

**T.C.
PAMUKKALE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM
DALI**

**YÜKSEK VERİMLİ BİR KABLOSUZ ŞARJ SİSTEMİNİN
TASARIMI**

DOKTORA TEZİ

VELİ YENİL

DENİZLİ, ARALIK - 2022

**T.C.
PAMUKKALE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM
DALI**



**YÜKSEK VERİMLİ BİR KABLOSUZ ŞARJ SİSTEMİNİN
TASARIMI**

DOKTORA TEZİ

VELİ YENİL

DENİZLİ, ARALIK - 2022

Bu tez çalışması Pamukkale Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Birimi tarafından 2020FEBE034 nolu proje ile desteklenmiştir.

Bu tezin tasarımı, hazırlanması, yürütülmesi, araştırmalarının yapılması ve bulgularının analizlerinde bilimsel etiğe ve akademik kurallara özenle riayet edildiğini; bu çalışmanın doğrudan birincil ürünü olmayan bulguların, verilerin ve materyallerin bilimsel etiğe uygun olarak kaynak gösterildiğini ve alıntı yapılan çalışmalara atfedildiğine beyan ederim.

VELİ YENİL

ÖZET

YÜKSEK VERİMLİ BİR KABLOSUZ ŞARJ SİSTEMİNİN TASARIMI
DOKTORA TEZİ
VELİ YENİL
PAMUKKALE ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
(TEZ DANIŞMANI:DOÇ. DR. SEVİLAY ÇETİN)

DENİZLİ, ARALIK - 2022

Günümüzde artan enerji talebi, enerjinin verimli kullanılmasını zaruri hale getirmiştir. Bu sebeple yüksek verimli batarya şarj devrelerinin tasarımı, son yıllarda önemli bir araştırma konusu olmuştur. Kablosuz şarj sistemleri, çevresel koşullardan etkilenmemeleri, kullanıcıya esneklik sunmaları ve güvenilir olmaları gibi özellikleri doğrultusunda, son zamanlarda popüler hale gelmiştir. Bu sistemlerde gerek yüksek verim sağlaması gerekse batarya şarj karakteristiğine uygun olması sebebiyle sıklıkla sabit akım (SA) ve sabit gerilim (SG) şarj kontrolü tercih edilir. Tüm şarj süresince batarya yükünün geniş bir aralıkta değişim göstermesi bataryanın SA ve SG durumlarında şarj edilmesini zorlaştırmaktadır. Bu durumda uygun kompanzasyon topolojisinin seçilmesi ve kontrolü önemli hale gelmektedir.

Elektrikli araç batarya şarj sistemlerinde çeşitli kompanzasyon devreleri kullanılmaktadır. Bu tez çalışmasında hem SA hem de SG şarj durumunda yüksek verimde güç aktarımı yapabilecek LC-S kompanzasyon devresine dayalı bir kablosuz elektrikli araç batarya şarj sisteminin tasarımı amaçlanmıştır. SA çıkış karakteristiğine sahip topolojinin özellikle SG şarj durumunda görülen performans düşmesinin önüne geçilerek, tüm şarj süresince yüksek verimli bir kablosuz güç transfer (KGT) sisteminin tasarımı gerçekleştirilmiştir.

Tez kapsamında, LC-S topolojisi yarı köprüsüz aktif doğrultucu (S-BAR) yapısında çalıştırılarak kablosuz güç aktarım ve SA-SG batarya şarj işlemi tek bir dönüştürücü çatısı altında yapılmıştır. SG şarj durumunda, darbe yoğunluk modülasyonu (PDM) yöntemi LC-S kompanzasyon topolojisine S-BAR devre yapısı üzerinden uygulanmıştır. Bu sayede hedeflenen KGT sistemi hem SA hem SG şarj durumunda rezonans frekansında kontrol edilebilir hale gelmiştir. Ayrıca her iki şarj durumunda geniş bir yük aralığında yumuşak anahtarlama sağlanmıştır.

Bu tez çalışmasında hedeflenen KGT sisteminin; 1,05 kW gücünde, 85 kHz anahtarlama frekansında, giriş gerilimi 200 V, çıkış geriliminin ise SA ve SG batarya şarj durumları için 150 V- 210 V aralığında olacak şekilde tasarımı yapılmıştır. Tasarımı yapılan sistemin simülasyon çalışmaları yapılmış, ardından prototip devre üzerinde 15 cm kablosuz güç aktarım mesafesinde deneysel çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Deneysel çalışmalarda, PDM kontrolü ile faz kaydırma (PS) kontrolünün performans karşılaştırması yapılmış, PDM ile %25 yük durumunda %6,4 verim artışı sağlanmıştır.

ANAHTAR KELİMELELER: Elektrikli araç, Kablosuz güç transferi, Sabit akım şarj, Sabit gerilim şarj, PDM

ABSTRACT

DESIGN OF A HIGH EFFICIENCY WIRELESS CHARGING SYSTEM

PH.D THESIS

VELİ YENİL

PAMUKKALE UNIVERSITY INSTITUTE OF SCIENCE

ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERING

(SUPERVISOR: ASSOC. PROF. DR. SEVİLAY ÇETİN)

DENİZLİ, DECEMBER 2022

Nowadays, the increasing energy demand has made it necessary to use energy efficiently. For this reason, the design of high-efficiency battery charging systems has been an important research topic in recent years. Wireless power transfer (WPT) systems have become popular recently due to their features such as being unaffected by environmental conditions, offering flexibility to the user, and being reliable. In these systems, constant current (CC) and constant voltage (CV) charge control is often preferred because it provides high efficiency and is suitable for battery charging characteristics. A wide variation of the battery load during the entire charging process makes it difficult to charge the battery at CC and CV charging modes. In this case, the selection and control of the suitable compensation topology become important.

A variety of WPT compensation topologies are used in electric vehicle battery charging systems. In this thesis, it is aimed to design a wireless EV battery charging system based on an LC-S compensation topology, which can transfer power with high efficiency in both CC and CV charging modes. The design of a high-efficiency WPT system was carried out during the entire charging period, by preventing the performance degradation of the topology with CC output characteristics, especially in the CV charging mode.

Within the scope of the thesis, wireless power transfer and CC-CV battery charging were carried out under a single stage converter structure by using the LC-S topology with a semi-bridgeless active rectifier (S-BAR). In CV charging mode, the pulse density modulation (PDM) method has been applied to the LC-S compensation topology over the S-BAR circuit structure. In this way, the proposed WPT system has become controllable at the resonant frequency in both CC and CV charging modes. In addition, soft switching is provided over a wide load range in both charging modes.

In this thesis, the proposed WPT system has been designed with a power of 1.05 kW, a switching frequency of 85 kHz, an input voltage of 200 V, and an output voltage of 150 V-210 V for CC and CV battery charging modes. Simulation studies were carried out with the designed system, then experimental studies were carried out on the prototype at a wireless power transmission distance of 15 cm. In experimental studies, the performance of PDM control and phase shift (PS) control was compared, and 6.4% efficiency increase was achieved with PDM at 25% load condition.

KEYWORDS: Electrical vehicle, Wireless power transfer, Constant current charging, Constant voltage charging, PDM

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET	i
ABSTRACT	ii
İÇİNDEKİLER	iii
ŞEKİL LİSTESİ	v
TABLO LİSTESİ	viii
KISALTMALAR LİSTESİ	ix
ÖNSÖZ	x
1. GİRİŞ	1
1.1 Literatür Özeti	2
1.2 Tezin Amacı	12
1.3 Tezin Katkısı	13
1.4 Tezin Anahattı	14
2. KABLOSUZ GÜÇ TRANSFERİNİN TEMELLERİ	15
2.1 Elektrikli Araçlarda Kablosuz Güç Transferi.....	17
2.2 Verici Taraf İnverter	18
2.3 Kuplaj Bobinleri.....	19
2.4 Kompanzasyon Topolojileri	22
2.4.1 Temel Kompanzasyon Topolojileri.....	23
2.4.1.1 SS Kompanzasyon Topolojisi	23
2.4.1.2 SP Kompanzasyon Topolojisi	25
2.4.1.3 PS Kompanzasyon Topolojisi	27
2.4.1.4 PP Kompanzasyon Topolojisi	28
2.4.2 Yüksek Mertebeli Topolojiler	30
2.4.2.1 LC-S Kompanzasyon Topolojisi	30
2.4.2.2 LCC-S Kompanzasyon Topolojisi	31
2.4.2.3 LCC-LCC Kompanzasyon Topolojisi	33
2.5 Alıcı Taraf Doğrultucu.....	34
2.5.1 Tam Dalga Pasif Doğrultucu	34
2.5.2 Yarı Köprüsüz Aktif Doğrultucu.....	35
2.5.3 Aktif Doğrultucu	36
3. KONTROL YÖNTEMLERİ	37
3.1 Verici Taraf Kontrolü	38
3.2 Alıcı Taraf Kontrolü	41
3.3 Verici ve Alıcı Taraf Kontrolü	45
4. LC-S KOMPANZASYON TOPOLOJİSİ ve PDM KONTROLE DAYALI KABLOSUZ ŞARJ SİSTEMİ	47
4.1 LC-S Kompanzasyon Topolojisinin Analizi	47
4.1.1 LC-S Topolojisi Parametrelerinin Belirlenmesi.....	50
4.2 Yarı Köprüsüz Aktif Doğrultucuya (S-BAR) Dayalı KGT Sistemi ...	52
4.3 PDM Kontrolüne Dayalı S-BAR Devre Topolojisinin Analizi	53
4.3.1 Düzenli Örneklemeli PDM	56
4.3.2 Düzensiz Örneklemeli PDM.....	57
5. LC-S KOMPANZASYON TOPOLOJİSİ ve PDM KONTROLE DAYALI KGT SİSTEMİNİN SİMÜLASYONU	59
5.1 Analitik Analiz	59

5.2	Manyetik Analiz ve Simülasyon	61
5.3	Elektrik-Manyetik Simülasyon	63
5.4	Sabit Akım ve Sabit Gerilim Simülasyonları	64
5.5	Yüksek Çözünürlüklü PDM ve Kapalı Çevrim SG Şarj Kontrolü	67
6.	LC-S KOMPANZASYON TOPOLOJİSİ ve PDM KONTROLE	
	DAYALI KGT SİSTEMİNE AİT DENEYSEL ÇALIŞMALAR	69
6.1	Verici ve Alıcı Bobin Tasarımı	71
6.2	Kompanzasyon Devresi Tasarımı	74
6.3	Güç Elektroniği Devre Tasarımları	74
6.4	Kontrol Devresi Tasarımı	76
6.5	Prototip Tasarımı	78
6.6	DeneySEL Ölçümler	79
7.	SONUÇ VE ÖNERİLER	88
8.	KAYNAKLAR	90
9.	ÖZGEÇMİŞ	100

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 1.1: KGT sistemi temel blok diyagramı.	3
Şekil 1.2: SS kompanzasyon devresi.	3
Şekil 1.3: Lityum-İyon batarya şarj grafiği.	5
Şekil 1.4: Elektrikli araçlar için LCC-S topolojisi içeren KGT batarya şarj sistemi (Chen ve diğ. 2019)	8
Şekil 2.1: Kablosuz güç transferinin sınıflandırılması.	15
Şekil 2.2: Kapasitif güç transfer sistemi.	16
Şekil 2.3: Genel bir elektrikli araç kablosuz şarj sistemi	18
Şekil 2.4: Verici taraf inverter ve çıkış gerilimi dalga şekli.	19
Şekil 2.5: M modeli yapısı.	20
Şekil 2.6: T modeli yapısı.	20
Şekil 2.7: Temel kompanzasyon topolojileri.	23
Şekil 2.8: SS kompanzasyon topolojisi M modeli.	24
Şekil 2.9: SP kompanzasyon topolojisi M modeli.	25
Şekil 2.10: PS kompanzasyon topolojisi M modeli.	27
Şekil 2.11: PP kompanzasyon topolojisi M modeli.	28
Şekil 2.12: LC-S kompanzasyon devresinin M modeli yapısı (Yenil ve Cetin 2022 ^b).....	30
Şekil 2.13: LCC-S kompanzasyon devresinin M modeli yapısı.	31
Şekil 2.14: LCC-LCC kompanzasyon devresinin M modeli yapısı.....	33
Şekil 2.15: Tam dalga pasif doğrultucu.	34
Şekil 2.16: S-BAR.	35
Şekil 2.17: Aktif doğrultucu.	36
Şekil 3.1: Kontrol yöntemlerinin sınıflandırılması.	37
Şekil 3.2: Verici taraf kontrolü.	38
Şekil 3.3: PS kontrol sinyalleri.	39
Şekil 3.4: DC-DC dönüştürücü kullanılarak verici taraf kontrolü.	40
Şekil 3.5: Delta sigma modülasyona dayalı PDM kontrolü.	40
Şekil 3.6: Delta sigma PDM kontrolü ve inverter çıkış gerilimi.	41
Şekil 3.7: Alıcı taraf kontrolü.	42
Şekil 3.8: PS kontrolü ile S-BAR çalışma durumları a) İndüktif, b) Kapasitif, c) Omik	44
Şekil 3.9: PDM kontrolü ile S-BAR çalışma durumları.	45
Şekil 3.10: Verici ve alıcı taraf kontrolü.....	46
Şekil 4.1: LC-S kompanzasyon topolojisine dayalı KGT sistemi blok diyagramı.	47
Şekil 4.2: LC-S kompanzasyon devresinin M modeli yapısı (Yenil ve Cetin 2022 ^b).....	48
Şekil 4.3: Verici tarafa yansıyan devre modeli (Wang ve diğ. 2018).	51
Şekil 4.4: LC-S kompanzasyon topolojisine dayalı KGT sistemi (Yenil ve Cetin 2022 ^b).....	53
Şekil 4.5: PDM kontrolüne dayalı S-BAR'a ait dalga formu $d=0,5$ (Yenil ve Cetin 2022 ^b).....	54
Şekil 4.6: PDM kontrole dayalı S-BAR devre topolojisi çalışma durumları (Yenil ve Cetin 2022 ^b).....	55

Şekil 4.7: S-BAR için düzenli örneklemeli PDM darbe dizisi.	56
Şekil 4.8: S-BAR için düzensiz örneklemeli PDM darbe dizisi (Yenil ve Cetin 2022 ^b).....	57
Şekil 5.1: Gerilim kazancı değişimi ve giriş empedansı faz açısı değişimi a) SA şarj durumu, b) SG şarj durumu.	61
Şekil 5.2: Verici ve alıcı bobinlerin 3 boyutlu görünüşü.	62
Şekil 5.3: Hava aralığına bağlı kuplaj katsayısı değişimi.	63
Şekil 5.4: KGT sistemi elektrik manyetik ortak simülasyon blok diyagramı. ..	63
Şekil 5.5: Başlangıç yükü durumunda inverter çıkış akım ve gerilimleri (V_{AB} , i_{AB}) ile KGT sistemi çıkış akım ve gerilimleri (V_o , i_o), ($R_o= 30 \Omega$, $V_o=150 V$, $I_o= 5 A$).	64
Şekil 5.6: Tam yük durumunda inverter çıkış akım ve gerilimleri (V_{AB} , i_{AB}) ile KGT sistemi çıkış akım ve gerilimleri (V_o , i_o), ($R_o= 42 \Omega$, $V_o=210 V$, $I_o= 5 A$).	64
Şekil 5.7: KGT sisteminin simülasyon blok diyagramı.	65
Şekil 5.8: SA şarj durumunda değişken yük durumunda çıkış akım ve gerilim değişimi (V_o , I_o).	65
Şekil 5.9: SA şarj tam yük durumunda inverter çıkış akım ve gerilimleri (V_{AB} , i_{AB}).	66
Şekil 5.10: SG şarj durumunda inverter çıkış akım ve gerilimleri (V_{AB} , i_{AB}) ile S-BAR giriş akım ve gerilimleri (v_{ab} , i_s), a) %75 yük durumu b) %50 yük durumu c) %25 yük durumu.....	67
Şekil 5.11: Kapalı çevrim SG şarj simülasyon blok diyagramı.....	68
Şekil 5.12: SG şarj %60 yük durumunda S-BAR anahtarlarının kontrol sinyali ($d=0,6$).....	68
Şekil 5.13: SG şarj %60 yük durumunda inverter çıkış akım ve gerilimleri (V_{AB} , i_{AB}) ile S-BAR giriş akım ve gerilimleri (v_{ab} , i_s).	68
Şekil 5.14: SG şarj durumunda değişken yük durumunda çıkış akım ve gerilim değişimi (V_o , I_o).	68
Şekil 6.1: Tasarlanan KGT sisteminin blok diyagramı.....	69
Şekil 6.2: SA -SG şarj kontrolü akış şeması.....	70
Şekil 6.3: Batarya şarj profili.....	70
Şekil 6.4 Tasarımı yapılan verici ve alıcı kuplaj bobini ölçüleri.....	72
Şekil 6.5: Tasarımı yapılan verici ve alıcı kuplaj bobinleri.....	72
Şekil 6.6: Hava aralığına karşı kuplaj katsayısının farklı yanlış hizalanma (YH.) koşulları altında simülasyon ve deneysel değişimi (Yenil ve Çetin 2022 ^c).....	73
Şekil 6.7: Verici taraf rezonans bobini tasarım aşamaları.	74
Şekil 6.8: S-BAR devresi ve kontrol kartı	75
Şekil 6.9: ZCD devresi.....	75
Şekil 6.10: ZCD devresi dalga şekilleri (Yenil ve Cetin 2022 ^a).	76
Şekil 6.11: PDM kontrol sinyalleri %62,5 yük durumu.	77
Şekil 6.12: Yüksek çözünürlüklü PDM kontrol sinyalleri.....	77
Şekil 6.13: Tasarlanan KGT sistemine ait uygulama devresi (Yenil ve Cetin 2022 ^b).....	79
Şekil 6.14: SA şarj başlangıç yükü durumunda inverter çıkış akım ve gerilimleri (V_{AB} , i_{AB}) ile S-BAR giriş akım ve gerilimleri (V_{ab} , i_s), ($R_o= 30 \Omega$, $V_o=150 V$, $I_o= 5 A$).	79

Şekil 6.15: SA şarj tam yük durumunda inverter çıkış akım ve gerilimleri (v_{AB} , i_{AB}) ile S-BAR giriş akım ve gerilimleri (V_{ab} , i_S), ($R_o= 42 \Omega$, $V_o=210 V$, $I_o= 5 A$), (Yenil ve Cetin 2022 ^b).	80
Şekil 6.16: SA şarj başlangıç yükü durumunda inverter çıkış akım ve gerilimleri (v_{AB} , i_{AB}) ile sistemin çıkış akım ve gerilimleri ($R_o= 30 \Omega$, $V_o=150 V$, $I_o= 5 A$).	80
Şekil 6.17: SG şarj durumunda %50 yük durumu için inverter çıkış akım ve gerilimleri (v_{AB} , i_{AB}) ile S-BAR giriş akım ve gerilimleri (V_{ab} , i_S), ($R_o= 84 \Omega$, $V_o=210 V$).	82
Şekil 6.18: SG şarj durumunda %25 yük durumu için inverter çıkış akım ve gerilimleri (v_{AB} , i_{AB}) ile S-BAR giriş akım ve gerilimleri (V_{ab} , i_S), ($R_o= 84 \Omega$, $V_o=205 V$).	82
Şekil 6.19: SG şarj durumunda %50 yük durumu için çıkış gerilimi (V_o) ile S-BAR giriş akım ve gerilimleri (V_{ab} , i_S), ($R_o= 84 \Omega$, $V_o=210 V$).	83
Şekil 6.20: SG şarj durumunda %25 yük durumu için çıkış gerilimi (V_o) ile S-BAR giriş akım ve gerilimleri (V_{ab} , i_S), ($R_o= 168 \Omega$, $V_o=205 V$).	83
Şekil 6.21: SG şarj tam yük durumunda inverter çıkış akım ve gerilimleri (v_{AB} , i_{AB}) ile sistemin çıkış gerilimi (V_o), (Yenil ve Cetin 2022 ^b).	84
Şekil 6.22: SG şarj %25 yük durumunda inverter çıkış akım ve gerilimleri (v_{AB} , i_{AB}) ile sistemin çıkış gerilimi (V_o), (Yenil ve Cetin 2022 ^b).	84
Şekil 6.23: SA şarj durumunda sistemin dinamik cevabı.	85
Şekil 6.24: SG şarj durumunda sistemin dinamik cevabı.	85
Şekil 6.25: SG şarj durumunda PS kontrolü ile %50 yük durumu için inverter çıkış akım ve gerilimleri (v_{AB} , i_{AB}) ile S-BAR giriş akım ve gerilimleri (V_{ab} , i_S), ($R_o= 84 \Omega$, $V_o=210 V$).	86
Şekil 6.26: SG şarj farklı yük durumlarında PS ve PDM kontrolünün verim kıyaslaması, (Yenil ve Cetin 2022 ^b).	87

TABLO LİSTESİ

Sayfa

Tablo 2.1: Temel kompanzasyon topolojilerinin karşılaştırılması	30
Tablo 3.1: Yük direnci dönüşümü için kullanılan DC DC dönüştürücüler.	42
Tablo 5.1: Analitik analizde kullanılan devre parametreleri.	60
Tablo 6.1: Tasarımda kullanılan kuplaj bobini parametreleri.	72
Tablo 6.2: Ölçülen kuplaj bobini parametreleri.	78
Tablo 6.3: Kompanzasyon topolojisi parametreleri ve kullanılan yarı iletken elemanlar.....	78
Tablo 6.4: SA şarj durumunda verim değerleri.	81

KISALTMALAR LİSTESİ

KGT	:	Kablosuz güç transferi
DC	:	Doğru akım
AC	:	Alternatif akım
RMS	:	Karelerin ortalamasının karekökü
VFPS	:	Değişken frekanslı faz kaydırma
PDM	:	Darbe yoğunluk modülasyonu
PWM	:	Darbe genişlik modülasyonu
SAE	:	Society of Automotive Engineers
SS	:	Seri seri
SP	:	Seri paralel
PS	:	Paralel seri
PP	:	Paralel paralel
LCC	:	İndüktör-kapasitör-kapasitör
LCL	:	İndüktör-kapasitör-indüktör
LC-S	:	İndüktör-kapasitör-seri
S-BAR	:	Yarı köprüsüz aktif doğrultucu
ZVS	:	Sıfır gerilimde anahtarlama
ZCS	:	Sıfır akımda anahtarlama
ZCD	:	Sıfır geçiş algılama
SFA	:	Sıfır faz açısı
SA	:	Sabit akım
SG	:	Sabit gerilim
DAC	:	Dijital analog dönüştürücü

ÖNSÖZ

Tez çalışmam boyunca bana yol gösteren, bilgisi ve tecrübesiyle beni destekleyen, danışman hocam Doç. Dr. Sevilay ÇETİN'e, değerli görüş ve önerileri ile katkıda bulunan tez izleme komitesi üyesi hocalarıma ve lisans öğrenimimden bu yana katkılarından dolayı bölümümdeki tüm hocalarıma en içten saygı ve şükranlarımı sunarım.

Ayrıca, TÜBİTAK 3501 projesi kapsamında tasarlanan bazı devreler bu tez çalışmasındaki deneysel çalışmalarıma katkı sağlamıştır. Bu aşamada sağladığı destekler için Proje yürütücüsü Doç. Dr. Sevilay ÇETİN'e teşekkürü borç bilirim.

Tez çalışmalarım boyunca ihmal ettiğim, beni her zaman destekleyen aileme ve arkadaşlarıma teşekkürlerimi sunarım.

Son olarak bu tez çalışmasını, geçirdiğim tüm zor zamanlarımda yanımda olan ve tez çalışmalarım sırasında kaybettiğim rahmetli babama ithaf ediyorum.

1. GİRİŞ

Günümüzde CO₂ salınımının neden olduğu artan sera gazı etkisiyle küresel ısınmaya dair endişeler her geçen gün artmaktadır. Bunun yanı sıra çevre kirliliğinin artması, enerji kaynaklarının azalması ve artan petrol fiyatları da elektrikli araçlara olan ilgiyi ve talebi arttırmaktadır. Elektrikli araçların içten yanmalı motorlu araçlara göre bakım maliyetlerinin düşük olması ve ulaşım maliyetlerinin daha uygun olması gibi avantajları bulunmaktadır. Elektrikli araçlara olan ilginin artması aynı zamanda elektrikli araç şarj sistemleri üzerine olan ilginin de artmasına neden olmaktadır. Elektrikli araç sektörü her geçen gün gelişme gösterse de şarj altyapılarının iyileştirilmesi, batarya teknolojileri ve geleneksel yakıtlı araçlara göre maliyetin fazla olması gibi konularda halen geliştirilmesi gereken noktalar bulunmaktadır.

Lityum-iyon bataryalar yüksek güç yoğunluğu ve uzun ömürlü olması gibi özelliklerinden dolayı elektrikli araçlarda yaygın olarak kullanılmaktadır. Ancak Lityum-iyon bataryalar halen geleneksel yakıtlara göre daha düşük enerji yoğunluğuna sahiptir. Bundan dolayı yüksek menzil seviyelerine ulaşabilmek için batarya sayısının artması gereklidir. Artan batarya miktarıyla elektrikli araçların ağırlığı ve fiyatı artmakta ve gerekli şarj süreleri de uzamaktadır.

Günümüzde elektrikli araç batarya şarj sistemleri kablolu sistemlere dayanmaktadır. Kablolu şarj sistemlerinde şebeke tarafından yerleşik bataryaya kablo ile hızlı şarj işlemi yapılarak şarj süreleri kısaltılabilmektedir. Ancak bu sistemlerde kablodan kaynaklı güvenlik problemleri görülebilmektedir. Bu problemin çözümü için kablosuz şarj sistemleri son yıllarda gündeme gelmiştir.

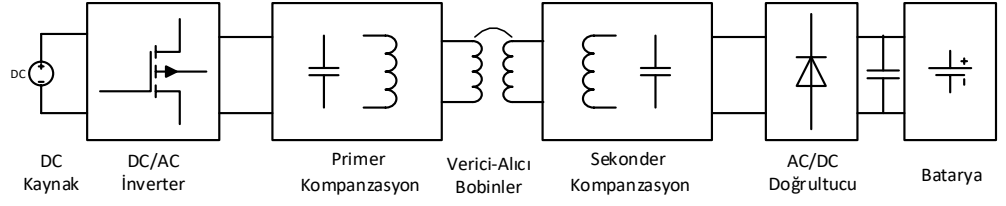
Kablosuz güç transferi (KGT), çevresel koşullardan etkilenmemesi, güvenilir olması, kullanıcıya esneklik sağlaması gibi avantajlara sahiptir. Bu avantajlarından dolayı elektrikli araçlar, biyomedikal implantlar, tüketici elektroniği gibi alanlarda yaygın olarak kullanılmaktadır. Ayrıca otonom araçlar için insan etkileşimi olmadan otomatik şarj işlemi sağlaması bu sistemlerin bir diğer önemli avantajıdır. Elektrikli araçlar için KGT şarj sistemleri statik ve dinamik olarak incelenebilir. Dinamik KGT sistemlerinde verici taraftan hareket halindeki elektrikli araca güç aktarımı yapılarak

araç hareket halinde iken şarj yapılabilmektedir. Bu sayede maliyetler düşürülebilmekte ve şarj süreleri kısaltılabilmektedir. Statik şarj sistemlerinde ise şarj süresi boyunca elektrikli araç sabit konumda kalmaktadır. KGT teknolojisinin özellikle statik ve dinamik olarak günümüz ulaşımında uygulanması ile bu sistemlerde daha yüksek hava aralığı mesafelerinde çalışma, yanlış hizalanma, verimlilik gibi konularda akademik ve endüstriyel anlamda farklı çalışma konuları ortaya çıkmıştır.

1.1 Literatür Özeti

Günümüzde artan enerji talebi, enerjinin verimli kullanılmasını zaruri hale getirmiştir. Bu sebeple yüksek verimli batarya şarj devrelerinin tasarımı, son yıllarda önemli bir araştırma konusu olmuştur. Kablosuz şarj sistemleri, çevresel koşullardan etkilenmemeleri, kullanıcıya esneklik sunmaları gibi özellikleri doğrultusunda, son zamanlarda popüler hale gelmiştir. Bu sistemlerde gerek yüksek verim sağlanması gerekse batarya şarj karakteristiğine uygun olması sebebiyle yaygın olarak sabit akım (SA) ve sabit gerilim (SG) şarj kontrolü kullanılır. Tüm şarj süresince batarya yükünün geniş bir aralıkta değişim göstermesi bataryanın SA ve SG durumunda şarj edilmesini zorlaştırmaktadır. Bu durumda uygun kompanzasyon devre topolojisinin seçilmesi ve kontrolü önemli hale gelmektedir.

Kablosuz güç transferi (KGT) teorisinin tarihçesi yüzyıl öncesine Nikola Tesla'ya kadar uzanmaktadır (Tesla 1914). Günümüzde KGT biyomedikal implantlar, tüketici elektroniği ve elektrikli araç şarj uygulamaları gibi birçok alanda kullanılmaktadır (Xiao ve diğ. 2018; Hui ve Ho 2005; Hoang ve diğ. 2012; Wu ve diğ. 2012; Choi ve diğ. 2015; Cetin ve Demirci 2022). Kablolu şarjda araç hareket halinde iken şarj yapılamaması, kablonun kullanışsız ve dış etkenlere bağlı olması, elektriksel ve mekaniksel izolasyon problemleri gibi dezavantajlarından dolayı KGT uygulamalarına yönelik çalışmalar hız kazanmıştır (Patil ve diğ. 2018; Ahmad ve diğ. 2018). Bu çalışmalar, ağırlıklı olarak KGT'in gerektirdiği kompanzasyon (rezonans) devre topolojileri, güç elektroniği çeviricileri ve kontrol yöntemleri üzerine odaklanmıştır (Fu ve diğ. 2016; Covic ve diğ. 2013; Fu ve diğ. 2014). KGT sistemi temel blok diyagramı Şekil 1.1'de verilmiştir.

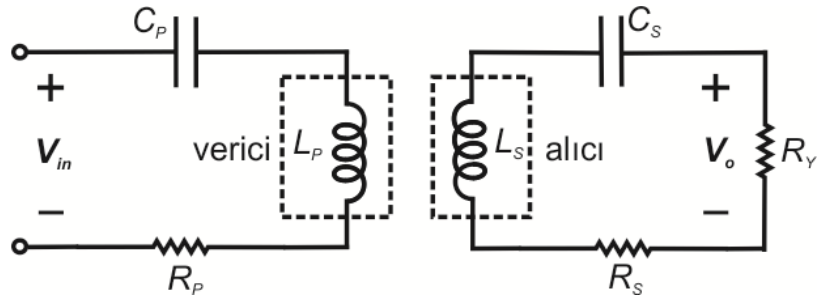


Şekil 1.1: KGT sistemi temel blok diyagramı.

KGT sistemlerinde kuplaj bobinlerinin kullanımı yüksek kaçak endüktanslara sebep olabilmektedir. Kaçak endüktansların fazla olması güç kaynağının volt-amper (VA) oranını arttırmakta ve güç aktarım verimini düşürmektedir (Covic ve diğ. 2013). Girişteki VA oranını minimize etmek ve güç aktarım verimini arttırmak için şimdiye kadar birçok kompanzasyon topolojisi çalışılmıştır.

Literatürde, kondansatörün verici ve alıcı bobinlere olan bağlantısına göre seri-seri (SS), seri-paralel (SP), paralel-seri (PS), paralel-paralel (PP) olmak üzere dört ayrı temel topoloji oluşturulmuştur (Sallan ve diğ. 2009; Moradewicz ve Kazmierkowski 2010). SS topoloji yüksek ve kuplaj katsayısından bağımsız çalışabilmesi özelliğinden dolayı çok yaygın kullanılmaktadır. PP ve PS topolojilerde rezonans kapasitörünün değeri kuplaj katsayısına ve çıkış yüküne ciddi oranda bağlıdır (Ağçal 2017; Cetin ve Demirci 2022).

SS kompanzasyon devresi yüksek hava aralığı değerlerinde, yüksek güçte ve değişken yüklerde aktarım yapmaya olanak sağlar. Bu özelliği ile elektrikli araçlarda yaygın kullanılan temel devre topolojisidir. SS kompanzasyon devresinde maksimum verim rezonans frekansında ve omik çalışma durumunda elde edilmektedir (Ağçal 2017). SS kompanzasyon devresi Şekil 1.2’de gösterilmiştir.



Şekil 1.2: SS kompanzasyon devresi.

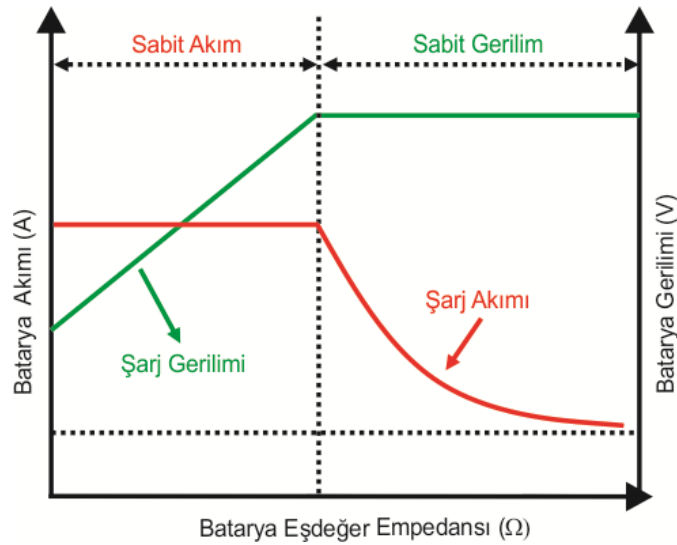
Yükten bağımsız olarak SA veya SG çıkış karakteristiği temel kompanzasyon topolojileri ile sağlanabilmektedir. Ancak temel topolojilerde çıkış gücü ciddi oranda kuplaj bobini parametrelerine bağlı olduğu için sınırlı düzeyde kuplaj bobini tasarım serbestliği bulunmaktadır (Yao ve diğ. 2018). Bu topolojilerin dışında, KGT sisteminin verimini arttırabilmek için birçok yüksek mertebeli topoloji geliştirilmiştir (Hou ve diğ. 2015; Villa ve diğ. 2012; Wang ve diğ. 2017; Yang ve diğ. 2021).

Elektrikli araç uygulamaları için çift taraflı indüktör-kapasitör-indüktör (LCL-LCL) topolojisi geliştirilmiştir (Madawala ve Thrimawithana 2011; Liu ve diğ. 2016). Ancak bu topoloji her iki tarafta da ilave rezonans indüktörü gerekmede ve bu indüktörlerin değerleri de kuplaj bobinlerinin öz endüktans değerlerine eşittir. En popüler kompanzasyon topolojisinden biri olan çift taraflı indüktör-kapasitör-kapasitör (LCC-LCC) devresinde, LCL-LCL devresindeki ilave indüktörlerin hacmi küçültülmekte ve boyut azaltılabilmektedir (Li ve diğ. 2015^a). Bu topolojinin, rezonans frekansında yük değişiminden ve kuplajdan bağımsız olarak çalışabilmesi, güç anahtarlarının sıfır gerilim anahtarlama (ZVS) altında iletiminin sağlanabilmesi ve yükten bağımsız sıfır faz açısında (SFA) SA çıkış elde edilebilmesi gibi avantajları bulunmaktadır. LCC- LCC rezonans topolojisinde, rezonans indüktörleri kuplaj indüktörleri ile bütünleşik tasarlanarak hacim küçültülebilmekte ve daha kompakt bir tasarım yapılabilmektedir (Li ve diğ. 2015^b; Kan ve diğ. 2017; Kan ve diğ. 2018; Lu ve diğ. 2018).

LCC-S kompanzasyon topolojisi elektrikli araç uygulamalarında çok yaygın çalışılan topolojidir. Statik elektrikli araçlarda geniş bir yük değişim aralığında ve yüksek verimde çalışabilmek için LCC-S kompanzasyon topolojisinin kontrolü ve optimizasyonu farklı kuplaj durumları için çalışılmıştır (Ramezani ve diğ. 2019). Elektrikli araçlar için LCC-S kompanzasyon indüktörünün verici bobine, alıcı tarafta DC-DC dönüştürücü rezonans bobininin alıcı bobine bütünleşik tasarlandığı tamamıyla bütünleşik KGT sistemi sunulmuştur (Ramezani ve Narimani 2021). Elektrikli araçlarda yanlış hizalanma durumunda çıkış gerilim hassasiyetinin azaltılması ve yüksek verimde çalışmak için farklı kompanzasyon topolojilerinin optimizasyonu üzerine yapılan bir diğer çalışmada LCC-S ve LCC-LCC topolojilerinin en uygun topoloji olduğu deneysel olarak belirlenmiştir (Ramezani ve Narimani 2020).

Bir başka çalışmada yükten bağımsız SA çıkış karakteristiğine sahip indüktör-kapasitör-seri (LC-S) kompanzasyon devresi önerilmiştir (Wang ve diğ. 2018). Önerilen devre, dört kapasitör ve iki indüktör içeren LCC-LCC'ye göre güç yoğunluğu açısından avantaj sağlamaktadır. Devrede, çıkış yük değişiminden bağımsız olarak SFA ve ZVS altında çalışmak mümkündür. Devrenin alıcı tarafta sadece bir kondansatör içermesi elektrikli araç uygulamaları için hacim ve maliyetler açısından önemli bir avantaj olarak görülebilir. Deneysel çalışmada, düşük güçlü LC-S prototip devresi yaklaşık 70 W gücünde ve 50 mm hava aralığında SA şarj durumu için test edilmiştir.

