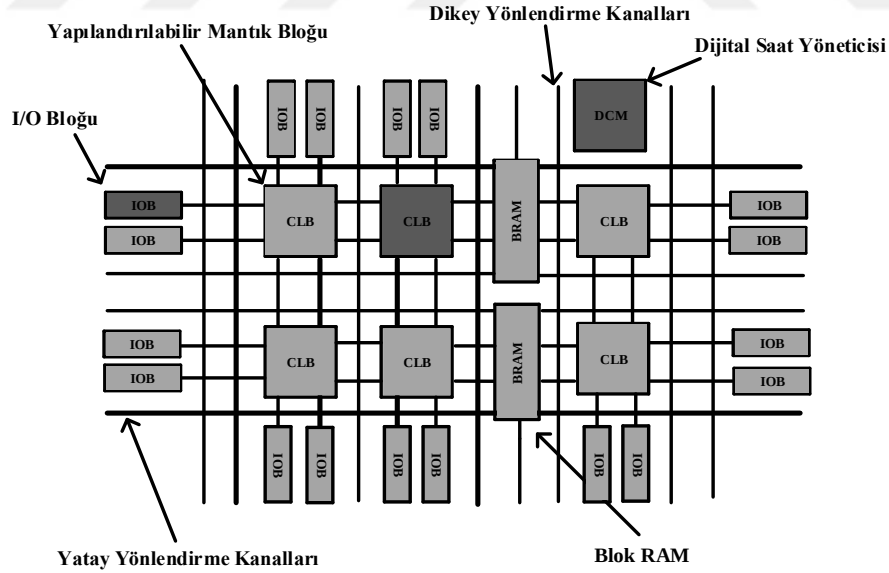
Yarı iletken teknolojisi ile üretilen FPGA veya alan programlanabilir kapı dizisi, elektronik sistem geliştiricileri tarafından özel silikon cihazlar geliştirmek zorunda kalmadan benzersiz donanım çözümleri tasarlamak, hata ayıklamak ve uygulamak için kullanılan harika bir teknolojidir. MPGA ve CPLD'lerin avantajlarını kullanmak ve sakıncalı durumları ortadan kaldırmak amacıyla Xilinx firması kurucuları Ross Freeman ve Bernard Vonderschmitt tarafından, 1985 yılında, FPGA (alan programlanabilir kapı dizisi) piyasaya sunulmuştur.

Xilinx, müşterilere boş veya programlanmamış olarak satılan standart FPGA yongalarının yarı iletken üreticisidir. Kullanıcılar daha sonra bu cihazları benzersiz sistemlerini uygulamak için FPGA üreticisi tarafından bir yazılım sayesinde programlanır. FPGA'lar ara bağlantılar ve programlanabilir lojik bloklardan oluşur. Bilinen ilk FPGA XC-2064-33'tür. Bu ilk FPGA'nın özellikleri 64 CPLD, 64 mantık hücresi ve 38 Maksimum G/Ç pin sayıları diferansiyel multi-gigabit alıcıverici olarak bilinmektedir.

FPGA mimarisine genel bakış

FPGA'nın temel işlevi, yeni donanım aygıtları oluşturmak için kullanılabilen programlanabilir mantık uygulamaktır. FPGA'lar, programlanabilir ara bağlantı denizine gömülü bir dizi programlanabilir mantık bloğu etrafında inşa edilmiştir. Bu diziye genellikle programlanabilir mantık kumaşı veya sadece kumaş denir. Kenarlarda, kumaş sinyallerini dış dünyaya arayüzlemek için tasarlanmış programlanabilir I / O blokları vardır. FPGA endüstrisini harekete geçiren bu yenilikler grubuydu. Şekil 3.55, bir FPGA'nın temel mimarisini göstermektedir. FPGA'lar ayrıca, kullanıcının uygulama I / O gereksinimlerini aygıt paketiyle eşleştirmesine olanak tanıyan iki veya daha fazla paket boyutunda da mevcuttur.

FPGA cihazları aynı zamanda çoklu hız sınıflarında ve çoklu sıcaklık sınıflarında ve çoklu gerilim seviyelerinde mevcuttur. En yüksek hızlı cihazlar, genellikle düşük hızlı cihazlardan % 25 daha hızlıdır. En düşük hızlı aygıtları tasarlayarak kullanıcılar maliyetten tasarruf edebilir, ancak daha hızlı aygıtların daha yüksek performansı sistem düzeyindeki maliyeti en aza indirebilir.



Şekil 3.55. Temel FPGA mimarisini.

İlginç bir şekilde, taşıma zincirleri, blok RAM veya DSP blokları gibi diğer tüm özel FPGA özellikleri de programlanabilir mantıkta uygulanabilir. Aslında bu ilk FPGA'ların aldığı ve kullanıcıların LUT'larda (Look Up Table) bu işlevleri uyguladığı bir

yaklaşımıdır. Bununla birlikte, FPGA pazarları geliştikçe, bu özel fonksiyonların sert kapılardan inşa edilmiş özel fonksiyonlar ve daha sonra Xilinx 4 K serisi ve Virtex gibi FPGA aileleri bu özel fonksiyonları sertleştirmeye başladıkça daha uygun maliyetli olacağı ortaya çıktı. Bu sertleşme sadece maliyeti değil, aynı zamanda frekansı da önemli ölçüde geliştirdi.

FPGA kullanılarak geliştirilen algoritmaların donanım gerçekleştirilmesi, geliştirme süresinde ve maliyette azalma ile sonuçlanır. Diğer sayısal sinyal işlemcilerle karşılaştırıldığında, FPGA tabanlı sistemler bir mikrodenetleyici gibi dizinsel makinelerden daha fazla sayısal işlemi aynı zaman içerisinde yapabilmek gibi avantajlar sağlamaktadır. Üstelik eş zamanlı çalışmayla bir DSP den daha hızlı bir şekilde ve sürekli olarak yürütmektedir. Bunun yanı sıra kullanıcılara sağlamış olduğu esneklik, hızlı üretme özelliği ve düşük maliyeti de FPGA'ların üstün özelliklerindendir. Böylece, FPGA cihaz boyutlarını düşürmek için yüksek hızlı anahtarlama devrelerinde uygulanmaktadır. Yapılacak olan tasarımın test edildikten sonra doğrulanması özelliğiyle de kullanıcılara çok ciddi bir avantajlar sağlamaktadır.

Buna örnek verecek olursak SRAM tabanlı FPGA'lardan bahsetmek mümkündür. Piyasada en yaygın olarak kullanılan FPGA'lar genellikle SRAM tabanlı FPGA'lar olarak bilinmektedirler.

Bilinen bu FPGA'lar enerjisi kesilene dek içerisinde bulundurdıkları programı silmezler. Ve bundan dolayıdır ki sürekli olarak programlanabilirler. Bu tip FPGA'ların temel programlama yapıları içerisinde, bir ardışıklığın sağlanabilmesi için flip flop ve SRAM ile mux'un olduğu look up table (bakma tablosu) bulunmaktadır. Bunun yanı sıra bu FPGA'lar, matematiksel işlemleri yapabilmek için donanımsal DSP (Digital Signal Processor) ve yazılımsal çekirdekleri de yapılarında bulundurmaktadırlar (Ay, 2019).

FPGA'nın programlanabilir lojik elemanlardan olduğu ve yapısı gereği programlanabilen ara bağlantılarla bağlanan programlanabilen lojik bloklardan oluştuğu bilinmektedir.

FPGA günümüzde cep telefonu, led tv gibi birçok elektronik cihazda kullanılır. Bunun yanı sıra çeviriciler, evirici kontrolü, elektrik makinaları sürücüler ve yapay sinir ağı bulanık mantık kontrolörleri gibi birçok elektriksel sistem kontrolünde de kullanılmaktadırlar (Monmasson 2007).

FPGA kullanılarak devrelerin tasarım süreci, gerçekleşmesi istenilen devre fonksiyonlarının, sözlü veya şematik olarak tanımlanması ile başlamaktadır. Sözde tanımlamada çoğunlukla yüksek seviyeli donanım tasarım dilleri HDL (Hardware Description Language) kullanılır.

Şematik tasarımda ise bir den fazla firma tarafından geliştirilmiş şematik editör programlarından yararlanılır (Güneroğlu, 2008).

Sahada programlanabilmesi, FPGA'e işlemci gömülmesi, tasarımın test edilip doğrulanabilmesi ve paralel işlem kabiliyeti FPGA'nın başlıca özelliklerindendir. Bunların içerisinde en önemli özellik olarak paralel işlem yapabilme üstünlüğünden söz etmek mümkündür. Sinyallerin ve görüntünün işlenmesi esnasında hızın ciddi bir parametre olması, paralel işlem özelliğinin ne kadar önemli olduğu konusunda dikkat çekmemizi sağlıyor.

System generator

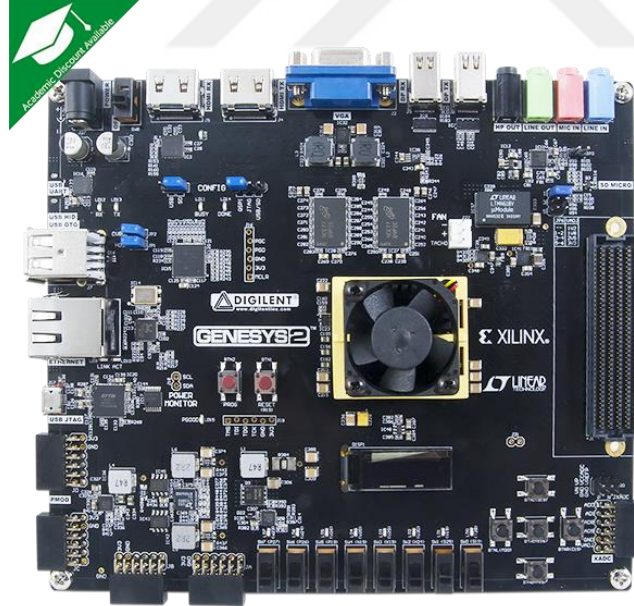
Xilinx firması tarafından üretilmiş olan FPGA'ları MATLAB/Simulink programı ile çalıştırmak için System Generator bloğunun Simulink modeline eklenmesi gerekmektedir. Aşağıdaki Şekil 3.56'da System Generator'un ikonu gösterilmiştir. Böylece simülasyon modellerine Xilinx'e özgü bloklar eklenmektedir. Bu özgün olan bloklar DSP, temel elemanlar, lojik kontrol, haberleşme ve hafıza elemanlarını içermektedir. Xilinx'e özgü olan bu bloklar ile hem kayan noktalı hem de sabit noktalı matematiksel işlemlerin yapılması mümkündür. Karmaşık olan donanım programlama dili ve tasarım metodolojileri olmadan, FPGA için gerekli olan konfigürasyon dosyası oluşturulmuş olur. Bunu yanı sıra FPGA'larda yapılacak olan işlemler ayrık olduğundan dolayı bu bloklar için ekstra bir örnekleme zamanına gereksinim duyulmaktadır (Ay, 2019).



Şekil 3.56. System generator ikonu.

Şekil 3.57’de gösterilen FPGA kartı Digilent firmasının ürettiği Genesys-2 modeline ait bir karttır. Tez çalışmasının uygulama kısmındaki MOSFET için tetik sinyalleri bu kart üzerinde gerçekleştirilmiştir. JC portları hız sensörlerinden gelmekte olan sinyalleri algılamak amacıyla, JD portları ise tam köprü sürücü devresine sinyal vermek için kullanılmıştır. Genesys-2 FPGA geliştirme kartının özellikleri özetle aşağıda aktarılmıştır.

- Xilinx'in güçlü Field Programmable Gate Array (FPGA) tabanlı yüksek performanslı, kullanıma hazır bir gelişmiş dijital devre geliştirme platformudur.
- Yüksek kapasiteli, yüksek hızlı FPGA, hızlı harici hafıza, yüksek hızlı dijital video portları ve genişletilebilir seçenekler ile Genesys2 veri ve video işleme uygulamaları için uygundur.
- Ethernet, ses ve USB 2.0 dahil olmak üzere birçok yerleşik çevre birimleri, ek uygulamalar için geniş yelpazede olanak sağlar.
- 50.950 mantık dilimi (7x'e kadar), her biri dört adet 6 girişli LUT ve 8 flip-flop ile
- 16 Mbit'e yakın hızlı blok RAM (7x'e kadar)



Şekil 3.57. Genesys-2 FPGA kartı.

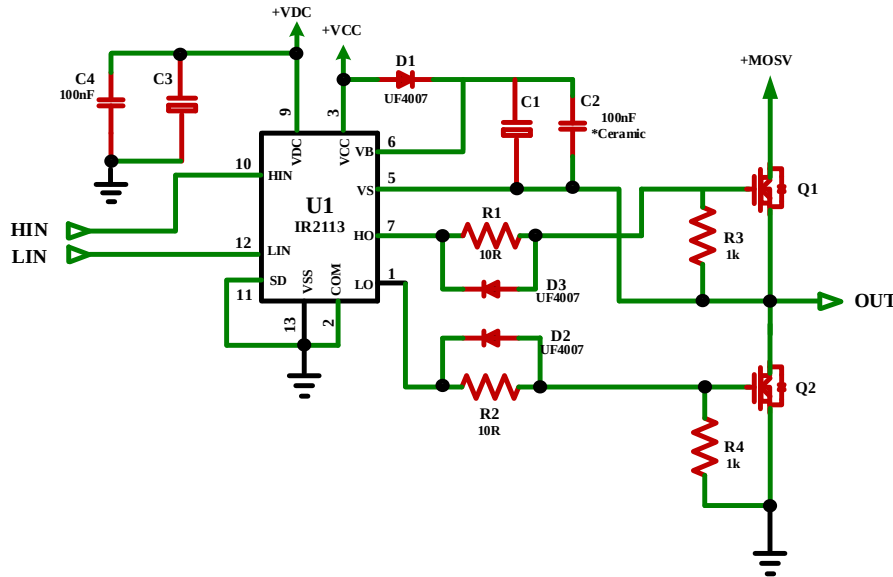
MATLAB/Simulink, VIVADO sayesinde FPGA kartı için VHDL kodu üretmektedir. Üretilmiş olan kod Hardware Co-Simulation sayesinde

MATLAB/Simulink vasıtasıyla FPGA kartına direkt yüklenebildiği gibi VIVADO programı ile düzenlenip FPGA kartına yüklenebilmektedir. Eğer düzenleme yapıp VIVADO üzerinden yüklenmek istenirse bu kez Sistem Üretici (System generator) bloğunun düzenleme kısmı HDL Netlist olarak seçilmelidir. Daha sonra oluşturulan VIVADO proje dosyası açılıp bit dosyası üretilmelidir (Hataş, 2018).

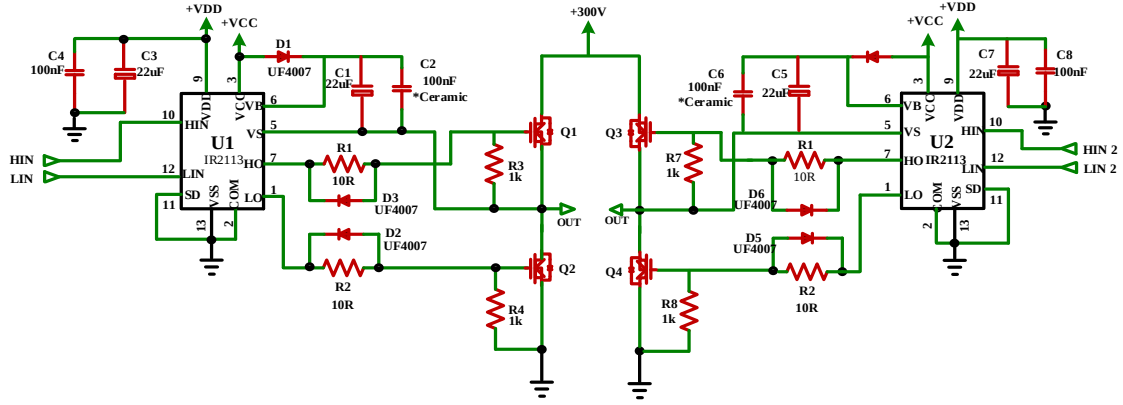
3.8.3. Sürücü Devresi

Deneysel çalışmada anahtarların gate uçları birbirlerinden yalıtılmadığı için sürücü devresi kullanmalıyız. Üstteki anahtarlarda iki, alttaki anahtarlarda bir tane toplamda ise üç tane toprakları izole olmuş besleme kaynağı gerekir. Sürücü devresinde kullanılacak olan entegre IR2113 entegresi olup, yalıtım işlemini kendi içinde sağlayarak toprakları ortak 5 V ve 15 V ile üç tane toprakları yalıtılmış sürücü sağlamaktadır (Hataş, 2018). FPGA kartının PWM sinyal çıkışları 0-3.3 V seviyelerinde olduğundan dolayı güç devresinde kullanılan anahtarların sürülebilmesi için bu 0-3.3 V seviyelerinde bulunan sinyallerin sürücü devre aracılığıyla yükseltilmesi gerekir.

Bir tane IR2113 entegresinin kullanılmasıyla tam köprü devrenin yarısını belirten yarım köprü devresinin bileşenleri ile iki tane IR2113 entegresinin kullanılmasıyla tam köprü devrenin tamamını belirten tam köprü devresinin bileşenleri aşağıdaki şekillerde gösterilmiştir.



Şekil 3.58. IR2113 entegresinin kullanılmasıyla oluşan yarım köprü (Tahmid, 2013).



Şekil 3.59. IR2113 entegresinin kullanılmasıyla oluşan tam köprü (Tahmid, 2013).

IR2113 entegresini kullanırken;

- İlk olarak sürücülere giden güç bağlantıları kontrol edilmeli, besleme gerilimi kabul edilebilir sınırlar içerisinde olmalıdır.
- Sürücülere olan bağlantıları yani PWM denetleyicisinden gelen sürüş sinyalleri kontrol edilmeli, yüksek taraf MOSFET ve alçak taraf MOSFET sinyallerinin üst üste gelmediğinden emin olunmalı çünkü hem yüksek hem de alçak taraftaki MOSFET aynı anda açılırsa kısa devre oluşacaktır.
- Önyükleme devresi kontrol edilip, uygun diyotlar kullanılmalıdır.
- Her sürücü çıkışı ile MOSFET geçidi arasına bir seri geçit direnci yerleştirilmeli, önyüklem kondansatörü kullanılarak elde edilen toprağı yüksek taraf MOSFET kaynağına bağlanmalıdır.
- Sürücünün yüksek taraf çıkışı yüksek taraf MOSFET geçidine, alçak taraf çıkışı ise alçak taraf MOSFET geçidine bağlanmalıdır (Tahmid, 2013).

MOSFET tetiklerinin üretileceği FPGA kartı ile yalıtımı sağlamak için her bir giriş için 6N137 optokuplör entegresinin kullanılması tercih edilmiştir. Optokuplör, kaynak ve yük arasında elektriksel izolasyon sağlayan devre elemanıdır. Optik yalıtıcı olarak da adlandırılır. Optokuplörün içerisinde bir infrared diyot (led) ile onun karşısında bir foto transistör vardır. İçerdiği malzemelerden de anlaşılacağı gibi ışık yardımıyla iletişim sağlanır. Devredeki sinyallerin kararlılığının artması için CD40106 Schmitt tetikleyici entegre kullanılmıştır. Schmitt tetikleyici veya genel adıyla üç eşikli devre, pozitif geri besleme sayesinde kazanç sağlayan elektronik devre elemanıdır. Üçgen ve kare dalga üretecek şekilde kullanılır.

MOSFET'in DS (drain-source) tarafında bulunan kondansatörün üzerindeki akımı sınırlamak için sıfır akımda sınırlama (ZCS) kullanılmıştır. Küçük bir indüktör değeri devreye seri bağlanarak uygulanmıştır. ZCS, iletme girme anında akımın yükselmesini sınırılıyor. Kullanılan indüktör değeri 4 μ H olup aşağıdaki şekildedir.



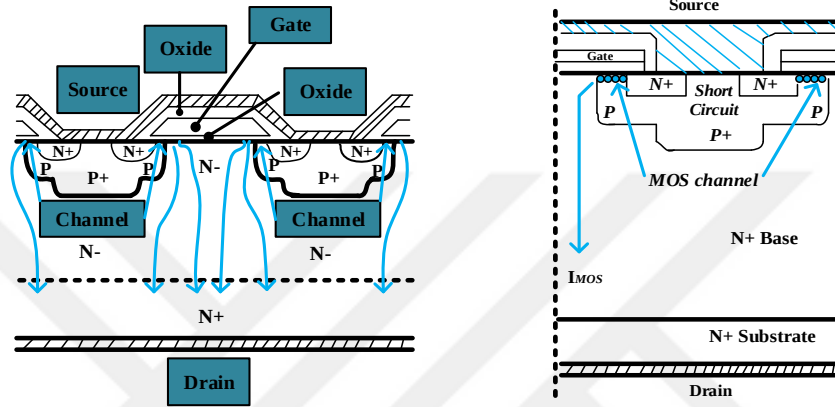
Şekil 3.61. Sıfır akım sınırlaması (ZCS) için kullanılan 4 μ H indüktör.

Belirtilen devrede, MOSFET, bobin, kondansatör ve soğutucu gibi elemanlar kullanılmıştır. Bunların tasarımını inceleyelim.

3.9.1. MOSFET

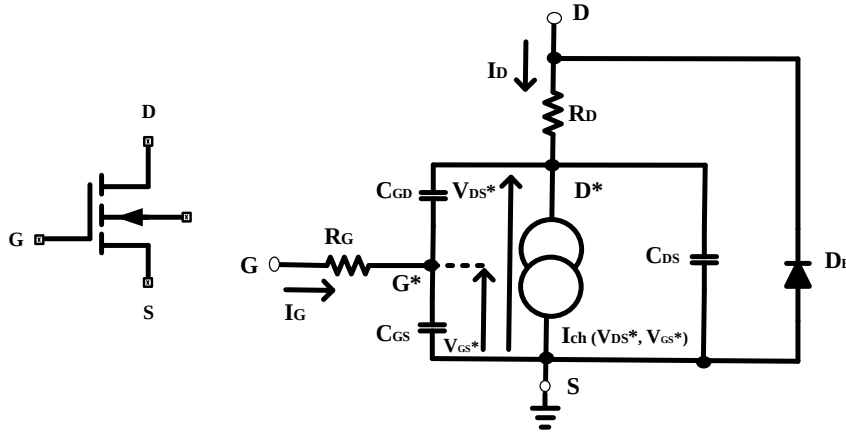
Evirgeçlerde kullanılan MOSFET güç anahtarı yarıiletken elemanının iletim ve anahtarlama kayıpları incelenmiştir. Güç MOSFET'leri anahtarlama kayıplarının gerçekçi tahminini, güç elektroniği devrelerinin maksimum bağlantı sıcaklığını ve verimliliğini tahmin etmek için kritik öneme sahiptir. Bir güç MOSFET, önemli güç seviyelerini işlemek için tasarlanmış belirli bir metal-oksit-yarı iletken alan etkili transistördür. MOSFET transistor tek kutuplu bir cihazdır. Yalıtımlı geçitli bipolar transistor (IGBT) veya tristör gibi diğer güç yarı iletken cihazlarıyla karşılaştırıldığında, ana avantajları yüksek anahtarlama hızı ve düşük gerilimlerde iyi verimliliğidir. Güç MOSFET'lerinin tasarımı, 1960'lardan beri entegre devrelerin üretiminde kullanılan MOSFET ve CMOS teknolojisinin evrimi ile mümkün oldu. Güç elektroniğinde yaygın olarak kullanılan güç MOSFET, standart MOSFET'ten uyarlandı ve ticari olarak 1970'lerde tanıtıldı. Güç MOSFET, düşük geçitli sürücü gücü, hızlı anahtarlama hızı, kolay gelişmiş paralelleme özelliği, geniş bant özelliği, sağlamlık, kolay sürücü, uygulama ve onarım kolaylığı gibi üstünlükleri sebebiyle en yaygın

kullanılan güç yarı iletken cihazdır. İlk ticari güç MOSFET'lerinin getirildiği 1970'lerde çeşitli yapılar araştırılmıştı. Bunlar çoğu lehine (en azından yakın zamana kadar) terk edilmiş Dikey Dağınık MOS (VDMOS (aynı zamanda çift Dağınık MOS) yapısı DMOS) ve LDMOS (yanal yayılmış MOS) yapısıdır. Güç MOSFET'leri, yan MOSFET'ten farklı bir yapıya sahiptir: çoğu güç cihazında olduğu gibi, yapıları dikeydir ve düzlemsel değildir.



Şekil 3.62. Temel bir MOSFET hücresinin dikey ve düzlemsel görünümü.

MOSFET'in genel gösterimi ve eş değer elektrik modeli aşağıdaki Şekil 3.63'de gösterilmiştir.



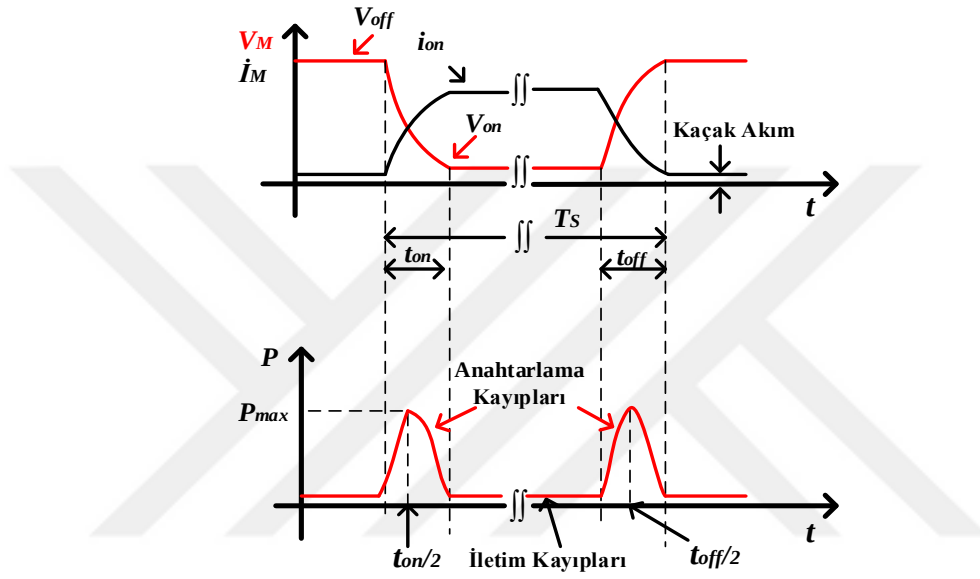
Şekil 3.63. MOSFET genel gösterim ve eş değer devresi.

$$R_D = R_{ch} + R_{acc} + R_i + R_d \quad (3.75)$$

$I_{ch} (V_{gs}, V_{ds}$ ve V_T) ' bağlı birkaç durumdur.

3.9.1.1. Güç MOSFET’inde kayıplar

Çalışmanın temelini oluşturan kayıp ve verim hesabı için anahtarlama kayıplarını analiz etmek gerekir. Bu kısımda, evirgeç devrelerinde kullanılan MOSFET güç anahtarlarının kayıpları incelenmiştir. MOSFET anahtarını incelenmeden önce, şekil 3.64’de aktarılan, temel bir S anahtarının bir anahtarlama periyodu boyunca oluşan akım, gerilim ve kayıplarını gösteren grafiklerden faydalanılarak kayıp analizi yapılmıştır.



Şekil 3.64. Bir MOSFET anahtarın, anahtarlama periyodu boyunca akım, gerilim ve kayıplarını gösteren grafikler (Genç, 2010).

Şekil 3.64’de gösterilen t_{on} süresi anahtarın açma (ON) süresini ifade ederken, t_{off} süresi ise anahtarın kesim (OFF) süresini belirtmektedir. i_m akımı ve V_m gerilimi taşıyan S anahtarı üstüne düşen akım ve gerilim değerleri her bir süreçteki indisler ile belirtilmiştir. Maximum güç için P_{max} ifadesi kullanılırken, güç içinde P ifadesi kullanılmıştır. Şekil 3.64’de gösterilen akım ve gerilim dalga formlarının doğrusal değiştiği ve kaçak akımın olmadığı düşünülürse, bir anahtarlama periyodunda meydana gelen kayıplar ve toplam kayıpla ilgili eşitlikler aşağıdaki şekilde ifade edilebilir (Genç, 2010).

$$W_{on} = \frac{1}{2} \cdot V_{off} \cdot i_{on} \cdot t_{on} \quad (3.76)$$

$$W_{off} = \frac{1}{2} \cdot V_{off} \cdot i_{on} \cdot t_{off} \quad (3.77)$$

$$W_{iletim} = V_{on} \cdot i_{on} \cdot (T_s - t_{on} - t_{off}) \quad (3.78)$$

Burada;

W_{on} anahtarın açma (ON) süresince harcanan enerjiyi gösterirken, W_{off} ise anahtarın kesim (OFF) süresince harcanan enerjiyi ve W_{iletim} anahtarın iletim süresince harcanan enerjiyi belirtir. Bir anahtarlama periyodunda ortaya çıkan ortalama güç kaybını, P_{ort} olarak belirtecek olursak,

$$P_{ort} = \frac{1}{T_s} \int P(t) \cdot dt = (W_{on} + W_{iletim} + W_{off}) \cdot f_s \quad (3.79)$$

eşitliği elde edilmiş olur. Anahtarlama kayıplarına nazaran oldukça az olan iletim kayıplarını ihmal edersek eğer, P_{sw} ile tanımlayacağımız anahtarlama kayıplarını,

$$P_{sw} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{t_{on}} P(t) \cdot dt + \int_{T_s - t_{off}}^{T_s} P(t) \cdot dt \right] = (W_{on} + W_{off}) \cdot f_s \quad (3.80)$$

eşitliği şeklinde belirtebiliriz.

MOSFET iletim kaybı

$$P_c = I_{RMS}^2 \cdot R_{DS(on)} \quad (3.81)$$

şeklindedir. Görev çevriminin akımın *rms* değerine dâhil edildiği durumlarda anahtarlama güç kaybı şu şekilde tanımlanabilir:

$$P_{sw} = E_{sw} \cdot f_{s(max)} \quad (3.82)$$

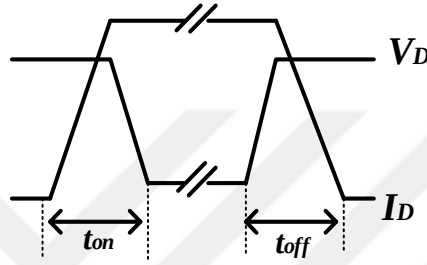
$E_{sw} = t_{(on)}$ enerji kayıpları + $t_{(off)}$ enerji kayıpları + kapı kontrolü enerji kaybı + çıkış kapasitans kaybı + diyot ters iyileşme kaybı

$$= E_{sw-on} + E_{sw-off} + E_{sw-gate} + E_{sw-outputCAP} + E_{sw-diodeRR} \quad (3.83)$$

Güç MOSFET drenaj kaynağından anahtarlama kaybı P_{sw} 'sini tahmin etmek için yaygın olarak kullanılan bir formül aşağıda belirtilmiştir.

$$P_{sw} = \frac{1}{2} I_D V_D (t_{off} + t_{on}) \cdot f + \frac{1}{2} C_{OSS} \cdot V_D^2 \cdot f \quad (3.84)$$

burada I_D : yük akımı, V_D : veri yolu gerilimi, f : anahtarlama frekansı iken, t_{on} ve t_{off} sırasıyla güç MOSFET açma ve kapatma süreleridir.



Şekil 3.65. Endüktif yüke sahip bir güç MOSFET'in tipik anahtarlama devresi.

I_{DS} ve V_{DS} 'nin doğrusal bir geçişi varsayarsak, “Eş. 3.85” in ilk terimi, Şekil 3.65'deki geçiş dönemlerinde I_{DS} ve V_{DS} 'nin altındaki alan olarak anahtarlama güç kaybını basitçe hesaplar ve genellikle çıkış kapasitans kayıp terimi olarak bilinir. C_{OSS} , güç MOSFET'in çıkış kapasitansıdır ve

$$C_{OSS} = C_{GD} + C_{DS} \quad (3.85)$$

t_{on} , ve t_{off} , anahtarlama süreleri genellikle

$$t_{on} = t_{off} = \frac{Q_{SW}}{I_{GS}} \quad (3.86)$$

burada I_{GS} , geçit sürücü akımı ve Q_{SW} , tüm güç MOSFET veri sayfalarında sağlanan geçit anahtarı yüküdür. “Eş. 3.85” – “Eş. 3.86” ya dayanan güç MOSFET anahtarlama kaybını tahmin etme yöntemi çok sayıda ders kitabında, teknik makalelerde, uygulama notlarında ve cihaz veri sayfalarında yaygın olarak kabul edilmektedir.

3.9.1.2. Sürücülerdeki ve tahrik edilen MOSFET / IGBT'deki güç kayıpları

Bir güç MOSFET'ini sürerken bir sürücüdeki güç kaybını belirlemek için, MOSFET'in veri sayfasında bulunan farklı $V_{DS(off)}$ değerleri için “Eş. 3.87” ye ve geçit yükü Q_G ile V_{GS} eğrisine bakılmalıdır.

$$P_{GATE} = V_{CC} \cdot Q_G \cdot f_{sw} \quad (3.87)$$

V_{CC} , sürücünün besleme gerilimidir, Q_G , sürülen MOSFET'in toplam geçit yüküdür ve f_{sw} anahtarlama frekansıdır. Açıkçası, daha düşük Q_G , değerine sahip bir MOSFET seçmek akıllıca olacaktır. MOSFET anahtarlama kayıpları ile ilgili olarak, sınırlı bir V_{DS} ve I_D 'nin bir arada bulunduğu bazı kısa zaman aralıkları vardır. Açılış sırasında bu olduğunda, gerçek entegrasyon:

$$\int V_{DS}(t) \cdot I_D(t) dt \quad (3.88)$$

anahtarlama anahtarlama enerji kaybı olarak tanımlanır. Benzer şekilde, kapatma sırasında, I_D ve V_{DS} 'nin sonlu değerleri bir arada olduğunda, aşağıdakilerin entegrasyonu:

$$\int V_{DS}(t) \cdot I_D(t) dt \quad (3.89)$$

MOSFET'te kapatma anahtarlama enerji kaybı olarak adlandırılır. Bu anahtarlama enerji kayıplarını belirlemedeki sorumlu parametreler arasında C_{ISS} , C_{OSS} ve C_{RSS} , açma ve kapatma gecikmelerini ve açma ve kapatma sürelerini etkiler.

Bir IGBT için benzer şekilde şu şekilde gösterilir:

$$\int V_{CE}(t) \cdot I_C(t) dt \quad (3.90)$$

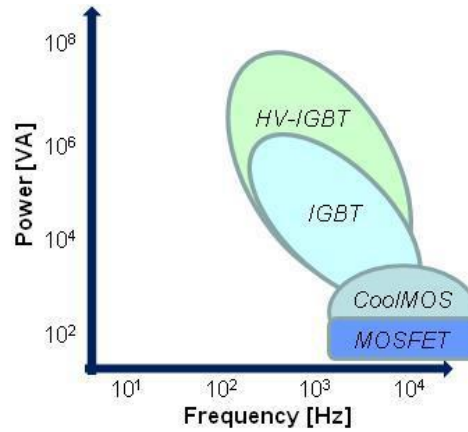
anahtarlama enerji kaybını temsil eder. Bu integraller için zaman aralığı, bir MOSFET veya IGBT'de sırasıyla I_D ve V_{DS} veya V_{CE} ve I_C 'nin sonlu değerlerinin birlikte var olduğu uygun zaman olacaktır. Cihazda kaybedilen ortalama anahtarlama enerjisi aşağıdaki gibi hesaplanabilir:

$$\text{MOSFET} = P_S = \frac{1}{2} \cdot V_{DS} \cdot I_D \cdot f_{sw} \cdot (t_{on} + t_{off}) \quad (3.91)$$

$$\text{IGBT} = P_S = \frac{1}{2} \cdot V_{CE} \cdot I_C \cdot f_{sw} \cdot (t_{on} + t_{off}) \quad (3.92)$$

Modern güç elektroniğinde ana vurgu, cihazlarda ve alt sistemlerde dağıtılan toplam kayıpları azaltmak, daha yüksek işletim verimliliği için çabalamak ve daha kompakt tasarımlar elde etmek, böylece ortaya çıkan sistemlerin hacmini ve ağırlığını azaltmaktır. Gereklik ve sonuç olarak, anahtarlama kayıpları yarı iletken anahtarlarda güç kaybı bütçesinde baskındır. Daha sonra anahtarlama kayıplarını azaltmak en önemli ve tek hedef haline gelir. Bu hedefi göz önünde bulundurarak, tüm IXYS MOSFET / IGBT sürücüler serisi, hızlı yükselme ve düşme süreleri sağlayan sürücü devrelerinin tasarımını kolaylaştırmak için tasarlanmıştır.

Birkaç nedenden dolayı IGBT'ler yerine MOSFET'ler kullanılır. MOSFET'ler yüksek frekans uygulamaları nedeniyle kullanılır ve 25 kHz – 40 kHz anahtarlama frekansı kullanıyoruz, bu yüzden bu yüksek frekanslı anahtarlama dayanaabilecek bir transistör kullanmamız çok önemlidir. Ortalama tipik koşullar altında, bir MOSFET tüm en yüksek performans seviyelerini karşılarken ve genellikle daha düşük bir maliyetle en uzun pil ömrünü sağlar. Anahtarlama hızları bakımından karşılaştıracak olursak, MOSFET'lerin anahtarlama frekansları IGBT'lere göre yüksektir. Bunun yanı sıra IGBT'lerde kesim anında meydana gelen ikinci akım kuyruğu anahtarlama kesim anında ciddi bir şekilde kayıplara yol açmaktadır. MOSFET'lerde ise böyle bir durum yoktur.



Şekil 3.66. MOSFET ve IGBT güç-frekans diyagramı.

3.9.2. Filtre Tasarımı

Güç kartında evirgeç çıkışındaki kare dalgayı sinüzoidal dalga haline getirmek ve oluşan harmonikleri azaltmak amacıyla kullanılmak üzere LCL pasif filtresi tasarlanmıştır. Adından da anlaşılacağı üzere iki tane indüktörden ve bir tane kondansatörden oluşur. Kullanılan indüktör değerleri 2.54 mH ve 31.6 μ H, kondansatör değeri ise 3 μ F'dır. İndüktör değerleri için bobin sarımı gerçekleştirmeliyiz. İstenilen ölçülerde ferrit nüve ve bakır tel kullanılarak istenilen değerlerde indüktör sarımı gerçekleştirilmiştir. Demir çekirdek yerine ferrit çekirdek kullanıldı. Bunun nedeni ise çok yüksek anahtarlama frekanslarında (25 kHz – 40 kHz) demir çekirdekte önemli miktarda ısı meydana gelir.

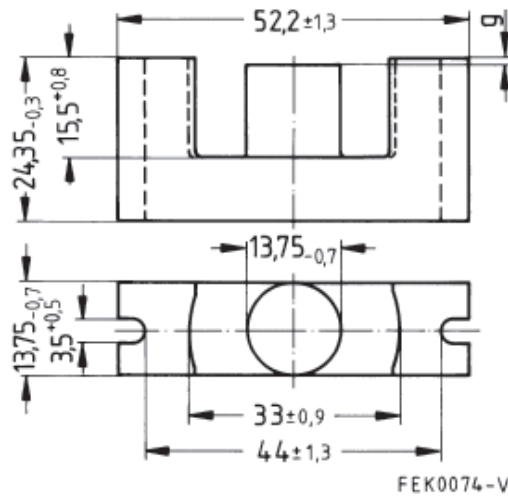
L_1 (2.54 mH) indüktörü için tercih edilen ferrit çekirdek EC tipi nüvedir. Datasheet kataloğundan A_l değerinin 2700 nH olduğu biliniyor. Sarım hesabı ise;

$$L = N^2 \times A_l \quad (3.93)$$

$$2.54 \times 10^{-3} = N^2 \times 2700 \times 10^{-9} \quad (3.94)$$

$$N^2 = 940.74 \quad (3.95)$$

$$N = 30.67 \approx 31 \text{ sarım}$$



Şekil 3.67. EC 52/24/14 çekirdeğinin fizikel boyutları.



Şekil 3.68. L_1 (2.54 mh) indüktörü.

L_2 (31.6 μ H) indüktörü için tercih edilen nüve tipi ferrit toroiddir.



Şekil 3.69. L_2 (31.6 μ H) indüktörü.

