

**ELEKTROLİZ İLE HİDROJEN ÜRETİMİNDE
KULLANILAN TAM KÖPRÜ SERİ REZONANS
DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN FARKLI KONTROL
TEKNİKLERİ İÇİN PERFORMANSININ
KARŞILAŞTIRILMASI**

**2019
DOKTORA TEZİ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ**

Salih NACAR

**ELEKTROLİZ İLE HİDROJEN ÜRETİMİNDE KULLANILAN TAM
KÖPRÜ SERİ REZONANS DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN FARKLI KONTROL
TEKNİKLERİ İÇİN PERFORMANSININ KARŞILAŞTIRILMASI**

Salih NACAR

**Karabük Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında
Doktora Tezi
Olarak Hazırlanmıştır**

**KARABÜK
Ekim 2019**

Salih NACAR tarafından hazırlanan "ELEKTROLİZ İLE HİDROJEN ÜRETİMİNDE KULLANILAN TAM KÖPRÜ SERİ REZONANS DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN FARKLI KONTROL TEKNİKLERİ İÇİN PERFORMANSININ KARŞILAŞTIRILMASI" başlıklı bu tezin Doktora Tezi olarak uygun olduğunu onaylarım.

Doç. Dr. Selim ÖNCÜ

Tez Danışmanı, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı



Bu çalışma, jürimiz tarafından oy birliği ile Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında Doktora tezi olarak kabul edilmiştir. 18/10/2019

Ünvanı, Adı SOYADI (Kurumu)

İmzası

Başkan : Prof. Dr. Nihat ÖZTÜRK (GÜ)

Üye : Doç. Dr. Selim ÖNCÜ (KBÜ)

Üye : Doç. Dr. Muhammet KAYFECİ (KBÜ)

Üye : Doç. Dr. Sevilay ÇETİN (PÜ)

Üye : Dr. Öğr. Üyesi Hüseyin ALTINKAYA (KBÜ)

..... / / 2019

KBÜ Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu, bu tez ile, Doktora derecesini onamıştır.

Prof. Dr. Filiz ERSÖZ

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü V.

“Bu tezdeki tüm bilgilerin akademik kurallara ve etik ilkelere uygun olarak elde edildiğini ve sunulduğunu; ayrıca bu kuralların ve ilkelerin gerektirdiği şekilde, bu çalışmadan kaynaklanmayan bütün atıfları yaptığımı beyan ederim.”

Salih NACAR

ÖZET

Doktora Tezi

ELEKTROLİZ İLE HİDROJEN ÜRETİMİNDE KULLANILAN TAM KÖPRÜ SERİ REZONANS DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN FARKLI KONTROL TEKNİKLERİ İÇİN PERFORMANSININ KARŞILAŞTIRILMASI

Salih NACAR

Karabük Üniversitesi

Lisansüstü Eğitim Enstitüsü

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Tez Danışmanı:

Doç. Dr. Selim ÖNCÜ

Ekim 2019, 120 sayfa

Bu tez çalışmasında hidrojen üretim sisteminde kullanılan alkali elektrolizörün güç kontrolü için rezonans güç dönüştürücü kontrolünde kullanılan teknikler incelenmiştir. Gerçekleştirilen incelemeler sonucunda sisteminin güç katında yüksek giriş gerilim ve düşük çıkış akım uygulamaları için uygun olan seri rezonans DC-DC dönüştürücü kullanılmıştır. Seri rezonans dönüştürücünün yarım ve tam köprü uygulamaları olmakla birlikte dönüştürücünün verimini etkileyen farklı kontrol tekniklerinin uygulanabilmesi için daha elverişli olan tam köprü yapısı tercih edilmiştir.

Tam köprü seri rezonans dönüştürücünün kontrolünde kullanılan bir çok teknik bulunmaktadır. Bu teknikler arasından frekans modülasyon (FM) ve faz kaymalı modülasyon (PSM) teknikleri geleneksel yöntemlerdir. Darbe yoğunluk modülasyon

(PDM) tekniği ise rezonans gc dntrclerin kontrolünde kullanılmaktadır. Bu nedenle bu c kontrol tekniğinin çalışmaları incelenmiş ve farklı yük akım değerleri için tam köprü seri rezonans dntrcye ayrı ayrı uygulanarak PSIM’de simülasyon çalışmaları gerçekleştirilmiştir.

Gerçekleştirilen teorik analiz ve simülasyon çalışmalarını doğrulamak amacıyla; alkali elektroliz nitesi, dntrc ve kontrol devresinden oluşan 400 W’lık deney düzeneği laboratuvar ortamında kurulmuş ve deneysel çalışmalar gerçekleştirilmiştir. Farklı ıkı akımları için FM, PSM ve PDM teknikleri ile ayrı ayrı kontrol edilen dntrc; verim, çıkış gerilimindeki dalgalanma, yumuşak anahtarlama, anahtar stresleri, uygulama kolaylığı ve donanım yönünden karılatırılmıtır. Karşılaştırma alımaları sonucunda FM tekniğinin birçok yönden diğer iki tekniğe göre daha iyi performansa sahip olduğu gözlemlenmiştir. Karşılaştırma sonuçları çizelgeler halinde ve grafiksel olarak sunulmuştur.

Doğrusal olmayan elektriksel yük karakteristiğine sahip olan alkali elektrolizörün gc kontrolü; FM, PSM ve PDM kontrollü dntrcler ile ayrı ayrı gerçekleştirilmiştir. Elektroliz akımı farklı referans değerlere oransal kontrol kullanılarak sabitlenmiştir. Elektrolizörün nominal çalışma akımı ve farklı elektrolit sıcaklık değerleri için üretilen hidrojen miktarları teorik olarak hesaplanmış ve yaklaşık olarak llmtir. Nominal alıma akımı ve 50 °C elektrolit sıcaklığı için 66,6 L/h hidrojen üretilmiş ve elektrolizör hücre veriminin %59,61 olduğu gözlemlenmiştir. Hesaplama ve lme sonuçları karşılaştırmalı bir Şekilde sunulmuştur.

Anahtar Sözcükler : Rezonans dntrc, hidrojen, elektroliz, FM, PSM, PDM, yumuşak anahtarlama, seri rezonans dntrc.

Bilim Kodu : 905.1.033

ABSTRACT

Ph. D. Thesis

PERFORMANCE COMPARISON OF FULL BRIDGE SERIES RESONANT CONVERTER USED IN HYDROGEN PRODUCTION BY ELECTROLYSIS FOR DIFFERENT CONTROL TECHNIQUES

Salih NACAR

Karabük University

Institute of Graduate Programs

Department of Electrical-Electronics Engineering

Thesis Advisor:

Assoc. Prof. Dr. Selim ÖNCÜ

October 2019, 120 pages

In this study, the techniques used in the resonant power converter control for power control of alkaline electrolyser used in the hydrogen production system are investigated. As a result of the investigations, series resonant DC-DC converter which is suitable for high input voltage and low output current applications is used in the power stage of system. Although series resonant converter has the half and the full-bridge applications, the full-bridge structure is preferred which is more suitable for applying different control techniques affecting the efficiency of converter.

There are many techniques which are used in controlling the full-bridge series resonant converter. Among these techniques, frequency modulation (FM) and phase shifted modulation (PSM) techniques are conventional methods. Pulse density modulation (PDM) technique is used in the control of resonant power converters.

Therefore the operate of these three control techniques are examined and the simulation studies are implemented in PSIM by applying each of these techniques to the full-bridge series resonant converter for different load current values.

In order to verify the theoretical analysis and the simulation studies; 400 W experimental setup consisting of the alkaline electrolysis unit, the converter and the control circuit is established in the laboratory and the experimental studies are carried out. The converter which is individually controlled with FM, PSM and PDM techniques for different output currents, is compared in terms of efficiency, ripple in output voltage, soft switching, switch stresses, ease of application and hardware. As a result of the comparison studies, it is observed that FM technique has better performance in many ways compared to the other two techniques. The comparison results are presented graphically and in charts.

The power control of the alkaline electrolyzer having the non-linear electrical charge characteristic is carried out individually by FM, PSM and PDM controlled converters. The electrolysis current is fixed using proportional control to the different reference values. For the nominal operating current and the different electrolyte temperatures of the electrolyser, the produced hydrogen's amount is theoretically calculated and approximately measured. 66,6 L/h of hydrogen is produced for the nominal operating current and electrolyte temperature of 50 °C. The efficiency of the electrolyser is observed as 59,61%. The calculation and measurement results are presented comparatively.

Key Word : Resonant converter, hydrogen, electrolysis, FM, PSM, PDM, soft switching and series resonant converter.

Science Code : 905.1.033

TEŞEKKÜR

Bu tez çalışmasının planlanmasında, araŐtırılmasında, yürütülmesinde ve oluşumunda ilgi ve desteğini esirgemeyen, engin bilgi ve tecrübelerinden yararlandığım, yönlendirme ve bilgilendirmeleriyle çalıŐmamı bilimsel temeller ışığında şekillendiren sayın hocam Doç. Dr. Selim ÖNCÜ'ye sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Yapılan araŐtırmaları KBUBAP-17-DR-264 proje kodu ile destekleyen Karabük Üniversitesi Rektörlüğü Bilimsel Araştırma Projeleri Birimi'ne teşekkür ederim.

Araştırma ve çalıŐmalarımda bilgi ve tecrübelerinden faydalandığım Doç. Dr. Muhammet KAYFECİ'ye, Doç. Dr. Sinan KIVRAK'a ve Dr. Öğr. Üyesi Hüseyin ALTINKAYA'ya teşekkürü bir borç bilirim.

Sevgili eşim ve aileme maddi manevi hiçbir yardımı esirgemedен yanımda oldukları için tüm kalbimle teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
KABUL.....	ii
ÖZET	iv
ABSTRACT.....	vi
TEŞEKKÜR.....	viii
İÇİNDEKİLER	ix
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	xii
ÇİZELGELER DİZİNİ	xv
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ.....	xvi
BÖLÜM 1	1
GİRİŞ	1
BÖLÜM 2	12
SUYUN ELEKTROLİZİ İLE HİDROJEN ÜRETİMİ.....	12
2.1. ELEKTROLİZ YÖNTEMLERİ.....	12
2.1.1. Alkali Elektroliz	13
2.1.2. PEM Elektroliz	13
2.1.3. Katı Oksit Elektroliz.....	15
2.2. ALKALİ ELEKTROLİZ YÖNTEMİ	16
2.2.1. Alkali Elektrolizörün Yapısı.....	16
2.2.2. Alkali Elektrolizörün Çalışması	17
2.2.3. Alkali Elektrolizörün Modellenmesi	19
BÖLÜM 3	24
TAM KÖPRÜ SERİ REZONANS DÖNÜŞTÜRÜCÜ	24
3.1. DÖNÜŞTÜRÜCÜ DEVRE YAPISI.....	24
3.2. DÖNÜŞTÜRÜCÜ EŞ DEĞER DEVRESİ	25
3.3. DÖNÜŞTÜRÜCÜ TEORİK DALGA ŞEKİLLERİ.....	26

	<u>Sayfa</u>
3.4. DÖNÜŞTÜRÜCÜ DEVRE ANALİZİ	30
3.4.1. Mod 1 ($t_0 \leq t < t_1$)	30
3.4.2. Mod 2 ($t_1 \leq t < t_2$)	32
3.4.3. Dönüştürücünün Kararlı-Durum Karakteristiği.....	34
 BÖLÜM 4	 40
TAM KÖPRÜ SERİ REZONANS DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN KONTROLÜ VE SİMÜLASYONU.....	40
4.1. KONTROL TEKNİKLERİ	40
4.1.1. Değişken Frekans Kontrol	40
4.1.2. Sabit Frekans Anahtarlama Kontrol	41
4.2. SİMÜLASYON ÇALIŞMASI	42
4.2.1. Frekans Kontrollü Dönüştürücünün Simülasyonu	43
4.2.2. Faz Kaymalı Kontrollü Dönüştürücünün Simülasyonu.....	45
4.2.3. Darbe Yoğunluk Modülasyon Kontrollü Dönüştürücünün Simülasyonu	49
 BÖLÜM 5	 53
REZONANS DÖNÜŞTÜRÜCÜ BESLEMELİ ALKALİ ELEKTROLİZÖR	53
5.1. SİSTEMİN VE DENEY DÜZENEGİNİN YAPISI	53
5.2. ALKALİ ELEKTROLİZ ÜNİTESİ	55
5.3. TAM KÖPRÜ SERİ REZONANS DÖNÜŞTÜRÜCÜ UYGULAMA DEVRESİ.....	59
5.4. KONTROL DEVRESİ.....	62
 BÖLÜM 6	 66
DENEYSEL ÇALIŞMALAR.....	66
6.1. ALKALİ ELEKTROLİZÖRÜN ELEKTRİKSEL YÜK KARAKTERİSTİĞİ.....	66
6.2. OMİK YÜK İÇİN FARKLI KONTROL TEKNİKLERİNİN TEST SONUÇLARI	69

	<u>Sayfa</u>
6.2.1. Frekans Kontrollü Dönüştürücü	70
6.2.2. Faz Kaymalı Kontrollü Dönüştürücü	76
6.2.3. Darbe Yoğunluk Modülasyon Kontrollü Dönüştürücü	81
6.2.4. Kontrol Tekniklerinin Karşılaştırılması.....	86
6.3. HİDROJEN ÜRETİMİ VE ÖLÇÜMÜ	90
BÖLÜM 7	95
SONUÇLAR VE ÖNERİLER	95
KAYNAKLAR	99
EK AÇIKLAMALAR A. FARKLI TEKNİKLER İLE KONTROL EDİLEN DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN SİMÜLASYON SONUÇLARI....	112
EK AÇIKLAMALAR B. FARKLI TEKNİKLER İLE KONTROL EDİLEN DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN ANAHTAR GERİLİMİ VE AKIMI.....	116
ÖZGEÇMİŞ	114

ŞEKİLLER DİZİNİ

	<u>Sayfa</u>
Şekil 2.1. Alkali elektroliz.....	13
Şekil 2.2. PEM elektroliz	14
Şekil 2.3. Katı oksit elektroliz.....	15
Şekil 2.4. KOH'nin farklı sıcaklık değerleri ve derişim oranları için öz iletkenlik değişimi.....	16
Şekil 2.5. Farklı elektrolizör yapıları	17
Şekil 2.6. Alkali elektrolizin çalışması.....	18
Şekil 2.7. Hücre geriliminin bileşenleri	21
Şekil 2.8. Elektroliz hücresinin farklı sıcaklık değerleri için akım yoğunluğuna göre gerilim eğrileri	22
Şekil 3.1. İzoleli tam köprü seri rezonans dönüştürücü	25
Şekil 3.2. Dönüştürücünün eş değer devresi	25
Şekil 3.3. Dönüştürücünün basitleştirilmiş eş değer devresi.....	26
Şekil 3.4. SRC'nin rezonans frekansı üstü çalışma durumu için dalga şekilleri....	27
Şekil 3.5. SRC'nin dört farklı çalışma modu için eş değer devreleri.....	28
Şekil 3.6. Anahtarların kapı sinyalleri, gerilimleri ve akımları.....	29
Şekil 3.7. İzoleli tam köprü SRC'nin durum-düzlem eğrileri	35
Şekil 3.8. Farklı f_n değerleri için $I'_{ON}-M$ eğrisi	38
Şekil 3.9. SRC'nin durum-düzlem kontrol karakteristiği	39
Şekil 4.1. İzoleli tam köprü SRC'nin PSIM devre yapısı	42
Şekil 4.2. 120 kHz anahtarlama frekansı için kapı sinyalleri, inverter gerilimi ve rezonans akımı	43
Şekil 4.3. FM kontrollü dönüştürücünün simülasyon sonuçları.....	44
Şekil 4.4. PSM kontrollü dönüştürücünün güç anahtarlarının kapı sinyalleri, inverter gerilimi ve rezonans akımı	46
Şekil 4.5. PSM kontrollü dönüştürücünün simülasyon sonuçları	46
Şekil 4.6. PSM kontrollü dönüştürücüde rezonans akımının devamsız modu.....	48
Şekil 4.7. Düzenli ve düzensiz PDM sinyalleri.....	49
Şekil 4.8. Düzenli PDM sinyallerinin elde edilmesi	49
Şekil 4.9. Düzenli PDM sinyallerinin elde edilmesinde kullanılan lojik devre	50

Şekil 4.10.	PDM kontrollü dönüştürücünün simülasyon sonuçları.....	51
Şekil 5.1.	Hidrojen üretim sistemi.....	53
Şekil 5.2.	Ayarlanabilir 1,5 kVA AC kaynak-varyak	54
Şekil 5.3.	Tam köprü doğrultma devresi	54
Şekil 5.4.	Omik yük R_o	55
Şekil 5.5.	Sistemin ve deney düzeneğinin görünümü	55
Şekil 5.6.	Alkali elektroliz ünitesi	56
Şekil 5.7.	Elektroliz hücrelerinin gerçekleştirilmesinde kullanılan malzemeler....	57
Şekil 5.8.	Potasyum hidroksit.....	57
Şekil 5.9.	Üretilen hidrojenin ölçülmesinde kullanılan manometre.....	58
Şekil 5.10.	Geri dönüşüm hattına yerleştirilen K-tip termokupl	59
Şekil 5.11.	İzoleli tam köprü SRC uygulama devresi	59
Şekil 5.12.	3C90'nın farklı frekans ve manyetik akı yoğunluk değerleri için kayıp eğrileri	61
Şekil 5.13.	dsPIC33FJ16GS502 sayısal sinyal denetleyicisinin pin diyagramı	63
Şekil 5.14.	LA 55-P akım sensörünün bağlantı devresi ve sensör kartı.....	64
Şekil 6.1.	Farklı sıcaklık değerleri için elektrolizörün akım-gerilim eğrileri.....	67
Şekil 6.2.	Elektrolizörün gerilim-sıcaklık-akım değişimi	68
Şekil 6.3.	Elektrolitin sıcaklık değişimi	68
Şekil 6.4.	120 kHz anahtarlama frekansı için güç anahtarlarının kapı sinyalleri, inverter gerilimi ve rezonans akımı	70
Şekil 6.5.	İki farklı frekans değeri için FM kontrollü SRC'nin güç anahtarlarının kapı sinyalleri	71
Şekil 6.6.	Farklı çıkış akım değerleri için FM kontrollü SRC'nin inverter gerilimi ve rezonans akımı.....	71
Şekil 6.7.	10 A çalışma akımı için FM kontrollü SRC'nin anahtar gerilimi ve akımı.....	72
Şekil 6.8.	Farklı çıkış akım değerleri için FM kontrollü SRC'nin çıkış gerilimi ve çıkış gerilim dalgalanması	73
Şekil 6.9.	FM kontrollü SRC'nin verim-frekans-güç ilişkisi	74
Şekil 6.10.	FM kontrollü dönüştürücünün analiz, simülasyon ve deneysel çalışma sonuçları	76
Şekil 6.11.	İki farklı faz açısı için PSM kontrollü SRC'nin güç anahtarlarının kapı sinyalleri.....	77
Şekil 6.12.	Farklı çıkış akım değerleri için PSM kontrollü SRC'nin inverter gerilimi ve rezonans akımı.....	77

Şekil 6.13. PSM kontrollü SRC'nin verim-faz açısı-güç ilişkisi	78
Şekil 6.14. 10 A çalışma akımı için M_2 ve M_4 anahtarlarının gerilim ve akımı	79
Şekil 6.15. Farklı çıkış akım değerleri için PSM kontrollü SRC'nin çıkış gerilimi ve çıkış gerilim dalgalanması	79
Şekil 6.16. PDM kontrollü SRC'nin güç anahtarlarının kapı sinyalleri.....	82
Şekil 6.17. Farklı çıkış akım değerleri için PDM kontrollü SRC'nin inverter gerilimi ve rezonans akımı.....	82
Şekil 6.18. 10 A çalışma akımı için anahtar gerilimi ve akımı	83
Şekil 6.19. PDM kontrollü SRC'nin verim-görev oranı-güç ilişkisi.....	84
Şekil 6.20. Farklı çıkış akım değerleri için PDM kontrollü SRC'nin çıkış gerilimi ve çıkış gerilim dalgalanması	84
Şekil 6.21. Farklı çıkış akımları için üç teknik ile ayrı ayrı kontrol edilen dönüştürücünün verim eğrileri	87
Şekil 6.22. Farklı çıkış akımları için üç teknik ile ayrı ayrı kontrol edilen dönüştürücünün çıkış gerilim dalgalanması.....	88
Şekil 6.23. Farklı çıkış akımları için üç teknik ile ayrı ayrı kontrol edilen dönüştürücünün rezonans akımının tepe değerleri.....	88
Şekil 6.24. Farklı çıkış akımları için üç teknik ile ayrı ayrı kontrol edilen dönüştürücünün anahtar gerilim stresleri	89
Şekil 6.25. 8 A ve 10 A referans akım değerleri ve 50 °C elektrolit sıcaklığı için alkali elektrolizörün gerilimi ve akımı	91
Şekil 6.26. 8 A ve 10 A referans akım değerleri ve 50 °C elektrolit sıcaklığı için dönüştürücünün inverter gerilimi ve rezonans akımı.....	92
Şekil Ek A.1. 10 A çıkış akımı için frekans kontrollü dönüştürücünün güç anahtarlarının kapı sinyalleri, inverter gerilimi ve rezonans akımı ...	113
Şekil Ek A.2. 10 A çıkış akımı için faz kaymalı kontrollü dönüştürücünün güç anahtarlarının kapı sinyalleri, inverter gerilimi ve rezonans akımı ...	114
Şekil Ek A.3. 10 A çıkış akımı için darbe yoğunluk modülasyon kontrollü dönüştürücünün güç anahtarlarının kapı sinyalleri, inverter gerilimi ve rezonans akımı	115
Şekil Ek B.1. Farklı çalışma akımları için FM kontrollü SRC'nin M_4 anahtarının gerilimi ve akımı	117
Şekil Ek B.2. Farklı çalışma akımları için PSM kontrollü SRC'nin M_2 ve M_4 anahtarının gerilimi ve akımı	118
Şekil Ek B.3. Farklı çalışma akımları için PDM kontrollü SRC'nin M_4 anahtarının gerilimi ve akımı.....	119

ÇİZELGELER DİZİNİ

Sayfa

Çizelge 3.1. Dört zaman aralığı için iletimde olan anahtarlar ve inverter gerilimi....	27
Çizelge 4.1. Dönüştürücünün parametreleri.....	42
Çizelge 4.2. FM kontrollü dönüştürücünün anahtarlama frekansına göre çıkış akımı.....	45
Çizelge 4.3. PSM kontrollü dönüştürücünün faz açısı Φ 'ye göre çıkış akımı	47
Çizelge 4.4. PDM kontrollü dönüştürücünün görev oranına göre çıkış akımı.....	52
Çizelge 5.1. Dönüştürücü uygulama devresinde kullanılan yarı iletken elemanların katalog değerleri.....	62
Çizelge 6.1. Nominal çalışma akımı ve farklı elektrolit sıcaklığı için elektrolizörün gerilim ve verim parametreleri.....	69
Çizelge 6.2. FM kontrollü SRC'nin çalışma parametreleri.....	74
Çizelge 6.3. PSM kontrollü SRC'nin çalışma parametreleri	80
Çizelge 6.4. PDM kontrollü SRC'nin çalışma parametreleri.....	85
Çizelge 6.5. FM, PSM ve PDM tekniklerinin karşılaştırılması	90
Çizelge 6.6. Nominal çalışma akımı ve farklı sıcaklık değerleri için üretilen hidrojen miktarları	93
Çizelge 6.7. Farklı sıcaklık değerleri için hidrojenin yoğunluğu ve hesaplama sonuçları	94
Çizelge 6.8. Farklı sıcaklık değerleri için hidrojenin yoğunluğu ve ölçme sonuçları	94
Çizelge 6.9. Farklı sıcaklık değerleri için elektrolizörün Faraday, enerji ve hücre verimi	94

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

SİMGELER

A	: elektrot yüzey alanı (cm^2)
A_c	: manyetik malzemenin kesiti (mm^2)
B_m	: manyetik malzemenin maksimum manyetik akı yoğunluğu (mT)
C	: rezonans kondansatörü (μF)
C_i	: giriş filtre kondansatörü (μF)
C_o	: çıkış filtre kondansatörü (μF)
d	: yoğunluk (kg/m^3)
D	: PDM kontrol sinyalinin görev oranı
D_{M1-M4}	: MOSFET gövde diyotu
D_{R1-R4}	: doğrultma diyotları
D_{S1-S4}	: hızlı güç diyotları
e	: hata
f_n	: frekans oranı
f_r	: rezonans frekansı (kHz)
f_s	: anahtarlama frekansı (kHz)
F	: Faraday sabiti (C/mol)
F_{H2C}	: ölçülen hidrojen akış oranı (kg/h)
F_{H2M}	: hesaplanan hidrojen akış oranı (kg/h)
g	: maddenin gaz hali
H^+	: hidrojen iyonu
H_2	: hidrojen
H_2O	: su
i_L	: rezonans akımı (A)
i_S	: anahtar akımı (A)
I_e	: elektrolit içerisinden geçen akım (mA)
I_{L1}	: t_1 anındaki rezonans akımı (A)

I_{L1N}	: Mod 1 sonunda normalize edilmiş rezonans akımı
I_{L2N}	: Mod 2 sonunda normalize edilmiş rezonans akımı
I_{LM}	: rezonans akımının tepe değeri (A)
I_{LN}	: rezonans akımının normalize değeri
I_O	: tam köprü seri rezonans dönüştürücünün çıkış akımı (A)
I'_O	: primer tarafa yansıtılmış çıkış akımı (A)
I'_{ON}	: normalize edilip primer tarafa yansıtılmış çıkış akımı
$I_{ölç}$: dönüştürücünün ölçülen çıkış akımı (A)
I_{ref}	: referans akımı (A)
KOH	: potasyum hidroksit
l	: maddenin sıvı hali
L	: rezonans bobini (μH)
L_m	: yüksek frekans transformatörünün mıknatıslanma endüktansı (μH)
L_r	: haricen eklenen rezonans bobini (μH)
m	: kütle (kg)
M	: tam köprü seri rezonans dönüştürücünün DC gerilim kazancı
M_{1-4}	: MOSFET
n	: yüksek frekans transformatörünün dönüştürme oranı
n_h	: elektrolizörün hücre sayısı
NaCl	: sodyum klorür
NaOH	: sodyum hidroksit
N_p	: yüksek frekans transformatörünün primer tur sayısı
N_s	: yüksek frekans transformatörünün sekonder tur sayısı
O_2	: oksijen
O^{-2}	: oksit iyonu
OH^{-}	: hidroksit iyonu
q_{C0}	: t_0 anındaki rezonans kondansatör geriliminin normalize değeri
q_{C1}	: t_1 anındaki rezonans kondansatör geriliminin normalize değeri
Q	: normalize yük parametresi
Q_C	: rezonans kondansatörünün elektriksel yükü (C)
P	: basınç (atm)
P_O	: dönüştürücünün çıkış gücü (W)

r	: elektrolitin direnç parametresi (Ωcm^2)
R	: evrensel gaz sabiti (atmL/molK)
R_{DS}	: MOSFET'in drain-source direnci (Ω)
R_M	: LA 55-P akım sensörünün ölçme direnci (Ω)
R_{M1}	: Mod 1'in durum-düzlem dairesinin yarıçapı
R_{M2}	: Mod 2'nin durum-düzlem dairesinin yarıçapı
R_{1-12}	: R_O yükünün oluşturulmasında kullanılan dirençler (Ω)
R_O	: tam köprü seri rezonans dönüştürücünün omik çıkış yükü (Ω)
s	: elektrot aşırı gerilim kat sayısı (V)
t_f	: düşme zamanı (ns)
t_{off}	: PDM kontrol sinyalinin lojik sıfır olduğu süre (s)
t_{on}	: PDM kontrol sinyalinin lojik bir olduğu süre (s)
t_r	: yükselme zamanı (ns)
t_{rr}	: ters toparlanma zamanı (ns)
T	: sıcaklık Kelvin (K) veya santigrad derece ($^{\circ}\text{C}$)
T_s	: anahtarlama periyodu (s)
T_{hf}	: yüksek frekans transformatörü
T_{PDM}	: PDM kontrol sinyalinin periyodu (s)
u	: elektrot aşırı gerilim kat sayısı ($\text{cm}^2\text{mA}^{-1}$)
v_{ab}	: inverter gerilimi (V)
v_C	: rezonans kondansatör gerilimi (V)
v_M	: anahtar gerilimi (V)
V	: gaz hacmi litre (L) veya metre küp (m^3)
V_{AC}	: ayarlanabilir 1,5 kVA AC kaynak-varyak
V_{C0}	: t_0 anındaki rezonans kondansatör gerilimi (V)
V_{C1}	: t_1 anındaki rezonans kondansatör gerilimi (V)
V_{C1N}	: Mod 1 sonunda normalize edilmiş rezonans kondansatör gerilimi
V_{C2N}	: Mod 2 sonunda normalize edilmiş rezonans kondansatör gerilimi
V_{CN}	: rezonans kondansatör geriliminin normalize değeri
V_{DFMAX}	: diyot iletim geriliminin maksimum değeri (V)
V_{g1-g4}	: M_{1-4} MOSFET'lerinin kontrol sinyalleri (V)
V_h	: elektrolizör hücresinin gerilimi (V)

V_i	: tam köprü seri rezonans dönüştürücünün DC giriş gerilimi (V)
V_o	: tam köprü seri rezonans dönüştürücünün çıkış gerilimi (V)
V_o'	: çıkış geriliminin primer tarafa yansıtılmış değeri (V)
V_{rev}	: tersinir gerilim (V)
V_{tn}	: termo-nötral gerilim (V)
y	: oransal kontrol çıkışı
z	: hidrojen molekülünün açığa çıkması için verilen elektron sayısı
Z_n	: karakteristik empedans (Ω)
β	: durum-düzlem eğrilerinden elde edilen üçgenin iç açısı (rad)
γ	: durum-düzlem eğrilerinden elde edilen üçgenin iç açısı (rad)
ΔG	: Gibbs enerji değişimi (kJ/mol)
ΔH	: sistemin entalphi değişimi (kJ/mol)
ΔS	: sistemin entropi değişimi (kJ/mol)
ΔV_o	: dönüştürücünün çıkış gerilim dalgalanması (V)
η	: dönüştürücü verimi
η_E	: elektrolizör hücre verimi
η_F	: Faraday verimi
η_V	: elektroliz hücresinin enerji verimi
θ	: durum-düzlem eğrilerinden elde edilen üçgenin iç açısı (rad)
ρ	: normalize frekans
Φ	: faz kaymalı modülasyon tekniğinin kontrol değişkeni ($^\circ$)
ω_r	: açısal rezonans frekansı (rad/s)

KISALTMALAR

AC	: Alternate Current (Alternatif Akım)
ADC	: Analog-Digital Converter (Analog-Sayısal Dönüştürücü)
DC	: Direct Current (Doğru Akım)
DSC	: Digital Signal Controller (Sayısal Sinyal Denetleyici)
DSP	: Digital Signal Processor (Sayısal Sinyal İşleyici)
EMI	: Electromagnetic Interference (Elektromanyetik Girişim)
IGBT	: Insulated Gate Bipolar Transistor (İzole Kapılı Çift Kutuplu Transistör)
FM	: Frequency Modulation (Frekans Modülasyonu)
MOSFET	: Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor (Metal Oksit Yarı İletken Alan Etkili Transistör)
MPTT	: Maximum Power Point Tracker (Maksimum Güç Noktası İzleyici)
PD	: Proportional Differential (Oransal Türevsel)
PDM	: Pulse Density Modulation (Darbe Yoğunluk Modülasyonu)
PEM	: Proton Exchange Membrane (Proton Geçirgen Membran)
PI	: Proportional Integral (Oransal İntegral)
PIC	: Peripheral Interface Controller (Çevresel Arayüz Denetleyici)
PLC	: Programmable Logic Controller (Programlanabilir Mantıksal Denetleyici)
PLL	: Phase Locked Loop (Faz Kilitleme Döngüsü)
PRC	: Parallel Resonant Converter (Paralel Rezonans dönüştürücü)
PSM	: Phase Shifted Modulation (Faz Kaymalı Modülasyon)
PWM	: Pulse Width Modulation (Darbe Genişlik Modülasyonu)
SRC	: Series Resonant Converter (Seri Rezonans Dönüştürücü)
ZCS	: Zero Current Switching (Sıfır akım Anahtarlama)
ZVS	: Zero Voltage Switching (Sıfır Gerilim Anahtarlama)
ZVT	: Zero Voltage Transition (Sıfır Gerilim Geçiş)

BÖLÜM 1

GİRİŞ

Gelişen teknoloji artan enerji gereksinimini de beraberinde getirmektedir. Enerjiye olan ihtiyaç her geçen gün artarak devam etmekte bu ise insanları elde olan enerji kaynaklarını daha verimli kullanmaya ve yeni enerji kaynaklarına yönelmektedir. Rüzgar ve güneş gibi yenilenebilir enerji kaynaklarının kullanımı her geçen gün giderek artmaktadır. Bu enerji kaynaklarının kullanımı beraberinde bazı sorunları da getirmektedir. Bunlar genel olarak enerji kaynaklarının hava ve iklim şartlarına bağlı olmaları nedeniyle kesintili olmaları, yerleşim yerlerine uzaklığı ve depolanamaz olmalarıdır [1-3]. Yenilenebilir enerji kaynakları genel olarak elektrik enerjisine dönüştürülerek kullanılmaktadır. Bununla birlikte söz edilen sorunlar nedeniyle bu enerjinin ihtiyaç fazlasının depo edilmesi yoluna gidilmektedir.

Elektrik enerjisinin depolanması bataryalar ile gerçekleştirilebilse de boyut, maliyet, düşük enerji yoğunluğu ve çevre sorunları gibi problemler ortaya çıkmaktadır [4-6]. Bu nedenle elektrik enerjisinin depo edilerek ihtiyaç halinde kullanılabilmesi için bataryalara alternatif olarak çevre dostu olması ve katı yakıtların kullanıldığı her yerde kullanılması nedeniyle hidrojen, enerji taşıyıcısı olarak ön plana çıkmaktadır [7-11]. Ayrıca hidrojen enerjisinin üretilmesinde kullanılan suyun yeryüzünde bol miktarda olması ve bu enerjinin petrol ve sıvılaştırılmış petrol gazı gibi yakıtların taşınmasında kullanılan boru hatlarıyla da taşınabilmesi önemli avantajlarından [12-14]. Hidrojenin elde edilmesinde kullanılan birçok yöntem bulunmaktadır [15-19]. Bu yöntemlerden biri olan elektroliz, suya doğru akım uygulayarak suyu bileşenleri olan oksijene ve hidrojene ayırmaktır [20].

Elektrik enerjisinin keşfinden itibaren üzerinde çalışmalar devam eden elektroliz 200 yıldan fazla geçmişi ile gelişmiş bir teknolojidir. Ancak dünya genelinde üretilen hidrojenin %4'lük bir kısmı bu teknoloji kullanılarak elde edilmektedir. Bunun en

önemli sebebi bu yöntemde verimin düşük maliyetin yüksek olmasıdır [21-24]. Maliyetin yüksek olmasının nedeni ise suyu bileşenlerine ayırmak için elektrik enerjisinin kullanılmasıdır. Bu olumsuzluklara karşı günümüzde özellikle yenilenebilir enerji kaynaklarından elde edilen elektrik enerjisinin elektroliz için kullanılması maliyet sorununu önemli ölçüde azaltmaktadır [25-28].

Suyun elektrolizi; alkali, proton geçirgen membran (PEM) ve katı oksit elektroliz yöntemleri ile gerçekleştirilmektedir [20, 29-31]. Bu yöntemlerden her birinin diğerlerine göre avantaj ve dezavantajları olmakla birlikte alkali elektroliz en eski ve en basit elektroliz yöntemidir. Özellikle büyük kapasitelerde ticari olarak hidrojen üretimi için uygundur [32-35].

Alkali elektrolizörün elektriksel yük karakteristiği büyük oranda elektrolitin sıcaklığına ve derişim oranına bağılı olmakla birlikte üretilen hidrojen miktarı da doğrudan elektrolite uygulanan doğru akım ile orantılıdır [20, 36]. Bu nedenle elektroliz yöntemiyle hidrojen üretmek amacıyla gerçekleştirilen sistemlerde kontrollü bir şekilde güç akışını gerçekleştirmek için enerji kaynağı ile elektroliz ünitesi arasında güç kontrol işlevi gören DC-DC dönüştürücüler kullanılmaktadır [6, 37-54]. Bu dönüştürücüler olmadan kaynak ve elektroliz ünitesinin doğrudan bağlanması ile güç kontrolü mümkün olmamaktadır.

Elektroliz işleminde DC güç kaynağı olarak kullanılan DC-DC dönüştürücülerden beklenen, yüksek güç yoğunluğunda yüksek verimle çalışmasıdır. Güç dönüştürücüde hacmin ve ağırlığın büyük bölümünü transformatör, bobin ve kondansatör gibi devre elemanları oluşturmaktadır [55, 56]. Bu elemanların boyutlarını ve ağırlıklarını azaltmak dolayısıyla da DC-DC dönüştürücüleri daha düşük maliyetlerle gerçekleştirmek anahtarlama frekansının (f_s) artırılması ile mümkün olmaktadır. Bu sayede elektromanyetik ve elektriksel alan depo eden elemanların boyutları küçülmekte ve maliyet azalmaktadır [57-60].

DC-DC dönüştürücülerin kontrolünde darbe genişlik modülasyon (PWM) ve rezonans anahtarlama teknikleri kullanılmaktadır. PWM tekniği basit yapısı, hızlı cevap zamanı ve kolay uygulanabilirliği nedeniyle yaygın bir şekilde

kullanılmaktadır. Artan anahtarlama frekansı ile anahtarlama kayıplarının, elektromanyetik girişimlerin ve anahtar üzerindeki akım/gerilim streslerinin artması yüksek frekanslarda çalışmaya engel olmaktadır [61, 62]. PWM tekniğinin bu olumsuzluklarını ortadan kaldırmanın veya en aza indirmenin bir yolu yumuşak anahtarlama tekniklerinin kullanılabilirdiği yük rezonans dönüştürücüler kullanılmaktan geçmektedir [63-65]. Rezonans anahtarlama tekniği ile PWM anahtarlamanın sonucu olan sert anahtarlama yerine anahtar uçlarındaki gerilim veya anahtar üzerinden geçen akım rezonans elemanları (L, C) yardımıyla sinüs şekline dönüştürülerek anahtarlama geçişleri esnasında oluşan anahtarlama kayıpları en aza indirilmektedir [66-68]. Böylece PWM tekniğinde anahtarlama frekansı ile artan anahtarlama kayıplarının önüne geçilmekte maliyet azaltılırken verimde artırılmaktadır.

