

**MAKSİMUM GÜÇ NOKTASI TAKİBİ
ALGORİTMALARINI KULLANARAK
MİKRODENETLEYİCİ TABANLI İKİ EKSENLİ
OTOMATİK GÜNEŞ TAKİP SİSTEMİ TASARIMI**

ÜMİT AKIN USLU

**MERSİN ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ELEKTRİK - ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ
ANA BİLİM DALI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**MERSİN
KASIM - 2012**

**MAKSİMUM GÜÇ NOKTASI TAKİBİ
ALGORİTMALARINI KULLANARAK
MİKRODENETLEYİCİ TABANLI İKİ EKSENLİ
OTOMATİK GÜNEŞ TAKİP SİSTEMİ TASARIMI**

ÜMİT AKIN USLU

**MERSİN ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ELEKTRİK - ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ
ANA BİLİM DALI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**Danışman
Yrd.Doç.Dr. Ali YILDIZ**

**MERSİN
KASIM - 2012**

Ümit Akın USLU tarafından Yrd. Doç. Dr. Ali YILDIZ danışmanlığında hazırlanan “Maksimum Güç Noktası Takibi Algoritmalarını Kullanarak Mikrodenetleyici Tabanlı İki Eksenli Otomatik Güneş Takip Sistemi Tasarımı” başlıklı bu çalışma aşağıda imzaları bulunan jüri üyeleri tarafından oy birliği ile Yüksek Lisans Tezi olarak kabul edilmiştir.

İmza

Yrd. Doç. Dr. Ali YILDIZ

Yrd. Doç. Dr. Ziya Gökalp ALTUN

Yrd. Doç. Dr. Yuriy MISCHENKO



Yukarıdaki Jüri kararı Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun 28/12/2012 tarih ve 2012.24/794 sayılı kararıyla onaylanmıştır.


Prof. Dr. A. Murat GİZİR
Enstitü Müdürü

Bu tezde kullanılan özgün bilgiler, şekil, çizelge ve fotoğraflardan kaynak göstermeden alıntı yapmak 5846 sayılı Fikir ve Sanat Eserleri Kanunu hükümlerine tabidir.

MAKSİMUM GÜÇ NOKTASI TAKİBİ ALGORİTMALARINI KULLANARAK MİKRODENETLEYİCİ TABANLI İKİ EKSENLİ OTOMATİK GÜNEŞ TAKİP SİSTEMİ TASARIMI

Ümit Akın USLU

ÖZ

Dünyada fosil enerji kaynakları gibi sıkça kullanılan enerji kaynaklarının hızla azalması ve bu tür kaynakların çevre üzerindeki olumsuz etkilerinden dolayı yenilenebilir enerji kaynaklarına olan ilgi artmıştır. Günümüzde yaygın olarak kullanılan alternatif enerji kaynaklarından biri de güneş enerjisidir. Fotovoltaik panellerin enerji üretimi sırasında çevreyi kirletmemesi, bakım maliyetlerinin az olması ve her yerde kullanılabilmesi, güneş enerjisinin alternatif enerji kaynağı olarak kullanımında önemini arttırmıştır. Bu avantajlar ile birlikte fotovoltaik sistemlerin en önemli problemi güneş ışığını elektrik enerjisine dönüştürmedeki verimlerinin düşük olmasıdır.

Fotovoltaik panellerin enerji verimliliğine etki eden en önemli faktörlerden biri de güneş ışınlarının panel yüzeyi ile yaptığı açıdır. Güneş ışınları panel yüzeyine ne kadar dik gelirse üretilen enerji o kadar yüksek olmaktadır. Bu çalışmada, gün içerisinde farklı açılar ile yeryüzüne ulaşan güneş ışınlarını panel yüzeyine dik gelmesi amacıyla, güneşi gün boyu takip eden bir güneş takip sistemi tasarlanmıştır. Takip sistemi iki eksenle gerçekleştirilmiştir. Sistemin doğu-batı ekseninde çalıştırılması ile güneşi gün boyu; kuzey-güney yönünde çalıştırılması ile güneşi yıl boyu takip etmesi sağlanmıştır. Böylelikle güneş ışınlarının fotovoltaik panele sürekli dik gelmesi sağlanmıştır.

Fotovoltaik panelin, güneş takip sistemi aracılığı ile güneşi sürekli olarak izleyecek şekilde hareket etmesi, panelden maksimum güç alınmasını garanti etmez. Işınım ve sıcaklık gibi değişen çevre şartlarında fotovoltaik panelden yüke maximum enerji transferi gerçekleştirilemez. Bu durumu önlemek amacıyla fotovoltaik paneli maximum güç noktasında (MPP) çalıştırılmasını sağlayan, maximum güç noktası izleyicileri (MPPT) kullanılır. MPPT genel olarak DC/DC dönüştürücü devrelerdir. Bu çalışmada, maximum güç noktasının takibini sağlamak amacıyla yükselten tip DC/DC dönüştürücü tasarlanmıştır. Sistemin çalışması için gerekli olan anahtarlama sinyalleri mikrodenetleyici tarafından elde edilmiştir. Dönüştürücünün kontrolü dijital tekniklerden yararlanılarak kapalı çevrim bir geri besleme ile oluşturulmuştur. Literatürde yaygın olarak kullanılan üç farklı MPPT algoritmasının çalışma prensipleri incelenmiş ve tasarladığımız dönüştürücüde uygulanarak karşılaştırmalı performans analizleri yapılmıştır.

Fotovoltaik panelden elde edilen doğru akım (DC) gerilimini, alternatif akım(AC) ile çalışan yükler için kullanılabilir hale getirmek amacıyla bir evirici devresi tasarlanmıştır. Eviricinin kontrolü için literatürde yaygın olarak kullanılan modülasyon yöntemleri eviricide uygulanarak bu yöntemlerin karşılaştırmalı harmonik analizleri yapılmıştır.

Anahtar Kelimeler: MPPT, DC-DC dönüştürücü, SPWM, Fotovoltaik panel

Danışman: Yrd. Doç. Dr. Ali YILDIZ, Elektrik Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı, Mersin Üniversitesi

DESIGNING MICROCONTROLLER BASED AUTOMATIC TWO AXIS SUN TRACKING SYSTEM BY USING MAXIMUM POWER POINT TRACKING ALGORITHMS

Ümit Akın USLU

ABSTRACT

In the world, reduction of commonly used energy sources like fossil energy and due to the negative effects on the environment of such resources has increased interest in renewable energy sources. One of the widely used alternative energy sources is solar energy. During the production of energy, photovoltaic panels do not pollute the environment. Their maintenance costs are almost negligible and they can be used anywhere. These kind of advantages promote the importance of use of solar energy as an alternative energy source. On the other hand, the most important weakness of the solar technology is the low conversion rates of sunlight into electric energy

One of the most important factors that affect the energy efficiency of photovoltaic panels is the angle which is made by the sun's rays with the surface of the panel. Produced energy gets higher when the sun's rays reach to the panel surface steeper. In this study, a solar tracking system following the sun throughout the day designed with purpose of ensuring that the sun's rays reaching the earth with different angles during the day are perpendicular to the panel surface. Tracking system was carried out in two axes. The system is provided to chase the sun throughout the year by operated all day long with east-west axis and throughout the year with north-south direction. In this manner, the system makes sure that sun's rays are always hitting perpendicular to the panel surface

Movement of the photovoltaic panel in order to track the sun with the help of sun tracking system does not guarantee to get maximum power from solar panel. Transfer of maximum energy from photovoltaic panel to load cannot be performed with variable environmental conditions like radiation and temperature. In order to avoid this situation, maximum power point tracker (MPPT) which supplies photovoltaic panel to run on maximum power point (MPP) is used. In general, MPPT is DC/DC converter circuit. In this study, in order to provide maximum power point tracking, a boost dc-dc converter is designed. The switching signals necessary for operation of the system is achieved by the microcontroller. The control of converter was created by using digital techniques with closed loop feedback control. Working principles of three different MPPT algorithms which are widely used in the literature were analyzed and by applying on the converter which was designed, comparative performance analysis of these methods were made

An inverter circuit is designed in order to make available direct current voltage obtained from the photovoltaic panel for loads powered with alternating current. By applying modulation methods widely used in the literature to control the inverter to our inverter circuit, comparable harmonic analysis of these methods was made.

Key Words: MPPT, DC-DC converter, SPWM, Photovoltaic Panel

Advisor: Assist. Prof. Ali Yıldız, Department of Electrical and Electronics Engineering, Mersin University

TEŞEKKÜR

Yüksek lisans eğitimim süresince beraber çalıştığım ve çalışmalarımın her aşamasında hiçbir yardımını esirgemeyen danışman hocam Yrd. Doç. Dr. Ali YILDIZ'a, asistanlığını yapmaktan onur duyduğum Yrd. Doç. Dr. Ziya ALTUN'a ve çalışmalarımda bilgi ve tecrübesini benimle paylaşan değerli hocam Yrd. Doç. Dr. Yuriy MISHCHENKO' ya teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZ	i
ABSTRACT	ii
TEŞEKKÜR	iii
İÇİNDEKİLER	iv
ÇİZELGELER DİZİNİ	vii
ŞEKİLLER DİZİNİ	viii
SİMGE VE KISALTMALAR DİZİNİ	xii
1.GİRİŞ	1
2. KAYNAK ARAŞTIRMASI	4
3. MATERYAL VE METOT	6
3.1 GÜNEŞ PİLLERİNİN ÇALIŞMA PRENSİBİ VE MODELLENMESİ.....	6
3.1.1. P-N Tek Eklemlili Hücre.....	6
3.1.2. Güneş Piliinin Modellenmesi	7
3.1.3. Fotovoltaik Hücrenin Akım-Gerilim ve Güç-Gerilim Karakteristikleri	10
3.1.4. Fotovoltaik Paneller ve Diziler	11
3.1.5. Sıcaklık ve Işık Şiddeti Etkisi	13
3.1.6. Fotovoltaik Panelin Modellenmesi	13
3.1.7. Elektriksel yük uyumu ve maksimum güç noktası izleyici.....	16
3.2. MAKSİMUM GÜÇ TAKİBİ ALGORİTMALARI	17
3.2.1. Değişim ve Gözlem Metodu(Perturbation & Observation-P&O).....	18
3.2.2. Artan İletkenlik Farkı Yöntemi	20
3.2.3. Sabit Gerilim Metodu.....	23
3.3. MAKSİMUM GÜÇ TAKİBİ DÖNÜŞTÜRÜCÜSÜ	24
3.3.1.Yükseltici Tip DC-DC Dönüştürücünün Analizi.....	26
3.4. MAKSİMUM GÜÇ TAKİBİ DÖNÜŞTÜRÜCÜSÜNÜN DİJİTAL KONTROLÜ.....	32
3.4.1. DC-DC Dönüştürücünün Dijital Kontrolünde Doğrusal Olmayan Etkiler	32
3.4.1.1. Quantizasyon etkisi	34
3.4.1.1.1. Analog dijital dönüşümü	34
3.4.1.1.2. DPWM	36
3.4.1.1.3. Limit çevrim osilasyonu (LCO).....	37
3.4.1.2. Gecikme Etkisi	40
3.4.2. Yükseltici Tip Dc-Dc Dönüştürücünün Modellenmesi.....	41

3.4.2.1. Anahtarlama elemanının iletim durumu.....	41
3.4.2.2. Anahtarlama elemanının kesim durumu	42
3.4.2.3. Endüktans dalga şekillerinin ortalamasının alınması	43
3.4.2.4. Kondansatör dalga şekillerinin ortalamasının alınması	43
3.4.2.5. Perturbasyon ve doğrusallaştırma	44
3.4.2.6. Yükseltici tip dönüştürücünün küçük sinyal devre modelinin elde edilmesi.....	44
3.4.2.6.1. Perturbasyon.....	44
3.4.2.6.2. Endüktans denkleminin perturbasyonu	45
3.4.2.6.3. Kondansatör denkleminin perturbasyonu	46
3.4.2.7. Endüktans denklemine göre modelin elde edilmesi.....	46
3.4.2.8. Kondansatör denklemine göre modelin elde edilmesi	47
3.4.2.9. Eşdeğer küçük sinyal devresi	48
3.4.2.10. Yükseltici tip konvertörün transfer fonksiyonlarının elde edilmesi.....	48
3.4.2.11. Çıkıştan kontrole transfer fonksiyonunun elde edilmesi.....	49
3.4.3. Yükselten Tip Dönüştürücü İçin Dijital Denetleyici Tasarımı	51
3.5. TEK FAZLI EVİRİCİLER VE SİNUSOİDAL DARBE GENİŞLİK MODULASYON YÖNTEMLERİ	55
3.5.1. Eviricilerin Çalışma Prensipleri	55
3.5.2. Yarım köprü evirici	55
3.5.3. Tam köprü evirici	57
3.5.4. Sinusoidal Darbe Genişlik Modülasyonu (SPWM)	58
3.5.5. PWM Harmonik Analizi	61
3.5.6. Toplam harmonik dağılımı (THD).....	63
3.5.7. Doğal Örneklemeli SPWM	64
3.5.8. Düzenli Örneklemeli SPWM	65
3.5.8.1. Tek Yönlü Düzenli Örneklemeli SPWM	67
3.5.8.2. İki Yönlü Düzenli Örneklemeli SPWM.....	69
3.5.9. Programlanmış Harmonik Eliminasyonlu SPWM.....	70
3.5.9.1. Tek yönlü programlanmış harmonik eliminasyonu	72
3.5.9.2. Çift yönlü Programlanmış harmonik eliminasyonu	74
3.6. GÜNEŞ TAKİP SİSTEMİ TASARIMI.....	75
3.6.1. Sensör Devresi Tasarımı	76
3.6.1.1. LDR (Light Dependent resistor)	76
3.6.1.2. LDR Sensör Devresi Tasarımı	77
3.6.2. Güneş Takip Sistemi İçin Motor Sürücüsü Tasarımı.....	80
3.6.3. Güneş Takip Sistemi Kontrol Yazılımı.....	82
4. BULGULAR	84
4.1. MPPT DÖNÜŞTÜRÜCÜSÜ TASARIMI.....	85
4.1.1. İndüktör (L) ve kapasitör (C)	85
4.1.2. Diyot.....	86
4.1.3. Mosfet	86

4.1.4. Voltaj sensörü	87
4.1.5. Akım sensörü	88
4.1.6. PIC18F4520 Mikrodenetleyicisi	90
4.1.7. TLP250 Optik ayırıcı	91
4.1.8. IR2110 Mosfet sürücü entegresi	92
4.1.9. MPPT dönüştürücüsünün transfer fonksiyonlarının belirlenmesi.....	92
4.1.10. MPPT dönüştürücüsü için deneysel çalışmalar.....	95
4.2. TEK FAZLI EVİRİCİ TASARIMI.....	103
5.SONUÇ VE ÖNERİLER.....	121
KAYNAKLAR	122
EKLER.....	126
ÖZGEÇMİŞ.....	141

ÇİZELGELER DİZİNİ

Sayfa

Çizelge 3.1. Solarex MSX-60 model fotovoltaiik panelin elektriksel özellikleri	14
Çizelge 3.2. P&O yöntemi maximum güç noktası testi	19
Çizelge 3.3. S düzleminden Z düzlemine dönüşüm metotları	51
Çizelge 3.4. Yarım köprü eviriciye ait anahtarlama durumları ve oluşan çıkış gerilimleri	56
Çizelge 3.5. Tam köprü invertere ait anahtarlama durumu ve çıkış gerilim seviyeleri	57
Çizelge 3.6. Değişik ışınımlarda LDR direnç değerleri	78
Çizelge 4.1. Yükselten tip dc-dc dönüştürücü için gerekli olan parametreler	85
Çizelge 4.2. MPPT Dönüştürücünün kapasitans ve indüktör değerleri	86
Çizelge 4.3. Kapalı döngü üzerindeki transfer fonksiyonları	92
Çizelge 4.4. MPPT algoritmalarının güneş takip sistemi ile açık hava testi.....	102
Çizelge 4.5. MPPT algoritmalarını kullanmadan yalın açık hava testi	102
Çizelge 4.6. SPWM yöntemlerinin THD değerlerinin karşılaştırılması	120

ŞEKİLLER DİZİNİ

Sayfa

Şekil 3.1. Güneş ışığına tutulan fotovoltaik pilin temel çalışması.....	6
Şekil 3.2. Solar hücrenin basitleştirilmiş eşdeğer devresi	7
Şekil 3.3. Fotovoltaik hücrenin tek diyotlu eşdeğer devresi.....	8
Şekil 3.4. İdeal bir fotovoltaik pilin akım gerilim (I/V) ve güç gerilim (P/V) karakteristikleri	11
Şekil 3.5. FV pillerin seri-paralel bağlanması ile oluşturulan FV güneş pili paneli ..	12
Şekil 3.6. Fotovoltaik hücredeki I-V karakteristiğinin sıcaklığa ve ışık şiddetine bağımlılığı.....	13
Şekil 3.7. Solarex MSX-6	14
Şekil 3.8. Fotovoltaik modülün 1000W/m ² ışıнімda değişik sıcaklıklardaki I-V grafiğı	15
Şekil 3.9. Fotovoltaik modülün 25°C sıcaklıkta değişik ışıнімlarda I-V grafiğı.....	15
Şekil 3.10. Dirençsel yük için çalışma kararlılığı ve elektriksel yük uyumu için (a) I/V egrisi ve yük doğruları (b) P/V egrisi ve yük egrileri	16
Şekil 3.11. (a) Temel bir MPPT yapısı (b) MPPT'nin çalışması	17
Şekil 3.12. Değişim ve Gözlem algoritmasının akış şeması	18
Şekil 3.13. P&O yönteminde MPP noktasından uzaklaşma hatası	20
Şekil 3.14. Artan iletkenlik farkı yöntemi için blok şeması.....	20
Şekil 3.15. Artan İletkenlik algoritması çalışma egrisi	21
Şekil 3.16. Artan İletkenlik farkı akış şeması	22
Şekil 3.17. Sabit gerilim yöntemi blok şeması.....	23
Şekil 3.18. Sabit gerilim yöntemi için akış diyagramı	24
Şekil 3.19. Maksimum güç takibi sisteminin blok diagramı	25
Şekil 3.20. Yükseltici tip dönüştürücü devre şeması	26
Şekil 3.21. Anahtar iletim konumundayken yükseltici tip dönüştürücü eşdeğer devresi	27
Şekil 3.22. Anahtar kesim konumundayken yükseltici tip dönüştürücü eşdeğer devresi	27
Şekil 3.23. Yükseltici tip dönüştürücünün temel dalga şekilleri.....	29
Şekil 3.24. Yükseltici tip dönüştürücünün çevrim oranı.....	30
Şekil 3.25. Yükselten tip dc-dc dönüştürücünün dijital kontrol döngüsü	32
Şekil 3.26. Gecikme Etkisi.....	33
Şekil 3.27. Quantization Etkisi.....	34
Şekil 3.28. Örnekleme frekansı ve quantizasyon düzeyi	34
Şekil 3.29. ADC dönüşüm karakteristiğı	35
Şekil 3.30. Dijital PWM devre şeması	36
Şekil 3.31. DPWM in oluşum ilkesi.....	36
Şekil 3.32. Düşük DPWM çözünürlüğü ile yüksel DPWM çözünürlüğünün karşılaştırılması	38
Şekil 3.33. Endüktans denklemine göre devre modeli.....	47
Şekil 3.34. Kondansatör denklemine göre devre modeli	47
Şekil 3.35. Yükseltici tip dönüştürücü küçük sinyal eşdeğer devresi	48

Şekil 3.36. v_{gs} Kaynağı sıfıra esitlenmiş küçük sinyal eşdeğer devresi	49
Şekil 3.37. Primerden sekondere aktarım	49
Şekil 3.38. Dijital olarak kontrol edilmiş yükselten tip dönüştürücünün kapalı çevrim döngüsü	52
Şekil 3.39. Dijital PID blok diagramı.....	54
Şekil 3.40. (a)Yarım köprü evirici devresi (b) çıkış gerilim dalga şekli.....	56
Şekil 3.41. (a)Tarım köprü evirici devresi (b) çıkış gerilim dalga şekli	57
Şekil 3.42. SPWM oluşumu	58
Şekil 3.43. İki kutuplu anahtarlama	59
Şekil 3.44. Tek kutuplu anahtarlama.....	60
Şekil 3.45. Farklı frekanslardaki harmonikler.....	63
Şekil 3.46. Doğal örnekleme SPWM.....	64
Şekil 3.47. İki seviyeli doğal örnekleme PWM.....	64
Şekil 3.48. Simetrik düzenli örnekleme sinüzoidal PWM.....	66
Şekil 3.49. Asimetrik düzenli örnekleme PWM.....	66
Şekil 3.50. Taşıyıcı dalga ile sinusoidal referans dalgasının karşılaştırılması sonucu düzenli örnekleme pwm elde edilmesi	67
Şekil 3.51. Düzenli örnekleme SPWM taşıyıcı geometrisi.....	68
Şekil 3.52. (a) Tek fazlı evirici devresi (b) yük üzerindeki voltaj	69
Şekil 3.53. Çeyrek periyotta tek darbeli evirici çıkış gerilimi	71
Şekil 3.54. Üç anahtarlama açısı kullanarak tek yönlü programlanmış harmonik eliminasyonu	73
Şekil 3.55. Üç anahtarlama açısı kullanarak çift yönlü programlanmış harmonik eliminasyonu	74
Şekil 3.56. LDR dirençleri	76
Şekil 3.57. LDR ile oluşturulan voltaj bölücü devre.....	77
Şekil 3.58. (a) Pramidin üst görünüşü (b) pramidin yan görünüşü	79
Şekil 3.59. Sensör piramidinin çalışma durumu	79
Şekil 3.60. Güneş takip sistemi için kullanılan lineer aktüatör	80
Şekil 3.61. H köprü devresi.....	80
Şekil 3.62. DC motor sürücü devresi	81
Şekil 3.63. Güneş takip algoritması	82
Şekil 3.64. Motor pozisyon algoritması	83
Şekil 4.1. İki eksenli güneş takip sistemi ve bileşenleri.....	84
Şekil 4.2. Voltaj sensörü devre şeması.....	87
Şekil 4.3. Operasyonel fark yükseltici.....	88
Şekil 4.4. Akım sensörü devre şeması	89
Şekil 4.5. PIC18F4520 şeması	90
Şekil 4.6. TLP250 optik ayırıcısı	91
Şekil 4.7. Optik ayırıcıdaki gerçek çıkış (b) Optik ayırıcıdan belenen çıkış	91
Şekil 4.8. IR2110 bağlantı şeması.....	92
Şekil 4.9. PID denetleyicisinin bode diagramı (b)Sistemin basamak cevabı.....	94
Şekil 4.10. MPPT dönüştürücüsünün PSIM devre şeması.....	95
Şekil 4.11. Değiştir ve Gözle (P&O) algoritması PSIM diagramı	97
Şekil 4.12. Artan iletkenlik algoritması PSIM diagramı.....	98
Şekil 4.13. Sabit gerilim metodu PSIM diagramı	99

Şekil 4.14. Dijital PID denklemi PSIM diagramı	99
Şekil 4.15. Değiştir ve Gözle (P&O) algoritması sonucu oluşan çıkış voltajı.....	100
Şekil 4.16. Değiştir ve Gözle (P&O) algoritması sonucu oluşan osiloskop çıkışı.....	100
Şekil 4.17. Artan iletkenlik algoritması sonucu oluşan çıkış voltajı.....	100
Şekil 4.18. Artan iletkenlik algoritması sonucu oluşan osiloskop çıkışı.....	101
Şekil 4.19. Sabit gerilim metodu algoritması sonucu oluşan çıkış voltajı	101
Şekil 4.20. Sabit gerilim metodu algoritması sonucu oluşan osiloskop çıkışı	101
Şekil 4.21. Tek ve çift yönlü PWM anahtarlama için PSİM evirici devre şeması.....	103
Şekil 4.22. Tek fazlı evirici devre şeması	104
Şekil 4.23. Tek yönlü düzenli örnekleme SPWM anahtarlama darbeleri.....	105
Şekil 4.24. Tek yönlü düzenli örnekleme SPWM yönteminde filtresiz frekans spektrumu.....	105
Şekil 4.25. Tek yönlü düzenli örnekleme SPWM yönteminde evirici çıkışı.....	106
Şekil 4.26. Şekil 4.26 Tek yönlü düzenli örnekleme SPWM yönteminde filtreli frekans spektrumu	106
Şekil 4.27. Tek yönlü düzenli örnekleme SPWM yönteminde anahtarlama darbelerinin osiloskop çıkışı	107
Şekil 4.28. Şekil 4.28 Tek yönlü düzenli örnekleme SPWM de osiloskop çıkışı.....	107
Şekil 4.29. Çift yönlü düzenli örnekleme SPWM yönteminde anahtarlama darbeleri.....	108
Şekil 4.30. Çift yönlü düzenli örnekleme SPWM yönteminde de evirici çıkışı.....	108
Şekil 4.31. Çift yönlü düzenli örnekleme SPWM yönteminde filtreli frekans spektrumu	108
Şekil 4.32. Çift yönlü düzenli örnekleme SPWM yönteminde anahtarlama darbelerinin osiloskop çıkışı	109
Şekil 4.33. Çift yönlü düzenli örnekleme SPWM yönteminde osiloskop çıkışı.....	109
Şekil 4.34. Tek yönlü doğal örnekleme SPWM yönteminde anahtarlama darbeleri.....	110
Şekil 4.35. Tek yönlü doğal örnekleme SPWM yönteminde filtreli frekans spektrumu	110
Şekil 4.36. Tek yönlü doğal örnekleme SPWM yönteminde evirici çıkışı.....	111
Şekil 4.37. Tek yönlü doğal örnekleme SPWM yönteminde filtreli frekans spektrumu	111
Şekil 4.38. Tek yönlü doğal örnekleme SPWM yönteminde anahtarlama darbelerinin osiloskop çıkışı	112
Şekil 4.39. Tek yönlü doğal örnekleme SPWM yönteminde osiloskop çıkışı.....	112
Şekil 4.40. Çift yönlü doğal örnekleme SPWM yönteminde anahtarlama darbeleri.....	113

Şekil 4.41. Çift yönlü doğal örneklemeli SPWM yönteminde filtresiz frekans spektrumu.....	113
Şekil 4.42. Çift yönlü doğal örneklemeli SPWM yönteminde evirici çıkışı.....	115
Şekil 4.43. Çift yönlü doğal örneklemeli SPWM yönteminde filtreli frekans spektrumu.....	114
Şekil 4.44. Çift yönlü doğal örneklemeli SPWM yönteminde anahtarlama darbelerinin osiloskop çıktısı.....	114
Şekil 4.45. Çift yönlü doğal örneklemeli SPWM yönteminde osiloskop çıktısı.....	115
Şekil 4.46. Tek yönlü programlanmış harmonik eliminasyonlu SPWM yönteminde anahtarlama darbeleri.....	116
Şekil 4.47. Tek yönlü programlanmış harmonik eliminasyonlu SPWM yönteminde filtreli (60Hz) frekans spektrumu.....	116
Şekil 4.48. Tek yönlü programlanmış harmonik eliminasyonlu SPWM yönteminde evirici çıkışı.....	117
Şekil 4.49. Tek yönlü Programlanmış harmonik eliminasyonlu SPWM yönteminde anahtarlama darbelerinin osiloskop çıkışı.....	117
Şekil 4.50. Tek yönlü programlanmış harmonik eliminasyonlu SPWM yönteminde osiloskop çıkışı.....	118
Şekil 4.51. Çift yönlü programlanmış harmonik eliminasyonlu SPWM yönteminde anahtarlama darbeleri.....	118
Şekil 4.52. Çift yönlü programlanmış harmonik eliminasyonlu SPWM yönteminde filtreli(60Hz) frekans spektrumu.....	119
Şekil 4.53. Çift yönlü programlanmış harmonik eliminasyonlu SPWM yönteminde evirici çıkışı.....	119
Şekil 4.54. Çift yönlü programlanmış harmonik eliminasyonlu SPWM yönteminde anahtarlama darbeleri osiloskop çıkışı.....	120
Şekil 4.55. Çift yönlü programlanmış harmonik eliminasyonlu SPWM yönteminde anahtarlama darbeleri osiloskop çıkışı.....	120

SİMGE VE KISALTMALAR

AC	: Alternatif akım
ADC	: Analog / Dijital dönüştürücü
AGK	: Anahtarlama güç kaynağı
DPWM	: Dijital darbe genişlik modülasyonu (Digital pulse width modulation)
DC	: Doğru akım
f_c	: Taşıyıcı sinyal frekansı
f_0	: Referans sinyal frekansı
FV	: Fotovoltaik
I	: Akım
I_{kd}	: Kısa devre akımı
IL	: Fotovoltaik Akım
I_{mp}	: Maksimum güç noktasındaki akım
I_{sat}	: Diyot saturasyon akımı
I/V	: Akım/Gerilim
L	: Endüktans
LCO	: Limit çevrim osilasyonu (Limit cycle oscillation)
LDR	: Işığa bağımlı direnç (Light dependent resistor)
M	: Genlik Modülasyonu
MPPT	: Maksimum güç noktası izleyici
P&O	: Pertürbasyon ve gözlem (Perturbation and observation)
PID	: Oransal-integral-türevsel
PWM	: Darbe genişlik modülasyonu (pulse width modulation)
R_p	: Eşdeğer model Paralel direnci
R_s	: Eşdeğer model seri direnci
SPWM	: Sinüzoidal Darbe genişlik modülasyonu
V_{ad}	: Açık devre gerilimi
V_0	: Efektif çıkış gerilimi
V_{mp}	: Maksimum gerilim
THD	: Toplam harmonik distorsiyon
$\eta_{doluluk}$: Doluluk Faktörü

1.GİRİŞ

Enerji ihtiyacımızın çok büyük bir kısmını rezervleri sınırlı olan petrol, doğalgaz ve kömür gibi fosil yakıtlardan karşılanmaktadır. Ancak bu yakıtlar, çevreye zarar vermekte ve bu yakıtların kullanımı günden güne azalmaktadır. Bunların yanında dünya nüfusunun hızlı bir şekilde artması ve teknolojik gelişmelere bağlı olarak, dünya enerji talebinde hızlı bir artış görülmesi, insanlığı elde bulunan kaynakları en verimli şekilde kullanmaya ve alternatif enerji arayışlarına yöneltmiştir. Fosil yakıtların kullanımından dolayı atmosferde oluşan sera etkisi ve buna bağlı olarak oluşan küresel ısınma gibi çevresel problemler, çevre dostu yenilenebilir enerji kaynakları üzerine yapılan çalışmaları çok önemli bir konuma taşımıştır [15].

Yenilenebilir enerji kaynaklarından biri olan güneş enerjisi çok eski tarihlerden bu yana ısıtma ve sıcak su elde etmek amacıyla birçok uygulamada kullanılmıştır. Fakat güneş enerjisini direkt olarak elektrik enerjisine dönüştüren sistemler oldukça yenidir. Güneş pilleri adıyla anılan bu dönüştürücü sistemler ilk olarak uzay çalışmaları için geliştirilmiş; daha sonra şebekeden bağımsız yani, güç üretim merkezine uzak olan deniz fenerleri, orman gözetleme kuleleri, telekomünikasyon istasyonları, dağ evleri gibi yerlerde enerji ihtiyacını karşılamak üzere kullanılmaya başlanmıştır[31].

Ülkemiz, coğrafi konumu nedeniyle sahip olduğu güneş enerjisi potansiyeli açısından birçok ülkeye göre şanslı durumdadır. Devlet Meteoroloji İşleri Genel Müdürlüğünde (DMİ) mevcut bulunan 1966-1982 yıllarında ölçülen güneşlenme süresi ve ışınım şiddeti verilerinden yararlanarak EİE tarafından yapılan çalışmaya göre Türkiye'nin ortalama yıllık toplam güneşlenme süresi 2640 saat (günlük toplam 7,2 saat), ortalama toplam ışınım şiddeti 1311 kWh/m²-yıl (günlük toplam 3,6 kWh/m²) olduğu tespit edilmiştir[15].

Fotovoltaik sistemlerin kullanımı gün geçtikçe artmasına rağmen yüksek üretim maliyetleri, ışınım ve sıcaklık gibi çevresel koşullara bağlı olarak elektriksel enerji verimliliğinin düşük olması fotovoltaik sistemlerin en önemli problemlerindedir. Bu amaçla fotovoltaik panel performanslarını arttırmak amacıyla birçok çalışma yapılmıştır.

Fotovoltaik(FV) panelden elde edilen elektriksel güç, panel yüzeyine düşen ışınım miktarı ile doğru orantılı artmaktadır. Gün içerisinde ve yıl boyunca güneş ışınları, yeryüzüne farklı açılarla ulaşmaktadır. Fotovoltaik panelden maksimum enerji elde etmek için güneş ışınlarının fotovoltaik panele olabildiğince dik düşmesi gerekir. Bu amaçla fotovoltaik panelin güneş yörüngesini takip etmesi için güneş takip sistemleri geliştirilmiştir.

Fotovoltaik panelin elektriksel I-V karakteristiği doğrusal olmamakla birlikte sıcaklık ve ışınım seviyesine göre değişmektedir. Değişen çevresel koşullardan dolayı fotovoltaik panelin verimini arttırmak amacıyla güç kontrolü yapılmalıdır. Bu amaçla fotovoltaik panel ile yük empedansı, herhangi bir ışınım ve sıcaklık değerlerinde uyumlandırılarak panelden maksimum güç sağlanmalıdır. Maksimum güç noktası takibi (MPPT) olarak adlandırılan algoritmalar ile kontrol edilen bir DC-DC dönüştürücü kullanarak, fotovoltaik panelin maksimum güç noktasında çalıştırılması gerekir.

Fotovoltaik paneller doğru akım(DC) kaynağı olduğundan bu enerjinin alternatif akımla(AC) çalışan yüklerde kullanılabilmesi için fotovoltaik panellerden sağlanan DC gerilimin AC gerilime dönüştürülmesi gerekir. Bu dönüşüm evirici devreleri ile gerçekleşmektedir. Eviriciler fotovoltaik sistemlerde bir arabirim olarak işlev görür. Evirici giriş gerilimi DC gerilim olduğundan Fotovoltaik panel direkt olarak eviriciye bağlanabilir veya evirici ile panel arasına DC-DC dönüştürücü, batarya gibi sistemler yerleştirilerek güç kontrolü yapılabilir.

Bu tez çalışmasında FV paneli belirli zaman aralıkları ile güneşe dik pozisyon aldırarak iki eksenli güneş takip sistemi ve FV panelin yüke maksimum güç transferi yapmak üzere tasarlanmış bir maksimum güç takip dönüştürücüsünün (MGTS) birlikte kullanılması durumunda FV panelin verimliliğini ortaya koymak üzere simülasyon ve deneysel gözlemleri yapılmıştır.

Çalışmanın ilk bölümünde kullanmakta olduğumuz FV panelin etiket verilerinden yararlanarak Matlab programında modellenmesi yapılmıştır. Böylelikle değişen ışınım ve sıcaklık koşullarında panelin elektriksel karakteristiği belirlenmiştir. FV panelin elektriksel özelliklerine göre MPPT algoritmalarını

kullanmak için bir DC-DC dönüştürücü tasarlanmıştır. Dönüştürücünün kontrolü amacıyla transfer fonksiyonları oluşturulmuş ve dijital kontrol tekniklerinden yararlanarak uygun bir denetleyici tasarlanmıştır. Literatürde yaygın olarak kullanılan üç farklı MPPT algoritmasının çalışma prensipleri incelenmiş ve tasarladığımız dönüştürücüde uygulanarak karşılaştırmalı performans analizleri yapılmıştır.

Bir fazlı eviricilerin çalışma prensibi ve eviricilerin kontrolünde kullanılan sinüsoidal darbe genişlik modülasyon (SPWM) yöntemleri incelenmiştir. Bu tekniklerden yaygın olarak kullanılan doğal örneklemeli PWM, düzenli örneklemeli PWM ve programlanmış harmonik eliminasyonlu modülasyon yöntemleri tasarladığımız evirici devresinde uygulanmıştır. Eviricinin anahtarlama açıları Matlab programında oluşturularak simülasyon ve deneysel gözlemleri yapılmıştır. Eviricilerin çıkış harmonikleri incelenerek incelediğimiz modülasyon yöntemlerinin performans analizleri yapılmıştır.

Bu çalışmada, gün içerisinde farklı açılar ile yeryüzüne ulaşan güneş ışınlarını panel yüzeyine dik gelmesi amacıyla, güneşi gün boyu takip eden bir güneş takip sistemi tasarlanmıştır. Takip sistemini hareket ettirmek için DC motorlar kullanılmıştır. Işığa duyarlı dirençler yardımıyla bir sensör devresi tasarlanmıştır. Mikrodenetleyici sensör devresinden gelen sinyalleri kullanarak yazdığımız program aracılığı ile sistemin hareketini sağlar. Takip sistemi iki ekseninde gerçekleştirilmiştir. Sistemin doğu-batı ekseninde çalıştırılması ile güneşi gün boyu; kuzey-güney yönünde çalıştırılması ile güneşi yıl boyu takip etmesi sağlanmıştır. Böylelikle güneş ışınlarının fotovoltaik panele sürekli dik gelmesi sağlanmıştır.

2. KAYNAK ARAŞTIRMASI

A. Salah ve arkadaşları, “PLC kontrollü iki eksenli güneş takip sistemi” üzerine bir çalışma yapmışlardır. Elektromekanik iki eksenli güneş takip sistemi dizayn edilmiş, açık döngü sistemli kontrol, PLC ile sağlanmıştır. Bir de sistemi 32° eğimle sabit yerleştirip, izleme sistemi ile karşılaştırmışlardır. Hareketli sistemde toplanmış güneş enerjisini gösteren eğri, daha geniştir. Sabit sisteme göre hareketli sistemin %41,34 daha verimli olduğu sonucuna varmışlardır [1].

P. Roth ve arkadaşları, “Güneş takibi için sistem dizaynı ve yapımı”, üzerine bir çalışma yaparak, makale yazmışlardır. Sistemde farklı olarak, güneş ısı ölçme cihazı kullanılmıştır. Dört kadranlı foto dedektör, iki küçük DC motor ve bilgisayar kontrolü ile kapalı döngü düşük maliyetli elektromekanik bir sistem oluşturulmuştur. Sistemde, daha yüksek çözünürlük ve daha iyi cevap alabilmek için DSP işlemcileri kullanılabileceği, ayrıca sistemin basit ve ucuz bir yapısı olduğundan bahsedilmiştir. Sistem sadece izleme amacı ile tasarlanmıştır [2].

Murat Kacira ve arkadaşları, “ Fotovoltaik panellerin oryantasyonu ve uygun eğim açılarının belirlenmesi” üzerine bir çalışma yaparak, makale yazmışlardır. Çalışmada, matematiksel bir model ve bilgisayar kullanılarak, sabit sistem ile izlemeli sistemin, karşılaştırılması yapılmıştır. Yapılan çalışmada, maksimum verim için panelin, aralık ayında 61° eğimle, haziran ayında 13° eğimle yerleştirilmesi gerektiği sonucuna varılmıştır. Sistemde kullanılan matematiksel modelin, diğer yerlerde kurulu olan panellerin, üzerindeki güneş radyasyonunun maksimum miktarı ve optimum eğim açılarının hesaplanmasında, kullanılabileceği anlatılmıştır[3].

M. Berrera ve arkadaşları, yaptığı çalışmada yedi farklı kabul görmüş MPPT algoritmasını iki farklı ışınım değişimi altında incelemiştir. Yedi algoritma arasında her iki ışınım değişiminde de en iyi performans gösterenin P&O olduğunu görmüşlerdir. Ayrıca çok hızlı ışınımın değişimi olan sistemlerde IC algoritmasının P&O ya alternatif olabileceğini söylemişlerdir[4].

T. Efram ve arkadaşları yaptığı çalışmada, 19 farklı MPPT tekniğinin maliyet ve performans yönünden karşılaştırmasını yapmışlardır. Farklı uygulama

alanına göre farklı algoritmaların uygun olabileceğini söylemişlerdir. Örneğin; uzay ve uydu uygulamalarında performansın çok yüksek olması önemli olduğundan maliyet göz ardı edilebileceğinden buralarda P&O ve IC tekniğini kullanılması uygundur demişlerdir. Güneş arabalarında ise MPP'nin tespitinin çok hızlı olması gerektiğinden Fuzzy logic, Neural network tekniklerinin iyi bir seçim olabileceğini söylemişlerdir. Yerleşim bölgelerinde kullanılan FV sistemlerinde ise geri ödeme süresini kısaltmak ve MPP'yi hızlı bir şekilde yakalamak için IC tekniğinin kullanılmasının uygun olacağını söylemişlerdir[5].

Chihchiang Hua ve arkadaşları, "Güneş dizisinin maksimum güç izlemek için izleme algoritması" üzerine bir çalışma yaparak, makale yazmışlardır. Maksimum güç noktası izleme (MPPT) tekniklerinin, güneş güç uygulamaları için kullanıldığından bahsetmişlerdir. Burada, güneş dizisinin voltaj kaynağı gibi değil, akım kaynağı gibi davrandığını anlatmışlardır. MPPT algoritmasının, dijital sinyal işlemci (DSP) temelli kontrolör ve iki sensör ile kullanıldığında, izleme sürecinde güç kayıplarını azalttığından bahsetmişlerdir [6].

EI-Kassas ve arkadaşları gerçek zamanlı bir PWM algoritması MC68020 işlemci kullanımıyla anahtarlama açıları ve arama tablolarındaki sorunları gidermişlerdir. Düzenli örnekleme PWM tekniğinin temel sınırlılığı 3. harmonik enjeksiyon semasının kullanımıyla kısmen önlenmiştir. 3. harmoniğin 1/6'sını ekleyerek en az bozukluklarla fazlar arası gerilimde yaklaşık %15' lik bir artış meydana getirdiğini göstermiştir[7].

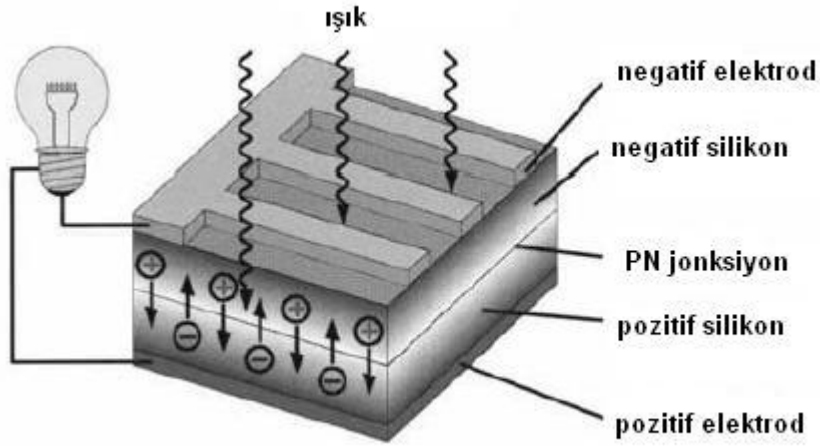
Wang çok darbeli anahtarlama modlu güç konvertörlerinin harmonik karakteristiklerini araştırmıştır. Kullanılan 18 darbeli PWM gerilim kaynaklı eviricinin harmonikleri testlerle ve simülasyonla doğrulamıştır. Bu konvertörlerin sistemin gerilim harmoniklerini azalttığını ve bu durumda çoklu darbe konvertörlerin harmonik filtreleri gibi davrandığını göstermiştir[8].

3. MATERYAL VE METOT

3.1. GÜNEŞ PİLLERİNİN ÇALIŞMA PRENSİBİ VE MODELLENMESİ

3.1.1. P-N Tek Eklemlili Hücre

Fotovoltaik (FV) güç teknolojisi, genellikle birkaç santimetrekare boyutunda yarı iletken hücrelerden meydana gelir. Hücrenin katı hal yapısı, temel olarak eklem bölgesi üst yüzeye yakın bulunan geniş alanlı bir p-n diyotudur. Şekil 3.1'de görülen temel yapıyla güneş ışığı, hücrede direkt olarak elektrik akımına dönüştürülür. Çok sayıda hücre, gerekli gücün üretilmesi amacıyla birbirine eklenerek panel yapısı oluşturulur[9,10,11].



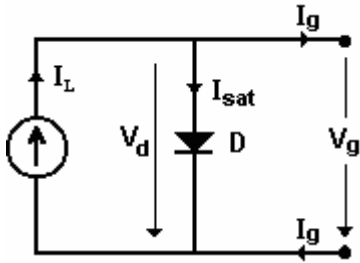
Şekil 3.1. Güneş ışığına tutulan fotovoltaik pillin temel çalışması

Tüm fotovoltaik piller benzer şekilde çalışır. n-tipi silikon ile p-tipi silikon malzeme birleştirildiğinde eklem bölgesinde elektrik alan oluşumu ortaya çıkar. Elektrik alan, diyot davranışı göstererek elektronların p-tipi silikon malzemeden n-tipi silikon malzemeye geçişine engel olurken, ters yönde geçişini engellemezler. Işık, eklem tarafından emildiğinde, emilen fotonların enerjisi, malzemedeki elektron sistemine transfer edilir ve hareketli elektronlar ve delikler oluşur. Bunlar eklem bölgesinde bir potansiyel fark meydana getirip elektrik alan altında hızlanarak dış devre boyunca akım akışı sağlarlar ve DC güç meydana getirirler[11].

Fotovoltaik gerilimin ortaya çıktığı yer, Fermi seviyesi olarak adlandırılan, birbirinden yalıtılmış iki malzemedeki elektronların kimyasal potansiyel farklarıdır. Birleştirildiklerinde eklem yeni bir termodinamik dengeye yaklaşır. Böyle bir denge, sadece iki malzemedeki Fermi seviyeleri eşit olduğu zaman elde edilebilir. Bu ise, Fermi seviyesinin başlangıçtaki farkına eşit gerilime sahip olan iki malzeme arasındaki gerilim farkı sağlanana kadar, bir malzemeden diğerine olan elektron akışıyla ortaya çıkar. Fotoakımının ortaya çıkmasına sebep bu gerilimdir[11].

3.1.2. Güneş Pili Modellenmesi

Bir fotovoltaik pilin elektronik davranışının anlaşılması için, davranışları iyi bilinen ayırık elektriksel bileşenler kullanılarak elektriksel eşdeğer devresinin elde edilmesi gerekir. İdeal bir fotovoltaik pil, şekil 3.2’de görüldüğü gibi bir diyot ve paralel bir akım kaynağı kullanılarak modellenenabilir. Akım kaynağı solar ışık şiddeti G ile direkt orantılı olan foto-akımı I_L ’yi meydana getirir. Şekildeki diyot, fotovoltaik pilin p-n geçiş bölgesini temsil etmektedir[11,13,14].

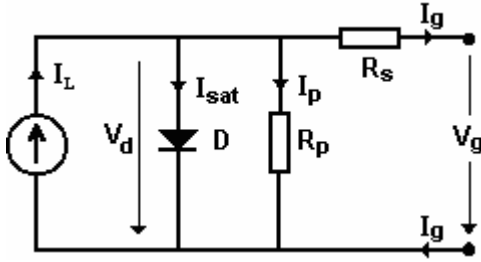


Şekil 3.2. Solar hücrenin basitleştirilmiş eşdeğer devresi

Basitleştirilmiş eşdeğer devrenin akım denklemi, Kirchhoff’un akım kanunundan çıkarılabilir[14,15].

$$I_g = I_L - I_{sat} = I_L - I_0 \left(\exp\left(\frac{qV}{nkT}\right) - 1 \right) \quad (3.1)$$

Görüldüğü gibi, basitleştirilmiş eşdeğer devre fotovoltaik pilin elektriksel işlemi için optimal bir gösterimini vermemektedir. Gerçek fotovoltaik pillerde, harici kontaklar üzerinde gerilim düşümü gözlenir. Buradaki gerilim kaybı seri bir R_s direnci ile ifade edilebilir. Ayrıca paralel bir R_p direnciyle ifade edilecek olan sızıntı akımı da gözlenir. Bu durumda, şekil 3.3'de görülen eşdeğer devre elde edilir[13,14].



Şekil 3.3. Fotovoltaik hücrenin tek diyodlu eşdeğer devresi[11,12]

Fotovoltaik pildeki temel akımlar şunlardır[11]:

- Fotovoltaik akım I_L : Fotovoltaik pil üzerine düşen ışınım oranı ile doğru orantılıdır.
- Diyot akımı I_{sat} : Gerilime ve sızıntı akımı I_0 'a bağlıdır ve denklem (3.2) ile ifade edilir.

$$I_{sat} = I_0 \left(\exp\left(\frac{qV}{nkT}\right) - 1 \right) \quad (3.2)$$

Burada I_0 diyot ters doyma akımı, q elektronun elektrik yükü, V_d diyot üzerinde düşen gerilim, n diyot emisyon faktörü, k Boltzmann sabiti ve T mutlak sıcaklıktır.

