

**SİLİSYUM KARBÜR GÜÇ YARI İLETKENLERİNE
DAYALI YÜKSEK VERİMLİ DA-DA ÇEVİRGEÇ
UYGULAMALARI**

**SILICON CARBIDE POWER SEMICONDUCTOR BASED
HIGH EFFICIENCY DC-DC CONVERTER
APPLICATIONS**

SERKAN ÖZTÜRK

PROF. DR IŞIK ÇADIRCI

Tez Danışmanı

Hacettepe Üniversitesi

Lisansüstü Eğitim-Öğretim ve Sınav Yönetmeliğinin

Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı için Öngördüğü

DOKTORA TEZİ olarak hazırlanmıştır.

*Merveme ve
Canım kızım Ece Mina'ya...*

ÖZET

SİLİSYUM KARBÜR GÜÇ YARI İLETKENLERİNE DAYALI YÜKSEK VERİMLİ DA-DA ÇEVİRGEÇ UYGULAMALARI

Serkan ÖZTÜRK

Doktora, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Işık ÇADIRCI

Aralık 2020, 102 sayfa

Bu tez çalışmasında, yeni nesil Silisyum Karbür (SiC) anahtarlar kullanılarak, iki farklı alan için yüksek verimli DA-DA çevirgeç uygulaması gerçekleştirilmiştir. Bu kapsamda, ilk uygulama olarak tamamı SiC anahtarlara dayalı 20 kW, 20 kHz yüksek frekans bağlı maksimum güç noktası izleyicisi çevirgeci sunulmuştur. Geliştirilen çevirgeçte, hem yüksek verimlilik hem de yüksek güç yoğunluğu sağlamak amacı ile, düşük gerilimli fotovoltaik panel tarafında SiC güç MOSFET'leri, yüksek gerilim tarafında ise SiC Schottky diyotlar kullanılmıştır. Tasarlanan çift H-köprü devreli maksimum güç noktası izleyicisi çevirgecinin çalışma prensipleri, güç katı serimi ve çevirgeç tasarımına ait pratik yaklaşımlar detaylı olarak verilmiştir. SiC yarı iletkenler ile tasarlanan çevirgeç performansı, klasik Si-IGBT ve hibrit-IGBT yarı iletkenlerini kullanan çevirgeçler ile karşılaştırılmıştır. Tasarlanan çevirgeç şebeke bağlantılı fotovoltaik sistemlerde ortak olarak kullanılan yükseltici-tip çevirgeçlerle rekabet edecek düzeydedir. Bunun nedeni, bu topolojinin izole olmayan topolojilere göre gelişmiş ortak-mod elektromanyetik girişim performansı ve yüksek verimliliğidir. Tasarlanan çevirgecin tam yük verimi %98 olup güç yoğunluğu 1.6 kW/litre'dir. Gerçeklenen kompakt ve yüksek verimli çevirgecin gelecekte basit evirici topolojileri ile kullanılacağı önerilmektedir.

Tez çalışmasının ikinci bölümünde ise, elektrikli araç uygulamaları için ya 700 V-28 V, 11.2 kW gücünde ağır-elektrikli araçlar için ya da 400 V-14 V, 3.7 kW gücünde hafif-elektrikli araçlar için kullanılabilir genel bir çift aktif köprü (ÇAK) çevirgeci tasarımı anlatılmıştır. ÇAK çevirgecin yüksek gerilim tarafında SiC güç MOSFET anahtarları, düşük gerilim tarafında ise silisyum (CoolMOS) güç MOSFET anahtarları kullanılmıştır. İki adet ÇAK çevirgeç dönüşümlü (interleaved) olacak şekilde 2 x 5.6 kW gücünde çalışabilmektedir. Tasarlanan ÇAK çevirgecin çalışma evreleri ve kontrol yöntemi detaylı olarak verilmiştir. Hem bilgisayar benzetimleri, hem de laboratuvar testleri ile ÇAK çevirgecin anahtarlama karakteristiği, gerilim ve akım dalga şekilleri, ve verimi gibi çalışma performansları incelenmiştir. Güç yoğunluğunu tüm mekanik yapı dahil olmak üzere 1 kW/litre üzerinde tutabilmek için hem yeni nesil güç yarı iletkenleri hem de görece düşük kayıplara sahip manyetik devre elemanları kullanılmış ve tasarlanmıştır. Performans sonuçları, 50 kHz anahtarlama frekansı için, tam yükte %97, yarım yükte ise %98 verim olarak ölçülmüştür.

Anahtar Kelimeler: Silisyum Karbür güç MOSFET'i, YF bağlı DA-DA çevirgeç, dinamik FV model, çift aktif köprü çevirgeci, elektrikli araç batarya şarj çevirgeci

ABSTRACT

SILICON CARBIDE POWER SEMICONDUCTOR BASED HIGH EFFICIENCY DC-DC CONVERTER APPLICATIONS

Serkan ÖZTÜRK

Doctor of Philosophy, Department of Electrical and Electronics Engineering

Supervisor: Prof. Dr. Işık ÇADIRCI

December 2020, 102 pages

In this thesis, high efficiency DC-DC converters have been implemented for two different application areas using new generation Silicon Carbide (SiC) power semiconductors. In this context, A 20 kW, 20 kHz high frequency (HF) link maximum power point tracking (MPPT) converter for a grid-connected PV supply, based on all silicon carbide (SiC) power semiconductors, is presented as the first application. In the developed converter, SiC power MOSFETs are used in the low-voltage PV panel side and SiC Schottky diodes on the high voltage DC output, in order to maximize the power conversion efficiency and the power density. Operating principles of the resulting dual H-bridge MPPT converter and the practical aspects of the converter design and its circuit layout, are described in detail. The implemented converter performance is compared with that of a classical Si-IGBT and hybrid-IGBT based MPPT converter in terms of efficiency. This configuration can compete with the non-isolated MPPT converter topologies, such as the boost converter commonly used in grid-connected PV systems. This is due to the enhanced common-mode EMI performance as compared to non-isolated MPPT topologies, resulting in a competitive high efficiency PV converter design with galvanic isolation. It

has been shown that the converter size can be shrunk up to a power density of 1.6 kW/l, with a DC-DC converter full-load efficiency of 98%. The resulting compact and highly efficient SiC power MOSFET based HF link MPPT converter is suggested to be a part of grid-connected, multi-string PV supplies with simple inverter topologies in the future.

In the second part of the thesis, the design and implementation of a generalized dual-active bridge (DAB) converter for use in either 700 V / 28 V, 11.2 kW electric bus charger applications, or 400 V / 14 V, 3.7 kW electric vehicle applications is presented. The DAB converter is implemented by SiC power MOSFETs on the high voltage (HV) side, and coolMOS switches on the low voltage (LV) side. Interleaved operation of two such DAB converters can be configured for 2 x 5.6 kW rated power operation. Operating principles and control of the implemented DAB converter are assessed and the corresponding operating modes of are discussed. The operating performance of the developed DAB converter, such as the switching characteristics of SiC power MOSFET modules, voltage and current waveforms and operating efficiency have been assessed for various operating conditions both by computer simulations and laboratory tests. Nanocrystalline core based high frequency AC inductor design have been discussed for a 1 kW/l converter power density. Excellent performance results for 50 kHz switching frequency have been obtained from the developed 5.6 kW DAB converter, with operating efficiencies measured as 97% at full-load, and 98% at half-load.

Keywords: SiC power MOSFET, HF link DC-DC converter, dynamic PV model, dual active bridge converter, electric vehicle battery charger

TEŞEKKÜR

Akademik hayatım boyunca bilgi, tecrübe ve desteğiyle bana her zaman yol gösteren, tezin oluşmasında büyük emeği olan, ve beraber çalışmaktan onur duyduğum saygıdeğer tez danışmanım Işık ÇADIRCI'ya,

Tecrübesi ve önerileri ile akademik hayatımda önemli yeri olan, beraber çalışma fırsatı bulduğum saygıdeğer hocam Muammer ERMİŞ'e,

Çalışmalarım boyunca en büyük destek ve motivasyon kaynağım olan sevgili eşim Merve ÖZTÜRK'e ve hayatımıza renk ve neşe katan canım kızım Ece Mina'ya,

Beni yetiştiren ve bugünlere gelmemde büyük katkısı olan sevgili annem, babam ve kardeşlerime,

Çalışmalarıma her zaman katkıları olan Hacettepe Üniversitesi ve ASELSAN-UGES'teki değerli çalışma arkadaşlarıma,

en içten teşekkürlerimi sunarım.

İÇİNDEKİLER

ABSTRACT	iii
TEŞEKKÜR	v
İÇİNDEKİLER	vi
ŞEKİLLER DİZİNİ	ix
ÇİZELGELER DİZİNİ	xiii
1. GİRİŞ	1
2. ÖNERİLEN SİSTEMİN TANIMI	4
2.1. Fotovoltaik Sistemin Tanımı	4
3. YÜKSEK FREKANS BAĞLI MGNİ DA/DA ÇEVİRGEÇ	8
3.1. Sistem Tanımı	8
3.2. Yüksek Frekans Bağlı DA-DA Çevirgeç Çalışma Evreleri	9
3.3. Çoklu Dizi Fotovoltaik Sistemin Dinamik Modeli	14
3.4. Yüksek Frekans Bağlı DA/DA Çevirgeç Tasarımı	17
3.4.1. Optimum Transformör Tur Oranı	17
3.4.2. H-köprü DA Bağ Kondansatörünün Seçimi	18
3.4.3. H-köprü Çevirgeci için En Uygun Anahtarlama Frekansı	21
3.4.4. Yüksek Frekans Transformör Tasarımı	24
3.4.5. Güç Yarı iletkenleri	27
3.4.6. Baskı Devre Bara Kartının Tasarımı	29
3.4.7. Tüm tasarım	30
4. UYGULAMA VE SONUÇLAR	32
4.1. Çevirgeç Uygulaması	32
4.2. Deneysel Sonuçlar	32
4.2.1. Yüksek Frekans Bağlı DA-DA Çevirgeç Çalışması	33
4.2.2. Maksimum Güç Noktası İzleyicisi Çalışması	36
4.2.3. DA-DA YF Bağ Çevirgeç Çalışması	37

5.	ELEKTRİKLİ ARAÇ ÇAK ÇEVİRGEÇİ	39
5.1.	Tek-Kademeli Topolojiler	40
5.1.1.	Rezonant Yapıda Olmayan Çift Köprü Çevirgeçler	41
5.1.2.	Tek-Faz Çift Aktif Köprü (ÇAK) Çevirgeç	41
5.1.3.	Üç-Fazlı Çift Aktif Köprü (ÇAK) Çevirgeç	43
5.1.4.	Çift Yönlü ve Yalıtımlı Tam Köprü Çevirgeç	44
5.1.5.	Diğer Rezonans Yapıya Sahip Olmayan Çevirgeç Topolojileri	47
5.2.	Rezonans Yapılı Çift Köprü Çevirgeçler	48
5.2.1.	Diğer Rezonans DA/DA Çevirgeçleri.....	48
5.2.2.	İki Kademeli Topolojiler	49
5.3.	Seri/Paralel ve Dönüşümlü Topolojiler.....	51
6.	ÇİFT AKTİF KÖPRÜ BATARYA ŞARJ ÇEVİRGEÇİ	53
6.1.	Genel Sistem Tanımı	53
6.2.	Alternatif Güç Katı Bağlantıları	54
6.2.1.	11.2 kW Ağır-Araç Çevirgeci için Alternatif Güç Katı Bağlantısı-1..	54
6.2.2.	11.2 kW Ağır-Araç Çevirgeci için Alternatif Güç Katı Bağlantısı-2..	55
6.2.3.	3.7 kW Hafif-Araç Çevirgeci için Güç Katı Bağlantısı	56
6.3.	ÇAK Çevirgeç Teknik Özellikleri	57
6.4.	ÇAK Çevirgeç Çalışma Evreleri.....	59
7.	ÇİFT AKTİF KÖPRÜ ÇEVİRGEÇİ TASARIMI	63
7.1.	Çift Aktif Köprü Benzetim Çalışmaları ve Güç Yarı İletken Kayıp Hesapları	63
7.2.	YG Tarafı için Güç Yarı İletkeni Kayıp Hesapları	66
7.2.1.	İletim Kayıpları	66
7.2.2.	Anahtarlama Kayıpları.....	67
7.3.	AG Tarafı için Güç Yarı İletkeni Kayıp Hesapları	68
7.3.1.	İletim Kayıpları (3 adet paralel anahtar için).....	68
7.3.2.	Anahtarlama Kayıpları.....	69
7.4.	Enerji Transfer İndüktörünün En Uygun Değerinin Belirlenmesi.....	71
7.5.	YG ve AG Tarafı Kondansatör Seçimleri	73
7.5.1.	Kondansatör RMS Dalgalanma Akımını Etkileyen Parametreler....	73

7.5.2. YG Tarafı Giriş Kondasatörü Seçimi.....	76
8. MANYETİK DEVRE ELEMANLARI TASARIMI.....	77
8.1. Yüksek Frekans Transformator Tasarımı.....	77
8.1.1. Transformator Anma Gücünün Hesaplanması	77
8.1.2. Primer ve Sekonder Sarımları	79
8.1.3. Sarım Tekniği	80
8.2. Yüksek Frekans İndüktör Tasarımı	81
8.2.1. YF İndüktörün Nanokristal Çekirdek ile Tasarımı	81
8.2.2. Primer ve Sekonder Sarımları	82
8.3. Tüm tasarım	83
9. UYGULAMA VE SONUÇLAR	84
9.1. Çevirgeç Uygulaması	84
9.2. Deneysel Sonuçlar.....	84
10. SONUÇ ve değerlendirme	92
KAYNAKLAR.....	93
EKLER.....	100
EK 1 - Tezden Türetilmiş Yayınlar	100
EK 2 - Tezden Türetilmiş Bildiriler.....	100
ÖZGEÇMİŞ	102

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 1. Tamamı silisyum karbür anahtarlara dayalı üç-faz şebeke bağlantılı yüksek frekans bağlı fotovoltaiik kaynak blok şeması.....	4
Şekil 2. Çatıya monte edilmiş ve 95 adet CSUN250-72M fotovoltaiik modülleri içeren 1000 W/m ² -25 °C ortam şartlarında 23.7 kW tepe güç üreten fotovoltaiik çoklu dizi sistemi (Koordinatlar 39.890917, 32.782278)	5
Şekil 3. Teorik bir fotovoltaiik hücrenin tek-diyot modeli ve eşdeğer pratik devresi	6
Şekil 4. 23.7 kW tepe gücü için CSUN250-72M fotovoltaiik panel karakteristikleri.....	6
Şekil 5. Tamamı silisyum karbür anahtarlara dayalı yüksek frekans bağlı MGNİ çevirgeç güç ve kontrol devresi blok şeması.....	8
Şekil 6. DA/DA çevirgeç çalışma evreleri (a) Evre 1, (b) Evre 2, (c) Evre 3, (d) Evre 4	10
Şekil 7. Çevirgeç sürekli durum çalışması için transformatör gerilim ve akım dalga şekilleri (a) Birincil sargı (b) İkincil sargı	11
Şekil 8. Yüksek frekans bağlı DA/DA çevirgeç çıkış kondansatör akım dalga şekli.....	12
Şekil 9. Çoklu dizi fotovoltaiik sistemin eşdeğer devresi (a) Statik model, (b) Dinamik model	15
Şekil 10. Çoklu dizi fotovoltaiik sistemin geçici durum tepkisi (a) Açık-devre koşulundan kısa-devre koşuluna geçiş, (b) Açık-devre koşulundan kısmi yük durumuna geçiş.....	16
Şekil 11. Aşırı çalışma koşulları için MGNİ çevirgecin n parametresinin değişimine karşılık görev çevrimi değeri D'nin değişim aralığı.....	18
Şekil 12. Standart test koşulları için h-köprü çevirgecin i_{pv} , v_{pv} , $i_{ci(rms)}$ ve i_{cin} değerlerinin tepeden tepeye dalgalanma değerinin DA bağ kondansatörüne göre değişimi	20
Şekil 13. 20 kHz anahtarlama frekansı için fotovoltaiik modül yüzey sıcaklığı ve güneş ışıması değerlerinin $i_{ci(rms)}$ üzerindeki etkileri	20
Şekil 14. Farklı anahtarlama frekansları için dalgalanma miktarındaki değişimler (a) Panel gerilimi, (b) Panel akımı, (c) Giriş kondansatör akımı, (d) Çevirgece aktarılan toplam akım, (e) Sürekli durum için anahtarlama frekansının çoklu-dizi fotovoltaiik sistemin maksimum güç noktası üzerindeki etkisi	22
Şekil 15. Standart test koşulları için h-köprü çevirgecin i_{pv} , v_{pv} , $i_{ci(rms)}$ ve i_{cin} değerlerinin tepeden tepeye dalgalanma değerinin anahtarlama frekansına göre değişimi.....	22

Şekil 16. MGNİ çevirgeç h-köprü devresinin görev çevrimi, D, değerinin farklı anahtarlama frekansları için değişimi	24
Şekil 17. Farklı çekirdek malzemelerinin aynı koşullar altında bakır, çekirdek kayıpları ile sıcaklık artışlarının karşılaştırılması.....	26
Şekil 18. Farklı Yüksek frekans transformatör güç kayıplarının tepe akı yoğunluğu değerine göre değişimi	27
Şekil 19. Nominal güç koşulları için MGNİ çevirgecin yüksek frekans transformatörkayıbı dışındaki diğer güç kaybı bileşenleri.....	28
Şekil 20. Baskı devre kartı barasının serimi.....	29
Şekil 21. Baskı devre kartı bara eşdeğer hat endüktansları ve filtre kondansatörleri	30
Şekil 22. DA/DA çevirgecin önemli devre elemanlarının ayrıık olarak gösterildiği üç boyutlu modeli.....	31
Şekil 23. Tasarımı gerçekleştirilen YF transformatörlü 20 kW MGNİ DA/DA çevirgeci	32
Şekil 24. Yüksek frekans transformatör akım ve gerilim dalga şekilleri (a) Birincil sargı, (b) İkincil sargı	33
Şekil 26. S ₃ anahtarına ilişkin savak-kaynak gerilim dalga şekli ile transformatör birincil akımı dalga şekli.....	34
Şekil 27. Anma güç koşulu için termal görüntüler (a) YF transformatör, (b) Çevirgeç	35
Şekil 29. MGNİ çevirgeç için sürekli durum çalışma durumunda alınmış bir veri seti..	36
Şekil 31. Panel giriş gerilimi ve akımındaki AA bileşenlerin farklı anahtarlama frekans değerleri için değişimi.....	38
Şekil 32. İzole çift yönlü DA/DA çevirgecinde gereken yapıların blok şeması	40
Şekil 33. Çift aktif köprü (ÇAK) çevirgeç topolojisi [40]	42
Şekil 34. Üç fazlı ÇAK çevirgeç topolojisi.....	44
Şekil 35. Çift yönlü ve izole tam köprü çevirgeç topolojisi.....	45
Şekil 36. Çift Yönlü ve AG Tarafında İzole Akım Çiftleyici Yapısı.....	46
Şekil 37. Çift Yönlü ve AG Tarafında İzole İtme-Çekme Yapısı	47
Şekil 38. Çift Yönlü Minimum Anahtar Sayısına Sahip DA-DA Çevirgeci	47
Şekil 39. ÇAK topoloji tabanlı düşük batarya şarj çevirgeci için iki farklı yapılandırma (a) 11.2 kW ağır-elektrikli araç batarya şarj çevirgeci, (b) 3.7 kW hafif-elektrikli araç batarya şarj çevirgeci.....	54
Şekil 40. 11.2 kW ağır-arac çevirgeci için alternatif birim bağlantısı-1	55

Şekil 41. 11.2 kW ağır-araç çevirgeci için alternatif birim bağlantısı-2.....	56
Şekil 42. 5.6 kW ÇAK çevirgecin ana devre şeması	58
Şekil 43. Tek faz kayma yöntemi için ÇAK çevirgeç tipik anahtarlama dalga şekilleri	59
Şekil 44. ÇAK çevirgeç çalışma evreleri	61
Şekil 45. AG ve YG tarafı MOSFET sürücü sinyalleri	65
Şekil 46. İndüktör giriş ve çıkış gerilimleri ile indüktör akımı dalga şekli (yukarıdan aşağıya)	65
Şekil 47. Giriş h-köprü silisyum karbür anahtar savak-kaynak akımı benzetim sonucu	66
Şekil 48. Giriş h-köprü silisyum karbür anahtar iletim kaybı benzetim sonucu.....	67
Şekil 49. Giriş h-köprü silisyum karbür anahtar için iletim anındaki anahtarlama kaybı benzetim sonucu	67
Şekil 50. Giriş h-köprü silisyum karbür anahtar için kesim anındaki anahtarlama kaybı benzetim sonucu	68
Şekil 51. Çıkış h-köprü silisyum anahtar savak-kaynak akımı benzetim sonucu.....	69
Şekil 52. Çıkış h-köprü silisyum anahtar savak-kaynak gerilimi benzetim sonucu	69
Şekil 53. Çıkış h-köprü silisyum anahtarlar için iletim anındaki anahtarlama kaybı benzetim sonucu	70
Şekil 54. Çıkış h-köprü silisyum anahtarlar için kesim anındaki anahtarlama kaybı benzetim sonucu	70
Şekil 55. ÇAK çevirgeci için faz açısı değerine göre indüktör değerinin değişimi.....	71
Şekil 56. ÇAK çevirgeci indüktör değişimine göre çıkış kondansatör akımının değişimi	72
Şekil 57. Faz kayma açısı = 36° için çevirgeç çıkış gerilimi dalga şekli.....	74
Şekil 58. Faz kayma açısı = 36° için çevirgeç çıkış akımı dalga şekli	74
Şekil 59. Faz kayma açısı = 72° için çevirgeç çıkış gerilimi dalga şekli.....	75
Şekil 60. Faz kayma açısı = 72° için çevirgeç çıkış akımı dalga şekli	75
Şekil 61. Nanokristal çekirdek güç kayıpları eğri grafiği	79
Şekil 62. Yüksek frekans transformator sarım tekniği	80
Şekil 63. 5.6 kW ÇAK çevirgecine ait üç boyutlu model.....	83
Şekil 64. Tasarımı gerçekleştirilen 5.6 kW gücündeki ÇAK çevirgeci (a) Güç katı, (b) Genel görünüm	84
Şekil 65. Yumuşak kalkış anında transformator birincil akımı ve çevirgeç çıkış gerilimi	85

Şekil 66. Düşürücü mod için çevirgeç çalışma dalga şekilleri (a) Transformatör birincil gerilim, akım ve indüktör akım dalga şekli, (b) İkincil taraft köprüleri için DA akımları	86
Şekil 67. Yükseltici mod için çevirgeç çalışma dalga şekilleri.....	88
Şekil 68. Farklı yük koşullarında ÇAK çevirgecin geçici çalışma dalga şekilleri (a) Çevirgeç çıkış akımı, (b) Çevirgeç çıkış gerilimi	89
Şekil 69. ÇAK çevirgeç sıcaklık ölçüm grafikleri (S1, S2: Birincil taraf silisyum karbür anahtarları, S5, S6: İkincil taraf silisyum anahtarlar).....	90
Şekil 70. ÇAK çevirgeç çıkış gücüne karşılık ölçülen ve hesaplanan verim değerleri..	91

ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 1. Çevirgeç teknik özellikleri.....	9
Çizelge 2. Bazı metal film kondansatörlerin teknik karakteristikleri (1100 V DA, 70 °C)	19
Çizelge 3. Anahtarlama frekansına karşılık MGNİ çevirgecin güç yarı iletkenlerinin kayıpları (Koşullar: $P_{pv} = 25.1$ kW, $G = 1000$ W/m ² , $T_m = 10$ °C, $T_j = 80$ °C, $R_g = 10$ Ω)	23
Çizelge 4. Yüksek frekans transformatör tasarım özellikleri	24
Çizelge 5. Güç yarı iletkenleri kayıp hesaplama eşitlikleri	27
Çizelge 6. Çevirgeç teknik özellikleri.....	57
Çizelge 7. Benzetim çalışması genel devre parametreleri	64
Çizelge 8. Farklı Güç ve Giriş Gerilimi Değerleri ile 150 uH İndüktör Değeri için	72
Çizelge 9. Farklı devre parametreleri çıkış kondansatör rms akımının değişimi	73
Çizelge 10. YF transformatörün teknik özellikleri	77
Çizelge 11. YF indüktörünün teknik özellikleri	81

1. GİRİŞ

Günümüzde güneşten elde edilen enerjinin alternatif akıma (AA) dönüştürülmesi ve şebekeye aktarılması için kullanılan klasik topolojiler, merkezi eviriciler [1], dizi eviriciler [2], [3], çoklu-dizi eviriciler [4], [5], ve mikro-eviricilerdir [6], [7]. Şebeke bağlantılı bu eviriciler içerisinde bir ya da birden fazla, güneş panellerinden maksimum gücün çekilmesini sağlayan DA-DA çevirgeci içeren iki aşamalı güç katı içermektedir [8]. Günümüzde tek aşamalı eviricilerde oldukça popülerdir. Literatürde çok sayıda tek aşamalı, üç-faz gerilim kaynaklı veya akım kaynaklı fotovolttaik eviriciler önerilmiştir [9]–[11]. Fakat, tek aşamalı ve herhangi bir transformatör içermeyen bu şebeke bağlantılı fotovolttaik eviriciler, ortak-mod akım problemlerine maruz kalmaktadır. Bu akımları azaltmak için literatürde çeşitli kontrol ve modülasyon teknikleri önerilmiştir [12], [13]. Aynı zamanda yeni devre topolojileri ve tasarım teknikleri de aynı amaçla literatürde yer almaktadır [14].

Tek aşamalı üç-faz fotovolttaik eviriciler göreceli olarak daha yüksek dönüşüm verimlerine sahiptir. Bu eviriciler gerilim kaynaklı ya da akım kaynaklı tipte olabilmektedirler. Şebeke bağlantılı gerilim kaynaklı eviricilerin başlıca dezavantajları ve bunların giderilmesi için önerilen yöntemler aşağıdaki gibi özetlenebilir:

- a) Tek aşamalı eviricilerde, yüksek ışıma ve düşük yüzey sıcaklığı koşullarında fotovolttaik geriliminin, maksimum sistem gerilimi olan 1000 V DA'yı aşmaması için, optimum sayıda seri bağlı fotovolttaik panel kullanılmalıdır. Bu durumda ise, göreceli olarak düşük ışıma koşullarında maksimum güç noktasından uzaklaşılacaktır. Bu durumu çözmek için gerilim kaynaklı evirici ya aşırı modülasyon bölgesinde şebeke tarafındaki artan harmonik içeriği azaltmak için üçüncü harmonik basma yöntemi ile birlikte çalışmalı [15] ya da, yeni nesil yüksek maliyetli 1500 V DA maksimum sistem gerilimine sahip fotovolttaik paneller kullanılmalıdır. Diğer taraftan, akım kaynaklı eviricilerde topolojileri gereği fotovolttaik paneller ile çevirgeç arasında seri bir indüktör yer aldığından ve bu nedenle yükseltici olarak çalışabildiklerinden bu sorunla karşılaşmazlar fakat iletim kayıpları göreceli olarak daha yüksek olmaktadır [16].
- b) Kısmi gölgelenme, sadece tek aşamalı fotovolttaik kaynaklar için değil aynı zamanda klasik sistemler içinde bir problem olabilmektedir. Fotovolttaik

panellerdeki kısmi gölgelenme durumlarının yapay sinir ağı ile tespiti ve değerlendirilmesi ile ilgili bir çalışma [17]'te sunulmuştur. Farklı gölgelenme durumlarının güneş hücrelerinin performansı üzerine etkileri ve bu etkileri azaltma yöntemleri [18]'te ele alınmıştır. Kısmi gölgelenme altında farklı fotovoltaik sıra yapılandırılmalarının analizi ve karşılaştırması [19]'da incelenmiştir. [20]'de kısmi gölgelenme ve uyumsuzluk (mismatch) altındaki fotovoltaik panellerin güç dengelemesi için kullanılan anahtarlama kondansatör çevirgeçer için güç kaybı analizi yapılmıştır. Bunların yanı sıra, çeşitli seri ve paralel yapılandırmalarla bağlanmış fotovoltaik dizilerdeki kısmi gölgelenme durumları için çıkarılmış bir analitik yaklaşım [21]'de sunulmuştur. Dağıtılmış maksimum güç noktası izleyici özelliğine sahip şebeke bağlantılı fotovoltaik enerji dönüşüm sistemleri merkezi sistemlere göre daha fazla enerji üretimine sahip olmakla birlikte, daha yüksek esneklik ve yedekli çalışma avantajı sağlamaktadırlar [22].

- c) İzole olmayan fotovoltaik kaynaklarda, ortak-mod akımları çok büyük bir sorundur. Bu akımları en aza indirmek için, gerilim veya akım kaynaklı eviriciler ya bir bağlaç (coupling) transformatörü üzerinden ya da şebeke tarafında elektromanyetik girişim filtreleri bulunan karmaşık evirici topolojileri ile şebekeye bağlanabilmektedirler. Diğer taraftan izole topolojiler ise parazit kondansatörler üzerinden akan bu ortak mod akımlarını önlemesi açısından yüksek güvenilirlik sağlamaktadırlar. Bununla ilgili literatürde bazı evirici topolojileri ve kontrol teknikleri önerilmiştir. Bunlardan bazıları, iki seviyeli üç-faz eviricinin değiştirilmiş bir hali olan H8 evirici [23], H5 topolojisine dayalı H6 transformatörsüz evirici [24], dört kollu akım kaynaklı evirici için uygulanmış olan yeni bir uzay vektör modülasyon tekniği [25] ve transformatörsüz fotovoltaik eviriciler için kullanılan tek kutuplu, çift frekans sinüzoidal darbe genişlik modülasyon tekniğidir [26].

Silisyum Karbür tabanlı güç yarı iletkenlerindeki güncel gelişmeler ile birlikte silisyum tabanlı güç MOSFET ve IGBT yarı iletkenlerine göre daha yüksek güç yoğunluğu ve dönüşüm verimlerine ulaşılmaktadır. Dört adet 1.2 kV 400 A silisyum karbür güç MOSFETi ve diyot kullanan çift aktif köprü topolojisine sahip izole bir DA-DA çevirgecin tasarımı, uygulaması ve testi [27]'de sunulmuştur. Son on yılda silisyum

karbür tabanlı maksimum güç noktası izleyicisi yükseltici-tip çevirgeçler geliştirilmiştir . Tamamen silisyum karbür güç yarı iletkenlerinden oluşan 1 MW gücündeki yükseltici-tip çevirgeç içeren bir fotovoltaik evirici [28]'de verilmiştir. 50 kW gücündeki bir fotovoltaik dizi eviricinin performansı silisyum karbür yarı iletkenlerin kullanılması ile birlikte güç dönüşüm verimliliği ve güç/ağırlık oranı bakımından oldukça gelişmiştir [29]. Diğer taraftan tamamen silisyum karbür tabanlı yarı iletkenlerden oluşan ve fotovoltaik panellerden şebekeye doğrudan çevrim yapan tek faz H-köprü çevirgeç [30], nötr nokta kenetli T-tip üç-faz evirici, ve üç-faz beş seviyeli T-tip evirici [31] gibi eviricilerde kullanılmaktadır. Düşük güçlü silisyum karbür yarı iletken tabanlı bir fotovoltaik kaynak [32]'de verilmiştir. Gelecek on yıl içerisinde silisyum karbür tabanlı anahtarların silisyum tabanlı anahtarların yerini alacağı öngörülmektedir [33]. Tamamen silisyum karbür tabanlı, iki seviyeli bir evirici ile kaskat bağlı ve ortak-mod akım sorunu olmayan şebeke bağlantılı bir fotovoltaik kaynak [34]'te verilmiştir.

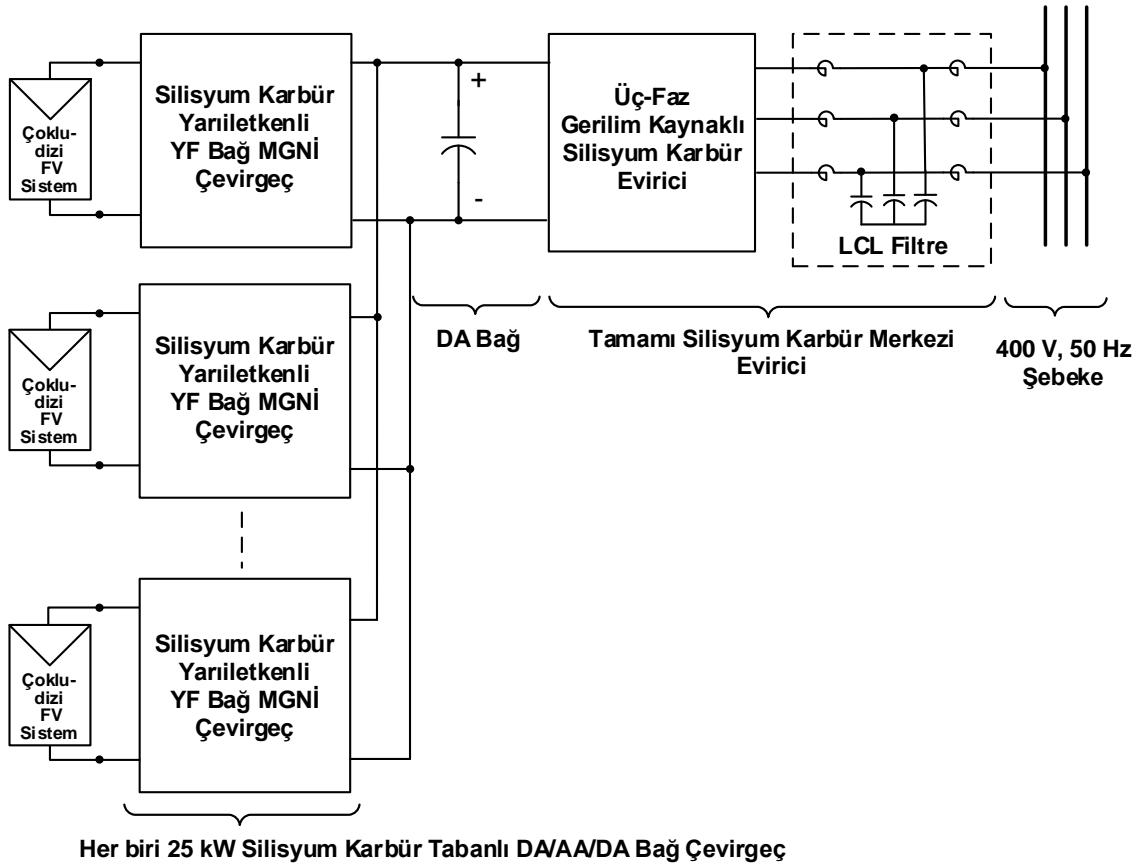
Bu tez çalışmasının fotovoltaik kaynaklara olan temel katkıları aşağıda verilmiştir:

- i. Tamamen silisyum karbür tabanlı yarı iletkenlerin kullanıldığı yüksek verimli, yüksek güç yoğunluklu bir yüksek frekans bağlı maksimum güç noktası izleyici çevirgeç önerilerek çevirgecin çalışma evreleri ve pratik tasarım yaklaşımları verilmiştir.
- ii. Şebeke bağlantılı bir sistemde kullanılan ve yüksek frekans transformatör içeren AA/DA/AA çevirgeç, fotovoltaik paneller ile şebeke arasında galvanik yalıtım sağlamak ve böylece istenmeyen ortak-mod akımlarını önleyerek basit iki seviyeli üç-faz gerilim kaynaklı evirici ile çalışabilmesini sağlamaktadır.
- iii. Geliştirilen maksimum güç noktası izleyici çevirgeç azaltılmış anahtarlama ve iletim kayıpları ile yüksek frekans transformatörünün nanokristal çekirdek ile tasarımı sayesinde yalıtımlı çevirgeç topolojilerinin düşük verim sorunlarına bir çözüm olmaktadır.
- iv. Tamamen silisyum karbür yarı iletkenlerine dayalı yüksek frekans bağlı fotovoltaik çevirgeç, yaygın olarak kullanılan silisyum tabanlı yalıtımsız maksimum güç noktası izleyici çevirgeçlere, hem verimlilik hem de güç yoğunluğu açısından iyi bir alternatif oluşturmaktadır.

2. ÖNERİLEN SİSTEMİN TANIMI

2.1. Fotovoltaik Sistemin Tanımı

Önerilen sistemin blok şema gösterimi Şekil 1’de verilmiştir. Her bir maksimum güç noktası izleyici (MGNI) çevirgeci kısmi gölgeleme riskini en aza indirmek için 25 kW gücünde sınırlandırılmıştır. Deneysel sistem için, standart test koşulları altında 23.7 kW tepe güç üreten monokristal fotovoltaik panel tabanlı 5 adet fotovoltaik diziden oluşan panel grubu kullanılmıştır.



Şekil 1. Tamamı silisyum karbür anahtarlara dayalı üç-faz şebeke bağlantılı yüksek frekans bağlı fotovoltaik kaynak blok şeması

Çatı üstüne kurulu olan bu panel grupları Şekil 2’de görülmektedir. Panel grubunun akım-gerilim karakteristiği Şekil 3’te verilen eşdeğer devre modeli kullanılarak elde edilmiştir. Bu modele göre ilk olarak bir fotovoltaik modülün çıkış akımı aşağıdaki gibi Eşitlik 1’de verilmiştir.



Şekil 2. Çatıya monte edilmiş ve 95 adet CSUN250-72M fotovoltaik modülleri içeren 1000 W/m²-25 °C ortam şartlarında 23.7 kW tepe güç üreten fotovoltaik çoklu dizi sistemi (Koordinatlar 39.890917, 32.782278)

$$I_{pv} = I_{ph} - I_D - I_{sh} \quad (1)$$

olarak verilmiştir. Burada I_d akımı Eşitlik 2’de verilmiştir.

$$I_d = I_o \left(e^{\frac{q(V_{pv} + I_{pv}R_s)}{akT}} - 1 \right) \quad (2)$$

Paralel dirençten geçen akım I_{sh} ise Eşitlik 3’te verilmiştir.

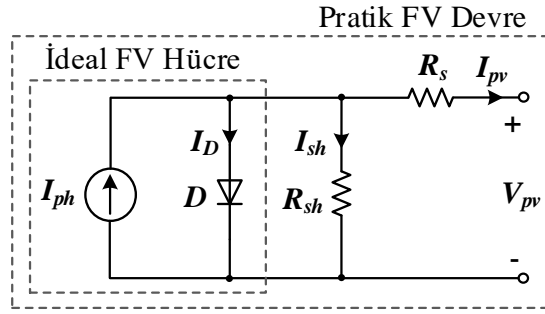
$$I_{sh} = \frac{V_{pv} + I_{pv}R_s}{R_{sh}} \quad (3)$$

olarak tanımlanmıştır.