Yük rezonans dönüştürücüler rezonans devresinden gücün çekilmesine göre seri rezonans dönüştürücü (SRC) ve paralel rezonans dönüştürücü (PRC) olmak üzere iki gruba ayrılabilirler. Seri rezonans dönüştürücüde yük rezonans elemanlarına seri bir halde olduğundan rezonans akımı üzerinden bir güç aktarımı olmakta ve dönüştürücü bir akım kaynağı gibi davranmaktadır. Paralel rezonans dönüştürücüde ise yük rezonans kondansatörüne paralel olduğundan güç aktarımı rezonans kondansatörü üzerinden gerçekleşmekte ve dönüştürücü gerilim kaynağı gibi davranmaktadır [69-71]. Dolayısıyla bu iki dönüştürücü doğal yapılarından dolayı kullanıldıkları uygulamaların giriş gerilim ve çıkış akım seviyelerine göre avantaj ve dezavantajlara sahiptirler [72-77].

Seri rezonans dönüştürücü doğal yapısı gereği akım kaynağı gibi davrandığından yük akımının azalması ile rezonans akımı azalmaktadır. Bunun sonucu olarak dönüştürücünün iletim ve anahtarlama kayıpları azalmakta bu da seri rezonans dönüştürücüyü yüksek giriş gerilim ve düşük çıkış akım uygulamaları için uygun bir hale getirmektedir. Ayrıca seri rezonans kondansatörü DC bileşenleri bloke ettiği için yüksek frekans transformatorünün doyumu da önlenmektedir. Ancak SRC'nin yüksüz iken çıkış regülasyonunun gerçekleştirilememesi, çıkışın kısa devreye karşı korumasız olması ve kazancın birden küçük olması dezavantajlarıdır [72-81].

Paralel rezonans dönüştürücü doğal yapısı gereği gerilim kaynağı gibi davrandığından rezonans akımı yük akımındaki azalmadan nispeten bağımsızdır. Dolayısıyla yük akımındaki azalma ile anahtarlama ve iletim kayıplarında bir değişim olmamaktadır. Bu durum özellikle azalan yük akımı ile paralel rezonans dönüştürücünün veriminin düşmesine neden olmaktadır. Bu nedenle paralel rezonans dönüştürücü düşük giriş gerilimine ve yüksek çıkış akımına sahip olan uygulamalar için tercih edilmektedir. PRC'nin azalan yük akımındaki bu dezavantajına rağmen yüksüz iken çıkışın regüle edilebilmesi, doğal olarak çıkışın kısa devre korumalı olması ve kalite faktörüne bağlı olarak kazancın birden büyük olması avantajlarıdır [73-77, 81].

Yük rezonans dönüştürücülerin LLC ve LCC (seri-paralel) dönüştürücü gibi farklı türevleri bulunmaktadır. Bu dönüştürücüler; SRC ve PRC'nin modifiyeli yapıları olup ikiden fazla rezonans elemanına sahiptirler. LLC ve LCC; SRC ve PRC'nin aksine daha geniş giriş gerilim ve yük aralıklarında yumuşak anahtarlama şartlarında daha yüksek verimle çalışabilmektedir. Dahası bu dönüştürücülerin her ikisinde de çalışma frekansına bağlı olarak kazanç birden büyük veya küçük olabilmekte, yüksüz iken çıkış regüle edilebilmekte ve daha dar frekans aralığında güç kontrolü gerçekleştirilmektedir. Ancak bu modifiyeli dönüştürücülerin yapısı ve analizi üç rezonans elemanına sahip olmaları nedeniyle SRC ve PRC'den daha karmaşıktır ve tasarımları da zordur [70, 73-77, 79, 81].

LLC ve LCC dönüştürücülerin SRC ve PRC'ye göre avantaj ve dezavantajları yukarıda belirtildiği gibidir. Bu iki dönüştürücü kendi aralarında karşılaştırılır ise; LLC, LCC'ye göre daha geniş giriş gerilim ve yük aralığında yumuşak anahtarlama şartlarında çalışabilmektedir [52, 53, 81]. Ancak devre yapısı olarak LCC dönüştürücü, LLC'den daha basit yapıya sahiptir. LLC'de transformatörün mıknatıslanma endüktansı ile rezonans endüktansı arasında belirli oranların olması gerekmesi bu dönüştürücünün rezonans elemanlarının ve transformatörünün tasarımını zorlaştırmaktadır [79, 81].

Yük rezonans dönüştürücülerin verimini kullanılmış oldukları farklı uygulamaların giriş gerilim ve çıkış akım seviyeleri etkilediği gibi verim üzerinde etkin olan diğer

bir faktör bu dönüştürücülerin kontrolünde kullanılan tekniklerdir [82]. Yük rezonans dönüştürücülerin kontrolünde kullanılan teknikler, temelde değişken ve sabit frekans anahtarlama olarak ikiye ayrılabilir. Bu yöntemlerin farklı uygulamaları vardır. Bunlardan değişken frekans anahtarlama kontrol tekniği olan FM ile sabit frekans anahtarlama kontrol tekniği olan PSM geleneksel yöntemlerdir [83]. Sabit frekans anahtarlama tekniklerinden olan PDM tekniği ise rezonans eviricilerin kontrolünde sıkça kullanılmakla birlikte DC-DC dönüştürücülerin kontrolünde de kullanılmaktadır [84-87].

FM tekniği ile çıkış güç denetimi anahtarlama frekansı dolayısıyla rezonans devresinin empedansı değiştirilerek gerçekleştirilmektedir. FM tekniğinde rezonans frekansı (f_r) üzerinde çalışıldığında ve çıkış gücünün azaltılması arzu edildiğinde anahtarlama frekansının artırılması gerekmektedir. Bununla birlikte artan anahtarlama frekansı ile anahtarlama kayıpları ve elektromanyetik girişimler de (EMI) artmaktadır. Dolayısıyla çıkış güç denetimi için anahtarlama frekansının değiştirilmesi bu tekniğin dezavantajıdır. Ayrıca rezonans frekansının altında çalışıldığında değişen anahtarlama frekansından dolayı filtre tasarımı da zorlaşmaktadır [88-92]. Bu dezavantajlara rağmen basit yapısı ve kolay uygulanabilirliği bu tekniğin avantajlarıdır [93, 94].

PSM tekniğinde güç denetimi inverter geriliminin görev oranı dolayısıyla da inverter geriliminin etkin değeri değiştirilerek gerçekleştirilmektedir. Bu teknikte rezonans akımı inverter gerilimine göre geri fazlı olduğu müddetçe anahtarlar yumuşak anahtarlama şartlarında iletme geçmektedir. İnverter geriliminin görev oranı azaltıldığında rezonans akımı ileri fazlı hale gelmektedir. Bunun sonucunda anahtarlardan bazılarının yumuşak anahtarlama ile iletme geçme şartları bozulmakta ve anahtarlama kayıpları artmaktadır [94-97]. PSM tekniğinin azalan yük akımında ortaya çıkan bu olumsuz yönü bu tekniğin dezavantajıdır. Sabit anahtarlama frekansında çalışması ise avantajıdır.

Düzenli ve düzensiz olarak iki gruba ayrılabilen PDM tekniğinde güç kontrolü anahtarlama darbelerinin bir kısmının silinmesi ile gerçekleştirilmektedir [98]. PDM tekniği özellikle indüksiyon ısıtma uygulamalarındaki rezonans eviricilerin

kontrolünde kullanılmaktadır [99-104]. Bunun başlıca nedeni bu uygulama alanında denetlenmek istenen iş parçası sıcaklığı hızlı bir şekilde değişmediğinden sistem cevabının hızlı olmasına gerek olmamasıdır. Dolayısıyla DC-DC dönüştürücülerde olduğu gibi hızlı bir çıkış cevabına ihtiyaç duyulmamaktadır. Düzenli PDM tekniğinde rezonans akımının, kalite faktörüne bağlı olarak değişen sönümlenme süresinin çıkış gücünde dalgalanmalara neden olması ve rezonans akımının tepe değerinin özellikle azalan yük akımında diğer iki tekniğe göre oldukça yüksek olması bu tekniğin dezavantajlarından [105-108]. Düzenli PDM yönteminin bu dezavantajlarını gidermek amacıyla düzensiz PDM önerilmektedir. Düzensiz PDM ile rezonans akımının osilasyonu sürdürülerek faz kilitleme döngüsünün (PLL) çalışması devam etmekte ve rezonans akımındaki değişimler azalmaktadır. Böylece yüke aktarılan güçteki dalgalanmalar da azaltılmış olmaktadır. Ayrıca düzensiz PDM ile alt harmoniklerin miktarı da azalmaktadır. Bununla birlikte bu yöntem ile güç anahtarlarının kapı sinyallerinin elde edilmesi için karmaşık ve büyük lojik devreler veya bellek elemanları gerekmektedir [108-115]. Düzenli PDM’de ise güç anahtarlarının kontrol sinyalleri basit lojik devreler ile elde edilebilmektedir [116].

Elektroliz yöntemi ile hidrojen üretmek amacıyla gerçekleştirilen sistemlerde kullanılan DC-DC dönüştürücülerin kontrolünde PWM [6, 37-47] ve rezonans anahtarlama [48-54] teknikleri kullanılmaktadır. Her iki kontrol tekniğinin uygulandığı dönüştürücüler giriş gerilimi ile yük gerilimi arasındaki dönüştürme oranının yüksek veya düşük olması gibi durumlara göre izoleli [45-53] veya izolesizdir [6, 37-44, 54]. Ayrıca bu dönüştürücülerin giriş enerji kaynağı yenilenebilir enerji kaynakları [6, 37-43, 45-51, 54] veya sabit AC/DC kaynaklardır [44, 52, 53].

İzolesiz PWM yapılarından bazıları yenilenebilir enerji kaynağı ile elektrolizör arasında maksimum güç noktası izleyici (MPPT) işlevi gören dönüştürücüler [6, 41-43] iken diğer bir kısmı DC giriş gerilim kaynağı ile elektrolizör arasında güç kontrol işlevi gören dönüştürücülerdir [37-40, 44]. Elektroliz amacıyla gerçekleştirilen izolesiz PWM dönüştürücüler arasında geleneksel alçaltıcı, yükseltici ve alçaltıcı-yükseltici tip dönüştürücüler [41-44] olduğu gibi geleneksel alçaltıcı tip dönüştürücüdeki serbest geçiş diyotunun, iletim kayıplarını azaltmak amacıyla metal

oksit yarı iletken alan etkili transistör (MOSFET) ile yer değiştirildiği senkron alçaltıcı dönüştürücülerde bulunmaktadır [6, 37-40].

İzoleli PWM anahtarlama çalışmalarda DC-DC dönüştürücülerin enerji kaynağı yenilenebilir enerji kaynaklarıdır. Bu çalışmalardaki dönüştürücü yapıları tam köprü ve push-pull'dur [45-47]. Bu dönüştürücülerden bazıları yenilenebilir enerji kaynaklarından elde edilen mikro şebekeler ile elektrolizör arasında elektroliz akımını kontrol etmek için kullanılırken [46] bazıları da MPPT olarak kullanılmaktadır [45, 47]. Push-pull dönüştürücü yapısının kullanıldığı uygulamalarda güç anahtarı olarak kullanılan izole kapılı çift kutuplu transistörlerin (IGBT) uçlarındaki gerilim streslerini azaltabilmek amacıyla her bir anahtar karşısına kayıplı RC snubber devreleri eklenmiştir. Böylece PWM anahtarlamanın sonucu olan sert anahtarlama kaynaklanan gerilim stresleri kayıplı snubber devreleri ile önlenmeye çalışılmıştır. Gerçekleştirilen bu çalışmalarda [45, 47] kayıplı snubber devrelerinin kullanımı verimi etkilediği gibi maliyetinden artmasına sebep olmaktadır.

Elektroliz uygulamaları için güç kontrolü gerçekleştiren rezonans anahtarlama DC-DC dönüştürücü yapıları arasında izolesiz [54] ve izoleli [48-53] dönüştürücüler bulunmaktadır. İzolesiz olarak gerçekleştirilen rezonans anahtarlama dönüştürücü yapısı sıfır gerilim anahtarlama kısmi rezonans alçaltıcı tip dönüştürücüdür [54]. Kısmi rezonanslı dönüştürücü yapısında geleneksel alçaltıcı tip dönüştürücünün güç anahtarı yerine sıfır gerilim rezonans anahtar kullanılmıştır. Böylece güç anahtarının sıfır gerilim şartlarında iletme ve yalıtıma geçmesi sağlanarak PWM anahtarlama tekniğinin yüksek anahtarlama frekanslarındaki çalışmalara getirmiş olduğu olumsuz etkiler azaltılmaya çalışılmıştır.

İzoleli olarak gerçekleştirilen rezonans anahtarlama dönüştürücü yapıları faz kaymalı sıfır gerilim anahtarlama (ZVS) tam köprü [48-50] ve PSM kontrollü LLC seri rezonans dönüştürücüdür [51-53]. Güç kontrolü için gerçekleştirilen ZVS faz kaymalı tam köprü dönüştürücü uygulamalarında güç anahtarlarının ZVS şartlarında iletme geçmeleri için yüksek frekans transformatörünün kaçak endüktansı ve güç anahtarlarının çıkış kapasiteleri rezonans elemanı olarak kullanılmaktadır. Bu

dönüştürücü yapısında özellikle azalan yük akımında anahtarlardan bazılarının ZVS şartları bozulmaktadır. Dahası azalan yük akımı ile bozulan ZVS şartlarının giriş gerilim değerine de oldukça bağımlı olması bu dönüştürücü yapısının dar bir yük ve giriş gerilim aralığında çalışmasına neden olmaktadır. Bu belirtilenler faz kaymalı ZVS dönüştürücünün dezavantajları olsa da önceden belirlenen giriş gerilim ve yük aralığında çalıştırıldığında anahtarların tamamının ZVS şartlarında ilettime geçmeleri ve sabit anahtarlama frekansında çalışmaları avantajlarıdır [48-50].

Elektroliz uygulamaları için kullanılan diğer izoleli rezonans anahtarlama dönüştürücü yapısı olan PSM kontrollü LLC seri rezonans dönüştürücü [51-53] esasında modifiyeli bir SRC'dir. Bu dönüştürücü yapısında transformatörün mıknatıslanma endüktansı rezonans devresine dahil edilmektedir. Böylece dönüştürücü daha geniş giriş gerilimi ve yük aralığı için ZVS şartlarında çalışabilmektedir. Bununla birlikte mıknatıslanma endüktansının rezonans devresine dahil edilmesi ve mıknatıslanma endüktansı ile rezonans endüktansı arasında belirli oranların olması bu dönüştürücünün analizini ve tasarımını zorlaştırmaktadır [117]. Ayrıca hangi dönüştürücü yapısı olursa olsun ZVS çalışma; giriş gerilimindeki ve çıkış yükündeki değişimlere karşı bir yere kadar sürdürülebilmektedir. Bu nedenle dönüştürücünün değişen giriş gerilimi için kaybolan ZVS şartlarının önüne geçmek amacıyla iki katlı yumuşak anahtarlama dönüştürücü yapısı önerilmiştir [52]. Bu yapı ile LLC seri rezonans dönüştürücünün giriş gerilimi sıfır gerilim geçişli (ZVT) yükseltici tip dönüştürücü ile belirli bir DC gerilim değerine sabitlenmiştir. Böylece giriş gerilimindeki değişimlerden dolayı kaybolan ZVS şartlarının önüne geçilmiştir. Bununla birlikte ön kat olarak kullanılan ZVT yükseltici tip dönüştürücü; gerçekleştirilen sistemin karmaşıklığını ve maliyetini artırdığı gibi iki katlı kullanımdan dolayı verimin de azalmasına neden olmaktadır.

Bu tez çalışmasında; elektroliz yöntemi ile hidrojen üretmek amacıyla rezonans dönüştürücülü hidrojen üretim sistemi gerçekleştirilmiştir. Elektroliz yöntemi olarak gelişmiş bir teknoloji olmasından ve basit yapısından dolayı alkali elektroliz yöntemi tercih edilmiştir. Hidrojen üretim sisteminde kullanılan elektroliz ünitesinin nominal çalışma gerilimi ve akımı sıra ile 36 V ve 10 A'dir. Doğrusal olmayan elektriksel yük karakteristiğine sahip olup belirli bir çalışma akımı için üretilmiş olan elektrolizörün

çalışma akımının kontrol edilmesi ve PWM anahtarlamalı dönüştürücülerin yüksek frekanslarda çalışmaya getirmiş oldukları sınırlandırmaları ortadan kaldırmak veya azaltmak için rezonans anahtarlamalı DC-DC dönüştürücü yapısı kullanılmıştır. Böylece elektroliz sistemleri için gerçekleştirilen, çalışma frekansı 100 kHz ve verimi %80 olan PWM anahtarlamalı dönüştürücülerin [45, 47] aksine rezonans anahtarlamalı DC-DC dönüştürücü ile anahtar gerilim streslerini azaltmak için snubber devrelerinin kullanılmasına gerek kalmadığı gibi daha yüksek frekanslarda çalışarak daha yüksek verim elde edilmiştir.

Tasarımı gerçekleştirilen hidrojen üretim sisteminin giriş gerilimi 200 V DC'dir. Giriş gerilimi, elektrolizörün nominal çalışma gerilimine göre nispeten büyük ve elektrolizörün nominal çalışma akımı da düşük seviyede olduğundan rezonans dönüştürücü yapısı olarak daha önce belirtilen avantajlarından ve basit yapısından dolayı seri rezonans dönüştürücü kullanılmıştır. Ayrıca gerilim dönüşümünü ve elektriksel izolasyonu sağlamak için izoleli yapı tercih edilmiştir. Seri rezonans dönüştürücünün yarım ve tam köprü uygulamaları bulunmaktadır. Gerçekleştirilen hidrojen üretim sisteminin güç katında farklı kontrol tekniklerinin uygulanmasına daha elverişli olduğundan tam köprü yapısı tercih edilmiştir [118].

İzoleli tam köprü SRC, rezonans frekansının altında veya üstünde çalışabilmektedir. Anahtarlama frekansı rezonans frekansının altında seçildiğinde güç anahtarları sıfır akım anahtarlama (ZCS) şartlarında yalıtıma geçer iken sert anahtarlama şartlarında iletme geçmektedirler. Anahtarlama frekansı rezonans frekansının üzerinde seçildiğinde ise güç anahtarları ZVS ile iletme geçer iken sert anahtarlama şartlarında yalıtıma geçmektedirler. Yüksek frekanslı uygulamalarda güç anahtarı olarak MOSFET kullanıldığında rezonans üstü frekanslarda çalışma tercih edilmektedir. Böylece ZVS sağlanmakta ve turn-off kayıplarına göre daha baskın olan turn-on kayıpları önlenmektedir [119-121]. Ayrıca rezonans üstü çalışmada kare dalga inverter geriliminin harmonikleri rezonans frekansının altında olan çalışmaya göre daha iyi bastırılmaktadır [76]. Yüksek frekanslarda rezonans frekansı üzerinde çalışmanın sağlamış olduğu avantajlardan dolayı izoleli tam köprü SRC'nin anahtarlama frekansı rezonans frekansının üstünde seçilmiş ve güç anahtarı olarak da MOSFET kullanılmıştır.

Rezonans dönüştürücülerin analizinde temel bileşen, durum-uzay ve durum-düzlem yöntemleri kullanılmaktadır. Temel bileşen yöntemi, inverter geriliminin yalnızca temel bileşeninin güç aktarımı yaptığı kabul edilen yaklaşık bir yöntem iken durum-uzay ve durum-düzlem yöntemleri rezonans dönüştürücülerin tam olarak analizini gerçekleştirmek için kullanılan genel yaklaşımlardır. Durum-uzay yöntemi, dönüştürücünün bir anahtarlama periyodu için çalışma modlarını belirlemede ve bir moddan diğerine durum vektörlerini sıra ile çözmektedir. Bu yöntem, dönüştürücünün analizi için doğru ve genel bir yaklaşım olsa da karmaşık ve vakit alan matris hesaplamaları gerektirmesi uygulamasını zorlaştırmaktadır. Durum-düzlem yönteminde ise dönüştürücünün karmaşık rezonans dalga şekillerinin basit geometrik şekillere dönüştürülmesi sayesinde zaman bölgesindeki analizler geometrik analize dönüştürülmekte böylece karmaşık olan rezonans devresinin analizi basit geometrik şekiller ile gerçekleştirilmektedir. Ayrıca bu yöntemi özellikle iki rezonans elemanına sahip olan seri ve paralel rezonans dönüştürücülere uygulamak basit ve kolaydır [122-128]. Bu nedenle izoleli tam köprü seri rezonans dönüştürücünün analizi durum-düzlem yöntemi ile gerçekleştirilmiştir.

Hidrojen üretim sistemlerinde kullanılan elektrolizörler nominal çalışma akımına ve sıcaklığına sahip olduklarından bu tür sistemlerin elektroliz akımını kontrol ederek kapalı çevrimli olarak çalıştırılabilmeleri için PI (Proportional Integral), PD (Proportional Differential) ve bulanık mantık gibi kontrol teknikleri kullanılmaktadır [37, 39, 40, 50]. Gerçekleştirilen hidrojen üretim sisteminde elektroliz akımının referans akım değerini takip edebilmesi için basit yapısı ve kolay uygulanabilirliğinden dolayı oransal kontrol tekniği kullanılmıştır.

Elektroliz yöntemi ile hidrojen üretmek amacıyla gerçekleştirilen sistemlerin kontrolünde analog tümleşik devreler, çevresel ara yüz denetleyici (PIC), programlanabilir mantıksal denetleyici (PLC) ve sayısal sinyal işleyici (DSP) kullanılmaktadır [44-51, 129]. Bu tez çalışmasında kontrol algoritmasının yürütülmesi, anahtarların kontrol sinyallerinin üretilmesi ve geri besleme bilgisinin sayısallaştırılması için düşük fiyatlı ve güç elektroniği uygulamaları için geliştirilmiş 16-bit dsPIC33FJ16GS502 sayısal sinyal denetleyicisi (DSC) kullanılmıştır. Bunun nedeni DSC'nin; analog tümleşik devrelere göre daha fonksiyonel ve esnek, PLC ve

DSP'ye göre ise; ucuz, kolay erişilebilir ve kullanımının kolay olmasıdır. Ayrıca veri yolu 16-bit olan DSC, elektroliz uygulamalarında kullanılan 8-bitlik PIC'lere [45] göre daha gelişmiş, daha fonksiyonel ve daha hızlıdır.

Tez çalışmasının 2. Bölümünde elektroliz yöntemlerine ve bu yöntemlerden alkali elektrolizin yapısına, çalışmasına ve modellenmesine değinilmiştir.

Bölüm 3'de rezonans frekansı üstü çalışma durumu için izoleli tam köprü SRC'nin devre analizi gerçekleştirilmiş ve matematiksel eşitlikleri verilmiştir. Dönüştürücünün DC çıkış gerilim kazancı durum-düzlem eğrileri yöntemi kullanılarak elde edilmiştir.

Bölüm 4'de tam köprü SRC'nin kontrolünde kullanılan farklı tekniklerin gruplandırılması gerçekleştirilmiştir. Bu teknikler arasında sıkça kullanılan FM, PSM ve PDM tekniklerinin çalışmalarına değinilerek PSIM programında bu üç tekniğin farklı çıkış akım değerleri için simülasyon çalışması gerçekleştirilmiştir.

Bölüm 5'de gerçekleştirilen hidrojen üretim sistemini oluşturan izoleli tam köprü seri rezonans dönüştürücünün, kontrol devresinin ve alkali elektroliz ünitesinin yapısı tanıtılmıştır. Ayrıca deneysel çalışmalarda kullanılmak üzere gerçekleştirilen düzenekler hakkında bilgiler verilmiştir.

Bölüm 6'da gerçekleştirilen teorik analizi ve simülasyon sonuçlarını doğrulamak için deneysel çalışmalar gerçekleştirilmiştir. Çalışmalar sonucunda elde edilen sonuçlar çizelgeler halinde ve grafiksel olarak sunulmuştur.

Bölüm 7'de gerçekleştirilen simülasyon ve deneysel çalışma sonuçları değerlendirilmiş ve bundan sonraki akademik çalışmalarda nelerin yapılabileceğine dair önerilerde bulunulmuştur.

BÖLÜM 2

SUYUN ELEKTROLİZİ İLE HİDROJEN ÜRETİMİ

Hidrojen katı yakıtların kullanıldığı her yerde kullanılabilen çevre dostu enerji taşıyıcısıdır. Hidrojenin enerji taşıyıcısı olarak adlandırılmasının sebebi ise doğada serbest halde bulunmayıp birincil enerji kaynakları olan biyokütle, su, rüzgar, güneş, jeotermal, nükleer, petrol, kömür ve doğalgazın kullanılması ile elde edilmesidir. Hidrojenin üretilmesinde kullanılan birçok yöntem bulunmaktadır. Bunlardan bazıları şu şekildedir:

- Termokimyasal,
- Elektroliz,
- Fotoelektrokimyasal,
- Fotobiyolojik,
- Kimyasal,
- Nükleer enerji [15-19].

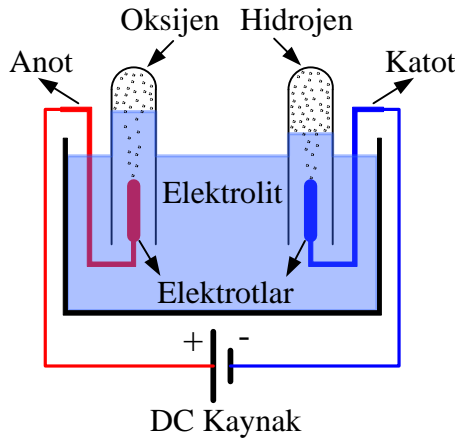
Bu yöntemlerden elektroliz bilinen en eski hidrojen üretim yöntemidir ve bu yöntem ile yüksek saflıkta hidrojen üretilmektedir. Elektroliz yönteminde suyu bileşenlerine ayırmak için elektrik enerjisinin kullanılması maliyet ve verim yönünden avantajlı değildir. Ancak yenilenebilir enerji kaynaklarının elektrik enerjisine dönüştürülerek elektroliz için enerji kaynağı olarak kullanılmaları bu sorunu ortadan kaldırmaktadır [25-28].

2.1. ELEKTROLİZ YÖNTEMLERİ

Suyu elektroliz işlemi ile bileşenlerine ayırmak için üç ana yöntem kullanılmaktadır. Bu yöntemler; alkali, PEM ve katı oksit elektrolizdir [20, 29-31].

2.1.1. Alkali Elektroliz

Alkali elektroliz sisteminin yapısı basitçe Şekil 2.1’de verildiği gibidir. Sistem kapalı bir kap içerisinde bulunan sıvı elektrolitten, elektrolit içerisine yerleştirilmiş iletken elektrotlardan ve DC kaynaktan oluşmaktadır. Sıvı elektrolit; su ve suyun iletkenliğinin artırılması için kullanılan potasyum hidroksit (KOH) veya sodyum hidroksit (NaOH) veya sodyum klorür (NaCl) çözeltisidir.



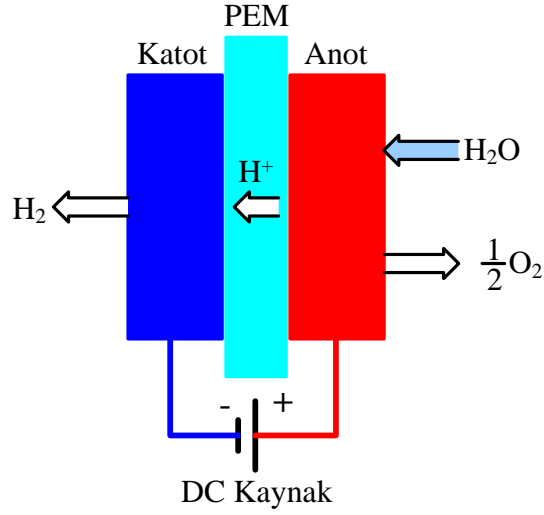
Şekil 2.1. Alkali elektroliz.

DC kaynak elektrotlara bağlanarak sıvı elektrolite doğru akım uygulanmaktadır. Doğru akım, sıvı elektrolit içerisinden anottan katoda doğru akmaktadır. Bu akım akışı sonucunda elektrolit içerisindeki su; katotta hidrojen ve anotta oksijen gazı olarak bileşenlerine ayrılmaktadır. Alkali elektroliz en eski ve en basit elektroliz yöntemi olmasına rağmen üretilen hidrojenin ve oksijenin birbirine karışması, sıvı elektrolitin korozyon etkisi ve elektrolitin çıkan gazla beraber sürüklenmesi nedeniyle bakım gerektirmesi dezavantajlarıdır [18, 22, 31, 34].

2.1.2. PEM Elektroliz

PEM elektroliz, adımı katı elektrolit olarak kullanılan proton geçirgen membrandan almaktadır. PEM elektrolizde alkali elektrolizden farklı olarak sıvı elektrolit yerine katı elektrolit, anot ve katot katalizörlerinin zehirlenmesini önlemek amacıyla da deiyonize su kullanılmaktadır. Kullanılan proton geçirgen membran elektriksel

olarak tamamen yalıtkandır ve sadece protonların geçmesine izin vermektedir. PEM elektrolizör Şekil 2.2’de görüldüğü üzere DC güç kaynağı, akımıniletildiği elektrotlar ve membrandan oluşmaktadır.



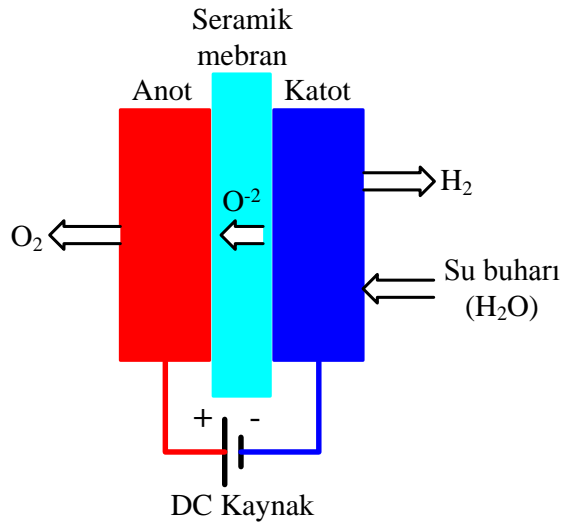
Şekil 2.2. PEM elektroliz.

PEM elektrolizde anottan alınan su hidrojen iyonlarına (protonlar- H^+) ve oksijen gazına parçalanmaktadır. Açığa çıkan oksijen ve kullanılmayan su yine anot tarafından hücre dışına atılmaktadır. Uygulanan potansiyel nedeniyle oluşan elektriksel alan etkisi ile pozitif yüklü hidrojen iyonları membran üzerinden geçerek katot katalizöründen gelen elektronlarla birleşerek hidrojen gazını oluşturmaktadırlar.

PEM elektrolizörler, katı elektrolit kullandıklarından alkali elektrolize göre daha güvenli ve kompakt bir yapıya sahiptirler. PEM elektroliz ile kompresör olmaksızın yüksek basınç ve akım yoğunluğunda çalışarak yüksek saflıkta ve verimle hidrojen üretilmektedir. Dolayısıyla PEM elektrolizde herhangi bir saflaştırma işlemine gerek kalmamaktadır. PEM elektrolizörün kompresöre ihtiyaç duymadan yüksek basınçta çalışabilmesi elektrik enerji üretimi değişken olan yenilenebilir enerji kaynakları ile birlikte kullanılmasını da sağlamaktadır. PEM elektrolizin bu avantajlarına karşılık yüksek fiyatlı oluşu, düşük çalışma kapasitesi ve deiyonize su kullanımı zorunluluğu dezavantajlarıdır [17, 18, 22, 31, 34, 35].

2.1.3. Katı Oksit Elektroliz

Su buharını; hidrojen ve oksijene ayırmak için yüksek sıcaklığı ve elektrik enerjisini kullanan katı oksit elektroliz yeni bir teknoloji olmamasına rağmen üç elektroliz yöntemi arasında en az gelişmiş olanıdır. Bu yöntemin çalışma sıcaklığı 700 – 1000 °C aralığında olduğundan hücre gerilimi 1,2 V ile 1,3 V aralığındadır. Böylece tüketilen elektrik enerji miktarı alkali ve PEM elektrolize göre daha az olduğundan yüksek elektroliz verimi elde edilmekte bu da bu yonteme olan ilgiyi giderek artırmaktadır. Bununla birlikte yüksek sıcaklıkta çalışmadan dolayı elektroliz hücresini oluşturan iki gözenekli elektrot ile bir adet iyonik iletkenliği olan seramik membran hızlı bir şekilde zarar gördüğünden bu yöntem araştırma geliştirme safhasındadır [130]. Yüksek sıcaklıktaki çalışmanın getirmiş olduğu olumsuzluklardan dolayı bu yöntemin çalışma akım yoğunluğu da düşüktür. Katı oksit elektroliz yönteminde hücre gerilimi ve gerekli olan sıcaklık miktarı hesaba katıldığında verim %90'nın üzerinde olmaktadır. Katı oksit elektroliz yönteminin çalışma prensibi Şekil 2.3'de verildiği gibidir [20, 22, 29-31, 130].



Şekil 2.3. Katı oksit elektroliz.

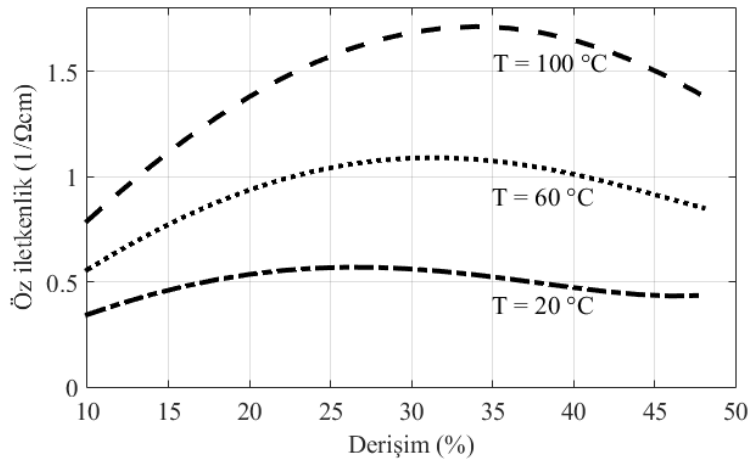
Şekil 2.3'de görüldüğü üzere su buharı hidrojenin ayrıştığı katoda uygulanmaktadır. Oksit iyonları (O²⁻) katı elektrolit boyunca anoda doğru ilerlemekte ve anotta tekrardan oksijen molekülleri ile birleşmektedir. Bu yöntemde anahtar malzeme iyonik iletken olan seramik membrandır [130, 131].

2.2. ALKALİ ELEKTROLİZ YÖNTEMİ

Tez çalışmasında alkali elektroliz yöntemi ile hidrojen üretmek amacıyla giriş kaynağı ile alkali elektrolizör arasında güç kontrol işlevi gören izoleli tam köprü seri rezonans DC-DC dönüştürücünün tasarımı ve farklı teknikler ile kontrolü gerçekleştirileceğinden dönüştürücünün yükü olan alkali elektrolizörün yük olarak davranışının anlaşılması önemlidir. Bu nedenle alkali elektrolizörün yapısı, çalışması ve modellenmesi hakkında teorik bilgiler verilmiştir.

2.2.1. Alkali Elektrolizörün Yapısı

Alkali elektrolizör; sıvı elektrolit ve elektroliz hücresi olmak üzere iki kısımdan oluşmaktadır. Alkali elektrolizde sıvı elektrolit olarak NaOH'nin ve KOH'nin sulu çözeltileri sıklıkla kullanılmaktadır. KOH korozyona daha az sebebiyet verdiği için ve öz iletkenliği daha yüksek olduğundan daha çok tercih edilmektedir [21, 31]. Şekil 2.4'de KOH'nin farklı derişim oranları ve sıcaklık değerleri için öz iletkenlik değişim grafiği verilmiştir. Esasında bu iki kimyasal bileşiğin temel işlevi iletkenliği düşük olan suyun iletkenliğini artırarak istenilen akım yoğunluğuna ulaşmaktır.

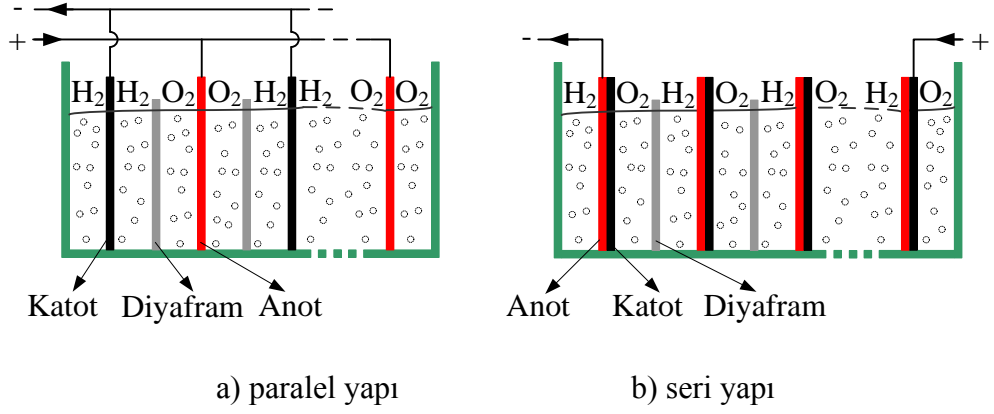


Şekil 2.4. KOH'nin farklı sıcaklık değerleri ve derişim oranları için öz iletkenlik değişimi.

Alkali elektroliz yönteminde tipik akım yoğunluğu 200 mA/cm^2 ile 400 mA/cm^2 arasındadır. Elektrolit olarak KOH'nin sulu çözeltisi kullanıldığında derişim oranı

%20 ile %40 arasında seçilmektedir. Bunun nedeni uygun iletkenliğin ve elektrot olarak kullanılan çelik gibi malzemelerin kabul edilebilir korozyon dirençlerinin bu derişim oranları için elde edilmesidir. Ayrıca alkali elektrolizörlerin normal çalışma sıcaklıkları 70 °C ile 100 °C arasında iken basınçları 1 bardan 30 bar'a kadardır [31, 33, 36].