- Paralel kol akımı I_p : Paralel kol direncindeki eklem gerilimi etkisi ile ortaya çıkan ve denklem (3.3) ile ifade edilen akımdır. Paralel kol direnci R_p , n ve p eklemleri boyunca akan elektronlara bağlı olarak ortaya çıkan kaybı belirler.

$$I_p = \frac{V_d}{R_p} = \frac{V_g + I_g R_s}{R_p} \quad (3.3)$$

Hücreden akan çıkış akımını;

$$I = I_L - I_{sat} - I_p \quad (3.4)$$

Yarı iletken direncine, opak elektrod direncine ve bağlantı kayıplarından dolayı ortaya çıkan seri direnç R_s denklem (3.5) ile gösterilen gerilim düşümüne sebep olur.

$$V_g = V_d - I R_s \quad (3.5)$$

(3.2) ve (3.3) denklemleri (3.4)'te yerine konulursa;

$$I_g = I_L - I_0 \left(\exp \left(\frac{q(V_g + I_g R_s)}{nkT} \right) - 1 \right) - \frac{V + I_g R_s}{R_p} \quad (3.6)$$

denklemini ile tek bir hücre için genel bir matematiksel model elde edilir.

Paralel direnç R_p çok büyük olduğu için genel olarak sonsuz kabul edilir. Hücre sıcaklığı solar radyasyon yoğunluğu, ortam sıcaklığı ve rüzgar hızı gibi çevre şartlarından etkilenir. Bu faktörlerin tamamı fotovoltaik pildeki ısı transferine etki ederler. Kelvin cinsinden hücre sıcaklığı, (3.7) denklemini kullanılarak elde edilebilir[11].

$$I_0 = I_{0,ref} \left[\frac{T}{T_{ref}} \right]^3 \exp \left(\frac{qE_G}{nk} \left[\frac{1}{T} - \frac{1}{T_{ref}} \right] \right) \quad (3.7)$$

Burada $I_{0,ref}$ referans sıcaklıktaki diyot ters saturasyon akımı, T_{ref} referans sıcaklık ($298^{\circ}K$), E_G yarı iletken hücrenin band enerjisidir.

Foto-akımı solar ışınım ve fotovoltaik pil sıcaklığının bir fonksiyonudur ve (3.8) ile verilebilir[11].

$$I_{ph} = [I_{ph,ref} + k_i(T - T_{ref})] \frac{G}{G_{ref}} \quad (3.8)$$

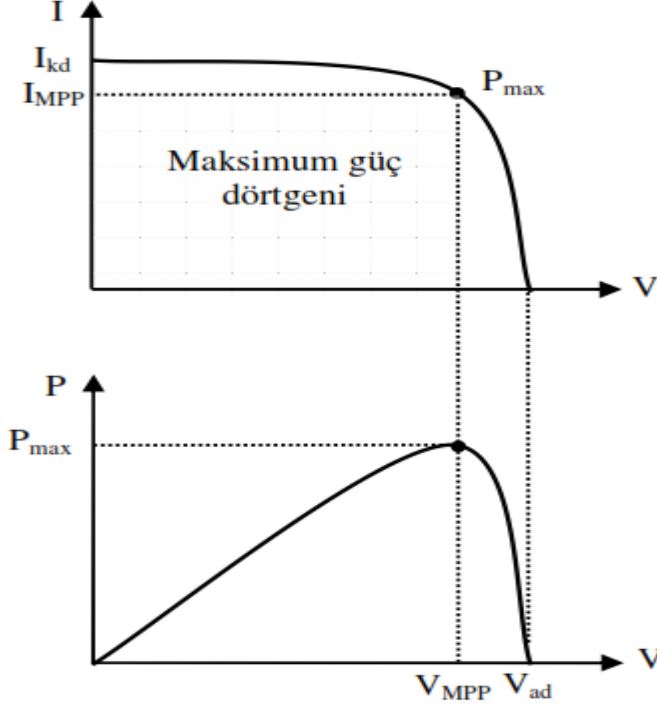
burada k_i , fotovoltaik hücre kısa devre akımının sıcaklık katsayısı ($A/^\circ C$), $I_{ph,ref}$ referans sıcaklıktaki fotovoltaik akım, G_{ref} referans sıcaklıktaki ışık şiddetidir.

3.1.3. Fotovoltaik Hücrenin Akım-Gerilim ve Güç-Gerilim Karakteristikleri

Bir fotovoltaik pilin, şekil 3.4’de görüldüğü gibi karakteristik akım-gerilim eğrisinde yüke bağlı olarak herhangi bir noktada çalıştırılması mümkündür. Eğrideki iki önemli nokta, fotovoltaik pilin elektriksel performansını belirlemekte de kullanılan iki parametre olan açık devre gerilimi V_{ad} ve kısa devre akımı I_{kd} ’dir. Kısa devre akımı, çıkış uçları kısa devre edilerek ve tam aydınlatma altında uç akımı ölçülerek belirlenir. Düşük seviyedeki diyot akımı ve toprağa doğru olan sızıntı akımı, sıfır uç gerilimi altında ihmal edilerek ölçülen kısa devre akımı, I_L foto-akımını verir. Kısa devre akımı I_{kd} aydınlatma seviyesi ile orantılı iken, açık devre gerilimi V_{ad} aydınlatma seviyesinin logaritması ile doğru orantılıdır. Maksimum hücre gerilimi ise, açık devre gerilimi durumunda elde edilir. Kısa devre ve açık devre şartlarında güç sıfırdır[11,14,15].

Fotovoltaik pil, maksimum gerilim V_{mpp} ve maksimum akım I_{mpp} durumunda maksimum güç üretir. ($I_{mpp} \times V_{mpp}$) alanının maksimuma ulaştığı durumda maksimum güç şartı oluşur. Şekilde görülen maksimum güç dörtgeni maksimum güç noktasında üretilen güce eşittir. Doluluk faktörü $\eta_{doluluk}$ I-V eğrisinin karesel olmasıyla alakalı bir ölçüttür ve denklem (3.9) ile gösterilir[11,14].

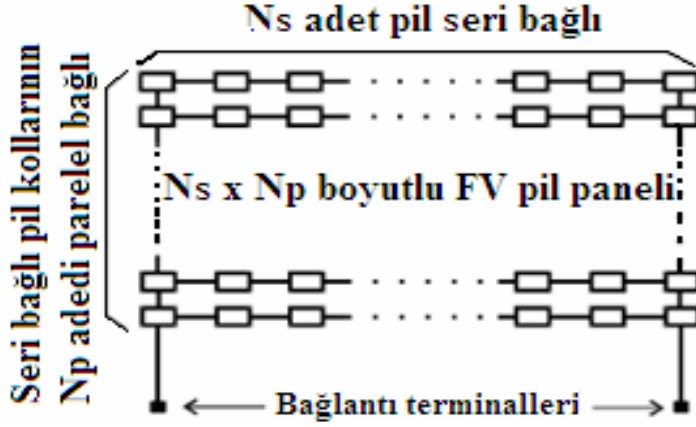
$$\eta_{doluluk} = \frac{i_{mpp} V_{mpp}}{i_{kd} V_{ad}} \quad (3.9)$$



Şekil 3.4. İdeal bir fotovoltaik pilin akım gerilim (I/V) ve güç gerilim (P/V) karakteristikleri[11]

3.1.4. Fotovoltaik Paneller ve Diziler

FV güneş pili paneli oluşturulurken, gerekli çıkış gerilimini elde etmek için yeterli sayıda (mesela N_s adet) pil seri bağlanırken, gerekli akımı elde edebilmek için de pillerin seri bağlanmasıyla meydana gelen yeterli sayıda (mesela N_p adet) kol paralel bağlanır[9]. Bu durum şekil 3.5 de daha açık olarak verilmektedir. Dolayısıyla, şekil 3.5 de verilen FV pil paneli ve bağlantı devresi kullanılarak yapılan ölçümler, bu FV pil panelinin akım ve gerilimini verir.



Şekil3.5. FV pillerin seri-paralel bağlanması ile oluşturulan FV güneş pili paneli[41].

Eğer panelin akımı I_{PANEL} , gerilimi de V_{PANEL} ile gösterilirse, paneli oluşturan her bir pilin akım ve gerilimi sırasıyla,

$$I_{pil} = \frac{I_{panel}}{N_p} \quad (3.10)$$

$$V_{pil} = \frac{V_{panel}}{N_s} \quad (3.11)$$

Bağlantıları kullanılarak belirlenebilir. Panelin çıkış gücü;

$$P_{Panel} = V_{Panel} \times I_{Panel} \quad (3.12)$$

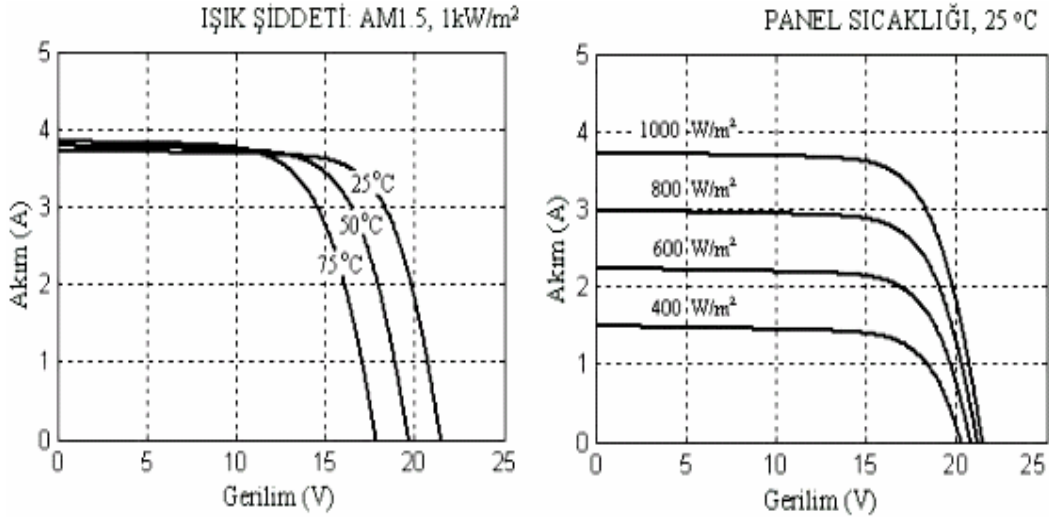
Olarak elde edilirken, bir tek pilin gücünde;

$$P_{PİL} = V_{PİL} \times I_{PİL} \quad (3.13)$$

Bağıntısı kullanılarak belirlenebilir

3.1.5. Sıcaklık ve Işık Şiddeti Etkisi

Pratikte fotovoltaik hücreler, standart şartlarda çalışmaz. Göz önünde bulundurulması gereken en önemli iki etki, sıcaklık ve ışık şiddetinin değişimidir. Şekil 3.6(a)'da sıcaklığın fotovoltaik hücre karakteristiğine olan etkisini gösteren değişimler verilmiştir. Şekilden, özellikle gerilimin sıcaklık katsayısının negatif olduğu ve sıcaklıkla belirgin bir değişime uğradığı görülmektedir. Akım ve doluluk faktöründeki sıcaklık etkisi daha azdır. Farklı ışık şiddeti seviyeleri için fotovoltaik hücre karakteristikleri Şekil 3.6(b)'de görülmektedir. Fotovoltaik akımın büyüklüğü, tam aydınlatma altında maksimumdur. Az güneşli bir günde fotovoltaik akım, ışık şiddeti ile doğru orantılı olarak azalır. I-V karakteristiği, şekilde de görüldüğü gibi düşük ışık şiddetinde azalan eğilimdedir. Bulutlu bir günde kısa devre akımı büyük ölçüde azalırken açık devre gerilimindeki azalma daha düşüktür[11].

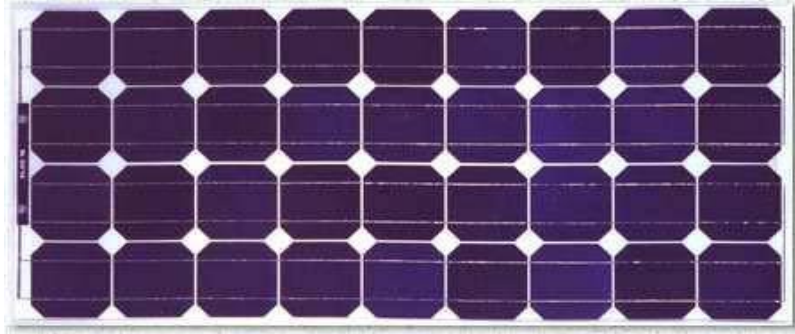


Şekil 3.6. Fotovoltaik hücredeki I-V karakteristiğinin (a) sıcaklığa (b) ışık şiddetine bağımlılığı

3.1.6. Fotovoltaik Panelin Modellenmesi

Bu çalışmada kullanılan Solarex MSX-60 model fotovoltaik panelin elektriksel özellikleri aşağıdaki tabloda verilmiştir. Kullandığımız fotovoltaik panelin

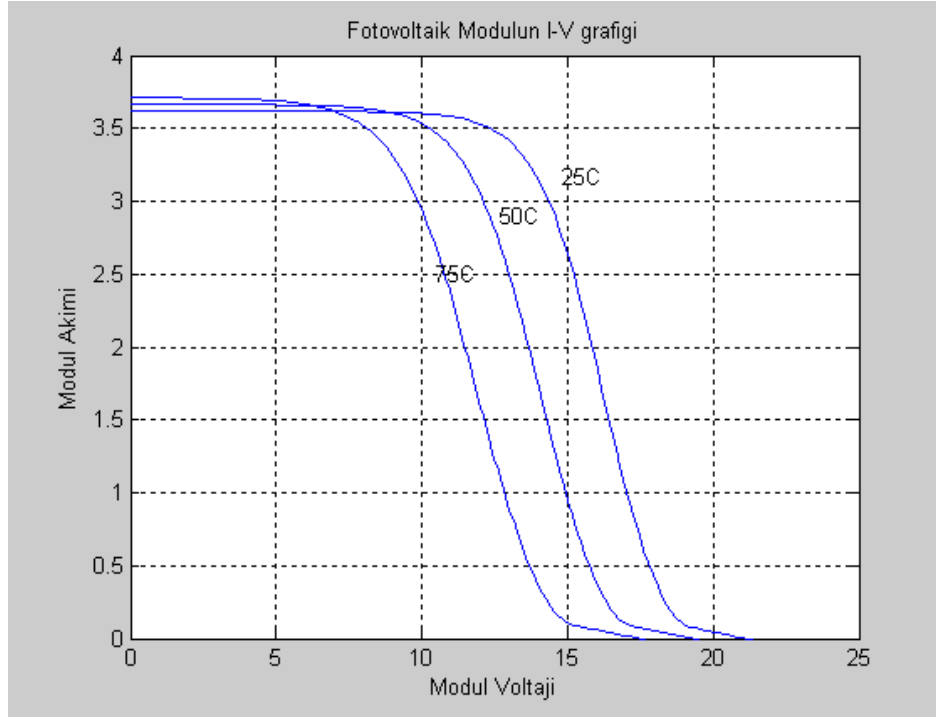
modellenmesi önceki kısımlarda verilen teoriye uygun olarak yapılmış ve gerçekleştirilen simülasyonlarda bu model kullanılmıştır. Fotovoltaik panelin değişen sıcaklık değerlerinde akım-gerilim grafiğini oluşturmak için Matlab programından yararlanılmıştır. Fotovoltaik panelin I-V karakteristiğini çizmek için gerekli olan Matlab kodları Ek 1 de verilmiştir.



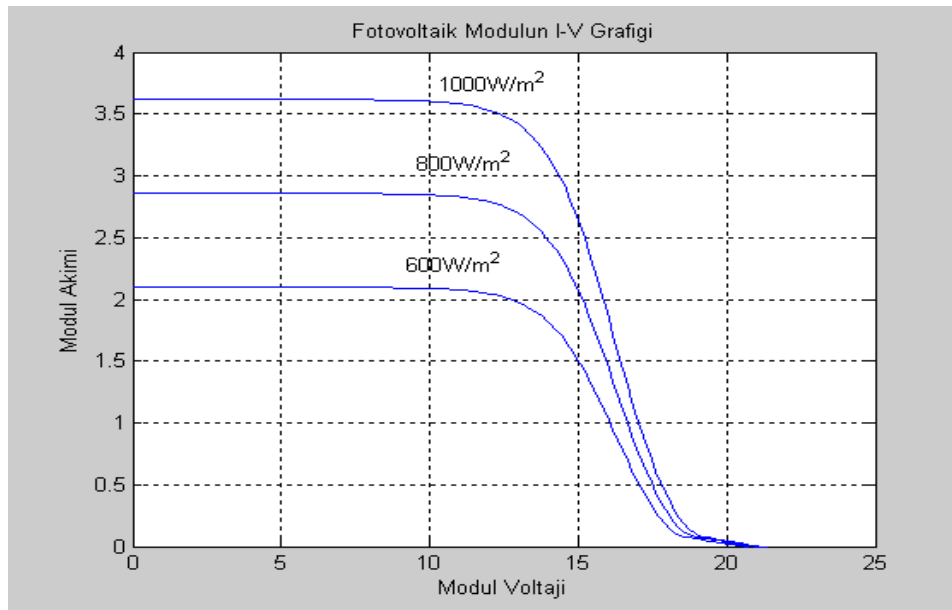
Şekil 3.7. Solarex MSX-6

Çizelge 3.1. Solarex MSX-60 model fotovoltaik panelin elektriksel özellikleri

Fotovoltaik hücre sayısı	36
Maksimum Güç (Pmax)	60W
Maksimum güçteki voltaj (Vpm)	17.1
Maksimum güçteki akım (Ipm)	3.5
Açık devre voltajı (Voc)	21.1
Kısa devre akımı (Isc)	3.8
Kısa devre akımının sıcaklık katsayısı (a)	0.065
Açık devre voltajının sıcaklık katsayısı	-0.38
Açık devre voltajındaki eğim (DV/DI)	-0.68



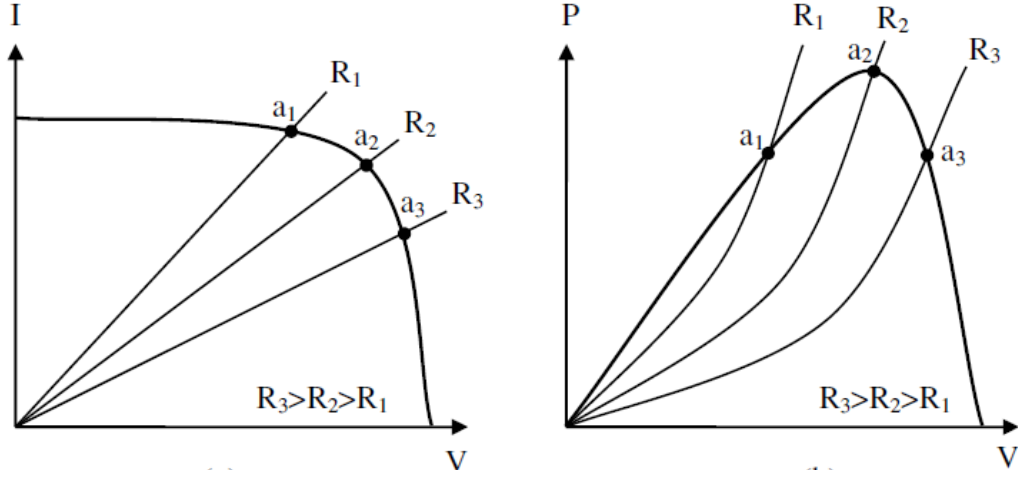
Şekil 3.8. Fotovoltaik modülün $1000\text{W}/\text{m}^2$ ışınımında değişik sıcaklıklardaki I-V grafiği



Şekil3.9. Fotovoltaik modülün 25°C sıcaklıkta değişik ışınımlardaki I-V grafiği

3.1.7. Elektriksel Yük Uyumu ve Maksimum Güç Noktası İzleyici

Güç sistemlerinin çalışma noktası, kaynak eğrisi ile yük çizgisinin kesiştiği noktadır. Eğer şekil 3.10 (a)'daki I-V ve P-V karakteristiklerine sahip bir FV kaynağı, R_1 dirençsel yüküne güç sağlıyor ise a_1 noktasında çalışacak, R_2 veya R_3 dirençsel yüküne güç sağlıyor ise de sırasıyla a_2 ve a_3 noktalarında çalışacaktır. Şekil 3.10(b)'de görüldüğü gibi yük direnci R_2 olduğu durumda panelden maksimum güç alınır. Bu şekilde kaynakla olan yük uyumu, FV panelden maksimum güç alınması için her zaman gereklidir[11].



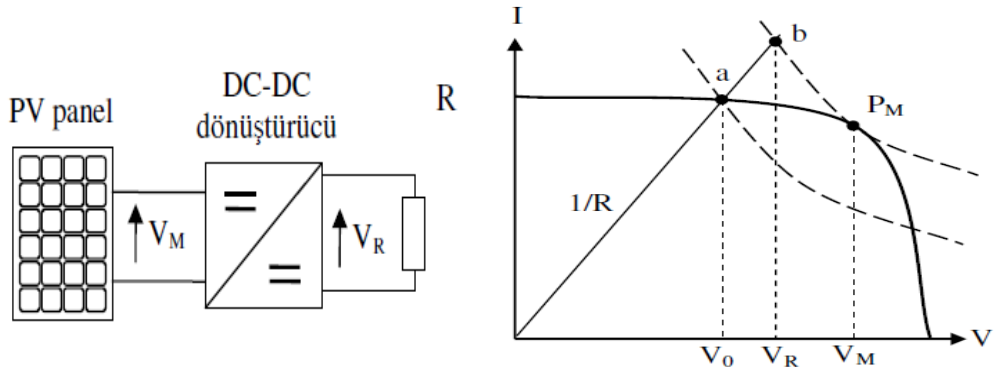
Şekil3.10. Dirençsel yük için çalışma kararlılığı ve elektriksel yük uyumu için (a) I/V eğrisi ve yük doğruları (b) P/V eğrisi ve yük eğrileri

Güneş takip sistemlerinin, FV panelini mekaniksel olarak güneşi izleyecek şekilde hareket ettirmesi, panelden maksimum güç alınmasını garanti etmez. Bu şart için FV panelin, verilen çalışma şartları altında maksimum güç noktasına (MPP) karşılık gelen belirli bir seviyede çalıştırılması gerekir. FV panellerden yüke sürekli olarak maksimum enerji transferinin sağlanması, maksimum güç noktası izleyiciler (MPPT) ile mümkündür. Şekil 3.11(a)'da DC-DC dönüştürücü ile gerçekleştirilen temel bir MPPT yapısı verilmiştir. Burada, FV panelin omik yükü beslediği durum

için, bir DC-DC dönüştürücü yardımıyla yük gerilimi, (3.14) denkleminde göre ayarlanarak maksimum güç transferi sağlanır[36].

$$V_R = \sqrt{P_{max}R} \quad (3.14)$$

Şekil 3.11(b)'de verilen FV panel ve yük I-V karakteristikleri ve sabit güç eğrilerinden görüldüğü gibi, panelin yüke direkt bağlı olduğu durumdaki kesişme noktasında güç (a noktası), maksimum değerinden daha düşükken, DC-DC dönüştürücü ile yük geriliminin (3.14) denklemindeki değere ayarlanması durumunda çalışma noktası maksimum güç noktasına (b noktası) kaymaktadır.



Şekil 3.11. (a) Temel bir MPPT yapısı,

(b) MPPT'nin çalışması

3.2. MAKSİMUM GÜÇ TAKİBİ ALGORİTMALARI

FV panellerinden elde edilen gücün; sıcaklık, ışınım seviyesi gibi çalışma şartlarında maksimum yapılarak yüke veya depolama sistemlerine aktarılması amacıyla çeşitli kontrol algoritmaları geliştirilmiştir. Yüke aktarılan gücün maksimum yapılması amacıyla FV panellerden çekilen akım veya FV panel uçlarındaki gerilim, maksimum güç noktası civarında sabit tutulur. Bunun için, DC-DC dönüştürücü veya evirici gibi güç elektroniği dönüştürücüleri maksimum güç noktası takibi (MPPT) algoritmaları ile kontrol edilmelidir.

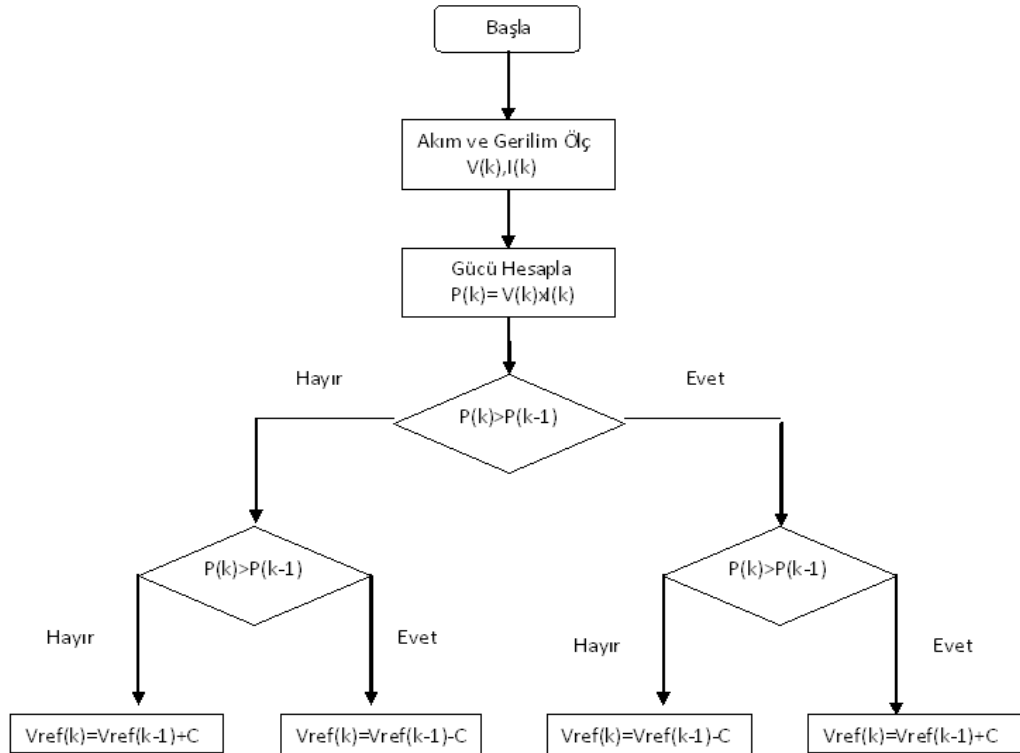
Bu çalışmada kullandığımız literatürde sunulan MPPT algoritmalarından yaygın olarak kullanılanlardan bazıları aşağıda verilmiştir.

- Pertürbasyon ve gözlem (P&O) algoritması,
- Artan iletkenlik farkı (Incremental Conductance, IncCond) algoritması,
- Sabit gerilim yöntemi,

Bu yöntemler aşağıda ayrıntılı bir biçimde açıklanmıştır.

3.2.1. Değişim ve Gözlem Metodu (Perturbation & Observation-P&O)

Basitliği nedeniyle P&O metodu kullanılan en yaygın MPPT algoritmalarından biridir. FV panellerin çalışma noktasının değiştirilmesi sonucunda meydana gelecek olan değişimin gözlenmesi ve böylece maksimum güç noktasına (MPP) doğru sonraki değişimin belirlenmesi prensibine dayanır.



Şekil 3.12. Değişim ve Gözlem algoritmasının akış şeması

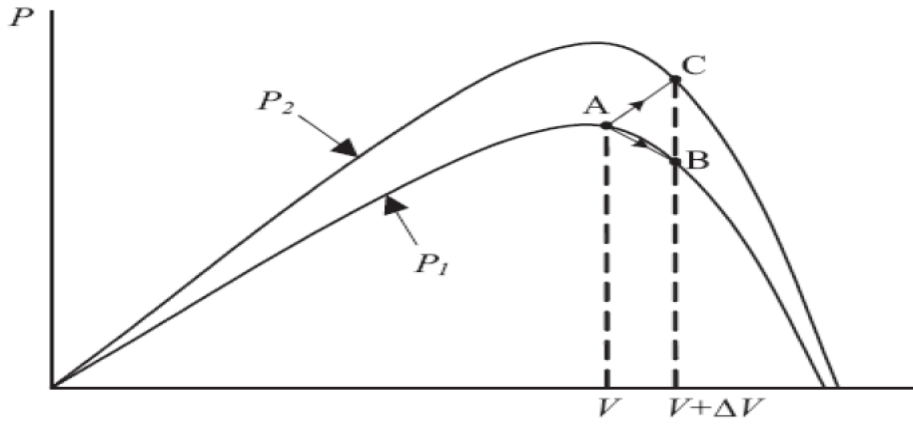
Şekil 3.12’de gösterilen akış şemasından da anlaşılacağı gibi bu yöntemde maksimum güç noktasına ulaşma işlemi için önce fotovoltaik yapının geriliminin az bir miktar artması sağlanır. Daha sonra fotovoltaik yapının güç ölçümü yapılır ve bir önceki çevrimdeki güç değeri ile karşılaştırılır. Eğer güçteki değişim pozitif ise fotovoltaik yapının gerilimi aynı yönde değiştirilmeye devam edilir. Eğer değişim negatif ise bu defa çalışma noktasının maksimum güç noktasından uzaklaştığı anlaşılakta ve gerilimdeki küçük değişimlerin (sarsma) yönü değiştirilmektedir. Bu durum çizelge 3.2’de gösterilmiştir.

Çizelge 3.2. P&O yöntemi maximum güç noktası testi

$\Delta P < 0$	$V_{pv} > V_{MPP}$	V_{pv} ‘yi azalt
$\Delta P > 0$	$V_{pv} < V_{MPP}$	V_{pv} ‘yi arttır

Maksimum güç noktasına ulaşılan kadar işlem tekrarlanmaktadır. Bunun sonrasında sistem MPP çevresinde dalgalanır. Dalgalanma adım büyüklüğünün (c) küçültülmesi ile azaltılabilir. Bununla birlikte adım büyüklüğünün azaltılması MPPT’ nin yavaşlamasına neden olur[37].

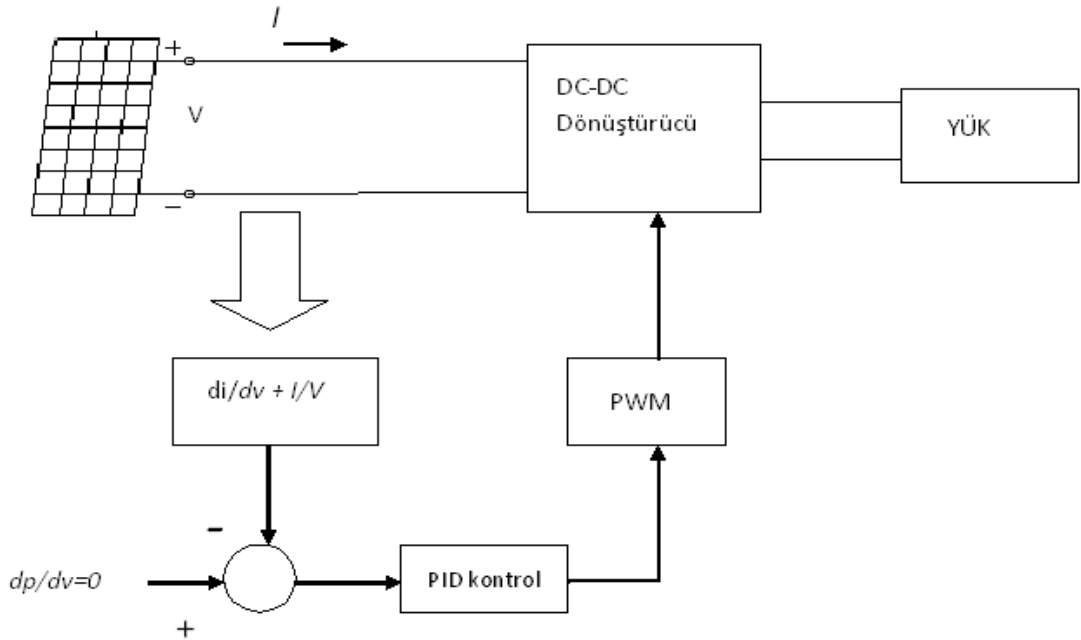
P&O metodu şekil 3.13’de gösterildiği gibi hızlı değişen atmosfer koşullarında başarısız olmaktadır. A noktasından başlayarak, eğer atmosfer koşulları sabit kalırsa, PV gerilimi V’deki ΔV kadar kaygılandırma B noktasına geçirecek ve kaygılandırma güçteki düşüş nedeniyle tersine dönecektir. Bununla birlikte eğer ışınım artarsa ve bir örnekleme zamanında güç eğrisi P1’den P2’ye geçerse çalışma noktası A’dan C’ye geçecektir. Bu güçte artış göstermektedir ve kaygılandırma aynı yönde devam edecektir. Bu nedenle çalışma noktası MPP’den uzaklaşacak ve eğer ışınım düzenli olarak artarsa MPP’den uzaklaşmaya devam edecektir. [16]



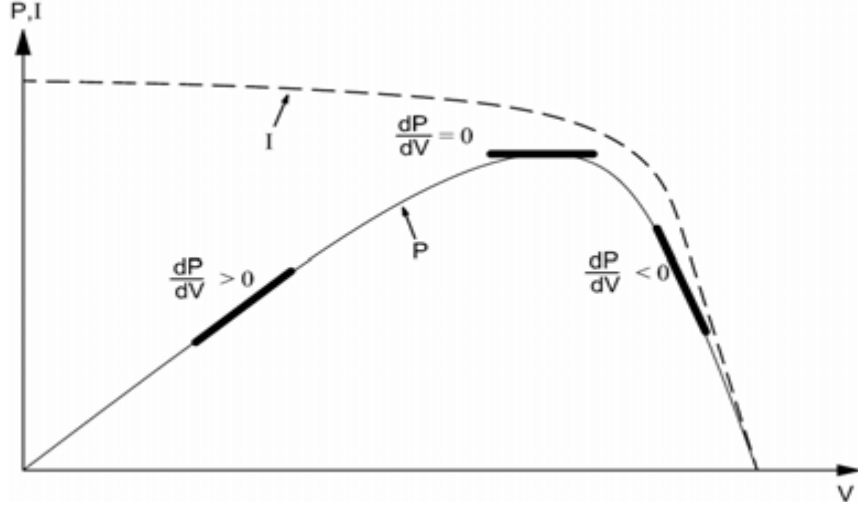
Şekil 3.13. P&O yönteminde MPP noktasından uzaklaşma hatası

3.2.2. Artan İletkenlik Farkı Yöntemi

Şekil 3.14'te blok şeması verilen iletkenlik farkı yönteminin temeli FV panel çıkış gücü eğiminin sıfır olduğu yeri MPP, pozitif olduğu yeri MP noktasının solu, negatif olduğu yeri MP noktasının sağı olarak belirlemesine dayalıdır [5].



Şekil 3.14. Artan iletkenlik farkı yöntemi için blok şeması



Şekil 3.15. Artan İletkenlik algoritması çalışma eğrisi.

Şekil 3.15’de verilen eğri artan iletkenlik algoritmasının temelini oluşturur. Bu eğriden yararlanılarak Eş. 3.15’deki eşitlikleri yazmak mümkündür,

$$dP / dV = 0 \Rightarrow \text{MP noktasında,}$$

$$dP / dV > 0 \Rightarrow \text{MP noktasının solunda,}$$

$$dP / dV < 0 \Rightarrow \text{MP sağında,} \quad (3.15)$$

Eş. 3.15 kullanılarak Eş. 3.16 yazılabilir:

$$dP / dV = d(IV) / dV = I + VdI / dV \cong I + V\Delta I / \Delta V \quad (3.16)$$

Eş. 3.16 yeniden düzenlenirse,

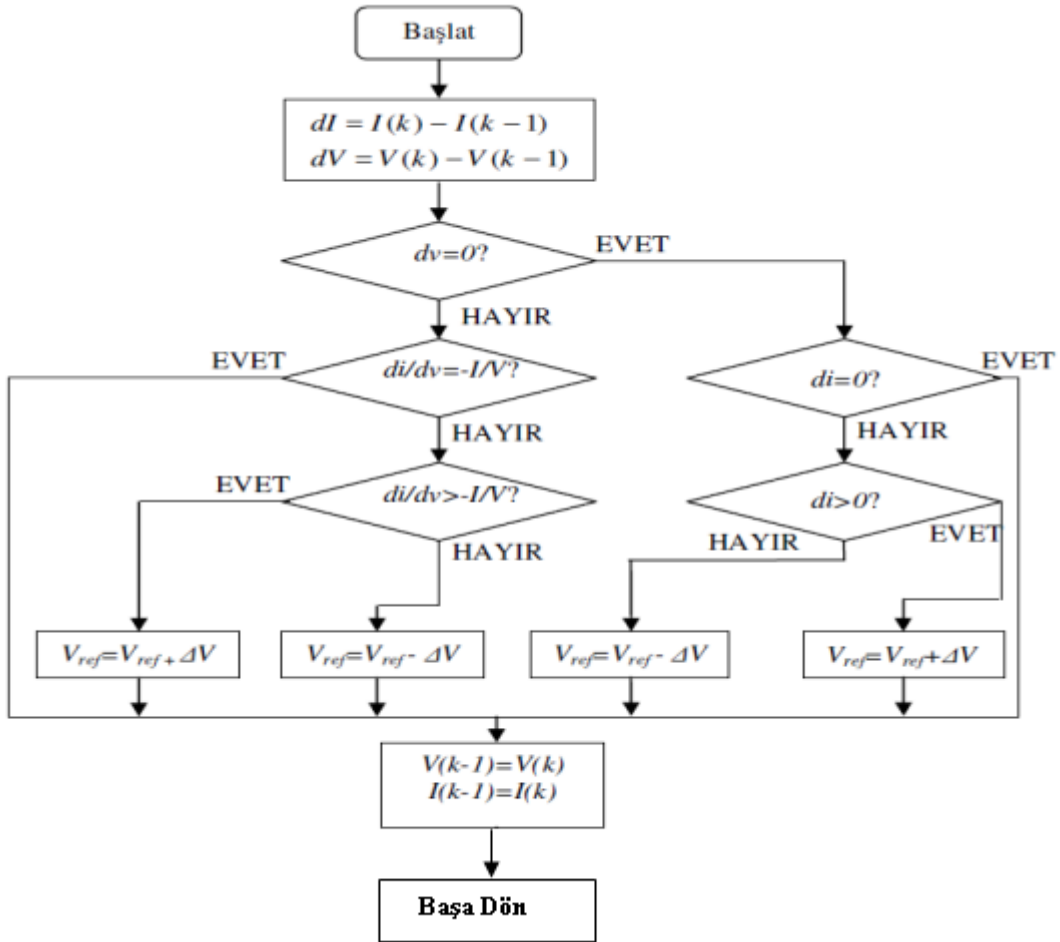
$$\Delta I / \Delta V = -I / V \Rightarrow \text{MP noktasında,}$$

$$\Delta I / \Delta V > -I / V \Rightarrow \text{MP noktasının solunda,}$$

$$\Delta I / \Delta V < -I / V \Rightarrow \text{MP sağında,} \quad (3.17)$$

eşitlikleri elde edilir [5]

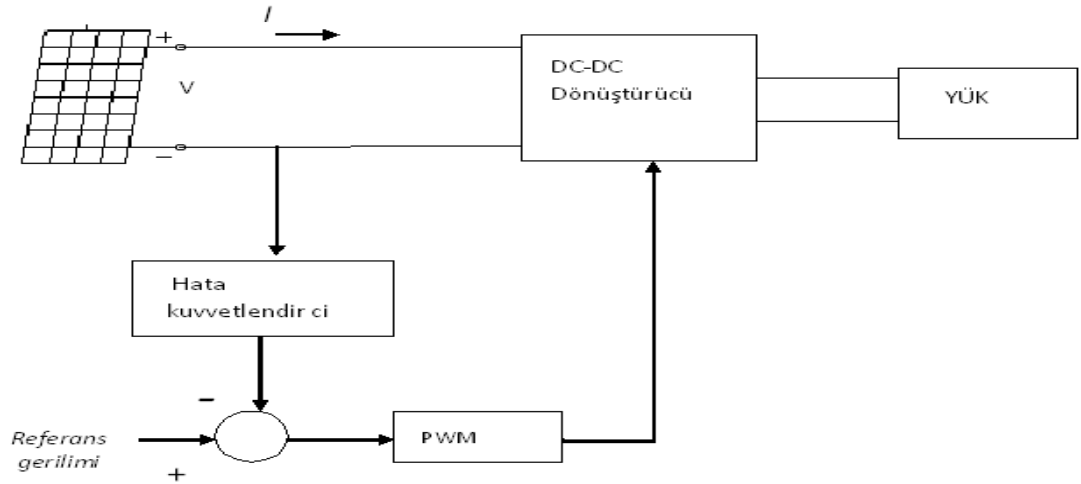
Böylece FV panellerin uç gerilimi, iletkenlik farkı ve ani iletkenlik değerleri (sırasıyla di/dv ve I/V) ölçülerek ve yukarıdaki denklemlerde yerine konularak maksimum güç noktasına göre ayarlanabilir. İletkenlik farkı yönteminin akış diyagramı Şekil 3.16’ta verilmiştir. Algoritma, $I(k)$ ve $V(k)$ değerlerinin ölçülmesiyle başlar ve daha sonra bir önceki çevrimden saklanan $I(k-1)$ ve $V(k-1)$ değerleri kullanılarak farklar için $di \gg I(k) - I(k-1)$ ve $dv \gg V(k) - V(k-1)$ yaklaşımları elde edilir. Öncelikle di/dv ile $-I/V$ karşılaştırılır ve bu kontrolün sonucuna göre kontrol referans sinyali V_{ref} , panelin gerilimi maksimum güç noktasına doğru kaydırılacak şekilde ayarlanır. Maksimum güç noktasında $di / dv = -I/V$ olduğundan her hangi bir ayara gerek duyulmaz ve referans değişmediğinden çalışma noktası maksimum güç noktasında kalır.



Şekil 3.16. Artan iletkenlik farkı akış şeması

3.2.3. Sabit Gerilim Metodu

Sabit gerilim yöntemini kullanan MPPT algoritması için blok şema şekil 3.17’de verilmiştir. FV dizisinin çalışma noktası dizi gerilimi ayarlanarak ve V_{ref} referans geriliminde sabitlenerek maksimum güç noktasına yakın tutulur. V_{ref} değeri FV dizisinin MPP değerine veya diğer hesaplanan en iyi sabit gerilime eşit ayarlanır [16].



Şekil 3.17. Sabit gerilim yöntemi blok şeması

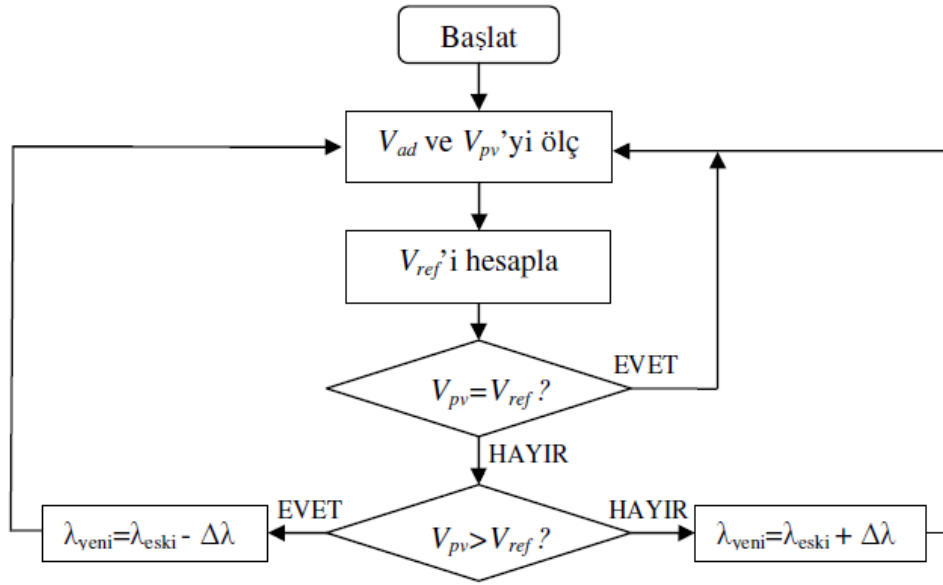
FV dizisinin MPP ve V_{OC} arasında neredeyse lineer bir ilişki bulunmaktadır.

$$V_{MPP} \approx k_1 * V_{OC} \quad (3.18)$$

Burada k_1 orantı sabitidir. k_1 kullanılan FV dizisinin karakteristiklerine bağlı olduğundan, farklı ışınım ve sıcaklık derecelerinde belirli FV dizisi için deneysel olarak belirlenmiş MPP ve V_{OC} değerleriyle önceden hesaplanmış olmalıdır[37]. k_1 faktörünün 0.71 ile 0.78 arasında olduğu söylenilmiştir [17].

Sabit gerilim yöntemi için çalışma adımları, şekil 3.18’deki akış diyagramında görülmektedir. Akış diyagramında görüldüğü gibi, öncelikle FV panelin açık devre gerilimi ölçülmekte ve açık devre geriliminin belli bir yüzdesine göre referans gerilim V_{ref} hesaplanmaktadır. Şekil 3.18’de görüldüğü gibi elde edilen

referans gerilim bir hata kuvvetlendirici üzerinden darbe genişlik modülasyonu (PWM) üreticine uygulanmakta ve bağlı iletim süresinin (λ) kontrolü ile panellerin dönüştürücü üzerinden yüke maksimum güç noktasına yakın bir bölgede güç aktarması sağlanmaktadır. Algoritmada kontrol edilen parametre olan FV panel gerilimi, maksimum güç noktası gerilimine eşit olacak şekilde ayarlanır[44].



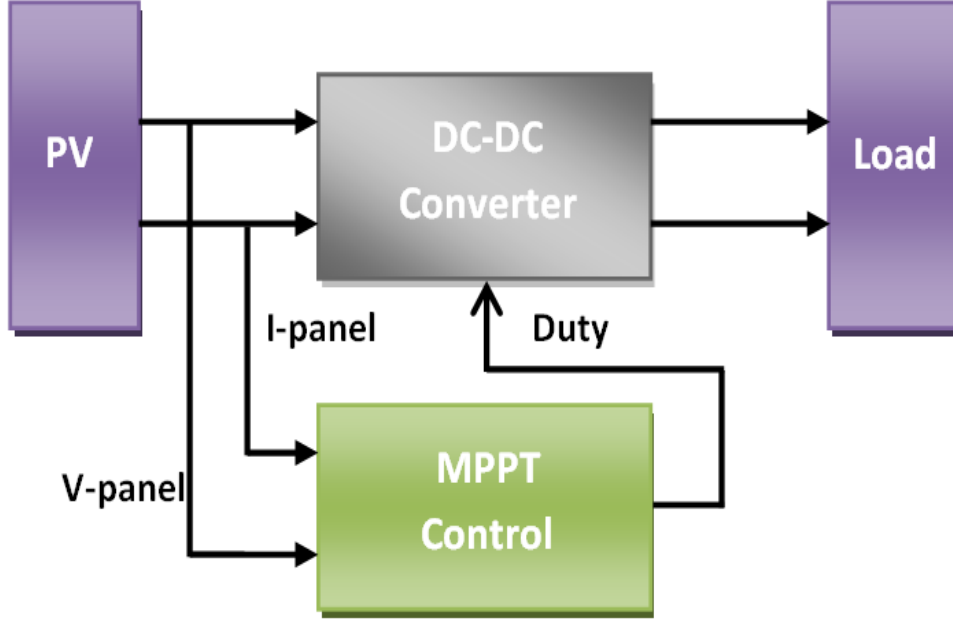
Sekil 3.18 Sabit gerilim yöntemi için akış diyagramı[44]

3.3. MAKSİMUM GÜÇ TAKİBİ DÖNÜŞTÜRÜCÜSÜ

Maksimum güç takip sistemlerinin temel amacı, panel üzerine düşen ışınım seviyesinde panelden elde edilebilecek maksimum gücün yüke veya depolama sistemine aktarılmasıdır. Maksimum güç takibi yapan sistemler, güneşten gelen ışınım ve sıcaklık gibi faktörler nedeniyle maksimum güç noktası değiştiğinden, panelden maksimum verimin alınabilmesi için maksimum güç noktasının daima takip edilmesini sağlayan ve fotovoltaik sistemi bu noktada çalıştıran bir elektronik devredir.

Maksimum güç takip sisteminde bulunan anahtarlamalı güç kaynağı (AGK) yapısı, yükün çalışmakta olduğu gerilimden bağımsız olarak FV'yi maksimum gücün

sağlandığı gerilimde çalıştırma görevini yerine getirmektedir. Geri beslemeli kontrol devresi ise, çalışma durumuna göre giriş-çıkış gerilim oranlarını daima en uygun seviyede tutmaya çalışmaktadır. Şekil 3.19’de AGK’lı bir MPPT’ye ait blok diyagramı gösterilmiştir.