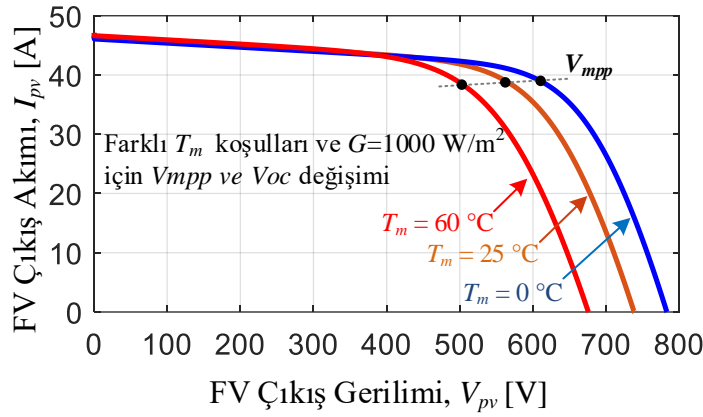
Denklemlerde yer alan q , a , k ve T parametreleri sırası ile elektrik yükü, diyot uygunluk etmeni, Boltzmann sabiti ve Kelvin cinsinden sıcaklık değerini ifade etmektedir. Ayrıca I_{ph} , fotoakımı, I_o diyot ters doyum akımını, I_{pv} ve V_{pv} ise fotovoltaik panel çıkış akım ve

gerilimini ifade etmektedir. Son olarak N_{sr} ve N_{pr} parametreleri ise sırası ile seri ve paralel bağlı panel sayısını göstermektedir. Eşitlik (2) ve (3)'ü Eşitlik (1)'de yerine yazarsak:

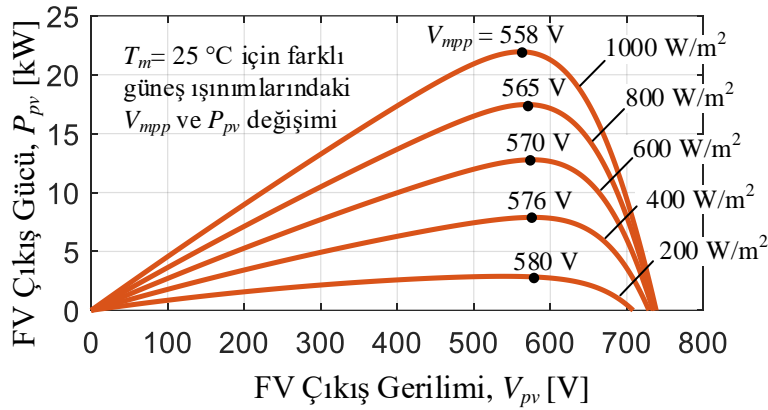
$$I_{pv} = N_{pr} \left\{ I_{ph} - I_0 \left(e^{\frac{q(V_{pv} + I_{pv}R_s)}{a k T N_{sr}}} - 1 \right) \right\} - \frac{V_{pv} + I_{pv}R_s}{R_{sh}} \quad (4)$$



Şekil 3. Teorik bir fotovoltaik hücrenin tek-diyot modeli ve eşdeğer pratik devresi



(a)



(b)

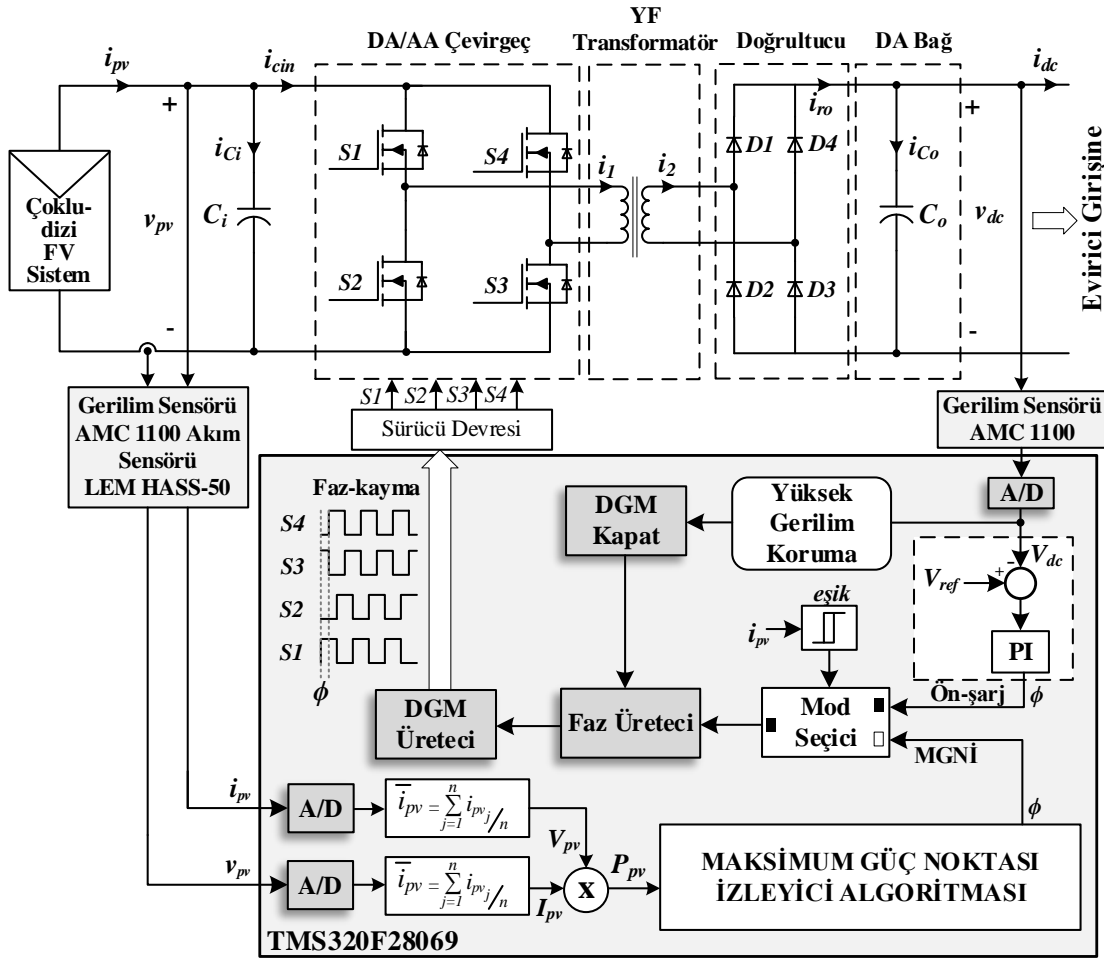
Şekil 4. 23.7 kW tepe gücü için CSUN250-72M fotovoltaik panel karakteristikleri

(a) Farklı modül sıcaklıkları için (b) Farklı ışıma değerleri için

eşitliği elde edilmektedir. Elde dilen eşitliklere göre fotovoltatik panellerin akım-gerilim ve güç-gerilim grafikleri Şekil 4'teki gibi elde edilmiştir. Farklı ışıma, G ve modül yüzey sıcaklık değeri, T_m için maksimum güç noktalarındaki gerilimler grafik üzerinde işaretlenmiştir.

3. YÜKSEK FREKANS BAĞLI MGNİ DA/DA ÇEVİRGEÇ

Geliştirilen silisyum karbür yarı iletken tabanlı çevirgecin güç ve kontrol devre blok şemaları Şekil 5’te verilmiştir. Çevirgeç genel olarak fotovoltaik panel tarafında silisyum karbür güç MOSFET tabanlı bir H-köprü devre, nanokristal çekirdekli yüksek frekans bir transformatör, çıkış tarafında silisyum karbür tabanlı Schottky diyot doğrultucu devre, giriş tarafında metal film tip kondansatör ve çıkış tarafında ise aliminyum elektrolitik tip kondansatörlerden oluşmaktadır.



Şekil 5. Tamamı silisyum karbür anahtarlara dayalı yüksek frekans bağlı MGNİ çevirgeç güç ve kontrol devresi blok şeması

3.1. Sistem Tanımı

Maksimum güç noktası izleyici çevirgeç 23.7 kW tepe gücüne sahip fotovoltaik panel grubu için geliştirilmiş olup çevirgece ait teknik özellikler Çizelge 1’de verilmiştir.

Çizelge 1. Çevirgeç teknik özellikleri

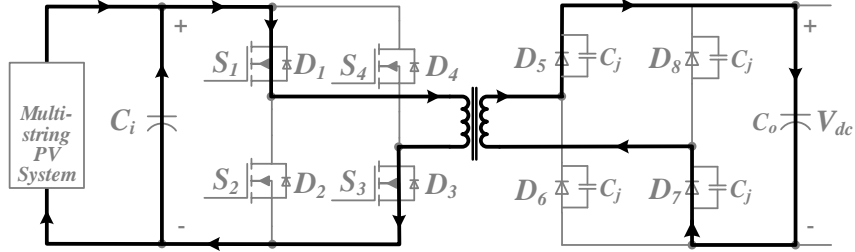
Teknik Özellikler	Değer
Çıkış Gücü, P_o	20 kW
Anahtarlama Frekansı, f_{sw}	20 kHz
MPP Gerilim Aralığı, V_{mpp}	480 – 650 V
Nominal Çıkış Gerilimi, V_{dc}	700 V
Tur Oranı, $n = (N_s/N_p)$	1.52
Çıkış Gerilim Dalgalanması	< 1% p-p
Tam Yük Verimi, η	98%
Hedef Güç Yoğunluğu	> 1.5 kW/lt

Anahtarlama frekansı çevirgeç kayıpları ve verim açısından en uygun değer olan 20 kHz olarak seçilmiştir. Yalıtımlı çevirgeç için en yüksek güç verimi %98 olarak hedeflenmiş olup, güç yoğunluğu ise asgari 1.5 kW/litre olarak belirlenmiştir. Faz kaymalı kısım olan fotovoltaik panel girişindeki tam köprü devre için iki adet silisyum karbür tabanlı modül tipinde yarı iletkenler kullanılmıştır. Yüksek frekans transformatör için ise, ferrit (ferrite) ve amorf (amorphous) metal çekirdeklere göre 20 kHz ve üstü frekanslar için daha düşük çekirdek kayıplarına sahip nanokristal tip çekirdek malzemesi kullanılmıştır. Çıkış tam köprü diyot devresinde neredeyse sıfır anahtarlama kaybı olan silisyum karbür tabanlı Schottky diyotlar kullanılmıştır. Çıkış diyotları çıkış akım değerlerini karşılamak için tek paket içerisinde iki adet paralel diyot içeren yapıda ayrık tip olarak seçilmiştir. Çıkış kondansatörleri olarak düşük eşdeğer seri direnç (ESR) ve eşdeğer seri endüktans (ESL) değerlerine sahip 700 μ F değerinde elektrolitik tip kondansatörler kullanılmıştır. Benzer şekilde giriş tarafı için ise, çevrim endüktansını küçültmek amacı ile H-köprüde yer alan her bir bacağa yakın olarak yerleştirilen ve 60 μ F değere sahip metal film kondansatörler kullanılmıştır. Kontrol ve diğer döngüler için mikroişlemci olarak 32-bit ve 90 MHz özelliklerine sahip bir işlemci olan TMS320F28069 kullanılmıştır. Maksimum güç noktası izleyici algoritması olarak kolay uygulama avantajından dolayı dürt & gözle (Perturb and Observe) algoritması seçilmiştir.

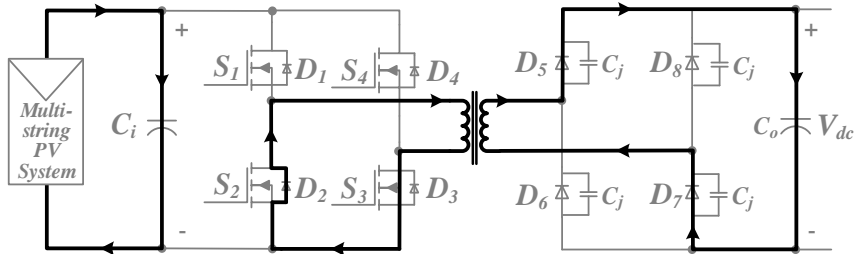
3.2. Yüksek Frekans Bağlı DA-DA Çevirgeç Çalışma Evreleri

DA-DA çevirgecin çalışma ilkesi temel olarak faz kaymalı darbe genişlik modülasyonuna dayanmaktadır. Çevirgecin çalışma görev çevrimini ayarlamak için S_3 ve S_4 anahtarlarına

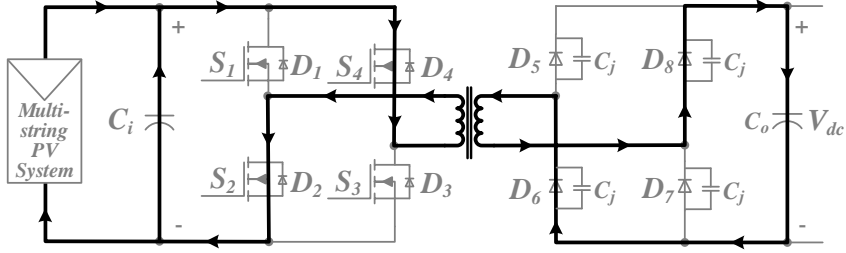
uygun bir faz kayması uygulanmaktadır. S_1 ve S_2 anahtarları ise biri iletimde iken diğeri kesimde olacak şekilde faz kaymasız olarak sürülmektedirler. Hem S_1 ve S_2 anahtarları hem de S_3 ve S_4 anahtarlarının aynı anda iletimde olmasını önlemek ve böylece devre içerisinde herhangi bir kısa devre oluşmasını engellemek amacı ile bu anahtarlara uygun



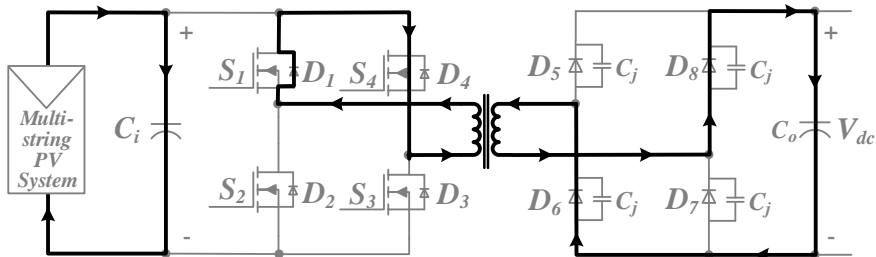
(a)



(b)



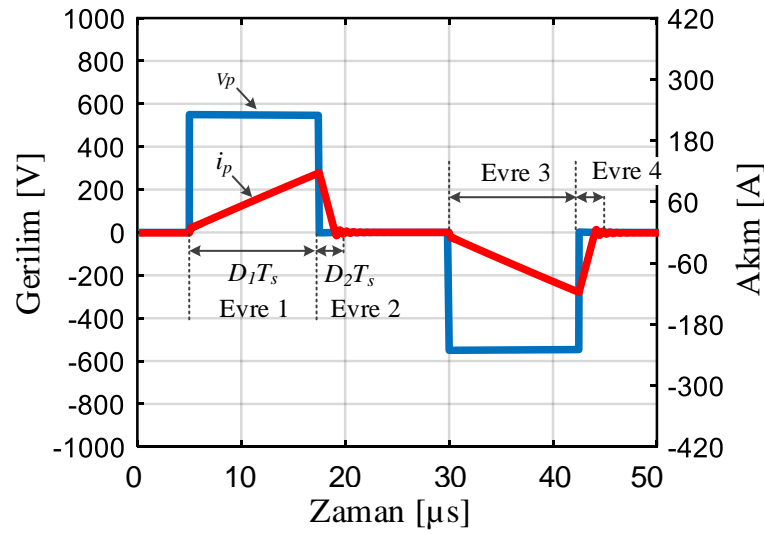
(c)



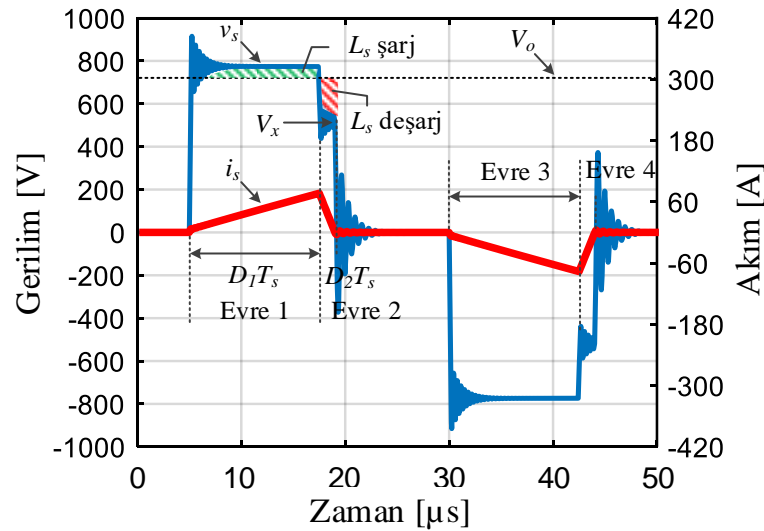
(d)

Şekil 6. DA/DA çevirgeç çalışma evreleri (a) Evre 1, (b) Evre 2, (c) Evre 3, (d) Evre 4

değerde (500 ns) bir ölü zaman uygulanmaktadır. Çevirgeç çıkışında hem büyük hem de verim düşümüne sebep olacak bir indüktör kullanılmasını önlemek için çevirgeç kesintili akım modunda çalışmaktadır. Çevirgeç çalışması faz kaymalı olarak Şekil 6'da gösterildiği gibi dört ardışık evreden oluşmaktadır. Çevirgecin çalışmasını incelemek ve giriş-çıkış transfer fonksiyonunu çıkarabilmek için ilk olarak bilgisayar ortamında MATLAB programı vasıtası ile benzetim çalışmaları yapılmıştır. Bu benzetim çalışmalarında gerçek sisteme en yakın sonuçları elde etmek için yüksek frekans transformatörün kaçak endüktans ve silisyum karbür yarı iletkenlerinin parazitik endüktans ve kondansatörleri modele eklenmiştir. Buna göre elde edilen yüksek frekans



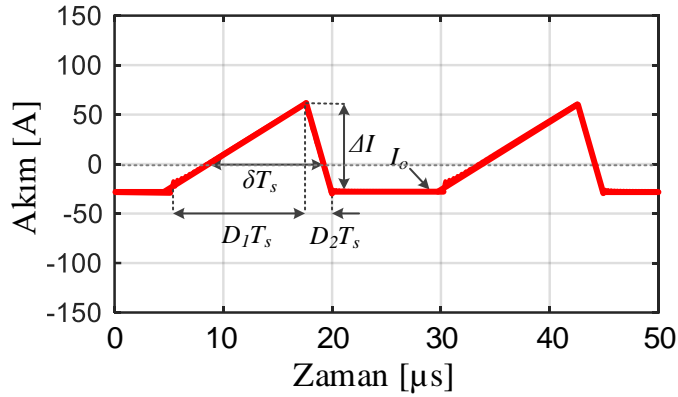
(a)



(b)

Şekil 7. Çevirgeç sürekli durum çalışması için transformator gerilim ve akım dalga şekilleri (a) Birincil sargı (b) İkincil sargı

transformatör birincil ve ikincil sargı gerilim ve akım dalga şekilleri ile çevirgeç çıkış kondansatörüne ait dalga şekilleri Şekil 7 ve Şekil 8’de sırası ile verilmiştir.



Şekil 8. Yüksek frekans bağlı DA/DA çevirgeç çıkış kondansatör akım dalga şekli

Birinci evrede Şekil 6(a)'da gösterildiği gibi S_1 ve S_3 anahtarları iletimde olup fotovoltaik panel gerilimi V_{pv} , D_1T_s süresi boyunca transformatör birincil sargısına uygulanmaktadır. İkincil taraftaki D_5 ve D_7 diyotları ise eşzamanlı olarak iletime girmektedir. Birincil akım olan i_p akımı ise tepe değerine transformatör kaçak endüktansının belirlediği bir eğim ile artmaktadır. L_s endüktansı çıkış doğrultucu devresi ile DA bağ kondansatörleri arasında ölçülen değerdir. Diğer taraftan, ikincil gerilim olan, v_s , gerilimi ise iki temel kısımdan oluşmaktadır. İlk kısım transformatör birincil geriliminin tur oranı olan n ile çarpımı ile L_s endüktansının şarj olması ile endüklenen gerilimin toplamından oluşmaktadır. İkinci kısım ise, D_2T_s süresi boyunca bir önceki gerilimden L_s endüktansının deşarj olması ile eksilen V_x geriliminin çıkarılmasından oluşmaktadır. İkincil akım, i_s , birincil akım değerinin tur oranı, n , değerine bölünmesi ile elde edilmektedir. Birinci evreye ilişkin tüm eşitlikler sırası ile aşağıda verilmiştir.

$$v_p = V_{pv} \quad (5)$$

$$i_p = \frac{V_{pv}}{(L_l + L_s)} t \quad (6)$$

$$\Delta I = \frac{v_s - V_o}{L_s} D_1 T_s \quad (7)$$

Burada ΔI tepeden tepeye indüktör akım dalgalanmasını, V_o çevirgeç ortalama çıkış gerilimini, D_1 görev çevrimi değerini, ve T_s ise anahtarlama periyodunu belirtmektedir.

$$v_s = (v_p \times n) + L_s \frac{\Delta I}{D_1 T_s} \quad (8)$$

$$i_s = \frac{i_p}{n} \quad (9)$$

ΔI değeri aynı zamanda çıkış kondansatörünün şarj-denge eşitliğini kullanarak yazılabilir.

$$\Delta V = \frac{(\Delta I \delta T_s) - I_o}{2C_o} \quad (10)$$

$$\delta = \frac{\Delta I - I_o}{\Delta I} (D_1 + D_2) \quad (11)$$

Çıkış kondansatör şarj aralığı süresi δ çıkış ortalama akım değeri, I_o , kullanılarak yazılabilir.

İkinci evrede S_1 anahtarı kesimde olup faz kaymasından dolayı S_3 anahtarı halen iletimdedir. Bu sebeple birincil akım sabit bir eğimle sifıra azalmaktadır. Bu aralığa serbest dolaşım aralığı denmektedir. Transformatör birincil gerilimi, v_p , sıfır olmakta ve L_s ise $D_2 T_s$ süresince deşarj olmaktadır. Bu süre $D_1 T_s$ süresine göre kısa sürmektedir. İkinci evreye ait eşitlikler sırası ile aşağıda verilmiştir.

$$v_p = 0 \quad (12)$$

$$v_s = V_x = V_o - L_s \frac{\Delta I}{D_2 T_s} \quad (13)$$

$$i_s = I_{s(peak)} - \frac{V_x}{L_s} t \quad (14)$$

Burada, D_2 , değeri ikinci evreye ait görev çevrimi değerini ve $I_{s(tepe)}$ ise transformatör ikincil akımının tepe değerini ifade etmektedir.

İkinci evrenin sonunda yüksek dv/dt oranından dolayı silisyum karbür diyotlarının parazitik birleşim kondansatörleri yüksek frekanslı bir salınıma neden olmaktadır. Bu birleşim kondansatörleri transformatörün kaçak endüktansları ve diğer parazitik endüktanslar ile titreşim (rezonans) frekansında etkileşime girmektedir. Bu değerler sırası ile $L_l = 3 \mu\text{H}$, $L_s = 1.8 \mu\text{H}$ ve $C_j = 1 \text{ nF}$ olarak hesaplanmıştır. Titreşim frekansı, f_r , yaklaşık olarak 33 MHz olarak hesaplanmış ve deneysel sonuçlar ile doğrulanmıştır. İstenmeyen bu durum anahtarlama kayıplarını arttırmaktadır.

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_l + L_s)C_j}} \quad (15)$$

Üçüncü evrede transformatör ikincil geriliminin negatif yarı çevrimini oluşturmak için S_2 ve S_4 anahtarları ilettime sokulmaktadır. Aynı zamanda çıkış tarafındaki D_6 ve D_8 diyotları da ilettime girmektedir. Birinci evreye ait tüm eşitlikler sadece negatif işaretli olacak şekilde bu evre için de geçerlidir.

Dördüncü evrede serbest dolaşım aralığı tekrar etmektedir. Bu aralıkta S_4 anahtarı ile S_1 anahtarının dâhili diyotu iletimde olmaktadır. Transformatör negatif akımı sıfıra doğru azalarak bir çevrim tamamlanmaktadır. Benzer şekilde ikinci evreye ait tüm eşitlikler bu evre için de geçerlidir.

Çevirgeç çıkış gerilimi parazitik L_s endüktansına ait gerilim-saniye dengesinden elde edilerek aşağıdaki eşitliklerdeki gibi yazılabilir:

$$(v_s - V_o)D_1T_s - (V_o - V_x)D_2T_s = 0 \quad (16)$$

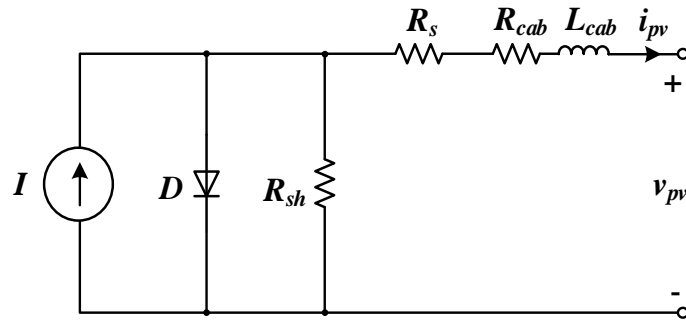
$$V_o = \frac{v_s D_1 + V_x D_2}{D_1 + D_2} \quad (17)$$

3.3. Çoklu Dizi Fotovoltaik Sistemin Dinamik Modeli

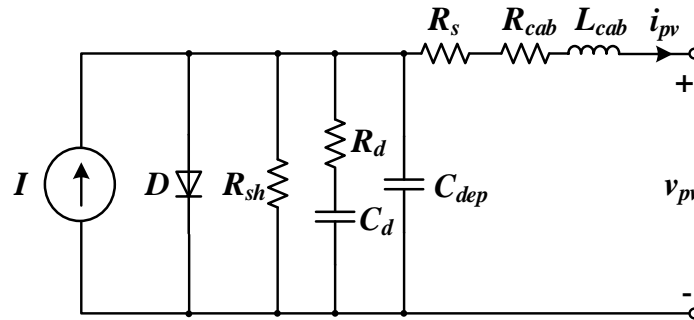
Fotovoltaik kaynakların sürekli durum çalışmasında dahi, maksimum güç noktası izleyici çevirgeci ve evirici gibi temel güç devrelerinin tamamen doğru akım çalışması dışında, periyodik olarak geçici durum çalışma durumları olmaktadır. Bu nedenle bu tür sistemlerin analizi ve tasarımında çoklu dizi fotovoltaik sistemlerin uygun bir dinamik

modeli kullanılmalıdır. Literatürde fotovoltaik modüllerin dinamik modeli için bazı çalışmalar yapılmıştır [35], [36]. Bu tez çalışmasında çoklu dizi fotovoltaik panellerin dinamik modeli bir dizi deneysel çalışmalar sonucu elde edilmiştir. Bu model fotovoltaik panellerden çevirgeç girişine kadar yer alan kabloları da içermektedir.

Şekil 2’de yer alan ve 95 adet CSUN250-72M modülü içeren çoklu dizi fotovoltaik panel sisteminin eşdeğer devresi Şekil 9’da verilmiştir. Şekil 9(a)’da geleneksel bir fotovoltaik dizi modeli görülmektedir. Fakat bu tez çalışmasında tasarımı yapılan çevirgeç için Şekil 9(b)’de yer alan dinamik model kullanılmıştır.



(a)



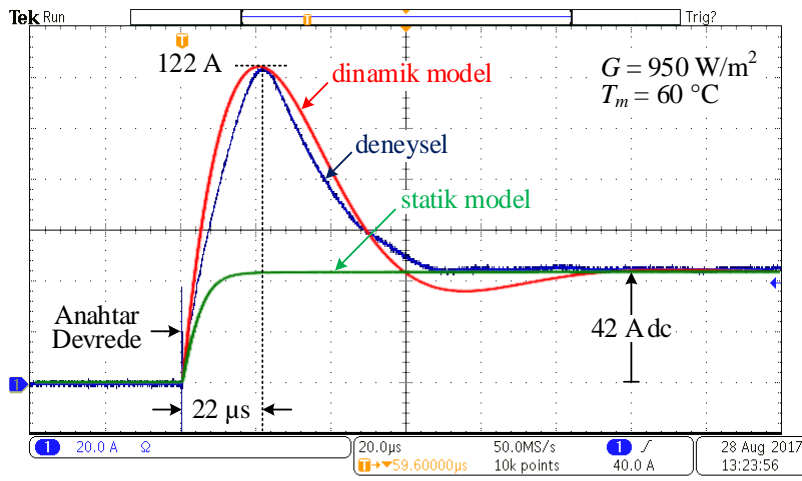
(b)

Şekil 9. Çoklu dizi fotovoltaik sistemin eşdeğer devresi (a) Statik model, (b) Dinamik model

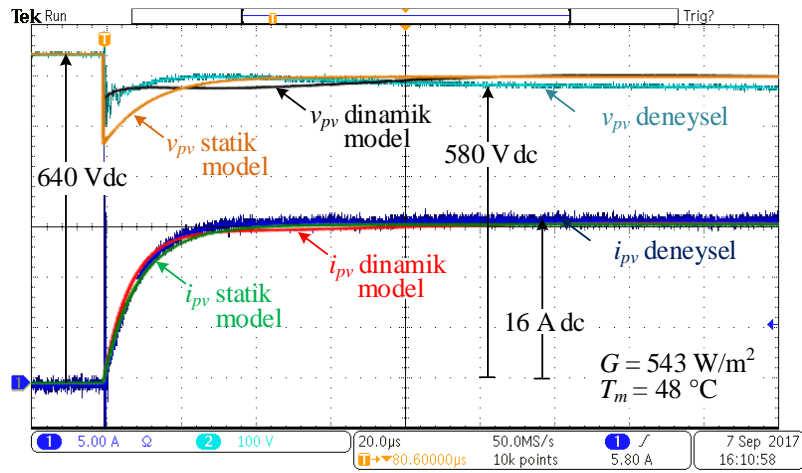
Statik modelde yer alan değerler sırası ile $R_{sh} = 490 \Omega$, $R_s = 1.33 \Omega$, $R_{cab} = 10 \text{ m} \Omega$, $L_{cab} = 45 \mu\text{H}$ olup dinamik modelde yer alan değerler ise $C_d = 4 \mu\text{F}$, $R_d = 3 \Omega$, $C_{dep} = 600 \text{ nF}$ şeklindedir. R_{sh} ve R_s değerleri sırası ile fotovoltaik sistemin eşdeğer paralel ve seri direncini göstermektedir. R_{cab} ve L_{cab} değerleri deneysel sonuçlardan elde edilen eşdeğer kablo ve eşdeğer endüktans değerlerini göstermektedir. Dinamik modelde yer alan C_d

eşdeğer difüzyon kondansatörünü, R_d bu kondansatöre seri direnci, C_{dep} ise eşdeğer tüketim katmanı kondansatörünü göstermektedir.

Burada verilen dinamik model [37]'te yer alan model ile büyük oranda benzerdir. Dinamik modele ait parametreler çoklu dizi fotovoltaik sistem üzerinde yapılan iki ayrı test ile elde edilmiştir. İlk testte, çoklu dizi fotovoltaik sistem tamamen kısa devre edilmiş ve kısa devre akımı Şekil 10 (a)'da görüldüğü gibi kaydedilmiştir. İkinci testte, endüktif-rezistif bir yük aniden açık devre halinde olan çoklu dizi fotovoltaik sisteme uygulanmış ve terminal gerilimi ve akımı Şekil 10 (b)'de görüldüğü gibi kaydedilmiştir. Çoklu dizi



(a)



(b)

Şekil 10. Çoklu dizi fotovoltaik sistemin geçici durum tepkisi (a) Açık-devre koşulundan kısa-devre koşuluna geçiş, (b) Açık-devre koşulundan kısmi yük durumuna geçiş

fotovoltaik sistemin parametreleri Şekil 10'da verilmiş olan kayıtlardan elde edilmiştir. Deneyde kullanılan kısmi yük $R_L = 42.5 \Omega$ ve $L_L = 278 \mu H$ değerindedir.

Elde edilen deneysel sonuçlar benzetimde elde edilen sonuçlar ile hem statik hem de dinamik model için aynı test şartlarında karşılaştırılmıştır. Şekil 10'dan görüldüğü üzere dinamik model ile elde edilen sonuçlar statik modele göre çok daha iyi sonuç vermektedir ve bu sebeple çevirgeç tasarımı için dinamik model kullanılmıştır.

3.4. Yüksek Frekans Bağlı DA/DA Çevirgeç Tasarımı

Bu bölümde yüksek frekans bağlı çevirgecin anahtarlama frekansı ve transformatör tur oranı aşağıda verilen kısıtlar göz önüne alınarak optimize edilmiştir:

- i. Çoklu dizi fotovoltaik sisteme ait dinamik model bilinmelidir. Bu amaçla, deneysel testler ile birlikte bu model elde edilmiştir.
- ii. Fotovoltaik sistemin yer aldığı coğrafi bölgenin güneş ışımalarının, G , değişim aralığı bilinmelidir.
- iii. Fotovoltaik panellerin yüzey sıcaklığının, T_m , değişim aralığı belirlenmelidir.
- iv. DA bağ gerilimi 700 V olarak alınmıştır.
- v. DA bağ kondansatör değeri 3.4 mF olarak alınmıştır.

Tüm hesaplamalar MATLAB programı ile eşdeğer devre modeli kullanılarak yapılmıştır. Bu modelde transformatör birincil ve ikincil sargılarına ait kaçak indüktans değerleri sırası ile 3.2 μH ve 7.4 μH olarak alınmıştır. Ayrıca tüm silisyum karbür MOSFET ve Schottky diyot yarı iletkenlerinin anahtarlama kayıpları ihmal edilmiştir.

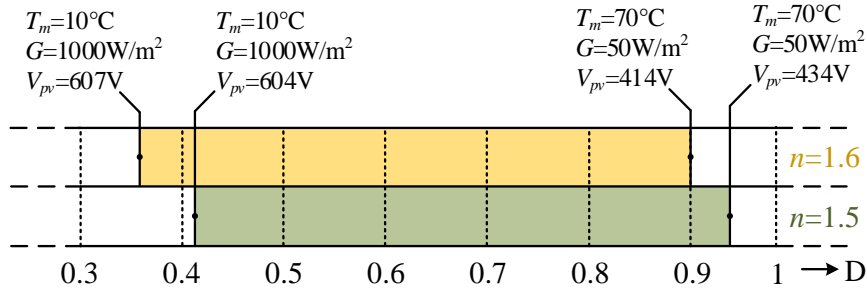
3.4.1. Optimum Transformatör Tur Oranı

Çoklu dizi fotovoltaik sistemin en düşük ve en yüksek maksimum güç noktası gerilimleri sırası ile $V_{mpp(min)} = 434 V$ at $G = 50 W/m^2$, $T_m = 70 ^\circ C$, ve $V_{mpp(max)} = 600 V$ at $G = 1000 W/m^2$, $T_m = 10 ^\circ C$ 'dir. Transformatör tur oranı $n = N_s/N_p$ olarak tanımlanmıştır. Burada, N_s ve N_p değerleri sırası ile transformatörün birincil sargı tur sayısı ve ikincil sargı tur

sayısıdır. Giriş h-köprü devresine ait görev çevrimi, D, değeri ise aşağıdaki eşitlikteki gibi tanımlanmıştır.

$$D = t_{on} / (t_{on} + t_{off}) \quad (18)$$

Burada t_{on} , faz kaymalı köprü devresinin güç transferinin yapıldığı süreyi ve t_{off} ise hem serbest dolaşım hem de anahtarların tümünün kesimde olduğu süreyi göstermektedir. H-köprü devre için yüksek görev çevrimi değerlerinde çalışmak hem yarı iletken anahtarların hem de transformatör tepe akımlarını azaltmakta ve böylece iletim ve sargı bakır kayıplarını küçültmektedir. Görev çevrimi değerinin sınır çalışma koşulları için değişim aralığı Şekil 11’de verilmiştir.



Şekil 11. Aşırı çalışma koşulları için MGNİ çevirgecin, n, parametresinin değişimine karşılık görev çevrimi değeri D'nin değişim aralığı

Diğer taraftan ideal bir maksimum güç noktası izleyici çevirgeci için en düşük maksimum güç noktası gerilimi DA bağ gerilimi, tur oranı ve görev çevrimi açısından aşağıdaki eşitlikteki gibi yazılabilir.

$$V_{dc} = 700 \leq V_{mpp(min)} nD \quad (19)$$

Geliştirilen çevirgeç için tur oranı $n = 1.52$ olarak seçilmiştir. Bu tur oranı değeri için görev çevrimi $D = 0.94$ olmakta $G = 50 \text{ W/m}^2$ ve $T_m = 70 \text{ °C}$ için ise $V_{pp(min)} = 434 \text{ V}$ olmaktadır. Böylece en düşük ışınım ve en yüksek modül yüzey sıcaklığında dahi güç transferi yapılabilmektedir.

3.4.2. H-köprü DA Bağ Kondansatörünün Seçimi

Çevirgeç DA bağ için tasarlanmış olan baskı devre kartının hat indüktansları yaklaşık olarak $L_{stray} = 15.2 \text{ nH}$ olarak ölçülmüştür. H-köprü devresindeki her bir bacak için birer

adet ayırık metal film kondansatör, C_i , yerleştirilmiştir. H-köprü devre silisyum karbür anahtarlarının düşme süreleri arttırılmış kapı dirençleri, R_g , ile birlikte yaklaşık olarak 50 ns civarındadır. Akım, yer değiştirmesi sırasında yolunu bu kondansatörler üzerinden tamamlamaktadır. L_{stray} üzerindeki gerilim düşümü maksimum anahtar akımı $I_D = 200$ A ve $f_{sw} = 20$ kHz anahtarlama frekansı için aşağıdaki gibi hesaplanmıştır.

$$V_{stray} = L_{stray} (dI / dT) = 51 \text{ V} \quad (20)$$

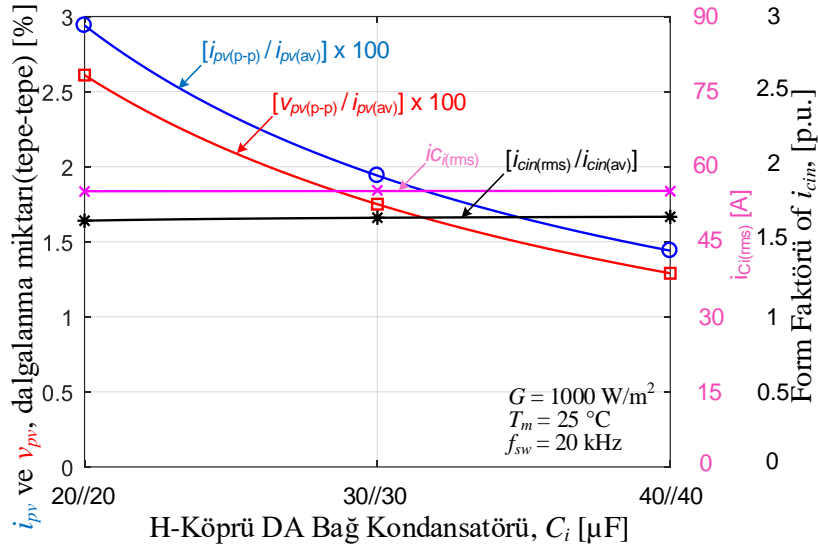
Hesaplanan V_{stray} gerilimi silisyum karbür anahtarların, V_{DS} gerilimi üzerinde oluşacak gerilimdir. Çoklu dizi fotovoltaik sistemin açık devre gerilimi 800 V olduğundan, V_{DS} geriliminin tepe değeri 850 V değerini aşmayacaktır. Bu değer silisyum karbür anahtarların tepe dayanım gerilimlerinin altında güvenli bir değerdir.

Daha iyi sistem performansı için yüksek C_i kondansatörleri kullanmak avantajlı olsa da aynı zamanda hem maliyet hem de boyut artmaktadır. Benzetim sonuçlarına göre çevirgeç giriş kondansatörleri için 20//20 μ F ile 40//40 μ F arasındaki değerler uygun görünmektedir. Standart test koşulları ($G = 1000$ W/m², $T_m = 25$ °C) ve $f_{sw} = 20$ kHz anahtarlama frekansı için C_i , giriş kondansatörlerinin, çevirgeç giriş gerilimi v_{pv} , akımı i_{pv} ve kondansatör akımı I_{ci} üzerine olan etkileri Şekil 12’de verilmiştir. Buna göre:

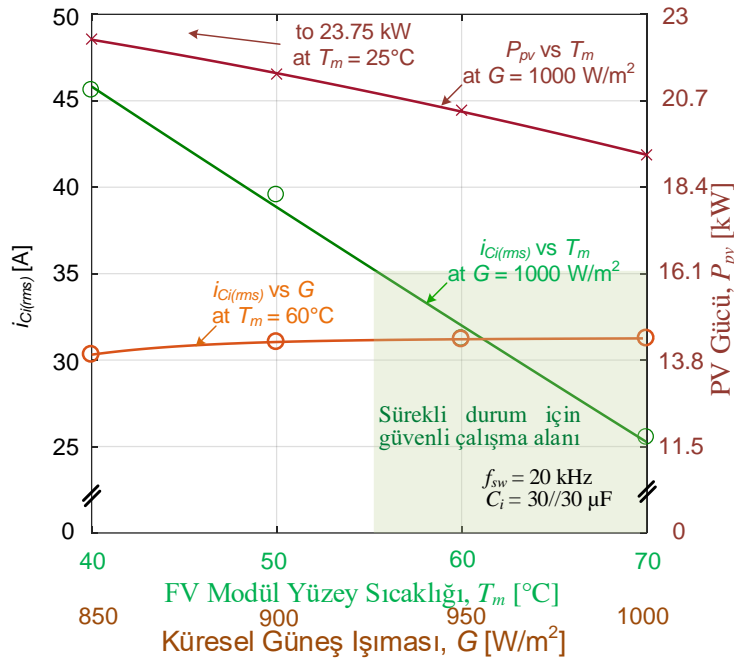
- $I_{ci(rms)}$ ve I_{cin} form faktörü C_i değerinden etkilenmemektedir,
- C_i değeri arttıkça i_{pv} ve v_{pv} ’nin tepeden tepeye dalgalanma miktarı azalmaktadır. Düşük tepeden tepeye dalgalanma akımları hem seri endüktanslar üzerindeki gerilim düşümleri hem de maksimum güç noktası izleyici verimi için istenmektedir.

Çizelge 2. Bazı metal film kondansatörlerin teknik karakteristikleri (1100 V DA, 70 °C)

Kapasite, μ F	Ürün Kodu	I, A (rms)	ESR, m Ω
20	B32778T0206	13	11.9
30	B32778G0306	17.5	8.2
40	B32778G0406	21.5	6.2



Şekil 12. Standart test koşulları için H-köprü çevirgecin i_{pV} , V_{pV} , $i_{Ci(rms)}$ ve i_{cin} değerlerinin tepeden tepeye dalgalanma değerinin DA bağ kondansatörüne göre değişimi

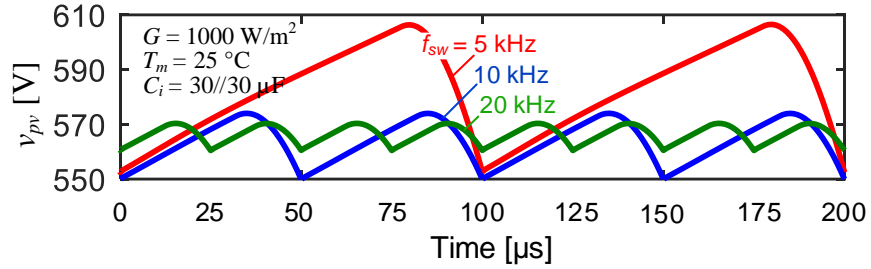


Şekil 13. 20 kHz anahtarlama frekansı için fotovoltaik modül yüzey sıcaklığı ve güneş ışınması değerlerinin $i_{Ci(rms)}$ üzerindeki etkileri

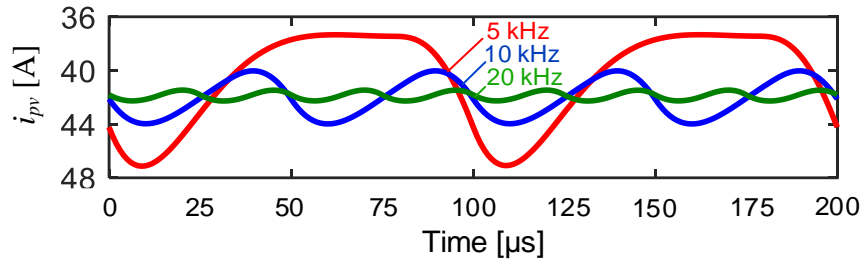
Bu karakteristiklere göre C_i değeri, ticari olarak satın alınabilen metal film kondansatörlerin gerekli rms akım değerini karşılaması şartıyla 30//30 μF veya daha yüksek olmalıdır. Gerçekleştirilen sistemde $C_i = 30//30 \mu\text{F}$ olarak seçilmiştir.