KGT'nin taşınabilir elektronik, biyomedikal cihaz ve elektrikli araç gibi uygulamalarında güç ihtiyacı ağırlıklı olarak yüksek performanslı lityum-iyon bataryalar ile karşılanmaktadır. Lityum-iyon bataryaların şarj karakteristiğinden dolayı SA ve SG durumlarında şarj edilmesi gereklidir. Şekil 1.3'te görüldüğü üzere, başlangıç anında batarya SA durumunda şarja başlar ve gerilimi artar. Batarya gerilimi maksimum değerine ulaştığında, hızlı bir şekilde SG durumuna geçilir ve akım azalmaya başlar. Şarj süresince başlangıçta belirlenen akım değerinin belirli bir hafif yük durumuna düşmesi durumunda şarj işlemi tamamlanır (Huang ve diğ. 2019). Şarj süresince yük direncinin geniş bir aralıkta değişmesinden dolayı KGT sisteminin tasarımı ve kontrolü zorlaşmaktadır (Li ve diğ. 2018^b). Yük direnci değişimine bağlı olarak yüksek verimde sabit akım ve sabit gerilim şarj yapabilmek için kapalı çevrim kontrol gerekli olmaktadır (Gati ve diğ. 2017; Song ve diğ. 2018).



Şekil 1.3: Lityum-İyon batarya şarj grafiği.

Yükten bağımsız SA ve SG çıkış karakteristiği elde edebilmek için ilave DC-DC dönüştürücüler çok yaygın olarak kullanılmaktadır. Ancak ilave dönüştürücülerin kullanılması KGT sisteminin maliyetini arttırmakta ve verimi düşürmektedir. İlaveten, verici taraf değişken frekans kontrolü ile çıkış akımı ya da gerilimi regülasyonu sağlanabilir. Ancak çalışma frekansının geniş bir aralıkta değişim göstermesi verici taraftaki inverterin anahtarlama kayıplarını ve VA oranını arttırmaktadır. Ayrıca frekanstaki bu değişim, sistemin kararlı çalışmasının bozulmasına yol açan frekans ayrışmasına sebep olabilir (Wang ve diğ. 2004).

SS ve SP topolojilerde uygun çalışma frekansının seçilmesi durumunda SA ve SG şarj kontrolü yapılabilir (Zhang ve Mi 2016; Hou ve diğ. 2015). SA ve SG şarj durumlarında minimum frekans kontrolünün SS ve SP topolojilerde mümkün olduğu, ancak SFA durumunun SP için SA durumunda, SS için SG durumunda sağlanamayacağı belirtilmiştir (Vu ve diğ. 2018). LCC- LCC kompanzasyon devresi için yapılan empedans analizi sonucunda SA ve SG şarj durumları için yükten bağımsız olarak çalışabilen iki ayrı çalışma frekansı belirlenmiştir. Bu sayede, herhangi bir ilave anahtar kullanılmaksızın SG şarj kontrolü SFA durumunda minimum frekans değişim aralığında sağlanmıştır. Fakat yapılan analiz ile SG şarj durumu için gerekli çalışma frekansını belirlemek çok karmaşık olmakla birlikte, istenilen gerilim kazancında devreyi tasarlamak zorlaşmaktadır (Cha ve diğ. 2019).

SS kompanzasyon devresinde ilave iki kuplaj bobini kullanarak SA ve SG şarj durumlarının her birinde, sabit çalışma frekansında ve SFA durumunda yüksek verimle güç aktarımı yapılabileceği belirtilmiştir (Tran ve diğ. 2018). Fakat ilave bobin kullanılması, alıcı bobinin elektrikli aracın altına yerleştirileceği göz önüne alındığında hacim ve ağırlık bakımından dezavantaj oluşturmaktadır.

Hibrit topolojiler ile SA ve SG şarj durumlarındaki temel topolojilerin problemlerinin giderilebildiği çalışmalar literatürde sunulmuştur (Vu ve diğ. 2018; Kim ve diğ. 2019; Lu ve diğ. 2019; Chen ve diğ. 2019; Lu ve diğ. 2021).

LCC-S kompanzasyon devresinde değişken frekanslı faz kaydırma kontrolü (VFPS) ile minimum frekans ve geniş güç aralığında ZVS koşulu sağlanmıştır (Hu ve diğ. 2020). 2,2 kW gücünde KGT prototipi tasarlanarak, VFPS kontrolünün

geleneksel faz kaydırma (PS) kontrole göre daha verimli olduğu deneysel olarak ölçülmüştür. Çalışmada maksimum %96,4 verim elde edilmiştir.

Kim ve diğ. (2019)'da, elektrikli araçlar için geniş çıkış gerilimi ve kuplaj aralığında çalışabilen LCC-S kompanzasyon topolojisine dayalı KGT sistemi geliştirilmiştir. Alıcı tarafta batarya yönetim için kullanılan DC-DC dönüştürücü vasıtasıyla çıkış gerilimi ve gücünün kontrolü yapılmıştır. Verimi arttırmak ve sistemin reaktif güç ihtiyacını azaltmak için sistemde SFA kontrolü kullanılmıştır. Tasarlanan 3,3 kW sistemin rezonans frekansı 85 kHz seçilmiş olup, 81,38-90 kHz anahtarlama frekansı aralığında, 165- 450 V çıkış gerilimi verebilmektedir. Bu sistemde kullanılan ilave DC-DC dönüştürücü hacim dezavantajı oluşturmaktadır.

Liu ve Habetler (2015)'te elektrikli araçlar için üniversal bir indüktif KGT sistemi tasarlanmıştır. Sunulan sistem, verici ve alıcı bobinler arasındaki geniş manyetik kuplaj aralığında, farklı elektrikli araç modelleri için sabit ve kontrollü şarj gerilimi sağlamaktadır.

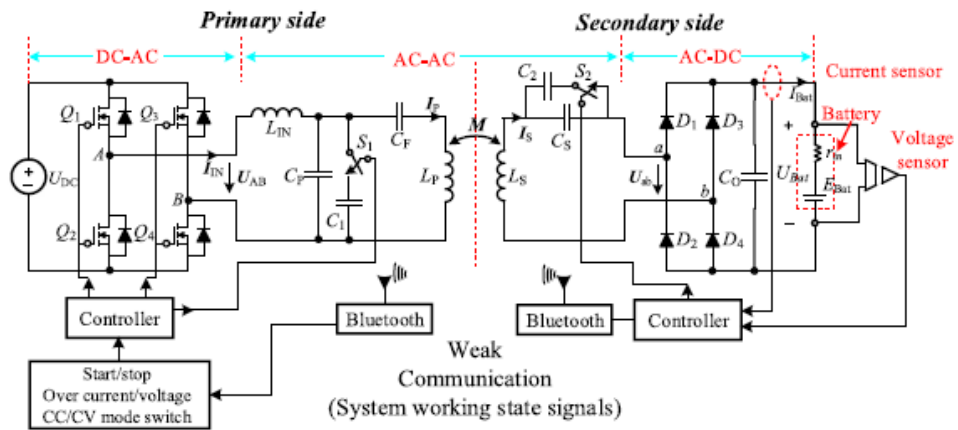
Lu ve diğ. (2019)'da kablosuz batarya şarjı için SA ve SG şarj durumlarında yükten bağımsız olarak sıfır faz açısında çalışabilen yüksek mertebeli rezonans devresi üzerine çalışılmıştır. Sunulan çalışmadaki KGT sistemi, SA ve SG durumları için sıfır faz açısında iki ayrı anahtarlama frekansında çalışabilen birleşik bir sistemdir. Devrenin girişinden görünen empedans hem SA hem SG durumunda omik olacak şekilde matematiksel analiz yapılmıştır. 3,3 kW gücündeki KGT sisteminin iki ayrı çalışma frekansının da Society of Automotive Engineers (SAE) J2954 standardına uygun olarak seçildiği belirtilmiştir. Ayrıca sunulan sistemde, batarya şarj akımı ve geriliminin kontrolü için ekstra DC-DC dönüştürücünün kullanımı ortadan kaldırılabilmektedir.

Sunulan bir başka çalışmada şarj süresince batarya şarj empedansı değişimi göz önünde bulundurularak yüksek verimli bir KGT şarj sistemi üzerine çalışılmıştır (Lu ve diğ. 2021). Sunulan sistem, VA oranını minimize etmek, güç aktarım kapasitesini arttırmak ve batarya şarj karakteristiğine uygun olarak tüm şarj süresince yumuşak anahtarlama altında çalışmak için sıfır faz açısında tasarlanmıştır. Sunulan çalışmanın mevcut sistemlere göre ekstra güç anahtarı ve kompanzasyon elemanları kullanımını elimine etmesi ve minimum eleman kullanılarak SA ve SG şarj işlemini

gerçekleştirilmesinin verim açısından önemi deneysel olarak gösterilmiştir. 3,3 kW sistemde kompanzasyon topolojisi olarak S/SP seçilmiş olup, %94,1 maksimum verim ölçülmüştür.

Literatürde KGT sisteminin çıkış gerilimi kontrolü için ilave anahtar ve pasif eleman içeren birçok KGT sistemi tasarlanmıştır. LCC-LCC ve LCC-S topolojisi içeren hibrit bir çalışma yapılmıştır (Li ve diğ. 2016). Bu çalışma SA ve SG şarj durumları için uygun olan kompanzasyon topolojisi seçimini ilave anahtar kullanarak yapmaktadır. Ancak ilave elemanların kullanılması devre tasarımını zorlaştırmakta ve güç yoğunluğunu düşürmektedir.

İlave anahtar ve pasif eleman içeren bir başka çalışmada, 2,5 kW gücünde elektrikli araçlar için hibrit KGT batarya şarj sistemi tasarlanmıştır (Chen ve diğ. 2019). Sistemin blok diyagramı Şekil 1.4'te verilmiştir. Sunulan çalışmada LCC-S kompanzasyon topolojisi elemanları SG şarj durumunda SFA sağlanacak şekilde belirlenmiştir. SA durumunu, SFA altında sağlamak için iki ilave kondansatör sisteme eklenmiştir. SA durumundan SG şarj durumuna geçiş için ise 2'li AC anahtar kullanılmıştır. Deneysel çalışmada maksimum verim SA durumunda %89,28, SG durumunda %88,33 olarak elde edilmiştir.



Şekil 1.4: Elektrikli araçlar için LCC-S topolojisi içeren KGT batarya şarj sistemi (Chen ve diğ. 2019)

Wang ve diğ. (2018)'de SA çıkış karakteristiğine sahip LC-S topolojisi tasarımı yapılmıştır. Ancak sunulan tasarımda SG durumu göz önünde bulundurulmamıştır. SG tasarım parametreleri aynı yazarların bulunduğu bir başka çalışmada incelenmiştir (Yao ve diğ. 2018). LC-S topolojisinin, elektrikli araçlar için SA ve SG şarj durumları simülasyon yoluyla (Cetin ve Yenil 2021^b)'de incelenmiştir. Sunulan çalışmada, LC-S topolojisinin LCC-LCC ile karşılaştırması yapılarak SA şarj durumunda LC-S'nin verim açısından daha iyi sonuç verdiği belirtilmiştir.

KGT sistemlerinde verimi arttırmak için verici taraf, alıcı taraf ve hem alıcı hem verici taraf kontrollü sistemler literatürde yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu yöntemlerden bazıları temel topolojiler için geliştirilmişken bazıları hibrit topolojiler için sunulmuştur.

KGT sistemlerinde SA ve SG şarj kontrolü verici taraf kontrolü ile yapılabilmektedir (Miller ve diğ. 2015; Song ve diğ. 2018). Verici taraf kontrolü ve yük tahmini yaklaşımı ile SS ve SP topolojileri için SA ve SG batarya şarjı incelenmiştir. SS topoloji için maksimum %75 verim, SP topoloji için ise maksimum %61 verim elde edilmiştir (Song ve diğ. 2018).

KGT sisteminde maksimum verim noktasında çalışabilmek için, alıcı tarafta DC-DC dönüştürücü kullanımını ortadan kaldıran verici taraf on- off anahtarlama kontrolü incelenmiştir (Zhong ve Hui 2018). Tasarlanan sistemin sabit çıkış gerilimi istenen tüm SS kompanzasyon devrelerinde kullanılabileceği belirtilmiştir. Sunulan sistemde, rezonans frekansı 97,56 kHz seçilmiş olup yük nominal değerinin yaklaşık %10 değerine düşürüldüğünde verim %67,27 olarak ölçülmüştür.

Alıcı taraf kontrollü KGT sistemlerinde ilave DC-DC dönüştürücü gereksinimi aktif doğrultucu yapısı kullanılarak ortadan kaldırılabilir. (Mai ve diğ. 2018). KGT sistemlerinde verici ve alıcı tarafta ilave DC-DC dönüştürücü kullanımı devre boyutlarını ve maliyetleri arttırırken sistem verimini düşürmektedir.

Maksimum verim noktası takibi için yapılan çalışmada aktif doğrultucu ve darbe yoğunluk modülasyonu (PDM) yöntemi üzerine çalışılmıştır (Li ve diğ. 2018^a). PDM yöntemi, ortalama çıkış gücünün tekrarlı olarak kesilmesi ve iletme sokulması

esasına dayanmaktadır. Bu yöntem ile geleneksel maksimum verim takip sistemlerinde çıkış gerilimi regülasyonu ve maksimum verimi sağlamak için verici ve alıcı tarafta kullanılan DC-DC dönüştürücüler elimine edilmektedir. Ayrıca sunulan çalışmanın, on-off, PS gibi kontrol yöntemlerine göre sert anahtarlama, çıkış gerilimi dalgalanması gibi problemleri ortadan kaldırdığı belirtilmiştir. 50 W prototipte, 0,5 m hava aralığında, değişken yüklerde %70'in üzerinde verim elde edilmiştir. Bu sistemde rezonans frekansı 0,917 MHz seçilmiş olup, düşük frekanslarda ve yüksek kuplaj değerlerinde PDM yönteminin kullanımının uygun olmadığı belirtilmiştir.

Yarı köprüsüz aktif doğrultucu (S-BAR) yapısı son dönemde SA ve SG şarj kontrolü için KGT sistemlerinde kullanılmıştır. Bu yapıda verici tarafın anahtarlama frekansı değiştirilmeksizin alıcı taraf kontrolü ile gerilim regülasyonu yapılabilmektedir. Ayrıca S-BAR yapısı ile alıcı taraf kontrolü yapılarak verici ve alıcı taraf arasındaki kablosuz haberleşme cihazı kullanımı da ortadan kaldırılabilmektedir. PS yöntemi S-BAR yapısında yaygın olarak kullanılmaktadır (Li ve diğ. 2018^c). Bu yöntemde çıkış gerilimi S-BAR anahtarlarının iletim açısı ayarlanarak kontrol edilmektedir.

Diekhans ve De Doncker (2015)'te, verici ve alıcı tarafta PS yöntemi kullanılarak çıkış gücü kontrolü ilave DC-DC dönüştürücü kullanılmadan gerçekleştirilmiştir. Ancak bu çalışmada kablosuz haberleşme cihazının kullanılması dezavantaj oluşturmaktadır. Bir başka çalışmada, S-BAR anahtarları PS ile kontrol edilerek herhangi ilave DC-DC dönüştürücü ya da pasif eleman kullanılmadan çıkış gerilimi regülasyonu sağlanmıştır. Sunulan çalışmada %94,4 maksimum verim elde edilmiştir (Colak ve diğ. 2015). Çalışmada aynı zamanda haberleşme cihazı kullanımı ortadan kaldırılmıştır.

Ann ve Lee (2021)'de, elektrikli araçlar için alıcı taraf S-BAR anahtarlarının iletime girme noktası ve görev oranı ayarlanarak empedans kontrol yöntemi önerilmiştir. Ancak, PS yöntemi ile S-BAR anahtarları için yumuşak anahtarlama koşulları geniş bir yük aralığında sağlanamamaktadır.

Bir diğer kontrol yöntemi olan PDM'in verici taraftan uygulanması ile inverter anahtarları için yumuşak anahtarlama sağlanabilmektedir (Karafil ve diğ

2020; Karafil ve diğ. 2021). PDM kontrolü özellikle indüksiyon ısıtma uygulamalarında rezonans dönüştürücülerin kontrolünde yaygın kullanılmaktadır (Esteve ve diğ. 2011; Esteve ve diğ. 2015). Bu yöntemde ayrıca inverter çalışma frekansı değiştirilmeden çıkış gücü kontrolü sağlanabildiği için anahtarlama kayıpları minimize edilebilmektedir.

Elektrikli araçlar için SA ve SG şarj durumlarında çalışabilen LCC-S kompanzasyon topolojisi ve S-BAR yapısı içeren bir KGT sistemi geliştirilmiştir. SA şarj durumunda yumuşak anahtarlama ile çalışan sistemin, SG şarj durumunda S-BAR üzerinden alıcı taraf PDM kontrolü yapılarak yüksek verimde çalışması sağlanmıştır. Çalışmada tam yük verimi %93,8 olarak elde edilmiştir (Yenil ve Cetin 2022^c).

PDM yöntemi alıcı tarafta S-BAR yapısında uygulanarak doğrultucu anahtarlarının ZVS ve sıfır akım anahtarlama (ZCS) ile çalışmasını sağlayarak PS yöntemine göre verim artışı sağlamaktadır (Fan ve diğ. 2017; Cetin ve Yenil 2021^a). Ancak PDM yönteminde alıcı taraf akımının uzun süreli serbest bekleme süresi nedeniyle çıkış gerilimi salınımları artabilmektedir. Bu yüzden klasik (Esteve ve diğ. 2011) ve geliştirilmiş PDM (Esteve ve diğ. 2015) yöntemleri inverter çıkış akımı salınımlarına ve alıcı tarafta çıkış gerilimi salınımlarına neden olabilmektedir. Çıkış gerilimi salınımlarının azaltılabilmesi için PDM yönteminde kullanılan darbe dizisi daha homojen şekilde ayarlanarak daha hassas kontrol mümkün olmaktadır (Fan ve diğ. 2019; Yenil ve Cetin 2022^a).

Çıkış gerilimi regülasyonu sağlamak ve maksimum verim elde edebilmek için verici ve alıcı taraf PDM kontrolü içeren KGT sistemleri yukarıda sunulmuştur. Bu çalışmalar ağırlıklı olarak SS kompanzasyon topolojisi içermekte olup topolojinin çıkış gücü kuplaj bobini parametrelerine ciddi derecede bağlıdır. Bu problemi çözebilmek için kuplaj bobini parametrelerinden tamamen bağımsız olan LC-S topolojisi (Wang ve diğ. 2018) bu tez çalışmasında tercih edilmiştir.

1.2 Tezin Amacı

Bu tez kapsamında gerçekleştirilmesi planlanan KGT şarj sistemi ile aşağıdaki özgün değerler amaçlanmıştır.

Literatürde sunulan LC-S kompanzasyon topolojisi çıkış yük değişiminden bağımsız olarak SFA ve ZVS altında çalışmaktadır (Wang ve diğ. 2018). Sunulan çalışmada, LC-S topolojisi düşük güçte ve 50 mm hava aralığında SA şarj durumu için prototip üzerinde test edilmiştir. Bununla beraber SG şarj durumu incelenmemiştir. Sunulan bir başka çalışmada LC-S topolojisinin SG şarj durumu, SA durumundan bağımsız olarak incelenmiştir (Yao ve diğ. 2018). Çalışmada SG şarj durumunda kullanılan devre elemanları SA şarj durumu için kullanılamamaktadır. Tüm şarj süresi düşünüldüğünde farklı devre elemanlarının kullanılması elektrikli araçlar açısından problem teşkil etmektedir.

Elektrikli araç batarya şarj sistemlerinde belirli KGT kompanzasyon devreleri kullanılmaktadır. LC-S topolojisinin elektrikli araçlarda yaygın kullanılan yüksek mertebeli topolojilere göre daha az kompanzasyon elemanı içermesi ve SA batarya şarj durumunu yükten bağımsız SFA altında gerçekleştirebilmesi gibi avantajları bulunmaktadır. Bu tezde, LC-S kompanzasyon topolojisinin elektrikli araç SA-SG şarj durumlarına uyarlanması amaçlanmıştır. SA çıkış karakteristiğine sahip topolojinin özellikle SG şarj durumunda görülen performans düşmesinin önüne geçilerek, tüm şarj süresince yüksek verimli bir KGT sisteminin elektrikli araçlar için tasarımı planlanmıştır.

Literatürde yüksek mertebeli topolojilerin SA-SG şarj durumlarında çalışması için ağırlıklı olarak ilave devre elemanları ve anahtarlar kullanılarak topolojinin her iki şarj durumuna uyarlanması (Chen ve diğ. 2019), farklı topolojilerin bir arada kullanılarak şarj durumu değiştiğinde diğer topolojinin devreye alınması (Li ve diğ. 2016) ve yüksek mertebeli topolojinin matematiksel analizi yapılarak SA ve SG şarj durumlarında SFA noktasında çalışmasını sağlayan sabit anahtarlama frekansının bulunması (Vu ve diğ. 2018; Lu ve diğ. 2019; Lu ve diğ. 2021) şeklinde çözümler bulunmaktadır. İlave elemanların veya topolojilerin kullanılması verimi düşürmekle beraber, matematiksel analiz ile her iki şarj durumu için SFA durumunda iki ayrı sabit anahtarlama frekansının bulunması istenilen akım ve gerilim kazancında

devrenin çalıştırılması açısından zor olmaktadır. Tez kapsamında, yüksek mertebeli LC-S topolojisinin S-BAR yapıda çalıştırılarak kablosuz güç aktarım ve SA-SG batarya şarj işleminin tek bir dönüştürücü çatısı altında yapılması amaçlanmıştır. Bu noktada literatürde SS temel topolojisine S-BAR yapısı üzerinden uygulanan PDM (Fan ve diğ. 2017) yöntemi incelenmiş, ardından (Fan ve diğ. 2017)'den farklı olarak PDM yöntemi, yüksek mertebeli LC-S topolojisine uygulanarak daha yüksek verimde ve daha yüksek hava aralığı mesafesinde elektrikli araçlar için çalışması gerçekleştirilmiştir. Böylece sunulan sistemin hem SA hem SG şarj profilinin tamamında rezonans frekansında yüksek verimli çalışması sağlanmıştır.

Sonuç olarak, LC-S topolojisinin elektrikli araçlarda kullanılmak üzere bir KGT sisteminin oluşturulması ve tüm şarj süresince yüksek verimli enerji transferinin sağlanması ile literatüre katkıda bulunulması, bu tezin özgünlüğünü oluşturmaktadır.

1.3 Tezin Katkısı

Elektrikli araç kablosuz batarya şarj uygulamaları için geliştirilen bu tezde katkılar kısaca aşağıdaki gibi özetlenmiştir.

KGT sistemi için literatürde sunulan çalışmalar incelenerek geniş bir literatür taraması sunulmuştur.

LC-S kompanzasyon topolojisi statik elektrikli araç şarj uygulamaları için tüm şarj periyoduna adapte edilmiştir. Böylece planlanan KGT sistemi SA ve SG şarj işlemlerini sabit anahtarlama frekansında tek bir dönüştürücü çatısı altında gerçekleştirmiştir.

PDM yöntemi yüksek mertebeli LC-S kompanzasyon topolojisine S-BAR devre yapısı üzerinden uygulanmıştır. Bu sayede SG şarj durumunda çıkış gerilimi regülasyonu sağlanmıştır.

SA ve SG durumlarında sistemin geniş bir yük aralığında yumuşak anahtarlama ile çalışması sağlanarak hem SA şarj hem de SG şarj durumunda yüksek verimli bir kablosuz güç aktarımı yapılmıştır.

1.4 Tezin Anahattı

Bu tez kapsamında, elektrikli araçlar için KGT'ye dayalı bir batarya şarj sisteminin yüksek verimli tasarımı amaçlanmıştır. Tez toplamda yedi bölümden oluşmaktadır ve içerikleri aşağıda kısaca özetlenmiştir.

Bölüm 1'de, KGT ile ilgili literatürde yapılmış çalışmalar incelenmiştir. Tezin amacı, tezin katkısı ve tezin anahattı da yine bu bölümde sunulmuştur.

Bölüm 2'de KGT'nin temelleri sunulmuştur. Elektrikli araçlar için KGT sisteminin bileşenleri ile kompanzasyon topolojileri detaylı olarak incelenmiştir.

Bölüm 3'te KGT sistemlerinde yaygın olarak kullanılan kontrol yöntemleri sınıflandırılmış ve ayrıntılı olarak incelenmiştir.

Bölüm 4'te LC-S kompanzasyon topolojisi ve PDM kontrole dayalı KGT sisteminin tasarımına yer verilmiştir. Bu amaçla öncelikle topolojinin analizi yapılmış ardından PDM kontrol ve LC-S kompanzasyona dayalı S-BAR devre yapısı içeren KGT sisteminin analizine yer verilmiştir.

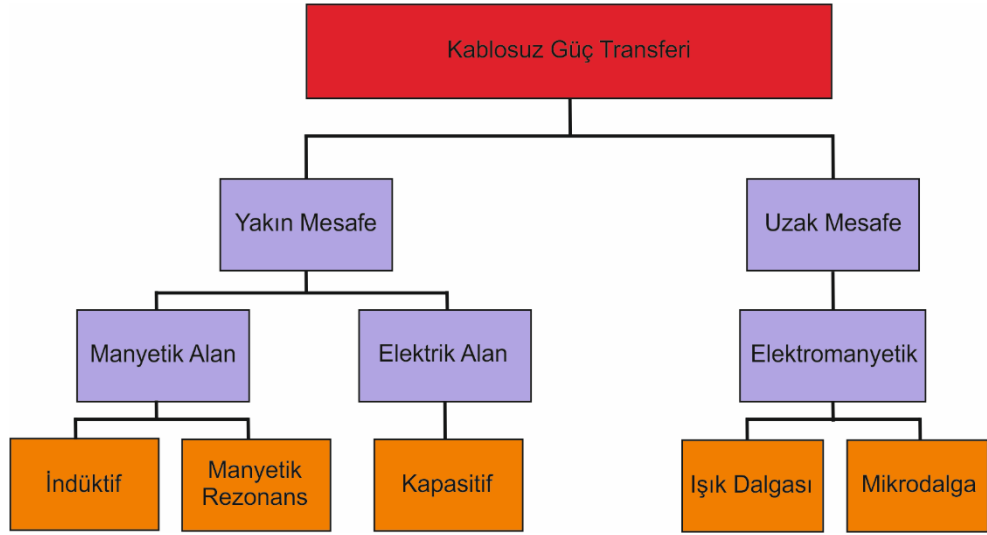
Bölüm 5'te elektrikli araçlar için LC-S kompanzasyon topolojisi ve PDM kontrole dayalı KGT sisteminin simülasyon çalışmaları sunulmuştur.

Bölüm 6'da elektrikli araçlar için LC-S kompanzasyon topolojisi ve PDM kontrole dayalı prototip oluşturulmuştur. Prototip devre üzerinde PDM yöntemine ait deneysel çalışmalar sunulmuştur.

Bölüm 7'de tezden elde edilen sonuçlar kısaca özetlenmiştir. Tez kapsamında ilerleyen süreçte yapılabilecek çalışmalar hakkında önerilere yer verilmiştir.

2. KABLOSUZ GÜÇ TRANSFERİNİN TEMELLERİ

KGT sistemleri verici ve alıcı arasındaki mesafeye göre yakın mesafe ve uzak mesafe güç transferi olmak üzere iki ana başlıkta incelenebilir. KGT sisteminin sınıflandırılmasına ait blok diyagramı Şekil 2.1’de gösterilmiştir. Yakın mesafe KGT sistemi kapasitif, indüktif ve manyetik rezonansa dayalı olmak üzere üç başlıkta, uzak mesafe güç transferi ışık ve mikrodalga olmak üzere iki başlıkta incelenebilir.

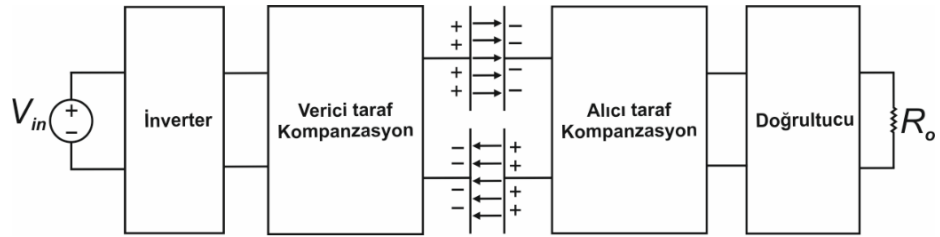


Şekil 2.1: Kablosuz güç transferinin sınıflandırılması.

Yakın mesafe KGT uygulamalarında genel olarak güç aktarım mesafesi düşüktür. İndüktif güç transferi bu sistemler arasında çok yaygın kullanılan bir KGT türüdür. Bu sistemlerde verici bobinde üretilen elektromanyetik alan alıcı bobinde gerilim indüklemektedir. Üretilen bu gerilim DC forma dönüştürülerek batarya şarj işlemi yapılmaktadır. Verici ve alıcı bobinler arasındaki hava aralığından dolayı normal transformatörlere göre kaçak indüktanslar oldukça fazladır. Dolayısıyla bu sistemlerde verimli bir güç aktarımı için düşük kuplajlarda kalite faktörünün optimize edilmesi gerekmektedir. İndüktif güç transferinde verici ve alıcı bobinlere ek olarak kompanzasyon kondansatörleri kullanılmaktadır. Bu sayede daha yüksek güçlerde daha düşük frekanslarda yüksek verimli bir çalışma mümkün olmaktadır.

Bu durum elektrikli araçlarda indüktif güç transferi kullanımını yaygın hale getirmektedir.

İndüktif güç transferinde manyetik alan kaynaklı eddy kayıpları yakınındaki metal iletkenler üzerinde ısınmaya ve yangın tehlikesine yol açabilmektedir (Lu ve diğ. 2015). Bu noktada kapasitif güç transferi alternatif olarak kullanılabilir. Örnek bir kapasitif güç transfer sistemi blok diyagramı Şekil 2.2’de gösterilmiştir. Kapsatif güç transferinde verici ve alıcı tarafa iki plaka yerleştirilir ve bu iki plaka arasında elektrik alana dayalı güç aktarımı sağlanır. Bu elektrik alan metal iletkenlerden ciddi güç kayıplarına sebep olmadan geçebilmektedir. Kapsatif güç transferinin bir diğer avantajı ise verici ve alıcı tarafta sargı gerektirmemesinden dolayı maliyetinin düşük olmasıdır. Bu avantajlarından dolayı literatürde elektrikli araçlar için kullanımına yönelik bazı çalışmalar yapılmıştır. Zhang ve diğ. (2016), dört plakalı ve LCL kompanzasyon topolojisine dayalı kompakt bir kapasitif elektrikli araç şarj sistemi sunmuşlardır. Sundukları sistemde 15 cm hava aralığında %85,87 verimle 1,88 kW güç aktarımı gerçekleştirmişlerdir.



Şekil 2.2: Kapsatif güç transfer sistemi.

Kapsatif güç transfer sistemlerinde elde edilen kapasite değeri plakaların boyutlarına bağlıdır. Dolayısıyla bu sistemlerde gücü ve verici ve alıcı taraf arasındaki kapasitif kuplajı arttırabilmek için çalışma frekansının MHz mertebelerine çıkarılması gerekmektedir (Ramezani 2021). Yüksek frekanslı çalışma, kullanılan kompanzasyon topolojisi elemanları üzerinde aşırı gerilim streslerine sebep olabilmektedir.

Manyetik rezonansa dayalı güç transferinde verici ve alıcı bobinler birbirleriyle osilasyon durumunda rezonans frekansında çalışmaktadır (Kurs ve diğ. 2007). Bu sistemde bobinler birbirlerine düşük hava aralığı mesafesinde olup

rezonans frekansında çalışmaktadır. Dolayısıyla yüksek verim değerlerine ulaşabilmektedir.

Uzak mesafe KGT sistemleri elektromanyetik dalgaların hava yoluyla yayılımına dayanmaktadır. Bu sistemlerde çalışma frekansı genellikle GHz'ler mertebesinde olup yüksek frekanslarda düşük verimde enerji aktarımı gerçekleştirilmektedir (Patil ve diğ. 2018). Ayrıca, yüksek frekanslı çalışmadan dolayı insanlar üzerinde radyoaktif etkilere yol açabilmektedir

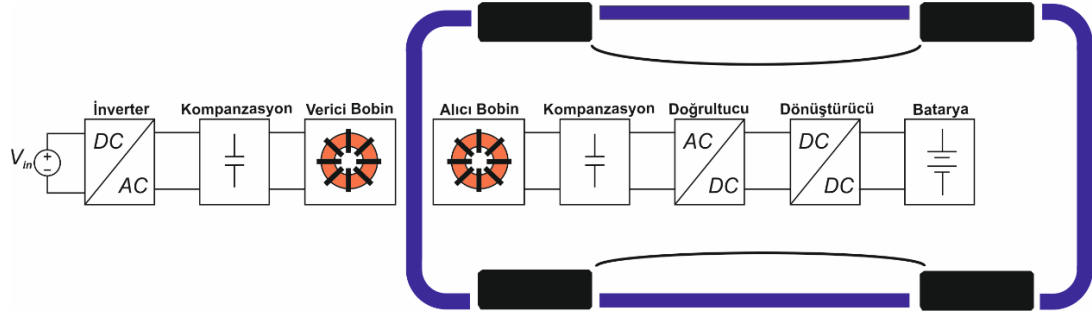
Mikrodalgaya dayalı KGT sistemlerinde mikrodalga yayınımları ile uzak mesafeye iletmeye dayanır. Bu sistemler doğru akım üretebilmek için mikrodalga generatörü kullanılmaktadır.

Işık dalgasına dayalı KGT sistemlerinde elektrik akımı ışık dalgasına dönüştürülerek alıcıya iletilir (Summerer ve Purcell 2009). Bu sistemlerde alıcı olarak fotovoltaik paneller kullanılabilir. Ancak ışık dalgası atmosferik koşullardan etkilenmektedir. Bu durumda ışık dalgası alıcıya ulaşmayabilir.

2.1 Elektrikli Araçlarda Kablosuz Güç Transferi

Genel bir elektrikli araç kablosuz şarj sistemi Şekil 2.3'te gösterildiği gibi sırasıyla verici taraf inverter, kompanzasyon topolojisi, kuplaj bobinleri ve doğrultucudan oluşmaktadır. Bu sistemlerde, inverter ile girişten uygulanan doğru gerilim yüksek frekanslı alternatif gerilime dönüştürülmektedir. Elde edilen bu yüksek frekanslı alternatif gerilim kompanzasyon topolojisinin girişine uygulanmaktadır. Kompanzasyon topolojisi, KGT sisteminde kullanılan kuplaj bobinlerindeki mesafeden kaynaklanan yüksek kaçak indüktansların kompanze edilmesi amacıyla kullanılmaktadır. Bu sayede reaktif güç azaltılmakta ve güç transfer verimi arttırılmaktadır (Wang ve diğ. 2004). Kuplaj bobinleri, manyetik kuplaj ilkesine bağlı olarak verici taraftaki alternatif gerilimin alıcı tarafa aktarılması için kullanılmaktadır. Alıcı tarafta yer alan doğrultucu ise, alıcı taraf kuplaj bobininden üretilen gerilimin doğrultulması için kullanılmaktadır. Genel olarak elektrikli araç KGT sistemlerinde SAE J2954 standardı doğrultusunda 81,38 kHz ile 90 kHz çalışma frekansı aralığında çalışmalar yapılmaktadır (Kim ve diğ. 2019). Bu

bileşenlerin bir bütün halinde SA ve SG şarj durumlarında istenilen çalışma frekansında çalıştırılabilmesi için verici taraf kontrolü, alıcı taraf kontrolü veya verici ve alıcı taraf kontrolü gibi farklı kontrol yöntemleri gerekli olmaktadır.



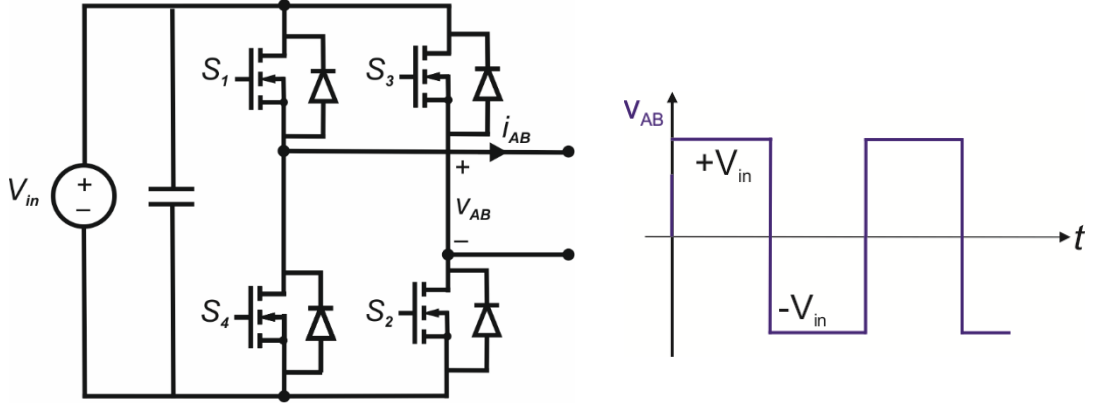
Şekil 2.3: Genel bir elektrikli araç kablosuz şarj sistemi

Elektrikli araç kablosuz şarj sistemleri statik, yarı dinamik ve dinamik olarak üç başlıkta incelenmektedir. Statik şarjda araç park halinde iken şarj edilirken, dinamik şarjda ise araç hareket halinde iken şarj yapılmaktadır. Yarı dinamik şarjda ise trafik ışıkları gibi aracın durakladığı zamanlarda şarj yapılmaktadır.