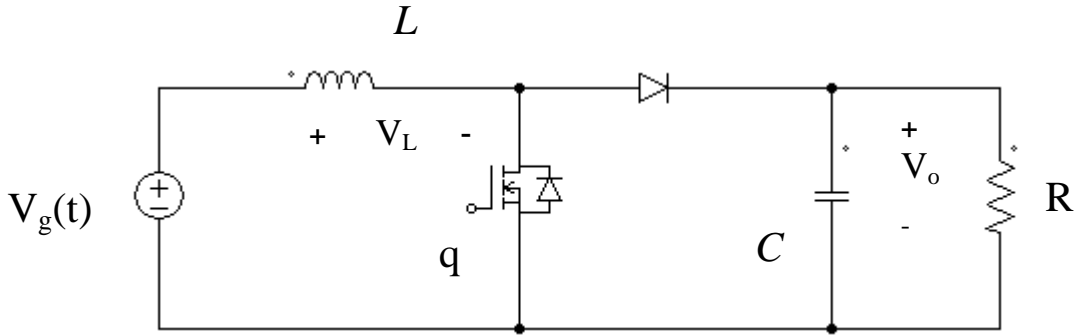


Şekil 3.19. Maximum güç takibi sisteminin blok diagramı

Maximum güç takip sistemlerinde de genelde yükseltici, alçaltıcı veya hem yükseltici hem de alçaltıcı olan anahtarlamalı güç kaynağı yapıları kullanılmaktadır. Alçaltıcı tip dönüştürücüde çıkış gerilimi giriş geriliminde küçüktür. Yükseltici tip dönüştürücüde ise çıkış gerilimi giriş geriliminden büyüktür. Kullandığımız akü grubunu şarj etmek için FV panelinden elde ettiğimiz voltajı yükseltmemiz gerekmektedir bu yüzden bu çalışmada yükseltici tip dönüştürücü üzerinde yoğunlaşmıştır.

3.3.1. Yükseltici Tip DC-DC Dönüştürücünün Analizi

Yükseltici tip dönüştürücü, çıkış gerilimi olarak giriş geriliminden daha yüksek seviyede gerilim elde etmek için kullanılan, izole olmayan ve giriş-çıkış gerilim polariteleri aynı olan bir anahtarlamalı d.c-d.c dönüştürücüdür. Bu dönüştürücü, güneş paneli gibi çıkış gerilimi sabit olmayan cihazlarda sıklıkla kullanılır. Yükseltici tip dönüştürücünün devre şeması şekil 3.20’de gösterilmiştir.



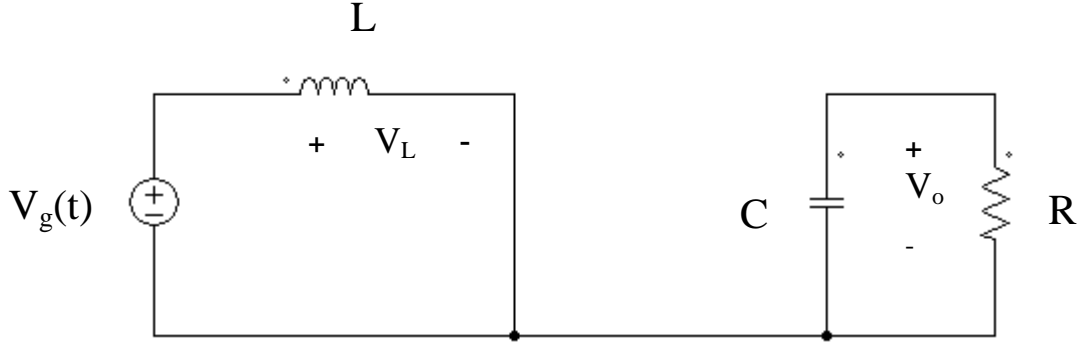
Şekil 3.20. Yükseltici tip dönüştürücü devre şeması

Şekil 3.20’de, q olarak nitelendirilen anahtarlama elemanı (IGBT, MOSFET), çeşitli kontrol teknikleriyle belirli zaman aralıklarında ilettime geçirilerek veya iletimden kesilerek çıkışta, girişten daha yüksek seviyede ve regüle edilmiş gerilim elde edilmesi için kullanılır. Bu anahtarlama elemanının iletimde tutulduğu sürenin, t_{on} , tüm periyot süresine, T, oranı olan D çalışma oranını verir.

$$D = \frac{t_{on}}{T} \quad 0 < D < 1 \quad (3.19)$$

Yükseltici tip dönüştürücü giriş akımı aynı zamanda endüktans akımı olduğundan süreklidir. Çıkış akımı ise, giriş ve çıkışı birbirine bağlayan diyotun sürekli iletimde olmamasından dolayı sürekli değildir. Diyotun iletimde olmadığı durumda çıkış akımı, kondansatör tarafından sağlanır.

Anahtar açık (iletimde), diyot kapalı (kesim) konumlarında iken oluşan eşdeğer devre şekil 3.21’de verilmiştir.

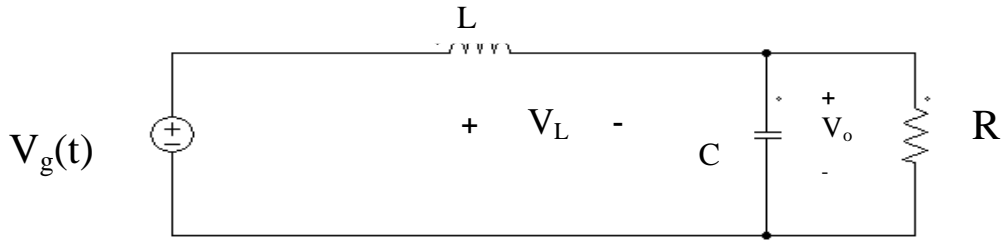


Şekil 3.21. Anahtar iletim konumundayken yükseltici tip dönüştürücünün eşdeğer devresi

$$v_L = V_g \quad 0 < T < DT_s \quad (3.20)$$

DT_s bir anahtarlama periyodu boyunca anahtarlama elemanının ne kadar süre ile iletimde olacağını, T_s ise anahtarlama periyodunu belirtir. Bu durumda, endüktansın üzerindeki gerilim denklem (3.21)’de gösterildiği gibi giriş gerilimine eşit olur ve endüktansın üzerinden akan akım doğrusal olarak artarak endüktans üzerinde enerji yüklenmesine neden olur. Diyot ters kutuplandığı için kesim durumuna geçer. Çıkış tarafı da çıkış kondansatörünün yük üzerinde desarj olması yoluyla beslenir.

Anahtar kapalı (kesimde), diyot açık (iletimde) konumlarında iken oluşan eşdeğer devre şekil 3.22’de verilmiştir.



Şekil 3.22. Anahtar kesim konumundayken yükseltici tip dönüştürücü eşdeğer devresi

$$v_L = V_g - V_o \quad DTs < t < Ts \quad (3.21)$$

Bu durumda, giriş beslemesinin yanı sıra, endüktansın üzerinde biriktirilen enerji de endüktans akımı vasıtasıyla diyot üzerinden akarak hem yükü besler hem de çıkış kondansatörünü sarj eder. Denklem (3.21)'de verildiği gibi, endüktans üzerindeki gerilim giriş gerilimi ile çıkışta oluşan gerilimin farkına eşittir.

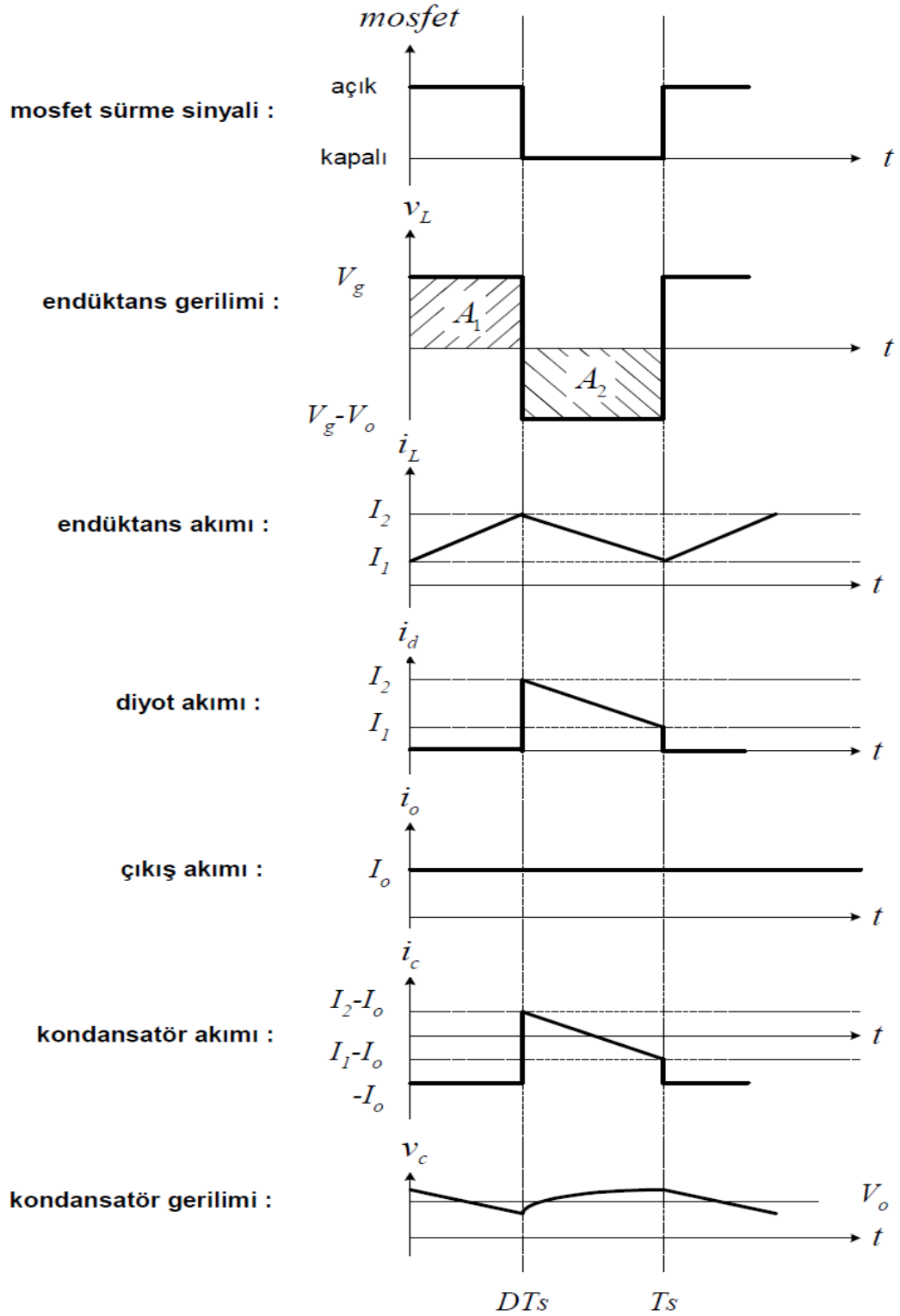
Yükseltici tip dönüştürücü sürekli ve süreksiz akım modları olmak üzere iki modda çalışabilir. Anahtarlama elemanın kesimde olduğu sürede endüktans akımı sıfır seviyesine kadar düşer ise süreksiz akım modu, düşmez ise sürekli akım modu oluşur[45] .

$$\frac{\Delta I_L}{2} < I_L \quad \text{sürekli akım modu} \quad (3.22)$$

$$\frac{\Delta I_L}{2} > I_L \quad \text{süreksiz akım modu} \quad (3.23)$$

ΔI_L endüktans akımı üzerindeki tepeden-tepeye dalgalanma miktarını ifade eder[18]

Bu uygulamada dönüştürücünün sürekli akım modunda çalıştırma amaçlanmıştır. Bu koşulda ve anahtarlama elemanının açık ve kapalı olması durumlarında oluşan eşdeğer devrelere göre devre elemanları üzerinde oluşan dalga şekilleri şekil 3.23'de verilmiştir.



Şekil 3.23. Yükseltici çevirici temel dalga şekilleri

Endüktansın gerilim-saniye dengesine (endüktans üzerine uygulanan gerilim ve uygulanma süresinin çarpımı) göre, denge durumunda endüktansın üzerindeki ortalama gerilim sıfıra eşit olacağından yukarıdaki şekilde endüktans geriliminin dalga şeklinde gösterilen A_1 alanının A_2 alanına eşit olması gerekir. Bu durumda,

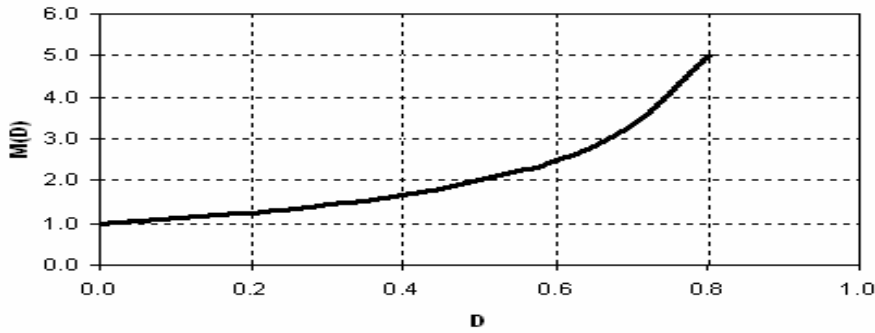
$$V_g \cdot DT_s - (V_g - V_o) \cdot (T_s - DT_s) \quad (3.24)$$

olur ve sadeleştirme sonucunda, yükseltici tip konvertörün giriş ve çıkış gerilimleri arasındaki bağıntı elde edilir. Görüldüğü üzere, çıkış gerilimi; giriş gerilimi ve D çalışma oranına bağlıdır. D çalışma oranı 0 ile 1 arasında bir değer olduğundan çıkış gerilimi giriş geriliminden her zaman büyüktür[18].

$$\frac{V_o}{V_g} = \frac{1}{1 - D} \quad (3.25)$$

Denge durumunda, çıkış geriliminin giriş gerilimine oranı çevrim oranı olarak nitelendirilir ve $M(D)$ ile ifade edilir. Bu ifade Şekil 3.24'de bir grafikte açıklanmıştır.

$$M(D) = \frac{1}{1 - D} \quad (3.26)$$



Şekil 3.24. Yükseltici tip dönüştürücünün çevrim oranı

Endüktans akımındaki dalgalanma miktarı, konvertör devresindeki endüktansın değerinde önemli rol oynar. Endüktans değeri ile endüktans akımındaki kabul edilebilir dalgalanma arasındaki bağıntı şu şekilde elde edilir.[18]

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \int v_L(t) dt \quad (3.27)$$

$$\Delta I_L = \frac{V_g}{L} \Delta t \Rightarrow L \geq \frac{V_g}{\Delta I_L} DT \quad (3.28)$$

V_g 'yi denklem 3.25'e göre V_o cinsinden yeniden düzenlediğimizde denklem 3.28'nin yeni hali denklem 3.29'daki gibi olur

$$L \geq \frac{V_o D(1-D)}{\Delta I_L f s} \quad (3.29)$$

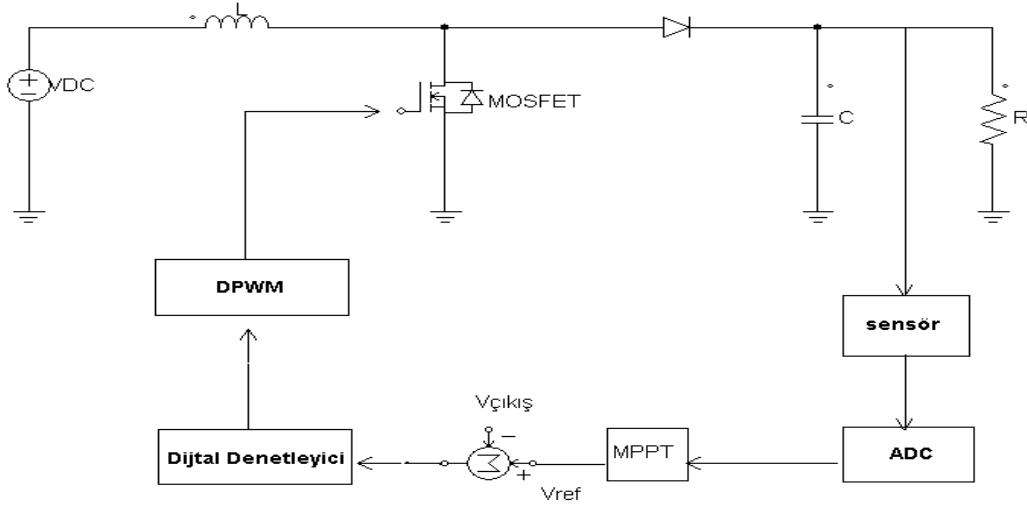
Çıkış gerilimindeki dalgalanma, kondansatör yardımıyla sınırlandırılır. Kondansatörün kapasitans değeri ile çıkış gerilimi üzerindeki dalgalanma miktarı arasındaki bağıntı da şu şekilde elde edilir[18].

$$v_c(t) = \frac{1}{C} \int i_c(t) dt \quad (3.30)$$

$$\Delta V_o = \frac{I_o}{C} \Delta t \Rightarrow C \geq \frac{I_o}{\Delta V_o} \quad (3.31)$$

3.4. MAKSİMUM GÜÇ TAKİBİ DÖNÜŞTÜRÜCÜSÜNÜN DİJİTAL KONTROLÜ

Şekil 3.25 de dijital olarak kontrolü gerçekleştirilmiş bir yükselten tip DC-DC dönüştürücü şeması gösterilmiştir. Şekil 3.25 deki kapalı çevrim döngüde çıkış voltajı, gürültü düzeyinin azaltan ve mikrodenetleyicinin analog digital konvertör (ADC) girişi için uygun sinyale dönüştüren sensör devresi kullanılarak iletilir. İletilen sinyal mikrodenetleyicideki ADC birimi tarafından örneklenir ve mikrodenetleyici içindeki programlanmış MPPT algoritması sonucu oluşan referans sinyali ile karşılaştırılır. Oluşan hata sinyali, gerekli olan görev çevrimi oranını hesaplayan dijital PID kompensatöründe işlem görür. Dijital darbe genişlik modülasyonu (DPWM) birimi, PID tarafından kompanze edilmiş hata sinyalini alarak, DC-DC dönüştürücünün anahtarlama elemanı için uygun frekans ve görev çevrimi oranında PWM sinyali üretir[19].



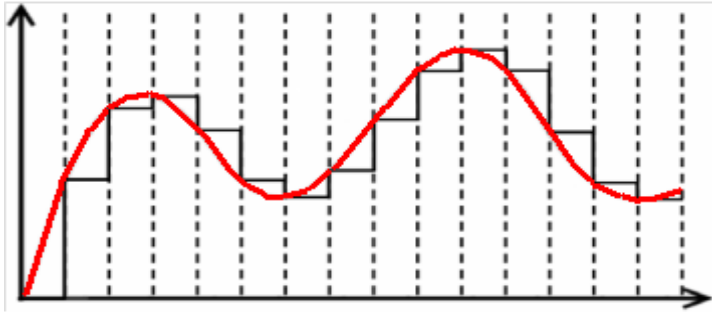
Şekil 3.25. Yükselten tip dc-dc dönüştürücünün dijital kontrol döngüsü

3.4.1. DC-DC Dönüştürücünün Dijital Kontrolünde Doğrusal Olmayan Etkiler

Analog kontrolden farklı olarak dijital kontrolde doğrusal olmayan etkiler oldukça fazladır. Dijital olarak kontrol edilmiş güç dönüştürücüsündeki bu doğrusal olmayan etkiler istenmeyen bir durumdur. Çünkü bu etkiler döngünün kararlılığını bozup dönüştürücüde osilasyona neden olur. Güç dönüştürücüsünün dijital kontrolünde quantizasyon ve gecikme etkisi olarak iki tip doğrusal olmayan etki

vardır[20],[21],[22],[23]. Dijital olarak kontrol edilmiş DC-DC dönüştürücünün tasarımı ve modellenmesi için bu iki etki göz önünde bulundurulmalıdır.

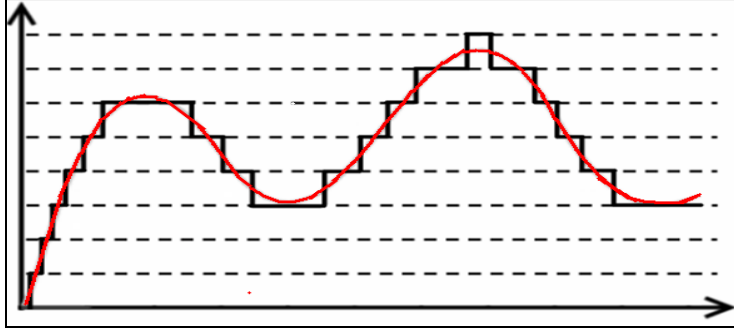
Gecikme etkisi, DC-DC dönüştürücünün reaksiyon hızında gecikme problemine neden olmaktadır. Şekil 3.26’de mikrogenetleyicinin örnekleme frekansı ve hesaplama hızına bağlı olarak oluşan zaman eksenindeki kesikli çizgiler gecikme etkisinin sonucunu göstermektedir[20],[23]. Kırmızı olan analog sinyal örneklendikten sonra siyah olan sinyale dönüşmüştür.



Şekil 3.26 Gecikme Etkisi

ADC ve DPWM birimleri tarafından oluşan quantizasyon etkisi limit çevrim osilasyon (LCO) problemine neden olur [21]. LCO çıkış voltajında extra anahtarlama dalgalanmaları yaratarak çıkış voltajındaki toplam dalgalanmaları daha fazla hale getirir. Sürekli durumda çıkış voltajındaki maksimum dalgalanmaların küçük olması istendiğinden dijital kontrol tasarımında limit çevrim osilasyonundan kaçınılması gerekir.

Şekil 3.27 de genlik ekseninde kesikli çizgiler quantizasyon etkisini göstermektedir. Çıkışta istenilen kırmızı dalga quantizasyona uğrayarak genlik siyah olan dalgaya dönüşmüştür.



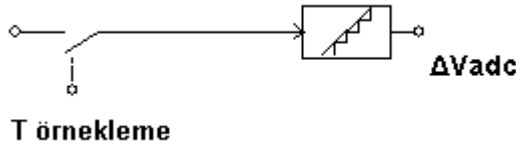
Şekil 3.27 Quantization Etkisi

3.4.1.1. Quantizasyon etkisi

DC-DC dönüştürücünün dijital kontrolünde quantizasyon etkisi, ADC dönüşümü ve DPWM olmak üzere geri besleme döngüsünde iki noktada karşımıza çıkmaktadır.

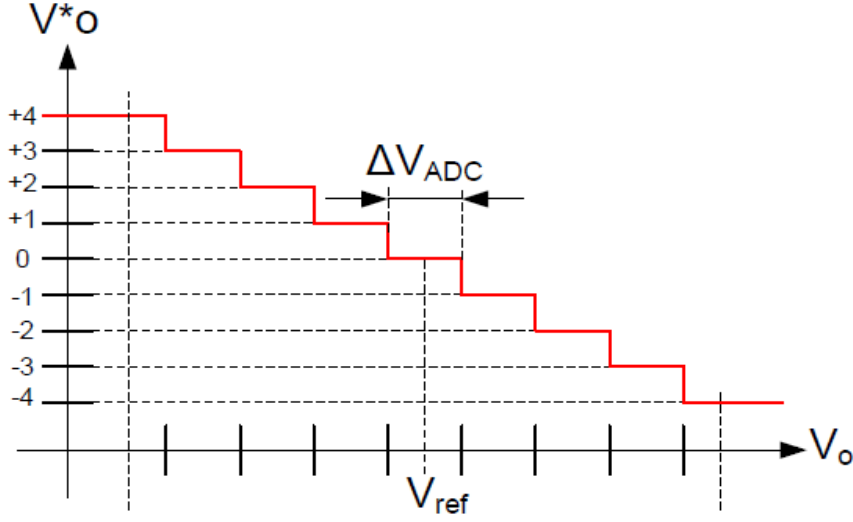
3.4.1.1.1. Analog dijital dönüşümü

Analog Dijital Konverter (ADC), sürekli sinyalleri kesikli (dijital) rakamlara dönüştüren mikrodenetleyicide bulunun bir iç devredir. ADC, sistem performansı ve kontrol tasarımı için iki önemli parametreye sahiptir. Bunlar şekil 3.28 de gösterilen örnekleme zamanı $T_{\text{örnekleme}}$ ve quantizasyon düzeyi ΔV_{ADC} dir[24].



Şekil 3.28. Örnekleme frekansı ve quantizasyon düzeyi

Dijital güç dönüştürücülerinin tasarımında ADC çözünürlüğü, çıkış voltajı V_o ' in mümkün bütün değerlerini örnekleyebilecek şekilde seçilmesi gerekir [25]. Şekil 3.29 ADC dönüşüm karakteristiğini göstermektedir. Burada çıkış voltajı V_o , ADC tarafından örneklenmekte ve dijital hata sinyali oluşturulmaktadır. ΔV_{ADC} , ADC dönüştürücünün en az anlamlı bitinin (LSB) voltaj farkına eşdeğerdir. ADC dönüştürücünün çıkış voltajındaki en küçük değişimi ölçebilmesi için ΔV_{ADC} nin çıkış voltajının en küçük değişiminden fazla olmaması gerekir.



Şekil 3.29. ADC dönüşüm karakteristiği

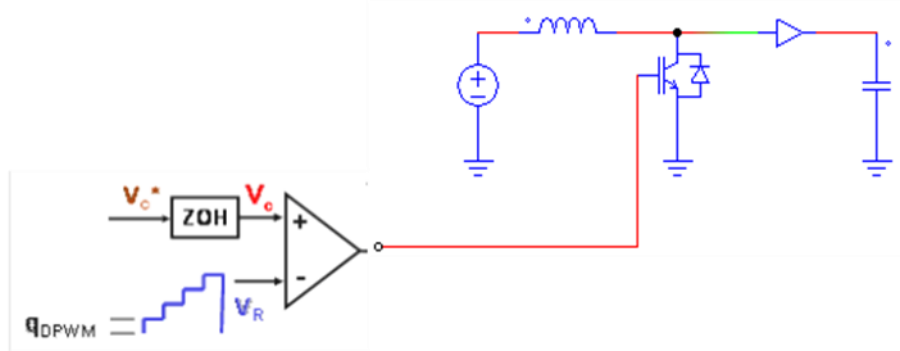
ADC dönüştürücüde kullanılan bit sayısı mikrodenetleyicinin ölçebileceği mümkün durum sayısını göstermektedir. ADC dönüştürücünün çözünürlüğü analog değer üzerinde oluşturabileceği kesikli değer sayısını ifade etmektedir. Bu değerler mikrodenetleyicide elektronik olarak genellikle binary formda tutulur. Bu yüzden ADC çözünürlüğü bit cinsinden ifade edilir. Mevcut değerlerin kesikli sayısı 2'nin katıdır. Örneğin quantizasyon çözünürlüğü 10 bit olan bir ADC dönüştürücü bir analog sinyali 1 den $2^{10} = 1024$ e kadar farklı düzeylerde kodlayabilir. Bu değerler mikrodenetleyicide 1024 farklı değerde ifade edilir. ADC quantizasyon voltajı ve bit sayısı arasındaki ilişki eşitlik 3.33 de verilmiştir.

$$\Delta V_{ADC} = \frac{V_{tam\ ölçek\ adc}}{2^{N_{adc}} - 1} \quad (3.32)$$

Burada ΔV_{ADC} quantizasyon voltajı, $V_{tam\ ölçek\ adc}$, tam ölçek voltajı ve N ise ADC dönüştürücüde kullanılan bit sayısıdır.

3.4.1.1.2. DPWM

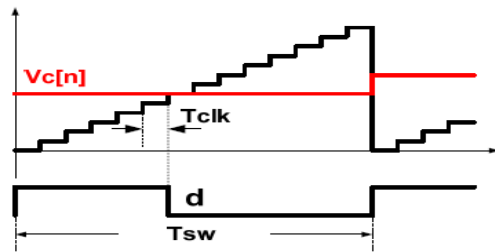
Mikrodenetleyiciden sağlanan sinyaller ile güç konvertörlerinin anahtarlama elemanları, Dijital Darbe Genişlik Modulatörü (DPWM) ile direkt olarak ilettime sokulabilir.



Şekil3.30. Dijital PWM devre şeması

Şekil3.30 DPWM'in blok diagramını göstermektedir. Şekilden anlaşıldığı gibi DPWM ,denetleyici çıkışı V_c^* yi tutan ZOH (sıfırinci dereceden tutma kaydedicisi) ve dijital rampa fonksiyonu üretmek için sistem saat darbesini sayan bir sayıcıdan oluşmaktadır.

DPWM birimi içindeki karşılaştırıcı dijital rampa fonksiyonu ile kontrol voltajı V_c yi karşılaştırır. $V_c[n]$, dijital rampa fonksiyonundaki değerine ulaştığında görev çevrimi oluşturulur[38].



Şekil 3.31. DPWM in oluşum ilkesi

Mikrodenetleyici, işlemci frekansını kullanarak DPWM üretir. Örneğin 400khz saat frekansına sahip mikrodenetleyicide 100khz bir DPWM üretilir ise sadece %25, %50, %75 ve %100 lük görev çevrimi oranı oluşturulabilir. Saat frekansı ve DPWM frekansı arasındaki ilişki eşitlik 3.33' de verilmiştir.

$$F_{DPWM} = \frac{F_{CPU}}{2^{N_{DPWM}}} \quad (3.33)$$

F_{DPWM} , DPWM frekansı, F_{CPU} mikrodenetleyicinin saat frekansı, N_{DPWM} ise DPWM bit sayısını ifade eder

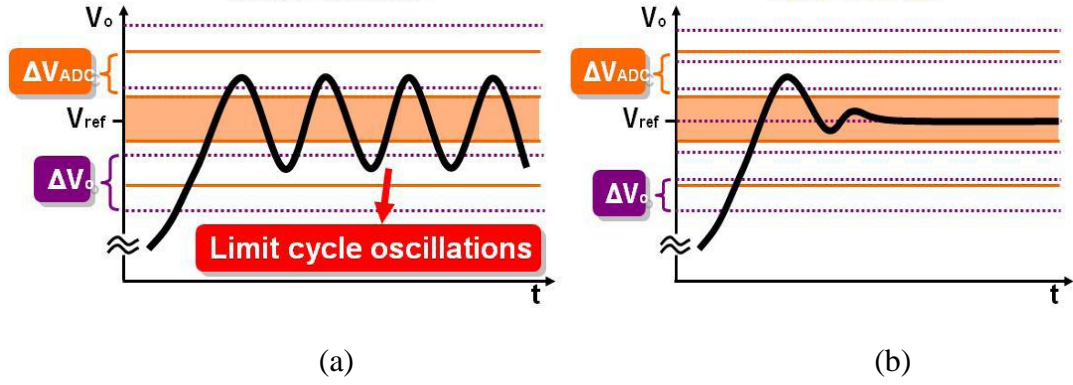
3.4.1.1.3. Limit çevrim osilasyonu (LCO)

LCO, dönüştürücünün anahtarlama frekasından küçük frekanslarda V_o çıkış voltajında meydana gelen osilasyonu ifade eder [21]. Limit çevrim osilasyonu DPWM çözünürlüğünün ADC çözünürlüğünden daha yetersiz olduğu zamanlarda meydana gelmektedir [39],[40]. Bu şekilde oluşan bir osilasyon güç konvertörlerinde istenmeyen bir durumdur. Çünkü çıkış voltajından beklenmeyen durumlara sebep olur.

Dijital olarak kontrol edilmiş dc-dc dönüştürücünün geribesleme döngüsünde iki tip quantizasyon kaynağı mevcuttur. Yukarıda bahsettiğimiz gibi DPWM çözünürlüğü yeterli olmadığında limit çevrim osilasyonu oluşur. Farz edelim ki mikrodenetleyicinin ADC voltaj çözünürlüğü ΔV_{ADC} ve DPWM çözünürlüğü ΔD olsun. Quantize olmuş ΔD görev çevrimi dönüştürücüye gönderildiğinde çıkışta quantize olmuş çıkış voltajı ΔV_o oluşur. Yükseltilen tip DC-DC konvertör için bu ifade eşitlik 3.34 şeklinde yazılabilir.

$$\Delta V_o = \frac{V_{giris}}{1 - \Delta D} \quad (3.34)$$

LCO oluşumunu göstermek için şekil 3.32 de iki tane örnek verilmiştir. Eğer elimizdeki DPWM düşük çözünürlükte ise $\Delta V_o > \Delta V_{ADC}$ olur. Bu durumda çıkış voltajını, ADC voltajının sıfır hata aralığında tutacak düzgün bir görev çevrimi komutu oluşturulamaz. Bu yüzden kontrol sistemi, görev çevrimini referans voltajını takip etmesi için osilasyona zorlayacaktır. Bu durum şekil 3.32(a)' da gösterilmiştir.



Şekil 3.32. Düşük DPWM çözünürlüğü ile yüksek DPWM çözünürlüğünün karşılaştırılması

Diğer taraftan elimizde yüksek bir DPWM çözünürlüğü olduğunda $\Delta V_o < \Delta V_{ADC}$ olur. Bu durumda en az bir görev çevrimi komutu çıkış voltajını ADC voltajının sıfır hata aralığında tutar. Bu yüzden limit çevrim osilasyonu oluşmaz. Bu durumu şekil 3.32(b)' de gösterilmiştir. Limit çevrim osilasyonu oluşmaması için en temel koşulu eşitlik 3.35' deki gibi ifade edebiliriz.

$$\Delta V_o < \Delta V_{ADC} \quad (3.35)$$

Bu yüzden LCO önlemek için ADC ve DPWM çözünürlüğü seçimi, güç konvertörünün çıkış voltaj regülasyonunu sağlamak için önemlidir. Yükselten tip dc-dc dönüştürücüde belirlenen en düşük düzeydeki çıkış voltaj değişimi ΔV_{out} , için gerekli olan minimum ADC bit sayısı arasındaki ilişki eşitlik 3.36'daki gibi verilmiştir.

$$\Delta V_o H \geq \frac{V_{tam\ ölçek\ adc}}{2^{N_{ADC}}} \quad (3.36)$$

Burada H, sensör genliğidir. Eşitlik 3.36 yeniden düzenlendiğinde ADC çözünürlüğü için gerekli olan minimum bit sayısı eşitlik 3.37' deki gibi oluşmaktadır

$$N_{ADC} = \text{int}[\log_2 \frac{V_{tam\ ölçek\ adc}}{\Delta V_o H}] \quad (3.37)$$

Eşitlik 3.35'den limit çevrim osilasyonu oluşmaması için $\Delta V_o < \Delta V_{ADC}$ olması gerektiğini belirtilmiştir.

$$\Delta V_o H \leq \frac{V_{tam\ ölçek\ adc}}{2^{N_{ADC}}} \quad (3.38)$$

Eşitlik 3.38' den

$$\Delta V_o = \frac{V_{giris}}{1 - \Delta D} = \frac{V_{çıkış}(1 - D)}{1 - \Delta D} \leq \frac{V_{tam\ ölçek\ adc}}{2^{N_{ADC}}}$$

$$\Delta D = \frac{1}{2^{N_{DPWM}}} \quad (3.39)$$

Eşitlik 3.39'u yeniden düzenlediğimizde yükselten tip dc-dc dönüştürücü için gerekli olan minimum bit sayısı eşitlik 3.41'deki gibi oluşur.

$$N_{DPWM} = \text{int}[\log_2 \frac{1}{1 - D} (\frac{HV_{çıkış}}{V_{tam\ ölçek}} 2^{N_{ADC}} + 1)] \quad (3.40)$$

3.4.1.2. Gecikme etkisi

Örnekleme zamanı giriş sinyalini işlemek için gerekli olan toplam zamanı ifade etmektedir. Bu zaman dilimi A/D dönüşüm zamanı, kompanseörün işletim zamanı, DPWM'in gecikme zamanı anahtarlama elemanlarını iletme geçme zamanları gibi gecikmelerden oluşmaktadır.

DC-DC dönüştürücünün dijital kontrolünde analog kontrolün aksine geribesleme döngüsünde bulunan bloklardaki bütün gecikmeler hesaba katılmalıdır. Kontrol döngüsündeki toplam zaman gecikmesi, sistemin açık çevrim transfer fonksiyonundaki faz azalmasına neden olmaktadır. Bu yüzden dc-dc dönüştürücüde istenilen özelliklerde çıkış voltaj regülasyonunu sağlamak için zaman gecikmesini de içine alan daha karmaşık bir denetleyici tasarlanması gerekir. Genel olarak t_d ' yi döngüdeki toplam zaman gecikmesi olarak eşitlik 3.41' deki gibi ifade edilebilir.

$$t_d = t_c + t_{d1} + t_g + t_{dpwm} \quad (3.41)$$

Burada

t_c , analogtan dijitale dönüşüm zamanı

t_{d1} , dijital denetleyicinin işletim zamanı

t_{dpwm} , modülatör gecikmesi

t_g , anahtarlama elemanlarının propogasyon gecikmesi olarak ifade edilir

Döngünün stabilitesi açısından kapalı çevrim düngüdeki bütün bileşenlerin faz kayması 180° 'yi aşmaması gerekmektedir. Döngüdeki bu geçikmeler, 180° 'nin üzerinde bir faz kaymasına neden olarak dönüştürücünün stabilitesini bozabilir. Belirlenecek örnekleme zamanında bu gecikmelerin dikkate alınması gerekir.

3.4.2. Yükseltici Tip Dc-Dc Dönüştürücünün Modellenmesi

Bu bölümde yükseltici tip dönüştürücünün belirli bir DC çalışma noktası çevresinde doğrusallaştırılarak modellenecek, küçük sinyal eşdeğer devre modeli ile çıkıştan girişe ve çıkıştan kontrole transfer fonksiyonları elde edilecektir.

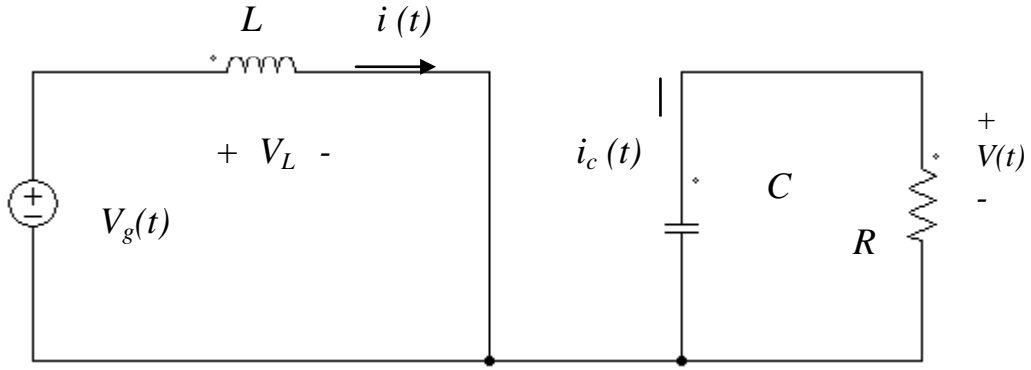
Yükseltici tip dönüştürücünün modellenmesi boyunca, büyük harfle gösterilen terimler DC değerlerini, küçük harfle gösterilen terimler doğru akım (DC) veya alternatif akım (AC) değerleri içerebilen zamana bağlı değişkenleri ve şapkalı gösterilen terimler küçük AC dalgalanmalarını belirtmektedir[27].

D : durağan çalışma modundaki veya D.C çalışma oranı değerini ifade eder.

$d(t)$: A.C ve D.C değerlerini içeren çalışma oranı değerini ifade eder.

$\hat{d}(t)$: çalışma oranı üzerindeki küçük a.c dalgalanmaların değerini ifade eder.

3.4.2.1. Anahtarlama elemanının iletim durumu



Endüktans gerilimi ve kondansatör akımları;

$$V_L(t) = L \frac{di(t)}{dt} = V_g(t) \quad (3.42)$$

$$i_c(t) = C \frac{dV(t)}{dt} = -\frac{V(t)}{R} \quad (3.43)$$

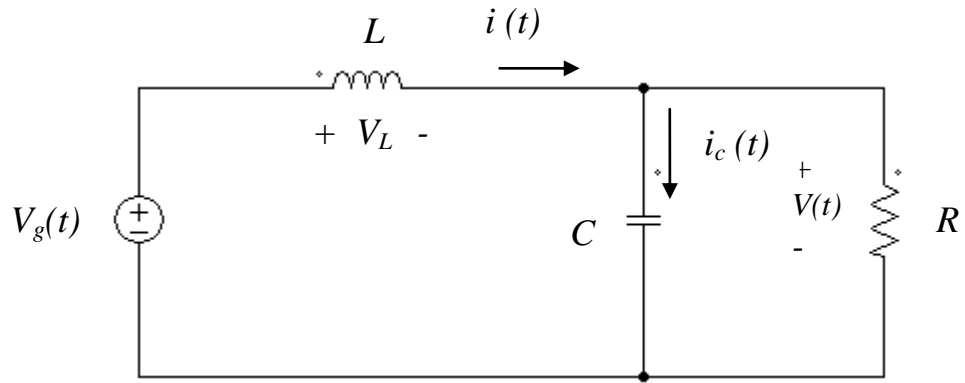
Denklem (3.42) ve (3.43) yükseltici tip dönüştürücünün MOSFET'in iletim durumundaki denklemleridir.

Bu denklemler, küçük dalgalanma yaklaşımı kullanılarak düşük frekanslı ortalama değerleri ile değiştirilir.

$$V_L(t) = L \frac{di(t)}{dt} \approx \langle V_g(t) \rangle_{T_s} \quad (3.44)$$

$$I_c(t) = C \frac{dV(t)}{dt} \approx - \frac{\langle V(t) \rangle_{T_s}}{R} \quad (3.45)$$

3.4.2.2. Anahtarlama elemanının kesim durumu



Endüktans gerilimi ve kondansatör akımları;

$$V_L(t) = L \frac{di(t)}{dt} = V_g(t) - V(t) \quad (3.46)$$

$$I_c(t) = C \frac{dV(t)}{dt} = i(t) - \frac{V(t)}{R} \quad (3.47)$$

Denklem (3.46) ve (3.47) yükseltici tip dönüştürücünün MOSFET'in kesim durumundaki denklemleridir. Bu denklemler, küçük dalgalanma yaklaşımı kullanılarak düşük frekanslı ortalama değerleri ile değiştirilir

$$V_L(t) = L \frac{di(t)}{dt} \approx \langle V_g(t) \rangle_{T_s} - \langle V(t) \rangle_{T_s} \quad (3.48)$$

$$I_c(t) = C \frac{dV(t)}{dt} \approx \langle i(t) \rangle_{T_s} - \frac{\langle V(t) \rangle_{T_s}}{R} \quad (3.49)$$

3.4.2.3. Endüktans dalga şekillerinin ortalamasının alınması

$$\begin{aligned} \langle V_L(t) \rangle_{T_s} &= \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} V_L(\tau) d(\tau) \\ &\approx d(t) \langle V_g(t) \rangle_{T_s} + d'(t) \{ \langle V_g(t) \rangle_{T_s} - \langle V(t) \rangle_{T_s} \} \end{aligned} \quad (3.50)$$

$$L \langle \frac{di(t)}{dt} \rangle = \langle V_g(t) \rangle_{T_s} - d'(t) \langle V(t) \rangle_{T_s} \quad (3.51)$$

3.4.2.4. Kondansatör dalga şekillerinin ortalamasının alınması

$$\langle i_c(t) \rangle_{T_s} = d(t) \left(-\frac{\langle V(t) \rangle_{T_s}}{R} \right) + d'(t) \langle i(t) \rangle_{T_s} - \frac{\langle V(t) \rangle_{T_s}}{R} \quad (3.52)$$

$$C \frac{d \langle V(t) \rangle_{T_s}}{dt} = d'(t) \langle i(t) \rangle_{T_s} - \frac{\langle V(t) \rangle_{T_s}}{R} \quad (3.53)$$

Giriş akımının ortalamasının alınması

$$\langle i_g(t) \rangle_{T_s} = \langle i(t) \rangle_{T_s} \quad (3.54)$$

3.4.2.5. Perturbasyon ve doğrusallaştırma

Ortalamaları alınmış dönüştürücü denklemleri;

$$L \frac{d \langle i(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle V_g(t) \rangle_{T_s} - d'(t) \langle V(t) \rangle_{T_s} \quad (3.55)$$

$$C \frac{d \langle V(t) \rangle_{T_s}}{dt} = d'(t) \langle i(t) \rangle_{T_s} - \frac{\langle V(t) \rangle_{T_s}}{R} \quad (3.56)$$

$$\langle i_g(t) \rangle_{T_s} = \langle i(t) \rangle_{T_s} \quad (3.57)$$

şeklinindedir. Görüldüğü üzere, ortalama denklemler, zamana bağlı $d(t)$ değişkeninin yine zamana bağlı $i(t)$ ve $v(t)$ değişkenleriyle çarpımını içerdiğinden dolayı doğrusal değildir[27].

3.4.2.6. Yükseltici tip dönüştürücünün küçük sinyal devre modelinin elde edilmesi

3.4.2.6.1. Perturbasyon

Giriş geriliminin ve D çalışma oranının birer DC değeri ve bunlar üzerindeki küçük AC dalgalanmalarına eşit olduğu varsayıldığında;

$$\langle v_g(t) \rangle_{T_s} = V_g + \widehat{v}_g(t) \quad (3.58)$$

$$\langle d(t) \rangle_{T_s} = D + \hat{d}(t) \quad (3.59)$$

$$\langle i(t) \rangle_{T_s} = I + \hat{i}(t) \quad (3.60)$$

$$\langle v(t) \rangle_{T_s} = V + \hat{v}(t) \quad (3.61)$$

$$\langle i_g(t) \rangle_{T_s} = I_g + \hat{i}_g(t) \quad (3.62)$$

eşitlikleri yazılabilir, AC dalgalanmalarının, DC çalışma değerlerinden çok küçük oldukları düşünüldüğünde doğrusal olmayan dönüştürücü denklemleri doğrusal hale getirilebilir.

3.4.2.6.2. Endüktans denkleminin perturbasyonu

Perturbasyon ifadeleri endüktansın diferansiyel denklemlerinde yerine koyulursa;

$$L \frac{d(I(t) + \hat{i}(t))}{dt} = (V_g + \hat{v}_g(t)) - (D' - \hat{d})(V + \hat{v}(t)) \quad (3.63)$$

oluşur. Buradan,

$$L \left(\frac{di(t)}{dt} + \frac{d\hat{i}(t)}{dt} \right) = \underbrace{(V_g - D'V)}_{\text{dc terimler}} + \underbrace{(\hat{v}_g(t) - D'\hat{v}(t) + \hat{d}(t)V)}_{\text{1.dereceden ac terimler}} + \underbrace{\hat{d}\hat{v}}_{\text{2.dereceden ac terimler}} \quad (3.64)$$

elde edilir. Çok küçük olan 2. dereceden a.c terimleri ihmal edilir ve sabit olan d.c terimleri eşitlikten çıkarılırsa;

$$L \frac{d\hat{i}}{dt} = \hat{v}_g(t) - D'\hat{v}(t) + \hat{d}(t)V \quad (3.65)$$

eşitliği elde edilir. Bu eşitlik, küçük sinyal AC dalgalanmalarını veren doğrusallaştırılmış, ulaşılmak istenen denklemdir[27].

3.4.2.6.3. Kondansatör denkleminin pertürbasyonu

Pertürbasyon ifadeleri kondansatörün diferansiyel denklemlerinde yerine koyulursa;

$$C \frac{d(V + \hat{v}(t))}{dt} = (D' - \hat{d}(t)) (I + \hat{i}(t)) - \frac{\langle V + \hat{v}(t) \rangle}{R} \quad (3.66)$$

$$C \left(\frac{dV}{dt} + \frac{d\hat{v}(t)}{dt} \right) = \underbrace{\left(D'I - \frac{V}{R} \right)}_{\text{d.c terimler}} + \underbrace{\left(D'\hat{i}(t) - \frac{\hat{v}(t)}{R} - \hat{d}(t)I \right)}_{\text{1.dereceden a.c terimler}} - \underbrace{\frac{\hat{d}(t)\hat{i}(t)}{R}}_{\text{2.dereceden a.c terimler}}$$

eşitliğine ulaşılır. Çok küçük olan 2. dereceden a.c terimleri ihmal edilir ve sabit olan d.c terimleri eşitlikten çıkarılırsa, doğrusallaştırılmış küçük sinyal kondansatör denklemine, yani;

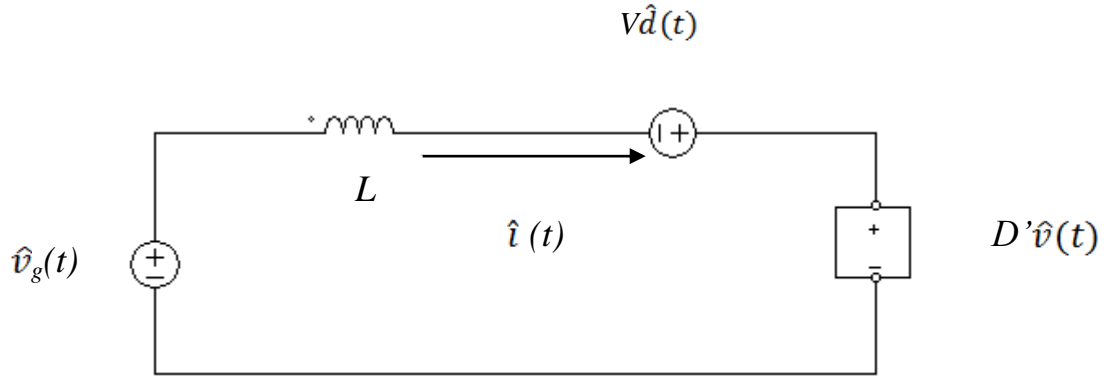
$$C \frac{d\hat{v}(t)}{dt} = D'\hat{i}(t) - \frac{\hat{v}(t)}{R} - \hat{d}(t)I \quad (3.67)$$

eşitliğine ulaşılır[27].