3.4.3. H-köprü Çevirgeci için En Uygun Anahtarlama Frekansı

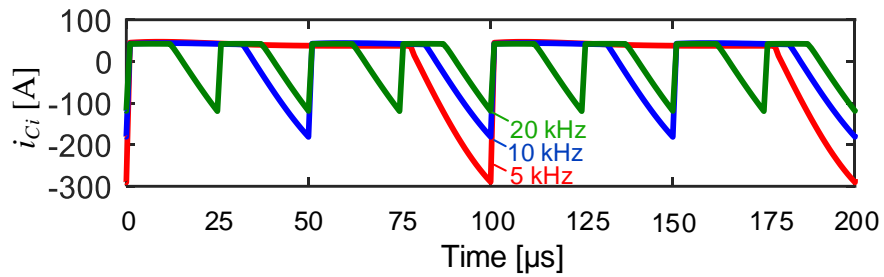
Anahtarlama frekansına karşılık V_{pv} , i_{pv} , ve I_{ci} değerlerine ait dalgalanma miktarları seçilen 30//30 μF kondansatörler ve standart test koşulları için benzetim çalışmaları ile aşağıdaki gibi elde edilmiştir.



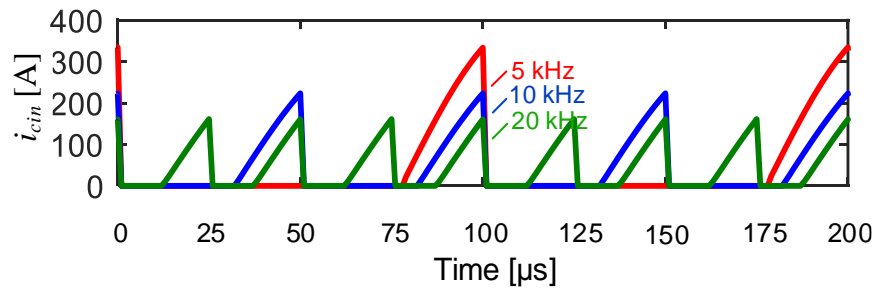
(a)



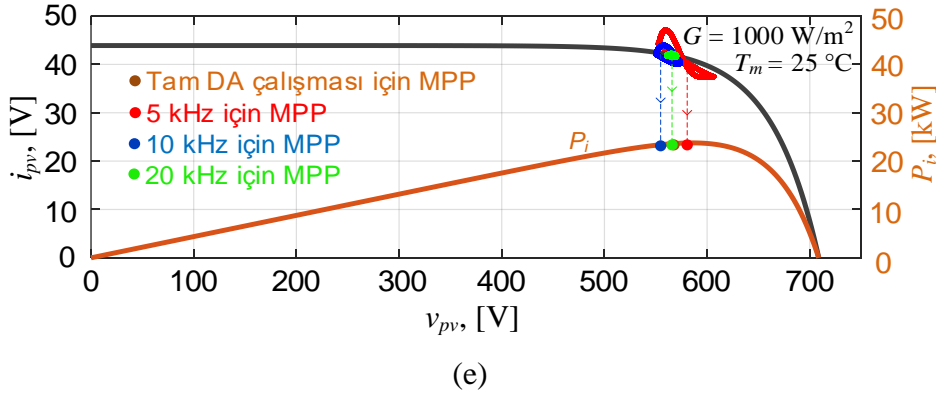
(b)



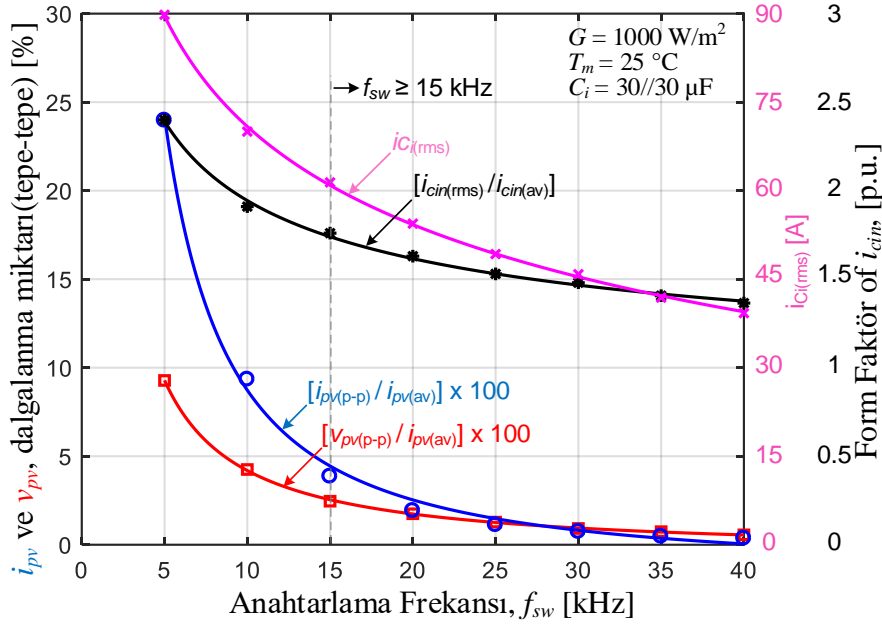
(c)



(d)



Şekil 14. Farklı anahtarlama frekansları için dalgalanma miktarındaki değişimler (a) Panel gerilimi, (b) Panel akımı, (c) Giriş kondansatör akımı, (d) Çevirgece aktarılan toplam akım, (e) Sürekli durum için anahtarlama frekansının çoklu-dizi fotovoltaik sistemin maksimum güç noktası üzerindeki etkisi



Şekil 15. Standart test koşulları için H-köprü çevirgecin i_{pv} , v_{pv} , $i_{ci(rms)}$ ve i_{cin} değerlerinin tepeden tepeye dalgalanma değerinin anahtarlama frekansına göre değişimi

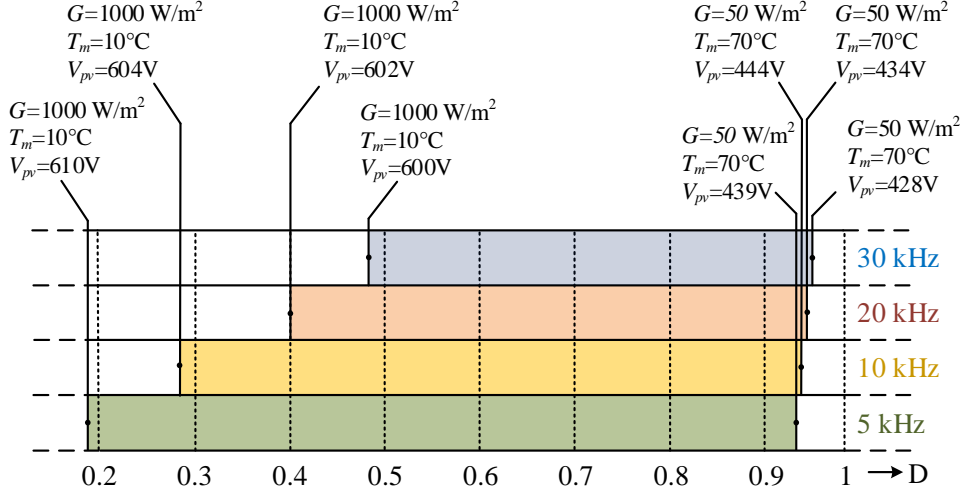
Dalga şekillerinden görüldüğü üzere anahtarlama frekansı arttıkça akımların dalgalanma miktarı düşmekte ve sonuç olarak rms akımlar azalmaktadır. i_{cin} ve I_{ci} rms akımlarının düşmesi hem silisyum karbür MOSFET anahtarlar için hem de çevirgeç giriş kondansatörleri için istenen bir durumdur. Bu değişimler anahtarlama frekansına göre Şekilde 15'teki gibi elde edilmiştir. Bu grafiklerden çıkan sonuçlara göre maksimum güç noktası izleyici çevirgecinin 15 kHz veya üstü bir değerde anahtarlama frekansının

seçilmesi uygun olacaktır. Maksimum güç noktasındaki dinamik değişimler doğrudan i_{pv} üzerindeki dalgalanma miktarı ile orantılı olarak değişmektedir. Hesaplanan maksimum güç noktaları Şekil 14 (e) üzerinde işaretlenmiştir. Aslında istenen çevirgecin saf DA noktasında çalışmasıdır. Anahtarlama frekansı arttıkça maksimum güç noktası eğrisi bu ideal noktaya yaklaşmaktadır. Şekilden görüldüğü üzere $f_{sw} = 20$ kHz değeri saf DA çalışma koşuluna oldukça yakın görünmektedir.

Şu ana kadar bu alt başlıkta anahtarlama frekansının seçimi sadece standart test koşullarına bağlı olarak verildi. Fakat maksimum güç noktası izleyicisi çevirgecinin bulunduğu coğrafi konuma göre tüm çalışma aralığının belirlenmesi anahtarlama frekansı için daha doğru bilgi vermektedir. Bu amaçla, H-köprü çevirgecin görev çevrimi değeri D, farklı anahtarlama frekansları için Şekil 16’da verilmiştir. Yarı iletken rms akımlarını ve dolayısı ile form faktörünü düşük tutmak amacı ile görev çevrimi değeri düşük bir aralıkta ve göreceli olarak yüksek değerlerde değişmelidir. Bu çıkarımlara göre H-köprü çevirgecinin anahtarlama frekansının minimum 20 kHz olması gerekmektedir. Anahtarlama frekansının seçiminde ayrıca yüksek frekans transformatörün ve diğer tüm yarı iletkenlerin anahtarlama kayıpları da göz önüne alınmalıdır. Çevirgecin toplam yarı iletken kayıplarının anahtarlama frekansına göre değişimi Çizelge 3’te verilmiştir. Bu çizelgede kablolardan kaynaklı oluşan kayıplar yer almamaktadır. Çizelge 3’ten de görüldüğü üzere çevirgecin yarı iletken kayıplarının en düşük olduğu anahtarlama frekansı 20 kHz’dir.

Çizelge 3. Anahtarlama frekansına karşılık MGNİ çevirgecin güç yarı iletkenlerinin kayıpları (Koşullar: $P_{pv} = 25.1$ kW, $G = 1000$ W/m², $T_m = 10$ °C, $T_j = 80$ °C, $R_g = 10$ Ω)

H-köprü Çevirgeç					Diyot Köprü Doğrultucu		Toplam SiC MOSFET ve SiC Diyot Kayıpları
f_{sw} (kHz)	I_{peak} (A)	I_{rms} (A)	P_{cond} (W)	P_{sw} (W)	I_{ave} (A)	P_{cond} (W)	P_{toplam} (W)
5	380	84	452	82	17.3	111	645
10	280	72	332	140	17.3	111	583
20	200	60	230	232	17.3	111	573
30	160	54	187	313	17.3	111	611
40	140	50	160	388	17.4	111	659



Şekil 16. MGNI çevirgeç H-köprü devresinin görev çevrimi, D, değerinin farklı anahtarlama frekansları için değişimi

3.4.4. Yüksek Frekans Transformör Tasarımı

Yüksek frekans transformatör temel olarak galvanik yalıtımı sağlamak ve böylece istenmeyen ortak-mod akımlarını azaltmak amacıyla tasarlanmıştır. Tasarlanan transformatörün teknik özellikleri Çizelge 4’te verilmiştir. Yüksek frekans transformatör tasarımında bir transformatörün güç eşitliğinden türetilen Alan Çarpımı yöntemi kullanılmıştır. Buna göre tasarımı yapılacak transformatör için giriş gücü aşağıdaki eşitlikteki gibi yazılabilir.

Çizelge 4. Yüksek frekans transformör tasarım özellikleri

Teknik Özellikler	Değer
YF Transformör Gücü (S)	20 kVA
Çalışma Frekansı (f_s)	20 kHz
Giriş Gerilim Dalga Şekli	Sıfır geçişli-kare Dalga
Giriş Gerilim Aralığı (V_{in})	480 V – 650 V rms
Tur Oranı (N_s/N_p)	1.52
Birincil / İkincil Akımlar (I_p / I_s)	37 A / 28 A
Çekirdek Malzemesi	Ferit, Nanokristal veya Amorf Metal
Ortam Sıcaklığı	40 °C
Çalışma Sıcaklığı	100 °C

$$S = V_{pri(rms)} I_{pri(rms)} \quad (21)$$

Burada $V_{pri(rms)}$ ve $I_{pri(rms)}$ sırası ile transformatör birincil gerilim ve akım değerlerini ifade etmektedir. Transformatör birincil gerilimi bir kare dalga için Faraday yasasına göre aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$V_{pri} = 4fN_p B_{ac(max)} A_{core} \quad (22)$$

Burada, f , transformatörün frekansını, N_p transformatör birincil sargı sayısını, $B_{ac(max)}$ tepe AA akı yoğunluk değerini ve A_{core} ise çekirdek kesit alanını ifade etmektedir. Benzer şekilde, transformatör birincil akımı aşağıdaki eşitlikteki gibi ifade edilebilmektedir.

$$I_{pri} = J_{rms} k_{cu} A_w / 2N_p \quad (23)$$

Burada J_{rms} , akım yoğunluğu, k_{cu} , bakır doluluk oranını, A_w , ise sarımın yapılacağı pencere alanını ifade etmektedir. Transformatör giriş dalga şeklinin VA eşitliği aşağıdaki gibi olmaktadır:

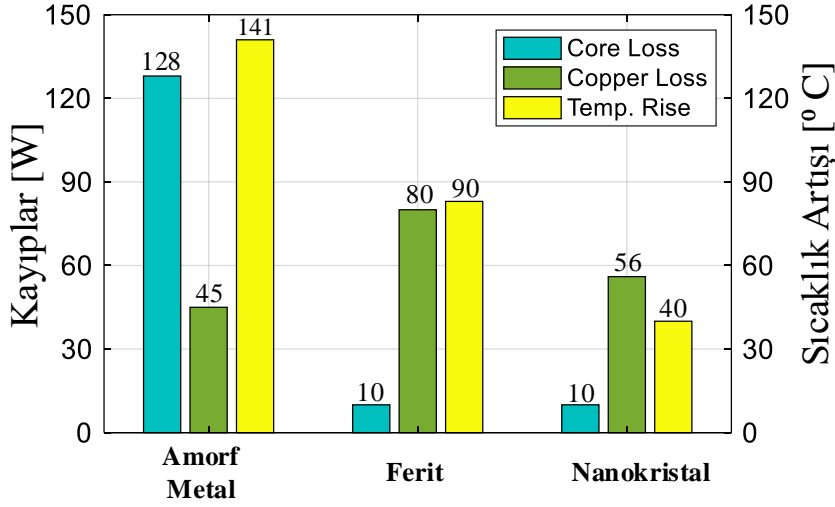
$$V_{pri(rms)} I_{pri(rms)} = 2k_{cu} f A_{core} A_w J_{rms} B_{ac(max)} \quad (24)$$

Burada AP alan çarpımını aşağıdaki gibi ifade edilemektedir.

$$AP = A_{core} A_w \quad (25)$$

Tasarım tecrübelerine dayanarak alan çarpımı parametreleri en uygun çekirdeği seçebilmek için güvenlik payıda eklenerek sırası ile $k_{cu} = 0.3$ (Litz teli), $J_{rms} = 2 \text{ A/mm}^2$ ve $B_{ac(max)} = 0.15 \text{ T}$ olarak belirlenmiştir. 20 kVA anma gücü için alan çarpımı değeri 555 cm^4 olarak hesaplanmıştır. Yüksek frekans transformatörün çekirdek ve bakır kayıpları ferit, amorf ve nanokristal çekirdek malzemeleri için Şekil 17'deki gibi hesaplanmıştır. Şekil 17'den görüldüğü üzere nanokristal malzeme hem kayıp hem de sıcaklık artışı bakımından en uygun malzemedir. Çekirdek şekli olarak köşelerdeki kaçak akıları önlemek ve sarım kolaylığı açısından C-tipi çekirdek seçilmiştir. 20 kHz'deki yaklaşık 0.5 mm olan deri kalınlığından ötürü AA kayıpları en aza indirmek için Litz teli kullanılmıştır. Uygulamada hem birincil hem de ikincil sargıda her bir tek tel çapı 0.2

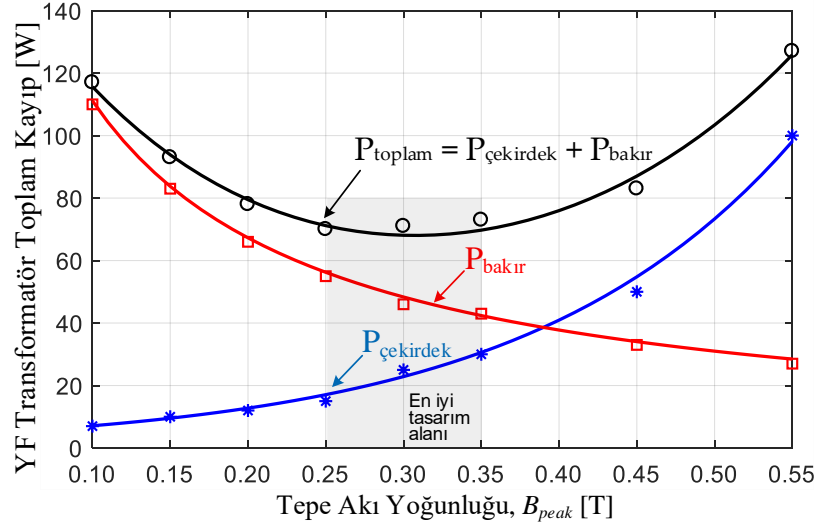
mm² olan Litz teli kullanılmıştır. 38 A birincil rms akım ve 27 A ikincil rms akımları taşıyabilmek için sırası ile 10 mm² ve 8 mm² çapında kablolar kullanılmıştır.



Şekil 17. Farklı çekirdek malzemelerinin aynı koşullar altında bakır, çekirdek kayıpları ile sıcaklık artışlarının karşılaştırılması

Aynı tepe akı yoğunluğu ve frekans değerleri için nanokristal çekirdek malzemesi ferite kıyasla daha düşük, amorf metale kıyasla ise çok daha düşük çekirdek kayıplarına sahiptir. Diğer taraftan, her ne kadar amorf metal-kobalt çekirdek malzemesinin çekirdek kaybı yoğunluğu nanokristale yakın olsa da, daha yüksek çekirdek hacmine sahip olduğundan aynı şartlarda daha yüksek çekirdek kayıplarına ve maliyete sebep olacaktır. Bu sebeple, doğal soğutmalı yüksek frekans transformatör tasarımında nanokristal çekirdek malzemesi kullanılmıştır.

Yüksek frekans transformatör için hedef anma değerleri, 20 kVA, 20 kHz, 700 V ikincil tepe gerilimi ve $n = N_s/N_p = 1.52$ olarak belirlenmiştir. Transformatör tasarımında SU102b numaralı nanokristal çekirdek kullanılmıştır. Tepe akı yoğunluğu değerine karşılık transformatörün çekirdek kayıpları, AA bakır kayıpları ve toplam güç kaybı Şekil 18’de verilmiştir. Şekil 18’den görüldüğü üzere transformatör için en uygun tasarım noktası 0.25 T ile 0.35 T arasında yer almaktadır. Yüksek frekans transformatör tasarımı için 20 kHz anahtarlama frekansında en düşük güç kaybına sahip olan tepe akı yoğunluğu değeri olan 0.3 T seçilmiştir.



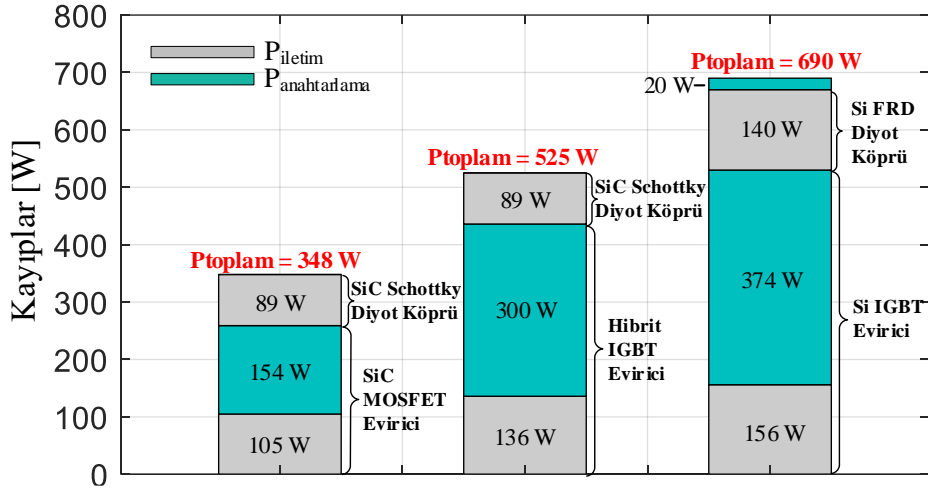
Şekil 18. Farklı özellikteki yüksek frekans transformator güç kayıplarının tepe akı yoğunluğu değerine göre değişimi

3.4.5. Güç Yarı iletkenleri

Maksimum güç noktası izleyicisi çevirgecinin güç yarı iletkenleri ticari olarak mevcut silisyum karbür güç MOSFET anahtarları ve muadilleri olan silisyum IGBT ve hibrit IGBT'lerin verimleri karşılaştırılarak seçilmiştir. Silisyum karbür ve silisyum tabanlı yarı iletkenlerin iletim ve anahtarlama kayıplarının hesaplamaları Çizelge 5'te verilmiştir. I_{ds} değeri MOSFET'lerin savak (drain) akımını, R_{ds} savak-kaynak direncini, E_{on} ve E_{off} ise sırası ile iletim ve kesim enerjilerini belirtmektedir. V_f , diyotların ileri düşüm gerilimini, I_c , IGBT anahtarların toplayıcı (collector) akımını, V_{ce} , IGBT anahtarların toplayıcı-yayıcı akımını, V_r , diyot ters tepe gerilimini, ve Q_f ise hızlı düzelmeli diyotun ters düzelmeye anındaki yükünü belirtmektedir. Silisyum karbür, silisyum ve hibrit anahtarlar arasındaki karşılaştırmayı daha iyi yapabilmek için Şekil 19'daki gibi ayrıntılı kayıp analizleri verilmiştir.

Çizelge 5. Güç yarı iletkenleri kayıp hesaplama eşitlikleri

	SiC Güç MOSFET	SiC Schottky Diyot Köprü	Hibrit IGBT	Si FRD Diyot Köprü
P_{con}	$I_{ds(rms)}^2 R_{ds(on)}$	$V_f I_{ave}$	$V_{ce} I_{c(ave)}$	$V_f I_{ave}$
P_{sw}	$(E_{on} + E_{off}) f_{sw}$	≈ 0	$(E_{on} + E_{off}) f_{sw}$	$V_r Q_f f_{sw}$



Şekil 19. Nominal güç koşulları için MGNi çevirgecin yüksek frekans transformatör kaybı dışındaki diğer güç kaybı bileşenleri

Tüm yarı iletkenlerin anahtarlama kayıpları teknik dökümanlarında verilen iletim ve kesim enerjilerinin uygun oranda ölçeklendirilmesi ile elde edilmiştir. Bu uygulamada silisyum IGBT ve hibrit-IGBT anahtarların iletim anahtarlama süreleri 450 ns ve 250 ns olarak alınırken, silisyum karbür anahtarların bu süresi 72 ns olarak alınmıştır. Benzer şekilde, silisyum ve hibrit-IGBT anahtarların kesim anahtarlama süreleri sırası ile 800 ns ve 500 ns olarak alınmış iken silisyum karbür anahtarlar için bu süre 92 ns olarak alınmıştır. Bu değerler yarı iletken güç anahtarlarının anahtarlama kayıplarını doğrudan etkilemektedir. Sonuç olarak silisyum IGBT anahtarların anahtarlama kayıpları silisyum karbür anahtarlardan oldukça yüksektir. Aslında Şekil 19'dan görüldüğü üzere silisyum karbür anahtarlara dayalı H-köprü çevirgecin toplam anahtarlama kayıpları, aynı şartlardaki hibrit-IGBT anahtarlara göre 1.9 kat, silisyum IGBT anahtarlara göre ise 2.4 kat daha az olmaktadır. Diğer taraftan anahtar iletim kayıpları ise yarı iletkenlerin iletim durumundaki gerilim düşümlerine bağlı olup anma akım koşulunda ve 120 °C eklem sıcaklığında silisyum IGBT anahtarlar için bu değer 1.85 V olup, hibrit-IGBT anahtarlar için ise bu değer 1.6 V'tur. Seçilen silisyum karbür anahtarın $R_{ds(on)}$ değeri 13 m Ω olup aynı koşullar altında ileri gerilim düşümü 0.62 V olmaktadır. Çizelge 5'ten hesaplandığında silisyum karbür tabanlı anahtarların iletim kayıpları hibrit-IGBT anahtarlardan 1.29 kat, silisyum IGBT anahtarlardan ise 1.48 kat daha az olmaktadır. Bu sonuç gösteriyor ki yeni nesil silisyum karbür anahtarlar sadece anahtarlama kayıpları bakımından değil, aynı zamanda iletim kayıpları bakımından da geleneksel rakiplerinden daha üstün özellikler sergilemektedir.

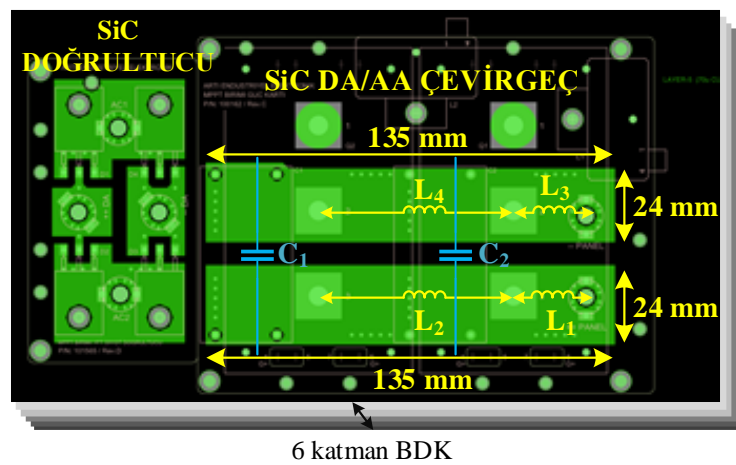
20 kHz anahtarlama frekansındaki silisyum karbürü dayalı anahtarlardan oluşan çevirgeç ile aynı kayıpları elde edebilmek için silisyum IGBT anahtarların yaklaşık olarak 1.5 kHz anahtarlama frekansında çalışması gerekmektedir. Buda hem yüksek frekans transformatörün hem de çevirgeçteki kondansatörlerin büyümesi anlamına gelmektedir. Çevirgecin yüksek gerilim tarafında bir paket içerisinde iki adet paralel bulunan Schottky diyotlar kullanılmıştır. Bu diyotların kayıpları Çizelge 5'teki hesaplamalara göre elde edilmiş ve ultra-hızlı düzelmeli diyotlar ile karşılaştırması yapılmıştır.

Tüm bu sebeplerle, MGNI çevirgecin düşük gerilim tarafındaki H-köprü devre için silisyum karbür tabanlı modül tipindeki güç yarı iletkenleri seçilmiş olup, yüksek gerilim tarafında silisyum karbür tabanlı Schottky diyotlar tercih edilmiştir. Bu yüksek bant-genişlikli yarı iletkenlerin silisyum tabanlı yarı iletkenlere göre anahtarlama kayıpları çok düşük olmaktadır. Bu sebeple görece olarak daha yüksek anahtarlama frekanslarında çalışabilmekte ve orta ve yüksek güçlü uygulamalar için cazip bir alternatif olmaktadır.

3.4.6. Baskı Devre Bara Kartının Tasarımı

Çevirgeç güç katının tasarımı baskı devre kartları ile yapılmıştır. Altı katmandan oluşan ve silisyum karbür H-köprü doğrultucu ve silisyum karbür DA-AA çevirgeç güç hatlarını içeren serim Şekil 20'de görülmektedir. Fotovoltaik panel girişindeki akım değerini karşılayabilmek amacı ile serim altı katmanlı olarak tasarlanmıştır. Toplam akımın geçtiği kesit alanının hesabı aşağıdaki gibidir.

$$A_{cp} = n_{layer} t_{cu} w_{line} \quad (26)$$

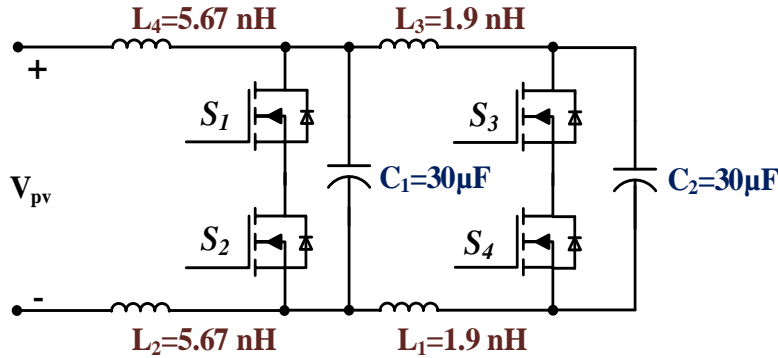


Şekil 20. Baskı devre kartı barasının serimi

Burada, $n_{\text{layer}} = 6$ toplam katman sayısını, $t_{\text{cu}} = 70 \mu\text{m}$ her bir katmanın bakır kalınlığını ve $w_{\text{line}} = 24 \text{ mm}$ ise toplam hat uzunluğunu ifade etmektedir. Böylece hesaplanan toplam 10 mm^2 kesit alanı 20 kW çevirgeç gücü için yeterli bir değer olmaktadır.

Tasarlanan baskı devre bara kartının kaçak endüktansları Şekil 21’de verilen eşdeğer devredeki gibi hesaplanmıştır. Bu kaçak endüktanslar güç yarı iletkenlerinin kesim anlarında anahtar üzerinde gerilim sıçralamalarına neden olmaktadır. Silisyum karbür modüller içerisindeki kaçak endüktans yolları görece olarak çok küçük olduğundan ihmal edilmiştir. Kaçak endüktanslar Eşitlik (27) kullanılarak sırası ile $L_1, L_3 = 1.9 \text{ nH}$ ve $L_2, L_4 = 5.67 \text{ nH}$ olarak hesaplanmıştır. Daha önce bahsedildiği üzere iki adet metal film kondansatör bu endüktanslardan kaynaklı gerilim sıçramalarını önlemek amacı ile hatlar arasına yerleştirilmiştir. Kaçak endüktanslar şekilde görüldüğü üzere transformatör gerilim dalga şeklinin sıfır geçişlerinde salınımına neden olmaktadır.

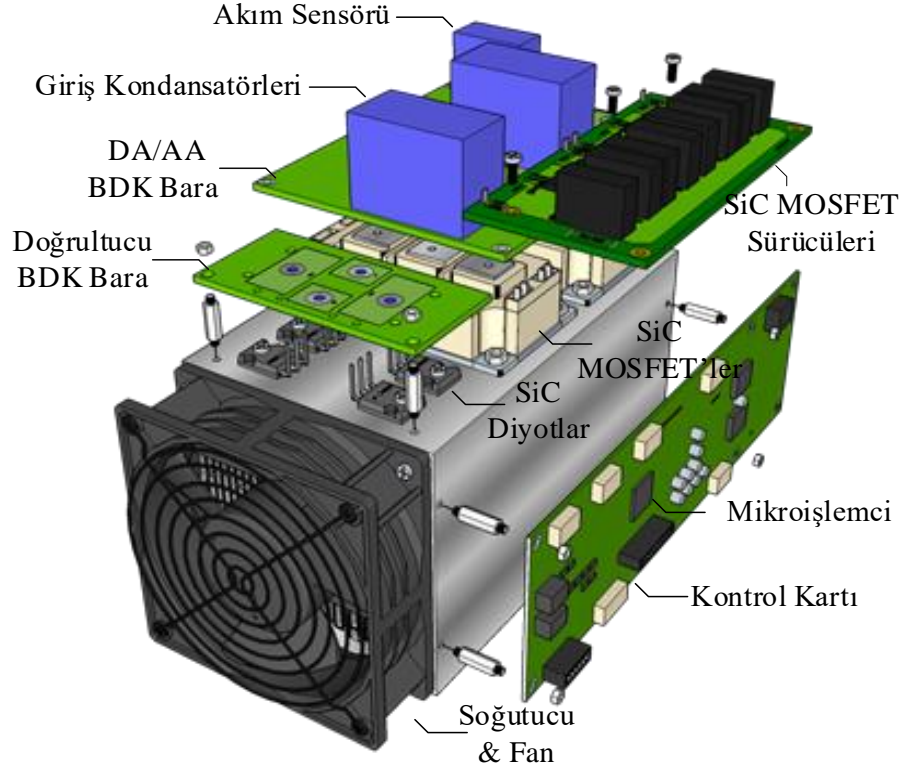
$$L_{\text{flat}} = 2.10^{-4} l \left[\ln \left(\frac{2l}{w+t} \right) + 0.5 + 0.2235 \left(\frac{w+t}{l} \right) \right] \quad (27)$$



Şekil 21. Baskı devre kartı bara eşdeğer hat endüktansları ve filtre kondansatörleri

3.4.7. Tüm tasarım

Gerçekleştirilen çevirgecin üç boyutlu ve soğutucu, silisyum karbür anahtarlar, lamine bara ve silisyum karbür Schottky diyotlar gibi önemli kısımlarının gösterildiği hali Şekil 22’deki gibi verilmiştir. Kontrol kartının boyutları çevirgecin soğutucusunun yan yüzeyine yerleşecek şekilde tasarlanmıştır. Herhangi bir kısa devre veya gürültüden etkilenmemesi için kontrol kartı yalıtkan aralayıcılar ile uygun bir yüksekliğe monte edilmiştir. Silisyum karbür anahtarların sürücü kartları ise doğrudan modüllerin üstüne yerleşecek şekilde tasarlanmıştır. Bu şekilde sürücü devresinin çıkışı ile modül üzerindeki



Şekil 22. DA/DA çevirgecin önemli devre elemanlarının ayrıık olarak gösterildiği üç boyutlu modeli

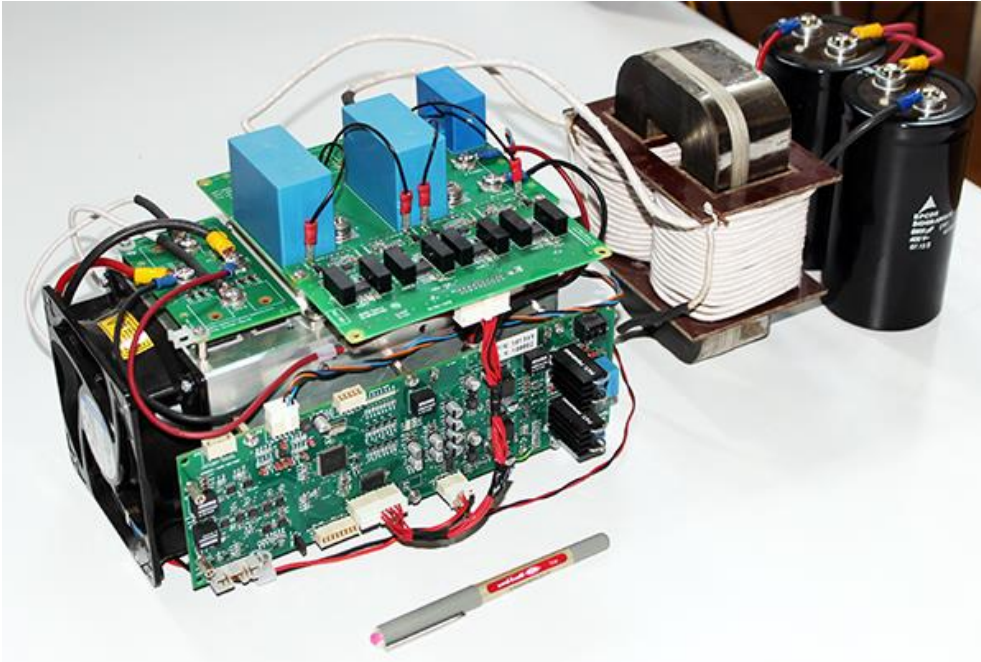
kapı sürme girişleri arasındaki olası kaçak endüktanslar en aza indirilmiştir. Daha iyi filtreleme amacı ile metal film kondansatörler mümkün olduğunca silisyum karbür modüllere yakın olarak konumlandırılmıştır.

4. UYGULAMA VE SONUÇLAR

Tasarlanan 20 kHz, 20 kW çevirgecin deneysel sonuçları bu başlık altında verilmiştir. Sonuçlar hem DA-DA çevirgecin çalışmasını hem de maksimum güç noktası izleyici çalışması için teorik sonuçlarla karşılaştırılarak verilmiştir. Çevirgecin ve yüksek frekans transformatörün sürekli durumdaki çalışmasına ait termal görüntüler de kaydedilmiş ve bu başlık altında verilmiştir.

4.1. Çevirgeç Uygulaması

Tasarlanan çevirgeç ve yüksek frekans transformatör Şekil 23'te verilmiştir. Genel itibari ile silisyum karbür anahtarlara dayalı tek fazlı bir H-köprü devresinden, nanokristal malzemeli çekirdeğe sahip yüksek frekans bir transformatörden, silisyum karbür Schottky diyotlara sahip bir çıkış doğrultucu devresinden ve birbirine seri olarak bağlı iki adet aliminyum elektrolitik çıkış kondansatörlerinden oluşmaktadır.



Şekil 23. Tasarımı gerçekleştirilen YF transformatörlü 20 kW MGNI DA/DA çevirgeci

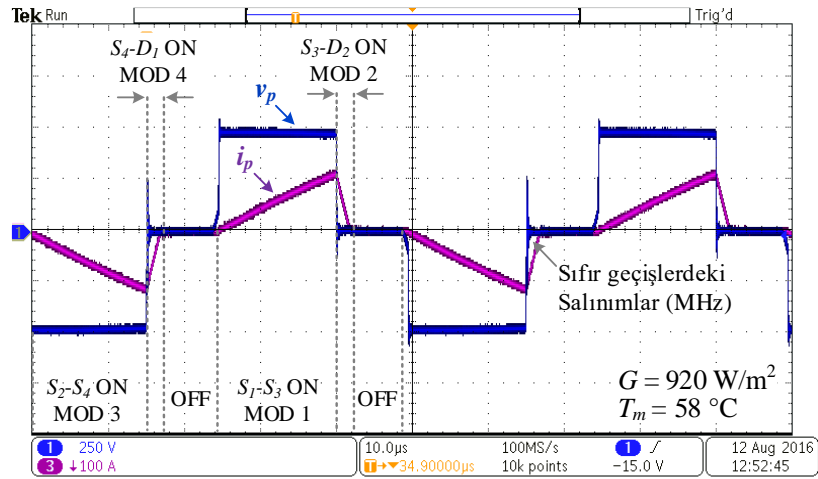
4.2. Deneysel Sonuçlar

Tüm deneysel sonuçlar gerçekleştirilen ve Şekil 23'te verilmiş olan 20 kW gücündeki çevirgeç ile elde edilmiştir. Çevirgeç performansı 20 kHz anahtarlama frekansı için değerlendirilmiştir. Tüm ölçümler Tektronix MSO3034 osiloskop, Tektronix P5205A

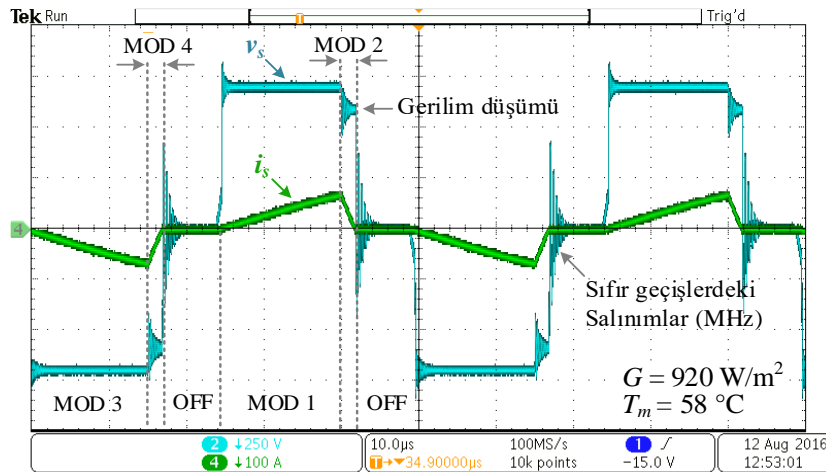
yüksek gerilim diferansiyel ölçüm ucu, Tektronix TCP404XL akım ölçüm ucu ve Tektronix TCPA300 akım ölçüm ucu yükselteci ile $\pm 1\%$ doğrulukla kaydedilmiştir.