3.9.3. Soğutucu Tasarımı

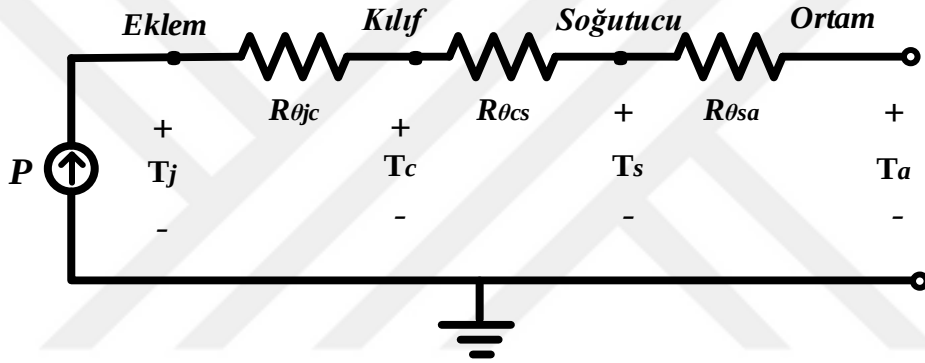
Termal direnç, watt başına santigrat derece ($^{\circ}$ C) birime sahiptir. Çoğunlukla ısı, her biri farklı termal iletkenliğe ve hatta farklı alanlara ve kalınlığa sahip olan birkaç değişik malzemedan akmalıdır. Isı iletim yolunu silikon cihazdaki bir alandan ortama modelleyen çok katmanlı bir örnek, Şekil 3.71’de gösterilmektedir. Kavşaktan çevreye (ja) toplam termal direnç şu şekilde verilir:

$$R_{\theta ja} = R_{\theta jc} + R_{\theta cs} + R_{\theta sa} \quad (3.96)$$

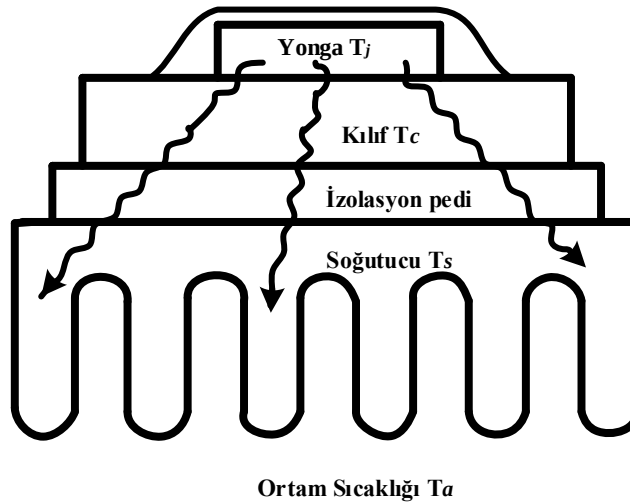
Toplam termal dirence her katkı “Eş. 3.96” da uygun λ , A ve d değerleriyle, ortaya çıkan bağlantı sıcaklığı, P_d 'nin bir güç yayılımı olduğu varsayılarak,

$$T_j = P_d(R_{\theta jc} + R_{\theta cs} + R_{\theta sa}) + T_a \quad (3.97)$$

elektrik devrelerine benzer. Isı akışı için paralel yollar var ise eğer, termal dirençler paralel olarak elektrik dirençleriyle tam olarak aynı şekilde birleştirilir.



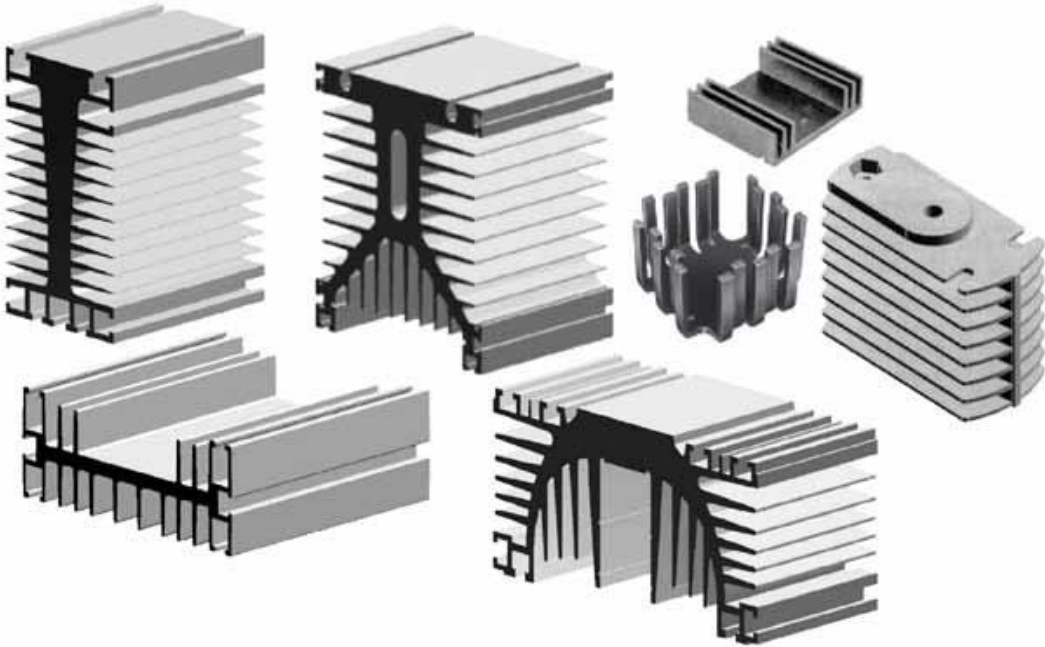
Şekil 3.70. Termal dirençlere dayanan bir eşdeğer devre.



Şekil 3.71. Isı iletim yolunu silikon cihazdaki bir bölgeden çevreye modelleyen çok katmanlı bir soğutucu yapısı.

Daha yüksek güçlü yarı iletken bileşenler için soğutma plakaları artık mevcut taşıma kapasitesini tam olarak kullanmak için yeterli değildir. Anahtarlama ve iletim kayıplarından ötürü güç elemanlarının içerisinde ısı oluşur. Bundan dolayı güçlü yüzeylere sahip, alüminyumdan (nadiren de bakır) yapılmış ısı emiciler veya soğutma profilleri (kanatçıklar) kullanılır (Şekil 3.72). Isı kaynaktan gövdeye ve oradan da serin ortamda bulunan soğutucuya aktarılmalıdır. Böylece ısı akışları yayılır ve geçici termal süreçler zayıflatılır. Bu tür ısı alıcıları hem doğal konveksiyon (ısı doğal havanın akışı, yani yerçekimi nedeniyle ısıtılan havanın yükselmesi ile dağıtılır) hem de geliştirilmiş (cebri) hava soğutması (soğutma havası bir fan tarafından hareket ettirilir) için uygundur. Veya bu soğutma türlerinden biri için optimize edilmiştir. Malzemedeki ısı yayılımı ısı emicisinin termal verimliliği üzerinde önemli bir etkiye sahiptir. Bu nedenle, optimize edilmiş boyutlandırma kök kalınlığı, kanatçık sayısı, kanat yüksekliği ve kanat kalınlığı için önemlidir:

- Bir ısı alıcının kökü, ısı yayıldığı güç bileşenleri için montaj yüzeyinin bitmemiş kısmıdır.
- Isı yayılımı, radyasyon ve konveksiyon yoluyla hava soğutmalı bir ısı emicinin kanatçıkları yoluyla gerçekleşir.



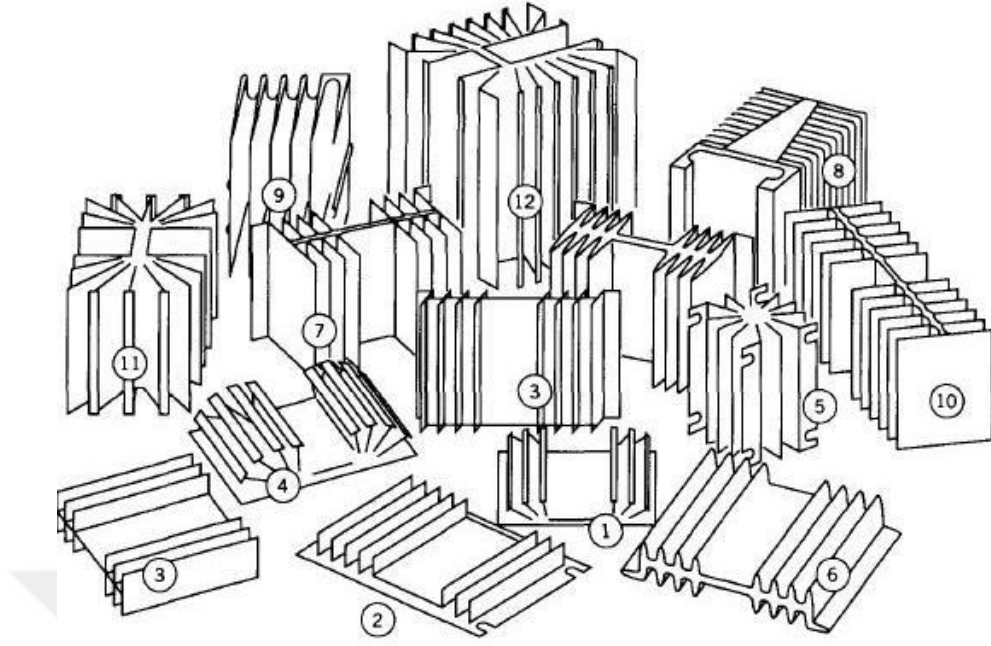
Şekil 3.72. Güç yarı iletkenleri, modülleri ve disk hücreleri için ısı alıcıları ve soğutma profilleri örnekleri.

Herhangi bir güç cihazının bağlantı sıcaklığının elverişli aralıklar içinde tutulması, cihaz kullanıcısının ve üreticisinin ortak sorumluluğudur. Cihaz üretici, gücün dağıtıldığı cihazın iç kısmı ile cihazı çevreleyen kasanın dış kısmı arasındaki termal direnci $R_{\theta jc}$ 'yi minimum seviyeye indirir. Cihaz kullanıcısı, ortam ile cihaz arasında bir ısı iletim yolu sağlamalıdır, böylece kasa ve ortam arasındaki termal direnç $R_{\theta ca}$ (cihaz çalışması ile oluşturulan ısıнын en sonunda dağıtılacağı yerde) düşük maliyetli bir biçimde en aza indirilir.

Şekil 3.71'de gösterildiği gibi kanatçıklar arasındaki mesafe en az 10-15 mm olmalıdır. Siyah oksit kaplama, termal direncin % 25 oranında azalmasına sebep olur, fakat maliyet hemen hemen neredeyse aynı faktörden daha yüksek olabilir. Eğer bir fan eklenirse, termal direnç R_{θ} , aşağı iner ve ısı emici (soğutucu) daha hafif ve daha küçük yapılabilir, bu durum C_s ısı kapasitesini de azaltır. Daha yüksek güç değerlerinde, termal iletimi daha da iyileştirmek için yağ ya da su soğutma kullanılır. Elverişli olan ısı emicinin (soğutucunun) seçimi, cihazın tolere edebilmesine izin verilen bağlantı sıcaklığına göre belirlenir. En kötü ve en istenmeyen koşullardaki tasarım kriterleri için, maksimum bağlantı sıcaklığı olarak bilinen $T_{j(max)}$, maksimum ortam sıcaklığı olarak bilinen $T_{a(max)}$, maksimum çalışma gerilimi ve maksimum durum akımı belirtilir. Anahtarlama kayıpları, zamana bağlı olarak anlık güç kaybını entegre ederek ve anahtarlama süresince ortalamasını alınarak bulunabilir. Bu sebepten dolayı, ortalama anahtarlama kayıpları ile durum kayıplarının toplamı olan P_{loss} değeri tahmin edilebilir. Açıklanan bu bilgilere göre izin verilen en yüksek eklem-termal ısı direnci $R_{\theta ja}$ aşağıdaki “Eş. 3.98” de gösterilmiştir.

$$R_{\theta ja} = (T_{j,max} - T_{a,max})/P_{loss} \quad (3.98)$$

Şekil 3.73'de gösterildiği gibi soğutucu üreticisinin veri sayfaları tarafından sağlanan bilgiler esas alınarak seçilebilir. Bu soğutuculardan herhangi biri kullanırken, üreticinin talimatlarının yakından takip edilmesi gerekir. Güç cihazının soğutucuya yanlış takılması, $R_{\theta ca}$ 'nın tahmin edilenden çok daha büyük olmasına ve dolayısıyla normal çalışma esnasında cihazın bağlantı sıcaklığı dayanılmaz yüksek değerlerine neden olabilir.



Soğutucu No.	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$R_{\theta_{sa}} (^{\circ}\text{C}/\text{W})$	3.2	2.3	2.2	0	2.1	1.7	1.3	1.3	1.25	1.2	0.8	0.65
Vol. (cm^3)	76	99	181	0	198	298	435	675	608	634	695	1311

Şekil 3.73. Termal direnç ve hacimlere göre mevcut soğutucuların seçimi (Mohan ve ark., 2003).

Mesela, cihaz ile ısı emicisi (soğutucu) arasındaki temas alanını artırmak, gövde ve ısı emici arasındaki ısıl direnç değerinin en aza indirmek için az miktarda termal silikon greslerin kullanılmasında fayda vardır. Temas yüzeyleri pürüzsüz, lekesiz, düz ve korozyonsuz olup, yüzey ise oksitsiz olmalıdır. Kullanılacak güç elemanlarının yüzeyler arasında düzgün bir biçimde yerleşmesi ve doğru montaj basıncını elde etmek amacıyla, ısı emici (soğutucu) üzerine doğru bir biçimde monte edilmelidir. Bu montaj cıvatalarına ve somunlarına uygun tork uygulanması, cihaz ile ısı emicisi (soğutucu) arasında iyi temasın sağlanmasına da yardımcı olacaktır.

3.10. Sabit Frekanslı (CSFPWM) ve Değişken Frekanslı (VSFPWM) Sinyal Üretilmesi

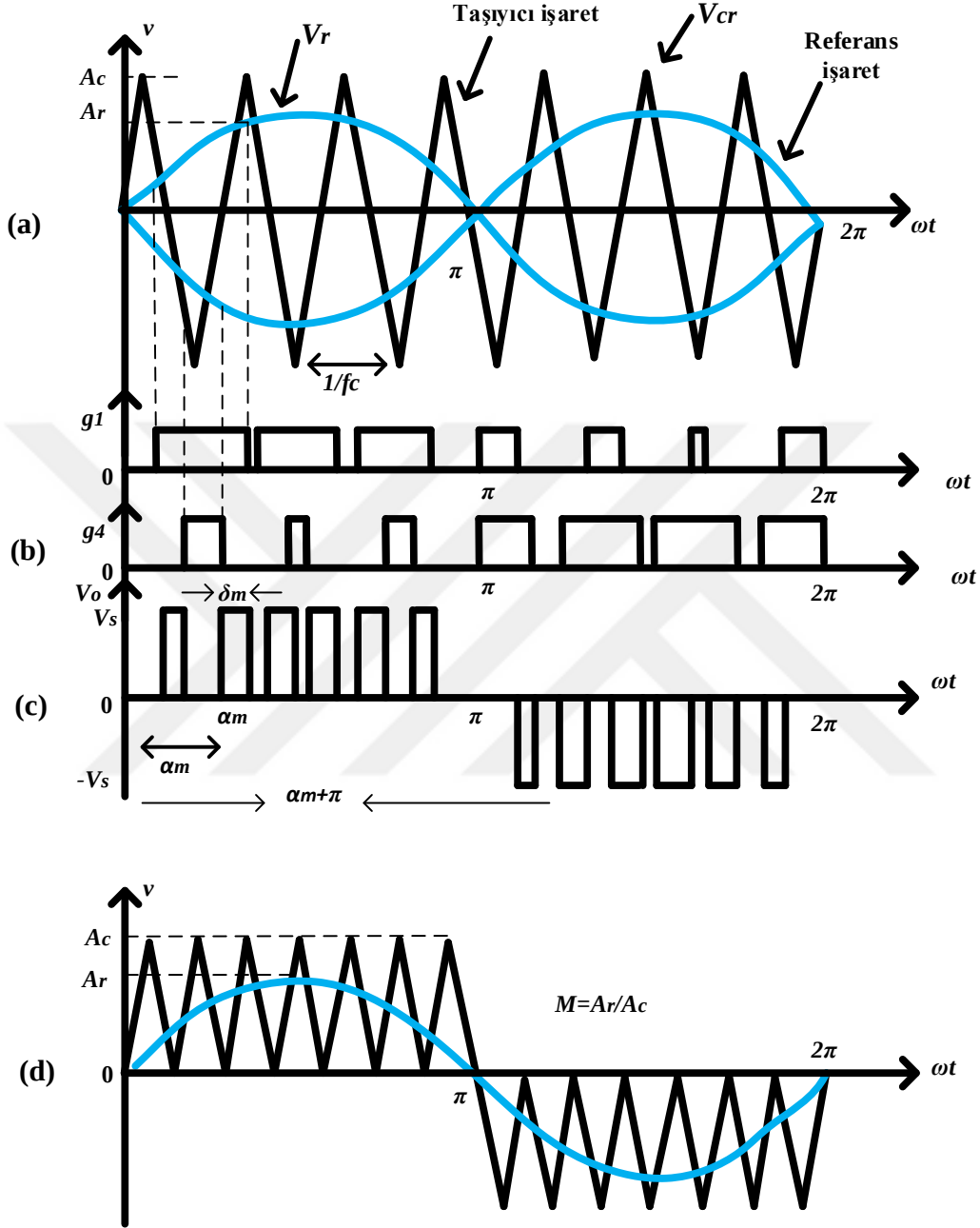
Evirgeçlerde genel olarak anahtarlama frekansı PWM yöntemleri için sabittir. Yüksek frekanslı, sinüzoidal darbe genişliği modülasyonu (SPWM), hâlihazırda, tek fazlı

dönüştürücünün anahtarlarını kontrol etmek için en yaygın kullanılan tekniktir. SPWM yöntemi, geleneksel PWM yöntemine kıyasla evirgeç çıkış geriliminin harmonik içeriğini azaltır. Anahtarlarda kayıplar iletim kayıpları ve anahtarlama kayıpları olarak sınıflandırılmaktadır. Anahtarlama kayıpları anahtarlama frekansı ile doğrudan ilişkilidir. Aynı zamanda anahtarlama frekansı arttıkça, devre ebadı, ağırlığı ve maliyeti azaltmaktadır. Frekansa bağlı olarak iki tip anahtarlama frekansı vardır; sabit anahtarlama frekansı ve değişken anahtarlama frekansı. Sabit anahtarlama frekansı PWM yöntemi ile karşılaştırıldığında, değişken anahtarlama frekansı PWM, ekstra avantajları nedeniyle daha fazla fayda sağlayabilir. Oluşan kayıplar ve EMI (elektromanyetik parazit/gürültü) problemleri sistemde çok ciddi sorunlara sebep oluyor. Bu sorunları en aza indirmek ve ortadan kaldırmak için değişken frekans yöntemi önerilmiştir. Tez çalışmasında ilk olarak sabit frekans PWM (CSFPWM) ve ardından değişken frekans PWM (VSFPWM) yöntemi kullanılmıştır.

3.10.1. CSFPWM üretilmesi

Şekil 3.74’de endüstrilerde daha fazla uygulama bulan sinüzoidal PWM sinyalinin oluşturulmasını açıklar. Anahtarlama işaretleri, sinüzoidal bir referans sinyalini bir üçgen taşıyıcı dalga ile karşılaştırarak üretilir ve her adımın genişliği, aynı adımın merkezinde değerlendirilen bir sinüs dalgasının genliği ile orantılı olarak değişir. Evirgecin çıkış frekansı f_o referans sinyalinin frekansı f_r kullanılarak bulunabilir. Rms çıkış gerilimi V_o modülasyon indeksi M ile kontrol edilebilir ve bunun sonucunda modülasyon indeksi pik genliği (A_r) ile kontrol edilir. Modülasyon indeksi olan M değeri A_r/A_c ’ye eşittir. Şekil 3.74a’da gösterilen çift yönlü taşıyıcı sinyalin iki sinüzoidal işaret v_r ve $-v_r$ ile karşılaştırılmasıyla g_1 ve g_4 anahtarlama tetikleri üretilir. Bu g_1 ve g_4 işaretleri aynı zamanda serbest bırakılamazlar. Ve aynı kolda bulunan anahtarları aynı zamanda iletmezler. Aşağıda verilen Şekil 3.74c ‘de ani çıkış gerilimi gösterilirken, Şekil 3.74d’ de ise tek yönlü üçgen taşıyıcı kullanılarak anahtarlama işaretleri üretilir. Gerilim $V_o = V_s(g_1 - g_4)$ ile hesaplanabilir. Yarım döngü başına adım sayısı, taşıyıcı frekansına bağlıdır (Rashid, 2015). Sabit frekans ile anahtarlama işlemi yapılırken, filtre sonrası oluşan geriliminin PI denetleyici ile kontrol sonrası çıkışını referans alarak testere dişi ile karşılaştırıp evirgecin anahtarlarına gönderilir. Aynı işlem değişken frekans için

de yapılacak fakat bu kez testere dışında sabit frekans değeri olarak girdiğimiz değeri değil de değişken frekans SPWM bloğu kullanılacaktır.



Şekil 3.74. Sinüzoidal darbe genişlik modülasyonunun oluşturulması.

Çıkış geriliminin etkin değeri aşağıdaki formülle bulunabilir.

$$V_0 = V_s \left(\sum_{m=1}^{2p} \frac{\delta_m}{\pi} \right)^{1/2} \quad (3.99)$$

3.10.2. VSFPWM üretilmesi

Anahtarlama kaybı hala yüksek frekansta büyük bir endişe kaynağıdır. Evirgeçlerde meydana gelen kayıp, özellikle anahtarlama kaybı, doğrudan anahtarlama frekansına göre değişir. Kayıp karşılaştırması, daha yüksek anahtarlama frekansında daha belirgin olabilir. Anahtarlama frekansı değişiminin doğası bilindiği için, anahtarlama kaybı faktörü hesaplanabilir. Anahtarlama çıkışta harmoniklere sebep olur. Bu harmonikler de kayıplara neden olur. Yaygın olarak kullanılan CSFPWM yöntemiyle karşılaştırıldığında, VSFPWM;

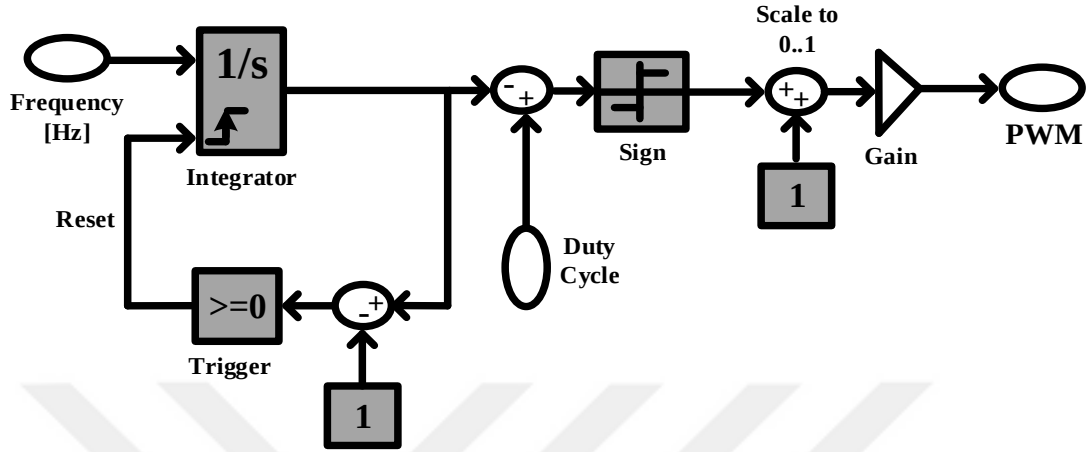
- Evirgeç güç yoğunluğunu ve verimliliği iyileştirir.
- Soğutucu gereksinimi azaltır.
- Sabit anahtarlama frekansının harmonikleri etrafında odaklanan PWM redresörünün elektromanyetik parazit (EMI) gürültüsünü azaltabilir.
- Mikroişlemciye dayalı kontrolör, gerilim kaynağı evirgeçler ile güneş enerjisi sistemlerinde iyi özelliklere sahiptir. Kontrolörde, endüktans değerini ve çıkış akımının geriliminin dalgalanmasını azaltmak amacıyla, evirgeç için yüksek anahtarlama frekansı gerekir; ancak, frekans, işlemcinin örnekleme frekansı ile sınırlandırılmıştır. Ardından yüksek frekans, anahtarlama kaybının artmasına neden olacak ve böylece verimlilik kesinlikle azalacak bunun yanı sıra bir miktar enerji boşa harcanacaktır. Daha yüksek anahtarlama kaybı, yalnızca enerji verimliliğinin düşmesine neden olmaz, daha da önemlisi anahtarlama cihazları için termal yönetim üzerinde daha fazla baskı uygular. Bu tarz sorunları azaltacaktır.

Bunun gibi avantajlara sahip olmasının (verimin artması, kayıpların ve EMI'nin azaltılması) yalnızca yazılım değişikliği ve donanımda herhangi bir değişiklik yapılmadan gerçekleştirilebilmesine olanak sağladığı gibi cihaz ömrünü de uzatabilir. Bu işlemlere değişken anahtarlama frekansı PWM (VSFPWM) denir.

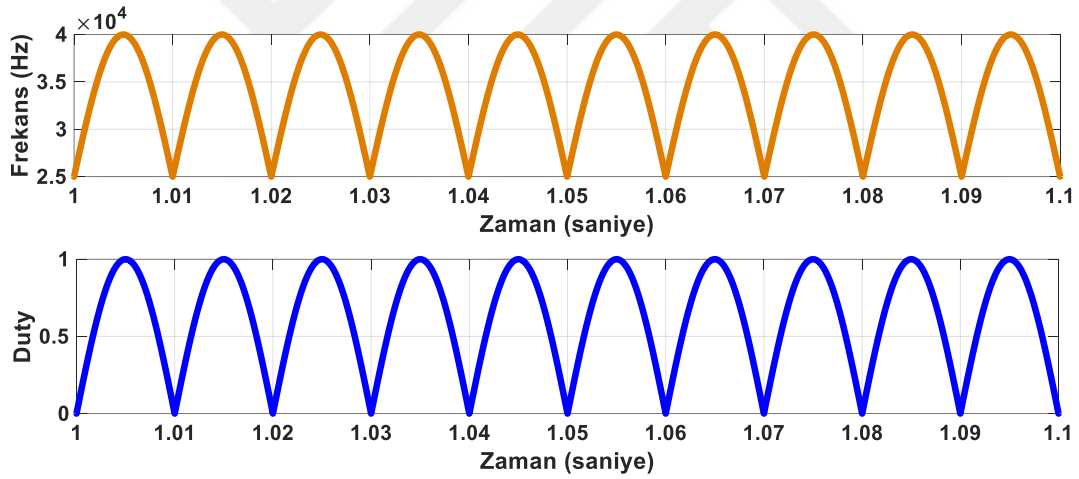
Ve şu ana kadar yapılan birçok çalışmada, bir anahtardaki daha yüksek frekansın, pratik ürünlerde beklenmeyen daha büyük toplam harmonik bozulma (THB) getirdiğini kanıtlamaktadır (Yu ve ark., 2009).

Değişken frekans tasarımı üç bölümden oluşur: Testere dişi sinyali oluşturmak için harici sıfırlama girişine sahip bir entegratör bloğu kullanılır. Testere dişi daha sonra

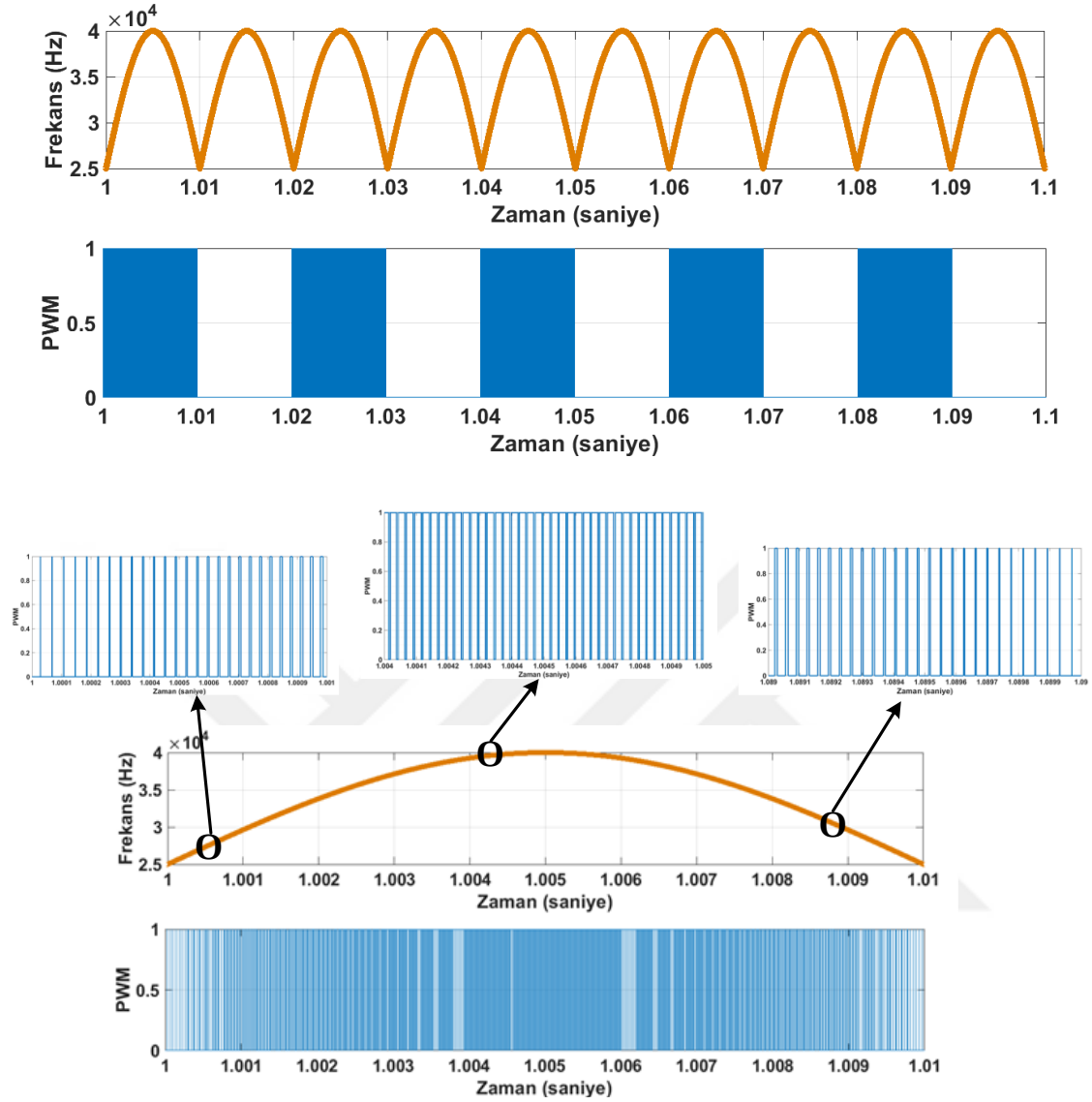
dikdörtgen bir sinyal oluşturmak için görev döngüsü vasıtasıyla verilen bir eşik değeri ile karşılaştırılır. Son olarak, bu sinyal standart 0..1 çıkış aralığına ölçeklendirilir.



Şekil 3.75. Değişken frekanslı PWM bloğu.



Şekil 3.76. 25 kHz-40 kHz değişken frekans ve duty sinyali.



Şekil 3.77. 25 kHz-40 kHz sinüzoidal dalga formu ile frekansın değişimi.

Kenar veya seviye tarafından tetiklenen sıfırlama girişi, entegratörün blok özelliklerinde etkinleştirilebilir. Daha sonra blok, frekans değerini entegre etmek ve çıkış bir değerden geçtiğinde sıfırlamak için bağlanır. Bu bir tane çıkarılarak ve sonuç sıfıra karşılaştırılarak gerçekleştirilebilir.

PWM sinyalleri, CSFPWM'deki üçgen taşıyıcı ile görev döngüleri karşılaştırılarak üretilir. Anahtarlama döngüsü sabit olduğundan, örneklenen referans gerilimi da sabit frekansla yapılır. Modülatöre VSFPWM uygulanırken, taşıyıcı üçgenler değişken döngülere sahiptir ve örneklenmiş referans gerilimi, üçgen taşıyıcı ile senkronizedir. Değişken frekanslı (üst ve alt) üretilen üçgen taşıyıcılar görev çevrimleriyle karşılaştırmak ve gerilim kaynaklı evirgeçlerde (GKE) güç aygıtları için

kapı sürücülerine darbeler/sinyaller üretmek amacıyla kullanılır. PWM tekniğinde referans genellikle çıkış dalga formuna bağlı olarak alınır.

3.11. MATLAB ve ANSYS Yazılımı

Tezin konusu olan CSFPWM ve VSFPWM kullanılarak evirgeç tasarımında üzerinde durulması ve sonuçların alınması gereken bazı önemli konular vardır. Bunlar, FV panel, MGNİ, DA/DA dönüştürücü, DA/AA dönüştürücü, pasif filtre, PI denetleyici ve en önemlisi değişken frekans ve evirgeç üzerinde bulunan anahtarların anahtarlama kayıplarıdır. Bu belirtilen konuların giriş çıkış akım ve gerilim grafiklerine, THB değerlerine, FFT analizine ve sabit ile değişken frekans arasındaki farkı gözlemlemek için kayıpların simülasyon grafiklerine ihtiyaç vardır. Bu sonuçları gözlemlemek için benzetim çalışmalarında MATLAB/Simulink ve ANSYS/Simplorer yazılımları kullanılmıştır.

3.11.1. MATLAB / Simulink benzetim programı

Benzetim çalışmasında istenilen grafikleri, THB ve FFT analizleri için oldukça ideal bir yazılımdır. Ve tezin büyük bir bölümü MATLAB/Simulink programında gerçekleştirilmiştir.

3.11.2. ANSYS / Simplorer benzetim programı

Sabit anahtarlama frekanslı ve değişken anahtarlama frekanslı evirgeç tasarımında kayıpları ve verim farkını gözlemlemek için aynı koşullarda yani 25 kHz ve 40 kHz frekans aralığında iki devrenin de evirgeç üzerinde bulunan anahtarlama kayıplarına bakılması gerekir. Bunun için öncelikle anahtar (MOSFET) seçimi yapılır. Koşullar göz önüne alınarak, gerilim ve akım değeri ile birlikte datasheet kataloglarından yapılan araştırmaya göre kullanılması tercih edilen MOSFET türü IRFP460'dır. Anahtar seçildikten sonra ise yapılması gereken iş, seçilen anahtarı yazılım programına tanımlamaktır.

MATLAB yazılımında kullanılan ve alınan sonuçların hemen hemen birçoğunu bu yazılımda da kullanıp gözlemleyebiliriz. Fakat anahtarlama kayıplarını gözlemlemek için

MATLAB programı yeterli değildir. Kullanılacak olan MOSFET'i, ANSYS yazılımına tanıtmamızın ve bu yazılım programını kullanmamızın nedeni, transient durumunda alınacak sonuçların gerçek kayıplara daha yakın olması istenildiğinden dolayı bu yazılım tercih edilmiştir. Sonuçların gerçeğe yakınlığı daha yüksek olduğu için ANSYS yazılımını kullanmak daha avantajlı bir durumdur.

3.11.2.1. ANSYS SheetScan ara yüzü ile MOSFET tanımı

Tek fazlı evirgeç tasarımında kullanılacak olan MOSFET'ler ANSYS/Simplorer programında "SheetScan" ara yüzünde tasarlanmıştır. Tercih edilen MOSFET'in (IRFP460) datasheet değerleri esas alınarak benzetim çalışmalarında daha doğru ve gerçekçi sonuç alınması amaçlanmıştır.

3.11.2.2. SheetScan kullanımı

SheetScan, belirtilen biçimlerden herhangi birinde taranan ve kaydedilen veri sayfaları gibi grafiklerden özellik verilerini çıkarmamıza olanak tanır: .bmp, .dib, .jpg, .gif, .tif, .tga veya .pcx.

Grafik dosyalarını doğrudan içe aktarmaya ek olarak, SheetScan veri sayfası bilgileri için İnternet'e göz atmak ve web sayfasının anlık görüntüsünü görüntüdeki eksenleri bir kaplama olarak eşleyebileceğimiz SheetScan düzenleyicisine aktarmak için de kullanılabilir. Daha sonra veri sayfasındaki karakteristik eğriyi / eğrileri yaklaşık olarak tahmin etmek için veri noktalarını manuel olarak ekleyebiliriz. Örneklenen veriler daha sonra Explorer biçimine dönüştürülebilir ve çıkarılan veriler bir Explorer veri kümesine dışa aktarılabilir veya bir dosyaya kaydedilebilir.

SheetScan kullanarak veri kümesi oluşturma işlemi dört temel işlem içerir:

- SheetScan'a bir veri sayfası yükleme.
- İçe aktarılan veri sayfası resmi için bir koordinat sistemi tanımlama.
- Veri sayfası resmini referans olarak kullanarak karakteristik bir eğri tanımlama.
- Karakteristik eğri verilerini bir dosyaya veya veri kümesine dışa aktarma.

SheetScan'da üç araç çubuğu bulunur. SheetScan ana menüsünde de bulunan komutlara kolay erişim sağlarlar. Araç çubukları Görünüm> Araç Çubuğu alt

menüsünden açılıp kapatılabilir. Standart araç çubuğu, Aç ve Kaydet, Kes, Kopyala, Yapıştır, Yazdır ve Yardım gibi temel Windows işlevlerine erişim içerir.



Eğri araç çubuğu, eğri değerleriyle çalışmak için araçlar içerir. Açılır menü, üzerinde çalışacağınız eğriyi seçmemize olanak tanır. Diğer araçlar şunları yapmamızı sağlar: eğri ayarlarını değiştirme, eğrinin koordinat sistemini değiştirme ve etkin eğriye seçme, ekleme, silme ve ekleme.



Yakınlaştırma araç çubuğu geçerli görünümü ölçeklendirmek, yakınlaştırmak ve uzaklaştırmak, yakınlaştırmayı yüzde 100'e sıfırlamak ve eğri ızgarasının görüntüsünü açıp kapatmak için araçlar sağlar.



Kullanılan MOSFET 'in (IRFP460) datasheet verileri ANSYS/Simplorer programından Sheet-Scan bölümünde tanımlanmış ve oluşturulan grafikler ekler bölümünde verilmiştir.



4. BULGULAR

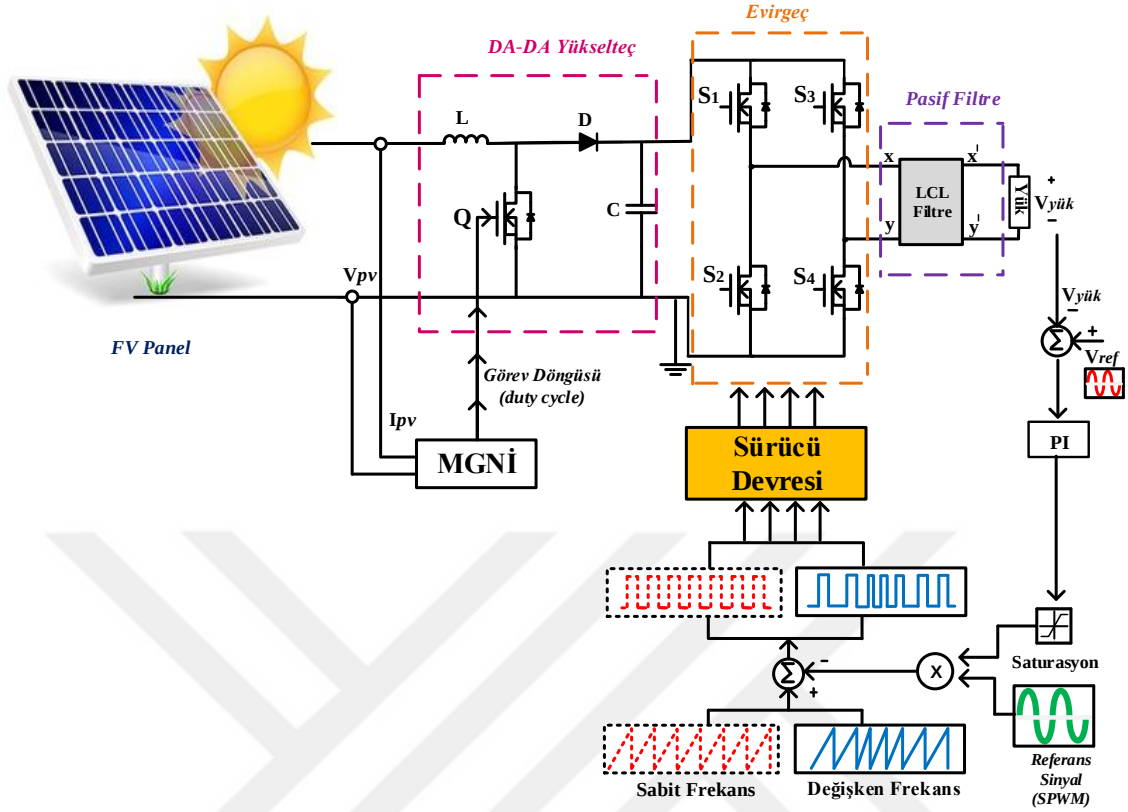
Bu tez çalışmasında hem benzetim hem de deneysel çalışma yapılmıştır. Benzetim ve deneysel çalışma devresinde V_{DS} gerilimi 500 V, $R_{DS(on)}$ 0.27 Ω olan IRFP460 MOSFET'i kullanılmıştır. Çıkış filtresi olan pasif LCL tipi filtre değerleri ise $L_1=2.54$ mH, $L_2=31.6$ μ H ve $C=3$ μ F olarak hesaplanmıştır. Anahtarlama frekansı olarak CSFPWM devresinde 40 kHz kullanılırken, VSFPWM devresinde 25 kHz – 40 kHz kullanılmıştır. Benzetim çalışmalarında MATLAB/Simulink ve anahtarlama kayıpları için daha gerçekçi sonuçlar almak için ANSYS/Simplorer yazılım programı kullanılmıştır. Deneysel çalışmada ise Xilinx blokları FPGA kartına gömülerek anahtar tetik sinyalleri üretilmiştir.