Genel bir elektrikli araç KGT sistemi sırasıyla verici taraf inverter, kompanzasyon topolojisi, kuplaj bobinleri ve doğrultucudan oluşmaktadır. Bu yapılar sırasıyla alt başlıklar halinde aşağıda ele alınmıştır.

2.2 Verici Taraf İnverter

Verici taraf inverter, kompanzasyon topolojisi girişini beslemek için kullanılmaktadır. Tam köprü inverter yapısı elektrikli araç kablosuz şarj uygulamalarında kullanılan en yaygın inverter modelidir. Şekil 2.4'te inverter devresi ve çıkış gerilimi dalga şekli verilmiştir.



Şekil 2.4: Verici taraf inverter ve çıkış gerilimi dalga şekli.

İnverter girişi doğru gerilim ile beslenmektedir. İnverter çıkışında tepe değeri $+V_{in}$ ve $-V_{in}$ olarak değişen yüksek frekanslı kare dalga alternatif gerilim elde edilmektedir. İnverter çıkış gerilimi, v_{AB} , Fourier serisi açılımından yararlanılarak,

$$v_{AB} = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{4V_{in}}{\pi n} \sin(n\omega t) \quad (2.1)$$

olarak elde edilir. Denklem (2.1)'de n harmonik numarası, ω açısal frekans olarak ifade edilir (Kazimierczuk ve Czarkowski 2012).

2.3 Kuplaj Bobinleri

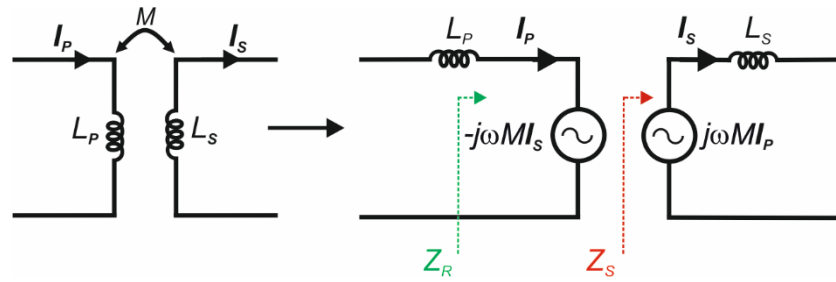
Kuplaj bobinleri KGT sisteminde önemli rol oynamaktadır. Kuplaj bobinleri genellikle ortak endüktansı arttırmak için ferrit nüveler, manyetik akı kaçaklarını azaltmak için ise alüminyum plaka ile birlikte kullanılmaktadır.

Kuplaj bobinlerinde verici bobininden alıcı bobine aktarılan manyetik akı miktarı kuplaj katsayısı ile belirlenir. Kuplaj katsayısının değeri 0 ile 1 arasında değişmektedir. Verici ve alıcı taraftaki kuplaj bobinleri arasındaki kuplaj katsayısı,

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_p L_s}} \quad (2.2)$$

olarak tanımlanır. Burada L_P ve L_S öz endüktans, M ise verici ve alıcı arasındaki ortak endüktans olarak ifade edilir. Kuplaj bobinlerinin ortak endüktansı hava aralığı değişimi ve yanlış hizalanma durumunda değişmektedir.

KGT sistemlerinde kuplaj bobinlerin analizini kolaylaştırmak için M ve T modeli olmak üzere iki ayrı eşdeğer devre modeli kullanılır. Şekil 2.5'te M modeli yapıları gösterilmiştir. Bu yapıda kuplaj bobinleri akım kontrollü gerilim kaynağı şeklinde gösterilmektedir.

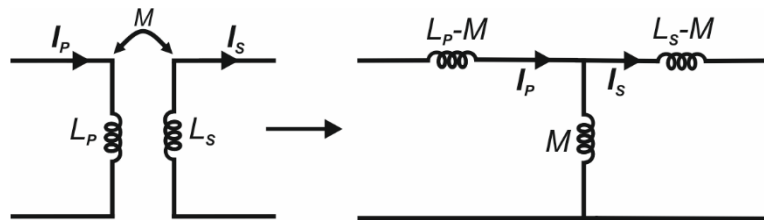


Şekil 2.5: M modeli yapısı.

Şekil 2.5'te Z_S alıcı taraf eşdeğer empedansını ifade ederken, Z_R alıcı taraftan verici tarafa yansıyan empedansı ifade etmektedir. Z_R empedansı Denklem (2.3) yardımıyla elde edilir.

$$Z_R = \frac{\omega^2 M^2}{Z_S} \quad (2.3)$$

Bir diğer devre modeli yapısı olan T modeli Şekil 2.6'da gösterilmiştir. Kaçak endüktansın kompanse edilmesi gereken devrelerde T modeli yapısı kullanımı yaygındır.



Şekil 2.6: T modeli yapısı.

Kalite faktörü, KGT sisteminin verimi açısından önemli bir parametre olup farklı biçimlerde tanımlanabilmektedir (Aditya 2016; Mohammad 2019). Kalite

faktörü, reaktif elemanlarda depolanan enerjinin harcanan enerjiye oranı şeklinde genel haliyle Denklem (2.4)'teki gibi ifade edilebilir (Aditya 2016).

$$Q = \left(\frac{\text{Depolanan enerji}}{\text{Harcanan enerji}} \right) \quad (2.4)$$

Kalite faktörü (Q) yüksüz bobin durumu için,

$$Q = \frac{\omega L}{R_{ac}} \quad (2.5)$$

olarak tanımlanırken, yüklü bobin durumu için ise,

$$Q = \frac{\omega L}{R_{ac} + R_{ab}} \quad (2.6)$$

olarak ifade edilir. Denklem (2.5) ve Denklem (2.6)'da ω açısal frekans, L bobin öz endüktansı, R_{ac} bobin iç direnci, R_{ab} ise yük direnci olarak tanımlanır. Burada kalite faktörünün kuplaj bobinlerin iç dirençleri ile ters orantılı olduğu görülebilir. Güç kayıplarının azaltılması açısından KGT sistemlerinde bobinlerin iç dirençlerinin düşük olması dolayısıyla kalite faktörünün yüksek olması arzu edilir. Çalışma frekansının artırılması ile kalite faktörü artırabilir ancak bu durumda kuplaj bobinlerinin iç direnci deri ve yakınlık etkisinden dolayı artacaktır (Wang ve Dorrell 2015). Bu durumda sistem verimi azalmaktadır. Yüksek frekanslara çıkıldıkça ince her biri yalıtılmış teller bükülerek ve demetler haline getirilerek litz telleri oluşturulur. Litz tellerinin kullanılması ile kuplaj bobinlerinin AC dirençleri düşürülebilmektedir.

Yüksek frekanslara çıkıldıkça iletkenin merkezindeki akım yoğunluğu azalırken iletken yüzeyinde akım yoğunluğu artar. Bu durumda, alternatif akımın nüfuz ettiği kalınlık dalma derinliği olarak bilinir. Dalma derinliği frekans arttıkça azalmaktadır. Deri etkisinin önüne geçmek ve iletkenin AC direncini azaltmak için her bir litz telinin kalınlığı dalma derinliğinden daha düşük olmalıdır (Sullivan 1999). Her bir litz telinin dalma derinliği,

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu}} \quad (2.7)$$

olarak hesaplanır. Burada δ dalma derinliği (m), f çalışma frekansı (Hz), μ iletkenin manyetik geçirgenliği (H/m), ρ ise iletkenin zdirencidir ($\Omega.m$). Özdirenç bakır için, $1,72 \times 10^{-8} \Omega.m$, manyetik geçirgenlik ise $4\pi \times 10^{-7} \Omega.m$ olarak alınır.

Elektrikli araç kablosuz şarj uygulamalarında verici ve alıcı kuplaj bobinleri arasındaki mesafe arttıa veya her iki bobinin yatayda yanlış hizalanması durumunda kuplaj katsayısı azalmaktadır (Ramezani ve diğ. 2019). Kuplaj katsayısının azalması sistem verimini azaltmaktadır. Bu yüzden elektrikli araç uygulamalarında yüksek verimli güç aktarımı için düşük kuplaj katsayısı değerlerinde kalite faktörlerinin yüksek tutulması gereklidir. Ancak kalite faktörünün yüksek olması devredeki kondansatör ve bobin gibi elemanların u gerilimlerinin çok artmasına sebep olabilir. Bu yüzden devre elemanlarının gerilim dayanımlarına ve kullanılan kabloların izolasyonlarına dikkat edilmelidir.

2.4 Kompanzasyon Topolojileri

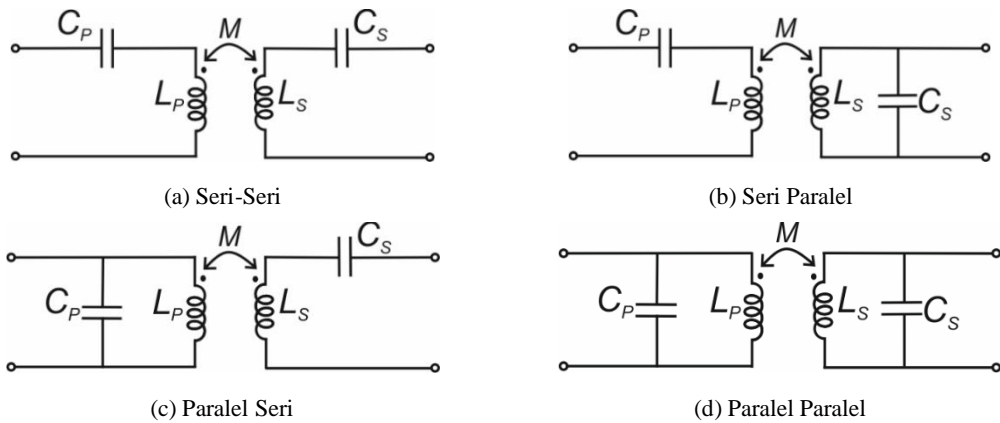
Kablosuz güç sistemlerinde sistemin yüksek verimde çalışmasının sağlanması önemli bir özelliktir. Bu yüzden uygun kompanzasyon topolojisinin seçilmesi önemli bir konudur. KGT sistemlerinde verici taraftan uygulanan yüksek frekanslı alternatif gerilim, verici kuplaj bobini üzerinde zamanla değişen akım ve manyetik alan üretilir. Bu manyetik alan, verici ve alıcı kuplaj bobinleri arasındaki kuplaj katsayısına bağlı olarak alıcı kuplaj bobininde bir gerilim indkter. Rezonans durumunda çalışmayan kuplaj bobinleri yüksek kaçak indktanslardan dolayı yüksek reaktif güç üretilirler. Bu durum bobinlerde iletim kayıplarını arttırırken verici taraf inverter anahtarlarının anahtarlama kayıpları ve iletim kayıplarının da artmasına sebep olur. Bu sorunu aşabilmek ve yüksek hava aralığı mesafelerinde yüksek verimde çalışmanın sağlanabilmesi için verici ve alıcı kuplaj bobinlerine ilave kondansatörler eklenir. Kullanılan bu kondansatörler ve kuplaj bobinleri ile belirli bir rezonans frekansında rezonans oluşturularak verici taraf inverterdeki reaktif güç azaltılır. Bu sayede daha yüksek hava aralığı mesafelerinde ve yüksek verimlerde çalışmak mümkün hale gelmektedir. Elektrikli araçlar açısından bakıldığında verici taraf inverterde dolaşan akımların azaltılması güvenli çalışma açısından önemli olmaktadır. Giriş kaynağından çekilen reaktif gücü azaltmak ve g transfer verimini arttırmak için

literatürde birçok topoloji çalışılmıştır. Uygun kompanzasyon topolojisinin seçimi uygulamanın türüne göre değişim gösterse de genel olarak kompanzasyon topolojisinin aşağıdaki özellikleri karşılaması beklenmektedir (Patil ve diğ. 2018).

- Maksimum güç transferi
- Giriş kaynağı için minimum VA oranı
- Uygulama türüne göre SA ya da SG çıkış verebilmesi
- Yüksek verim
- Frekans ayrışması toleransı
- Yüksek yanlış hizalanma toleransı

2.4.1 Temel Kompanzasyon Topolojileri

Literatürde kondansatörlerin kuplaj bobinlerine bağlantısına göre isimlendirilen 4 temel topoloji oluşturulmuştur. Bu topolojiler seri-seri (SS), seri-paralel (SP), paralel-seri (PS) ve paralel-paralel (PP) topolojileri olarak bilinmektedir (Shevchenko ve diğ. 2019). Bu topolojilere ek olarak yüksek mertebeli topolojiler olarak bilinen LC-S, LCC-S, LCC-LCC, LCC-SP, S-LCC gibi farklı kompanzasyon topolojileri geliştirilmiştir.

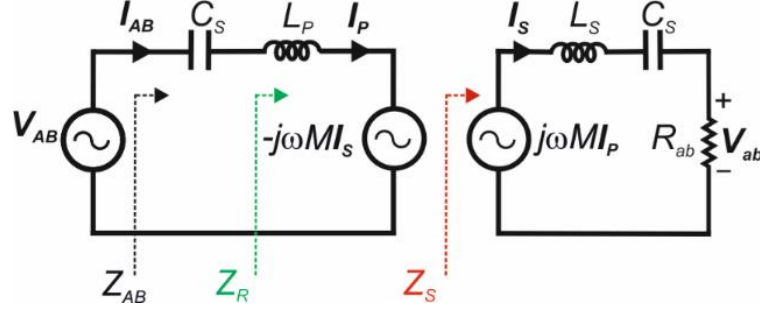


Şekil 2.7: Temel kompanzasyon topolojileri.

2.4.1.1 SS Kompanzasyon Topolojisi

SS topolojisi sabit akım çıkış karakteristiğine sahip yaygın kullanılan bir topoloji türüdür. Şekil 2.8'de SS topolojisinin ortak endüktans (M) modeli

gösterilmiştir. SS topolojisinde kondansatörler verici ve alıcı bobinlere seri bağlıdır. Burada V_{AB} fazör formunda giriş gerilimini, V_{ab} fazör formunda çıkış gerilimini, I_{AB} ise fazör formunda giriş akımını, I_P ve I_S ise sırasıyla verici ve alıcı kuplaj bobinlerinin fazör akımlarını temsil etmektedir. ω açısal anahtarlama frekansı ve R_{ab} ise eşdeğer yük direnci olarak tanımlanmıştır.



Şekil 2.8: SS kompanzasyon topolojisi M modeli.

Devrede maksimum güç aktarımı için alıcı taraf C_S kompanzasyon kondansatörünün empedansı L_S kuplaj bobinin empedansına eşit olmalıdır. Dolayısıyla,

$$C_S = \frac{1}{\omega^2 L_S} \quad (2.8)$$

eşitliği yazılabilir.

SS kompanzasyon topolojisinde giriş empedansı verici empedansı ile alıcı taraf empedansının verici tarafa yansıyan hali kullanılarak Denklem (2.12)'deki gibi hesaplanır.

$$Z_S = j\omega L_S + \frac{1}{j\omega C_S} + R_{ab} \quad (2.9)$$

$$Z_R = \frac{(\omega M)^2}{Z_S} \quad (2.10)$$

$$Z_{AB} = j\omega L_P + \frac{1}{j\omega C_P} + Z_R \quad (2.11)$$

$$\mathbf{Z}_{AB} = j \left(L_P \omega - \frac{1}{C_P \omega} \right) + \frac{\omega^2 M^2}{R_{ab} + j \left(L_S \omega - \frac{1}{C_S \omega} \right)} \quad (2.12)$$

Verilen eşitliklerde \mathbf{Z}_{AB} giriş empedansı, \mathbf{Z}_S yük empedansı, \mathbf{Z}_R alıcı taraftan verici tarafa yansıyan empedans olarak tanımlanmıştır.

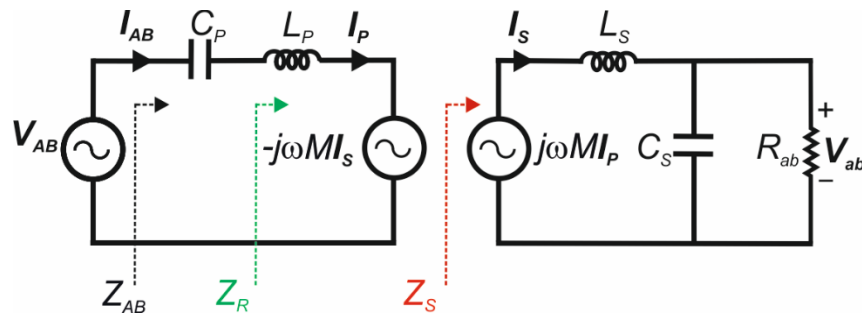
Girişten görünen empedansın omik olması için verici taraf kompanzasyon kondansatörünün değeri Denklem (2.13)'deki gibi hesaplanır.

$$C_P = \frac{1}{\omega^2 L_P} \quad (2.13)$$

Denklem (2.8) ve (2.13) kullanılarak L_P ve L_S verici ve alıcı rezonans kondansatörleri ile tamamen kompanze edilir. Bu durumda çıkış akımı yükten bağımsız hale gelir ve giriş empedansının faz açısı sıfır olur. Bu durumda SS kompanzasyon topolojisi sıfır faz açısında yükten bağımsız SA çıkış verir.

2.4.1.2 SP Kompanzasyon Topolojisi

SP kompanzasyon topolojisi sabit gerilim çıkış karakteristiğine sahip yaygın kullanılan topoloji türüdür. Şekil 2.9'da SP topolojisinin M modeli gösterilmiştir. Burada, verici tarafta kompanzasyon kondansatörü verici bobine seri bağlı iken, alıcı tarafta yüke ve alıcı bobinine paralel bağlıdır.



Şekil 2.9: SP kompanzasyon topolojisi M modeli.

Devrede maksimum güç elde edebilmek için alıcı taraf kondansatörü Denklem (2.14)'deki gibi hesaplanır.

$$C_s = \frac{1}{\omega^2 L_s} \quad (2.14)$$

SP kompanzasyon topolojisinde giriş empedansı, verici taraf empedansı ile alıcı taraf empedansının verici tarafa yansıyan hali kullanılarak Denklem (2.18)'deki gibi hesaplanır.

$$Z_s = j\omega L_s + \left(\frac{1}{j\omega C_s} // R_{ab} \right) \quad (2.15)$$

$$Z_R = \frac{(\omega M)^2}{Z_s} \quad (2.16)$$

$$Z_{AB} = j\omega L_p + \frac{1}{j\omega C_p} + Z_R \quad (2.17)$$

$$Z_{AB} = j \left(L_p \omega - \frac{1}{C_p \omega} \right) + \frac{\omega^2 M^2}{\left(jL_s \omega + \frac{R_{ab}}{1 + jR_{ab} C_s \omega} \right)} \quad (2.18)$$

Verilen eşitliklerde Z_{AB} giriş empedansı, Z_s yük empedansı, Z_R alıcı taraftan verici tarafa yansıyan empedans olarak tanımlanmıştır.

Girişten görünen empedansın omik olması için verici taraf kompanzasyon kondansatörünün değeri aşağıdaki gibi hesaplanır.

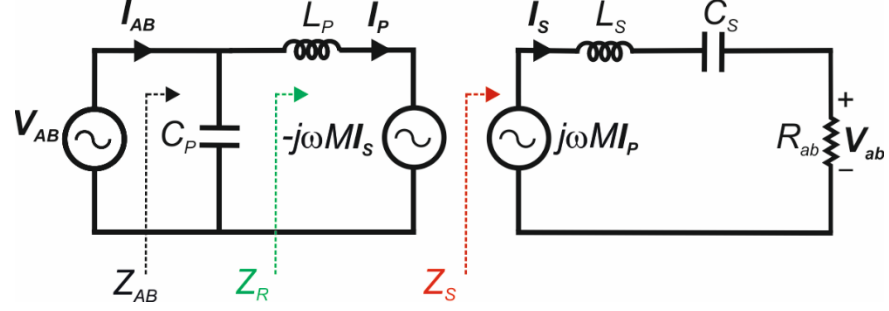
$$C_p = \frac{1}{\omega^2 \left(L_p - \frac{M^2}{L_s} \right)} \quad (2.19)$$

Buradan, SP topolojisinde verici kondansatörün değerinin ortak endüktans, kuplaj bobinlerinin öz endüktansı ve verici taraf rezonans frekansına bağlı olduğu görülmektedir.

SS topolojisine benzer şekilde SP'de hem SA hem SG çıkış verebilmektedir. SS'den farklı olarak, SP kompanzasyon topolojisi sıfır faz açısında yükten bağımsız SG çıkış verebilme özelliğine sahiptir.

2.4.1.3 PS Kompanzasyon Topolojisi

PS kompanzasyon topolojisinde verici tarafta kompanzasyon kondansatörü verici bobine paralel bağlı iken, alıcı tarafta yüke ve alıcı bobine seri bağlıdır. Şekil 2.10'da PS topolojisinin M modeli gösterilmiştir.



Şekil 2.10: PS kompanzasyon topolojisi M modeli.

PS topolojisinde alıcı taraf kondansatörünün değeri SS topolojinde olduğu gibi Denklem (2.8)'deki gibi hesaplanır.

Şekil 2.10'daki eşdeğer devre modelinden yararlanılarak devrenin giriş empedansı,

$$\mathbf{Z}_S = j\omega L_S + \frac{1}{j\omega C_S} + R_{ab} \quad (2.20)$$

$$\mathbf{Z}_R = \frac{(\omega M)^2}{\mathbf{Z}_S} \quad (2.21)$$

$$\mathbf{Z}_{AB} = \frac{1}{j\omega C_P} // (j\omega L_P + \mathbf{Z}_R) \quad (2.22)$$

$$\mathbf{Z}_{AB} = \frac{1}{jL_P\omega + \frac{\omega^2 M^2}{\left(R_{ab} + j\left(L_S\omega - \frac{1}{C_S\omega} \right) \right)} + jC_P\omega} \quad (2.23)$$

olarak hesaplanır. Verilen eşitliklerde \mathbf{Z}_{AB} giriş empedansı, \mathbf{Z}_S yük empedansı, \mathbf{Z}_R alıcı taraftan verici tarafa yansıyan empedans olarak tanımlanmıştır.

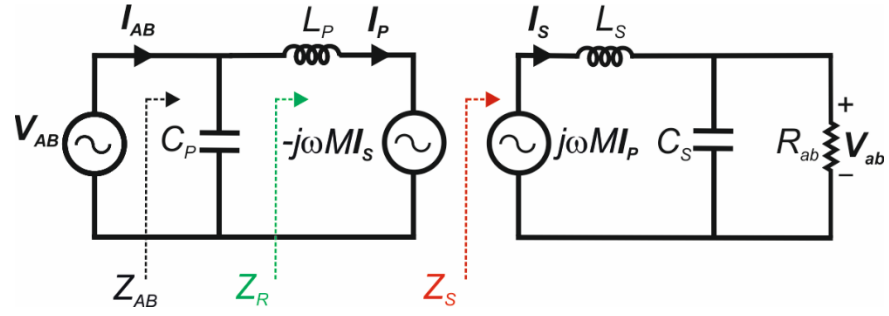
PS kompanzasyon topolojisinde verici tarafta giriş empedansının omik olması için C_P aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$C_P = \frac{L_P}{\left(\frac{\omega^2 M^2}{R_{ab}}\right)^2 + \omega^2 L_P^2} \quad (2.24)$$

Denklem (2.24)'ten giriş empedansının yüke, verici bobin öz endüktansına, ortak endüktansa ve rezonans frekansına bağlı olduğu görülebilir.

2.4.1.4 PP Kompanzasyon Topolojisi

PP kompanzasyon topolojisinde, kompanzasyon topolojileri her iki tarafta da kuplaj bobinlerine paralel bağlıdır. Şekil 2.11'de PP topolojinin M modeli gösterilmiştir.



Şekil 2.11: PP kompanzasyon topolojisi M modeli.

Alıcı tarafta kompanzasyon kondansatörünün değeri SP topolojisinde olduğu gibi Denklem (2.14) ile elde edilir.

PP topolojisinde giriş empedansı,

$$Z_S = j\omega L_S + \left(\frac{1}{j\omega C_S} // R_{ab} \right) \quad (2.25)$$

$$Z_R = \frac{(\omega M)^2}{Z_S} \quad (2.26)$$

$$\mathbf{Z}_{AB} = \frac{1}{j\omega C_P} // (j\omega L_P + \mathbf{Z}_R) \quad (2.27)$$

$$\mathbf{Z}_{AB} = \frac{1}{\frac{1}{jL_P\omega + \frac{\omega^2 M^2 (1 + jR_{ab}C_S\omega)}{(R_{ab} + (jL_S\omega)(1 + jR_{ab}C_S\omega))}} + jC_P\omega} \quad (2.28)$$

olarak elde edilir. Verilen eşitliklerde \mathbf{Z}_{AB} giriş empedansı, \mathbf{Z}_S yük empedansı, \mathbf{Z}_R alıcı taraftan verici tarafa yansıyan empedans olarak tanımlanmıştır.

PP kompanzasyon topolojisinde, alıcı taraftan yansıyan empedansı ve verici bobininin reaktansını kompanze edebilmek için C_P aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$C_P = \frac{L_P - \frac{M^2}{L_S}}{\left[\left(\frac{M^2 R_{ab}}{L_S^2} \right)^2 + \omega^2 \left(L_P - \frac{M^2}{L_S} \right)^2 \right]} \quad (2.29)$$

Denklem (2.29)'dan C_P 'nin ortak endüktans ve yüke bağlı olduğu görülebilir.

SS ve SP topolojileri pratik uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadır. SS topolojisinin en büyük avantajı verici kondansatörün rezonans frekansında yükten ve kuplaj katsayısından bağımsız olmasıdır. SP topolojisinde ise kuplaj katsayısına bağlılık söz konusudur. PS ve PP topolojilerde verici kondansatörünün değeri kuplaj katsayısının yanı sıra yük değişimine de bağlıdır. Verici tarafta paralel kondansatöre sahip PS ve PP topolojileri giriş empedansının yüksek olması, kompleks hesaplamalara ihtiyaç duyması, kuplaj katsayısı ve yüke bağlı olmasından dolayı nadiren kullanılmaktadır (Shevchenko ve diğ. 2019). PP kompanzasyon topolojisi düşük güç faktörüne sahiptir. Ayrıca hafif yüklerde çıkış gerilimi çok yükselir ve girişte yüksek akım kaynağına ihtiyaç duymaktadır. Temel topolojilerin farklı açılardan performans değerlendirmesi Tablo 2.1'de sunulmuştur.

Tablo 2.1: Temel kompanzasyon topolojilerinin karşılaştırılması.

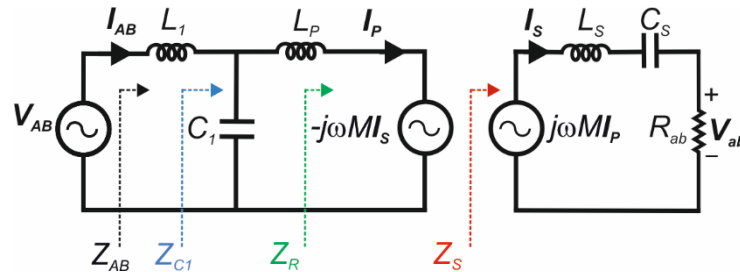
Özellik	SS	SP	PS	PP
Güç transfer kabiliyeti	Yüksek	Yüksek	Düşük	Düşük
Yanlış hizalanma performansı	Yüksek	Yüksek	Orta	Orta
Rezonans anında giriş empedansı	Düşük	Düşük	Yüksek	Yüksek
Elektrikli araç uygulamalarına uygunluk	Yüksek	Yüksek	Orta	Orta

2.4.2 Yüksek Mertebeli Topolojiler

Temel rezonans topolojileri ideal koşullarda iyi sonuçlar verirken, frekans kayması, yanlış hizalanma durumu gibi ideal olmayan koşullarda performansı düşmektedir. LCC-LCC, LCC-S, LC-S gibi topolojiler geniş bir kuplaj ve yük değişimi aralığında olumlu sonuçlar vermektedir. Ancak bu topolojilerde ilave rezonans elemanlarının kullanılması kayıpları arttırabilmektedir. Elektrikli araçlarda yaygın olarak LCC-LCC ve LCC-S kompanzasyon topolojileri kullanılmaktadır. Ancak bu topolojilerde devre elemanı sayısı LC-S topolojisine göre daha fazladır.

2.4.2.1 LC-S Kompanzasyon Topolojisi

LC-S kompanzasyon devresinin M modeli Şekil 2.12’de verilmiştir. Burada V_{AB} fazör formunda inverter çıkış gerilimini, V_{ab} fazör formunda doğrultucu giriş gerilimini, I_{AB} ise fazör formunda L_1 üzerinden akan inverter çıkış akımını, I_P and I_S ise sırasıyla verici ve alıcı kuplaj bobinlerinin fazör akımlarını temsil etmektedir. ω açısız anahtarlama frekansı ve R_{ab} ise eşdeğer yük direnci olarak tanımlanmıştır.



Şekil 2.12: LC-S kompanzasyon devresinin M modeli yapısı (Yenil ve Cetin 2022^b).

LC-S kompanzasyon topolojisinde giriş empedansı,

$$\mathbf{Z}_S = j(\omega L_S - \frac{1}{\omega C_S}) + R_{ab} \quad (2.30)$$

$$\mathbf{Z}_R = \frac{\omega^2 M^2}{\mathbf{Z}_S} \quad (2.31)$$

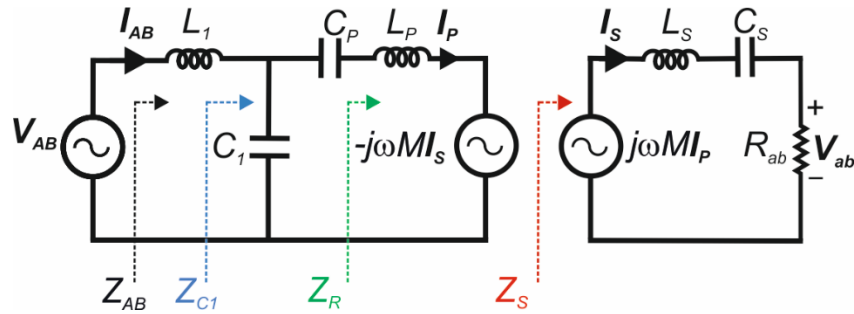
$$\mathbf{Z}_{C1} = \frac{\mathbf{Z}_R + j\omega L_P}{(1 - \omega^2 L_P C_1) + j\mathbf{Z}_R C_1} \quad (2.32)$$

$$\mathbf{Z}_{AB} = j\omega L_1 + \mathbf{Z}_{C1} \quad (2.33)$$

olarak elde edilir. Verilen eşitliklerde \mathbf{Z}_{AB} giriş empedansı, \mathbf{Z}_S yük empedansı, \mathbf{Z}_R alıcı taraftan verici tarafa yansıyan empedans \mathbf{Z}_{C1} ise C_1 , \mathbf{Z}_R ve L_P 'nin eşdeğer empedansı olarak tanımlanmıştır. LC-S kompanzasyon topolojisinin detaylı analizi Bölüm 3'te yapılmıştır.

2.4.2.2 LCC-S Kompanzasyon Topolojisi

LCC-S kompanzasyon topolojisi elektrikli araçlarda çok yaygın kullanılan bir topoloji türüdür. LCC-S kompanzasyon devresinin M modeli Şekil 2.13'te verilmiştir.



Şekil 2.13: LCC-S kompanzasyon devresinin M modeli yapısı.

LCC-S kompanzasyon topolojisinde giriş empedansı verici empedansı ile alıcı taraf empedansının verici tarafa yansıyan hali kullanılarak Denklem (2.37)'deki gibi hesaplanır.

$$\mathbf{Z}_S = j\omega L_S + \frac{1}{j\omega C_S} + R_{ab} \quad (2.34)$$

$$\mathbf{Z}_R = \frac{(\omega M)^2}{\mathbf{Z}_S} \quad (2.35)$$

$$\mathbf{Z}_{C1} = \frac{j\omega L_P + \frac{1}{j\omega C_P} + \mathbf{Z}_R}{1 + j\omega C_1 \left(j\omega L_P + \frac{1}{j\omega C_P} + \mathbf{Z}_R \right)} \quad (2.36)$$

$$\mathbf{Z}_{AB} = j\omega L_1 + \mathbf{Z}_{C1} \quad (2.37)$$

Verilen eşitliklerde \mathbf{Z}_{AB} giriş empedansı, \mathbf{Z}_S yük empedansı, \mathbf{Z}_R alıcı taraftan verici tarafa yansıyan empedans \mathbf{Z}_{C1} ise C_1 , \mathbf{Z}_R , L_P ve C_P 'nin eşdeğer empedansı olarak tanımlanmıştır.

Giriş empedansı \mathbf{Z}_{AB} 'yi omik durumda tutmak bir başka deyişle sistemi SFA'da çalıştırabilmek için kompanzasyon elemanlarının değerleri sırasıyla aşağıdaki eşitliklerle hesaplanır (Kim ve diğ. 2019).

$$C_S = \frac{1}{\omega^2 L_S} \quad (2.38)$$

Verici taraf kompanzasyon indüktörü çıkış gücüne göre aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$L_1 = kV_{AB} \sqrt{\frac{L_P L_S}{R_{ab} P}} \quad (2.39)$$

Verici taraf kompanzasyon kondansatörlerinin değerleri aşağıdaki eşitlikler yardımıyla hesaplanır.

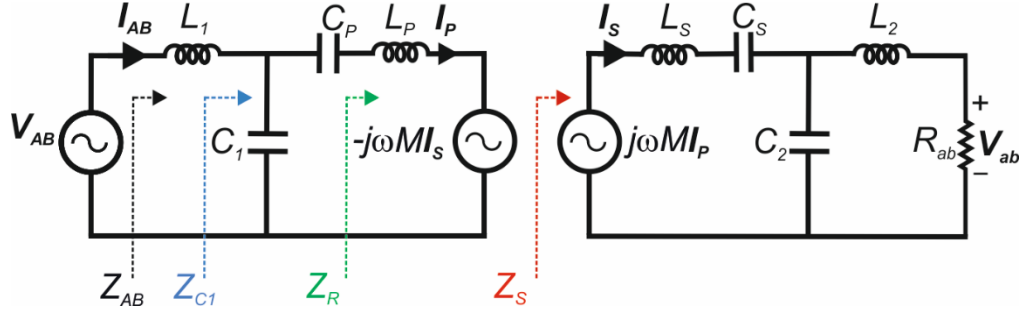
$$C_1 = \frac{1}{\omega^2 L_1} \quad (2.40)$$

$$C_P = \frac{L_1 C_1}{L_P - L_1} \quad (2.41)$$

LCC-S kompanzasyon topolojisi sıfır faz açısında yükten bağımsız SG çıkış verebilmektedir.

2.4.2.3 LCC-LCC Kompanzasyon Topolojisi

LCC-LCC kompanzasyon topolojisi elektrikli araçlarda çok yaygın kullanılan bir diğer topoloji türüdür. LCC-LCC kompanzasyon devresi verici tarafta L_1 ve C_1 filtre indüktansı ve kondansatörü, alıcı tarafta L_2 ve C_2 filtre indüktansı ve kondansatöründen oluşur. Verici ve alıcı tarafta C_P ve C_S kondansatörleri ise kuplaj bobinlerine seri bağlıdır. Topolojinin M modeli Şekil 2.14’te verilmiştir.



Şekil 2.14: LCC-LCC kompanzasyon devresinin M modeli yapısı.

LCC-LCC kompanzasyon topolojisinde sistemin rezonans frekansı Şekil 2.14’ten faydalanılarak aşağıdaki eşitlik ile hesaplanır.

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad (2.42)$$

$$\frac{1}{\sqrt{(L_P - L_1) C_P}} = \frac{1}{\sqrt{(L_S - L_2) C_S}}$$

Giriş empedansı Z_{AB} ’nin omik olması için kompanzasyon elemanlarının değerleri sırasıyla aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$C_1 = \frac{1}{\omega^2 L_1} \quad (2.43)$$

$$C_2 = \frac{1}{\omega^2 L_2} \quad (2.44)$$

$$C_P = \frac{1}{\omega^2 (L_P - L_1)} \quad (2.45)$$

$$C_S = \frac{1}{\omega^2 (L_S - L_2)} \quad (2.46)$$

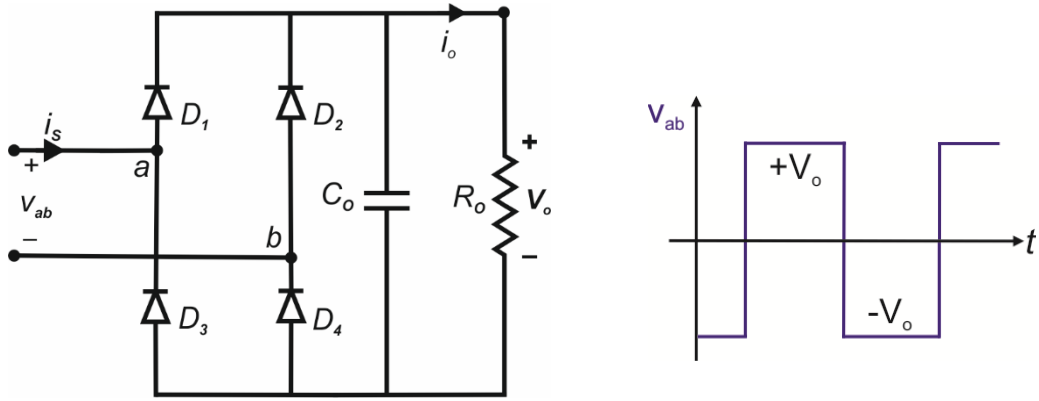
LCC-LCC kompanzasyon topolojisi rezonans frekansında sabit giriş gerilimini çıkışa sabit akım olarak dönüştürür. Ayrıca topoloji sıfır faz açısında SA çıkış verebilme özelliğine sahiptir. Kompanzasyon elemanları uygun bir şekilde ayarlanırsa LCC-LCC topolojisi iki ayrı rezonans frekansında ve sıfır faz açısında SA ve SG çıkış verebilir (Vu ve diğ. 2018).