4.2.1. Yüksek Frekans Bağlı DA-DA Çevirgeç Çalışması

Çevirgecin yüksek frekans transformatörünün birincil gerilim ve akım dalga şekilleri sürekli durum için ve $G = 920 \text{ W/m}^2$ ve $T_m = 58 \text{ }^\circ\text{C}$ için Şekil 24'teki gibi kaydedilmiştir. Faz kaymalı çevirgecin tüm çalışma durumları grafik üzerine işaretlenmiştir. Karşılık gelen ikincil sargı gerilim ve akım dalga şekilleri ise Şekil 24 (b)'de verilmiştir. L_s 'den kaynaklı gerilim düşümü ve kesim anındaki salınımlar alınan kayıtlarda açıkça görülmektedir. DA çıkış akımının, i_{dc} , çıkış kondansatöründen önceki ve sonraki kaydı

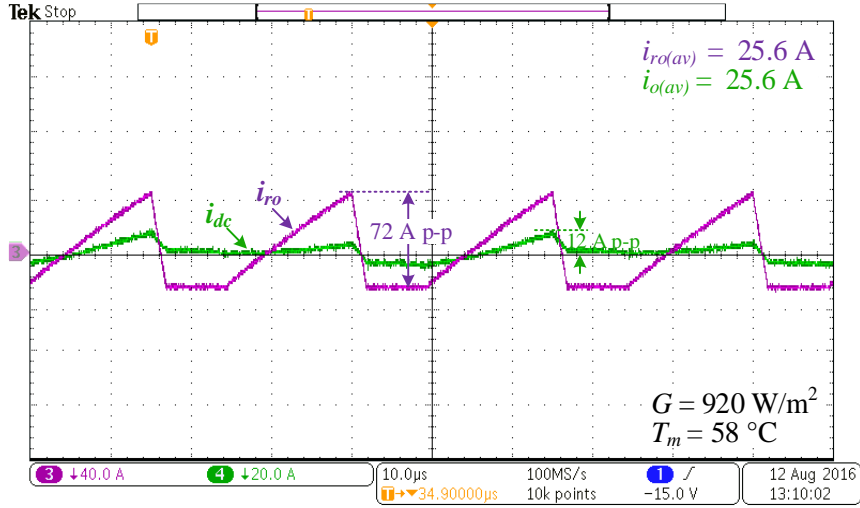


(a)



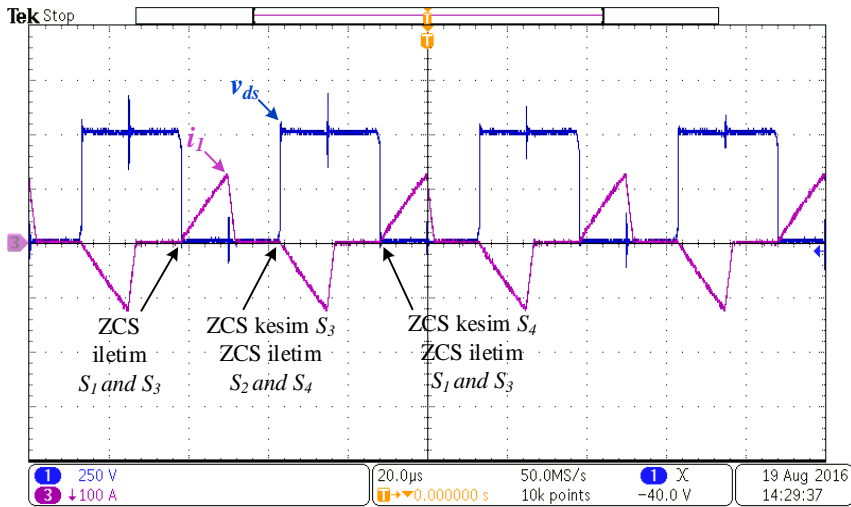
(b)

Şekil 24. Yüksek frekans transformatör akım ve gerilim dalga şekilleri (a) Birincil sargı, (b) İkincil sargı



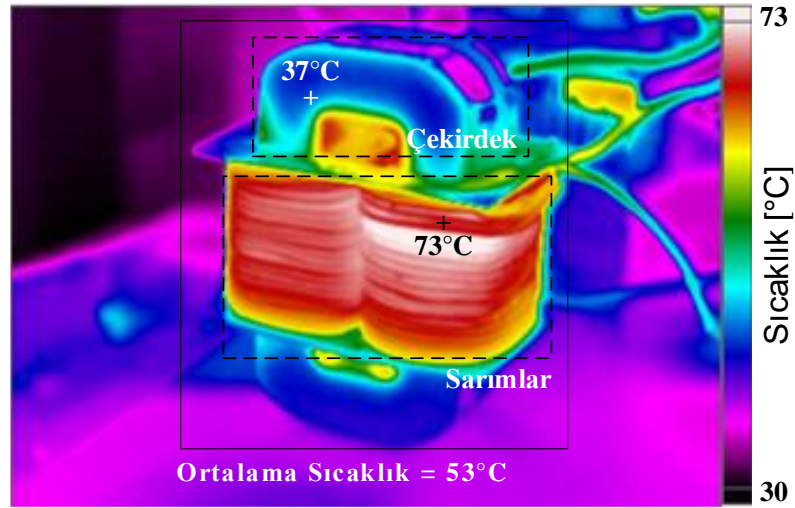
Şekil 25. Doğrultucu çıkışı akım dalgalanma dalgı şekli ve çıkış DA akımı

Şekil 25'te görölmektedir. Göröldüğü üzere çıkış akımı dalgalanma miktarı %80 oranında azalmıştır. Şekil 26 silisyum karbür anahtarın v_{ds} , gerilimini ve H-köprü birincil akım dalga şeklini vermektedir. Kesintili çalışma modunda akımlar rampa şeklinde olduğundan ötürü silisyum karbür anahtarlar sıfır akım ile anahtarlanmaktadır.

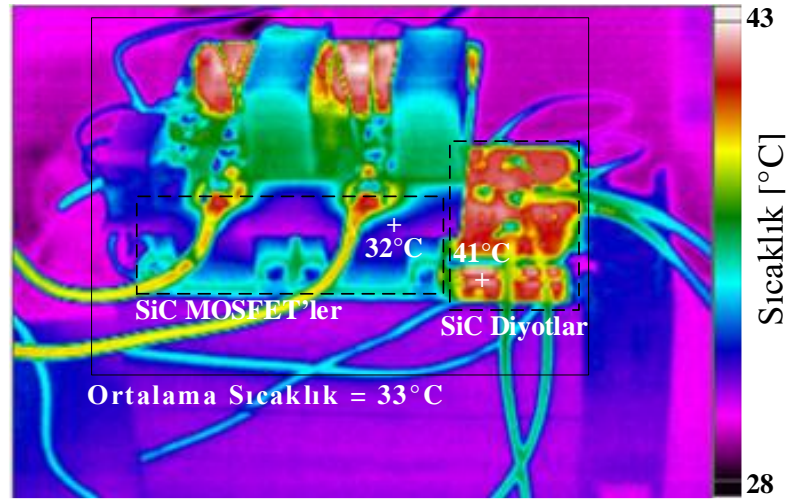


Şekil 26. S_3 anahtarına ilişkin savak-kaynak gerilim dalga şekli ile transformatör birincil akımı dalga şekli

Çevirgece ve transformatöre ait termal görüntüler Fluke Ti32 model termal kaydedici ile alınmış olup doğal soğutma ve nominal çalışma koşullarında alınan görüntüler Şekil 27'de verilmiştir. Görüntülerin alındığı ortamın sıcaklığı 30 °C'dir. Yüksek frekans transformatörün ölçülen en yüksek sıcaklık değeri sargıların olduğu kısım olup bu kısım



(a)

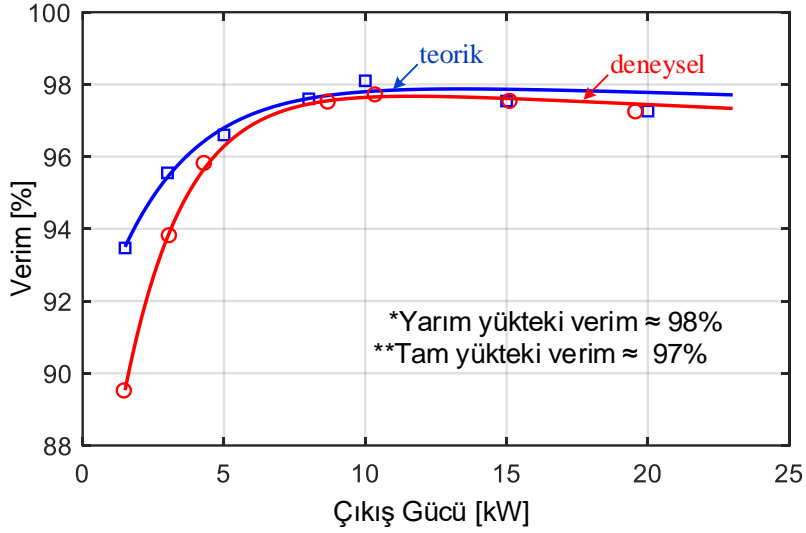


(b)

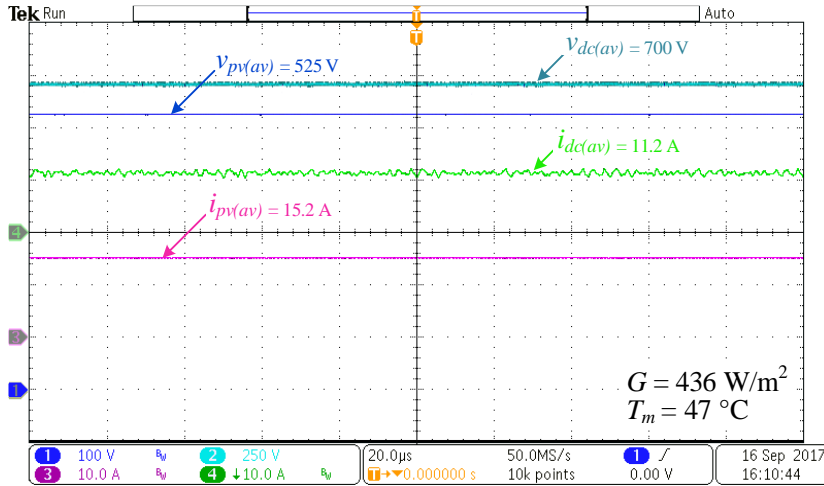
Şekil 27. Anma güç koşulu için termal görüntüler (a) YF transformatör, (b) Çevirgeç

73 °C olarak ölçülmüştür. Diğer taraftan, çekirdek sıcaklığı 37 °C olarak ölçülmüştür. Ortalama transformatör sıcaklığı ise 53 °C olarak ölçülmüştür. Alınan ölçümler gösteriyor ki doğal soğutma tasarlanan transformatör için yeterli olmaktadır. Silisyum karbür anahtarlar ve Schottky diyotlara ait termal görüntüler Şekil 27 (b)'de verilmiştir. Maksimum sıcaklıklar silisyum karbür anahtarlar için 32 °C, Schottky diyotlar için 41 °C olarak ölçülmüştür.

Çevirgece ait verim grafiği farklı güç noktaları için elde edilmiş ve Şekil 28'deki gibi çizdirilmiştir. Çevirgecin maksimum verimi %98 olup yarım yük koşulunda elde edilmiştir. Tam yük verimi ise %97'den biraz fazla ölçülmüştür. Şekil 28'den görüldüğü



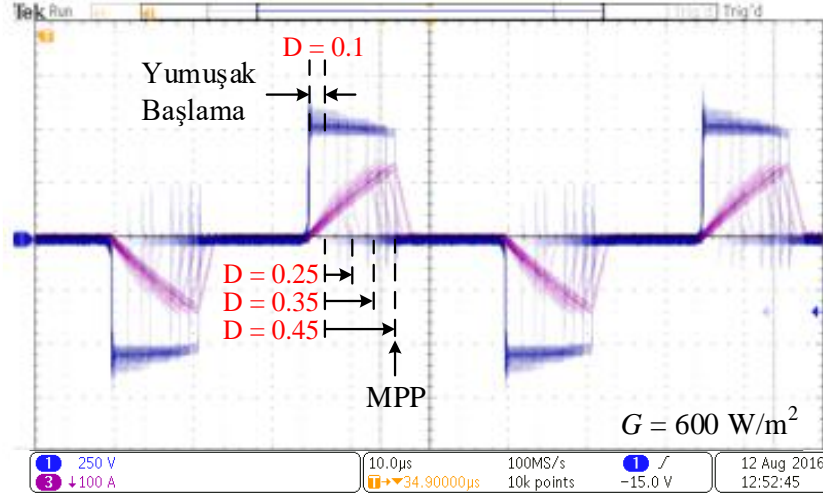
Şekil 28. DA-DA çevirgecin farklı güç seviyelerindeki teorik ve deneysel verim değerleri gibi deneysel sonuçlar teorik sonuçlar ile oldukça örtüşmektedir. Çevirgeç çalışmasına ait ve verim hesabında kullanılmak üzere alınmış örnek bir veri seti Şekil 29'da verilmiştir. Alınan veri seti yaklaşık olarak %30 yük koşuluna denk geliyor olup hesaplanan verim yaklaşık olarak %98 civarındadır.



Şekil 29. MGNİ çevirgeç için sürekli durum çalışma durumunda alınmış bir veri seti

4.2.2. Maksimum Güç Noktası İzleyicisi Çalışması

DA-DA çevirgecin maksimum güç noktası izleyicisi çalışmasını test etmek ve doğrulamak amacı ile deneysel sonuçlar kaydedilmiş ve teorik verilerle karşılaştırılmıştır. Maksimum güç noktası izleyicisi çalışmasını gösterebilmek için fotovoltaik panelin akım



Şekil 30. MGNI çalışması durumu için panel giriş gerilimi ve akımı dinamik kayıtları

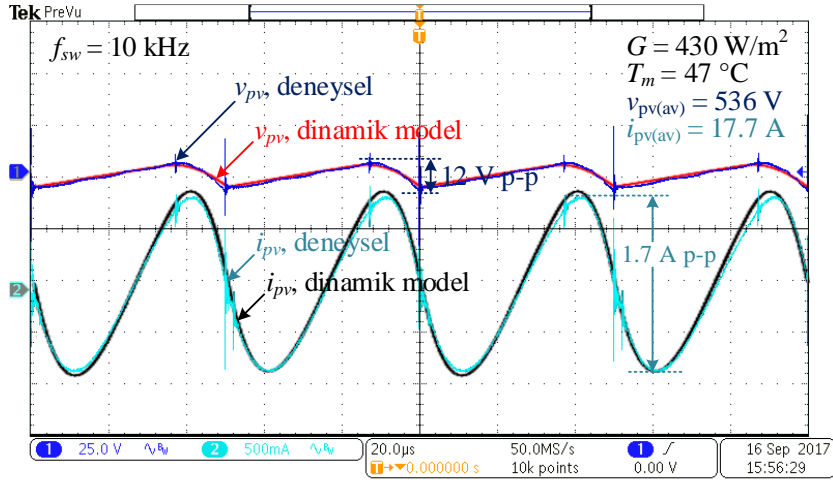
ve gerilimleri dört ayrı zamanda kaydedilmiştir. İlk olarak, şekilde görüldüğü gibi fotovoltaik panellerin çıkış kondansatörlerini 700 V gerilime şarj edebilmesi için çevirgeç görev çevrimi azaltılmış bir şekilde yumuşak-başlatma modunda çalıştırılmaktadır. Daha sonra maksimum güç noktası izleyicisi algoritması maksimum güç noktasını bulacak şekilde artırılmakta veya azaltılmaktadır. Bu çalışma koşullarına karşılık gelen çalışma evreleri panel I-V karakteristiğini kullanarak Şekil 30'da verilmiştir. Çevirgeç kontrol yazılımında maksimum güç noktası izleyicisi algoritması 300 ms periyotlarla çalışmakta ve görev çevrimi değerini her adımda $\Delta d = 0.01$ olacak şekilde değiştirmektedir. Maksimum güç noktasına yaklaşıldığında ve fotovoltaik panelden çekilen güç değişimi %0.1'den küçük olduğunda görev çevrimi daha hassas ayar için önceden tanımlanmış daha düşük bir değere ayarlanmaktadır. Bu koşullarda MGNI çevirgecin açıldıktan sonra maksimum güç noktasına ulaşma süresi yaklaşık olarak 10 saniye sürmektedir.

4.2.3. DA-DA YF Bağ Çevirgeç Çalışması

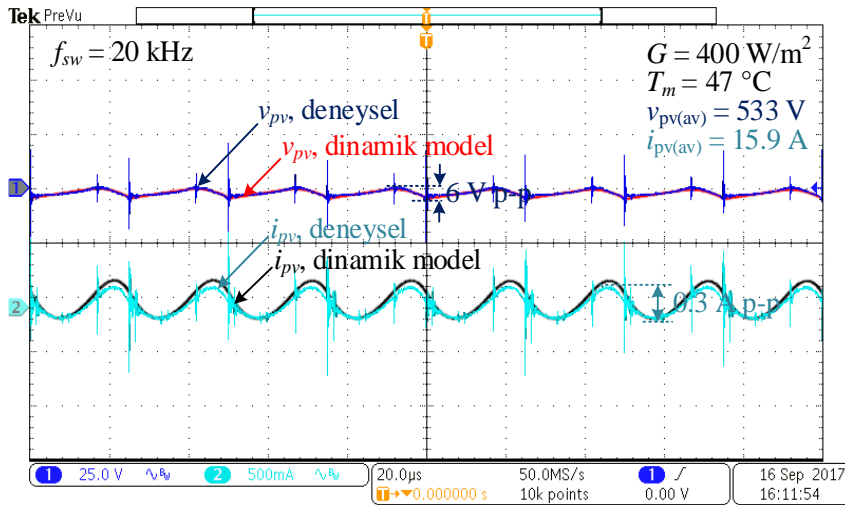
Fotovoltaik panelin gerilimi v_{pv} ve akımı i_{pv} üzerindeki dalgalanma değerleri iki farklı anahtarlama frekansı için Şekil 31'de verilmiştir. Bu dalga şekilleri için aşağıdaki çıkarımlar yapılabilmektedir:

- i. Deneysel sonuç çıktıları teorik olanlarla örtüştüğünden ötürü fotovoltaik panele ait bu model ve sistem tasarım yöntemi silisyum karbür tabanlı çevirgeç için başarılı bir şekilde kullanılmıştır.

- ii. Görüldüğü üzere 20 kHz anahtarlama frekansı için v_{pv} ve i_{pv} dalgalanmaları ihmal edilecek kadar küçülmüş ve saf DA şekline yaklaşmıştır. Buda tasarlanan çevirgeç için en uygun anahtarlama frekansının 20 kHz olduğunu doğrulamaktadır.



(a)



(b)

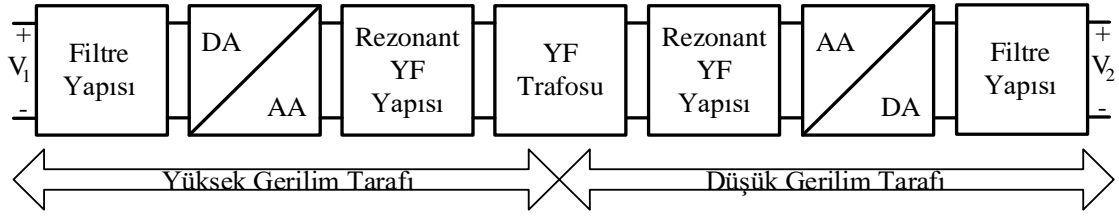
Şekil 31. Panel giriş gerilimi ve akımındaki AA bileşenlerin farklı anahtarlama frekans değerleri için değişimi

5. ELEKTRİKLİ ARAÇ ÇAK ÇEVİRGEÇİ

Çift yönlü DA-DA çevirgeç topolojileri son yıllarda özellikle yenilebilir enerji ve elektrikli araç teknolojileri için cazip bir topoloji haline gelmiştir. Galvanik yalıtımlı çift yönlü DA-DA çevirgeç topolojilerin içerdikleri elemanların genel blok şeması Şekil 32’de gösterilmektedir. Buna göre:

- a) Giriş ve çıkışta yer alan süzgeç yapısı düzgün bir DA terminal gerilimi ve akımı elde etmek için kullanılmaktadır.
- b) DA-AA çevirgeci yarı iletken anahtar elemanlarından oluşan bir yapıdır ve yüksek frekans (YF) transformatörüne AA güç sağlamakla görevlidir. AA-DA çevirgeç yapısı ise anahtarları kullanarak ilgili giriş veya çıkış terminaline DA güç sağlamaktadır. Her iki çevirgeçte çift yönlü güç akışına izin verecek elemanlar içermektedir. Genellikle bu yapılarda tam-köprü, yarı-köprü ve itme-çekme devre yapısı kullanılmaktadır. Bunlardan başka, [38], [39]’de çift yönlü tek anahtar yapılı çapraz çevirgeç topolojisi de literatürde mevcuttur.
- c) YF transformatördeki kaçak endüktanslar AA kısmında enerji depolama yeteneği sağlayarak anahtarlama akım dalga şekillerini değiştirmekte ve bu sayede düşük anahtarlama kaybı sağlamaktadır. Bu yapı her çift yönlü DA-DA çevirgeç için gerekli değildir. Pratikte bu yapı YF transformatörünün parazitik elemanları olarak gösterilmektedir.
- d) YF transformatör elektriksel izolasyon için gerekmektedir. İzolasyona ek olarak yüksek gerilim ve akım transfer oranı sağlamaktadır. YF transformatör düşük frekans transformatörüne göre boyut olarak daha avantajlıdır [40]. Buna rağmen yüksek frekansta çalışan çeviricilerde çevirici kayıpları artmakta olup, bu nedenle topoloji için en uygun anahtarlama frekansı belirlenmelidir.

Şekil 32’de gösterilen izole çift yönlü DA-DA çevirgeç blok şeması tek-kademeli topoloji olarak adlandırılmaktadır [41]. Bu topolojiler minimum sayıda çevirici katından oluşmaktadır. Gereken eleman sayıları diğer çok kademeli topolojilere göre düşük olmaktadır. Buna rağmen, geniş giriş ve çıkış gerilimi değişim aralığında çalışma durumu transformatör ve anahtar elemanlarının etkin kullanılmamasına neden olmaktadır.



Şekil 32. İzole çift yönlü DA/DA çevirgecindeki temel yapıların blok şeması

Transformatör ve yarı iletken anahtarların etkin bir şekilde kullanımı çok kademeli topolojiler ile sağlanmakta ve bu yapılar ise ekstra güç çevirgeci içererek gerilim ve akım seviyelerini ayarlamaktadır.

5.1. Tek-Kademeli Topolojiler

Literatürde bulunan tek kademeli topolojiler şu alt başlıklar altında gruplanabilir:

- Az anahtara sahip olan çevirgeçler,
- Rezonans yapısına sahip olmayan çift köprü çevirgeçler,
- Rezonans yapısına sahip olan çift köprü çevirgeçler,

Galvanik yalıtımlı çift köprü çevirgeçler tek-kademeli ve çok-kademeli olmak üzere iki grupta toplanmıştır.

İlk grup yalıtımlı ve çift yönlü çalışabilen çapraz, ileri yönlü ve Cuk çevirgeçlerini içermektedir. Bu çevirgeçler çıkış gücü 2 kW değerinin altında çalışma için uygundur. Çapraz ve ileri yönlü çevirgeç yapısının en önemli avantajı basit olması ve az sayıda anahtar malzemesi içermesidir. Buna rağmen, bu tip topolojilerde transformatör ve anahtarların etkin kullanılmaması bu topolojileri verilen istelere uygun kılmamaktadır.

İkinci grupta yer alan çevirgeç topolojileri ilk gruba göre daha fazla anahtar içermekte ve tam-köprü, yarı-köprü, ya da itme-çekme topolojilerini içermektedir. Bu gruptaki yapılardaki bir kısım topoloji rezonant olmayan yapıdadır. Rezonant olmayan yapıda basitçe transformatör kaçak endüktansına ya seri indüktör konulmakta, ya da doğrudan transformatör kaçak endüktansı kullanılmaktadır. Çapraz ve ileri yönlü çevirgeçlere göre, bu gruptaki çevirgeçler daha etkin çevirgeç kullanımını sağlamaktadır. Yarı iletken anahtarlar daha az anahtarlama kayıpları ile çalışmaktadır ve bu sayede bu topolojilerle

yüksek güç yoğunluğu sağlanmaktadır. Bu grupta yer alan en popüler yapı çift yönlü tam-köprü DA-DA çevirgeci ve Çift Aktif Köprü (ÇAK) yapısıdır.

Üçüncü grupta rezonant YF yapıya sahip olan rezonant topolojiler mevcuttur. Bu yapılarda daha düşük anahtarlama kaybı elde edilebilmektedir. Fakat bu topolojilerde karmaşıklık artmakta ve ekstra güç elemanlarına ihtiyaç duyulmaktadır.

DA terminaline doğrudan bağlı olan filtre empedansına bağlı olarak topolojileri sınıflandırmak mümkündür. Kondansatör kullanıldığı takdirde terminal gerilim kaynaklı olmaktadır. İndüktör kullanıldığı takdirde ise terminal akım kaynaklı olarak ifade edilmektedir [42].

Tek kademeli topolojilerde şu altı adet topoloji yaygın olarak kullanılmakta ve tercih edilmektedir:

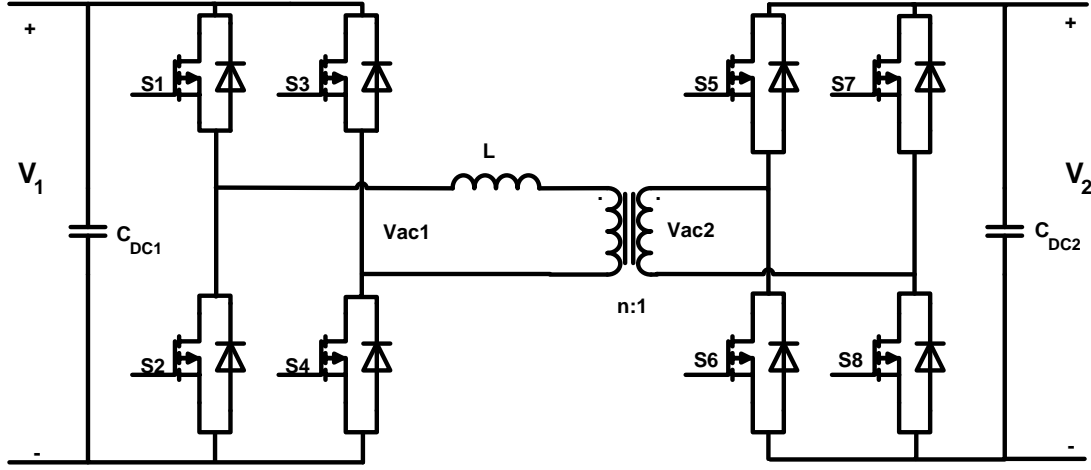
- Tek Fazlı Çift Aktif Köprü (ÇAK) Çevirgeci
- Üç Fazlı ÇAK Çevirgeci
- LLC Çevirgeç
- Çift yönlü ve yalıtımlı tam-köprü çevirgeç
- Çift yönlü ve yalıtımlı akım-çiftleyici topolojisi
- Çift yönlü ve itme-çekme topolojisi

5.1.1. Rezonant Yapıda Olmayan Çift Köprü Çevirgeçler

Bu grupta en çok kullanılan topoloji, ÇAK çevirgeci [41], [42] ve çift yönlü yalıtımlı tam köprü çevirgecidir [43], [44]. Ayrıca akım-çiftleyici devresi [45], [46] ve itme-çekme yapılı [47], [48] topolojiler de mevcuttur.

5.1.2. Tek-Faz Çift Aktif Köprü (ÇAK) Çevirgeç

Tek faz ÇAK çevirgeç Şekil 33'de gösterilmektedir. Topoloji iki adet tam-köprü devre ve yüksek frekanslı transformatörden oluşmaktadır. Reaktif yapı basitçe yüksek frekanslı (YF) transformatöre seri olarak bağlı olan L indüktöründen oluşmaktadır. Buradaki L transformatörün kaçak endüktansından elde edilmektedir. Simetrik yapısından dolayı ÇAK çevirgeç kolaylıkla çift yönlü güç akışına izin vermektedir.



Şekil 33. Çift aktif köprü (ÇAK) çevirgeç topolojisi [40]

Bu devrenin en büyük avantajı düşük sayıda pasif eleman içermesi ve yumuşak anahtarlama özelliğine sahip olmasıdır. Yumuşak anahtarlama özelliği ile düşük anahtarlama kayıpları elde edilir. Ancak ÇAK çevirgeçlerde düşük yüklerde yumuşak anahtarlama yapılamaz. Bununla birlikte, ÇAK çevirgeç topolojisi ile yüksek güç yoğunluğu elde etmek olasıdır.

Buna rağmen transformatör birincil ve ikincil akımları dalga şekilleri doğrudan V_1 , V_2 ve çıkış gücü P_{out} çalışma noktalarına bağlıdır ve bunun sonucunda bazı çalışma noktalarında çok yüksek transformatör rms akımı ortaya çıkar. Ayrıca, yine bu topolojide giriş-çıkış kondansatör rms akımları çok yüksektir.

Transformatörde ve kondansatörlerde oluşan yüksek rms akımlarını gidermek için geleneksel faz kaydırma modülasyon tekniği yerine daha değişik modülasyon tekniği yöntemlerini kullanmak gereklidir. Geleneksel faz kaydırma modülasyon tekniği sonucu olarak alçak gerilim (AG) tarafındaki anahtarlar düşük VA değerlidir. Ayrıca düşük VA değerli yüksek frekans transformatör ve düşük değerli manyetik enerji depolama yeteneği elde edilebilmektedir. Bu topoloji çok düşük sayıda endüktansa sahiptir ve bu yüzden alçak gerilim (AG) tarafındaki yüksek C_{DC2} kondansatör rms akımları devrenin pratik anlamda gerçekleşmesini zorlaştırmaktadır.

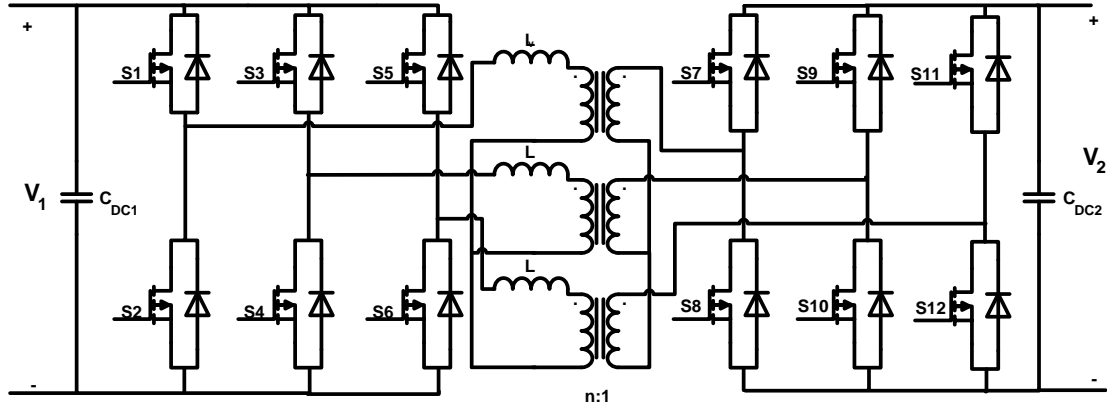
Devre yüksek gerilim ve alçak gerilim tarafında tam-köprü çevirgeçten oluşmaktadır. Literatürde bazı ÇAK çevirgeçlerinde yarım-köprü ya da itme-çekme yapıları da

kullanılmaktadır. Aşağıdaki nedenlerden dolayı tam-köprü çevirgeç yapısı en uygun yapı olmaktadır:

- Sadece tam-köprü yapı sıfır çıkış gerilimi (yüksek frekanslı yapıya uygulanan gerilim) üretmektedir. Bu da gelişmiş modülasyon teknikleri kullanımına izin vermektedir.
- Yarım köprü kullanılması durumunda devredeki anahtar sayısı azalmaktadır. Bu sayede pratik devredeki kapı sürme devre sayısı azalmaktadır. Ancak, yarım-köprü kullanılması durumunda tam köprüdeki anahtarların rms akım değerlerinin iki katı bir değer oluşmaktadır. Yarım-köprü devrede AA gerilimin genliği tam köprüdeki AA gerilim genlik değerinin yarısı kadardır. Bu AG tarafı için büyük dezavantaj oluşturmaktadır. Eğer yarım köprü AG tarafında çalışıyorsa yüksek transformatör rms akımları ve yüksek anahtar rms akımları oluşmaktadır.
- İtme-çekme yapısı kullanıldığı durumda iki adet transformatör sargısı gerekecektir. Her yarı anahtarlama periyodunda sargıların ayrı ayrı akım iletilmesinden ötürü yüksek frekans transformatörünün kullanımı verimsiz olmaktadır. Transformatör VA değeri artmaktadır. Buna rağmen AG tarafında iki adet anahtar kullanılması ve kapı sürme devre sayısının azalması gibi avantajlara sahiptir. Anahtarların akım değerleri tam-köprü yapı ile aynıdır; ancak anahtar gerilim değerleri tam köprüdekinin iki katıdır. Bu nedenle VA değeri tam-köprü ve itme-çekme devresinde kabaca aynıdır. İki devrenin karşılaştırmalı analizi [41]'de sunulmuştur.

5.1.3. Üç-Fazlı Çift Aktif Köprü (ÇAK) Çevirgeç

Bu topoloji YG tarafında üç adet yarım-köprü devresi ve AG tarafında da üç adet yarım-köprü yapısından oluşmaktadır. Üç adet çevirgeç endüktansına ve üç adet yüksek frekanslı transformatöre ihtiyaç duymaktadır. Şekil 34'te gösterilen üç fazlı ÇAK çevirgeci tek fazlı ÇAK çevirgeci ile benzer modülasyon tekniği ile sürülmektedir [49]. Ancak tek fazlı topolojiden farklı olarak buradaki modülasyon tekniğinde performans geliştirici başka yöntemler kullanmak uygun olmamaktadır.

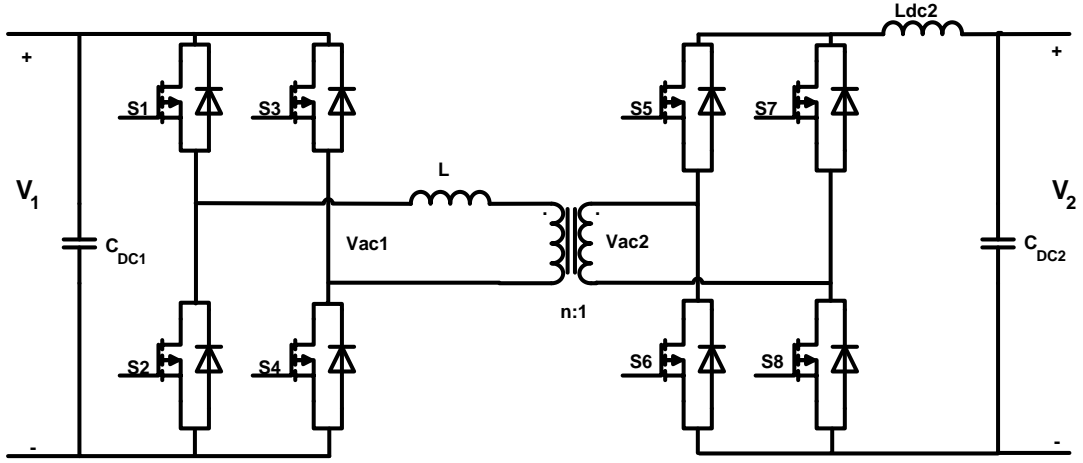


Şekil 34. Üç fazlı ÇAK çevirgeç topolojisi

Üç fazlı ÇAK çevirgeç ile iyi bir performans elde edilmektedir. Düşük VA değerli transformatör, düşük VA değerli anahtarlar ve düşük manyetik enerji depolama yeteneği devrenin avantajlarıdır. Tek fazlı ÇAK çevirgece göre düşük kondansatör rms akım değeri elde edilebilmektedir. Şekil 34'e göre bu topolojinin dezavantajı yüksek sayıda aktif elemana ihtiyaç duymasındır. 12 adet yarı iletken anahtar ve onları sürmek için altısı yüksek taraflı (high-side) kapı sürme devresi olmak üzere toplam 12 adet kapı sürme devresine ihtiyaç vardır. Çevirgeç geniş gerilim ve güç aralığında çalışacaksa belli çalışma noktalarında geleneksel modülasyon tekniğinin iyileştirilememesinden dolayı yüksek iletim ve anahtarlama kayıpları meydana gelmektedir.

5.1.4. Çift Yönlü ve Yalıtımlı Tam Köprü Çevirgeç

Çift yönlü ve yalıtımlı tam köprü çevirgeç topolojisi Şekil 35'te gösterilmektedir. Devre hem YG, hem de AG tarafında gerilim kaynaklı tam köprü yapıdan oluşmaktadır. L_{dc2} DA bağ indüktörü kullanılmaktadır. Güç akışı görev çevrimi D ile kontrol edilmektedir. Çift yönlü akışa izin vermek için AG tarafı uygun bir şekilde kontrol edilmelidir [50]. Çift yönlü ve yalıtımlı tam köprü çevirgeç YG tarafındaki anahtarlar sıfır gerilimde iken anahtarlanmakta, AG tarafındaki anahtarlarda ise sıfır akım anahtarlama yöntemi kullanılmaktadır. Yüksek anahtarlama frekansında çalışma ve yüksek güç yoğunluğu bu topoloji için uygundur. Buna rağmen düşük güç değerlerinde ekstra devrelere ihtiyaç vardır [51].



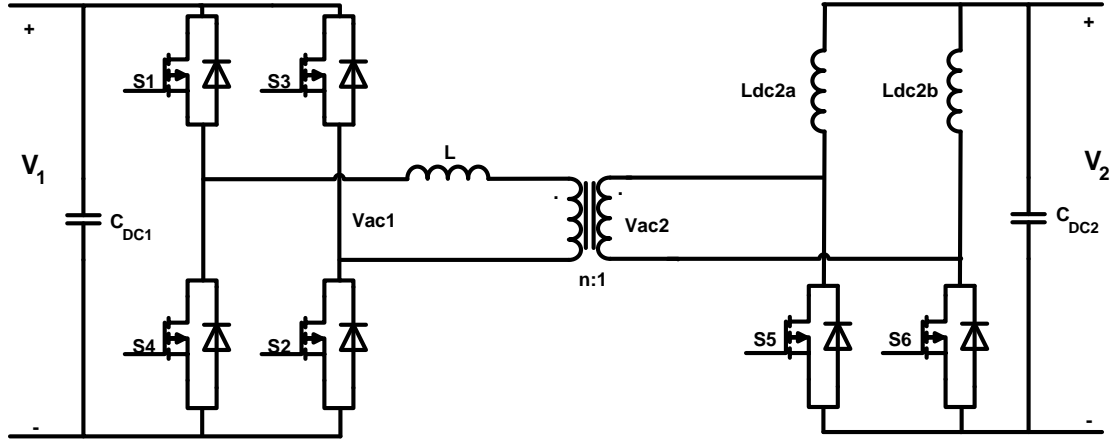
Şekil 35. Çift yönlü ve izole tam köprü çevirgeç topolojisi

ÇAK ve LLC çevirgeçlerinden farklı olarak transformatör tur oranı kullanım değerleri sınırlıdır. Sistem açılışında $V_1 \leq nV_2$ ile çalışması istendiğinde ekstra devreye ihtiyaç vardır. Yalıtımlı çift yönlü tam-köprü çevirgeçteki anahtarların AG tarafındaki VA değerleri ÇAK ve LLC topolojilerindeki VA değerlerine göre daha yüksektir. Yalıtımlı tam-köprü çevirgeci ile daha düzgün i_{LDC2} akımı elde edilir ve ÇAK çevirgecindekine göre daha düşük I_{DC2} kondansatör rms akımı ortaya çıkar. Bu topolojinin en büyük dezavantajı DA endüktans L_{DC2} için ekstra hacme ihtiyaç olmasıdır. Buna ek olarak AG anahtarları, DA endüktans L_{DC2} ve transformatör kaçak endüktansına seri olarak bağlı olduğundan anahtarlama esnasında oluşabilecek gerilim yükselmelerini engellemek için sönümlendirme devresine ihtiyaç olmaktadır.