4.1. Benzetim Çalışmaları

İlk olarak istenilen güç değerlerine göre FV panel seçimi yapılmıştır. FV panele gelen ışınlam sonucunda elde edilen 4 farklı gerilim değeri MGNİ ile DA/DA yükselteç devresinde belli bir değere ulaşmıştır. Yükselen gerilim değerleri evirgeç sayesinde DA'dan AA'ya dönüşmüştür. Evirgeç çıkışı kare dalga ve yüksek harmoniklere sebep olduğu için evirgeç çıkışına pasif LCL filtre eklenmiştir. Evirgeç tetikleri için SPWM yöntemi hem CSFPWM hem de VSFPWM ile karşılaştırılarak kullanılmıştır. Aşağıdaki Şekil 4.1'de bu tez çalışmasının benzetim şeması, Çizelge 4.1'de ise sistemde kullanılan FV sisteminin / panelinin parametre değerleri gösterilmiştir.

Çizelge 4.1. FV modülünün elektriksel özellikleri

Elektriksel Özellikler	Sembol	Değer
Çıkış Gücü	P_{max}	250.49 W
Modül Verimliliği (%)	η_m	15.5
Gerilim Değeri	V_{mpp}	30.4 V
Açık Devre Gerilimi	V_{oc}	38.4 V
Akım Değeri	I_{mpp}	8.24 A
Kısa Devre Akımı	I_{sc}	8.79 A
I_{sc} Sıcaklık Katsayısı	α_{Isc}	0.05 %/°C



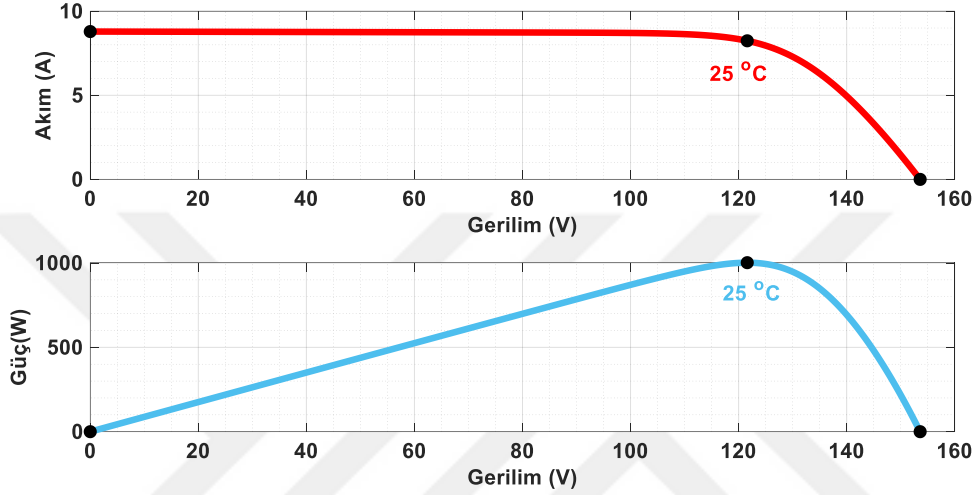
Şekil 4.1. Benzetim çalışması genel şeması.

FV modüllerinin yüksek yatırım maliyeti nedeniyle, mevcut güneş enerjisinin optimum kullanımı sağlanmalıdır. Bu, kurulumdan önce FV sisteminin kesin ve güvenilir bir simülasyonunu gerektirir. Simülasyonun doğruluğunu etkileyen en önemli bileşen FV hücre modelidir. FV sisteminin temel elemanı FV hücresidir. FV hücresini modellemenin amacı, çeşitli çevresel koşullar altında FV sisteminin davranışını ve güç çıkışını tahmin etmek ve kısmi gölgelenme, modül uyumsuzluğu ve hücre veya modül arızasının bir FV sisteminin çıkışı P üzerindeki etkilerini değerlendirmektir. Bir FV hücresinin modellenmesi, çeşitli çevresel koşullar altında gerçek hücreyi taklit etmek için I-V ve P-V karakteristik eğrilerinin tahminini içerir.

Bu bölüm, MATLAB / Simulink kullanarak bir FV dizisinin simülasyonunu sunar. Ayrıca, bu bölümde geliştirilen FV dizisinin I-V ve P-V özellikleri açıklanmaktadır. Simülasyon için 1 kW'lık bir FV dizisi göz önünde bulundurulur. Simülasyon için düşünülen parametreler Yingli Energy (China) tarafından sağlanan YL250P-29b FV modülünden alınmıştır. FV modülleri sırayla istenen gerilimi ve akımı elde etmek için seri ve / veya paralel olarak bağlayabiliriz. Bu çalışmada, 1 kW'lık bir FV

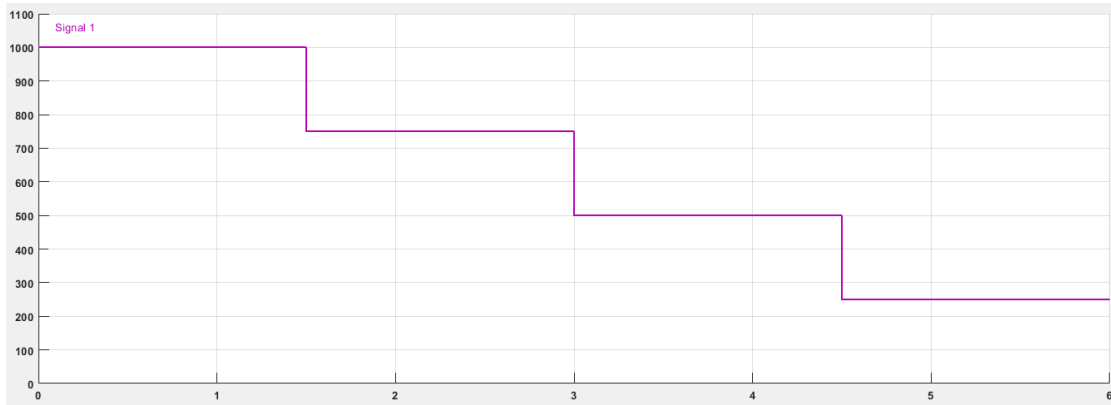
dizisini simüle etmek için 4 modül, ($4 \times 30.4 =$) 121.6 V gerilim seviyesine sahip bir dize oluşturmak üzere seri olarak bağlanmıştır.

Aşağıdaki Şekil 4.2’de, matematiksel modeli oluşturulan dört seri dizeden oluşan bir 1 kW FV dizisinin P-V ve I-V karakteristik eğrileri Standart Test Koşullarında (STC: $T=25, G=1000$) gösterilmektedir. Bu nokta büyük ölçüde ısıtım ve sıcaklık koşullarına bağlıdır.



Şekil 4.2. Sabit ısıtım $G = 1000 \text{ W} / \text{m}^2$ ve sabit sıcaklık $T = 25 \text{ }^{\circ}\text{C}$ olan 1 kW FV dizisinin simüle P-V ve I-V karakteristik eğrileri.

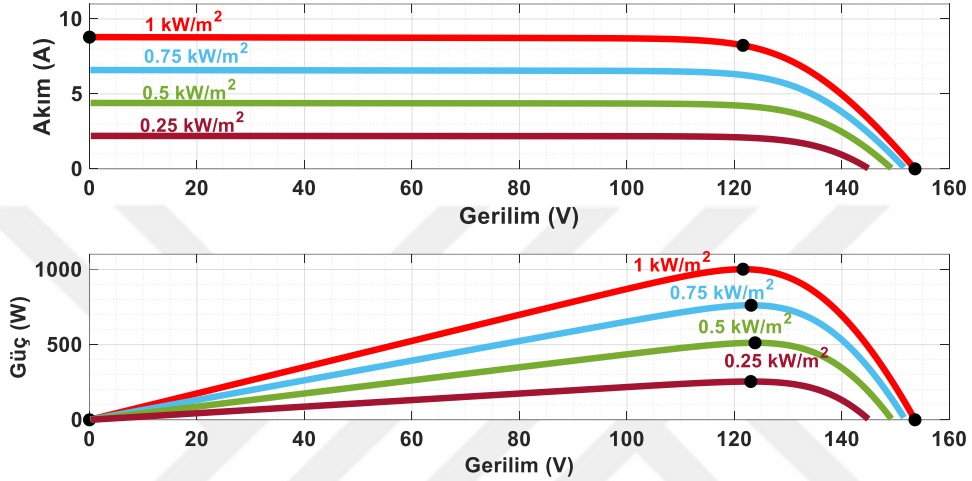
FV denklemlerinin doğrusal olmadığını biliyoruz, bu nedenle I-V ve P-V karakteristiklerinin eğrileri de doğrusal değildir. FV sistem değişik ısıtım değerleri altında Simulink/MATLAB programında “Signal Builder” yani “Sinyal Oluşturma” bloğu ile oluşturulmuştur.



Şekil 4.3. Simülasyonda kullanılan sinyal oluşturma bloğu ile oluşturulmuş farklı ısıtım değerleri ($G = 1000 \text{ W} / \text{m}^2$, $750 \text{ W} / \text{m}^2$, $500 \text{ W} / \text{m}^2$, $250 \text{ W} / \text{m}^2$, $T_a = 25 \text{ }^{\circ}\text{C}$).

Işınlama ve Sıcaklığın FV Dizilimine Etkisi

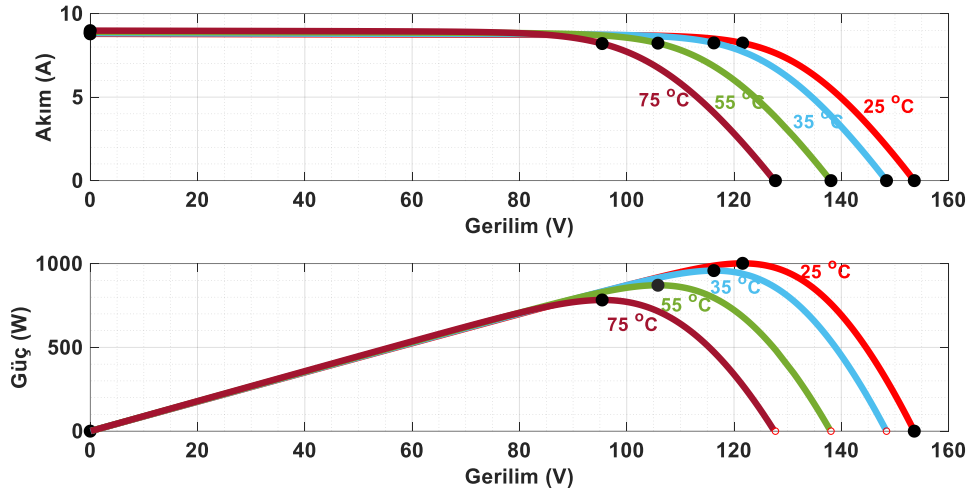
Işınlama ve sıcaklığın FV dizisinin özellikleri üzerindeki etkilerini değerlendirmek için, simüle edilmiş 1 kW FV dizisi üzerinde iki test yapılmıştır. Bu testler, girdi parametrelerinden birini sabit, diğeri ise değişkenlik göstererek gerçekleştirilir. Şekil 4.4 farklı güneş radyasyonları G ve sabit sıcaklık $T = 25^\circ\text{C}$ için sırasıyla P-V ve I-V eğrilerini göstermektedir.



Şekil 4.4. Sabit sıcaklıkta FV dizi modelinin benzetilmiş P-V ve I-V karakteristik eğrileri ($G = 1000 \text{ W/m}^2$, 750 W/m^2 , 500 W/m^2 , 250 W/m^2 , $T_a = 25^\circ\text{C}$).

Yukarıdaki Şekil 4.4'ten de görüldüğü gibi, değişen ışınlama seviyesinin FV eğrileri üzerindeki etkileri gösterilmektedir. Kısa devre akım değerinde güneş radyasyonu ile pozitif olarak büyük bir oranda farklılıklar olduğu not edilebilir. Bununla birlikte, açık devredeki gerilim sabit kalır veya sıcaklıktaki değişimin aksine, FV panelin çıkış geriliminde ufak bir değişimin meydana gelebileceğini söylemek mümkündür. Kısacası güneş ışınlamı arttığında gerilim ve güç çıkış değerlerinin arttığını gözlemleyebiliriz şeklinde açıkla yapmamız yanlış olmaz. Bu değişiklikler, yukarıdaki şekilde de gösterildiği gibi FV panelinin maksimum güç noktasının hareketiyle sonuçlanır.

Bu eğriler, FV panelin bulunduğu ortam koşullarına bağlıdır. P-V ve I-V eğrilerini etkileyen çevresel koşulların ana faktörleri sıcaklık ve güneş ışınlama seviyesidir. Ortam sıcaklığının değişmesi ile P-V ve I-V eğrilerinin değişimi Şekil 4.5'te gösterilmiştir. Eğrileri farklı sıcaklıklarda (T) ve sabit ışınlama ($G = 1000 \text{ W/m}^2$) bir güneş ışınlamıyla sunar.

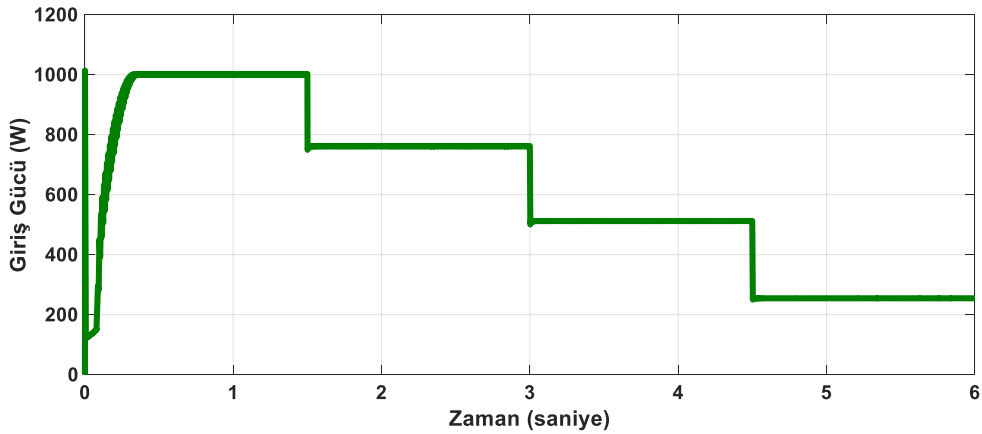


Şekil 4.5. Farklı sıcaklık değerlerinde ve sabit bir ışınlamada FV dizi modelinin benzetilmiş P-V ve I-V karakteristik eğrileri ($T_a = 25\text{ °C}$, 35 °C , 55 °C , 75 °C , $G = 1000\text{ W/m}^2$).

Sıcaklık değişiminin gerilim üzerinde etkili olduğu FV karakteristik eğrilerinden görülebilir. Yukarıdaki şekilden de anlaşılabileceği üzere sıcaklık değeri artırıldıkça FV panel çıkışındaki akım değerinde ciddi bir değişim gözlenmiyor fakat gerilim değerinde azalma olduğu söylenebilir. Yani sıcaklığın artması veya azalması akım üzerinde önemli bir etki yaratmazken, gerilim üzerinde kayda değer değişimlere sebep olmaktadır. Sonuç olarak, FV panelinin maksimum güç noktası Şekil 4.5'de gösterildiği şekilde hareket eder.

Yukarıdaki şekillerden de (Şekil 4.4 ve Şekil 4.5) anlaşılabileceği gibi, ışınlama/radyasyon değişikliklerinin genellikle FV çıkış akımını etkilediği, sıcaklık değişimlerinin ise esas olarak FV çıkış gerilimini etkilediği görülebilir.

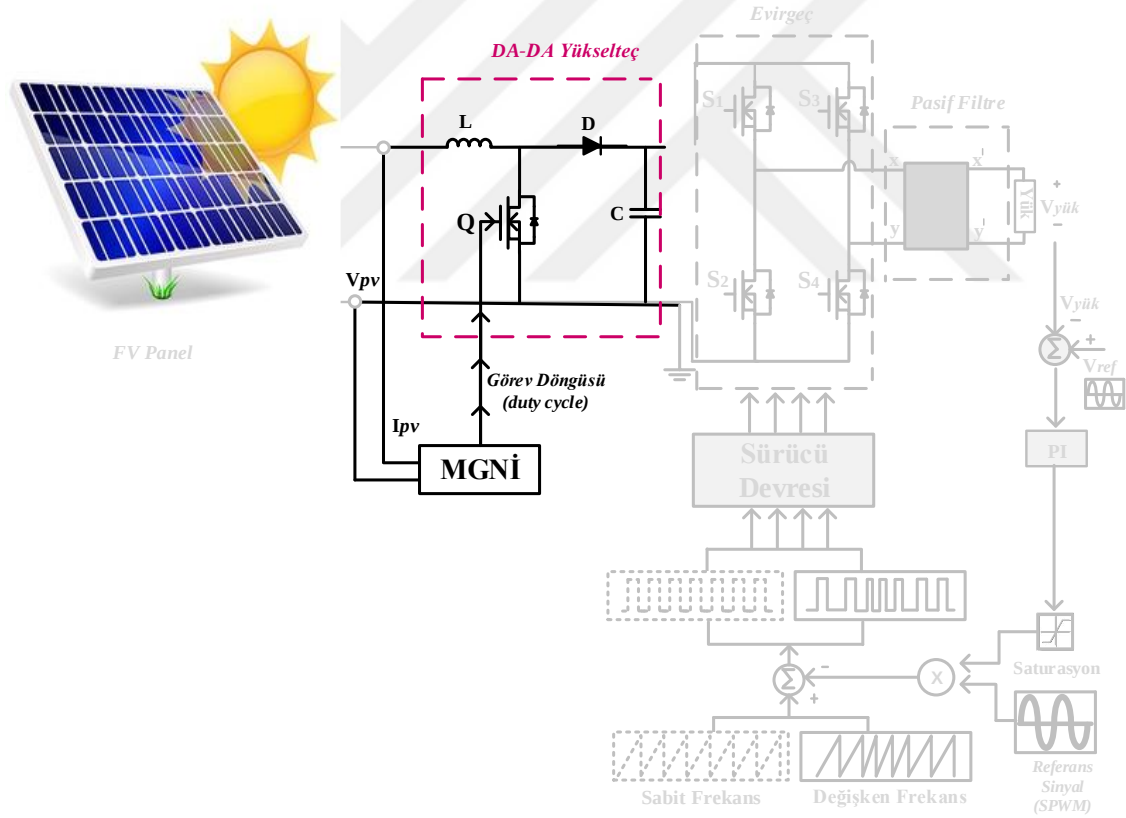
FV panelin giriş gücü, çıkış akımı ve çıkış gerilimi aşağıdaki şekillerde verilmiştir.



Şekil 4.6. FV panelin giriş gücü.

FV sistemin iki farklı parçada (ışınım ve sıcaklığa bağlı olarak) açıklanmasının sebebi; MGNİ sistem simülasyonlarında yalnızca ışıınımdaki değişimlerini göz önüne alacak olmasıdır. Bunun nedeni sıcaklıktaki değişimlerin FV panel akımı değil, panelin gerilim değerlerinin değişmesine neden olmasından kaynaklanmaktadır. Belirtilen durum, tasarlanan MGNİ sisteminde ciddi bir durum değildir. Bunun nedeni ise gelen FV gerilimi, kontrolcü aracılığıyla istenilen seviyeye getirebilmesidir.

Ortam sıcaklığı ve ışınlama/radyasyon değiştiğinde fotovoltaiik panelin maksimum güç noktası da değişir. Bundan dolayı dönüştürme verimliliği gayesiyle bir FV panelden maksimum güç elde etmek için FV uygulamalarda MGNİ algoritması uygulanmalıdır. Bunun için birden çok MGNİ algoritması önerilmiş ve en yaygın ve temel MGNİ tekniği olan değiştir ve gözle (D&G) algoritması uygulanmıştır.

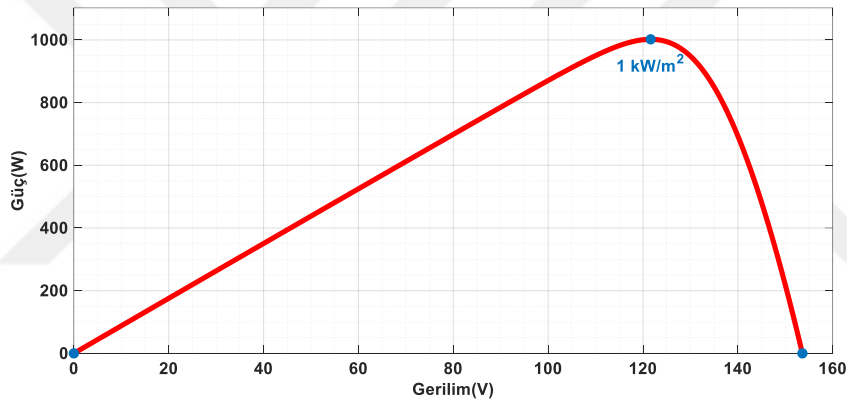


Şekil 4.7. DA/DA yükselteç ve MGNİ genel benzetim şeması.

FV panelleri tarafından sağlanan güç, MGNİ kontrollü DA/DA dönüştürücüleri için oldukça önemlidir. Değişken çevre koşullarına bakılmaksızın FV panelin maksimum kullanılabilir gücünü ortaya çıkarırlar ve böylece FV panellerin dönüşüm verimliliğinde

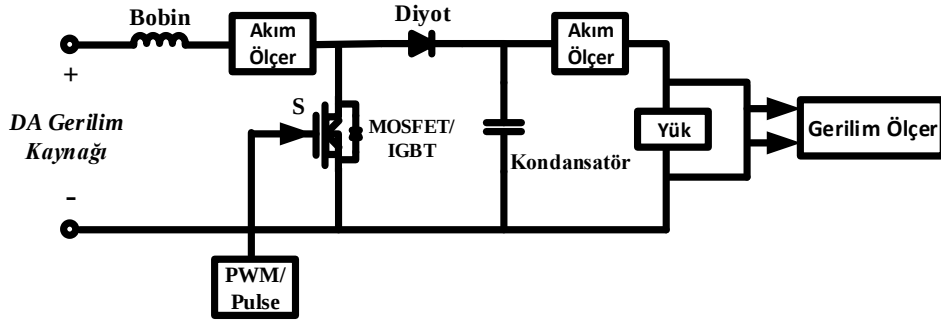
artış meydana gelir. Empedans uyumsuzluğu nedeniyle, Fotovoltaik uygulamadaki FV dizilerinden maksimum gücü elde etmek için maksimum güç noktası takip sistemleri gereklidir. Maksimum güç izleme bir Fotovoltaik sistemin daha iyi performans için en önemli konudur. Bunu dikkate alarak, bu çalışmada Değiştir & Gözle (D&G) algoritma tekniği kullanarak Fotovoltaik modülün maksimum güç noktası bulunan bir kontrol sistemi tanımlanması ve tasarımı amaçlanmıştır. Yükselten dönüştürücü MGNİ topolojileri burada yapılır. Yükselten (Boost) dönüştürücü, daima maksimum güç noktasını takip edebildiğinden FV çıkış gerilimini arttırmak için kullanılır. Bu bölümde, MGNİ kontrollü DA/DA yükselten tip dönüştürücünün tasarımı sunulmaktadır.

Şekil 4.8, FV modülünün MGN'da çalıştığı varsayılarak, bir FV modülünün sabit ışınım ve sabit modül sıcaklığında çıkış güç-gerilim eğrisini (P-V eğrisi) göstermektedir.



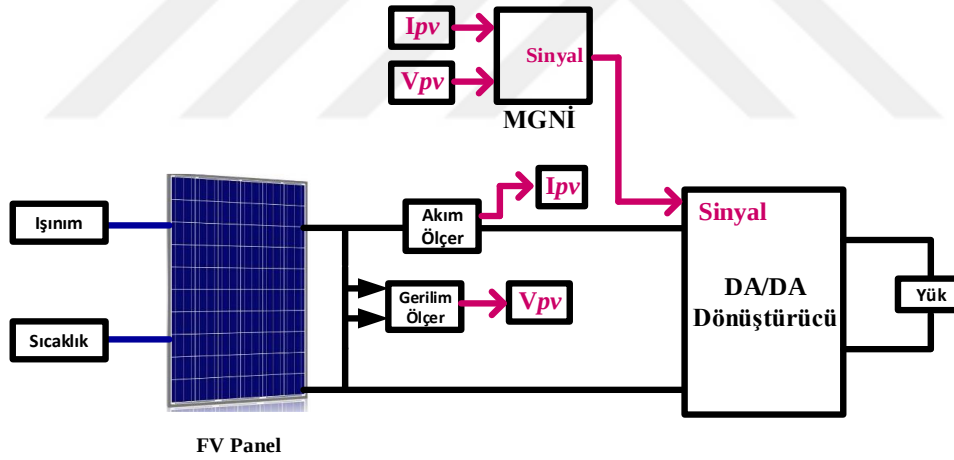
Şekil 4.8. YL250P-29b modülü için güç ve gerilim grafiği (1KW/m², 25 °C).

Maksimum güç noktası kontrolünün ana ünitesi DA/DA dönüştürücüsüdür. İlk olarak yükseltici tip dönüştürücünün tasarımı, simülasyon sonuçları ve parametre değerleri verilmiştir. Şekil 4.9, seçilen modül ile herhangi bir kontrol olmaksızın yükselten tip dönüştürücünün MATLAB/Simulink uygulamasıdır. Devre modeli yarıiletken anahtar, diyot, indüktör ve kondansatörden oluşur. Bu devrede kullanılan kondansatör (C) giriş sinyalini filtrelemek için, bobin (L) depolama elemanı, IGBT veya MOSFET yarıiletken anahtar, PWM veya pulse generator bloğu kendisine gelen 0-1 değerleri arasındaki sinyalleri görev döngüsü olan D'ye çeviren bloktur. Çıkışta bulunan kondansatör (C₁) ise çıkış sinyalini filtrelemek için kullanılan bir elemandır.



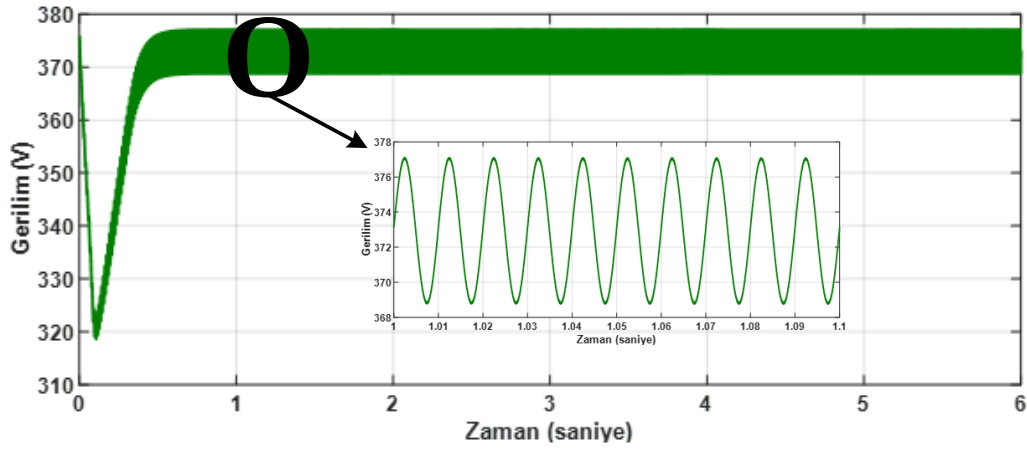
Şekil 4.9. DA/DA yükselten dönüştürücünün modeli.

Aşağıdaki simülasyon modelinden, rakamlar FV modülünün çıkışının 121.6 V (30,4*4) olduğunu belirtmektedir. DA/DA dönüştürücü çıkışını belirli bir değere çıkarır ve bu değer 377 V ile 373 V arasında dalgalanır. MGNİ algoritmasının kullanıldığı dört seri FV modülü üzerindeki değişken ışıınım verilerinin zamanın değişimi ile etkisi gözlemlenmiştir. Bu nedenle DA/DA dönüştürücünün görev döngüsü, FV çıkış geriliminin değişmesi ile değiştirilmiştir.

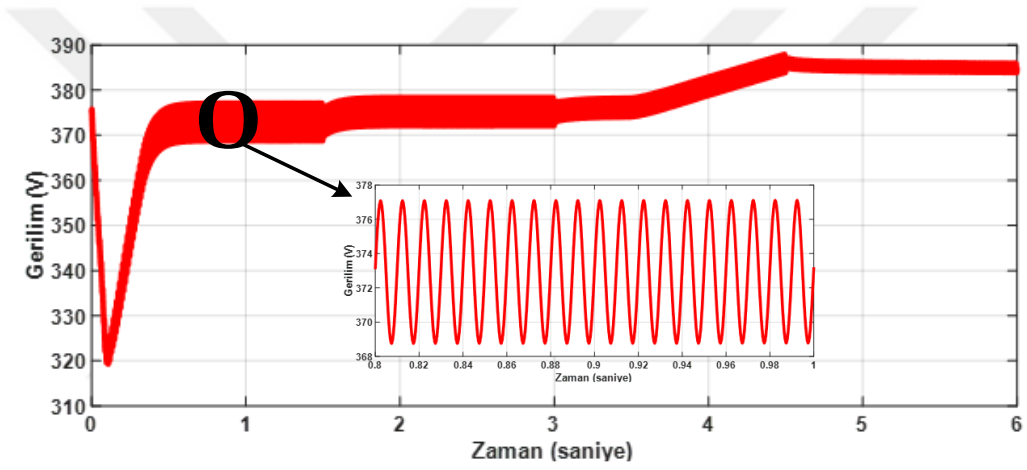


Şekil 4.10. MGNİ algoritması kullanılarak FV çıkış gücü üzerindeki zaman değişimi ile değişken ışıınım verilerinin etkisini gözlemlemek için MATLAB simülasyon modeli.

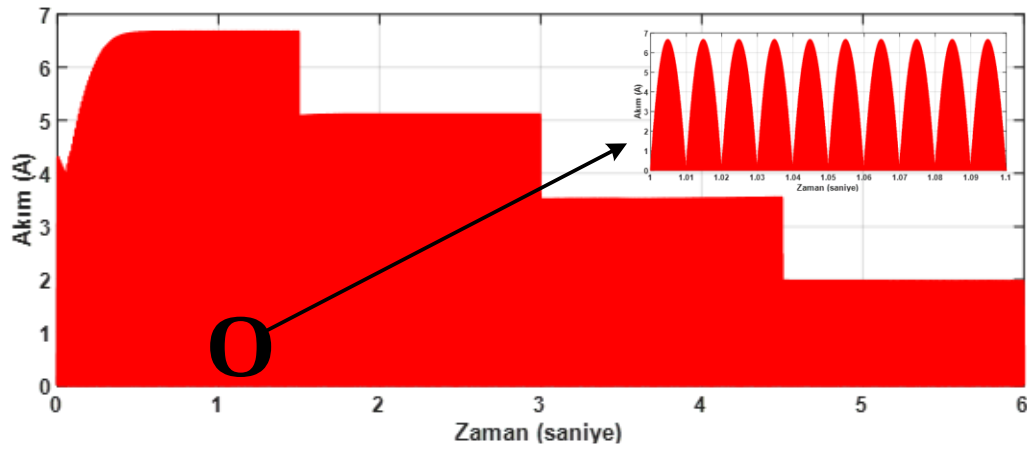
Aşağıdaki şekillerde DA/DA yükselten dönüştürücünün çıkış gerilim ve çıkış akım değerlerini gösteren simülasyon sonuçları verilmiştir. Önerilen modelimizdeki 4 seri modülden çıkış gerilimi nominal değer için Şekil 4.11'den de görüldüğü gibi 255.4 V artarak 377 V değerine ulaşmıştır. Şekil 4.12'de ise dört farklı yük için DA dönüştürücünün çıkış gerilimi gösterilmektedir.



Şekil 4.11. Nominal değerde DA/DA yükselten dönüştürücü çıkış gerilimi (377 V).



Şekil 4.12. Farklı ışınımlarda DA/DA yükselten dönüştürücü çıkış gerilimi.



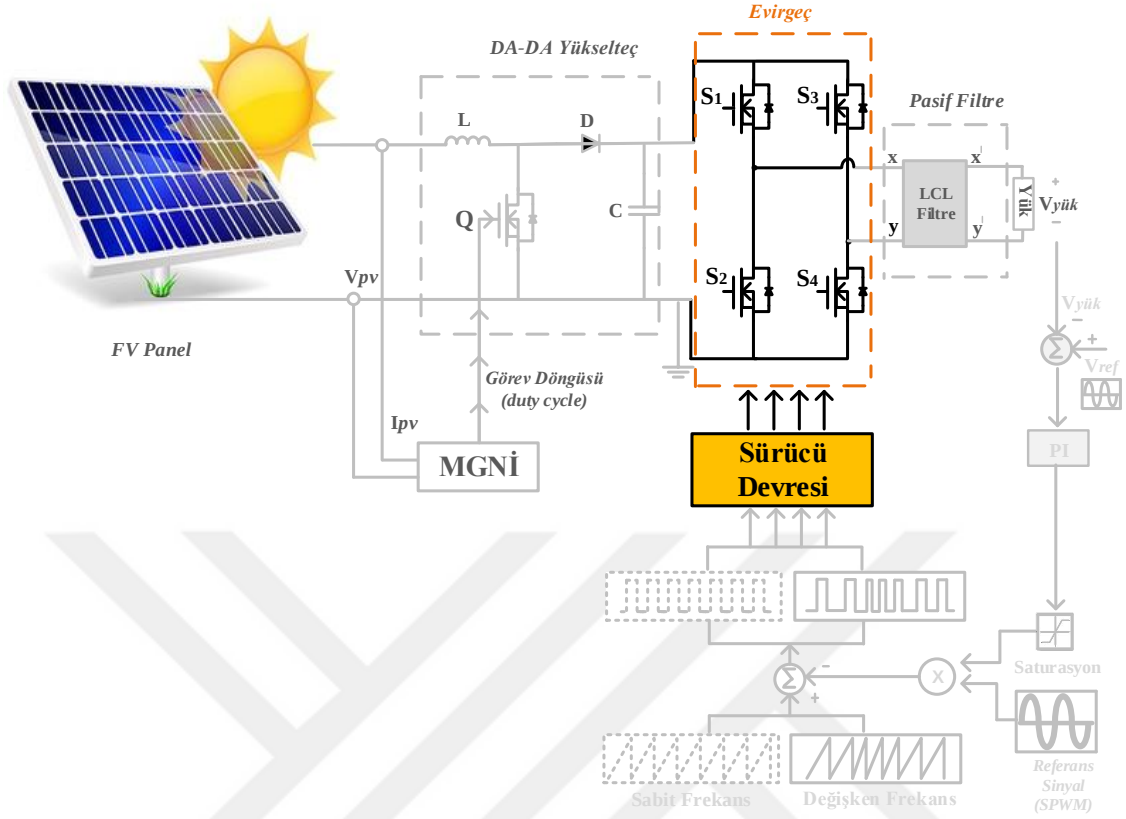
Şekil 4.13. DA/DA yükselten dönüştürücü çıkış akımı.

Güneş panelimizin çalışma verilerinden yararlanılarak yükselten tip DA/DA dönüştürücü tasarlanmış olup tasarlanan bu dönüştürücünün parametre değerleri aşağıdaki çizelgede gösterilmiştir.

Çizelge 4.2. Yükselten tip DA/DA dönüştürücünün parametre değerleri

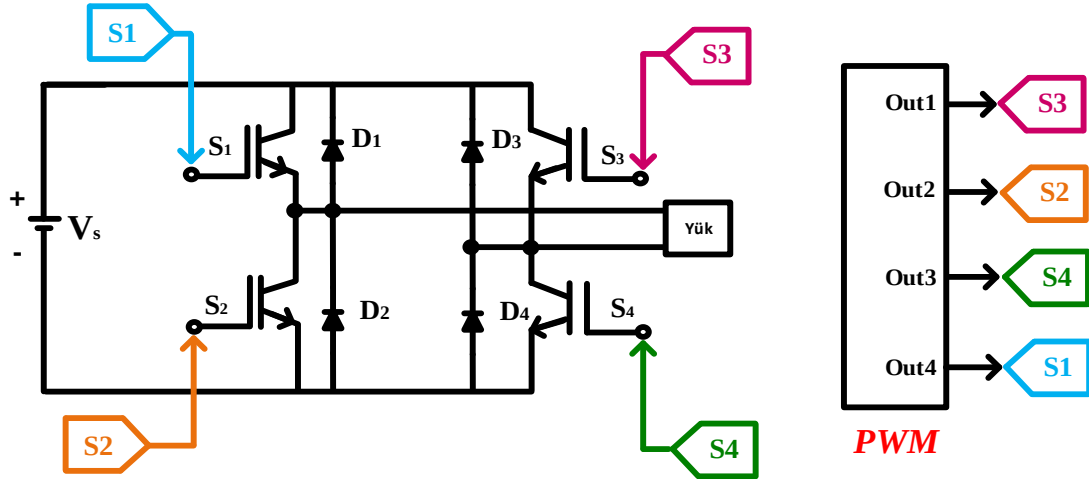
Parametreler	Sembol	Değer
FV Modülün Çıkış Gerilimi	V_{FVout}	122 V – 123 V – 124 V - 123 V
Yükselten DA/DA Dönüştürücü Çıkış Gerilimi		377 V - 379 V – 381 V - 386 V
Yükselten DA/DA Dönüştürücü Çıkış Akımı	I_{out}	6.8 A - 5.1 A – 3.7 A -2.1 A
Yükselten DA/DA Dönüştürücü İndüktör Değeri		2 mH
Yükselten DA/DA Dönüştürücü Kondansatör Değeri	C	1000 μ F

MGNİ uygulamak ve sabit sıcaklık altında FV panellerinin F-V eğrilerini elde etmek için klasik bir yükseltme tipi DA/DA dönüştürücü kullanıldı. Bu yükseltme tipi DA/DA dönüştürücü ile MGNİ verilir ve sonraki DA/AA evirgeci için gereken DA bara gerilimi sağlanır. Fotovoltaik (FV) güç üretiminin hızlı büyümesinden dolayı, yerel pazarda oldukça verimli ve uygun maliyetli saf sinüs dalgalı evirgeçler talep edilmektedir. DA/AA güç çeviriciler FV güç üretiminin önemli bir parçasıdır. Bu tezde, basitliği ve yüksek verimliliği nedeniyle bir tek fazlı köprü evirgeç topolojisi seçilmiştir. Tek fazlı tam köprü evirgeç, DA/DA yükselten dönüştürücünün DA çıkış gerilimini, bağımsız FV sisteminde, bir AA yükleri için gereken AA gerilimine dönüştürmek için kullanılır. MATLAB / Simulink'deki tek fazlı tam köprü evirgeç (H Köprüsü), dört MOSFET'i anahtar olarak kullanır. Amaç, verimliliği maksimize ederken ve toplam harmonik bozulmasını (THB) azaltırken saf sinüs dalgası AA gerilimi sağlamak için uygun maliyetli bir evirgeç tasarlamak ve geliştirmektir.

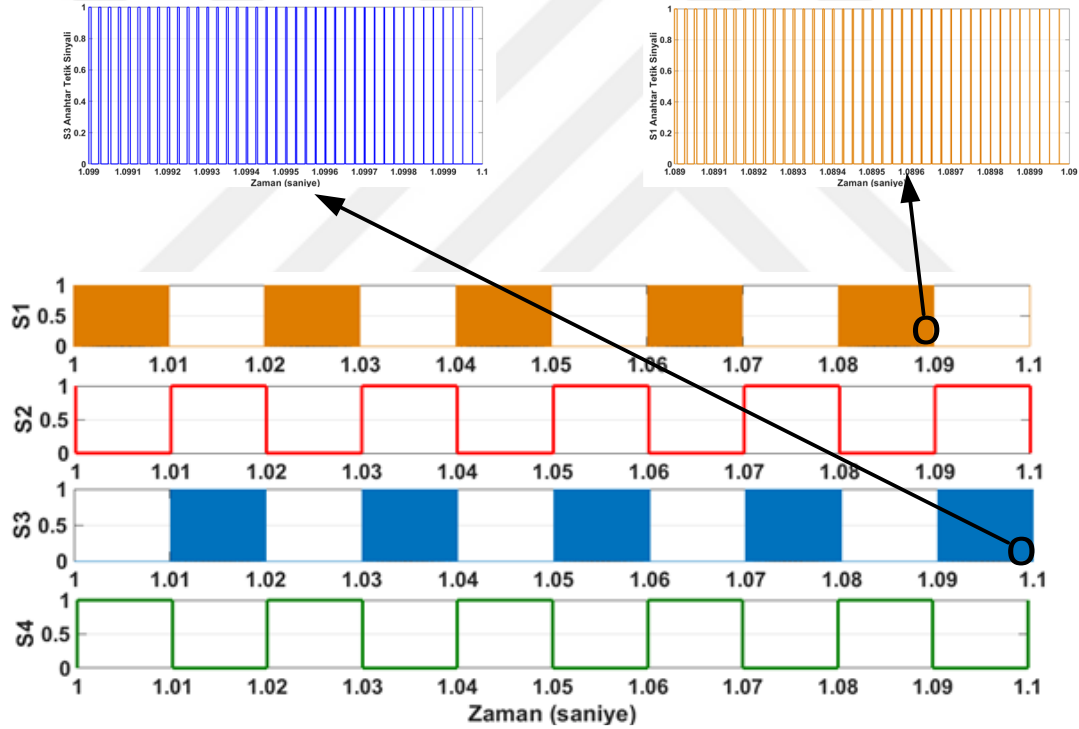


Şekil 4.14. Evirgeç genel benzetim şeması.