Elektrolizörün ikinci kısmı elektrotların ve ayrıştırılan gazların tekrar bir araya gelmesini engellemek amacıyla kullanılan diyaframın belirli bir şekilde dizilmesiyle elde edilen hücrelerdir. Şekil 2.5'de görüldüğü üzere bu hücreler elektrotların kendi aralarında bağlantılarına göre paralel (monopolar) veya seri (bipolar) olarak adlandırılmaktadırlar.



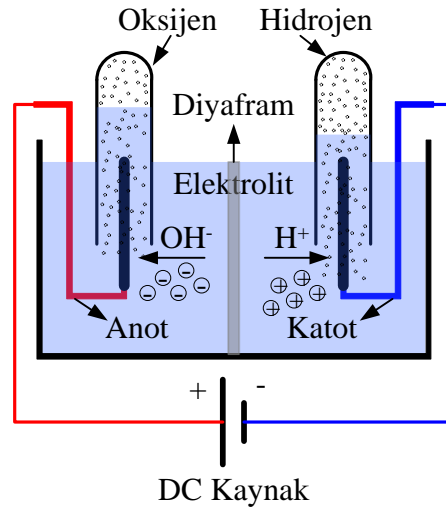
Şekil 2.5. Farklı elektrolizör yapıları.

Şekil 2.5'de de görüldüğü gibi paralel yapıda hücreyi oluşturan elektrotların biri pozitif iken diğeri negatiftir. Seri yapıda elektrotun bir yüzeyi pozitif iken diğeri yüzeyi negatiftir. Bu iki çeşit hücre bağlantılarının birbirine göre avantaj ve dezavantajları bulunmaktadır. Seri yapının paralel yapıya göre daha kompakt ve veriminin daha yüksek olması nedeniyle ticari olarak üretilen elektrolizörlerin geneli seri yapı kullanılarak tasarlanmaktadır [24, 36].

2.2.2. Alkali Elektrolizörün Çalışması

Şekil 2.6'da alkali elektroliz yöntemi kullanılarak suyun bileşenleri olan hidrojen ve oksijene ayrışması görülmektedir. Alkali elektrolizde elektrolite uygulanan doğru

akım kimyasal tepkimenin başlaması için zorlayıcı güç durumundadır. Şekil 2.6'dan da görüldüğü gibi elektrolite doğru akım uygulandığında pozitif yüklü olan hidrojen iyonları (protonlar- H^+) katoda doğru yönelirken negatif yüklü olan hidroksit iyonları (anyonlar- OH^-) anoda doğru yönelirler. Elektroliz hücresinde katottan anoda doğru olan elektron akışı ile katot elektrot yüzeylerine gelen hidrojen iyonları elektron olarak hidrojen atomu haline dönüşmektedirler. Katot elektrot yüzeyine gelen hidrojen atomları metal yüzey tarafından elektrolit yüzeyine doğru itilirler ve elektrolit yüzeyi hidrojen atomları ile doymaya gelince hidrojen atomları birbiri ile birleşerek hidrojen molekülü haline dönüşürler. Hidrojen molekülü yüzeyde tutunamayacak kadar fazla olunca kabarcıklar halinde gaz çıkışı meydana gelmektedir.



Şekil 2.6. Alkali elektrolizin çalışması.

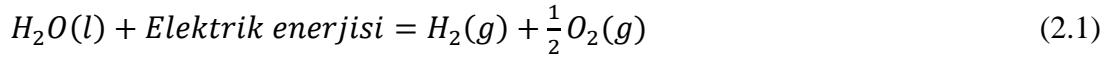
Katotta açığa çıkan hidrojene karşı elektrolit içerisinde anot elektrotuna ilerleyen anyonlar elektron verirler ve bu elektronlar pozitif terminalden DC kaynağa dönmektedirler. Anyonların elektron vermesi sonucunda anotta oksijen atomları oluşmaktadır [22, 24].

Alkali elektrolizörün hücre verimi (η_E) %50 ile %71 aralığında değişir [21, 24, 30, 32] iken hücre enerji verimi (η_V) %62 ile %82 arasında değişmektedir [20, 33]. Enerji verimini artırmak için yapılan çalışmalarda esas hedef elektroliz hücresinin çalışma gerilimini azaltarak daha düşük gerilim değerleri için akım yoğunluğunu

artırmaktır. Bu amaçla sulu çözeltinin iletkenliğini artırmada kullanılan maddeler, elektrotlar ve diyaframlar üzerine çalışmalar gerçekleştirilmektedir [24]. Bu çalışmada elektroliz ünitesinin yük olarak davranışının anlaşılması hedeflendiğinden bu ayrıntılara değinilmemiştir.

2.2.3. Alkali Elektrolizörün Modellenmesi

Çalışma prensibi açıklanan elektroliz işlemini özetleyen elektrokimyasal tepkime ifadesi Eşitlik 2.1’de verildiği gibidir. Eşitlik 2.1’de elektrik enerjisinin elektrolite uygulanması ile meydana gelen elektrokimyasal tepkimenin sonucunda anotta ve katotta ortaya çıkan maddeler oksijen ve hidrojenidir [22, 23].



Eşitlik 2.1’de elektrik enerjisinin hidrojen ve oksijen olarak kimyasal enerjiye dönüştüğü ve bu işlemde sadece suyun harcandığı görülmektedir. Elektroliz işlemini gerçekleştirmek için gerekli olan enerji seviyesini belirlemek amacıyla termodinamiğin birinci yasasından faydalanılır. Bu yasa “enerjinin korunumu” olarak da bilinmektedir. Bu yasaya göre; bir sistemin iç enerjisindeki değişim miktarı, sistemin çevresine uyguladığı iş ile sisteme ilave edilen ısı miktarı arasındaki farka eşittir. Bu ifade elektroliz işleminin izotermal tersinir bir süreç olduğu kabul edilerek düzenlenip yazılacak olursa Eşitlik 2.2 elde edilir [22, 30, 36].

$$\Delta G = \Delta H - T\Delta S \quad (2.2)$$

Eşitlik 2.2’de ΔG Gibbs enerji değişimini, ΔH sistemin entalpi değişimini ve ΔS sistemin entropi değişimini ifade ederken T sıcaklıktır. Ayrıca ΔG suyun bileşenlerine ayrışması için gerekli olan elektrik enerjisi iken ΔS ısı enerjisidir. Elektroliz işlemi için gerekli olan gerilim değerini belirleyebilmek amacıyla Eşitlik 2.2’deki Gibbs enerji değişimi ile elektroliz hücre gerilimini ilişkilendiren ifade Eşitlik 2.3’de verilmiştir.

$$V_{rev} = \frac{\Delta G}{Fz} \quad (2.3)$$

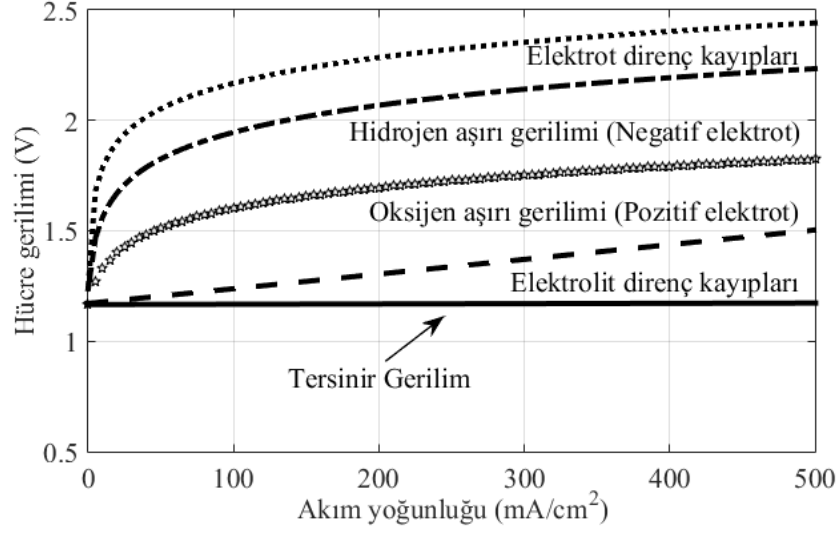
Eşitlik 2.3'deki V_{rev} tersinir gerilim olarak bilinmektedir. Sistem kayıpsız bir şekilde çalıştığında elektroliz işleminin gerçekleşebilmesi için sisteme bu gerilim değerinden daha büyük bir gerilim değeri uygulanmalıdır. Eşitlikteki F Faraday sabiti iken z her bir hidrojen molekülünün açığa çıkması için verilen elektron sayısıdır. Eşitlik 2.2 ve Eşitlik 2.3'deki parametrelerin değerleri 1 atm basınç ve 25 °C sıcaklık için aşağıda verildiği gibidir.

- $\Delta H = 285,83 \text{ kJ/mol}$
- $\Delta G = 237,178 \text{ kJ/mol}$
- $\Delta S = 48,652 \text{ kJ/mol}$
- $F = 96485 \text{ C/mol}$
- $z = 2$
- $V_{rev} = 1,23 \text{ V}$

Eşitlik 2.3 ile elde edilen tersinir gerilimin değeri 1,23 V olsa da elektroliz hücresine ısı verilmediği dolayısıyla bütün enerjinin elektrik enerjisi ile sağlandığı bir sistemde hücre potansiyeline termo-nötral gerilim (V_{tn}) denilmektedir. Bu gerilim değeri sisteme ısı verilmediği için $\Delta S = 0$ kabul edilerek Eşitlik 2.4 ile 1,481 V olarak bulunur.

$$V_{tn} = \frac{\Delta H}{Fz} \quad (2.4)$$

Uygulanan elektrik enerjisi ile suyun tamamen bileşenlerine ayrılarak hidrojen ve oksijen elde edildiği teorik olarak doğru olsa bile gerçek uygulamalarda hücre başına uygulanması gereken gerilim bu termo-nötral gerilim değerinden daha büyüktür. Bunun nedeni gerçek uygulamalarda elektrot ve elektrolitten kaynaklı direnç kayıplarının ve ayrıca hidrojen ve oksijen aşırı gerilimlerinin olmasıdır. Tersinir gerilim, kayıplar ve aşırı gerilimler elektroliz hücresinin akım-gerilim eğrisi üzerinde Şekil 2.7'de gösterilmiştir [20, 23, 24].



Şekil 2.7. Hücre geriliminin bileşenleri.

Elektroliz hücresinin akım-gerilim eğrisini elde etmek için deneysel olarak elde edilen eğriler kullanılabilirler. Hücrelerin akım-gerilim eğrilerinin modellenmesinde kullanılan eğriler elektrot akım yoğunluğuna göre hücre gerilimidir. Bu eğriler elde edilirken basınç, elektrotlar arası mesafe ve derişim oranı sabit kabul edilirken asıl etken olarak elektrolitin sıcaklığı kabul edilmektedir. Eğrilerin elde edilmesinde kullanılan temel ifade Eşitlik 2.5'de verilmiştir [36, 132].

$$V_h = V_{rev} + \frac{r}{A} I_e + s \log\left(\frac{u}{A} I_e + 1\right) \quad (2.5)$$

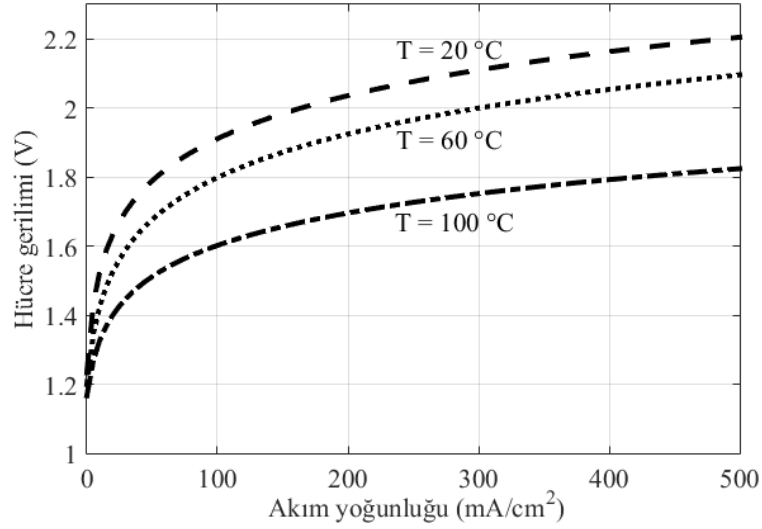
Bu eşitlikte;

- V_h hücre gerilimi (V),
- I_e elektrolit içerisinde geçen akım (mA),
- A elektrot yüzey alanı (cm^2),
- r elektrolitin direnç parametresi (Ωcm^2),
- s elektrot aşırı gerilim kat sayısı (V),
- u elektrot aşırı gerilim kat sayısı ($\text{cm}^2\text{mA}^{-1}$) dir.

Eşitlik 2.5’de verilen r , s ve u katsayılarını daha fazla detaylandırmak için Eşitlik 2.6 kullanılabilir [4, 21, 132]. Eşitlik 2.6’daki T , elektrolitin santigrad derece cinsinden sıcaklık değeridir.

$$V_h = V_{rev} + \frac{r_1 + r_2 T}{A} I_e + (s_1 + s_2 T + s_3 T^2) \log\left(\frac{u_1 + \frac{u_2}{T} + \frac{u_3}{T^2}}{A} I_e + 1\right) \quad (2.6)$$

Eşitlik 2.6 ile farklı sıcaklık değerleri için bir hücrenin akım yoğunluğuna göre gerilim eğrileri çizdirilmiş ve Şekil 2.8’de verilmiştir.



Şekil 2.8. Elektroliz hücresinin farklı sıcaklık değerleri için akım yoğunluğu göre gerilim eğrileri.

Şekil 2.8’de görüldüğü üzere sıcaklık artışı ile elektrolizörün elektriksel iletkenliği artmakta ve hücre gerilimi düşmektedir. Dolayısıyla tasarlanmış bir elektrolizörde derişim oranı, elektrotlar arası mesafe ve basınç değişmeyen sabitler olarak kabul edilirse elektrolizörün elektriksel direnci sıcaklığa göre büyük değişimler göstermektedir.

Elektroliz hücresinin enerji verimi (η_V) Eşitlik 2.7 ile hesaplanabilmektedir. Eşitlik 2.7’deki V_{tn} daha öncede belirtildiği gibi termo-nötral gerilim iken V_h hücre gerilimidir [132].

$$\eta_V = \frac{V_{tn}}{V_h} \quad (2.7)$$

Eşitlik 2.7'den anlaşıldığı üzere enerji verimliliği, azalan hücre gerilimi ile artmaktadır. Alkali elektrolizörün hücre verimi η_E 'nin belirlenmesin de kullanılan ifade Eşitlik 2.8'de verildiği gibidir [133].

$$\eta_E = \eta_V \eta_F \quad (2.8)$$

Eşitlik 2.8'deki η_F , Faraday verimidir. Faraday veriminin elde edildiği eşitlik ise Eşitlik 2.9'da verilmiştir.

$$\eta_F = \frac{F_{H2M}}{F_{H2C}} \quad (2.9)$$

Eşitlik 2.9'daki $F_{H2M(kg/h)}$ elektrolizör tarafından üretilen hirojenin akış miktarı iken $F_{H2C(kg/h)}$ teorik olarak hesaplama sonucu elde edilen hidrojenin akış miktarıdır. Hidrojen üretiminde kullanılan elektrolizörün enerji ve Faraday verimi, deneysel çalışmalar sonucunda tespit edilen V_h ve F_{H2M} 'nin sıra ile Eşitlik 2.7 ve Eşitlik 2.9'da kullanılması ile elde edilmiştir. Elektrolizör hücre verimi ise elde edilen enerji ve Faraday veriminin Eşitlik 2.8'de kullanılması ile bulunur.

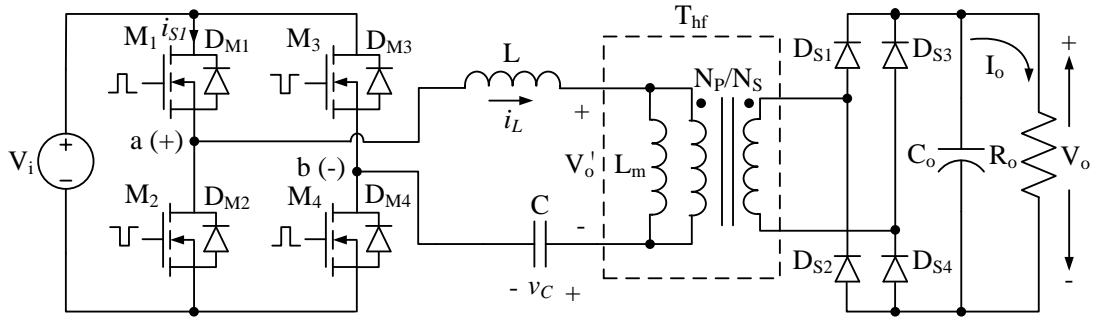
BÖLÜM 3

TAM KÖPRÜ SERİ REZONANS DÖNÜŞTÜRÜCÜ

Bu bölümde hidrojen üretim sisteminin güç katında kullanılan izoleli tam köprü SRC'nin analizi sunulmuştur. Analiz rezonans frekansı üstü çalışma durumu ve FM kontrol tekniği için gerçekleştirilmiştir. Analizde öncelikle dönüştürücünün yapısı tanıtılmış daha sonra kabul edilen bazı varsayımlar sonucunda dönüştürücünün eş değer devresi elde edilmiştir. Eş değer devrenin kararlı durum şartlarında çalışması için teorik dalga şekilleri verilerek bir çalışma periyodunda ortaya çıkan dört farklı çalışma aralığı ele alınmıştır. Dönüştürücünün bir çalışma periyodundaki rezonans akımının pozitif kısmı negatif kısmının simetriği olduğundan dönüştürücünün devre analizi yalnızca pozitif kısım için gerçekleştirilmiş ve temel eşitlikler verilmiştir. Ayrıca rezonans akımının pozitif kısmı için elde edilen durum-düzlem (state-plane) eğrileri kullanılarak dönüştürücünün DC gerilim kazancı da elde edilmiştir.

3.1. DÖNÜŞTÜRÜCÜ DEVRE YAPISI

Şekil 3.1'de devre yapısı verilen izoleli tam köprü SRC; anahtarlama, rezonans ve doğrultma devresi olmak üzere üç bölümden oluşmaktadır. Anahtarlama devresi, %50 görev oranı ile M_{1-4} ve M_{2-3} MOSFET'lerinin dönüşümlü olarak sürüldüğü tam köprü devresidir. Bu anahtarlama işlemi sonucunda tam köprü devresinin a ve b terminallerinden tepe değeri giriş gerilimi V_i olan ve rezonans devresini besleyen kare dalga alternatif inverter gerilimi v_{ab} elde edilir.



Şekil 3.1. İzoleli tam köprü seri rezonans dönüştürücü.

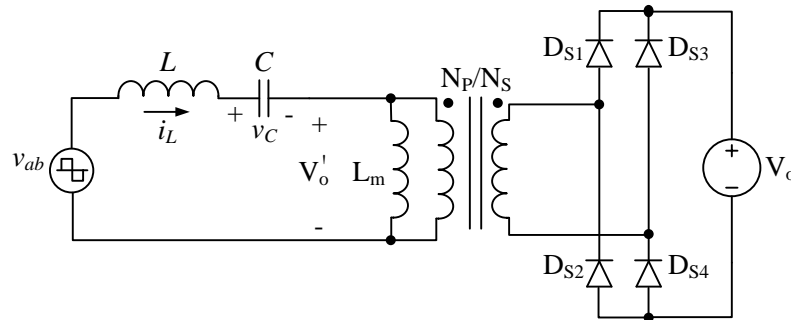
Rezonans devresi; dönüştürme oranı n (N_p/N_s) olan yüksek frekans transformatörünün mıknatıslanma endüktansı L_m , transformatörün kaçak endüktansını ve haricen eklenen endüktansı (L_r) içeren rezonans bobini L ve rezonans kondansatörü C 'den oluşmaktadır. Doğrultma devresi ise yüksek frekans tam dalga doğrultucudan ve filtre kondansatörü C_o 'dan oluşmaktadır.

3.2. DÖNÜŞTÜRÜCÜ EŞ DEĞER DEVRESİ

Şekil 3.1'de devre yapısı verilen izoleli tam köprü SRC'nin analizini gerçekleştirmek amacıyla aşağıda verilen varsayımlar kabul edilmiştir.

- Devre kararlı durum koşullarında çalışmaktadır.
- Çıkış filtre kondansatörü sabit gerilim için yeterince büyüktür.
- Tüm devre elemanları idealdir.

Bu kabuller sonucunda elde edilen eş değer devre Şekil 3.2'de verilmiştir.

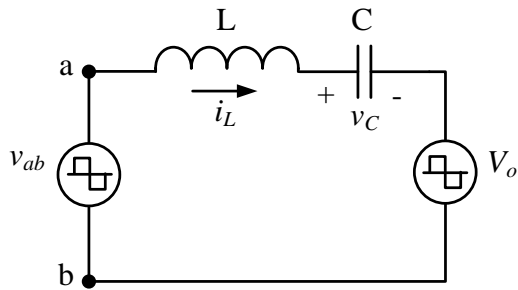


Şekil 3.2. Dönüştürücünün eş değer devresi.

Yukarıdaki kabullerle birlikte dönüştürücünün eş değer devresini daha basit hale getirerek analizi kolaylaştırmak için aşağıda verilen varsayımlar da kabul edilmiştir [122, 123].

- Miknatıslanma endüktansı L_m , rezonans endüktansı L 'den çok daha büyük olduğu için L_m 'nin rezonans frekansı f_r 'e olan etkisi göz ardı edilmiştir.
- Sekonder devresi primer tarafa kare dalga gerilim kaynağı V_o' (nV_o) olarak aktarılmıştır.

Bu kabuller sonucunda elde edilen basitleştirilmiş eş değer devre Şekil 3.3'de verilmiştir.

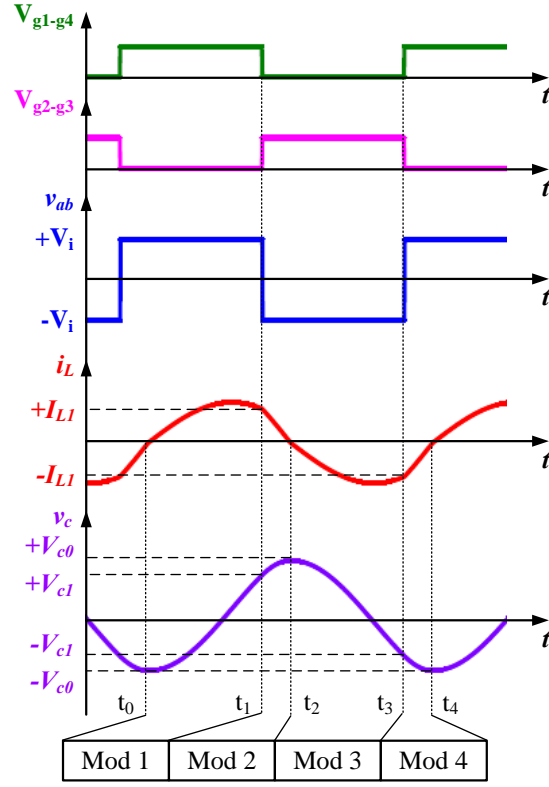


Şekil 3.3. Dönüştürücünün basitleştirilmiş eş değer devresi.

Şekil 3.2'den görüldüğü üzere esasında elde edilen basitleştirilmiş eş değer devre seri LC devresidir.

3.3. DÖNÜŞTÜRÜCÜ TEORİK DALGA ŞEKİLLERİ

İzoleli tam köprü SRC devresinde rezonans frekansı üstü çalışma durumu için dört farklı çalışma aralığı ortaya çıkmaktadır. Bu çalışma aralıkları için güç anahtarlarının kontrol sinyalleri V_{g1-g4} ve V_{g2-g3} 'ün, inverter gerilimi v_{ab} 'nin, rezonans kondansatör gerilimi v_c 'nin ve rezonans akımı i_L 'nin dalga şekilleri Şekil 3.4'de verilmiştir [122].



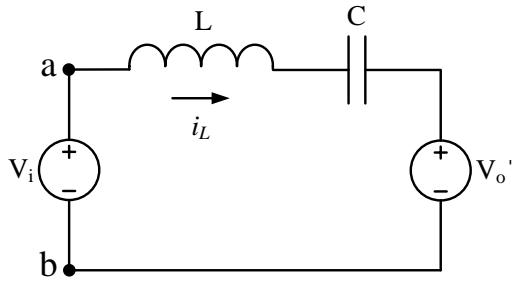
Şekil 3.4. SRC'nin rezonans frekansı üstü çalışma durumu için dalga şekilleri.

Dönüştürücünün teorik dalga şekillerinden görüldüğü üzere kararlı çalışma şartlarında dört farklı çalışma aralığı ortaya çıkmaktadır. Çizelge 3.1'de bu dört farklı çalışma aralığı için iletimde olan anahtarlar, inverter gerilimi (v_{ab}) ve V'_0 gerilimi verilmiştir.

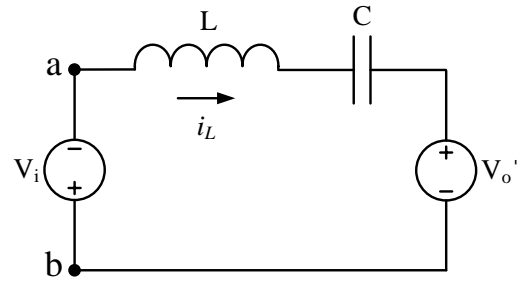
Çizelge 3.1. Dört zaman aralığı için iletimde olan anahtarlar ve inverter gerilimi.

Mod	Zaman Aralığı	İletimde Olan Anahtarlar	v_{ab}	V'_0
Mod 1	$t_0 \leq t < t_1$	M_1, M_4, D_{S1} ve D_{S4}	V_i	$+nV_0$
Mod 2	$t_1 \leq t < t_2$	D_{M2}, D_{M3}, D_{S1} ve D_{S4}	$-V_i$	$+nV_0$
Mod 3	$t_2 \leq t < t_3$	M_2, M_3, D_{S6} ve D_{S7}	$-V_i$	$-nV_0$
Mod 4	$t_3 \leq t < t_4$	D_{M1}, D_{M4}, D_{S6} ve D_{S7}	V_i	$-nV_0$

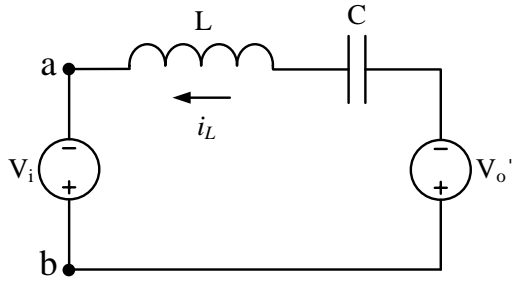
Yukarıda her bir zaman aralığı için dalga şekilleri verilen tam köprü SRC'nin bu aralıklara ait olan eş değer devreleri Şekil 3.5'de verilmiştir.



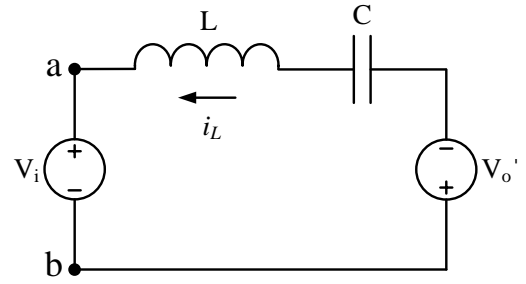
a) Mod 1



b) Mod 2



c) Mod 3

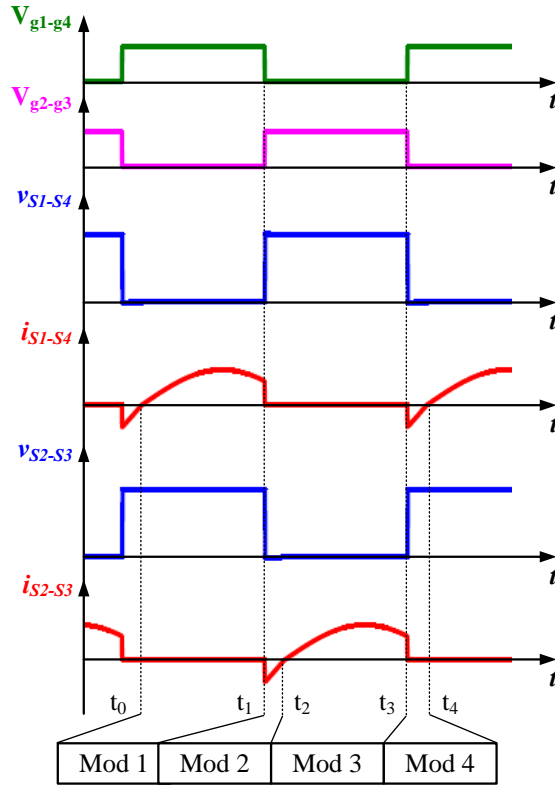


d) Mod 4

Şekil 3.5. SRC'nin dört farklı çalışma modu için eş değer devreleri.

Dönüştürücünün farklı çalışma aralıkları için eş değer devreleri seri LC yapısını korumakla beraber güç anahtarlarının kontrol sinyallerine göre inverter geriliminin (v_{ab}) ve V_o' 'nin polariteleri değişmektedir.

Güç anahtarlarının sıfır gerilim ile ilettime geçişleri Şekil 3.6'da verilen güç anahtarlarının kapı sinyal, gerilim (v_S) ve akım (i_S) dalga şekillerinden daha net görülmektedir.



Şekil 3.6. Anahtarların kapı sinyalleri, gerilimleri ve akımları.

Şekil 3.6 göz önüne alınarak dönüştürücünün dört farklı zaman aralığında ve yumuşak anahtarlama şartlarında çalışması şu şekildedir.

Mod 1 ($t_0 \leq t < t_1$): D_{M1-M4} 'ün t_0 anında yalıtım durumuna geçmeleriyle birlikte M_{1-4} MOSFET'leri ZVS şartlarında iletme geçmektedirler. Dolayısıyla bu modda i_L akımı pozitiftir. V_i 'den yük'e güç aktarımı olmaktadır ve D_{S1-S4} iletimdedir.

Mod 2 ($t_1 \leq t < t_2$): M_{1-4} MOSFET'lerinin t_1 anında yalıtıma geçmeleriyle birlikte M_{2-3} MOSFET'lerinin gövde diyotları D_{M2-M3} pozitif i_L akımı ile iletim durumuna geçmektedirler. Bu durumda M_{2-3} uçlarındaki gerilim diyot gerilimine kenetlenmekte ve böylece bu MOSFET'ler için ZVS şartları oluşmaktadır. V_i 'den yük'e güç aktarımı olmaz iken ve D_{S1-S4} iletimdedir.

Mod 3 ($t_2 \leq t < t_3$): D_{M2-M3} 'ün t_2 anında yalıtım durumuna geçmeleriyle birlikte M_{2-3} ZVS şartlarında iletme geçmektedirler. Dolayısıyla bu modda i_L akımı negatiftir. V_i 'den yük'e güç aktarımı olmaktadır ve D_{S2-S3} iletimdedir.

Mod 4 ($t_3 \leq t < t_4$): M_{2-3} MOSFET'lerinin t_3 anında yalıtıma geçmeleriyle birlikte M_{1-4} MOSFET'lerinin gövde diyotları D_{M1-M4} negatif i_L akımı ile iletim durumuna geçmektedirler. Bu durumda M_{1-4} uçlarındaki gerilim diyot gerilimine kenetlenmekte ve böylece bu MOSFET'ler için ZVS şartları oluşmaktadır. Bu aralıkta yük'e güç aktarımı V_i 'den olmaz iken sekonder tarafındaki D_{S2-S3} diyotları iletimdedir. t_4 'den sonraki çalışma t_0 'dan sonraki çalışmanın tekrarı olarak devam etmektedir.

3.4. DÖNÜŞTÜRÜCÜ DEVRE ANALİZİ

İzoleli tam köprü seri rezonans dönüştürücü kararlı durum şartları altında çalıştığında rezonans akımının pozitif olan yarım periyodu negatif olan yarım periyodun simetridir. Bu nedenle dönüştürücünün devre analizi yalnızca rezonans akımının pozitif olduğu Mod 1 ve Mod 2 için gerçekleştirilmiş ve bu modlara ait olan durum denklemleri ve çözümleri verilmiştir [122-125].

3.4.1. Mod 1 ($t_0 \leq t < t_1$)

Bu mod için rezonans bobin akımının ve rezonans kondansatör geriliminin başlangıç değerleri $i_L(t_0) = 0$ ve $v_C(t_0) = -V_{C0}$ 'dır (Bkz. Şekil 3.4).

Mod 1 için Eşitlik 3.1 ve Eşitlik 3.2 bu mod'a ait eş değer devre kullanılarak elde edilebilir.

$$V_i = L \frac{di_L(t)}{dt} + v_C(t) + V_O' \quad (3.1)$$

$$i_L(t) = C \frac{dv_C(t)}{dt} \quad (3.2)$$

Türevsel eşitliklerin Laplace dönüşümleri Eşitlik 3.3 ve Eşitlik 3.4'de verildiği gibidir.

$$\frac{V_i - V_O'}{s} = sLI_L(s) + V_C(s) \quad (3.3)$$

$$I_L(s) = sCV_C(s) + CV_O' \quad (3.4)$$

Bu Laplace fonksiyonlarına ters Laplace işlemi uygulanır ise eşitliklerin çözümü olan Eşitlik 3.5 ve Eşitlik 3.6 elde edilmiş olur.

$$v_C(t) = V_i - V_O' - (V_i - V_O' + V_{C0})\cos(\omega_r t) \quad (3.5)$$

$$i_L(t)Z_n = (V_i - V_O' + V_{C0})\sin(\omega_r t) \quad (3.6)$$

Bu eşitliklerde Z_n ve ω_r sırasıyla karakteristik empedans ve açılal rezonans frekansıdır. Z_n ve ω_r sıra ile Eşitlik 3.7 ve Eşitlik 3.8'de verilmiştir.

$$Z_n = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.7)$$

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.8)$$

Eşitlik 3.5 ve Eşitlik 3.6'da $v_C(t)$ ve $i_L(t)Z_n$; giriş gerilimi V_i ile normalize edilir ise normalize rezonans akımı (I_{LN}) ve kondansatör gerilimi (V_{CN}) elde edilir [122].

$$V_{CN} = \frac{v_C(t)}{V_i} = 1 - M - (1 - M + q_{C0})\cos(\omega_r t) \quad (3.9)$$

$$I_{LN} = \frac{i_L(t)Z_n}{V_i} = (1 - M + q_{C0})\sin(\omega_r t) \quad (3.10)$$

Burada M dönüştürücünün DC gerilim kazancıdır ve Eşitlik 3.11'de verilmiştir. Eşitlik 3.11'deki n yüksek frekans transformatörünün dönüştürme oranıdır ve N_P/N_S 'ye eşittir. q_{C0} ise kondansatör geriliminin normalize değeridir ve Eşitlik 3.12'de verildiği gibidir.

$$M = \frac{V_O'}{V_i} = \frac{nV_O}{V_i} \quad (3.11)$$

$$q_{C0} = \frac{V_{C0}}{V_i} \quad (3.12)$$

Mod 1'in zaman aralığı Eşitlik 3.13'de verildiği gibi ifade edilebilir.

$$\Delta t_1 = t_1 - t_0 = \frac{\theta}{\omega_r} \quad (3.13)$$

Bu zaman aralığı için rezonans kondansatör geriliminin ve rezonans bobin akımının son değerleri Eşitlik 3.14 ve Eşitlik 3.15'de verilmiştir.

$$V_{C1N} = 1 - M - (1 - M + q_{C0})\cos(\theta) \quad (3.14)$$

$$I_{L1N} = (1 - M + q_{C0})\sin(\theta) \quad (3.15)$$

Bu çalışma aralığının durum-düzlem eğrilerini elde etmek için Eşitlik 3.14 ve Eşitlik 3.15 kullanılarak Eşitlik 3.16 elde edilir.

$$V_{C1N} + jI_{L1N} = (1 - M) - (1 - M + q_{C0})e^{-j\omega_r t} \quad (3.16)$$

Eşitlik 3.16, merkez ile koordinatı $(1 - M)$ ve yarıçapı $(1 - M + q_{C0})$ olan bir çemberi ifade etmektedir.