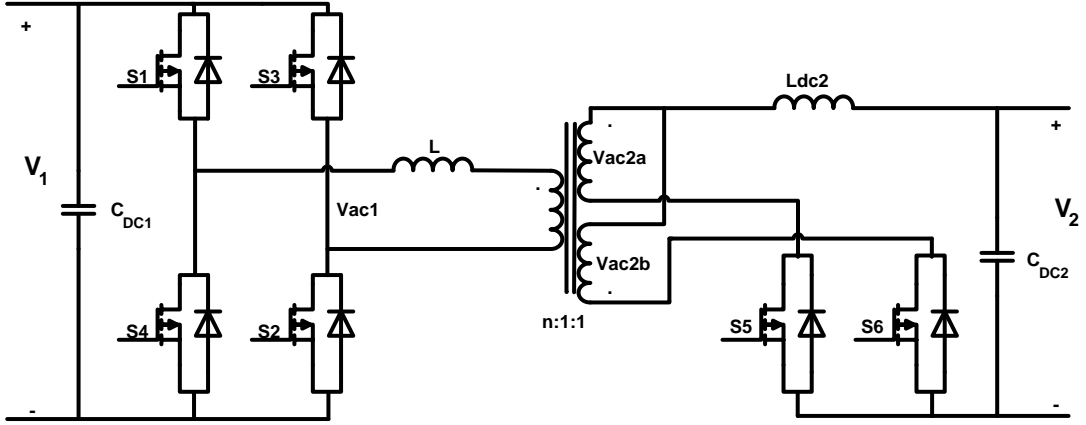
AG tarafında tam-köprü yapı yerine literatürde daha değişik topolojiler de kullanılmaktadır. AG tarafında akım-çiftleyici ya da itme-çekme yapısını kullanan devreler de mevcuttur. AG tarafında kullanılan akım çiftleyici yapısı Şekil 36'da ve itme-çekme yapısı ise Şekil 37'de gösterilmektedir. AG tarafındaki bu üç farklı yapının, tam-köprü, akım-çoklayıcı ve itme-çekme yapılarının avantaj ve dezavantajları şöyledir:

- Anahtarların akım değerleri ve anahtarların toplam VA değerleri her üç yapı için de benzerdir.
- Tam köprülü yapı en yüksek transformatör akımı i_{AC2} değerine sahiptir (anlık ve rms değeri olarak)

- Akım-çiftleyici yapıda, bir adet endüktans yerine iki adet endüktans gerekmektedir. Dalganın azalmasından ötürü toplam manyetik enerji depolama kapasitesi diğer yapılara göre biraz yüksektir. Buna rağmen, i_{LDC2a} ve i_{LDC2b} değerleri yüksektir ve bunun sonucunda transformatör VA değeri artmaktadır. Tam köprü yapısına göre iki kat transformatör gerilimine, V_{AC2} , ihtiyaç vardır. Bu sayede düşük i_{AC2} transformatör akımı elde edilir. Akım çiftleyici yapı iki adet AG anahtara ihtiyaç duymaktadır ve bu anahtarların gerilim değeri tam köprüdeki iki katıdır.
- İtme-çekme devresinde orta-nokta uç bağlantılı transformatör kullanılır ve AG tarafında iki adet transformatör sargısı mevcuttur. Her yarı anahtarlama döngüsünde bu sargılar ayrı ayrı kullanılır ve bu nedenle transformatör kullanımını verimsizdir. Yüksek VA değerleri oluşmaktadır. İtme-çekme topolojisindeki iki adet AG anahtarının gerilim değeri tam köprüdeki ile aynıdır.



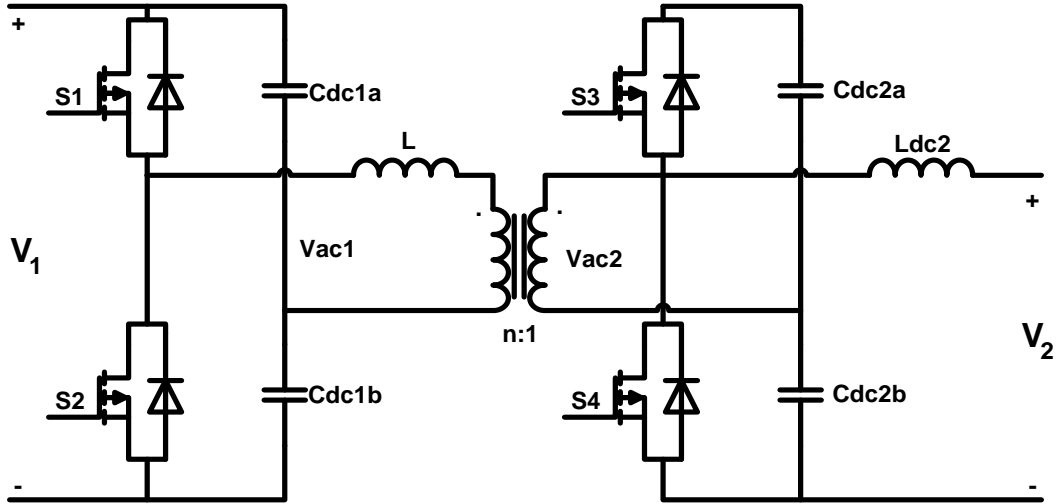
Şekil 36. Çift Yönlü ve AG Tarafında İzole Akım-Çiftleyici Yapısı



Şekil 37. Çift Yönlü ve AG Tarafında İzole İtme-Çekme Yapısı

5.1.5. Diğer Rezonans Yapıya Sahip Olmayan Çevirgeç Topolojileri

Literatürde minimum sayıda malzeme içeren DA-DA çevirgeçler incelenmiştir [26]. Çift yönlü minimum anahtar sayısına sahip DA-DA çevirgeç topolojisi Şekil 38'de gösterilmektedir. YG tarafında gerilim kaynaklı yarım-köprü ve AG tarafında ise modifiye edilmiş yarım-köprü yapısı kullanılmaktadır. Topoloji AG tarafında yarı köprü içeren ÇAK çevirgeçtir.



Şekil 38. Çift Yönlü Minimum Anahtar Sayısına Sahip DA-DA Çevirgeci

Bu yapı çift yönlü olarak indirici ya da yükseltici çevirgeç olarak kullanılmaktadır. Geleneksel ÇAK çevirgecinde olduğu üzere transfer edilen güç V_{AC1} ve V_{AC2} arasındaki

faz kayması ile kontrol edilmektedir. Bu çevirgeç ile S_3 ve S_4 için eşit olmayan rms anahtarlama akımları ve yüksek maksimum dayanma gerilimi sonucunu ortaya çıkarmaktadır [49]. AG tarafındaki kondansatör ÇAK çevirgeçte olduğu gibi yüksek rms akım değerine sahip olmaktadır. Yarım-köprü yapısından dolayı ÇAK çevirgeçte uygulanan optimum verimlilik modülasyon tekniği burada uygulanamaz. Buna rağmen V_2 'yi ayarlamak için asimetrik DGM dalga şekilleri üretilebilir ve bu da çevirgecin optimize edilmesine olanak sağlar. Sınırlı olarak yumuşak anahtarlama yapılması, yüksek kondansatör rms akımları ve ekstra DA endüktans gereksinimi nedeni ile bu devre uygulamalarda çok tercih edilmemektedir.

Literatürde bu devrenin AG tarafı değiştirilerek YG tarafında gerilim kaynaklı yarım-köprü devresi ve AG tarafında akım-çiftleyici devresi uygulanmıştır [52]. Asimetrik darbe genişlik modülasyon tekniği ile güç transferi kontrol edilmiştir. Fakat bu yapıda da tüm güç malzemelerinde yüksek akım stres değerleri oluşmaktadır.

5.2. Rezonans Yapılı Çift Köprü Çevirgeçler

Literatürde çok sayıda tek yönlü DA-DA rezonans çevirgeç olmasına rağmen çok az sayıda çift yönlü rezonans çevirgeç mevcuttur. Bunun nedeni devre karmaşıklığının artması ve ekstra yüksek frekans malzemelere ihtiyaç duyulmasıdır. Seri, paralel ve seri-paralel rezonans topolojileri en popüler tek yönlü rezonans topolojileridir [53], [54]. Bu çevirgeçler ile neredeyse sinüzoidal dalga şekline sahip transformatör akımı elde edilir. Bu sayede düşük anahtarlama kayıpları mümkündür ve çevirgeç yüksek güç değerlerinde ve yüksek anahtarlama frekansında çalışabilmektedir. Geleneksel rezonans DA-DA çevirgeçler değişken anahtarlama frekansında çalışmaktadır. Anahtarlama frekansı giriş gerilimi ve yüke göre değişmektedir.

5.2.1. Diğer Rezonans DA/DA Çevirgeçleri

SRÇ, PRÇ ve SPRÇ topolojilerinden farklı olarak literatürde rezonans tabanlı çift yönlü çevirgeçler mevcuttur [55], [56]. YG tarafında gerilim kaynaklı yarım köprü yapı çevirgeç, AG tarafında ise tam-köprü yapı ve 4-çeyrek anahtarları ile efektif rezonans kondansatör değeri değiştirilmektedir. Bu yapılandırma ile geniş bir yük değişim aralığında yüksek verimlilik elde edilmektedir. [55], [56]'te anahtarlama frekansı düşük yük altında azaltılmıştır. Buna rağmen, AG tarafı gerilimi V_2 değeri V_1/n değerini

aşamamaktadır. Değişik bir modülasyon tekniği ile LLC çevirgeç ile benzer transformatör akım dalga şekilleri elde edilmektedir. Bu çevirgeç LLC'ye göre daha yüksek VA değerine sahiptir.

Literatürdeki bir diğer yaklaşım ise ÇAK çevirgecindeki C_{DC1} ve C_{DC2} değerlerini düşürerek yapılan rezonans çevirici ile daha düşük anahtarlama kayıpları elde etmektir [57]. Bu yapıldığı takdirde ekstra elektromanyetik girişim (EMI) filtresi tasarlamak gerekmektedir. Bu yapının karmaşık olması ve yüksek rms akımları oluşturması sebebi ile gerçekleştirilmesi zor olmaktadır.

5.2.2. İki Kademeli Topolojiler

Yalıtımlı DA-DA çevirgeçlerin en verimli çalıştığı yer V_1/V_2 oranının tur oranı, n , değerine yakın olduğu yerdir. Bu nedenle iki kademeli topoloji kullanıldığı takdirde ekstra indirici ve/veya yükseltici kademe kullanılarak yalıtımlı DA/DA çevirgecine uygulanan gerilim ayarlanabilmektedir. Buna rağmen, iki kademeli çevirgeçlerde gereken güç eleman sayısı çok fazladır. İki kademeli çevirgeç kullanıldığında ekstra eklenen yalıtımsız çevirgeç katının verimi çok yüksek olmalıdır. Aksi takdirde tek-kademeli çevirgeç verim değerini aşamamaktadır.

İki kademeli topolojiler YG tarafında indirici çevirgeç, YG tarafında yükseltici çevirgeç, AG tarafında indirici çevirgeç ve AG tarafında yükseltici çevirgeç olmak üzere aşağıdaki gibi incelenmiştir:

- YG tarafında indirici çevirgeç yapısı ile yalıtımlı çift yönlü çevirgecin girişine gerilim değeri azaltılmaktadır. Anahtar gerilim değeri daha düşük seçilebilmektedir. Fakat yüksek akım değeri oluşmaktadır. Genelde bu yapı ile 90% verimlilik elde edilmektedir.
- YG tarafında yükseltici çevirgeç kullanılması durumunda YG tarafına gelen gerilim DA bara geriliminden daha yüksek olmaktadır. 600V'un yukarısındaki uygulamalarda yüksek verimli MOSFET anahtar bulmak zor olduğu için bu topoloji kullanılması durumunda yükselen gerilim değeri iyi seçilmelidir.
- AG tarafında indirici çevirgeç kullanıldığı takdirde yalıtımlı çift yönlü çevirgecin AG tarafında daha düşük akım elde etmek mümkündür. Fakat yüksek verimlilikli

düşük gerilim ve yüksek akım çıkışlı indirici tip çevirgeç gerçekleştirmek zordur [58], [59].

- AG tarafında yükseltici çevirgeç ile DA bara gerilimi çıkıştan düşük olmaktadır. ($V_1 < V_2$) Bu sebeple izole AG tarafındaki anahtarlar ve YF transformatöründe akımın genliği artmaktadır. Bu yapı yüksek verimlilikte çalışmaya uygun değildir.

Çift yönlü indirici-yükseltici tipte çevirgeç de bu tip devrelerde kullanılabilir, ancak daha fazla anahtar gerektirmesinden dolayı tercih edilmemektedir. Tek-kademeli, çift yönlü ve yalıtımlı DA/DA çevirgeç topolojilerinin avantajları ve dezavantajları aşağıda özetlenmiştir:

- ÇAK Çevirgeç: sadece bir adet endüktans L içermektedir ve düşük tepe enerji depolama kapasitesine sahiptir. Hem YG, hem de AG tarafta düşük VA değerli yarıiletken anahtarlara sahiptir. Sıfır gerilimde anahtarlama [60], [61] ve değişik modülasyon tekniklerine imkan vermesi ile tercih edilmektedir. Simetrik yapısında ötürü çevirgeç verimliliği güç transfer yönünden bağımsızdır. ÇAK çevirgecinin dezavantajları şunlardır: C_{DC2} kondansatörünün rms akım değerinin yüksek olması, AG tarafında yüksek transformatör sargı akımının olması ve kapı işaretlerini oluşturmak için yüksek karmaşıklıkta modülasyon algoritması içermesidir.
- Üç-Faz ÇAK Çevirgeç: Düşük VA değerli transformatör, düşük VA değerli anahtarlar, düşük tepe manyetik enerji depolama yeteneği, sıfır gerilimde anahtarlama, C_{DC2} kondansatörünün düşük rms akım değeri, simetrik yapısı gibi özellikleri bu topolojinin avantajıdır. Buna rağmen, çok sayıda eleman içermesi (3 transformatör, 3 endüktans, 12 anahtar) bu devrenin dezavantajıdır. Bu topolojinin verim değeri tek-faz ÇAK çevirgeci ve LLC çevirgecine göre daha düşüktür.
- LLC Çevirgeci: ÇAK çevirgeci ile karşılaştırıldığında verim değeri biraz daha yüksek çıkmaktadır. Yarı iletkenlerin VA değerleri benzerdir. Buna rağmen, rezonant devre için ekstra rezonant kondansatörü içermesi ve yüksek değerde manyetik depolama gereksinimi dezavantajıdır. Bu

nedenle ÇAK çevirgecine göre daha büyük boyutlu olmaktadır. C_{DC2} kondansatörünün rms akım değeri bu topolojide de yüksektir.

- Tam-Köprü Çevirgeç: YG tarafındaki anahtarlar sıfır gerilimde anahtarlanır ve AG tarafındaki anahtarlarda ise sıfır akım anahtarlama yöntemi kullanılır. C_{DC2} kondansatörünün rms akım değeri bu topolojide düşüktür. Buna rağmen, ÇAK ve LLC çevirgeçlerinden farklı olarak transformatör tur oranı kullanım değerleri sınırlıdır. Sistemin açılışında $V_1 \leq nV_2$ olarak çalışması istendiğinde ekstra devreye ihtiyaç vardır. Yarıiletken anahtarlar yüksek VA değerine sahiptir, ayrıca DA indüktörüne ihtiyaç vardır.

Tüm tek-kademeli çevirgeç topolojilerinde YF transformatörünün VA değeri benzerdir ve transformatörlerin hacimleri benzerdir.

5.3. Seri/Paralel ve Dönüşümlü Topolojiler

Otomotiv uygulamalarında YG tarafı ile AG tarafı arasındaki gerilim farkından dolayı genellikle YG tarafı seri olarak, AG tarafı ise paralel olarak bağlanmaktadır. Seri bağlantı sayesinde düşük kırılma gerilimine sahip silisyum MOSFET'ler kullanılabilir. AG tarafında ise hem yüksek akım ihtiyacını karşılamak hemde yarı iletkenlerin iletim direncini düşürmek amacı ile paralelleme yapılmaktadır. YG tarafında silisyum karbür MOSFET'lerin kullanılması durumunda seri bağlantıya ihtiyaç kalmamaktadır. Fakat AG tarafında yüksek güçlere çıkabilmek ve iletim kayıplarını en aza indirmek için paralelleme işlemi yapılmalıdır. Dönüşümlü çalışmada ise anahtarlama olarak AG taraftaki anahtar grupları birbirinden faz kaymalı olarak tetiklenerek hem anahtarların akım stresleri azaltılmakta, hemde çıkış filtre elemanlarının etkin değeri azalmakta ve boyutları küçülmektedir.

Bu tez çalışmasında, yüksek gerilim tarafında silisyum karbür güç MOSFET yarı iletkenleri, alçak gerilim tarafında ise silisyum CoolMOS güç MOSFET yarı iletkenleri kullanılarak çift yönlü güç akışına izin veren, galvanik yalıtıma sahip, benzer yalıtımlı çift yönlü çevirgeç topolojilerine göre yüksek verim ve yüksek güç yoğunluğuna sahip bir çift aktif köprü çevirgeç tasarımı yapılmıştır.

Bu çevirgeç tasarımının özgün yönleri şunlardır:

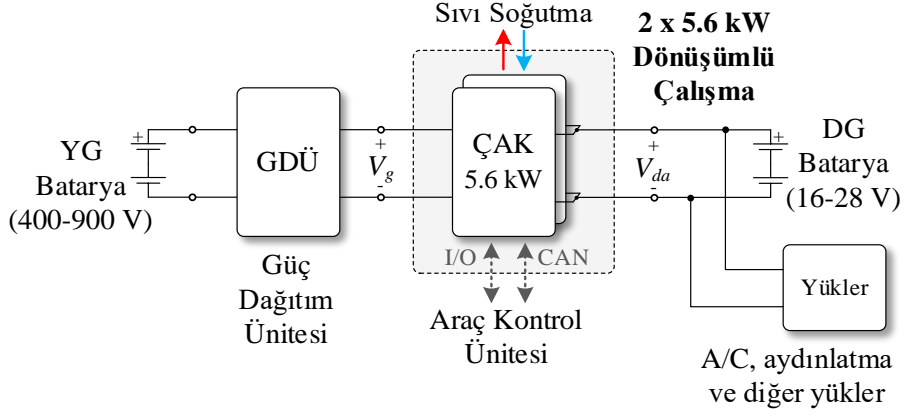
- i. Herhangi bir manyetik devre elemanı değişikliği olmadan, hem ağır- elektrikli araç hem de hafif- elektrikli araçlar için kullanılabilir ana 5.6 kW gücünde çift aktif köprü çevirgeci,
- ii. Dönüşümlü (Interleaved) ve paralel çalışabilme özelliği sayesinde değişik uygulama ihtiyaçları için 3.7 kW ile 11.2 kW güçleri arasında kolayca çalışabilme imkanı,
- iii. Çift ikincil çıkışa sahip yüksek frekans transformatör tasarımı ve baskı devre kartının uygun termal tasarımı ile en yüksek akım koşulu olan 260 A'de güç transferi yapabilme,
- iv. Çevirgeç için yeni nesil güç yarı iletkenlerinin kullanılması ve görece düşük kayıplı manyetik devre elemanlarının tasarımı ile verimi eniyelenmiş rekabetçi bir tek kademeli-çift yönlü çevirgeç tasarımı,
- v. Çevirgecin kolayca, istenilen güç değeri, araç tipi ve uygulama ihtiyacına göre yapılandırılabilmesi ve çift yönlü güç aktarabilme özelliği sayesinde gelecekte başka uygulamalara da (V2G) imkan sağlayabilecek niteliktedir.

6. ÇİFT AKTİF KÖPRÜ BATARYA ŞARJ ÇEVİRGEÇİ

Çift aktif köprünün çift yönlü güç aktarabilme, geniş bir gerilim aralığında yumuşak anahtarlama yapabilme, birçok modülasyon tekniği ile çalışabilme ve yüksek verimlilik gibi avantajları nedeniyle hem ağır- hem de hafif-elektrikli araçlar için batarya şarj çevirgeci olarak kullanılmasını cazip hale getirmektedir. Bu tez çalışmasında, ÇAK topolojisine sahip silisyum karbür ve silisyum anahtarları kullanan ve hem ağır- hem de hafif-elektrikli araçlar için kullanılabilecek bir düşük gerilim batarya şarj çevirgeci önerilmiştir. Silisyum karbür ve silisyum anahtarların birlikte kullanımını ortaya yüksek verimli, yüksek güç yoğunluğuna sahip ve küçük boyutlu bir çevirgecin çıkmasını sağlamıştır.

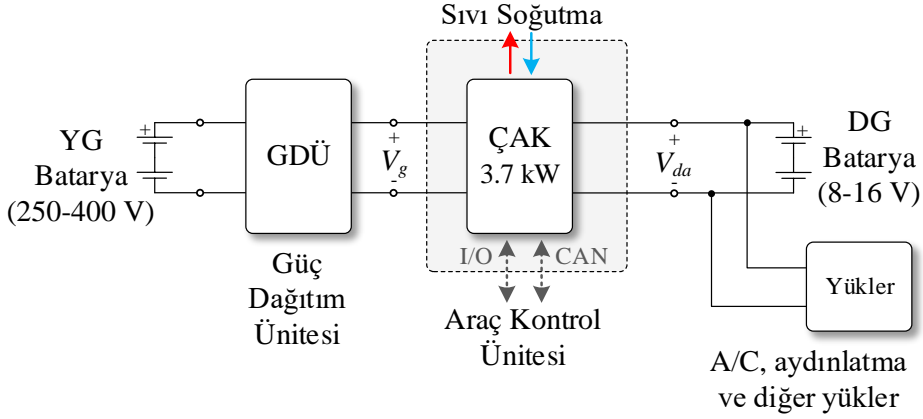
6.1. Genel Sistem Tanımı

Her ikiside 5.6 kW ÇAK çevirgecinin ana güç yapısından oluşan iki farklı çevirgeç yapılandırması Şekil 39'da görülmektedir. Şekil 39'dan görüldüğü üzere önerilen çevirgeç farklı güç değerleri ve uygulamalarda kullanılabilmektedir. Nominal giriş gerilimi, çıkış gerilim aralığı ve güç değerleri Şekil 39'daki çevirgeçler için ayrı ayrı olarak Şekil 39 üzerinde verilmiştir. Ağır-elektrikli araçlarda kullanılmak üzere 400-900 V gerilim aralığındaki yüksek gerilim bataryasından beslenen 11.2 kW gücündeki bir batarya şarj çevirgeci Şekil 39 (a)'da verilmiştir. Çevirgeç her biri 5.6 kW gücündeki iki paralel ÇAK çevirgecin birbirlerine göre dönüşümlü (interleaved) olarak anahtarlama ile çalışmaktadır. Birbirine seri bağlı iki adet 12 V bataryanın şarjını 16-32 V aralığında maksimum çıkış akımı 200 A olacak şekilde sağlamaktadır. Diğer taraftan, ana 5.6 kW ÇAK çevirgeci, 250-400 V gerilim aralığındaki araç bataryasından beslenecek ve hafif-elektrikli araçlarda batarya şarj çevirgeci olarak kullanılmak üzere maksimum 3.7 kW gücünde çalışacak şekilde yapılandırılmıştır. Bu durumda ÇAK çevirgeci, tek bir 12 V bataryayı maksimum 260 A çıkış akımı ile 8-16 V gerilim aralığında şarj edecektir. Her iki yapılandırmada tek bir ÇAK çevirgeci gerek yarı iletken güç anahtarlarında gerekse de manyetik devre elemanlarında hiçbir güncelleme yapılmadan kullanılabilmektedir. İlgili çevirgecin soğutulabilmesi için halihazırda araç içinde dolaşan sıvı soğutma sistemi kullanılmıştır.



Ağır-Elektrikli Araç Şarj Çevirgeci

(a)



Hafif-Elektrikli Araç Şarj Çevirgeci

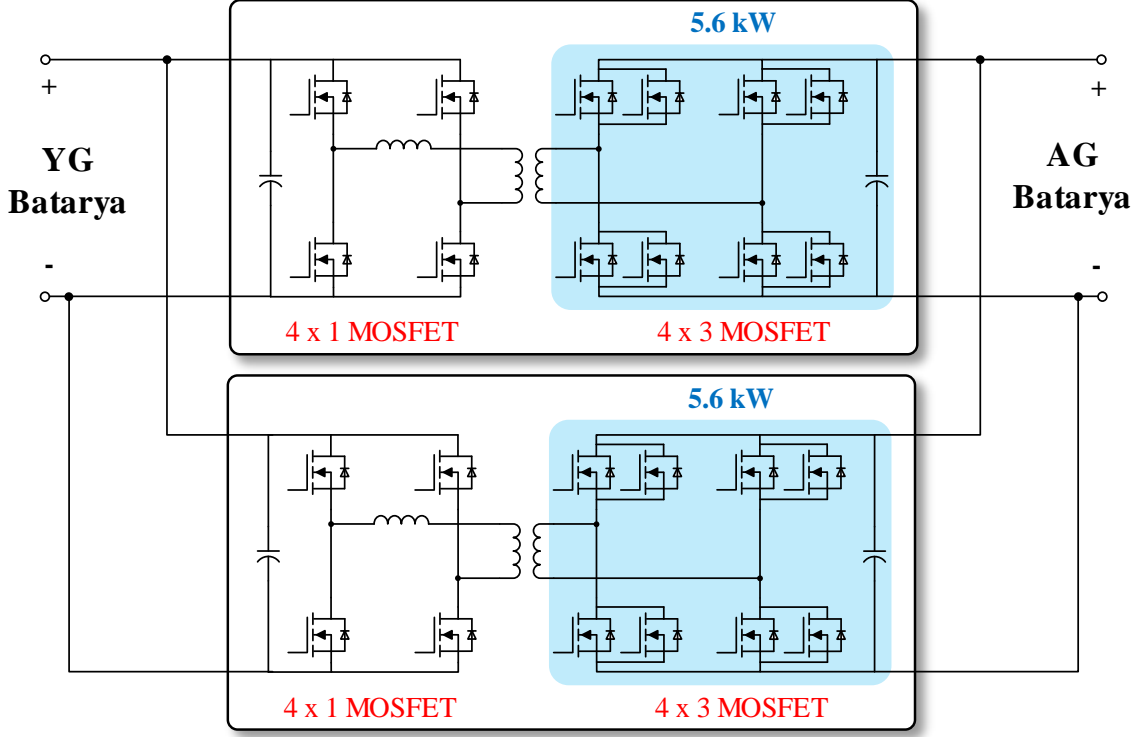
(b)

Şekil 39. ÇAK topoloji tabanlı düşük batarya şarj çevirgeci için iki farklı yapılandırma (a) 11.2 kW ağır-elektrikli araç batarya şarj çevirgeci, (b) 3.7 kW hafif-elektrikli araç batarya şarj çevirgeci

6.2. Alternatif Güç Katı Bağlantıları

6.2.1. 11.2 kW Ağır-Araç Çevirgeci için Alternatif Güç Katı Bağlantısı-1

Bu bağlantı, 11.2 kW çevirgeç için iki adet 5.6 kW birimin paralellendirilerek dönüştümlü şekilde çalışması ile sağlanmaktadır ve bağlantıya ait genel blok şeması Şekil 40'ta verilmiştir. Hem verimi eniyileştirmek hemde AG tarafındaki MOSFET'lerin sıcaklıklarının uygun aralıklarda kalmasını sağlamak amacı ile 3 adet paralel MOSFET kullanılmıştır. Böylece 5.6 kW tek birim için AG tarafında 12 MOSFET, toplamda 11.2

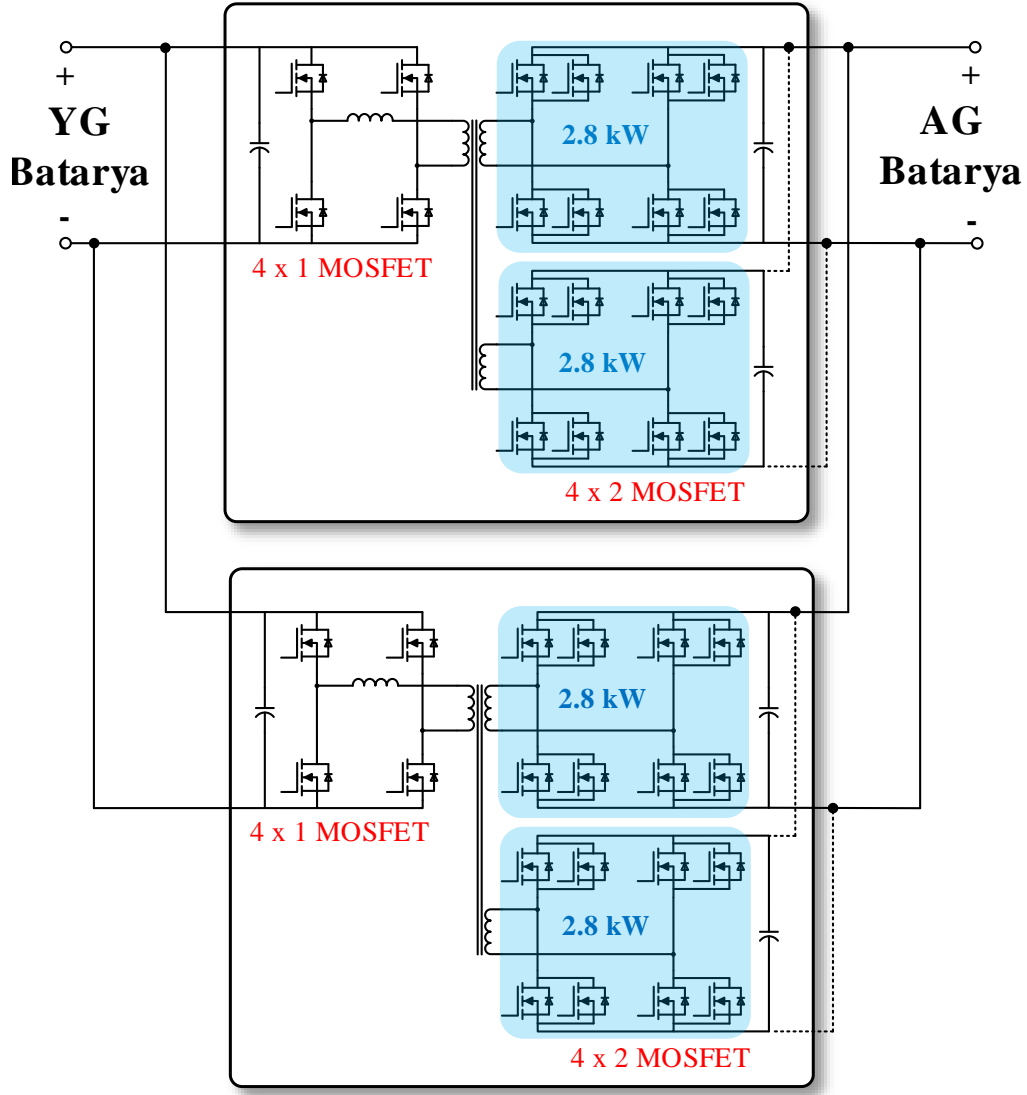


Şekil 40. 11.2 kW ağır-araç çevirgeci için alternatif birim bağlantısı-1

kW çevirgeç için AG tarafında 24 adet MOSFET kullanılmaktadır. Herbir 5.6 kW birim için tek birincil ve tek ikincil çıkışa sahip transformatör kullanılmaktadır. Dönüşümlü çalışma ile çıkış kondansatörü dalgalanma akımı küçülmekte ve buna bağlı olarak çıkış kondansatör değeri azalmaktadır. Bu alternatifin dezavantajları 24 adet MOSFET kullanılması, paralel MOSFET'lerin akım paylaşma sorunlarının ortaya çıkma olasılığı, paralel MOSFET'leri sürme zorluğu ve her 5.6 kW birim için transformatör ikincil tarafında 200 A etkin akımların geçerek, baskı devre tasarımında oluşacak zorluklar olarak sıralanabilmektedir.

6.2.2. 11.2 kW Ağır-Araç Çevirgeci için Alternatif Güç Katı Bağlantısı-2

Bu bağlantıda her bir 5.6 kW birimin transformatör ikincil çıkışı çift olup, her çıkış 2.8 kW olarak tasarlanmıştır ve bağlantıya ait blok şema Şekil 41'de verilmiştir. Her bir 2.8 kW birimde paralelleme ihtiyacı olmadığından 1 adet MOSFET kullanılmaktadır. Böylece her bir 5.6 kW birim için AG tarafında 8 adet MOSFET, toplamda 16 adet MOSFET kullanılmıştır. Diğer alternatife göre 8 adet MOSFET daha az kullanılmaktadır. 2.8 kW'lık her birim kendi arasında paralellenmiştir. 5.6 kW'lık birimler ise kendi arasında dönüşümlü olarak çalışmaktadır. Bu alternatifte kullanılan transformatör çift çıkışlı olduğundan herbir çıkış sekonder akımı 100 A seviyelerine inmiştir. Böylece baskı



Şekil 41. 11.2 kW ağır-araç çevirgeci için alternatif birim bağlantısı-2

devre kartı içinde daha kolay tasarım yapılabilmektedir. MOSFET'lerin etkin akımları bir önceki alternatife göre yükselmiş olsada, normal çalışma sınırları arasında kalmıştır. 5.6 kW birimlerin dönüşümlü çalışması ile bir önceki alternatiftaki çıkış dalgalanma akımları aynı olmaktadır. MOSFET sayısının azalması, sürme kolaylığı ve baskı devre tasarımının kolaylığı gibi sebeplerden ötürü bu alternatif daha uygulanabilir görünmektedir. Dezavantaj olarak transformatör sekonderinin çift çıkışlı olması tasarımı biraz zorlaştırabilmektedir.

6.2.3.3.7 kW Hafif-Araç Çevirgeci için Güç Katı Bağlantısı

Bu bağlantıda, 3.7 kW çevirgeç çıkış gücü iki adet 1.85 kW çıkış katının paralel çalışması ile sağlanmaktadır. Hedeflenen verim değerine ulaşabilmek ve aynı zamanda AG

tarafındaki MOSFET'lerin sıcaklıklarının uygun aralıklarda kalmasını sağlamak amacı ile 2 adet paralel MOSFET kullanılmıştır. Böylece 3.7 kW birim için AG tarafında 16 adet MOSFET kullanılmaktadır. AG tarafındaki her bir 2.7 kW birim tam güçte 1.85 kW tepe değerinde çalışacaktır. YG tarafı tek olduğundan dönüşümlü çalışma mümkün olmayacağı için, AG tarafı paralel olarak çalıştırılmaktadır.

6.3. ÇAK Çevirgeç Teknik Özellikleri

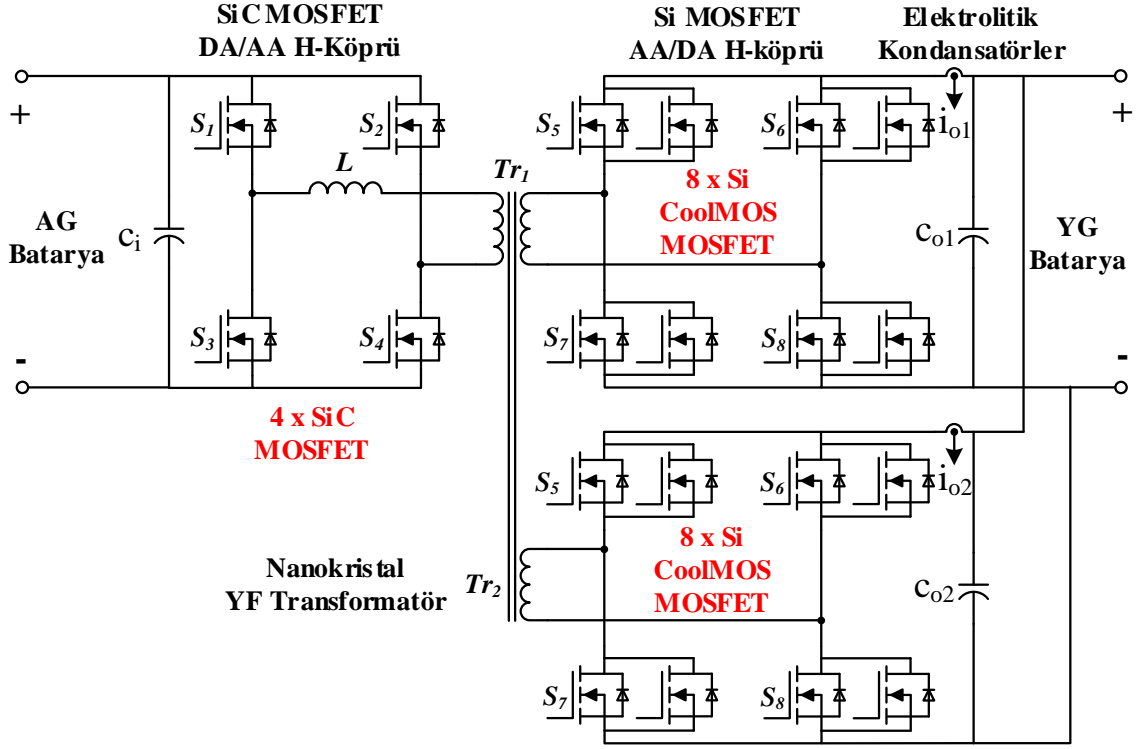
Şekil 39'da yer alan her bir çevirgecin (ağır- ve hafif-elektrikli araç) teknik özellikleri Çizelge 6'da ayrı olarak verilmiştir. Daha önce söylendiği gibi, ana güç katı olan 5.6 kW gücündeki ÇAK çevirgeç sadece manyetik devre elemanlarından enerji transfer indüktörünün değiştirilmesi ile hem faz kaymalı olarak çalışan 11.2 kW ağır-elektrikli araç için hem de 3.7 kW hafif-elektrikli araç çevirgeçleri için kullanılabilir. Çizelge 6. ÇAK Çevirgeç teknik özellikleri

Çizelge 6. ÇAK Çevirgeç teknik özellikleri

Teknik Özellik	Ağır-EA	Hafif-EA
Nominal Giriş Gerilimi (V)	750	400
Nominal Çıkış Gerilimi (V)	28	14
Nominal Çıkış Akımı (A)	200	260
Nominal Çıkış Gücü (kW)	5.6	3.7
Anahtarlama Frekansı (kHz)	50	
Transformatör Tur Oranı, (n)	27:1:1	
Harici İndüktör Değeri (μ H)	70	
Çıkış Kondansatörü (mF)	7.2	
Çıkış Kondansatör ESR ($m\Omega$)	3.6	

ÇAK çevirgecin ana güç kartı baskı devre kartı ile tasarlanmış olup en yüksek akım koşulu olan 260 A değerinde sorunsuz bir şekilde güç aktarımı yapabilmektedir. Ana 5.6 kW ÇAK çevirgecin devresi Şekil 42'de verilmiştir.

ÇAK çevirgecin yüksek gerilim tarafı olan giriş H-köprü devresinde silisyum tabanlı güç MOSFET anahtarlarına kıyasla üstün düşük anahtarlama kayıplarına, yüksek ısı kararlılığı ve yüksek kırılma gerilimine sahip olan silisyum karbür tabanlı güç MOSFET



Şekil 42. 5.6 kW ÇAK çevirgecin ana devre şeması

anahtarları kullanılmıştır. Silisyum karbür anahtarların kullanılması ile ÇAK çevirgeç daha yüksek anahtarlama frekansında çalışabilmekte ve böylece devredeki pasif ve manyetik devre elemanlarının boyutu küçülerek çevirgeç güç yoğunluğu artmaktadır. Ayrıca silisyum karbür anahtarların düşük çıkış kondansatörlerinden (C_{oss}) dolayı yumuşak anahtarlama için gerekli enerjide düşük olmakta ve yumuşak anahtarlama daha kolay yapılabilmektedir.

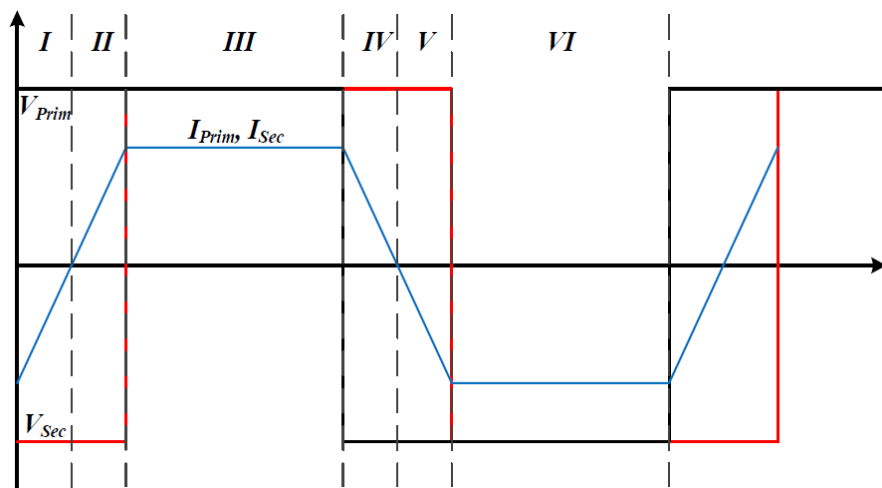
Diğer taraftan, ÇAK çevirgecin çıkış katında düşük gerilim olduğundan silisyum tabanlı güç MOSFET anahtarları kullanılmıştır. Çevirgecin ikincil tarafında yüksek akımdan dolayı anahtarların iletim kayıpları baskın olmaktadır. Bu aşamada silisyum tabanlı güç yarı iletkenlerinin diğer anahtarlara göre iletim dirençleri daha düşük olmakta ve tasarımı eniyilemektedir. Hem ısıl olarak güvenli bir aralıkta kalmak hem de iletim direncini daha da düşürmek için çıkış katındaki H-köprü devresindeki silisyum tabanlı anahtarlar iki adet paralel olacak şekilde kullanılmıştır. ÇAK çevirgecin ikincil tarafındaki paralel H-köprü devreleri normal çalışma koşullarında eşit akım paylaşımı yapmaktadır. Çıkış katındaki H-köprü devresinde eşit akım paylaşılabilmesi durumunda köprüler arasında istenmeyen

akımlar dolaşacak ve hem yüksek frekans transformatörün, hem de çıkış katındaki anahtarların kayıpları artacak ve dolayısı ile ısı sorunlar ortaya çıkacaktır.