3.4.2.7. Endüktans denklemine göre modelin elde edilmesi

$$L \frac{d\hat{i}}{dt} = \hat{v}_g(t) - D'\hat{v}(t) + \hat{d}(t)V \quad (3.68)$$

Denklem (3.68) bir KVL (Kirchhoff'un gerilim kuralı) denklemdir ve karşılığı olan eşdeğer devre modeli şekil 3.33'deki gibi elde edilir.

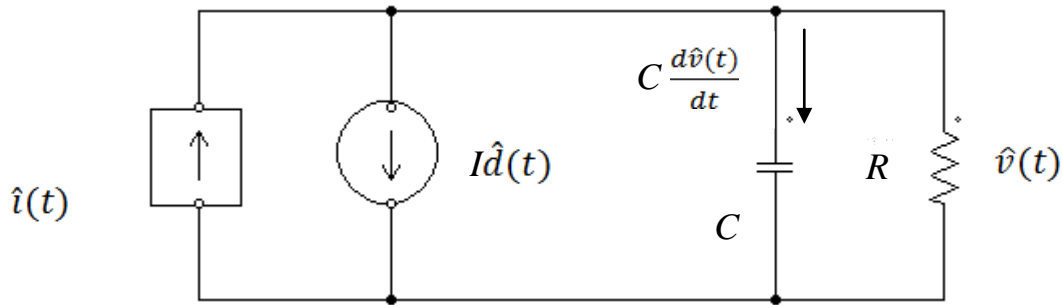


Şekil 3.33. Endüktans denklemine göre devre modeli

3.4.2.8. Kondansatör denklemine göre modelin elde edilmesi

$$C \frac{d\hat{v}(t)}{dt} = D' \hat{i}(t) - \frac{\hat{v}(t)}{R} - \hat{d}(t)I \quad (3.69)$$

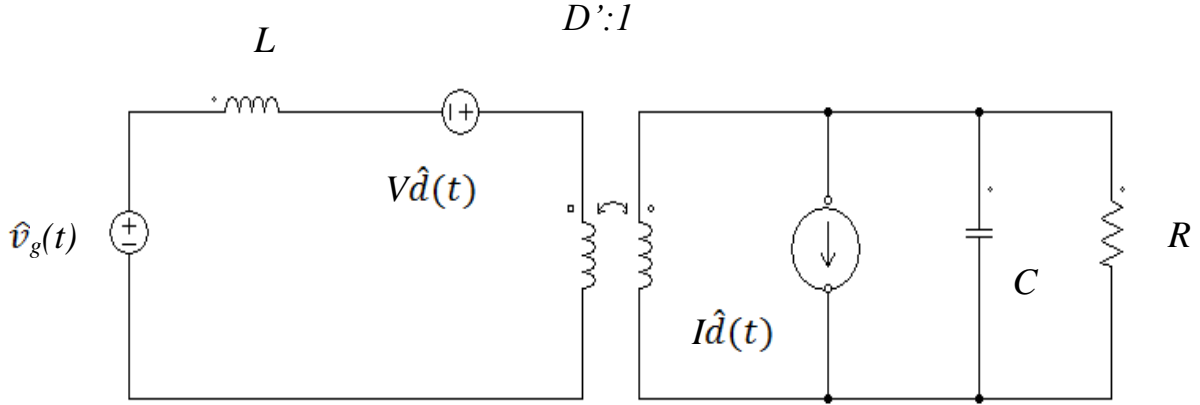
Denklem (3.69) bir KCL (Kirchhoff'un akım kuralı) denklemdir ve karşılığı olan eşdeğer devre modeli şekil 3.34'deki gibi elde edilir.



Şekil 3.34. Kondansatör denklemine göre devre modeli

3.4.2.9. Eşdeğer küçük sinyal devresi

Endüktans ve kondansator denklemlerine göre elde edilen modeller birleştirildiğinde, yükseltici tip konvertörün küçük sinyal eşdeğer devresi bulunur. Bu model şekil 3.35’de gösterilmektedir.



Şekil 3.35. Yükseltici tip dönüştürücü küçük sinyal eşdeğer devresi

3.4.2.10. Yükseltici tip dönüştürücünün transfer fonksiyonlarının elde edilmesi

Şekil 3.35’den görüldüğü gibi, konvertör, kontrol girişi $\hat{d}(s)$ ve besleme girişi $\hat{v}_g(s)$ olmak üzere iki adet bağımsız a.c girişine sahiptir. Çıkış gerilimindeki AC dalgalanmaları $\hat{v}(s)$, bu iki giriş eşitliklerinin süper pozisyonu ile ifade edilebilir[28];

$$\hat{v}(s) = G_{vd}(s)\hat{d}(s) + G_{vg}(s)\hat{v}_g(s) \quad (3.70)$$

Boylece transfer fonksiyonları;

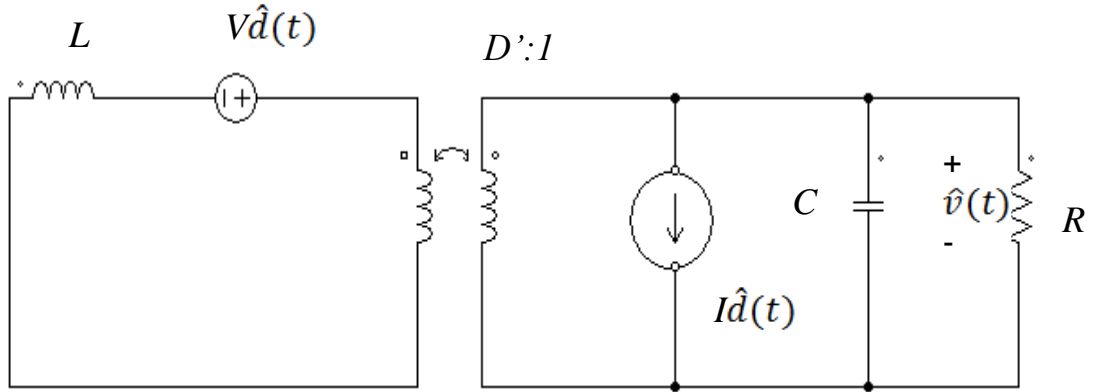
$$G_{vd}(s) = \left. \frac{\hat{v}(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{v}_g=0} \quad (3.71)$$

$$G_{vg}(s) = \left. \frac{\hat{v}(s)}{\hat{v}_g(s)} \right|_{\hat{d}=0} \quad (3.72)$$

şeklinde ifade edilir[28]

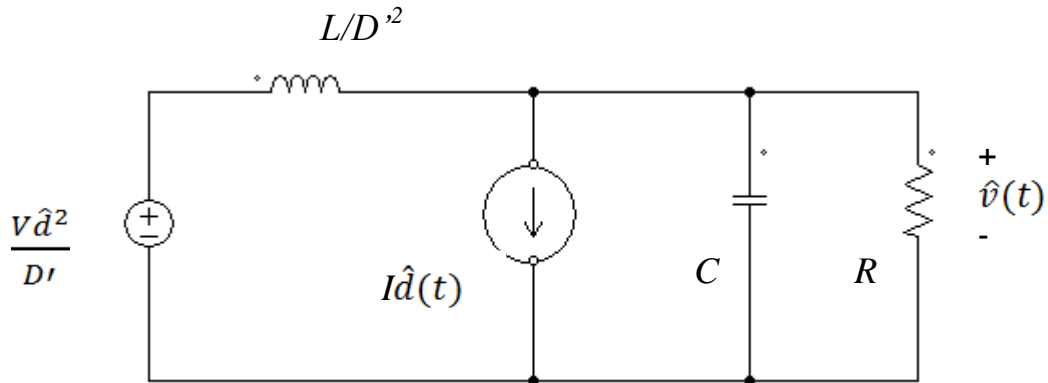
3.4.2.11. Çıkıştan kontrole transfer fonksiyonunun elde edilmesi

Çıkıştan kontrole transfer fonksiyonunu elde edebilmek için $\hat{v}_g(s)$ kaynağı kısa devre yapılarak sıfıra eşitlenir ve şekil 3.36'daki halini alır;



Şekil 3.36. $\hat{v}_g(s)$ Kaynağı sıfıra eşitlenmiş küçük sinyal eşdeğer devresi

Kontrol kaynağının ve L endüktansının sekonder tarafına aktarılmasıyla şekil 3.36 oluşur;



Şekil 3.37. Primerden sekondere aktarım

Görüldüğü üzere devre, \hat{d} 'ye bağlı bir gerilim kaynağı ve yine $\hat{d}(s)$ 'ye bağlı bir akım kaynağı içermektedir. Burada da süper pozisyon uygulanır ise;

$\hat{d}(s)$ 'ye bağlı akım kaynağı sıfıra eşitlenince;

$$\frac{\hat{v}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V}{D'} \frac{(R \parallel \frac{1}{sC})}{\frac{sL}{(D')^2} + (R \parallel \frac{1}{sC})} \quad (3.73)$$

\hat{d} 'ye bağlı gerilim kaynağı sıfıra eşitlenince;

$$\frac{\hat{v}(s)}{\hat{d}(s)} = -I \left(\frac{sL}{(D')^2} \parallel R \parallel \frac{1}{sC} \right) \quad (3.74)$$

elde edilir. Çıkıştan kontrole transfer fonksiyonu bu iki denklemin toplamıdır;

$$G_{vd}(s) = \left. \frac{\hat{v}(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{v}_g=0} = \frac{V}{D'} \frac{(R \parallel \frac{1}{sC})}{\frac{sL}{(D')^2} + (R \parallel \frac{1}{sC})} = -I \left(\frac{sL}{(D')^2} \parallel R \parallel \frac{1}{sC} \right) \quad (3.75)$$

daha açık yazılır ise

$$G_{vd}(s) = \left. \frac{\hat{v}(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{v}_g=0} = \left(\frac{V}{D'} \right) \frac{1 - s \frac{L}{D'^2 R}}{1 + s \frac{L}{(D')^2 R} + s^2 \frac{LC}{(D')^2}} \quad (3.76)$$

elde edilir.

3.4.3. Yükselten Tip Dönüştürücü İçin Dijital Denetleyici Tasarımı

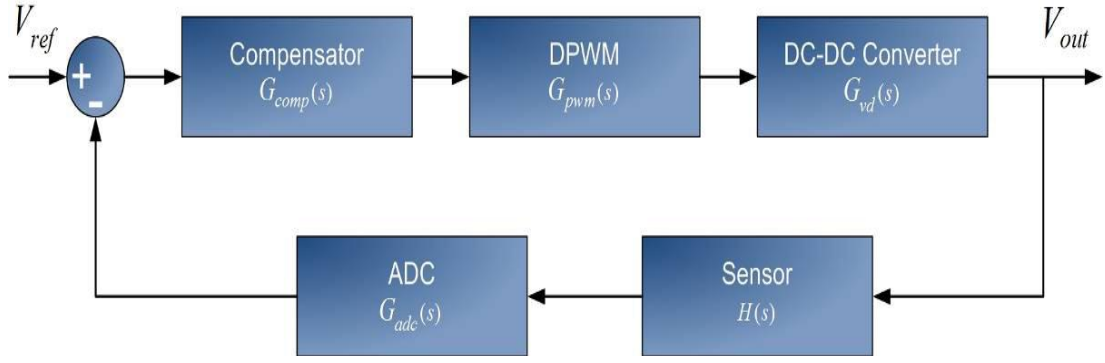
Dijital denetleyiciler için direk dijital tasarım ve tekrar dijital tasarım olmak üzere iki tasarım metodu mevcuttur. Dijital tekrar tasarımında tasarımın stabil olması için örnekleme frekansı sistemin cross over frekansından çok büyük olması gerekir. Bu yaklaşımda dijital bileşenler analog olarak modellenir ve denetleyici tasarımı analog olarak yapılır. Daha sonra bu analog denetleyici bazı dönüşüm metotları ile dijitalleştirilir. Direk dijital yaklaşımında ise analog bileşenler dijital modellenmesi yapılır ve denetleyici Z düzleminde tasarlanır. Bu yöntemde frekans yanıtı tekniğinden yararlanılabilir.

Görüldüğü gibi iki yöntemde de analog bileşenler dijital bileşenlere dönüştürülmelidir. Sistemlerin S düzleminde Z düzlemine dönüştürmede kullanılan birçok yöntem bulunmaktadır. Bunlardan bazıları çizelge 3.3 deki gibidir.

Çizelge 3.3. S düzleminde Z düzlemine dönüşüm metotları

Dönüşüm Metotları	s-Domain	z-Domain
ZOH (zero order hold)	G(s)	$z\{G(s) \frac{1-e^{-sT}}{s}\}$
Backward euler kuralı	s	$s = \frac{Z-1}{TZ}$
Forward kuralı	s	$s = \frac{Z-1}{T}$
Bilinear Dönüşüm kuralı	s	$s = \frac{2(Z-1)}{T(Z+1)}$

Çıkıştan kontrole transfer fonksiyonu elde edildikten ve döngü içindeki gecikme zamanları hesaplandıktan sonra dijital denetleyici tasarlanabilir. Bu çalışmada dijital tekrar tasarım yöntemine dayanarak denetleyici tasarlanması amaçlanmıştır. Şekil 3.38’de dijital kontrol sisteminin kapalı çevrim döngüsü görülmektedir. Döngü içindeki bloklardan dc-dc dönüştürücünün transfer fonksiyonu bölüm 4’te oluşturulur. ADC dönüştürücünün transfer fonksiyonu eşitlik 3.77 ve DPWM modülünün transfer fonksiyonu eşitlik 3.78’de verilmiştir.



Şekil 3.38. Dijital olarak kontrol edilmiş yükselten tip dönüştürücünün kapalı çevrim döngüsü

$$G_{adc} = \frac{2^{N_{adc}}}{V_{tamölçek,adc}} \quad (3.77)$$

$$G_{DPWM} = \frac{V_{tamölçek,DPWM}}{2^{N_{DPWM}} - 1} \quad (3.78)$$

$$H(s) = \frac{V_{ref}}{V_{out}} \quad (3.79)$$

Denetleyicinin transfer fonksiyonu dışında döngü içindeki bütün blokların transfer fonksiyonu bilinmektedir. Denetleyici tasarımında frekans yanıtı tekniği kullanılacağından sistemin açık çevrim transfer fonksiyonu G_p ye ihtiyacımız vardır

$$G_p(s) = G_{ADC}(s)G_{DPWM}(s)G_{vd}(s)H(s)G_{gecikme} \quad (3.80)$$

Bu çalışmada denetleyici olarak gribeslemeli kontrol sistemlerinde sıkça kullanılan PID denetleyicisi kullanılacaktır. Kompanze edilmiş sistemin sahip olması gereken karakterleri şu şekilde özetleyebiliriz[26]:

1. Düşük frekanslarda sistemin açık çevrim döngüsünün kazancı yüksek olmalıdır, böylelikle durağan hal hatalarını azaltılmış olur.
2. Sistemin geçici durumlara hızlı cevap vermesi açısından kesim frekansı f_c (cross over) yeterince yüksek olmalıdır. Ayrıca dc-dc dönüştürücünün anahtarlama frekansı f_s 'den yeterince küçük olması dönüştürücünün harmonik etkilerini azaltır. Bu yüzden kesim frekansı f_c , anahtarlama frekansının 1/20 ile 1/10 arasında seçilebilir.
3. Sistemin Faz Marjı 45° ve 60° civarlarında tutulması sistemin aşırı derecede salınım yapmasını engelleyerek stabil kalmasını sağlar.

Bu çalışmada sisteme denetleyici olarak, kazancı matlab/sisotool ortamında ayarlanmış PID algoritması uygulanmıştır. PID denetleyicisinin sürekli zaman transfer fonksiyonunu eşitlik 3.81' deki gibi gösterebiliriz.

$$G_c(s) = K \frac{(s + f_{z1})(s + f_{z2})}{s} \quad (3.81)$$

PID transfer fonksiyonunda bulunan f_{z1} ve f_{z2} sıfırları, dönüştürücünün transfer fonksiyonunu kompleks eşlenik kutup çiftlerini kompanze etmektedir. Bu yüzden f_{z1} ve f_{z2} dönüştürücünün rezonans frekansına yakın yerleştirilebilir. Dönüştürücünün rezonans frekansı f_o olduğunu düşündüğümüzde PID sıfırları eşitlik 3.82' deki gibi yerleştirilebilir.

$$\begin{aligned} f_{z1} &= 0.9f_o \\ f_{z2} &= 0.7f_o \end{aligned} \quad (3.82)$$

Oluşturduğumuz PID katsayılarını dijital olarak uygulamak için Euler metodundan yararlanarak denetleyici transfer fonksiyonunu s düzleminden z düzlemine eşitlik 3.83' deki gibi dönüştürebiliriz.

$$d_n = K_{ps}e_n + T_s K_{is} \sum_n e_n + \frac{K_{Ds}}{T_s}(e_n - e_{n-1}) \quad (3.83)$$

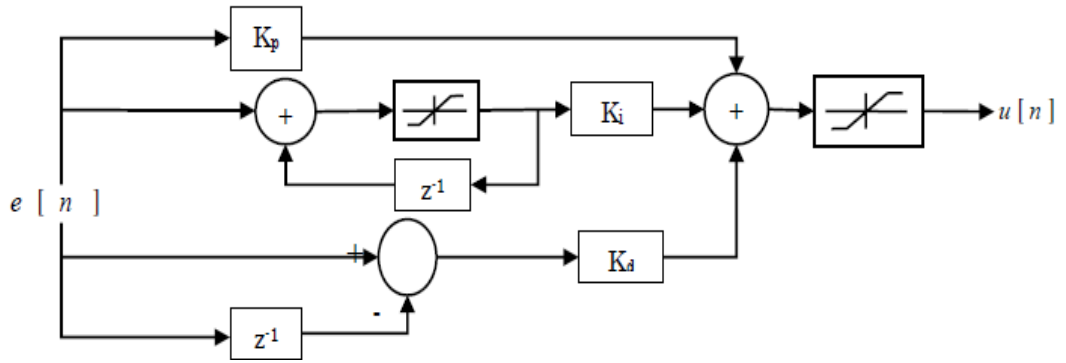
Burada K_{ps} oransal kazancı, K_{Ds} türevsel kazancı, K_{is} integral kazancı ve T_s örnekleme zamanını simgeler. Eşitlik 3.83'ü dijital PID katsayılarına göre yeniden düzenlediğimizde

$$u_n = K_p e_n + K_i \sum_n e_n + K_D(e_n - e_{n-1}) \quad (3.84)$$

şekline dönüşür. Burada u_n çıkış geriliminin n. örneği için hesap edilen D çalışma oranını simgeler. Hata sinyali e_n , ölçülen çıkış gerilimi ile istenen çıkış gerilimi arasındaki farkı ifade eder ve eşitlik 3.85 ile bulunur.

$$e_n = ref - ADC_n \quad (3.85)$$

Burarda ref (referans) istenilen çıkış geriliminin programdaki nümerik karşılığıdır. Dijital PID denklemlerinin blok diagramı şekil 3.39'da görülmektedir.



Şekil 3.39. Dijital PID blok diagramı

3.5. TEK FAZLI EVİRİCİLER VE SİNUSOİDAL DARBE GENİŞLİK MODULASYON YÖNTEMLERİ

3.5.1. Eviricilerin Çalışma Prensibi

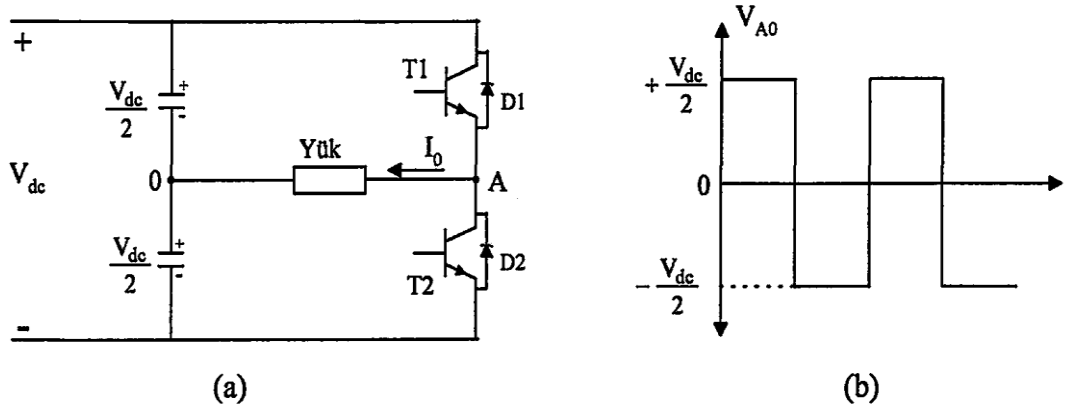
Bir önceki bölümde, güneş panellerinden elde edilen ve doğası gereği DC formunda olan enerjinin mümkün olan en yüksek verimle yük veya alıcılara aktarılması için DC/DC dönüştürücünün kullanılmasının gerekliliği belirlenmiş ve bu amaçla kullanılan DC/DC dönüştürücü devresi incelenmişti. Güneş enerjisinin kullanımında bazı hallerde, güneş panellerinden doğrudan veya bir DC/DC dönüştürücü üzerinden alınan enerjinin alternatif akım kullanan alıcılara aktarılması veya mevcut alternatif akımın (AC) şebekeye paralel çalışması gerekebilir. Bu durumda DC formdaki enerjinin AC formuna dönüştürülmesi ihtiyacı ortaya çıkar. Bu amaçla geliştirilen güç elektroniği düzenekleri, genel olarak evirici veya inverter olarak adlandırılırlar.

Temel olarak girişinde bulunan sabit DC gerilimi yüke pozitif ve negatif olarak uygulayarak yük üzerinde sürekli değişen bir akım meydana getirir. Çıkışta elde edilen gerilim ve frekans değerleri sabit veya değişken olabilir. Girişteki DC gerilim değiştirilmek ve evirici kazancı sabit tutulmak suretiyle, değişken bir çıkış gerilimi elde edilebilir. Diğer taraftan giriş geriliminin sabit olması halinde, evirici kazancı değiştirilmek suretiyle değişken bir çıkış gerilimi elde edilebilir[29].

Eviriciler devre yapılarına göre yarım köprü evirici, tam köprü evirici ve çıkış transformatörlü orta nokta bağlantılı evirici olmak üzere üçe ayrılır. Yarım köprü evirici küçük güçlü uygulamalarda daha yaygındır. Tam köprü evirici ise, çıkışın kontrol edilebilmesi için PWM tekniğinin kullanılmasına olanak sağlar[29].

3.5.2. Yarım Köprü Evirici

Eviriciler için tek fazlı yarım köprü evirici en basit yapıdır. Bu eviriciden 2 seviyeli bir kare dalga şeklinde çıkış gerilimi elde edilir. Gerilim kaynaklı yarım köprü eviricinin devresi şekil 3.40(a)'da ve çıkış gerilim dalga şekli şekil 3.40(b)'de verilmiştir.



Şekil3.40. (a) Yarım köprü evirici devresi

(b) Çıkış gerilim dalga şekli

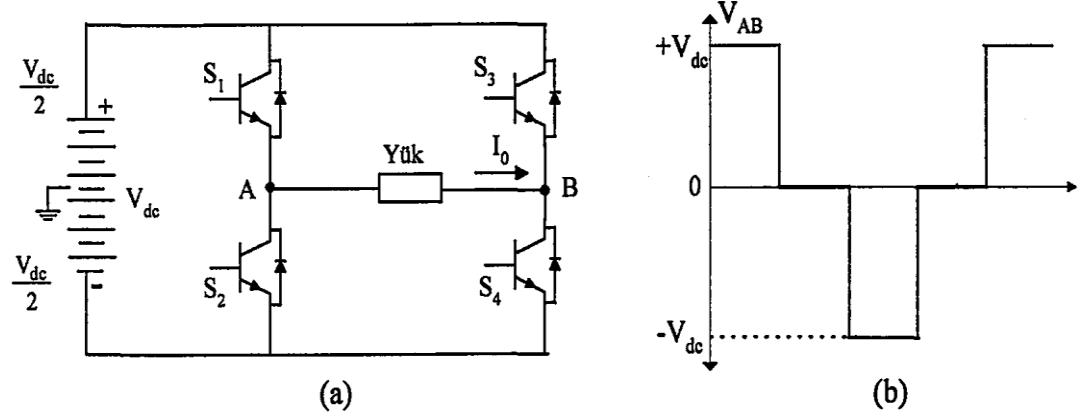
Şekil 3.40(a)'daki evirici devresinin bir bacağı çizilmiştir. Eviricideki bir bacadaki anahtarlar mutlaka ters çalışmalıdır. Yani biri iletimde ise diğeri mutlaka kesimde olmalıdır. Eğer her iki anahtar aynı anda iletimde olursa kaynak kısa devre olur ve evirici zarar görür. Her iki anahtarın kesimde olması durumunda ise boşluk diyotlarından dolayı evirici zarar görmez. Şekil 3.40'daki devrede eğer T_1 anahtarı anahtarlanırsa yük gerilimi $V_{A0} = V_{dc}/2$ ve T_2 anahtarı anahtarlanırsa yük gerilimi $V_{A0} = -V_{dc}/2$ olur bu durum çizelge 3.4' te özetlenmiştir.

Çizelge 3.4. Yarım köprü eviriciye ait anahtarlama durumları ve oluşan çıkış gerilimleri

Anahtarlama Elemanı	İletimdeki Eleman	Çıkış Gerilimi V_{A0}	Yük Akımının Yönü
T_1	T_1	$+ V_{dc}/2$	+
T_1	D_1	$+ V_{dc}/2$	-
T_2	D_2	$-V_{dc}/2$	+
T_2	T_2	$-V_{dc}/2$	-
Hiçbiri	D_1	$+V_{dc}/2$	-
Hiçbiri	D_2	$-V_{dc}/2$	+
Her ikisi	Kaynak Kısa Devre	Kaynak Kısa Devre	!

3.5.3. Tam Köprü Evirici

Tam köprü yapı iki veya üç seviyeli kare dalga çıkış gerilimi oluşturmak için kullanılır. Tek fazlı gerilim kaynaklı tam köprü evirici devresi şekil 3.41(a)'da ve çıkış gerilimi dalga şekli 3.41(b)'de gösterilmiştir.



Şekil 3.41 (a) Tam köprü evirici devresi

(b) çıkış gerilimi dalga şekli

Şekil 3.41'deki evirici devresinde S_1 iletimde ise A noktasının gerilimi $V_{A0} = V_{dc}/2$ ve S_2 iletimde ise $V_{A0} = -V_{dc}/2$ olur. Benzer şekilde S_3 iletimde ise B noktasının gerilimi $V_{B0} = V_{dc}/2$ ve S_4 iletimde ise $V_{B0} = -V_{dc}/2$ olur. Yük gerilimini V_{AB} yi elde etmek için anahtarlar ikişer ikişer iletime sokulur. Tam köprü eviricide S_1 ve S_4 iletimde iken yük gerilimi $V_{AB} = +V_{dc}$, S_2 ve S_3 iletimde iken yük gerilimi $V_{AB} = -V_{dc}$ olur. Tam köprü eviricide sıfır seviyesini elde etmek için ya S_1 ve S_3 ya da S_2 ve S_4 iletimde olmalıdır. Bu durum çizelge 3.5 de özetlenmiştir.

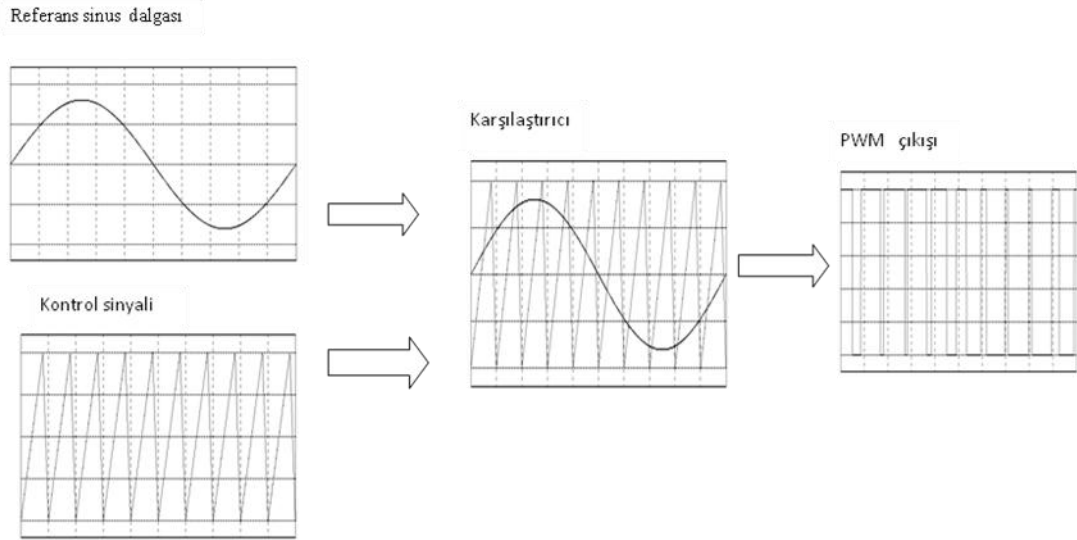
Çizelge 3.5. Tam köprü invertere ait anahtarlama durumu ve çıkış gerilim seviyeleri

İletimdeki Anahtarlar	Yük Gerilimi V_{AB}
S_1 ve S_4	$+V_{dc}$
S_2 ve S_3	$-V_{dc}$
S_1 ve S_3	0
S_2 ve S_4	0

3.5.4. Sinusoidal Darbe Genişlik Modülasyonu (SPWM)

Eviricilerde istenen en önemli özellik, çıkış işaretinin genliğini ve frekansını ayarlayabilmektir. Ayrıca çıkışın harmoniksiz olması yani sinüsoidal olması istenir. Ancak evirici çıkışında ana harmoniğe çok yakın ve genlikleri büyük harmonikler oluşmaktadır. Bu harmonikler yükü çok etkilemektedir. Eviricilerde çıkış harmonik bileşenlerinin büyüklüğünü azaltmak ve çıkış gerilim genliğini ayarlamak amacı ile darbe genişlik modülasyonu kullanılır.

Bu yöntemde çıkışta elde edilmek istenen frekanstaki bir referans sinüsoidal dalga ile anahtarlama frekansındaki taşıyıcı bir üçgen dalga karşılaştırılarak anahtarlama zamanları için keşişme noktaları belirlenir ve bu noktalarda darbeler üretilir. SPWM dalgasının temel gerilim bileşeni ve frekansı, referans dalga genliği ve frekansı tarafından kontrol edilir.



Şekil3.42. SPWM oluşumu

PWM'de amaç darbelerin genişliğini değiştirerek çıkış ana dalgasının temel bileşenini değiştirmektir. Darbelerin yarı periyottaki sayılarının artırılması ile anahtarlama harmoniklerinin frekansı yükseltilir. Böylece yük indüktansının harmonik akımlarının sınırlandırılması sağlanır. Anahtarlama frekansının artması bu kez anahtarlama kayıplarının yükselmesine neden olur. Buna göre en uygun PWM

yöntemini seçerken; hem düşük dereceli harmonik akımları engellenmeli hem de anahtarlama kayıpları en aza indirilmelidir [30].

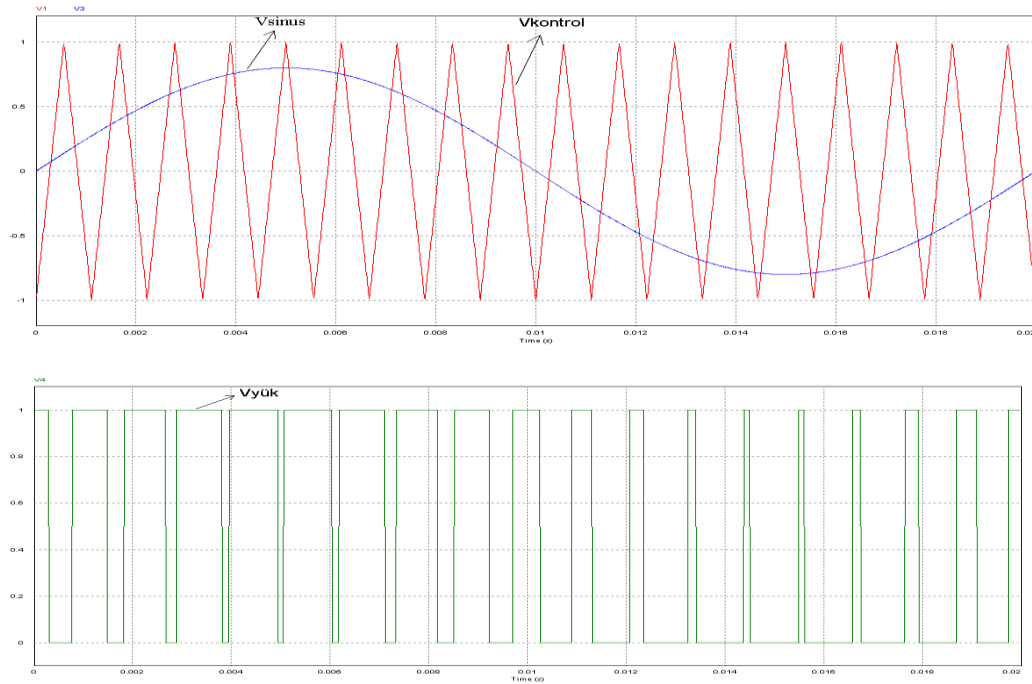
Taşıyıcı dalga ile referans dalganın karşılaştırılması sonucunda, iki kutuplu anahtarlama ya da tek kutuplu anahtarlama olmak üzere iki çeşit PWM elde edilir.

iki kutuplu anahtarlama:

iki kutuplu anahtarlama (Şekil 3.43) sinüs referansının üçgen taşıyıcı dalgadan büyük olduğu yerlerde, çıkış V_{dc} , küçük olduğu yerlerde ise çıkış $-V_{dc}$ olur.

$$V_{sin} > V_{üçgen} \Leftrightarrow V_O = +V_{dc} \quad (3.86)$$

$$V_{sin} < V_{üçgen} \Leftrightarrow V_O = -V_{dc}$$



Şekil 3.43. İki kutuplu anahtarlama

Tek kutuplu anahtarlama:

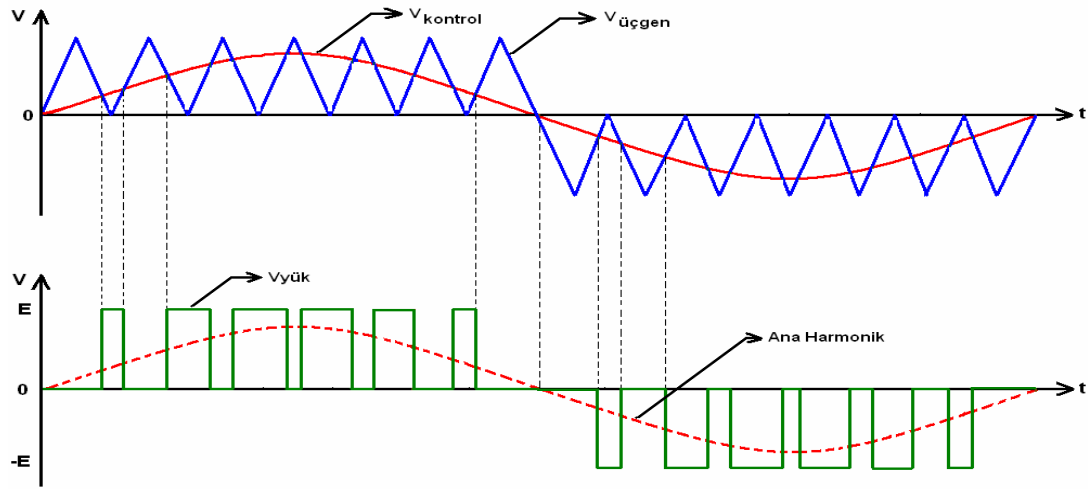
Tek kutuplu anahtarlama (Şekil 3.44) üçgen taşıyıcı dalga pozitif ve negatif referans ile karşılaştırılır.

$$V_{sin} > V_{üçgen} \Leftrightarrow V_O = +V_{dc} \quad (3.87)$$

$$V_{sin} < V_{üçgen} \Leftrightarrow V_O = 0$$

$$-V_{sin} > V_{üçgen} \Leftrightarrow V_O = +V_{dc}$$

$$+V_{sin} < V_{üçgen} \Leftrightarrow V_O = 0$$



Şekil 3.44. Tek kutuplu anahtarlama

Sinüsoidal darbe genişlik modülasyonunun en yaygın kullanılan türleri, Doğal Örneklemeli PWM, Düzenli Örneklemeli PWM ve Programlanmış Harmonik Eleminasyonlu PWM ileriki bölümde ayrıntılı olarak incelenmiştir.

3.5.5. PWM Harmonik Analizi

Eviricinin çıkış akım ve gerilimini Fourier serisinin terimlerine açmak; eviricinin, yük akımını analiz etmenin ve çıkış gücünü hesaplamanın en kolay yoludur. Periyodik bir fonksiyon olan $f(t)$ 'nin Fourier serisine açılımı şu şekilde yapılabilir:

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos(n \omega_0 t) + b_n \sin(n \omega_0 t)) \quad (3.88)$$

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) \cdot d(t) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(\theta) \cdot d(\theta) \quad (3.89)$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cdot \cos(n \omega_0 t) d(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\theta) \cdot \cos(n\theta) d(\theta) \quad (3.90)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cdot \sin(n \omega_0 t) d(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\theta) \cdot \sin(n\theta) d(\theta) \quad (3.91)$$

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \cos(n \omega_0 t + \theta_n) \quad (3.92)$$

$$C_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad (3.93)$$

$$\theta_n = \tan^{-1} \left(\frac{-b_n}{a_n} \right) \quad (3.94)$$

Çıkışında doğru akım bileşeni bulunmayan bir eviricinin çıkış gerilimi ve akımı şu şekilde ifade edilebilir:

$$V_0(t) = \sum_{n=1}^{\infty} V_n \sin(n \omega_0 t + \theta_n) \quad (3.95)$$

$$I_0(t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_n \sin(n \omega_0 t + \theta_n) \quad (3.96)$$

$$v_0(t) = V_0 + V_1 \sin(\omega_0 t + \theta_1) + V_2 \sin(2\omega_0 t + \theta_2) \dots V_n \sin(n \omega_0 t + \theta_n) \dots (3.97)$$

Burada

V_0 : doğru bileşen

V_1 : Temel bileşenin maksimum değeri

.

.

V_n : n.harmoniğin maksimum değeri

θ_n : göreceli açısal fark

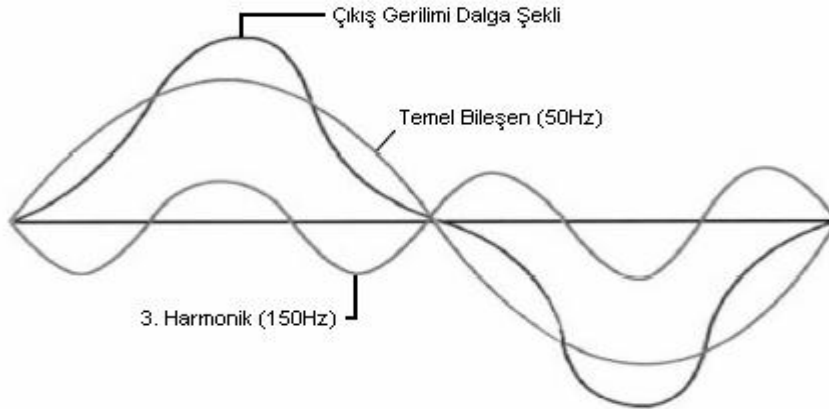
Fourier serisine açılacak olan dalga şeklinin ya da fonksiyonun varsa simetrisinden yararlanarak serinin terimlerini belirlemek hesaplamayı basitleştirilebilir [18]. Eviricilerin çıkış dalga gerilimleri çeyrek dalga simetrisine sahip olduğu için basitleştirilebilir.

3.5.6. Toplam Harmonik Dağılımı (THD)

İdeal olarak, eviricilerin çıkış akım ve gerilim dalga şekilleri saf sinüsoidaldir. Elektronik ve diğer lineer olmayan yüklerden dolayı, akım ve gerilim dalga şekilleri bozulmaktadır. Sinüzoidal formda meydana gelen bu değişime harmonik adı verilir[18]. Güç elektroniği elemanları harmonik üretmelerinin yanı sıra harmoniklere karşı duyarlıdırlar, çalışmaları olumsuz yönde etkilenebilir. Bu nedenle; sistemin doğru bir şekilde çalışabilmesi için harmoniklerin kontrol edilmesi daha da önem kazanmaktadır.

Harmonikler temel frekansın (çıkış frekansının) tam sayı katlarında (1, 2, 3...) sinüs formunda oluşmaktadır (Şekil 3.45). Eviricinin çıkışındaki sinüs olmayan dalga şeklinin kalitesi ya da çıkış dalga şeklinin temel bileşen dalga şekli açısından yakınlığı, yani bozulmanın miktarı toplam harmonik dağılım (THD-total harmonic distortion) kavramı ile belirlenir. Toplam harmonik dağılım bozulmayı, temel gerilim ya da akım dalga şeklinin yüzdesi olarak açıklar[18]. Çıkışta doğru akım bileşeni olmadığını varsayarsak:

$$THD_v = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_{n.rms}^2}}{V_{1.rms}} = \frac{\sqrt{V_{n.rms}^2 - V_{1.rms}^2}}{V_{1.rms}} \quad (3.98)$$

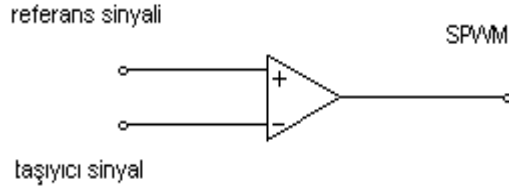


Şekil 3.45. Farklı frekanslardaki harmonikler

3.5.7. Doğal Örneklemeli SPWM

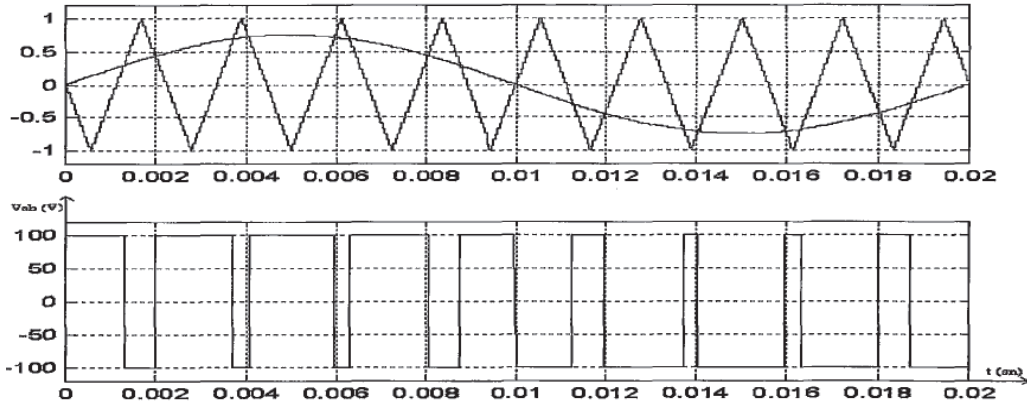
Doğal örnekleme tekniği çoğu analog PWM evirici kontrol uygulamalarında kullanılır. Analog elektronik malzemeler çok hızlıdır ve bu yüzden evirici anahtarlama frekansları 15 Khz veya daha fazla seviyede kolayca elde edilebilir.

Burada, taşıyıcı üçgen dalga işareti, referans işaret olan sinüsoidal işaret ile karşılaştırılır ve iki işaretin kesiştiği örnekleme noktalarında anahtarlama elemanlarının durumları ve darbe genişlikleri belirlenir.



Şekil3.46 Doğal örneklemeli SPWM

Referans dalgası tepe genliği V_p ve frekansı f_m olan bir sinüs dalgasıdır. Eviricinin çıkış frekansı da sinüs işaretinin frekansı olan f_m dir. Taşıyıcı işaret ise tepe genliği $V_{\text{üçgen}}$ ve frekansı f_c olan bir üçgen dalgadır. Bu da aynı zamanda eviricinin anahtarlama frekansını oluşturur. Şekil 3.47 de iki yönlü anahtarlama uygulanmış PWM dalgası görülmektedir.



Şekil3.47. İki seviyeli doğal örneklemeli PWM

Doğal örneklemeli PWM modülasyonunda modülasyon dalgasının genliğinin taşıyıcı dalga genliğine oranına M_a (modülasyon indeksi) denir. Bu oran 0 ile 1 arasında bir değer olup, modülasyon ve çıkış dalgası arasındaki ilişki doğrusaldır. Modülasyon indeksinin değiştirilmesi ile çıkış geriliminin ana harmoniğinin genliği ayarlanır.

$$M_a = \frac{V_p}{V_{\text{üçgen}}} \quad (3.99)$$

Eviricide çıkış gerilimi ayarlanabildiği gibi çıkış frekansında ayarlanabilir. Eviriciler taşıyıcı frekansının modülasyon frekansına oranı M_f ile çalıştırılırlar. Taşıyıcı frekansı küçük olduğu zaman anahtarlama frekansı küçük veya bunun tam tersi söz konusudur.

$$M_f = \frac{f_c}{f_m} \quad (3.100)$$

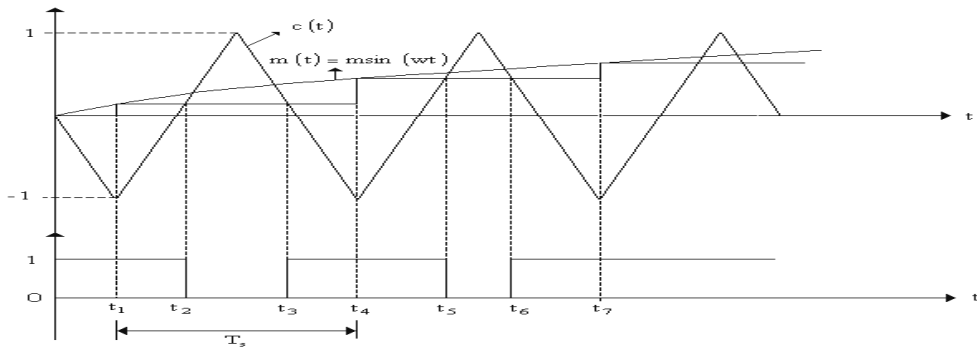
Yüksek frekanslı harmonikler daha kolay filtre edilebildiğinden, anahtarlama frekansının mümkün olduğunca yüksek olması gerekir. Ancak bu da eviricide yüksek anahtarlama kayıplarına sebep olur. Eviricinin anahtarlama kayıplarını sınırlamak için yüksek çıkış frekansında taşıyıcı oranı küçültülür. Bu nedenle ikisi arasında dengeli bir nokta bulunmalıdır.

3.5.8. Düzenli Örneklemeli SPWM

Düzenli örneklemeli darbe genişlik modülasyonu, SPWM in dijital olarak gerçekleşmesi gibi düşünülebilir. Doğal örneklemeli PWM'de referans dalga ile taşıyıcı dalga gerçek zamanlı karşılaştırılmaması nedeniyle mikroişlemcilerde bu modülasyon tekniğinin uygulanması mümkün değildir. Burada sinüsoidal modülasyon dalgası, taşıyıcı üçgen dalga pozitif tepelerinde (anahtarlama

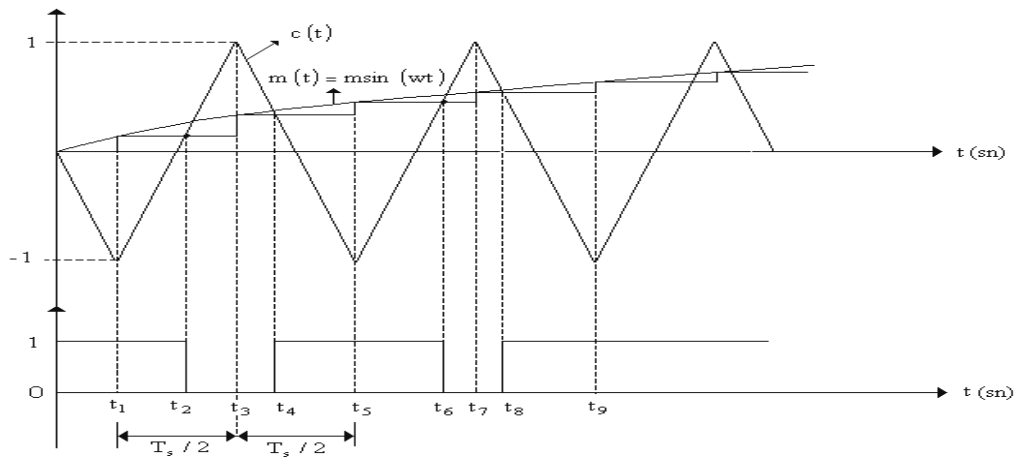
frekansında) veya hem pozitif hem negatif tepelerinde örneklenmiştir. Bu basamaklı dalga şekli üçgen taşıyıcı dalga ile karşılaştırılarak anahtarlama elemanları için darbe genişlik oranı belirlenir. Bu teknik düzenli örnekleme darbe genişlik modülasyonu olarak tarif edilir. Bu örnekleme eğer her bir anahtarlama periyodun da yapılırsa “Simetrik Düzenli Örnekleme”, her bir anahtarlama periyodunun yarısında yapılırsa “Asimetrik Düzenli Örnekleme” adını alır[32,33,34].