3.4.2. Mod 2 ($t_1 \leq t < t_2$)

Mod 2 zaman aralığı için rezonans bobin akımının ve rezonans kondansatör geriliminin başlangıç değerleri $i_L(t_1) = I_{L1}$ ve $v_C(t_1) = V_{C1}$ 'dir (Bkz. Şekil 3.4). Bu mod'a ait eş değer devreden Eşitlik 3.17 ve Eşitlik 3.18 elde edilebilir.

$$V_i = -L \frac{di_L(t)}{dt} - v_C(t) - V_0' \quad (3.17)$$

$$i_L(t) = C \frac{dv_C(t)}{dt} \quad (3.18)$$

Türevsel Eşitlik 3.17 ve Eşitlik 3.18'e Laplace dönüşümü uygulandığında Eşitlik 3.19 ve Eşitlik 3.20 elde edilir.

$$\frac{V_i + V_O'}{s} = -sLI_L(s) + LI_{L1} - V_C(s) \quad (3.19)$$

$$I_L(s) = sCV_C(s) - CV_{C1} \quad (3.20)$$

Eşitlik 3.19 ve Eşitlik 3.20'ye ters Laplace işlemi uygulanırsa türevsel eşitliklerin çözümleri Eşitlik 3.21 ve Eşitlik 3.22'de verildiği gibi elde edilebilir.

$$v_C(t) = -V_i - V_O' - (-V_i - V_O' - V_{C1}) \cos(\omega_r t) + I_{L1} Z_n \sin(\omega_r t) \quad (3.21)$$

$$i_L(t) Z_n = -(V_i + V_O' + V_{C1}) \sin(\omega_r t) + I_{L1} Z_n \cos(\omega_r t) \quad (3.22)$$

Eşitlik 3.21 ve Eşitlik 3.22; V_i ile normalize edilir ise Eşitlik 3.23 ve Eşitlik 3.24 elde edilir.

$$V_{CN} = \frac{v_C(t)}{V_i} = -1 - M + (1 + M + q_{C1}) \cos(\omega_r t) + I_{L1N} \sin(\omega_r t) \quad (3.23)$$

$$I_{LN} = \frac{i_L(t) Z_n}{V_i} = -(1 + M + q_{C1}) \sin(\omega_r t) + I_{L1N} \cos(\omega_r t) \quad (3.24)$$

Eşitlik 3.23 ve Eşitlik 3.24'deki q_{C1} ve I_{L1N} ; Eşitlik 3.25 ve Eşitlik 3.26'da verilmişlerdir.

$$q_{C1} = \frac{V_{C1}}{V_i} \quad (3.25)$$

$$I_{L1N} = \frac{I_{L1} Z_n}{V_i} \quad (3.26)$$

Bu mod için çalışma aralığı Eşitlik 3.27'de verildiği gibi ifade edilebilir.

$$\Delta t_2 = t_2 - t_1 = \frac{\gamma}{\omega_r} \quad (3.27)$$

Mod 2 çalışma aralığının sonunda rezonans kondansatör geriliminin ve rezonans akımının son değerleri Eşitlik 3.28 ve Eşitlik 3.29'da verildiği gibidir.

$$V_{C2N} = -1 - M + (1 + M + q_{C1}) \cos(\gamma) + I_{L1N} \sin(\gamma) \quad (3.28)$$

$$I_{L2N} = -(1 + M + q_{C1}) \sin(\gamma) + I_{L1N} \cos(\gamma) \quad (3.29)$$

Bu zaman aralığının durum-düzlem eğrisini elde edebilmek için Eşitlik 3.28 ve Eşitlik 3.29 kullanılarak Eşitlik 3.30 elde edilir.

$$V_{C2N} + jI_{L2N} = -(1 + M) + [(1 + M + q_{C1}) + jI_{L1N}]j^{-j\omega_r t} \quad (3.30)$$

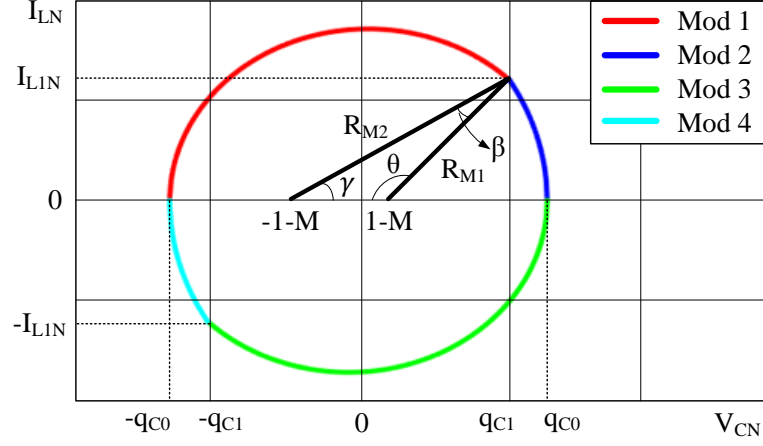
Eşitlik 3.30, merkez ile koordinatı $-(1 + M)$ ve yarıçapı $\sqrt{(1 + M + q_{C1})^2 + I_{L1N}^2}$ olan bir çemberi ifade etmektedir.

3.4.3. Dönüştürücünün Kararlı-Durum Karakteristiği

İzoleli tam köprü SRC'nin kararlı-durum karakteristiğini belirleyebilmek amacıyla karmaşık rezonans dalga şekillerini basit geometrik şekillere dönüştüren durum-düzlem yöntemi kullanılmıştır. Bu yöntem ile rezonans akımı ve rezonans kondansatör gerilimi, uygun bir şekilde normalize edilerek durum-düzleminde karşılıklı iki tarafından genişletilmiş daireyi andıran geometrik şekille ifade edilebilirler. Rezonans akımı ve rezonans kondansatör gerilimi durum-düzleminde ifade edildikten sonra ortaya bir veya birden daha fazla üçgen çıkmaktadır. Bundan sonra yapılması gereken dönüştürücünün çıkış akımı ile rezonans kondansatör gerilimini ilişkilendirmek ve bu geometrik şekilleri çözmektir [122].

Şekil 3.7'de izoleli tam köprü seri rezonans dönüştürücünün kararlı-durum karakteristiğini dolayısıyla da DC çıkış gerilim kazancını belirlemek amacıyla

dönüştürücünün bir anahtarlama periyodunda ortaya çıkan dört farklı çalışma modu için normalize durum-düzlem eğrileri verilmiştir.



Şekil 3.7. İzoleli tam köprü SRC'nin durum-düzlem eğrileri.

Şekil 3.7'den görüldüğü üzere 4 farklı modun durum-düzlem eğrileri ile geometrik olarak yaklaşık daire şekli elde edilmektedir. Ayrıca Mod 1 ve Mod 2'nin çözümlerinden elde edilen yarıçapların çizilmesiyle daire içerisinde birden fazla üçgen de elde edilmektedir. Durum-düzlem eğrisindeki yarıçaplar R_{M1} ve R_{M2} ile açılar θ ve γ Eşitlik 3.31'den Eşitlik 3.34'e kadar sıra ile verilmiştir.

$$R_{M1} = q_{C0} + 1 - M \quad (3.31)$$

$$R_{M2} = q_{C0} + 1 + M \quad (3.32)$$

$$\theta = \omega_r \Delta t_1 \quad (3.33)$$

$$\gamma = \omega_r \Delta t_2 \quad (3.34)$$

Dönüştürücünün bir anahtarlama periyodu ile ilgili olan eşitlikleri Eşitlik 3.35'den Eşitlik 3.37'ye kadar farklı şekillerde ifade edilmişlerdir.

$$\frac{1}{T_s} = \frac{1}{2(\Delta t_1 + \Delta t_2)} \quad (3.35)$$

$$f_n = \frac{f_s}{f_r} = \frac{2\pi}{2(\Delta t_1 + \Delta t_2)} \frac{1}{\omega_r} \quad (3.36)$$

$$\frac{f_n}{\pi} = \frac{1}{\omega_r(\Delta t_1 + \Delta t_2)} = \frac{1}{\theta + \gamma} \quad (3.37)$$

Durum-düzlem yönteminde rezonans dalga şekillerini geometrik şekiller ile ifade etmek kadar önemli olan yüksek frekans anahtarlama harmoniklerini ihmal ederken dönüştürücünün çıkış dalga şekillerindeki DC ve düşük frekanslı AC bileşenlerin ortalamasının kullanılmasıdır. İzoleli tam köprü SRC'nin anahtarlama periyodunun yarısı için primer tarafa aktarılmış olan çıkış akımının ortalaması I'_O , rezonans kondansatörünün şarj yükü Q_C 'ya eşittir. Q_C şarj yükü rezonans kondansatörü C uçlarında bir AC gerilime neden olduğundan ayrıca rezonans kondansatör geriliminin genliği ve çıkış akımı arasında da yakın bir ilişki vardır. Bu ilişkiler Eşitlik 3.38 ve Eşitlik 3.39'da verilmiştir.

$$Q_C = 2CV_{C0} = \int_0^{T_s/2} i_L(t) dt \quad (3.38)$$

$$I'_O = \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s/2} i_L(t) dt \quad (3.39)$$

Eşitlik 3.38'deki V_{C0} kondansatör geriliminin tepe değeridir. Eşitlik 3.38 ve Eşitlik 3.39 kullanılarak Eşitlik 3.40 ve Eşitlik 3.41 elde edilebilir.

$$Q_C = 2CV_{C0} = \frac{T_s}{2} I'_O \quad (3.40)$$

$$q_{C0} = \frac{V_{C0}}{V_i} = \frac{I'_O}{4f_s C V_i} \quad (3.41)$$

Primer tarafa aktarılmış olan ortalama çıkış akımı I'_O , Z_n/V_i ile normalize edildiğinde Eşitlik 3.42 elde edilmektedir.

$$I'_{ON} = \frac{Z_n I'_O}{V_i} \quad (3.42)$$

Eşitlik 3.42'den I'_O çekilip Eşitlik 3.41'de yerine konulduğunda ise Eşitlik 3.43 elde edilir.

$$q_{c0} = \frac{I'_{ON}}{2} \frac{\pi}{f_n} \quad (3.43)$$

Durum-düzlem eğrisi (Bkz. Şekil 3.7) üzerindeki üçgenin β açısı için kosinüs yasası uygulandığında Eşitlik 3.44 elde edilebilir.

$$2^2 = R_{M1}^2 + R_{M2}^2 - 2R_{M1}R_{M2}\cos\beta \quad (3.44)$$

Üçgenin iç açılar toplamı π olduğundan;

$$\beta = \pi - \gamma - \theta \quad (3.45)$$

eşitliği veya

$$\beta = \pi - \frac{\pi}{f_n} \quad (3.46)$$

eşitliği yazılabilir. Bu eşitliklerden

$$\rho = \frac{\pi}{f_n} \quad (3.47)$$

kabul edilir ise $\beta = \pi - \rho$ olur. Yarıçap R_{M1} ve R_{M2} ayrıca $\cos(\beta)$ eşitliği sıra ile Eşitlik 3.48, Eşitlik 3.49 ve Eşitlik 3.50'de tekrardan elde edilmişlerdir.

$$R_{M1} = \frac{I'_{ON}}{2} \rho + 1 - M \quad (3.48)$$

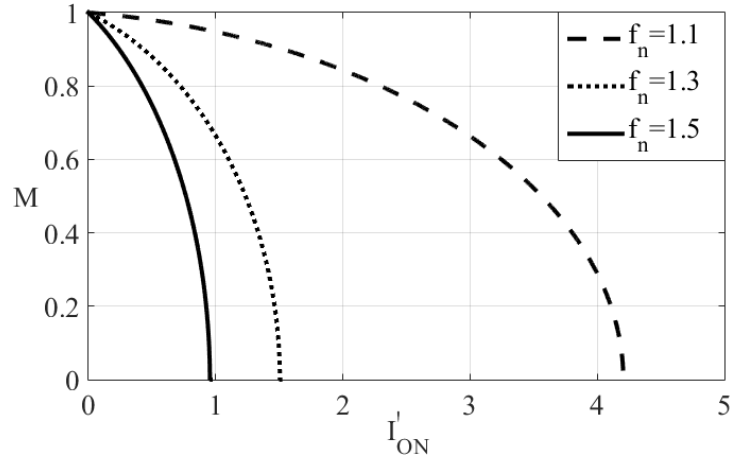
$$R_{M2} = \frac{I'_{ON}}{2} \rho + 1 + M \quad (3.49)$$

$$\cos(\beta) = -\cos(\rho) \quad (3.50)$$

Eşitlik 3.48, Eşitlik 3.49 ve Eşitlik 3.50; Eşitlik 3.44’de yerlerine konur ve gerekli düzenlemeler yapılır ise dönüştürücünün DC gerilim kazanç denklemi Eşitlik 3.51’de verildiği gibi bulunabilir.

$$M = \sqrt{\frac{1 - \left(\frac{I'_{ON}\rho}{2} + 1\right)^2 \cos^2\left(\frac{\rho}{2}\right)}{\sin^2\left(\frac{\rho}{2}\right)}} \quad (3.51)$$

Elde edilen eşitlik kullanılarak farklı frekans oranı (f_n) değerleri için dönüştürücünün DC gerilim kazancı (M), primer tarafa aktarılan normalize ortalama çıkış akımına (I'_{ON}) göre Şekil 3.8’de verilmiştir.



Şekil 3.8. Farklı f_n değerleri için I'_{ON} - M eğrisi.

İzoleli tam köprü SRC'nin farklı f_n değerleri için elde edilen I'_{ON} - M grafiğinden artan gerilim kazancı ile birlikte normalize ortalama çıkış akımının azaldığı tersi durumunda ise arttığı görülmektedir. Dolayısıyla akım kaynağı gibi davranan seri rezonans dönüştürücünün yük akımı I_o 'nun azalması ile gerilim kazancı artmaktadır.

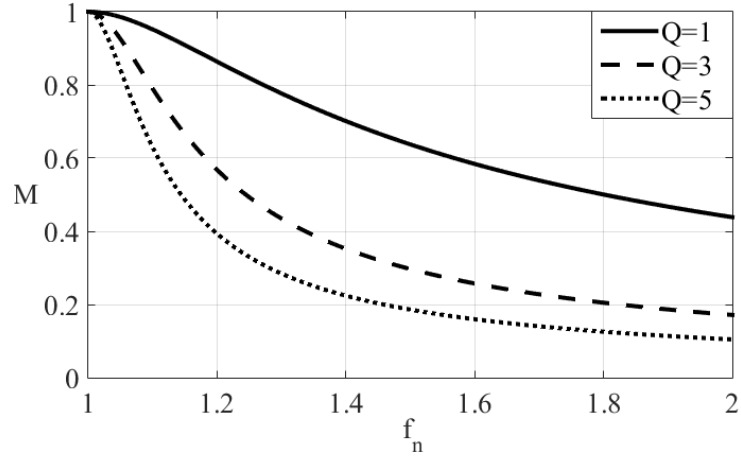
İzoleli tam köprü SRC'nin farklı omik yük değerleri için gerilim dönüştürme oranının (M) frekans oranına (f_n) göre değişiminin elde edilebilmesi için Eşitlik 3.52 kullanılmıştır [123-125].

$$M = \frac{\frac{Q\rho}{2}}{\tan^2\left(\frac{\rho}{2}\right) + \left(\frac{Q\rho}{2}\right)^2} \left[-1 + \sqrt{1 + \frac{\left(1 - \cos^2\left(\frac{\rho}{2}\right)\right) \left(\tan^2\left(\frac{\rho}{2}\right) + \left(\frac{Q\rho}{2}\right)^2\right)}{\left(\frac{Q\rho}{2}\right)^2 \cos^2\left(\frac{\rho}{2}\right)}} \right] \quad (3.52)$$

Eşitlik 3.52'deki Q dönüştürücünün normalize yük parametresidir ve Eşitlik 3.53'de verilmiştir.

$$Q = \frac{l'_{ON}}{M} = \frac{Z_n}{n^2 R_O} \quad (3.53)$$

Eşitlik 3.52 kullanılarak farklı Q değerleri için SRC'nin rezonans frekansı üstünde çalışması için durum-düzlem kontrol karakteristiği elde edilmiş ve Şekil 3.9'da verilmiştir.



Şekil 3.9. SRC'nin durum-düzlem kontrol karakteristiği.

Şekil 3.9'dan görüldüğü ve daha önce de belirtildiği üzere SRC akım kaynağı gibi davranmakta, artan Q değeri ile birlikte gerilim kazancı azalmaktadır.

BÖLÜM 4

TAM KÖPRÜ SERİ REZONANS DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN KONTROLÜ VE SİMÜLASYONU

İzoleli tam köprü SRC farklı kontrol tekniklerinin kullanımı için elverişli olan bir yapıdır. Bu nedenle bu dönüştürücünün kontrolü için FM, PSM ve PDM gibi birçok farklı kontrol tekniği kullanılmaktadır [43, 85, 90, 94]. Bu bölümde dönüştürücünün kontrolünde kullanılan tekniklere ve bu tekniklerin gruplandırılmasına değinilmiştir. Ayrıca deneysel çalışmalarda kullanılan dönüştürücünün çalışma parametreleri kullanılarak PSIM programında simülasyon çalışması gerçekleştirilmiştir. Simülasyon çalışmasında dönüştürücü farklı çıkış akım değerleri için FM, PSM ve PDM teknikleri ile ayrı ayrı kontrol edilmiştir. Her bir kontrol tekniği için dönüştürücünün kontrol değişkeninin farklı çıkış akım değerlerine göre değişimleri çizelgeler halinde sunulmuştur.

4.1. KONTROL TEKNİKLERİ

İzoleli tam köprü SRC'nin çıkış güç denetiminde kullanılan teknikler temelde değişken ve sabit frekans anahtarlama olarak iki gruba ayrılabilir da bu tekniklerin kendi aralarında birçok farklı uygulamaları bulunmaktadır [82, 83].

4.1.1. Değişken Frekans Kontrol

Değişken frekans ile güç kontrolü anahtarlama frekansının dolayısıyla da rezonans devresi empedansının değiştirilmesi ile gerçekleştirilmektedir. Bu nedenle bu kontrol tekniğinin kontrol değişkeni dönüştürücünün anahtarlama frekansıdır. Değişken frekans anahtarlama kontrol tekniğinin farklı türleri şu şekildedir:

- Frekans modülasyon,

- Ortalama akım,
- Kondansatör gerilim,
- Diyot iletim açısı,
- Optimal eğri kontrol tekniğidir.

Bu teknikler arasından geleneksel kontrol yöntemlerinden biri olan FM tekniği basit yapısı ve kolay uygulanabilmesinden dolayı en çok tercih edilen tekniktir [93, 94]. Bununla birlikte FM tekniğinde çıkış gücünün kontrol edilebilmesi için anahtarlama frekansının, başlangıç frekansı ile çalışma frekansı arasında kalan frekans değerlerini taramasının gerekmesi bu tekniğin dezavantajıdır.

4.1.2. Sabit Frekans Anahtarlama Kontrol

Sabit frekans anahtarlama kontrol tekniğinde güç kontrolü rezonans devre geriliminin etkin değerinin değiştirilmesi ile gerçekleştirilmektedir. Sabit frekans anahtarlama tekniğinin farklı türleri [82, 83] olmakla birlikte bu tekniklerin kontrol değişkenleri, değişken frekans kontrol tekniğinin aksine farklılık göstermektedir.

- Faz kaymalı modülasyon (PSM) kontrol tekniği
- Asimetrik faz kaymalı modülasyon kontrol tekniği
- Asimetrik görev oranı kontrol tekniği
- Tek kutuplu gerilim iptal kontrol tekniği
- Sekonder taraf kontrol tekniği
- Darbe yoğunluk modülasyon (PDM) kontrol tekniği

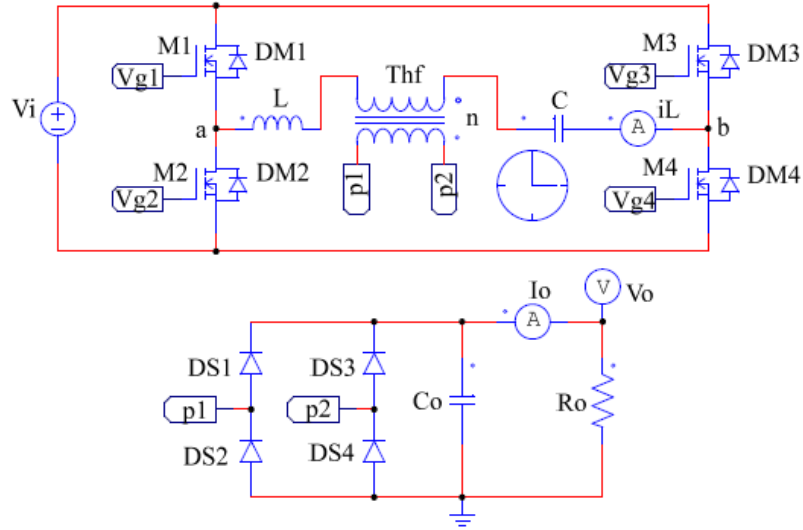
Bu tekniklerden PSM geleneksel kontrol yöntemlerinden biridir. PSM özellikle güç kontrolü için anahtarlama frekansının değiştirilmesinin önüne geçip sabit anahtarlama frekansında çalışmak için tercih edilmektedir [48-50]. Bu tekniğin dezavantajı, azalan yük akımında güç anahtarlarından bazılarının ZVS ile iletme geçme şartlarının kaybolmasıdır [94-97].

Sabit anahtarlama kontrol tekniklerinden bir diğeri olan PDM özellikle rezonans eviricilerin kontrolünde sıkça kullanılmaktadır [99-104]. PDM ile rezonans

frekansında veya rezonans frekansına yakın sabit frekansta çalışarak anahtarlama kayıplarını azaltmak mümkün olmaktadır. Güç anahtarlarının kapı sinyallerinin elde edilmesinin zor olması, PDM kontrol sinyali ile kapı sinyalleri arasında eş zamanlı çalışmanın sağlanmasının gerekmesi ayrıca rezonans frekansının takibi için PLL devresine ihtiyaç duyulması bu tekniğin uygulanmasını zorlaştırmaktadır [105-115].

4.2. SİMÜLASYON ÇALIŞMASI

Simülasyon çalışmalarında Şekil 4.1’de PSIM devre yapısı verilen izoleli tam köprü SRC’nin çıkış akımı 4 A’den 10 A’e kadar 1 A aralıklarla FM, PSM ve PDM teknikleri ile ayrı ayrı kontrol edilmiştir. Farklı kontrol teknikleri ile kontrol edilen dönüştürücünün kontrol değişkenine göre çıkış akımındaki değişimleri simülasyon ve deneysel çalışmalar için karşılaştırabilmek amacıyla her iki çalışmada da dönüştürücü parametreleri eşit seçilmiştir.



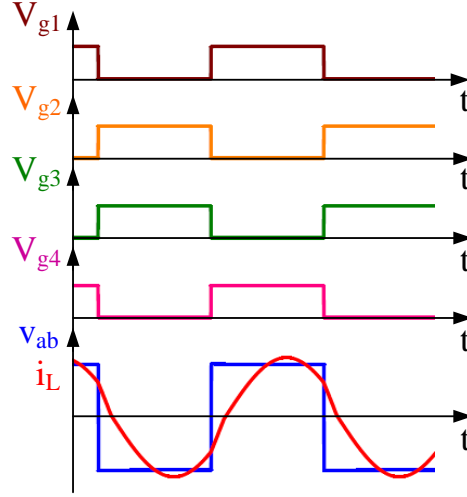
Şekil 4.1. İzoleli tam köprü SRC’nin PSIM devre yapısı.

Simülasyon ve deneysel çalışmada kullanılan dönüştürücünün parametreleri Çizelge 4.1’de verildiği gibidir.

Çizelge 4.1. Dönüştürücünün parametreleri.

V_i	200 V	n	18:4
C	10 nF	f_r	115 kHz
L	191 μ H	R_o	3,33 Ω

FM, PSM ve PDM teknikleri ile çıkış akımı kontrol edilen dönüştürücünün kontrol değişkenlerinin değişimlerini gözlemleyebilmek amacıyla sabit çalışma frekansı rezonans frekansının üstünde olacak şekilde 120 kHz olarak seçilmiştir. Bu anahtarlama frekansı için güç anahtarlarının kapı sinyal, inverter gerilim (v_{ab}) ve rezonans akım (i_L) dalga şekilleri Şekil 4.2’de verildiği gibidir.

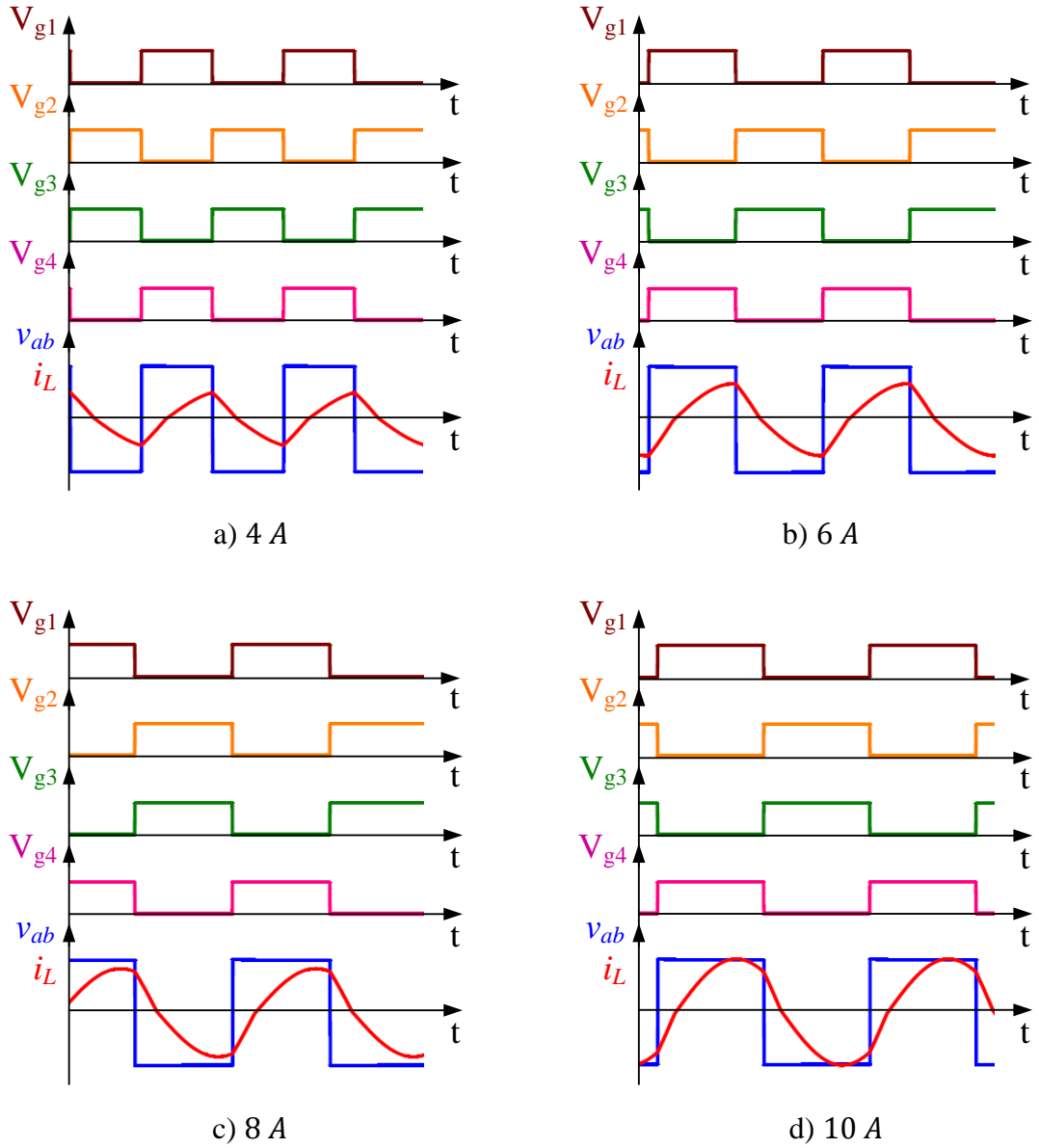


Şekil 4.2. 120 kHz anahtarlama frekansı için kapı sinyalleri, inverter gerilimi ve rezonans akımı.

Şekil 4.2’den görüldüğü üzere rezonans akımı geri fazlıdır. Bu çalışma frekansı için dönüştürücünün çıkış akımı $11,43\text{ A}$ ve çıkış gücü (P_O) 435 W ’tır.

4.2.1. Frekans Kontrollü Dönüştürücünün Simülasyonu

Şekil 4.3’de farklı çıkış akım değerleri ve Şekil Ek A.1’de eksen değerleri ile birlikte 10 A çıkış akımı için FM ile kontrol edilen dönüştürücünün güç anahtarlarının kapı sinyal, inverter gerilim ve rezonans akım dalga şekilleri verilmiştir. Şekil 4.3’den görüldüğü gibi FM tekniğinde çapraz güç anahtarların sürülmesi için kullanılan kapı sinyalleri birbirinin aynı iken sağ ve sol kollarda bulunan güç anahtarlarından üst tarafta bulunanlar ile alt tarafta bulunanlar arasında 180 derece faz farkı vardır.



Şekil 4.3. FM kontrollü dönüştürücünün simülasyon sonuçları.

Bu tekniğin kontrol değişkeni olan anahtarlama frekansının değiştirilmesi ile rezonans akımı kontrol edilir iken inverter geriliminin doluluk oranı ve tepe değeri sabit kalmaktadır. Ayrıca dönüştürücünün farklı çıkış akım değerleri için kararlı çalışma durumlarında bütün akım değerleri için dört farklı çalışma aralığı bulunmaktadır. Bu çalışma aralıklarının tamamında rezonans devresi geri fazlı olduğundan güç anahtarları ZVS şartlarında ilettime geçer iken sert anahtarlama şartlarında yalıtıma geçmektedirler.

Çizelge 4.2’de FM tekniğinin kontrol değişkeni olan anahtarlama frekansına göre çıkış akımının değişimini gösteren simülasyon sonuçları verilmiştir.

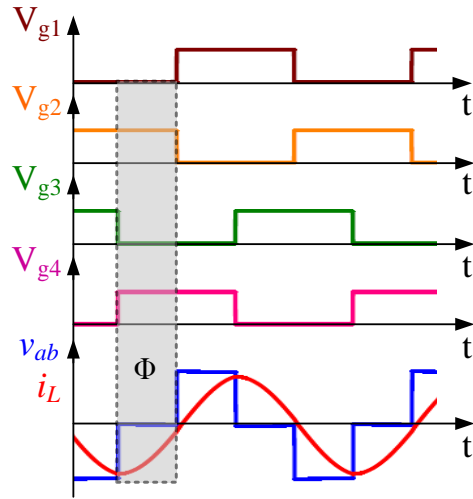
Çizelge 4.2. FM kontrollü dönüştürücünün anahtarlama frekansına göre çıkış akımı.

f_s (kHz)	128	133,8	140	147,8	158	172	194
I_o (A)	10	9	8	7	6	5	4

Çizelge 4.2’de verilen sayısal değerlerden de anlaşılacağı üzere rezonans frekansı üstü çalışma için artan anahtarlama frekansı ile birlikte çıkış akımı azalmaktadır. Elde edilen sonuçlara göre çıkış akımını 10 A’den 4 A’e kadar azaltmak için anahtarlama frekansının 66 kHz artırılması gerekmektedir. Anahtarlama frekansındaki bu artış ile anahtarlama kayıplarının ve EMI’nın artması bu tekniğin dezavantajıdır.

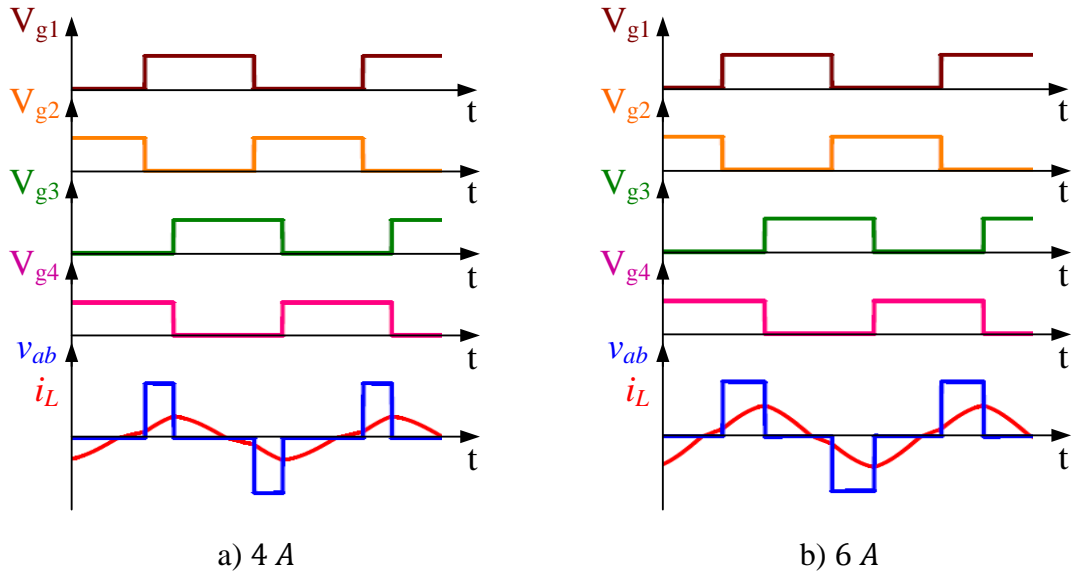
4.2.2. Faz Kaymalı Kontrollü Dönüştürücünün Simülasyonu

PSM kontrol tekniğinin temel çalışma mantığı, rezonans devre geriliminin görev oranının değiştirilerek güç kontrolünün gerçekleştirilmesidir. Şekil 4.4’de verilen güç anahtarlarının kapı sinyal, inverter gerilim ve rezonans akım dalga şekillerinden görüldüğü üzere inverter geriliminin görev oranı çapraz güç anahtarları M_1 ile M_4 ve M_2 ile M_3 ’ün kapı sinyalleri arasındaki faz farkı olan Φ açısının değiştirilmesi sayesinde gerçekleştirilmektedir. Dolayısıyla PSM tekniğinin kontrol değişkeni çapraz güç anahtarlarının kapı sinyalleri arasındaki faz farkıdır. Bu faz farkı 0 dereceden 180 dereceye kadar değiştirilerek çıkış akımının kontrolü sağlanmaktadır.

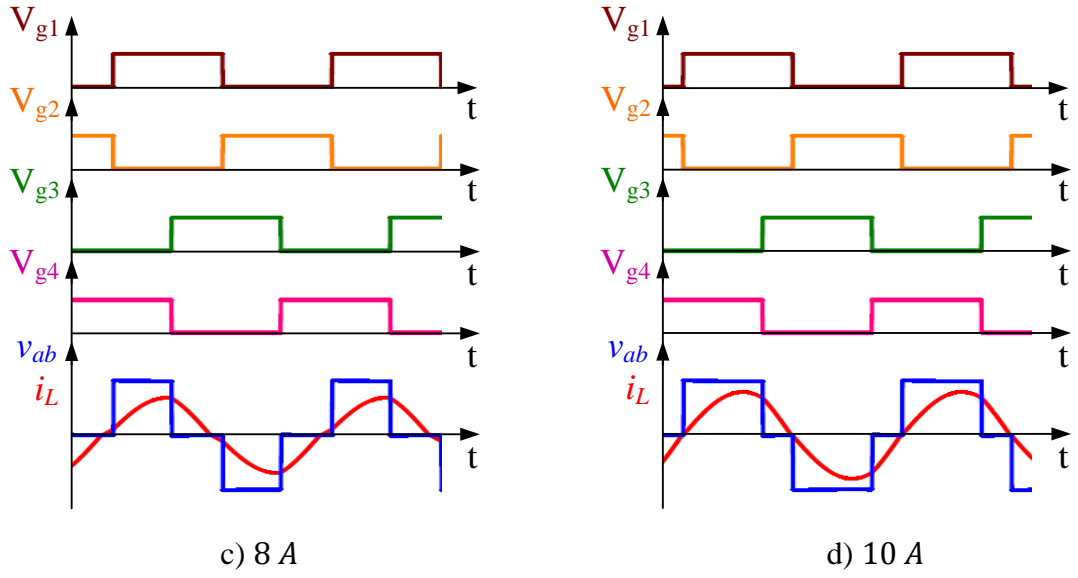


Şekil 4.4. PSM kontrollü dönüştürücünün güç anahtarlarının kapı sinyalleri, inverter gerilimi ve rezonans akımı.

Şekil 4.5’de dört farklı çıkış akım değeri ve Şekil Ek A.2’de eksen değerleri ile birlikte 10 A çıkış akımını için elde edilen güç anahtarlarının kapı sinyal, inverter gerilim ve rezonans akım dalga şekilleri verilmiştir.



Şekil 4.5. PSM kontrollü dönüştürücünün simülasyon sonuçları.



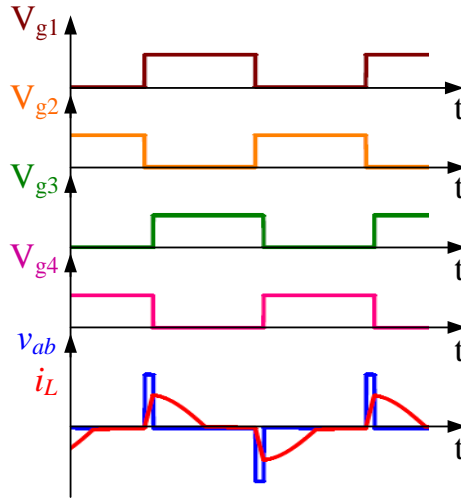
Şekil 4.5. (devam ediyor).

Şekil 4.5'den görüldüğü üzere faz açısı Φ 'nin artması ile çıkış akımı azalmaktadır. Bununla birlikte dönüştürücünün çalışma frekansı sabit 120 kHz 'dir. Görev oranı değişse de inverter geriliminin tepe değeri giriş gerilimi V_i olarak kalmaya devam etmektedir. Çizelge 4.3'de PSM kontrollü dönüştürücünün 10 A 'den 4 A 'e kadar olan çıkış akım değerlerine göre kontrol değişkeni olan faz açısının değişimi verilmiştir.

Çizelge 4.3. PSM kontrollü dönüştürücünün faz açısı Φ 'ye göre çıkış akımı.

Faz Açısı ($^\circ$)	54,08	70,96	85,23	97,78	110,33	121,15	131,75
I_o (A)	10	9	8	7	6	5	4

Şekil 4.5'de simülasyon sonuçları incelendiğinde faz açısı artıkça veya yük akımı azaldıkça rezonans akımı, inverter geriliminden (v_{ab}) ileri fazlı hale gelmektedir. Ayrıca $4 - 10 \text{ A}$ çalışma aralığı için ortaya çıkmasa da Şekil 4.6'dan görüldüğü gibi rezonans akımının, çıkış akımındaki azalmalar ile devamlı moddan devamsız moda geçtiği durum da PSM kontrollü dönüştürücüde mümkün olmaktadır.



Şekil 4.6. PSM kontrollü dönüştürücüde rezonans akımının devamsız modu.

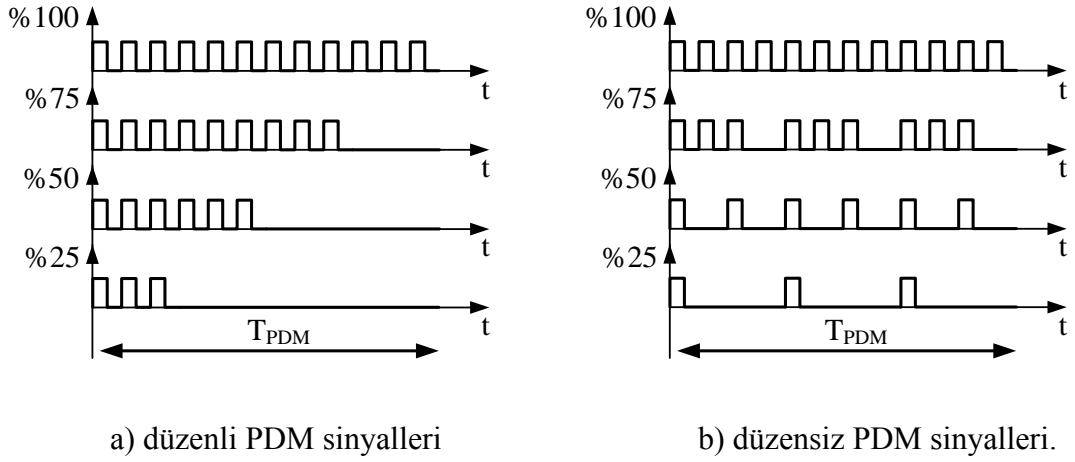
Dolayısıyla PSM kontrollü dönüştürücüde çıkış akımındaki azalma ile dönüştürücünün üç farklı çalışma durumu ortaya çıkmaktadır [134, 135].