2.5 Alıcı Taraf Doğrultucu

Kompanzasyon topolojisi çıkışındaki AC gerilim, alıcı taraftaki tam dalga doğrultucu yapısı DC forma dönüştürülerek batarya yükü beslenmektedir. Tam dalga pasif doğrultucu, S-BAR ve aktif doğrultucu yapıları batarya şarj kontrolünde yaygın kullanılan doğrultucu türleridir.

2.5.1 Tam Dalga Pasif Doğrultucu

Alıcı tarafta 4 diyottan oluşan tam dalga pasif doğrultucu yapısı yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu durumda SA ve SG şarj kontrolü verici taraf kontrol yöntemleri ile yapılmaktadır.



Şekil 2.15: Tam dalga pasif doğrultucu.

Şekil 2.15'te doğrultucu girişinde $+V_o$ ve $-V_o$ tepe değere sahip kare dalga gerilim oluşmaktadır.

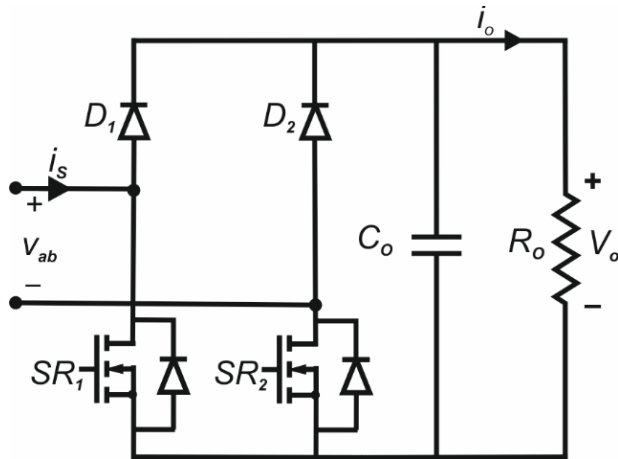
$$\left. \begin{aligned} V_{ab1} &= \frac{4V_o}{\pi} \\ I_{S1} &= \frac{\pi I_o}{2} \end{aligned} \right\} \quad (2.47)$$

Batarya yükü omik yük olarak modellendiğinde doğrultucu giriş terminallerinden görünen eşdeğer direnç Denklem (2.48)'deki gibi elde edilir.

$$R_{ab} = \frac{V_{ab1}}{I_{S1}} = \frac{4V_o/\pi}{\pi I_o/2} = \frac{8}{\pi^2} R_o \quad (2.48)$$

2.5.2 Yarı Köprüsüz Aktif Doğrultucu

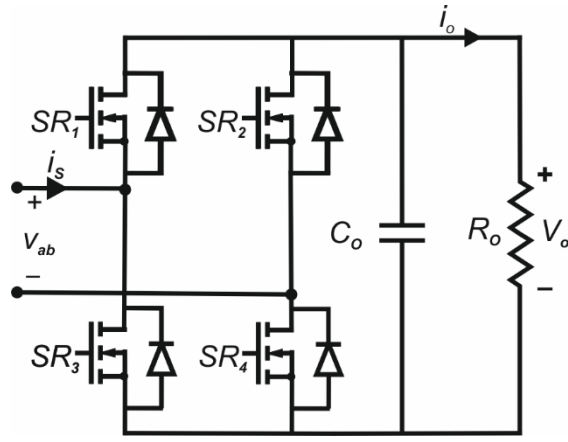
S-BAR yapısı çıkış akım veya geriliminin kontrolü için kullanılan bir diğer dönüştürücü türüdür (Diekhans ve De Doncker 2015; Colak ve diğ. 2015; Fan ve diğ. 2017; Wu ve diğ. 2021; Yenil ve Cetin 2022^a, Yenil ve Cetin 2022^b, Yenil ve Cetin 2022^c). Şekil 2.16'da gösterilen S-BAR yapısında üst kollarda diyotlar yer alırken alt kollarda güç anahtarları yer alır. Güç anahtarlarına uygun kontrol sinyalleri uygulanarak çıkış kontrol edilmektedir. S-BAR sayesinde çıkış kontrolü için ilave DC-DC dönüştürücü ihtiyacı ortadan kaldırılabilir.



Şekil 2.16: S-BAR.

2.5.3 Aktif Doğrultucu

Aktif doğrultucu yapısı çıkış akım veya geriliminin kontrolü için kullanılan bir diğer doğrultucu türüdür (Mai ve diğ. 2018). Şekil 2.17’de gösterilen aktif doğrultucu yapısında alt ve üst kollarda güç anahtarları yer alır. Güç anahtarlarına uygun kontrol sinyalleri uygulanarak çıkış kontrol edilmektedir. S-BAR yapısına kıyasla kontrol karmaşıklığı burada fazladır. Aktif doğrultucu sayesinde S-BAR’da olduğu gibi çıkış kontrolü için ilave DC-DC dönüştürücü ihtiyacı ortadan kaldırılabilir.



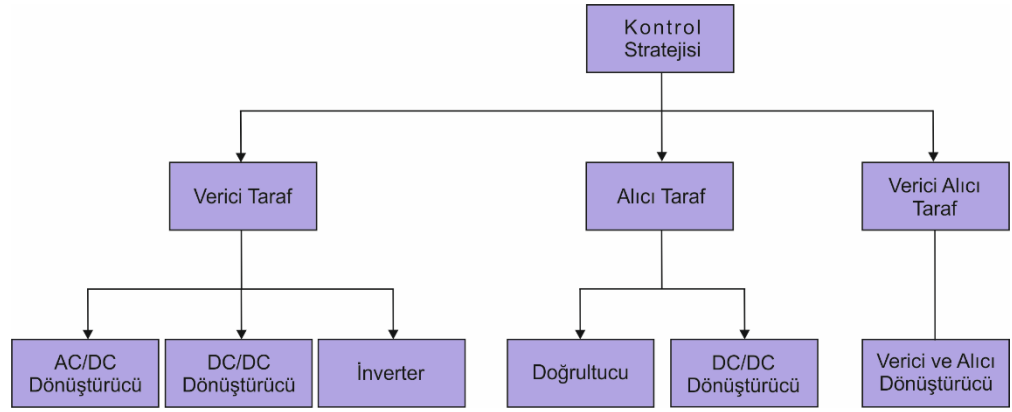
Şekil 2.17: Aktif doğrultucu.

Aktif doğrultucuların sunduğu bazı avantajlar aşağıdaki gibi sıralanabilir (Vu ve diğ. 2022).

- Çıkış akım veya geriliminin kontrolü ilave DC-DC dönüştürücü olmadan sağlanabilir.
- Doğrultucu tarafında daha az gerilim düşümünden dolayı daha yüksek verimde çalışma sağlanabilir.
- Çok aşamalı alıcı tarafa göre daha az sayıda eleman içermesinden dolayı kayıplar azalır.
- Reaktif güç kontrolü yapılabilir.
- İki yönlü çalışma mümkün olmaktadır.

3. KONTROL YÖNTEMLERİ

Elektrikli araç kablosuz şarj sistemlerinde kullanılan kompanzasyon topolojisinin türüne göre sistem verimini iyileştirmek için farklı kontrol yöntemleri kullanılır. KGT sistemlerinde kullanılan kontrol yöntemlerine ait sınıflandırma Şekil 3.1'deki gibi gösterilebilir.

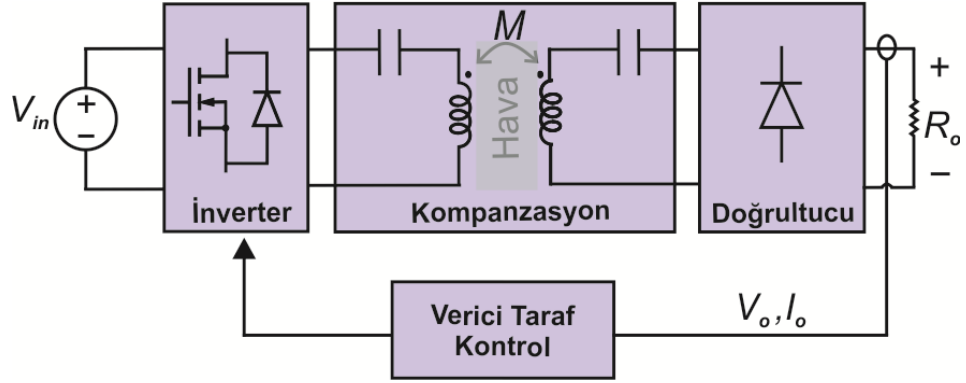


Şekil 3.1: Kontrol yöntemlerinin sınıflandırılması.

Elektrikli araç KGT sistemlerinde girişte kullanılan tam dalga doğrultucu ve güç faktörü düzeltme devresi yardımıyla şebeke gerilimi doğru gerilime dönüştürülür. Verici tarafta kullanılan inverter vasıtasıyla girişteki doğru gerilim yüksek frekanslı alternatif gerilime dönüştürülerek verici taraf kompanzasyon devresine ve verici bobine uygulanır. Verici bobindeki zamanla değişen manyetik alan alıcı bobinde gerilim indükler. Alıcı bobindeki gerilim doğrultularak batarya şarj işlemi gerçekleştirilir. Giriş kaynağından çekilen reaktif gücün azaltılması için verici taraf kompanzasyonu, alıcı tarafta güç transfer oranını arttırmak için verici taraf kompanzasyon devresi kullanılır. SA ve SG şarj işlemi geleneksel olarak DC-DC dönüştürücü vasıtasıyla yapılır. Elektrikli araç kablosuz şarj sistemi kontrol yöntemleri verici taraf kontrolü, alıcı taraf kontrolü ve verici alıcı taraf kontrollü sistemler olmak üzere üç ayrı kategoride incelenebilir. Bu yöntemler alt başlıklar halinde aşağıda incelenmiştir.

3.1 Verici Taraf Kontrolü

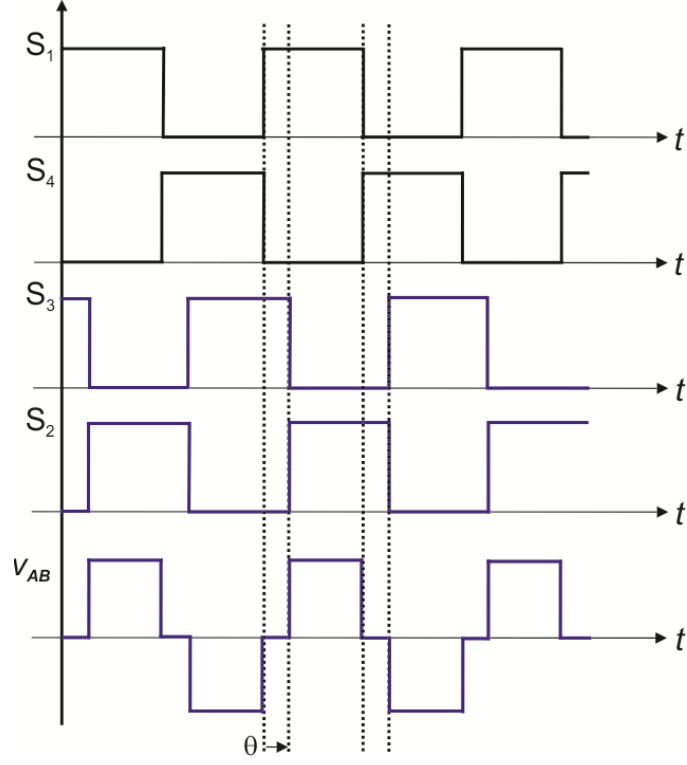
Verici taraf kontrolü, alıcı tarafta köprü doğrultucu kullanılması durumunda inverter anahtarlarının frekans, görev oranı veya faz açısı kontrolü ile inverter giriş geriliminin kontrol edilmesi ile yapılabilmektedir. Şekil 3.2’de verici taraf kontrolü blok diyagramı gösterilmiştir.



Şekil 3.2: Verici taraf kontrolü.

Değişken frekanslı kontrolde sistemin çıkış gerilimi veya akımını kontrol edebilmek için inverterin çalışma frekansı değiştirilir (Gati ve diğ. 2017; Cetin ve Yenil 2022). Bu yöntemde inverter anahtarlarının görev oranı %50 tutularak sadece frekans ayarı yapılır. Ancak bu yöntemde çalışma frekansının rezonans frekansından uzaklaşması durumunda reaktif güç ihtiyacı artar ve verim düşer. Ayrıca, elektrikli araçlar için 81,38 kHz- 90 kHz çalışma frekansı aralığında çıkış kontrolünü sağlamak bu yöntemde zor olmaktadır.

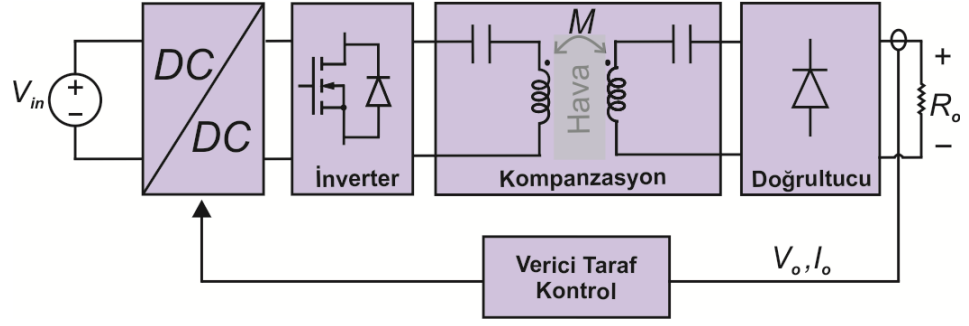
Yaygın kullanılan PS kontrolde çalışma frekansı sabit tutularak verici inverter kolları arasındaki faz açısı (θ) ayarlanarak çıkış akımı veya gerilimi kontrol edilir. PS yöntemine ait inverter anahtarlarının kontrol sinyali ve inverter çıkış gerilimi Şekil 3.3’te gösterilmiştir.



Şekil 3.3: PS kontrol sinyalleri.

Genel olarak verici taraf kontrollü sistemlerde batarya akım ve gerilim bilgilerinin alınabilmesi için verici ve alıcı taraf arasında kablosuz haberleşme modülü kullanılmaktadır. Song ve diğ. (2018) sundukları çalışmada SA ve SG şarj kontrolü için verici taraf kontrolünü verici ve alıcı taraf kablosuz haberleşme modülü kullanmadan gerçekleştirmişlerdir. Sundukları sistemde verici taraf akım ve gerilimlerini ölçerek aktif güç hesabı yapmışlardır. Buradan da yük direnci tahmini yapılarak kapalı çevrim kontrol aracılığıyla faz kaydırmalı PWM sinyalleri üretilmiştir. Bu sinyaller verici inverter anahtarlarına uygulanarak inverter çıkış akımı ayarı ile SA ve SG şarj yapılmıştır.

Verici taraf inverter girişinde ilave DC-DC dönüştürücü kullanılarak inverter DC giriş geriliminin değiştirilmesi ile sistemin çıkış akımı veya gerilimi değiştirilebilir. Şekil 3.4'te DC-DC dönüştürücü içeren verici taraf kontrol blok diyagramı gösterilmiştir. KGT sistemlerinde ilave DC-DC dönüştürücü kullanılması maliyetleri ve karmaşıklığı arttırmaktadır.

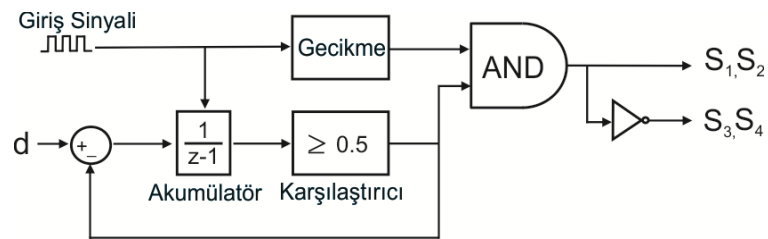


Şekil 3.4: DC-DC dönüştürücü kullanılarak verici taraf kontrolü.

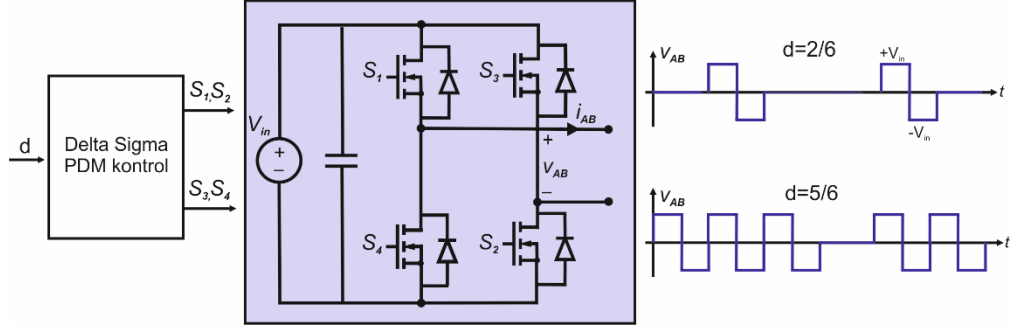
Görev oranı kontrolü ile verici taraf inverter çıkış geriliminin etkin değeri değiştirilerek çıkış gerilimi kontrol edilebilir. Ancak bu yöntemde yumuşak anahtarlama koşulları geniş yük aralığında kaybolabilmektedir (Ramezani 2021).

PDM kontrolü ile inverter anahtarlama sinyallerinin bazıları silinerek çıkış akımı veya gerilimi kontrol edilir. Bu yöntemde inverter anahtarları için yumuşak anahtarlama koşulları sağlanabilmektedir (Oncu ve Karafil 2017; Esteve ve diğ. 2011; Esteve ve diğ. 2015). Geleneksel PDM kontrolü özellikle hafif yüklerde verici tarafta inverter üzerinde ciddi akım salınımlarına neden olabilmektedir. Bu problemi aşabilmek için 32'li düzensiz PDM darbe dizisi oluşturularak çıkış akımının daha homojen dağılımı sağlanabilir (Karafil ve diğ. 2021). KGT sistemlerinde geliştirilmiş PDM yöntemleri ile bu salınımlar azaltılabilmektedir (Sheng ve Shi 2020).

Delta sigma modülasyon tabanlı PDM yöntemi KGT sistemlerinde yaygın olarak kullanılmaktadır (Li ve diğ. 2018^a; Zhou ve diğ. 2021). Şekil 3.5'te delta sigma modülasyon tabanlı PDM kontrolünün blok diyagramı, Şekil 3.6'da ise bu yönteme ait inverter çıkış gerilimi gösterilmiştir. Bu yöntem ile üretilen PDM sinyalleri verici taraf inverter anahtarlarına uygulanarak KGT sisteminin çıkış gerilimi geniş bir aralıkta yüksek çözünürlüklü olarak kontrol edilebilmektedir (Zhou ve diğ. 2021).



Şekil 3.5: Delta sigma modülasyona dayalı PDM kontrolü.



Şekil 3.6: Delta sigma PDM kontrolü ve inverter çıkış gerilimi.

Genel olarak verici taraf kontrollü sistemlerde batarya akım ve gerilim bilgilerinin alınabilmesi için verici ve alıcı taraf arasında kablosuz haberleşme modülü gerekmektedir. Çıkıştan alınan akım ve gerilim geri beslemesi sayesinde inverterde farklı kontrol yöntemleri ile çıkış akım ve gerilim kontrolü sağlanmaktadır. Bu sistemlerde, kablosuz haberleşme modülünün kullanılması sistemin güvenilirliğini azaltmakta ve veri gecikmelerine sebep olmaktadır.

3.2 Alıcı Taraf Kontrolü

Alıcı tarafta SA ve SG şarj kontrolü için yaygın olarak DC-DC dönüştürücüler kullanılmaktadır. DC-DC dönüştürücülerde referans şarj akım ve gerilim değerlerine göre PID kontrolü kullanılarak görev oranı ayarlanmaktadır. Bu sayede çıkış akım ve gerilim regülasyonları sağlanmaktadır. Ancak ilave bir aşamanın kullanılması KGT sisteminin hacmini ve maliyetini arttırırken verimi düşürmektedir.

Alıcı taraf kontrolü görev oranı veya faz açısı kontrolü ile yapılabilmektedir. Alıcı taraf kontrolü temeli doğrultucu girişinden görünen giriş empedansının kontrol edilmesine dayanmaktadır. Empedans kontrolü ve empedans eşleştirmek için alıcı tarafta farklı tip DC-DC dönüştürücüler kullanılmaktadır. Tablo 3.1’de, buck, boost ve buck boost dönüştürücüler için yük direnci dönüşüm eşitlikleri gösterilmiştir. Eşdeğer direnç, R_{ab} , dönüştürücünün görev oranı D , ile kontrol edilmektedir (Zhong ve Hui 2015).

Tablo 3.1: Yük direnci dönüşümü için kullanılan DC DC dönüştürücüler.

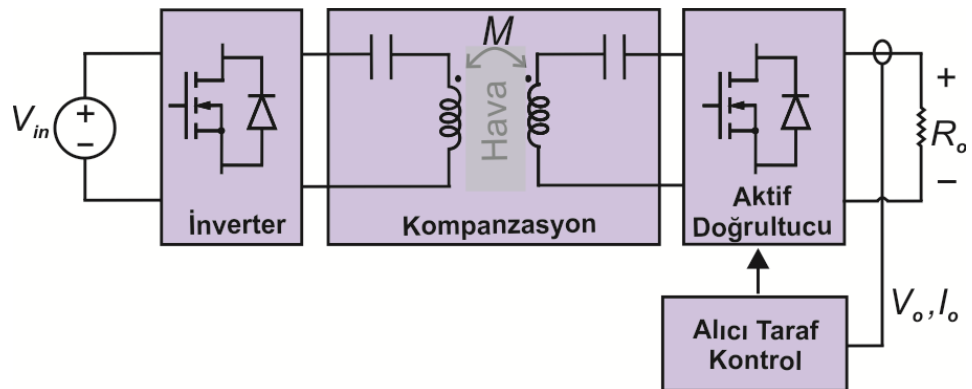
Dönüştürücü tipi	Yük direnci dönüşümü (R_{ab}/R_o)
Buck	$\frac{8}{(\pi D)^2}$
Boost	$\frac{8(1-D)^2}{\pi^2}$
Buck Boost	$\frac{8(1-D)^2}{(\pi D)^2}$

Buck dönüştürücü ele alındığında görev oranının yük üzerindeki etkisi aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$R_{ab} = \frac{8}{\pi^2 D^2} R_o \quad (3.1)$$

Burada R_{ab} , R_o ve D sırasıyla buck dönüştürücü girişinden görünen eşdeğer direnç, çıkış direnci ve görev oranı olarak ifade edilir. Devrede D ayarlanarak R_{ab} 'nin optimum noktada tutulması sağlanarak maksimum verim takibi yapılabilir.

Alıcı tarafta ilave DC-DC dönüştürücü ihtiyacını ortadan kaldırmak için S-BAR (Colak ve diğ. 2015; Fan ve diğ. 2019; Yenil ve Cetin 2022^a, Yenil ve Cetin 2022^b, Yenil ve Cetin 2022^c) ve aktif doğrultucu (Mai ve diğ. 2018) yapıları kullanılmaktadır. Aktif doğrultucu yapısı dört yarı iletken güç anahtarı içermesinden dolayı karmaşık kontrol gerektirmekte iken, S-BAR daha sade bir kontrol yapısına ihtiyaç duyar. Şekil 3.7'de aktif doğrultucu içeren alıcı taraf kontrolü gösterilmiştir.

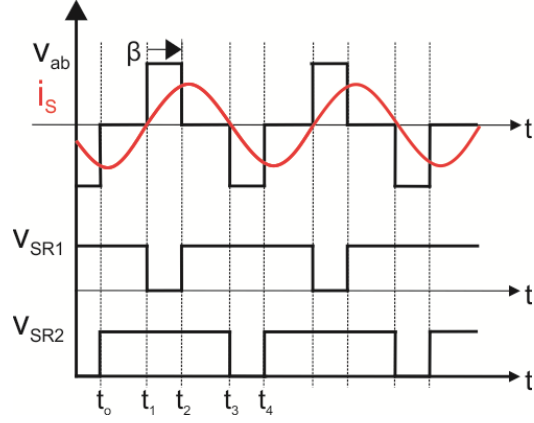


Şekil 3.7: Alıcı taraf kontrolü.

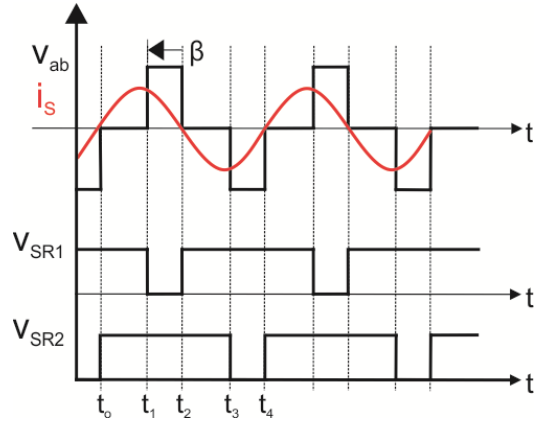
Berger ve diğ. (2015) aktif doğrultucunun faz açısını ve çıkış gerilimini kontrol ederek sistem verimliliğinin artırılması üzerine çalışmışlardır. Yük direncini ve reaktansını ayarlamak için alıcı tarafta darbe genişliği ve faz kaydırma yöntemlerini birlikte kullanmışlardır.

Colak ve diğ. (2015) alıcı tarafta S-BAR yapısı kullanarak PS kontrolü ile çıkış gerilimi kontrolünü verici ve alıcı taraf kablosuz haberleşme modülü kullanmadan sağlamışlardır. Alıcı tarafta eşdeğer empedansın darbe genişliği ve faz açısı bakımından değişimini analiz etmişlerdir. Li ve diğ. (2018^c), S-BAR yapısında alıcı taraftan görünen eşdeğer empedansı omik tutarak alıcı taraf akım ve gerilimlerinin eş fazlı olmasını sağlamışlardır. Ancak sundukları alıcı taraf kontrolü sadece SA şarj durumu için tasarlanmış olup verici taraf inverter ve S-BAR için anahtarlama kayıpları göz ardı edilmiştir (Huang ve diğ. 2019).

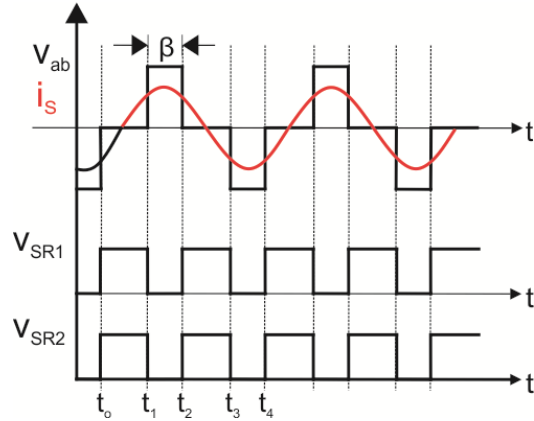
S-BAR devre topolojisi için PS kontrolü uygulanırken Şekil 2.15'te alt kollardaki SR_1 ve SR_2 MOSFET'lerin sürme sinyalleri ayarlanarak üst kollardaki D_1 , D_2 doğrultucu diyotların iletim açısı (β) kontrol edilir. Devre yük empedansının ayarlanması neticesinde omik ya da faz kayma (kapasitif veya indüktif) durumunda kontrol edilebilir. Kapasitif çalışma modunda, iletim açısı alıcı taraf akımının pozitiften negatife geçtiği yarım periyodun sonuna hizalanır. Bu durumda S-BAR giriş gerilimin temel bileşeni alıcı taraf akımından geridedir. İndüktif çalışma modunda ise alıcı taraf akımı, S-BAR giriş geriliminin temel bileşeninden geridedir. Omik kontrol yapabilmek için diyotların iletim açısı simetrik olarak alıcı taraf akımının iki sıfır geçişi arasına yerleştirilir. Bu sayede akım ve gerilimin temel bileşeninin eş fazlı olması sağlanarak S-BAR girişinden görünen empedansın omik olması sağlanır. Dolayısıyla indüktif ya da kapasitif duruma göre kıyaslandığında maksimum verimin daha yüksek olması sağlanır (Gürbüz ve diğ. 2017). Bu yöntem SG şarj durumunda uygulanırken batarya çıkış gerilimi ölçülür daha sonra referans gerilim değeri ile karşılaştırılır. Karşılaştırma sonucu elde edilen hata PI kontrole uygulanarak diyotların iletim açısı elde edilir. S-BAR yapısında PS kontrole ait farklı yük durumları (indüktif, kapasitif, omik) için S-BAR giriş akım ve gerilimleri Şekil 3.8'de verilmiştir.



(a)



(b)



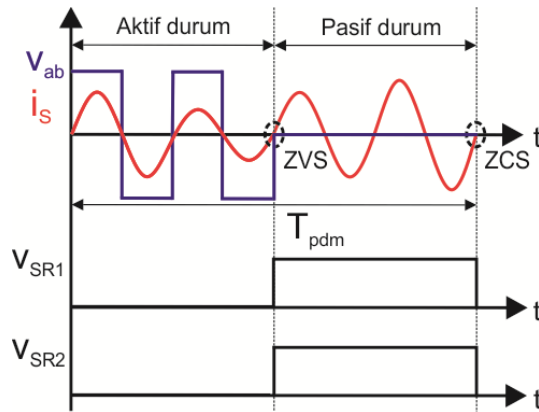
(c)

Şekil 3.8: PS kontrolü ile S-BAR çalışma durumları a) İndüktif, b) Kapasitif, c) Omik

Alıcı tarafta S-BAR yapısı üzerinde PDM yöntemi kullanılarak yumuşak anahtarlama sağlanabilmektedir. Bu sayede S-BAR anahtarlama kayıpları elimine edilebilmektedir. Ann ve diğ (2019), yanlış hizalanma durumunda yumuşak anahtarlama ile çalışabilmek için S-BAR üzerinden yüksek çözünürlüklü PDM yöntemi geliştirmişlerdir. Fan ve diğ (2017), benzer şekilde S-BAR üzerinden 16'lı PDM yöntemini uygulayarak çıkış gücü kontrolünü sağlamışlardır. PDM

kontrolünde gözlemlenen gerilim ve akım salınımlarının giderilmesi için farklı darbe dizileri içeren geliştirilmiş PDM yöntemleri sunulmuştur (Fan ve diğ. 2019; Yenil ve Cetin 2022^a).

Geleneksel PS kontrolünde S-BAR MOSFET'leri için özellikle hafif yüklerde ZVS ve ZCS koşulları sağlanamamakta ve S-BAR anahtarlama kayıpları artmaktadır. Bu sorunu aşabilmek için PDM kontrol yöntemi kullanılabilir. PDM kontrolünde belirli rezonans periyodunda S-BAR anahtarları iletimde tutularak çıkış gerilimi kontrolü sağlanmaktadır. Geleneksel PDM kontrolünde Şekil 3.9'da gösterildiği üzere aktif ve pasif çalışma olarak iki durum bulunmaktadır. Aktif çalışma durumunda, S-BAR tam dalga doğrultucu olarak çalıştırılırken pasif çalışma durumunda S-BAR giriş terminallerinden görünen gerilim sıfır olmaktadır. Bu durumda yük sadece çıkıştaki filtre kondansatörü üzerinden beslenir ve çıkış gerilimi azalmaya başlar. PDM kontrol yönteminde pasif çalışma durumunun uzun sürmesi durumunda çıkış gerilimi salınımları artmaktadır (Fan ve diğ. 2019).

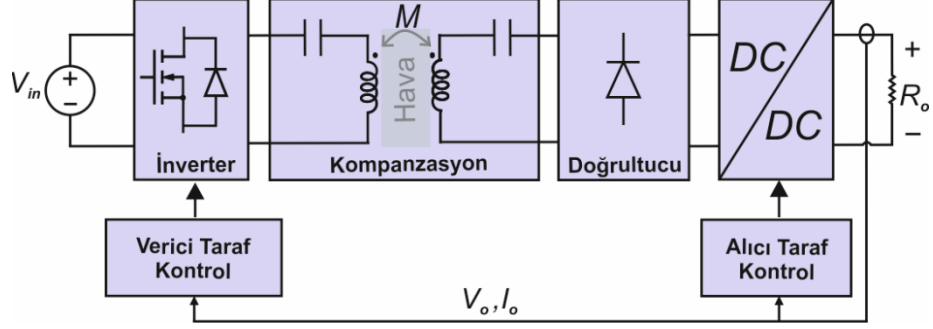


Şekil 3.9: PDM kontrolü ile S-BAR çalışma durumları.

3.3 Verici ve Alıcı Taraf Kontrolü

Elektrikli araç KGT sistemlerinde hem verici hem alıcı taraf kontrollü sistemler kullanılabilir (Wu ve diğ. 2012; Diekhans ve De Doncker 2015; Zhong ve Hui 2015). Hem verici taraf inverter hem de alıcı taraftaki doğrultucu için iki ayrı kontrole ihtiyaç duyulması bu sistemleri diğer sistemlere nazaran daha karmaşık hale getirmektedir. Çift yönlü kontrol karmaşık yapısına rağmen özellikle verici ve alıcı bobinlerin birbirlerine yanlış hizalanması durumunda sistem

performansının iyileştirilmesi açısından avantajlar sağlamaktadır (Vu ve diğ. 2022). Alıcı tarafta DC-DC dönüştürücü kullanarak dönüştürücünün görev oranı ve verici taraf inverterin faz açısı kontrolü ile hem maksimum verim takibi hem de çıkış gerilimi kontrolü sağlanabilmektedir (Zhong ve Hui 2015). Alıcı tarafta DC-DC dönüştürücü içeren çift yönlü kontrol blok diyagramı Şekil 3.10’da gösterilmiştir.



Şekil 3.10: Verici ve alıcı taraf kontrolü.

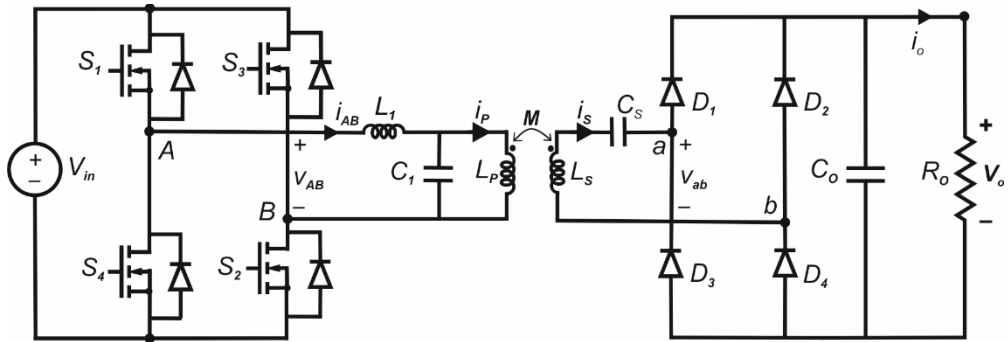
Diekhans ve De Doncker (2015) sundukları sistemde geniş bir yanlış hizalanma ve yük aralığında çalışabilen verici ve alıcı taraf kontrollü elektrikli araç kablosuz şarj sistemi önermişlerdir. Sundukları sistemde alıcı tarafta S-BAR tipi doğrultucu ile girişten görünen empedansı omik tutarak alıcı taraf gerilim ve akımlarının eş fazlı olmasını sağlamışlardır. Bu yapıda, alıcı tarafta ilave DC-DC dönüştürücü ihtiyacı ortadan kaldırılmaktadır. Alıcı taraf gerilimi ve diyotların iletim açısı (β) verici tarafa kablosuz haberleşme modülü üzerinden iletilmektedir. Sunulan sistemde, verici ve alıcı taraf arasındaki gerilim kazancına göre inverter anahtarlarının iletim açısı (α) ayarlanarak çıkış gücü kontrol edilmektedir.

4. LC-S KOMPANZASYON TOPOLOJİSİ ve PDM KONTROLE DAYALI KABLOSUZ ŞARJ SİSTEMİ

Elektrikli araç KGT sistemi için yaygın olarak yüksek mertebeli LCC-LCC, LCC-S gibi kompanzasyon topolojileri kullanılmaktadır. Bu tez çalışmasında LCC-LCC kompanzasyon topolojisi ile benzer çıkış karakteristiğine sahip olan LC-S kompanzasyon topolojisi seçilmiştir. Bu topolojinin seçilmesindeki amaç, diğer yüksek mertebeli topolojilere göre daha az kompanzasyon elemanı kullanması ve SA batarya şarj durumunu yükten bağımsız olarak SFA altında gerçekleştirebilmesidir. Ayrıca alıcı tarafın elektrikli aracın içinde yer alacağı düşünüldüğünde alıcı tarafta tek bir kompanzasyon kondansatörünün bulunması hacim olarak bir avantaj sağlamaktadır.