Simetrik düzenli örneklemede, taşıyıcı dalganın pozitif tepe değerlerinde yani anahtarlama frekansında yapılır.



Şekil 3.48. Simetrik düzenli örnekleme sinüzoidal PWM

Asimetrik düzenli örneklemede taşıyıcı dalganın hem pozitif hem de negatif tepelerinde yani anahtarlama frekansının iki katında yapılır

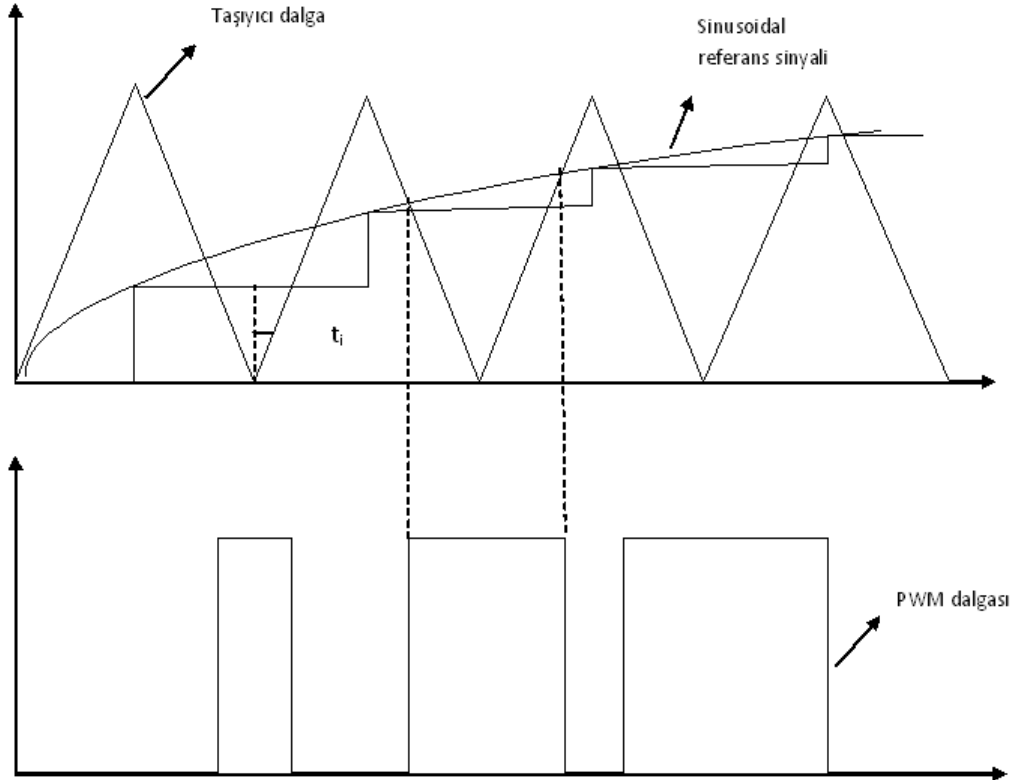


Şekil 3.49. Asimetrik düzenli örnekleme sinüzoidal PWM

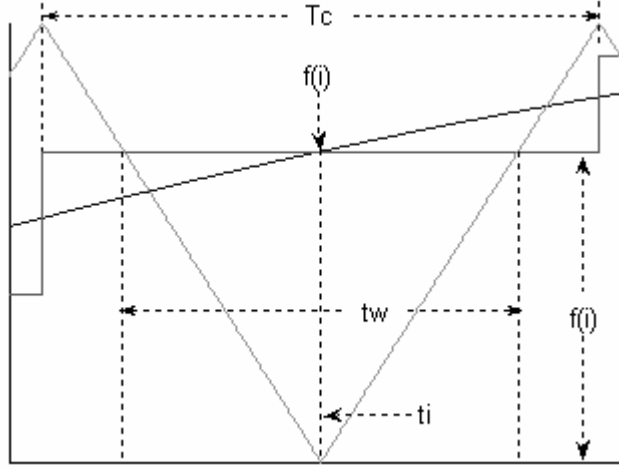
3.5.8.1. Tek yönlü düzenli örneklemeli SPWM

Düzenli örneklemeli pwm modülasyonunda sinusoidal modülasyon sinyali düzenli olarak örneklenir ve pwm darbe genişlikleri tek çevrim için hesaplanır. Taşıyıcı üçgen dalga örnekleme noktalarını belirler. Taşıyıcı üçgen dalganın her sıfır noktasında sinüs dalgasını örneği alınır ve bu örnek taşıyıcı periyodu boyunca sabit olduğu kabul edilir.

Örnekler taşıyıcı dalganın her sıfır noktasında alındığı için oluşan basamaklı dalganın basamak uzunlukları taşıyıcı dalganın periyodu boyunca eşittir. Referans sinüs dalgasının genliği darbe genişliklerini module eder. Bunun için basamaklı sinüs dalgası taşıyıcı dalga ile karşılaştırılır. Basamaklı sinüs fonksiyonunun genliği taşıyıcı dalganın periyodu boyunca sabit olduğu için PWM darbeleri örnekleme noktalarında simetriktir. Bu durum şekil 3.50'de gösterilmiştir.



Şekil 3.50. Taşıyıcı dalga ile sinusoidal referans dalgasının karşılaştırılması sonucu düzenli örneklemeli pwm elde edilmesi



Şekil 3.51. Düzenli örneklemeli SPWM taşıyıcı geometrisi

Şekil 3.51 deki geometriden yararlanarak PWM darbe genişliklerinin matematiksel ifadesi oluşturulabilir. Genliği A_m ve açılsal frekansı ω olan bir $f(t)$ sinusoidal modülasyon sinyali düşünelim.

$$f(t) = A_m \sin \omega t \quad (3.101)$$

Modülasyon sinyalinin her periyodunda N_c tane örnek alınırsa i . örneğin genliği eşitlik 3.102 gibi tanımlanır.

$$f(i) = A_m \sin \frac{2\pi}{N_c} (i - 1) \quad (3.102)$$

Basamaklı sinusoidal sinyal yaklaşımını kullanmak için örneği alınmış voltaj, taşıyıcı periyodu boyunca sabit kabul edilir.

Şekil 3.51 de bütün bir taşıyıcı çevrimi görülmektedir. Burada $t=t_i$ anında sinusoidal dalganın örneği alınmıştır. Sinüs dalgasının genliği taşıyıcı periyodu T_c boyunca sabit kabul edilmiş ve PWM darbesi üretmek için taşıyıcı dalganın genliği A_c ile karşılaştırılmıştır. Darbe genişliği t_w eşitlik 3.103 deki gibi ifade edilmiştir.

$$t_w(i) = T_c \frac{A_m}{A_c} \sin \frac{2\pi}{N_c} (i - 1) \quad (3.103)$$

Veya

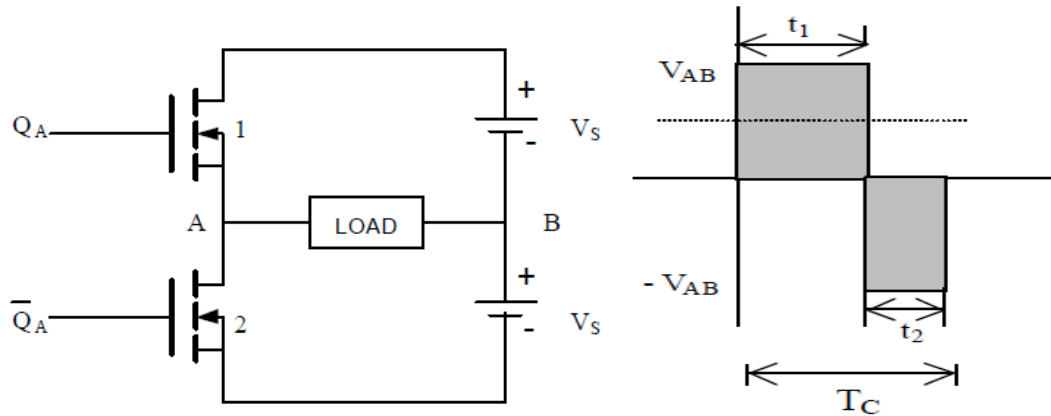
$$t_w(i) = T_c M \sin \frac{2\pi}{N_c} (i - 1) \quad (3.104)$$

Burada M modülasyon indeksidir.

$$M = \frac{A_m}{A_c} = \frac{V_m}{V_c} \quad (3.105)$$

3.5.8.2. İki yönlü düzenli örneklemeli SPWM

Şekil 3.52 de giriş voltajı V_s ve mosfetlerin gate voltajı Q_A ve \bar{Q}_A tek fazlı bir evirici devresi ve yük üzerindeki voltaj değerinin gösteren grafik görülmektedir.



Şekil 3.52

(a) Tek fazlı evirici devresi

(b) Yük üzerindeki voltaj

Mosfet 1 in t_1 süresi boyunca ON ve mosfet 2 nin t_2 süresi boyunca ON olduğu düşünüldüğünde eşitlik 3.106 oluşmaktadır.

$$(V_s t_1 - V_s t_2) = V_m \sin \omega t. T_c \quad (3.106)$$

T_c örnekleme periyodu, V_m sinüs dalgasının tepe değeri, ω açısal frekansı ifade etmektedir. Şekil 4b' de grafikten eşitlik 3.107 yazabiliriz.

$$t_1 + t_2 = T_c \quad (3.107)$$

Eşitlik 3.106 ve 3.107' den

$$(V_s t_1 - V_s (T_c - t_1)) = V_m \sin \omega t. T_c \quad (3.108)$$

$$V_s (2t_1 - T_c) = V_m T_c \sin \omega t. \quad (3.109)$$

$$\frac{2t_1}{T_c} - 1 = \frac{V_m}{V_s} \sin \omega t \quad (3.110)$$

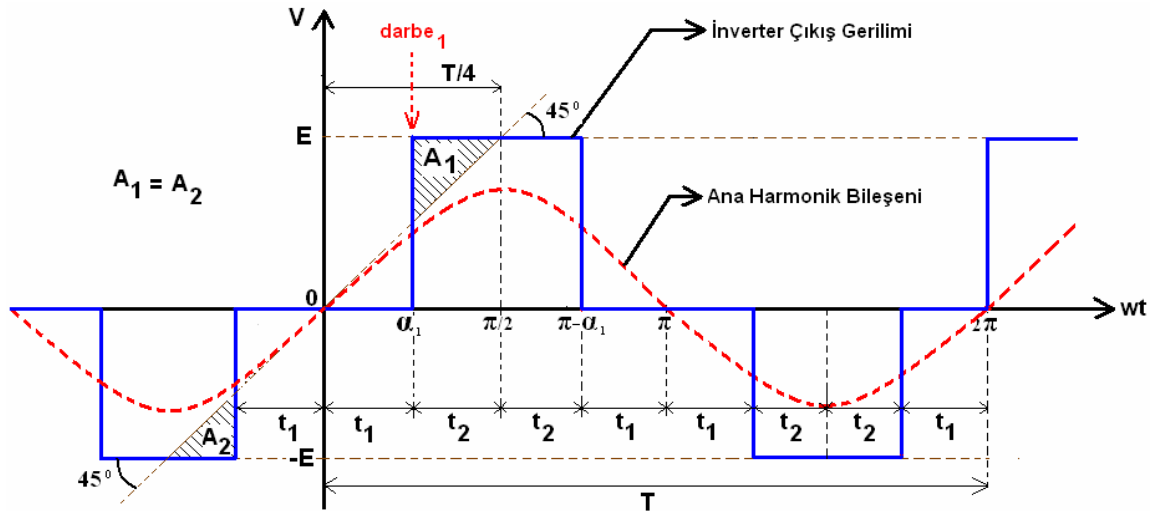
$$t_1 = \left(1 + \frac{V_m}{V_s} \sin \omega t \right) \frac{T_c}{2} \quad (3.111)$$

3.5.9. Programlanmış Harmonik Eliminasyonlu SPWM

Evirici çıkış gerilim dalga şekilleri, anahtarlama kullanılan kontrol işaretlerinin durumuna bağlıdır. Dolayısı ile, bu yöntemler, genel harmonik bozunumunu azaltma eğilimindedirler, ancak belirli harmonik bileşenlerin değerlerini noktasal olarak kontrol edemezler.

Programlanmış harmonik eliminasyon yönteminde noktasal olarak, istenilen harmonik bileşenlerin değerleri kontrol edilebilir. Böylece genellikle yüksek genliğe sahip harmonik dereceleri yok edilerek iyi bir harmonik sonucu elde edilebilir. Tasarımda, evirici çıkış gerilim dalga şekli ve anahtarlama sayısı daha önceden belirlenir. Belirlenen çıkış dalga geriliminde, kontrol edilmek istenen harmonik bileşenlerinin değerleri için gerekli hesaplamalar yapılarak anahtarlama zamanları bulunur ve anahtarlama bu zaman değerlerinde yapılır [18, 35].

Şekildeki dalga şeklinin fourier açılımında, a_n sinüslü harmonik bileşenlerinin katsayılarını ve n , harmonik derecelerini gösterir. Fourier serilerinden yararlanarak aşağıdaki denklemi elde edebiliriz.



Şekil 3.53. Çeyrek periyotta tek darbeleri evirici çıkış gerilimi[43]

$$a_n = \frac{1}{\pi} \left[\int_{\alpha_1}^{\pi-\alpha_1} E \sin n\omega t d\omega t + \int_{\pi+\alpha_1}^{2\pi-\alpha_1} -E \sin n\omega t d\omega t \right] \quad (3.112)$$

$$a_n = \frac{E}{\pi} \left[\int_{a_1}^{\pi-a_1} \sin wtdwt - \int_{\pi+a_1}^{2\pi-a_1} \sin wtdwt \right] \quad (3.113)$$

$$a_n = \frac{E}{\pi n} [\cos na_1 + \cos na_1 + \cos na_1 + \cos na_1] \quad (3.114)$$

$$a_n = \frac{4E}{\pi n} (\cos na_1) \quad (3.115)$$

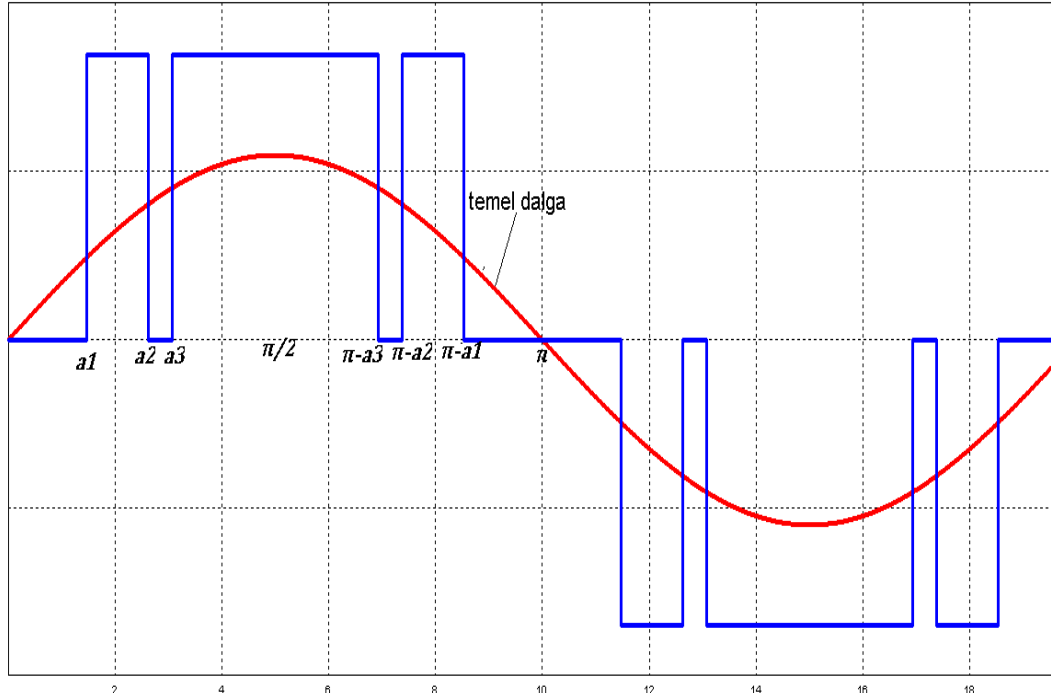
Öncelikli amacın evirici çıkış gerilim dalga şeklinin ana harmonik frekansı ve genliğini ayarlamak olduğu düşünülürse, (3.115) denklemi sadece ana harmonik bileşeni için çözülür. Ana harmonik bileşen genliği V tepe değerine ayarlanmak istenirse, a_1 ana harmonik bileşenin katsayısı olmak üzere

$$a_1 = \frac{4E}{\pi n} (\cos na_1) = V \quad (3.116)$$

elde edilir. Denkleminin çözümü için bulunan a_1 değeri için evirici anahtarlama yapılarak, çıkış geriliminin ana harmonik genliği V değerine ayarlanır. Bu durumda diğer harmonik bileşenleri sıfır yapılamaz. Diğer harmonik bileşenlerini kontrol edebilmek için, çeyrek periyottaki darbe sayısını arttırmak gerekir. Eklenen her yeni darbe, a_n denkleminde yeni bir değişken ekler. Bu sebeple, çeyrek periyotta, kontrol edilmek istenen harmonik bileşeni sayısında darbe oluşturmak gerekir[43].

3.5.9.1. Tek yönlü programlanmış harmonik eliminasyonu

Tek yönlü anahtarlama ile elde edilen PWM dalga şeklinin şekil 3.54 de gösterilmektedir. Üç anahtarlama açısı kullanılarak oluşturulan grafikte çıkış voltajı daha önce bahsedildiği gibi $+V_{dc}$, $-V_{dc}$ veya 0 dır.



Şekil3.54. Üç anahtarlama açısı kullanarak tek yönlü programlanmış harmonik eliminasyonu

Şekil 3.54 de görüldüğü gibi temel frekansın ilk pozitif yarısında darbeler $+V_{dc}$ değerine negatif yarısında ise darbeler $-V_{dc}$ değerine eşittir. Her temel döngü için kullanılan darbe sayısı anahtarlama açılarının iki katına eşittir.

Şekil 3.53 deki dalga şeklinin fourier analizinde sinüslü bileşenlerin katsayıları :

$$a_n = \frac{4E}{\pi n} [\cos na_1 - \cos na_2 + \cos na_3] \quad (3.117)$$

olarak elde edilir. Yukarıdaki denklemde , a_1 , a_2 ve a_3 darbe açıları olmak üzere, üç bağımsız değişkene sahiptir. Bu sebeple, a_1 , a_2 ve a_3 bağımsız değişkenlere bağlı üç adet doğrusal olmayan denklem yazılabilir. Bu durumda, üç adet harmonik

bileşene ait katsayılar belirlenebilir. Ana harmonik bileşen genliğini V değerine ayarlamak, üçüncü ve beşinci harmonik bileşen değerlerini sıfır yapmak istenirse, aşağıdaki doğrusal olmayan denklem takımı yazılabilir.

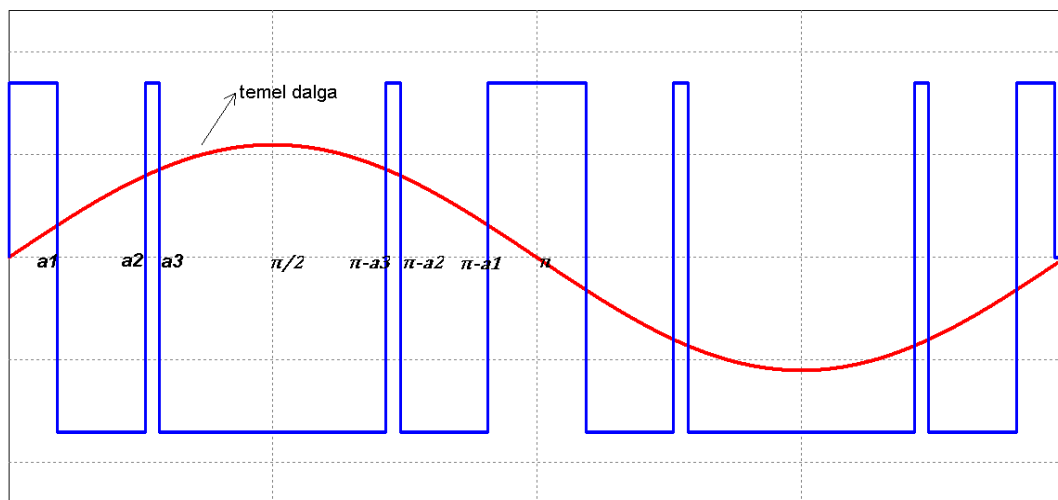
$$a_1 = \frac{4E}{\pi} [\cos a_1 - \cos a_2 + \cos a_3] = V \quad (3.118)$$

$$a_3 = \frac{4E}{\pi 3} [\cos 3a_1 - \cos 3a_2 + \cos 3a_3] = 0 \quad (3.119)$$

$$a_5 = \frac{4E}{\pi 5} [\cos 5a_1 - \cos 5a_2 + \cos 5a_3] = 0 \quad (3.120)$$

3.5.9.2. Çift yönlü Programlanmış harmonik eliminasyonu

Çift yönlü anahtarlama durumunda ise yine üç anahtarlama için aluştırulan pwm dalga şekli şekil 3.55 te gösterilmiştir. Çıkış voltajının değeri $+V_{dc}$ veya $-V_{dc}$ dir.



Şekil 3.55. Üç anahtarlama açısı kullanarak çift yönlü programlanmış harmonik eliminasyonu

Bu dalga şeklinin fourier analizinde sinüslü bileşenlerin katsayıları:

$$a_n = \frac{4E}{\pi n} [1 - 2\cos na_1 + 2\cos na_2 - 2\cos na_3] \quad (3.121)$$

denkleminde

$$a_1 = \frac{4E}{\pi 1} [1 - 2\cos a_1 + 2\cos a_2 - 2\cos a_3] = V \quad (3.122)$$

$$a_3 = \frac{4E}{\pi 3} [1 - 2\cos 3a_1 + 2\cos 3a_2 - 2\cos 3a_3] = 0 \quad (3.123)$$

$$a_5 = \frac{4E}{\pi 5} [1 - 2\cos 5a_1 + 2\cos 5a_2 - 2\cos 5a_3] = 0 \quad (3.124)$$

3.6. GÜNEŞ TAKİP SİSTEMİ TASARIMI

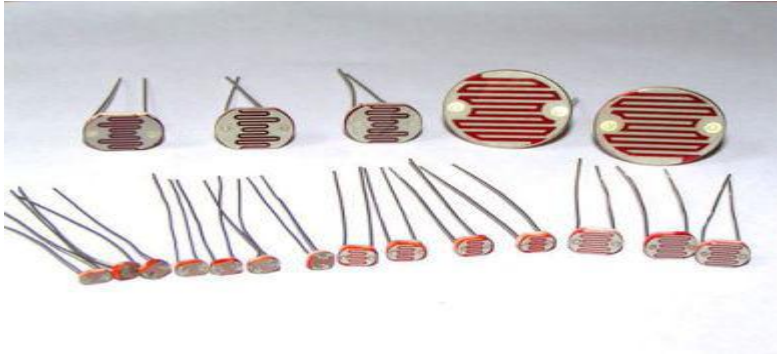
Dünyamızın günlük ve yıllık hareketi nedeniyle güneşten yeryüzüne gelen ışınımların açısı değişmektedir. Bu değişim nedeniyle güneş takip sistemine sahip olmayan fotovoltaik yapılar ışınım yoluyla ulaşan bu enerjiden belirli bir seviyenin üstünde faydalanamazlar. Bu nedenle, uygulamada güneş takip sistemine sahip olan fotovoltaik yapıların böyle bir sisteme sahip olmayan yapılardan daha verimli oldukları ortaya konulmaya çalışılmıştır. Bu verimliliği ortaya koymak üzere panellerin çift eksenle döner şekilde konumlandırılması amaçlanmıştır. Güneş takip sisteminin tasarımı üç aşamadan oluşmaktadır. Güneşten gelen pozisyon bilgilerinin mikrodenetleyiciye iletilmesini sağlamak için ışığa duyarlı dirençler yardımıyla sensör devresi oluşturulmuştur. Takip sistemimizin hareketini DC motorlar ile sağlanmaktadır. Bu amaçla bir sürücü devre tasarlanmıştır. Sistemin son

aşaması ise takip sisteminde kullanılacak kontrol yazılımıdır. Bu aşamalar bölümün ileriki ayrıtlarında incelenecektir.

3.6.1. Sensör Devresi Tasarımı

3.6.1.1. LDR (Light Dependent resistor)

Güneş takip sistemimizde güneş ışığını algılamak için sensör olarak LDR (Light Dependent Resistor) dirençleri kullanılmıştır. LDR dirençler, üzerlerine düşen ışık şiddetiyle ters orantılı olarak dirençleri değişen elemanlardır. LDR, üzerine düşen ışık arttıkça direnç değeri doğrusal olmayan bir şekilde azalır. LDR'nin aydınlıkta direnci minimum, karanlıkta maksimumdur. Hem AC devrede, hem DC devrede aynı özellik gösterir. Bu elemanların yapısında “kadmiyum sülfat” (CdS) yarı iletken madde olarak kullanılmaktadır. Kadmiyum sülfat, yalıtkan bir taban üzerine yerleştirilmiş olup, içerisinde iki taraftan daldırılmış birbirlerine değmeyen iletken teller bulunmaktadır. Bu iki iletken telden dışarıya uç çıkarılarak LDR'nin bağlantı terminalleri oluşturulmuştur. LDR'nin üst yüzeyi ışık etkisini algılayabilmesi için şeffaf bir malzemeyle kaplanmıştır.



Şekil 3.56. LDR dirençleri

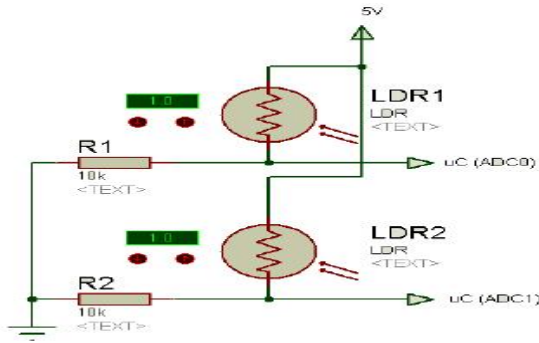
LDR üzerine ışık düştüğünde valans elektronları ışık enerjisi ile yeterli hıza ulaşır, koparak iletkenlik bandına geçerler. Yani LDR, devre akımını oluşturan serbest elektronlar yönünden zenginleşmiş olur. Bu da LDR direncinin düşmesi demektir. LDR'nin en çok duyarlı olduğu ışık yeşil ışıktır. Üzerine düşen ışık süzmesinin şiddetine bağlı olarak valans bandından iletkenlik bandına geçebilen

elektron sayısı arttığı için LDR'nin direnci de azalır. Ancak, ışık şiddetinin artışıyla iletkenlik bandına geçebilen elektron sayısı doğru yönde lineer orantıya sahip olmadığı için LDR'nin direncindeki düşüş de doğrusal değildir.

Bu elemanların dirençleri karanlıkta $M\Omega$ seviyesindeki iken yeterli ışık aldığı takdirde $5-10\Omega$ gibi çok küçük değerlere düşebilmektedir. Bu elemanların ışığa duyarlılığı ışık gören yüzeylerinin büyüklüğüne ve üzerindeki lensin tipine bağlı olarak değişir. Lens mercek tipi olduğu takdirde duyarlılık artmaktadır. LDR'ler yapısal hassasiyetlerinden dolayı aşırı ısıda çalışamazlar. Aşırı ısı altında (maksimum $60^{\circ}C$) bozulurlar. Bu elemanlar çeşitli ışık kontrol devrelerinde kullanılırlar.

3.6.1.2. LDR sensör devresi tasarımı

LDR dirençlerini mikrodenetleyici için sensör olarak kullanmak amacıyla bir voltaj bölücü devre oluşturulmuştur. Şekil3.57 LDR ile oluşturulan sensör devresini göstermektedir. Bu projede sensör devresinin çıkış voltajı, ışınım yoğunluğu arttığı zaman artması istenmiştir. Bu yüzden LDR voltaj bölücü devrede üst pozisyona yerleştirilmiştir.



Şekil 3.57. LDR ile oluşturulan voltaj bölücü devre

Kullandığımız mikrodenetleyicide analog girişler 0-5V arasında duyarlıdır. Bu yüzden sensör devremiz, güneş takip sistemimizin içinde bulunduğu ışınım koşullarının maksimum ve minimum düzeyleri arasındaki farkın 5V olmasını sağlamak amacıyla tasarlanmıştır. Bu amaçla sensör devresinde hesaplanması

gereken üç temel durum vardır. Bunlar LDR'in maksimum aydınlık ve maksimum aydınlıktaki direnç değerleri, voltaj bölücü devresine yerleştirilen sabit direnç değeridir.

Elimizdeki LDR dirençleri ile yapılan birkaç deneyden sonra çizelge 3.6'daki ortalama sonuçlar bulunmuştur. Kullandığımız LDR dirençlerinin değerleri yaklaşık olarak birbirine yakındır. LDR dirençleri direk ışınım altında öğle vakti, gün batımında ve günün ışınım yoğunluğu ortalama olan zamanlarında ölçülmüştür.

Çizelge 3.6. Değişik ışınımlarda LDR direnç değerleri

Farklı Işınımlar	Ölçülen Direnç Değerleri (Ω)
Karanlık	20M
Ortalama	4.7K
Aydınlık	100

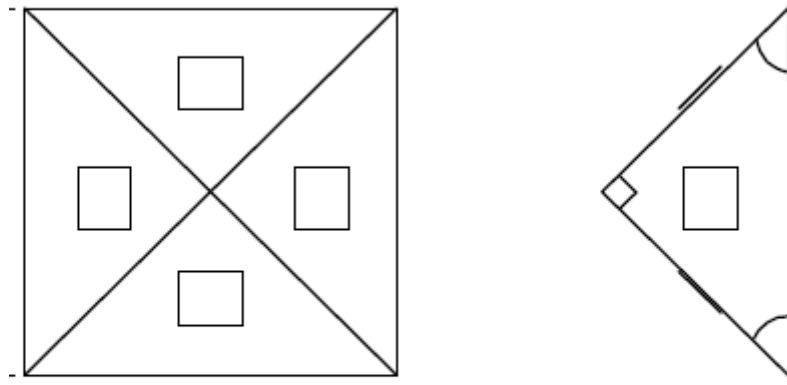
Voltaj bölücüdeki sabit direncimizi 10K ohm aldığımızda ışınım koşullarının maksimum ve minimum arasındaki fark şu şekilde oluşmaktadır:

$V_{cc} = 5V$ olarak aldığımızda

$$MIN = 5V \left(\frac{20K}{20K + 20M} \right) = 0.005 \approx 0V$$

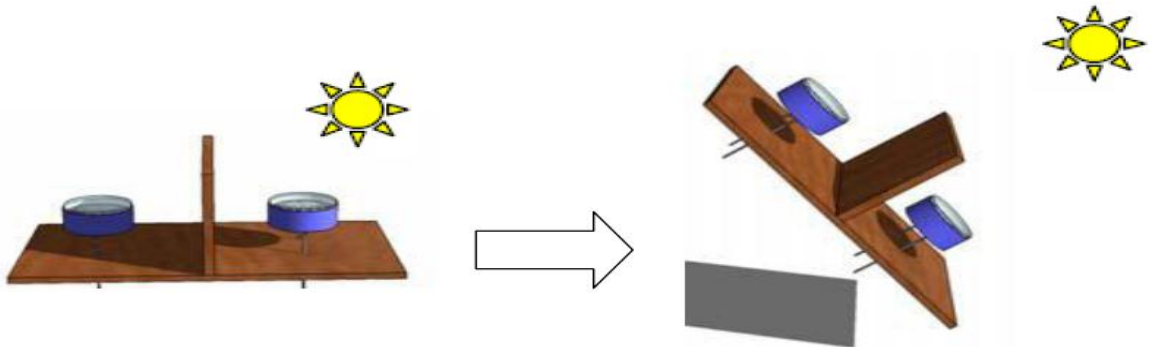
$$MAX = 5V \left(\frac{20K}{20K + 100} \right) = 4.97 \approx 5V$$

Sensör devresini oluşturduktan sonra güneş pozisyonunu algılamak için dört tarafı birbirinden izole edilmiş gölge bloklu bir pramit tasarlanmıştır. Tasarlanan piramidin üst ve yan taraf görüntüsü şekil 3.58'deki gibidir.



Şekil 3.58. (a) piramidin üst görünüşü Şekil 3.58. (b) piramidin yan görünüşü

Piramidin içinde bulunan dört tane sensör devresi güneş pozisyonunu takip etmek için kullanılmaktadır. Bu sensör devresinden karşılıklı olan iki tanesi doğu-batı doğrultusunda gün boyu güneşi takip ederken, diğer ikisi kuzey-güney doğrultusunda yıl boyu güneşi takip etmektedir. Piramidin içindeki karşılıklı LDR dirençleri üzerindeki voltaj farkı güneş takip sisteminin pozisyonunu oluşturmaktadır. Aynı ışınım altında LDR dirençleri üzerindeki voltaj düşümü aynıdır. Güneş hareketi sırasında arasında gölge bloğu bulunan karşılıklı sensörlerden daha fazla güneş ışınımına maruz kalan LDR üzerindeki voltaj düşümü artarken, diğer sensör üzerinde gölge oluşmasından dolayı üzerindeki voltaj azalmaktadır. Aradaki bu voltaj farkı güneş takip sisteminin yönünü belirlemektedir. Sensörler üzerindeki voltaj farkı sıfır oluncaya kadar güneş takip sistemi hareket etmektedir. Sensör piramidinin çalışma durumu şekil 3.59' da gösterilmiştir



Şekil 3.59. Sensör piramidinin çalışma durumu

3.6.2. Güneş Takip Sistemi İçin Motor Sürücüsü Tasarımı

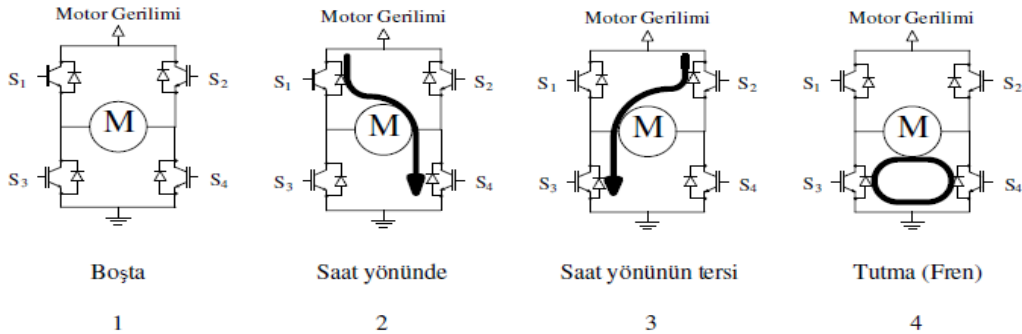
Güneş takip sistemi için kullandığımız motor 36 V DC motordur. DC motorların devirleri yüksektir. Güneş bir gün boyunca yer değişimi yavaş ve sürekli olduğu için seçilen motorun devri düşük olması gerekir fakat seçilen en düşük devirdeki motor bile takip sistemi için uygun değildir. Motor devrini düşürmek şekil 3.60'da verilen için redüktörlü doğrusal eyleyici kullanılmıştır.



Şekil 3.60. Güneş takip sistemi için kullanılan doğrusal eyleyici

Redüktörler motor devrini düşürürken motorun torkunu yükseltiyor. Bu da motor için avantajlı bir durumdur. Çünkü motor seçiminde motorun nominal gücüne de bakılır. Seçilen motor, yapılan hesaplamalara göre 7-8 kg'lık bir yükü taşıyabilir.

DC Motorun yön kontrolünü sağlayabilmek için H-Bridge (H-Köprü) denilen bir yöntem kullanılmıştır. H-Bridge genel olarak 4 adet transistor, diyot ya da MOSFET ile gerçekleştirilen motorun iki yönlü dönebilmesini sağlayan bir yöntemdir.

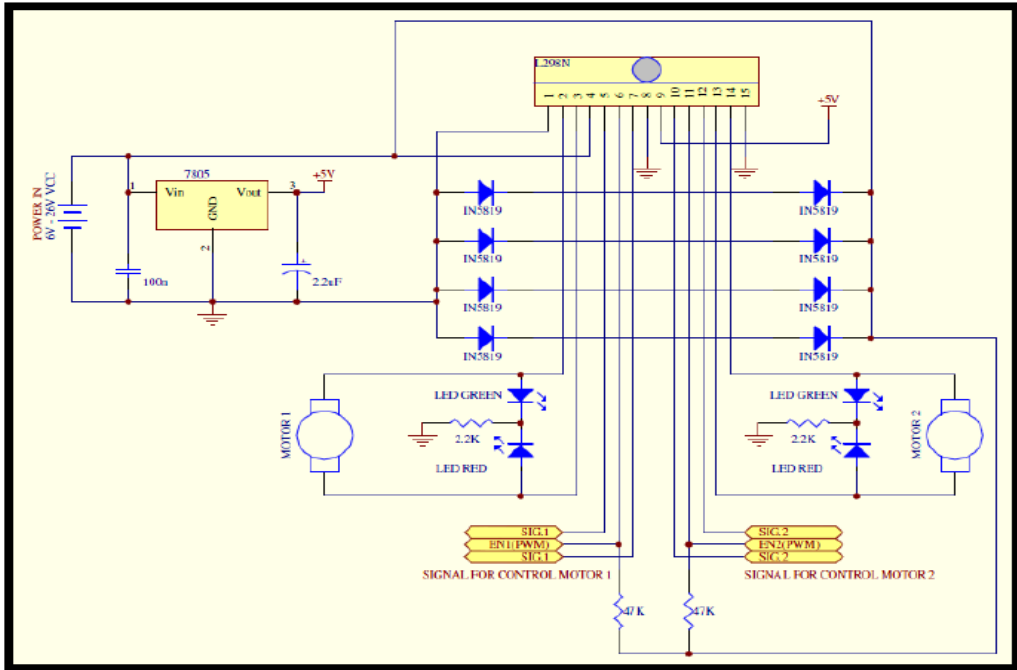


Şekil 3.61. H köprü devresi

Yandaki şekilde 4 adet transistörle yapılmış bir H-Bridge devresi görülmektedir. Bu devrede $S_1=1, S_4=1, S_2=0$ ve $S_3=0$ yapıldığında motor sağa doğru dönecektir. Ters durumda, $S_1=0, S_4=0, S_2=1$ ve $S_3=1$ yapıldığında ise motor sola doğru dönecektir. $S_1=1, S_4=0, S_2=1, S_3=0$ ve $S_1=0, S_4=1, S_2=0, S_3=1$ durumlarında ise motor fren yapacaktır.

$S_1=1, S_4=0, S_2=0$ ve $S_3=1$ ve $S_1=0, S_4=1, S_2=1$ ve $S_3=0$ durumlarında ise kaynak ve toprak kısa devre olduklarından böyle bir durum devre için çok sakıncalıdır. H-Bridge yöntemi kullanılırken hiçbir şekilde bu iki durumun oluşmasına fırsat verilmemelidir.

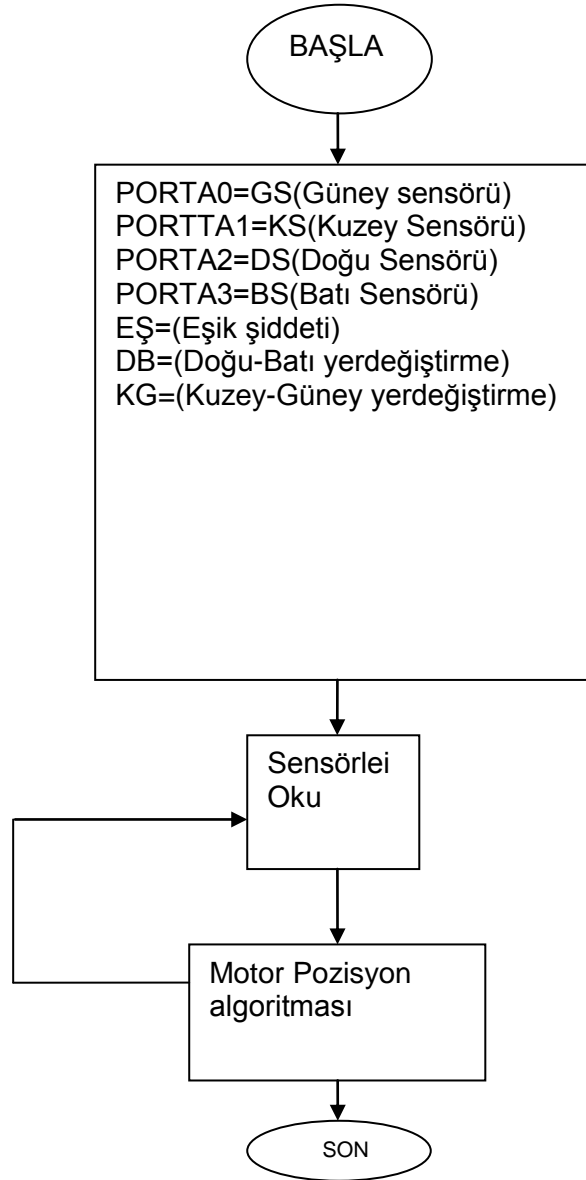
Motorda açma ve kapama anlarında indüklenerek gerilim çoğu zaman besleme geriliminin bile üzerine çıkabileceğinden böyle bir durumda transistorlerin üzerinden ters akım geçecek ve transistorler yanacaktır. Aşağıdaki şekilde ise transistorleri, açma ve kapama anında motorda üretilecek gerilimden korumak için koruma diyotları bağlanmıştır. Motor sürücü devresi şekil 3.62’de gösterilmiştir.



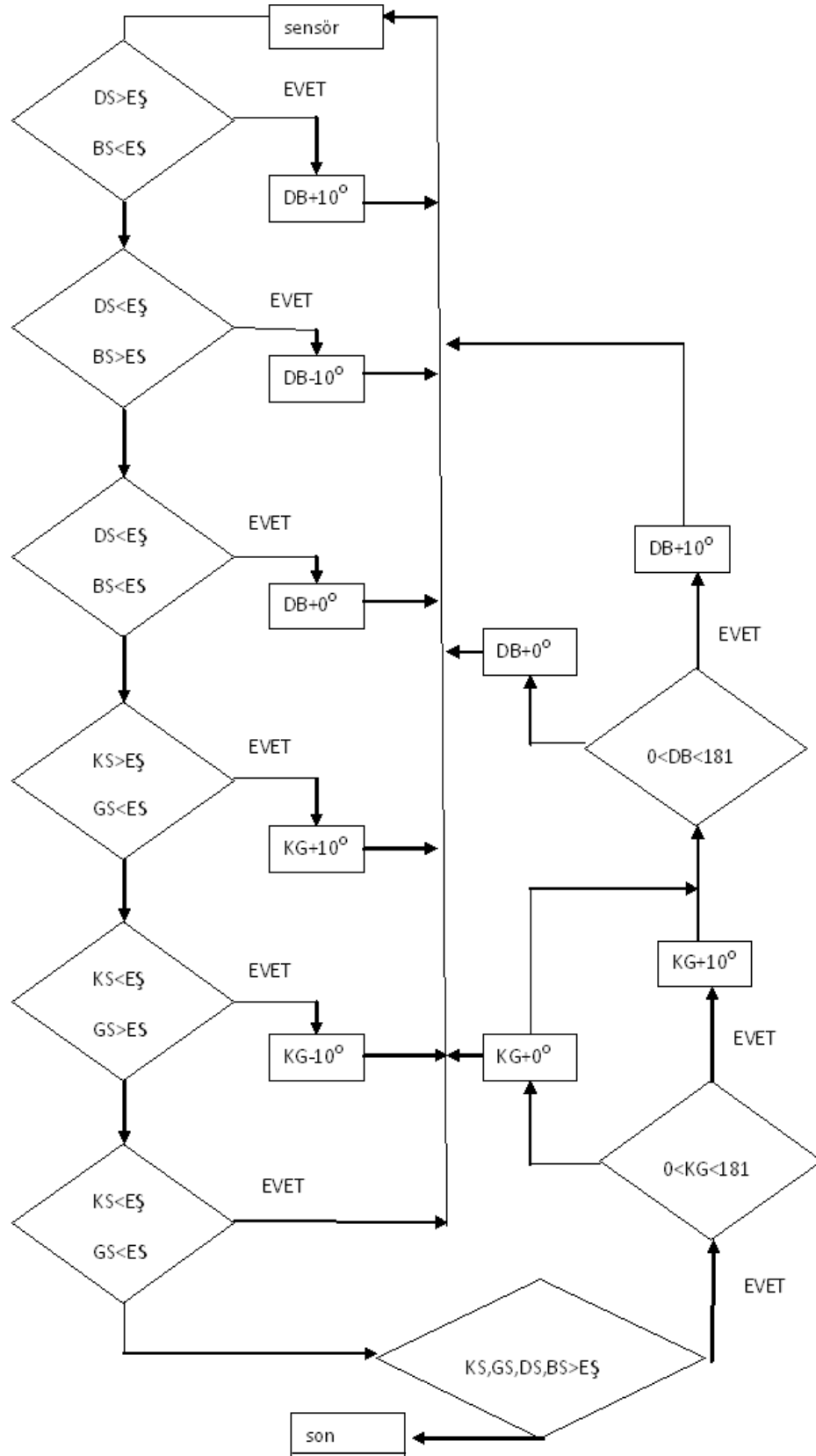
Şekil 3.62. DC motor sürücü devresi

3.6.3. Güneş Takip Sistemi Kontrol Yazılımı

Güneş ışınlarının panelimize dik olarak gelmesi için güneş panelimizde 4 adet izleyici sensör kullandık. Bu sensörler ışığın şiddetine göre direnci değişen LDR elemanlarından oluşmaktadır. Bu sensörleri panelimizin üst-alt ve sağ-sol kenarlarına yerleştirdik. Bu LDR lerden alınan gerilim değeri Pic18F628 mikro denetleyicisinin içerisinde yazılı olan almaya göre panelimizin hareketini sağlamaktadır.



Şekil 3.63. Güneş takip sistemi algoritması

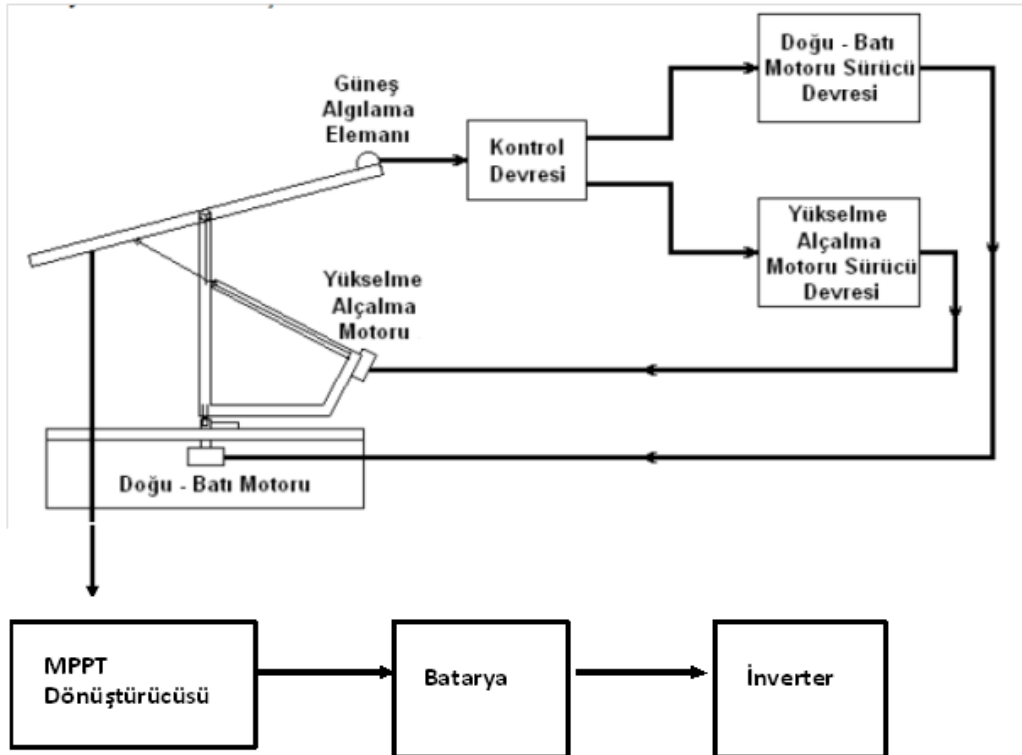


Şekil 3.64. Motor pozisyon algoritması

Şekil 3.63’ de verilen algoritma bizim güneş izleme sistemimizin çalışma prensibini anlatmaktadır. Sistem ilk enerjilendiğinde sensör piramidinde bulunan sensörlerden gelen voltaj farkı, daha önce belirlediğimiz ışınım eşik değeri ile karşılaştırılır. Sensörlerden gelen bilgiye göre paneli güneş ışınlarını tam merkezde toplayacak şekilde hareket ettirir. Bu durumda güneş ışınları panel yüzeyine maksimum seviyede düşmektedir.