- Rezonans akımının devamlı ve geri fazlı olduğu çalışma durumu. Bu çalışma durumu için güç anahtarlarının tamamı ZVS şartlarında ilettime geçer iken sert anahtarlama şartlarında yalıtıma geçerler.
- Rezonans akımının devamlı ve ileri fazlı olduğu çalışma durumu. Tam köprü devresinin sol kolundaki güç anahtarları sert anahtarlama şartlarında ilettime geçerler iken ZCS ile yalıtıma geçerler. Sağ koldaki güç anahtarları ZVS ile ilettime geçerler iken sert anahtarlama şartlarında yalıtıma geçerler.
- Rezonans akımının devamsız olduğu çalışma durumudur. Güç anahtarlarının tamamı yumuşak anahtarlama şartlarında ilettime geçmektedirler. Sol koldaki anahtarlar kayıpsız bir şekilde yalıtıma geçerler iken sağ koldaki anahtarlar sert anahtarlama şartlarında yalıtıma geçmektedirler.

Bu üç farklı çalışma durumlarından ilki olan güç anahtarlarının tamamının ZVS şartlarında ilettime geçtiği ve rezonans akımının geri fazlı olduğu çalışma durumu özellikle yüksek frekanslarda güç anahtarı olarak MOSFET'in kullanıldığı çalışmalarda daha yüksek verim elde edilmesi nedeniyle tercih edilmektedir [134].

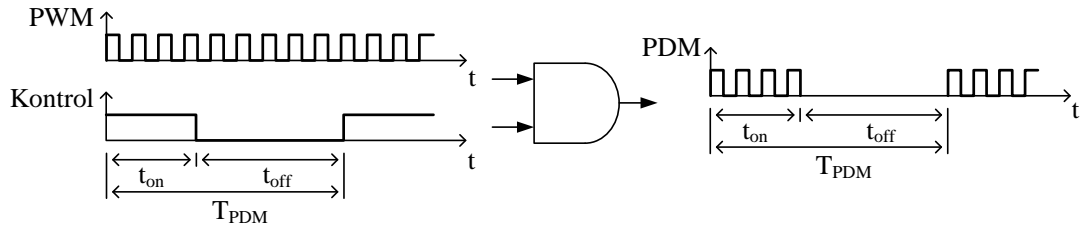
4.2.3. Darbe Yoğunluk Modülasyon Kontrollü Dönüştürücünün Simülasyonu

Düzenli ve düzensiz PDM sinyalleri farklı görev oranları için Şekil 4.7’de verilmiştir. Düzensiz PDM’de kapı sinyalleri PDM periyoduna simetrik bir şekilde dağıtılır iken düzenli PDM’de kapı sinyalleri simetrik olarak dağıtılmazlar. Simülasyon çalışmasında ve bu tezdeki deneysel çalışmalarda basit kontrol devre yapısı ve kolay uygulanabilirliği nedeniyle düzenli PDM yöntemi kullanılmıştır.



Şekil 4.7. Düzenli ve düzensiz PDM sinyalleri.

Düzenli PDM kontrolün nasıl gerçekleştiğinin anlaşılması amacıyla Şekil 4.8 verilmiştir. Şekil 4.8’de basitçe PWM darbeleri ve kontrol sinyali VE kapısına tabi tutulmakta böylece PWM darbelerinin ne kadarlık bir kısmının güç anahtarını sürmek için kullanılacağı belirlenmektedir.

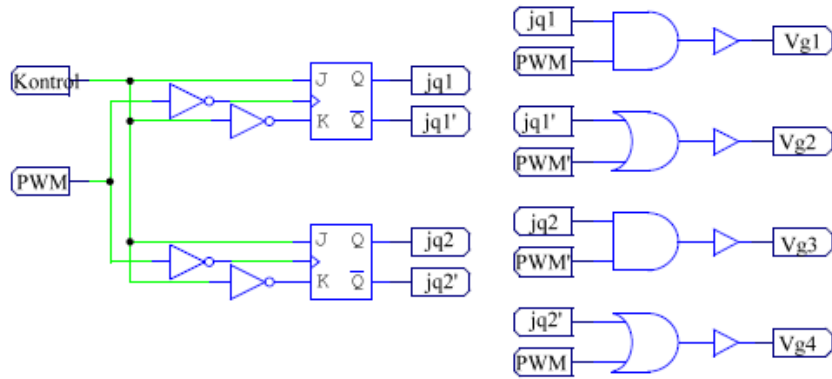


Şekil 4.8. Düzenli PDM sinyallerinin elde edilmesi.

PDM kontrolde Eşitlik 4.1’de verilen kontrol sinyalinin görev oranı D değiştirilerek güç kontrolü gerçekleştirilmektedir. Dolayısıyla PDM kontrol tekniğinde kontrol değişkeni kontrol sinyalinin görev oranıdır.

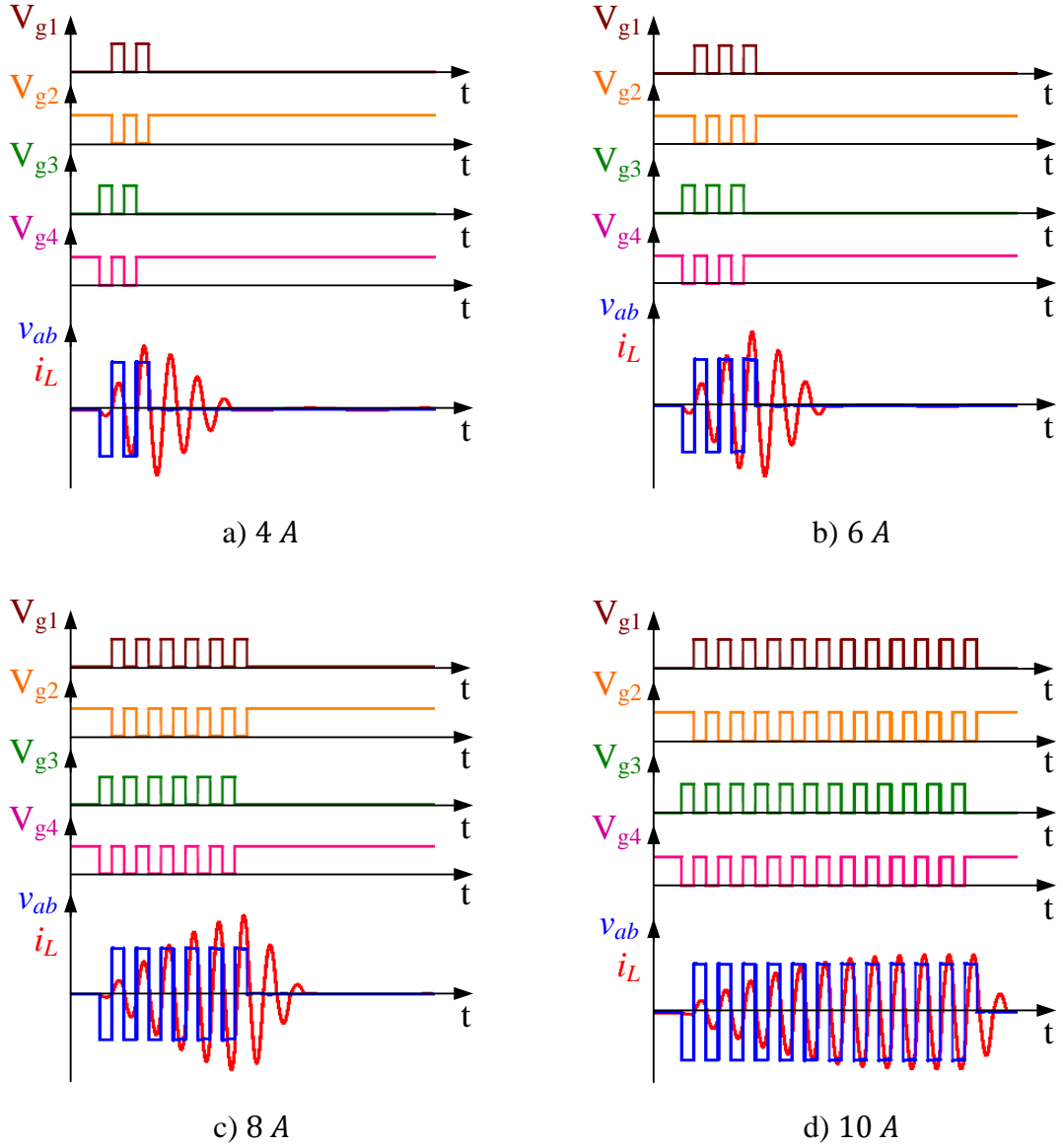
$$D = \frac{t_{on}}{T_{PDM}} \quad (4.1)$$

FM ve PSM tekniklerinde güç anahtarlarının kapı sinyalleri analog tümleşik devreler veya mikrodenetleyici gibi programlanabilir devre elemanları ile elde edilebilirler [43, 48-51]. Bununla birlikte düzenli veya düzensiz PDM kontrollü dönüştürücülerin güç anahtarlarının kapı sinyallerinin elde edilmesi ve bu sinyaller ile kontrol sinyalinin de eş zamanlı çalışabilmesi için lojik devre veya bellek elemanları gerekmektedir [105-115]. PDM kontrollü dönüştürücünün güç anahtarlarının kapı sinyallerinin elde edilebilmesi ve bu sinyaller ile kontrol sinyalinin eş zamanlı bir şekilde çalışabilmesi için gerekli olan lojik devre Şekil 4.9’da verilmiştir.



Şekil 4.9. Düzenli PDM sinyallerinin elde edilmesinde kullanılan lojik devre.

Şekil 4.9’deki lojik devrede JK flip-floplar PDM’nin 8,22 kHz’lik kontrol sinyali ile 120 kHz’lik PWM sinyali arasında eş zamanlı çalışmayı sağlar iken VE ve VEYA kapıları ile güç anahtarlarının kapı sinyalleri elde edilmektedir. PDM kontrol tekniğinin dönüştürücüye uygulanması ile Şekil 4.10’da farklı çıkış akım değerleri ve Şekil Ek A.3’de eksen değerleri ile birlikte 10 A çıkış akımı için güç anahtarlarının kapı sinyal, inverter gerilim ve rezonans akım dalga şekilleri verilmiştir.



Şekil 4.10. PDM kontrollü dönüştürücünün simülasyon sonuçları.

PDM kontrollü dönüştürücünün rezonans üstü çalışma durumu için t_{on} boyunca çalışması FM kontrollü SRC ile aynıdır. Bununla birlikte t_{off} boyunca köprü devresindeki güç anahtarlarından M_2 ve M_4 'ün iletimde tutulması ile inverter gerilimi sıfır olmaktadır. Dolayısıyla t_{off} süresi boyunca kaynak üzerinden yüke enerji aktarımı olmamaktadır. Çizelge 4.4'de PDM'nin görev oranına göre çıkış akımının değişimini gösteren simülasyon sonuçları verilmiştir.

Çizelge 4.4. PDM kontrollü dönüştürücünün görev oranına göre çıkış akımı.

Görev Oranı	0,85	0,55	0,41	0,32	0,25	0,2	0,15
$I_o (A)$	10	9	8	7	6	5	4

Çizelge 4.4'den de anlaşılacağı üzere görev oranındaki azalma ile çıkış akımı da azalmaktadır. Bu değişim görev oranı ile doğru orantılı değildir ve dönüştürücünün kalite faktörüne bağlı olarak değişmektedir [99].

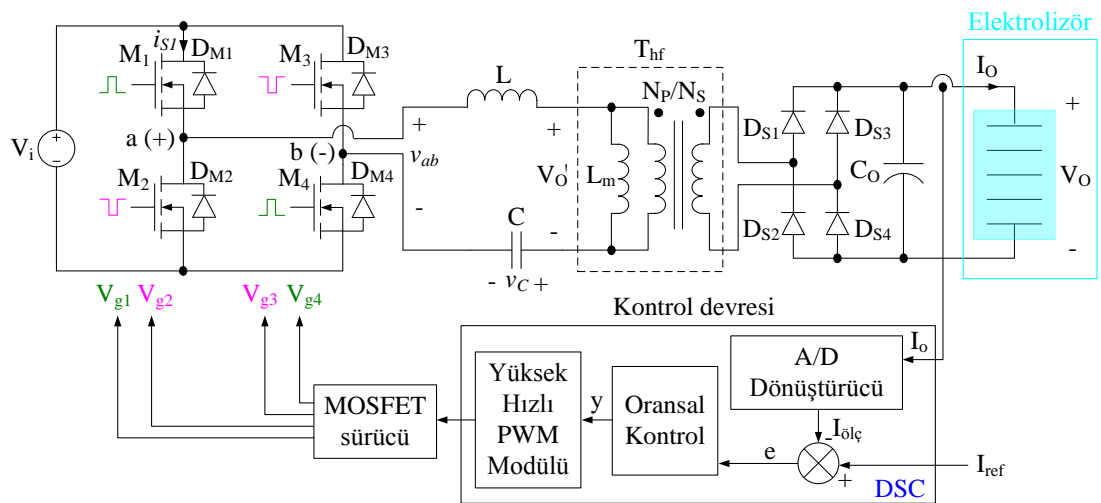
BÖLÜM 5

REZONANS DÖNÜŞTÜRÜCÜ BESLEMELİ ALKALİ ELEKTROLİZÖR

Bu bölümde alkali elektroliz yöntemi ile hidrojen üretmek amacıyla tasarımı ve uygulaması gerçekleştirilen sistemin yapısı tanıtılmıştır. Ayrıca önceki bölümlerde gerçekleştirilen teorik analizleri ve simülasyon çalışmalarını doğrulamak amacıyla deneysel çalışmalarda kullanılmak üzere gerçekleştirilen düzeneklerden bahsedilmiştir.

5.1. SİSTEMİN VE DENEY DÜZENEGİNİN YAPISI

Şekil 5.1’de açık devre şeması verilen rezonans dönüştürücü beslemeli alkali elektrolizörlü hidrojen üretim sisteminin prototipi laboratuvar ortamında gerçekleştirilmiştir. Gerçekleştirilen hidrojen üretim sistemi; güç katı olan izoleli tam köprü seri rezonans dönüştürücü, alkali elektroliz ünitesi ve kontrol devresinden oluşmaktadır.



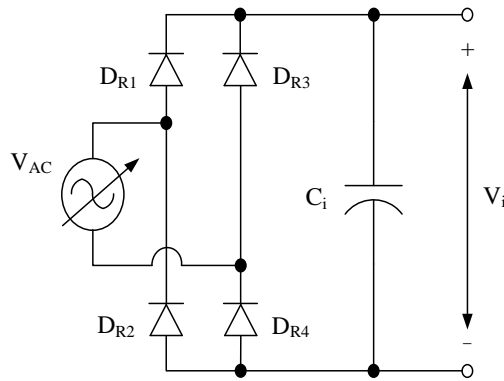
Şekil 5.1. Hidrojen üretim sistemi.

Sistemin güç katı olan tam köprü seri rezonans dönüştürücüyü farklı çıkış akım değerleri için FM, PSM ve PDM teknikleri ile ayrı ayrı kontrol ederek sonuçları karşılaştırmalı olarak sunabilmek amacıyla sabit giriş gerilimi (V_i) ve çıkış yükü (R_o) koşulları oluşturulmuştur. Bu nedenle 200 V giriş gerilimi, Şekil 5.2’de verilen ayarlanabilir 1,5 kVA AC kaynak V_{AC} ’nin çıkışının doğrultulup filtre edilmesi ile elde edilmiştir.



Şekil 5.2. Ayarlanabilir 1,5 kVA AC kaynak-varyak.

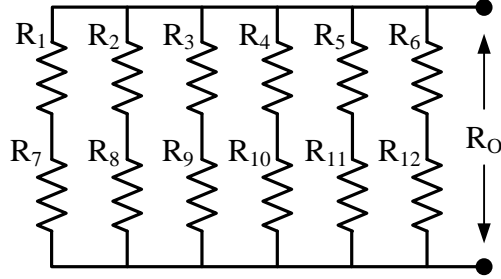
Uygulaması gerçekleştirilen sistemde ayarlanabilir bir AC kaynağın kullanımı sayesinde; dönüştürücü üç kontrol tekniği kullanılarak farklı çıkış akım değerleri için karşılaştırılır iken değeri değişen V_i giriş geriliminin sabit çalışma gerilim değerine ayarlanması sağlanmıştır. Şekil 5.3’de V_i ’nin elde edilebilmesi için kullanılan tam köprü doğrultma devresinin elektriksel bağlantısı verilmiştir.



Şekil 5.3. Tam köprü doğrultma devresi.

Dönüştürücünün sabit DC giriş gerilimi değişken bir AC kaynağın doğrultulması ile elde edilir iken çıkış yükü R_o , Arcol firmasının h100 modeli olan 100 W – 10 Ω

dirençlerinden 12 tanesinin kullanılması ile elde edilmiştir. Bu dirençler ile elde edilen omik R_O yükünün değeri $3,33 \Omega$ 'dur. R_O yükünün elektriksel bağlantısı ve görünümü Şekil 5.4'de verilmiştir.



a) dirençlerin elektriksel bağlantısı

b) direnç grubunun görünümü

Şekil 5.4. Omik yük R_O .

Deneysel çalışma düzeneğinin tamamının görünümü Şekil 5.5'de verilmiştir.

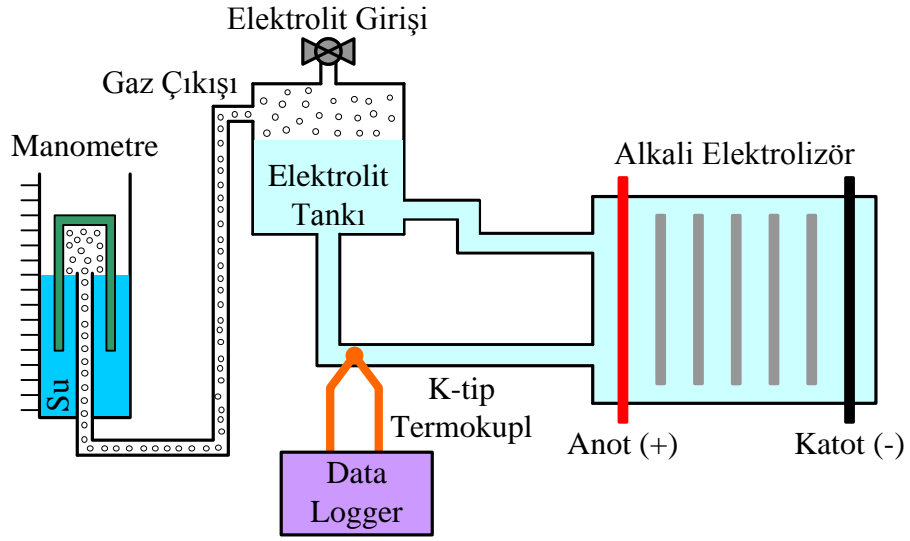


Şekil 5.5. Sistemin ve deney düzeneğinin görünümü.

Şekil 5.5'de görülen deneysel çalışma düzeneğinin alkali elektroliz ünitesi, güç katı ve kontrol devresi ile ilgili bilgiler ilerleyen bölümlerde verilmiştir.

5.2. ALKALİ ELEKTROLİZ ÜNİTESİ

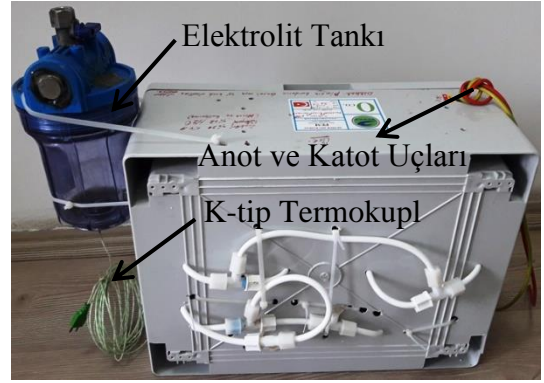
Alkali elektroliz yöntemi ile hidrojen üretmek amacıyla deneysel çalışmalarda kullanılan alkali elektroliz ünitesinin fiziksel bağlantısı ve görünümü Şekil 5.6'da verildiği gibidir.



a) ünitenin fiziksel bağlantısı



b) ünitenin önden görünümü



c) ünitenin arkadan görünümü

Şekil 5.6. Alkali elektroliz ünitesi.

Şekil 5.6'dan da görüldüğü üzere doğal dolaşımlı olan elektroliz ünitesi; alkali elektrolizörden, elektrolit tankından, ölçme kabından ve elektrolitin sıcaklığının ölçülmesinde kullanılan K-tip termokupl'dan oluşmaktadır. Bununla birlikte alkali elektrolizörün hücrelerinde hidrojen ve oksijen gazı ayrıştırılmamıştır. Dolayısıyla elektrolizörün gaz çıkışından bu iki gaz birlikte çıkmaktadır.

Alkali elektrolizör olarak 6 seri hücresi bulunan ve nominal çalışma gerilimi ve akımı sıra ile 12 V ve 10 A olan özdeş elektrolizörden 3 tane kullanılmıştır. Bu özdeş elektrolizörlerin seri bağlanması ile toplamda 18 seri hücreden oluşan, çalışma gerilimi 36 V ve akımı 10 A olan alkali elektrolizör elde edilmiştir. Alkali

elektrolizörün hücrelerinin gerçekleştirilmesinde kullanılan çelik elektrotun ve hücreler içerisindeki elektrolitin sızmasını önlemek amacıyla kullanılan polipropen ve kauçuk contaların görünüşleri Şekil 5.7’de verilmiştir.



a) çelik elektrot



b) polipropen conta



c) kauçuk conta

Şekil 5.7. Elektroliz hücrelerinin gerçekleştirilmesinde kullanılan malzemeler.

Alkali elektroliz ünitesinde elektrolit olarak potasyum hidroksit çözeltisi kullanılmıştır. Çözelti Şekil 5.8’de görünümü verilen katı potasyum hidroksit ve sudan oluşmaktadır.

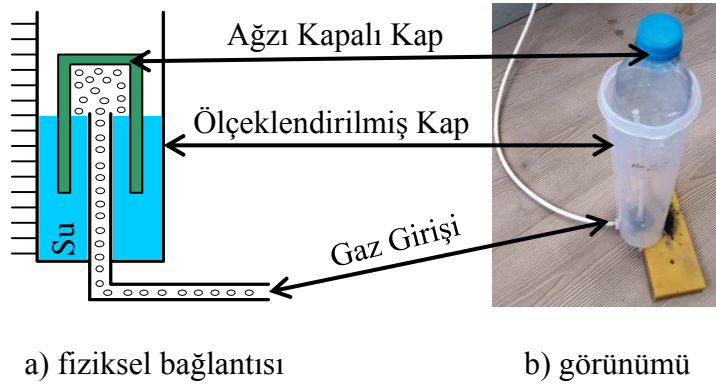


Şekil 5.8. Potasyum hidroksit.

Çözeltinin derişim oranı %27 olarak seçilmiştir. Bu derişim oranı için kapasiteleri 1,5 litre olan elektroliz hücreleri için çözelti hazırlamak amacıyla Eşitlik 5.1 kullanılmıştır. Eşitlikten çözünen madde miktarı 405 gram olarak hesaplanmıştır. Çözeltiyi hazırlamak için plastik kap içerisine 405 gram KOH konulmuş ve üzerine su eklenerek çözelti miktarı 1,5 litreye tamamlanmıştır. Hazırlanmış olan elektrolit, elektrolit girişinden elektrolit tankı içerisine aktarılarak elektroliz hücreleri doldurulmuştur.

$$\%Derişim = \frac{\text{Çözünen maddenin ağırlığı (gram)}}{\text{Çözeltinin hacmi (mili litre)}} \quad (5.1)$$

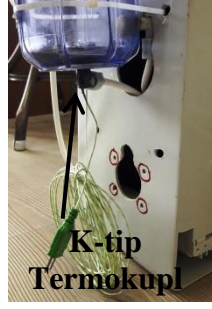
Alkali elektroliz ünitesi ile üretilen hidrojen miktarını ölçmek amacıyla gaz veya sıvıların basıncını ölçmede kullanılan ve Şekil 5.9'da fiziksel bağlantısı ile birlikte görünümü verilen manometre yapısı kullanılmıştır. Ölçme işlemini gerçekleştirmek için manometrenin gaz girişine elektrolizörün gaz çıkışı uygulanmıştır. Elektrolizörün gaz çıkışından yalnızca suyun bileşenleri olan hidrojen ve oksijen gazlarının çıktığı kabul edilmiştir. Dolayısıyla elektroliz süresi boyunca KOH'nin herhangi bir tepkimeye girmediği kabul edilerek ölçme işlemi yaklaşık olarak gerçekleştirilmiştir.



Şekil 5.9. Üretilen hidrojenin ölçülmesinde kullanılan manometre.

Şekil 5.9'dan görüldüğü üzere elektroliz ünitesinin gaz çıkışı ölçeklendirilmiş ve içerisine belirli bir seviyeye kadar su doldurulmuş bir kap içerisinden geçirilmekte ve bu çıkışın üzeri ağız kapalı başka bir kap ile kapatılmaktadır. Bu sayede üretilen gaz miktarı kadar ağız kapalı ve su içerisinde olan kapta yükselme meydana gelmektedir. Dolayısıyla bu yükselme seviyesinin ölçülmesi ile üretilen gaz miktarının yaklaşık olarak ölçümü gerçekleştirilmektedir.

Ayrıca çalışma esnasında elektrolitin sıcaklık değişimini ölçmek ve elektrolitin farklı sıcaklık değerleri için akım-gerilim eğrisini elde edebilmek amacıyla doğal dönüşümlü olan elektroliz ünitesinin elektrolit dönüşüm hattı üzerine Şekil 5.10'da görüldüğü gibi K-tip termokupl yerleştirilmiştir.

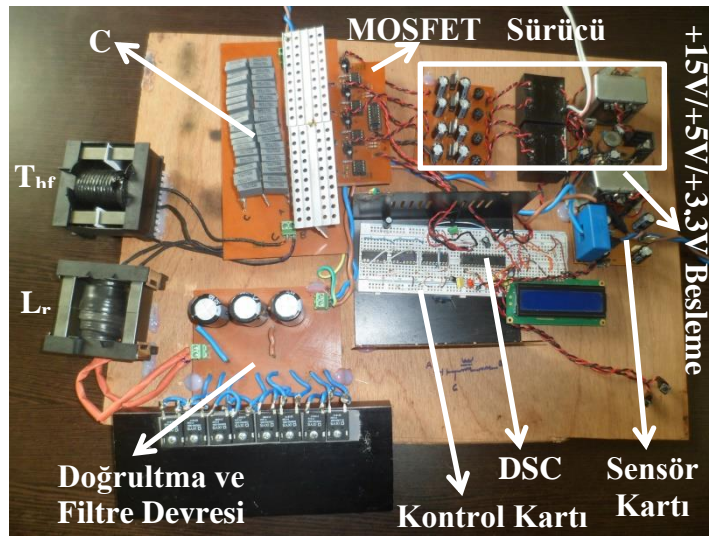


Şekil 5.10. Geri dönüşüm hattına yerleştirilen K-tip termokupl.

K-tip termokupl ile algılanan elektrolit sıcaklığı TC-08 data-logger ile bilgisayar ortamına aktarılmış ve elektrolitin sıcaklığı zamana göre grafiksel olarak çizdirilmiştir.

5.3. TAM KÖPRÜ SERİ REZONANS DÖNÜŞTÜRÜCÜ UYGULAMA DEVRESİ

Hydrojen üretim sisteminin güç katında kullanılan, analizi ve farklı kontrol teknikleri ile simülasyon çalışması gerçekleştirilen izoleli tam köprü seri rezonans dönüştürücünün uygulama devresi Şekil 5.11’de verildiği gibidir.



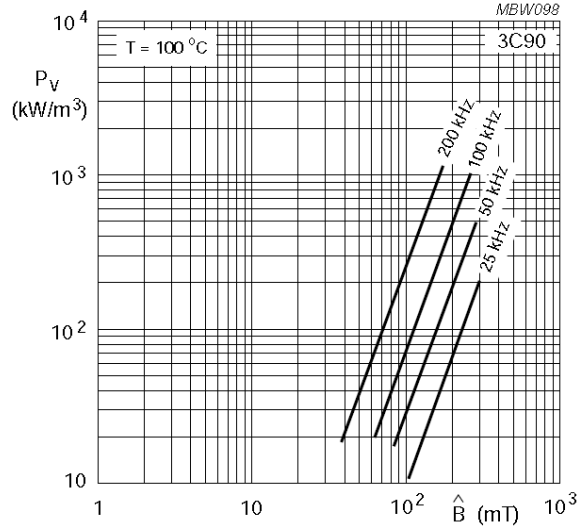
Şekil 5.11. İzoleli tam köprü SRC uygulama devresi.

Simülasyon çalışmalarında 120 kHz anahtarlama frekansı için yaklaşık 435 W’lık çıkış gücü elde edilen dönüştürücünün tasarımı dönüştürme oranının bir olduğu

rezonans frekansına ve sistemin yükü olan alkali elektrolizörün nominal çalışma gerilimi olan $36 V$ 'a göre gerçekleştirilmiştir. Bununla birlikte dönüştürücünün tasarımı gerçekleştirilir iken bazı varsayımlar kabul edilmiştir. Bu varsayımlardan birincisi, dönüştürücü birim kazanç ile çalışır iken veriminin (η) %90 olmasıdır. Diğer kabul, rezonans devresinin geri fazlı olması dolayısıyla da ZVS şartlarının sağlanabilmesi için dönüştürücünün DC gerilim kazancı M 'nin 0,9 olmasıdır. Bu kabuller göz önüne alındığında dönüştürücünün yüksek frekans transformatörünün dönüştürme oranı n 'yi bulmak için Eşitlik 5.2 kullanılmıştır.

$$M = \frac{nV_o}{\eta V_i} = 0,9 \quad (5.2)$$

Eşitlik 5.2'de dönüştürme oranı n tek başına bırakılır ve diğer bilinenlerde yerlerine konulduğunda $n = 4,5$ olarak bulunmaktadır. Dönüştürücüde kullanılacak olan transformatörün tasarımı için öncelikle belirlenmesi gerekenler; dönüştürücü topolojisi, çalışma frekansı ve kullanılacak olan nüve malzemesidir [136]. Dönüştürücü topolojisi ve çalışma frekansı daha önceden belirlendiği üzere sıra ile tam köprü ve $120 kHz$ 'dir. Nüve malzemesinin seçimi nüve kayıpları göz önüne alınarak gerçekleştirilmiştir [137]. Bu nedenle seçilecek olan ferrit malzemenin kayıplarının, $120 kHz$ çalışma frekansı için $100 kW/m^3$ 'den daha az olmasına dikkat edilmiştir. Bu tespitler sonucunda nüve malzemesi olarak, çalışma frekansı ve kayıplar göz önüne alınarak Şekil 5.12'de farklı frekans ve manyetik akı yoğunluk değerleri için kayıp değerleri verilen 3C90 seçilmiştir. 3C90; manganez-çinko alaşımından elde edilmiş ve $200 kHz$ 'e kadar olan frekanslarda kullanımı uygun olan bir güç malzemesidir [138].



Şekil 5.12. 3C90'nın farklı frekans ve manyetik akı yoğunluğu değerleri için kayıp eğrileri [138].

Dönüştürme oranı 4,5 olarak belirlenen transformatörün primer sargısının tur sayısı olan N_p 'yi belirlemek için Faraday'ın induksiyon prensibinden türetilen Eşitlik 5.3 kullanılmıştır [139].

$$V_i = 4f_s B_m A_c N_p = Volt \quad (5.3)$$

Eşitlik 5.3'de B_m malzemenin maksimum manyetik akı yoğunluğu ve A_c malzemenin kesitidir. Nüve malzemesinin çalışabileceği maksimum manyetik akı yoğunluğu B_m , Şekil 5.12'den faydalanılarak nüve kayıplarının 120 kHz için 100 kW/m^3 'den daha küçük olduğu 100 mT olarak belirlenmiştir. Yüksek frekans transformatörün nüvesi kesit alanı 368 mm^2 olan 3C90 ETD59/31/21 seçilmiştir [138, 140]. Aynı nüve modeli haricen eklenen rezonans bobininin (L_r) imalatında da kullanılmıştır. Eşitlik 5.3'ün belirlenen parametreleri yerlerine konulur ve eşitlik N_p için çözülür ise primer tur sayısı yaklaşık 11 olarak elde edilmektedir. Belirlenen B_m değerinin üzerine çıkmamak ve sekonder sarım sayısının da tam sayı olabilmesi için bu değer 18 olarak seçilmiştir. N_p 'nin belirlenmesi ile sekonder tur sayısı N_s , N_p 'nin tur oranı olan 4,5'e bölünmesiyle 4 olarak hesaplanmıştır.

Yüksek frekans transformatörü T_{hf} , tasarım sonuçlarına göre primer ve sekonder sargılarında litz teli kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Gerçekleştirilen deneysel

ölçümler ile transformatörün mıknatıslanma endüktansı $3252 \mu H$ ve devrenin kaçak endüktanslar dahil toplam rezonans endüktansı $191 \mu H$ tespit edilmiştir. Simülasyon ve analizlerde bu değerler dikkate alınmıştır.

Dönüştürücünün anahtarlama devresinde MOSFET olarak IRFP460 ve doğrultma devresinde hızlı güç diyotu olarak DSEI60-06A kullanılmıştır. Yarı iletken devre elemanlarının katalog değerleri Çizelge 5.1’de verildiği gibidir [141, 142].

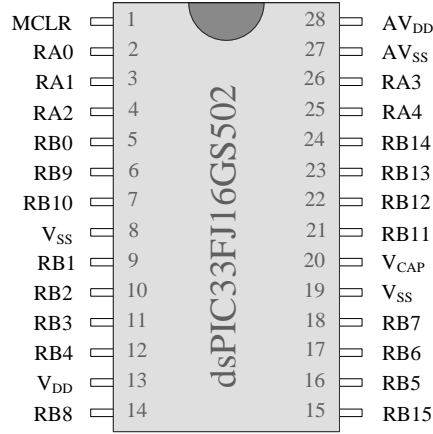
Çizelge 5.1. Dönüştürücü uygulama devresinde kullanılan yarı iletken elemanların katalog değerleri.

Kodu	V (V)	I (A)	t_r (ns)	t_f (ns)	t_{rr} (ns)	$R_{DS(on)}$ (Ω)	V_{DFMAX} (V)
IRFP460	500	20	59	58	570	0,27	1,8
DSEI60-06A	600	60	-	-	35	-	1,8

Kullanılan bu yarı iletken elemanlar teorik analiz ve simülasyon sonucu elde edilen i_L ve v_{ab} işaretlerinin tepe değerleri göz önünde bulundurularak yeterince toleranslı seçilmiştir.

5.4. KONTROL DEVRESİ

Hidrojen üretim sisteminin tamamen sayısal olarak kontrolünü gerçekleştirmek amacıyla Şekil 5.13’de pin bağlantısı verilen microchip firmasının sayısal sinyal denetleyicisi dsPIC33FJ16GS502 kullanılmıştır. dsPIC33FJ16GS502; AC-DC dönüştürücü, DC-DC dönüştürücü, kesintisiz güç kaynakları, eviriciler ve sayısal aydınlatma gibi güç elektroniği uygulamaları için üretilmiştir. Tez çalışmasında bu DSC’nin tercih edilmesinin asıl sebebi tam köprü SRC’nin kontrolünde kullanılan FM ve PSM gibi geleneksel kontrol tekniklerini destekleyen hızlı PWM modülüne sahip olmasıdır. Dolayısıyla FM ve PSM kontrollü dönüştürücünün güç anahtarlarının kapı sinyalleri başka bir donanıma gerek kalmadan doğrudan bu DSC ile elde edilebilmektedir.



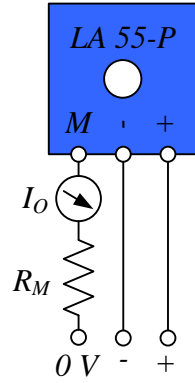
Şekil 5.13. dsPIC33FJ16GS502 sayısal sinyal denetleyicisinin pin diyagramı.

Hidrojen üretim sisteminde kullanılan DSC; FM ve PSM gibi tekniklerin kontrol sinyallerini üretmesinin yanında sistemin geri beslemesi olan elektroliz akımının sayısallaştırılması ve referans akım değerine kilitlemesi için kullanılan oransal kontrolün işletilmesi için de kullanılmıştır. Aşağıda dsPIC33FJ16GS502'nin bazı özellikleri verilmiştir [143].

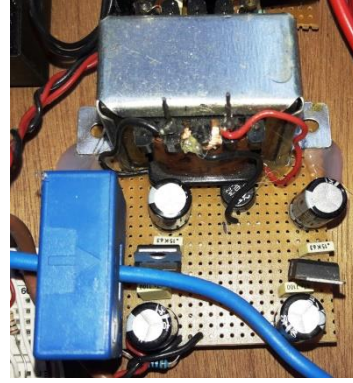
- 50 MIPS'e kadar çalışma,
- 16 Kbyte Flash program hafızası,
- 2 Kbyte RAM bellek,
- 3 adet 16 bit ve 1 adet 32 bit zamanlayıcı/sayıcı,
- 1 adet SPI,
- 1 adet I²C,
- 1 adet UART,
- 8 çıkışlı ve 4 çift bağımsız zamanlı PWM üretici,
- PWM sinyalleri için yükselen ve düşen kenarlarda ölü zaman,
- 1,04 ns PWM çözünürlüğü,
- 4 adet analog karşılaştırıcı,
- 1 adet DAC çıkışı,
- 8 adet 10 bit analog-sayısal dönüştürücü (ADC) özelliklerine sahiptir.