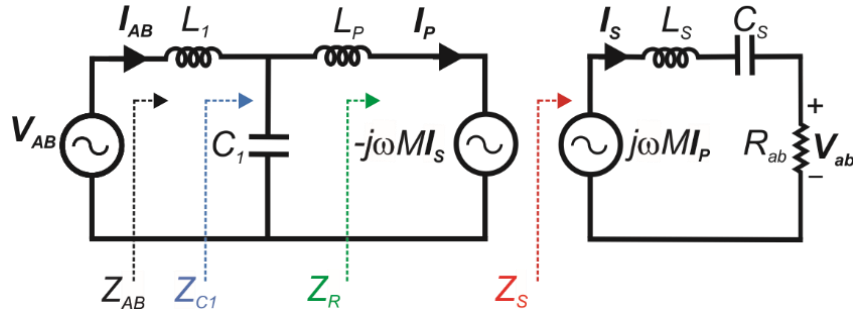
4.1 LC-S Kompanzasyon Topolojisinin Analizi

LC-S kompanzasyona dayalı KGT sistemi blok diyagramı Şekil 4.1'de gösterilmiştir. Burada v_{in} verici taraf inverter DC giriş gerilimi, S_1 - S_4 verici taraf inverter MOSFET'leri, D_1 - D_4 alıcı taraf doğrultucu diyotları olarak tanımlanmıştır. L_p ve L_s verici ve alıcı bobinlerin öz endüktansı, L_1 rezonans bobini, C_1 verici taraf paralel rezonans kapasitörü, C_s seri rezonans kapasitörü, M ise verici ve alıcı kuplaj bobinleri arasındaki ortak endüktans olarak gösterilmiştir. v_o doğrultucu çıkış gerilimi, i_o yük akımı, C_o çıkış kondansatörü ve R_o batarya yük direnci olarak tanımlanmıştır.



Şekil 4.1: LC-S kompanzasyon topolojisine dayalı KGT sistemi blok diyagramı.

Tasarımı planlanan LC-S topolojisinin ilk olarak analitik analizi yapılmıştır. Kompanzasyon devresi analizleri ortak endüktans modeli (M) veya transformatör (T) modeli ile yapılabilmektedir. Öz endüktansın kompanze edilmesi gereken devrelerde M model kullanımı, kaçak endüktansın kompanze edilmesi gereken devrelerde ise T modeli kullanımı yaygındır. Bu çalışmada öz endüktansın kompanze edilmesi gerektiği için M modeline dayalı olarak analiz yapılmıştır. LC-S kompanzasyon devresinin M modeli Şekil 4.2’de verilmiştir. Burada V_{AB} fazör formunda inverter çıkış gerilimini, V_{ab} fazör formunda doğrultucu giriş gerilimini, I_{AB} ise fazör formunda L_1 üzerinden akan inverter çıkış akımını, I_P ve I_S ise sırasıyla verici ve alıcı kuplaj bobinlerinin fazör akımlarını temsil etmektedir. ω açısal anahtarlama frekansı ve R_{ab} ise eşdeğer yük direnci olarak tanımlanmıştır.



Şekil 4.2: LC-S kompanzasyon devresinin M modeli yapısı (Yenil ve Cetin 2022^b).

Şekil 4.2’de devrenin analizinde temel harmonik yaklaşımı analizi kullanılmıştır. Eşdeğer devrenin analizinde tüm elemanların ideal olduğu kabul edilmiştir. Kirchhoff akım ve gerilim kanunları uygulanarak LC-S kompanzasyon topolojisinin eşdeğer devresine ait verici ve alıcı taraf gerilim eşitlikleri sırasıyla,

$$V_{AB} = I_{AB} \left(j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \right) - I_P \frac{1}{j\omega C_1} \quad (4.1)$$

$$j\omega M I_P = I_S \left(j\omega L_S + \frac{1}{j\omega C_S} \right) + I_S R_{ab} \quad (4.2)$$

olarak elde edilmiştir. Burada R_{ab} ,

$$R_{ab} = \frac{V_{ab}}{I_S} . \quad (4.3)$$

olarak tanımlanır. Ayrıca gerilim kazancı ifadesi sırasıyla Denklem (4.4) ve (4.5)'ten faydalanılarak Denklem (4.6)'daki gibi elde edilir.

$$\frac{I_S}{I_P} = \frac{j\omega M}{Z_S} \quad (4.4)$$

$$\frac{V_{ab}}{V_{AB}} = \frac{j\omega M I_P R_{ab} Z_{C1} Z_R}{Z_{AB} Z_S (j\omega L_P + Z_R) (-j\omega M I_S)} \quad (4.5)$$

$$M_V = \frac{V_{ab}}{V_{AB}} = \frac{j\omega M R_{ab} Z_{C1}}{Z_{AB} Z_S (j\omega L_P + Z_R)} \quad (4.6)$$

Verici taraf kuplaj bobininden akan akım,

$$I_P = I_{AB} \cdot \frac{1/j\omega C_1}{Z_{C1}} \quad (4.7)$$

olarak ifade edilir. Verilen eşitliklerde Z_{AB} giriş empedansı, Z_S yük empedansı, Z_R alıcı taraftan verici tarafa yansıyan empedans Z_{C1} ise C_1 , Z_R ve L_P 'nin eşdeğer empedansı olarak tanımlanmıştır.

Bu empedanslar,

$$Z_{AB} = j\omega L_1 + Z_{C1} \quad (4.8)$$

$$Z_S = j(\omega L_S - \frac{1}{\omega C_2}) + R_{ab} \quad (4.9)$$

$$Z_R = \frac{\omega^2 M^2}{Z_S} \quad (4.10)$$

$$Z_{C1} = \frac{Z_R + j\omega L_P}{1 - \omega^2 L_P C_1 + jZ_R C_1} \quad (4.11)$$

olarak elde edilir. Şekil 4.2'deki eşdeğer devre modeline göre çıkış gücü,

$$P_o = I_{S-RMS}^2 R_{ab} \quad (4.12)$$

olarak tanımlanır. Burada I_{S-RMS} alıcı taraf akımının etkin değerini (RMS) ifade etmektedir. Alıcı taraf kuplaj bobini akımı I_S fazör formatında,

$$I_S = \frac{j\omega M I_P}{Z_S} \quad (4.13)$$

olarak tanımlanır.

Verici taraf kuplaj bobininden akan I_P akımı Kirchhoff'un gerilim kanunu eşdeğer devre modeline uygulanarak,

$$I_P = \frac{I_{AB} - \omega^2 M I_S C_1}{1 - \omega^2 L_p C_1} \quad (4.14)$$

olarak elde edilir. Devrenin giriş gücü,

$$P_{in} = I_{AB-RMS} \cdot V_{AB-RMS} \cdot \cos \varphi_{AB} \quad (4.15)$$

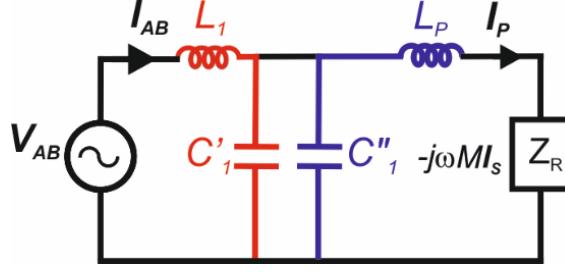
elde edilir. Burada I_{AB-RMS} ve V_{AB-RMS} sırasıyla giriş akım ve gerilimlerinin RMS değerlerini ifade etmektedir. φ_{AB} giriş empedansının faz açısı olarak tanımlanmıştır.

Rezonans durumunda, $\omega = \omega_o$, giriş empedansı ve yük empedansının reaktif bileşenleri φ_{AB} faz açısının sıfır olmasından dolayı elimine edilmektedir. Dolayısıyla, çıkışa transfer edilen maksimum güç Denklem (4.16) ile elde edilir.

$$P_{o(\omega=\omega_o)} = \frac{V_{AB-RMS}^2 R_{ab} L_p^2 C_1^2}{(\omega_o^2 L_p C_1 - 1)^2 L_1^2 C_s^2} \quad (4.16)$$

4.1.1 LC-S Topolojisi Parametrelerinin Belirlenmesi

LC-S topolojisinin devre parametrelerinin belirlenmesinde Şekil 4.3'teki verici tarafa yansıyan analitik devre yapısı kullanılabilir. Burada, L_p verici bobinin öz endüktansı, L_1 rezonans bobini, C_1 rezonans kondansatörü C'_1 ve C''_1 olarak iki paralel kola ayrılarak tanımlanmıştır. V_{AB} fazör formunda inverter çıkış gerilimini, I_{AB} fazör formunda inverter çıkış akımını, I_P verici bobin fazör akımını temsil etmektedir. ω açışal anahtarlama frekansı ve Z_R ise verici tarafa yansıyan eşdeğer empedans olarak tanımlanmıştır.



Şekil 4.3: Verici tarafa yansıyan devre modeli (Wang ve diğ. 2018).

Şekil 4.3'te C_1 kondansatörü C'_1 ve C''_1 olarak iki paralel kola ayrılırsa, C'_1 ile L_1 rezonans frekansında rezonansa girerken diğer taraftan C''_1 ile L_p rezonansa girer. SFA durumunda çalışmanın sağlanabilmesi için C_s aşağıdaki eşitlikler yardımıyla hesaplanır (Wang ve diğ. 2018).

Denklem (4.8)'den faydalanılarak giriş empedansı aşağıdaki gibi yeniden düzenlenirse,

$$Z_{AB} = \frac{\omega^4 L_1 C_1'' M^2}{\omega^2 L_p C_1' R_{ab} + j\omega^2 (L_p C_1' X - \omega M^2 C_1)} \quad (4.17)$$

olarak elde edilir. Burada $X = \omega L_s - 1/(\omega C_s)$ olarak tanımlanır. Buradan, aşağıdaki eşitliğin sağlanması durumunda giriş empedansının faz açısı sıfır olarak elde edilir.

$$\omega M^2 C_1 = L_p C_1' X \quad (4.18)$$

Denklem (4.18) yardımıyla C_s aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$C_s = \frac{L_p C_1'}{\omega^2 (L_p L_s C_1' - M^2 C_1)} \quad (4.19)$$

Şekil 4.3'ten faydalanılarak C_1 aşağıdaki eşitlikler yardımıyla hesaplanır.

$$C'_1 = \frac{1}{\omega^2 L_1} \quad (4.20)$$

$$C''_1 = \frac{1}{\omega^2 L_p} \quad (4.21)$$

$$C_1 = C'_1 + C''_1 \quad (4.22)$$

Verici tarafta Z_R üzerindeki gerilim $j\omega MI_S$, akım kontrollü gerilim kaynağı olarak temsil edilir ve Denklem (4.23) yardımıyla hesaplanır.

$$-j\omega MI_S = -V_{AB} \sqrt{\frac{C_1' L_P}{C_1'' L_1}} \quad (4.23)$$

Buradan, alıcı bobin akımı Denklem (4.24) ile ifade edilir.

$$I_S = -j \frac{V_{AB} L_P}{\omega M L_1} \quad (4.24)$$

Devrede kuplaj bobin parametreleri ile çıkış akımı belirlendikten sonra L_1 Denklem (4.24) yardımıyla aşağıdaki gibi hesaplanır.

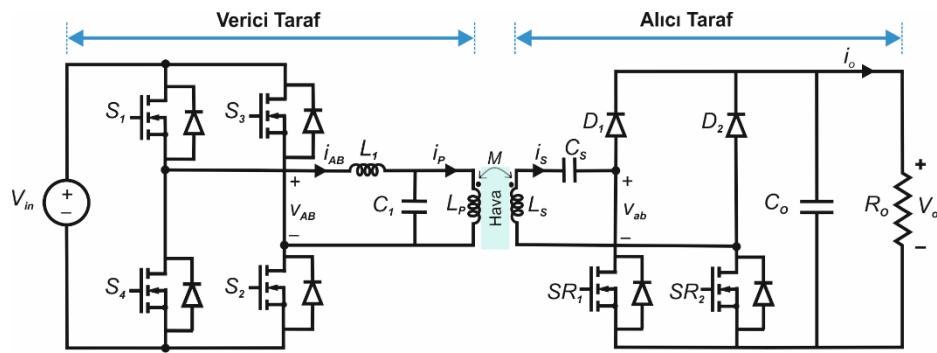
$$L_1 = -j \frac{V_{AB} L_P}{\omega M I_S} \quad (4.25)$$

4.2 Yarı Köprüsüz Aktif Doğrultucuya (S-BAR) Dayalı KGT Sistemi

Genel bir KGT sistemi yapısı Şekil 1.1'de gösterildiği gibi verici taraf inverter-verici taraf kompanzasyon- verici ve alıcı kuplaj bobinleri- alıcı taraf kompanzasyon ve doğrultucudan oluşmaktadır. Batarya şarj profiline uygun olarak SA ve SG şarj işlemi yapabilmek için ise ağırlıklı olarak bu sistemlerde ilave DC-DC dönüştürücü kullanılır. Alıcı tarafta ilave dönüştürücü yerine S-BAR yapısı kullanılırsa doğrultma işlemi ve batarya şarj kontrolü aynı anda yapılabilir. Bu sayede kullanılan eleman sayısı azaltılarak verim artışı sağlanır. Aynı zamanda S-BAR yapısı kullanımı ile verici ve alıcı taraf haberleşmesi için kablosuz haberleşme modülüne ihtiyaç kalmaz ve devre sadece alıcı taraftan kontrol edilebilir hale gelir. S-BAR yapıda sistemi rezonans frekansında çalıştırmak mümkün olmaktadır.

LC-S topolojisinde verici taraf inverterde frekans kontrolü yapılarak SG şarj kontrolü sağlanmaktadır (Cetin ve Yenil 2022). Ancak frekans kontrolünde rezonans frekansı bölgesinden uzaklaşıldığı için sistemin reaktif gücü artmakta ve verim düşmektedir. Hafif yüklerde bu sorun daha da belirginleşmekte ve bu sorunun giderilmesi için farklı yöntemler gerekli olmaktadır. Bu noktada literatürde daha önce ağırlıklı olarak SS kompanzasyon topolojisine S-BAR yapıda uygulanmış olan

PDM yönteminin yüksek mertebe bir topoloji olan LC-S devresinde uygulanabilirliği incelenmiştir. S-BAR yapısı içeren yüksek mertebeli LC-S kompanzasyon devre yapısı Şekil 4.4'te verilmiştir. Burada, V_{in} verici taraf inverter giriş gerilimini, S_1 - S_4 verici taraf inverter MOSFET'lerini göstermektedir. L_1 - C_1 - C_s kompanzasyon topolojisi elemanlarını, L_P ve L_S ise kuplaj bobinlerinin öz endüktanslarını temsil etmektedir. Alıcı tarafta, SR_1 - SR_2 alıcı taraf S-BAR MOSFET'leri, D_1 - D_2 ise S-BAR diyotları olarak tanımlanmıştır. Ayrıca i_o ve v_o çıkış akım ve gerilimleri, M kuplaj bobinlerinin ortak endüktansı, C_o çıkış kapasitörü ve R_o yük direnci olarak tanımlanmıştır.



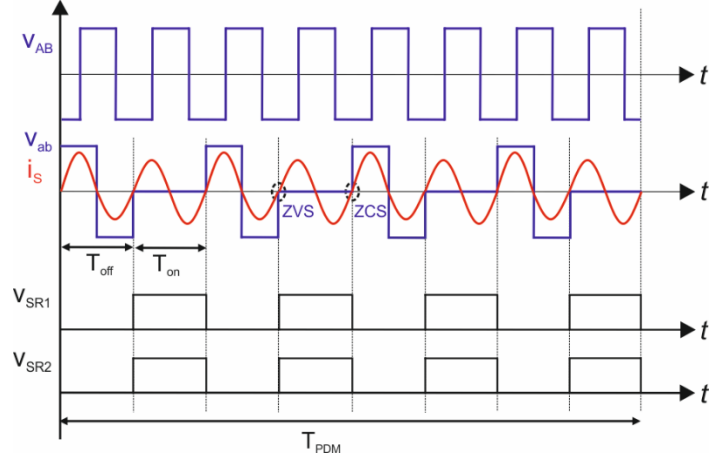
Şekil 4.4: LC-S kompanzasyon topolojisine dayalı KGT sistemi (Yenil ve Cetin 2022^b).

4.3 PDM Kontrolüne Dayalı S-BAR Devre Topolojisinin Analizi

KGT sisteminde alıcı tarafta S-BAR yapısı kullanılması durumunda Şekil 4.4'te gösterildiği üzere tam dalga doğrultucunun alt kollarındaki iki diyodun yerini MOSFET'ler almaktadır. Bu MOSFET'lere uygun anahtarlama sinyalleri uygulanarak PDM yöntemi ile çıkış gerilimi V_o ve çıkış gücü P_o kontrol edilir. Bu yöntem sayesinde yarı iletken anahtarların ZVS ve ZCS altında çalışması sağlanarak anahtarlama kayıpları azaltılabilmektedir (Fan ve diğ. 2017). PDM kontrolüne dayalı S-BAR devre yapısına ait dalga formu $d=0,5$ için Şekil 4.5'te, her bir çalışma durumuna ait eşdeğer devreler ise Şekil 4.6'da gösterilmiştir.

PDM yönteminde S-BAR yapısı aktif ve çalışma durumuna olmak üzere iki çalışma bölgesinde incelenir. Aktif durumda, T_{off} süresi boyunca, D_1 , D_2 ve SR_1 ile SR_2 'nin ters paralel diyotları üzerinden geleneksel tam dalga doğrultucu çalışma gerçekleşir. Pasif durumda ise çıkış gerilimi ve güç kontrolü T_{on} süresi boyunca

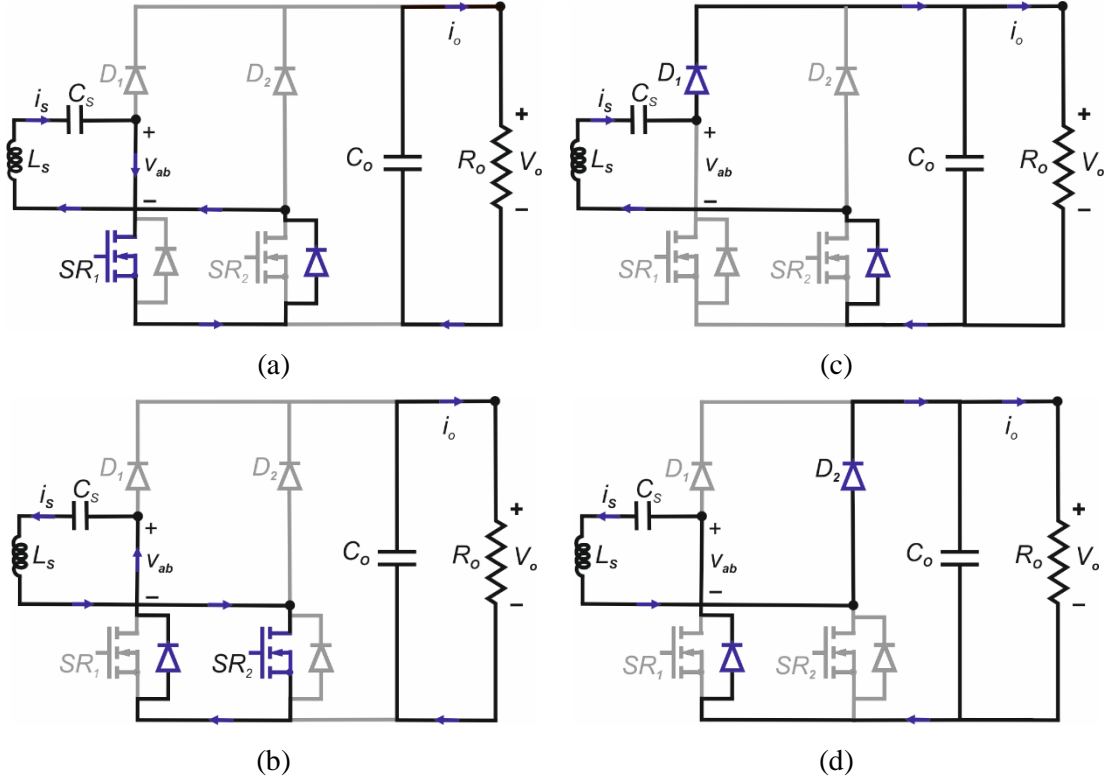
MOSFET'lere uygun kontrol sinyallerinin uygulanması ile gerçekleştirilir. Pasif durumda çalışma durumunda S-BAR alt kollardaki MOSFET'lere aynı sürme sinyali uygulanmaktadır.



Şekil 4.5: PDM kontrolüne dayalı S-BAR'a ait dalga formu $d=0,5$ (Yenil ve Cetin 2022^b).

Şekil 4.6(a)'da gösterildiği üzere SR_1 anahtarı iletimde, Şekil 4.6(b)'de ise SR_2 anahtarı iletimdedir. Bu çalışma durumlarında, alıcı taraf akımı pozitif yarı periyotta SR_1 ile SR_2 'nin ters paralel diyodu üzerinden, negatif yarı periyotta ise SR_2 ile SR_1 'in ters paralel diyodu üzerinden akar. Böylelikle, doğrultucu giriş gerilimi sıfır olmakta ve çıkışa güç aktarılmamaktadır. Yük sadece çıkış filtre kondansatörü üzerinden beslenmektedir. Bu çalışma aralığı S-BAR'ın pasif çalışma modunu temsil etmektedir. Pasif çalışma durumunda PDM ile, SR_1 ve SR_2 'nin ZVS ile iletime girmesi sağlanır. Aktif çalışma durumundan pasif çalışma durumuna geçildiğinde ilk olarak Şekil 4.5'te gösterildiği üzere SR_1 anahtarı ZVS ile iletime girerken, alıcı taraf akımının yarım rezonans periyodu sonrasında SR_2 anahtarı ZVS ile iletime geçer.

Şekil 4.6(c) ve 4.6(d)'de gösterildiği üzere SR_1 ve SR_2 anahtarları kesimdedir. Bu çalışma durumlarında S-BAR geleneksel tam dalga doğrultucu olarak çalışır. Alıcı taraf akımı pozitif yarı periyotta D_1 ve SR_2 'nin ters paralel diyodu üzerinden, negatif yarı periyotta ise D_2 ve SR_1 in ters paralel diyodu üzerinden akar. Bu aralık, SBAR'ın aktif çalışma durumunu temsil etmektedir. Aktif çalışma durumunda tüm diyotların ZCS ile iletime girmesi sağlanır.



Şekil 4.6: PDM kontrole dayalı S-BAR devre topolojisi çalışma durumları (Yenil ve Cetin 2022^b).

PDM kontrole bağlı olarak S-BAR için maksimum giriş ve çıkış akımları aşağıdaki eşitlikler ile yazılabilir.

$$V_{ab} = \frac{4V_o}{\pi} d . \quad (4.26)$$

$$I_s = \frac{4V_o}{\pi R_o} d . \quad (4.27)$$

Burada d darbe yoğunluk oranı olarak tanımlanır ve değeri,

$$d = \frac{T_{off}}{T_{PDM}} . \quad (4.28)$$

olarak elde edilir. Son olarak, verici taraftan alıcı tarafa aktarılan ortalama çıkış gücü,

$$P_{o-PDM} = \frac{8V_o^2}{\pi^2 R_o^2} d^2 R_{ab} \quad (4.29)$$

olarak hesaplanır. Denklem (4.29)'dan maksimum gücün d 'nin 1 olması durumunda elde edilebileceği görülmektedir. PDM kontrolde, aktif ve çalışma durumlarına göre

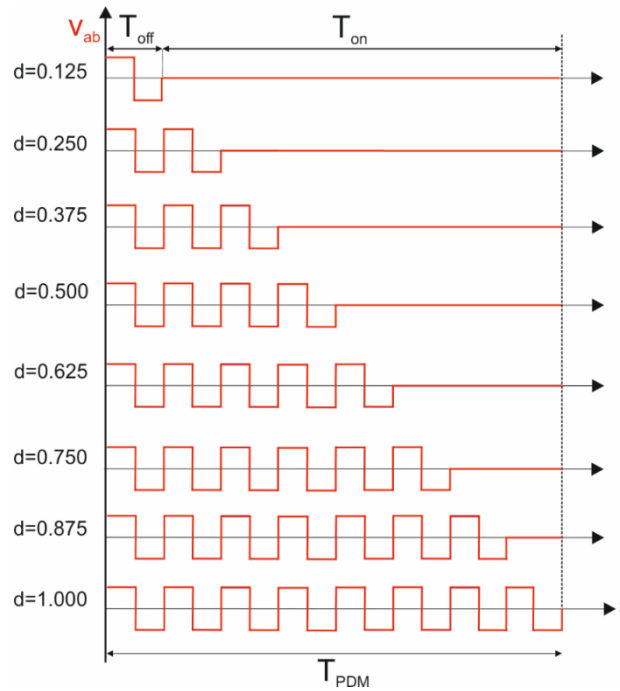
S-BAR'ın giriş giriş direnci R_{ab} değişim göstermektedir. R_{ab} aktif durumda $8R_o/\pi^2$ ve pasif durumda 0 olmaktadır. Denklem (4.15)'teki giriş gücü ifadesinden faydalanılarak güç transfer verimi aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\eta(\%) = \frac{P_{o-PDM}}{P_{in}} \times 100 \quad (4.30)$$

S-BAR yapısı PDM yönteminde, belirli bir d değerine göre uygun olan PDM darbe dizisinin seçilmesi esasına göre çalışmaktadır. S-BAR yapısı için PDM kontrol sinyalleri düzenli ve düzensiz olarak uygulanabilmektedir.

4.3.1 Düzenli Örnekleme PDM

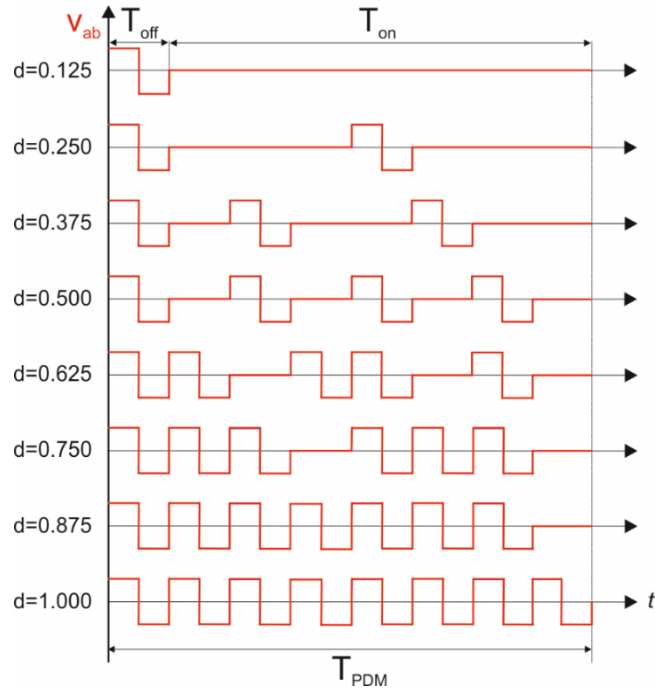
PDM kontrol periyodunun 8 rezonans periyodu seçildiği düzenli PDM darbe dizisi Şekil 4.7'de verilmiştir. Düzenli PDM'de kontrol sinyalleri bir PDM kontrol periyodu boyunca sıralı olarak düzenlendiği için düzensiz PDM yöntemine göre uygulama açısından daha basittir (Karafil ve diğ. 2021). Ancak bu yöntemde özellikle hafif yüklerde verici taraf inverter çıkış akımları ile S-BAR giriş akımları salınımları ciddi oranda artabilmektedir.



Şekil 4.7: S-BAR için düzenli örnekleme PDM darbe dizisi.

4.3.2 Düzensiz Örneklemeli PDM

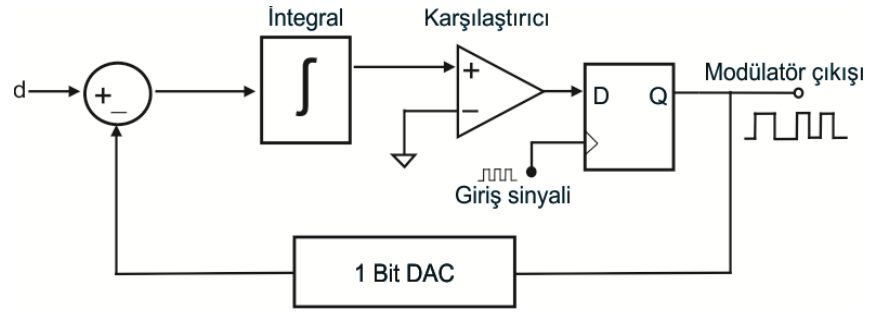
PDM kontrol periyodunun 8 rezonans periyodu seçildiği düzensiz PDM darbe dizisi Şekil 4.8’de verilmiştir. Bu darbe dizisi sayesinde, bir PDM periyodu boyunca S-BAR giriş gerilimi homojen olarak dağıtılır. Devrenin çıkış gücü ise seçilen d 'ye göre ayarlanır. Bu yöntemde, düzenli PDM’e göre çıkış gerilim ve akım salınımları azaltılabilmektedir. Ancak ara yük değerlerini alabilmek için gerekli anahtarlama tablolarını oluşturmak karmaşık olmaktadır (Mishima ve Lai 2022). Literatürde indüksiyon ısıtma sistemleri için 32’li PDM (Karafil ve diğ. 2021), KGT sistemlerinde S-BAR yapısı için 16’lı düzensiz PDM darbe dizileri (Fan ve diğ. 2017) sunulmuştur.



Şekil 4.8: S-BAR için düzensiz örneklemeli PDM darbe dizisi (Yenil ve Cetin 2022^b).

Uygulamada delta sigma modülatörler girişteki analog değerleri rasgele dağıtılmış düzensiz darbe dizileri haline getirebilmektedir. Bu sayede KGT sistemleri için yüksek çözünürlüklü PDM kontrolü mümkün olmaktadır (Li ve diğ. 2018^a). Aynı zamanda KGT sistemlerinde elektromanyetik girişim azaltılabilmekte ve çıkış gerilim veya akım kontrolü için gerekli dinamik cevap iyileştirilebilmektedir (Mishima ve Lai 2022). Bu yöntemde, PDM kontrol için harici bir anahtarlama tablosuna ihtiyaç duyulmadan KGT sisteminin çıkış akımı ve gerilimi hassas bir şekilde kontrol edilebilmektedir. İntegral, karşılaştırmacı, D flip flop ve dijital analog

dönüştürücü (DAC) içeren örnek delta sigma modülatör blok şeması Şekil 4.9'da gösterilmiştir.



Şekil 4.9: Delta sigma modülatör.

5. LC-S KOMPANZASYON TOPOLOJİSİ ve PDM KONTROLE DAYALI KGT SİSTEMİNİN SİMÜLASYONU

Bu bölümde LC-S kompanzasyon topolojisine dayalı KGT sisteminin simülasyon çalışmaları yapılmıştır. Topolojinin performansını tespit etmek amacıyla SA ve SG şarj durumları ayrı ayrı incelenmiştir.

5.1 Analitik Analiz

KGT sisteminin analizi yapılırken çıkış geriliminin 150 V- 210 V aralığında değiştiği kabul edilmiş olup, maksimum güç 1,05 kW, giriş gerilimi 200 V, verici ve alıcı bobinler arasındaki kuplaj katsayısı 0,25 olacak şekilde analiz yapılmıştır.

Kompanzasyon topolojisi parametrelerinin belirlenmesinde Bölüm 4.1.1’de verilen parametre tasarım eşitliklerinden yararlanılmıştır. Sistemin çalışma frekansı 85 kHz olarak seçilmiştir. Elektrikli araç KGT uygulamalarında kuplaj katsayısı genellikle 0,1-0,3 aralığında değişmektedir. Bu çalışmada kuplaj katsayısı, LC-S kompanzasyon topolojisinin çok düşük kuplaj değerlerinde kompanzasyon elemanları üzerindeki gerilim streslerinin artmasından dolayı güvenli çalışma açısından 0,25 olarak seçilmiştir. LC-S kompanzasyon topolojisi temel topolojilerden farklı olarak verici ve alıcı bobinlerin tasarımı konusunda tasarım serbestliği sunmaktadır (Wang ve diğ. 2018). Bu çalışmada PDM kontrolünün yüksek kalite faktörlerinde daha iyi sonuç vermesinden dolayı, belirlenen çalışma frekansı ve çıkış yükü değişimi de göz önünde bulundurularak verici ve alıcı bobinlerin endüktans değerleri 290 μ H olarak belirlenmiştir.

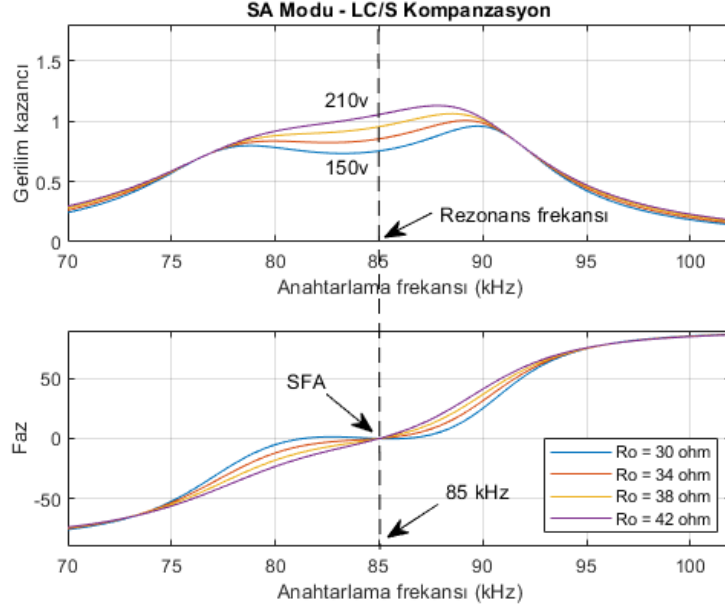
Analitik analizde kullanılan eleman değerleri ve KGT sisteminin tasarım parametreleri Tablo 5.1’de verilmiştir.

Tablo 5.1: Analitik analizde kullanılan devre parametreleri.

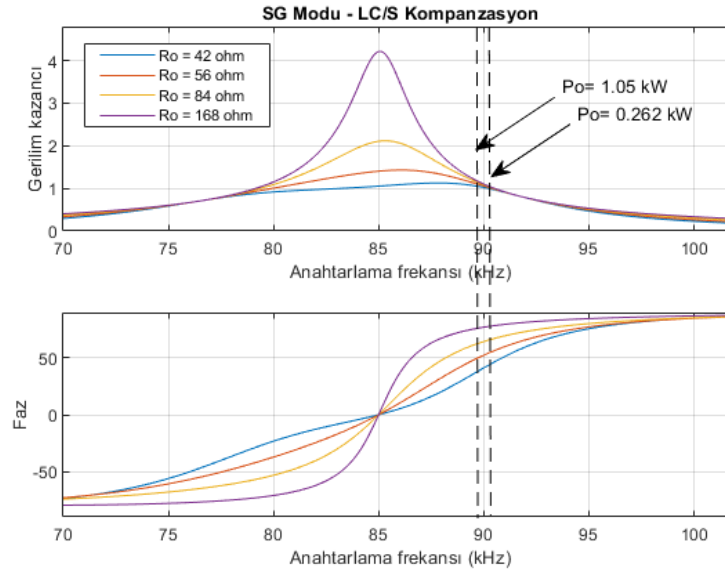
Parametre	Değer
Giriş gerilimi (V_{in})	200 V
Çıkış gerilimi (V_o)	150- 210 V
Çıkış akımı (I_o)	5,0 A
Öz endüktans (L_P, L_S)	290 μ H
Ortak endüktans (M)	72,5 μ H
L_1 rezonans bobini	242 μ H
C_1 rezonans kondansatörü	26,57 nF
C_S rezonans kondansatörü	13,65 nF
ω_o açılmal frekansı	($2\pi \times 85$ kHz) rad/s

Şekil 5.1(a)'da görüldüğü üzere SA şarj durumunda batarya gerilimi 5,0 A sabit akım ile 150 V başlangıç geriliminden hedeflenen 210 V gerilim seviyesine gelmiştir. Devrenin gerilim kazancı SFA altında ve 85 kHz rezonans frekansında sağlanmıştır. Elde edilen bu sonuçlara göre SA şarj süresince LC-S topolojisinin sabit anahtarlama frekansında ve SFA durumunda istenilen çıkış gerilimi regülasyonunu sağladığı analitik olarak elde edilmiştir.

SG şarj durumuna geçildiğinde, batarya gerilimi maksimum değerine ulaştıktan sonra akımı düşmeye başlar. Bu şarj bölgesinde maksimum batarya gerilimi 210 V, batarya akımının 5,0 A değerinden 1,25 A değerine (%25 yük durumu) düşeceği varsayılarak analiz yapılmıştır. Bu doğrultuda devrenin gerilim kazancı grafiği Şekil 5.1(b)'deki gibi elde edilmiştir. KGT sisteminin gücü 1,05 kW'dan 0,262 kW'ya düştüğünde sabit çıkış gerilim regülasyonu 89,6 kHz- 90,2 kHz çalışma frekansı aralığında sağlanmıştır. Çalışma frekansının rezonans frekansının üstünde olmasından dolayı SG şarj durumunda SFA durumu kaybolmuştur.



(a)



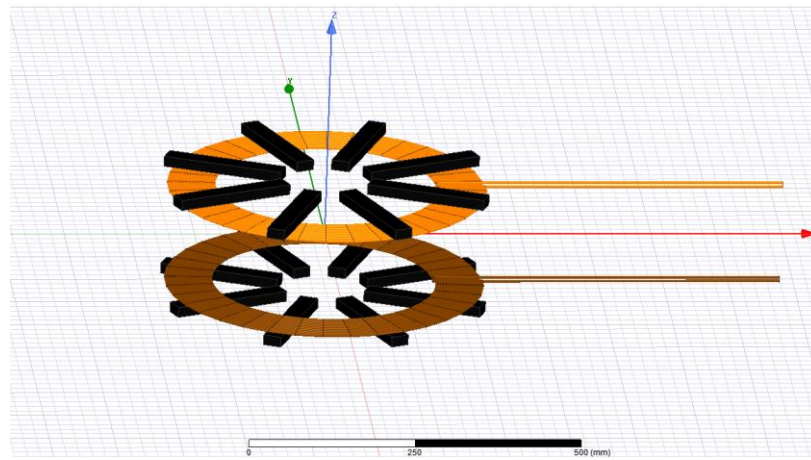
(b)

Şekil 5.1: Gerilim kazancı değişimi ve giriş empedansı faz açısı değişimi a) SA şarj durumu, b) SG şarj durumu.