4. BULGULAR

Tasarladığımız güneş takip sistemini oluşturan bileşenler şekil 4.1’de görülmektedir. Bu bölümde sistemi oluşturan bileşenlerin ayrı ayrı simülasyonu yapılmış ve deneysel gözlemi incelenmiştir. Öncelikle MPPT dönüştürücüsü olarak yükselten tip dc-dc dönüştürücü tasarlanarak bölüm 3’te incelediğimiz MPPT algoritmaları uygulanmıştır. Bölüm 3’te incelediğimiz sinusoidal PWM modülasyon teknikleri tek fazlı inverter devresinde uygulanarak THD bazında performans karşılaştırmaları yapılmıştır.



Şekil 4.1. İki eksenli güneş takip sistemi ve bileşenler

4.1. MPPT DÖNÜŞTÜRÜCÜSÜ TASARIMI

Bu bölümde güneş panelimizin çalışma verilerinden yararlanarak yükselten tip dc-dc dönüştürücü tasarlanıp, dönüştürücüyü oluşturan devre elemanları incelenmiştir. Maksimum güç takibi algoritmalarının karşılaştırmalı olarak simulasyon ve deneysel gözlemleri incelenmiştir.

4.1.1. İndüktör (L) ve kapasitör (C)

Maksimum güç takipleyci için kullanacağımız güneş panelinin parametreleri çizelge 4.1'deki gibidir. Bu parametrelerden yararlanarak MPPT dönüştürücü için gerekli L,C ve R değerleri hesaplanmalıdır. Sistemde 48V luk kurşun asit akü kullanılmıştır. Bunun için dönüştürücünün çıkış voltajı 48V sabit olarak ayarlanmak istenmiştir. Panelden alacağımız maksimum gücü çıkışta da oluşturmak istendiğinden, dönüştürücünün %100 verimle çalıştığı yani $P_{in}=P_{out}$ olarak kabul edilmiştir. Tüm bu parametreler göze alınarak ve dönüştürücünün sürekli iletim modunda çalışabilmesi için gerekli şartlar aşağıdaki gibidir.

Çizelge 4.1. Yükselten tip dc-dc dönüştürücü için gerekli olan parametreler

V_g giriş voltajı	12-20V
V_o çıkış voltajı	48V-60V
f_s anahtarlama frekansı	20khz
P_o maximum güç	60W
Üst tepe noktasından alt tepe noktasına endüktans akımı değişimi Δi_L	%15
Üst tepe noktasından alt tepe noktasına çıkış gerilimi değişimi ΔV_o	%1
D_{max} görev çevrimi oranı	0.8
R yük	40 Ω

Verimin %100 olduğu düşünülürken $P_o=P_g=60W$ olur. Bu durumda

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = \frac{60}{48} = 1.25A \Leftrightarrow \Delta I_L = 0.15 * 1.25 = 0.1875A$$

$$\Delta V_o = 0.01 * 48 = 0.48V$$

Bölüm 3'te oluşturduğumuz eşitliklerden yararlanarak dc-dc dönüştürücünün indüktör ve kapasitans değerleri çizelde 4.2 deki gibi seçilmiştir.

Çizelge 4.2. MPPT Dönüştürücünün kapasitans ve indüktör değerleri

$L \geq \frac{V_o D(1-D)}{\Delta I_L f_s}$	L=550 uH
$C \geq \frac{I_o}{\Delta V_o} DT$	C=330uF

4.1.2. Diyot

DC-DC dönüştürücünün yüksek frekanslı anahtarlama yapmasından dolayı enerji verimliliği açısından hızlı diyot tercih edilmiştir. Seçilen diyot ters polarlama voltajı 80V olan ve maksimum 6A'ye kadar akıma dayanabilen MBRD660CTTR schottky diyotudur. Tasarladığımız dönüştürücüde maksimum çıkış voltaj ve akımı diyotun sınırları altında kaldığından bu diyot devremiz için uygundur.

4.1.3. Mosfet

Dönüştürücüde anahtarlama elemanı olarak N kanal yükselten tip güç mosfeti IRF740 kullanılmıştır. Bu yüksek hızlı anahtarlama elemanın maksimum çalışma koşulları 440V ve 10A dir. Bu değerler tasarladığımız dönüştürücü için uygundur.

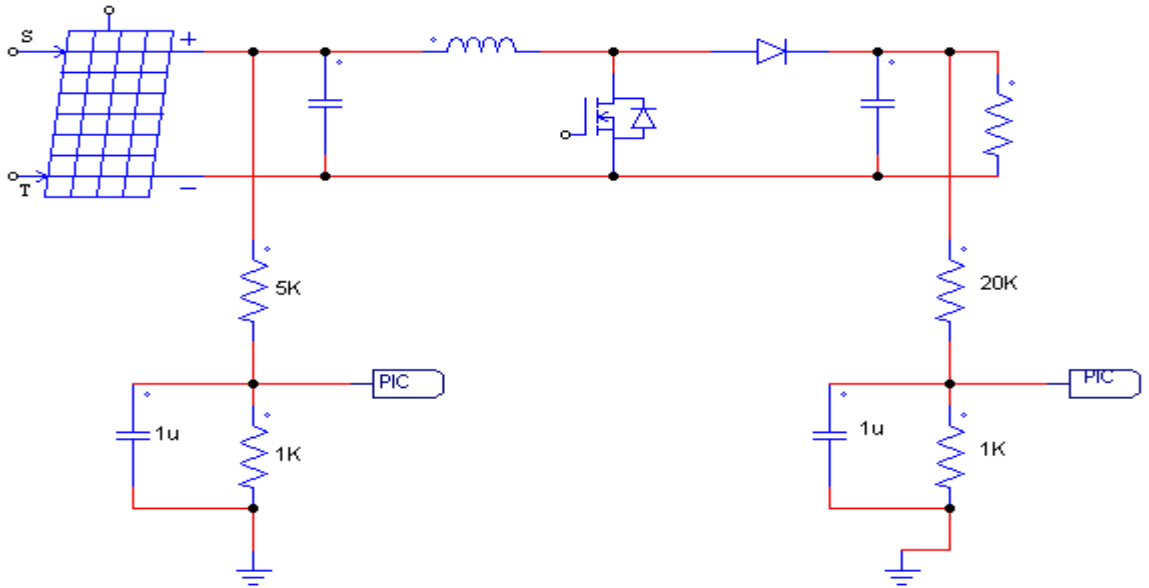
4.1.4. Voltaj sensörü

Fotovoltaik panelden ve dönüştürücünün çıkışından voltajı algılamak için voltaj bölücü devre kullanılmıştır. Mikrodenetleyicinin analog girişine en fazla 5V uygulanabilir. Daha fazlası mikrodenetleyiciye zarar vermektedir. Bu yüzden voltaj bölücünün direnç değerleri mikrodenetleyiciye 3V'u geçmeyecek şekilde ayarlanmıştır. Direnç değerlerini belirlemek için eşitlik 4.1 ve 4.2 kullanılabilir.

$$\frac{V_{panel}}{V_{pic}} = \frac{R1 + R2}{R2} \quad (4.1)$$

$$\frac{V_{çıkış}}{V_{pic}} = \frac{R3 + R4}{R4} \quad (4.2)$$

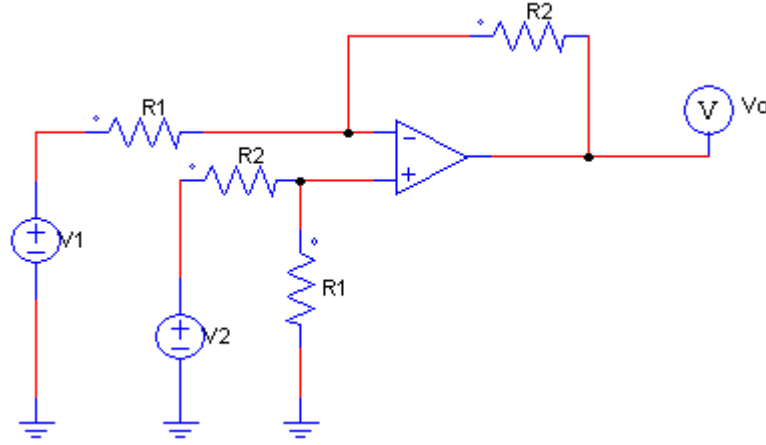
Fotovoltaik panelden elde edilen maksimum voltajı V_{panel} i yaklaşık 18V ve V_{pic} voltajını 3V aldığımızda $5R2=R1$ olmaktadır. Maksimum $V_{çıkış}$ voltajını 60V olarak düşündüğümüzde $R3=19R4$ olmaktadır.



Şekil 4.2. Voltaj sensörü devre şeması

4.1.5. Akım sensörü

Şekil 4.3’de gösterilen operasyonel fark yükselteci akım sinyalini voltaj sinyaline dönüştüren akım sensörü olarak kullanılacaktır.



Şekil 4.3. Operasyonel fark yükselteci

Devre teorisinden operasyonel fark yükseltecinin çıkış voltajı eşitlik 4.3 gibi gösterilir.

$$V_o = \frac{R_2}{R_1} (V_1 - V_2) \quad (4.3)$$

Eşitlik 4.3’ten operasyonel fark yükseltecinin kazancı G eşitlik 4.4’deki gibi olur

$$G = \frac{R_2}{R_1} \quad (4.4)$$

Operasyonel fark yükseltecinin eviren girişine bağlanan direnç sayesinde fotovoltaik panelden gelen akım direnç üzerinden geçerek üzerinde voltaj oluşumuna neden olur. Bu voltaj düşümü operasyonel fark yükselteci ile yükseltilecek

mikrodenetleyicinin analog bacağına gönderilir. Akım direnci olarak 20mΩ seçilmiştir. Kullanılan operasyonel fark yükseltici LM358N dir. Dirençler R1 15 kΩ ve R2 560 kΩ olarak seçilmiştir. Bu durumda eşitlik 4.4'den G kazancı:

$$G = \frac{560}{15} \approx 37$$

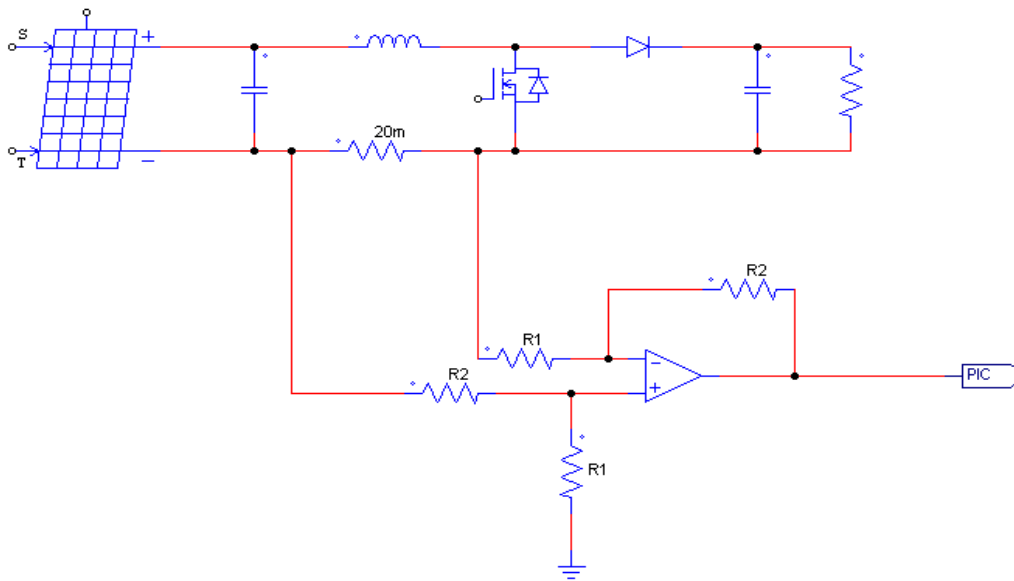
olmaktadır. Maksimum akımı 1.25A olarak kabul ettiğimizde akım direncindeki voltaj düşümü

$$0.02 * 1.25 = 0.025V$$

olmaktadır. Bu durumda mikrodenetleyicini analog bacağına gönderilen maksimum voltaj

$$G * 0.025 = 0.925V$$

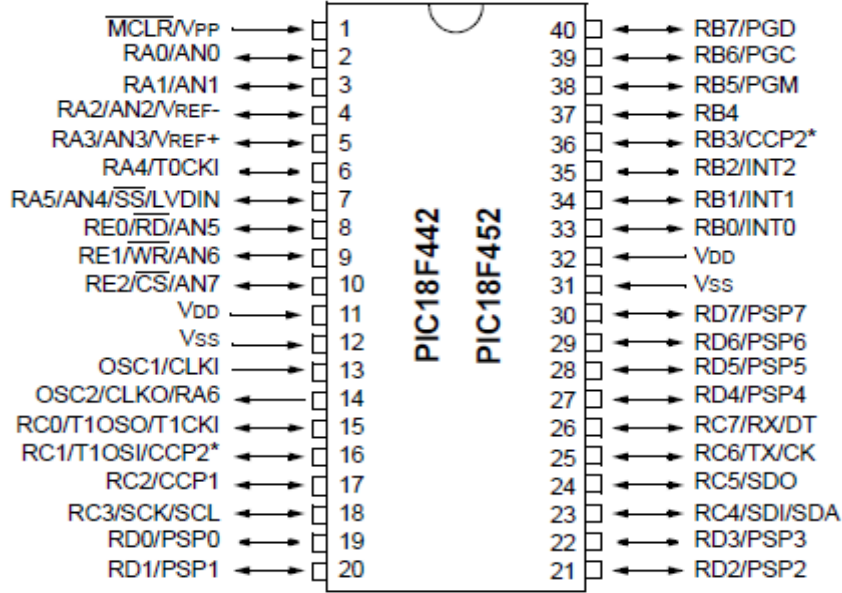
olur. Bu değer mikrodenetleyicinin analog girişi için uygundur.



Şekil 4.4. Akım sensörü devre şeması

4.1.6. PIC18F4520 Mikrodenetleyicisi

MPPT dönüştürücü kontrolünde pic18f4520 mikrodenetleyicisi kullanılmıştır. Geniş bir program bellek alanı ve hızlı işlem kapasitesinin yanında kayan noktalı işlemler yapabilmesi kontrol yazılımımız için uygun olması bu mikrodenetleyicinin seçilmesinin nedenleri arasındadır.



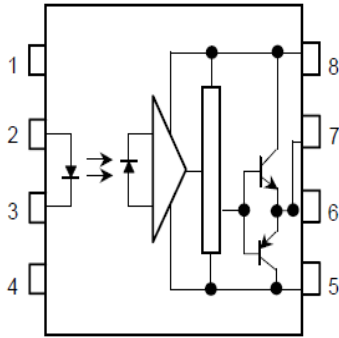
Şekil 4.5. PIC18F4520 şeması

PIC184520 mikrodenetleyicisinin genel özellikleri şu şekildedir[42]

- □Yüksek I/O giriş çıkış akımı; 25mA
- □4 adet PWM çıkışı
- □Programlanabilen ölü zaman
- □Seri port, 3 kablolu SPI, I2C modülleri
- □Programlanabilen harici kesmeler
- □RS-232, RS-485 protokollerini destekleyebilme
- □10-bit lik 13 adet ADC kanalı
- □32 MHz'e kadar dahili, 40 MHz'e kadar harici osilator destekleyebilme
- □100000 kez programlanabilme
- □32 kbyte'lık flash hafıza

4.1.7. TLP250 Optik ayırıcı

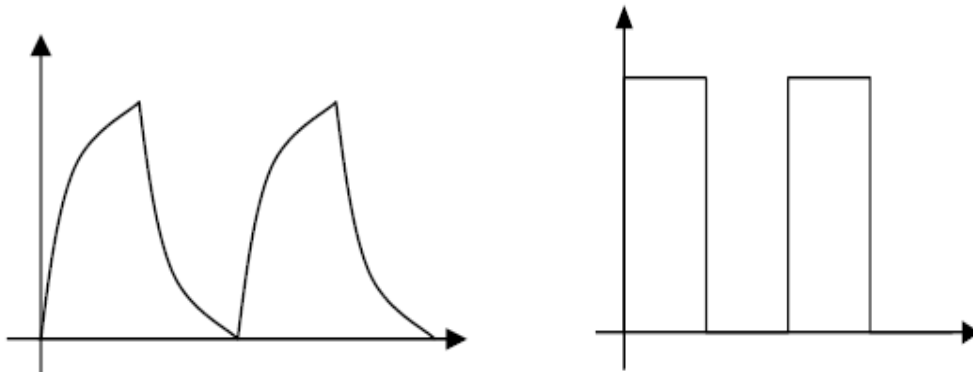
Dönüştürücü devremizde optik ayırıcı olarak TLP250 entegresi kullanıldı. Bu entegrenin kullanılması ile düşük voltajlı pic mikrodenetleyicisinin yüksek voltajlı güç devresinden izolasyonu sağlandı. Böylece pic mikrodenetleyicisinin yüksek akımlardan dolayı zarar görmesi engellendi



Şekil 4.6. TLP250 optik ayırıcısı

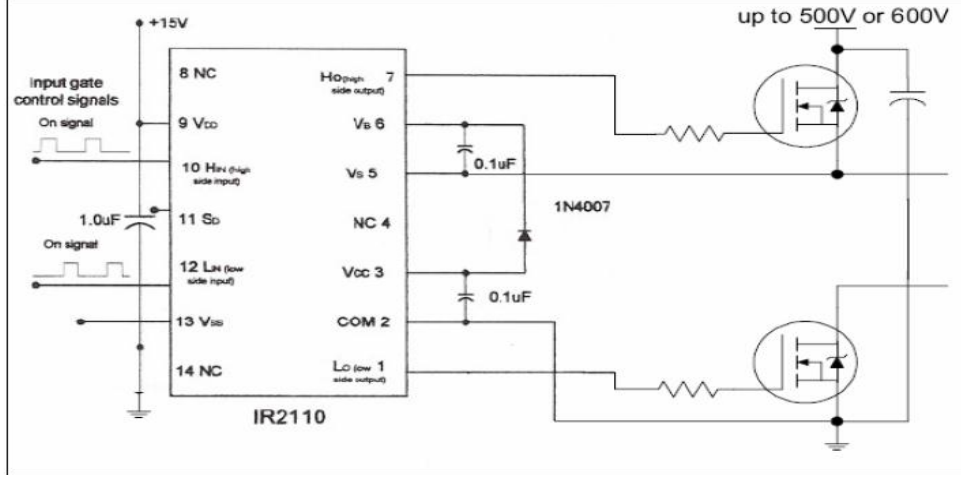
4.1.8. IR2110 Mosfet sürücü entegresi

Mosfet sürücü entegresi olarak IR2110 kullanıldı. Optik ayırıcının çıkış transistörleri açma kapama zamanı yavaş olan BJT transistörlerinden oluşmaktadır. Bu durum Mosfet'in gate ucuna uygulanması gereken şekil 4.7(a)'daki çıkış yerine 4.7(b)'deki çıkışa sebep olmaktadır.



Şekil 4.7. (a) optik ayırıcıdaki gerçek çıkış 4.7(b) Optik ayırıcıdan beklenen çıkış

Bu problemi çözmek için mosfet sürücü entegresi kullanılmıştır. IR2110, şekil 4.7(a) daki sinyali alıp keskin bir kare dalga sinyale dönüştürerek mosfetin hızlı bir şekilde anahtarlama yapmasını sağlamaktadır.



Şekil 4.8. IR2110 bağlantı şeması

4.1.9. MPPT dönüştürücüsünün transfer fonksiyonlarının belirlenmesi

DC-DC dönüştürücünün L,C ve R değerleri belirlendikten sonra dönüştürücünün dijital kontrolü için kapalı döngü üzerindeki transfer fonksiyonları çizelge 4.3'teki gibi oluşturulmuştur.

Çizelge 4.3. Kapalı döngü üzerindeki transfer fonksiyonları

$G_{vd}(s) = \left(\frac{V}{D'}\right) \frac{1 - s \frac{L}{D'^2 R}}{1 + s \frac{L}{(D')^2 R} + s^2 \frac{LC}{(D')^2}}$	$G_{vd}(s) = \frac{-0.02578 s + 75}{4.538e - 006 s^2 + 0.0003438 s + 1}$
$G_{DPWM} = \frac{V_{tamölçek,DPWM}}{2^{N_{DPWM}} - 1}$	$G_{DPWM} = \frac{1}{1023}$
$G_{adc} = \frac{2^{N_{adc}}}{V_{tamölçek,adc}}$	$G_{adc} = \frac{2^8}{5}$
$H(s) = \frac{V_{ref}}{V_{out}}$	$H(s) = \frac{3}{60}$
$G_{gecikme} = \exp(-sT_{gecikme})$	$G_{gecikme} = \frac{-s + 8000}{s + 8000}$

Bu çalışmada kullanılan PIC18F4520 mikrodenetleyicisinde 20MHZ kristal osilatörü kullanılmıştır. Elde edilen 5 MHZ lik saat darbesi PLL modunda 40 MHZ olarak ayarlanmıştır. DC-DC dönüştürücüde anahtarlama frekansı 20 khz kullandığımızdan elde edilen pwm çözünürlüğü eşitlik 4.5 den 10 bit olarak belirlemiştir.

$$N_{DPWM} = \frac{\log \frac{f_{osc}}{f_{pwm}}}{\log 2} \quad (4.5)$$

$$N_{DPWM} = \frac{\log \frac{20e6}{20e3}}{\log 2} \approx 10bit$$

Eşitlik 4.6 de gerekli olan minimum ADC bit sayısı $N_{adc} = 8$ bit olarak belirlenmiştir

$$N_{ADC} = int[\log_2 \frac{V_{tam \ ölçek \ adc}}{\Delta V_o H}] \quad (4.6)$$

$$N_{ADC} = int[\log_2 \frac{5}{0.48 * (\frac{3}{60})}] = 8$$

Mikrodenetleyicinin A/D modulünde analogtan dijitale dönüşüm yaklaşık olarak 35u saniye sürmektedir. Bu sürenin 3 katı alınmalıdır çünkü mppt algoritması için panel voltajı akımı ve regülasyon için çıkış voltajı örneklenmelidir. PID kontrol algoritması ise 28µ saniye sürmektedir. Kullanılan maksimum güç takibi algoritmaları için mikrodenetleyici farklı işlem yükü gerektirdiğinden ve daha az bir frekansta gerçekleştiğinden, PID kontrol algoritmasının uygulandığı kesme koduna dahil edilmemiştir. Örnekleme zamanı 250µ saniye sabit olarak alınmıştır.

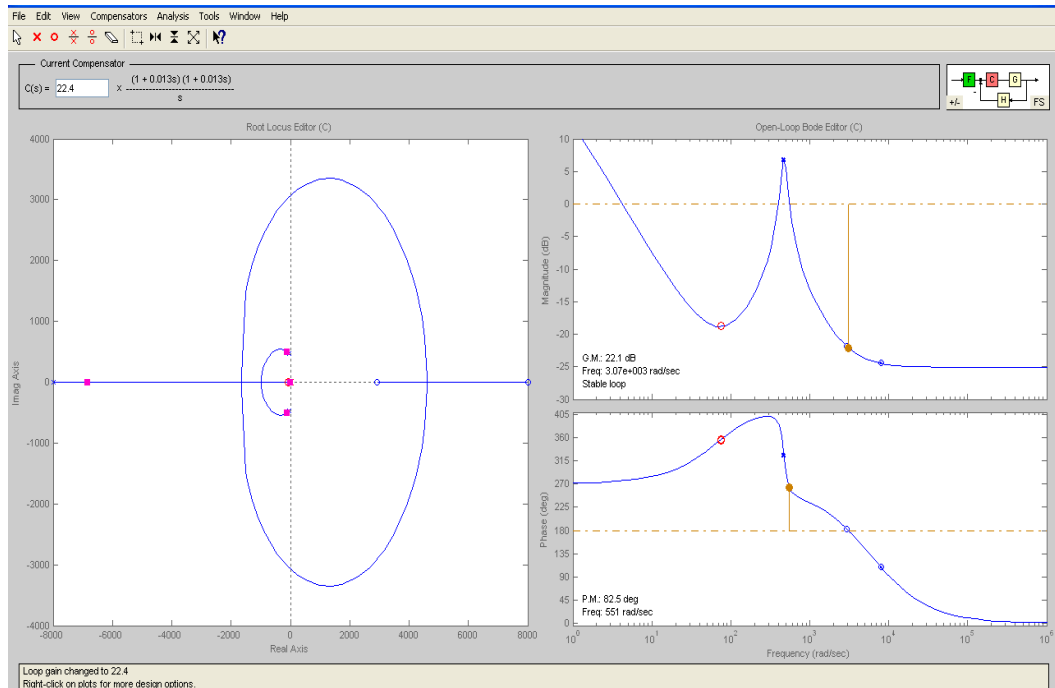
$$T_{\text{örnekleme}} = 3T_{A/D} + T_{PID} + 3T_{\text{aquisition}} = 250\mu s$$

DC-DC dönüştürücünün kapalı çevrim döngüsündeki bütün transfer fonksiyonlarını oluşturduktan sonra sistemin açık çevrim transfer fonksiyonu eşitlik 4.7'deki gibi oluşmaktadır

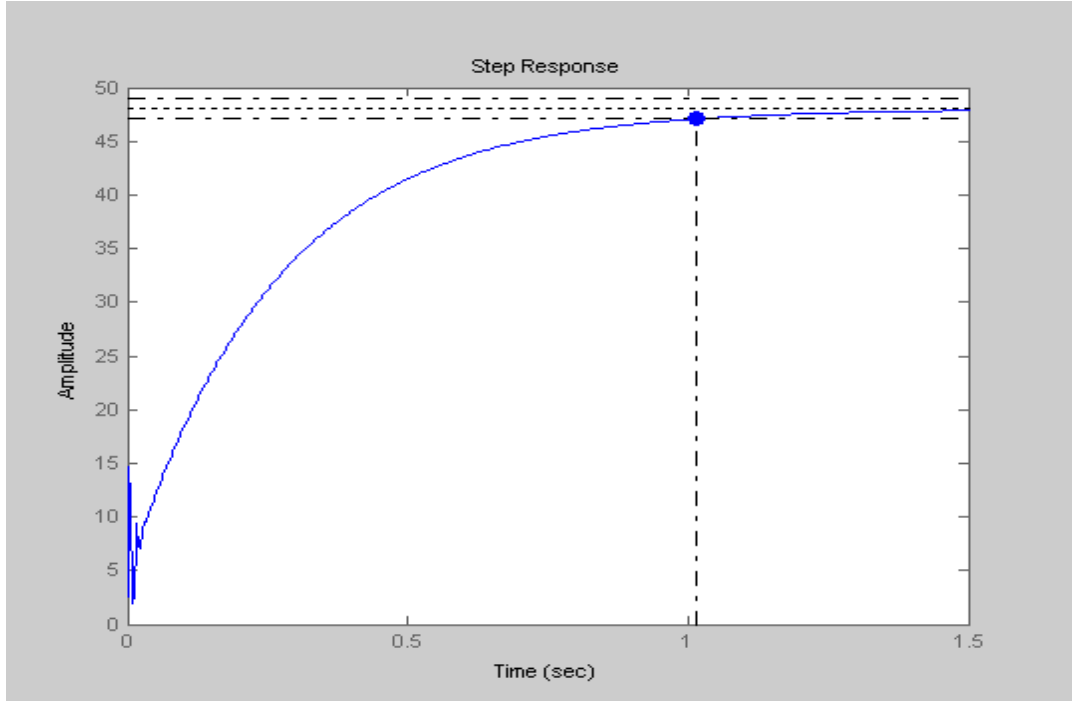
$$G_p(s) = G_{ADC}(s)G_{DPWM}(s)G_{vd}(s)H(s)G_{\text{gecikme}} \quad (4.7)$$

daha önce belirlediğimiz tasarım koşullarına uygun olarak PID denetleyicisi frekans tepkisi tekniğinden yararlanarak Matlab/sisotool ortamında oluşturulmuştur. Sistemin basamak tepkisi ve bode diagramı şekil 4.9(a) ve 4.9(b)'de görülmektedir.

$$G_{PID}(s) = \frac{0.00393 s^2 + 0.5934 s + 22.4}{s}$$



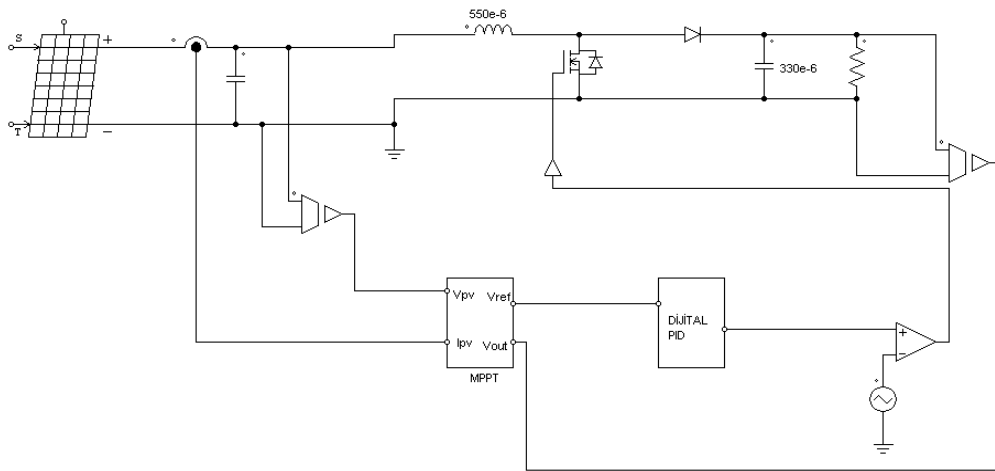
Şekil4.9. (a) PID denetleyicisinin bode diagramı



Şekli4.9.(b) Sistemin basamak cevabı

4.1.10. MPPT dönüştürücüsü için deneysel çalışmalar

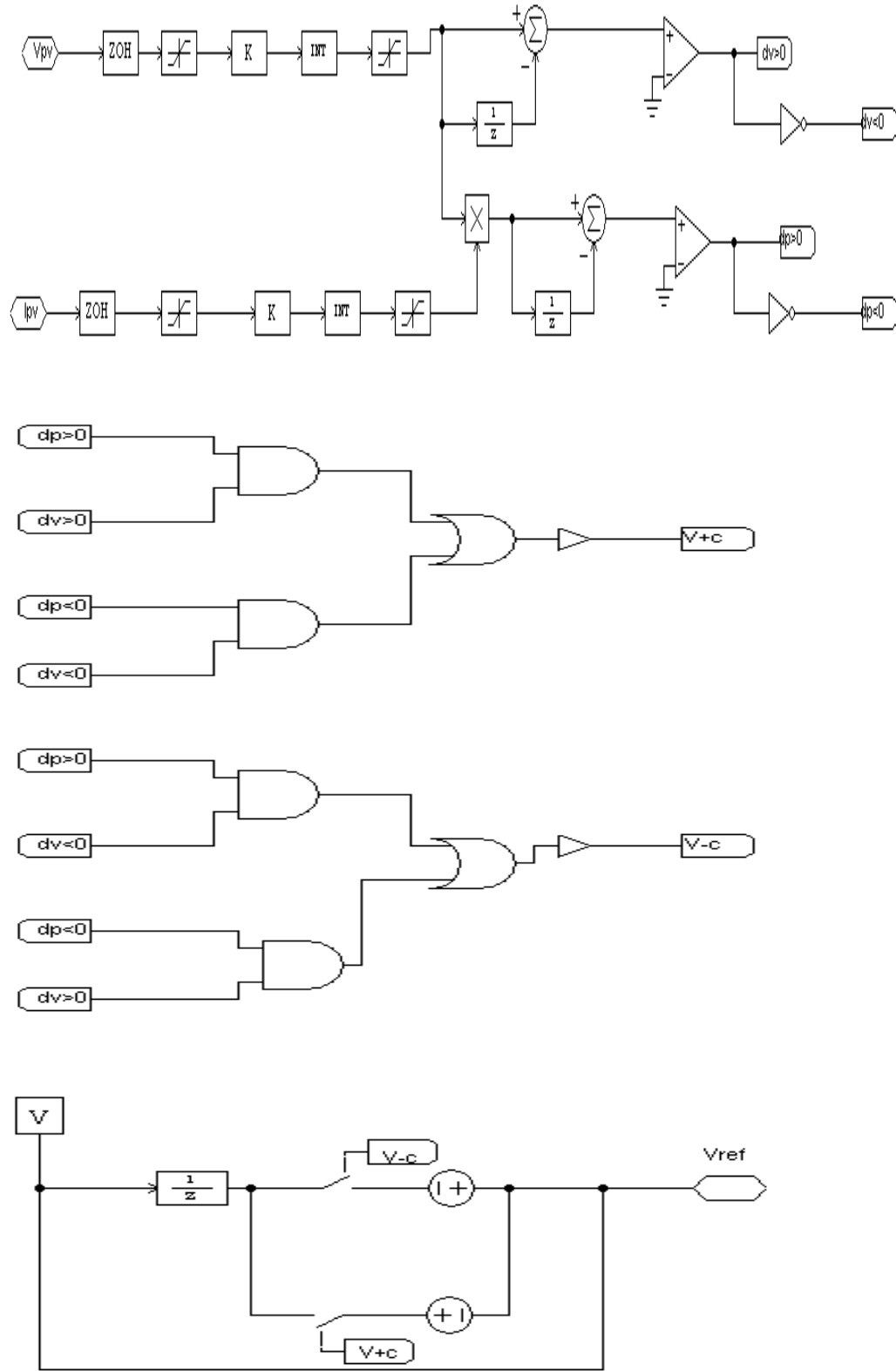
MPPT algoritmalarını tasarladığımız DC-DC dönüştürücüde uygulamak için PSIM simulasyon programından yararlanıldı. Her üç algoritma için kullandığımız devre şeması şekil 4.10 daki gibidir.



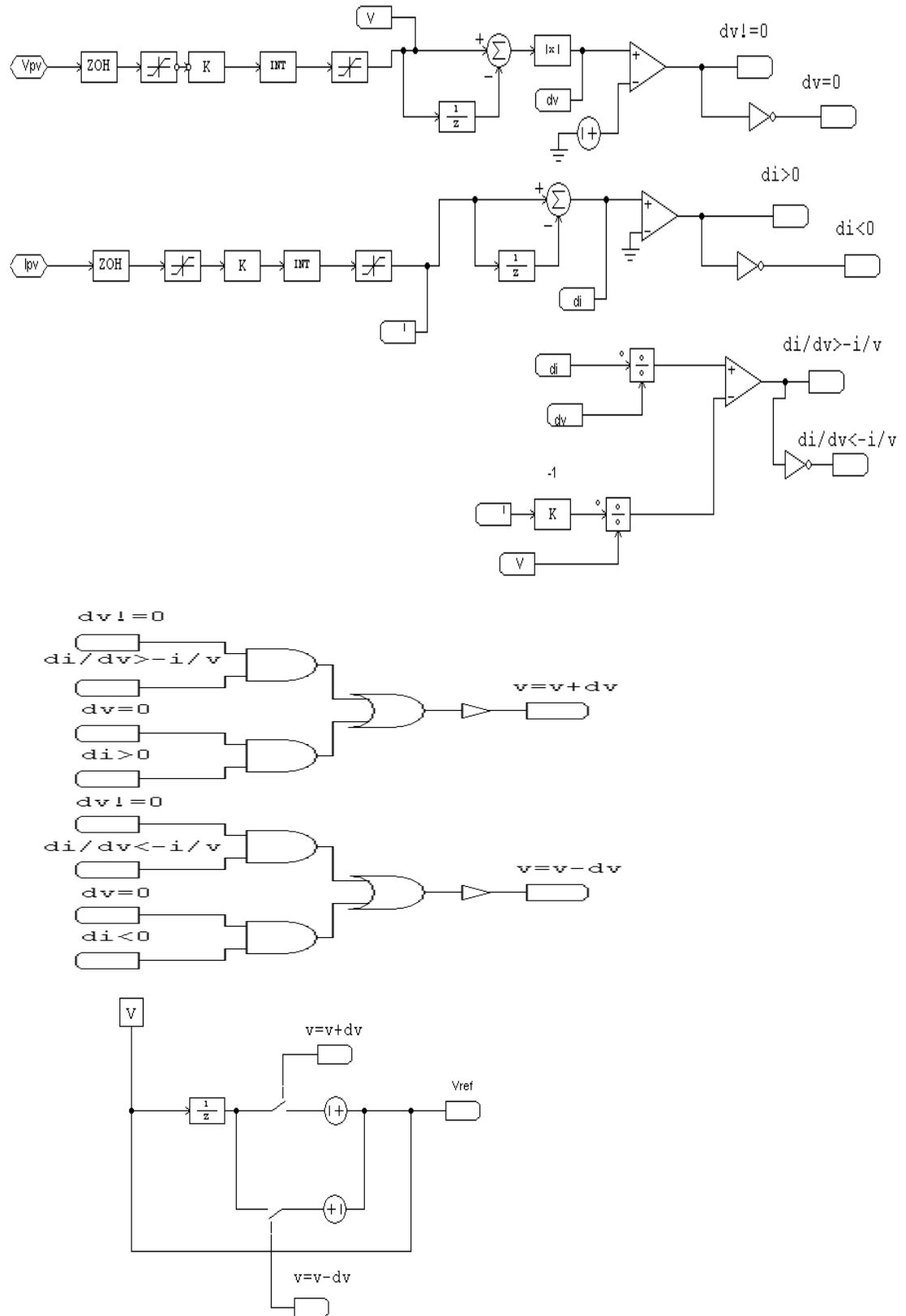
Şekil 4.10. MPPT dönüştürücüsünün PSIM devre şeması

MPPT için deneysel gözlemler ve simulasyon sırasında her üç algoritma için aynı ışınım ve sıcaklık değerleri kullanılmıştır. Laboratuvarda gerçekleştirdiğimiz deneylerde 100 watt'lık bir ampul kullanılarak panele maksimum ışınım sağlanmıştır. Tasarladığımız iki eksenli güneş takip sistemi ile açık hava testleri gerçekleştirilmiştir.

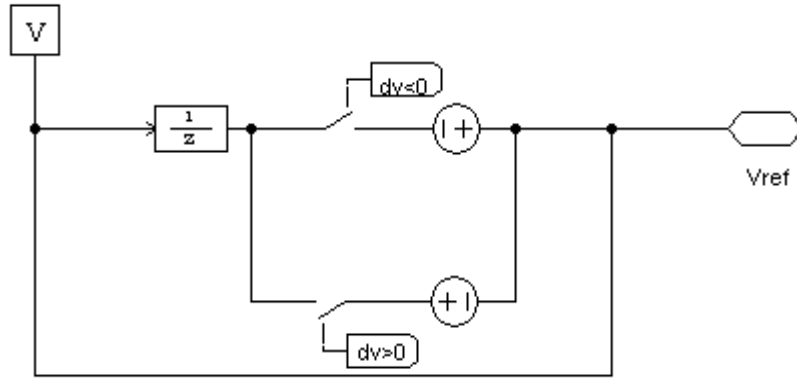
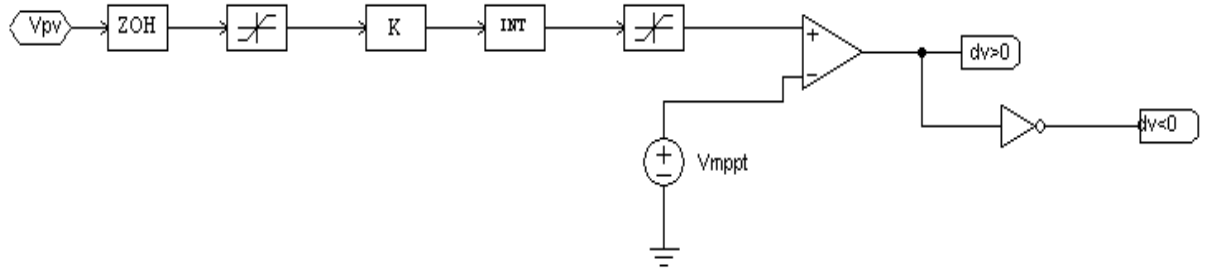
MPPT algoritmalarını uygularken dikkat edilmesi gereken iki önemli parametreden birisi referans voltajdaki adım değişimi (ΔV) ve diğeri ise mppt algoritmasının işletim zamanı (T_{MPPT}) dır. Bu iki parametreyi seçerken sistemin dinamik davranışı göz önünde bulundurulmalıdır. Referans voltaj değişiminde küçük adımlar maksimum güç noktasındaki osilasyonu azaltır. Buna karşılık çok küçük adımlar, hızlı değişen atmosfer koşullarında daha yavaş maksimum güç noktasına ulaşarak sistemin verimini azaltır. MPPT algoritmasını işletim zamanı sistemin stabilitesini bozmadan, mümkün olduğunca az seçilmelidir. Bunun yanında referans voltajın bir sonraki adım değişikliğinden önce sistemin kararlı hal durumuna gelmesine izin verilmelidir. Tüm bu koşullar göz önünde bulundurulduğunda $T_{MPPT}=1$ sn ve adım voltajı $\Delta V =0.01$ volt olarak belirlenmiştir.



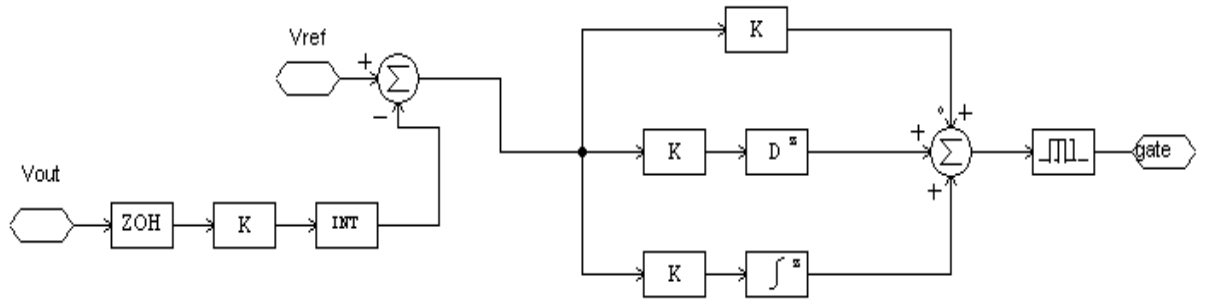
Şekil 4.11. Değiştir ve Gözle (P&O) algoritması PSIM diagramı



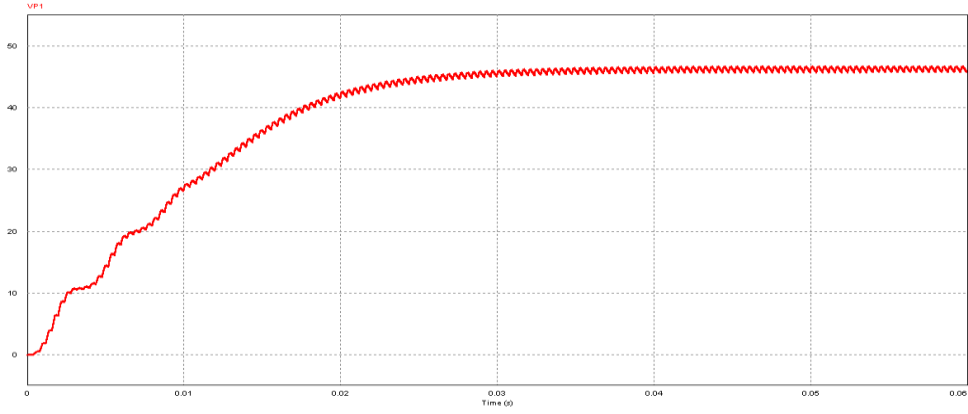
Şekil 4.12. Artan iletkenlik algoritması PSIM diagramı



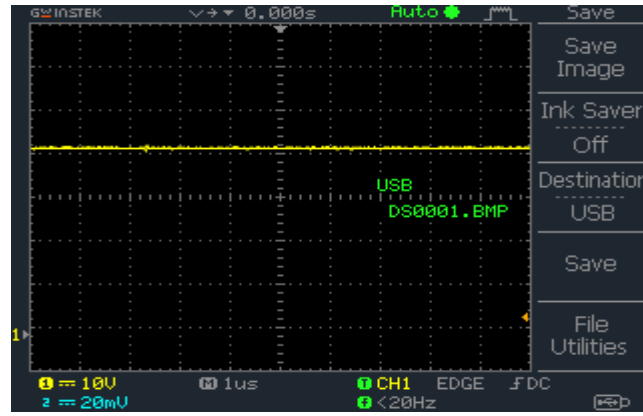
Şekil 4.13. Sabit gerilim metodu PSIM diagramı



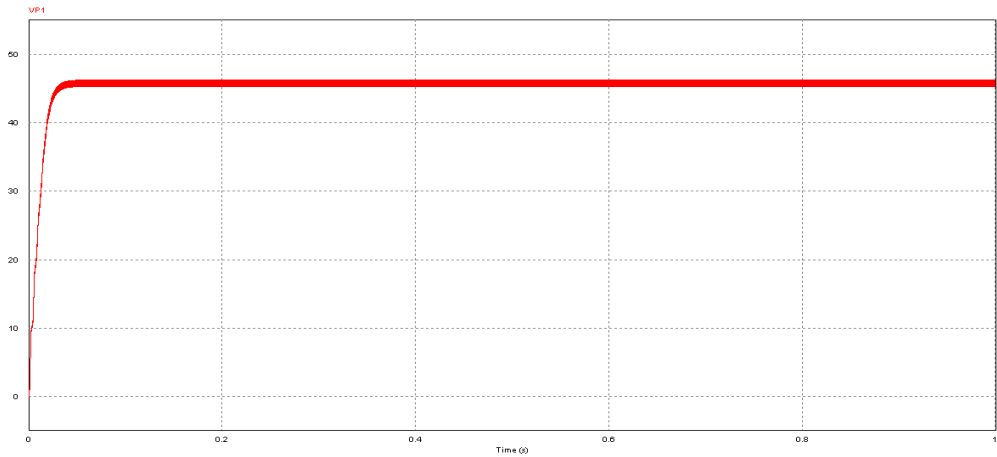
Şekil 4.14. Dijital PID denklemi PSIM diagramı



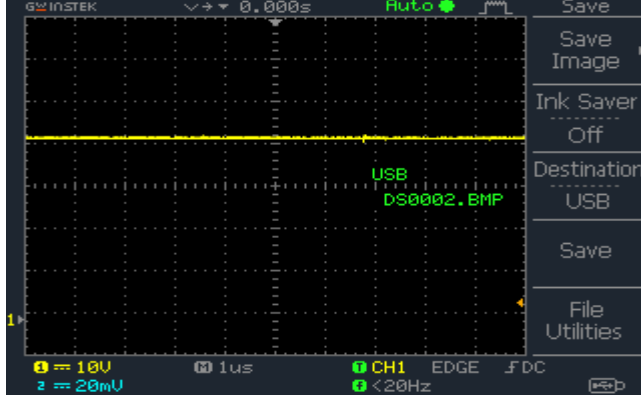
Şekil 4.15. Değişir ve Gözle (P&O) algoritması sonucu oluşan çıkış voltajı



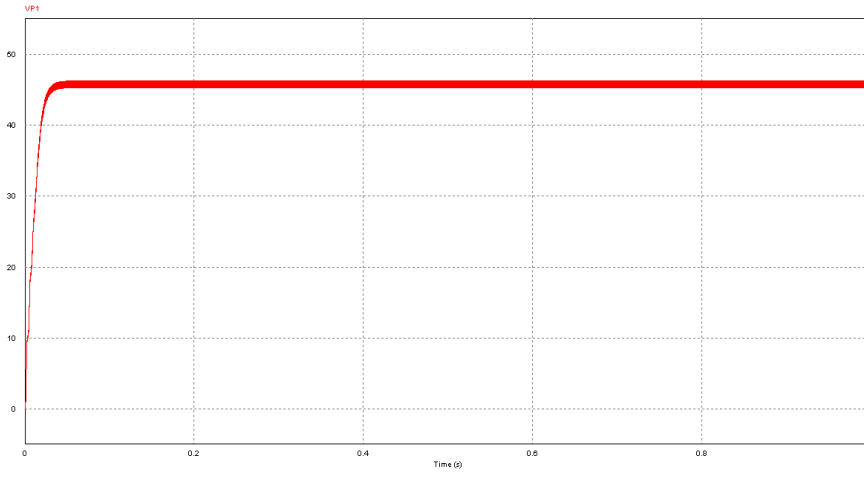
Şekil 4.16. Değişir ve Gözle (P&O) algoritması sonucu oluşan osiloskop çıkışı



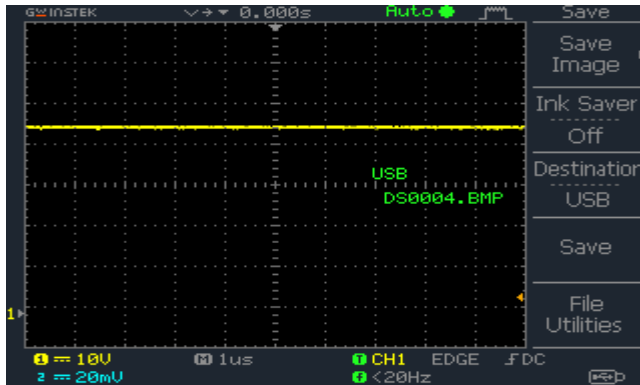
Şekil 4.17. Artan iletkenlik algoritması sonucu oluşan çıkış voltajı



Şekil 4.18. Artan iletkenlik algoritması sonucu oluşan osiloskop çıkışı



Şekil 4.19. Sabit gerilim metodu algoritması sonucu oluşan çıkış voltajı



Şekil 4.20. Sabit gerilim metodu algoritması sonucu oluşan osiloskop çıkışı

MPPT algoritmaları güneş takip sistemi ile birlikte denendiğinde dönüştürücünün çıkış gücündeki değişim çizelge 4.4'deki gibi olmaktadır

Çizelge 4.4. MPPT algoritmalarının güneş takip sistemi ile açık hava testi

Saat	Sabit Gerilim	Değişim ve Gözlem	Artan iletkenlik
12:00	49.14W	50.67W	52.35W
13:00	46.09W	50.59W	52.26W
14:00	44.66W	49.14W	50.77W
15:00	42.13W	46.54W	48.08W
16:00	39.36W	43.68W	45.13W

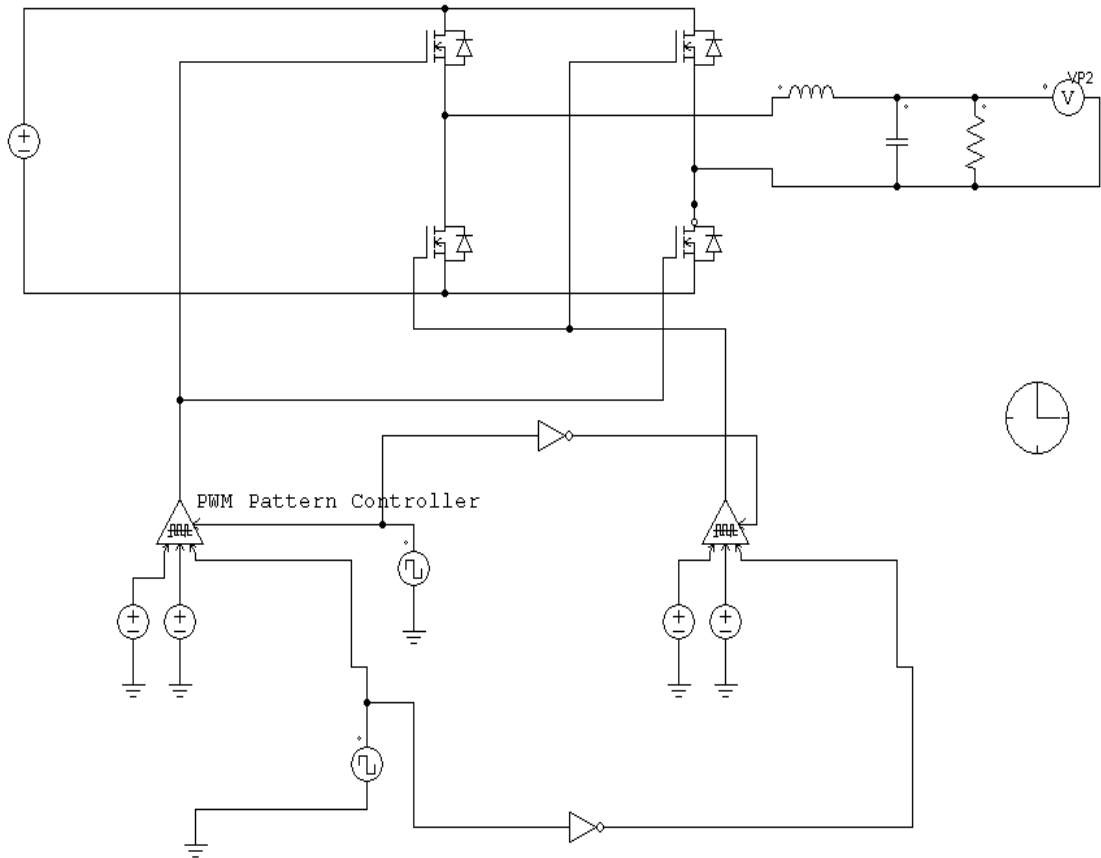
Maksimum güç takibi algoritmalarının fotovoltaik panel performansındaki etkisini gözlemlemek amacıyla güneş takip sistemi kullanarak ve paneli sabit tutarak bir açık hava testi daha gerçekleştirilmiştir. Deneyde 40 ohm'a ayarlanmış bir reosta kullanılmıştır. Açık hava testi ışınım ve sıcaklık koşulları yaklaşık olarak aynı olan iki günde gerçekleştirilmiştir. Yük üzerinde elde edilen güç verileri çizelge 4.5'teki gibidir.