Gerçekleştirilen sistemde yukarıda belirtildiği üzere elektroliz akımını farklı referans değerlere kilitlemek amacıyla oransal kontrol kullanılmıştır. Oransal kontrolün girişi

olan hata bilgisi e ; referans akım I_{ref} ve ölçülen değer olan I_O 'nun farkıdır. Aynı zamanda sistemin geri beslemesi olan elektroliz akımı I_O 'nun algılanması için LEM firmasının Hall etkisi ile çalışan, galvanik izolasyon sağlayan, çevrim oranı 1: 1000 olan ve farklı güç elektroniği uygulamalarında kullanılmak üzere tasarlanmış olan LA 55-P akım sensörü kullanılmıştır [144]. Şekil 5.14'de LA 55-P akım sensörünün bağlantı şekli ve deneysel çalışmada kullanılmak üzere tasarlanmış olan elektronik kartı görülmektedir.



a) sensörün elektriksel bağlantısı



b) sensör kartı

Şekil 5.14. LA 55-P akım sensörünün bağlantı devresi ve sensör kartı.

Şekil 5.14a'daki R_M direnci sensör çıkışının okunması için kullanılan ölçme direncidir. R_M direncinin değeri, sensörün bilgi sayfalarından yararlanılarak $\pm 15 V$ olarak seçilen simetrik sensör beslemesi için 100Ω olarak belirlenmiştir [144]. Ölçme direnci üzerinde analog gerilim değerine dönüştürülen akım bilgisini sayısallaştırmak amacıyla DSC'nin analog ADC girişi olan RA0 pini kullanılmıştır. Elektrolizörün nominal çalışma akımı $10 A$ için R_M direncinin ve aynı zamanda RA0 pininin giriş gerilimi $1 V$ 'dur. Dolayısıyla DSC'nin besleme gerilimi $3,3 V$; sensör çıkış geriliminden büyüktür ve $10 A$ çalışma akımının ölçülmesi için yeterlidir. DSC'nin ADC çözünürlüğü 10 bit olduğundan $3,3 V$ besleme gerilimi için bir bitin gerilim değeri $3,22 mV$ 'dur. $10 A$ için ADC giriş gerilim değeri olan $1 V$ 'un sayısal karşılığı ise 310'dur.

IRFP460 güç anahtarlarını sürmek için optokuplör ve sürücü devresini tek bir tümleşik devre içerisinde barındıran HCPL3120 sürücü tümleşik devreleri

kullanılmıştır. HCPL3120'nin kontrol sinyalleri FM ve PSM teknikleri için doğrudan DSC'nin hızlı PWM çıkışları olan RA3, RA4, RB13 ve RB14 pinlerinden uygulanmışlardır. Bununla birlikte PDM kontrollü dönüştürücünün güç anahtarları için gerekli kapı sinyalleri doğrudan DSC'den elde edilemediğinden bu sinyallerin üretilebilmesi için RA3, RA4, RB13 ve RB14 pinlerinden elde edilen PWM ve kontrol sinyalleri ile bu sinyallerin uygulandığı lojik devre kullanılmıştır.

BÖLÜM 6

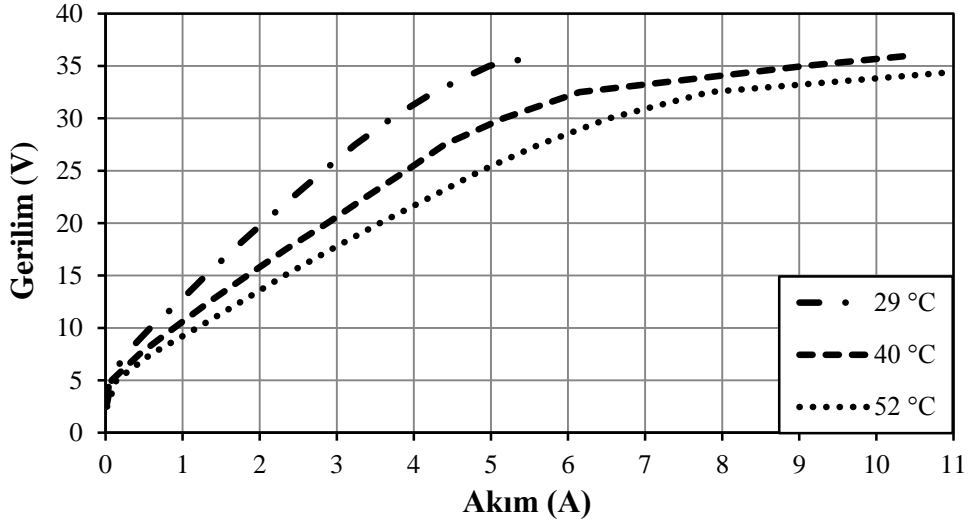
DENEYSEL ÇALIŞMALAR

Bu bölümde önceki bölümlerde gerçekleştirilen teorik analizleri ve simülasyon çalışmalarını doğrulamak amacıyla deneysel çalışmalar gerçekleştirilmiştir. Deneysel çalışmalarda hidrojen üretim sisteminin yükü olan alkali elektrolizörün farklı sıcaklık değerleri için elektriksel yük karakteristiği elde edilmiştir. FM, PSM ve PDM tekniklerinin dönüştürücü üzerindeki etkilerini farklı yönlerden karşılaştırmak amacıyla yükü direnç olan dönüştürücü farklı çıkış akım değerleri için bu üç teknik ile ayrı ayrı kontrol edilmiştir. Daha sonra yükü alkali elektrolizör olarak değiştirilen dönüştürücünün kontrolü tekrardan üç teknik ile ayrı ayrı gerçekleştirilmiştir. Elektroliz akımı her bir kontrol tekniği için oransal kontrol ile farklı referans akım değerlerine sabitlenerek elektrolizöre uygulanmıştır. Elektrolizör tarafından nominal çalışma akımı ve farklı elektrolit sıcaklıkları için üretilen hidrojen miktarları manometre ile ölçülmüş ve teorik olarak hesaplanmıştır.

6.1. ALKALİ ELEKTROLİZÖRÜN ELEKTRİKSEL YÜK KARAKTERİSTİĞİ

Alkali elektrolizörün elektriksel yük karakteristiği büyük ölçüde elektrolitin derişim oranına ve sıcaklığına bağlıdır [20, 36]. Bununla birlikte elektrolitin derişim oranının başlangıçta belirlendiği ve değişmediği kabul edildiğinde elektrolizörün elektriksel yük karakteristiği sıcaklıkla birlikte değişmektedir. Bunun nedeni elektrolizör içerisinden geçen doğru akımın neden olduğu sıcaklık artışı ile elektrolizörün elektriksel iletkenliğinin değişmesidir. Dolayısıyla sıcaklıktaki bu değişim elektrolizörün elektriksel yük karakteristiğinin devamlı olarak değişmesine neden olmaktadır. Bu değişimi grafiksel olarak gözlemleyebilmek için elektrolitin üç farklı sıcaklık değeri için hücrelere 0 – 36 V aralığında gerilim uygulanmıştır. Farklı gerilim değerleri için elektroliz akımı ölçülerek hücrelerin akım-gerilim eğrisi elde

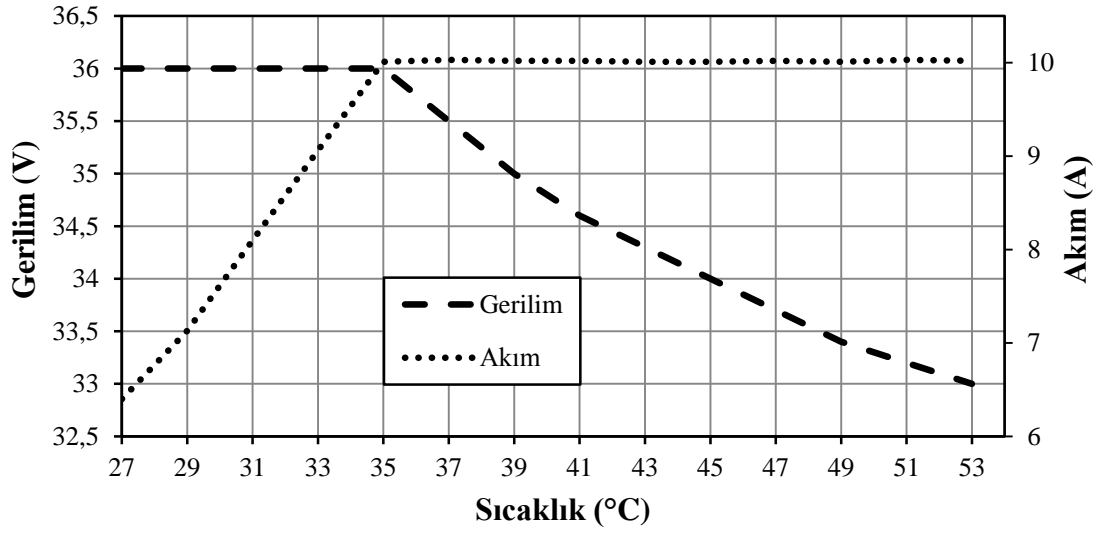
edilmiş ve Şekil 6.1’de verilmiştir.



Şekil 6.1. Farklı sıcaklık değerleri için elektrolizörün akım-gerilim eğrileri.

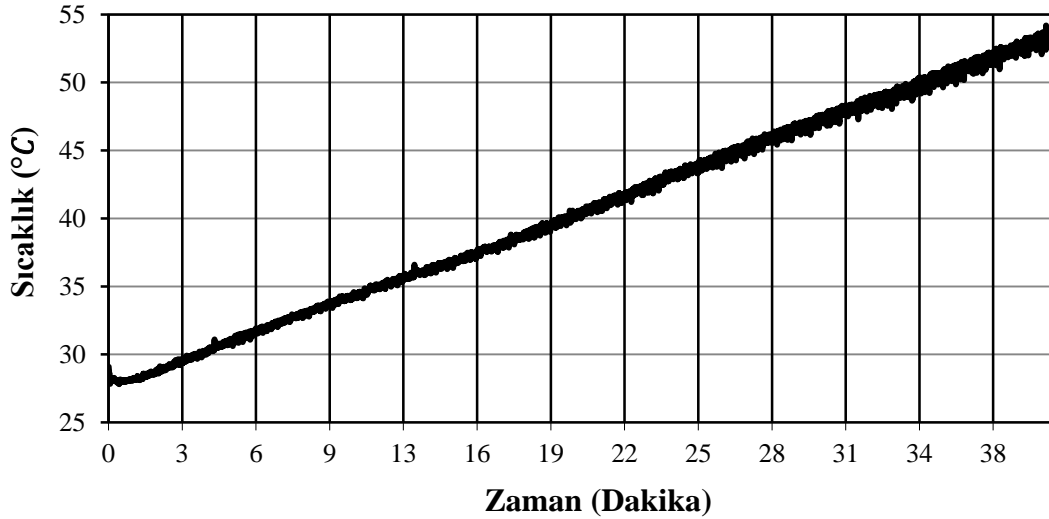
Şekil 6.1’deki eğrilerden görüldüğü üzere farklı sıcaklık değerlerinde elektrolizöre uygulanan gerilimler eşit olsa da elektroliz akımları eşit değildir. Bunun nedeni yukarıda da ifade edildiği üzere çözeltinin ve elektrotların iletkenliğinin sıcaklıkla değişmesidir. Dahası eğrilerden görüldüğü üzere uygulanan gerilime göre akım bir noktaya kadar yaklaşık olarak doğrusal bir şekilde artar iken bir noktadan sonra uygulanan gerilimdeki küçük değişimlerin büyük akım değişimlerine neden olduğu görülmektedir.

Alkali elektrolizörün çalışma esnasında sıcaklığının, geriliminin ve akımının değişimini gözlemleyebilmek amacıyla elektroliz ünitesi 40 dakika çalıştırılmıştır. Bu çalışma süresi boyunca gerçekleştirilen ölçümler ile elde edilen elektrolizörün gerilim-sıcaklık-akım değişimi Şekil 6.2’de verilmiştir. Bu çalışma süresinin başlangıcında elektrolit sıcaklığı 27 °C’dir. Şekil 6.2’den görüldüğü gibi 27 °C’den 35 °C’e kadar olan sıcaklık değişiminde elektrolizöre sabit 36 V gerilim uygulanmıştır. 27 °C elektrolit sıcaklığı için elektroliz akımı 6,4 A iken 35 °C elektrolit sıcaklığı için elektroliz akımının 10,01 A olduğu eğrilerden görülmektedir. Dolayısıyla elektrolizöre sabit 36 V gerilim uygulandığında artan elektrolit sıcaklığı ile birlikte elektroliz akımı da artmaya devam etmektedir.



Şekil 6.2. Elektrolizörün gerilim-sıcaklık-akım değişimi.

Devam eden çalışma süresinde elektroliz akımının 10 A'ye ulaşması ile elektrolizörün akımı sabit tutularak çalışmaya devam edilmiştir. Sabit akım çalışması boyunca elektrolit sıcaklığının artmaya devam ettiği ve elektrolizör geriliminin azaldığı eğrilerden görülmektedir. Çalışma süresi boyunca elektrolitin dolaşım hattı üzerindeki K-tipi termokupl ve data-logger ile sıcaklık değerleri ölçülerek bilgisayar ortamına grafiksel olarak aktarılmış ve Şekil 6.3'de verilmiştir.



Şekil 6.3. Elektrolitin sıcaklık değişimi.

Şekil 6.3'de görüldüğü üzere sabit gerilim-sabit akım çalışma süresi boyunca elektrolitin sıcaklık değeri 27 °C'den 53 °C'e kadar değişmektedir. Sıcaklıktaki bu

değişimle birlikte yukarıda da belirtildiği üzere nominal çalışma akımı için elektrolizör gerilimi de değişmektedir. Dolayısıyla elektrolizör gerilimine bağlı olan enerji ve elektrolizör verimi de devamlı olarak değişmektedir.

Çizelge 6.1’de farklı elektrolit sıcaklıkları ve elektrolizörün nominal çalışma akımı için elektrolizör gerilimi (V_o), hücre gerilimi (V_h) ve enerji verimi (η_V) verilmiştir. Hücre gerilimi V_h ; elektrolizör geriliminin elektrolizörün seri hücre sayısı olan 18’e bölünmesi ile elde edilmiştir.

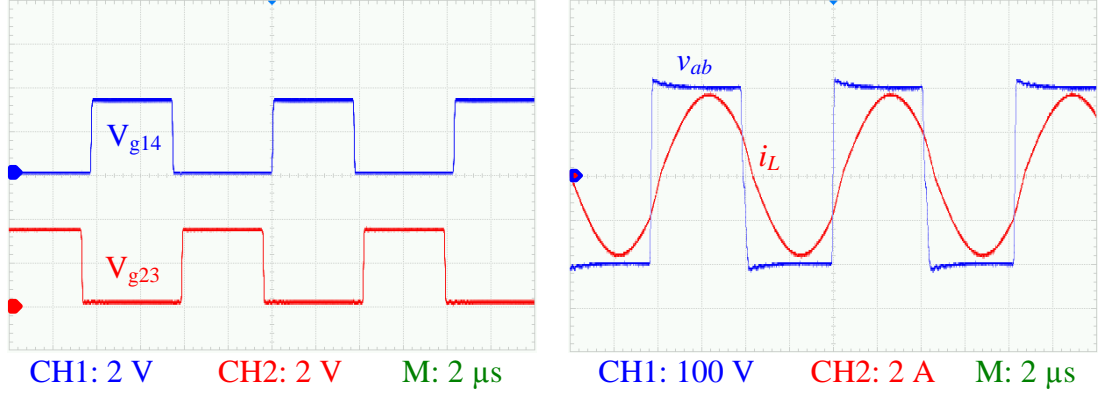
Çizelge 6.1. Nominal çalışma akımı ve farklı elektrolit sıcaklığı için elektrolizörün gerilim ve verim parametreleri.

Sıcaklık ($^{\circ}C$)	I_o (A)	V_o (V)	V_h (V)	η_V (%)
40	10	34,8	1,93	76,73
50	10	33,3	1,85	80,05

Çizelge 6.1’den anlaşıldığı üzere alkali elektrolizörde nominal çalışma akımı için artan elektrolit sıcaklığı ile hücre gerilimi azalmaktadır. Dolayısıyla hücre gerilimi ile ters orantılı olan enerji verimi artmaktadır.

6.2. OMİK YÜK İÇİN FARKLI KONTROL TEKNİKLERİNİN TEST SONUÇLARI

Test için dönüştürücü omik yük grubu ile yüklenerek her kontrol yöntemi için aynı yük koşulları elde edilmeye çalışılmıştır. Gerçekleştirilen deneysel çalışmalarda daha öncede belirtildiği üzere dönüştürücünün giriş gerilimi 200 V, yük direncinin değeri $3,33 \Omega$ ve sabit çalışma frekansı 120 kHz’dir. Dönüştürücünün 120 kHz sabit çalışma frekansı için çıkış gerilimi ve akımı sıra ile 36,4 V ve 10,8 A’dir. Seçilen bu çalışma frekansı için elde edilen maksimum çıkış gücü 393,12 W’dır. 120 kHz çalışma frekansı için dönüştürücünün güç anahtarlarının kapı sinyal, inverter gerilim ve rezonans akım dalga şekilleri Şekil 6.4’de verilmiştir.



a) güç anahtarlarının kapı sinyalleri

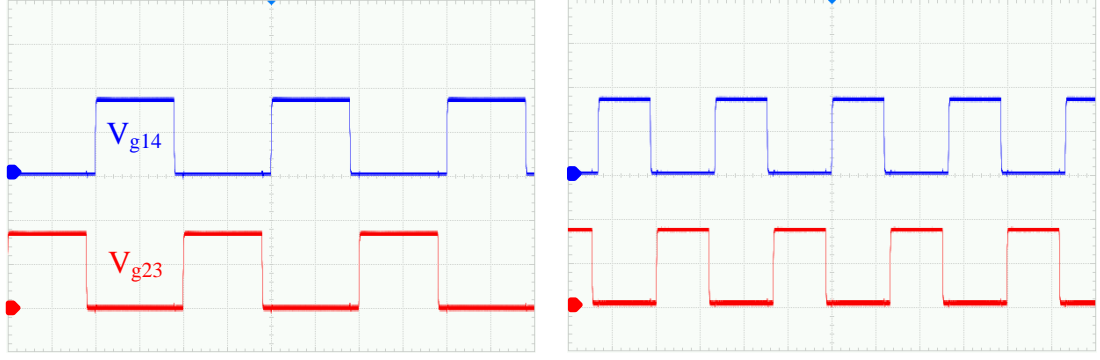
b) inverter gerilimi ve rezonans akımı

Şekil 6.4. 120 kHz anahtarlama frekansı için güç anahtarlarının kapı sinyalleri, inverter gerilimi ve rezonans akımı.

Dönüştürücünün kontrolünde kullanılan FM, PSM ve PDM tekniklerini verim, çıkış gerilimindeki dalgalanma, yumuşak anahtarlama, anahtar stresleri, uygulama kolaylığı ve donanım yönünden karşılaştırmak amacıyla dönüştürücünün yük akımı 4 A'den 10 A'e kadar 1 A aralıklarla her bir kontrol tekniği ile ayrı ayrı kontrol edilmiştir. Belirtilen karşılaştırma işlemlerini gerçekleştirebilmek için giriş akımı (I_i), giriş gerilimi (V_i), rezonans akımı i_L , inverter gerilimi (v_{ab}), çıkış akımı (I_o) ve çıkış gerilimi (V_o) belirlenen her bir çıkış akım değeri için ölçülerek kaydedilmiştir. I_i , V_i , I_o ve V_o dijital ölçü aleti ile ölçülür iken i_L akımı Tektronix firmasının 011-0105-00 AC akım probu kullanılarak ölçülmüştür.

6.2.1. Frekans Kontrollü Dönüştürücü

FM kontrollü SRC'nin denetiminde kullanılan güç anahtarlarının kapı sinyalleri, mikrodenetleyicinin hızlı PWM çıkış çiftlerinin bir tanesinin ve iki pininin kullanılmasıyla elde edilmiştir. Şekil 6.5'de iki farklı frekans değeri için verilen çapraz güç anahtarlarının kapı sinyallerinden görüldüğü üzere sinyaller arasında 180° faz farkı vardır. Ayrıca her bir koldaki güç anahtarlarının anahtarlama esnasında kısa devre olmalarını engellemek amacıyla sinyaller arasında ölü zaman bırakılmıştır.

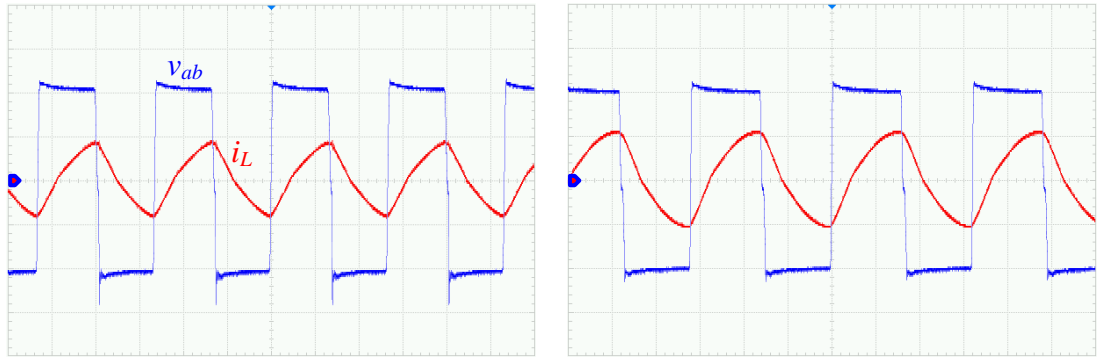


a) 125,63 kHz

b) 187,97 kHz

Şekil 6.5. İki farklı frekans değeri için FM kontrollü SRC'nin güç anahtarlarının kapı sinyalleri (CH1: 2 V, CH2: 2 V ve M: 2 μ s).

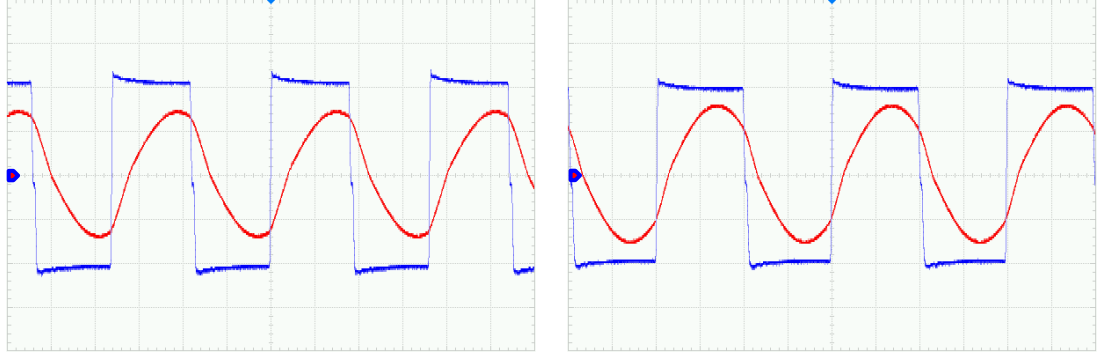
FM kontrollü SRC'nin anahtarlama frekansı 187,97 kHz ile 125,63 kHz aralığında değiştirilerek çıkışı 4 A'den 10 A'e kadar kontrol edilmiştir. Bu çıkış akım değerleri için inverter gerilim ve rezonans akım dalga şekilleri Şekil 6.6'da verilmiştir. Dalga şekillerinden görüldüğü üzere seri rezonans dönüştürücünün doğal yapısı gereği azalan çıkış akımı ile birlikte rezonans akımı da azalmaktadır.



a) 4 A

b) 6 A

Şekil 6.6. Farklı çıkış akım değerleri için FM kontrollü SRC'nin inverter gerilimi ve rezonans akımı (CH1: 100 V, CH2: 2 A ve M: 2 μ s).



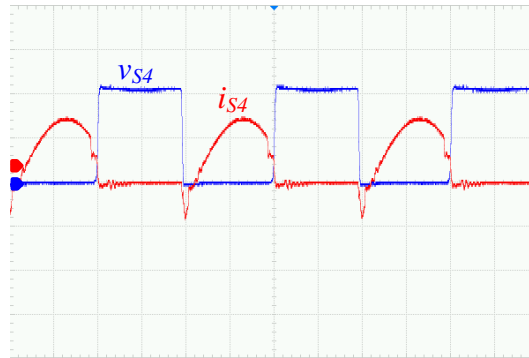
c) 8 A

d) 10 A

Şekil 6.6. (devam ediyor).

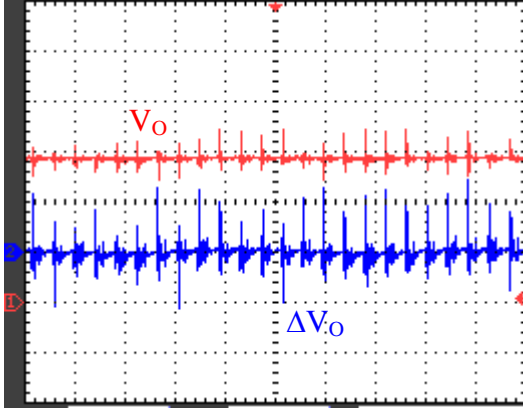
FM kontrollü dönüştürücüde çıkış akımının 10 A'den 4 A'e kadar azaltılabilmesi için anahtarlama frekansında 62,34 kHz'lik bir artış gerekmektedir. Dolayısıyla çıkış akımının denetimi için gerekli olan anahtarlama frekansındaki bu değişim FM tekniğinin dezavantajıdır. Bunun nedeni anahtarlama frekansı ile artan anahtarlama kayıpları, anahtar stresleri ve EMI'dır.

FM tekniğinde güç anahtarları ZVS ile iletme geçerken sert anahtarlama şartlarında yalıtıma geçmektedirler. Şekil 6.7'de 10 A çalışma akımı ve Şekil Ek B.1'de diğer çalışma akımları için M₄ anahtarına ait olan anahtar gerilimi (v_{S4}) ve akımı (i_{S4}) verilmiştir.

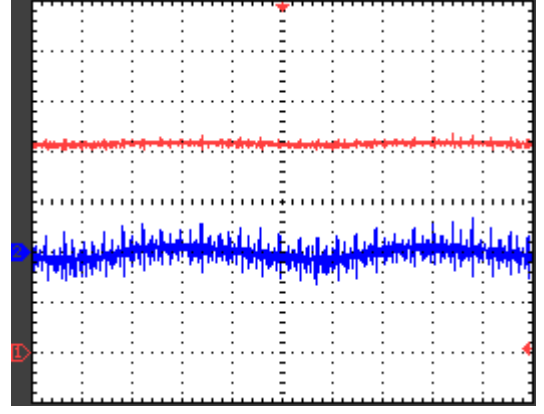


Şekil 6.7. 10 A çalışma akımı için FM kontrollü SRC'nin anahtar gerilimi ve akımı (CH1: 100 V, CH2: 2 A ve M: 2 μ s).

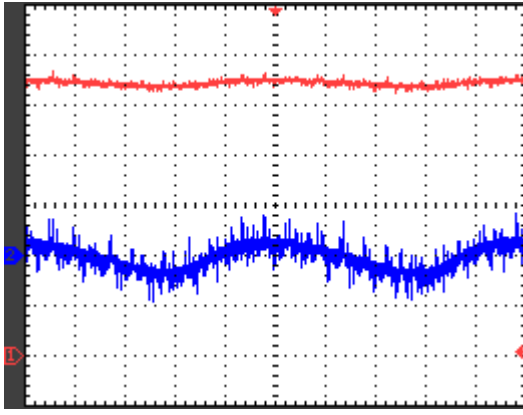
FM tekniği ile kontrol edilen SRC'nin farklı çıkış akım değerleri için çıkış gerilim (V_o) ve çıkış gerilim dalgalanma (ΔV_o) dalga şekilleri Şekil 6.8'de verilmiştir.



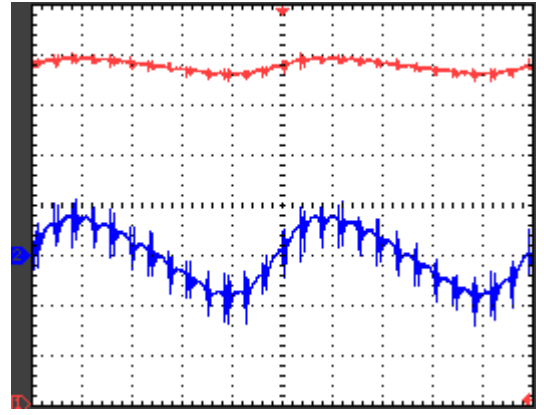
a) 4 A



b) 6 A



c) 8 A



d) 10 A

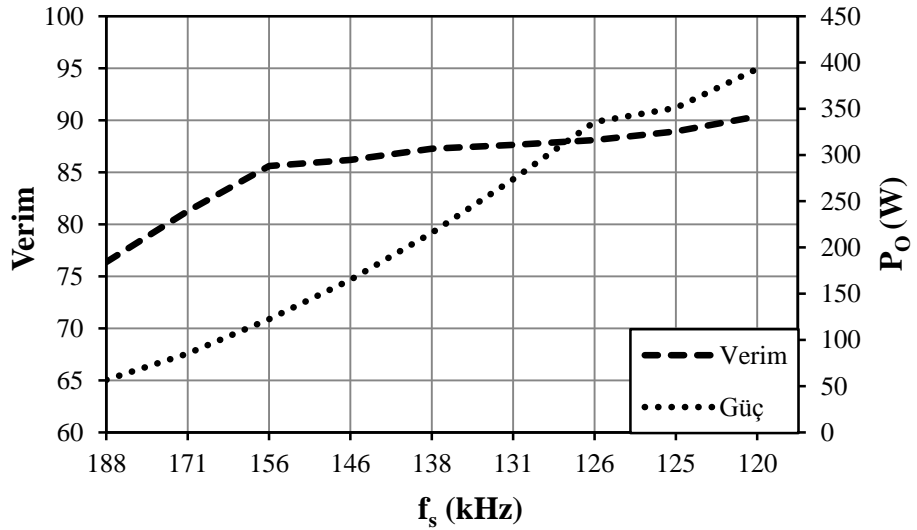
Şekil 6.8. Farklı çıkış akım değerleri için FM kontrollü SRC'nin çıkış gerilimi ve çıkış gerilim dalgalanması (CH1: 5 V, CH2: 1 V ve M: 2 ms).

Çıkış gerilim ve çıkış gerilimi üzerindeki dalgalanma şekillerinden de görüldüğü gibi anahtarlama frekansı artıkça çıkış gerilimindeki dalgalanma seviyesi azalmaktadır. FM kontrollü SRC'nin farklı çıkış akım değerleri için çalışmasını özetleyen sonuçlar Çizelge 6.2'de verilmiştir.

Çizelge 6.2. FM kontrollü SRC'nin çalışma parametreleri.

V_i (V)	I_i (A)	V_o (V)	I_o (A)	Verim (%)	ΔV_o (V)	I_{Lm} (A)	Frekans (kHz)	Anahtar Stresleri (V)
200	0,372	14,10	4,03	76,37	0,6	1,85	187,97	280
200	0,524	17,00	5,01	81,26	0,65	1,97	171,23	260
200	0,715	20,30	6,03	85,6	0,7	2,2	156,25	230
200	0,957	23,50	7,02	86,19	0,75	2,48	146,2	230
200	1,236	26,90	8,02	87,27	1	2,92	138,12	230
200	1,561	30,30	9,03	87,63	1,4	3,08	130,89	220
200	1,905	33,50	10,02	88,1	2	3,2	125,63	220

Çizelge 6.2'de görüldüğü üzere FM kontrolde artan anahtarlama frekansı ile verim azalmaktadır. Ayrıca FM kontrolde anahtar stresleri 6 A'e kadar yaklaşık olarak giriş gerilimi kadar iken çıkış akımının azalması ile birlikte anahtar uçlarındaki gerilim streslerinde artış olmaktadır. Bununla birlikte anahtarlama frekansının üzerinde çalışıldığından 10 A'den 4 A'e kadar ZVS sağlanmaktadır. FM kontrollü SRC'nin verim-frekans-güç ilişkisi Şekil 6.9'da grafiksel olarak verilmiştir.



Şekil 6.9. FM kontrollü SRC'nin verim-frekans-güç ilişkisi.

Yapılan deneysel çalışmalar sonucunda FM kontrol tekniğinin avantaj ve dezavantajları aşağıda verildiği gibidir.

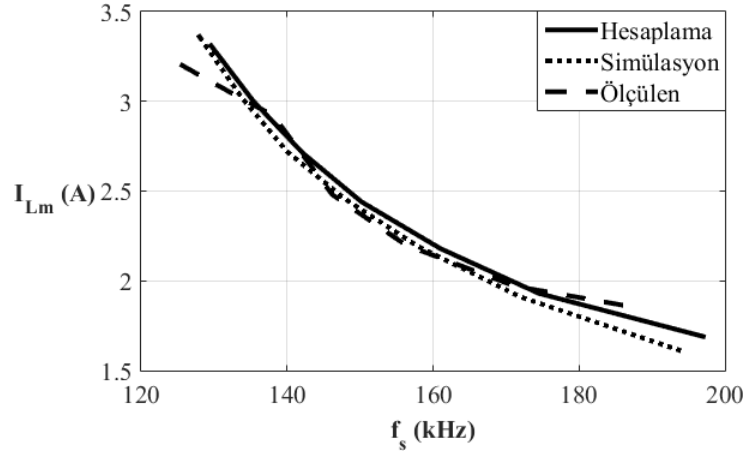
Avantajları:

- Geniş çıkış gücü için ZVS ile iletim sağlanmaktadır.
- Azalan yük akımı ile birlikte rezonans akımı azalmaktadır.
- Anahtar stresleri çıkış akımının büyük bir kısmı için yaklaşık olarak giriş gerilimi kadardır.
- Güç anahtarlarının kapı sinyallerinin elde edilmesi için ek bir donanıma ihtiyaç yoktur.
- Güç anahtarlarının kapı sinyalleri DSC'nin bir çift hızlı PWM modülü ve iki çıkış pini kullanılarak elde edilmektedir.
- Uygulaması kolaydır.

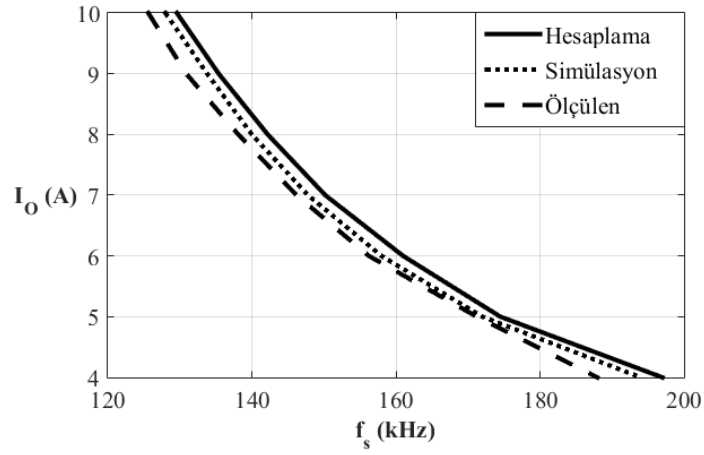
Dezavantajları:

- Güç anahtarları sert anahtarlama şartlarında yalıtıma geçmektedir.
- Artan anahtarlama frekansı ile anahtarlama kayıpları artmaktadır.
- Artan anahtarlama frekansı ile verim azalmaktadır.
- Güç kontrolü için anahtarlama frekansında büyük değişimler gerekmektedir.

FM kontrollü dönüştürücü için gerçekleştirilen analiz, simülasyon ve deneysel çalışma sonuçlarını karşılaştırmak amacıyla Şekil 6.10'da anahtarlama frekansına (f_s) göre rezonans akımının tepe değerinin (I_{Lm}) ve çıkış akımının (I_o) değişimini gösteren grafikler verilmiştir. Rezonans akımının tepe değerinin hesaplanması için durum-düzlem eğrisi (Bkz. Şekil 3.7) kullanılırken anahtarlama frekansının hesaplanması için farklı f_n değerleri için $I'_{ON}-M$ eğrisi (Bkz. Şekil 3.8) kullanılmıştır. Ayrıca hesaplama sonuçları dönüştürücünün deneysel çalışmalardaki verim değerleri göz önüne alınarak elde edilmiştir.



a) anahtarlama frekansına göre rezonans akımının tepe değerinin değişimi



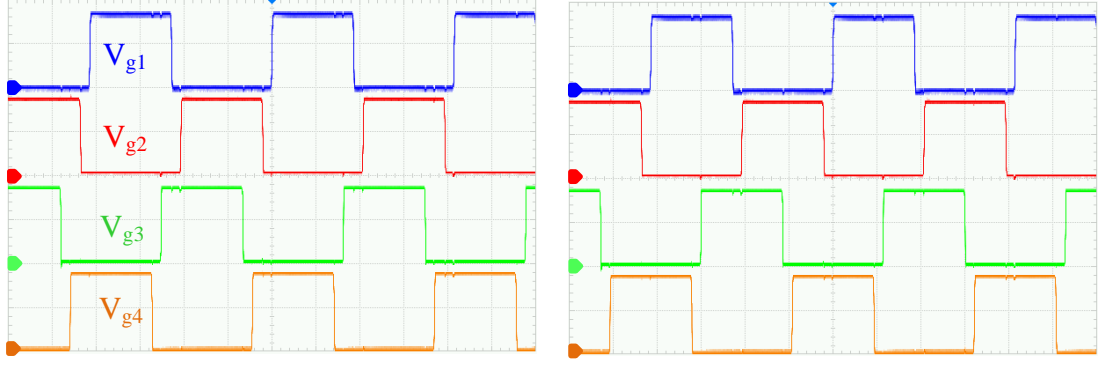
b) anahtarlama frekansına göre çıkış akımının değişimi

Şekil 6.10. FM kontrollü dönüştürücünün analiz, simülasyon ve deneysel çalışma sonuçları.

Analiz, simülasyon ve deneysel çalışma sonucu elde edilen eğrilerden sonuçların birbiri ile uyum içinde olduğu ve SRC'nin rezonans frekansı üstü çalışma durumu için artan anahtarlama frekansı ile rezonans akımının tepe değerinin ve çıkış akımının azaldığı görülmektedir.

6.2.2. Faz Kaymalı Kontrollü Dönüştürücü

PSM kontrollü SRC'nin güç anahtarlarının kapı sinyalleri iki farklı faz açısı için Şekil 6.11'de verilmiştir. Kapı sinyalleri mikrodenetleyicinin iki çift hızlı PWM modülünden ve dört pininden elde edilmektedir.