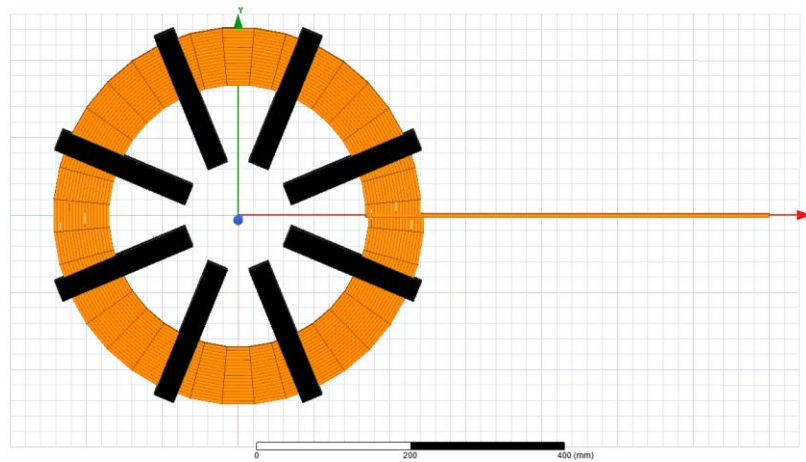
5.2 Manyetik Analiz ve Simülasyon

Manyetik analiz aşamasında analitik analizde kullanılan $290 \mu\text{H}$ değerindeki verici ve alıcı bobinlerin 0,25 kuplaj katsayında istenilen gücü hangi hava aralığı mesafesinde aktaracağını test etmek amacıyla ANSYS-Maxwell programı kullanılmıştır. Bobin tasarımında $290 \mu\text{H}$ değerini elde edebilmek için iç çapı 340

mm 18 sarımlı spiral bobin geometrisi kullanılmıştır. Ayrıca istenilen kuplaj katsayısını elde edebilmek ve kaçak akıları azaltmak için her bir bobin için N87 ferrit malzemesine sahip 93 mm x 28 mm x 16 mm boyutlarındaki I tipi nüvelerden 16 adet kullanılmıştır. ANSYS-Maxwell programında %7 hata payı oranıyla yapılan analiz neticesinde elde edilen sonuçlar ile tasarlanan bobinin yaklaşık 15 cm hava aralığında istenilen gücü aktarabileceği belirlenmiştir. Manyetik analizde kullanılan bobinlerin 3 boyutlu görünüşü Şekil 5.2’de verilmiştir. Simülasyondan elde edilen hava aralığı değişimine bağlı kuplaj katsayısının değişim grafiği Şekil 5.3’te gösterilmiştir.

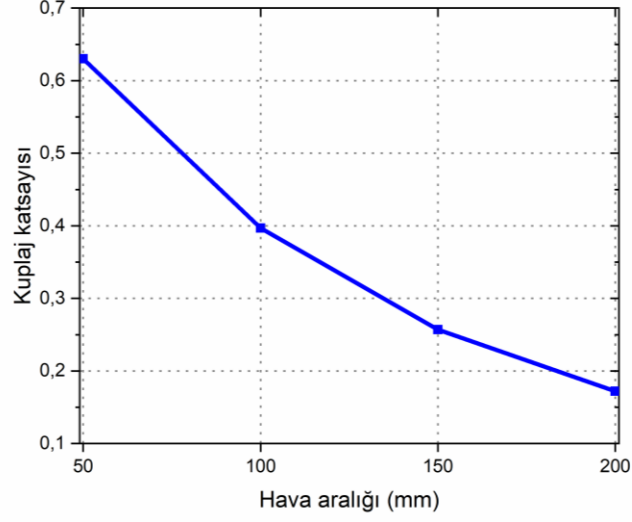


(a)



(b)

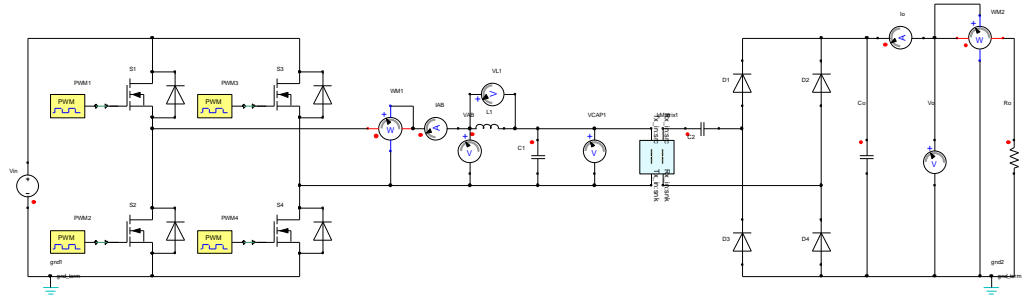
Şekil 5.2: Verici ve alıcı bobinlerin 3 boyutlu görünüşü.



Şekil 5.3: Hava aralığına bağlı kuplaj katsayısı değişimi.

5.3 Elektrik-Manyetik Simülasyon

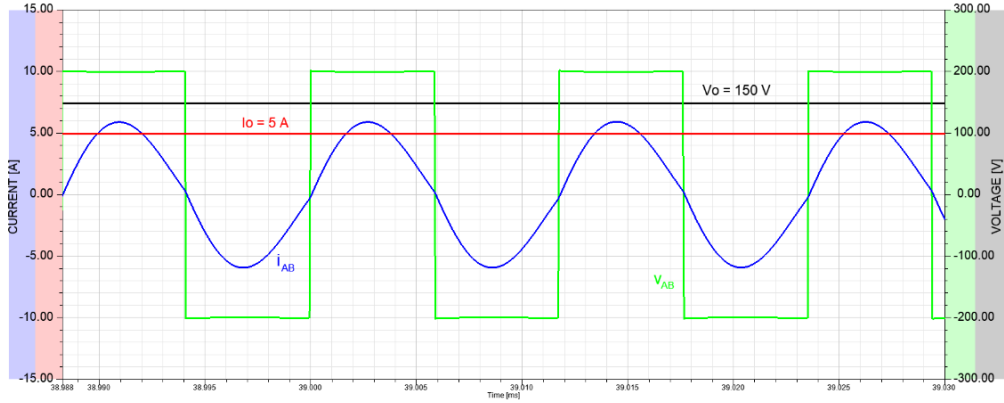
Tez çalışmasının bu aşamasında, bir önceki bölümde ANSYS Maxwell programında 3 boyutlu analizi yapılan verici ve alıcı bobinlerin ANSYS Simplerer programında güç devresiyle elektrik manyetik ortak simülasyonu yapılmıştır. Bu sayede tasarlanan bobinler ile kompanzasyon devresinin bir bütün halinde hedeflenen tasarım kriterleri doğrultusunda çalışması test edilmiştir. Simülasyon çalışmaları esnasında Tablo 5.1'deki parametreler kullanılmıştır. KGT sisteminin blok diyagramı Şekil 4.1'deki haliyle simülasyonda kullanılmıştır. Ortak simülasyon blok diyagramı Şekil 5.4'te verilmiştir.



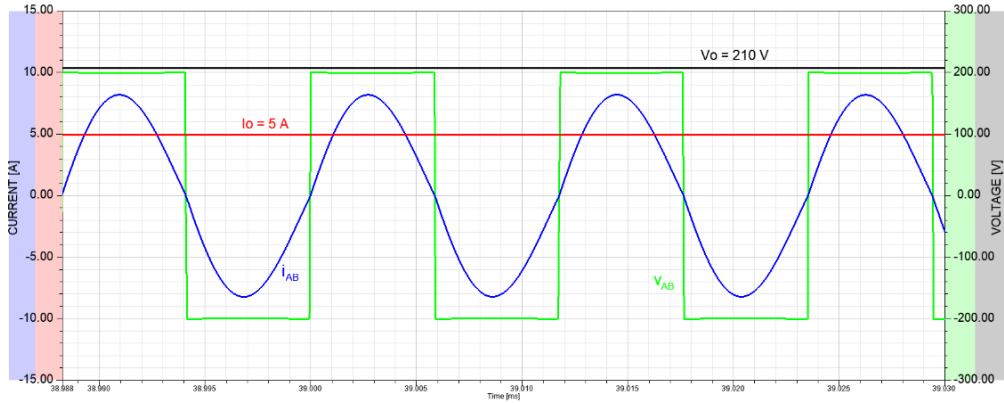
Şekil 5.4: KGT sistemi elektrik manyetik ortak simülasyon blok diyagramı.

Başlangıç yük ve tam yük durumlarında verici taraftaki inverter çıkış akım ve gerilimleri ile KGT sistemi çıkış akım ve gerilimleri dalga şekilleri sırasıyla Şekil 5.5

ve Şekil 5.6'da verilmiştir. Burada sistemin SFA noktasına çok yakın çalıştığı görülmektedir. Elektrik-manyetik simülasyon aracılığıyla tasarımı yapılan kuplaj bobinlerinin güç devresi ile ortak simülasyonu yapılarak sistemin SA şarj durumunda hedeflenen çıkış ve akım gerilimi değerlerini sağladığı tespit edilmiştir. Elde edilen sonuçlardan sistem cevabının analitik analiz ile uyumlu olduğu gözlenmiştir.



Şekil 5.5: Başlangıç yükü durumunda inverter çıkış akım ve gerilimleri (v_{AB} , i_{AB}) ile KGT sistemi çıkış akım ve gerilimleri (V_o , i_o), ($R_o=30\ \Omega$, $V_o=150\ V$, $I_o=5\ A$).

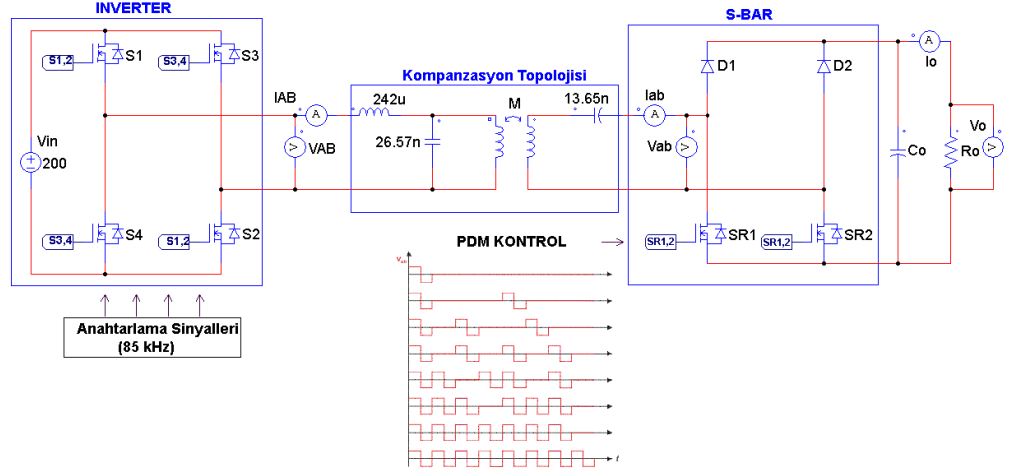


Şekil 5.6: Tam yük durumunda inverter çıkış akım ve gerilimleri (v_{AB} , i_{AB}) ile KGT sistemi çıkış akım ve gerilimleri (V_o , i_o), ($R_o=42\ \Omega$, $V_o=210\ V$, $I_o=5\ A$).

5.4 Sabit Akım ve Sabit Gerilim Simülasyonları

Bu aşamada, LC-S kompanzasyon ve S-BAR yapısı içeren KGT sisteminin SA ve SG şarj durumları için PSIM programında simülasyon çalışmaları yapılmıştır. Simülasyonda kullanılan blok diyagramı genel hatlarıyla Şekil 5.7'de gösterilmiştir. SA şarj durumunda S-BAR anahtarlarının kontrol sinyalleri sıfır yapılarak KGT sistemi açık çevrim kontrollü olarak tam dalga doğrultucu yapıda çalıştırılmıştır. SG

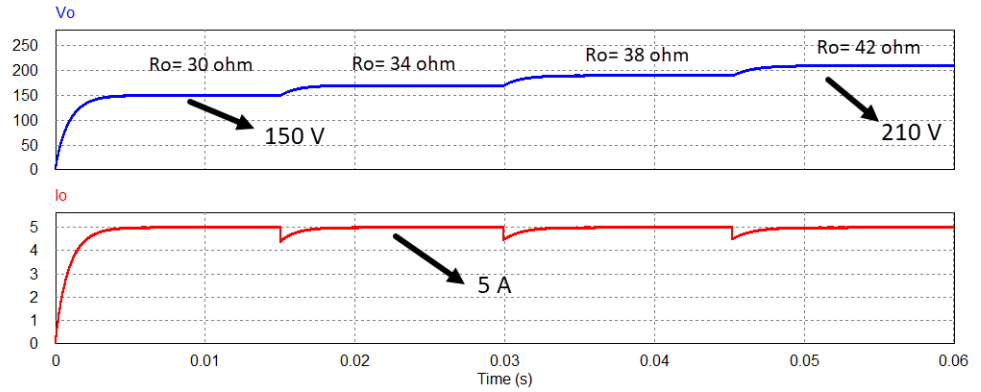
şarj durumunda ise Şekil 4.8'deki darbe dizisine uygun olarak 8'li PDM sinyalleri oluşturulmuştur. Simülasyonda çıkış yük durumuna göre darbe yoğunluk oranı dışarıdan (manuel) girilmiştir.



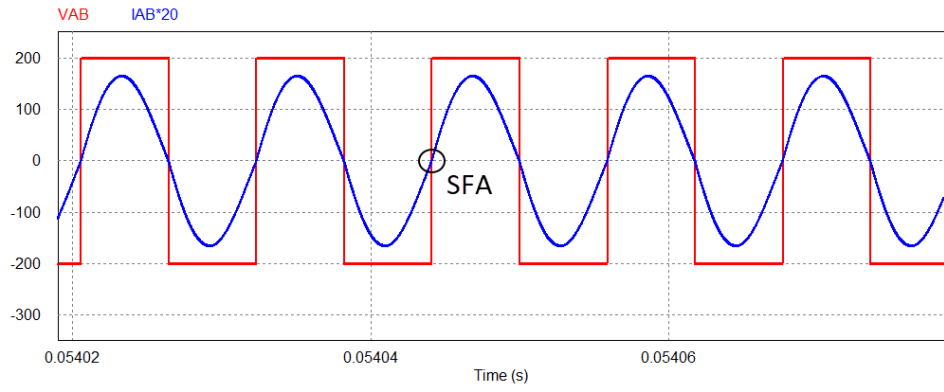
Şekil 5.7: KGT sisteminin simülasyon blok diyagramı.

Şekil 5.8 ve Şekil 5.9'da SA şarj durumu için simülasyon sonuçları verilmiştir. SA şarj 150 V ile başlamış, 42 Ω tam yük durumuna ulaşıldığında çıkış gerilimi 210 V olarak elde edilmiştir.

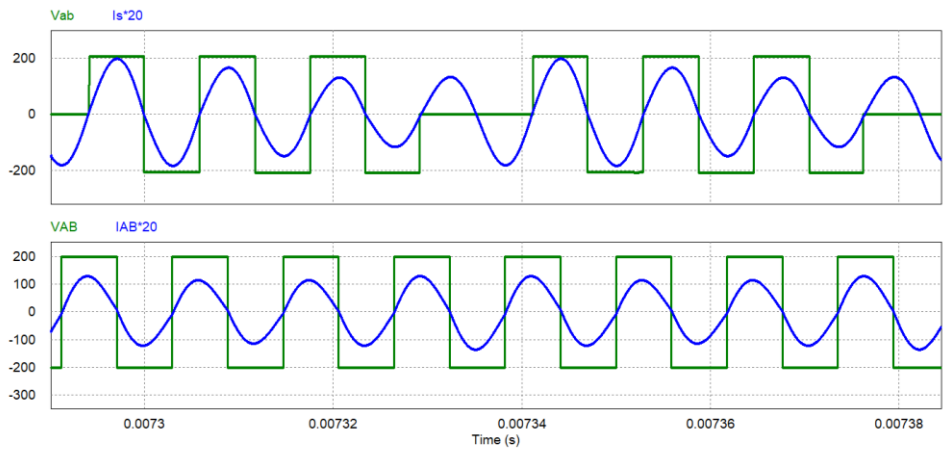
Şekil 5.10'da ise SG şarj durumunda S-BAR üzerinden PDM kontrolü yapılarak %75, %50 ve %25 yük durumlarında inverter çıkışı ile S-BAR giriş akım gerilimlerinin simülasyon sonuçları verilmiştir. PDM yönteminde %25 hafif yük durumuna düştüğünde S-BAR akım salınımları bir miktar artmış ve bu durum verici tarafta inverter akımlarına yansımıştır.



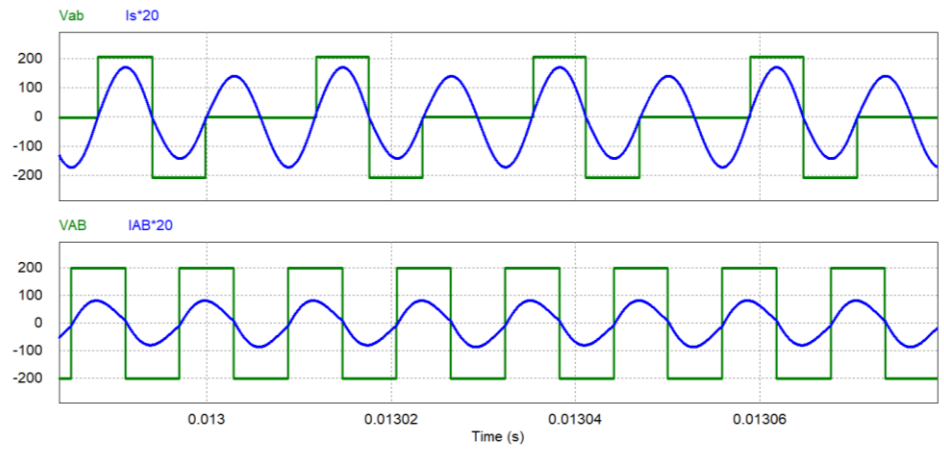
Şekil 5.8: SA şarj durumunda değişken yük durumunda çıkış akım ve gerilim değişimi (V_o , I_o).



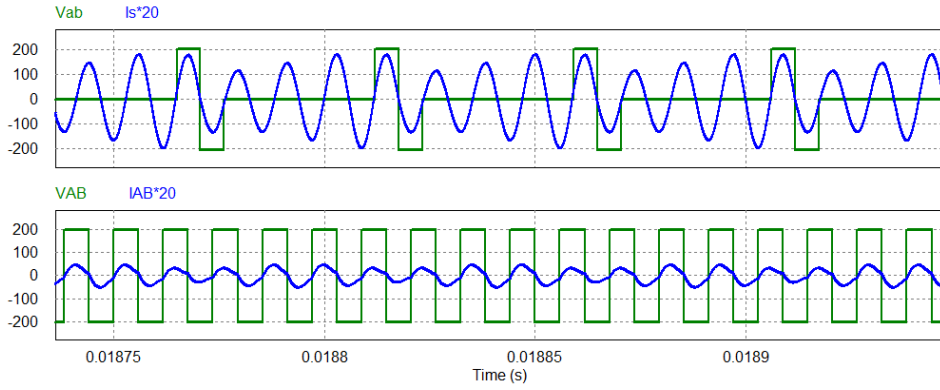
Şekil 5.9: SA şarj tam yük durumunda inverter çıkış akım ve gerilimleri (v_{AB} , i_{AB}).



(a)



(b)

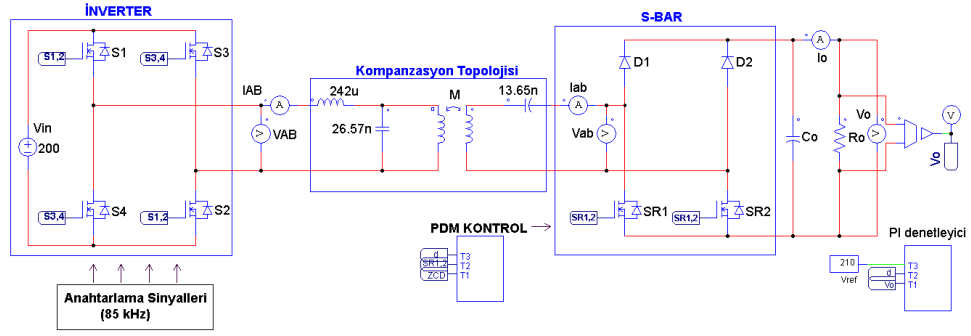


(c)

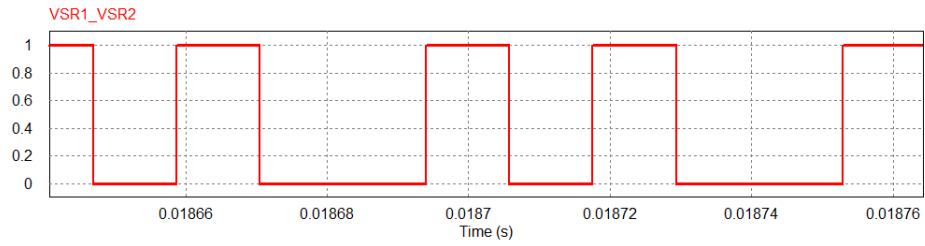
Şekil 5.10: SG şarj durumunda inverter çıkış akım ve gerilimleri (v_{AB} , i_{AB}) ile S-BAR giriş akım ve gerilimleri (v_{ab} , i_s), a) %75 yük durumu b) %50 yük durumu c) %25 yük durumu.

5.5 Yüksek Çözünürlüklü PDM ve Kapalı Çevrim SG Şarj Kontrolü

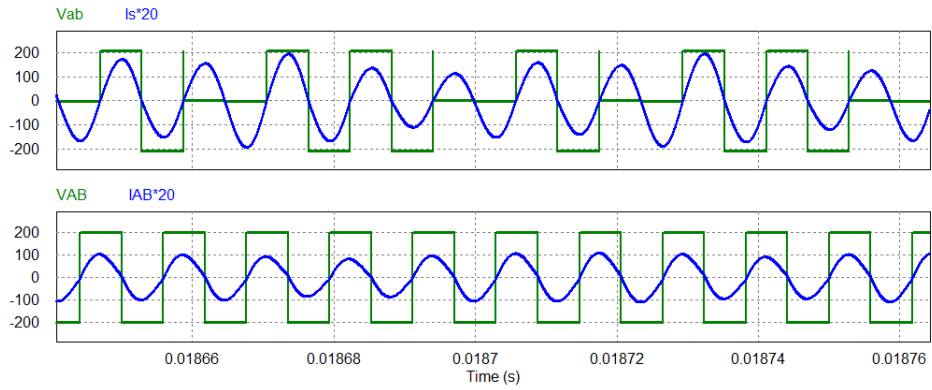
Bu aşamada, LC-S kompanzasyon ve S-BAR yapısı içeren KGT sisteminin SG şarj durumunda çıkış gerilimini hassas kontrol edebilmek ve dinamik cevabını test etmek amacıyla PSIM programında simülasyon çalışması yapılmıştır. Simülasyonda kullanılan blok diyagramı genel hatlarıyla Şekil 5.11’de gösterilmiştir. Simülasyonda ölçülen çıkış gerilimi, referans gerilim ile karşılaştırılarak elde edilen hata PI denetleyici girişine uygulanarak SG şarj kontrolü gerçekleştirilmiştir. Simülasyon çalışmasında, çıkış gerilimini daha hassas kontrol edebilmek için Şekil 4.9’deki delta sigma modülatör yardımıyla PDM sinyalleri üretilmiş ve S-BAR anahtarlarına uygulanmıştır. Şekil 5.12’de $d=0,6$ için S-BAR anahtarlarının kontrol sinyalleri gösterilmiştir. Şekil 5.13’te %60 yük durumunda $d=0,6$ durumu için inverter çıkışı ile S-BAR giriş akım ve gerilimleri sonuçları verilmiştir. Şekil 5.14’te ise sisteme sırasıyla %60, %50 ve %40 değişken yük uygulanması durumunda elde edilen çıkış gerilim ve akımının dinamik cevabı gösterilmiştir. Sistemde %60, %50 ve %40 değişken yük durumları için PI denetleyici çıkışından sırasıyla $d=0,6$, $d=0,5$ ve $d=0,4$ yaklaşık değerleri elde edilerek S-BAR anahtarları üzerinden SG şarj kontrolü gerçekleştirilmiştir.



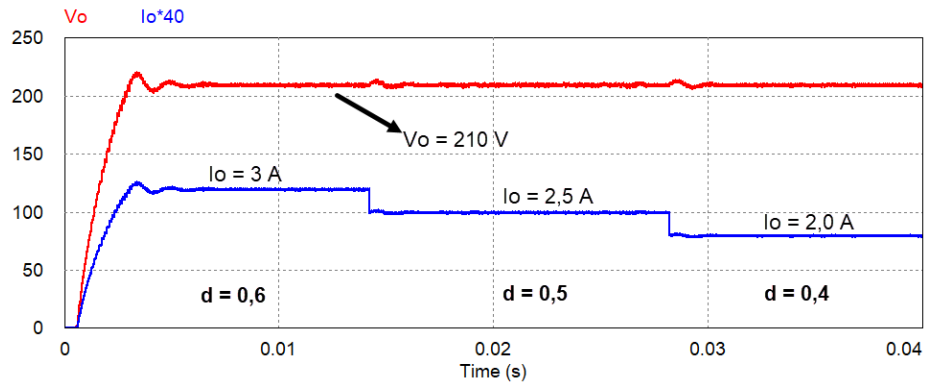
Şekil 5.11: Kapalı çevrim SG şarj simülasyon blok diyagramı



Şekil 5.12: SG şarj %60 yük durumunda S-BAR anahtarlarının kontrol sinyali (d=0,6)



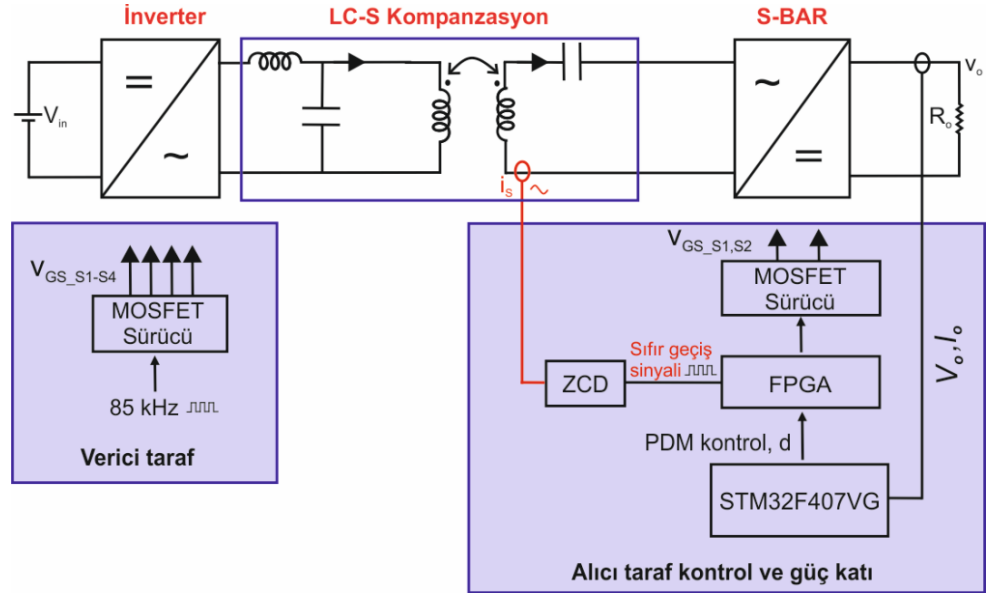
Şekil 5.13: SG şarj %60 yük durumunda inverter çıkış akım ve gerilimleri (V_{AB} , i_{AB}) ile S-BAR giriş akım ve gerilimleri (v_{ab} , i_s).



Şekil 5.14: SG şarj durumunda değişken yük durumunda çıkış akım ve gerilim değişimi (V_o , I_o).

6. LC-S KOMPANZASYON TOPOLOJİSİ ve PDM KONTROLE DAYALI KGT SİSTEMİNE AİT DENEYSEL ÇALIŞMALAR

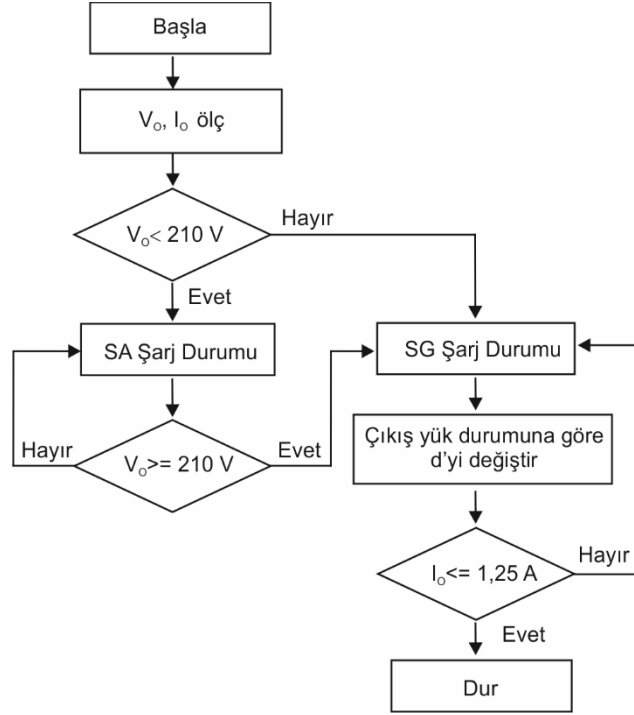
Tez çalışmasının bu aşamasında KGT şarj sistemi için deneysel çalışmalara yer verilmiştir. Deneysel çalışmalarında kullanılmak üzere tasarlanan devrenin genel blok diyagramı Şekil 6.1’de gösterilmiştir. Deneysel çalışmalar esnasında yapılan ölçümlerde verilen blok diyagramı kullanılmıştır.



Şekil 6.1: Tasarlanan KGT sisteminin blok diyagramı.

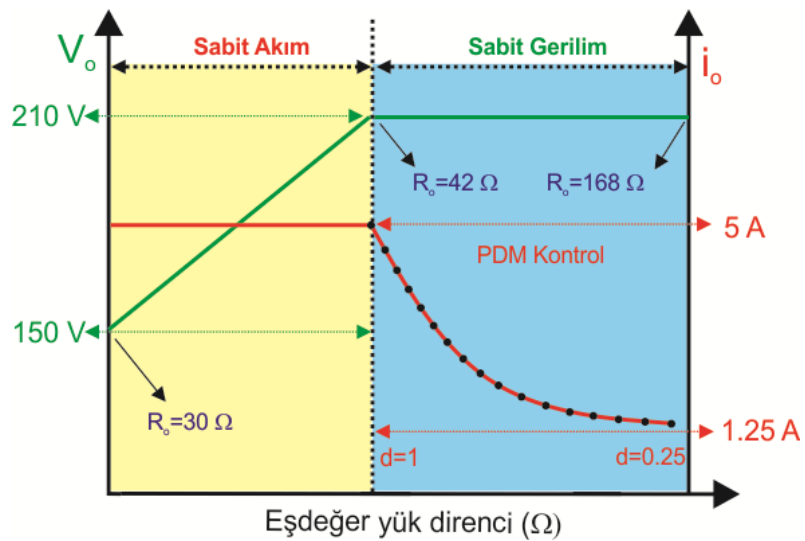
KGT sisteminin blok diyagramında verici (primer) taraf inverter 85 kHz sabit frekanslı %50 görev oranı ile çalışmaktadır. Sistemin giriş gerilimi 200 V olarak belirlenmiş olup, verici taraftaki enerji, verici ve alıcı kuplaj bobinleri vasıtasıyla alıcı tarafa aktarılmaktadır. Sistem, SA şarj durumunda 85 kHz anahtarlama frekansı ile verici taraf kontrollü olarak çalışmaktadır. Alıcı taraf S-BAR güç anahtarlarının sinyalleri SA şarj durumunda pasif hale getirilerek alıcı taraf tam dalga doğrultucu modunda çalıştırılmaktadır. Sistem hedeflenen 210 V çıkış gerilimi seviyesine ulaştığında SG şarj durumuna geçilmekte ve PDM kontrol aracılığıyla S-BAR güç anahtarlarına uygun PDM kontrol sinyalleri uygulanarak SG şarj kontrolü gerçekleştirilmektedir. Sistemde çıkış akım ve gerilim bilgisi mikrodenetleyici (STM32F4) ile alınmaktadır. Çıkış gerilimindeki değişime bağlı olarak uygun d

değeri mikrodenetleyici ile seçilerek FPGA girişine uygulanmaktadır. Çıkış yük direncinin %25'ine düştüğü durumda ($I_o = 1,25$ A) ise batarya şarj işlemi sonlanmaktadır. Tasarlanan sisteme ait akış şeması Şekil 6.2'de gösterilmiştir.



Şekil 6.2: SA -SG şarj kontrolü akış şeması

Deneysel çalışmalarda kullanılan batarya şarj profili SA ve SG şarj durumları için Şekil 6.3'te gösterilmiştir.



Şekil 6.3: Batarya şarj profili.

6.1 Verici ve Alıcı Bobin Tasarımı

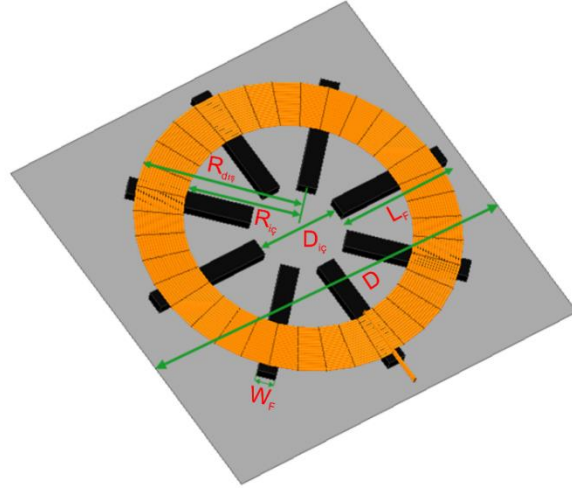
Deneysel çalışmalar aşamasında ilk olarak kuplaj bobinlerinin tasarımı gerçekleştirilmiştir. Kuplaj bobinlerinin tasarımı sistemin en önemli aşamasını oluşturmaktadır. Bu çalışmada 490 mm çapında bobin tasarımı gerçekleştirilmiştir. Deneysel çalışmalar esnasında, çift izolasyona sahip gerilim film ve iplik kaplamalı yaklaşık 4 kV gerilim dayanımına sahip 600 x 0,1 mm iletkenlerden oluşan litz teli kullanılmıştır. Litz telinin toplam kesit alanı yaklaşık 4 mm olarak ölçülmüştür. Litz teli kullanılarak deri etkisinin önüne geçilerek AC direncin düşürülmesi sağlanmıştır. Her iki bobin de 18 sarım sayısına sahip olacak şekilde tasarlanmıştır. Manyetik akıyı arttırmak ve kaçak akıları azaltmak için her bir kuplaj bobininde 16 adet (8x2) N87 ferrit malzemeye sahip 93 mm x 28 mm x 16 mm boyutlarındaki I tipi nüveler kullanılmıştır. Bu nüveler iki parça halinde birleştirilerek, her birinin uzunluğu 186 mm olacak şekilde 8'li nüve yapısı oluşturulmuştur. Bobinlerin ortak endüktansının bulunması için verici kuplaj bobinine sinüzoidal gerilim uygulanarak alıcı taraf açık devre gerilimi ölçülmüştür. Alıcı tarafta indüklenen gerilimin verici taraftan geçen akıya bölünmesiyle ortak endüktans değeri elde edilmiştir. Uygulamada kuplaj katsayısı iki şekilde belirlenebilmektedir. Birinci metotta, verici bobin açık devre gerilimi ve alıcı bobin akımları ölçülerek voltaj transfer oranı (V_{oc}/V_1) ile kuplaj katsayısı tespit edilir. İkinci metotta ise Denklem (6.3) kullanılarak ölçülen ortak endüktans ve kuplaj endüktansları vasıtasıyla kuplaj katsayısı tespit edilir. Test işlemleri sırasında kullanılan eşitlikler sırasıyla aşağıda verilmiştir.

$$V_{oc} = j\omega M I_p . \quad (6.1)$$

$$M = \frac{V_{oc}}{\omega I_p} . \quad (6.2)$$

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_p L_s}} . \quad (6.3)$$

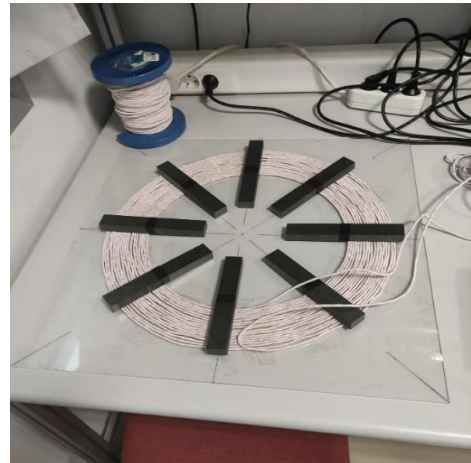
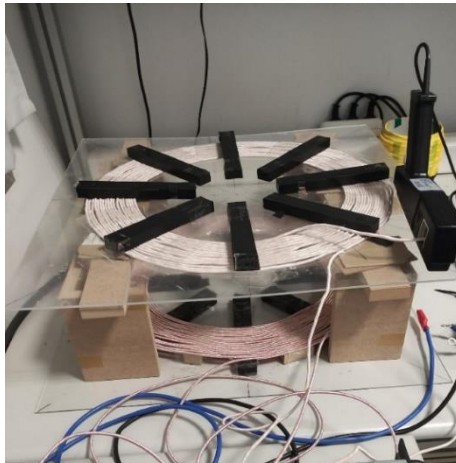
Tasarımı yapılan bobinlerin boyutları Şekil 6.4'te, bobin parametreleri ise Tablo 6.1'de verilmiştir. Tasarımı yapılan kuplaj bobinleri Şekil 6.5'te gösterilmiştir.