Yüke veya şebekeye bağlı FV sisteminde kullanılan evirgeçlerin kontrolü, kapı darbeleri üretmek için kullanılan kontrol stratejisine bağlıdır. Yani MOSFET'in kapı terminalinin giriş tarafı kontrollü bir tetikleme gerektirir. Simulink'deki ayrık PWM jeneratör bloğu, H köprüsü'nün MOSFET'lerini tetiklemek için gerekli olan sinüzoidal PWM darbeleri üretmek için kullanılır. Böylece H köprüsü DA girişini istenen frekansta sinüzoidal AA çıkışına dönüştürür. SPWM, evirgeç güç devresinin anahtarlamasını kontrol etmek için kullanılır. SPWM sinyalleri üretmek için, referans sinyal olarak adlandırılan sinüzoidal dalga ile karşılaştırılan taşıyıcı sinyal olarak yüksek frekanslı üçgen dalga kullanılır. Yüksek frekanslı üçgen dalga (40 KHz), tetik sinyalleri üretmek için bir karşılaştırıcı kullanılarak örneklenmiş bir sinüzoidal dalga ile karşılaştırılır. Sabit frekanslı anahtarlama frekansı (CSFPWM) için MOSFET anahtarlama darbeleri Şekil 4.16'da gösterildiği gibidir. S_1 ve S_4 anahtarları tetiklendiğinde, S_2 ve S_3 anahtarları devre dışı bırakılır. Oluşturulan tetikler, MATLAB/Simulink fonksiyon bloğunda verilen mantığa göre üretilir.



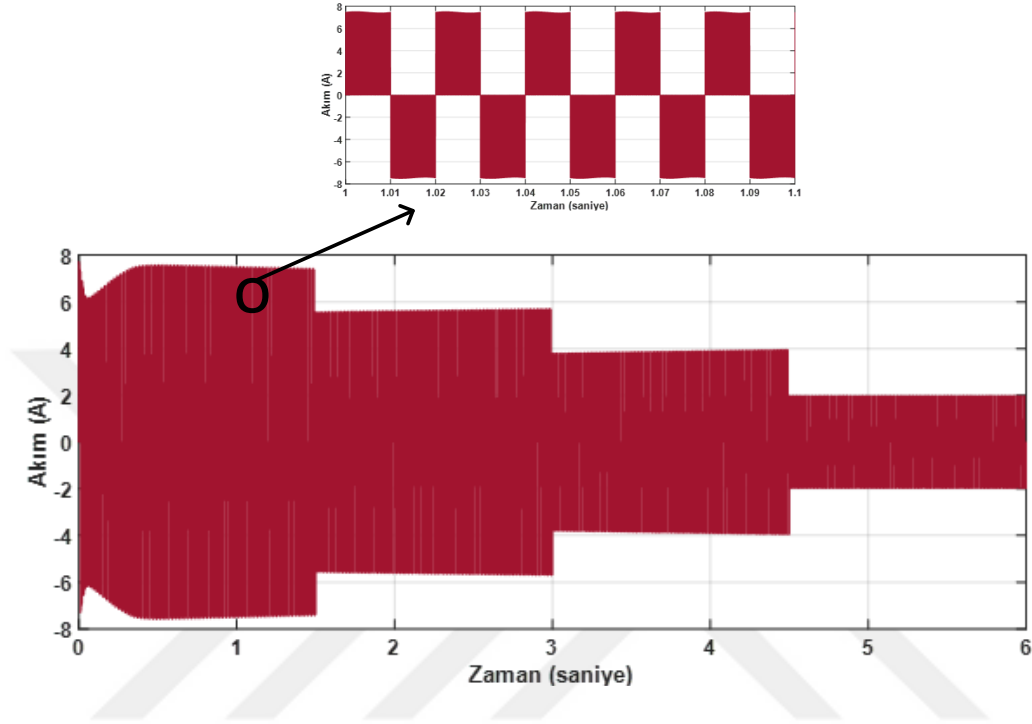
Şekil 4.15. MATLAB / Simulink kullanarak tek fazlı tam köprü evirgecin benzetim devresi.



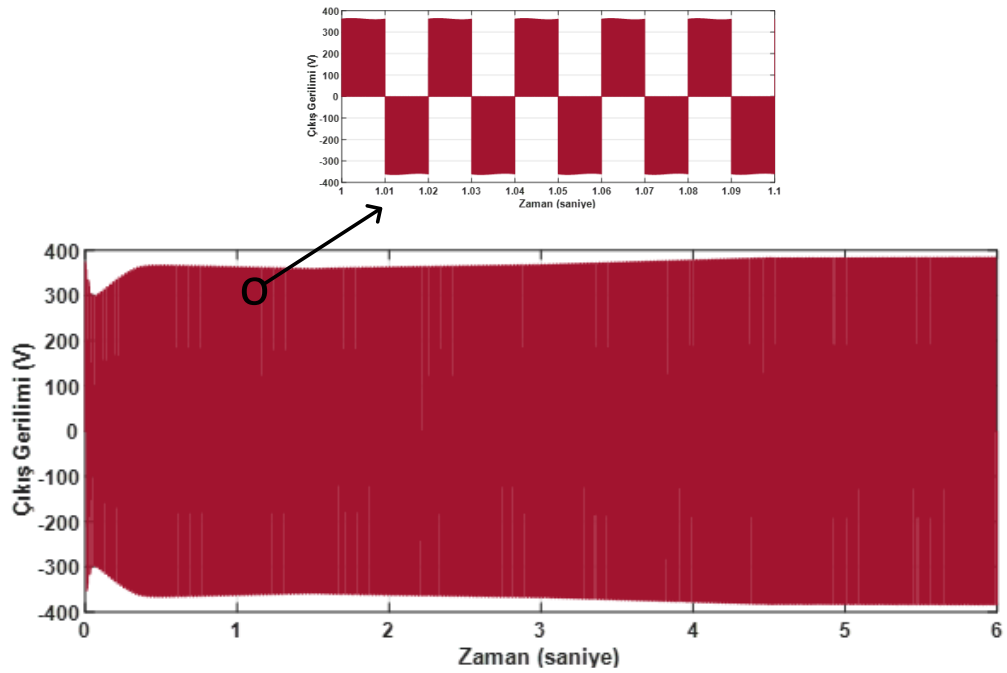
Şekil 4.16. CSFPWM evirgecin MOSFET darbe tetikleri.

Yukarıdaki şekil 4.16’da görülen CSFPWM için anahtar tetiklerinin yakınlştırılmış iki görselde de toplamda 40 tane tetik vardır. Değişken frekans için de aynı işlemler yapılp karşılaştırılması ilerleyen sayfalarda yapılmıştır. S_1 ve S_3 anahtarlarında 40 kHz, S_2 ve S_4 anahtarlarında ise 50 Hz frekans kullanılmıştır. Bunun sebebi ise çapraz anahtarlardan biri kesimde iken diğerinden akım geçmez, o yüzden biri yüksek frekans olsa yeterlidir.

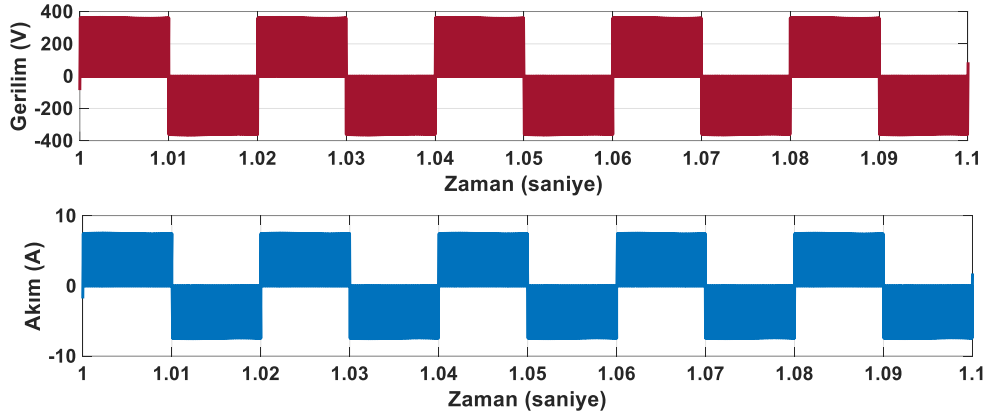
Dört farklı değişken ışınlı tek fazlı evirgecin çıkış gerilimi, çıkış akımı, bu gerilim dalga formuna ait THB ile FFT analizi, şekil 4.14’deki benzetim devresinin simülasyonundan sonra elde edilen şekillerde aşağıda gösterildiğı gibidir.



Şekil 4.17. Tek fazlı köprü evirgecin filtresiz çıkış akımı.

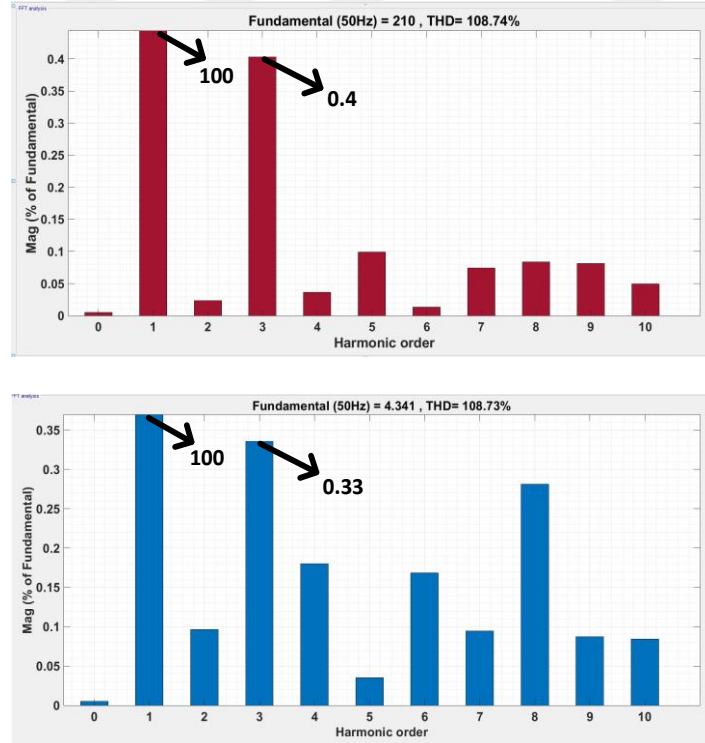


Şekil 4.18. Tek fazlı köprü evirgecin filtresiz çıkış gerilimi.



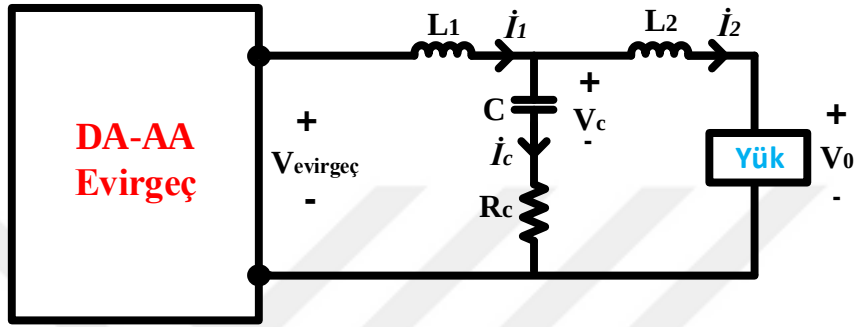
Şekil 4.19. Tek fazlı köprü evirgecin filtresiz çıkış gerilimi ve çıkış akımı.

Şekil 4.18’de sinüzoidal olmayan, çarpık ve aşırı harmonikler içeren simüle edilmiş çıkış gerilim dalga biçimini göstermektedir. Bu şekil, 40 KHz’lik bir anahtarlama frekansından kaynaklanan anahtarlama harmoniklerini göstermektedir. Harmoniklerin anahtarlama frekansında ve anahtarlama frekansının katlarında bulunduğu dikkat edilmelidir. Anahtarlama frekansı kasıtlı olarak 40 KHz’e ayarlandı, böylece 50 Hz temel frekanstan oldukça uzak olacaktır.



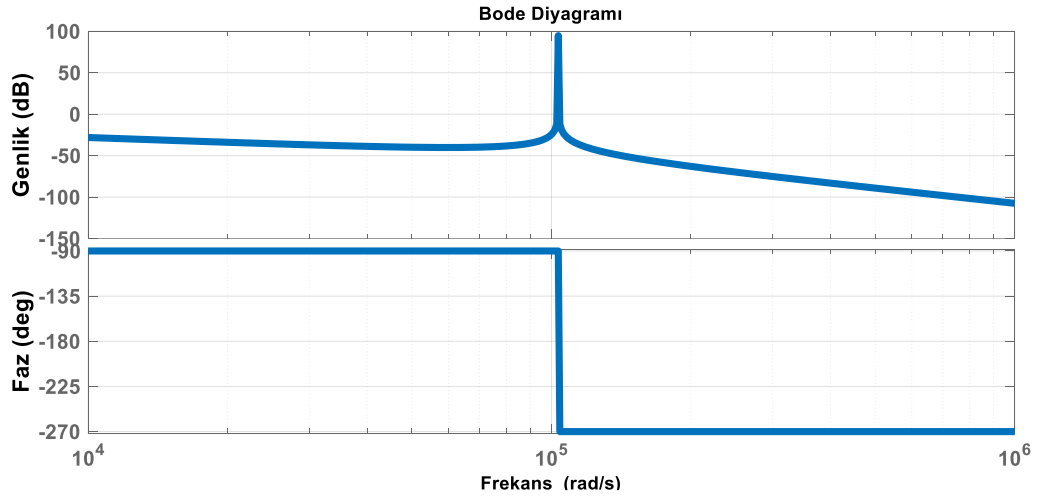
Şekil 4.20. Tek fazlı köprü evirgecin çıkışındaki filtrelenmemiş gerilim ve akımının FFT analizine göre THB değerleri.

harmonik bozulma) performansını ve (FFT) analizine dayalı bir harmonik tanımlama üzerine sonuçlar alınmasını sağlamıştır. Bu çalışmada, pasif sönümlerme çözümü benimsenmiştir. Amaç, evirgece bağlı sistemin çıkışında bulunan yüksek frekanslı harmoniği, LCL tipi pasif filtre rezonansını ve sırayla anahtarlama kayıplarını azaltmaktır. Bu kısımda, çıkış filtresi modellemesi, filtre tasarım parametreleri, bode eğrisi ve pasif sönümlerme gereklilikleri hakkında bilgi verilmiştir.



Şekil 4.22. Tek fazlı tam köprü evirgecin LCL tipi pasif filtreli benzetim devresi.

LCL tipi pasif filtrenin sönümsüz bode grafiği Şekil 4.23’de gösterildiği gibi MATLAB programında çizilmiştir.

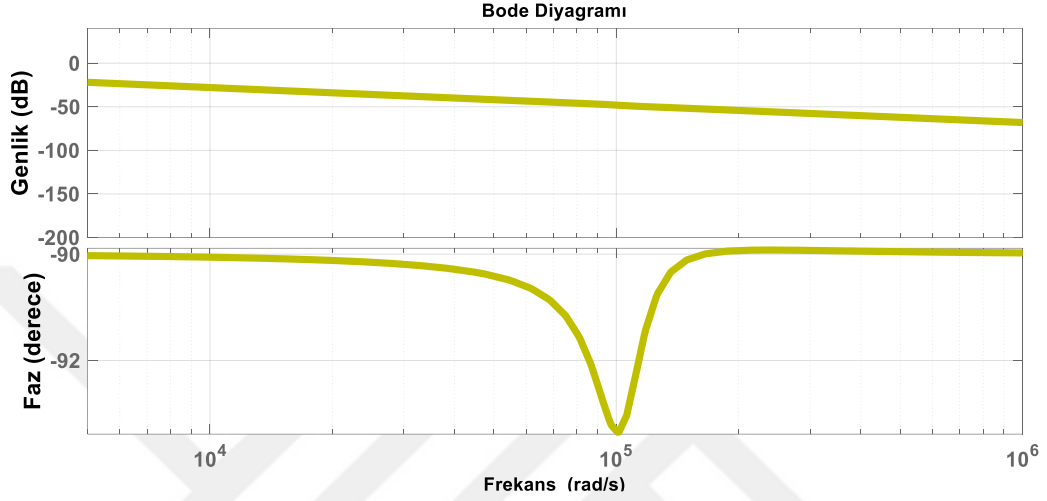


Şekil 4.23. Sönümsüz LCL filtrenin frekans ve genlik cevapları.

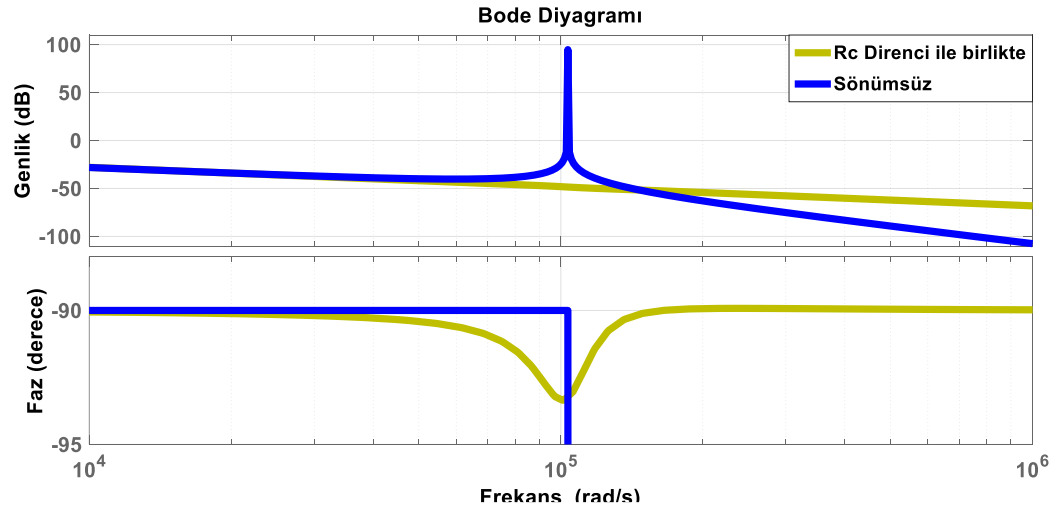
LCL filtresi salınımlara karşı hassas bulunur ve ayrıca kesme frekansı yakınındaki frekansları büyütür. Bu dezavantajı telafi etmek için, LCL filtresinde seri dirençli

sönümleme olan R_C direnci (sönümleme direnci) = 1.07Ω değeri için bode grafiği kullanılarak analiz edilir.

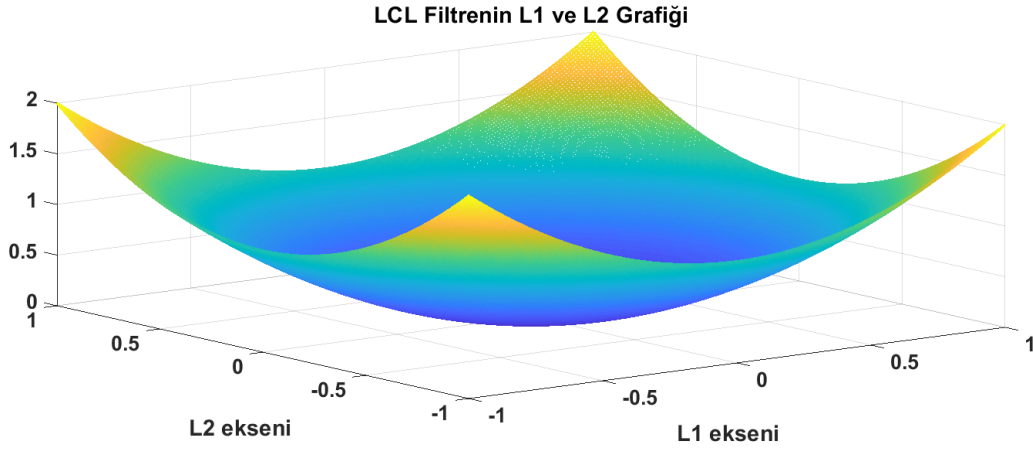
Şekil 4.24'de gösterildiği gibi kapasitör yoluna sönümleme direnci (R_C) ekleyerek sivri uçları ortadan kaldırır ve tepki daha düzgün olur. Şekil 4.25'de ise sönümlü ve sönümsüz LCL filtrenin genlik cevaplarının bode grafiği verilmiş ve karşılaştırılmıştır.



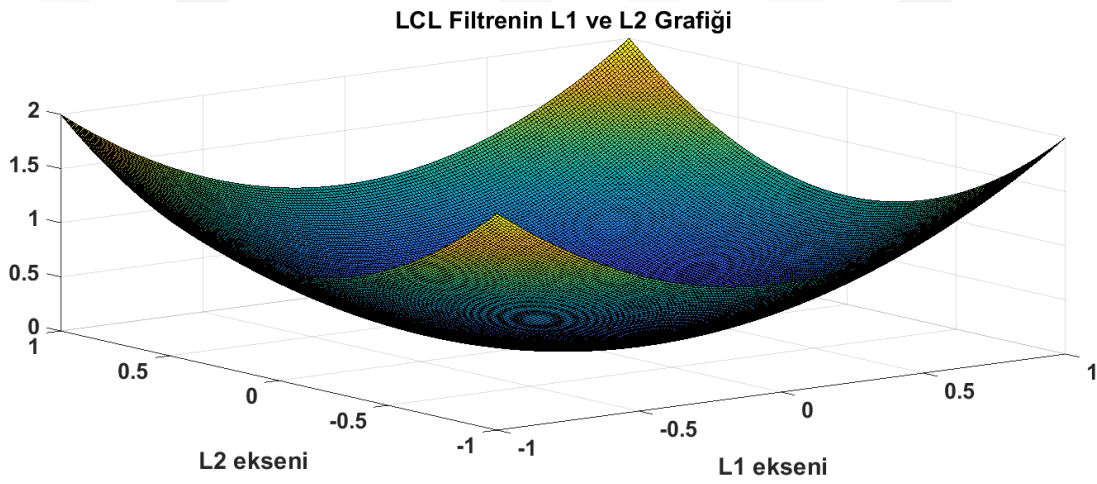
Şekil 4.24. Kapasitör yolunda sönümleme direncine (R_C) sahip LCL filtrenin frekans ve genlik cevapları.



Şekil 4.25. Sönümlü ve sönümsüz LCL filtrenin frekans ve genlik cevapları.



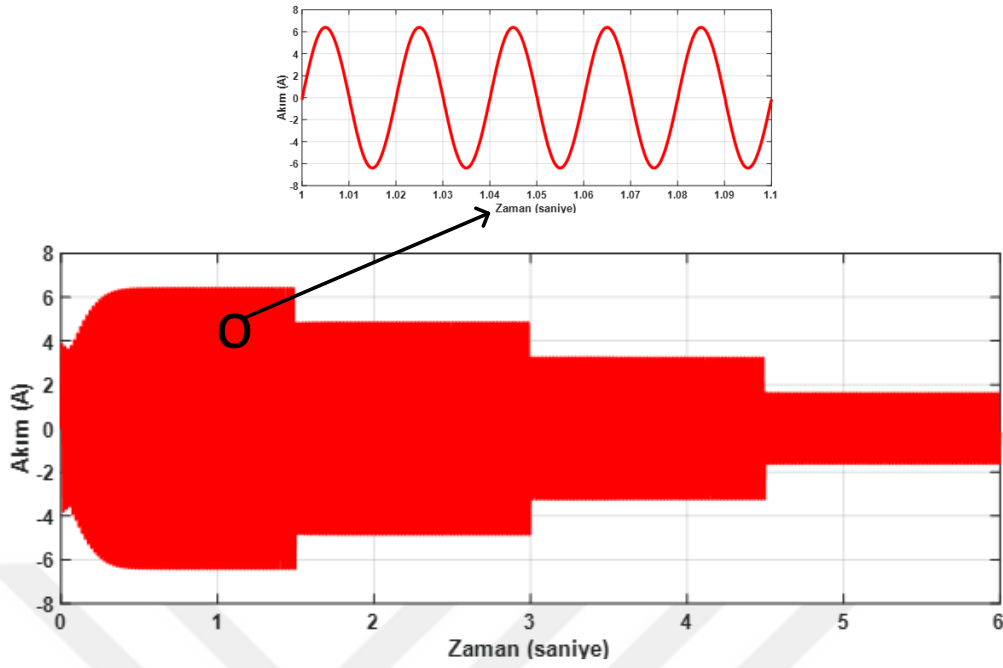
Şekil 4.26. LCL Filtrenin 3 boyutlu MESH çizimi.



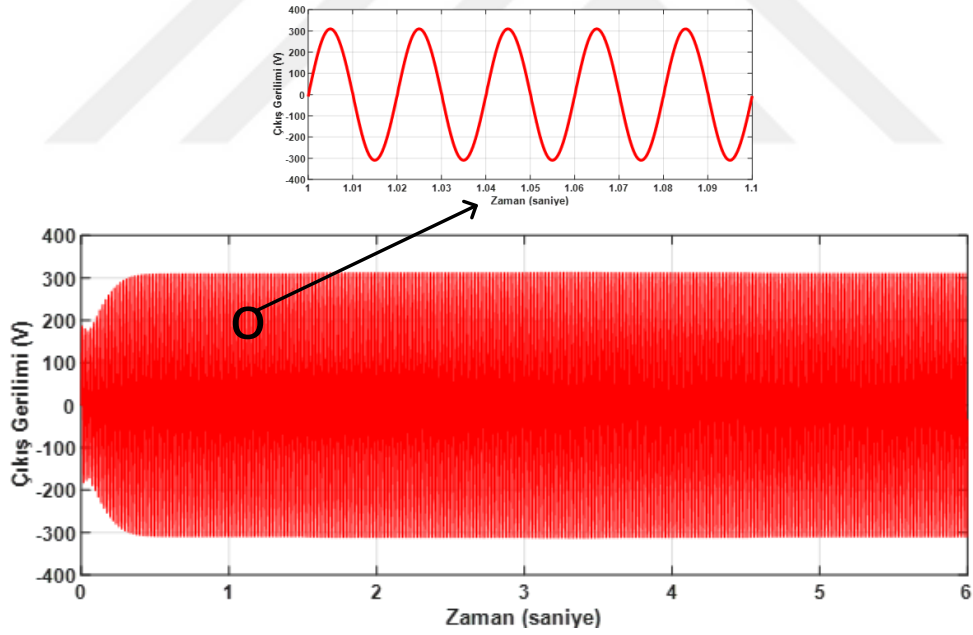
Şekil 4.27. LCL Filtrenin 3 boyutlu SURF çizimi.

Bode eğrilerinden sonra LCL pasif filtrenin 3 boyutlu “Mesh” ve “Surf” çizimleri MATLAB programında çizilmiş olup yukarıdaki şekillerde gösterilmiştir.

Tasarlanan LCL filtresi için $L_1 = 2.54 \text{ mH}$, $C_f = 3 \text{ }\mu\text{F}$, $L_2 = 31.6 \text{ mH}$ ve sönümlenme direnci $R_c = 1.07 \text{ }\Omega$ değerlerini alıp, pasif bir LCL filtresine sahip bağımsız FV sisteminden elde edilen çıkış akımı, çıkış gerilimi ve FFT analizine göre THB grafikleri aşağıdaki şekillerde verilmiştir.

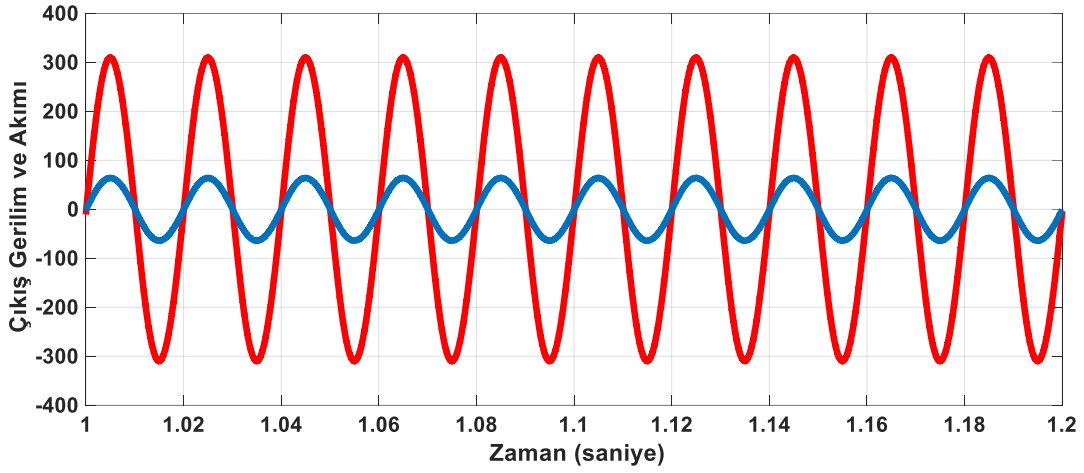


Şekil 4.28. Tek fazlı köprü evirgecin LCL filtreli çıkış akımı.



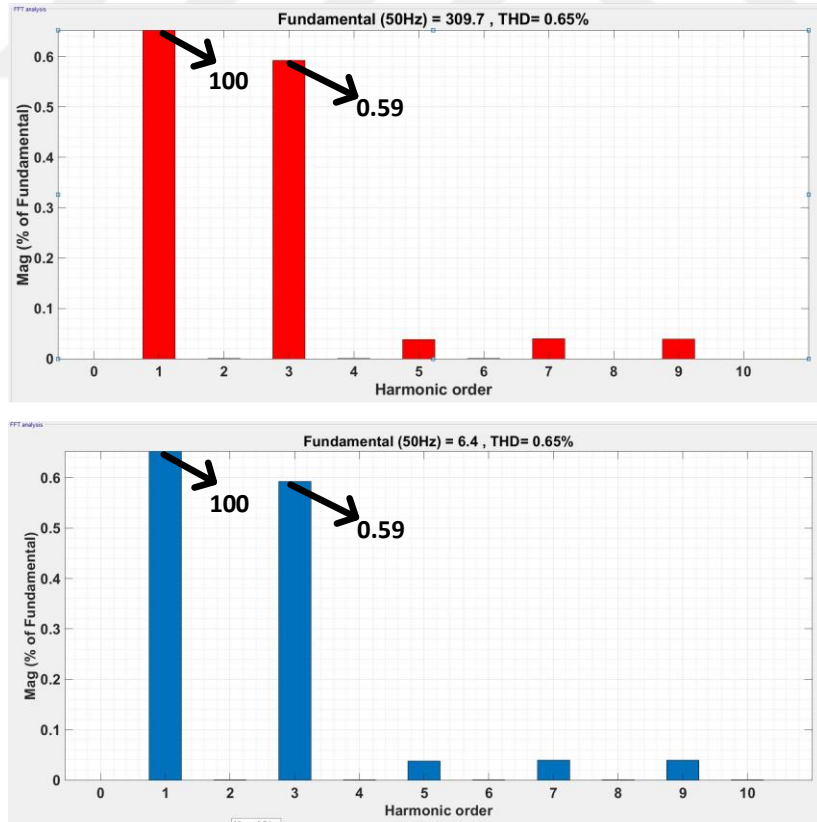
Şekil 4.29. Tek fazlı köprü evirgecin LCL filtreli çıkış gerilimi.

Şekil 4.29 'de gösterilen FV beslemeli evirgecin çıkış geriliminin, Şekil 4.18'deki filtresiz çıkış gerilimi ile karşılaştırıldığında sinüzoidal olduğu gözlenmiştir. Sistemin harmonik spektrumundan, Şekil 4.31'de, THB'nin nominal değer ($G=1000 \text{ W/m}^2$) için % 0.65'e kadar düştüğü görülmektedir.



Şekil 4.30. Tek fazlı köprü evirgecin CSFPWM için LCL pasif filtreli çıkış gerilimi ve 10*çıkış akımı.

Simülasyon sonuçlarına göre çıkış RMS gerilimi $V = 220 V_{rms}$ ve çıkış frekansının $f=50$ Hz olduğu görülmüştür. Eviricinin anahtarlama frekansı ise $f_{sw} = 40$ kHz dir.



Şekil 4.31. Tek fazlı köprü evirgecin CSFPWM için LCL filtreli çıkış gerilim ve akımının FFT analizine göre THB değerleri.

Çizelge 4.3. LCL filtre tasarımı için kullanılan parametreler ve tasarlanan elemanların değerleri

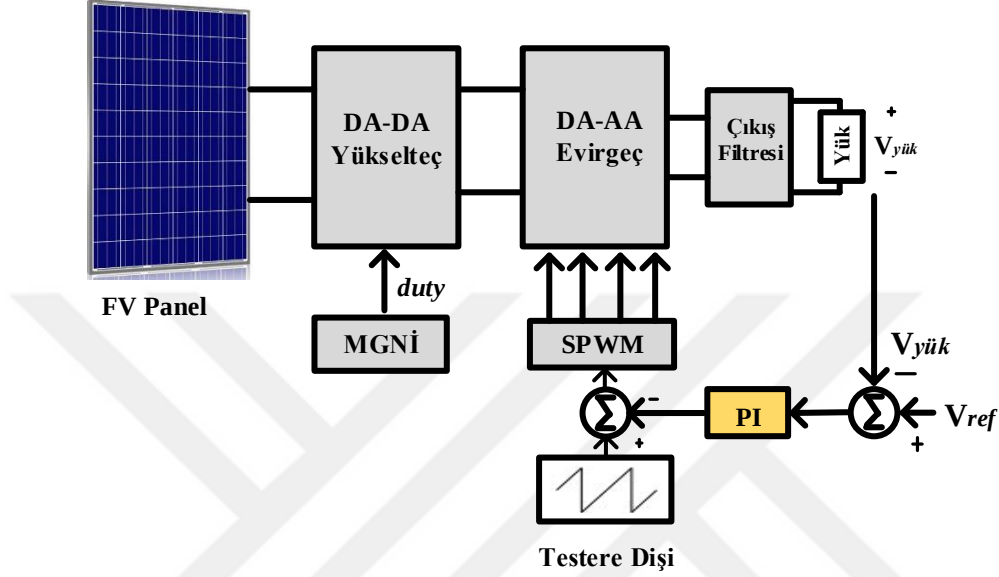
Parametreler	Değer
Giriş Gücü (W)	1000 W – 750 W – 500 W – 250 W
Giriş Gerilimi (V)	377 V - 379 V – 381 V - 386 V
Sabit Frekans (kHz)	40 kHz
Değişken Frekans (kHz)	25 kHz – 40 kHz
k_a	% 20
L_1	2.54 mH
C_f / R_c	3 μ F / 1.07 Ω
L_2	31.6 μ H
f_{res} (kHz)	16.4

Yukarıdaki sonuçlara göre, CSFPWM için FV sistemlerinde radyasyon değeri değiştiğinde, sistemin gücünün çıkış filtresini değiştirdiği ve etkilediği görülmektedir. Şekil 4.20’de gösterildiği gibi, filtre öncesi FFT analizine göre THB değeri % 108.74 iken şekil 4.31 ile gösterilen filtre sonrası CSFPWM için FFT analizine göre THD değeri % 0.65 değerine düşmüştür.

LCL filtresi, küçük endüktans değerlerinde bile daha iyi akım dalgalanma zayıflaması sağlayıp anahtarlama frekansı dalgalanmasını azaltır. Sistem kararlılığını korumak için LCL filtresi bir sönümlleme tekniği ile sağlanmalıdır. LCL filtresindeki seri direnç sönümü için düşük bir sönümlleme direnci değeri daha iyi sistem kararlılığı ve zayıflama tepkisi sağlar. Bode grafikleri kullanılarak farklı konfigürasyonlar ve sönümlleme teknikleri analiz edilmiştir. Harmonikleri azaltmanın yanı sıra 220 Vrms sinüs elde edilmiştir.

Farklı yüklerden oluşan sistemde gerilim harmonikleri fourier dönüşümü (FFT) kullanılarak tespit edilmiştir. Tasarlanan pasif filtre sisteme uygulanmıştır. Filtreleme işleminin sonucunda filtre uygulanmayan harmonik genliklerinin de azaldığı görülmüştür. Pasif LCL filtresinin uygulanması ile gerilim ve akımdaki THB değerlerinde ciddi düşüşler meydana gelmiştir. Tasarlanan LCL filtre ile oluşan harmoniklerin azalması başarıyla gerçekleştirilmiştir.

Bu tez çalışmasında, DA/AA evirgecin çıkış gerilimini kontrol edebilmek-istenen seviyede tutabilmek için uygulanan kontrol yöntemi, klasik dijital PI kontrol yöntemidir. Kararlı durum hatalarını giderdiği bilindiği için klasik bir PI denetleyicisinin kullanılmasına karar verilir.



Şekil 4.32. Benzetim için kullanılan dijital PI gerilim kontrolörü ile doğrusal olmayan yüke bağlı evirgeç sisteminin blok diyagramı.

Şekil 4.32de gösterildiği gibi, yüke enjekte edilen gerilim, yük gerilimi $V_{yük}$ olarak da bilinir, algılanır ve referans gerilim V_{ref} ile karşılaştıran bir karşılaştırmacıya geri beslenir. Elde edilen hata sinyalini 50 Hz’lik bir sinüs sinyali ile tepkimeye girer ve daha sonra CSFPWM için 40 kHz, VSFPWM için ise 25 kHz – 40 kHz arası bir üçgen taşıyıcı sinyal ile evirgecin anahtarları için PWM sinyalleri üretmek için kesişimler aranır.

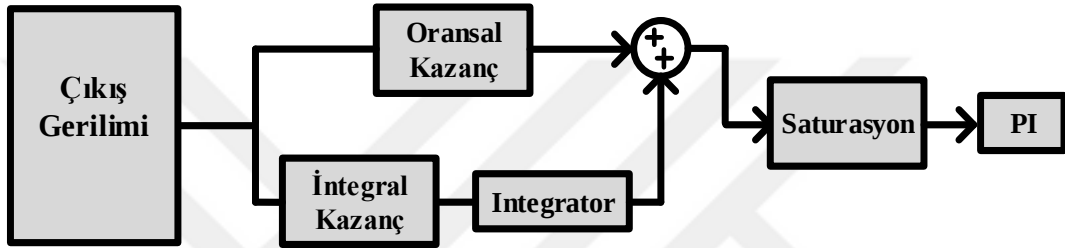
PI gerilim kontrolörünün uygulaması kolay, yüksek güvenilirliğe ve iyi bir kontrol performansına sahip olduğu bilinmektedir. Bu da kontrolörün endüstri alanındaki tercih edilmesini açıklamaktadır.

PI denetleyici, evirgeç tarafından sağlanan gerilimin kalitesi üzerinde önemli bir etki yapabilir ve sistemin performansını artırabilir. Bu nedenle, geleneksel PI gerilim kontrolörünün tek fazlı bir evirgeç sistemindeki THB’yi telafi etme yeteneği de vardır. Dijital PI denetleyici MATLAB/Simulink programında oluşturulmuş ve kullanılmıştır. K_p oransal kazancı K_i ise integral kazancını gösterir. Uygun bir K_p ve K_i değeri elde etmek için, bu simülasyonda deneme yanılma tekniği kullanılır. Başlangıçta kazançlar 0’a

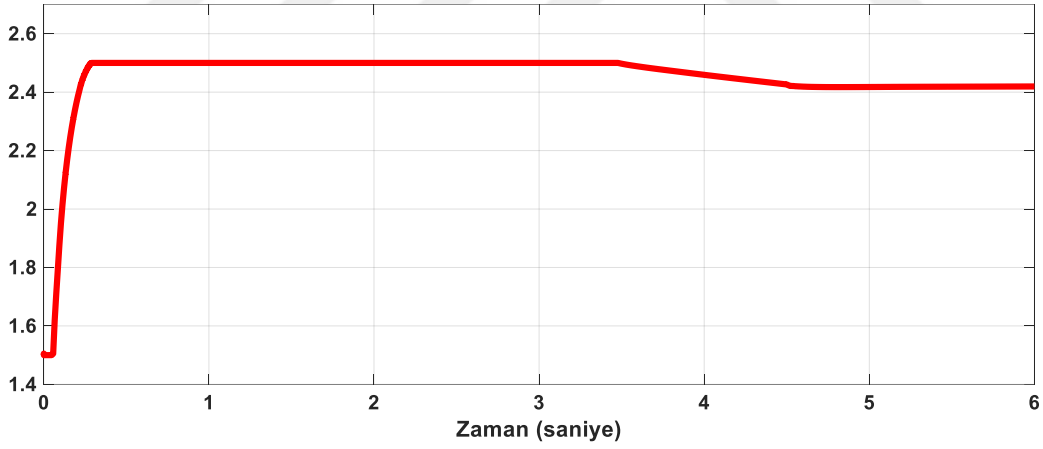
ayarlanır, sonra değerler kabul edilebilir ve en düşük toplam harmonik bozulmanın (THB) elde edildiği noktaya kadar yavaşça belirli bir değere yükseltilir. En iyi sonuç için seçilen K_P parametresi 0.5 ve K_I 10'dur.

Çizelge 4.4. PI denetleyici için K_P ve K_I değerleri

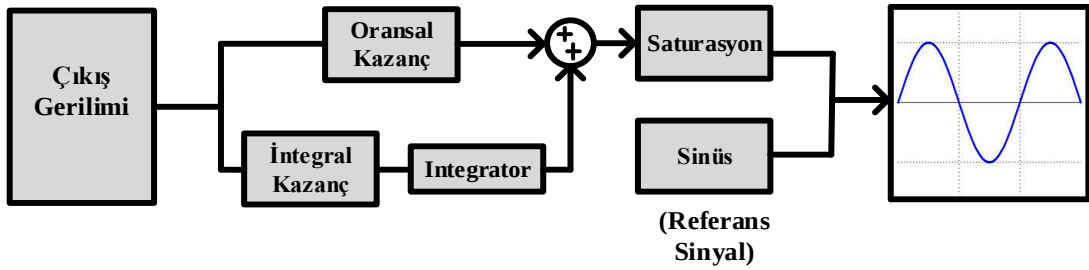
Katsayılar	Değerler
Oransal Kazanç K_P	0.5
İntegral Kazanç K_I	10



Şekil 4.33. PI denetleyicinin blok diyagram gösterimi.