Çizelge 4.5. MPPT algoritmalarını kullanmadan yapılan açık hava testi

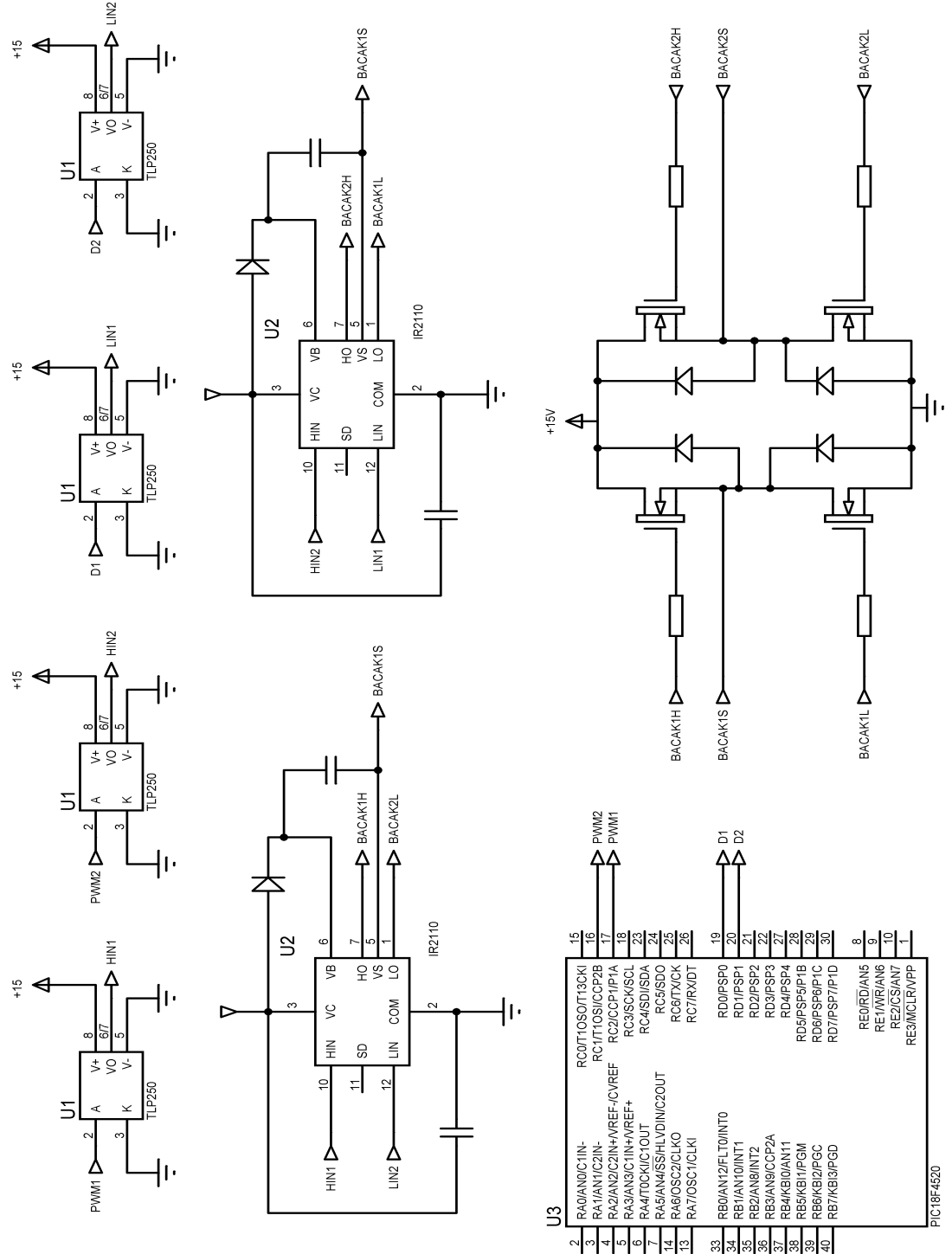
Saat	Güneş takip sistemi kullanarak elde edilen güç	Panel sabit tutulduğunda elde edilen güç
12:00	10.66W	10.73W
13:00	10.63W	10.51W
14:00	10.65W	10.31W
15:00	10.58W	10.11W
16:00	10.52W	9.85W

4.2. TEK FAZLI EVİRİCİ TASARIMI

Bölüm 3’de anlatılan modülasyon teknikleri tasarladığımız evirici devresinde deneysel ve simülasyon olarak denenmiştir. Modülasyon tekniklerinin simülasyonunda PSIM simülasyon programı kullanılmıştır. Kullanılan modülasyon tekniklerinde eviricinin anahtarlama zamanları ve THD değerleri MATLAB programında hesaplanmıştır. İki yönlü ve tek yönlü anahtarlama için kullanacağımız evirici devre şeması 4.21’deki gibidir.

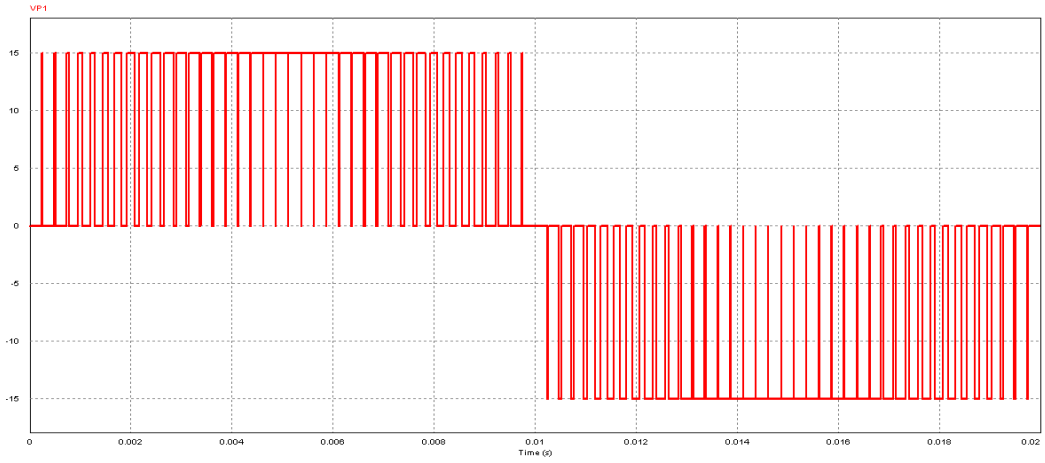


Şekil 4.21. Tek ve çift yönlü PWM anahtarlama için PSIM evirici devre şeması

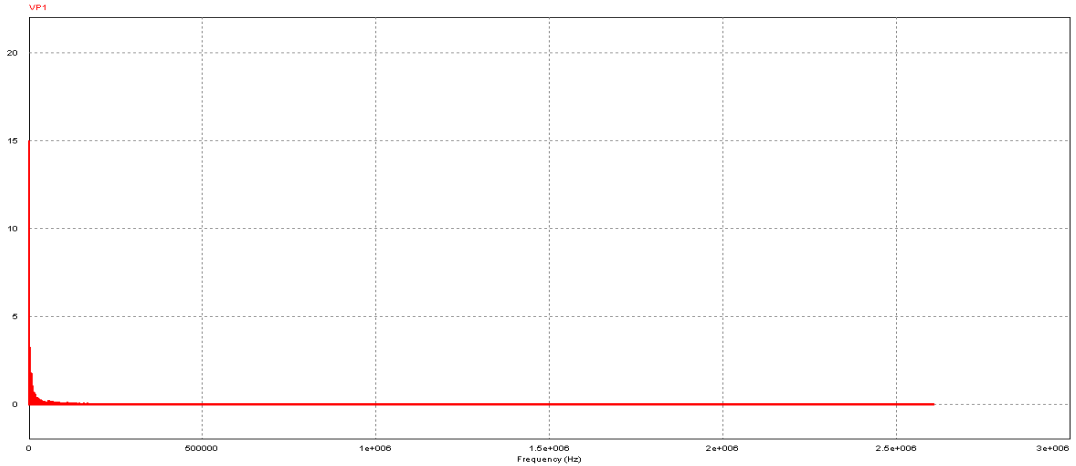


Şekil 4.22. Tek fazlı evirici devre şeması

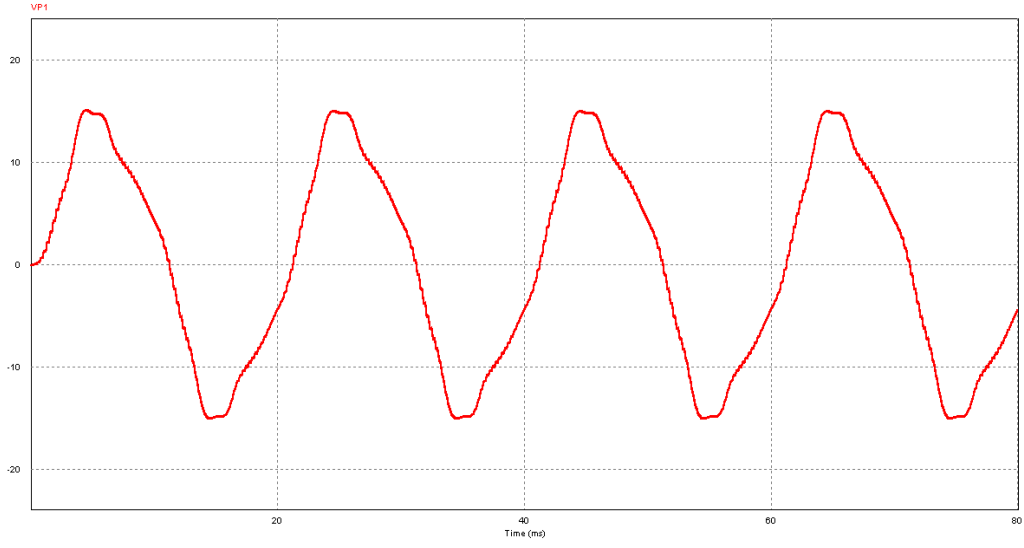
Her üç modülasyon tekniğinde aynı evirici devresi kullanılmıştır. Deneysel gözlemler amacıyla eviricinin dc girişi için elimizde bulunan 15V'luk güç kaynağı kullanılmıştır. Her üç modülasyon tekniği için modülasyon indeksi 0.8 olarak alınmıştır. Eviricinin çıkışına yerleştirdiğimiz alçak geçiren filtrenin kesim frekansı sinusoidal bir çıkış elde etmek amacıyla 500Hz olarak belirlenmiştir. Bu durumda filtrenin L ve C değerleri sırasıyla 550uH ve 180uF olarak alınmıştır. Evirici çıkışına yerleştirdiğimiz yük sabit 1k Ω olarak belirlenmiştir. Taşıyıcı frekansı $f_c= 4\text{kHz}$, modülasyon frekansı $f_o=50\text{hz}$ olarak belirlenmiştir. Her üç modülasyon tekniğinin harmonik analizi yapılarak performans karşılaştırması yapılmıştır.



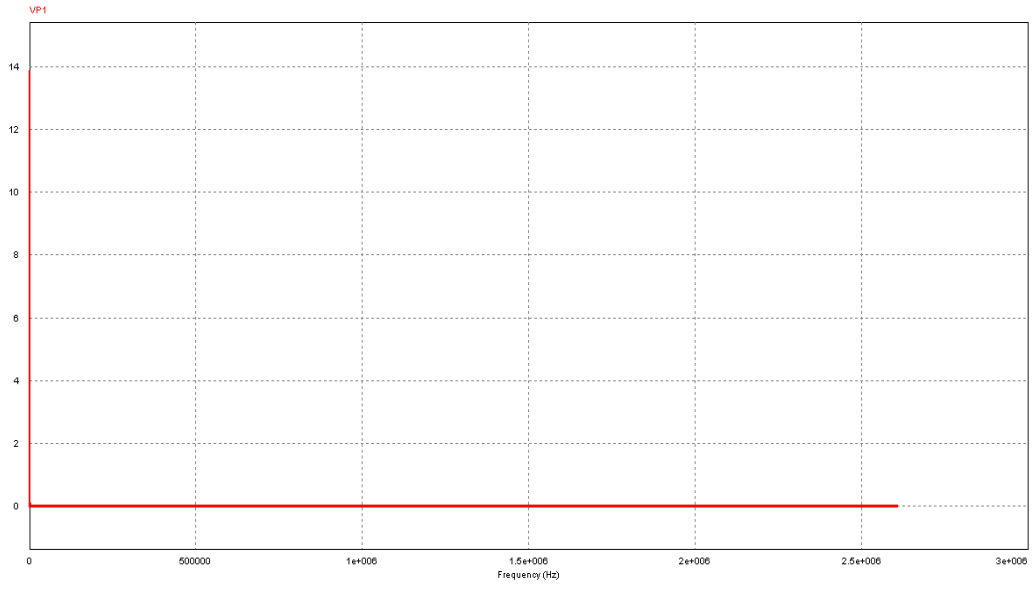
Şekil 4.23. Tek yönlü düzenli örneklemeli SPWM anahtarlama darbeleri



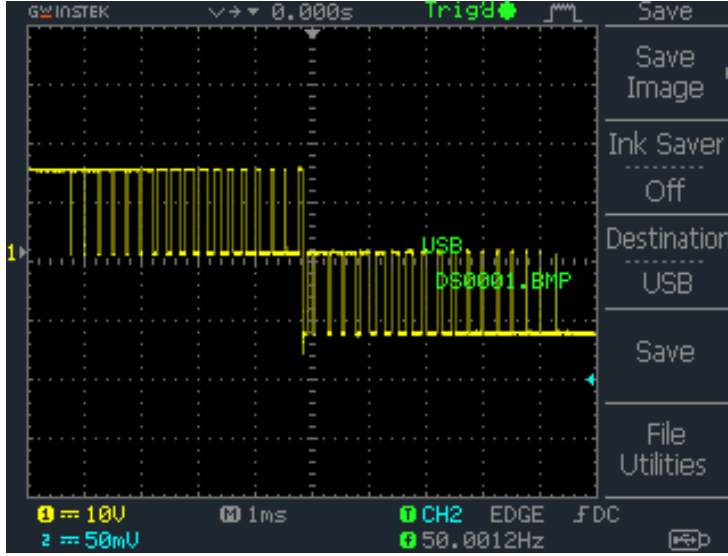
Şekil 4.24. Tek yönlü düzenli örneklemeli SPWM yönteminde fitesiz frekans spektrumu



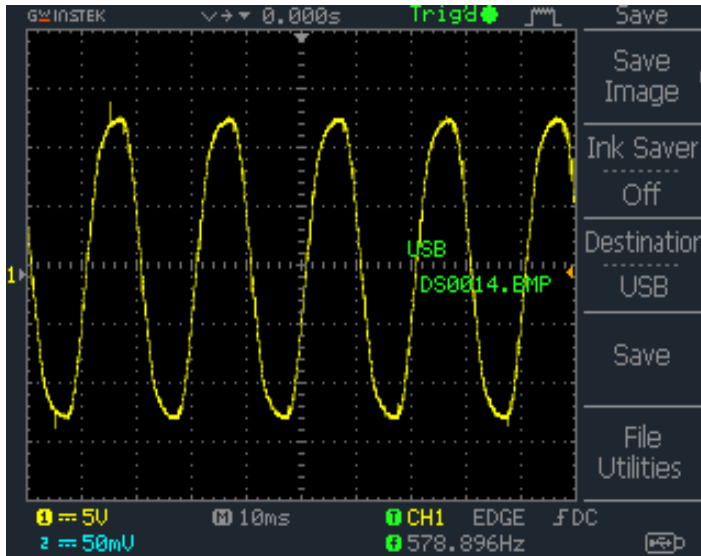
Şekil 4.25. Tek yönlü düzenli örneklemeli SPWM yönteminde evirici çıkışı



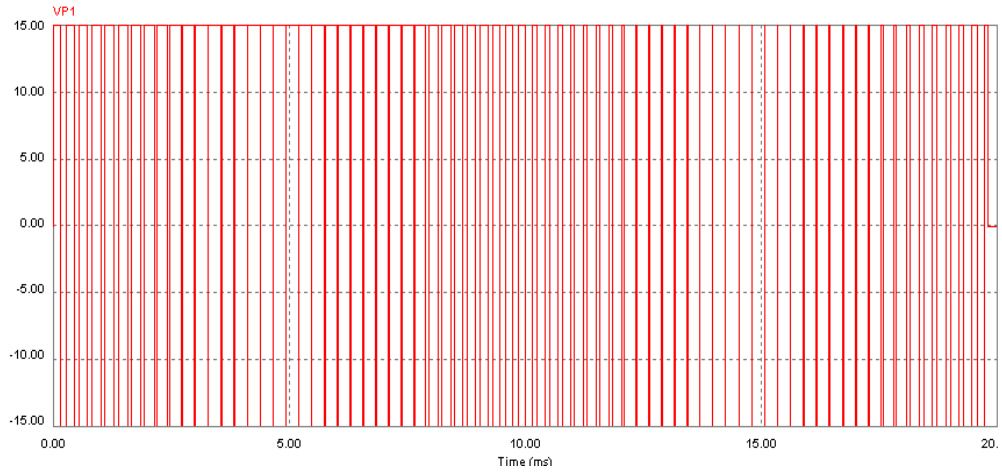
Şekil 4.26. Tek yönlü düzenli örneklemeli SPWM yönteminde filtreli frekans spektrumu



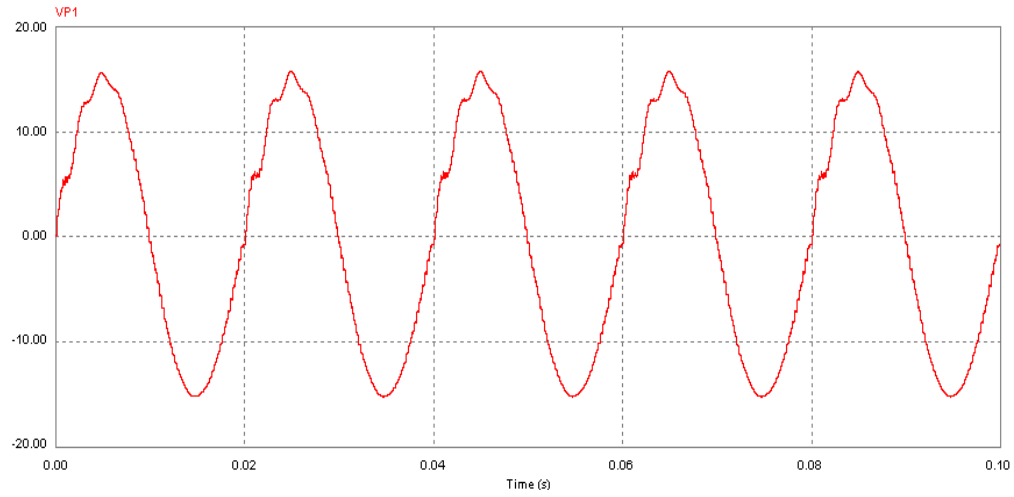
Şekil 4.27. Tek yönlü düzenli örneklemeli SPWM yönteminde anahtarlama darbelerinin osiloskop çıkışı



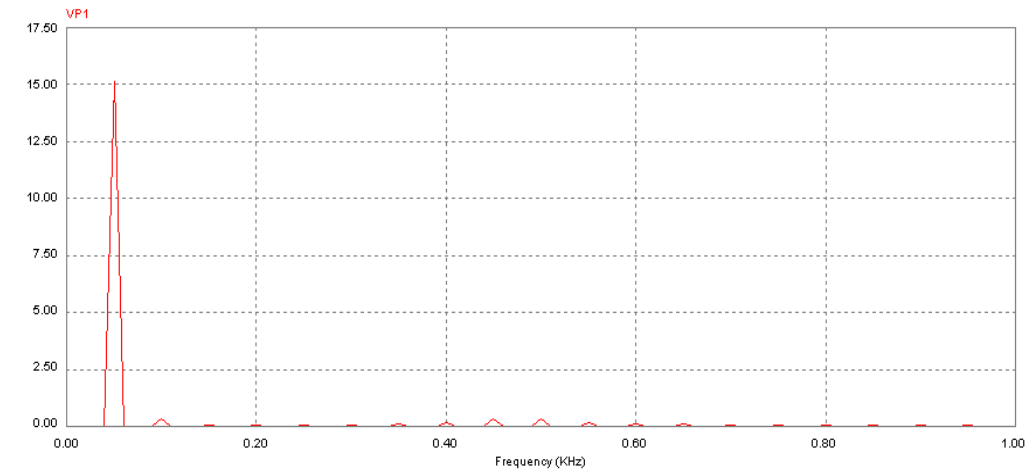
Şekil 4.28. Tek yönlü düzenli örneklemeli SPWM de osiloskop çıkışı



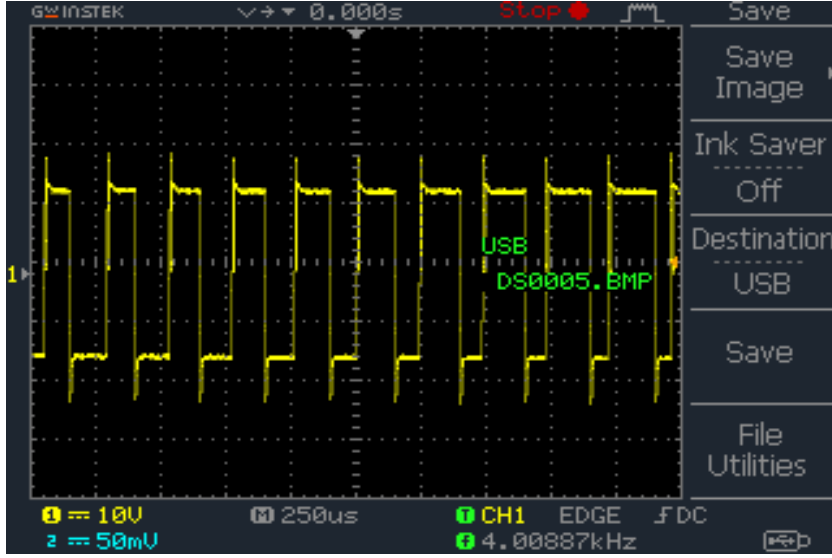
Şekil 4.29. Çift yönlü düzenli örneklemeli SPWM yönteminde anahtarlama darbeleri



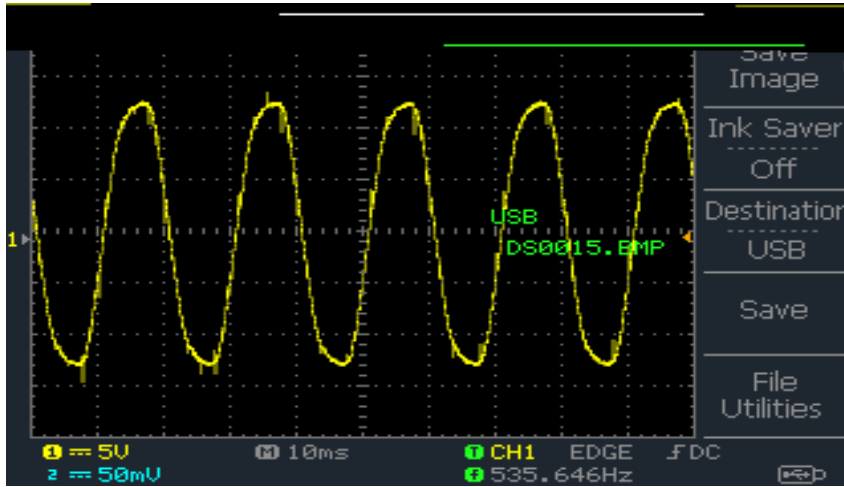
Şekil 4.30. Çift yönlü düzenli örneklemeli SPWM yönteminde de evirici çıkışı



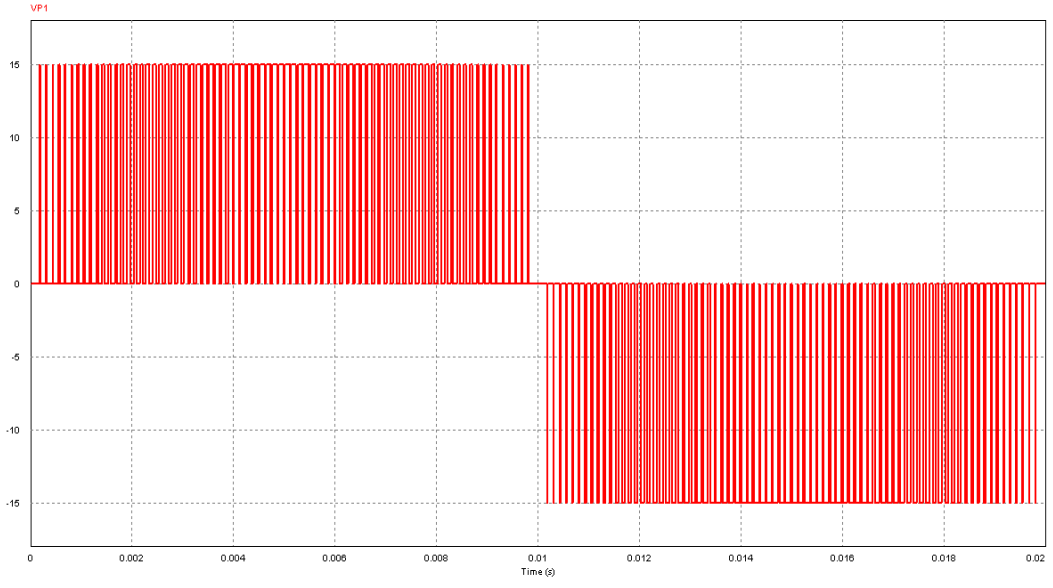
Şekil 4.31. Çift yönlü düzenli örneklemeli SPWM yönteminde filtrelili frekans spektrumu



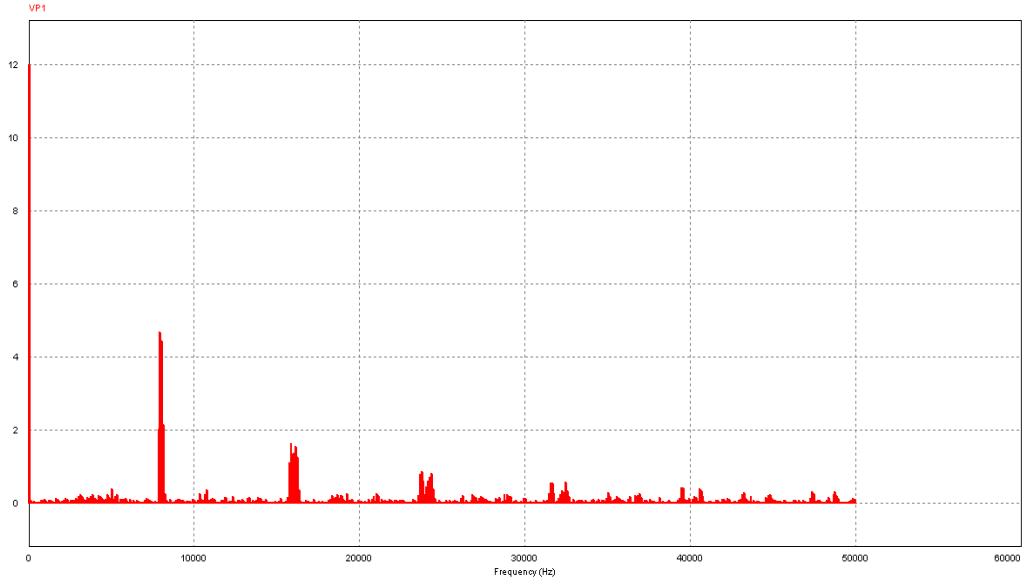
Şekil 4.32. Çift yönlü düzenli örneklemeli SPWM de anahtarlama darbelerinin osiloskop çıkışı



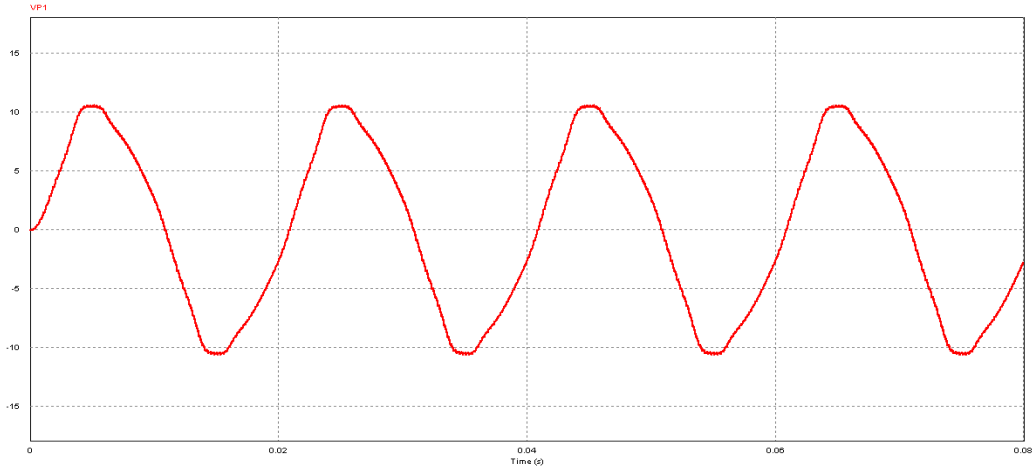
Şekil 4.33. Çift yönlü düzenli örneklemeli SPWM yönteminde osiloskop çıkışı



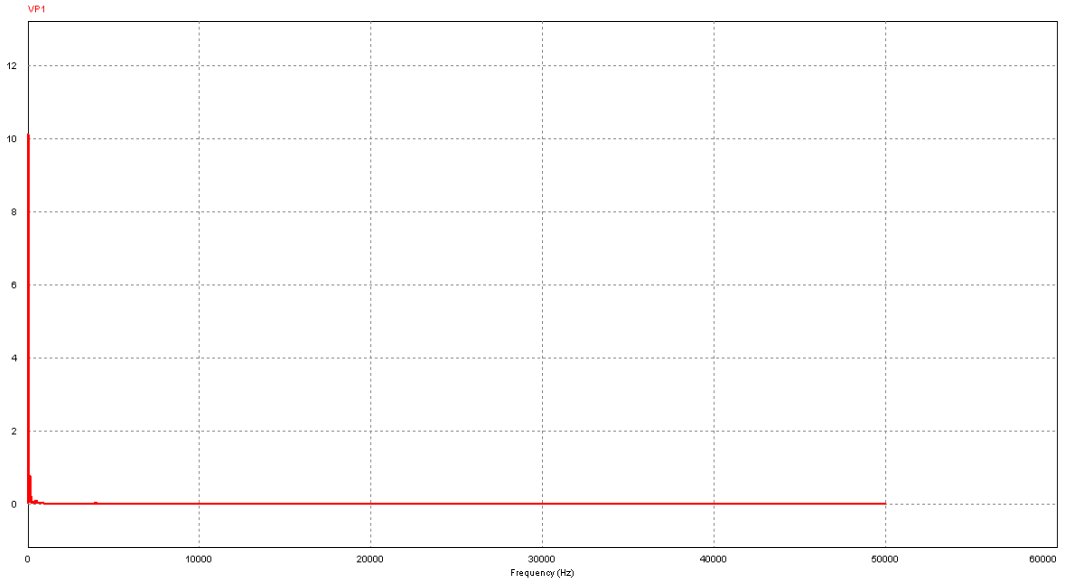
Şekil 4.34. Tek yönlü doğal örneklemeli SPWM yönteminde anahtarlama darbeleri



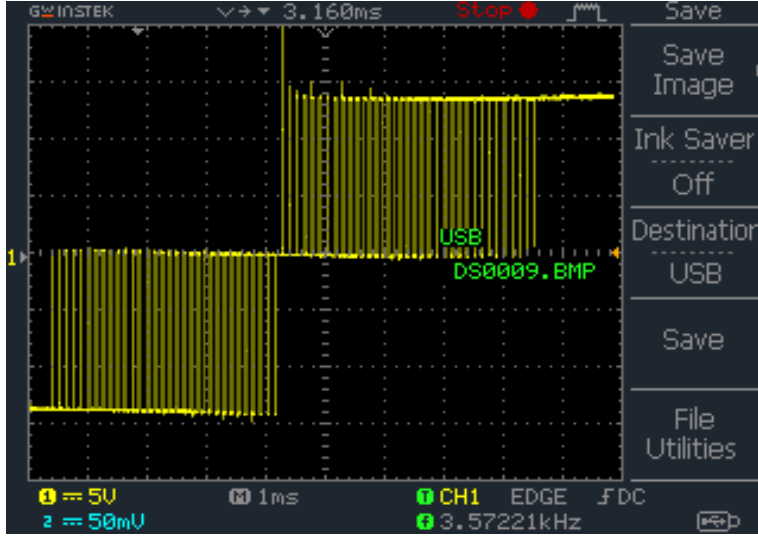
Şekil 4.35. Tek yönlü doğal örneklemeli SPWM yönteminde filtresiz frekans spektrumu



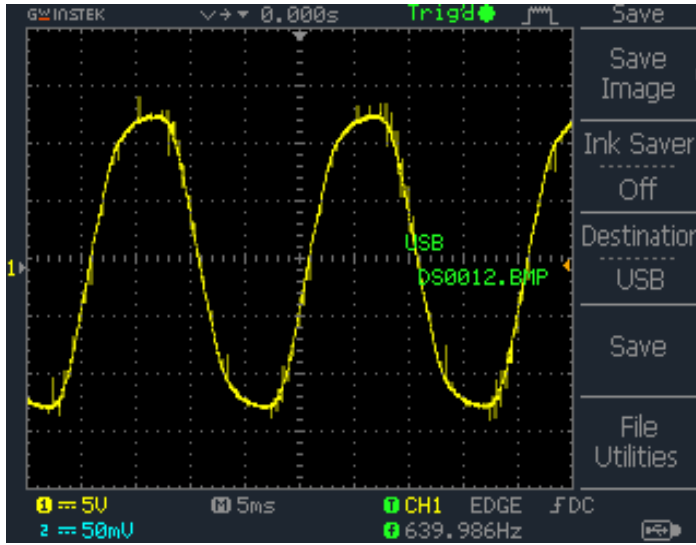
Şekil 4.36. Tek yönlü doğal örneklemeli SPWM yönteminde evirici çıkışı



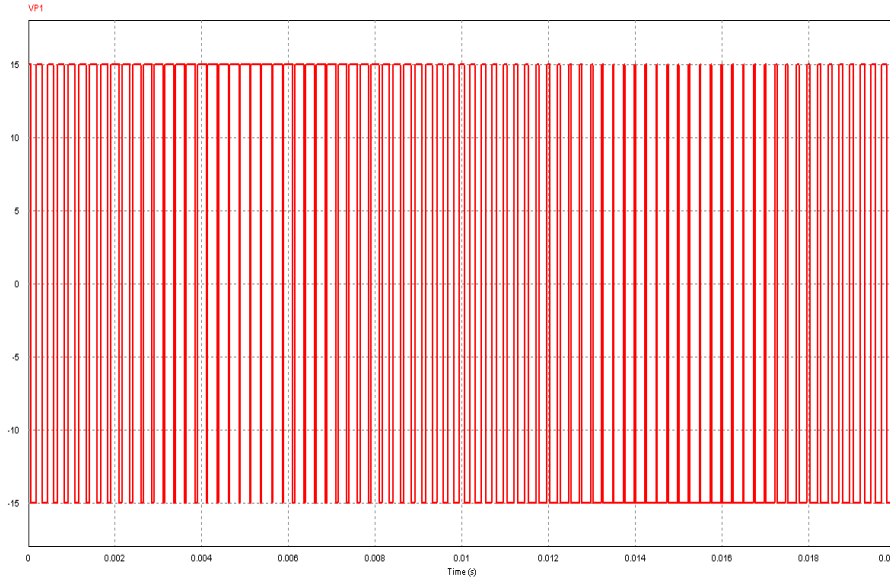
Şekil 4.37. Tek yönlü doğal örneklemeli SPWM yönteminde filtreli frekans spektrumu



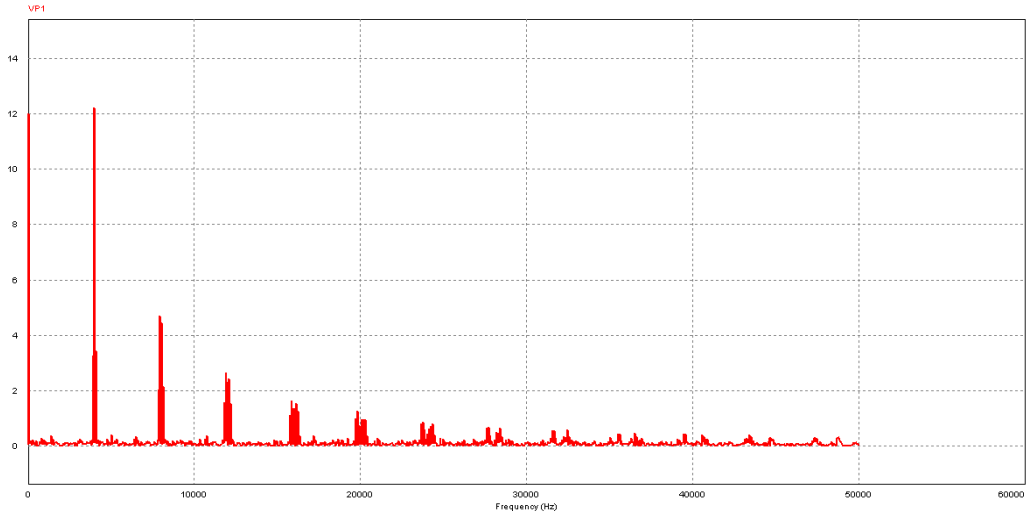
Şekil 4.38. Tek yönlü doğal örneklemeli SPWM yönteminde anahtarlama darbelerinin osiloskop çıkışı



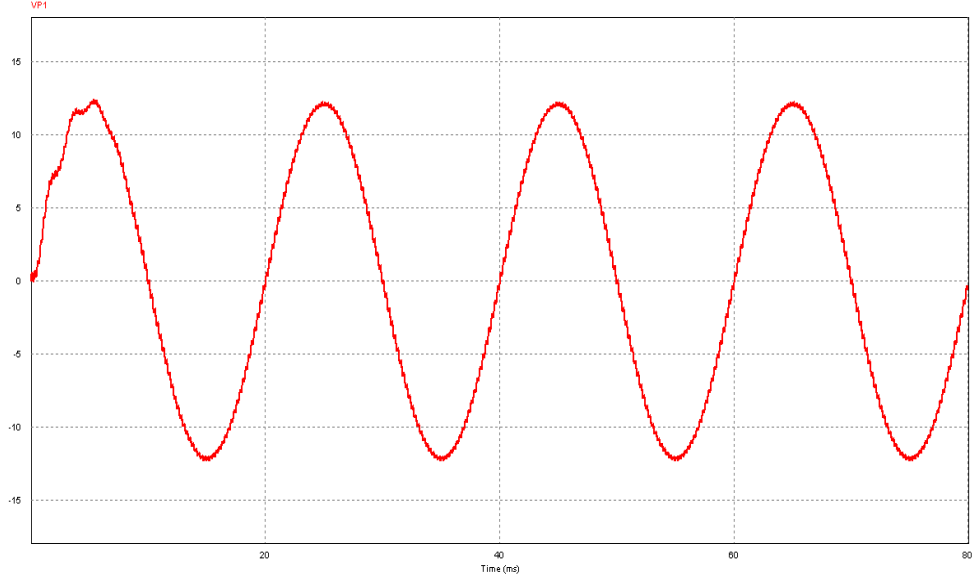
Şekil 4.39. Tek yönlü doğal örneklemeli SPWM yönteminde osiloskop çıkışı



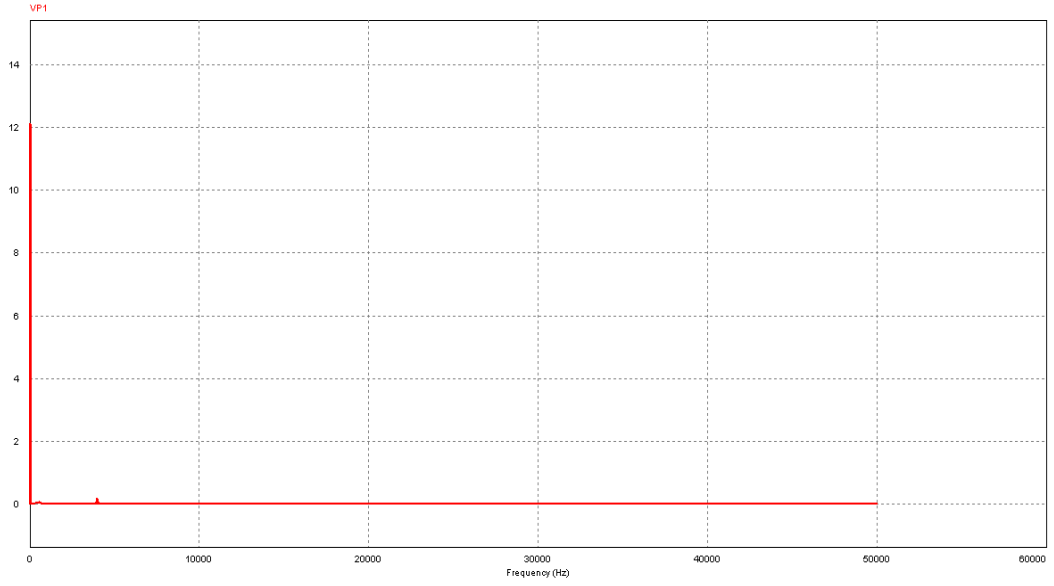
Şekil 4.40. Çift yönlü doğal örnekleme SPWM yönteminde anahtarlama darbeleri



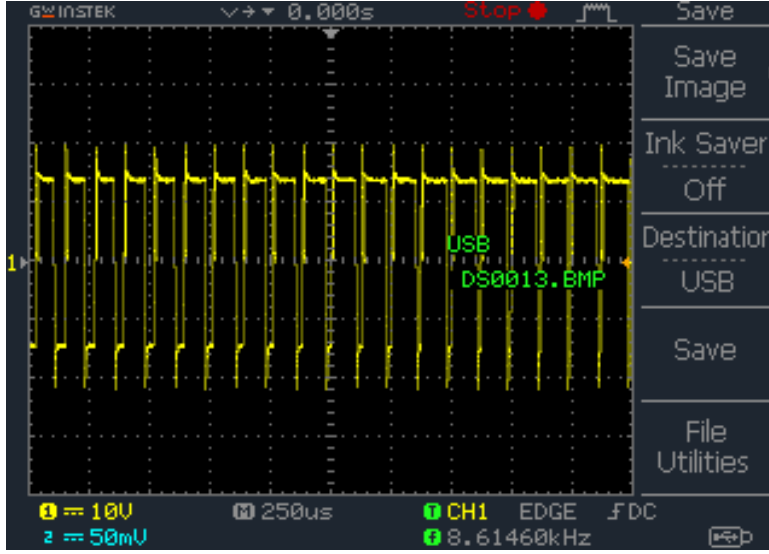
Şekil 4.41. Çift yönlü doğal örnekleme SPWM yönteminde filtresiz frekans spektrumu



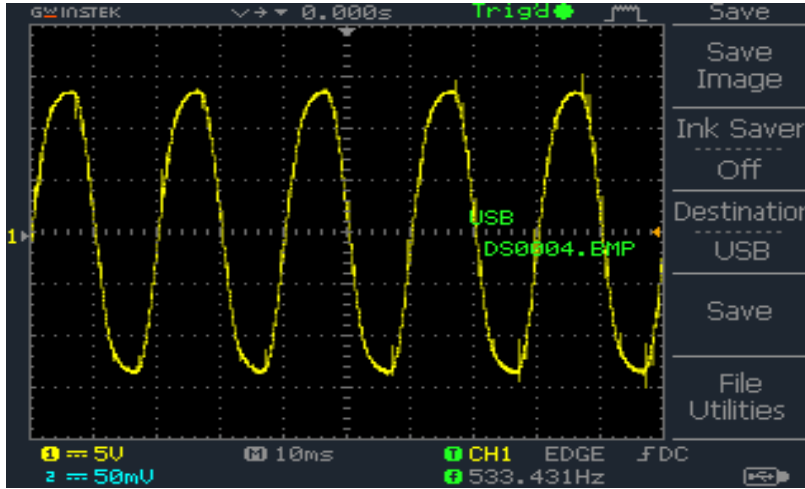
Şekil 4.42. Çift yönlü doğal örneklemeli SPWM yönteminde evirici çıkışı