Şekil 6.4 Tasarımı yapılan verici ve alıcı kuplaj bobini ölçüleri.

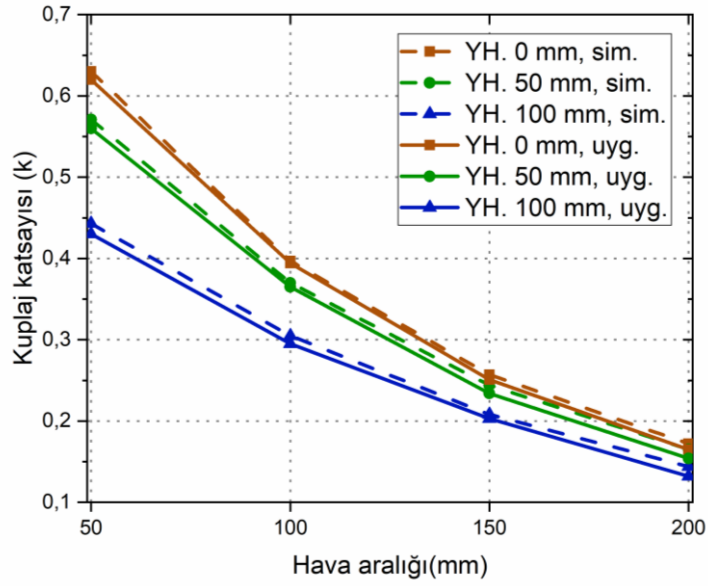
Tablo 6.1: Tasarımda kullanılan kuplaj bobini parametreleri.

Parametre	Değer
$R_{iç}$	170 mm
$R_{dış}$	245 mm
W_f	28 mm
L_f	186 mm
$D_{iç}$	140 mm
D	600 mm
Sarım sayısı	18
Ferrit nüve sayısı	8



Şekil 6.5: Tasarımı yapılan verici ve alıcı kuplaj bobinleri.

ANSYS-Maxwell programında yapılan 3 boyutlu sonlu elemanlar yöntemi analizi ile elde edilen simülasyon sonuçları, deneysel ölçüm sonuçları ile farklı yatay yanlış hizalanma (YH.) ve farklı hava aralığı mesafelerinde karşılaştırılmıştır. Elde edilen sonuçlar Şekil 6.6'da verilmiştir. Verici ve alıcı bobinlerin hava aralığı mesafesi 50 mm -100 mm-150 mm ve 200 mm, yatay yanlış hizalanma mesafesi 50 mm ve 100 mm olacak şekilde simülasyonu ve deneysel ölçümleri yapılmıştır.

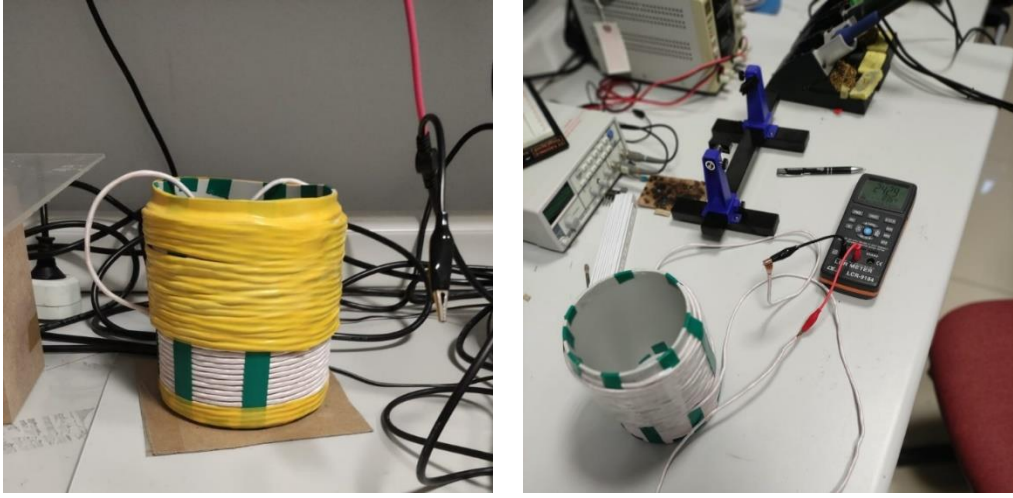


Şekil 6.6: Hava aralığına karşı kuplaj katsayısının farklı yanlış hizalanma (YH.) koşulları altında simülasyon ve deneysel değişimi (Yenil ve Cetin 2022^c).

Şekil 6.6'dan görülebileceği üzere 15 cm hava aralığında tam hizalanma durumunda (YH. 0 mm) analitik analiz bölümünde belirlenen 0,25 kuplaj katsayısı elde edilmiştir. Bu sonuçlar ile tasarlanan sistemin 15 cm hava aralığında çalışabileceği tespit edilmiştir. Sistemin 0,25 kuplaj katsayısında daha yüksek hava aralığı mesafelerinde çalışabilmesi için kullanılan ferrit nüvelerin sayısının artırılması, bobinin çapının büyütülmesi ya da farklı bobin geometrilerinin sisteme dahil edilmesi gibi çözümler üretilebilir. Ancak elektrikli araçlar için çalışma aralığının genellikle 10-25 cm aralığında olduğu düşünüldüğünde elde edilen hava aralığı belirlenen hedefler dahilindedir. Bu durumda tasarlanan sistem 15 cm de 0,25 kuplaj katsayısı ve 290 μ H verici ve alıcı kuplaj bobinleri değerleriyle çalışmaktadır.

6.2 Kompanzasyon Devresi Tasarımı

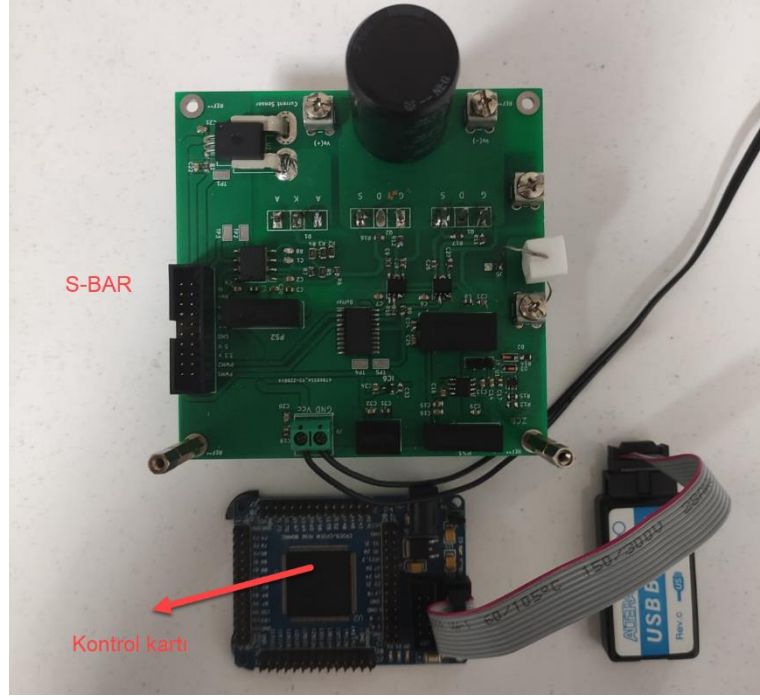
Verici taraf rezonans bobini tasarımı yapılırken, rezonanstan dolayı oluşan yüksek gerilimlerin uygulama da problem yaratma ihtimaline karşı önlem olarak hava nüveli yapı kullanılmıştır. Sarmal bobin yapısı, iki katmanlı olacak şekilde sarımı yapılmış ve gerekli izolasyon önlemleri alınmıştır. Simülasyon yoluyla tam yük altında (210 V-5 A) görülen yaklaşık 1260 V gerilim nedeniyle ferrit nüve kullanımı tercih edilmemiştir. Teorik olarak elde edilen 242 μ H değeri uygulama sonuçlarıyla da Şekil 6.7'deki gibi doğrulanmıştır.



Şekil 6.7: Verici taraf rezonans bobini tasarım aşamaları.

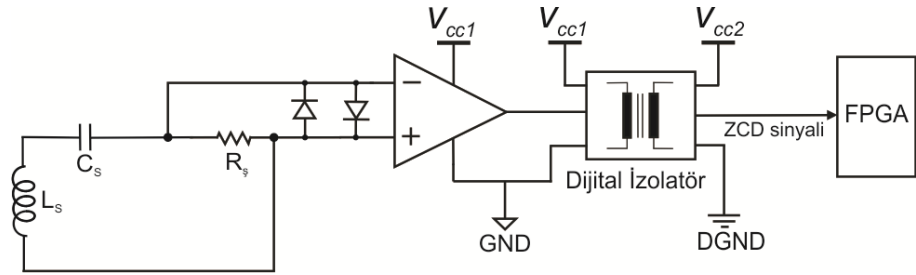
6.3 Güç Elektroniği Devre Tasarımları

Güç elektroniği devre tasarımı kapsamında, verici taraf inverter ve alıcı taraf S-BAR tasarımında kullanılan yarı iletken elemanlar Tablo 6.3'te gösterilmiştir. Tasarımı yapılan S-BAR devresi ve kontrol kartı Şekil 6.8'de gösterilmiştir. Alıcı tarafta S-BAR devresi tasarımında çıkış geriliminin okunabilmesi için AMC1100 entegresi, çıkış akımının okunabilmesi için ACS770LCB-050U alan etkili akım sensörü kullanılmıştır.



Şekil 6.8: S-BAR devresi ve kontrol kartı

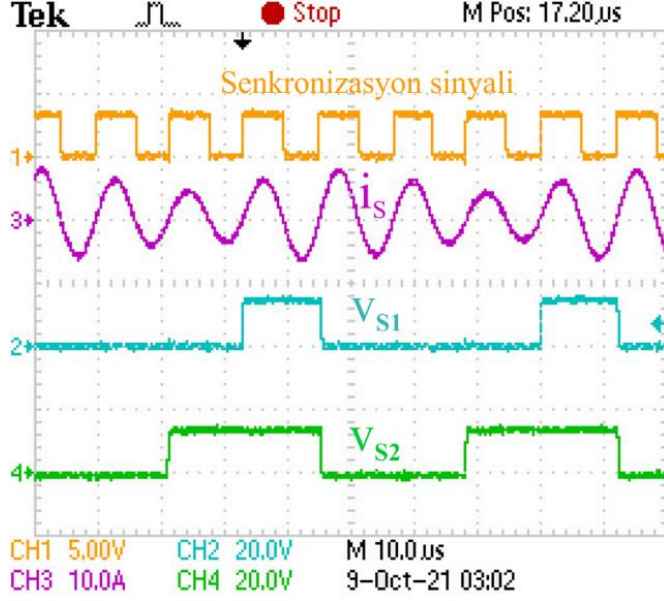
Alıcı (sekonder) taraf kontrolü için kritik nokta sistemin anahtarlama kayıplarını minimize etmek için sıfır geçiş algılama devresinin (ZCD) tasarlanmasıdır. Tasarlanan ZCD devresi sayesinde alıcı taraf akımı ile senkronize edilmiş olan kontrol sinyalleri üretilmektedir. Bu devre sayesinde PDM kontrolünün en önemli özelliği olan ZVS ve ZCS yumuşak anahtarlama koşulları SR_1 ve SR_2 için sağlanmaktadır. Dou ve diğ. (2020)'de sunulan çalışmadan yararlanılarak tasarımı yapılan ZCD devresi Şekil 6.9'da gösterilmiştir.



Şekil 6.9: ZCD devresi.

Alıcı taraf akımının sıfır noktasını yakalamak için şönt dirençler yaygın olarak kullanılmaktadır (Marxgut ve diğ. 2010; Dou ve diğ. 2020). Şekil 6.9'daki ZCD devresinde şönt direnç çıkışında yüksek hızlı LMV7219 karşılaştırıcı entegre kullanılmıştır. Entegrenin 7 nS propagasyon gecikmesine sahip olması akımın gecikme olmadan yakalanmasında önemli rol oynamaktadır. Karşılaştırıcı çıkışı

üretilen sinyal manyetik izolatörden (ADuM 1100) geçerek FPGA kartına giriş sinyali olarak uygulanmaktadır. Devreden ölçülen ZCD devresine ait senkronizasyon sinyali, alıcı taraf akımı ve test işleminde kullanılan her bir MOSFET için iki ayrı kontrol sinyali Şekil 6.10’da verilmiştir.

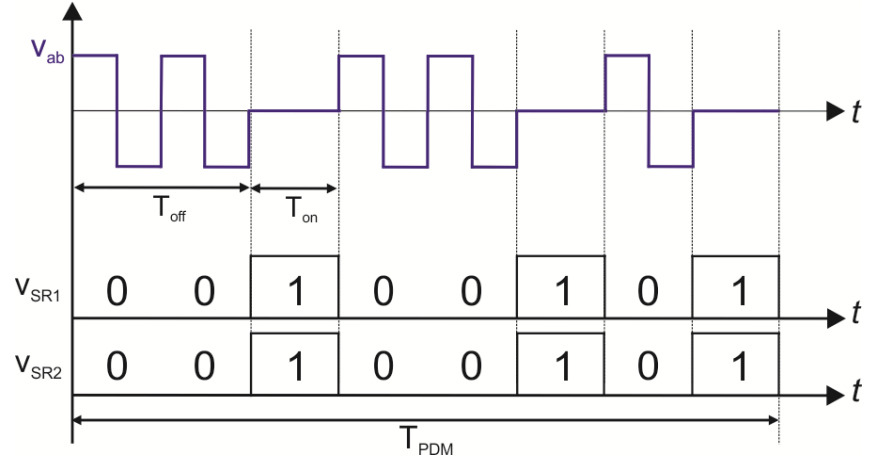


Şekil 6.10: ZCD devresi dalga şekilleri (Yenil ve Çetin 2022^a).

6.4 Kontrol Devresi Tasarımı

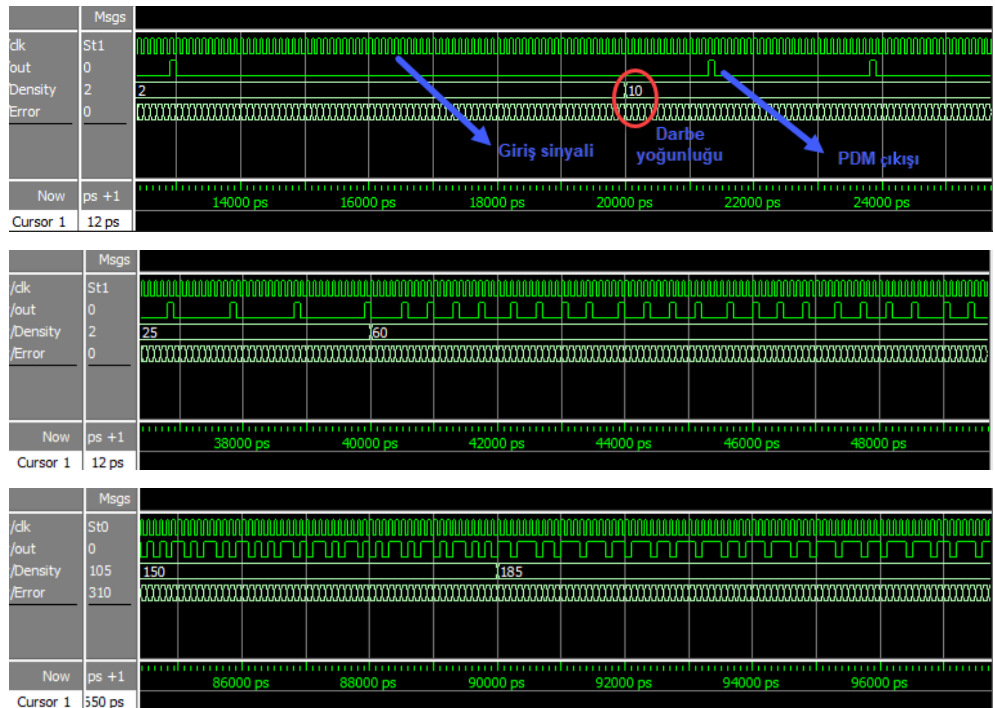
Alıcı tarafta PDM sinyallerinin S-BAR anahtarlarının alt kollarına doğru bir şekilde uygulanabilmesi için FPGA (Cyclone-II EP2C5T144) geliştirme kartı kullanılmıştır. ZCD devresi ile elde edilen alıcı taraf akımının sıfır noktası kontrol kartına giriş sinyali olarak uygulanmaktadır. Değişen yük durumuna göre çıkış gerilimi regülasyonunu sağlamak için FPGA bloğu içerisinde uygun PDM kontrol sinyalleri üretilerek S-BAR anahtarlarına uygulanmaktadır.

Alıcı tarafta PDM sinyallerin S-BAR anahtarlarına doğru bir şekilde uygulanabilmesi için Şekil 4.8’deki darbe dizisine uygun olacak şekilde PDM kontrol sinyalleri QUARTUS programı aracılığıyla FPGA içerisinde tanımlanmıştır. Değişen yük durumuna göre frekans bölücü ve paralel giriş seri çıkış (PISO) kaydedici yapıları aracılığıyla uygun PDM sinyalleri program içerisinde üretilmiştir. Örnek bir %62,5 yük durumu için S-BAR anahtarlarına uygulanan V_{SR1} ve V_{SR2} kontrol sinyalleri ile S-BAR giriş gerilimi dalga şekli Şekil 6.11’de gösterilmiştir.



Şekil 6.11: PDM kontrol sinyalleri %62,5 yük durumu.

Uygulamada yük direncinin değişim aralığına göre Şekil 6.11’de gösterilen PDM darbe dizisi çıkış gerilimi kontrolünde yeterli hassasiyeti sağlayamayabilir. Bu durumda yüksek çözünürlüklü PDM sinyallerinin elde edilmesi gerekebilir. 16’lı, 32’li darbe dizileri oluşturularak hassasiyet artırılabilir. Alternatif yaklaşım olarak, Şekil 4.9’daki modülatör yapısı ile yüksek çözünürlüklü düzensiz PDM darbe dizileri dijital olarak elde edilebilir. Bu amaçla, ModelSim programında Şekil 6.12’deki 256 örnekli PDM dizisi oluşturulmuştur. Burada, farklı darbe yoğunluk oranlarına sahip PDM çıkış sinyalleri FPGA ile S-BAR anahtarlarına uygulanarak çıkış gerilimi kontrolü yapılabilir. Tez kapsamında daha kolay uygulanabilir olması sebebiyle Şekil 4.8’deki darbe dizisine uygun 8’li PDM anahtarlama tablosu oluşturulmuştur.



Şekil 6.12: Yüksek çözünürlüklü PDM kontrol sinyalleri

6.5 Prototip Tasarımı

Şekil 6.1’de verilen blok diyagramdan faydalanılarak LC-S kompanzasyona dayalı elektrikli araçlar için geliştirilen KGT sisteminin test edilmesi amacıyla laboratuvarında 1,05 kW gücünde prototip oluşturulmuştur. SG şarj durumunda 85 kHz anahtarlama frekansında gerilim regülasyonu sağlanmıştır. Deneysel ölçümlerde elde edilen kuplaj bobin parametreleri Tablo 6.2’de gösterilmiştir. Deneysel çalışmalarda yükten bağımsız olarak SFA durumunda SA şarj çıkışı elde etmek için gerekli tasarım (Wang ve diğ. 2018)’den yararlanılarak elde edilmiştir. SG şarj durumu için S-BAR yapısı ve PDM kontrolü kullanılarak SG şarj performansı geniş bir yük aralığında iyileştirilmiştir. Kompanzasyon topolojisi parametreleri ve KGT sisteminde kullanılan yarı iletken elemanlar Tablo 6.3’te gösterilmiştir. Tasarlanan sistemde batarya davranışını simüle edebilmek için elektronik yük kullanılmıştır.

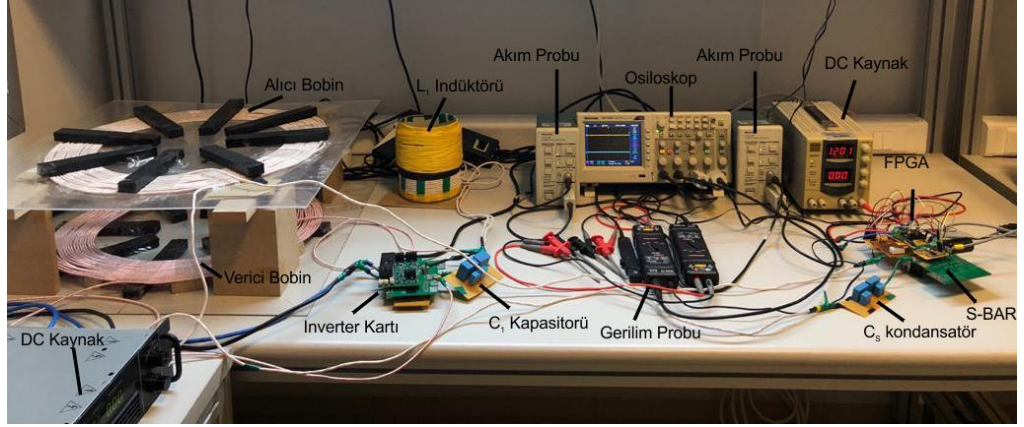
Tasarımı yapılan tüm sistem bileşenleri bir araya getirildikten sonra oluşturulan KGT sistemine ait uygulama devresi Şekil 6.13’te verilmiştir.

Tablo 6.2: Ölçülen kuplaj bobini parametreleri.

L_p, L_s	Verici ve alıcı bobin öz endüktansları	290 μH
N_{L_p}, N_{L_s}	Sarım sayısı	18
M	Ortak indüktans	72.5 μH
R_{ac}	Verici ve alıcı bobin AC dirençleri	0.164 Ω
k	Kuplaj katsayısı	0.25

Tablo 6.3: Kompanzasyon topolojisi parametreleri ve kullanılan yarı iletken elemanlar.

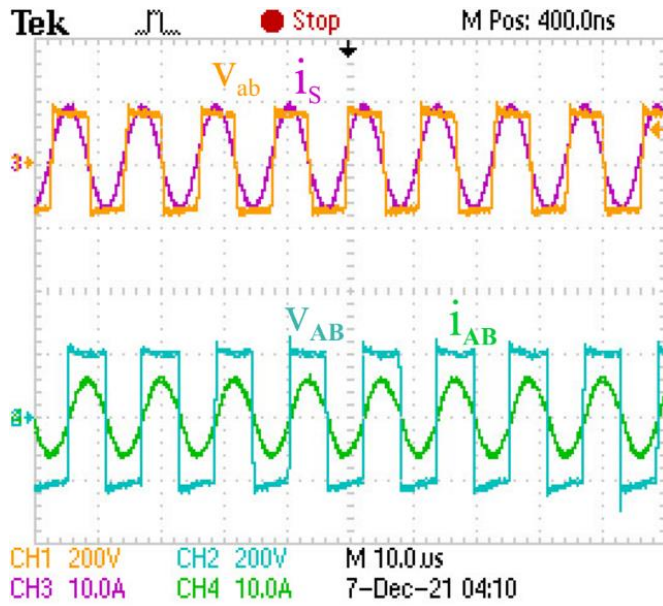
Parametre		Değerler
L_1	Rezonans bobini	242 μH
C_1	Rezonans kondansatörü	26.6 nF
C_s	Rezonans kondansatörü	13.6 nF
$S_1 - S_4$	C2M0040120D	1200 V, 60 A, $R_{DS(on)}=40 \text{ m}\Omega$
$D_1 - D_2$	C3D20065D	650 V, 10 A, $V_{FW}=1.8 \text{ V}$
$SR_1 - SR_2$	IXFK34N80	800 V, 34 A, $R_{DS(on)}=0.24 \Omega$



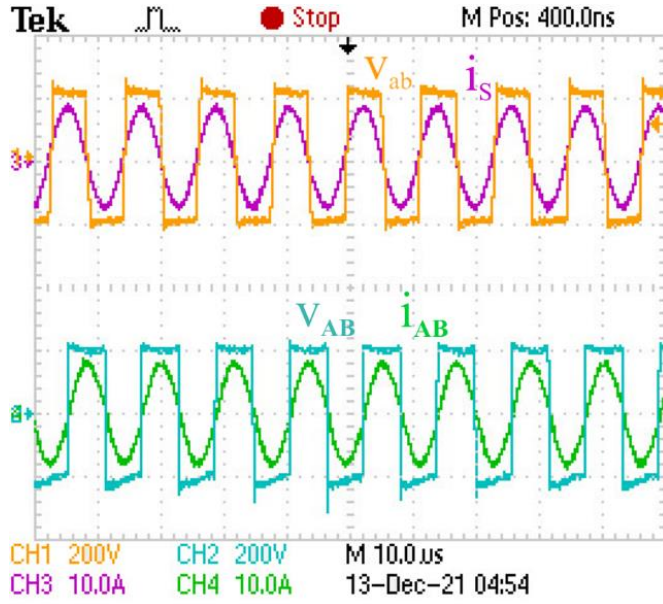
Şekil 6.13: Tasarlanan KGT sistemine ait uygulama devresi (Yenil ve Cetin 2022^b).

6.6 Deneysel Ölçümler

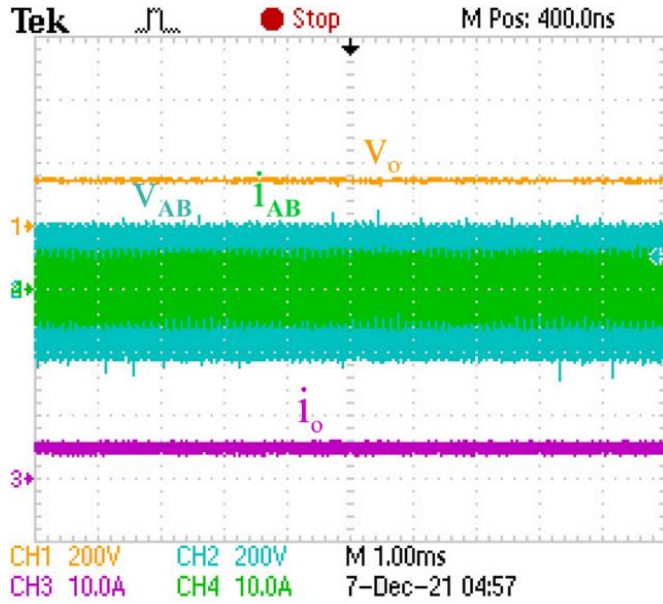
LC-S kompanzasyon topolojisi yükten bağımsız olarak rezonans frekansında (85 kHz) SA çıkış verebilmektedir. Deneysel çalışmalarda öncelikli olarak, SA şarj durumu için 85 kHz’de deneysel sonuçlar elde edilmiştir. Daha sonra SG şarj durumu için PDM yöntemi yine 85 kHz anahtarlama frekansında S-BAR üzerinden uygulanarak deneysel sonuçlar alınmıştır. Uygulama devresinden alınan osiloskop görüntüleri sırasıyla Şekil 6.14-6.25’te gösterilmiştir.



Şekil 6.14: SA şarj başlangıç yükü durumunda inverter çıkış akım ve gerilimleri (V_{AB} , i_{AB}) ile S-BAR giriş akım ve gerilimleri (V_{ab} , i_s), ($R_o=30\ \Omega$, $V_o=150\ V$, $I_o=5\ A$).



Şekil 6.15: SA şarj tam yük durumunda inverter çıkış akım ve gerilimleri (V_{AB} , i_{AB}) ile S-BAR giriş akım ve gerilimleri (V_{ab} , i_s), ($R_o=42\ \Omega$, $V_o=210\ V$, $I_o=5\ A$), (Yenil ve Cetin 2022^b).



Şekil 6.16: SA şarj başlangıç yükü durumunda inverter çıkış akım ve gerilimleri (V_{AB} , i_{AB}) ile sistemin çıkış akım ve gerilimleri ($R_o=30\ \Omega$, $V_o=150\ V$, $I_o=5\ A$).

Şekil 6.14 ve 6.15'te SA şarj durumu için inverter çıkış akım ve gerilimleri (V_{AB} , i_{AB}) ile S-BAR giriş akım ve gerilimleri (V_{ab} , i_s) gösterilmiştir. Her iki şekilde de KGT sistemi SA şarj durumunda çalıştığı için i_s akımının tepe değeri I_{S1} yaklaşık olarak 8 A olarak elde edilmiştir. Denklem (2.47)'deki eşitlikten faydalanılarak çıkış akımının yaklaşık 5,09 A olduğu analitik olarak elde edilmektedir.

Şekil 6.16’da başlangıç yük durumu için elde edilen akım ve gerilim regülasyon sonuçlarından sistemin istenilen yaklaşık 150 V başlangıç geriliminde ve 5,0 A sabit çıkış akımında çalıştığı görülebilir.

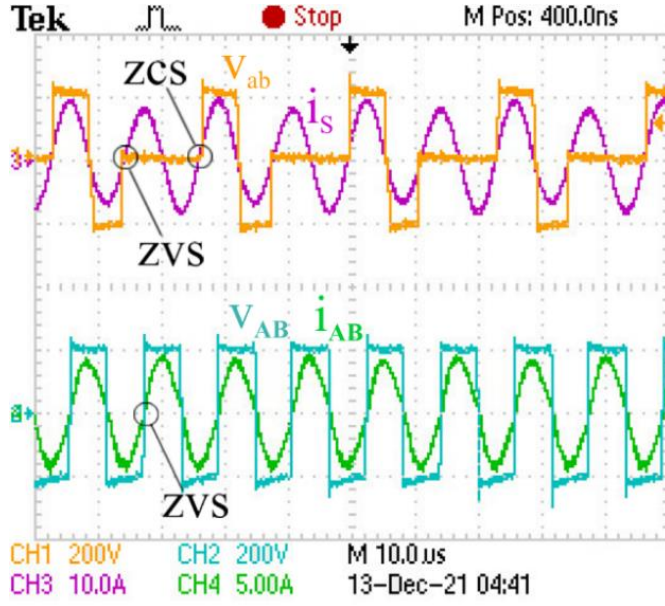
SA şarj durumunda KGT sistemin güç kayıplarını verici taraf inverter anahtarlama ve iletim kayıpları, rezonans bobini bakır kayıpları, kuplaj bobinleri kayıpları ile kullanılan ferrit nüvelerin kayıpları, alıcı taraf S-BAR anahtarlama ve iletim kayıpları ile diğer kayıplar oluşturmaktadır. SA şarj durumunda KGT sisteminin ölçülen verim değerleri, analiz ve simülasyon sonuçları ile karşılaştırmalı olarak Tablo 6.4’te gösterilmiştir. Elde edilen bu sonuçlardan analiz ve simülasyon sonuçlarının birbiriyle uyumlu olduğu, deneysel sonuçlarla da bu sonuçların büyük oranda örtüştüğü gözlenmiştir.

Tablo 6.4: SA şarj durumunda verim değerleri.

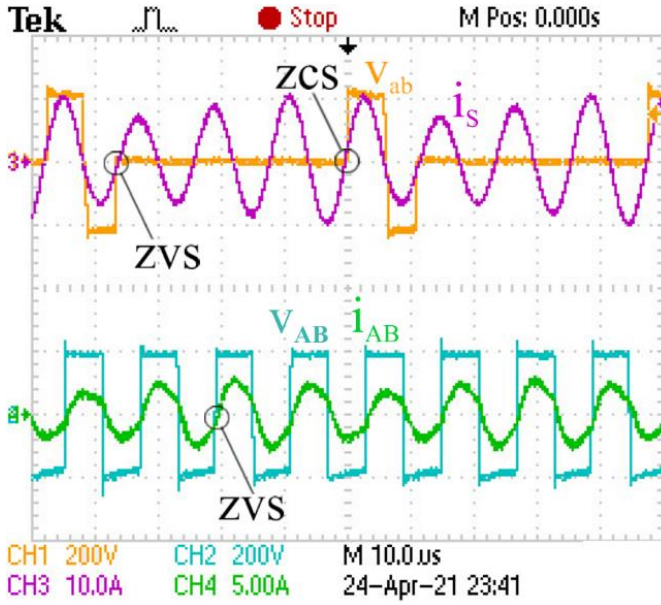
Yük durumu	Analiz	Simülasyon	DeneySEL
30 Ω	%93,7	%93,9	%92,4
34 Ω	%94,1	%94,1	%92,3
38 Ω	%94,4	%94,2	%92,3
42 Ω	%94,5	%94,3	%91,9

SG şarj durumunda sırasıyla %50 ve %25 yük durumları için ölçülen inverter çıkış akım ve gerilimleri (v_{AB} , i_{AB}) ile S-BAR giriş akım ve gerilimleri (V_{ab} , i_s) Şekil 6.17 ve Şekil 6.18’de verilmiştir. Ölçüm sonuçlarına göre hem inverter hem S-BAR için yumuşak anahtarlama sağlanmaktadır. Burada çıkış gerilimi regülasyonunu sağlamak için d sırasıyla %50 yük durumu için 0,5, %25 yük durumu için 0,25 olarak uygulanmıştır.

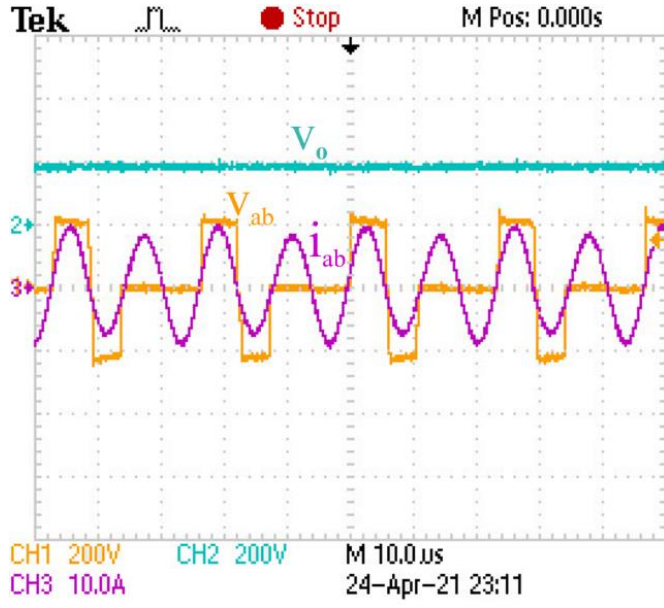
Tasarlanan KGT sisteminin çıkış gerilimi regülasyon performansını görebilmek için tam yük ve %25 yük durumlarında test işlemleri yapılmıştır. Elde edilen sonuçlar Şekil 6.19 ile Şekil 6.22 arasında gösterilmiştir. Burada sistemin maksimum çıkış gerilimi tam yük durumunda 210 V, %25 yük durumunda 205 V olarak elde edilmiştir. Yük değişimine bağlı olarak çıkış gerilimindeki değişme oranı %2,38 olarak elde edilmiştir.



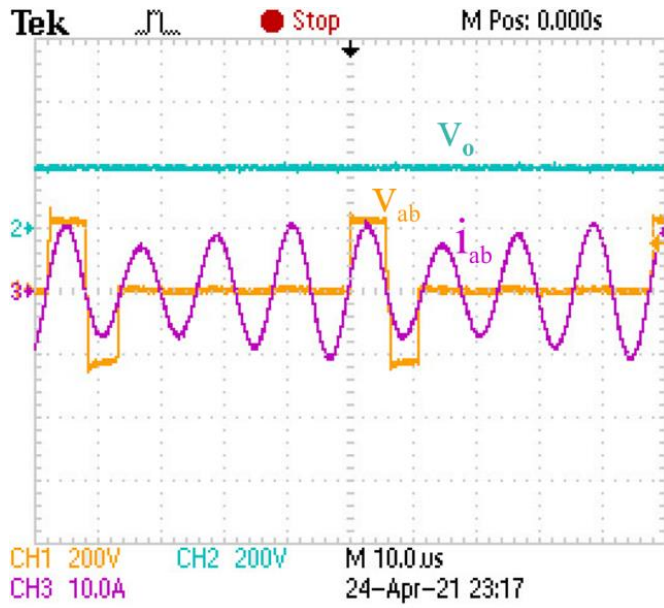
Şekil 6.17: SG şarj durumunda %50 yük durumu için inverter çıkış akım ve gerilimleri (V_{AB} , i_{AB}) ile S-BAR giriş akım ve gerilimleri (V_{ab} , i_s), ($R_o=84 \Omega$, $V_o=210 \text{ V}$).