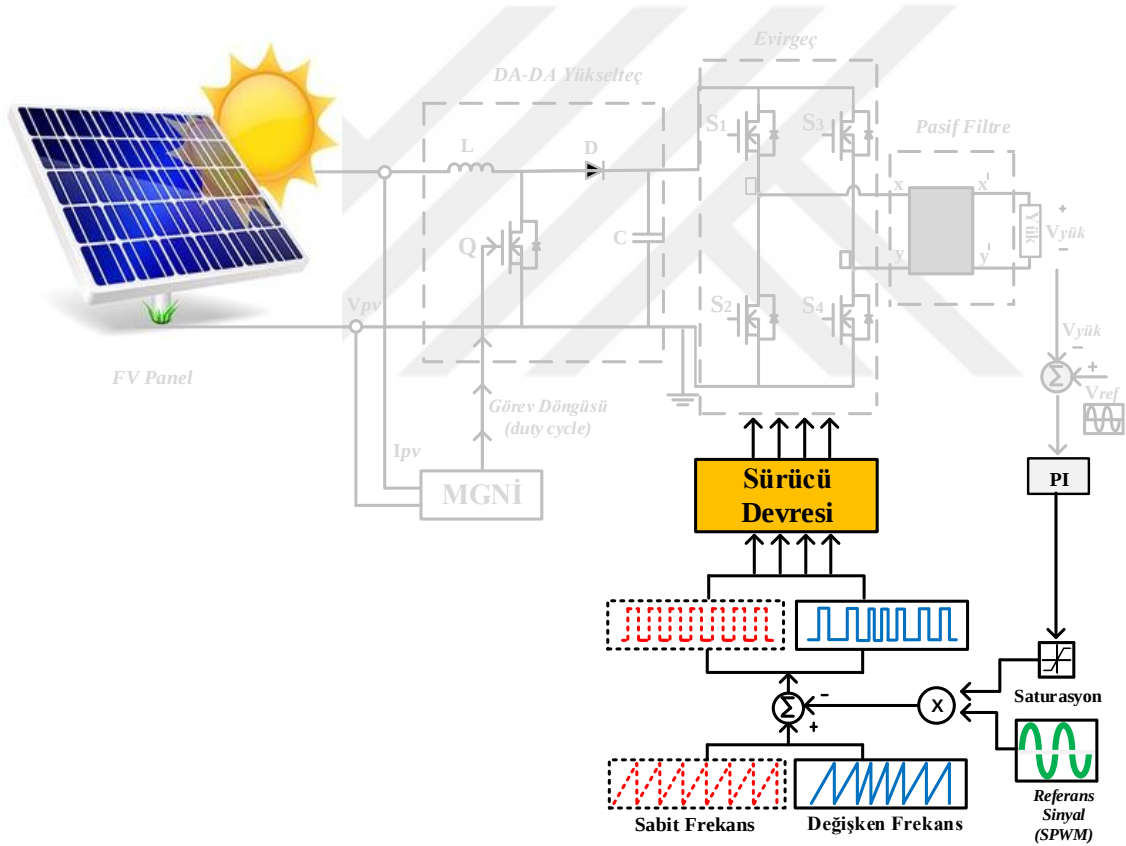
Şekil 4.34. PI denetleyici çıkışı.



Şekil 4.35. PI denetleyicinin sinüs dalga ile referansının blok gösterimi.

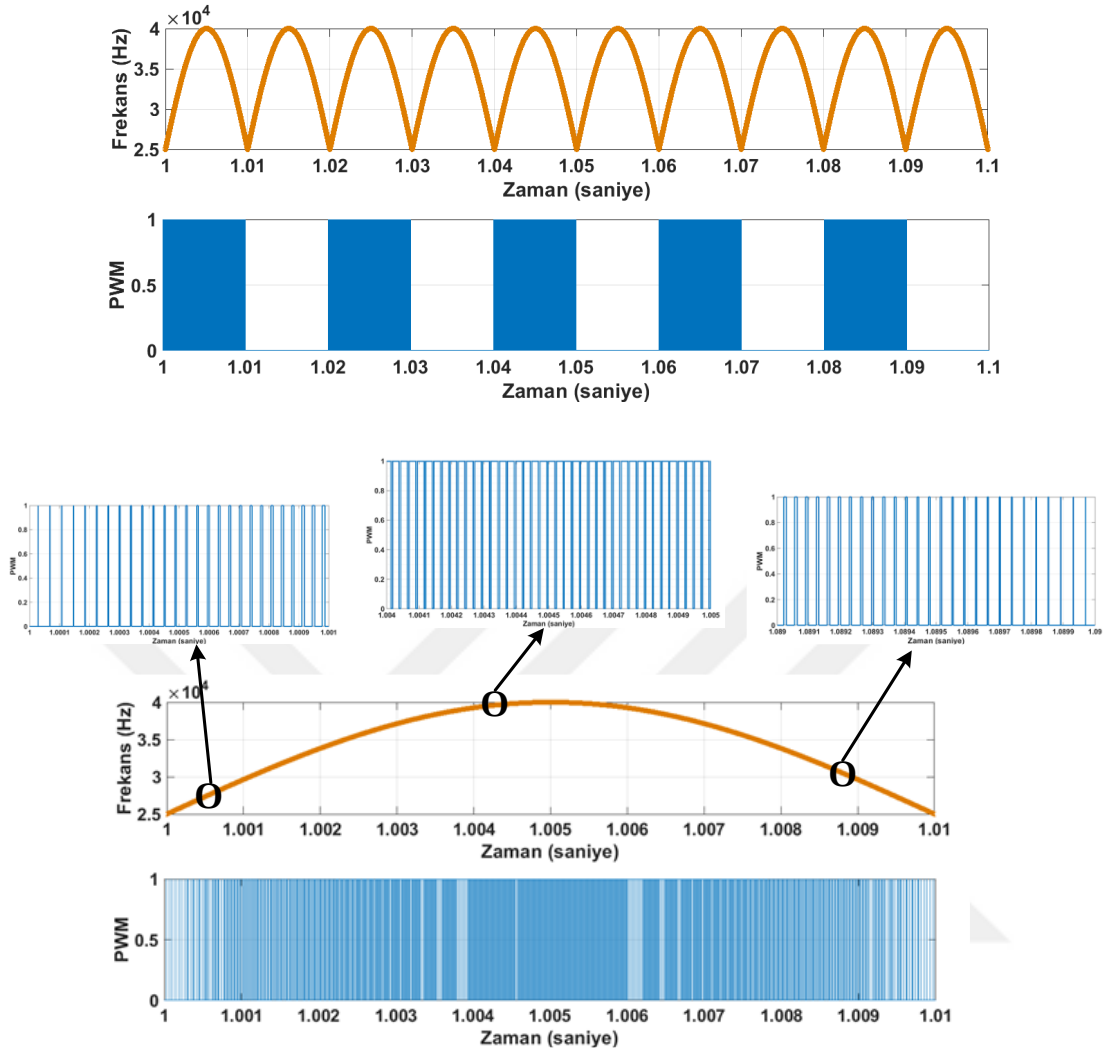
Önerilen 1 kW'lık evirgeç sisteminde, FV panelleri MGNI çalıştırılırken, evirgeç klasik PI kontrolörü tarafından evirgeç çıkışında sürekli yük gerilimi üretmek üzere kontrol edilir.

40 kHz'lik CSFPWM için tek fazlı köprü evirgecin LCL pasif filtreli çıkış gerilimi, çıkış akımı, çıkış geriliminin FFT analizine göre THB verileri, sistemin harmonik yüzde değişimi ve farklı ışınlam ile farklı yükler altında THB karşılaştırılmaları verilmiştir. Şimdi aynı şartlar altında 25 kHz - 40 kHz'lik anahtarlama frekanslarında VSFPWM için belirtilen simülasyon çıktılarını gözlemleyip CSFPWM ile VSFPWM evirgeçlerin kayıp ve verimleri karşılaştırılıp aralarındaki farkları gözlemleyeceğiz.

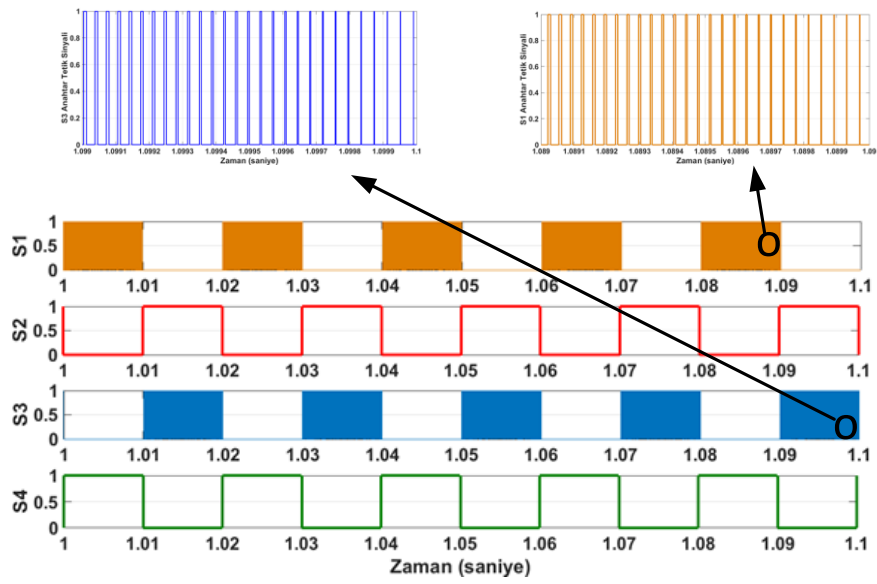


Şekil 4.36. CSFPWM ve VSFPWM genel benzetim şeması.

VSFPWM 25 kHz – 40 kHz aralığı ve anahtarlama frekans gösterimi şekil 4.37'de, VSFPWM evirgecin MOSFET tetikleri ise şekil 4.38'de gösterilmiştir.

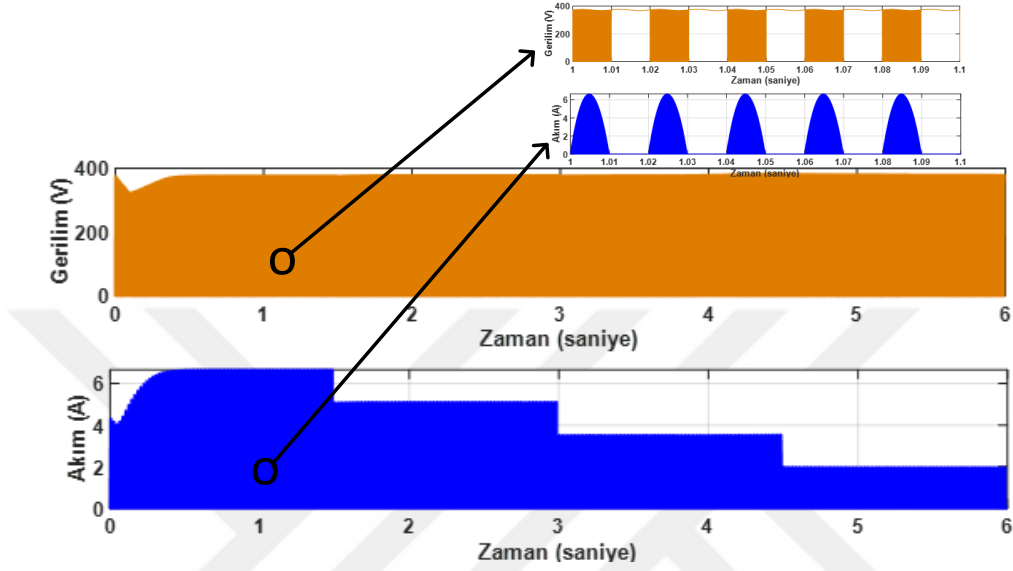


Şekil 4.37. 25 kHz-40 kHz sinüzoidal dalga formu ile frekansın değişimi.

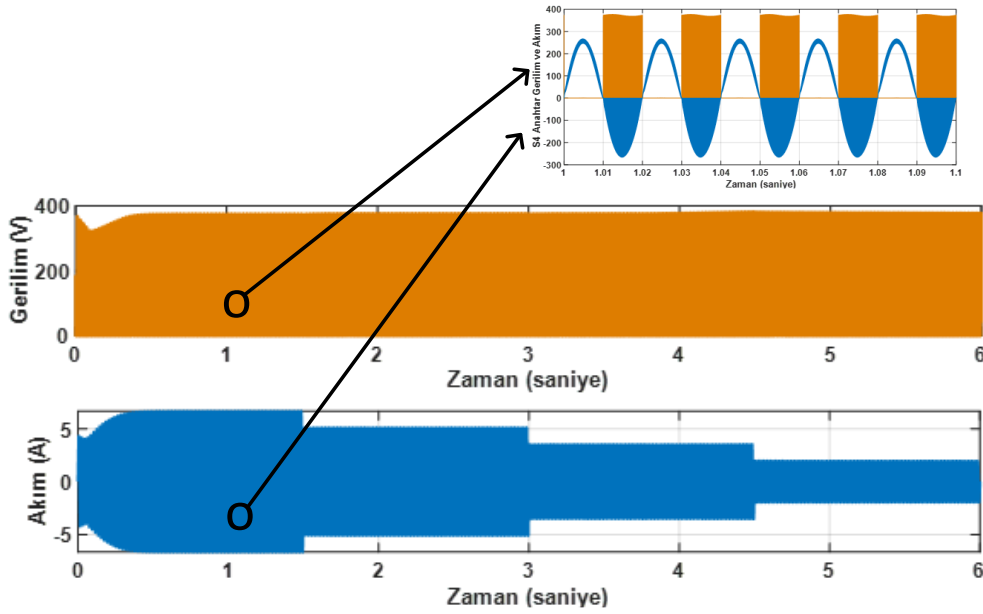


Şekil 4.38. VSFPWM evirgecin MOSFET darbe tetikleri.

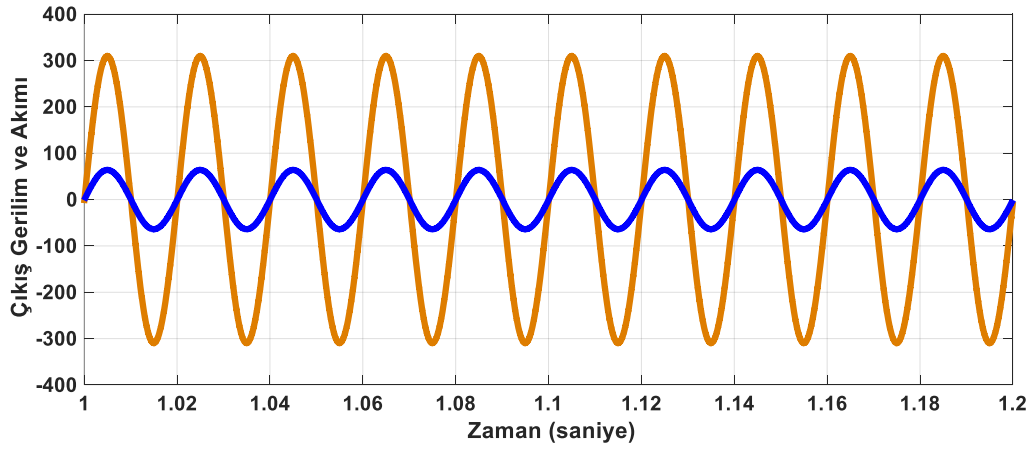
Yukarıdaki şekil 4.38’de görülen VSFPWM için anahtar tetiklerinin yakınlaştırılmış halinde iki görselde de toplamda 27 tane tetik vardır. Şekil 4.16’da CSFPWM için tetik sayısı 40 iken VSFPWM için tetik sayısı 27 tanedir. Bu iki şekilden sabit ve değişken frekans arasındaki fark ortaya çıkmaktadır.



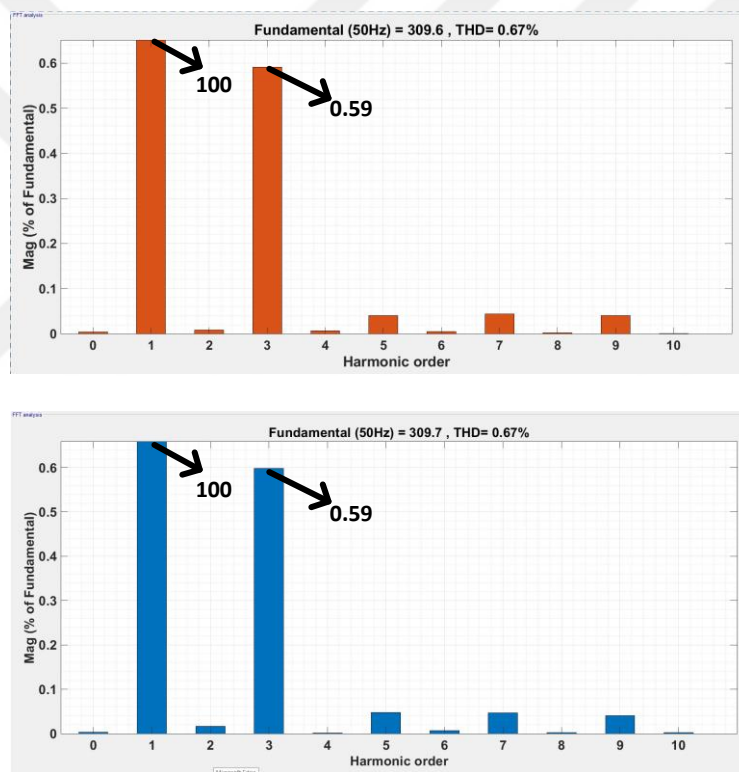
Şekil 4.39.Evirgecin S_1 anahtarı üzerindeki gerilim ve akım grafiği.



Şekil 4.40. Evirgecin S_4 anahtarı üzerindeki gerilim ve 40*akım grafiği.



Şekil 4.41. Tek fazlı köprü evirgecin LCL pasif filtreli çıkış gerilimi ve 10*çıkış akımı.

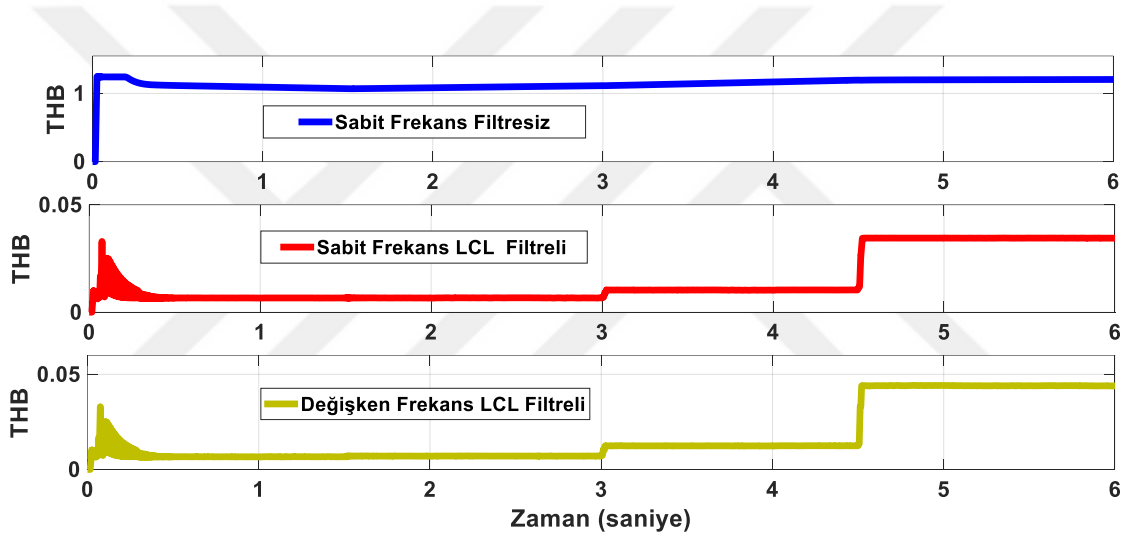


Şekil 4.42. Tek fazlı köprü evirgecin VSFPWM için LCL filtreli çıkış gerilim ve akımının FFT analizine göre THB değeri.

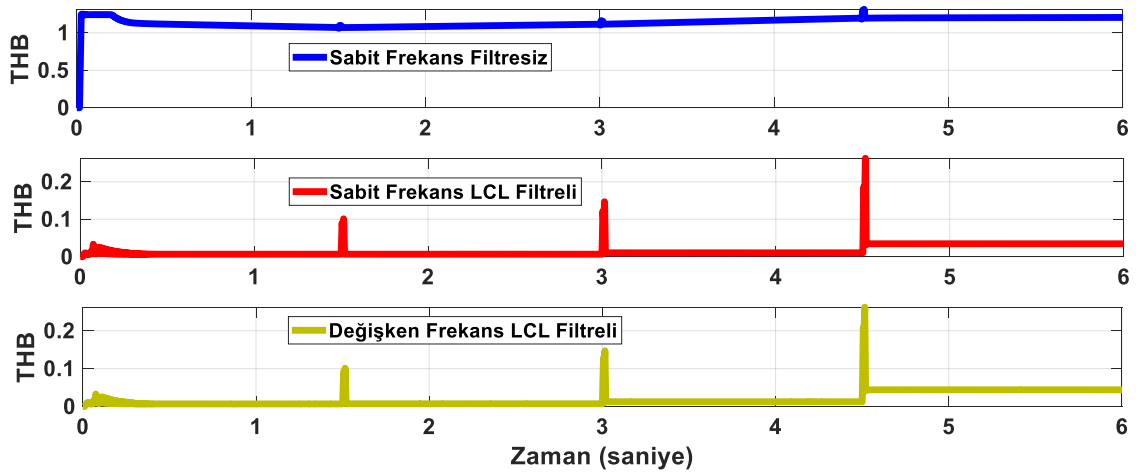
Yukarıdaki şekillerde evirgecin S_1 ve S_4 anahtarları üzerindeki akım-gerilim grafikleri, çıkış akım-geriliminin FFT analizine göre THB değeri ve çıkış 10*akım-gerilim grafikleri verilmiştir.

Simülasyon sonuçlarına göre çıkış gerilim RMS gerilimi $V = 220 V_{rms}$ ve çıkış frekansının $f=50$ Hz olduğu görülmüştür. Eviricinin anahtarlama frekansı ise $f_{sw} = 25$ kHz - 40 kHz dir.

Yukarıdaki sonuçlara göre, CSFPWM ile VSFPWM arasındaki THB farklılıkları gözlenebilmektedir. Şekil 4.31’de gösterildiği gibi nominal yükte, CSFPWM için FFT analizine göre THB değeri % 0.65 iken, şekil 4.42 ile gösterilen VSFPWM için FFT analizine göre THD değeri % 0.67 olmuştur. Yüksek anahtarlama frekansı şüphesiz THB’yi iyileştirir ve güç yoğunluğunu artırır. Bununla birlikte yüksek anahtarlama kaybı meydana gelir ve evirgeç verimini azaltır. Düşük frekansta ise THB az da olsa artarken anahtarlama kayıpları azalır ve verim artar.



Şekil 4.43. Kullanılan devrelerin gerilim THB değer ve karşılaştırılmaları.



Şekil 4.44. Kullanılan devrelerin akım THB değer ve karşılaştırılmaları.

Çizelge 4.5. Farklı yüklerde önerilen sistemin gerilim ve akımın THB değerlerinin karşılaştırılması

Filtre Tipi	THB (%)			
	Işınım (Irradiance)			
	$\lambda=1000$	$\lambda=750$	$\lambda=500$	$\lambda=250$
Sabit Frekans Filtresiz	108	109	115	119
Sabit Frekans Pasif LCL filtre	0.65	0.67	0.0103	0.034
Değişken Frekans Pasif LCL filtre	0.67	0.7	0.0124	0.044

Çizelge 4.6. Farklı yüklerde önerilen sistemin 3., 5., 7. ve 9. harmoniğinin yüzde değişimi

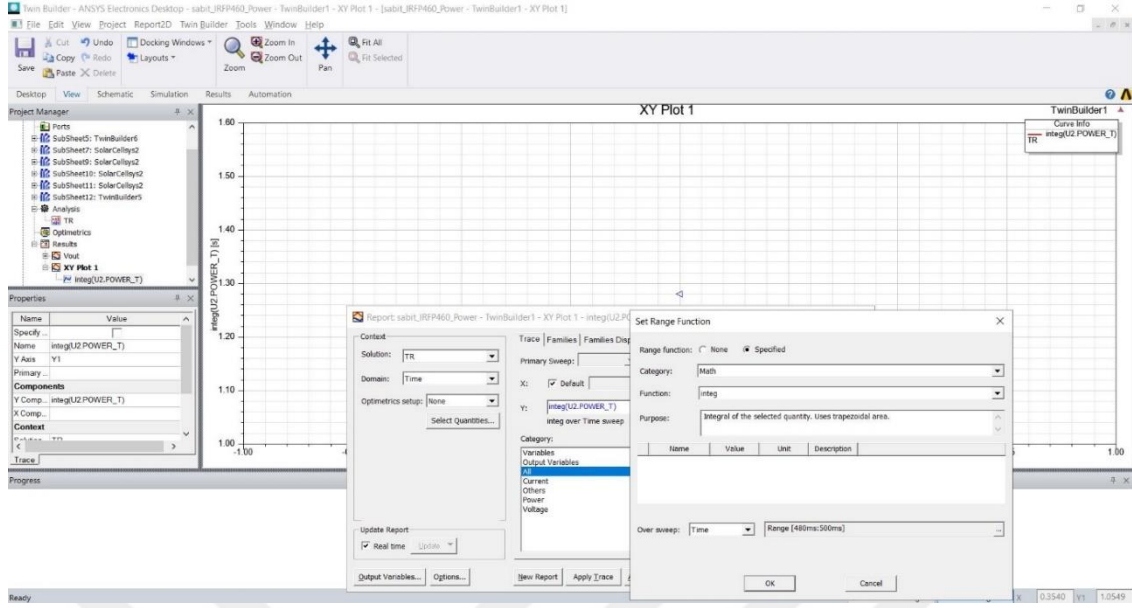
Harmonikler	Harmonik Yüzdeleri (%)		
	Sabit Frekans Filtresiz	Sabit Frekans Pasif LCL filtre	Değişken Frekans Pasif LCL filtre
3. Harmonik (Gerilim)	0.4	0.59	0.59
3. Harmonik (Akım)	0.34	0.59	0.6
5. Harmonik (Gerilim)	0.1	0.04	0.04
5. Harmonik (Akım)	0.04	0.04	0.05
7. Harmonik (Gerilim)	0.07	0.04	0.04
7. Harmonik (Akım)	0.09	0.04	0.05
9. Harmonik (Gerilim)	0.08	0.04	0.04
9. Harmonik (Akım)	0.09	0.04	0.04

Kullanılan tüm devrelerin (sabit frekans filtresiz, sabit frekans LCL filtreli ve değişken frekans LCL filtreli) toplam harmonik bozunum (THB) değerleri hem gerilim hem de akım için belirtilmiş olup, karşılaştırmaları yukarıdaki çizelgelerde verilmiştir.

CSFPWM ve VSFPWM, sistemde anahtarlama kayıplarına yol açmaktadır. Dört adet IRFP460 MOSFET'ten oluşan tam köprü devresinde her bir MOSFET üzerindeki kayıplar 1000 W - 750 W – 500 W ve 250 W gücünde ANSYS/Simplorer yazılımı aracılığıyla hem CSFPWM hem de VSFPWM için analiz edilmiş, kayıp farkı hesaplanıp karşılaştırılmıştır. Ve 1000 W giriş gücü için genel sistemin verimi hesaplanmıştır.

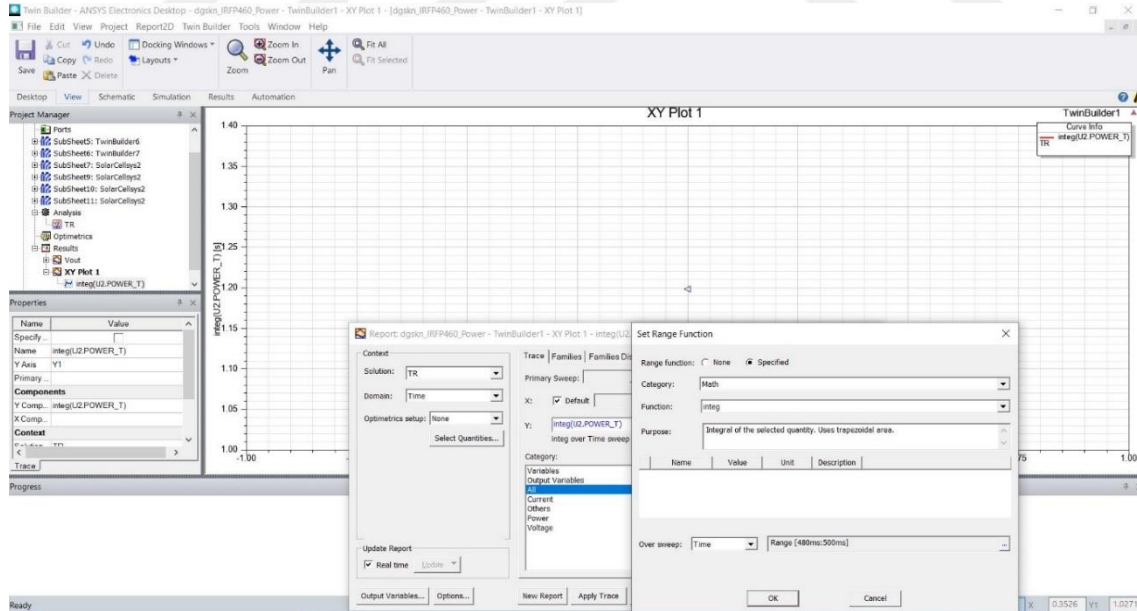
1000 Watt için;

İlk olarak 1000 W güç için bir periyotluk (480 ms – 500 ms) zaman diliminde hem CSFPWM hem de VSFPWM kayıpları hesaplanmıştır.



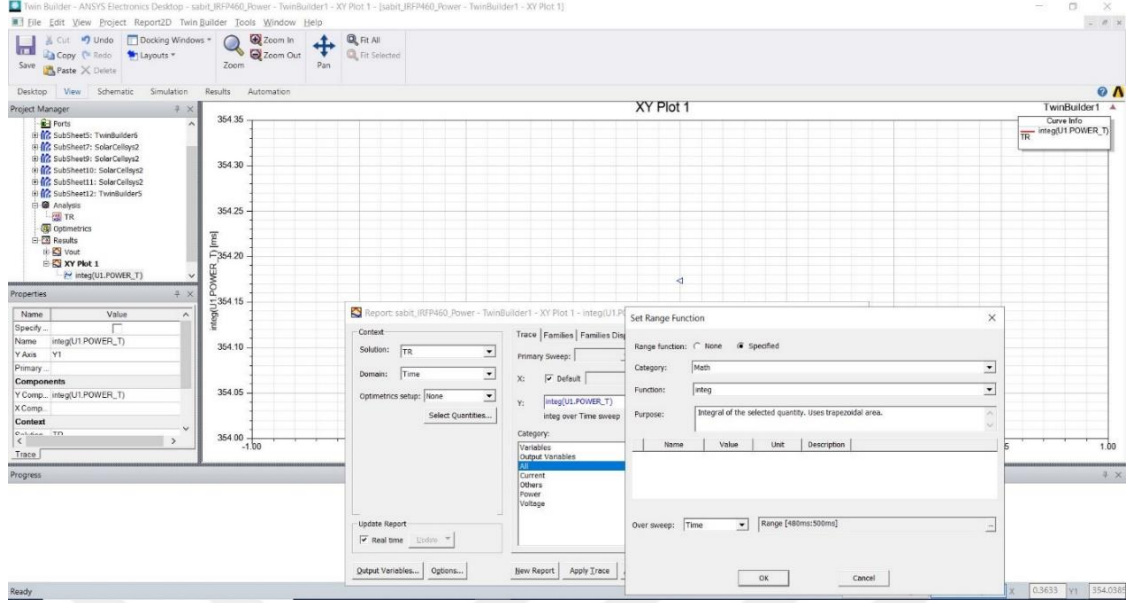
Şekil 4.45. CSFPWM devresinde S_1 MOSFET’inde 1000 W güç için 480 ms – 500 ms zaman diliminde oluşan kayıplar.

$$P = \frac{\Delta P}{\Delta T} = \frac{1.28 \text{ s}}{0.02 \text{ s}} = 64 \text{ W}$$



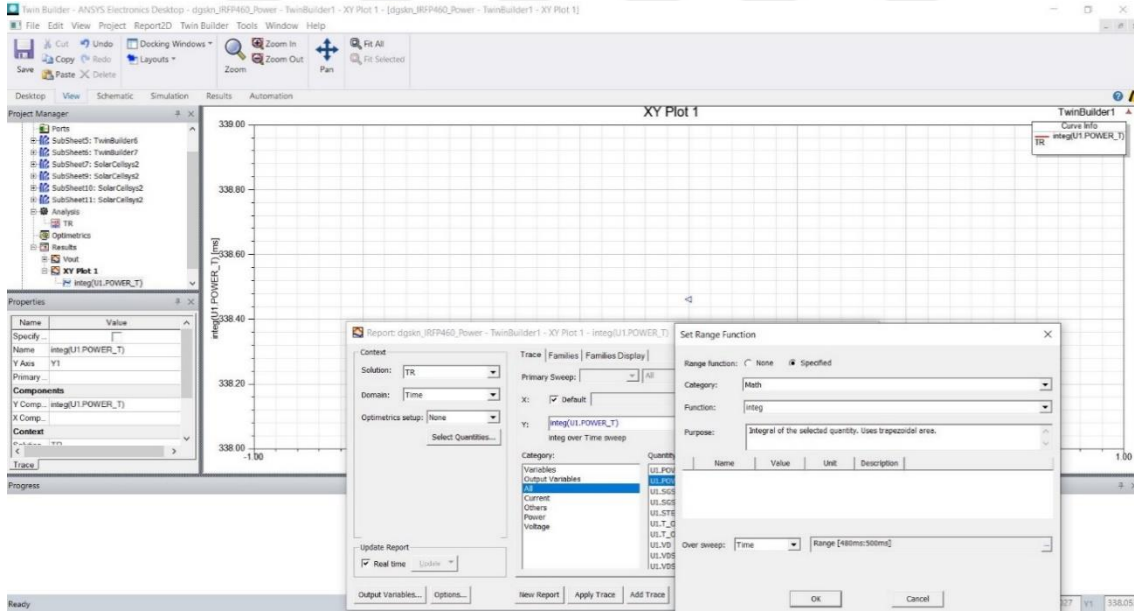
Şekil 4.46. VSFPWM devresinde S_1 MOSFET’inde 1000 W güç için 480 ms – 500 ms zaman diliminde oluşan kayıplar.

$$P = \frac{\Delta P}{\Delta T} = \frac{1.19 \text{ s}}{0.02 \text{ s}} = 59,5 \text{ W}$$



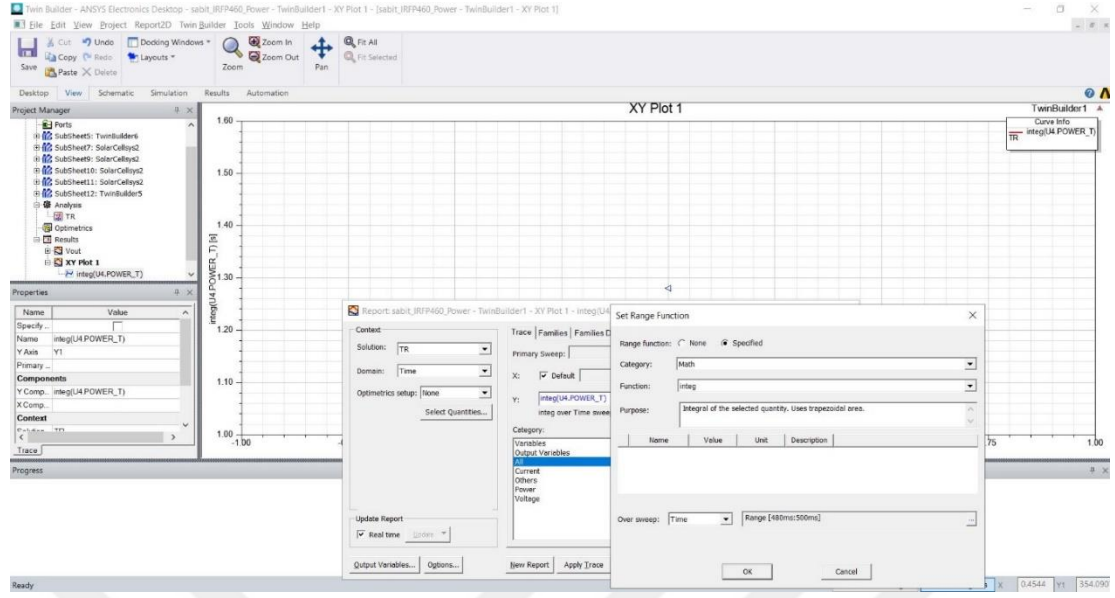
Şekil 4.47. CSFPWM devresinde S_2 MOSFET’inde 1000 W güç için 480 ms – 500 ms zaman diliminde oluşan kayıplar.

$$P = \frac{\Delta P}{\Delta T} = \frac{354.175 \text{ ms}}{20 \text{ ms}} = 17.7 \text{ W}$$



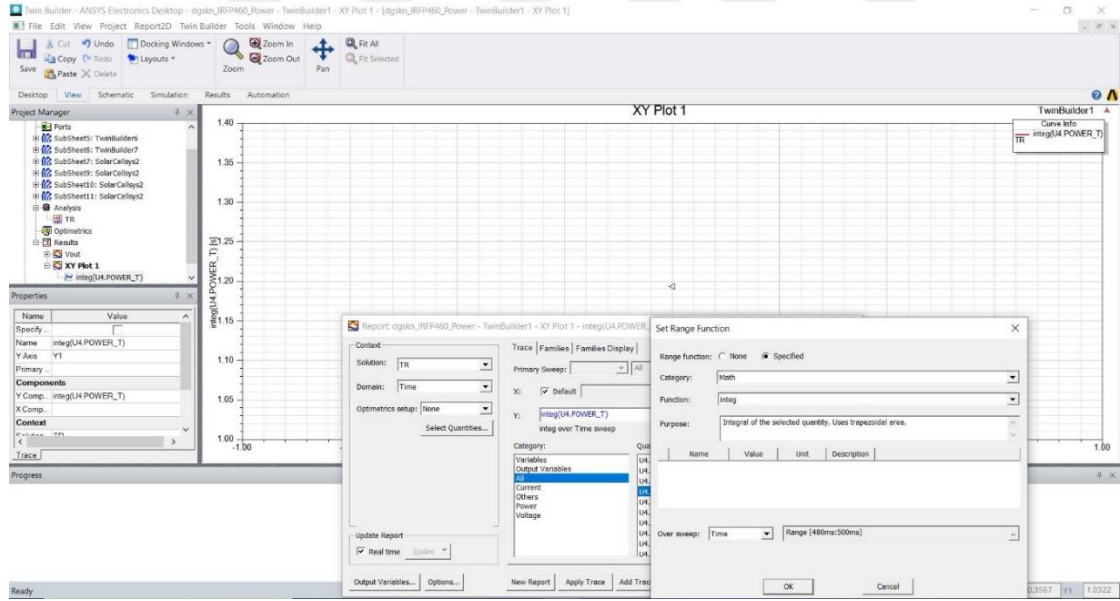
Şekil 4.48. VSFPWM devresinde S_2 MOSFET’inde 1000 W güç için 480 ms – 500 ms zaman diliminde oluşan kayıplar.

$$P = \frac{\Delta P}{\Delta T} = \frac{338.38 \text{ ms}}{20 \text{ ms}} = 16.91 \text{ W}$$



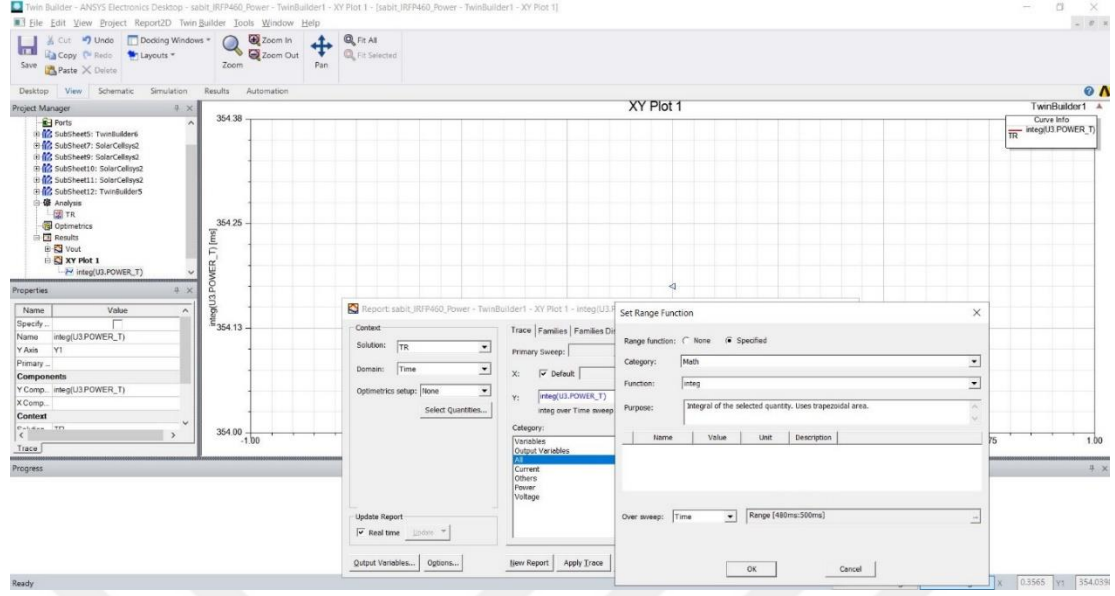
Şekil 4.49. CSFPWM devresinde S_3 MOSFET’inde 1000 W güç için 480 ms – 500 ms zaman diliminde oluşan kayıplar.