ÇAK çevirgecin hem giriş tarafındaki filtre kondansatörleri hem de çıkış katındaki yüksek rms akım taşıma kabiliyetine sahip kondansatörleri, iki 5.6 kW ÇAK çevirgecin faz kaymalı anahtarlama ile çalışması ile birlikte oldukça düşürülebilmektedir. ÇAK topolojisinin doğası gereği çıkışında bir filtre indüktörü yer almamakta ve bu sebeple çıkış kondansatörlerinden yüksek rms dalga akımları geçmekte ve aynı zamanda çıkış geriliminde yüksek gerilim dalgalanmaları olmaktadır. Dönüşümlü anahtarlama ile bu sorun kolay bir şekilde çözülebilmektedir. Bunun için her bir ÇAK çevirgecin güç katı anahtarlama birbirine göre 180 derece (2 adet ÇAK çevirgeç için) kayık olacak şekilde anahtarlmalıdır. Bu sayede giriş ve çıkış güç katlarından çekilen yüksek frekanslı dalgalanma akımları birbirini yok ederek çok daha düşük seviyelere gelmektedir. Buda hem giriş hem de çıkış kondansatörlerinin rms akım ihtiyacının düşmesine ve dolayısıyla ticari olarak daha küçük boyutta kondansatörlerin kullanılmasını sağlamaktadır.

6.4. ÇAK Çevirgeç Çalışma Evreleri

ÇAK çevirgeç topolojisinde güç transferi iki H-köprü arasındaki yüksek frekans kare dalganın uygun şekilde faz kaydırılması ile oluşmaktadır. En basit haliyle bu kare dalgalar $D = 1/2$ görev çevrimi ile üretilmekte ve bu yöntem tek faz kayma (TFK) yöntemi denmektedir. Güç transferi faz kayması olarak önde olan H-köprü tarafından, gecikmeli



Şekil 43. Tek faz kayma yöntemi için ÇAK çevirgeç tipik anahtarlama dalga şekilleri

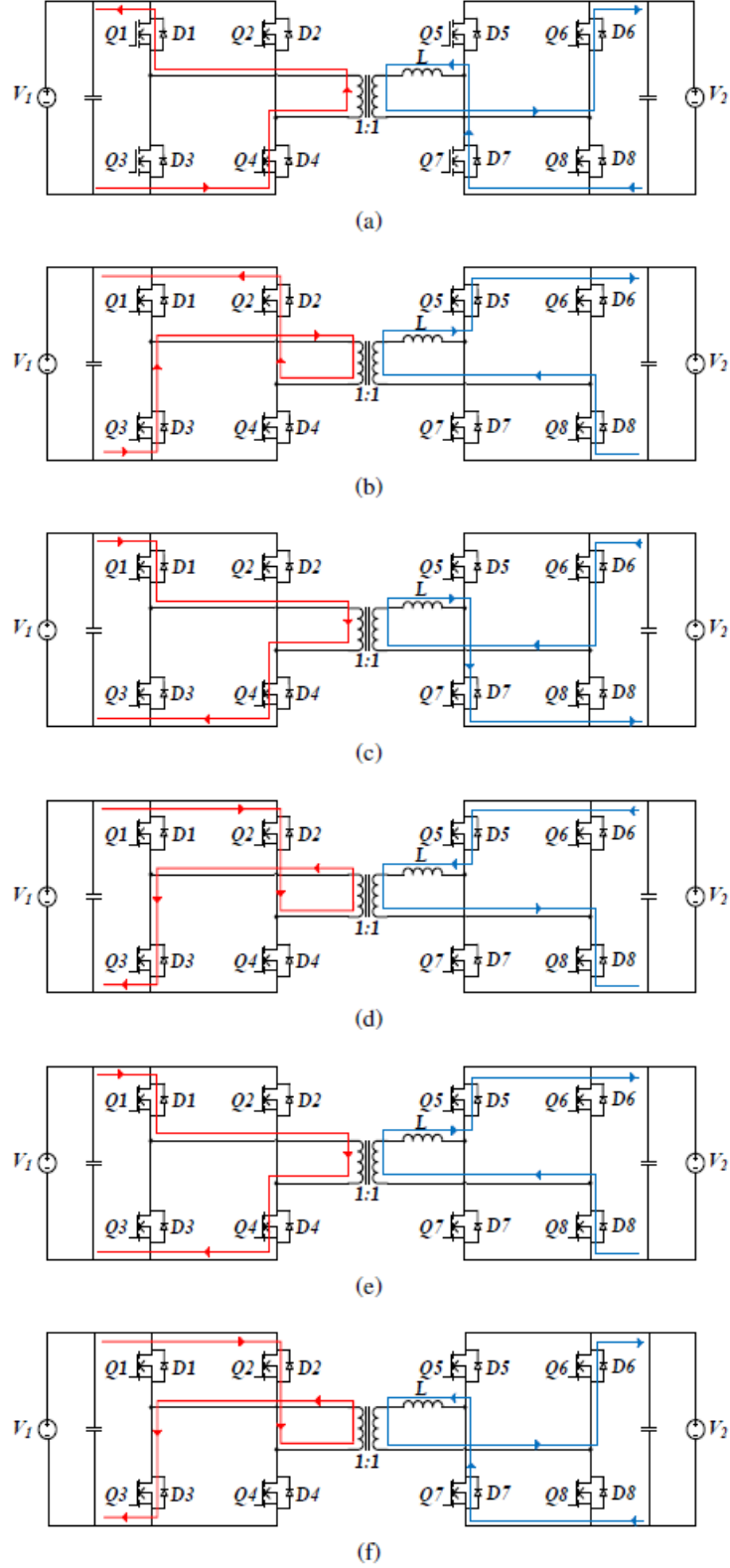
olan H-köprüye doğru olmakta ve aktarılacak gücün büyüklüğü ve yönü faz kayma parametresinin değiştirilmesi ile kolayca kontrol edilebilmektedir. Güç transferi temel olarak yüksek frekans transformatörün kaçak indüktansı veya dışarıdan harici olarak devreye eklenen bir indüktör ile sağlanmaktadır. ÇAK çevirgeç topolojisinin faz kaymalı doğasından dolayı indüktör akımı ve gerilimi birbirini belirli bir gecikme ile takip etmekte ve bunun sonucunda devre içerisinde veya H-köprüler arasında istenmeyen reaktif akımlar dolaşabilmektedir. Bu akımlar hem yarı iletken anahtarların akım stresini arttırmakta, hem de yüksek frekans transformatörün bakır kayıplarını arttırmaktadır. Çift faz kayma, üçlü faz kayma gibi karmaşık kontrol teknikleri içeren gelişmiş birçok modülasyon yöntemi bu reaktif akım problemini çok büyük oranda azaltabilmektedir. Bu tez çalışmasında, uygulama kolaylığı bakımından tek faz kayma modülasyon tekniği tercih edilmiş ve kullanılmıştır.

ÇAK çevirgecin temel çalışma evreleri Şekil 44'te verilmiştir. Daha iyi anlaşılabilmesi için anahtarlama sırası temel dört ayrı aralıkta incelenmiştir. Bu aralıklardaki gerilim ve akım dalga şekilleri Şekil 43'te verilmiştir. İlk aralıkta, enerji transfer indüktörü akımı negatif bir değerden pozitive geçecek şekilde değişmektedir. Bu aralıkta birincil taraftaki S_1 ve S_4 anahtarları ile ikincil taraftaki S_6 ve S_7 anahtarları iletimdedir. Transformatörün birincil sargısı ile ikincil sargısı arasındaki gerilim farkı enerji transfer indüktörü üzerinde görülmekte ve bu durumdaki indüktör akımının eğimi Eşitlik 28'deki gibi hesaplanmaktadır. Enerji transfer indüktörü akımının temel bileşeni dışında, artma veya azalma anlarındaki akımın yükselme veya düşme zamanlarına bağlı olarak yüksek dereceli harmonik bileşenler içermektedir. Bu yüksek frekanslı harmonik bileşenler indüktörün çekirdek kayıplarını arttırmaktadır.

$$\frac{dI}{dT} = \frac{V_p + V_s}{L} \quad (28)$$

İkinci aralıkta, indüktör akımı tamamen pozitif olmakta ve birincil taraftaki S_1 ve S_4 anahtarları halen iletimde kalırken ikincil taraftaki S_5 ve S_8 anahtarları iletime girmektedir. Bu aralıktaki ölü zaman bölgesinde sıfır gerilim anahtarlama meydana gelmektedir. Bu aralıktaki indüktör akımının eğimi Eşitlik 29'da verilmiştir.

$$\frac{dI}{dT} = \frac{V_p - V_s}{L} \quad (29)$$



Şekil 44. ÇAK çevirgeç çalışma evreleri-Evre 1-6 (a-f)

Üçüncü aralıkta, indüktör akımı tepe noktasından negatif bir değere gelinceye kadar düşmektedir. Bu aralıkta indüktör üzerindeki negatif gerilimden dolayı, Eşitlik 30'da

verilen eğim ile indüktör akımı azalmaktadır. Bu aralıkta, ikincil taraftaki S_5 ve S_8 anahtarları iletimde kalmaya devam ederken, birincil taraftaki anahtarlar üzerindeki negatif gerilimden dolayı S_2 ve S_3 anahtarları iletime girmektedir.

$$\frac{dI}{dT} = -\frac{V_P + V_S}{L} \quad (30)$$

Dördüncü aralıkta, indüktör akımı negatif değerde kalmaya devam etmekte ve Eşitlik 31'de verilen şekilde negatif bir eğimle azalmaya devam etmektedir. Bu aralıkta birincil taraftaki S_2 ve S_3 anahtarları iletimde kalmaya devam ederken, ikincil taraftaki S_6 ve S_7 anahtarları ile aralıkta olduğu gibi tekrar iletime girmektedir.

$$\frac{dI}{dT} = -\frac{V_P - V_S}{L} \quad (31)$$

Daha öncede belirtildiği gibi, evre birden evre ikiye geçerken ki ölü zaman bölgesinde enerji transfer indüktörü üzerinde şarj edilen enerji ilgili MOSFET'lerin çıkış kondansatörlerini boşaltmakta ve aynı anahtarlar iletime girmeden önce üzerlerindeki gerilimi sıfırda tutmaktadır. Bu olaya sıfır gerilim anahtarlama (SGA) denilmektedir. ÇAK çevirgecin en büyük avantajlarından birtanesi burada ortaya çıkmaktadır. Çünkü ÇAK topolojinin doğası gereği iki H-köprü arasındaki faz farkından dolayı oluşan gecikmeli akım indüktör üzerinde depolanarak, gecikmeli köprüdeki tüm anahtarların sıfır gerilim anahtarlama yapmasını sağlamakta, öndeki H-köprüdeki anahtarların ise bir bacağındaki anahtarların her yük koşulunda sıfır gerilim anahtarlama yapmasını sağlamaktadır. Sıfır gerilim anahtarlama o anki yük koşullarına ve dolayısı ile indüktör üzerindeki depolanan enerjiye bağlıdır. Bu sayede ilgili MOSFET anahtarların çıkış kondansatörleri tamamen boşaltılabilmektedir.

Diğer bir önemli nokta gecikmeli H-köprüde yer alan MOSFET güç anahtarları senkron doğrultma (MOSFET iletim direnci üzerinden) ile çalışmakta iken, faz kaymasına göre ilerde yer alan H-köprüdeki MOSFET güç anahtarları ise çoğunlukla ileri iletim modunda (gövde diyotu üzerinden) çalışmaktadır.

7. ÇİFT AKTİF KÖPRÜ ÇEVİRGEÇİ TASARIMI

Tez çalışmasının bu bölümünde, ÇAK çevirgecin bilgisayar benzetim çalışmaları yapılmış ve Çizelge 7’de verilen çevirgeç teknik özelliklerine uygun olarak farklı güç, giriş gerilimi, enerji transfer indüktörü endüktans değeri ve çevirgeç gerilimleri arasındaki faz kayması değerlerinde çevirgecin çalışma koşulları eniyilenmiştir. Bu çalışmalarla birlikte kullanılacak olan güç yarı iletkenlerinin anahtarlama ve iletim kayıpları hem teorik hem de benzetim çalışmaları ile elde edilerek karşılaştırılmıştır. Enerji transfer indüktörü ve AA bağda kullanılacak olan yüksek frekans transformatörün verimi eniyileyecek şekilde çekirdek malzemesi ve sargı tasarımı yapılmıştır. Transformatör ve indüktör tasarımı mevcut özellikleri dikkate alınarak, her iki yapılandırmadaki çevirgeçlerde kullanılabilir şekilde güncellenmiştir.

Elektrikli araç çevirgeç uygulamalarında topoloji seçimi ve güç katı tasarımının yanısıra hacim, ağırlık ve güç yoğunluğu önemli birer kriter olmaktadır. Güç yarı iletken anahtarları ve manyetik devre elemanlarının malzeme seçimi ve tasarımında bu hususlar dikkate alınarak hem soğutma ihtiyacı minimum seviyede tutulmuş, hem de verim eniyilenmiştir.

Manyetik devre elemanlarından AA bağda kullanılacak olan yüksek frekans transformatör tasarımı da hem ağır-elektrikli araç çevirgecinde hem de hafif-elektrikli araç çevirgecinde çalışabilecek şekilde tasarlanmıştır. YF İndüktör tasarımı ise her iki yapılandırma için verimi eniyileyecek şekilde ayrı ayrı tasarlanmıştır. Böylece göreceli olarak tasarım zorluğu yüksek olan elemanlar mümkün olduğu kadar farklı yapılandırmalarda ortak kullanılacak şekilde tasarlanırken, tasarımı daha basit olan elemanlar ise ayrı yapılandırmalar için ayrı olarak tasarlanmıştır.

7.1. Çift Aktif Köprü Benzetim Çalışmaları ve Güç Yarı İletken Kayıp Hesapları

Her iki yapılandırma içinde ortak kullanılabilir olan 5.6 kW tek birim çevirgecin benzetim çalışmaları Matlab Simulink programı ile Şekil 42’de verilmiş olan devre için yapılmıştır. ÇAK topolojisine uygun benzetim çalışmaları ilk olarak ideal anahtarlar ve pasif elemanlar kullanılarak yapılmış, daha sonra gerçeğe dayalı ticari ürünlerin seçimi ile benzetime devam edilmiştir. Benzetim çalışması yapılan devrenin genel parametreleri

Çizelge 7. Benzetim çalışması genel devre parametreleri

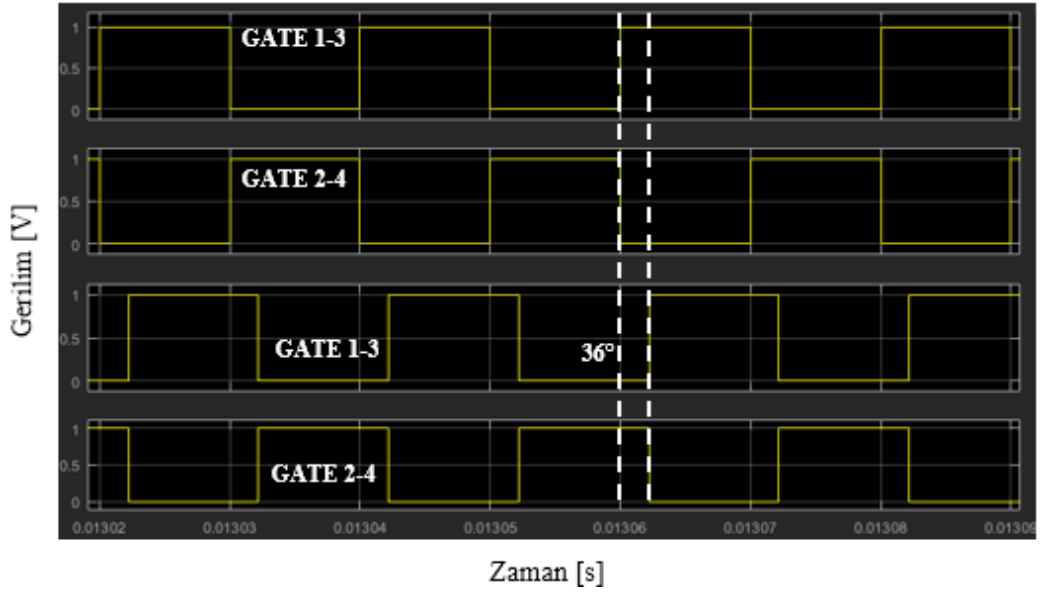
Teknik Özellikler	Değer
Nominal Giriş gerilimi (V)	750
Nominal Çıkış Gerilimi (V)	28
Nominal Çıkış Gücü (W)	5600
Çıkış Yük Direnci (Ω)	0.14
Anahtarlama Frekansı (kHz)	50
YG MOSFET Gerilimi (V)	1200
YG MOSFET Akımı (A)	120
AG MOSFET Gerilimi (V)	80
AG MOSFET Akımı (A)	180
Transformatör Tur Oranı (n)	27
Enerji Transfer Endüktansı (μ H)	150
AG Çıkış Kondansatörü (mF)	12
AG Çıkış Kondansatörü ESR ($m\Omega$)	2.2

Çizelge 7’de verilmiştir. ÇAK devre topolojisi için çıkışa aktarılacak güç miktarı harmonikler ihmal edildiğinde Eşitlik 32’deki gibi hesaplanmaktadır.

$$P_{\text{çıkış}} = \frac{V_1 V_2}{n X_L} \sin(\theta) \quad (32)$$

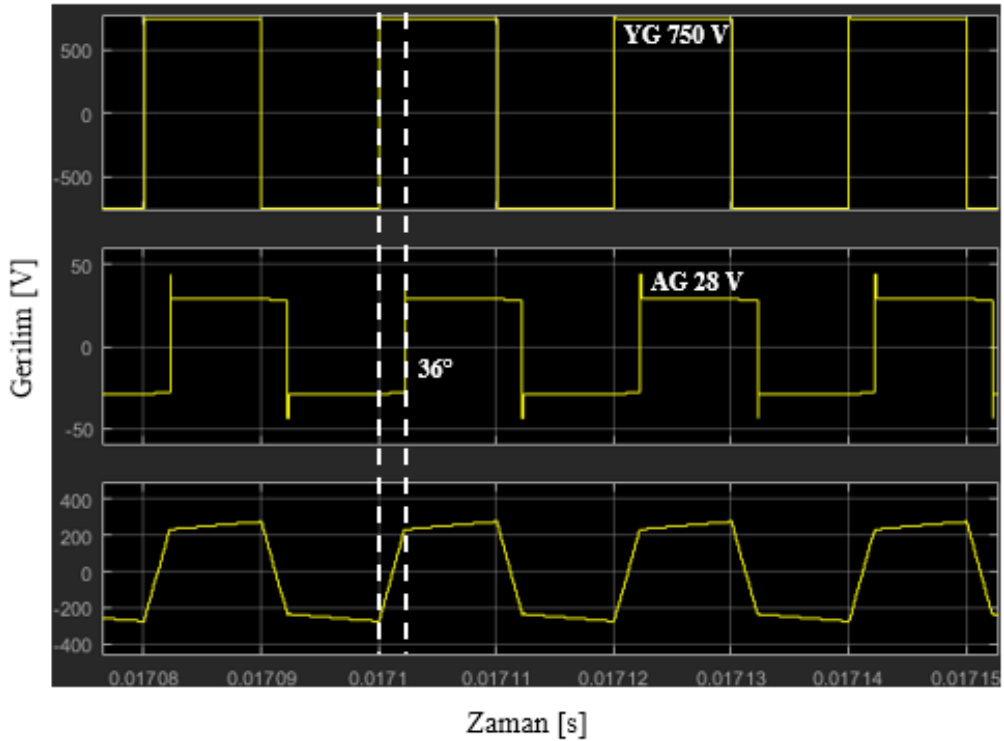
Burada, V_1 transformatör birincil sargı gerilimi etkin değerini, V_2 enerji transfer indüktörünün çıkış tarafındaki etkin değer gerilimini, X_L enerji transfer indüktörünün anahtarlama frekansındaki reaktans değerini, n transformatör tur oranı değerini, θ değeri ise AG tarafındaki faz kayma değerini ifade etmektedir. Eşitlik 32’ye göre aktarılacak güç miktarı, her iki H-köprü devredeki kare dalga sinyalin genliği, enerji indüktörünün değeri ve AG tarafındaki gerilim ile YG tarafındaki kare dalga gerilim arasındaki faz farkının sinüsüne bağlı olarak değişmektedir.

H-köprüler arası faz kayma değerinin 36° olduğu durum için hem AG hem de YG tarafındaki MOSFET anahtarların sürücü sinyalleri Şekil 45’te gösterilmiştir. İndüktör



Şekil 45. AG ve YG tarafı MOSFET sürücü sinyalleri

değerinin tasarım aşamasından sonra sabit olduğu varsayılırsa değişen güç veya gerilim değerlerini kontrol eden parametre her iki H-köprü arasındaki faz kayma değeridir. Bu faz kayma değeri 0° - 360° derece arasında değişmekte olup, 180° 'den sonra güç akış yönü



Şekil 46. İndüktör giriş ve çıkış gerilimleri ile indüktör akımı dalga şekli (yukarıdan aşağıya)

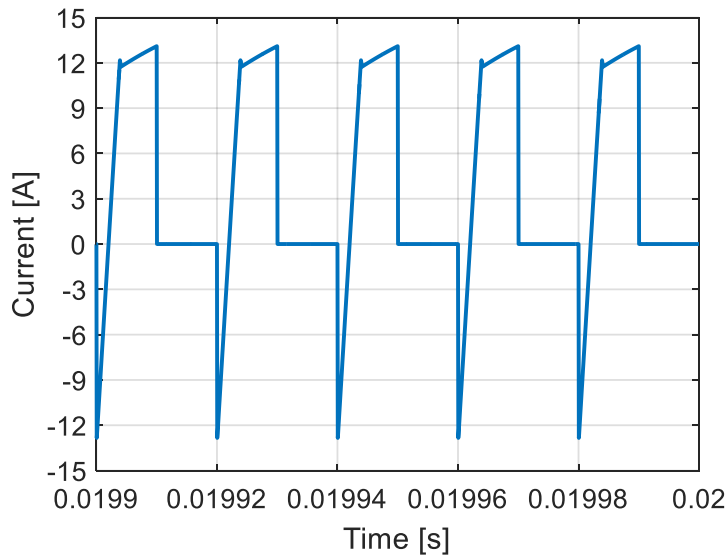
değişmektedir. Şekil 46’da uygulanan faz kaymalı sinyallerinden sonra indüktör girişi ve çıkışındaki gerilim dalga şekilleri ile indüktör akımı dalga şekli görülmektedir. Eşitlik 32’den görüldüğü üzere faz kayma değeri arttıkça aktarılan güç miktarı artmaktadır.

7.2. YG Tarafı için Güç Yarı İletkeni Kayıp Hesapları

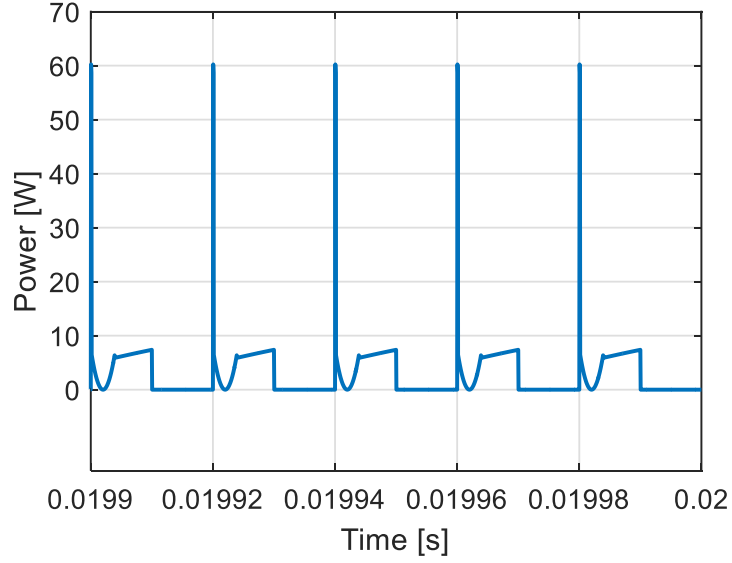
ÇAK çevirgeç 5.6 kW tek bir birim için güç yarı iletken kayıpları bu bölümde verilmiştir. Yüksek gerilim H-köprü anahtarları için ayrı pakete kılıflı silisyum karbür anahtarlar kullanılmıştır. Silisyum karbür anahtar 1200 V, 60 A gerilim ve akım değerleri ile 25 mΩ tipik iletim direncine sahiptir.

7.2.1. İletim Kayıpları

Silisyum karbür anahtar $V_{gs} = 20$ V’ta sürülürken Şekil 47’deki benzetim sonucuna göre savak-kaynak akımı $I_{ds} \cong 8$ A rms olmaktadır. En kötü koşul için anahtar teknik dökümanında verilen iletim direnci $R_{ds} \cong 43$ mΩ kullanıldığında MOSFET savak-kaynak gerilimi yaklaşık olarak $V_{ds} \cong 0.4$ V olmaktadır. Böylece çevirgeç giriş H-köprü devresindeki anahtarlar için her bir iletim kaybı değeri 3.2 W olmakta toplam H-köprü iletim kaybı ise 12.8 W olmaktadır. Her bir MOSFET için iletim kaybı benzetim sonucu Şekil 48’de görülmektedir. Görüldüğü üzere hesaplanan iletim kaybı değeri ile benzetim sonuçları yaklaşık aynıdır.



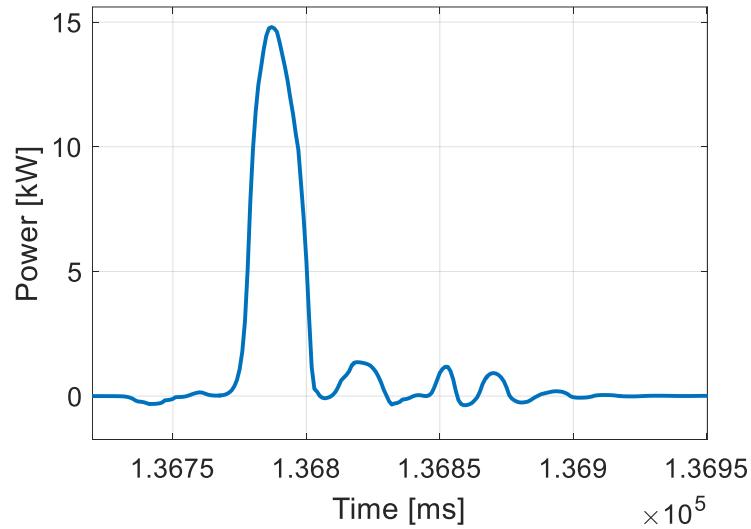
Şekil 47. Giriş H-köprü silisyum karbür anahtar savak-kaynak akımı benzetim sonucu



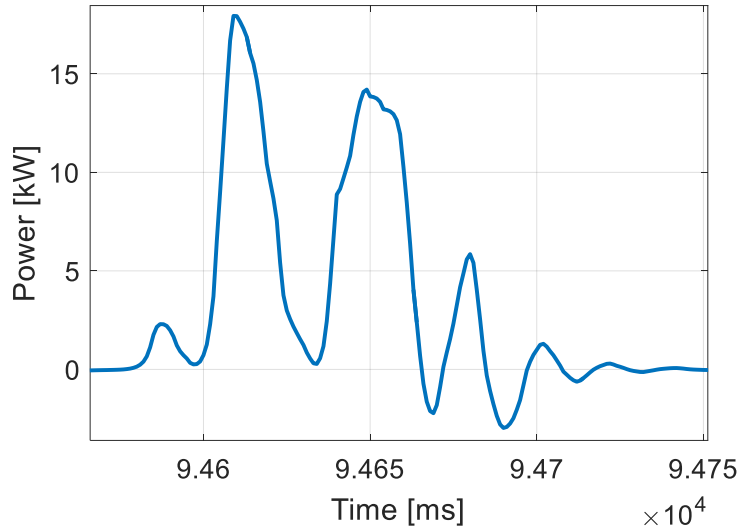
Şekil 48. Giriş H-köprü silisyum karbür anahtar iletim kaybı benzetim sonucu

7.2.2. Anahtarlama Kayıpları

Çevirgeç giriş H-köprü giriş DA gerilimi 800 V ve silisyum karbür anahtar savak-kaynak akımı $I_{ds} \cong 8$ A rms olduğunda anahtar teknik dökümanına göre toplam anahtarlama kaybı enerjisi 0.3 mJ olmaktadır. Böylece çevirgeç giriş H-köprü devresindeki anahtarlar için her bir anahtarlama kaybı değeri 15 W olmakta toplam H-köprü anahtarlama kaybı ise 60 W olmaktadır. Hesaplanan herbir anahtar için iletim ve kesim anındaki anahtarlama kaybı



Şekil 49. Giriş H-köprü silisyum karbür anahtar için iletim anındaki anahtarlama kaybı benzetim sonucu



Şekil 50. Giriş H-köprü silisyum karbür anahtar için kesim anındaki anahtarlama kaybı benzetim sonucu

benzetim sonuçları hesaplanan kayıp değerleri ile örtüşmektedir. Benzetim sonuçları sırası ile Şekil 49 ve Şekil 50’de verilmiştir. Böylece çevirgeç giriş tarafındaki anahtarların toplam kaybı 72.8 W olarak hesaplanmıştır.

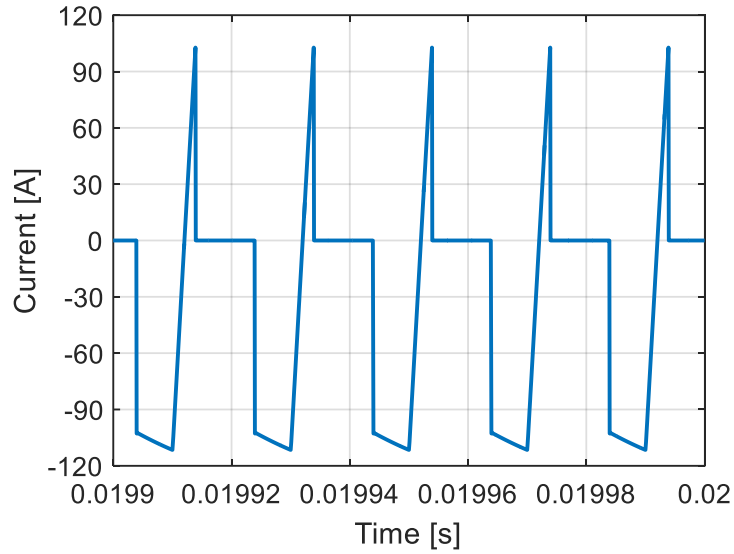
7.3. AG Tarafı için Güç Yarı İletkeni Kayıp Hesapları

Alçak gerilim H-köprü anahtarları için iletim direnci değerleri çok düşük olan ayrık paket kılıflı silisyum anahtarlar kullanılmıştır. Çevirgeç çıkış katında giriş katına göre çok daha yüksek akımlar geçtiği için anahtar iletim kayıpları dolayısı ile savak-kaynak direnci çok önem kazanmaktadır. Bu nedenle iletim direncini daha da düşürmek ve iletim kayıplarını en aza indirmek amacı ile çıkış H-köprü devresindeki her bir anahtar 3 paralel olarak kullanılmıştır. Silisyum MOSFET anahtarların kolay paralellenebilme özellikleride uygulama için avantaj oluşturmuştur. Seçilen silisyum anahtar 80 V, 180 A gerilim ve akım değerleri ile 1.9 m Ω tipik iletim direncine sahiptir.

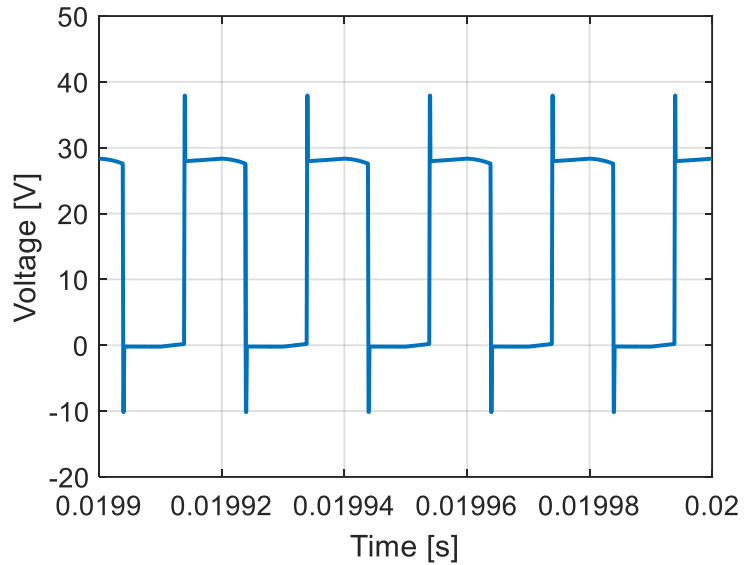
7.3.1. İletim Kayıpları (3 adet paralel anahtar için)

Silisyum anahtar $V_{gs} = 10$ V’ta sürülürken Şekil 51’deki benzetim sonucuna göre savak-kaynak akımı $I_{ds} \cong 66$ A rms olmaktadır. En kötü koşul için anahtar teknik dökümanında verilen iletim direnci $R_{ds} \cong 1.9$ m Ω kullanıldığında MOSFET savak-kaynak gerilimi yaklaşık olarak $V_{ds} \cong 0.14$ V olmaktadır. Böylece çevirgeç giriş H-köprü devresindeki anahtarlar için her bir iletim kaybı değeri 9.3 W olmakta H-köprü iletim kaybı ise toplam

12 anahtar için 112 W olmaktadır. Her bir MOSFET için savak-kaynak gerilimi benzetim sonucu Şekil 52’de görülmektedir.



Şekil 51. Çıkış H-köprü silisyum anahtar savak-kaynak akımı benzetim sonucu

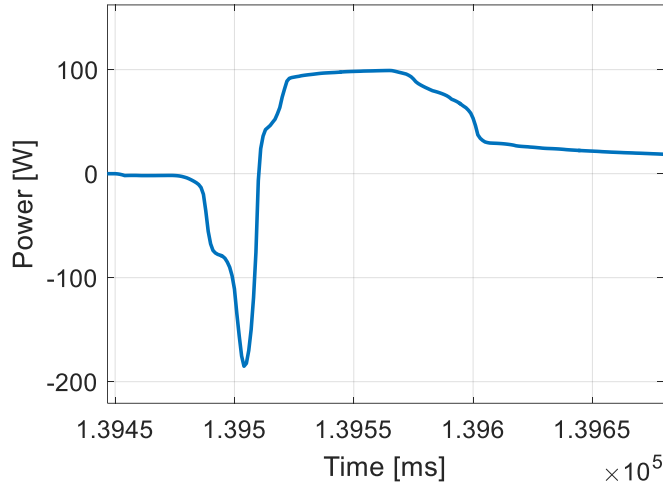


Şekil 52. Çıkış H-köprü silisyum anahtar savak-kaynak gerilimi benzetim sonucu

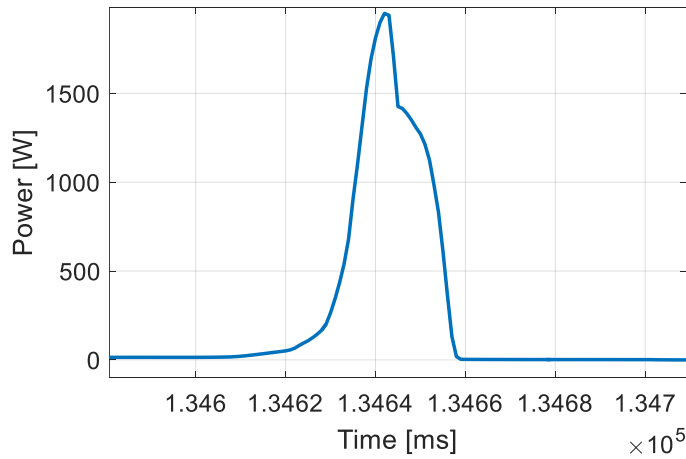
7.3.2. Anahtarlama Kayıpları

Çevirgeç çıkış DA gerilimi 28 V ve her bir silisyum anahtarın savak-kaynak akım değeri $I_{ds} \cong 66$ A rms olduğunda anahtar teknik dökümanına göre toplam anahtarlama kaybı enerjisi 0.01928 mJ olmaktadır. Böylece çevirgeç çıkış H-köprü devresindeki anahtarlar için her bir anahtarlama kaybı değeri yaklaşık 1 W olmakta, toplam H-köprü anahtarlama kaybı ise 12 anahtar için 12 W olmaktadır. Her bir MOSFET için iletim kaybı benzetim

sonuçları sırası ile Şekil 53 ve Şekil 54'te görülmektedir. İletim ve anahtarlama kayıplarına göre çıkış katındaki silisyum anahtarların toplam kaybı 124 W olmaktadır. Burada dikkat edilmesi gereken çıkış silisyum anahtarların giriş silisyum karbür anahtarlara göre iletim kayıplarının çok yüksek olmasıdır. Anahtar savak-kaynak dirençleri sıcaklık ile değiştiğinde dolayı anahtar teknik dökümanında verilen gerçekçi çalışma koşulundaki sıcaklık değerine göre savak-kaynak direnci tekrar hesaplanmalı ve anahtar kayıpları bu en kötü koşul için tekrar edilmelidir. Bu çalışma için çıkış silisyum MOSFET anahtarların 100 °C çalışma sıcaklığında olduğu varsayılır ise iletim direnci yaklaşık olarak $R_{ds} \cong 2.6 \text{ m}\Omega$ olmakta, toplam iletim kaybı ise 136 W olmaktadır. Güncellenen R_{ds} ile çevirgeç çıkış katı anahtarlarının toplam güç kaybı 148 W olmaktadır.



Şekil 53. Çıkış H-köprü silisyum anahtarlar için iletim anındaki anahtarlama kaybı benzetim sonucu

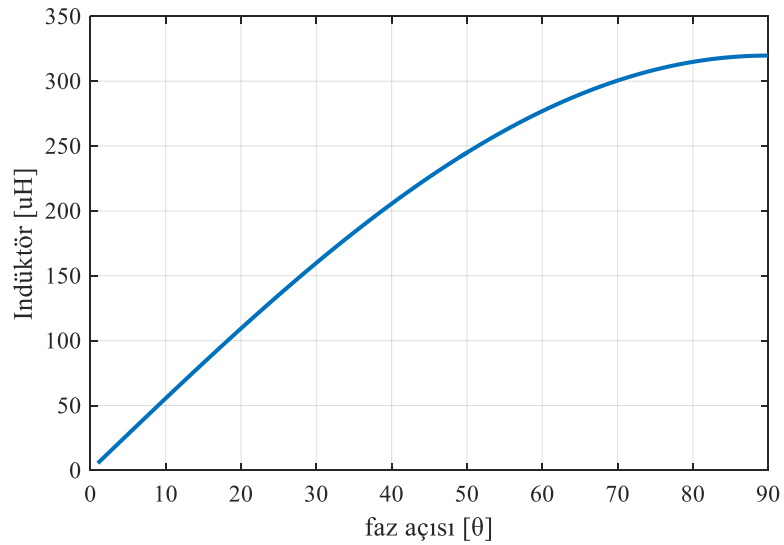


Şekil 54. Çıkış H-köprü silisyum anahtarlar için kesim anındaki anahtarlama kaybı benzetim sonucu

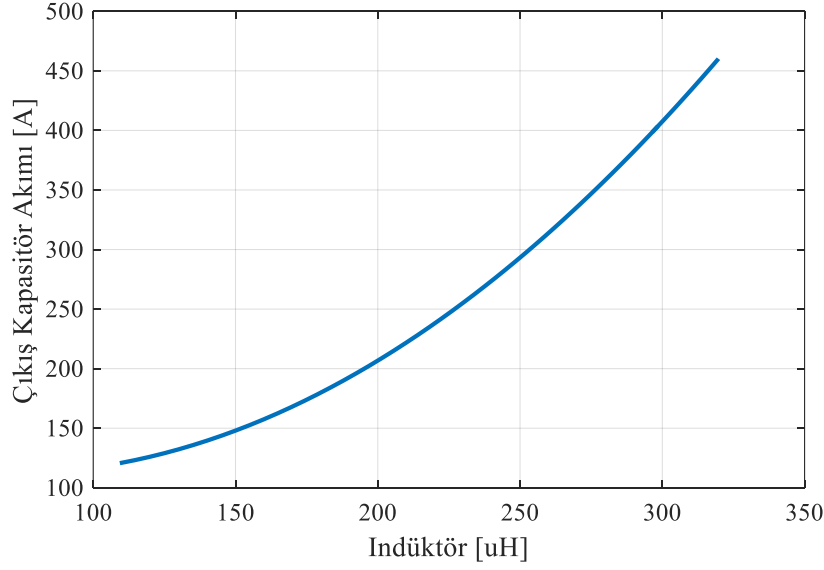
7.4. Enerji Transfer İndüktörünün En Uygun Değerinin Belirlenmesi

Çevirgecin farklı yük ve giriş gerilimi koşullarında çalışabilmesi için enerji transfer indüktörünün en uygun değerinin belirlenmesi gerekmektedir. Çevirgecin çıkış geriliminin minimumu ile nominali arasında çıkış akımının maksimum değerlere ulaşabilmesi gerekmekte, çıkış geriliminin nominal gerilimin üstüne çıkması durumunda ise güç transferinin sınırlandırılması gerekmektedir. Şekil 39’da görüldüğü üzere çıkış geriliminin minimum değeri 16 V olmaktadır. Bu değerde çevirgecin toplam çıkış akımı olan 260 A vermesi gerekmektedir. Bu koşulda çalışırken giriş gerilimi 450 V olmaktadır. Çevirgeç çalışma koşulları için faz açısının belirleneceği sınır değer bu çalışma koşulunda belirlenecektir. Eşitlik 32’den anlaşılacağı üzere indüktör değerinin ve gücün sabit olduğu durum için 750 V ve 450 V giriş gerilimleri için faz açısının değeri çok değişmektedir. Buda bize faz açısının sınırlarını belirlemeyi sağlamaktadır.