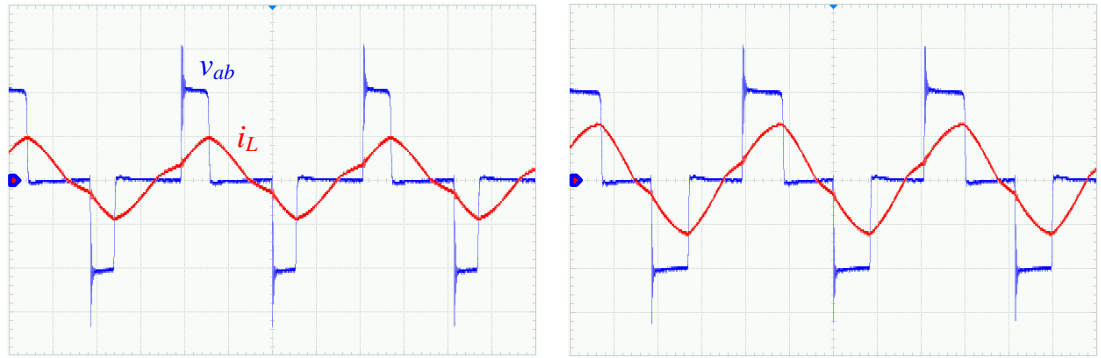


a) faz açısı 45°

b) faz açısı 90°

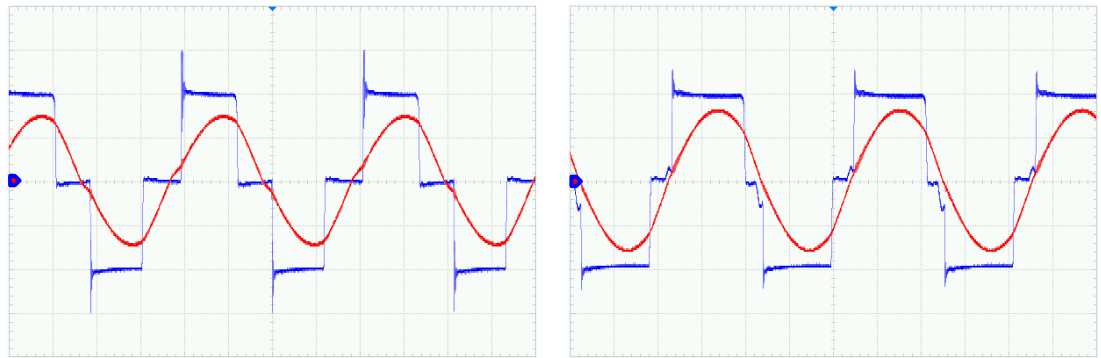
Şekil 6.11. İki farklı faz açısı için PSM kontrollü SRC'nin güç anahtarlarının kapı sinyalleri (CH1: 2 V, CH2: 2 V, CH3: 2 V, CH4: 2V ve M: 2 μ s).

Anahtarlama frekansı 120 kHz olan SRC'nin çıkış akımı 4 A'den 10 A'ye kadar PSM ile kontrol edilmiştir. Farklı çıkış akım değerleri için dönüştürücünün inverter gerilimi ve rezonans akımı Şekil 6.12'de verildiği gibidir.



a) 4 A

b) 6 A

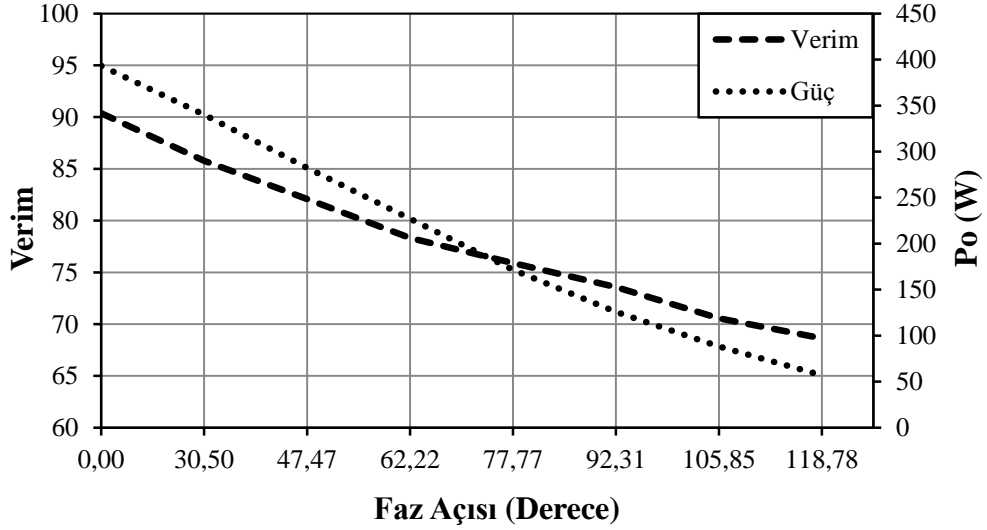


c) 8 A

d) 10 A

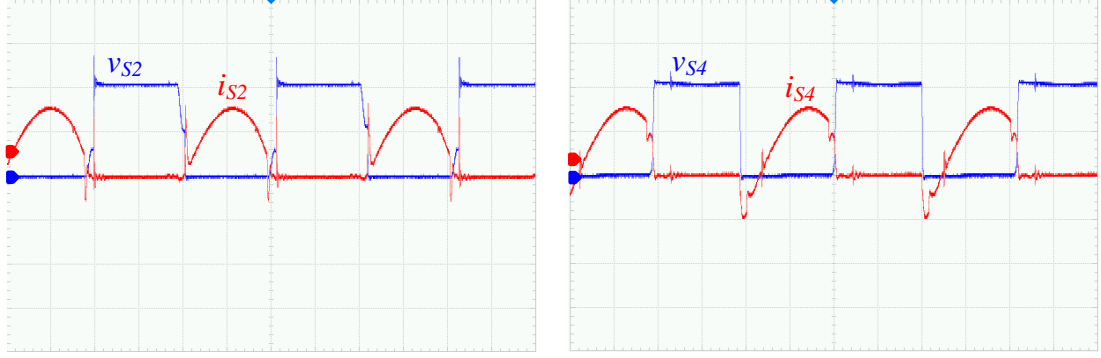
Şekil 6.12. Farklı çıkış akım değerleri için PSM kontrollü SRC'nin inverter gerilimi ve rezonans akımı (CH1: 100 V, CH2: 2 A ve M: 2 μ s).

PSM kontrolde anahtarlama frekansı sabit kalmakla birlikte farklı çıkış akım değerleri, inverter geriliminin görev oranının değiştirilmesi ile elde edilmektedir. Dolayısıyla çıkış akımı çapraz güç anahtarları arasındaki faz farkının değiştirilmesi ile ayarlanmakta ve artan faz farkına göre çıkış akımı azalmaktadır. PSM kontrollü SRC'nin verim-faz açısı-güç ilişkisi Şekil 6.13'de verilmiştir.



Şekil 6.13. PSM kontrollü SRC'nin verim-faz açısı-güç ilişkisi.

PSM kontrollü dönüştürücüde azalan çıkış akımı ile faz farkı arttığından inverter gerilimine göre geri fazlı olan rezonans akımı ileri fazlı hale gelmektedir. Bu durumda Şekil 6.14'de 10 A çalışma akımı ve Şekil Ek B.2'de diğer çalışma akımları için verilen M_2 ve M_4 anahtarlarının gerilim ve akım dalga şekillerinden görüldüğü üzere tam köprü devresinin sol kolundaki güç anahtarları ileri fazlı iken sağ kolundaki güç anahtarları geri fazlı olmaktadır. Bunun sonucunda sol koldaki güç anahtarları için ZVS şartları bozulmakta ve güç anahtarları sert anahtarlama şartlarında ilettime geçerler iken ZCS ile yalıtıma geçmektedirler. Sağ koldaki anahtarlar ise ZVS ile ilettime geçerler iken sert anahtarlama şartlarında yalıtıma geçmektedirler.

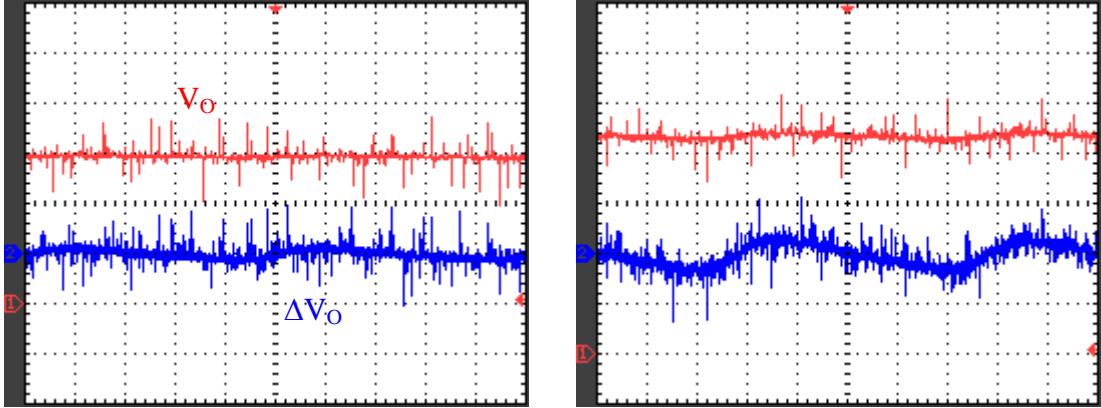


a) M_2 anahtarının gerilim ve akımı

b) M_4 anahtarının gerilim ve akımı

Şekil 6.14. 10 A çalışma akımı için M_2 ve M_4 anahtarlarının gerilim ve akımı (CH1: 100 V, CH2: 2 A ve M: 2 μ s).

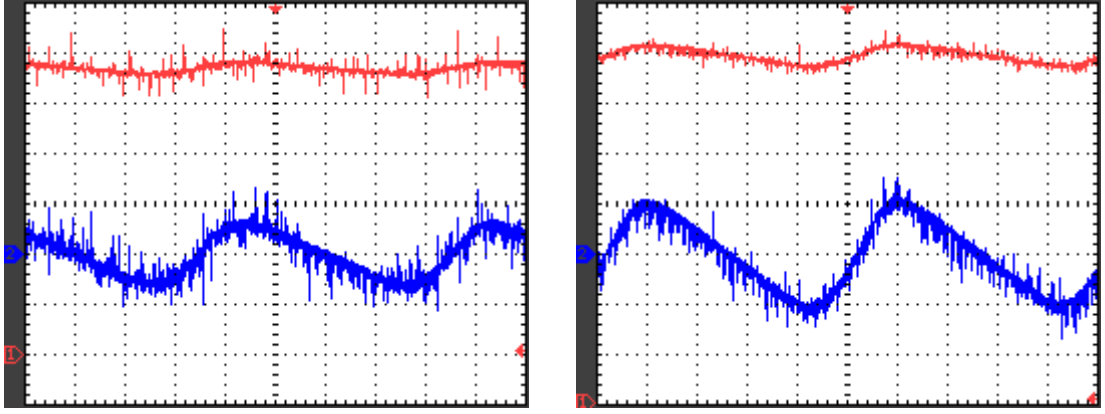
Şekil 6.15’de PSM kontrollü SRC’nin farklı çıkış akım değerleri için çıkış gerilim (V_o) ve çıkış gerilim dalgalanma (ΔV_o) dalga şekilleri verilmiştir. Şekil 6.15’den de görüldüğü gibi dönüştürücünün çıkış geriliminin dalgalanması artan faz farkı ile azalmaktadır.



a) 4 A

b) 6 A

Şekil 6.15. Farklı çıkış akım değerleri için PSM kontrollü SRC’nin çıkış gerilimi ve çıkış gerilim dalgalanması (CH1: 5 V, CH2: 1 V ve M: 2 ms).



c) 8 A

d) 10 A

Şekil 6.15. (devam ediyor).

PSM kontrollü SRC'nin farklı çıkış akım değerleri için çalışmasını özetleyen veriler Çizelge 6.3'de verilmiştir.

Çizelge 6.3. PSM kontrollü SRC'nin çalışma parametreleri.

V_i (V)	I_i (A)	V_o (V)	I_o (A)	Verim (%)	ΔV_o (V)	I_{Lm} (A)	Faz Açısı ($^\circ$)	Anahtar Stresleri (V)
200	0,415	14,1	4,04	68,631	0,55	1,95	118,77	340
200	0,625	17,5	5,04	70,56	0,7	2,4	105,84	320
200	0,855	20,9	6,02	73,578	1	2,6	92,31	320
200	1,13	24,4	7,03	75,899	1,2	2,9	77,77	320
200	1,449	28,2	8,05	78,333	1,45	3,02	62,21	300
200	1,72	31,2	9,05	82,081	1,85	3,46	47,47	310
200	1,982	33,8	10,06	85,779	2,3	3,3	30,52	260

PSM kontrolde çıkış akımındaki azalmalar ile rezonans akımının tepe değeri de azalmaktadır. Bununla birlikte 10 A'den itibaren azalan çıkış akımı ile sol koldaki anahtarların (M_1 , M_2) yumuşak anahtarlama şartlarında iletme geçme şartlarının kaybolması nedeniyle anahtar stresleri artmakta ve verim azalmaktadır. PSM kontrolün avantaj ve dezavantajları şu şekildedir.

Avantajları:

- Sabit anahtarlama frekansında çalışmaktadır.

- Azalan çıkış akımı ile rezonans akımı da azalmaktadır.
- Güç anahtarlarının kapı sinyallerinin elde edilmesi için ek bir donanıma ihtiyaç yoktur.
- Geniş bir yük aralığında güç kontrolü gerçekleştirilmektedir.

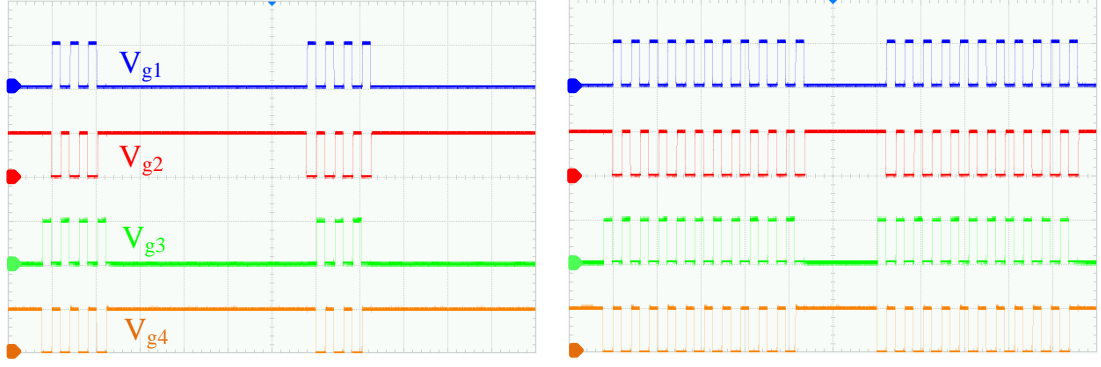
Dezavantajları:

- Azalan çıkış akımı ile ZVS şartları bozulmaktadır.
- Azalan çıkış akımı ile anahtarlar üzerindeki gerilim stresleri artmaktadır.
- Uygulaması FM tekniğine göre nispeten zordur.
- Güç anahtarlarının kapı sinyallerinin elde edilmesi için DSC'nin iki çift hızlı PWM modülünün ve 4 çıkış pininin kullanılması gereklidir.

6.2.3. Darbe Yoğunluk Modülasyon Kontrollü Dönüştürücü

PDM kontrollü SRC'nin güç anahtarlarının kapı sinyalleri; FM ve PSM tekniklerinin aksine doğrudan mikrodenetleyiciden elde edilememektedir. Bu nedenle PDM sinyallerinin elde edilmesi için DSC'nin iki çift hızlı PWM modülü ve dört pininin kullanılmasının yanı sıra ilave lojik devre de kullanılmıştır. İlave lojik devre, PDM sinyallerinin elde edilmesi ve PWM sinyalleri ile PDM'nin kontrol sinyalinin eş zamanlı çalışmasının sağlanması için kullanılmaktadır.

PDM kontrollü SRC'nin güç anahtarlarının kapı sinyalleri Şekil 6.16'da verildiği gibidir. Şekil 6.16'dan da görüldüğü üzere güç anahtarların tamamının kapı sinyalleri PDM'nin kontrol sinyali ile modüle edilerek elde edilmektedir.

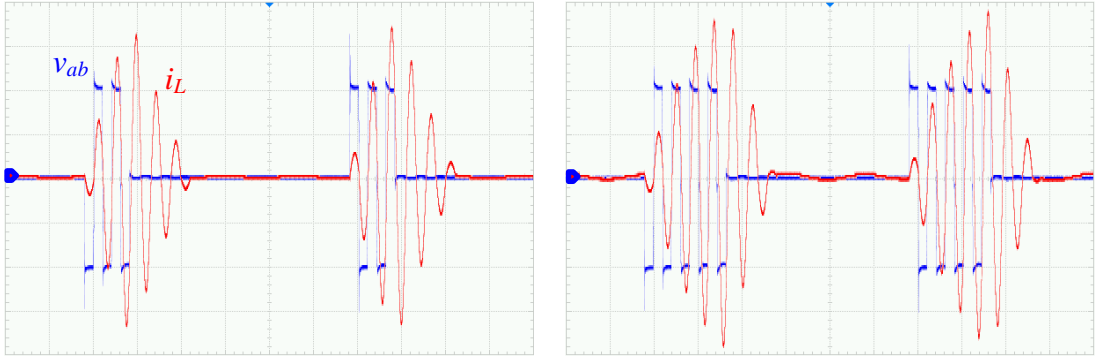


a) görev oranı %25

b) görev oranı %75

Şekil 6.16. PDM kontrollü SRC'nin güç anahtarlarının kapı sinyalleri (CH1: 5 V, CH2: 5 V, CH3: 5 V, CH4: 5V ve M: 20 μ s).

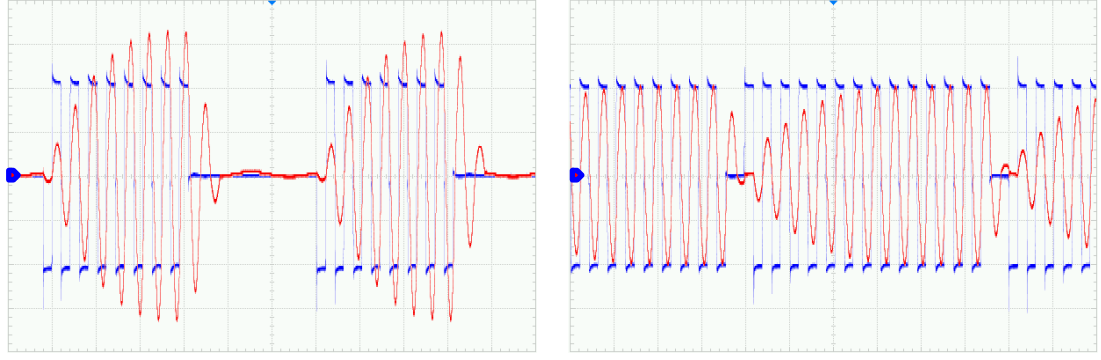
PDM kontrollü SRC'nin çıkış akımını 4 – 10 A aralığında kontrol etmek için PDM'nin kontrol sinyalinin görev oranı 0,16 – 0,93 aralığında değiştirilmiştir. Kontrol sinyalinin frekansı 8,22 kHz iken anahtarlama frekansı 120 kHz'dir. Farklı akım değerleri için PDM kontrollü SRC'nin inverter gerilim ve rezonans akım dalga şekilleri Şekil 6.17'de verilmiştir.



a) 4 A

b) 6 A

Şekil 6.17. Farklı çıkış akım değerleri için PDM kontrollü SRC'nin inverter gerilimi ve rezonans akımı (CH1: 100 V, CH2: 2 A ve M: 20 μ s).

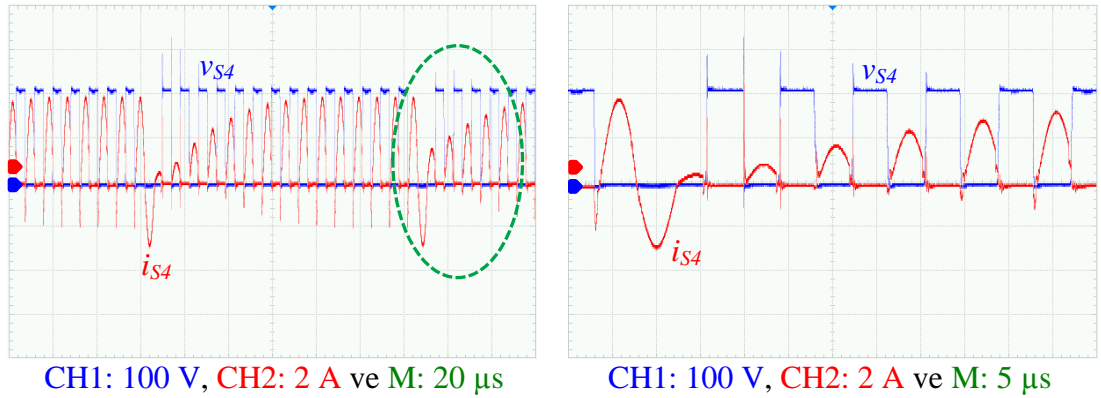


c) 8 A

d) 10 A

Şekil 6.17. (devam ediyor).

İnverter gerilim ve rezonans akım dalga şekillerinden görüldüğü üzere PDM kontrolde güç kontrolü PDM'nin t_{off} periyodunda anahtarlama sinyallerinin silinmesiyle gerçekleştirilmektedir. Bu kontrol yönteminde rezonans akımının t_{off} periyodunda sönümlenme süresi kalite faktörüne bağlı olarak değişmektedir. Kalite faktörünün yüksek veya düşük olmasının avantaj ve dezavantajları bulunmaktadır [99]. Ayrıca PDM'de ZVS'yi garantilemek için rezonans frekansının üzerinde çalışılsa da PDM'nin görev süresinin ilk üç saykılında rezonans akımı geri fazlı olmadığından yumuşak anahtarlama şartları bozulmaktadır. Bundan dolayı da güç anahtarları uçlarındaki gerilim stresleri artmaktadır. Şekil 6.18'de 10 A çalışma akımı ve Şekil Ek B.3'de ise diğer çalışma akımları için M_4 anahtarının gerilim ve akım dalga şekilleri verilmiştir. Şekil 6.18b'de Şekil 6.18a'da kesikli çizgilerle belirtilen kısmın büyütülmüş şekli verilmiştir.



CH1: 100 V, CH2: 2 A ve M: 20 μ s

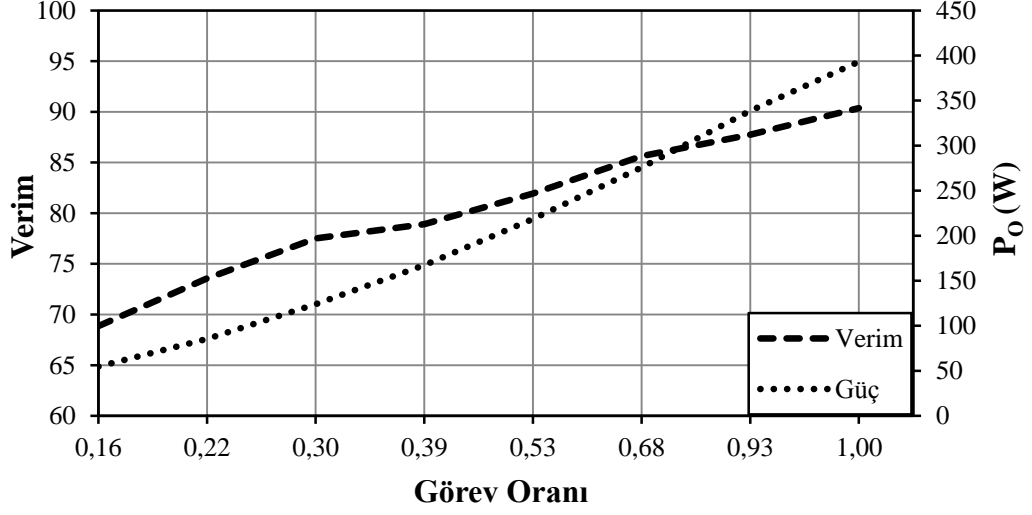
CH1: 100 V, CH2: 2 A ve M: 5 μ s

a) anahtar gerilimi ve akımı

b) büyütülmüş anahtar gerilimi ve akımı

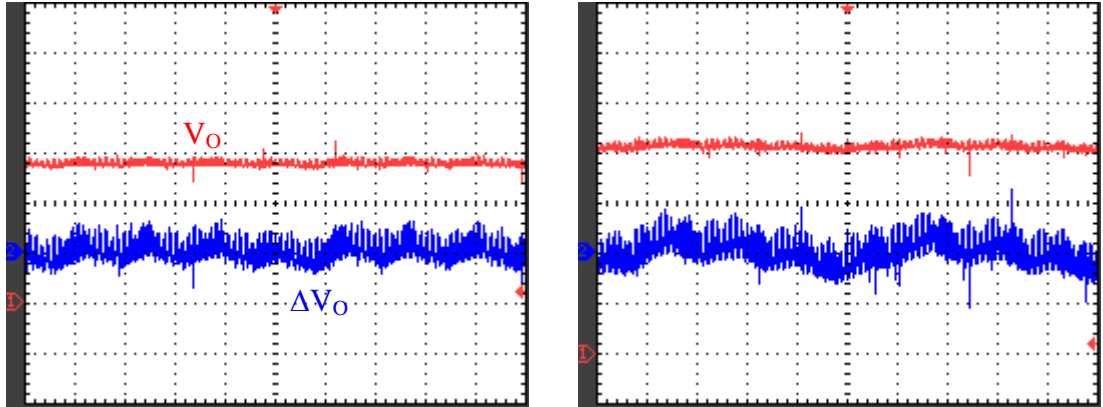
Şekil 6.18. 10 A çalışma akımı için anahtar gerilimi ve akımı.

PDM kontrollü dönüştürücünün verim-görev oranı-güç ilişkisi Şekil 6.19’da verildiği gibidir.



Şekil 6.19. PDM kontrollü SRC'nin verim-görev oranı-güç ilişkisi.

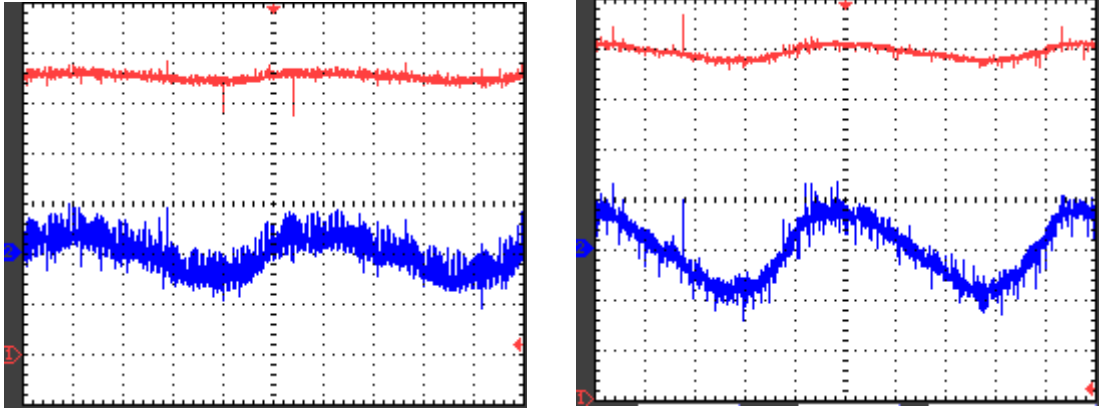
Şekil 6.19'daki eğrilerden dönüştürücünün çıkış gücü ve veriminin azalan görev oranı ile birlikte azaldığı anlaşılmaktadır. PDM kontrollü SRC'nin farklı çıkış akım değerleri için çıkış gerilim (V_o) ve çıkış gerilim dalgalanma (ΔV_o) dalga şekilleri Şekil 6.20'de verilmiştir.



a) 4 A

b) 6 A

Şekil 6.20. Farklı çıkış akım değerleri için PDM kontrollü SRC'nin çıkış gerilimi ve çıkış gerilim dalgalanması (CH1: 5 V, CH2: 1 V ve M: 2 ms).



c) 8 A

d) 10 A

Şekil 6.20. (devam ediyor).

Şekil 6.20'deki çıkış geriliminin dalgalanma şekillerinden PDM'nin artan görev oranı ile birlikte çıkış gerilimindeki dalgalanmanın arttığı görülmektedir. PDM kontrollü SRC ile ilgili gerçekleştirilen deneysel çalışmaların sonuçları Çizelge 6.4'de verilmiştir.

Çizelge 6.4. PDM kontrollü SRC'nin çalışma parametreleri.

V_i (V)	I_i (A)	V_o (V)	I_o (A)	Verim (%)	ΔV_o (V)	I_{Lm} (A)	Görev Oranı	Anahtar Stresleri (V)
200	0,397	13,60	4,02	68,86	0,9	7	0,16	330
200	0,580	17,00	5,02	73,57	1	8	0,22	340
200	0,800	20,50	6,05	77,52	1,4	7,6	0,3	300
200	1,060	23,80	7,03	78,92	1,5	7,6	0,39	335
200	1,333	27,20	8,03	81,93	1,65	6,7	0,53	300
200	1,610	30,50	9,04	85,63	1,8	5,2	0,68	300
200	1,930	33,80	10,02	87,74	2,1	4,2	0,93	310

Çizelge 6.4'deki sayısal verilerden diğer iki tekniğe göre en dikkat çekici olanı rezonans akımının tepe değerindeki değişimlerdir. PDM kontrollü dönüştürücünün rezonans akımının tepe değeri özellikle düşük çıkış akım değerleri için FM ve PSM tekniklerine göre yaklaşık olarak üç kat daha fazladır.

PDM ile ilgili yapılan bu deneysel çalışmalar sonucunda bu tekniğin avantaj ve dezavantajları aşağıda verilmiştir.

Avantajları:

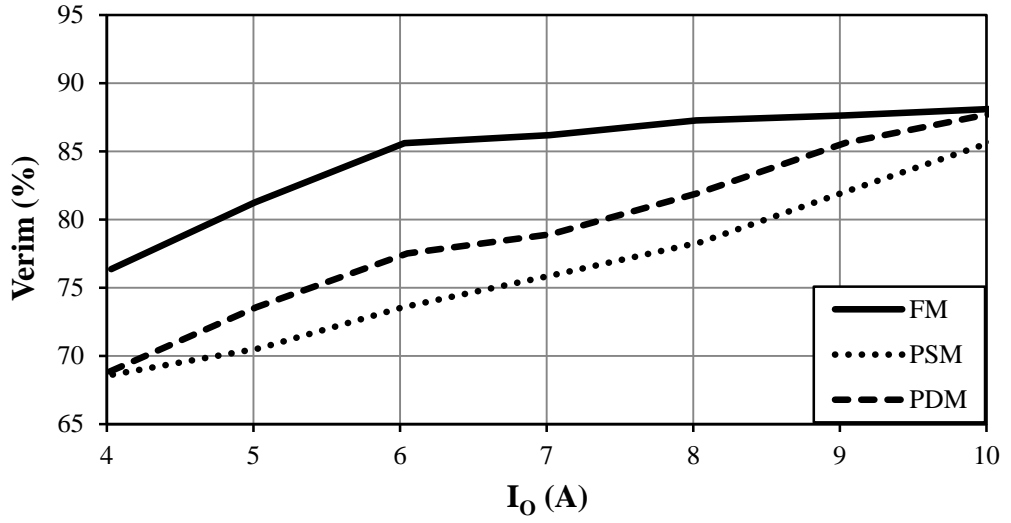
- Sabit anahtarlama frekansında çalışmaktadır.
- Geniş bir yük aralığında güç kontrolü gerçekleştirilmektedir.
- PDM'nin görev periyodunun ilk saykılıarı haricinde ZVS şartları sağlanmaktadır.

Dezavantajları:

- Güç anahtarlarının kapı sinyallerinin elde edilmesi ve kontrol sinyali ile eş zamanlı çalışmaları için ilave lojik devre gerekmektedir.
- PDM'nin kontrol sinyali 20 kHz'in altında seçildiğinde işitilebilir sesler ortaya çıkmaktadır.
- Çıkış gücünün çözünürlüğü kontrol sinyalinin frekansına bağlıdır.
- PDM'nin görev oranının düşük olduğu durumlarda rezonans akımının tepe değeri oldukça yüksektir.
- Görev süresinin ilk saykılılarında güç anahtarlarının ZVS şartları kaybolmaktadır.
- Uygulaması zordur.

6.2.4. Kontrol Tekniklerinin Karşılaştırılması

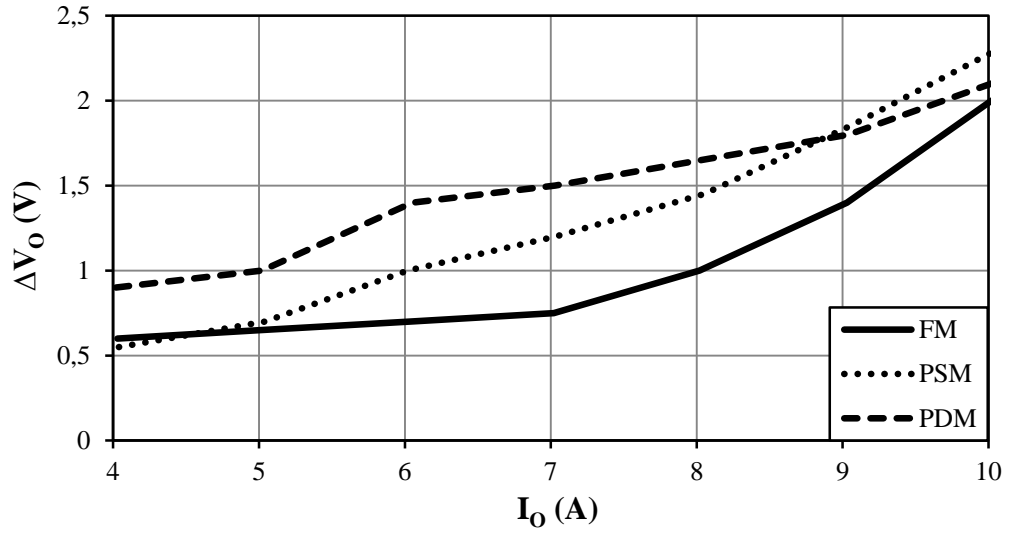
Yukarıda farklı çıkış akım değerleri için FM, PSM ve PDM teknikleri ile ayrı ayrı kontrol edilen dönüştürücü; verim, çıkış gerilimi dalgalanması, yumuşak anahtarlama, anahtar stresleri, uygulama kolaylığı ve donanım yönünden karşılaştırılmıştır. 4 A'den 10 A'e kadar olan çıkış akım değerleri için üç teknik ile ayrı ayrı kontrol edilen dönüştürücünün verim eğrileri Şekil 6.21'de verildiği gibidir.



Şekil 6.21. Farklı çıkış akımları için üç teknik ile ayrı ayrı kontrol edilen dönüştürücünün verim eğrileri.

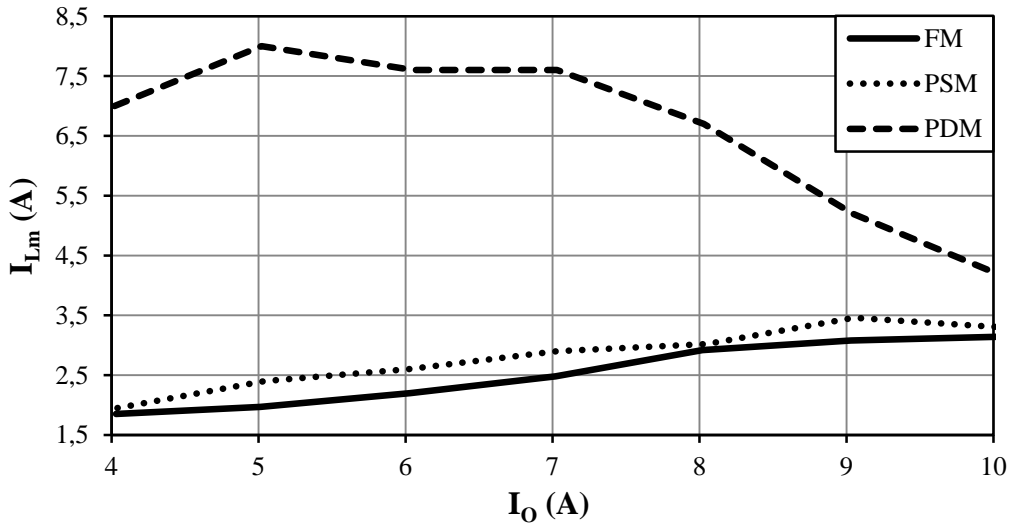
Eğrilerden görüldüğü üzere 10 A için FM ve PDM teknikleri ile ayrı ayrı kontrol edilen dönüştürücünün verim değerleri yaklaşık iken PSM tekniği ile kontrol edilen dönüştürücünün verimi FM ve PDM tekniklerinden daha düşüktür. Bununla birlikte tüm çıkış akım değerleri için FM kontrollü dönüştürücünün verimi diğer ikisine göre daha yüksektir. Ayrıca azalan çıkış akımı ile FM, PSM ve PDM kontrollü dönüştürücülerin verimleri azalmaktadır.

Şekil 6.22’de üç kontrol tekniğinin uygulandığı dönüştürücünün 4 A’den 10 A’e kadar olan çıkış akımlarına karşı çıkış gerilim dalgalanma değişimlerini gösteren grafik verilmiştir. Eğrilerden FM tekniğinin 4 A çıkış akımı hariç diğer çıkış akımlarında çıkış gerilim dalgalanma değerlerinin PSM ve PDM tekniklerine göre daha düşük olduğu görülmektedir. PDM tekniğinde ise özellikle 9 A’den daha düşük olan çıkış akım değerleri için çıkış gerilim dalgalanma değerleri diğer iki tekniğe göre daha büyüktür. Bunun başlıca nedeni PDM tekniğinde rezonans akımının süreksiz olmasıdır.



Şekil 6.22. Farklı çıkış akımları için üç teknik ile ayrı ayrı kontrol edilen dönüştürücünün çıkış gerilim dalgalanması.

Farklı teknikler ile kontrol edilen dönüştürücünün diğer bir karşılaştırma işlemi rezonans akımının tepe değeri için gerçekleştirilmiştir. Şekil 6.23’de üç teknik ile ayrı ayrı kontrol edilen dönüştürücünün 4 A’den 10 A’e kadar olan çıkış akım değerleri için rezonans akımının tepe değerinin değişimi verilmiştir.