$$P = \frac{\Delta P}{\Delta T} = \frac{1.28 \text{ s}}{0.02 \text{ s}} = 64 \text{ W}$$



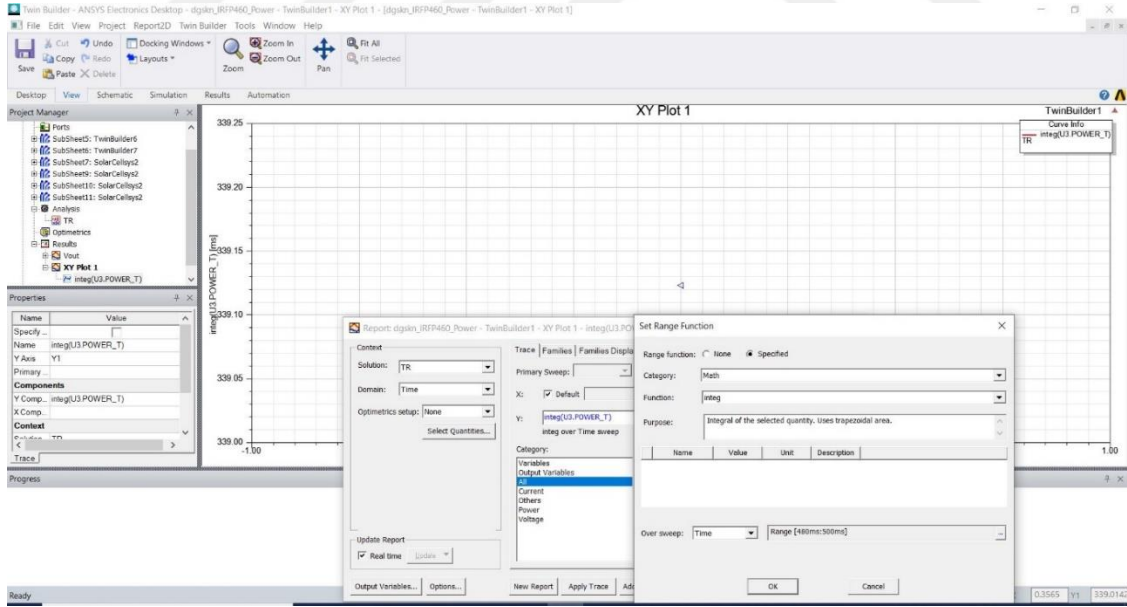
Şekil 4.50. VSFPWM devresinde S_3 MOSFET’inde 1000 W güç için 480 ms – 500 ms zaman diliminde oluşan kayıplar.

$$P = \frac{\Delta P}{\Delta T} = \frac{1.19 \text{ s}}{0.02 \text{ s}} = 59,5 \text{ W}$$



Şekil 4.51. CSFPWM devresinde S_4 MOSFET’inde 1000 W güç için 480 ms – 500 ms zaman diliminde oluşan kayıplar.

$$P = \frac{\Delta P}{\Delta T} = \frac{354.17 \text{ ms}}{20 \text{ ms}} = 17,7 \text{ W}$$



Şekil 4.52. VSFPWM devresinde S_4 MOSFET’inde 1000 W güç için 480 ms – 500 ms zaman diliminde oluşan kayıplar.

$$P = \frac{\Delta P}{\Delta T} = \frac{338.39 \text{ ms}}{20 \text{ ms}} = 16,91 \text{ W}$$

Çizelge 4.7. 1000 W güçte tek periyotta CSFPWM ve VSFPWM için oluşan anahtarlama kayıpları

Anahtar	CSFPWM	VSFPWM	Fark
S_1	64 W	59.5 W	4.5 W
S_2	17.7 W	16.91 W	0.79 W
S_3	64 W	59.5 W	4.5 W
S_4	17.7 W	16.91 W	0.79 W
Toplam	163.4 W	152.82 W	10.58 W

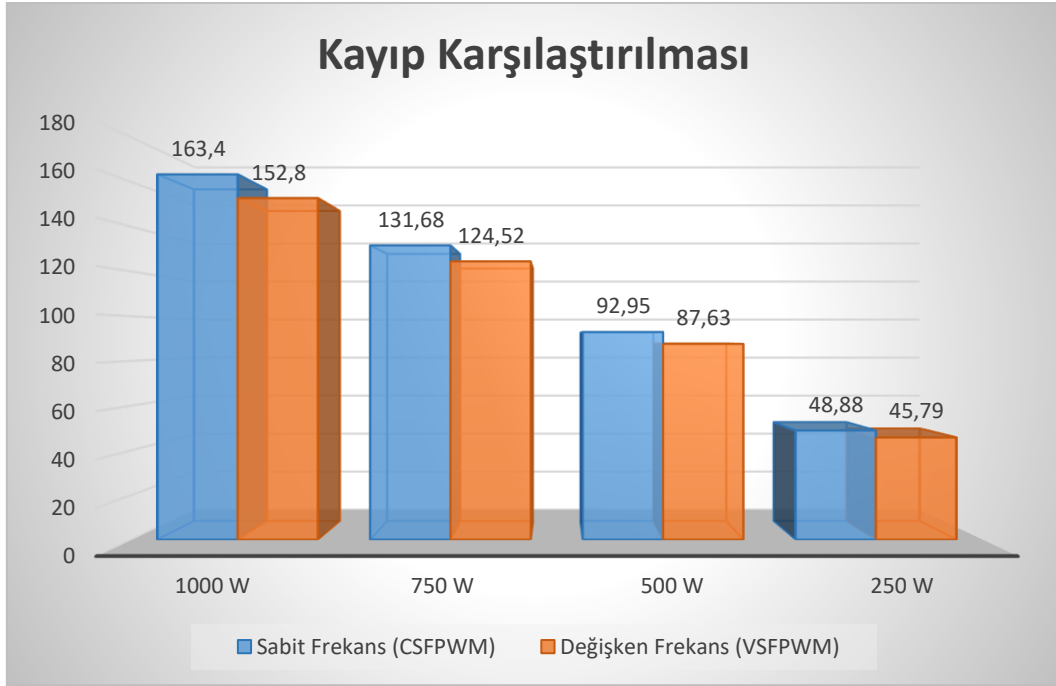
Yukarıdaki çizelgede de görüldüğü gibi 1000 W gücünde, tek periyotta (480 ms - 500 ms) CSFPWM ve VSFPWM için MOSFET'ler üzerindeki kayıplar hesaplanmış olup VSFPWM'de 10,58 W daha az kayıp oluşmuştur.

Aynı güç için (1000 W) beş periyotluk (400 ms - 500 ms) zaman dilimine göre kayıplar da hesaplanmıştır. Oluşan kayıpların görüntüleri sadece 1000 W güç değerinde ve tek periyot için eklenmiş olup geri kalan güç değerlerinin (750 W, 500 W, 250 W) kayıp sonuçları ise hem tek periyot hem de beş periyot için sadece çizelge halinde verilmiştir.

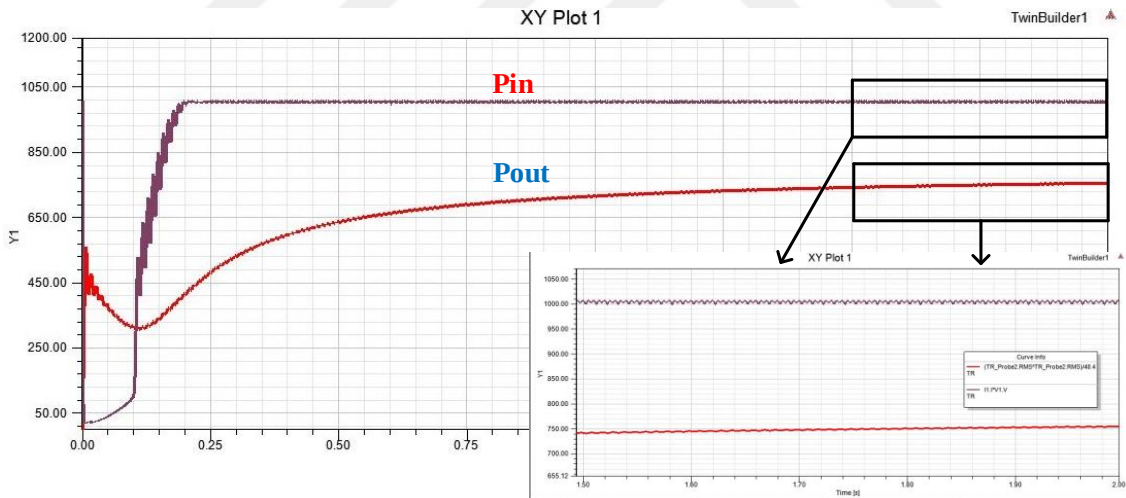
Çizelge 4.8. Farklı periyotlarda 1000 W - 750 W - 500 W - 250 W güç değerlerinde oluşan VSFPWM ve CSFPWM kayıp farkları

Periyot/Güç	1000 W	750 W	500 W	250 W
Tek Periyot (480ms-500ms)	10,58 W	7,16 W	5,32 W	3,12 W
Beş Periyot (400ms-500ms)	10,58 W	7,15 W	5,26 W	3,11 W

Yukarıdaki çizelgeye göre dört farklı güç değerlerinde VSFPWM ve CSFPWM arasındaki kayıp farkları verilmiş ve VSFPWM'de kayıpların daha az olduğu gözlemlenmiştir. Benzetim çalışmasında son olarak önerilen sistemin verim ve anahtarlama kayıp karşılaştırılması aşağıdaki şekillerde verilmiştir.

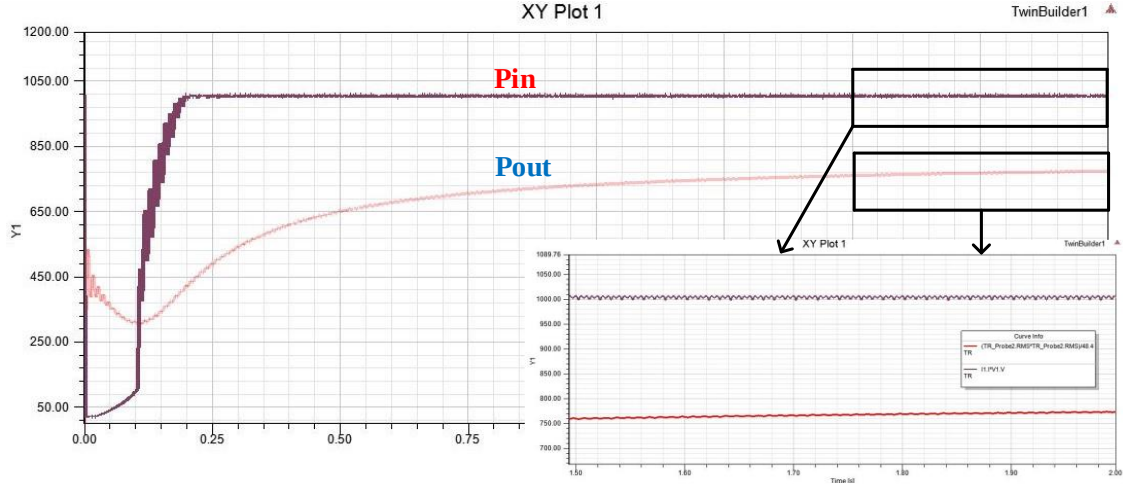


Şekil 4.53. Benzetim çalışmasının tek periyot için anahtarlama kayıplarının karşılaştırılması.



Şekil 4.54. Önerilen sistemin CSFPWM için verim grafiği.

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{750}{1000} \times 100 = \% 75$$



Şekil 4.55. Önerilen sistemin VSFPWM için verim grafiği.

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{765}{1000} \times 100 = \% 76,5$$

Yukarıdaki Şekil 4.54 ve Şekil 4.55’de 1000 W giriş gücü için CSFPWM ve VSFPWM için önerilen sistemin verim grafikleri ile verim hesabı verilmiştir. CSFPWM için 163.4 W, VSFPWM için ise 152.8 W olan anahtarlama kayıplarına göre sistemin veriminin düşük çıkmasının sebebi, verim hesabı yapılırken tüm sistemin verim hesabının yapılmasıdır. Yani FV panel ile yükselten dönüştürücünün bobin, kondansatör ve diyot gibi elemanlarında oluşan kayıplar da dâhildir.



Şekil 4.56. Benzetim çalışmasının tüm sistem için verim karşılaştırılması.

Yukarıdaki Şekil 4.53 ve 4.56’da VSFPWM ve CSFPWM arasında oluşan kayıp farkları ve verim grafikleri gösterilmiştir. Bu sonuçlar VSFPWM’nin daha avantajlı olduğunu göstermektedir. Şekilleri yorumlayacak olursak;

- Değişken frekansta anahtarlama kayıpları sabit frekansa göre daha azdır.
- Kayıpların az olduğu VSFPWM’de oluşan verim CSFPWM’de oluşan verime göre daha yüksek çıkmıştır.
- Kayıpların az olması demek aynı zamanda ısınmanın az olacağı ve soğutucuya olan gereksinimin de azalacağı demektir.

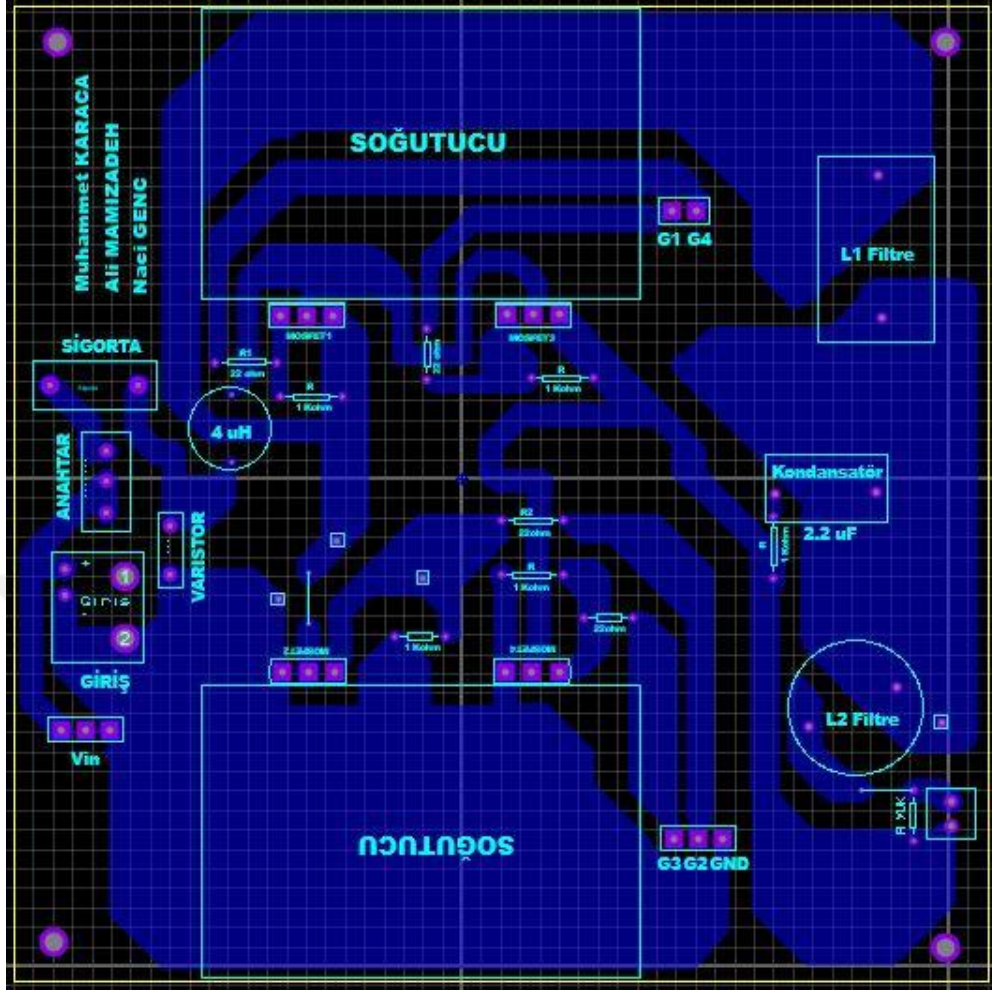
4.2. Deneysel Çalışma

Bu çalışmanın ikinci aşaması olan deneysel doğrulama için Proteus programı kullanılarak tasarlanan devrenin baskı devresi (PCB) Şekil 4.57’de gösterildiği gibi çizilmiştir.

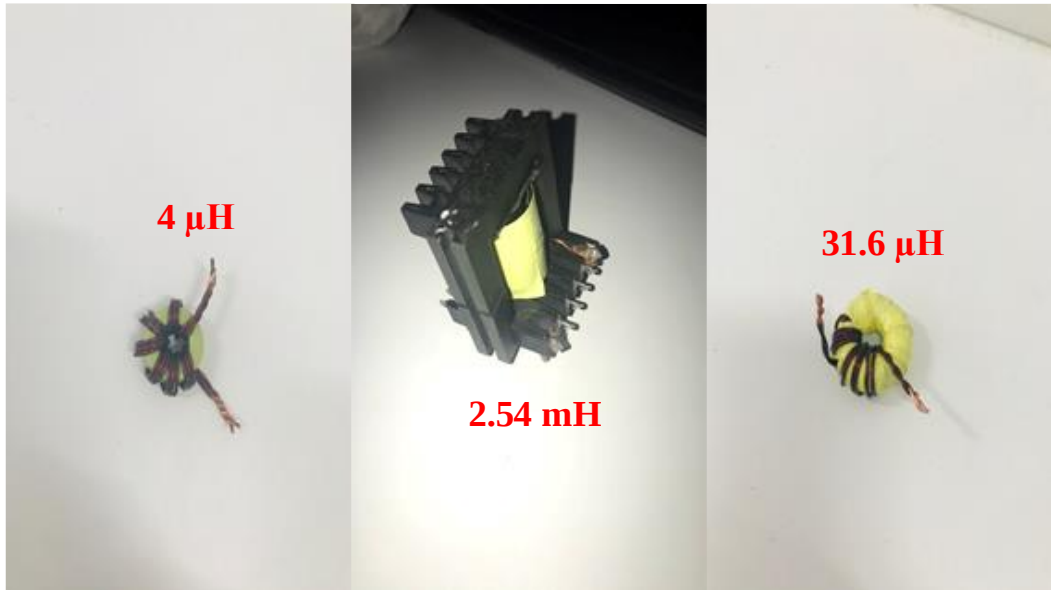
Girişte sıfır akım sınırlaması için 4 μ H’lik toroid nüve, evirgeç için dört adet IRFP460 MOSFET, bu MOSFET’lerin ısınmalarından dolayı soğutucu, L_1 (2.54 mH) filtre için EC tipi nüve, L_2 (31.6 μ H) filtre için toroid ve C için ise 3 μ F’lık kare kondansatör kullanılmıştır. Kondansatörün sönümlenmesi için 1,3 ohm’luk bir direnç seri olarak bağlanmıştır.

Filtre için bobin hesabı bölüm 3.9.2.’de belirtilmiştir. Şekil 4.58’de sarımı yapılan giriş bobini ve filtre bobinlerinin gösterimi mevcuttur. Çizilen devrenin, Van Yüzüncü Yıl Üniversitesi Güç elektroniği laboratuvarında Şekil 4.59’ daki gibi montajı yapılmıştır.

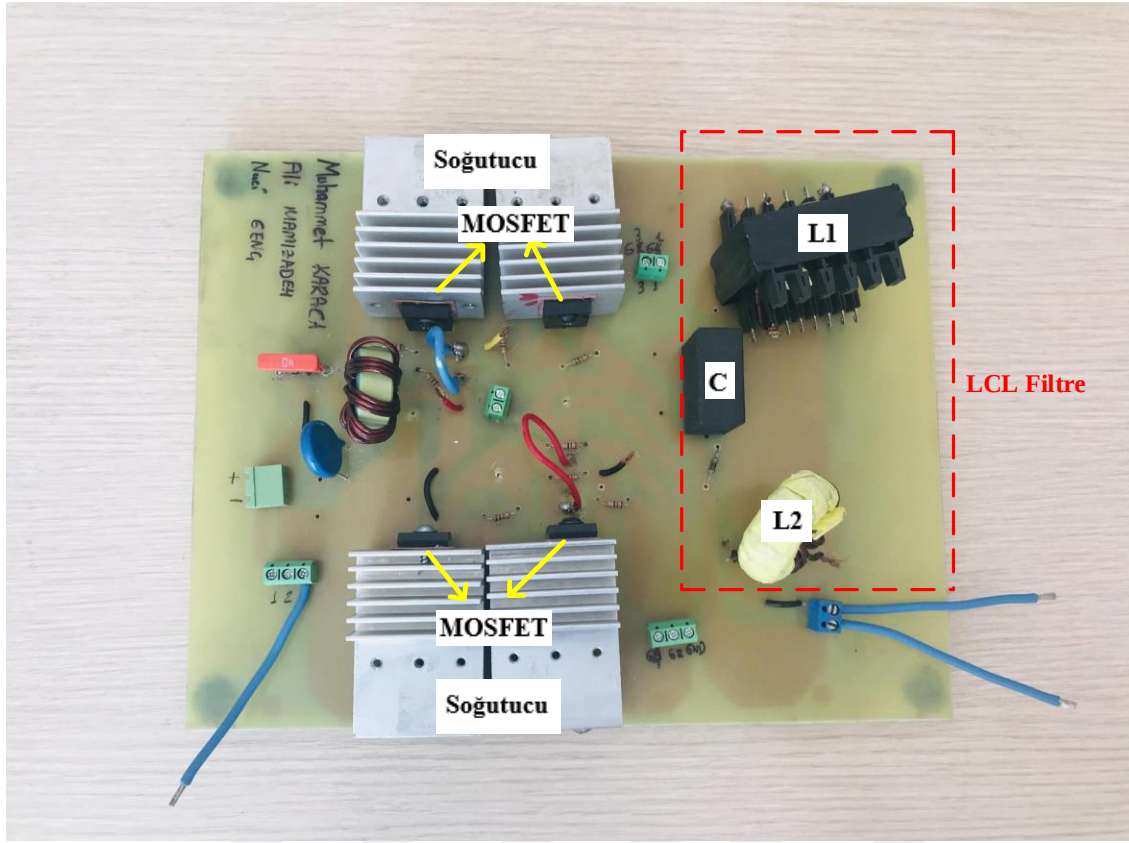
Devrenin güvenliğinin sağlanması için girişe anahtar, sigorta ve varistör eklenmiştir. Prototipi yapılan devrenin benzetim çalışmaları tüm sistem için yapılmışken deneysel çalışmada ise evirgeç ve filtre bölümü için çalışmalar yapılmıştır. Bu çalışmalar CSFPWM ve VSFPWM için anahtar tetiklerinden, anahtar üzerindeki gerilim-akım grafiklerinden ve verim ile FFT analizinden oluşmaktadır.



Şekil 4.57. Önerilen güç devresinin PROTEUS protitip şeması.



Şekil 4.58. Giriş ve filtre bobinleri.



Şekil 4.59. Değişken frekanslı evirgeç tasarım devresinin montajı.

Montajı tamamlanan devrede kullanılan parametreler aşağıdaki çizelgelerde verilmiştir.

Çizelge 4.9. Deneysel Çalışma Kullanılan Ana Parametre Değerleri

Parametre	Değer
Giriş Gerilimi	56.1 V
Giriş Akımı	1.02 A
Giriş Gücü	57.22 W
Sabit Frekans Anahtarlama Frekansı	40 kHz
Değişken Frekans Anahtarlama Frekansı	25 kHz-40 kHz

Çizelge 4.10. Deneysel Çalışma Kullanılan Parametreler ve Özellikleri

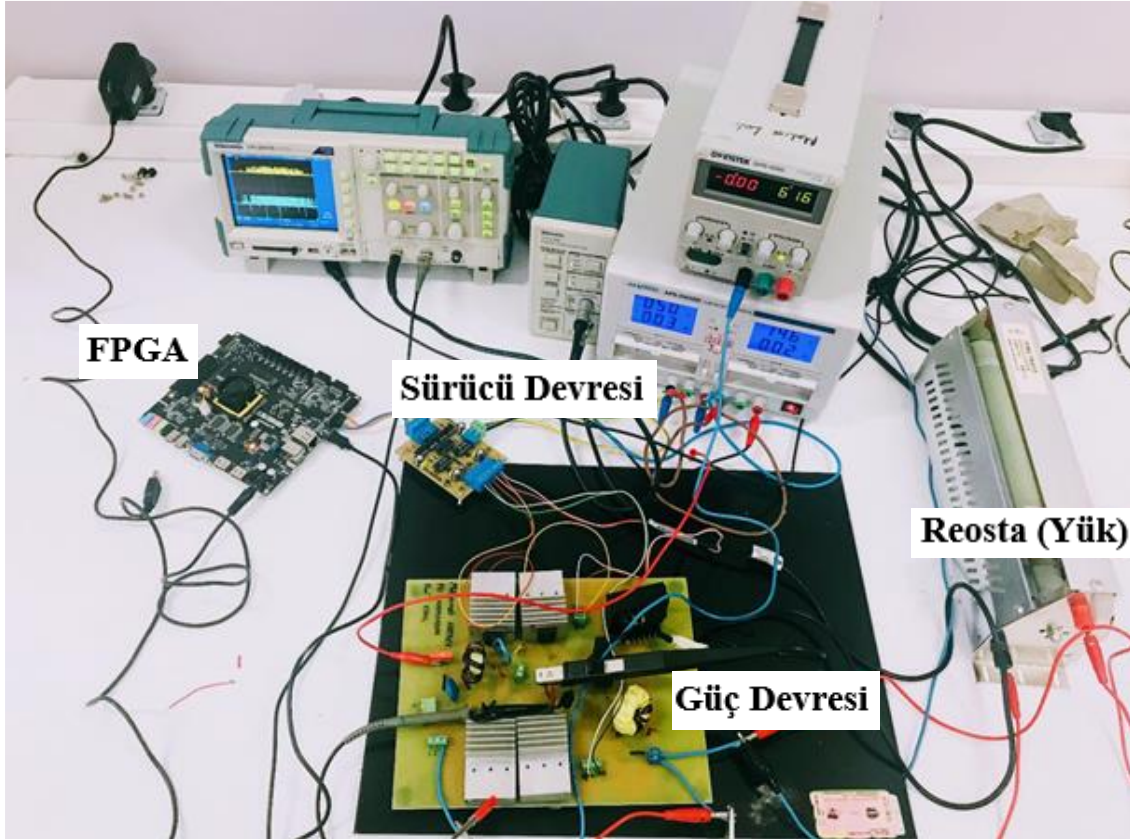
Parametre	Özellikler
Varistör	S20 K510
Giriş Bobin Değeri	4 μ H
Giriş Bobin Nüve Tipi	Ferrit Toroid-Yeşil Çekirdek
Giriş Bobin Sarım Sayısı	7
Anahtar	IRFP460 500V / 20A
L ₁ Pasif Filtre Değeri	2.54 mH
L ₁ Pasif Filtre Nüve Tipi	EC 52/24/14 Core B66341
L ₁ Pasif Filtre Sarım Sayısı	30
Filtre Kondansatörü	4 μ F
Sönümlleme Direnci	1.3 Ω
L ₂ Pasif Filtre Değeri	31.6 μ H
L ₂ Pasif Filtre Nüve Tipi	Ferrit Toroid-Sarı Çekirdek
L ₂ Pasif Filtre Sarım Sayısı	18

Deneysel çalışmada ölçüm ekipmanları ile kullanılan sistemin deneysel düzeneği şekil 4.60'da gösterildiği gibi kullanılmıştır. Bu şekilde, tasarlanan güç devresi, sürücü devresi, Digilent firmasının ürettiği Genesys-2 FPGA kartı, osiloskop, akım probu, güç kaynağı ve reosta yer almaktadır. Devrede gerilimini ölçmek istediğimiz yerleri gerilim probundan, akımları ise Tektronix TCPA300 akım probundan faydalanarak ölçüm işlemi gerçekleştirilmiştir. Ölçüm sonuçlarında ise Tektronix TPS 2012B osiloskobu kullanılmıştır.

Deneysel işlemlerde ilk olarak güç devresindeki anahtarlar (MOSFET) için FPGA'dan tetik sinyalleri üretilip, üretilen bu sinyaller sürücü devresine gönderilmiştir. 5V ve 15V ile beslenen sürücü devresi MOSFET'leri sürmek için güç devresine aktarılmıştır. Güç devresinin çıkışına bir rezistif yük (reosta) bağlanmıştır.

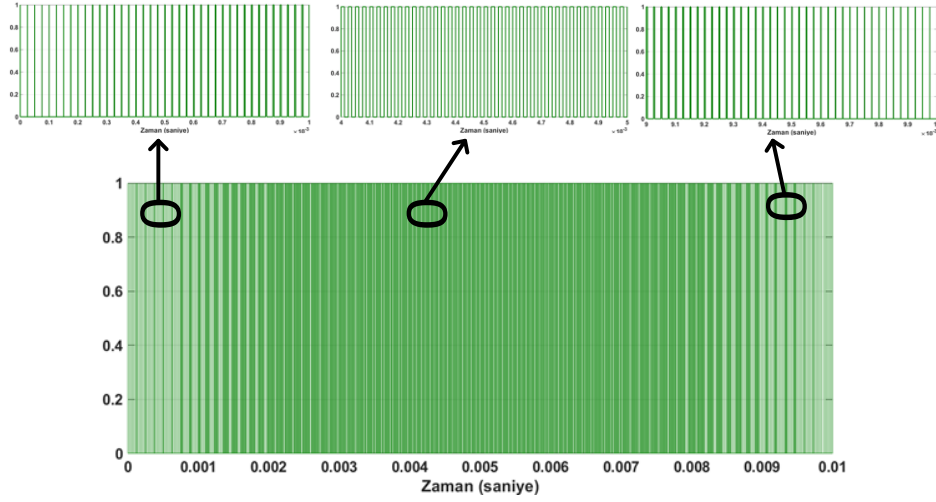
Sabit frekans (40 kHz) için giriş gerilim-akım değerleri ile çıkış gerilim-akım değerleri ölçülüp hesaplanarak verim bulunmuştur. FPGA kartının üzerinde bulunan switch yardımıyla değişken frekansa (25 kHz-40 kHz) geçilmiş ve aynı işlemler değişken frekans için de tekrarlanmıştır. Daha sonra elde edilen iki sonuç karşılaştırılarak

CSFPWM ve VSFPWM arasındaki verim farkı bulunup sonuçlar grafik halinde aktarılmıştır. Bununla beraber FPGA sinyal çıkışlarında, anahtar tetiklerinde ve MOSFET üzerindeki akım-gerilim dalga şekillerinde de CSFPWM ve VSFPWM arasındaki farklılık gözlemlenmiştir.

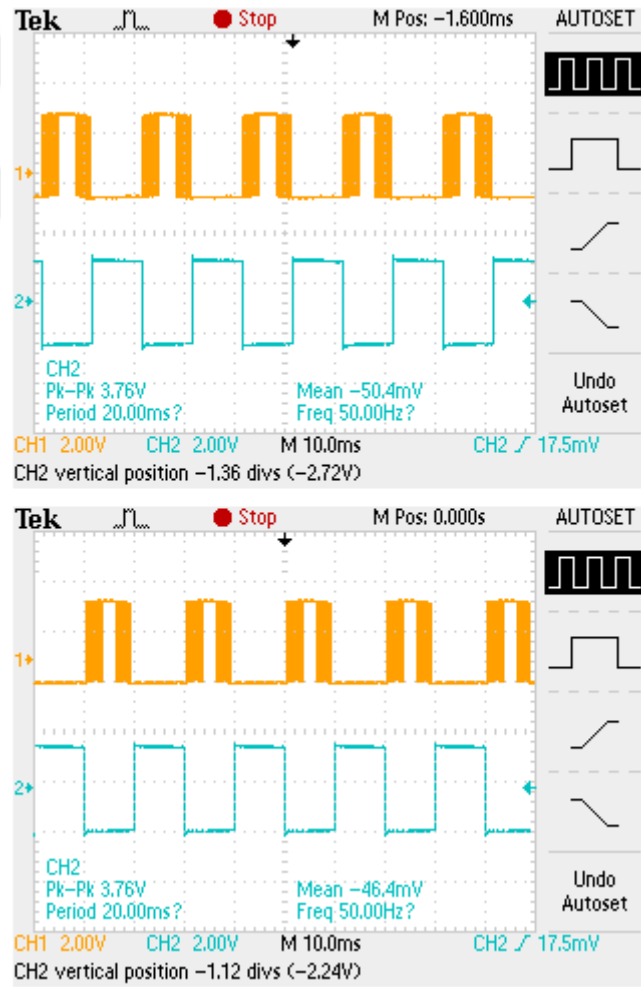


Şekil 4.60. Önerilen devrenin deney düzeneğinin görünümü.

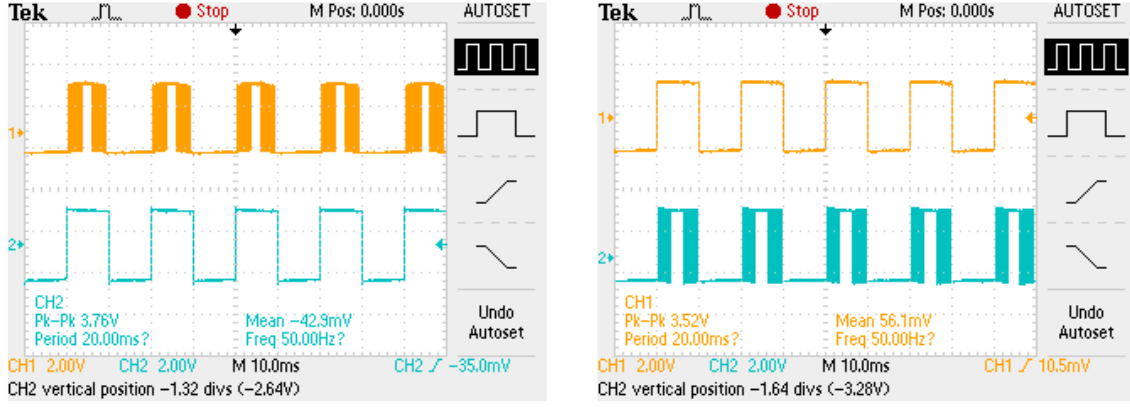
Deneyisel çalışmada anahtarların gatelerine göndereceğimiz tetik sinyallerin üretimi için gerekli olan tüm bloklar (sabit frekans için 40 kHz, değişken frekans için 25 kHz – 40 kHz) şekil 4.61’de verilmiş ve sistem derlenip FPGA kartına gömülmüş şekilde Hardware Co-simulation bloğu oluşturulmuştur. Oluşturulan blokların MATLAB/Simulink’te çalıştırılması için “System Genetor” ikonu kullanılmıştır.



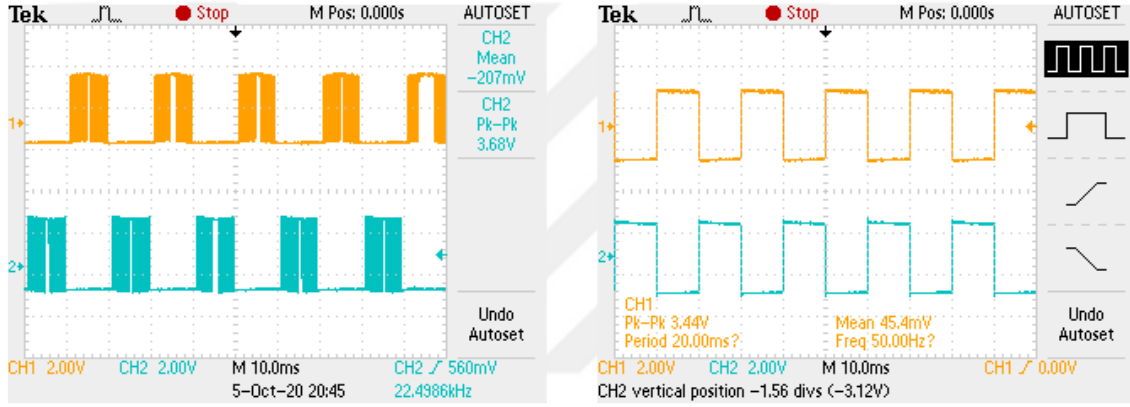
Şekil 4.62. FPGA’den üretilen deneysel çalışma için kullanılan sabit frekanslı S_1 anahtar tetik sinyalleri.



Şekil 4.63. Sabit frekans için FPGA tarafından üretilen kapı darbeleri (Sırasıyla S_1 - S_2 - S_3 - S_4).



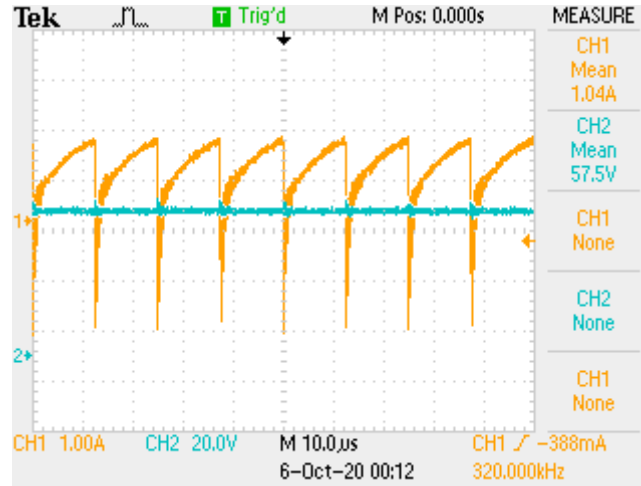
Şekil 4.64. Sabit frekans için FPGA tarafından üretilen kapı darbelerinin çapraz görünümü (Sırasıyla S_1 - S_4 ve S_2 - S_3).



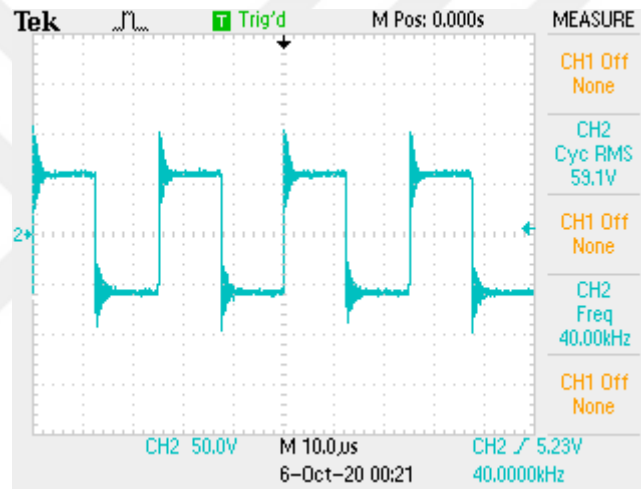
Şekil 4.65. Sabit frekans için FPGA tarafından S_1 - S_3 ve S_2 - S_4 anahtarları için üretilen kapı darbelerinin görünümü.

Sabit 40 kHz frekans için FPGA'dan üretilen tetik sinyallerinin sıralı, çapraz ve yan yana görümlü şekilleri yukarıda verilmiştir.

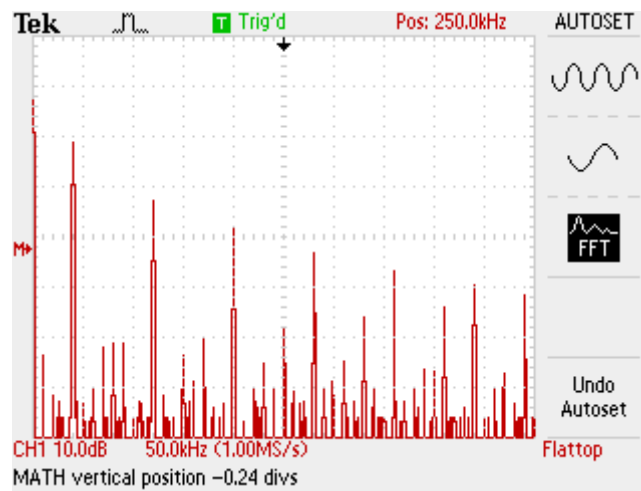
İlk olarak tam köprü evirgeç devresinin 40 kHz frekans değerinde filtresiz giriş gerilim ve akımı verilmiş olup çıkış gerilimi ve FFT grafiği gözlemlenmiştir. Ardından CSFPWM ve VSFPWM için giriş gerilim-akım ve çıkış gerilim-akım şekilleri ile FFT grafikleri verilmiştir. Çıkan sonuçlara göre CSFPWM ve VSFPWM arasındaki verim farkı bulunmuş ve grafik halinde gösterilmiştir.



Şekil 4.66. 40 kHz filtresiz devrenin giriş akımı ve giriş gerilimi.