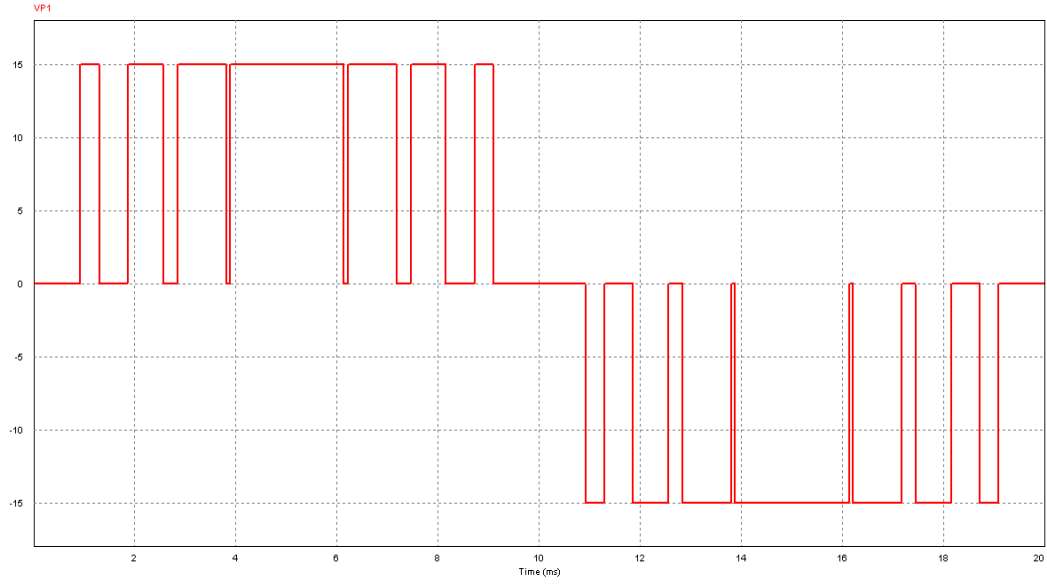
Şekil 4.43. Çift yönlü doğal örneklemeli SPWM yönteminde filtreli frekans spektrumu



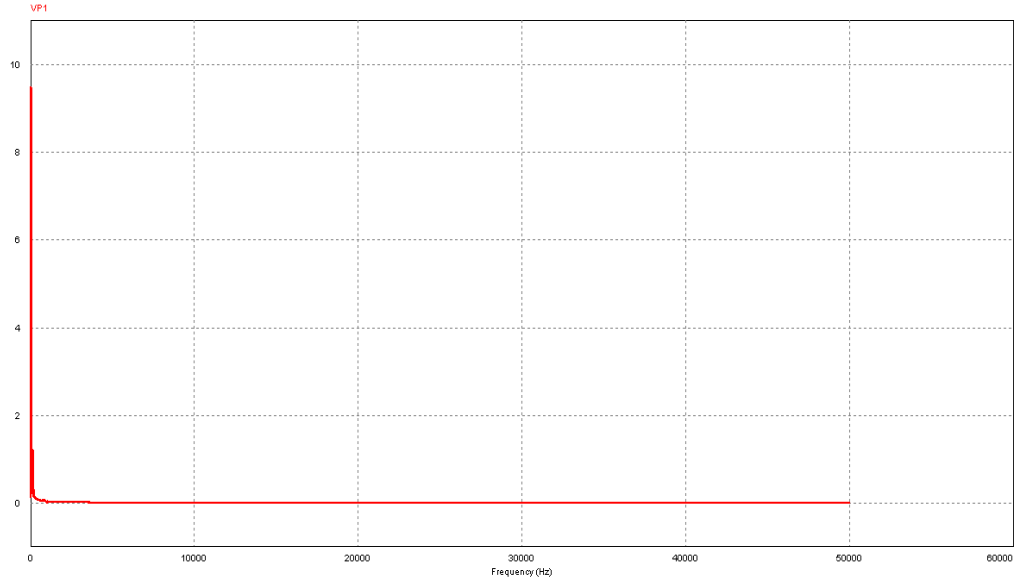
Şekil 4.44. Çift yönlü doğal örneklemeli SPWM yönteminde anahtarlama darbelerinin osiloskop çıktısı



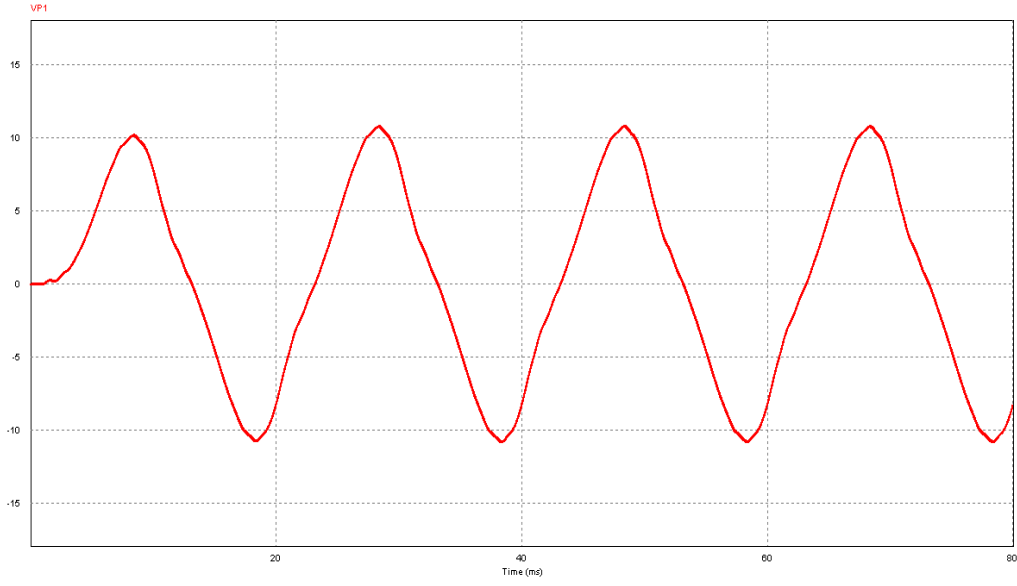
Şekil 4.45. Çift yönlü doğal örneklemeli SPWM yönteminde osiloskop çıktısı



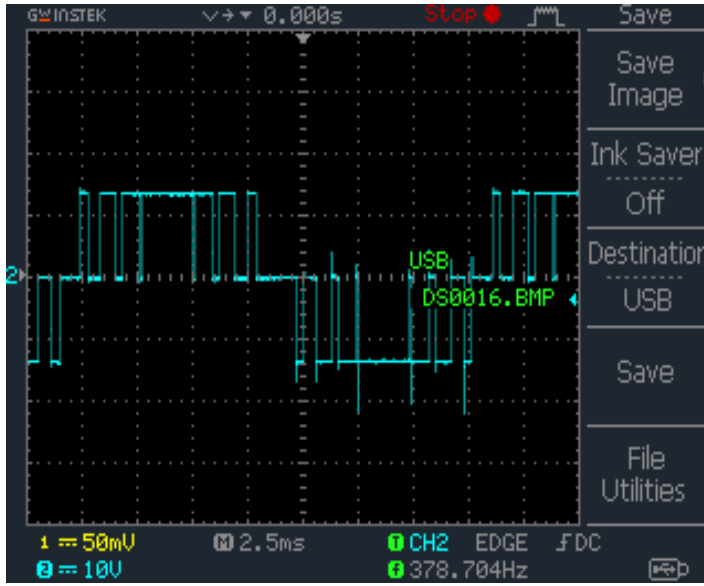
Şekil 4.46. Tek yönlü programlanmış harmonik eliminasyonlu SPWM yönteminde anahtarlama darbeleri



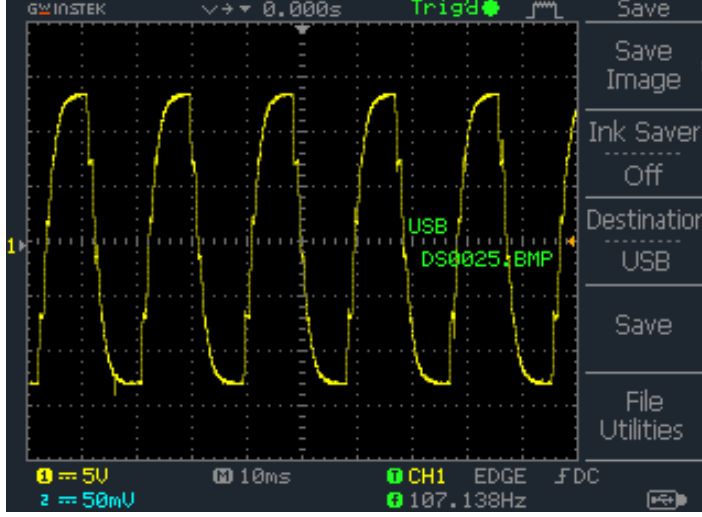
Şekil 4.47. Tek yönlü programlanmış harmonik eliminasyonlu SPWM yönteminde filtreli(60Hz) frekans spektrumu



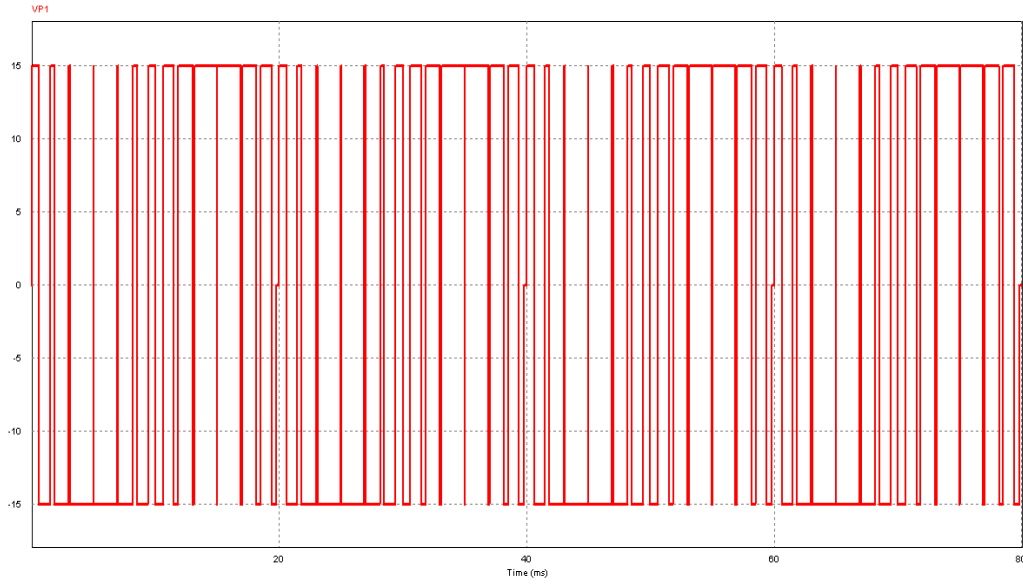
Şekil 4.48. Tek yönlü programlanmış harmonik eliminasyonlu SPWM yönteminde evirici çıkışı



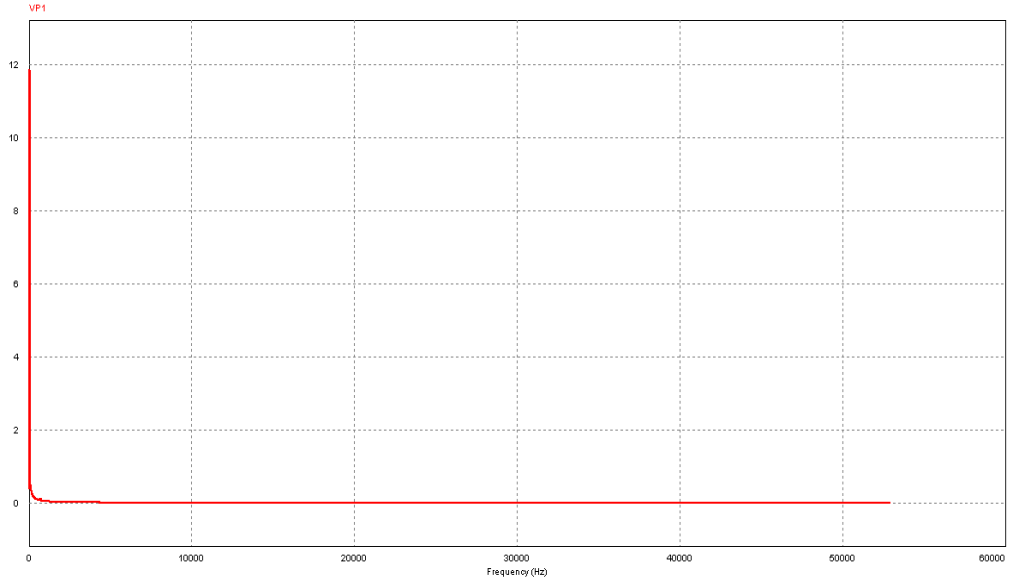
Şekil 4.49. Tekyönlü Programlanmış harmonik eliminasyonlu SPWM yönteminde anahtarlama darbelerinin osiloskop çıkışı



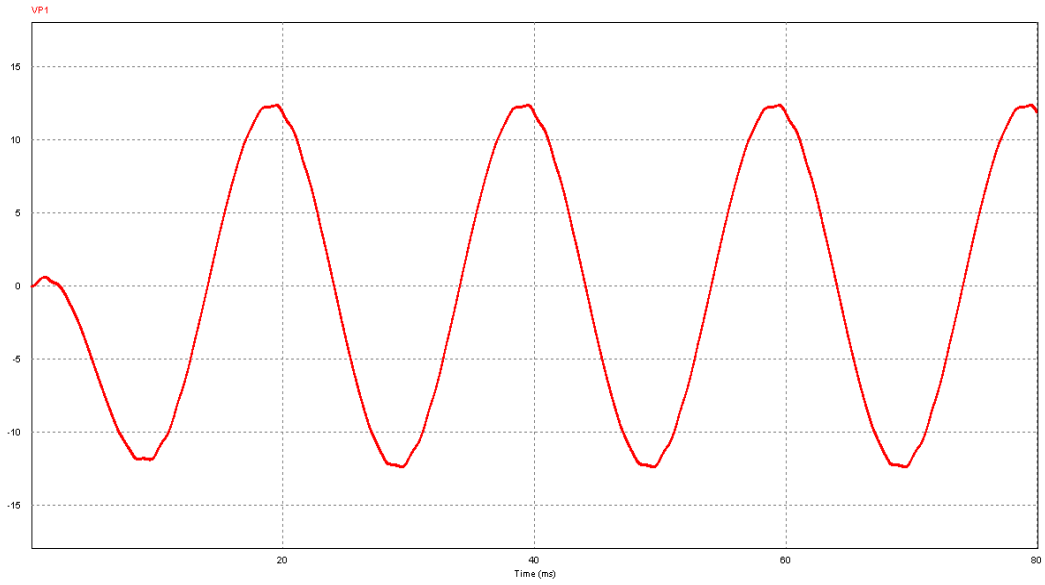
Şekil 4.50. Tek yönlü programlanmış harmonik eliminasyonlu SPWM yönteminde osiloskop çıkışı



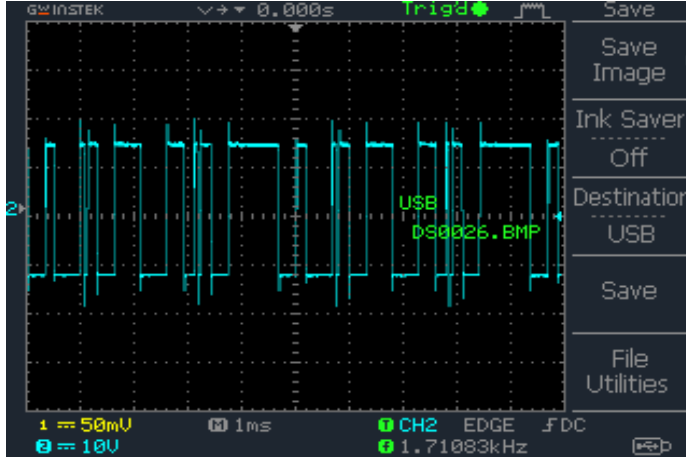
Şekil 4.51. Çift yönlü programlanmış harmonik eliminasyonlu SPWM yönteminde anahtarlama darbeleri



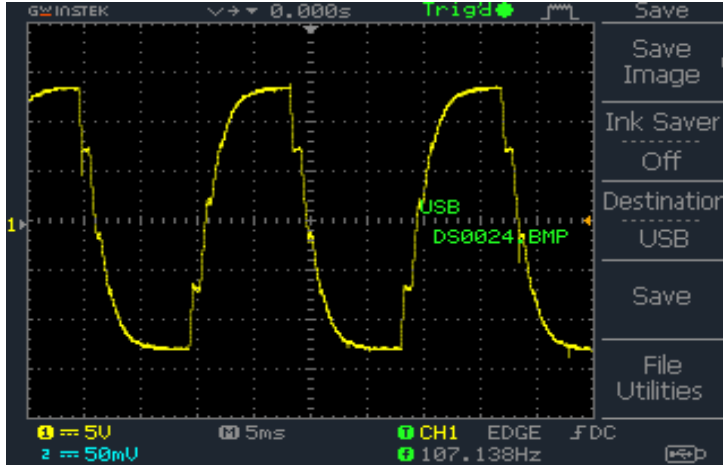
Şekil 4.52. Çift yönlü programlanmış harmonik eliminasyonlu SPWM yönteminde filtreli(60Hz) frekans spektrumu



Şekil 4.53. Çift yönlü programlanmış harmonik eliminasyonlu SPWM yönteminde evirici çıkışı



Şekil 4.54. Çift yönlü programlanmış harmonik eliminasyonlu SPWM yönteminde anahtarlama darbelerinin osiloskop çıkışı



Şekil 4.55. Çift yönlü programlanmış harmonik eliminasyonlu SPWM yönteminde evirici osiloskop çıkışı

Çizelge 4.6. SPWM yöntemlerinin THD değerlerinin karşılaştırılması

Anahtarlama	Programlanmış Harmonik Eliminasyonu	Düzenli Örneklemeli PWM	Doğal Örneklemeli PWM
Tek yönlü	0.108	0.1462	0.0858
Çift Yönlü	0.0065	0.0715	0.017

5. SONUÇ VE ÖNERİLER

Yapılan çalışmada tasarladığımız yükselten tip dc-dc dönüştürücüde üç farklı MPPT algoritması performans yönünden karşılaştırılmıştır. Değiştir ve gözle algoritmasında MPP noktasında osilasyon olduğu görülmüştür. Algoritmaların çalışması sırasındaki panele bağımlılık sadece sabit gerilim algoritmasında görülmüştür. Artan iletkenlik ve değiştir-gözle algoritmasında maksimum güç noktasına daha çok yaklaşılrken, sabit gerilim algoritmasında maksimum güç noktasından uzak kalınmıştır. Çevresel koşulların değişiminde artan iletkenlik algoritması daha kararlı bir durum göstermiştir. Sabit voltaj metodu oldukça hızlı takip kapasitesine sahip olmasına rağmen değişen ışınım koşullarında zayıf performans göstermiştir. Bunun sebebi esnek olmayan k sabitidir.

Çift eksenle güneş takibi yapan panellerle sabit açılı, güneş takibi yapmayan panellerin gerçek ışınım verilerinin simulasyon modelleri üzerinde hesaplanmasıyla verim karşılaştırılması yapılmış ve güneş takibi yapan panellerin hareketsiz panellere göre daha fazla ışınım aldıkları ortaya konulmuştur.

Tasarladığımız evirici devresinde en çok kullanılan modülasyon yöntemleri karşılaştırmalı olarak harmonik bazında test edilmiştir. Düzenli örnekleme SPWM modülasyonunda anahtarlama açıları önceden belirlenip mikrodenetleyicini hafızasında depolanabilmektedir. Bu durumun bize eviricinin çıkış voltajının temel frekansı ve genliğini esnek bir şekilde ayarlayabilmemize olanak sağlamıştır. Fakat değişen yük koşullarında bu durum geçerliliğini yitirmektedir. Ayrıca düzenli örnekleme pwm modülasyonunda yüksek frekanslar kullanıldığında veri tablosunun büyümesi önemli bir dezavantajdır. Programlanmış harmonik eliminasyonu yönteminde daha az anahtarlama yapılarak modülasyon yapılmasına rağmen, gereken matematiksel iterasyonlar için başlangıç değerlerinin tahmin edilememesinden dolayı uygulamada yeterli çözümü sağlamamaktadır. Buna rağmen THD değeri en iyi olan çift yönlü programlanmış harmonik eliminasyonudur.

KAYNAKLAR

- [1] Salah, A., Salem, N., “Two axes sun tracking system with PLC control”, Energy Conversion and Management , 45:1931-1939 (2004).
- [2] Roth, P., Georgiev, A., Boudinov, H., “Design and construction of a system for sun-tracking”, Renewable Energy , 29:393-402 (2004).
- [3] Kacira, M., Simsek, M., Babur, Y., Demirkol, S., “Determining optimum tilt angles and orientations of photovoltaic panels in Sanliurfa, Turkey”, Renewable Energy , 29:1265-1275 (2004).
- [4] Berrera, M., Dolara, A., Faranda, R. ve Leva, S., “Experimental Test of of Seven Widely- Adopted MPTT Algorithms”, IEEE Bucharest Power Tech Conference, Bucharest, 28th June- 2nd July, (2009).
- [5] Esram, T. ve Chapman, P. L., “Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques”, IEEE Transactions on Energy Conversion, 22.2:439-449, (2007).
- [6]. Chihchiang, H., Jongrog, L., “A modified tracking algorithm for maximum power tracking of solar array”, Energy Conversion and Management, 45:911- 925, (2004).
- [7]. El-Kassas, I.A., Hully, L.N., Shepherd, W., “Microprocessor Based PWM Inverter with Third Harmonic Injection”, IEEE Catalogue No. 95TH8025, pp. 555-559, (1995).
- [8] Wang, F., “System Harmonics Reduction Using Multipulse AC Fed PWM Voltage Source Inverters”, IEEE, pp. 1265-1268, (1998)
- [9] Çıtıroğlu, A., “Güneş Enerjisinden Yararlanarak Elektrik Üretimi”, Mühendis ve Makine Dergisi, 485: 14-19, (2000).
- [10] Altaş, H., “Fotovoltaik Güneş Pilleri: Yapısal Özellikleri ve Karakteristikleri”, Enerji, Elektrik, Elektromekanik-3e Dergisi, 47: 66-71, (1998).
- [11] Akkaya, R., Kulaksız, A.A. ve Aydogdu, Ö., “Yüksek Verimli Fotovoltaik Sistemle Çalıştırılan Klima Sisteminin DSP Tabanlı Kontrolü”, Selçuk Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Bilimsel Araştırma Projeleri, Konya, 11-26, 2002.

- [12] Çelik, A.N. ve Açıkgoz, N., “240 W Gücünde Akü Depolu Bağımsız Bir Fotovoltaik Enerji Sistem Tasarımı ve Uygulaması” Güneş Enerjisi Sistemleri Sempozyumu ve Sergisi, Mersin, Bildiriler Kitabı, E/2003/321, 23-32, (2003)
- [13] Akkaya, R. ve Kulaksız, A.A., ”A Microcontroller-Based Stand-Alone Photovoltaic Power System For Residential Appliances” Applied Energy, 78: 419-431, (2004).
- [14] Fıratoglu, Z.A. ve Yeşilata, B., “Maksimum Güç Noktası izleyicili Fotovoltaik Sistemlerin Optimum Dizayn ve Çalışma Koşullarının Araştırılması” DEÜ Mühendislik Fakültesi Fen ve Mühendislik Dergisi, 5, 1: 147-158, (2003).
- [15] Yeşilata, B. ve Fıratoglu, Z.A., “Bataryalı ve Direkt Akupleli Fotovoltaik Pompa Sistemlerinin Çalışma Karakteristiklerinin Tespiti” Yeni ve Yenilenebilir Enerji Kaynakları Sempozyumu ve Sergisi, Kayseri, Bildiriler Kitabı,E/2001/275, 129-136, (2001)
- [16] Faranda, R. , Leva, S. , “Energy comparison of MPPT techniques for PV Systems”, Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, Pittsburgh, 1-6 (2008).
- [17] Azab, M. , “A new Maximum Power Point Tracking for Photovoltaic Systems”, Proceeding of World Academy of Sience Engineering and technology, 34: 571-574 (2008).
- [18] Mohan, Undeland, Robbins, “Güç Elektroniği, Cevirciler, Uygulamalar ve Tasarım”, Literatur Yayıncılık, (2003).
- [19] T.W. Martin, S.S. Ang, “Digital control for switching converters,” *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, vol. 2, pp. 480-484, July (1995).
- [20] Duan, Y., Jin, H., “Digital controller design for switchmode power converters.” APEC '99. Fourteenth Annual Volume 2, 14-18 March Page(s):967. 973., (1999)
- [21] Peterchev, A.V., Sanders, S.R. “Quantization resolution and limit cycling in digitally controlled PWM converters” *IEEE Transactions on Power Electronics* Volume 18, Issue 1, Part 2, Page(s):301 . 308, (2003)

- [22] Peng, H.; Prodic, A., “Alarcon, E., Maksimovic, D. .Modeling of quantization effects in digitally controlled DC-DC converters.” IEEE Transactions on Power Electronics Volume 22, Issue 1, Page(s):208 . 215., (2007).
- [23] Prodic, A., Maksimovic, D., Erickson, R.W. “Design and implementation of a digital PWM controller for a high-frequency switching DC-DC power converter”, The 27th Annual Conference of the IEEE Volume 2, Page(s):893 . 898, (2001).
- [24] Gene F. Franklin, etc, “Digital Control of Dynamic Systems”, 3rd Edition
- [25] A. M. Wu, J. Xiao, D. Markovic, and S. R. Sanders, “Digital PWM control: application in voltage regulation modules.” Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf., volume 1, pages 77-83, (1999).
- [26] R. W. Erickson, D. Maksimovic, “Fundamentals of Power Electronics ” Kluwer Academic Publishers, Massachusetts, (2001).
- [27] R.W.Erickson, “The basic AC modeling approach”, Fundamentals of Power Electronics, <http://ece-www.colorado.edu/~ecen5807/>, Course materials, Chapter 7
- [28] R.W.Erickson, “Converter Transfer Functions”, Fundamentals of Power Electronics, <http://ece-www.colorado.edu/~ecen5807/>, Course materials, Chapter 8.
- [29] Bodur, H., “Güç Elektroniği Endüstriyel Uygulamaları I Ders Notları” Yıldız Teknik Üniversitesi (2010).
- [30] Kaya, N., “Asenkron Motorların Frekans Degerlendiricilerle Hız Kontrolü”, Yüksek Lisans Tezi, Marmara Üniversitesi Fen Bilimlerin Enstitüsü, İstanbul, 23-67 (2000).
- [31] Fahrenbruch, A.L. ve Bube, R.T., “Fundamentals of Solar Cells”, (1983)
- [32] Chaudhari B. N., Fernandes B. G., “EPROM Based Modulator for Synchronized Asymmetric Regular-Sampled SPWM Technique”, IEEE International Conference on Industrial Technology, India, (2000).
- [33] Çelik, H., “Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu ile Üç Fazlı Asenkron Motorun Hız Kontrolü”, Yüksek Lisans Tezi. Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ, (2004).

- [34] Zhou Z., Yang G., Li T., “Design and Implementation of an FPGA-Based 3-Phase Sinusoidal PWM VVVF Controller” , Applied Power Electronics Conference, California, (2004).
- [35] ARİFOĞLU, U., “Güç elektroniği ders notları”, Sakarya Üniversitesi, sf. 86, Sakarya, (2005).
- [36] Markvart, T., “Solar Electricity, 2nd ed.”, John Wiley & Sons., (2000).
- [37] Yafaoui, A. , Wu, B. , Cheung, R. , “Implementation of Maximum Power Point Tracking Algorithm for Residential Photovoltaic Systems”, 2nd Canadian Solar Buildings Conference, Calgary, 1-6 (2007).
- [38] Paolo Mattavelli, Simone Buso, “Digital Control in Power Electronics”,(2006)
- [39] Stefanutti, W., Mattavelli, P., Saggini, S., Garcea, G. “Energy-based approach for predicting limit cycle oscillations in voltage-mode digitally-controlled converters.” Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC '06. Twenty-First Annual IEEE 19-23 March 2006 Page(s):7 pp., (2006).
- [40] Saggini, S., Stefanutti, W., Trevisan, D., Mattavelli, P., Garcea, G. “Prediction of limit-cycles oscillations in digitally controlled DC-DC converters using statistical approach” Industrial Electronics Society, IECON. 32nd Annual Conference of IEEE 6-10 Nov. 2005 Page(s):6 pp. (2005).
- [41] Demir, D., C., “ Mikrodenetleyici Tabanlı İzleme Sistemi İle Güneş Paneli Verim Optimizasyonu”, Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans Tezi 14 s., (2007).
- [42] Microchip Technology Inc, “PIC18F4520 Datasheet”, (2004).
- [43] Yalçın, F. “Bir Fazlı İnverter Tasarımı”, Sakarya Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans Tezi 19-21 s.,(2009).
- [44] Kulaksız, A., A., “Maksimum Güç Noktası İzleyicili ve UVM İnverterli Fotovoltaik Sistemin Yapay Sinir Ağları Tabanlı Kontrolü” , Seçuk Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Doktora Tezi 35 s., (2007).
- [45] Özkan, G. “Yakıt Pilleri Uygulamaları İçin Dijital Kontrollü D.A-D.A Dönüştürücü Devre Tasarımı”, Osman Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans Tezi 7 s., (2007).

EK 1. GÜNEŞ PANELİ MODELLEMESİ İÇİN MATLAB KODLARI

```
function Ia=module(Va,G,Tac,Ns,Voc,Isc_TrK,a,egim_Voc)
% bu program verilen sıcaklık ve voltaja göre modülün akımını verir.
% Va modül voltajı
% G ışınım
% Tac modül sıcaklığı
% Ns modüldeki hücre sayısı
% Voc açık devre voltajı
% Isc_TrK referans sıcaklıkta kısa devre akımı
% a Kısa devre akımının sıcaklık katsayısı
% egim_Voc açık devre voltajındaki eğim
k=1.381e-23; % Boltzman sabiti
q=1.602e-19; % Elektron şarj sabiti
n=1.2; % diyot idealite faktörü
Eg=1.12; % Band boşluğu enerjisi
TrK=298; % Kelvin cinsinden referans voltajı(25 C)
Voc_TrK=(Voc/Ns); %referans sıcaklıktaki açık devre voltajı
TaK=Tac+273; % kelvin cinsinden modül sıcaklığı
Vc=Va/Ns; % hücre voltajı
Isc = Isc_TrK * (1 + (a * (TaK - TrK))); % verilen sıcaklık için kısa devre akımı
hesaplanır
Iph=G*Isc; % verilen ışınım için foton akımını hesaplar
Vt_TrK = n * k * TrK / q; % referans sıcaklık için termal potansiyeli hesaplar
b = Eg * q / (n * k);
Ir_TrK = Isc_TrK / (exp(Voc_TrK / Vt_TrK) - 1); % verilen sıcaklık için ters saturasyon
akımı hesaplanır
Ir = Ir_TrK * (TaK / TrK)^(3/n) * exp(-b * (1 / TaK - 1 / TrK));
dVdl_Voc=egim_Voc;
Xv = Ir_TrK / Vt_TrK * exp(Voc_TrK / Vt_TrK);
%Rs = - dVdl_Voc - 1/Xv;
Rs=0.008;
Vt_Ta = n * k * TaK / q;
Ia=zeros(size(Vc));
for j=1:5;
    Ia = Ia - (Iph - Ia - Ir .* ( exp((Vc + Ia .* Rs) ./ Vt_Ta) - 1)). / (-1 - Ir * (Rs ./ Vt_Ta) .*
exp((Vc + Ia .* Rs) ./ Vt_Ta));
end
```

EK 2. DEĞİŞİM VE GÖZLEM (P&O) ALGORİTMASININ CCS C KODLARI

```
#include <18F4520.h>
#device adc=8
#use delay(clock=20000000)
#use rs232(baud=9600,parity=N,xmit=PIN_C6,rcv=PIN_C7)
#fuses NOWDT NOPROTECT NODEBUG NOBROWNOUT HS
#use fast_io(C)
#use fast_io(A)
#include <stdlib.h>
int16 count;
signed int16 feedback,hata,eski_hata,integral,derivative;
long control;
float Kp, Ki, Kd, P, I, D, dt, value;
float Gadc=51.2;
float power_yeni = 0.0;
float power_eski= 0.0;
float Vref=48;
float Gpwm=0.001;
float step=0.01;
const byte voltaj_fv = 0;
const byte akim_fv = 1;
const byte voltaj_cikis = 2;
float fv_voltaj=0;
float fv_akim=0;
float cikis_voltaj=0;
#int_timer1
void timer1_kesme ()
{
count++;
set_adc_channel(voltaj_cikis);
delay_us(20);
feedback=read_adc();
feedback=feedback*Gadc;
hata=Vref-feedback;
integral+=hata;
derivative=hata-eski_hata;
if((hata<5)&&(hata>-5))
{
Kp = 0.0;
Kd = 0.0;
Ki = 0.0;
control = control;
```

```
    }
else
{
    Kp = 0.5934;
    Ki = 22.4;
    Kd = 0.00393;
    P=Kp*hata;
    I=Ki*integral*dt;
    D=Kd*derivative/dt;
    control=Gpwm*(P+I+D);
    if(control >49)
    {
        control = 40;
    }
    if(control < 10)
    {
        control = 10;
    }
}
set_pwm1_duty(control);
eski_hata = hata;
if(count==4000)
{
set_adc_channel(voltaj_fv);
delay_us(20);
fv_voltaj=read_adc();
set_adc_channel(akim_fv);
delay_us(20);
fv_akim=read_adc();
set_adc_channel(voltaj_cikis);
delay_us(20);
cikis_voltaj=read_adc();
power_yeni=akim_fv*voltaj_fv;
if(power_yeni>power_eski)
{
Vref=Vref+step;
}
if(power_yeni<power_eski)
{
Vref=Vref-step;
}
power_eski=power_yeni;
count=0;
set_timer1(64286);
}
```

```
}  
void main()  
{  
dt = 0.00025; // PID örnekleme frekansı  
control = 0;  
derivative = 0;  
integral = 0;  
hata = 0;  
eski_hata=0;  
Kp = 0.0;  
Kd = 0.0;  
Ki = 0.0;  
setup_adc_ports(ALL_ANALOG);  
setup_adc(adc_clock_div_32);  
setup_adc(ADC_CLOCK_INTERNAL);  
setup_CCP1(CCP_PWM);  
setup_timer_2(T2_DIV_BY_1,49,1);  
setup_timer_1(T1_INTERNAL|T1_DIV_BY_1);  
set_pwm1_duty(0);  
set_timer1(64286);  
enable_interrupts(int_timer1);  
enable_interrupts(GLOBAL);  
while(1);  
}
```


EK 3. ARTAN İLETKENLİK ALGORİTMASININ CCS C KODLARI

```
#include <18F4520.h>
#device adc=8
#use delay(clock=20000000)
#use rs232(baud=9600,parity=N,xmit=PIN_C6,rcv=PIN_C7)
#fuses NOWDT NOPROTECT NODEBUG NOBROWNOUT HS
#use fast_io(C)
#use fast_io(A)
#include <stdlib.h>
int16 count;
signed int16 feedback,hata,eski_hata,integral,derivative;
long control;
float Kp, Ki, Kd, P, I, D, dt;
float Gadc=51.2;
float fv_l1=0;
float fv_l2=0;
float fv_V1=0;
float fv_V2=0;
float fv_G=0;
float fv_dG=0;
float fv_dI=0;
float fv_dV=0;
float Vref=48;
float Gpwm=0.001;
float step=0.01;
const byte voltaj_fv = 0;
const byte akim_fv = 1;
const byte voltaj_cikis = 2;
#int_timer1
void timer1_kesme ()
{
count++;
set_adc_channel(voltaj_cikis);
delay_us(20);
feedback=read_adc();
feedback=feedback*Gadc;
hata=Vref-feedback;
integral+=hata;
derivative=hata-eski_hata;
if((hata<5)&&(hata>-5))
{
Kp = 0.0;
Kd = 0.0;
```

```
Ki = 0.0;
control = control;
}
else
{
Kp = 0.5934;
Ki = 22.4;
Kd = 0.00393;
P=Kp*hata;
I=Ki*integral*dt;
D=Kd*derivative/dt;
control=Gpwm*(P+I+D);

if(control >49)
{
control = 40;
}
if(control < 10)
{
control = 10;
}
}
set_pwm1_duty(control);
eski_hata = hata;
if(count==4000)
{
set_adc_channel(voltaj_fv);
delay_us(20);
fv_V2=read_adc();
set_adc_channel(akim_fv);
delay_us(20);
fv_I2=read_adc();
fv_dV=fv_V2-fv_v1;
fv_dI=fv_I2-fv_I1;
if(fv_dv!=0)
{
fv_G=fv_I2/fv_V2;
fv_dG=fv_dI/fv_dV;
if(fv_dG!=-fv_G)
{
if(fv_dG>-fv_G)
{
Vref=Vref-step;
}
}
}
else
```

```
{
Vref=Vref+step;
}
}
}
fv_I1=fv_I2;
fv_V1=fv_V2;
count=0;
set_timer1(64286);
}
}
void main()
{
dt = 0.00025; // PID örnekleme frekansı
control = 0;
derivative = 0;
integral = 0;
hata = 0;
eski_hata=0;
Kp = 0.0;
Kd = 0.0;
Ki = 0.0;
setup_adc_ports(ALL_ANALOG);
setup_adc(adc_clock_div_32);
setup_adc(ADC_CLOCK_INTERNAL);
setup_CCP1(CCP_PWM);
setup_timer_2(T2_DIV_BY_1,49,1);
setup_timer_1(T1_INTERNAL|T1_DIV_BY_1);
set_pwm1_duty(0);
set_timer1(64286);
enable_interrupts(int_timer1);
enable_interrupts(GLOBAL);
while(1);
}
```

EK-4: SABİT GERİLİM METODU CCS C KODLARI

```
#include <18F4520.h>
#device adc=8
#use delay(clock=20000000)
#use rs232(baud=9600,parity=N,xmit=PIN_C6,rcv=PIN_C7)
#fuses NOWDT NOPROTECT NODEBUG NOBROWNOUT HS
#use fast_io(C)
#use fast_io(A)
#include <stdlib.h>

int16 count;
signed int16 feedback,hata,eski_hata,integral,derivative;
long control;
float Kp, Ki, Kd, P, I, D, dt;
float Gadc=51.2;
float Gpwm=0.001;
float step=0.01;
float Vref=48;
const byte voltaj_fv = 0;
const byte voltaj_cikis = 2;
float Vpv=0;
const int8 Vmpp=16;
#int_timer1
void timer1_kesme ()
{
count++;
set_adc_channel(voltaj_cikis);
delay_us(20);
feedback=read_adc();
feedback=feedback*Gadc;
hata=Vref-feedback;
integral+=hata;
derivative=hata-eski_hata;
if((hata<5)&&(hata>-5))
{
Kp = 0.0;
Kd = 0.0;
Ki = 0.0;
control = control;
}
else
{
Kp = 0.5934;
Ki = 22.4;
Kd = 0.00393;
P=Kp*hata;
I=Ki*integral*dt;
```

```
D=Kd*derivative/dt;
control=Gpwm*(P+I+D);
if(control >49)
{
    control = 40;
}
if(control < 10)
{
    control = 10;
}
}
set_pwm1_duty(control);
eski_hata = hata;
if(count==4000)
{
    set_adc_channel(voltaj_fv);
    delay_us(20);
    Vpv=read_adc();
    if(Vpv<Vmpp)
    {
        Vref=Vref-step;
    }
    else
    {
        Vref=Vref+step;
    }
    count=0;
    set_timer1(64286);
}
}
void main()
{
    dt = 0.00025; // PID örnekleme frekansı
    control = 0;
    derivative = 0;
    integral = 0;
    hata = 0;
    eski_hata=0;
    Kp = 0.0;
    Kd = 0.0;
    Ki = 0.0;
    setup_adc_ports(ALL_ANALOG);
    setup_adc(adc_clock_div_32);
    setup_adc(ADC_CLOCK_INTERNAL);
    setup_CCP1(CCP_PWM);
    setup_timer_2(T2_DIV_BY_1,49,1);
    setup_timer_1(T1_INTERNAL|T1_DIV_BY_1);
    set_pwm1_duty(0);
    set_timer1(64286);
    enable_interrupts(int_timer1);
```

```
enable_interrupts(GLOBAL);  
while(1);  
}
```

EK-5: GÜNEŞ TAKİP SİSTEMİ ALGORİTMASININ CCS-C KODLARI

```
#include <18F4520.h>  
#device adc=8  
#use delay(clock=20000000)  
#use rs232(baud=9600,parity=N,xmit=PIN_C6,rcv=PIN_C7)  
#fuses NOWDT NOPROTECT NODEBUG NOBROWNOUT HS  
#use fast_io(C)  
#use fast_io(A)  
#include <stdlib.h>  
signed long int ldr1,ldr2,ldr3,ldr4,ldr5,ldr6,diff1,diff2,diff3,diff4;  
void dogu()  
{  
output_high(pin_b1);  
output_high(pin_b3);  
delay_ms(10000);  
output_low(pin_b1);  
output_low(pin_b3);  
}  
void bati()  
{  
output_high(pin_b2);  
output_high(pin_b3);  
delay_ms(10000);  
output_low(pin_b2);  
output_low(pin_b3);  
}  
void kuzey()  
{  
output_high(pin_b4);  
output_high(pin_b6);  
delay_ms(10000);  
output_low(pin_b4);  
output_low(pin_b6);  
}  
void guney()  
{  
output_high(pin_b5);  
output_high(pin_b6);  
delay_ms(10000);  
output_low(pin_b5);  
output_low(pin_b6);  
}
```

```
}

void main()
{
    setup_adc(adc_clock_internal);
    setup_adc_ports(ALL_ANALOG);
    set_tris_d(0x00);
    output_d(0x00);
    // TODO: USER CODE!!
    while(1)
    {
        set_adc_channel(0);
        delay_us(20);
        ldr1=read_adc();
        set_adc_channel(1);
        delay_us(20);
        ldr2=read_adc();
        set_adc_channel(2);
        delay_us(20);
        ldr3=read_adc();
        set_adc_channel(3);
        delay_us(20);
        ldr4=read_adc();
        diff1=(ldr1-ldr2);
        diff2=(ldr3-ldr4);
        if(diff1>diff2)
        {
            dogu();
        }
        if(diff1<diff2)
        {
            bati();
        }
        if(diff3>diff4)
        {
            kuzey();
        }
        if(diff3<diff4)
        {
            guney();
        }
    }
}
```

EK-6 TEK YÖNLÜ DÜZENLİ ÖRNEKLEMELİ PWM YÖNTEMİ CCS C KODLARI

```
#include <18F4520.h>
#device adc=16

#use delay(clock=4000000)
const long int unipolar4K[]={0L, 78L, 156L, 233L, 309L, 382L,
453L, 522L, 587L, 649L, 707L, 760L, 809L, 852L, 891L,
923L, 951L, 972L, 987L, 996L, 1000L, 996L, 987L, 972L,
951L, 923L, 891L, 852L, 809L, 760L, 707L, 649L,
587L, 522L, 453L, 382L, 309L, 233L, 156L, 78L};
int8 sinuss_idx=0;
#int_timer2
void kesme()
{
    sinuss_idx++;
    if(sinuss_idx > 40)
    {
        output_toggle(pin_a1);
        output_toggle(pin_a2);
        sinuss_idx=0x01;
    }
}
void main()
{
    setup_ccp1(ccp_pwm);
    setup_timer_2(t2_div_by_1,249,1);
    output_b(0);
    set_tris_a(0x00);
    set_pwm1_duty(0L);
    output_a(0);
    output_high(pin_a1);
    output_low(pin_a2);
    set_pwm1_duty(0L);
    enable_interrupts(int_timer2);
    enable_interrupts(GLOBAL);
    set_timer2(0);
    while(1)
    {
        set_pwm1_duty(unipolar4K[sinuss_idx]);
    }
}
```


EK-7 ÇİFT YÖNLÜ DÜZENLİ ÖRNEKLEMELİ PWM YÖNTEMİ CCS C KODLARI

```
#include <18F4520.h>
#device adc=16
#use delay(clock=4000000)
const long int bipolar4K[]={0L,539L, 578L, 616L, 654L, 691L,
726L, 761L, 793L, 824L, 853L, 880L, 904L, 926L,
945L, 961L, 975L,986L, 993L, 998L, 1000L, 998L, 993L,
986L, 975L,961L, 945L, 926L, 904L, 880L, 853L, 824L,
793L,761L, 726L, 691L, 654L, 616L, 578L, 539L, 500L,
460L, 421L, 383L, 345L, 308L, 273L, 238L, 206L,
175L, 146L, 119L, 95L, 73L, 54L, 38L, 2L, 13L,
6L, 1L, 0L, 1L, 6L, 13L, 24L, 38L, 54L, 73L,
95L, 119L, 146L, 175L, 206L, 238L, 273L, 308L, 345L,
383L, 421L, 460L, 500L};
#int_timer2
void kesme()
{
    sinuss_idx++;
    if(sinuss_idx==0)
    {
        sinuss_idx=0x01;
    }
}
void main()
{
    setup_ccp1(ccp_pwm);
    setup_ccp2(ccp_pwm);
    setup_timer_2(t2_div_by_1,249,1);
    output_b(0);
    set_tris_a(0x00);
    set_pwm1_duty(0L);
    set_pwm2_duty(0L);
    output_a(0);
    output_high(pin_a1);
    output_high(pin_a2);
    enable_interrupts(int_timer2);
    enable_interrupts(GLOBAL);
    set_timer2(0);
    while(1)
    {
        set_pwm1_duty(bipolar4K[sinuss_idx]);
        set_pwm2_duty(bipolar4K[sinuss_idx]);
    }
}
```

EK-8 ÇİFT YÖNLÜ PROGRAMLANMIŞ HARMONİK ELİMİNASYON YÖNTEMİ İLE OLUŞTURULAN PWM DARBELERİNİN MATLAB PROGRAMINDA HESAPLANMASI

```
function f=harmonikbip(x)
f=50;
A1=15*sqrt(2);
e=21.21;
a=(4*e)/pi;
f=[a*(1-2*cos(x(1))+ 2*cos(x(2))- 2*cos(x(3))+ 2*cos(x(4))- 2*cos(x(5))+
2*cos(x(6)))+A1;
(a/3)*(1-2*cos(3*x(1))+ 2*cos(3*x(2))- 2*cos(3*x(3))+ 2*cos(3*x(4))- 2*cos(3*x(5))+
2*cos(3*x(6)));
(a/5)*(1-2*cos(5*x(1))+ 2*cos(5*x(2))- 2*cos(5*x(3))+ 2*cos(5*x(4))- 2*cos(5*x(5))+
2*cos(5*x(6)));
(a/7)*(1-2*cos(7*x(1))+ 2*cos(7*x(2))- 2*cos(7*x(3))+ 2*cos(7*x(4))- 2*cos(7*x(5))+
2*cos(7*x(6)));
(a/9)*(1-2*cos(9*x(1))+2*cos(9*x(2))- 2*cos(9*x(3))+ 2*cos(9*x(4))- 2*cos(9*x(5))+
2*cos(9*x(6)));
(a/11)*(1-2*cos(11*x(1))+2*cos(11*x(2))-2*cos(11*x(3))+2*cos(11*x(4))-
2*cos(11*x(5))+2*cos(11*x(6)))]];

pulse=[0.2;0.4;0.6;0.8;1;1.2];

darbe=fsolve('harmonikbip',pulse);
```

EK-9 TEK YÖNLÜ PROGRAMLANMIŞ HARMONİK ELİMİNASYON YÖNTEMİ İLE OLUŞTURULAN PWM DARBELERİNİN MATLAB PROGRAMINDA HESAPLANMASI

```
function f=harmonik(x)
f=50;
A1=15*sqrt(2);
e=21.2;
a=(4*e)/pi;
f=[a*(cos(x(1))-cos(x(2))+cos(x(3))-cos(x(4))+cos(x(5))-cos(x(6))+cos(x(7)))-A1;
(a/3)*(cos(3*x(1))-cos(3*x(2))+cos(3*x(3))-cos(3*x(4))+cos(3*x(5))-
cos(3*x(6))+cos(3*x(7)));
(a/5)*(cos(5*x(1))-cos(5*x(2))+cos(5*x(3))-cos(5*x(4))+cos(5*x(5))-
cos(5*x(6))+cos(5*x(7)));
(a/7)*(cos(7*x(1))-cos(7*x(2))+cos(7*x(3))-cos(7*x(4))+cos(7*x(5))-
cos(7*x(6))+cos(7*x(7)));
(a/9)*(cos(9*x(1))-cos(9*x(2))+cos(9*x(3))-cos(9*x(4))+cos(9*x(5))-
cos(9*x(6))+cos(9*x(7)));
(a/11)*(cos(11*x(1))-cos(11*x(2))+cos(11*x(3))-cos(11*x(4))+cos(11*x(5))-
cos(11*x(6))+cos(11*x(7)));
(a/13)*(cos(13*x(1))-cos(13*x(2))+cos(13*x(3))-cos(13*x(4))+cos(13*x(5))-
cos(13*x(6))+cos(13*x(7))];

pulse=[0.2;0.4;0.6;0.8;1;1.2];

darbe=fsolve('harmonik',pulse);
```

ÖZGEÇMİŞ

Adı Soyadı: Ümit Akın USLU

Doğum Tarihi: 06/01/1984

Öğrenim Durumu:

Derece	Bölüm/Program	Üniversite	Yıl
Lisans	Elektrik-Elektronik Mühendisliği	Mersin Üniversitesi	2005-2009
Yüksek Lisans	Elektrik-Elektronik Mühendisliği	Mersin Üniversitesi	2010-2012

Görevler:

Görev Ünvanı	Görev Yeri	Yıl
Şantiye Şefi	Pınar Telekom	2011(4 Ay)
Araştırma Görevlisi	Toros Üniversitesi	2011-2012
Araştırma Görevlisi	Adana Bilim Ve Teknoloji Üniversitesi	2012-