Bir diğer önemli nokta aynı güç noktasında çalışabilmek için faz açısı değerinin artışı ile indüktör değerinde artmasıdır. Ayrıca indüktör değerinin artışı çıkış kondansatörü dalgalanma akımlarının da artmasına neden olmakta ve böylece çıkış kondansatör değerinin artmasına neden olmaktadır. Şekil 55’te aynı güç değerinde (11.2 kW) faz açısının değişimine karşılık indüktör değerinin değişimi gösterilmiştir. Şekil 56’da ise indüktör değerinin artmasına karşılık çıkış kondansatör akımının etkin değer değişimi görülmektedir.



Şekil 55. ÇAK çevirgeci için faz açısı değerine göre indüktör değerinin değişimi



Şekil 56. ÇAK çevirgeci indüktör değişimine göre çıkış kondansatör akımının değişimi

Benzetim çalışmaları yapıldığında transformatör birincil sargı tarafında kullanılacak indüktör değeri 150 μH , faz değeri ise 16° civarında olmaktadır. Ayrıca farklı güç ve giriş gerilimi değerleri için benzetimden alınan sonuçlar aşağıdaki Çizelge 8’de özetlenmiştir. Çizelge 8’den görüldüğü üzere en kötü koşul için 450 V giriş geriliminde 5.6 kW güç transferi yapabilmek için faz açısının 85° civarlarına olması gerekmektedir. Çizelge 8’de görülen bir diğer konu ise 11.2 kW güç değeri için indüktör değerinin artırılması ile çıkış kondansatörü dalgalanma akımının artışıdır. Endüktans değerinin çok küçültülmesi tam güçte faz açısı değerinin düşmesine, böylece daha düşük güçlerde açının çok küçük değerlere yaklaşmasına ve kontrol hassasiyetinin bozulmasına yol açmaktadır.

Çizelge 8. Farklı güç, giriş gerilimi ve endüktans değerleri için çevirgeç parametrelerinin değişimi

Güç (kW)	Giriş Gerilimi (V)	Çıkış Gerilimi (V)	Endüktans Değeri (μH)	Faz Açısı (Derece)	Çıkış Kond. (A)	Çıkış Akımı (A)
11.2	750	28	100	23.4	117	79
11.2	750	28	150	38	148	82
11.2	750	28	220	88	238	117
5.6	750	28	150	16.2	40	38
2.8	750	28	150	7.2	28	20
5.6	450	16	150	85	196	97

7.5. YG ve AG Tarafı Kondansatör Seçimleri

ÇAK çevirgecin giriş ve çıkış katında yer alan kondansatörlerin seçimleri yapılırken aşağıdaki hususlar göz önüne alınmıştır:

- Dalgalanma (ripple) akım taşıma kapasitesi,
- ESR ve ESL değeri,
- Maksimum çalışma sıcaklığı değeri,
- Nem, titreşim gibi çevre koşullarına dayanıklılık,
- Otomotiv uygulamaları için kullanılabilirlik,
- Boyut ve hacim
- Ağırlık

Özellikle ÇAK çevirgecin çıkış katında bir filtre indüktörü bulunmamasından dolayı bara kondansatörü yüksek rms dalgalanma akımlarına maruz kalmakta ve bu kondansatörün uygun değerde seçilmesi çevirgeç çalışması açısından önem arz etmektedir.

7.5.1. Kondansatör RMS Dalgalanma Akımını Etkileyen Parametreler

Eşitlik 32 incelendiğinde çıkış kondansatör akımının rms değerini etkileyen faktörlerin:

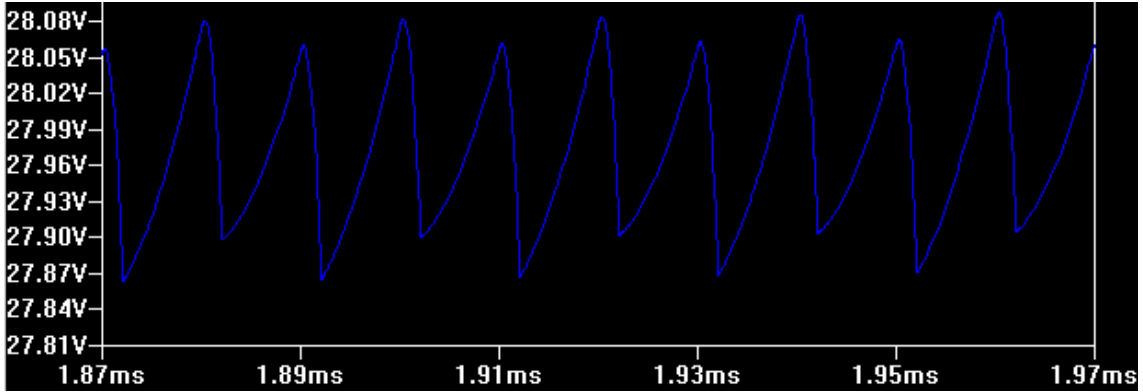
- a) Enerji transfer indüktörü değeri (L)
- b) AG tarafı faz kayma değeri (θ)

olduğu görülmektedir. Bu iki değerde ÇAK çevirgecin yüke aktaracağı gücü dolayısı ilede çıkış akımını ve kondansatör dalgalanma akımını belirlemektedir. Çizelge 7'deki nominal çalışma değerlerini Eşitlik 32'de yerine koyduğumuzda Çizelge 9'daki değerler elde edilmektedir.

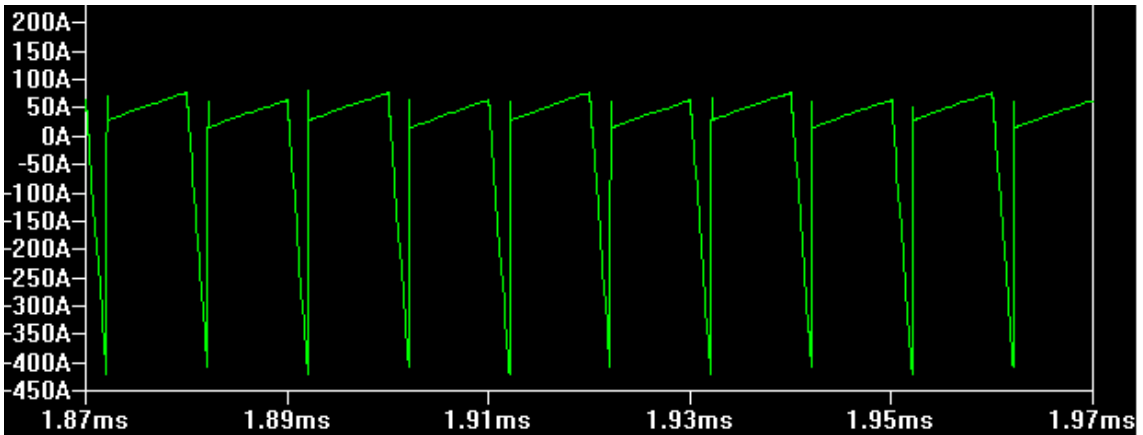
Çizelge 9. Farklı devre parametleri için çıkış kondansatör rms akımının değişimi

L (mH)	θ (°)	I _{rms} (A)	Kontrol Kolaylığı
0.4	72	200 A	Hassas
0.25	36	110 A	Normal

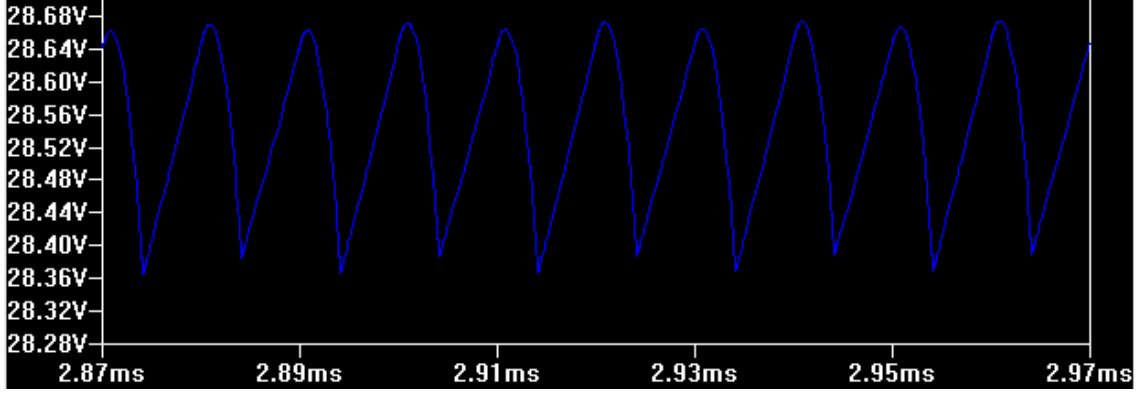
Çizelge 9’da faz kayma değeri referans alınarak endüktans değeri hesaplanmıştır. YG tarafından AG tarafına güç aktarımı için faz kayma değerinin maksimum sınırı 90° ’dir. Bu değerde çıkış gücü maksimum olmakta, ve 180° değerine kadar tekrar azalmaktadır. Bu değer üstünde güç akışı yön değiştirmektedir. Sınır değere çok yaklaşmamak ve kondansatör dalgalanma akımının sınır değerlere çıkıldıkça yükselmesinden dolayı, faz kayması başlangıç değeri olarak 72° alınmıştır. Faz açısının yüksek seçilmesi, çıkış gerilim kontrolünün daha geniş bir aralıkta daha hassas yapılmasını sağlamaktadır. Şekil 57, 58, 59 ve 60’da sırası ile 36° ve 72° faz kayma değerleri için çıkış kondansatörünün gerilim dalga şekli ile etkin akım değeri gösterilmiştir. Faz açısı kayma değerini yarıya indirdiğimizde ve Eşitlik 32’den endüktans değerini hesapladığımızda çıkış kondansatörü dalgalanma akımının neredeyse yarıya düştüğü görülmektedir. Çevirgeç boyutları ve kondansatör sıcaklık değerleri bakımından bu sonuç daha makul bir değer olarak görülmektedir. Ticari ürünler incelendiğinde çıkış gerilimi dalgalanma değerinin daha geniş aralıkta olduğu bu yüzden daha düşük kondansatör değerleri kullanıldığı görülmüştür.



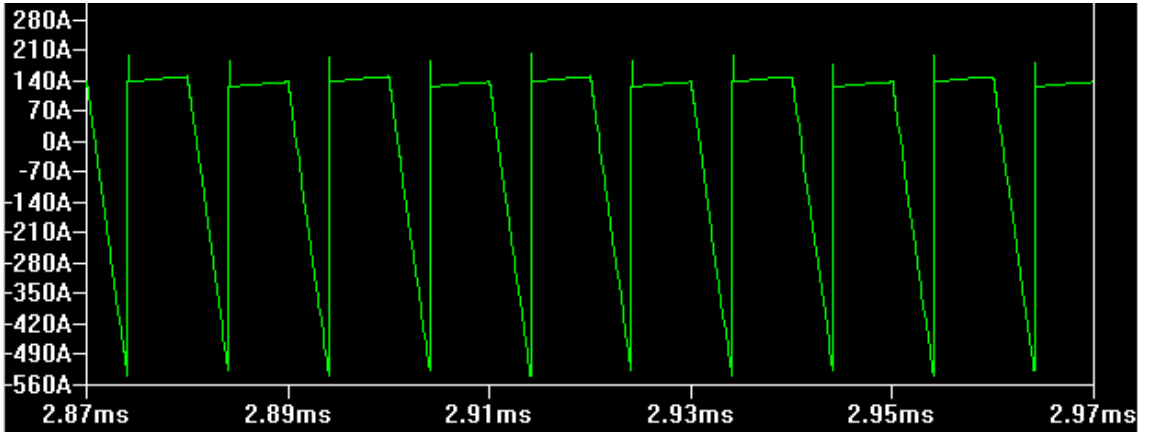
Şekil 57. Faz kayma açısı = 36° için çevirgeç çıkış gerilimi dalga şekli



Şekil 58. Faz kayma açısı = 36° için çevirgeç çıkış akımı dalga şekli



Şekil 59. Faz kayma açısı = 72° için çevirgeç çıkış gerilimi dalga şekli



Şekil 60. Faz kayma açısı = 72° için çevirgeç çıkış akımı dalga şekli

Benzetimler nominal çalışma koşulları için, çıkış kapasitans değeri 3mF ve ESR değeri 3 m Ω alınarak yapılmıştır. Her iki faz kayma açısı içinde çevirgeç çıkış gerilimi dalgalanma değeri (tepeden-tepeye), hedef değer olarak belirtilen 280 mV'tan (nominal çıkış geriliminin %1'i) daha küçük olmaktadır. Çıkış kondansatör akımının etkin değeri ise daha önce belirtilen 36° faz kayma açısı için 110 A, 72° faz kayma açısı için ise 200 A olmaktadır. Bu sonuçlara göre ÇAK çevirgeç çıkış kondansatörü için 3 mF kapasite değerine, 3 m Ω veya daha düşük eşdeğer seri dirence ve 100 A rms akım taşıma kabiliyetine sahip elektrolitik veya metal film tip kondansatör kullanmak gerekmektedir. Metal film kondansatörlerin bu kapasite değerlerinde ticari ürünleri çok sınırlı olmakla birlikte paralel kullanılması haline çok fazla hacim kaplamaktadır. Bu sebeple bu çalışmada enerji yoğunlukları ve görece olarak boyutları daha düşük olan elektrolitik tipte kondansatörler tercih edilmiştir.

Seçilen kondansatör alüminyum elektrolitik tipi kondansatör olup otomotiv uygulamaları için tasarlanmış ve 150°C'ye kadar çalışma sıcaklığı ve titreşimlere karşı dayanıklıdır. Yüksek dalgalanma (ripple akım) taşıma kapasitesi ve düşük ESR değerlerine sahiptir. Benzetim çalışmalarında enerji transfer indüktörü transformatörün ikincil tarafında kullanılmış, daha sonraki benzetimlerde birincil tarafına taşınmıştır. Kondansatör seçimi için yapılan hesaplamalarda çalışma sıcaklığı 105 °C olarak alınmıştır. Bu çalışmada 7.2 mF kapasite değerine, 2.2 mΩ eşdeğer seri dirence ve 147 A rms akım taşıma kapasitesine sahip alüminyum elektrolitik tip kondansatörler seçilmiştir.

7.5.2. YG Tarafı Giriş Kondansatörü Seçimi

ÇAK çevirgeç girişinde baskı devre kartlarının yollarına ait parazitik endüktanslar ile çıkış kondansatörleri rezonansa girerek H-köprü anahtarların kesim anlarında gerilim sıçralamalarına neden olmakta ve anahtarların kırılma gerilimlerini geçmeleri durumunda anahtara zarar vermektedir. Hem bu çevrim endüktanslarını en aza indirmek, hem de devrenin ihtiyaç duyduğu yüksek frekans akımları karşılamak amacı ile çevirgeç girişine uygun tip kondansatörler yerleştirilmiştir. Bu amaçla yüksek gerilime dayanıklı, kısa devre anında sönmelenme (self-healing) özelliğine sahip avantajları bulunan metal film tipi kondansatörler seçilmiştir. Seçilen kondansatörler 30 µF, 3.6 mΩ değerlerine sahip olup, rms akım taşıma kapasitesi 45 A'dir. Seçilen kondansatörler kullanıldığında yaklaşık 8 A dalgalanma akımını karşılayabilmek için çevirgecin giriş DA bağında 900 V tepe gerilim için en az 2 adet seri kondansatör kullanmak gerekmektedir. Seçilen kondansatör için dalgalanma akımı etkin değeri (45 A), giriş akımı dalgalanma değerinden (8 A) yeteri kadar yüksek olduğundan, sıcaklığa bağlı olarak kondansatör sayısında herhangi bir değişime ihtiyaç olmamaktadır.

8. MANYETİK DEVRE ELEMANLARI TASARIMI

8.1. Yüksek Frekans Transformator Tasarımı

Ana 5.6 kW ÇAK çevirgeci için tasarlanacak olan 5.6 kVA YF transformatorün teknik özellikleri Çizelge 10'da verilmektedir. Yapılan bilgisayar benzetimleri dikkate alınarak en iyi verim koşullarını sağlamak üzere anahtarlama frekansının 50 kHz civarında seçilmesi uygun gözükmektedir. Tur oranı anma giriş gerilim seviyesinde ($V_1 = 750$ V DA) anma gücünü aktaracak şekilde seçilmiştir. 50 kHz çalışma frekansında bakırda deri kalınlığı yaklaşık 0.33 mm olduğu için Litz teli kullanımı gerekmektedir. Çekirdek malzemesi olarak bu güç ve frekans değerleri için uygun malzemeler olan nanokristal ve ferrit çekirdek malzemeleri arasından ticari olarak uygun malzeme seçimi hedeflenmiştir.

Çizelge 10. YF transformatorün tasarım özellikleri

Teknik Özellikler	Değer
YF Transformator Gücü (kVA)	5.8
Çalışma Frekansı (kHz)	50
Giriş Gerilimi Dalga Şekli	H-Köprü Kare Dalga
Giriş Gerilimi Çalışma Aralığı (V)	450 – 900
Anma Giriş Gerilimi / Çıkış Gerilimi (V)	750 / 28
Tur Oranı (n)	27:1:1 (çift sekonder)
Primer ve Sekonder Akımları (A)	8 / 130 / 130
Sargı Çeşidi	Pri: Litz, Sek: Bakır folyo
Çekirdek Malzemesi	Nanokristal ya da Ferit
Ortam Sıcaklığı (°C)	+55
Çalışma Sıcaklığı (°C)	+100

8.1.1. Transformator Anma Gücünün Hesaplanması

H-köprü çevirgeç çıkışında yaklaşık kare dalga gerilim dalga şekli oluşmaktadır. Her bir anahtarın görev çevrimi $D = 1/2$ için dalga şekli tam kare dalga olmaktadır. Bu tez çalışması kapsamındaki ÇAK çevirgeç yapısında AA bağda oluşan gerilim dalga şekli tam kare dalgaya yakındır. Alan Çarpımı yöntemi kullanılarak aşağıdaki Eşitlikler

yardımları ile çevirgeç yüksek frekans girişindeki görünür güç değerinin transformatör tasarım parametreleri cinsinden ifadesi bulunmaktadır.

$$V_{pri} = N_p d\phi / dt \quad (33)$$

$$V_{pri} T_s/2 = N_p (2B_{acp}) A_{core} \quad (34)$$

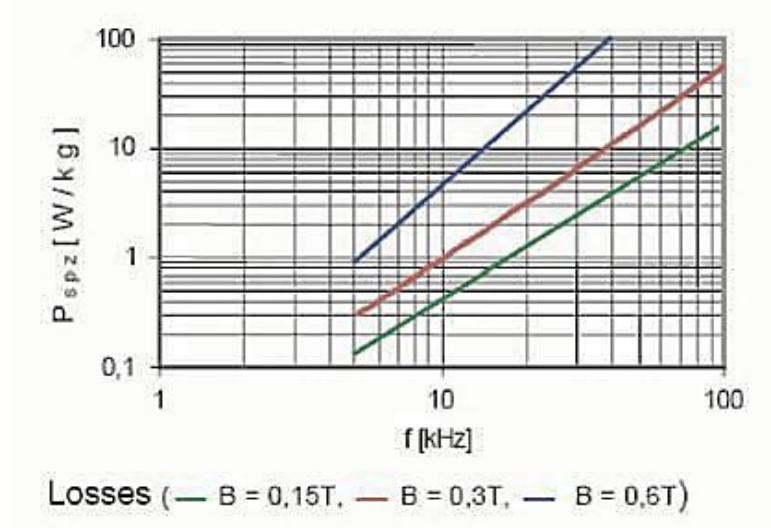
Burada $D = 1/2$ için ve B_{ac} akı yoğunluğu tepe değeri olmak üzere,

$$V_{pri} = 4 f N_p B_{ac} A_{core} \quad (35)$$

$$S = V_{pri} I_{pri} = 2 k_{cu} f A_{core} A_w J_{rms} B_{acp} \quad (36)$$

Burada, k_{cu} bakır doluluk oranı, A_{core} çekirdek kesit alanı, A_w sarım alanı, J_{rms} rms akım yoğunluğu ve B_{acp} 'de AA akı yoğunluğu tepe değeridir. $A_{core}A_w$ çarpımı alan çarpımı, AP, olarak adlandırılmaktadır. Eşitlik 36'daki $A_{core}A_w$ değeri alan çarpımı değeri olup tasarlanacak olan transformatör için önemli bir parametredir. Tasarımda düşük çekirdek kayıpları ve yüksek doyum akı değerlerine sahip nanokristal çekirdek malzemesi kullanılmıştır. Buna göre başlangıç tasarım değerleri $k_{cu} \cong 0.4$, $J_{rms} = 3 \text{ A/mm}^2$, $f = 50 \text{ kHz}$ ve $B_{ac} = 0.15 \text{ T}$ olarak alınmıştır. Eşitlik 36'a göre alan çarpımı hesabı yapıldığında $AP = 29.3 \text{ cm}^2\text{cm}^2$ olmaktadır. SU48B UU tip nanokristal çekirdek için alan çarpımı değeri 33 cm^4 olup hesaplanmış olan alan çarpımı değeri için uygundur.

Transformatör çekirdek kayıpları için üretici teknik dökümanında verilen kayıp değerleri için Şekil 61'de verilen grafik kullanılmıştır. Buna göre 50 kHz anahtarlama frekansı için ve 0.15 T değerleri için grafiğin y ekseninden okunan değer yaklaşık 6 W/kg'dır. Çekirdek ağırlığına göre çekirdek kaybı $P_{core} \approx 3 \text{ W}$ olmaktadır. Burada dikkat edilmesi gereken üreticinin verdiği kayıp grafiğindeki değerlerin hem sinüzoidal bileşenler için olduğu ve verilen kayıp değerlerinin işlenmiş çekirdek kayıpları olup olmadığıdır. Herhangi bir ısıl yada kimyasal işleme maruz kalmamış çekirdekler son tüketiciye sunulan çekirdeklere göre daha az kayıplara sahip olmaktadır. Bu nedenle pratikteki çekirdek kayıpları dolayısı ile çekirdek sıcaklığı hesaplanan değerden fazla çıkabilmektedir. Bunu önlemek için aynı alan çarpımı değerlerine sahip fakat çekirdeğin hava ile temas eden yüzeylerinin daha fazla olduğu çekirdek tiplerini seçmek ısıl açıdan daha iyi bir sonuç verecektir.



Şekil 61. Nanokristal çekirdek güç kayıpları eğri grafiği

8.1.2. Primer ve Sekonder Sarımları

Transformatör sargı kayıpları için sargılara ait hem DA hem de AA dirençleri tek tek hesaplanıp ilgili akım değerleri ile çarpılarak hesaplanmıştır. En yüksek akım koşulu olan 3.7 kW çevirgeç çıkışındaki 260 A DA akım için kullanılması gereken iletken kesit alanı $3A/mm^2$ akım yoğunluğu için $43 mm^2$ olmaktadır. Yüksek frekans akım ve yüksek kesit değeri dolayısı ile transformatör ikincil sargısı için en uygun iletken tipi bakır folyo olacaktır. Bu kesit değerini sağlaması amacı ile $45 mm \times 0.5 mm$ boyutlarına sahip 2 adet paralel katman bakır folyo yeterlidir. Birincil sargı için akım değeri görece olarak düşük olup 8 A rms akım için $3 mm^2$ kesitli iletken kullanmak yeterlidir. Yine yüksek AA akım bileşenlerinden dolayı birincil sargıda Litz teli kullanılmıştır.

Buna göre birincil sargı için 50 kHz'de deri kalınlığı $\delta = 0.33 mm$ olup uygun tel kesiti kullanılmaması durumunda sargıya ait AA kayıplar fazla olacaktır. $\delta = 0.33 mm$ için herbir yuvarlak bakır iletken kesit alanı $< 0.1 mm^2$ olmalıdır. $3 mm^2$ iletken kesiti, 27 tur sargı ve 243 mm iletken uzunluğu için birincil sargının DA direnci $R_{dc} = 2.3 \cdot 10^{-6} \times 243 / 0.03 = 19 m\Omega$ olarak hesaplanmıştır. AA direnci için Dowell eğrisi kullanıldığında direnç faktörü değerinin yaklaşık 1.5 kat olduğu görülmektedir. Birincil sargının toplam bakır kaybı DA ve AA dirençleri için $P_{cu} = 19 \cdot 10^{-3} \times 8^2 \times 2.5 = 3 W$ olmaktadır.

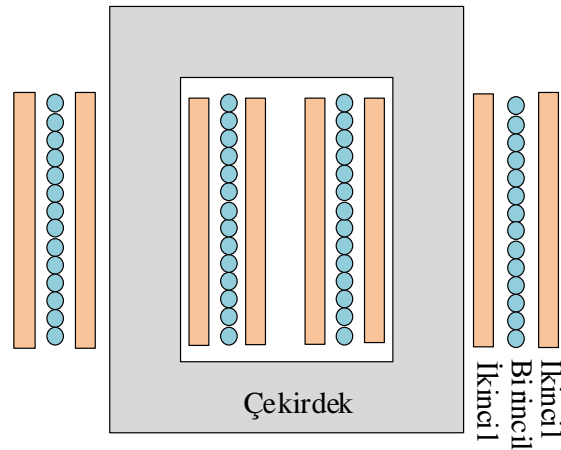
İkincil sargı için $A_{cu,sec} \cong 50 mm^2$ ($45 mm^2$) kesit alanı, 2 paralel katman ve 90 mm iletken uzunluğu için $R_{dc} = 2.3 \cdot 10^{-6} \times 9 / 0.25 = 0.083 m\Omega$ olup Dowell eğrisine göre direnç faktörünün yaklaşık 1 olduğu görülmektedir. Buna göre ikincil sargının toplam sargı

kayı $P_{cu} = 2 \times 0.083 \cdot 10^{-3} \times 130^2 \times 2 = 5.6 \text{ W}$ olmaktadır. Böylece toplam bakır kaybı 8.1 W olmakta, toplam transformatör kaybı ise 11 W olmaktadır.

Sıcaklık artışı hesabı için genel bir yaklaşım olarak çekirdek ısı direncinin çekirdek sarım alanı ile hesaplandığı $R_{th} = 36 / A_w$ in cm^2 eşitliği kullanılmış olup $A_w = 8 \text{ cm}^2$ için çekirdek ısı direnci yaklaşık olarak $4.5 \text{ }^\circ\text{C/W}$ olarak hesaplanmıştır. Buna göre toplam 11 W transformatör kaybı için sıcaklık artışı $\Delta T = R_{th} P_{toplam} = 4.5 \times 11 = 49.5 \text{ }^\circ\text{C}$ olmakta ve nihai transformatör sıcaklığı $55 \text{ }^\circ\text{C}$ ortam sıcaklığı için $T = 55 + 49.5 = 105 \text{ }^\circ\text{C}$ olmaktadır. Seçilen çekirdek ve sargı sıcaklıklarının en yüksek $150 \text{ }^\circ\text{C}$ çalışma sıcaklıkları olduğu gözönüne alındığında bu değer uygun olmaktadır.

8.1.3. Sarım Tekniği

Manyetik devre tasarımı için diğer bir önemli nokta sarım tekniğidir. Yüksek frekanslı manyetik devrelerde deri (skin) etkisi dışında yakınlık (proximity) etkisi denilen ve sargıların efektif direncini ciddi oranda arttıran bir etki bulunmaktadır. Dikkat edilmediği durumlarda yüksek katmanlı sarımlardan kaynaklı yakınlık etkisi artacak ve sargıların AA dirençleri çok artarak kayıplar ve çekirdek sıcaklığı yükselecektir. Bir diğer önemli nokta özellikle transformatörlerin kaçak endüktanslarından kaynaklı devrelerdeki istenmeyen gerilim düşümleri veya kontrol devresine olan etkileridir. Her ne kadar bu kaçak endüktanslar yumuşak anahtarlama tekniği için gerekli olsa da gereğinden yüksek kaçak endüktans değerleri devreyi olumsuz etkilemektedir. Bu nedenle tasarımı yapılan transformatör için kaçak endüktansı ve paralel katman sayısını eniyileyecek şekilde sandiviç sarım tekniği kullanılmıştır. Her bir çekirdek bacağına 27/2 tur olacak şekilde



Şekil 62. Yüksek frekans transformatör sarım tekniği

birincil sargı ve yine her bir bacağı 1 tur olacak şekilde ikincil bakır folyo sarılmıştır. Sarıma ait görsel Şekil 62’de verilmiştir.

8.2. Yüksek Frekans İndüktör Tasarımı

Ana ÇAK çevirgeci için tasarlanacak olan 50 kHz, 11 A tepe yaklaşık kare dalga YF indüktörün teknik özellikleri Çizelge 11’de verilmektedir. Yapılan bilgisayar benzetimleri dikkate alınarak her bir indüktörün endüktans değerinin yaklaşık olarak $L = 150 \mu\text{H}$ olması gerekmektedir. İndüktörün endüktans değeri anma gücünü aktaracak şekilde seçilmiştir. 50 kHz çalışma frekansında bakırda deri kalınlığı yaklaşık 0.33 mm olduğu için Litz teli kullanımı gerekmektedir. Çekirdek malzemesi olarak da bu akım ve frekans değerleri için en uygun malzeme tipleri olan nanokristal ve MPP malzemeleri arasından ticari olarak mevcut yüzey montaja uygun malzeme seçimi hedeflenmiştir.

Çizelge 11. YF indüktörünün tasarım özellikleri

Teknik Özellikler	Değer
İndüktör Tepe Akımı (A)	11
Çalışma Frekansı (kHz)	50
Giriş Gerilimi Dalga Şekli	H-Köprü Kare Dalga
Giriş Gerilimi Çalışma Aralığı (V)	450 – 900
Akım Etkin Değeri (A)	8 A
Sargı Çeşidi	Litz teli
Çekirdek Malzemesi	MPP ya da Nanokristal
Ortam Sıcaklığı (°C)	+55
Çalışma Sıcaklığı (°C)	+100

8.2.1. YF İndüktörün Nanokristal Çekirdek ile Tasarımı

Yüksek frekans transformatör tasarımında olduğu gibi alan çarpımı yöntemi ile yüksek frekans indüktör tasarımı yapılmıştır ve ilk olarak Eşitlik 37 yardımı ile indüktör alan çarpımı hesaplanmıştır. Burada transformatördeki gibi anlık aktarılan güç değeri değil indüktörün depoladığı enerji miktarı üzerinden tasarım yapılmaktadır. Bu sebeple eşitliğin

$$LI_p I_{rms} = 2 k_{cu} f A_{core} A_w J_{rms} B_{acp} \quad (37)$$

sol tarafında indüktörün depoladığı enerji ifadesi yer almaktadır. Tasarımda daha önce belirlenmiş olan 150 μ H endüktans değeri, $I_p = 11$ A indüktör tepe akım ve $I_{rms} = 10$ A indüktör rms akım değeri kullanılmıştır. Başlangıç tasarım değerleri ise $k_{cu} \cong 0.3$, $J_{rms} = 4$ A/mm², ve $B_{ac} = 0.15$ T olarak seçilmiş olup bu verilere göre alan çarpımı değeri $AP = 150 \cdot 10^{-6} \times 110 / 0.3 \times 4 \cdot 10^6 \times 0.15 = 9.1$ cm⁴ olarak hesaplanmıştır. SU39b UU tip nanokristal çekirdek için alan çarpımı değeri yaklaşık olarak 14 cm⁴ olup hesaplanmış olan alan çarpımı değeri için uygundur.

İndüktör çekirdek kayıpları için üretici teknik dökümanında verilen ve Şekil 61’de yer alan kayıp değerleri grafiği kullanılmıştır. Buna göre 50 kHz anahtarlama frekansı ve 0.15 T akı yoğunluğu değeri için grafiğin y ekseninden okunan değer yaklaşık 6 W/kg’dır. Çekirdek ağırlığına göre çekirdek kaybı $P_{core} \approx 2$ W olmaktadır.

8.2.2. Primer ve Sekonder Sarımları

İndüktör sargı kayıpları için sargılara ait hem DA hem de AA dirençleri tek tek hesaplanıp ilgili akım değerleri ile çarpılarak hesaplanmıştır. Buna göre sargı için 50 kHz’de deri kalınlığı $\delta = 0.33$ mm olup uygun tel kesiti kullanılmaması durumunda sargıya ait AA kayıplar fazla olacaktır. $\delta = 0.33$ mm için her bir yuvarlak bakır iletken kesit alanı < 0.1 mm² olmalıdır. Dikkat edilirse yüksek frekans indüktör sargıları birbirine seri olarak bağlandığından dolayı aynı akım değerlerini görmektedir. Eşitlik 38’den indüktör için gerekli en düşük sargı sayısı hesaplanmaktadır.

$$N = LI_p / B_{acp} A_{core} \quad (38)$$

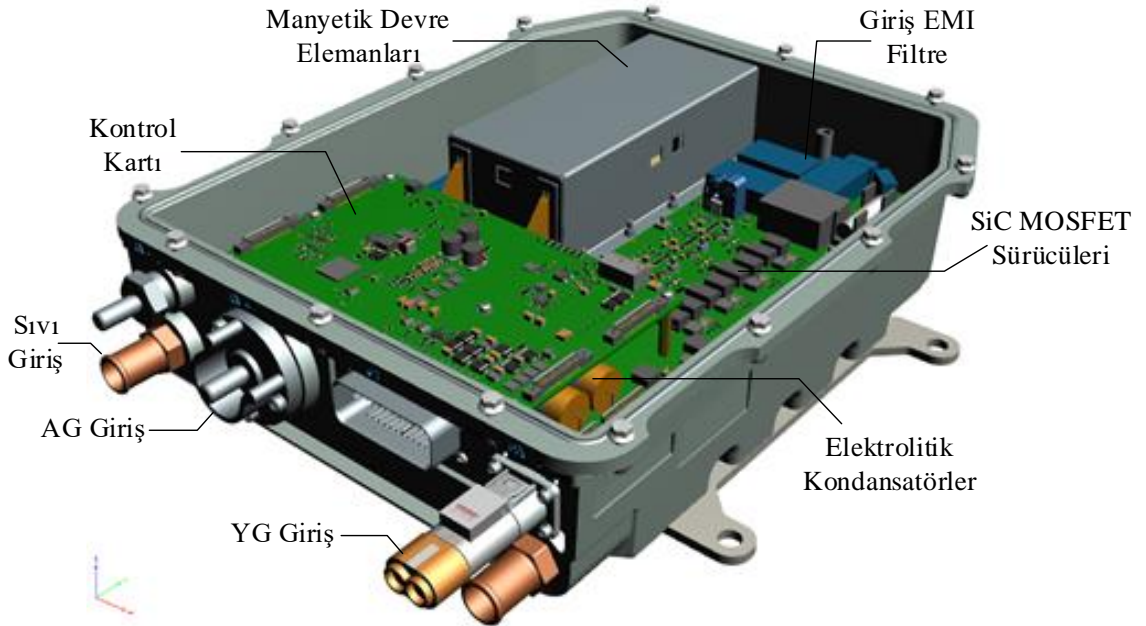
Verilenler Eşitlik 38’de yerine yazıldığında sargı sayısı 43 tur olarak hesaplanmaktadır. 3 mm² iletken kesiti, 43 tur sargı ve 344 mm iletken uzuluğu için indüktör sargısının DA direnci $R_{dc} = 2.3 \cdot 10^{-6} \times 344 / 0.03 = 26.7$ m Ω olarak hesaplanmıştır. Sargılar çekirdek bacalarına her bacakta 11 tur ve 2 katman olacak şekilde sarılmıştır. Bu şekilde AA direnci için Dowell eğrisi kullanıldığında direnç faktörü değerinin yaklaşık 2-3 kat olduğu görülmektedir. Tüm hesaplanan verilere göre indüktör sargısının toplam bakır kaybı DA

ve AA dirençleri için toplamda $P_{cu} = 26.7 \cdot 10^{-3} \times 8^2 \times 3 = 5.1 \text{ W}$ olmaktadır. Böylece toplam bakır kaybı 5.1 W olmakta, toplam indüktör kaybı ise 7.1 W olmaktadır.

Sıcaklık artışı hesabı için $R_{th} = 36 / A_w$ in cm^2 eşitliği kullanılmış olup $A_w = 5.4 \text{ cm}^2$ için çekirdek ısııl direnci yaklaşık olarak $6.6 \text{ }^\circ\text{C/W}$ olarak hesaplanmıştır. Buna göre toplam 7.1 W indüktör kaybı için sıcaklık artışı $\Delta T = R_{th} P_{toplam} = 6.6 \times 7.1 = 47 \text{ }^\circ\text{C}$ olmakta ve son indüktör sıcaklığı $55 \text{ }^\circ\text{C}$ ortam sıcaklığı için $105 \text{ }^\circ\text{C}$ olmaktadır. Seçilen çekirdek ve sargı sıcaklıklarının en yüksek $150 \text{ }^\circ\text{C}$ çalışma sıcaklıkları olduğu gözönüne alındığında bu değer uygun olmaktadır.

8.3. Tüm tasarım

Gerçekleştirilen çevirgecin üç boyutlu ve soğutucu, silisyum karbür anahtarlar, manyetik devre elemanları ve çıkış kondansatörleri gibi önemli kısımlarının gösterildiği hali Şekil 63'deki gibi verilmiştir. Kontrol kartı güç yoğunluğunu arttırmak için ve herhangi bir kısa devre veya gürültüden etkilenmemesi için yalıtkan aralayıcılar ile uygun bir yüksekliğe monte edilmiştir. Silisyum karbür anahtarların sürücü kartları ise doğrudan anahtarların üstüne yerleşecek şekilde tasarlanmıştır. Bu şekilde sürücü devresinin çıkışı ile anahtarlar üzerindeki kapı sürme girişleri arasındaki olası kaçak endüktanslar en aza indirgenmiştir. Giriş katında filtre amacı ile çıkış katında ise yüksek rms akımları taşıyabilecek yapıda aliminyum elektrolitik kondansatörler kullanılmıştır.



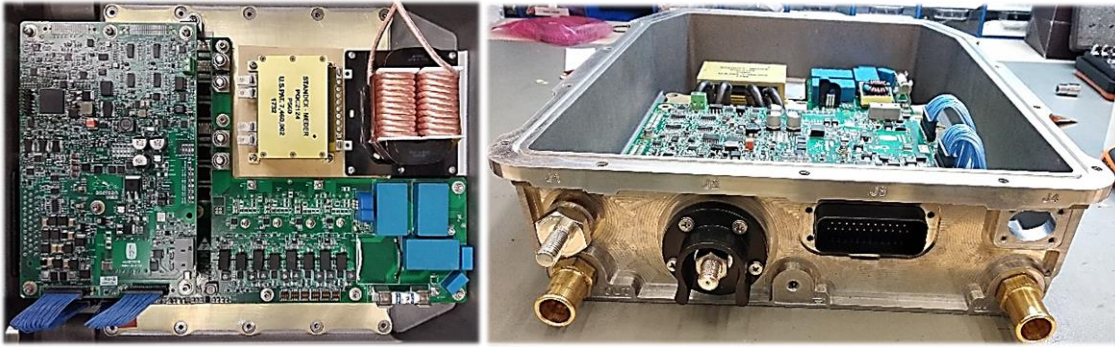
Şekil 63. 5.6 kW ÇAK çevirgecine ait üç boyutlu model

9. UYGULAMA VE SONUÇLAR

Tasarlanan 50 kHz, 5.6 kW ÇAK çevirgecin deneysel sonuçları bu başlık altında verilmiştir. İlk bölümde gerçekleştirilen çevirgece ait görsel verilmiş olup, diğer bölümde çevirgeç çalışma performansını gösteren deneysel çalışmaların sonuçları paylaşılmış ve farklı yük koşullarındaki verim grafiği verilmiştir.

9.1. Çevirgeç Uygulaması

Tasarlanan çevirgece ait güç katı ve genel birim görüntüsü Şekil 64'te verilmiştir. Genel itibari ile giriş katında silisyum karbür anahtarlara dayalı tek fazlı bir H-köprü devresinden, nanokristal malzemeli çekirdeğe sahip yüksek frekans bir indüktörden, düzlemsel bir yüksek frekans transformatörden, silisyum anahtarlara sahip bir çıkış doğrultucu devresinden ve alüminyum elektrolitik tipte çıkış kondansatörleri ile kontrol devresinin bulunduğu bir balkon karttan oluşmaktadır.