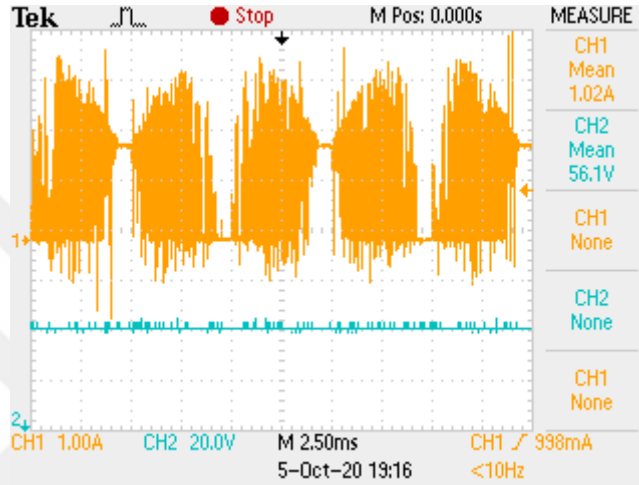
Şekil 4.67. Tek fazlı köprü evirgeç güç devresinin filtresiz çıkış gerilimi.



Şekil 4.68. Tek fazlı köprü evirgeç güç devresinin filtresiz çıkış akım ve gerilimin FFT grafiği.

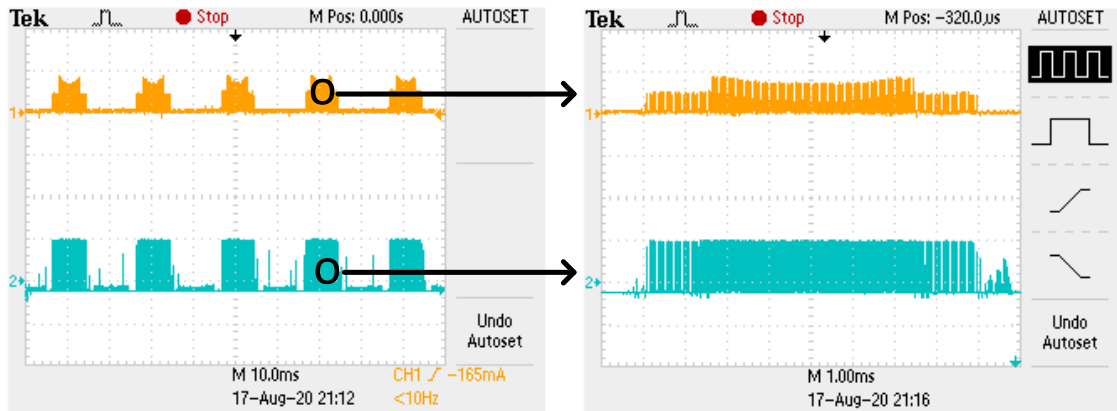
40 kHz frekans değerinde üretilen tetikler sürücü devresine, sürücü devresi de anahtarları sürmek için güç devresine gönderildi ve ilk olarak evirgecin çıkışına rezistif bir yük bağlanarak filtresiz devrenin çıkış gerilimi ve çıkış akım-gerilimin FFT grafiği gözlemlendi. Yük rezistif olduğu için çıkış akım ve gerilimin FFT grafiği aynı olur.

CSFPWM için giriş gerilimi 56.1 V ve giriş akımı 1.02 A olan güç kaynağından beslenen devrenin giriş gerilim ve akım grafikleri aşağıda gösterilmiştir.

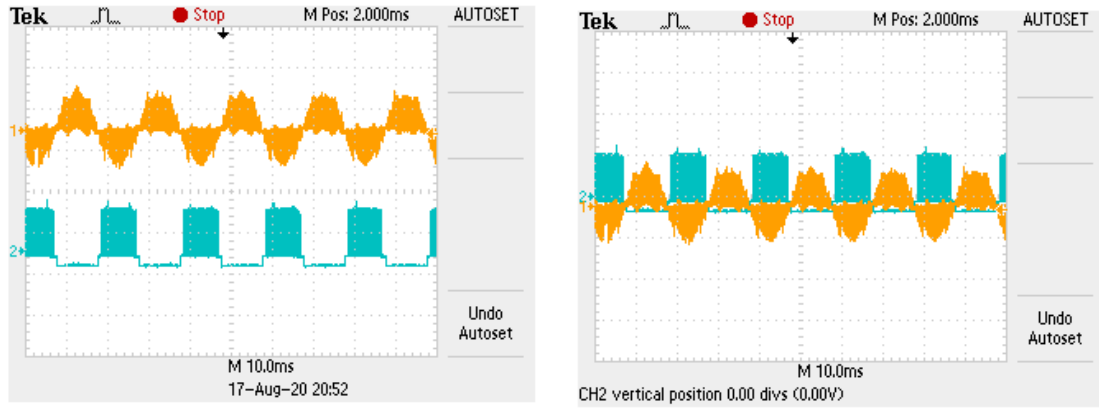


Şekil 4.69. CSFPWM için devrenin giriş akımı ve giriş gerilimi.

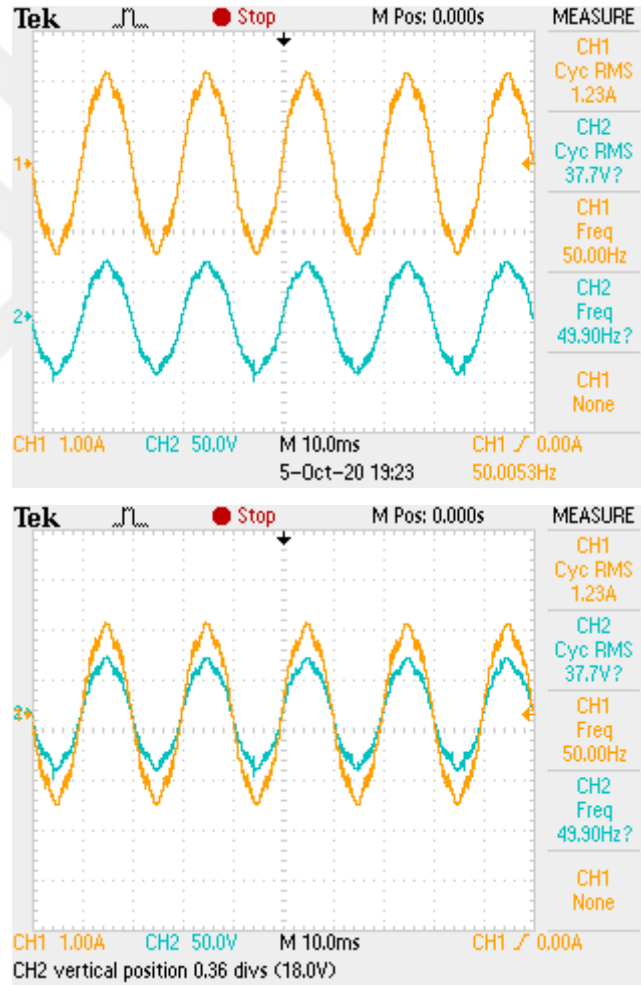
MOSFET tetik sinyalleri ve devrenin giriş gerilim-giriş akım grafiklerinden sonra sabit frekans için S_1 ve S_4 anahtarlar üzerindeki akım-gerilim şekilleri ve çıkış akım-gerilim grafikleri için deneysel sonuçlar aktarılıp verim farkı gözlemlenmiştir.



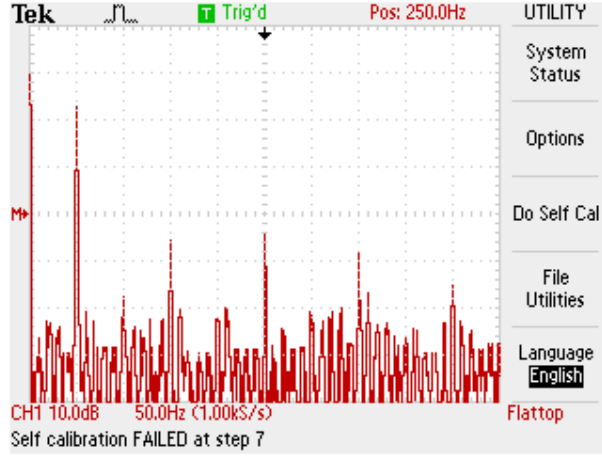
Şekil 4.70. Sabit frekans için S_1 anahtarın akım ve gerilim grafiği.



Şekil 4.71. Sabit frekans için S_4 anahtarın akım ve gerilim grafiği.



Şekil 4.72. CSFPWM için devrenin çıkış akımı ve çıkış gerilimi.

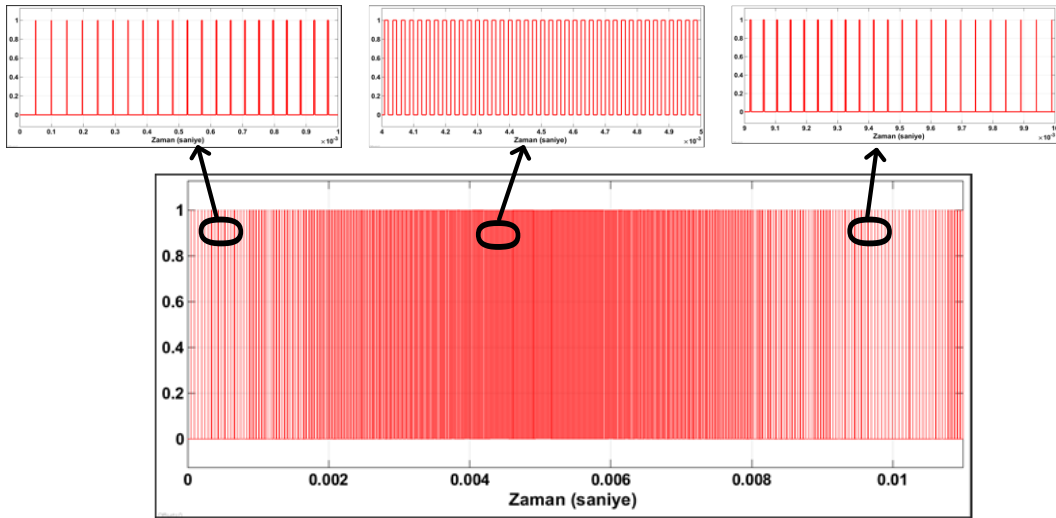


Şekil 4.73. CSFPWM tek fazlı köprü evirgeç güç devresinin LCL filtreli çıkış akım ve gerilimin FFT grafiği.

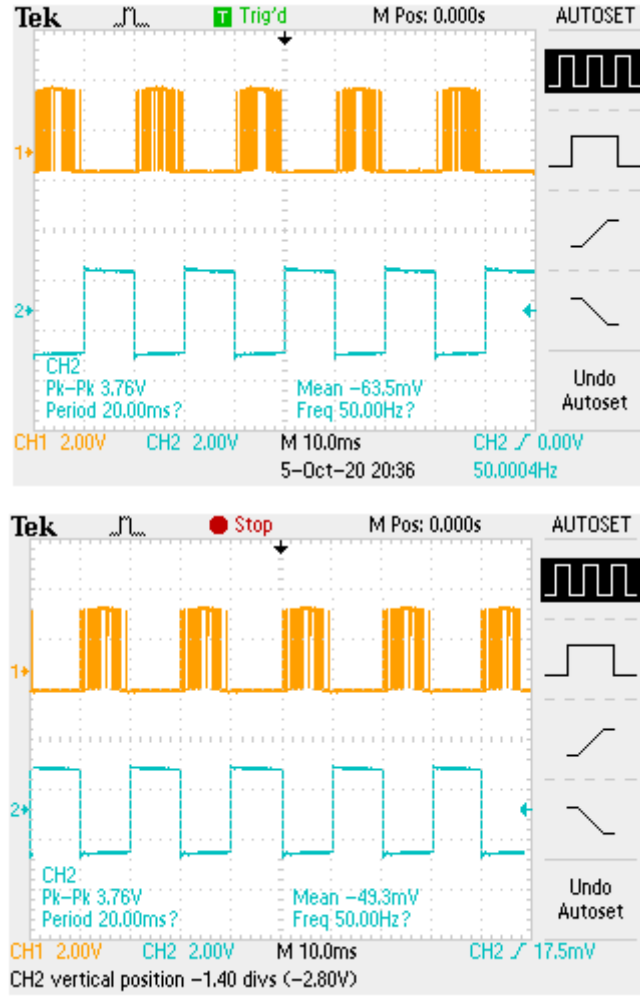
Sabit frekans (40 kHz) için giriş gücü 57.22 W (56.1 V x 1.02 A) olan sistemin çıkış gücü 46.371 W (37.7 V_{rms} x 1.23 A_{rms}) olarak bulunmuştur (Şekil 4.72). Bu sonuçlara göre verim;

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100 = \frac{46.371}{57.22} \times 100 = \% 81.03 \text{ olarak bulunmuştur.}$$

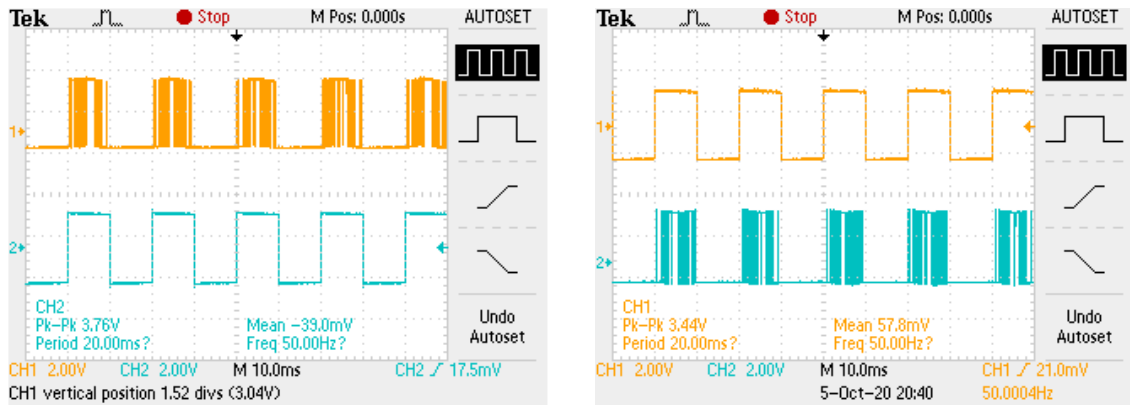
Sabit frekans (40 kHz) için yukarıda verilen grafikleri ve işlemleri bu kez aynı şekilde değişken frekans için yapıyoruz.



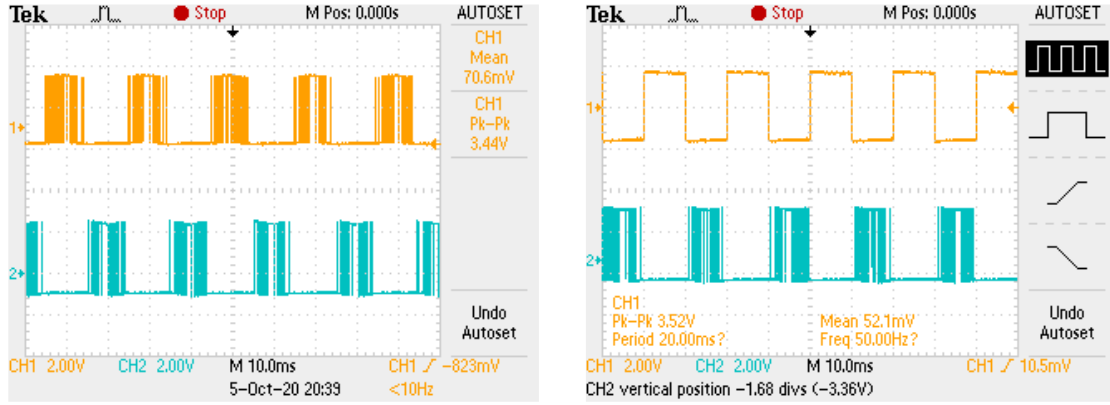
Şekil 4.74. FPGA'dan üretilen deneysel çalışma için kullanılan değişken frekanslı S₁ anahtar tetik sinyalleri.



Şekil 4.75. Değişken frekans için FPGA tarafından üretilen kapı darbeleri (Sırasıyla S_1 - S_2 - S_3 - S_4).

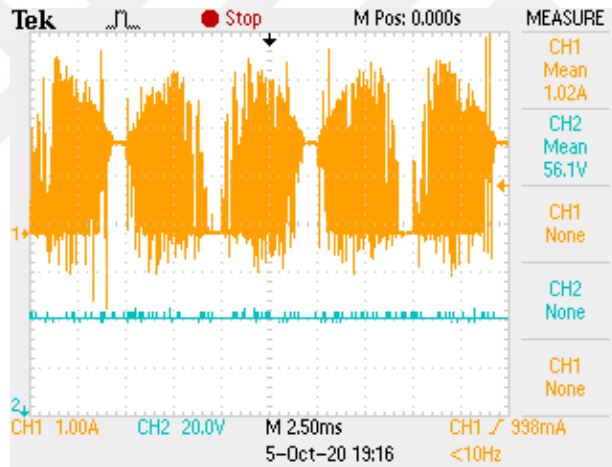


Şekil 4.76. Değişken frekans için FPGA tarafından üretilen kapı darbelerinin çapraz görünümü (Sırasıyla S_1 - S_4 ve S_2 - S_3).

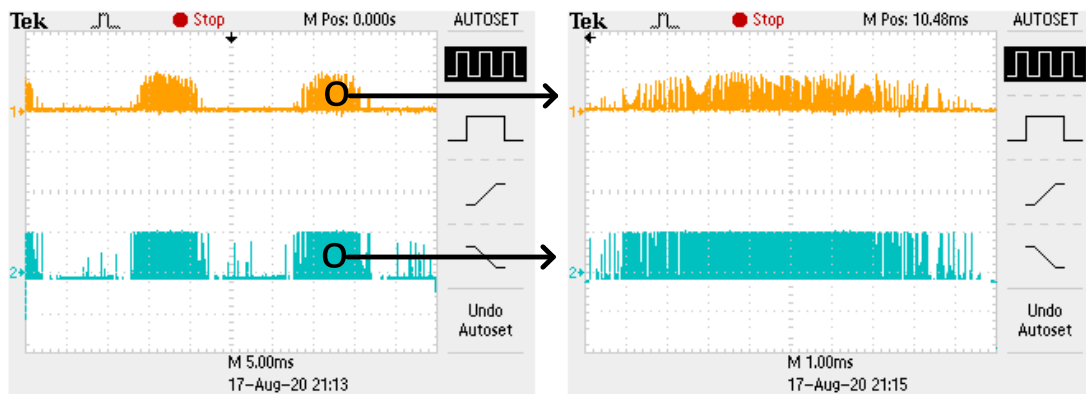


Şekil 4.77. Değişken frekans için FPGA tarafından S_1 - S_3 ve S_2 - S_4 anahtarları için üretilen kapı darbelerinin görünümü.

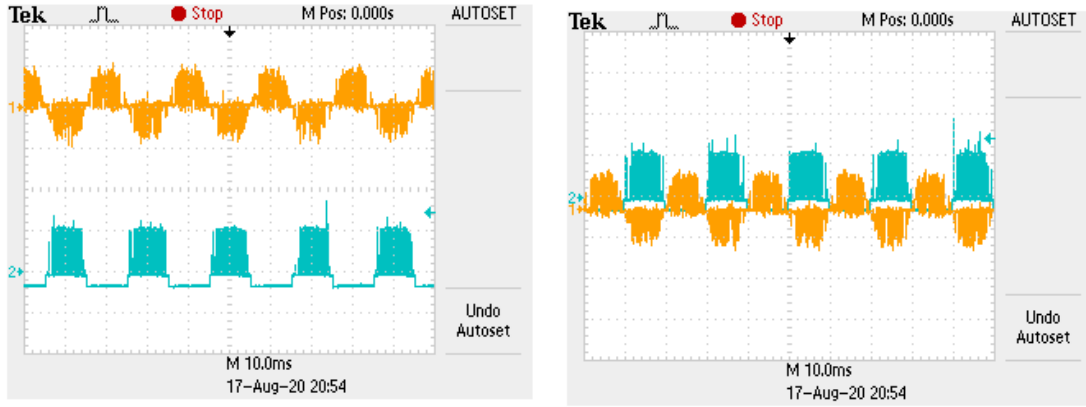
VSFPWM için giriş gerilimi 56.1 V ve giriş akımı 1.02 A olan güç kaynağından beslenen devrenin giriş gerilim ve akım grafikleri aşağıda gösterilmiştir.



Şekil 4.78. VSFPWM için devrenin giriş akımı ve giriş gerilimi.

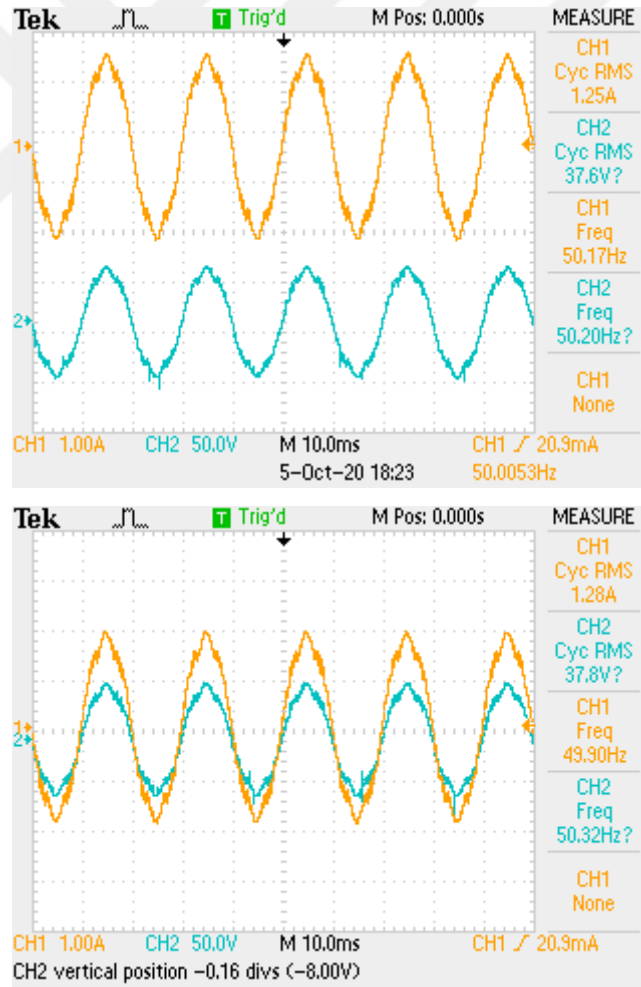


Şekil 4.79. Değişken frekans için S_1 anahtarın akım ve gerilim grafiği.

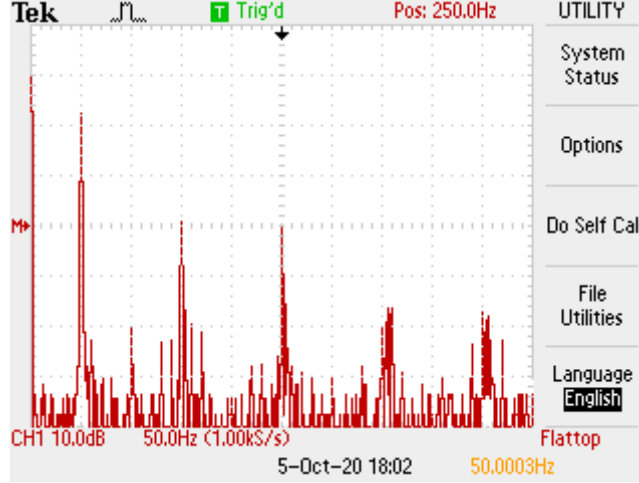


Şekil 4.80. Değişken frekans için S_4 anahtarın akım ve gerilim grafiği.

VSFPWM için MOSFET tetik sinyalleri, S_1 ve S_4 anahtarlar üzerindeki I-V şekillerinden sonra çıkış I-V grafiği için sonuçlar aktarılıp verim farkı gözlemlenmiştir.



Şekil 4.81. VSFPWM için devrenin çıkış akımı ve çıkış gerilimi.

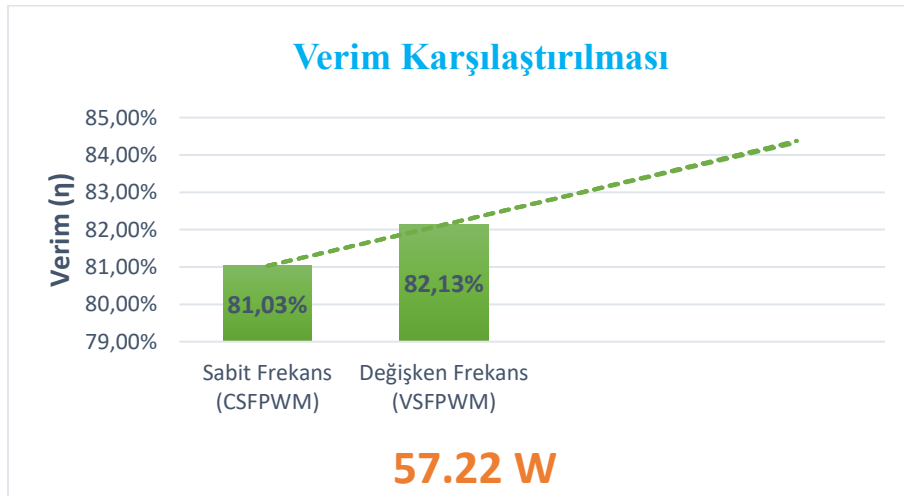


Şekil 4.82. VSFPWM tek fazlı köprü evirgeç güç devresinin LCL filtreli çıkış akım ve gerilimin FFT grafiği.

Değişken frekans (25 kHz - 40 kHz) için giriş gücü 57.22 W (56.1 V x 1.02 A) olan sistemin çıkış gücü 47 W (37.6 V_{rms} x 1.25 A_{rms}) olarak bulunmuştur (Şekil 4.81). Bu sonuçlara göre verim;

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100 = \frac{47}{57.22} \times 100 = \% 82.13 \text{ olarak bulunmuştur.}$$

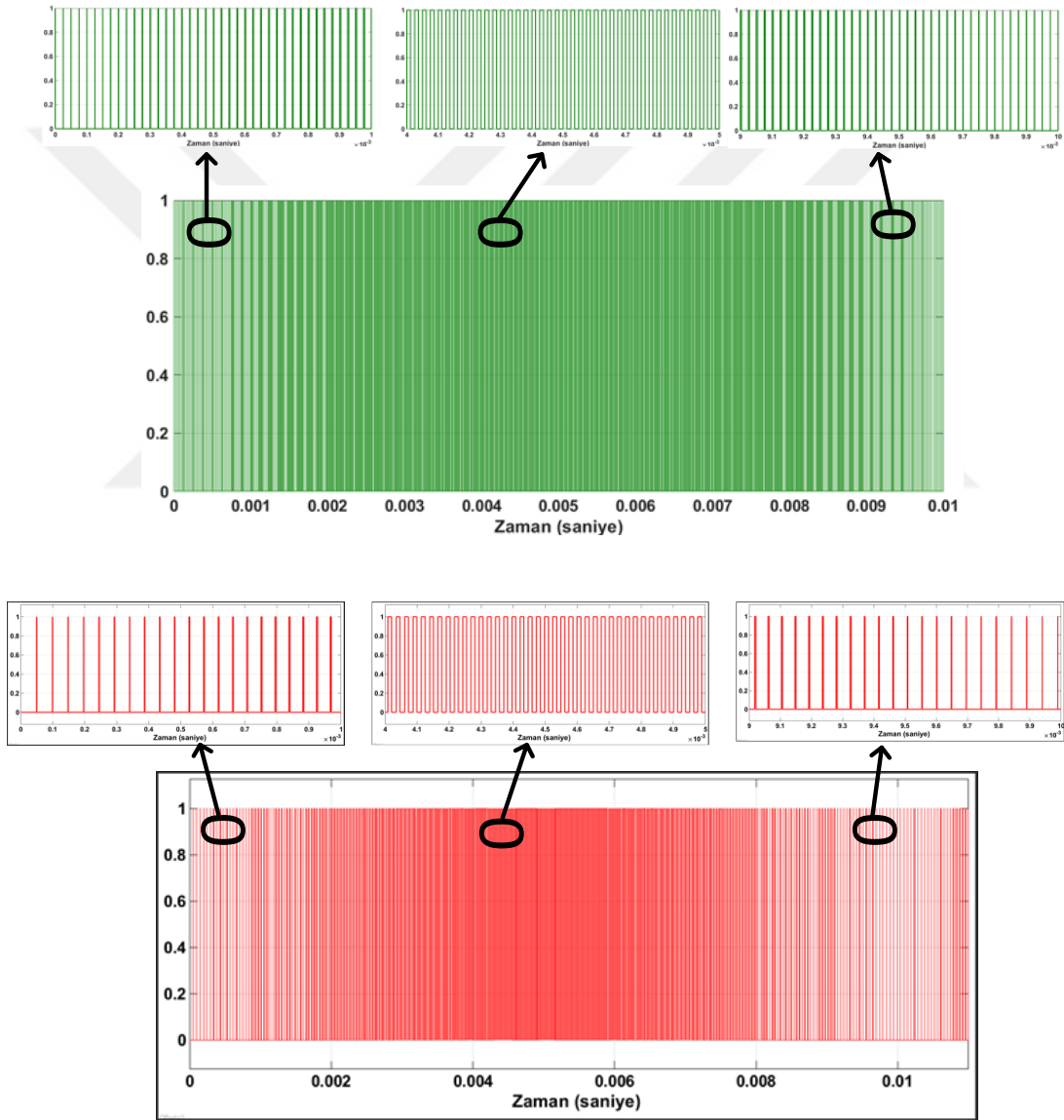
Giriş gücü 56.1 V ve 1.02 A değerlerinden 57.22 W olan sistemin verimi CSFPWM için % 81.03 iken, VSFPWM için % 82.13 olarak bulunmuştur. VSFPWM'nin CSFPWM'e göre % 1.1'lik daha iyi verimli olduğu sonucu elde edilmiştir.



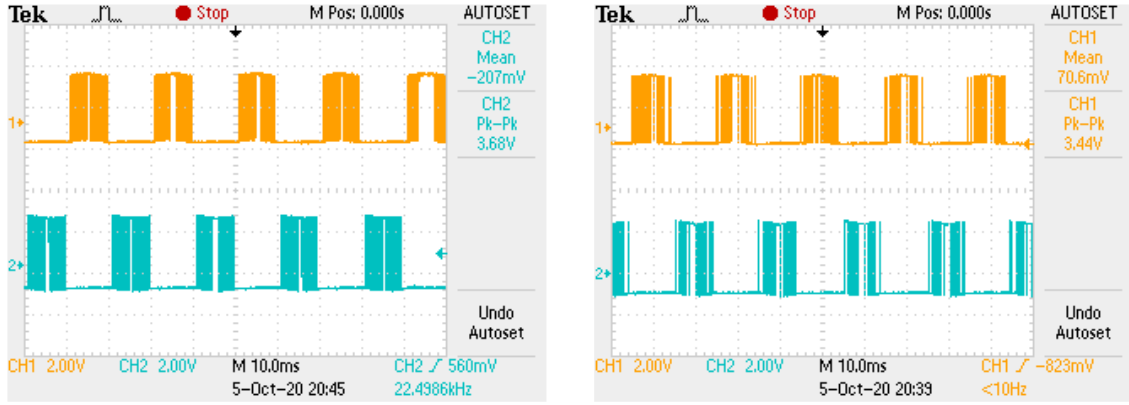
Şekil 4.83. Deneysel çalışmanın verim karşılaştırılması.

CSFPWM ve VSFPWM arasındaki tetik sinyallerini, S_1 anahtar üzerindeki gerilim-akım şekillerini ve en önemlisi verim farklılıklarının karşılaştırılmış halleri aşağıdaki şekillerde gösterilmiştir.

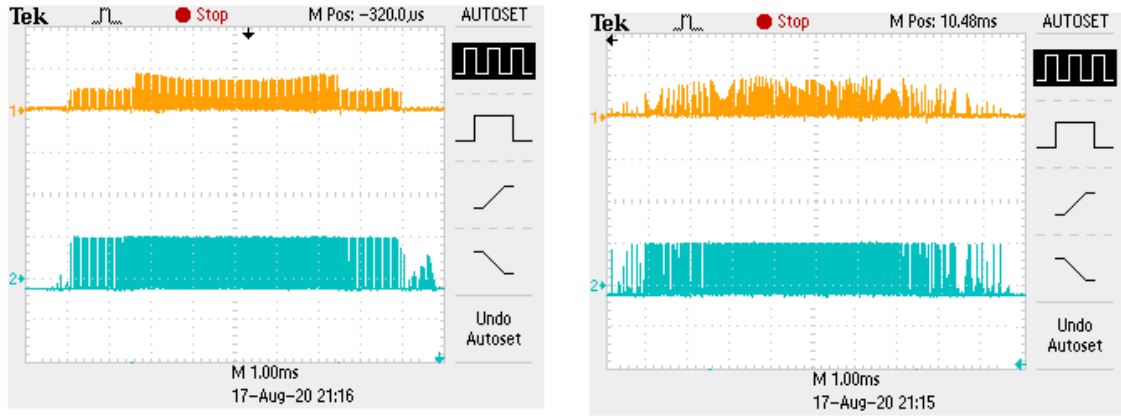
FPGA tarafından MOSFET anahtarları için üretilen sabit frekans ve değişken frekans tetik sinyallerine (Şekil 4.84 ve Şekil 4.85) baktığımızda frekans değişimini gözlemleyebiliyoruz. Benzetim çalışmasında elde edilen farklılık aynı şekilde deneysel çalışmada da görülmektedir.



Şekil 4.84. FPGA tarafından MOSFET tetikleri için üretilen sabit frekans ve değişken frekanslı sinyallerin sonuçlarının karşılaştırılması.



Şekil 4.85. FPGA tarafından MOSFET tetikleri için üretilen sabit frekans ve değişken frekanslı sinyallerin deneysel sonuçlarının karşılaştırılması.

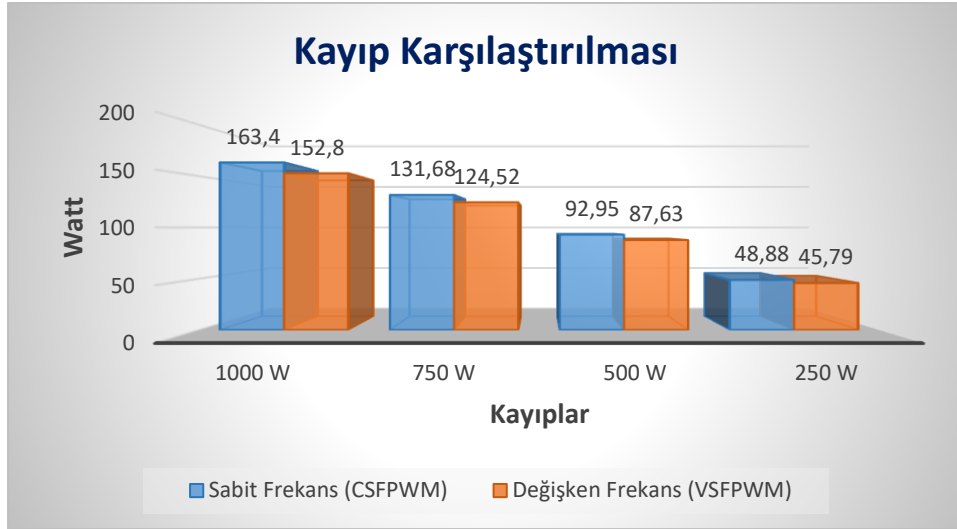


Şekil 4.86. Sabit frekans ve değişken frekanslı sinyallerin S_1 anahtar üzerindeki akım ve gerilim grafiklerinin karşılaştırılması.

Aşağıda verilen çizelge ve şekillerde CSFPWM ile VSFPWM arasındaki farklar ortaya çıkmıştır. Bunlardan ilki anahtarlama kayıplarında oluşan farklılıklardır (Çizelge 4.11 ve Şekil 4.53). Daha sonra benzetim çalışmalarında elde edilen CSFPWM ile VSFPWM arasındaki verim farkının % 1.5 olduğu görülmüşken, deneysel çalışma sonucu ortaya çıkan verim farkı ise %1.1 olarak bulunmuştur. Kayıp ve verim sonuçlarına göre VSFPWM'nin CSFPWM'ye göre avantajlı olduğu sonucuna varılmıştır. Bu durum aynı zamanda benzetim ve deneysel çalışmanın birbiri ile örtüştüğünü göstermektedir.

Çizelge 4.11. Benzetim çalışmasında oluşan anahtarlama kayıplarının farkları

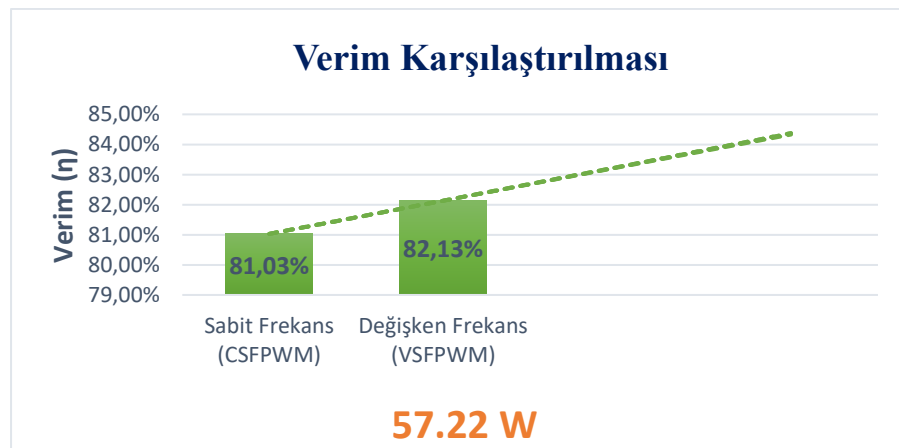
Periyot/Güç	1000 W	750 W	500 W	250 W
Kayıp Farkı	10,58 W	7,16 W	5,32 W	3,12 W



Şekil 4.53. Benzetim çalışmasının tek periyot için anahtarlama kayıplarının karşılaştırılması.



Şekil 4.56. Benzetim çalışmasının tüm sistem için verim karşılaştırılması.



Şekil 4.83. Deneysel çalışmanın verim karşılaştırılması.



5. TARTIŞMA VE SONUÇ

Bu tez çalışması kapsamında değişken frekanslı evirgeç tasarımının ve uygulamasının yapılması gerçekleştirilmiştir.

Güç elektroniği uygulamalarında önemli bir yere sahip olan evirgeçlerde verim, kayıp ve evirgecin üretmiş olduğu gerilimin THB değeri oldukça önemlidir. Yüksek anahtarlama frekanslarında oluşan kayıplar ve düşük çıkan verimler istenmeyen durumlardır. Önerilen sisteme değişken frekans uygulanırsa ve değişken frekans sabit frekans değerinden fazla olmayacak şekilde tasarlanırsa anahtarlama kayıpları azaltılarak devrenin toplam verimi artırılmış olur.

Evirgeç tasarımında kaybın fazla ve verimin düşük çıkmasının en önemli nedeni anahtarlama kayıpları ve iletim kayıplarıdır. Anahtarlar (MOSFET) üzerinde oluşan bu kayıpları azaltmak ve verimi arttırmak için önerilen sistem olan değişken frekanslı evirgecin analizi ve tasarımı yapıldıktan sonra MATLAB/Simulink ve ANSYS/Simplorer programlarında benzetim çalışmaları yapılmıştır. Benzetim çalışmalarında kullanılan parametreler deneysel çalışma içinde esas alınıp deneysel çalışmalar yapılmıştır.

Tasarlanan evirgeç devresinin girişine seri indüktör koyularak ZCS pasif yumuşak anahtarlama işlemi sağlanmıştır. Bunun yanı sıra anahtarların kesime girme anında ZVS uygulanırsa iletimden çıkma anında anahtarın uçlarında meydana gelecek olan gerilimler sınırlanmış olur. Fakat ZVS ve ZCS kullanılması halinde anahtarlama enerji kayıplarının tamamen yok olmayacağı bilinmelidir.

Anahtarlama kayıplarını gerçeğe yakın olarak görmemiz için ANSYS/Simplorer programı tercih edildi. Kayıpları gözlemleyeceğimiz MOSFET'lerin tasarımı için ise Simplorer programının Sheet-Scan özelliğinden yararlanıldı. Daha önce kullanılmayan bu özellik sayesinde, deneysel çalışmada kullanılacak olan MOSFET kataloğundan veriler girilerek tasarım gerçekleştirildi. Anahtar olarak IGBT değil de MOSFET kullanmamızın nedenleri ise yüksek anahtarlama hızı ve düşük gerilimlerde bile iyi verimliliğe sahip olmasıdır.

Evirgeç çıkışında oluşan harmoniklerin azaltılması ve saf sinüzoidal dalga formu elde etmek için evirgeç çıkışına pasif LCL filtre tercih edildi. Yapılan literatür araştırması sonrası LCL tipi pasif filtrenin, L tipi ve LC tipi pasif filtreden daha iyi sonuçlar verdiği yönündedir. İyi bir THB değeri elde etmek için LCL tipi pasif filtrenin iyi bir şekilde

analiz ve tasarımı yapılmalıdır. Filtre nüvesi olarak ferrit EC tipi ve ferrit toroid kullanılmıştır. Demir değil de ferrit kullanılmasının nedeni yüksek frekanslarda demir çekirdekte ısınmanın fazla olmasıdır. Benzetim sonuçlarına göre sabit frekanslı filtresiz devrenin THB değeri % 108.74 çıkarken sabit frekanslı LCL filtreli devrenin THB değeri ise % 0.65 çıkmıştır. Filtrenin etkisi iki devre arasında ciddi bir şekilde belli oluyor. Aynı filtreyi CSFPWM ve VSFPWM için uyguladığımızda ise CSFPWM THB değeri % 0.65 iken VSFPWM THB değeri % 0.67 çıkmıştır. Sabit frekans ve değişken frekans arasında THB açısından çok önemli bir farklılık olmadığı sonucuna varılmıştır. Yapılan çalışmaların çoğunda, yüksek anahtarlama frekansının THB'yi iyileştirdiği, güç yoğunluğunu arttırdığı ve evirgecin verimini azalttığı belirtiliyor. Attia ve ark. (2017), yapmış oldukları CB-VSFPWM çalışmada frekans değişikliği ile anahtarlama kaybını azaltmakla kalmayıp aynı zamanda THB değerini de düşürdüklerini belirtiyorlar.