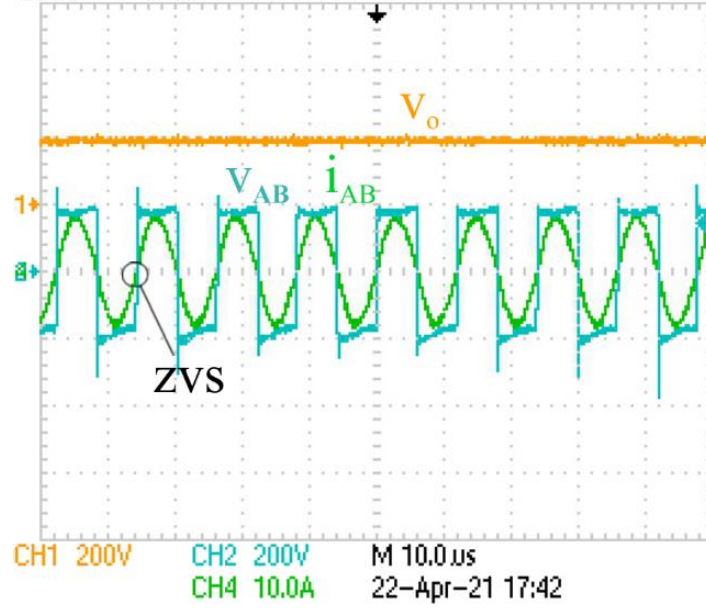
Şekil 6.18: SG şarj durumunda %25 yük durumu için inverter çıkış akım ve gerilimleri (V_{AB} , i_{AB}) ile S-BAR giriş akım ve gerilimleri (V_{ab} , i_s), ($R_o=84 \Omega$, $V_o=205 \text{ V}$).



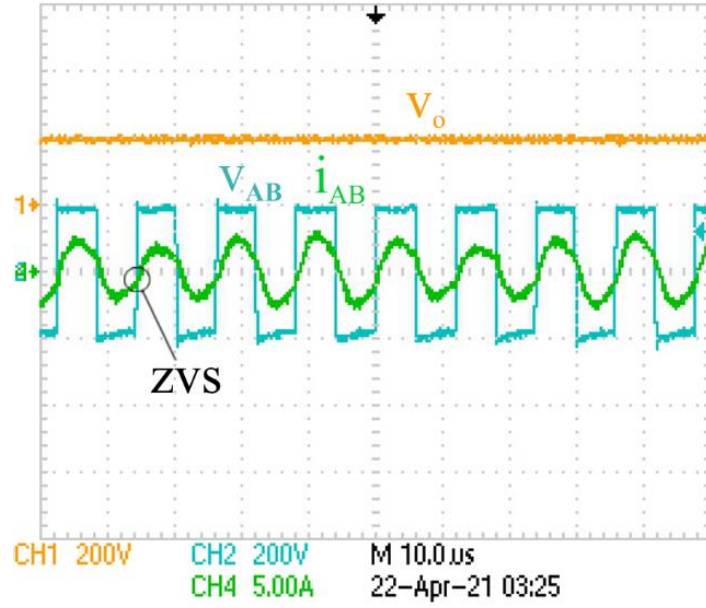
Şekil 6.19: SG şarj durumunda %50 yük durumu için çıkış gerilimi (V_o) ile S-BAR giriş akım ve gerilimleri (V_{ab} , i_s), ($R_o= 84 \Omega$, $V_o=210$ V).



Şekil 6.20: SG şarj durumunda %25 yük durumu için çıkış gerilimi (V_o) ile S-BAR giriş akım ve gerilimleri (V_{ab} , i_s), ($R_o= 168 \Omega$, $V_o=205$ V).



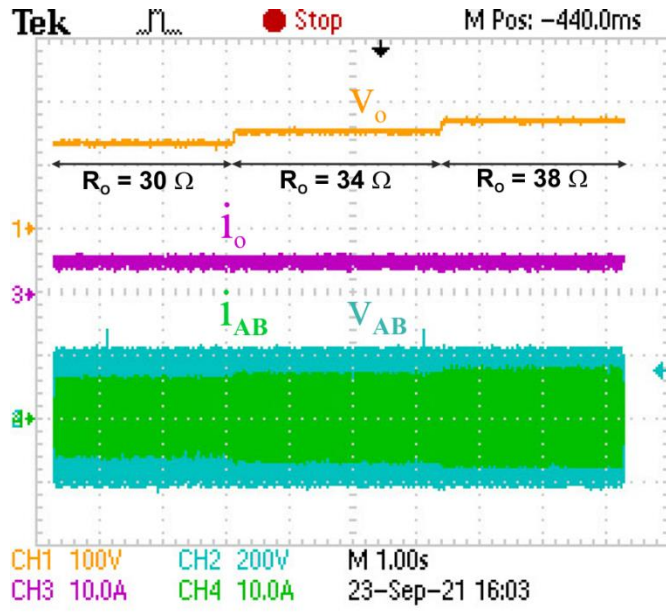
Şekil 6.21: SG şarj tam yük durumunda inverter çıkış akım ve gerilimleri (V_{AB} , i_{AB}) ile sistemin çıkış gerilimi (V_o), (Yenil ve Cetin 2022^b).



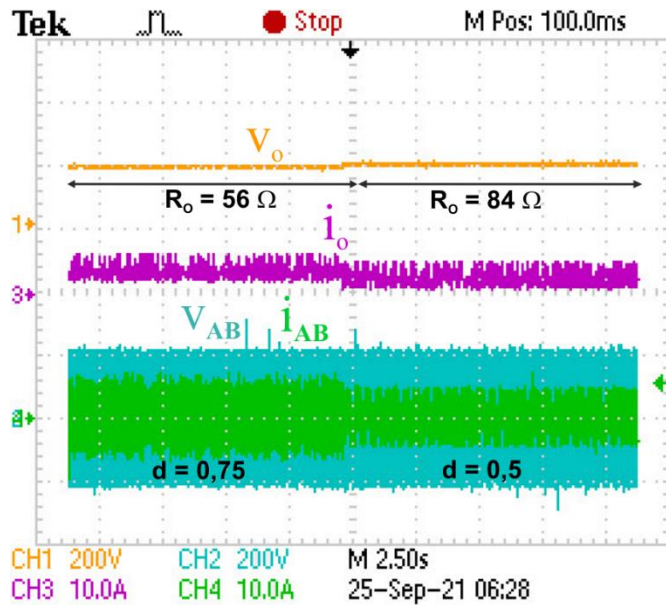
Şekil 6.22: SG şarj %25 yük durumunda inverter çıkış akım ve gerilimleri (V_{AB} , i_{AB}) ile sistemin çıkış gerilimi (V_o), (Yenil ve Cetin 2022^b).

KGT sisteminin dinamik cevabının belirlenmesi amacıyla değişken yük durumlarında test işlemleri gerçekleştirilmiştir. Hem SA hem SG şarj durumunda 85 kHz’de çalışma gerçekleştirilmiştir. Elde edilen sonuçlar SA şarj durumu için Şekil 6.23’te, SG durumu için Şekil 6.24’te gösterilmiştir. SA şarj durumunda yük sırasıyla 30 Ω , 34 Ω , 38 Ω olarak uygulanmıştır. Beklenildiği gibi bu şarj durumunda çıkış gerilimi kademe kademe artarken, çıkış akımı sabit kalmıştır. SG şarj durumu için 56 Ω ve 84 Ω olmak üzere iki ayrı yük durumu sisteme uygulanmıştır. Bu şarj

durumunda gerilim beklenildiği gibi sabit tutulmuş olup çıkış akımı 3,75 A'den 2,5 A'ye değişim göstermiştir. Sistemde çıkışta sadece filtre kondansatörü kullanıldığı için çıkış akımları salınımlı gözükmemektedir. Haricen bir filtre endüktansı tasarımı ile devredeki çıkış akımı salınımları giderilebilir. SG şarj durumunda sistemin gerilim regülasyonu performansı incelendiği için sisteme filtre endüktansı dahil edilmemiştir.

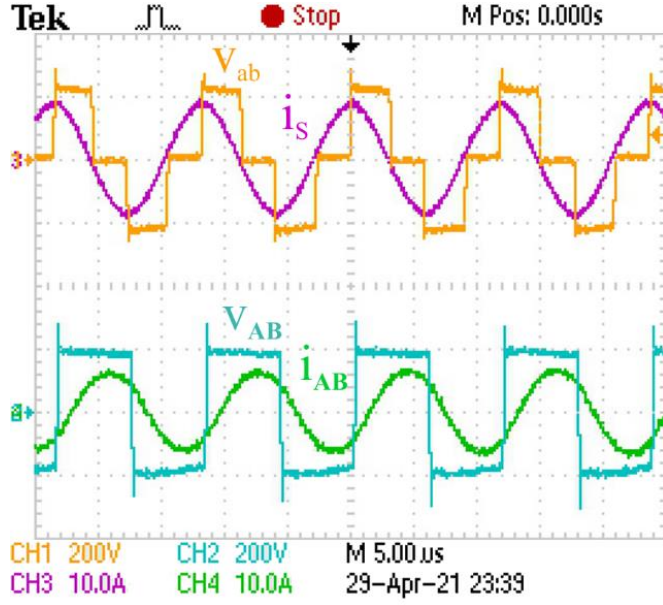


Şekil 6.23: SA şarj durumunda sistemin dinamik cevabı.



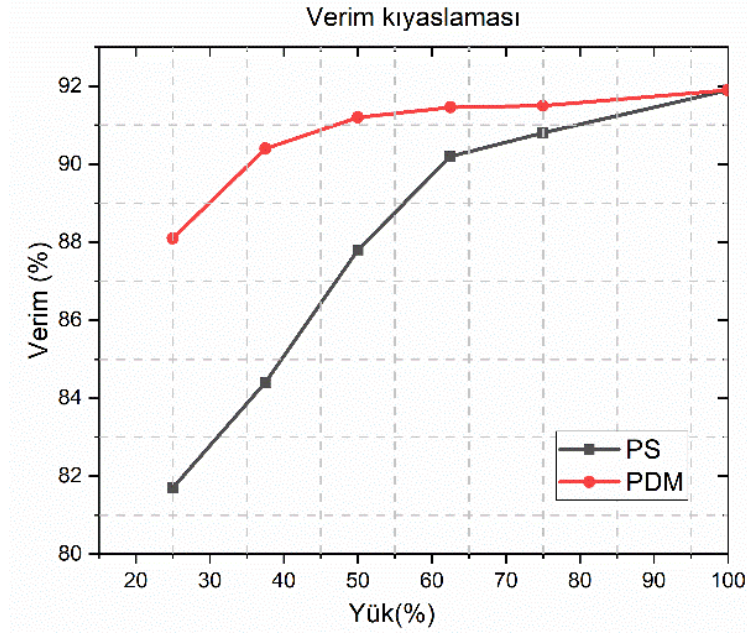
Şekil 6.24: SG şarj durumunda sistemin dinamik cevabı.

Deneysel çalışmalardan elde edilen sonuçlara göre çıkış akım ve gerilim değerleri istenilen değerlere çok yakın bir şekilde elde edilmiştir. Önerilen sistem için PDM yöntemi SG şarj durumunda başarılı bir şekilde uygulanmıştır. Deneysel çalışmalarda literatürde sıklıkla kullanılan PS yöntemi ayrıca denenmiş ve elde edilen sonuç %50 yük durumu için Şekil 6.25'te sunulmuştur.



Şekil 6.25: SG şarj durumunda PS kontrolü ile %50 yük durumu için inverter çıkış akım ve gerilimleri (V_{AB} , i_{AB}) ile S-BAR giriş akım ve gerilimleri (V_{ab} , i_s), ($R_o=84 \Omega$, $V_o=210 \text{ V}$).

Elde edilen deneysel sonuçlardan PDM yönteminin PS yöntemine göre inverter gerilim ve akımları arasında oluşan faz farkını ciddi bir şekilde giderdiği görülebilmektedir. Ayrıca, PDM kontrolü ile alıcı tarafta S-BAR anahtarlarının yumuşak anahtarlama ile çalışması sağlanarak anahtarlama kayıpları azaltılmıştır. Bu sayede daha yüksek verimli bir şarj işlemi mümkün olmaktadır. Uygulamada verim ölçümü için verici inverter girişindeki güç kaynağından alınan doğru gerilim ve akım değerleri ile alıcı tarafta elektronik yük üzerinden alınan çıkış gerilim ve akım değerleri kullanılmıştır. Çıkış gücünün giriş gücüne oranı hesaplanarak verim değerleri elde edilmiştir. Her iki yönteme ait verim kıyaslaması Şekil 6.26'da sunulmuştur.



Şekil 6.26: SG şarj farklı yük durumlarında PS ve PDM kontrolünün verim kıyaslaması, (Yenil ve Cetin 2022^b).

Elektrikli araçlar için LC-S kompanzasyona dayalı KGT sisteminden elde edilen sonuçlardan PDM kontrolün S-BAR anahtarlara uygulanmasıyla SG şarj performansının PS kontrole göre geniş bir yük aralığında iyileştirilebileceği anlaşılmıştır. PDM ile alıcı tarafta S-BAR anahtarları için ZVS ve ZCS koşulları sağlanarak PS'ye göre anahtarlama kayıpları azaltılmaktadır. PDM yöntemi S-BAR anahtarlarının darbe yoğunluk oranını verici taraf parametrelerinden bağımsız olarak değiştirerek çıkış gerilimi regülasyonunu sağlamaktadır. Ayrıca, SG şarj kontrolü sadece alıcı tarafta yapıldığı için verici ve alıcı taraf arası kablosuz haberleşme modülü ihtiyacı ortadan kalkmaktadır. PDM kontrolde d 'nin 0,25'in altına düşmesi durumunda inverter çıkış ve S-BAR giriş akımlarındaki salınımların artış göstermesi önerilen sistemin bir dezavantajı olarak görülebilir. Deneysel çalışmalar sonucunda, çıkış gerilimi regülasyonu yaklaşık 210 V olarak sağlanmıştır. Deneysel çalışmaların son aşamasında, PDM kontrolüne dayalı KGT sistemi ile yaygın kullanılan PS yöntemleri karşılaştırılmış, %25 yük durumunda PDM ile %6,4 verim artışı sağlanmıştır. Sistemin tam yük verimi %91,9 olarak elde edilmiştir.

7. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında alıcı tarafta S-BAR devre yapısı ve PDM kontrolü içeren elektrikli araç kablosuz şarj sisteminin tasarımı amaçlanmıştır. Bu amaçla tasarlanan sisteme ait simülasyon ve deneysel çalışmaları sunulmuştur. Simülasyon ve deneysel çalışmalardan elde edilen sonuçlara göre KGT sistemi SA şarj durumunda 85 kHz anahtarlama frekansında çalıştırılmıştır. SG şarj durumunda ise alıcı tarafta PDM kontrolü uygulanarak yine 85 kHz sabit anahtarlama frekansında verici taraf inverter kontrol parametrelerinden bağımsız olarak çalışması gerçekleştirilmiştir. Bu sayede hem verici taraf inverter hem de alıcı taraf S-BAR anahtarları için geniş bir yük aralığında yumuşak anahtarlama altında çalışma sağlanmıştır. Dolayısıyla geliştirilen yöntem sayesinde hem inverter hem S-BAR anahtarları için anahtarlama kayıpları minimize edilerek yüksek verimli bir çalışma gerçekleştirilmiştir. Ayrıca SA ve SG şarj kontrolü verici taraftan bağımsız olarak S-BAR üzerinden yapıldığı için verici ve alıcı taraf arasında haberleşme modülü kullanımına ihtiyaç kalmamaktadır.

Tez kapsamında öncelikle SA şarj durumu için LC-S kompanzasyon topolojisinin 85 kHz rezonans frekansında SFA koşulunu sağlayacak şekilde analitik analizi yapılmıştır. Yapılan analitik analiz neticesinde SA şarj durumu için topoloji parametreleri belirlenmiştir. SA şarj süresince KGT sistemi alıcı tarafta S-BAR alt kollarındaki MOSFET'ler kesimde tutularak tam dalga doğrultucu modunda çalıştırılmıştır. SG şarj durumuna geçildiğinde ise tam dalga doğrultucu modundan çıkılarak S-BAR çalışma durumuna geçilmiş ve PDM kontrol sinyalleri S-BAR anahtarlarına çıkış yük durumuna bağlı olarak önceden tanımlanmış olan PDM darbe dizisine uygun olarak uygulanmıştır.

Tez kapsamında maksimum 1,05 kW gücünde tasarımı yapılan KGT sistemi prototipinin 15 cm hava aralığında tam yük durumunda %91,9 verim ile çalışması sağlanmıştır. Çıkış gücü tam yük değerinin %25'ine düştüğünde KGT sisteminin verimi deneysel olarak %88,1 olarak ölçülmüştür. KGT sisteminin maksimum verimi ise SA şarj durumunda %92,4 olarak elde edilmiştir. Sunulan sistemin daha yüksek güç seviyelerinde tasarlanması durumunda rezonans elemanları üzerindeki gerilim

stresleri artabilmektedir. Dolayısıyla devre tasarımının bu doğrultuda yapılması ve güç seviyelerinin bu doğrultuda belirlenmesi gerekmektedir.

Tez kapsamında PDM yöntemi yüksek mertebeli bir topolojiye adapte edilmiştir. PDM yöntemi elektrikli araçlarda yaygın kullanılan diğer yüksek mertebeli topolojilere farklı PDM yöntemleri kullanılarak S-BAR üzerinden uygulanabilir.

LC-S kompanzasyon topolojisi SA çıkış karakteristiğine sahip bir topolojidir. PDM yönteminin SA çıkış karakteristiğine sahip diğer topolojilere S-BAR üzerinden uygulanarak SG şarj durumu için yüksek verimde çalışma sağlayabilir. Bu sayede çıkış akım ve gerilimin kontrolü için ilave bir DC-DC dönüştürücü kullanımı ortadan kaldırılmış olacaktır. PDM kontrolde hafif yük durumlarında inverter çıkış ve S-BAR giriş akım ve gerilim salınımlarının artması ve ara yük değerlerinde sabit gerilim şarj kontrolünün sağlanabilmesi için farklı PDM kontrol yaklaşımlarının gerekli olması sunulan sistemin dezavantajı olarak görülebilir.

Elektrikli araç kablosuz şarj sistemlerinde verici ve alıcı bobinlerin birbirine tam hizalanması oldukça zor olmaktadır. Statik şarj uygulamaları için yatayda ve dikeyde yanlış hizalanma çok geniş bir aralıkta olmasa da özellikle araç hareket halinde şarjda yanlış hizalanma kaçınılmaz olmaktadır. Bu durum KGT sistemi performansını oldukça düşürmektedir. PDM yöntemi bu noktada değişen kuplaj ve yük değerlerine bağlı olarak gerekli kontrolü S-BAR üzerinden sağlayabilir.

PDM yöntemi aktif ve pasif çalışma modlarında çalışmaktadır. Pasif mod çalışma durumunda özellikle hafif yüklerde uzun bekleme süresinden dolayı verici tarafta inverter çıkış akımları ve KGT sisteminin çıkış gerilimi salınımları ciddi oranda artabilmektedir. İlerleyen çalışmalarda bu durum kalite faktörünün optimizasyonu ile azaltılabilir. Ayrıca yeni PDM darbe dizileri oluşturularak hem inverter tarafında hem S-BAR tarafında akım ve gerilim salınımları azaltılabilir.

İlerleyen çalışmalarda PDM yöntemi hem verici taraf hem alıcı taraftan uygulanarak iki yönlü çalışma yapılabilir. Ayrıca iki yönlü çalışma durumunda şebekeden elektrikli aracın şarj edilmesi, ya da elektrikli araçtan şebekeye enerji aktarımı yapılabilmesi mümkün olabilecektir.

8. KAYNAKLAR

Aditya, K., "Design and implementation of an inductive power transfer system for wireless charging of future electric transportation", Ph.D Thesis, *University of Ontario Institute of Technology*, Ontario, (2016).

Ağçal, A., "Yeni bir kapalı çevrim algoritmalı yüksek verimli kablosuz enerji transferi sistemi tasarımı ve uygulaması", Doktora tezi, *Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, İstanbul, (2017).

Ahmad, A., Alam, M. S. and Chabaan, R., "A comprehensive review of wireless charging technologies for electric vehicles", *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 4 (1), 38-63, (2018).

Ann, S. and Lee, B. K., "Analysis of impedance tuning control and synchronous switching technique for a semibridgeless active rectifier in inductive power transfer systems for electric vehicles", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 36 (8), 8786-8798, (2021).

Berger, A., Agostinelli, M., Vesti, S., Oliver, J. A., Cobos, J. A. and Huemer, M., "A wireless charging system applying phase-shift and amplitude control to maximize efficiency and extractable power", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30 (11), 6338-6348, (2015).

Cetin, S. and Demirci, Y. E., "High-efficiency LC-S compensated wireless power transfer charging converter for implantable pacemakers", *International Journal of Circuit Theory and Applications*, 50 (1), 122-134, (2022).

Cetin, S. and Yenil. V., "High efficiency constant voltage control of LC/S compensated wireless power transfer converter based on pulse density modulation control", *International Journal of Electronics*, 1-19, (2021^a).

Cetin, S. and Yenil, V., "Implementation of constant current and constant voltage charging control of a wireless charging converter", *International Journal of Electronics*, 109 (6), 935-952, (2022).

Cetin, S. and Yenil, V., "Performance evaluation of constant current and constant voltage charge control modes of an inductive power transfer circuit with double-sided inductor-capacitor-capacitor and inductor-capacitor/series compensations for electrical vehicle battery charge applications",

Transactions of the Institute of Measurement and Control, 43 (8), 1710-1721, (2021^b).

Cha, H. R., Kim, R. Y., Park, K. H. and Choi, Y. J., "Modeling and control of double-sided LCC compensation topology with semi-bridgeless active rectifier for inductive power transfer system", *Energies*, 12 (20), 3921, (2019).

Chen, Y., Zhang, H., Park, S. J. and Kim, D. H., "A switching hybrid LCC-S compensation topology for constant current/voltage EV wireless charging", *IEEE Access*, 7, 133924-133935, (2019).

Choi, S. Y., Gu, B. W., Jeong, S. Y. And Rim, C. T., "Advances in wireless power transfer systems for roadway-powered electric vehicles", *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 3 (1), 18-36, (2015).

Colak, K., Asa, E., Bojarski, M., Czarkowski, D. and Onar, O. C., "A novel phase-shift control of semibridgeless active rectifier for wireless power transfer." *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30 (11), 6288-6297, (2015).

Covic, G. A. and Boys, J. T., "Modern trends in inductive power transfer for transportation applications", *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 1 (1), 28–41, (2013).

Diekhans, T. and De Doncker, R. W., "A dual-side controlled inductive power transfer system optimized for large coupling factor variations and partial load", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30 (11), 6320-6328, (2015).

Dou, Y., Liu, Y., Huang, X., Ouyang, Z. and Andersen, M. A., "An active-rectification based communication free inductive power transfer for battery charging system with soft-switching capability", *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 1627-1633, (2020).

Esteve, V., Jordan, J., Sanchis-Kilders, E., Dede, E. J., Maset, E., Ejea, J. B., and Ferreres, A., "Enhanced pulse-density-modulated power control for high-frequency induction heating inverters", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(11), 6905-6914, (2015).

Esteve, V., Sanchis-Kilders, E., Jordán, J., Dede, E. J., Cases, C., Maset, E., and Ferreres, A., "Improving the efficiency of IGBT series-resonant inverters using pulse density modulation", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(3), 979-987, (2011).

Fan, M., Shi, L., Yin, Z. and Li, Y., "A novel pulse density modulation with semi-bridgeless active rectifier in inductive power transfer system for rail vehicle", *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*, 1 (4), 397-404, (2017).

Fan, M., Shi, L., Yin, Z., Jiang, L. and Zhang, F., "Improved pulse density modulation for semi-bridgeless active rectifier in inductive power transfer system", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34 (6), 5893-5902, (2019).

Fu, M., Ma, C. and Zhu, X., "A cascaded boost–buck converter for high efficiency wireless power transfer systems", *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 10 (3), 1971–1980, (2014).

Fu, M., Zhang, T., Zhu, X., Luk, P. and Ma, C., "Compensation of cross coupling in multiple-receiver wireless power transfer systems", *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 12 (2), 474–482, (2016).

Gati, E., Kampitsis, G. and Manias, S., "Variable frequency controller for inductive power transfer in dynamic conditions", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32 (2), 1684-1696, (2017).

Gürbüz, F., Sürgevil, T. and Boztepe, M., "Analysis and design of a secondary-side controlled active rectifier for wireless battery charging application", *10th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*, 406-410, (2017).

Hoang, H., Lee, S., Kim, Y., Choi, Y. and Bien, F., "An adaptive technique to improve wireless power transfer for consumer electronics", *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 58 (2), 327-332, (2012).

Hou, J., Chen, Q., Wong, S. C., Chi, K. T. and Ruan, X., "Analysis and control of series/series-parallel compensated resonant converter for contactless power transfer", *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 3 (1), 124-136, (2015).

Hu, H., Cai, T., Duan, S., Zhang, X., Niu, J. and Feng, H., "An optimal variable frequency phase shift control strategy for ZVS operation within wide power range in IPT systems", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35 (5), 5517-5530, (2020).

Huang, Z., Wong, S. C. and Chi, K. T. "An inductive-power-transfer converter with high efficiency throughout battery-charging process", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34 (10), 10245-10255, (2019).

Hui, S. R. and Ho, W. W. "A new generation of universal contactless battery charging platform for portable consumer electronic equipment", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 20 (3), 620-627, (2005).

Kan, T., Lu, F., Nguyen, T. D., Mercier, P. P. and Mi, C. C., "Integrated coil design for EV wireless charging systems using LCC compensation topology", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33 (11), 9231-9241, (2018).

Kan, T., Nguyen, T. D., White, J. C., Malhan, R. K. and Mi, C. C., "A new integration method for an electric vehicle wireless charging system using LCC compensation topology: Analysis and design", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32 (2), 1638-1650, (2017).

Karafil, A., Ozbay, H. and Oncu, S., "Design and analysis of single-phase grid-tied inverter with PDM MPPT-controlled converter", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35 (5), 4756-4766, (2020).

Karafil, A., Ozbay, H. and Oncu, S., "Comparison of regular and irregular 32 pulse density modulation patterns for induction heating" *IET Power Electronics*, 14 (1), 78-89, (2021).

Kazimierczuk, M. K., & Czarkowski, D., *Resonant power converters*. John Wiley & Sons, (2012).

Kim, M., Joo, D. M. and Lee, B. K., "Design and control of inductive power transfer system for electric vehicles considering wide variation of output voltage and coupling coefficient", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34 (2), 1197-1208, (2019).

Kurs, A., Karalis, A., Moffatt, R., Joannopoulos, J. D., Fisher, P. and Soljacic, M., "Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances", *Science*, 317(5834), 83-86, (2007).

Lee, J. H., Son, W. J., Ann, S., Byun, J. and Lee, B. K., "Improved pulse density modulation with a distribution algorithm for semi-bridgeless rectifier of inductive power transfer system in electric vehicles", *10th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia, ICPE 2019-ECCE Asia*, 1-6, (2019).

Li, B., Lu, J. H., Li, W. J. and Zhu, G. R., "Realization of CC and CV mode in IPT system based on the switching of double sided LCC and LCC-S compensation network", *International Conference on Industrial Informatics-Computing Technology, Intelligent Technology, Industrial Information Integration (ICIICII 2016)*, 364-367, (2016).

Li, H., Fang, J., Chen, S., Wang, K. and Tang, Y., "Pulse density modulation for maximum efficiency point tracking of wireless power transfer systems", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33 (6), 5492-5501, (2018^a).

Li, S., Li, W., Deng, J., Nguyen, T., D. and Mi, C. C., "A double-sided LCC compensation network and its tuning method for wireless power transfer", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 64 (6), 2261-2273, (2015^a).

Li, W., Zhao, H., Li, S., Deng, J., Kan, T. and Mi, C. C., "Integrated LCC compensation topology for wireless charger in electric and plug-in electric vehicles", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62 (7), 4215-4225, (2015^b).

Li, Y., Hu, J., Chen, F., Liu, S., Yan, Z. and He, Z., "A new-variable-coil-structure-based IPT system with load-independent constant output current or voltage for charging electric bicycles", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33 (10), 8226-8230, (2018^b).

Li, Z., Song, K., Jiang, J. and Zhu, C., "Constant current charging and maximum efficiency tracking control scheme for supercapacitor wireless charging", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33 (10), 9088-9100, (2018^c).

Liu, C., Ge, S., Guo, Y., Li, H. and Cai, G., "Double-LCL resonant compensation network for electric vehicles wireless power transfer: experimental study and analysis", *IET Power Electronics*, 9 (11), 2262-2270, (2016).

Liu, N. and Habetler, T. G., "Design of a universal inductive charger for multiple electric vehicle models", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30 (11), 6378-6390, (2015).

Lu, F., Zhang, H., Hofmann, H. and Mi, C. "A double-sided LCLC-compensated capacitive power transfer system for electric vehicle charging", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30 (11), 6011-6014, (2015).

Lu, F., Zhang, H., Hofmann, H., Su, W. and Mi, C. C., "A dual-coupled LCC-compensated IPT system with a compact magnetic coupler", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33 (7), 6391-6402, (2018).

Lu, J., Zhu, G., Lin, D., Zhang, Y., Jiang, J. and Mi, C. C., "Unified load-independent ZPA analysis and design in CC and CV modes of higher order resonant circuits for WPT systems", *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 5 (4), 977-987, (2019).

Lu, J., Zhu, G., Lin, D., Zhang, Y., Wang, H. and Mi, C. C., "Realizing constant current and constant voltage outputs and input zero phase angle of wireless power transfer systems with minimum component counts", *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, 22 (1), 600-610, (2021).

Madawala, U. K. and Thrimawithana, D. J., "A bidirectional inductive power interface for electric vehicles in V2G systems", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58 (10), 4789-4796, (2011).

Mai, R., Liu, Y., Li, Y., Yue, P., Cao, G. and He, Z., "An active-rectifier-based maximum efficiency tracking method using an additional measurement coil for wireless power transfer", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33 (1), 716-728, (2018).

Marxgut, C., Biela, J. and Kolar, J. W. "Interleaved triangular current mode (TCM) resonant transition, single phase PFC rectifier with high efficiency and high power density", *The 2010 International Power Electronics Conference-ECCE ASIA*, 1725-1732, (2010).

Miller, J. M., Onar, O. C. and Chinthavali, M., "Primary-side power flow control of wireless power transfer for electric vehicle charging", *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 3 (1), 147-162, (2015).

Mishima, T. and Lai, C. M., "Load-adaptive resonant frequency-tuned-pulse density modulation for Class-D ZVS high-frequency inverter-based inductive wireless power transfer", *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics*, 3 (3), 411-420, (2022).

Mohammad, M. "Optimization of inductive wireless charging systems for electric vehicles: minimizing magnetic losses and limiting electromagnetic field emissions", Ph.D Thesis, *University of Akron, Electrical Engineering*, Ohio, (2019).

Moradewicz, A. J. and Kazmierkowski, M. P., "Contactless energy transfer system with FPGA-controlled resonant converter", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57 (9), 311-3190, (2010).

Oncu, S., and Karafil, A. "Pulse density modulation controlled converter for PV systems", *International Journal of Hydrogen Energy*, 42 (28), 17823-17830, (2017).

Patil, D., Mcdonough, M. K., Miller, J. M., Fahimi, B. and Balsara, P. T., "Wireless power transfer for vehicular applications: Overview and challenges", *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 4 (1), 3-37, (2018).

Ramezani, A. "Electric vehicle (EV) wireless chargers: design and optimization", Ph.D Thesis, *McMaster University Department of Electrical & Computer Engineering*, Ontario, (2021).

Ramezani, A. and Narimani, M., "Optimal design of fully integrated magnetic structure for wireless charging of electric vehicles", *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 7 (4), 2114-2127, (2021).

Ramezani, A. and Narimani, M., "Optimized electric vehicle wireless chargers with reduced output voltage sensitivity to misalignment", *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 8 (4), 3569-3581, (2020).

Ramezani, A., Farhangi, S., Iman-Eini, H., Farhangi, B., Rahimi, R. and Moradi, G. R., "Optimized LCC-series compensated resonant network for stationary wireless EV chargers", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 66 (4), 2756-2765, (2019).

Sallan, J., Villa, J. L., Llombart, A. and Sanz, J. F., "Optimal design of ICPT systems applied to electric vehicle battery charge", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56 (6), 2140-2149, (2009).

Sheng, X. and Shi, L., "An improved pulse density modulation strategy based on harmonics for ICPT system", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35 (7), 6810-6819, (2020).

Shevchenko, V., Husev, O., Strzelecki, R., Pakhaliuk, B., Poliakov, N. and Strzelecka, N., "Compensation topologies in IPT systems: Standards, requirements, classification, analysis, comparison and application", *IEEE Access*, 7, 120559-120580, (2019).

Song, K., Li, Z., Jiang, J. and Zhu, C., "Constant current/voltage charging operation for series-series and series-parallel compensated wireless power transfer systems employing primary-side controller", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33 (9), 8065-8080, (2018).

Sullivan, C. R., "Optimal choice for number of strands in a litz-wire transformer winding", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 14 (2), 283-291, (1999).

Summerer, L., Purcell, O., "Concepts for wireless energy transmission via laser", (2009).

Tesla, N., "Apparatus for transmitting electrical energy", USA, (1914).

Tran, D. H., and Choi, W., "Design of a high-efficiency wireless power transfer system with intermediate coils for the on-board chargers of electric vehicles", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33 (1), 175-187, (2018).

Villa, J. L., Sallan, J., Osorio, J. F. S. and Llombart, A., "High-misalignment tolerant compensation topology for ICPT systems", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 59 (2), 945-951, (2012).

Vu, V. B., Ramezani, A., Triviño, A., González-González, J. M., Kadandani, N. B., Dahidah, M. and Aguado, J. "Operation of inductive charging systems under misalignment conditions: A review for electric vehicles", *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, (2022).

Vu, V. B., Tran, D. H. and Choi, W., "Implementation of the constant current and constant voltage charge of inductive power transfer systems with the double-sided LCC compensation topology for electric vehicle battery charge applications", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33 (9), 7398-7410, (2018).

Wang, C. S., Covic, G. A. and Stielau, O. H., "Power transfer capability and bifurcation phenomena of loosely coupled inductive power transfer systems", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 51 (1), 148-157, (2004).

Wang, C. S., Stielau, O. H. and Covic, G. A., "Design considerations for a contactless electric vehicle battery charger", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 52 (5), 1308-1314, (2005).

Wang, S. and Dorrell, D. G., "Copper loss analysis of EV charging coupler", *IEEE Transactions on Magnetics*, 51 (11), 1-4, (2015).

Wang, Y., Yao, Y., Liu, X. and Xu, D., "S/CLC compensation topology analysis and circular coil design for wireless power transfer", *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 3 (2), 496-507, (2017).

Wang, Y., Yao, Y., Liu, X., Xu, D. and Cai, L., "An LC/S compensation topology and coil design technique for wireless power transfer", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33 (3), 2007-2025, (2018).

Wu, H. H., Gilchrist, A., Sealy, K. D. and Bronson, D., "A high efficiency 5 kW inductive charger for EVs using dual side control", *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 8 (3), 585-595, (2012).

Wu, M., Yang, X., Chen, W., Wang, L., Jiang, Y., Zhao, C. and Yan, Z. "A Dual-Sided Control Strategy Based on Mode Switching for Efficiency Optimization in Wireless Power Transfer System", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 36 (8), 8835-8848, (2021).

Xiao, C., Cheng, D. and Wei, K., "An LCC-C compensated wireless charging system for implantable cardiac pacemakers: Theory, experiment, and safety evaluation", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33 (6), 4894-4905, (2018).

Xu, L., Chen, Q., Ren, X., Wong, S. C. and Chi, K. T. (2017). "Self-oscillating resonant converter with contactless power transfer and integrated current sensing transformer", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32 (6), 4839-4851, (2017).

Yang, L., Li, X., Liu, S., Xu, Z. and Cai, C., "Analysis and design of an LCCC/S-compensated WPT system with constant output characteristics for battery charging applications", *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 9 (1), 1169-1180, (2021).

Yao, Y., Wang, Y., Liu, X. and Xu, D., "Analysis, design, and optimization of LC/S compensation topology with excellent load-independent voltage output for inductive power transfer", *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 4 (3), 767-777, (2018).

Yenil, V. and Cetin, S., "An improved pulse density modulation control for secondary side controlled wireless power transfer system using LCC-S compensation", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 69 (12), 12762-12772, (2022^a).

Yenil, V. and Cetin, S., "High efficiency implementation of constant voltage control of LC/S compensated wireless charging system for stationary electrical vehicles", *Electrical Engineering*, 104, 3197-3206, (2022^b).

Yenil, V. and Cetin, S., "Load independent constant current and constant voltage control of LCC-Series compensated wireless EV charger", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 37 (7), 8701-8712, (2022^c).

Zhang, H., Lu, F., Hofmann, H., Liu, W. and Mi, C. C., "A four-plate compact capacitive coupler design and LCL-compensated topology for capacitive power transfer in electric vehicle charging application", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31 (12), 8541-8551, (2016).

Zhang, W. and Mi, C. C., "Compensation topologies of high-power wireless power transfer systems", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 65 (6), 4768–4778, (2016).

Zhong, W. and Hui, S. Y. R., "Maximum energy efficiency operation of series-series resonant wireless power transfer systems using on-off keying modulation", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33 (4), 3595-3603, (2018).

Zhong, W. X. and Hui, S. Y. R., "Maximum energy efficiency tracking for wireless power transfer systems", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30 (7), 4025-4034, (2015).

Zhou, J., Guidi, G., Ljøkelsøy, K. and Suul, J. A., "Analysis and mitigation of oscillations in inductive power transfer systems with constant voltage load and pulse density modulation", *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 1565-1572, (2021).