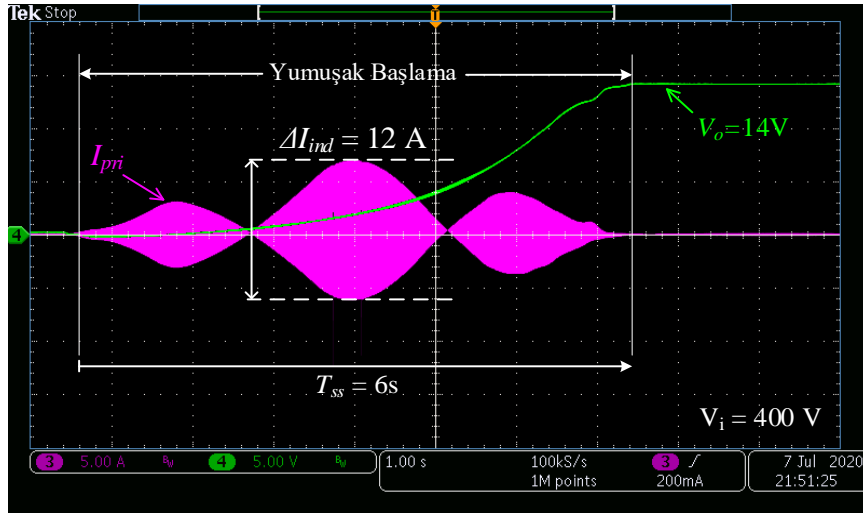
(a)

(b)

Şekil 64. Tasarımı gerçekleştirilen 5.6 kW gücündeki ÇAK çevirgeci uygulaması (a) Güç katı (tepe), (b) Genel görünüm (ön)

9.2. Deneysel Sonuçlar

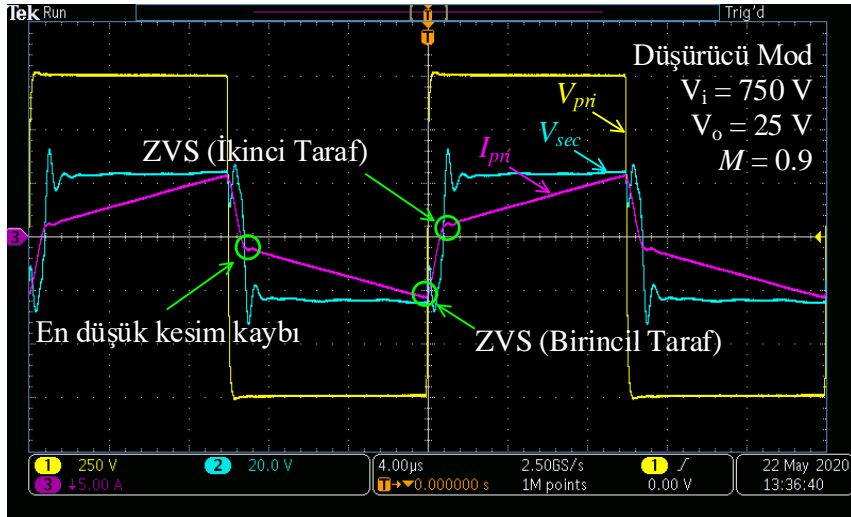
Geliştirilen ÇAK çevirgecin performansı yumuşak anahtarlama, yumuşak-kalkış, eşit akım paylaşım kontrolü, ısıl kararlılık ve tüm sistemin verimliliğini doğrulamak amacı ile laboratuvar ortamında test edilmiş ve elde edilen deneysel sonuçlar bu başlık altında verilmiştir. İlk olarak hafif-elektrikli aracın 14 V araç bataryası için uygulanmış olan yumuşak-kalkış kontrolüne ait çevirgeç çıkış gerilimi ve enerji transfer indüktörü akım dalga şekilleri Şekil 65'te verilmiştir.



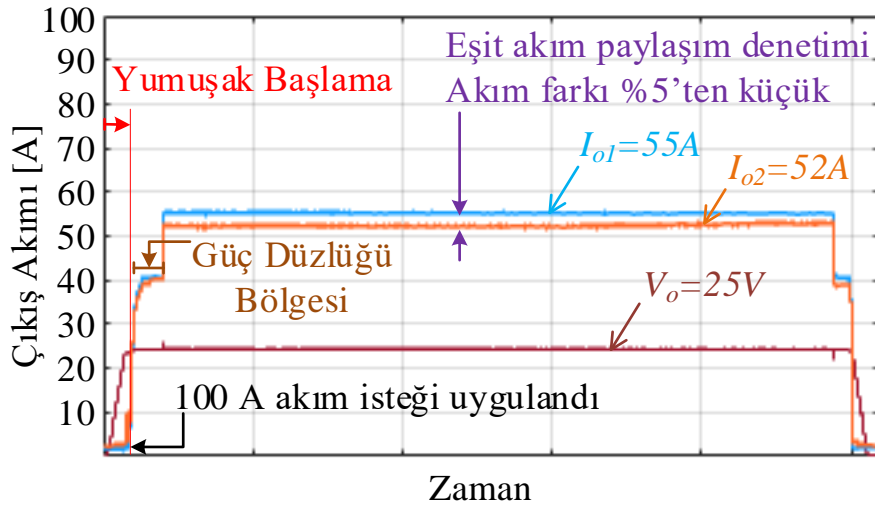
Şekil 65. Yumuşak kalkış anında transformatör birincil akımı ve çevirgeç çıkış gerilimi

Yumuşak-kalkış kontrolünün amacı, çevirgeç girişine nominal gerilim uygulandığında çıkış kartındaki yüksek enerji kapasitesine sahip kondansatörlerin ani yüksek akım çekmelerini önlemek ve böylece devre elemanlarını olası bozucu etkilerden korumaktır. ÇAK çevirgecin çıkışında filtre indüktörü olmadığından çıkış gerilimini belli bir dalgalanma değerinin altında tutmak için yüksek kondansatör değerleri kullanılmaktadır. Bu sebeple ilk anda bu kondansatörlerin yüksek ani akımlar çekmemesi için bir yumuşak-kalkış tekniğinin kullanılması gerekmektedir. Bu çalışmadaki yumuşak-kalkış tekniği birincil taraftaki H-köprü anahtarlarının kendi içerisinde faz kaydırılması ile uygulanmaktadır. Yumuşak-kalkış anında ikinci taraftaki MOSFET anahtarlar kesim durumunda olup sadece gövde diyotları iletimde olduğundan tam-köprü doğrultucu devresi gibi çalışmaktadır. Yumuşak-kalkış kontrolü için orantısal-integral kontrol tekniği kullanılmış olup, çıkış kondansatörleri uygun gerilim değerine yükselene kadar giriş akımının yüksek değerlere çıkması önlenmiştir. Şekil 65'ten görüldüğü üzere indüktör içinden akan yumuşak-kalkış anındaki en yüksek tepeden tepeye akım değeri 12 A olmaktadır. Şekil 65'teki birkaç farklı akım dalga şekli ÇAK çevirgecin daha öncede belirtilen köprüler arası faz kayma değerinin artırılmasına rağmen çıkış gücündeki artışın olmadığı güç düzlüğü bölgesinden kaynaklanmaktadır. Çıkış geriliminin ayarlanmış olan 14 V değerine ulaşması yaklaşık olarak 6 saniye sürmektedir. Bu değer orantısal-integratör kontrolcünün değerlerinin değiştirilmesiyle daha yüksek ani akımlar çekilmesine karşılık daha kısa sürelerle düşürülmektedir.

Transformatör birincil ve ikincil gerilimleri ile indüktör akımlarına ait yarım yükte alınmış dalga şekilleri Şekil 66(a)'da verilmiştir. Bu andaki ikincil taraftaki paralel her bir



(a)



(b)

Şekil 66. Düşürücü mod için çevirgeç çalışma dalga şekilleri (a) Transformatör birincil gerilim, akım ve indüktör akım dalga şekli, (b) İkincil taraf H-köprüleri için DA akımları

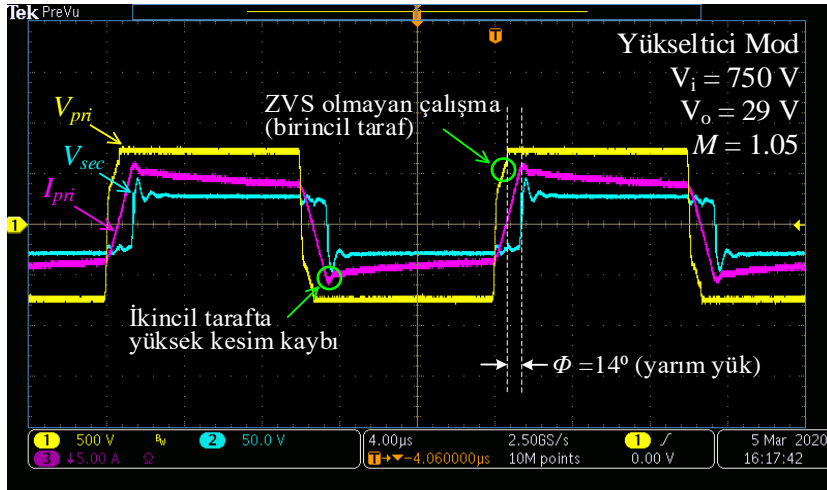
H-köprüdeki DA akımlar ile çıkış gerilimide Şekil 66(b)'de verilmiştir. Şekil 66(b)'deki indüktör akım dalga şeklinden görüldüğü üzere çevirgeç düşürücü modda çalışmaktadır ve akımın yeşil ile işaretlenen bölgelerde pozitif olmasından ötürü hem birincil taraftaki hem de ikincil taraftaki anahtarlar sıfır gerilim anahtarlama yapmaktadır. Bir anahtarlama çevrimi için indüktör akımı simetrik olduğundan ikincil taraftaki anahtarlar minimum anahtarlama kaybı ile çalışmaktadır. Şekil 66(b)'deki ÇAK çevirgecin gerilim kazancı yaklaşık olarak $M = 0.9$ değerindedir. ÇAK çevirgecin gerilim kazancı bir yada birden yüksek olduğu durumlar için çevirgecin ikincil tarafındaki MOSFET anahtarları kesim

anında yüksek anahtarlama kayıplarına maruz kalmaktadır. Bu sebeple normal çalışma durumunda çevirgeç gerilim kazancının değeri hem kayıplar hem de verimlilik açısından büyük önem kazanmaktadır. Diğer taraftan çevirgeç gerilim kazancının birden düşük olduğu durumlar için birincil taraftaki MOSFET anahtarlar yüksek anahtarlama kayıplarına maruz kalmaktadır. Fakat hem birincil taraftaki akım değerlerinin düşük olması hem de silisyum karbür anahtarların düşük anahtarlama kayıpları nedeni ile bu dezavantaj ikincil taraftaki Si MOSFET anahtarlara göre çok daha düşük olmaktadır.

Çevirgecin ikincil tarafındaki paralel H-köprüler arasındaki akım paylaşım grafiği Şekil 66(b)'de verilmiştir. Görüldüğü gibi H-köprüler arasındaki akım paylaşımı ideal koşullara çok yakındır. H-köprüler arasındaki akım paylaşım farkı yarım yük için %5'ten küçük bir değerdedir. Eşit akım paylaşımı her bir paralel koldaki DA akımın orantısız-integral kontrolcüyle akım farkını sıfıra indirecek şekilde kontrolüyle tasarlanmıştır. Tek bir koldan aşırı akım geçmesini önlemek amacı ile akım paylaşımının %10'u geçmesi durumunda çevirgeç güvenlik önlemi olarak kapatılmaktadır. Şekil 66(b)'de ayrıca yumuşak-kalkış bölgesi ile güç düzlüğü bölgesi de görülmektedir. Görüldüğü gibi güç düzlüğü bölgesinde faz kayma değerinin artışına karşılık çıkış akımı belli bir seviyeye kadar aynı kalmış daha sonra istenilen değere yükselmiştir.

Aynı gerilim dalga şekilleri yarım yük koşullarında yükseltici mod için alınmış ve Şekil 67'de gösterilmiştir. Şekil 67'den görüldüğü üzere indüktör akımı pozitif olsa dahi gerilim kazancının birden büyük olmasından ötürü sıfır gerilim anahtarlama koşulu sağlanamamıştır. Birincil taraftaki anahtarların çıkış kondansatörlerinin tam olarak boşaltılmasından ötürü oluşan sert anahtarlama dalga şekli Şekil 67'de açıkça görülmektedir. Diğer taraftan yükseltici çalışma modundan dolayı ikincil taraftaki anahtarlar da kesim anında yüksek anahtarlama kayıplarına maruz kalmaktadır. Şekil 66 ve Şekil 67'deki dalga şekilleri gözönüne alınarak batarya gerilimi, akımı ve şarj durumu karakteristiği en uygun çevirgeç tasarımı ve verimlilik için hesaplanmalıdır.

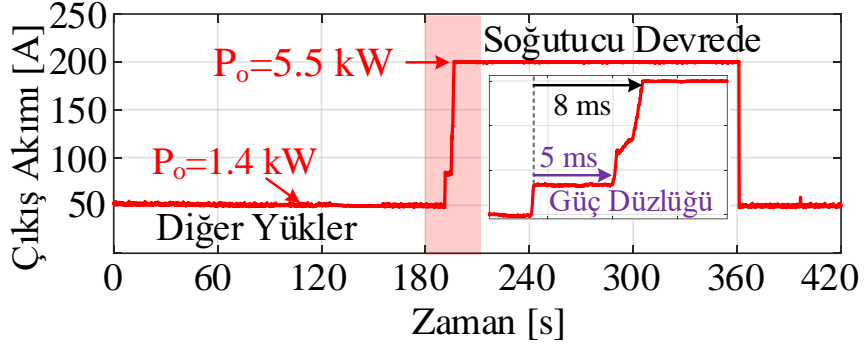
ÇAK çevirgecin ağır-elektrikli araç için kullanıldığı durum için farklı yük karakteristikleri farklı çalışma durumları ortaya çıkmaktadır. Örnek bir ağır-elektrikli araç için normal çalışma durumunda yüksek gerilim bataryasından çekilen güç yaklaşık 1.4 kW olmaktadır. Bu 1.4 kW güç elektrikli aracın normal çalışma durumundaki klima,



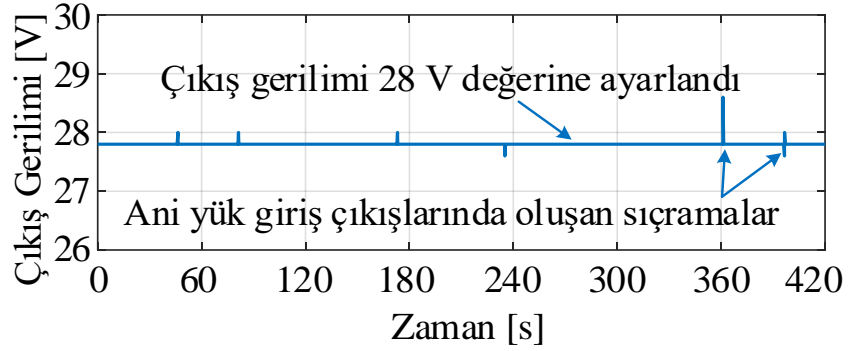
Şekil 67. Yükseltici mod için çevirgeç çalışma dalga şekilleri

aydınlatma, ve gösterge paneli gücü gibi genel ihtiyaçları için tüketilmektedir. ÇAK çevirgecin ani yük geçişlerindeki geçici durum tepkisini gösteren grafik Şekil 68(a)'da verilmiştir. Çevirgeç bahsedildiği gibi normal çalışma durumunda 28 V bataryaya 50 A akım sağlayarak yaklaşık 1.4 kW güç aktarmaktadır. Ağır elektrikli araçta yüksek gerilim bataryalarının aşırı ısınmasını önlemek amacı ile bir soğutucu ünite bulunmaktadır. Bu ünite devreye girdiği anda Şekil 68(a)'da görüldüğü gibi yaklaşık olarak 4 kW güç tüketmektedir. Soğutucu ünite devreye girdiği anda ÇAK çevirgeci %25 yük koşulundan tam-yük koşuluna geçmektedir. Soğutucu ünite yüksek gerilim batarya sıcaklığı normal değerine gelene kadar devrede kalmaktadır. Buda yaklaşık 3 dakika sürmektedir. Şekil 68(a) üzerinde tam yüke geçiş anı için daha detaylı bir grafik bulunmaktadır. Bu geçiş anı için güç düzlüğü bölgesi yaklaşık 5 milisaniye sürerken tam-yük akımına ulaşma süresi toplam 8 ms sürmektedir. Bu koşullar altındaki çıkış geriliminin dalga şekli Şekil 68(b)'de görülmektedir. Yük geçişlerindeki ani düşmeler veya sıçralamar haricinde çevirgeç çıkış gerilimi dolayısı ile batarya gerilimi sabit kalmaktadır.

Yüksek akım koşullarında ÇAK çevirgecin zarar görmemesi için güvenlik amacı ile çevirgecin belirli noktaları ile manyetik devre elemanlarının üzerine sıcaklık sensörleri yerleştirilmiştir. Böylece sıcaklığın aşırı seviyelere çıktığı durumlarda çevirgeç kapatılarak herhangi bir zarar görmesinin önüne geçilmektedir. Çevirgeç anahtarlarının bastığı soğutucu plakanın sıcaklığı ana sıcaklık olarak alınmıştır. Çevirgeç için %75 yük koşuluna denk gelen 4.2 kW gücündeki çalışma koşulları için bir dizi sıcaklık ölçümleri



(a)

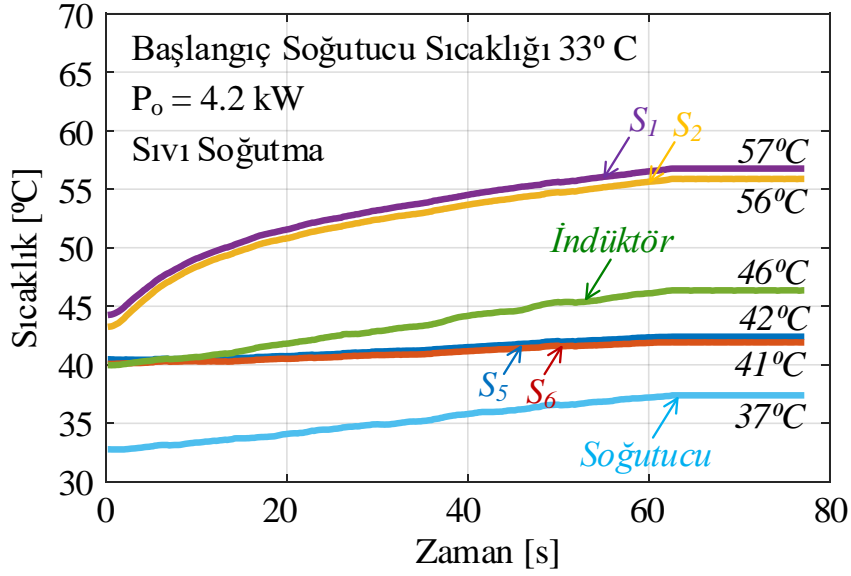


(b)

Şekil 68. Farklı yük koşullarında ÇAK çevirgecin geçici çalışmasına ait dalga şekilleri (a) Çevirgeç çıkış akımı, (b) Çevirgeç çıkış gerilimi

grafığı Şekil 69’da verilmiştir. Çevirgeç soğutucu plakanın sıcaklığı başlangıç koşulu için 33 °C olarak ölçülmüştür. Tüm sıcaklıklar sıvı soğutma koşulları altında alınmıştır. Bu nedenle çevirgeç giriş suyu sıcaklığı 60 °C’yi geçmeyecek ve dakikada 10 litre sıvı geçirecek şekilde ayarlanmıştır. Çevirgeç soğutucu plaka sıcaklığı sürekli durumda yaklaşık olarak 37 °C sıcaklığa ulaşmıştır. En yüksek bölgenin sıcaklığı çıkış silisyum MOSFETler için soğutucu plaka baz alınarak yaklaşık 20 °C farkla 57 °C olarak ölçülmüştür. Sıfır gerilim anahtarlama ve paralel anahtarlarla birlikte çalışılsa dahi çevirgeç çıkış MOSFET’leri tam yük koşullarında çok yüksek akımlara maruz kalmakta ve en fazla ısınan devre elemanları olmaktadır.

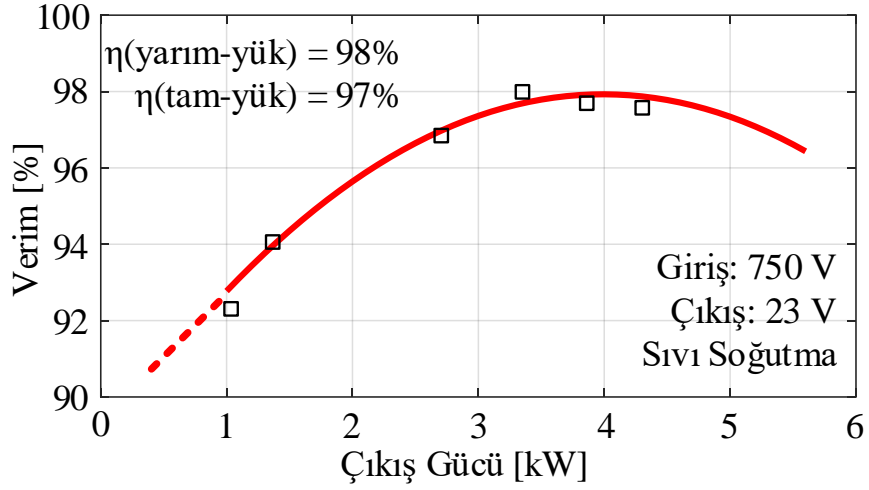
Diğer taraftan birincil taraftaki silisyum karbür anahtarların soğutucu plakaya göre olan sıcaklık artışları yaklaşık 5 °C olmuştur. Hem geniş aralıktaki sıfır gerilim anahtarlama, hem çıkış silisyum MOSFET anahtarlara göre çok daha düşük akımlarda çalışma ve hem de silisyum karbür anahtarların üstün özelliklerinden dolayı bu değer elde edilmiştir.



Şekil 69. ÇAK çevirgeç sıcaklık ölçüm grafikleri (S1, S2: Birincil taraf silisyum karbür anahtarları, S5, S6: İkincil taraf silisyum anahtarlar)

Harici enerji transfer indüktörünün sargı sıcaklığı 46 °C olarak ölçülmüştür. İndüktörün çekirdek sıcaklığı ise daha düşük bir sıcaklıkta kalmıştır. Yarı iletken güç anahtarları için sıcaklık sensörleri anahtarın kılıflarına yerleştirilmiş olup eklem sıcaklıkları ölçülen değerlerden çok az daha fazla olmaktadır. En kötü senaryo için çevirgeç giriş sıvı sıcaklığı 65 °C olup, çevirgeç çıkış silisyum MOSFET anahtarların eklem sıcaklıkları en fazla 100 °C olmaktadır. Bu değer seçilen silisyum MOSFET anahtarlar için oldukça güvenli bir değer olmaktadır.

ÇAK çevirgecin verimlilik değeri hem teorik hesaplanan hem de deneysel olarak ölçülen değerler için çıkış gücüne karşılık olarak Şekil 70'teki gibi çizdirilmiştir. Verim değerleri için uygulanan test koşulları aynı grafik üzerinde yer almaktadır. Verim grafiğinden görüldüğü üzere çevirgecin maksimum verimi yaklaşık olarak yarım-yük koşullarında elde edilmektedir ve %98 olarak ölçülmüştür. Yarım-yük koşulundan itibaren verim değerinde özellikle çıkış güç MOSFET anahtarların anahtarlama kayıpları etkin olmuştur. Tam-yük koşulu için çevirgeç verim değeri %97 olarak ölçülmüştür. Çevirgeç toplam verimi %10 yük altındaki koşullar için %90 olarak ölçülmüştür. Test ölçümleri sıvı soğutma altında alınmıştır. Yarım yüke kadar anahtarların iletim kayıpları etkin olurken, yarım-yük ile tam-yük arasındaki verim değerlerinde anahtarların anahtarlama kayıpları etkin olmaktadır. Özellikle çevirgeç çıkış anahtarlarının yüksek akımlara maruz kalması



Şekil 70. ÇAK çevirgeç çıkış gücüne karşılık ölçülen ve hesaplanan verim değerleri

dolayısı ile çevirgecin o anki çalışma durumundaki gerilim kazancı kayıplar ve dolayısı ile verim üzerinde çok önemli rol oynamaktadır. Görüldüğü üzere, ÇAK çevirgecin hem YG hem de AG tarafı için uygun güç yarı iletken MOSFET anahtarlarının seçimi, manyetik devre elemanlarının kayıplarını en az indirecek şekilde malzeme, iletken ve doğru sarım tekniğinin seçimi ve de uygun kontrol yöntemi ile hem galvanik izolasyona sahip hem de görece yüksek verimlerde çalışabilen bir çevirgeç tasarımı ortaya çıkmıştır. Mevcut ÇAK çevirgeç tasarımı bu verim değerleri ile birlikte gerek literatür gerekse de ticari ürünler açısından rekabet edici bir yapıya sahiptir.

10. SONUÇ VE DEĞERLENDİRME

Tez çalışmasının ilk bölümünde, tamamı silisyum karbür güç yarı iletkenlerinden oluşan 20 kW, 20 kHz yüksek frekans bağlı bir maksimum güç noktası izleyici çevirgeci tasarlanmış ve uygulanmıştır. Çevirgeç, topolojisindeki AA bağda yer alan yüksek frekans transformatör sayesinde galvanik yalıtım sağlamakta ve böylece yalıtımsız çevirgeçlerdeki ortak-mod akımları sorunu açısından avantaj sağlamaktadır. Silisyum karbür güç MOSFET'lerindeki güncel gelişmeler ile birlikte, tasarlanmış olan bu yalıtımlı çevirgeç, alternatifi olan yalıtımsız maksimum güç noktası izleyici çevirgeçleri ile verim ve güç yoğunluğu bakımından rekabet edecek düzeydedir. Uygulanan çevirgeç, tam yükte %98 verime sahip olmakla birlikte 1.6 kW/litre güç yoğunluğuna sahiptir. Silisyum karbür güç yarı iletkenlerine dayalı bu topoloji mevcut Si-IGBT ve hibrit-IGBT muadilleri ile karşılaştırıldığında, tam yükteki verim değerinin Si-IGBT yarı iletkenlerini kullanan çevirgeçten %1.7, hibrit-IGBT yarı iletkenlerini kullanan çevirgeçten ise %1.1 daha fazla olduğu görülmüştür. Ayrıca yüksek frekans bağlı çevirgecin, yükseltici çevirgeçlere nazaran, doğası gereği yumuşak-kalkış kabiliyeti bulunmaktadır. Sonuç itibari ile mevcut literatür ve ticari ürünler ile rekabet edecek düzeyde verim ve güç yoğunluğuna sahip, galvanik yalıtımlı ve gelecekte basit iki-seviyeli üç-fazlı eviriciler ile kullanılabilir bir çevirgeç tasarımı önerilmiştir.

Tez çalışmasının ikinci bölümünde, ya 700-28 V, 2 x 5.6 kW gücünde ağır-elektrikli araç, ya da 400-14 V, 3.7 kW hafif-elektrikli araç düşük gerilim batarya şarjı için kullanılacak geliştirilmiş bir çift aktif köprü (ÇAK) topolojisine dayalı çevirgeç tasarlanmış ve uygulanmıştır. Çevirgecin yüksek gerilim H-köprü tarafında silisyum karbür güç MOSFET anahtarları, alçak gerilim tarafında ise silisyum CoolMOS tabanlı güç MOSFET anahtarları kullanılmıştır. İki adet ÇAK çevirgecin kendi aralarında dönüşümlü çalışması ile 2 x 5.6 kW güç seviyelerine çıkılabilmektedir. Uygun anahtarlama ve tasarım parametreleri ile yüksek gerilim H-köprü anahtarları sıfır gerilim anahtarlama, alçak gerilim H-köprü anahtarları ise sıfır akım anahtarlama yapmaktadırlar. Uygulanan ÇAK çevirgeç için 50 kHz anahtarlama frekansı için tam-yük koşulları altında %97, yarım-yük koşulları altında ise %98 verim elde edilmiştir. Çevirgeç güç katı tasarımı için baskı devre kartı kullanılması, yüksek frekans transformatörün düzlemsel olarak tasarımı ve yüksek frekans indüktörün nanokristal malzeme ile tasarlanması ile ÇAK çevirgecin güç yoğunluğunun 1 kW/litre'den yüksek olması sağlanmıştır.

KAYNAKLAR

- [1] “System Solutions & Packages | SMA Solar.” [Online]. Available: <https://www.sma.de/en/products/system-solutions-packages.html>. [Accessed: 05-Dec-2020].
- [2] E. Villanueva, P. Correa, J. Rodriguez, and M. Pacas, “Control of a single-phase cascaded H-bridge multilevel inverter for grid-connected photovoltaic systems,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 11, pp. 4399–4406, 2009.
- [3] E. Lorenzani, F. Immovilli, G. Migliazza, M. Frigieri, C. Bianchini, and M. Davoli, “CSI7: A Modified Three-Phase Current-Source Inverter for Modular Photovoltaic Applications,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 7, pp. 5449–5459, Jul. 2017.
- [4] Y. M. Chen, K. Y. Lo, and Y. R. Chang, “Multi-string single-stage grid-connected inverter for PV system,” in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition: Energy Conversion Innovation for a Clean Energy Future, ECCE 2011, Proceedings*, 2011, pp. 2751–2756.
- [5] C. S. Edrington, S. Balathandayuthapani, and J. Cao, “Analysis and control of a multi-string photovoltaic (PV) system interfaced with a utility grid,” in *IEEE PES General Meeting, PES 2010*, 2010.
- [6] S. M. Chen, T. J. Liang, L. S. Yang, and J. F. Chen, “A boost converter with capacitor multiplier and coupled inductor for AC module applications,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 4, pp. 1503–1511, 2013.
- [7] C. Y. Liao, W. S. Lin, Y. M. Chen, and C. Y. Chou, “A PV Micro-inverter with PV Current Decoupling Strategy,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 8, pp. 6544–6557, Aug. 2017.
- [8] S. B. Kjaer, J. K. Pedersen, and F. Blaabjerg, “A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 5, pp. 1292–1306, Sep-2005.
- [9] R. Hasan, S. Mekhilef, M. Seyedmahmoudian, and B. Horan, “Grid-connected isolated PV microinverters: A review,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 67. Elsevier Ltd, pp. 1065–1080, 01-Jan-2017.

- [10] S. Ozdemir, N. Altin, and I. Sefa, "Single stage three level grid interactive MPPT inverter for PV systems," *Energy Convers. Manag.*, vol. 80, pp. 561–572, Apr. 2014.
- [11] Ankit, S. K. Sahoo, S. Sukchai, and F. F. Yanine, "Review and comparative study of single-stage inverters for a PV system," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 91. Elsevier Ltd, pp. 962–986, 01-Aug-2018.
- [12] C. C. Hou, C. C. Shih, P. T. Cheng, and A. M. Hava, "Common-mode voltage reduction pulsewidth modulation techniques for three-phase grid-connected converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 4, pp. 1971–1979, Apr. 2013.
- [13] Himanshu *et al.*, "High Frequency Transformer's Parasitic Capacitance Minimization for Photovoltaic (PV) High-Frequency Link-Based Medium Voltage (MV) Inverter," *Electronics*, vol. 7, no. 8, p. 142, Aug. 2018.
- [14] J. C. Giacomini, L. Michels, H. Pinheiro, and C. Rech, "Active damping scheme for leakage current reduction in transformerless three-phase grid-connected PV inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 5, pp. 3988–3999, May 2018.
- [15] L. Liu, H. Li, and Y. Xue, "A coordinated active and reactive power control strategy for grid-connected cascaded photovoltaic (PV) system in high voltage high power applications," in *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC*, 2013, pp. 1301–1308.
- [16] P. P. Dash and M. Kazerani, "Dynamic modeling and performance analysis of a grid-connected current-source inverter-based photovoltaic system," *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol. 2, no. 4, pp. 443–450, Oct. 2011.
- [17] F. Salem and M. A. Awadallah, "Detection and assessment of partial shading in photovoltaic arrays," *J. Electr. Syst. Inf. Technol.*, vol. 3, no. 1, pp. 23–32, May 2016.
- [18] S. Gallardo-Saavedra and B. Karlsson, "Simulation, validation and analysis of shading effects on a PV system," *Sol. Energy*, vol. 170, pp. 828–839, Aug. 2018.
- [19] O. Bingöl and B. Özkaya, "Analysis and comparison of different PV array configurations under partial shading conditions," *Sol. Energy*, vol. 160, pp. 336–343, Jan. 2018.

- [20] M. Gokdag, M. Akbaba, and O. Gulbudak, "Switched-capacitor converter for PV modules under partial shading and mismatch conditions," *Sol. Energy*, vol. 170, pp. 723–731, Aug. 2018.
- [21] R. Ahmad, A. F. Murtaza, H. Ahmed Sher, U. Tabrez Shami, and S. Olalekan, "An analytical approach to study partial shading effects on PV array supported by literature," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 74. Elsevier Ltd, pp. 721–732, 01-Jul-2017.
- [22] M. S. Agamy *et al.*, "A high power density DC-DC converter for distributed PV architectures," 2014, pp. 1–8.
- [23] D. Barater, E. Lorenzani, C. Concari, G. Franceschini, and G. Buticchi, "Recent advances in single-phase transformerless photovoltaic inverters," *IET Renew. Power Gener.*, vol. 10, no. 2, pp. 260–273, Feb. 2016.
- [24] L. Zhang, K. Sun, Y. Xing, and M. Xing, "H6 transformerless full-bridge PV grid-tied inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 3, pp. 1229–1238, 2014.
- [25] X. Guo, D. Xu, and B. Wu, "Four-Leg Current-Source Inverter with a New Space Vector Modulation for Common-Mode Voltage Suppression," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 10, pp. 6003–6007, Oct. 2015.
- [26] B. Yang, W. Li, Y. Gu, W. Cui, and X. He, "Improved transformerless inverter with common-mode leakage current elimination for a photovoltaic grid-connected power system," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 2, pp. 752–762, 2012.
- [27] H. Akagi, T. Yamagishi, N. M. L. Tan, S. I. Kinouchi, Y. Miyazaki, and M. Koyama, "Power-loss breakdown of a 750-V, 100-kW, 20-kHz bidirectional isolated DC-DC converter using SiC-MOSFET/SBD dual modules," in *2014 International Power Electronics Conference, IPEC-Hiroshima - ECCE Asia 2014*, 2014, pp. 750–757.
- [28] K. Fujii, Y. Noto, M. Oshima, and Y. Okuma, "1-MW solar power inverter with boost converter using all SiC power module," in *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE-ECCE Europe 2015*, 2015.
- [29] "Efficient and Compact 50kW Gen2 SiC Device Based PV String Inverter - VDE Conference Publication." [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6841306>. [Accessed: 05-Dec-2020].

- [30] M. Islam and S. Mekhilef, "High efficiency transformerless MOSFET inverter for grid-tied photovoltaic system," in *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC*, 2014, pp. 3356–3361.
- [31] C. Sintamarean, F. Blaabjerg, H. Wang, and Y. Yang, "Real field mission profile oriented design of a SiC-based PV-inverter application," in *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2013*, 2013, pp. 940–947.
- [32] Y. Ando, T. Oku, M. Yasuda, Y. Shirahata, K. Ushijima, and M. Murozono, "A compact SiC photovoltaic inverter with maximum power point tracking function," *Sol. Energy*, vol. 141, pp. 228–235, Jan. 2017.
- [33] F. Obeidat, "A comprehensive review of future photovoltaic systems," *Solar Energy*, vol. 163. Elsevier Ltd, pp. 545–551, 15-Mar-2018.
- [34] S. Öztürk, M. Canver, I. Çadırcı, and M. Ermiş, "All SiC Grid-Connected PV Supply with HF Link MPPT Converter: System Design Methodology and Development of a 20 kHz, 25 kVA Prototype," *Electronics*, vol. 7, no. 6, p. 85, May 2018.
- [35] M. Herman, M. Jankovec, and M. Topič, "Optimisation of the I-V measurement scan time through dynamic modelling of solar cells," *IET Renew. Power Gener.*, vol. 7, no. 1, pp. 63–70, Jan. 2013.
- [36] L. Qin, S. Xie, C. Yang, and J. Cao, "Dynamic model and dynamic characteristics of solar cell," in *2013 IEEE ECCE Asia Downunder - 5th IEEE Annual International Energy Conversion Congress and Exhibition, IEEE ECCE Asia 2013*, 2013, pp. 659–663.
- [37] J. H. Huang, B. Lehman, and T. Qian, "Submodule integrated boost DC-DC converters with no external input capacitor or input inductor for low power photovoltaic applications," in *ECCE 2016 - IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Proceedings*, 2016.
- [38] R. Mecke, D. Fischer, and C. Rathge, *ISOLATED CUK CONVERTER FOR BIDIRECTIONAL OPERATION IN FUEL CELL APPLICATIONS*. ZM Communications, 2002.
- [39] G. Chen, Y. S. Lee, S. Y. R. Hui, D. Xu, and Y. Wang, "Actively clamped bidirectional flyback converter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 47, no. 4, pp.

770–779, Aug. 2000.

- [40] R. L. Steigerwald, “A Comparison Of Half-Bridge Resonant Converter Topologies,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 3, no. 2, pp. 174–182, 1988.
- [41] M. H. Kheraluwala and R. W. De Doncker, “Single phase unity power factor control for dual active bridge converter,” in *Conference Record - IAS Annual Meeting (IEEE Industry Applications Society)*, 1993, vol. 2, pp. 909–916.
- [42] P. J. Wolfs, “A Current-Sourced DC-DC Converter Derived via the Duality Principle from the Half-Bridge Converter,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 40, no. 1, pp. 139–144, 1993.
- [43] L. Zhu, K. Wang, F. C. Lee, and J. S. Lai, “New start-up schemes for isolated full-bridge boost converters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 4, pp. 946–951, Jul. 2003.
- [44] K. Wang, F. C. Lee, and J. Lai, “Operation principles of bi-directional full-bridge DC/DC converter with unified soft-switching scheme and soft-starting capability,” in *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC*, 2000, vol. 1, pp. 111–118.
- [45] L. A. Flores, O. García, J. A. Oliver, and J. A. Cobos, “High-frequency Bi-directional DC/DC converter using two inductor rectifier,” in *International Power Electronics Congress - CIEP*, 2006, pp. 71–76.
- [46] X. Huafeng, C. Donghua, and X. Shaojun, “AZVS bi-directional dc-dc converter for vehicular electronics,” in *2005 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, VPPC*, 2005, vol. 2005, pp. 582–588.
- [47] M. Cacciato, F. Caricchi, F. G. Capponi, and E. Santini, “A critical evaluation and design of Bi-directional DC/DC converters for super-capacitors interfacing in fuel cell applications,” in *Conference Record - IAS Annual Meeting (IEEE Industry Applications Society)*, 2004, vol. 2, pp. 1127–1133.
- [48] G. K. Schoneman, “500-W zero-voltage-switched full-bridge two-quadrant power modulator,” in *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC*, 1993, pp. 700–706.
- [49] R. W. A. A. De Doncker, D. M. Divan, and M. H. Kheraluwala, “A Three-Phase Soft-Switched High-Power-Density DC/DC Converter for High-Power

- Applications,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 27, no. 1, pp. 63–73, 1991.
- [50] H. Xiao and S. Xie, “A ZVS bidirectional DC-DC converter with phase-shift plus PWM control scheme,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 2, pp. 813–823, Mar. 2008.
- [51] Y. Jang and M. M. Jovanović, “A new family of full-bridge ZVS converters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 3, pp. 701–708, May 2004.
- [52] H. J. Chiu and L. W. Lin, “A bidirectional dc-dc converter for fuel cell electric vehicle driving system,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, no. 4, pp. 950–958, Jul. 2006.
- [53] R. L. Steigerwald, “High-Frequency Resonant Transistor DC-DC Converters,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. IE-31, no. 2, pp. 181–191, 1984.
- [54] R. L. Steigerwald, “A comparison of high-power DC-DC soft-switched converter topologies,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 32, no. 5, pp. 1139–1145, 1996.
- [55] A. Isurin and A. Cook, “Achieving a wide input voltage and output power load range step-down DC-DC conversion with good full range efficiency at 4kW,” in *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC*, 2006, vol. 2006, pp. 67–71.
- [56] A. Isurin and A. Cook, “A novel resonant converter topology and its application,” in *PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, 2001, vol. 2, pp. 1039–1044.
- [57] M. Pavlovsky, S. W. H. De Haan, and J. A. Ferreira, “Concept of 50kW DC/DC converter based on ZVS, Quasi-ZCS topology and integrated thermal and electromagnetic design,” in *2005 European Conference on Power Electronics and Applications*, 2005, vol. 2005.
- [58] M. Gerber, J. A. Ferreira, N. Seliger, and I. W. Hofsjager, “Integral 3-D thermal, electrical and mechanical design of an automotive DC/DC converter,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 3, pp. 566–575, May 2005.
- [59] S. W. Anderson, R. A. Martin, and R. W. Erickson, “An Improved Automotive Power Distribution System Using Nonlinear Resonant Switch Converters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 6, no. 1, pp. 48–54, 1991.

- [60] H. L. Chan, K. W. E. Cheng, and D. Sutanto, "Extended load range ZCS-ZVS bi-directional phase-shifted DC-DC converter," *IEE Conf. Publ.*, no. 475, pp. 74–79, 2000.
- [61] K. Vangen, T. Melaa, and A. K. Ådnanes, "Soft-switched high-frequency, high-power dc/ac converter with IGBT," in *PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, 1992, pp. 26–33.

EKLER

EK 1 - Tezden Türetilmiş Yayınlar

Öztürk, S., Poşpoş, P., Utalay, V., Koç, A., Ermiş, M., & Çadircı, I. (2018). Operating principles and practical design aspects of all SiC DC/AC/DC converter for MPPT in grid-connected PV supplies. *Solar Energy*, 176, 380-394.

Öztürk, S., Canver, M., Çadircı, I., & Ermiş, M. (2018). All SiC grid-connected PV supply with HF link MPPT converter: System design methodology and development of a 20 kHz, 25 kVA prototype. *Electronics*, 7(6), 85.

Generalized DAB Converter for All Electric Vehicle Charger Applications Using a Combination of SiC Power MOSFETs and Si CoolMOS (Tamamlanma Aşamasında)

EK 2 - Tezden Türetilmiş Bildiriler

Öztürk, S. (2017). Design of three phase interleaved DC/DC boost converter with all SiC semiconductors for electric vehicle applications. In 2017 10th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO) (pp. 355-359). IEEE.