Yapılan tek fazlı tam köprü evirgeç devresinde kullanılan MOSFET'lerin iç direncinden ve iletim kayıplarından dolayı ısınma meydana gelmektedir. Bu ısınmanın anahtarlara zarar vermemesi için anahtarlara hesabı yapılarak soğutucu takmak gerekir.

Bu çalışmada dört farklı (1000 W, 750 W, 500 W, 250 W) güç değeri için yapılan benzetim çalışmaları sonucu oluşan kayıpların, tek periyot ve beş periyotluk bir zaman dilimi incelendiğinde çıkan sonuçların aynı veya çok yakın olduğu gözlemlenmiştir. 1000 W giriş gücünde anahtarlama kayıplarının CSFPWM'de 163,4 W, VSFPWM'de ise 152,8 W ve aradaki farkın 10,58 W olduğu bulunmuştur. 750 W gücünde kayıpların CSFPWM'de 131,68 W, VSFPWM'de 124,52 W ve aradaki farkın 7,16 W olduğu ortaya çıkmıştır. 500 W gücünde kayıpların CSFPWM'de 92,95 W, VSFPWM'de ise 87,63 W ve aradaki farkın 5,32 W olduğu görülmüştür. 250 W gücünde CSFPWM'de 48,88 W, VSFPWM'de ise 45,79 W, aradaki kayıp farkının 3,12 W olduğu ve bu kayıp değerlerinin değişken frekansta sabit frekansa göre daha az olduğu sonucuna varılmıştır. Elde edilen verilere dayanarak yüksek güçte (1000 W) kayıplar arasındaki farkın daha yüksek, düşük güçte (250 W) ise kayıplar arasındaki farkın daha düşük olduğu sonucuna varılmıştır.

Deneysel çalışmalar için anahtar tetikleri ve anahtarlama frekansları FPGA kartı kullanılarak yapılmıştır. FPGA doğru sonuçlar alınması açısından oldukça önemli bir kullanıma sahiptir. Zahmetli bir çalışma olduğu kadar işlem hızından dolayı pratiklik ve kolaylık sağlamaktadır. Şekil 4.16 ve Şekil 4.38'de benzetim programından CSFPWM (40 kHz) ve VSFPWM (25 kHz-40 kHz) için üretilen anahtar tetiklerinin, Şekil 4.84 ve

Şekil 4.85’deki deneysel çalışma sonucu oluşan grafik ile uyuştugu görülmektedir. Aynı zamanda benzetim çalışmasında verilen Şekil 4.39 ve 4.40’da gösterilen S_1 - S_4 anahtarları üzerindeki gerilim ve akım grafikleri ile deneysel çalışma sonucu oluşan Şekil 4.70, 4.71, 4.79 ve Şekil 4.80’de gösterilen S_1 - S_4 anahtarları üzerindeki gerilim ve akım grafiklerinin birbirlerini destekler nitelikte oldukları görülmektedir. Benzetim çalışmalarında verim hesabı tüm sistem (FV panel, DA/DA yükselten dönüştürücü, evirgeç, pasif LCL filtre) için hesaplanırken, deneysel çalışma da evirgeç ve pasif LCL filtre üzerinden hesaplanmıştır. Benzetim çalışmalarında elde edilen verim grafiğiyle (Şekil 4.56), deneysel çalışma sonucu elde edilen verim grafiği (Şekil 4.83) karşılaştırıldığında VSFPWM’de verimin daha iyi olduğu sonucuna varılmıştır. Oluşan bu benzerlikler, benzetim ve deneysel çalışma sonuçlarının birbiri ile örtüştüğünü göstermektedir.

VSFPWM’de anahtarlama sayısı az olacağından önerilen sistem;

- Düşük anahtarlama kaybı,
- Yüksek verimlilik,
- Basit kontrol,
- Ve ömür açısından CSFPWM’e göre daha avantajlıdır.

Bu tez çalışmasında yapılan benzetim ve deneysel çalışmalar büyük bir oranda uyushmaktadır. Tamamen birebir örtüşmemesinin nedeni olarak, kullanılan sürücü devresinde oluşan sinyallerin belirli bir gecikme ile iletilmiş olmasıdır.



KAYNAKLAR

- Afarulrazi, A. B., Zarafi, M., Utomo, W. M., Zar, A., 2010. FPGA implementation of Unipolar SPWM for single phase inverter. **2010 International Conference on Computer Applications and Industrial Electronics**, 5-8 December 2010, Malaysia.
- Akmaz, D., 2012. **Güç Sistemlerinde Harmoniklerin İncelenmesi ve Akım Harmoniklerinin Azaltılması İçin Aktif Güç Filtre Tasarımları** (Yüksek Lisans Tezi, basılmamış). Tunceli Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Tunceli.
- Andersen, G. K., Klumpner, C., Kjaer, S. B., Blaabjerg, F., 2002. A new green power inverter for fuel cells. **2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings (Cat. No.02CH37289)**. 23-27 June 2002, Australia. 727-733.
- Arezki, S., Boudour, M., 2014. Improvement of power quality for hybrid PV-FC power supply system. **2014 16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition**, 21-24 September 2014, Antalya. 725-730.
- Attia, H. A., Freddy, T. K. S., Che, H. S., Hew, W. P., Khateb, A. H. E., 2017. Confined Band Variable Switching Frequency Pulse Width Modulation (CB-VSF PWM) for Single-Phase Inverter with LCL Filter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 32 (11): 8593-8605.
- Ay, S., 2019. **Maksimum Güç Nokta İzleyici İçin Kullanılan Artan İletkenlik Algoritmasının FPGA Tabanlı Kosimülasyonu** (Yüksek Lisans Tezi, basılmamış). Dicle Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Diyarbakır.
- Bağatır, A. U., 2013. **Sarıyer – Çayırbaşı Karayolu Tüneli Elektrik Sistemi Harmonik Analizi ve Filtre Tasarımı** (Yüksek Lisans Tezi, basılmamış). İTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- Bedford, B. D., Hoft, R. G., 1964. **Principle of Inverter Circuits**. John Wiley & Sons. New York.
- Cha, H., Vu, T., 2010. Comparative analysis of low-pass output filter for single-phase grid-connected Photovoltaic inverter. **2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. 21-25 February 2010, USA. 1659-1665.
- Chen, J., Jiang, D., Zhao, X., 2018. A comprehensive investigation on conducted EMI reduction for variable switching frequency PWM. **2018 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility and 2018 IEEE Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC/APEMC)**, 14-18 May 2018, Singapore. 121-126.
- Çakmak, R., 2012. **Fotovoltaik Güç Üretim Sistemleri için Bulanık Mantık Tabanlı Maksimum Güç Noktası Takip Sistemi** (Yüksek Lisans Tezi, basılmamış). KTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü, Trabzon.
- Çelik, A., Kılıç, I.M., 2008. Fotovoltaik Sistem Eğitimi İçin Bir Simulink Araç Kutusu Tasarım ve Uygulaması. **e-Journal of New World Sciences Academy, Natural and Applied Sciences**, 3 (3): 499-514.
- Dash, D. K. 2013. **Voltage Control of Dc-Dc Buck Converter and its Real Time Implementation Using Microcontroller** (master of Science thesis, unpublished). Department of Electrical Engineering of National Institute of Technology. Rourkela, Odisha, INDIA.

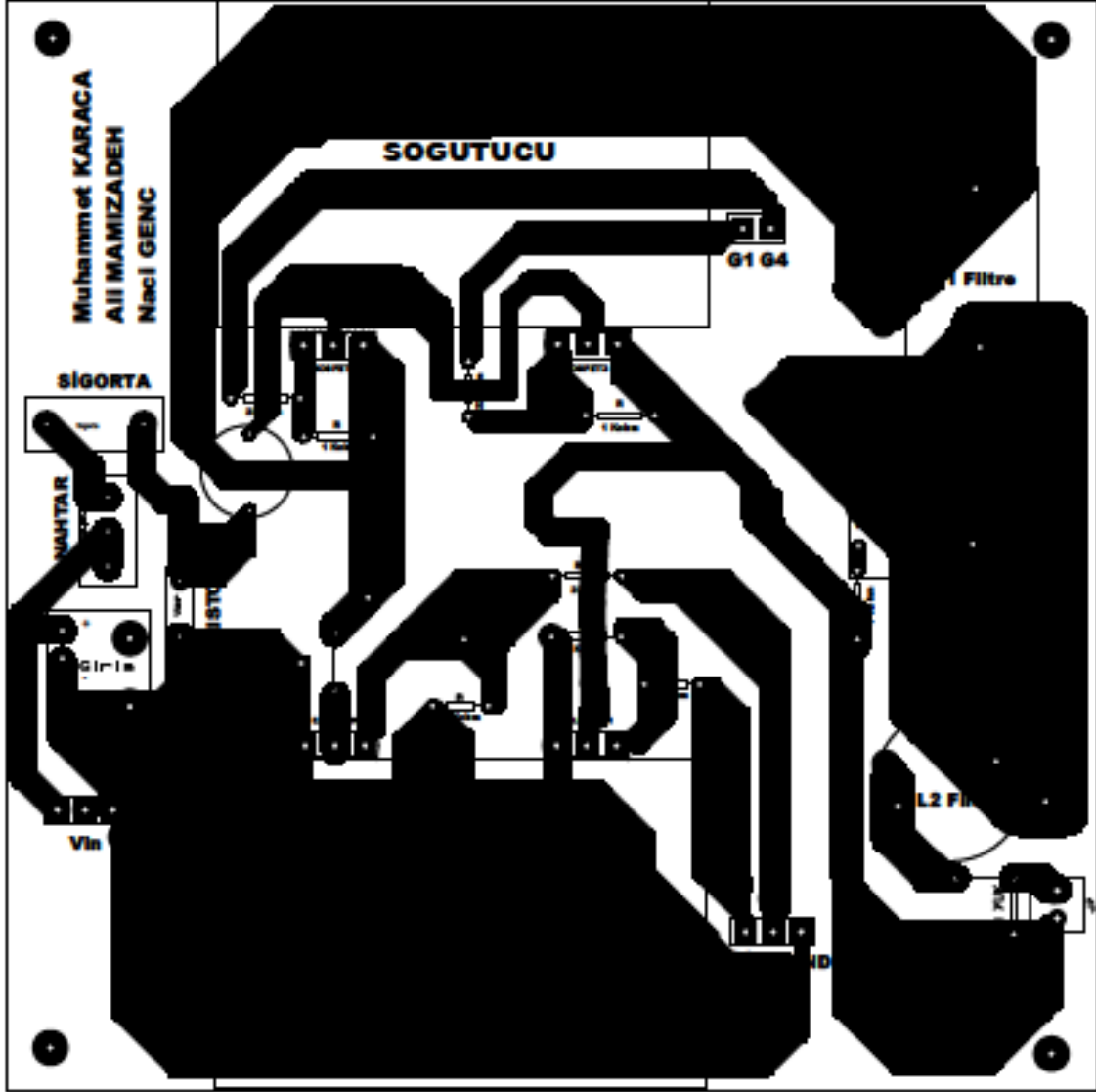
- Efe, S. B., 2006. *Güç Sistemlerinde Harmonikler ve Harmoniklerin Analizi* (Yüksek Lisans Tezi, basılmamış). İnönü Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Malatya.
- Faranda, R., Leva, S., 2008. Energy comparison of MPPT techniques for PV Systems. *Journal of Electromagnetic Analysis and Applications*, 1-6.
- Genç, N., 2010. *Birim Güç Katsayılı ve Sıfır-Gerilim-Geçişli Yeni Bir Sarmaşık Yükselten Dönüştürücünün Tasarımı ve Gerçekleşmesi* (Doktora Tezi, basılmamış). Gazi Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, ANKARA.
- Greenwood, A., 1970. *Electrical Transients in Power Systems*. Wiley interscience, Pennsylvania.
- Güneroğlu, A., 2008. *Fotovoltaik Sistemlerde FPGA Kullanımı* (Yüksek Lisans Tezi, basılmamış). Kocaeli Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Kocaeli.
- Hanahi, B. A., 2018. *Maximum Power Point Tracking Controlled Boost Converter Design For Battery Charger* (Yüksek Lisans Tezi, asılmamış). YTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- Hataş, H., 2018. *H-Köprü Sürücü Tabanlı Motor Hız Kontrolü ve Uygulaması* (Yüksek Lisans Tezi, basılmamış). YYÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü, Van.
- Hatas, H., Genc, N., Mamizadeh, A., 2019. FPGA Implementation of SPWM for Cascaded Multilevel Inverter by Using XSG. *2019 4th International Conference on Power Electronics and their Applications (ICPEA)*, 25-27 September 2019, Turkey.
- Hota, P. K., Panda, B., Panda, B., 2016. Fault Analysis of Grid Connected Photovoltaic System. *American Journal of Electrical Power and Energy Systems*, 5 (4): 35-44. <http://www.yegm.gov.tr/MyCalculator/>. Türkiye Cumhuriyeti Enerji İşleri Genel Müdürlüğü, Ankara. Erişim tarihi: 25.02.2020.
- Karaca, M., Mamizadeh, A., Genc, N., Sular, A., 2019. Analysis of Passive Filters for PV Inverters Under Variable Irradiances. *2019 8th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, 3-6 November 2019, Brasov, Romania. 680-685.
- Karuppanan, P., Mahapatra, K. K., 2010. FPGA based cascaded multilevel pulse width modulation for single phase inverter. *2010 9th International Conference on Environment and Electrical Engineering, Prague*, 16-19 May 2010, Czech Republic.
- Kerekes, T., 2009. *Analysis and Modeling of Transformerless Photovoltaic Inverter Systems* (Doktora Tezi, basılmamış). Aalborg University, Enerji Teknolojisi Enstitüsü, Danimarka.
- Kjær, S. B., 2005. *Design and Control of an Inverter for Photovoltaic Applications* (Doktora Tezi, basılmamış). Aalborg Üniversitesi, Enerji Teknolojisi Enstitüsü, Danimarka.
- Koç, Y., 2015. *Yumuşak Anahtarlama Çift Katlı Yükselten DA-DA Dönüştürücü Tasarımı, Analizi ve Uygulaması* (Yüksek Lisans Tezi, basılmamış). YYÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü, Van.
- Li, Q., Jiang, D., 2017. Variable Switching Frequency PWM Strategy of Two-Level Rectifier for DC-Link Voltage Ripple Control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33 (8): 7193-7202.
- Li, Q., Jiang, D., Shen, Z., Zhang, Y., Liu, Z., 2019. Variable Switching Frequency PWM Strategy for High-Frequency Circulating Current Control in Paralleled Inverters With Coupled Inductors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35 (5): 5366-5380.

- Liserre, M., Blaabjerg, F., Hansen, S., 2005. Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier. *IEEE Transactions on Industry Applications*, **41** (5): 1281-1291.
- Liu, H., 2016. *Control Design of a Single-Phase DC/AC Inverter for PV Applications* (Yüksek Lisans Tezi, basılmamış). Arkansas Üniversitesi, Enerji Teknolojisi Enstitüsü, Fayetteville.
- Loh, P. C., Holmes, D. G., 2005. Analysis of multiloop control strategies for LC/CL/LCL-filtered voltage-source and current-source inverters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, **41** (2): 644-654.
- Luo, F. L., Ye, H., 2013. *Advanced DC/AC Inverters*. Nayang Technological University, Taylor & Francis Group, Singapore.
- Mamizadeh, A., Genc, N. and Rajabioun, R., 2018. Optimal Tuning of PI Controller for Boost DC-DC Converters Based on Cuckoo Optimization Algorithm. *7th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*. 14-17 October 2018, Paris.
- Mao, X., Ayyanar, R., Krishnamurthy, H. K., 2009. Optimal Variable Switching Frequency Scheme for Reducing Switching Loss in Single-Phase Inverters Based on Time-Domain Ripple Analysis. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **24** (4): 991-1001.
- Moacyr, A. G., Leonardo, P. S., Luigi, G., Guilherme, A., Carlos, A. C., 2011. Comparative Analysis of MPPT Techniques for PV Applications. *International Conference on Clean Electrical Power (ICCEP)*. 14-16 June 2011, Ischia, Italy.
- Mohan, N., Undeland, T. M., Robbins, W. P., 2003. *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*. Wiley, 2003. New York.
- Monmasson, E., Cirstea, M. N., 2007. FPGA design methodology for industrial control systems—A review. *IEEE transactions on industrial electronics*, **54** (4): 1824-1842.
- Okuducu, E., 2010. *Elektrik Güç Sistemlerinde Elektrik Kalitesinin Analizi ve Simülasyonu* (Yüksek Lisans Tezi, basılmamış). YYÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü, Van.
- Özçelik, M. A., 2015. *Fotovoltaik Sistemlerde Verim ve Performansın Artırılmasına Yönelik Maksimum Güç Noktası İzleyicisi Tasarımı* (Doktora Tezi, basılmamış). Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Kahramanmaraş.
- Punitha, K., 2014. *Development and Implementation of MPPT and Inverter Control Algorithm for Solar Photovoltaic System* (Doctoral Thesis, unpublished). Kalasalingam University, India.
- Rashid, M. H., 2015. *Güç Elektroniği Yariletken Elemanlar, Devreler ve Uygulamaları*. 4.Basım. Florida, USA.
- Raveendhra, D., Faruqui, S., Saini, P., 2014. Transformer less FPGA Controlled 2-Stage isolated grid connected PV system. *2014 Power and Energy Systems: Towards Sustainable Energy*, 13-15 March 2014, India.
- Reznik, A., Simões, M. G., Al-Durra, A., Mueen, S. M., 2014. LCL Filter Design and Performance Analysis for Grid-Interconnected Systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, **50** (2): 1225-1232.

- Sunita, Budhiraja, S., Singh, J., Bhat, D., 2016. FPGA based photovoltaic (PV) inverter with SPWM algorithm for photovoltaic system. **2016 5th International Conference on Wireless Networks and Embedded Systems (WECON)**, 14-16 October 2016, India.
- Tahmid, S., 2013. Using the high-low side driver IR2110 - explanation and plenty of example circuits. <https://tahmidmc.blogspot.com/2013/01/using-high-low-side-driver-ir2110-with.html>. Erişim tarihi: 22.08.2020.
- Thermal & Photovoltaics Technologies, 2012. **Solarex Magazine**, 6. Uluslararası Güneş enerjisi ve Teknolojileri Fuarı, Eylül/Ekim İstanbul.
- Venkateswari, P., Thirunavukkarasu, P., Ramamurthy, M., Balaji, M., Chandrasekaran, J., 2017. Optimization and characterization of CuO thin films for P-N junction diode application by JNSP technique. **Optik-International Journal for Light and Electron Optics**, **140**, 476-484.
- Wang, F., Wu, X., Lee, F. C., Wang, Z., Kong, P., Zhuo, F., 2014. Analysis of Unified Output MPPT Control in Subpanel PV Converter System. **IEEE Transactions on Power Electronics**, **29** (3): 1275-1284.
- Wu, W., He, Y., Tang, T., Blaabjerg, F., 2013. A New Design Method for the Passive Damped LCL and LLCL Filter-Based Single-Phase Grid-Tied Inverter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, **60** (10): 4339-4350.
- Yalduz, H., 2015. **DA-DA Düşüren Dönüştürücü Tasarımı ve PI Kontrolü** (Yüksek Lisans Tezi, basılmamış). Van Yüzüncü Yıl Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Van.
- Yılmaz, M., 2006. **Elektrik sistem Tasarımında Harmoniklerin Giderilmesi İçin Bir Analiz** (Yüksek Lisans Tezi, basılmamış). İTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- Yu, R., Wei, X., Wu, X., 2009. Variable Frequency Current-Source Inverter for Grid-Connected PV System. **2009 International Conference on Energy and Environment Technology**, 16-18 Oct. 2009, Guilin, Guangxi, China. 369-372.
- Yücel, Y., 2016. **Güneş Enerjisinden Yararlanmak Amacı ile Fotovoltaik Sistemlerin Binalarda Kullanımı** (Yüksek Lisans Tezi, basılmamış). İAÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul
- Zhang, N., Tang, H., Yao, C., 2014. A Systematic Method for Designing a PR Controller and Active Damping of the LCL Filter for Single-Phase Grid-Connected PV Inverters. **Energies**, **7** (6): 3934-3954.

EKLER

EK-1. Güç devresi PCB çizimi



EK-2. IRFP460 güç MOSFET anahtarının kataloğu

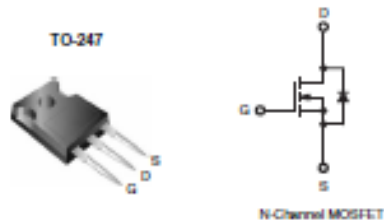


IRFP460, SiHFP460

Vishay Siliconix

Power MOSFET

PRODUCT SUMMARY		
V_{DS} (V)	500	
$R_{DS(on)}$ (Ω)	$V_{GS} = 10$ V	0.27
Q_g (Max.) (nC)	210	
Q_{gs} (nC)	29	
Q_{gd} (nC)	110	
Configuration	Single	



FEATURES

- Dynamic dV/dt Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- Isolated Central Mounting Hole
- Fast Switching
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements
- Lead (Pb)-free Available

RoHS*
COMPLIANT

DESCRIPTION

Third generation Power MOSFETs from Vishay provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low on-resistance and cost-effectiveness.

The TO-247 package is preferred for commercial/Industrial applications where higher power levels preclude the use of TO-220 devices. The TO-247 is similar but superior to the earlier TO-218 package because its isolated mounting hole. It also provides greater creepage distances between pins to meet the requirements of most safety specifications.

ORDERING INFORMATION	
Package	TO-247
Lead (Pb)-free	IRFP460PbF
	SiHFP460-E3
SnPb	IRFP460
	SiHFP460

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS $T_C = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted				
PARAMETER	SYMBOL	LIMIT	UNIT	
Drain-Source Voltage	V_{DS}	500	V	
Gate-Source Voltage	V_{GS}	± 20		
Continuous Drain Current	I_D	$V_{GS} \text{ at } 10 \text{ V}$	20	A
		$T_C = 25^\circ\text{C}$	13	
		$T_C = 100^\circ\text{C}$	80	
Pulsed Drain Current*	I_{DM}	80		
Linear Derating Factor		2.2		$W/^\circ\text{C}$
Single Pulse Avalanche Energy*	E_{AS}	960		mJ
Repetitive Avalanche Current*	I_{AR}	20		A
Repetitive Avalanche Energy*	E_{AR}	28		mJ
Maximum Power Dissipation	P_D	280		W
Peak Diode Recovery dV/dt*	dV/dt	3.5		V/ns
Operating Junction and Storage Temperature Range	T_J, T_{stg}	-55 to +150		$^\circ\text{C}$
Soldering Recommendations (Peak Temperature)		300*		
Mounting Torque	6-32 or M3 screw	10		lbf · in
		1.1		N · m

Notes

- a. Repetitive rating; pulse width limited by maximum junction temperature (see fig. 11).
b. $V_{DS} = 50$ V, starting $T_J = 25^\circ\text{C}$, $L = 4.3$ mH, $R_G = 25 \Omega$, $I_{AS} = 20$ A (see fig. 12).
c. $I_{DQ} \leq 20$ A, $dI/dt \leq 160$ A/ μs , $V_{DS} \leq V_{DS}$, $T_J \leq 150^\circ\text{C}$.
d. 1.6 mm from case.

* Pb containing terminations are not RoHS compliant, exemptions may apply

EK-3. EC 52/24/14 çekirdeğinin kataloğu

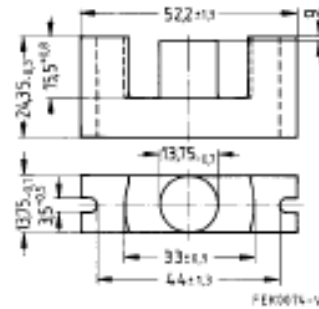
EC 52/24/14
Core

B66341

- In accordance with IEC 60647
- Compact E core with large winding window
- Round center leg particularly suitable for use of thick winding wires
- EC cores are supplied as single units

Magnetic characteristics (per set)

$\Sigma l/A = 0,58 \text{ mm}^{-1}$
 $l_e = 105 \text{ mm}$
 $A_e = 180 \text{ mm}^2$
 $A_{min} = 141 \text{ mm}^2$
 $V_e = 18900 \text{ mm}^3$



Approx. weight 110 g/set

Ungapped

Material	A_L value nH	μ_e	A_{Lmin} nH	P_V W/set	Ordering code
N27	$3400 \pm 30/-20 \%$	1570	2700	2,40 (200 mT, 25 kHz, 100 °C)	B66341-G-X127

Gapped

Material	g mm	A_L value approx. nH	μ_e	Ordering code
N27	$0,25 \pm 0,02$	621	288	B66341-G250-X127
	$0,50 \pm 0,05$	372	173	B66341-G500-X127
	$1,50 \pm 0,05$	165	77	B66341-G1500-X127

The A_L value in the table applies to a core set comprising one ungapped core (dimension $g = 0$) and one gapped core (dimension $g > 0$).

Calculation factors (see page 423 for formulas)

Material	Relationship between air gap – A_L value		Calculation of saturation current			
	$K1$ (25 °C)	$K2$ (25 °C)	$K3$ (25 °C)	$K4$ (25 °C)	$K3$ (100 °C)	$K4$ (100 °C)
N27	223	-0,739	435	-0,847	406	-0,865

Validity range: $K1, K2: 0,10 \text{ mm} < g < 3,00 \text{ mm}$
 $K3, K4: 110 \text{ nH} < A_L < 1050 \text{ nH}$

EK-3. (devam) EC 52/24/14 çekirdeğinin kataloğu

**EC 52/24/14
Accessories****B66276****Coil former** (magnetic axis horizontal or vertical)

Material: GFR polyterephthalate (UL 94 V-0, Insulation class to IEC 60085:

F 4 max. operating temperature 155 °C), color code black

Solderability: to IEC 60068-2-20, test Ta, method 1 (aging 3): 235 °C, 2 s

Solder tags hot-tin dipped

Resistance to soldering heat: to IEC 60068-2-20, test Tb, method 1B: 350 °C, 3,5 s

Winding: see page 158

Also available without solder terminals

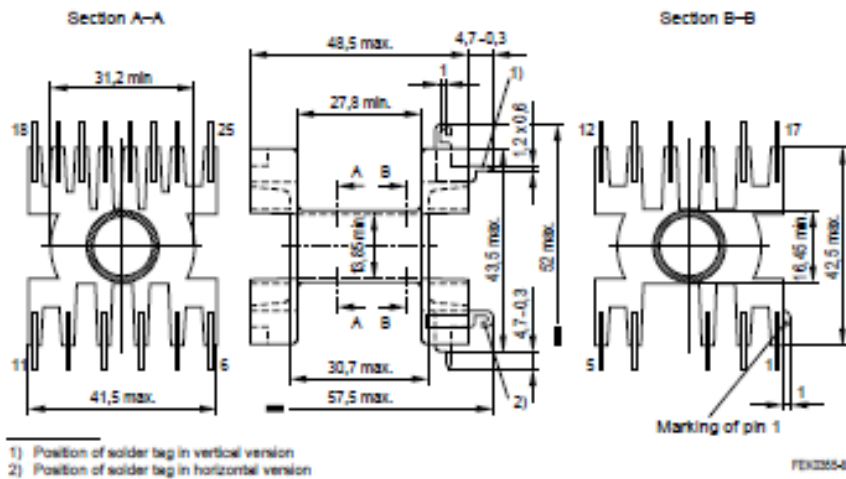
Mounting assemblies

For vertical version: consisting of bracket and yoke

For horizontal version: consisting of yoke and metal strip

Max. torque for screwing the mounting assembly onto the PC board: 0,8 Nm per thread.

Coil former						Ordering code
Version	Sections	A_N mm ²	l_N mm	A_R value $\mu\Omega$	Terminals	
Horizontal	1	212	74	12	11	B66276-B1001-T1
					14	B66276-B1002-T1
Vertical	1	212	74	12	11	B66276-B1011-T1
Mounting assembly (horizont.) complete with screws and nuts						B66276-B2001
Mounting assembly (vertical) complete with screws and nuts						B66276-B2002

Coil former

EK-4. IR2113 entegre katalogu

International
IR Rectifier

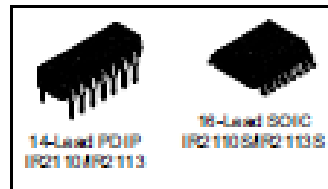
Data Sheet No. PD60147 rev.y

IR2110(S)PbF/IR2113(S)PbF**HIGH AND LOW SIDE DRIVER****Features**

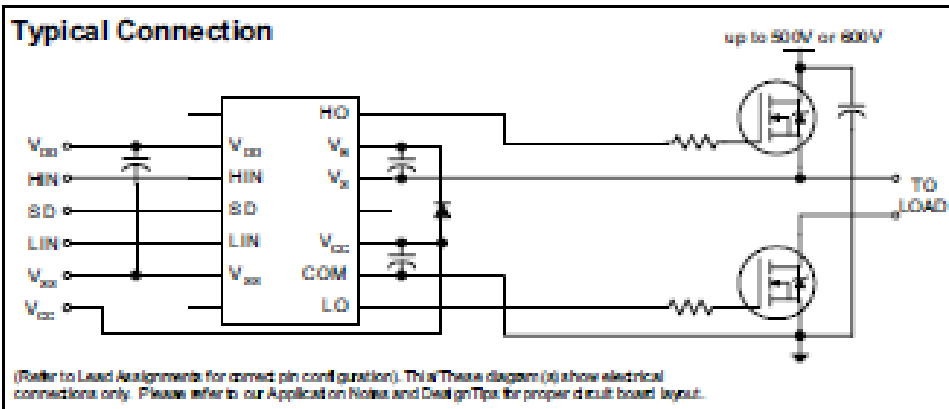
- Floating channel designed for bootstrap operation
Fully operational to +500V or +600V
Tolerant to negative transient voltage
dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Undervoltage lockout for both channels
- 3.3V logic compatible
Separate logic supply range from 3.3V to 20V
Logic and power ground ±5V offset
- CMOS Schmitt-triggered inputs with pull-down
- Cycle by cycle edge-triggered shutdown logic
- Matched propagation delay for both channels
- Outputs in phase with inputs

Product Summary

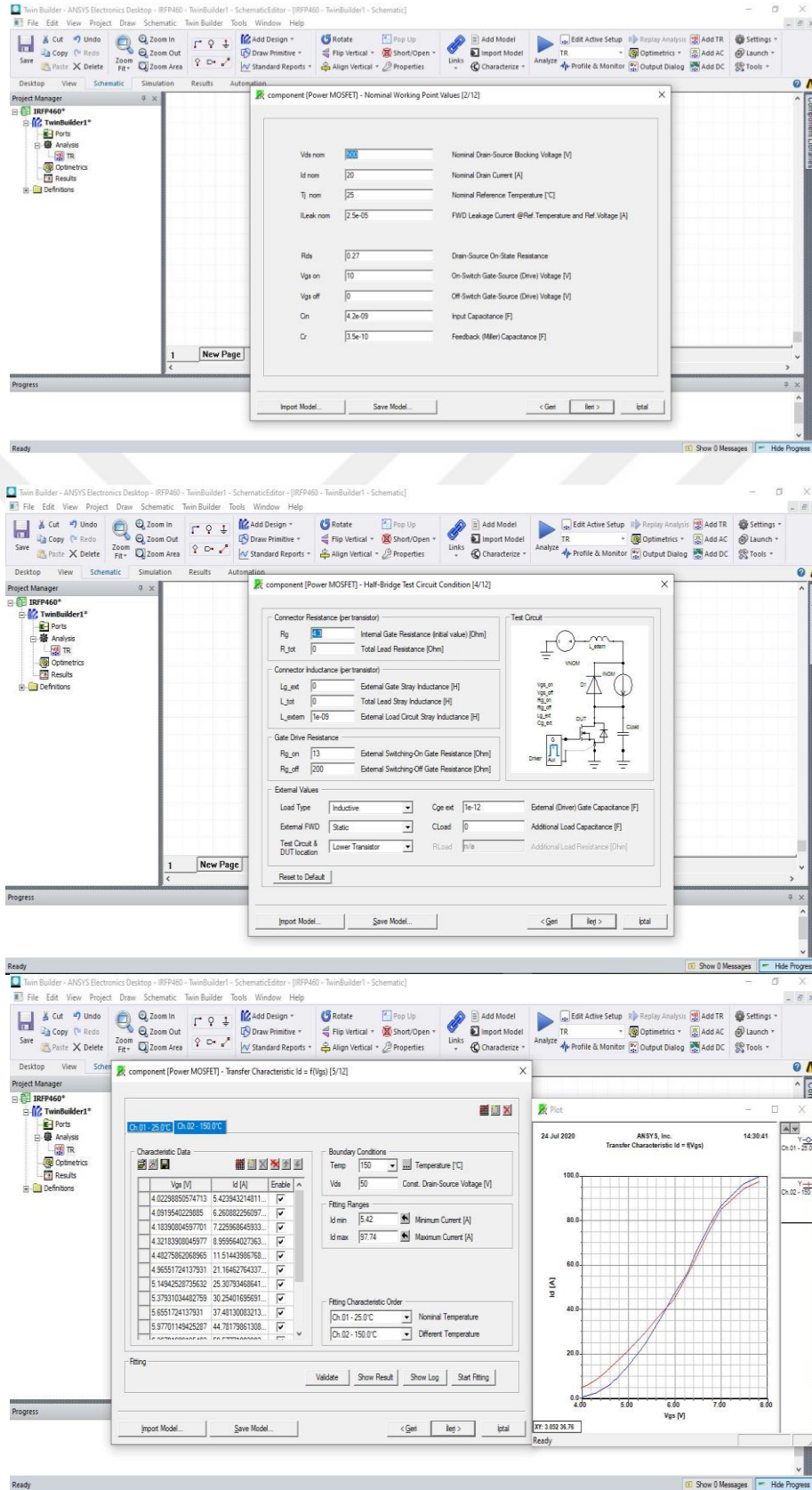
V_{OFFSET} (IR2110)	500V max.
(IR2113)	600V max.
$I_{\text{O+/-}}$	2A / 2A
V_{OUT}	10 - 20V
$t_{\text{on/off}}$ (typ.)	120 & 94 ns
Delay Matching (IR2110)	10 ns max.
(IR2113)	20ns max.

Packages**Description**

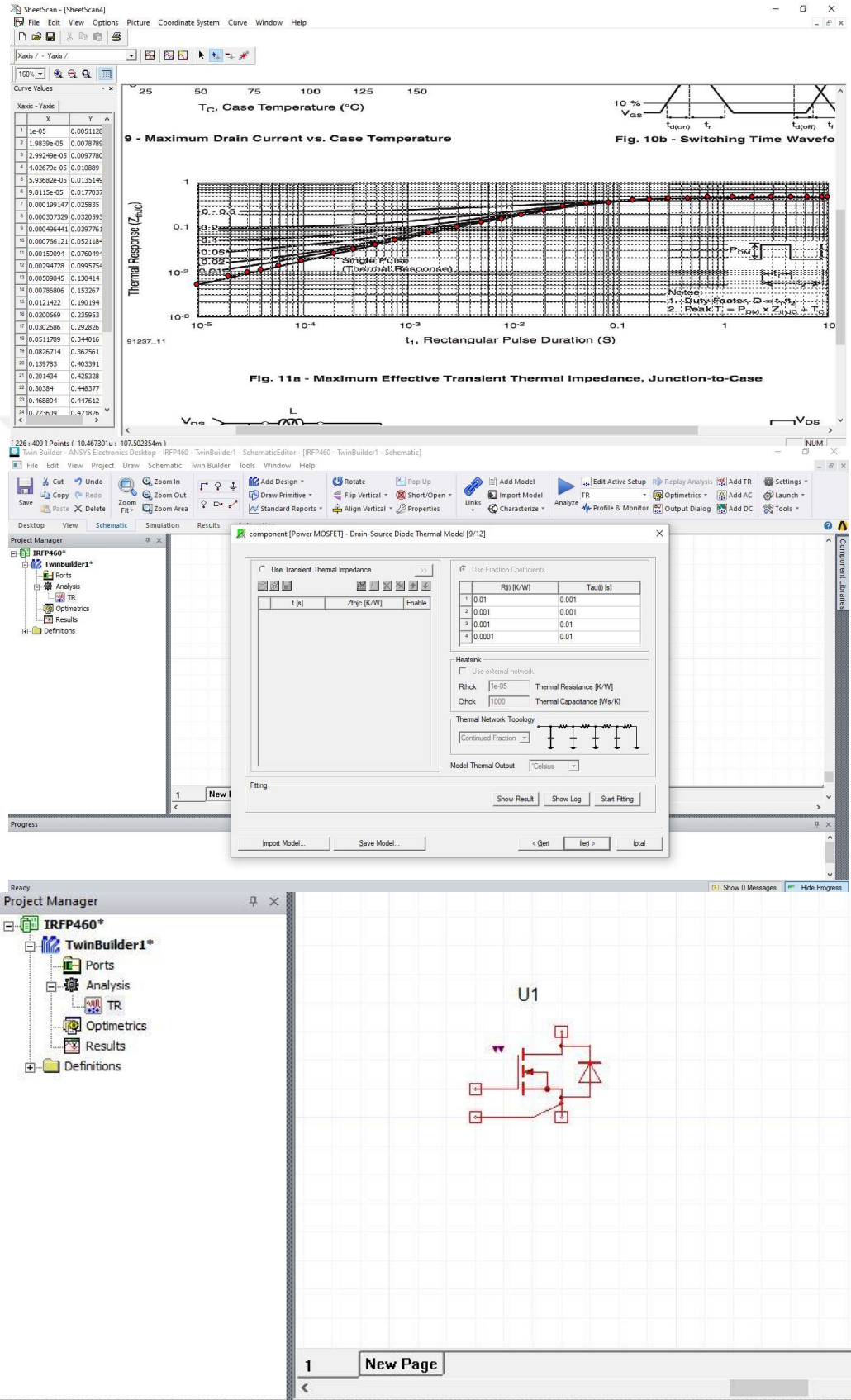
The IR2110/IR2113 are high voltage, high speed power MOSFET and IGBT drivers with independent high and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. Logic inputs are compatible with standard CMOS or LSTTL output, down to 3.3V logic. The output drivers feature a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. Propagation delays are matched to simplify use in high frequency applications. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration which operates up to 500 or 600 volts.

Typical Connection

EK-5. Sheet-Scan ile IRFP460 MOSFET tanımlaması



EK-5. (devamı) Sheet-Scan ile IRFP460 MOSFET tanımlaması





ÖZ GEÇMİŞ

1993 yılında Van'da dünyaya gelen Muhammet KARACA ilk, orta ve lise öğrenimini Van'da tamamladı. 2013 yılında Van Yüzüncü Yıl Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü'ne başlayıp 2017 yılında lisans eğitimini tamamlamıştır. 2018 yılında Van Yüzüncü Yıl Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde yüksek lisans öğrenimine başlamıştır.



T.C
VAN YÜZÜNCÜ YIL ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
LİSANSÜSTÜ TEZ ORJİNALLİK RAPORU

Tarih: 14/10/2020

Tez Başlığı / Konusu:

Değişken Frekanslı Evirgeç Tasarımı ve Uygulaması

Yukarıda başlığı/konusu belirlenen tez çalışmamın Kapak sayfası, Giriş, Ana bölümler ve Sonuç bölümlerinden oluşan toplam 179 sayfalık kısmına ilişkin, 12/10/2020 tarihinde şahsım/tez danışmanım tarafından Turnitin intihal tespit programından aşağıda belirtilen filtreleme uygulanarak alınmış olan orijinallik raporuna göre, tezin benzerlik oranı % 0 (sıfır) dır.

Uygulanan filtreler aşağıda verilmiştir:

- Kabul ve onay sayfası hariç,
- Teşekkür hariç,
- İçindekiler hariç,
- Simge ve kısaltmalar hariç,
- Gereç ve yöntemler hariç,
- Kaynakça hariç,
- Alıntılar hariç,
- Tezden çıkan yayınlar hariç,
- 7 kelimeden daha az örtüşme içeren metin kısımları hariç (Limit inatch size to 7 words)

Van Yüzüncü Yıl Üniversitesi Lisansüstü Tez Orijinallik Raporu Alınması ve Kullanılmasına İlişkin Yönergeyi inceledim ve bu yönergede belirtilen azami benzerlik oranlarına göre tez çalışmamın herhangi bir intihal içermediğini; aksinin tespit edileceği muhtemel durumda doğabilecek her türlü hukuki sorumluluğu kabul ettiğimi ve yukarıda vermiş olduğum bilgilerin doğru olduğunu beyan ederim.

Gereğini bilgilerinize arz ederim.

14/12/2020

Adı Soyadı: Muhammet KARACA

Öğrenci No: 17910001203

Anabilim Dalı: Elektrik Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı

Programı: Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü

Statüsü: Y. Lisans ☒

Doktora ☐

DANIŞMAN ONAYI
UYGUNDUR

ENSTİTÜ ONAYI
UYGUNDUR

Dr. Öğr. Üyesi Ali MAMIZADEH