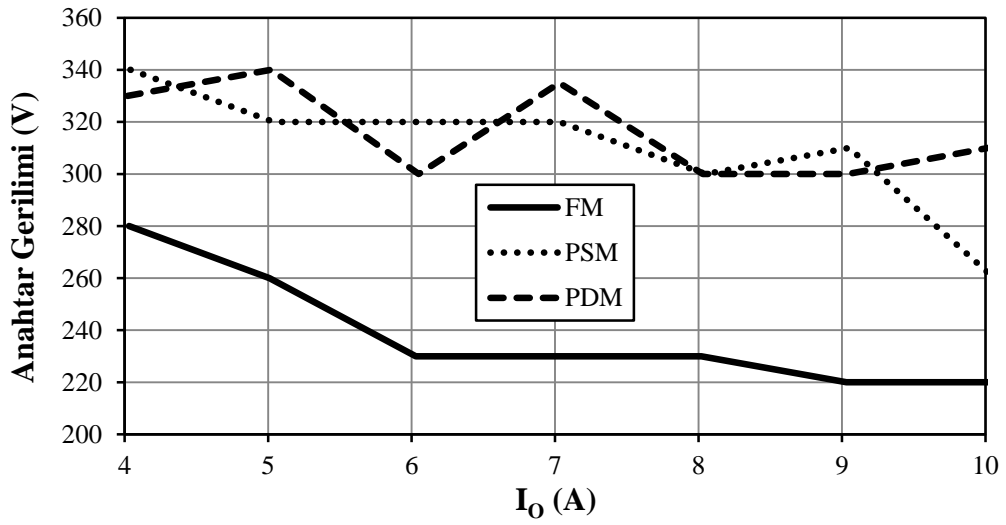


Şekil 6.23. Farklı çıkış akımları için üç teknik ile ayrı ayrı kontrol edilen dönüştürücünün rezonans akımının tepe değerleri.

Şekil 6.23’deki eğrilerden görüldüğü gibi bütün çıkış akım değerleri için rezonans akımının tepe değerinin en yüksek olduğu dönüştürücü PDM kontrollü

dönüştürücüdür. FM ve PSM tekniklerinde rezonans akımının tepe değerleri PDM'ye göre oldukça düşük olmakla birlikte FM tekniği ile kontrol edilen dönüştürücünün rezonans akımının tepe değerleri en düşük olmaktadır. Ayrıca FM ve PSM tekniklerinde rezonans akımının tepe değerleri azalan çıkış akım değerleri ile birlikte azalır iken PDM tekniğinde neredeyse bunun tersi bir durum söz konusudur.

Şekil 6.24'de üç teknik ile kontrol edilen dönüştürücünün farklı çıkış akım değerleri için anahtar gerilim streslerini gösteren grafikler verilmiştir.



Şekil 6.24. Farklı çıkış akımları için üç teknik ile kontrol edilen dönüştürücünün anahtar gerilim stresleri.

Anahtar gerilim streslerinin en düşük olduğu dönüştürücü Şekil 6.24'deki eğrilerden de görüldüğü üzere FM kontrollü dönüştürücüdür. Ancak FM kontrollü dönüştürücüde gerilim stresleri azalan çıkış akımı ile birlikte artmaktadır. PSM kontrollü dönüştürücü için de azalan çıkış akımı ile birlikte anahtarların gerilim stresleri artmaktadır. Ancak PSM tekniğinde dönüştürücünün sol kolundaki güç anahtarlarının (M_1 , M_2) 10 A'den itibaren azalan çıkış akımı ile ZVS şartları bozulduğundan gerilim stresleri FM tekniğine göre daha fazladır. PDM tekniğinde de anahtar stresleri FM tekniğine göre oldukça yüksek olmakla beraber farklı çıkış akım değerleri için anahtarların gerilim stresleri farklılık göstermektedir.

Yukarıda gerçekleştirilen karşılaştırma işlemlerini özetleyen bilgiler Çizelge 6.5’de verilmiştir.

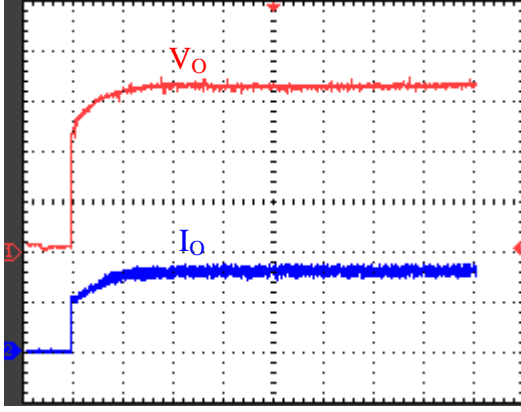
Çizelge 6.5. FM, PSM ve PDM tekniklerinin karşılaştırılması.

Kontrol Tekniği	FM	PSM	PDM
Karşılaştırma			
Uygulama Kolaylığı	😊	😐	😞
Verim	😐	😞	😞
Donanım Yapısı	😊	😊	😞
Anahtar Gerilimi	😊	😞	😞
Yumuşak Anahtarlama	😐	😞	😊
Çıkış Gerilim Dalgalanması	😊	😞	😞
Rezonans Akımı	😊	😐	😞
Çalışma Frekansı	😞	😊	😊
Güç Kontrolü	😞	😊	😊

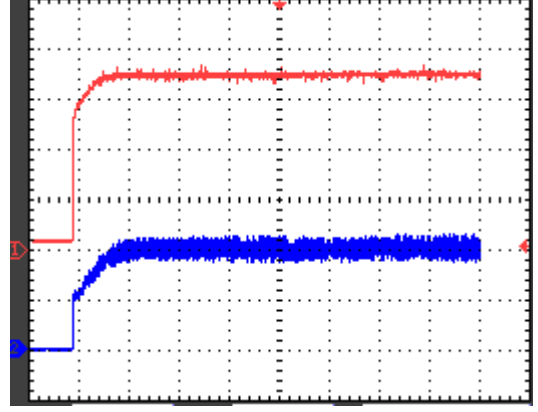
Çizelge 6.5’den görüldüğü gibi bütün karşılaştırma parametrelerinin iyi yönlerini içerisinde toplayan herhangi bir kontrol tekniği bulunmamaktadır. FM kontrollü dönüştürücünün değişken çalışma frekansına sahip olmasına rağmen diğer iki tekniğe göre çoğu yönden daha iyi performansa sahip olduğu anlaşılmaktadır.

6.3. HİDROJEN ÜRETİMİ VE ÖLÇÜMÜ

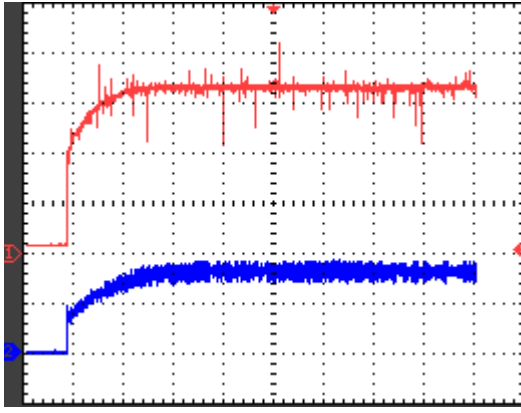
Omik yüklü izoleli tam köprü seri rezonans dönüştürücü ile gerçekleştirilen deneysel çalışmalardan sonra dönüştürücünün yükü alkali elektrolizör olarak değiştirilmiştir. FM, PSM ve PDM kontrollü dönüştürücülerin çıkış akımı, oransal kontrol tekniği kullanılarak sıra ile 8 A ve 10 A referans akım değerlerine sabitlenmiştir. Şekil 6.25’de 8 A ve 10 A referans akım değerleri ve 50 °C elektrolit sıcaklığı için alkali elektrolizörün gerilim ve akım dalga şekilleri verilmiştir. Şekil 6.25’deki dalga şekillerinden oransal kontrol tekniği ile elektroliz akımının referans akım değerini takip ettiği ve değişen elektroliz akımı ile de elektrolizör geriliminin değiştiği gözlemlenmektedir.



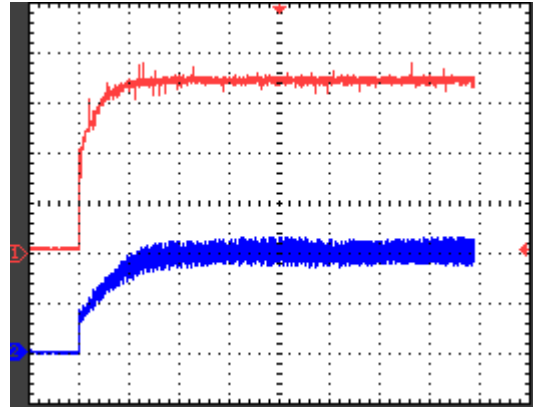
a) 8 A için FM kontrol



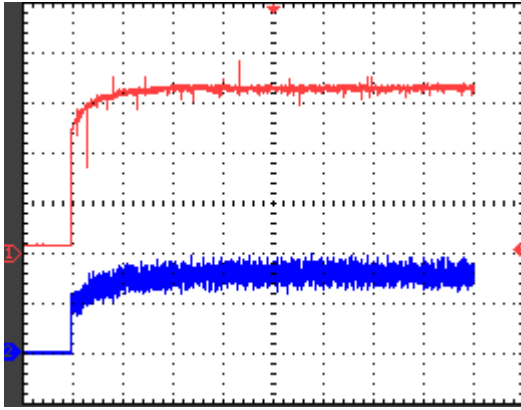
b) 10 A için FM kontrol



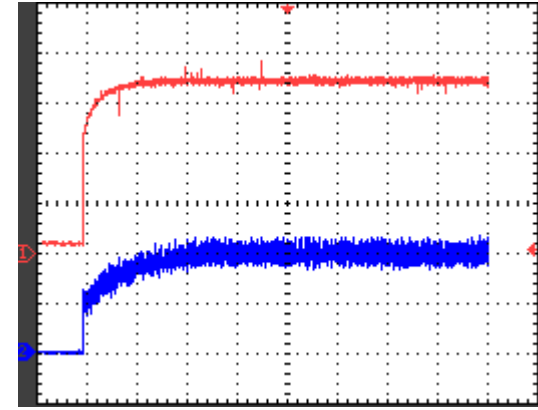
c) 8 A için PSM kontrol



d) 10 A için PSM kontrol



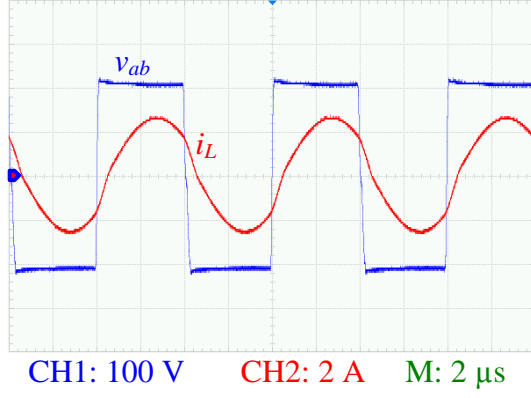
e) 8 A için PDM kontrol



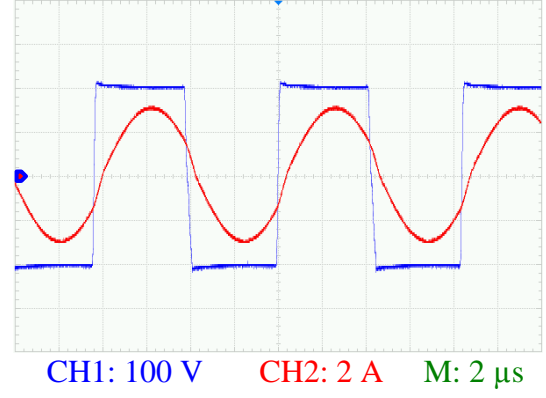
f) 10 A için PDM kontrol

Şekil 6.25. 8 A ve 10 A referans akım değerleri ve 50 °C elektrolit sıcaklığı için alkali elektrolizörün gerilimi ve akımı (CH1: 10 V, CH2: 5 A ve M: 1 s).

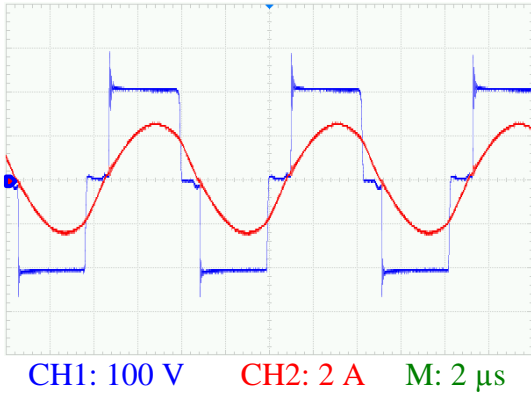
Şekil 6.26'da ise 8 A ve 10 A referans akım değerleri ve 50 °C elektrolit sıcaklığı için üç teknik ile ayrı ayrı kontrol edilen dönüştürücünün inverter gerilim ve rezonans akım dalga şekilleri verilmiştir.



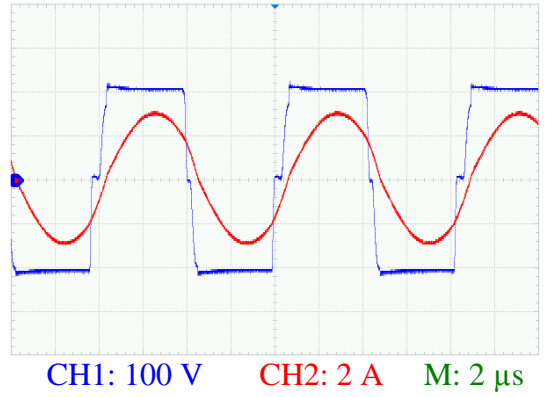
a) 8 A için FM kontrol



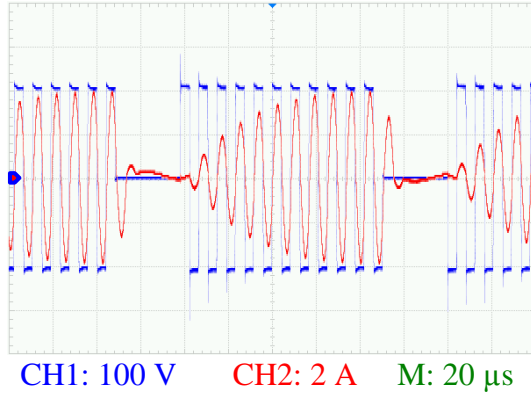
b) 10 A için FM kontrol



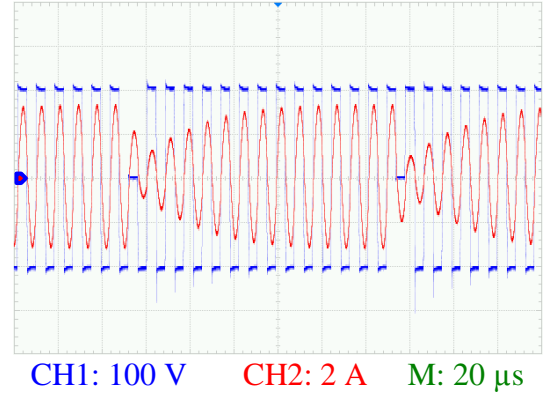
c) 8 A için PSM kontrol



d) 10 A için PSM kontrol



e) 8 A için PDM kontrol



f) 10 A için PDM kontrol

Şekil 6.26. 8 A ve 10 A referans akım değerleri ve 50 °C elektrolit sıcaklığı için dönüştürücünün inverter gerilimi ve rezonans akımı.

Oransal kontrol ile elektroliz akımı kontrol edilen sistemde üretilen hidrojen miktarını ölçmek amacıyla FM kontrollü dönüştürücü kullanılmıştır. Referans akım değeri olarak elektrolizörün nominal çalışma akımı 10 A ve iki ayrı elektrolit

sıcaklığı 40 °C ve 50 °C için sistem 10'ar saniye çalıştırılmıştır. Her bir elektrolit sıcaklık değeri için üretilen hidrojen miktarları manometre ile ölçülmüştür. Ayrıca bu çalışma parametreleri için elektrolizörün seri hücreleri tarafından üretilen hidrojen miktarının teorik olarak hesaplanmasında Eşitlik 6.1'de verilen ideal gaz denklemi kullanılmıştır [145].

$$V = \frac{RI_0 T t}{FPZ} n_h \quad (6.1)$$

İdeal gaz denkleminde; $V_{(L)}$ gaz hacmi, $R = 0,0820577 \text{ atmL/molK}$ olarak evrensel gaz sabiti, $P_{(atm)}$ basınç, $t_{(s)}$ zaman ve n_h elektrolizörün hücre sayısıdır.

İdeal gaz denkleminde basınç P 'nin değeri 1 atm'dir. Ayrıca deneysel çalışmalarda kullanılan elektrolizörün seri hücre sayısı (n_h) 18'dir. Çizelge 6.6'da ölçme ve hesaplama sonucu elde edilen hidrojen miktarları verilmiştir.

Çizelge 6.6. Nominal çalışma akımı ve farklı sıcaklık değerleri için üretilen hidrojen miktarları.

T (°C)	Ölçülen H_2 (L)	Hesaplanan H_2 (L)
40	0,17	0,2397
50	0,185	0,2473

Çizelge 6.6'da verilen her bir sıcaklık değeri için elektrolizörün hücre veriminin hesaplanabilmesi için ölçme ve hesaplama sonucu elde edilen hidrojen miktarının akış oranının bilinmesi gerekmektedir. Eşitlik 6.2'de verilen yoğunluk (d) eşitliği ile öncelikle farklı sıcaklık değerleri için hesaplama ve ölçme sonucu elde edilen hidrojenin kütlesi daha sonra da elde edilen kütle değeri ve geçerli süre olan 10 saniye kullanılarak hidrojenin akış oranı hesaplanmıştır.

$$d = \frac{m}{V} \quad (6.2)$$

Eşitlik 6.2'deki $d_{(kg/m^3)}$ gazın yoğunluğu, $m_{(kg)}$ gazın kütlesi ve $V_{(m^3)}$ gazın hacmidir. Çizelge 6.7'de farklı sıcaklık değerleri için hidrojenin yoğunluğu, teorik olarak hesaplanan hidrojenin hacmi, kütlesi ve akış miktarı $F_{H_2C(kg/h)}$ verilmiştir.

Çizelge 6.7. Farklı sıcaklık değerleri için hidrojenin yoğunluğu ve hesaplama sonuçları.

T ($^{\circ}C$)	d (kg/m^3)	V (m^3)	m (kg)	F_{H_2C} (kg/h)
40	0,0773	0,0002397	0,0000185	0,00666
50	0,0749	0,0002473	0,0000185	0,00666

Çizelge 6.8'de ise farklı sıcaklık değerleri için hidrojenin yoğunluğu, ölçme işlemi sonucu elde edilen hidrojenin hacmi, kütlesi ve akış oranı $F_{H_2M}(kg/h)$ verilmiştir.

Çizelge 6.8. Farklı sıcaklık değerleri için hidrojenin yoğunluğu ve ölçme sonuçları.

T ($^{\circ}C$)	d (kg/m^3)	V (m^3)	m (kg)	F_{H_2M} (kg/h)
40	0,0773	0,00017	0,0000131	0,00471
50	0,0749	0,000185	0,0000138	0,00496

Faraday verimi; Çizelge 6.7 ve 6.8'deki farklı sıcaklık değerleri için elde edilen hidrojen akış oranlarının kullanılması ile elde edilmiştir. Elektrolizör hücre verimi ise daha önceki deneysel çalışmalarda elde edilen enerji verim değerlerinin (Bkz. Çizelge 6.1) Faraday verim değerleri ile çarpılması sonucu hesaplanmıştır. Elektrolizörün Faraday, enerji ve hücre verim değerleri farklı sıcaklık değerleri için Çizelge 6.9'da verilmiştir.

Çizelge 6.9. Farklı sıcaklık değerleri için elektrolizörün Faraday, enerji ve hücre verimi.

T ($^{\circ}C$)	η_F (%)	η_V (%)	η_E (%)
40	70,72	76,73	54,26
50	74,47	80,05	59,61

Nominal çalışma akımı ve iki ayrı elektrolit sıcaklığı için gerçekleştirilen deneysel çalışma ve hesaplama sonuçlarına göre elde edilen Çizelge 6.9'da değişen sıcaklık ile verim değerlerinin değiştiği ve 50 $^{\circ}C$ elektrolit sıcaklığı için elektrolizörün enerji, Faraday ve hücre veriminin 40 $^{\circ}C$ 'ye göre daha yüksek olduğu görülmektedir.

BÖLÜM 7

SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Elektroliz, çevre dostu enerji taşıyıcısı olan hidrojenin üretim yöntemlerinden biridir. Farklı elektroliz yöntemleri olmakla birlikte alkali elektroliz; en basit ve en gelişmiş elektroliz yöntemidir. Bu yöntem ile üretilen hidrojen miktarının elektrolite uygulanan doğru akım ile doğrudan orantılı olması ve alkali elektrolizörün doğrusal olmayan elektriksel yük karakteristiğine sahip olması elektroliz akımının kontrol edilmesini gerektirmektedir.

Elektroliz yöntemi ile hidrojen üretimi gerçekleştiren sistemlerde enerji kaynağından elektrolizöre doğru olan güç akışını kontrollü bir şekilde gerçekleştirmek için PWM anahtarlama ve rezonans DC-DC dönüştürücüler kullanılmaktadır. DC-DC dönüştürücülerin yüksek güç yoğunluğunda yüksek verimle çalışmaları için yüksek anahtarlama frekanslarında ve yumuşak anahtarlama şartlarında çalışmaları gerekmektedir. PWM anahtarlama DC-DC dönüştürücülerin güç anahtarları sert anahtarlama şartlarında çalıştıklarından artan anahtarlama frekansı ile anahtarlama kayıplarının, elektromanyetik girişimlerin ve anahtar streslerinin artması bu dönüştürücülerin çalışma frekanslarını sınırlandırmaktadır. Yumuşak anahtarlama tekniklerinin uygulanabildiği rezonans anahtarlama dönüştürücüler ile yüksek anahtarlama frekanslarında yüksek verimle çalışmak mümkün olabilmektedir.

Bu tez çalışmasında, PWM anahtarlamanın yüksek anahtarlama frekanslarında çalışmaya getirmiş olduğu sınırlandırmaları azaltabilmek için alkali elektrolizörlü hidrojen üretim sisteminin güç katında rezonans güç dönüştürücü kullanılmıştır. Dönüştürücü yapısı olarak yük rezonans anahtarlama DC-DC dönüştürücülerin temel uygulamalarından biri olan izoleli tam köprü seri rezonans dönüştürücü yapısı tercih edilmiştir. Bu dönüştürücü yapısının tercih edilmesinin sebepleri;

- Azalan çıkış akımı ile rezonans akımının azalması sonucu iletim ve anahtarlama kayıplarının azalması,
- DC bileşenleri bloke eden rezonans kondansatörü sayesinde yüksek frekans transformatörünün doyumunun önlenmesi,
- Gerilim dönüşümü ve galvanik izolasyon için yüksek frekans transformatörünün kullanılması,
- Basit yapısı,
- Kolay uygulanabilirliğidir.

Dönüştürücü yapısının belirlenmesinde etkili olan diğer bir faktör, dönüştürücünün farklı kontrol tekniklerinin kullanımı için elverişli olup olmadığıdır. Rezonans anahtarlama dönüştürücülerin kontrolünde kullanılan teknikler; dönüştürücünün verimini, çıkış gerilim dalgalanma seviyesini ve güç anahtarlarının seçimini etkilemektedir. Bu nedenle sistemin güç katında farklı kontrol tekniklerinin kullanımı için elverişli olan tam köprü yapısı kullanılmıştır.

İzoleli tam köprü seri rezonans dönüştürücü, kontrol devresi ve alkali elektrolizörden oluşan sistem laboratuvar ortamında kurulmuştur. 200 V giriş gerilimi ve 36 V çıkış gerilimi için tasarımı gerçekleştirilen ve çıkış gücü yaklaşık 400 W olan DC-DC dönüştürücünün kontrolü 16 bitlik mikrodenetleyici dsPIC33FJ16GS502 ile gerçekleştirilmiştir.

İzoleli tam köprü seri rezonans dönüştürücünün kontrolü için FM, PSM ve PDM teknikleri kullanılmıştır. Bu üç tekniğin çalışmaları incelenerek simülasyon çalışmaları ve deneysel çalışmalar gerçekleştirilmiştir. Bu çalışmalar neticesinde farklı yük akımı şartları için alınan ve karşılaştırmalı sunulan sonuçlar şöyledir.

- En yüksek verim FM tekniği ile elde edilir iken dönüştürücü veriminin en düşük olduğu teknik PSM'dir.
- Çıkış gerilim dalgalanma değerinin en düşük olduğu teknik FM'dir.
- Rezonans akımının tepe değerinin en küçük olduğu teknik FM iken PDM tekniğinde FM ve PSM tekniklerine göre oldukça yüksektir.

- FM tekniği ile kontrol edilen donusturucunun anahtar gerilim stresleri; PSM ve PDM teknikleri kullanılarak kontrol edilen donusturucu ile kıyaslandığında daha kucuktur.
- Anahtarların ZVS şartlarında ilettime geemeleri FM tekniği ile geniş bir ıkış akım aralığı iin sağlanmaktadır. PDM tekniğinde kontrol sinyalinin ilk saykılılarında ZVS şartları sağlanamaz iken daha sonraki saykılılarda anahtarlar ZVS şartlarında ilettime gemektedirler. PSM’de ise rezonans akımının ileri fazlı olması ile birlikte ZVS şartları sol koldaki iki anahtar iin kaybolmaktadır.
- Uygulaması en basit ve kolay olan teknik FM tekniğidir. PDM tekniği; FM ve PSM tekniklerine kıyasla uygulaması en zor olan tekniktir.
- Teknikler arasında en az donanıma sahip olan teknik FM tekniği iken PDM tekniği DSC haricinde ilave lojik devreler gerektirmesi nedeniyle en fazla donanıma sahip olan tekniktir.

Karşılaştırma işlemleri sonucunda; FM tekniği, gu kontrolunu anahtarlama frekansını geniş bir aralıkta değiştirerek gerekleştirmesine rağmen birok yonden PSM ve PDM tekniklerine gore avantajlı durumdadır

Hidrojen üretiminde kullanılan ve nominal alışma gerilimi ve akımı sıra ile 36 V ve 10 A olan alkali elektrolizr iin elektrolit olarak KOH zeltisi kullanılmıştır. zelti derişim oranı KOH’nin z iletkenliğinin yuksek olduğu %27 iin hazırlanmıştır. Temel alışma prensibi ve matematiksel modellemesi gerekleştirilen alkali elektrolizrun farklı sıcaklık değerleri iin elektriksel yuk karakteristiği deneysel alışmalar ile elde edilmiştir. Alkali elektrolizrun elektriksel yuk karakteristiğinin değerşen elektrolit sıcaklığıyla birlikte devamlı olarak değerşiği dolayısıyla teorik analiz ve deneysel alışmaların uyum iinde olduğu grlmuştur. Elektrolizr gerilimi, nominal alışma akımı iin artan elektrolit sıcaklığı ile azalmakta dolayısıyla da enerji verimliliği artmaktadır.

Elektriksel yuk karakteristiği devamlı olarak değerşen elektrolizrun akımı oransal kontrol tekniği kullanılarak farklı referans akım değerlerine sabitlenmiştir. Oransal kontrol ile farklı referans akım değerlerinin takibi FM, PSM ve PDM teknikleri iin

ayrı ayrı tekrarlanmıştır. Üretilen hidrojen miktarını ölçmek için FM kontrollü dönüştürücünün çıkış akımı oransal kontrol ile elektrolizörün nominal çalışma akımı 10 A'ye sabitlenmiş ve bu akım değeri farklı elektrolit sıcaklıkları için ayrı ayrı elektrolizöre uygulanmıştır. Farklı elektrolit sıcaklıkları için üretilen hidrojen miktarları manometre kullanılarak ölçülmüş ve ideal gaz denklemi ile teorik olarak hesaplanmıştır. Ölçme ve hesaplama işlemleri sonucunda elektrolizörün enerji ve Faraday verimine bağlı olarak değişen elektrolizör hücre verimi farklı elektrolit sıcaklıkları için belirlenmiş ve bu verim değerinin nominal çalışma akımı için artan elektrolit sıcaklığı ile arttığı gözlemlenmiştir.

Bundan sonraki akademik çalışmalarda FM, PSM ve PDM tekniklerinin olumsuz yönlerini ortadan kaldırmak için iki veya üç tekniğin olumlu yönlerinin bir araya getirilerek kullanıldığı hibrit teknikler ile dönüştürücünün kontrolü gerçekleştirilebilir.

Tez çalışmasında FM, PSM ve PDM teknikleri ile ayrı ayrı kontrol edilen dönüştürücüde karşılaştırma işlemleri; sabit giriş gerilimi ve yük değeri için gerçekleştirilmiştir. Gelecek çalışmalarda karşılaştırma işlemleri farklı giriş gerilim ve yük değerleri için tekrarlanarak giriş geriliminin ve yük değerinin etkileri incelenebilir.

Deneysel çalışmalarda kullanılan düzenli PDM'nin basit yapısı ve kolay uygulanabilirliği gibi avantajlarından vazgeçip yüksek çıkış gerilim dalgalanması ve rezonans akım tepe değeri gibi dezavantajlarını ortadan kaldırmak amacıyla karmaşık devre yapısı ve uygulanabilirliği zor olan düzensiz PDM'nin alkali elektrolizörün güç kontrolünde düzenli PDM yerine tercih edilmesinin avantaj ve dezavantajları araştırılabilir.

Elektroliz yöntemi ile hidrojen üretmek amacıyla kullanılan ve belirli bir elektrolit sıcaklık dayanımı olan alkali elektrolizörün gerilim ve akımı kontrol edilse dahi elektrolit sıcaklığı artmaya devam etmektedir. Bu nedenle gelecek çalışmalarda akü şarj uygulamalarında olduğu gibi elektrolizörün geriliminin, akımının ve elektrolit sıcaklığının kontrol edildiği elektroliz güç yönetim uygulamaları gerçekleştirilebilir.

KAYNAKLAR

1. Guo, S., Liu, Q., Sun, J. and Jin, H., “A review on the utilization of hybrid renewable energy”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 91 (2018): 1121-1147 (2018).
2. Padmanaban, S., Priyadarshi, N., Bhaskar, M. S., Holm-Nielsen, J. B., Hossain, E. and Azam, F., “A hybrid photovoltaic-fuel cell for grid integration with jaya-based maximum power point tracking: experimental performance evaluation”, *IEEE Access*, 7: 82978-82990 (2019).
3. Veziroğlu, N., “21. yüzyılın enerjisi; hidrojen enerji sistemi”, *Tesisat Mühendisliği Dergisi*, 75: 33-44 (2003).
4. Teng, Y., Wang, Z., Li, Y., Ma, Q., Hui, Q. and Li, S., “Multi-energy storage system model based on electricity heat and hydrogen coordinated optimization for power grid flexibility”, *CSEE Journal of Power and Energy Systems*, 5 (2): 266-274 (2019).
5. Yang, H., Li, Q., Zhao, S., Chen, W. and Liu, H., “A hierarchical self-regulation control for economic operation of AC/DC hybrid microgrid with hydrogen energy storage system”, *IEEE Access*, 7: 89330-89341 (2019).
6. Jiang, W., Wu, Y. K., Yang, T., Yu, F. Y., Wang, W. and Hashimoto, S., “Identification and power electronic module design of a solar powered hydrogen electrolyzer”, *Power and Energy Engineering Conference (APPEEC)*, Asia-Pacific, 1-4 (2012).
7. Luo, M., Yi, Y., Wang, S., Wang, Z., Du, M., Pan, J. and Wang, Q., “Review of hydrogen production using chemical-looping technology”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 81 (2018): 3186-3214 (2018).
8. Abe, J. O., Popoola, A. P. I., Ajenifuja, E. and Popoola, O. M., “Hydrogen energy, economy and storage: review and recommendation”, *International journal of Hydrogen Energy*, 44 (2019): 15072-15086 (2019).
9. Yang, L., Xie, P., Zhang, R., Cheng, Y., Cai, B. and Wang, R., “HIES: cases for hydrogen energy and I-energy”, *International journal of Hydrogen Energy*, 44 (56): 29785-29804 (2019).
10. Martins, J. F., Joyce, A., Rangel, C., Sotomayor, J., Castro, R., Pires, A., Carvalheiro, J., Silva, R. A. and Viana, S., “RenH2-stand-alone energy system supported by totally renewable hydrogen production”, *International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*, Setubal, 566-570 (2007).

11. Ural, T. ve Karaca, G., “Hidrojen ekonomisi”, *Küresel Mühendislik Çalışma Dergisi*, 3 (2): 145-154 (2016).
12. Török, L., Mathe, L., Nielsen, C. K. and Munk-Nielsen, S., “Modeling and control of three-phase grid-connected power supply with a small DC-link capacitor for electrolyzers”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 53 (5): 4634-4643 (2017).
13. Aslan, Ö. ve Özcan, B., “Sürdürülebilir kalkınma ve hidrojen enerjisi”, *e-Journal of New World Sciences Academy*, 3 (2): 152-160 (2008).
14. Tutar, F. ve Eren, M. V., “Geleceğin enerjisi: Hidrojen ekonomisi ve Türkiye”, *International Journal of Economic and Administrative Studies*, 3 (6): 1-26 (2011).
15. Acar, C. and Dincer, I., “Review and evaluation of hydrogen production options for better environment”, *Journal of Cleaner Production*, 218 (2019): 835-849 (2019).
16. Abdalla, A. M., Hossain, S., Nisfindy, O. B., Azad, A. T., Dawood, M. and Azad, A. K., “Hydrogen production, storage, transportation and key challenges with applications: A review”, *Energy Conversion and Management*, 165 (2018): 602-627 (2018).
17. Zincir, B., “Hidrojen karışımı yakıtların gemilere uygulanabilirliğinin ve emisyon salınımlarına etkilerinin incelenmesi”, Yüksek Lisans Tezi, *İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, İstanbul, 19-28 (2014).
18. Akyüz, E., “Hibrid yenilenebilir enerji sistemleri ile elektrik ve hidrojen üretiminin araştırılması”, Doktora Tezi, *Balıkesir Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Balıkesir, 37-45 (2010).
19. Nuralın, L., “Kontrollü hidrojen üretimi”, Yüksek Lisans Tezi, *Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Ankara, 11-39 (2008).
20. Godula-Jopek, A., “Hydrogen production by electrolysis 1st ed.”, *Wiley-VCH Verlag GmbH & Co.*, Weinheim, 63-191 (2015).
21. David, M., Ocampo-Martinez, C. and Sanchez-Pena, R., “Advances in alkaline water electrolyzers: a review”, *Journal of Energy Storage*, 23 (2019): 392-403 (2019).
22. Kumar, S. S. and Himabindu, V., “Hydrogen production by PEM water electrolysis – a review”, *Materials Science for Energy Technologies*, 2 (2019): 442-454 (2019).
23. Philips, R. and Dunnill, C. W., “Zero gap alkaline electrolysis cell design for renewable energy storage as hydrogen gas”, *Royal Society of Chemistry*, 6 (102): 100643-100651 (2016).

24. Zeng, K. and Zhang, D., “Recent progress in alkaline water electrolysis for hydrogen production and applications”, *Progress in Energy and Combustion Science*, 36 (2010): 307-326 (2010).
25. Saeedmanesh, A., Kinnon, M. A. M. and Brouwer, J., “Hydrogen is essential for sustainability”, *Current Opinion in Electrochemistry*, 12 (2018): 166-181 (2018).
26. Kovac, A., Marcius, D. and Budin, L., “Solar hydrogen production via alkaline water electrolysis”, *International Journal of Hydrogen Energy*, 44 (2019): 9841-9848 (2019).
27. Ayoldele, T. R. and Munda, J. L., “Potential and economic viability of green hydrogen production by water electrolysis using wind energy resources in South Africa”, *International Journal of Hydrogen Energy*, 44 (2019): 17669-17687 (2019).
28. Un, Ü. T., “Hidrojen enerjisi: Depolanması, güvenliği, çevresel etkisi ve dünyadaki durumu”, *Mühendis ve Makine*, 44 (525): 17-22 (2003).
29. Samavati, M., “Design and analysis of solid oxide electrolysis-based systems for synthetic liquid fuels production”, Doktora Tezi, *Polytechnic University of Turin KTH Royal Institute of Technology*, Stockholm, 10-18 (2018).
30. Buttler, A. and Spliethoff, H., “Current status of water electrolysis for energy storage, grid balancing and sector coupling via power-to-gas and power-to-liquids: A review”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 82 (2018): 2440-2454 (2018).
31. Ursua, A., Gandia, M. and Sanchis, P., “Hydrogen production from water electrolysis: Current status and future trends”, *Proceedings of The IEEE*, 100 (2): 410-426 (2011).
32. Chi, J. and Yu, H., “Water electrolysis based on renewable energy for hydrogen production”, *Chinese Journal of Catalysis*, 39 (2018): 390-394 (2018).
33. Carmo, M., Fritz, D. L., Mergel, J. and Stolten, D., “A comprehensive review on PEM water electrolysis”, *International Journal of Hydrogen Energy*, 38 (2013): 4901-4934 (2013).
34. Selamet, Ö. F., “PEM (Proton Geçirgen Membranlı) elektrolizörlerde iki fazlı akışın teorik ve deneysel incelenmesi”, Doktora Tezi, *Niğde Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Niğde, 40-46 (2012).
35. Dursun, E., “Şebekeden bağımsız rüzgar, güneş ve hidrojen kaynaklı hibrit enerji sisteminin analizi”, Doktora Tezi, *Marmara Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, İstanbul, 75-84 (2013).

36. Ulleberg, Ø., “Modelling of advanced alkaline electrolyzers: a system simulation approach”, *International Journal of Hydrogen Energy*, 28 (1): 21-33 (2003).
37. Sahin, M. E. and Okumus, H. I., “Fuzzy logic controlled parallel connected synchronous buck DC-DC converter for water electrolysis”, *IETE Journal of Research*, 59 (3): 280-288 (2013).
38. Şahin, M. E. and Okumuş, İ., “Hydrogen production system design with synchronous buck converter”, *ELECO 2010 IEEE Conference*, Bursa, 58-61 (2010).
39. Bay, Ö. F. ve Uysal, A., “Fotovoltaik beslemeli bulanık mantık denetimli senkron alçaltıcı tip dönüştürücünün gerçekleştirilmesi”, *Politeknik Dergisi*, 15 (1): 35-41 (2012).
40. Şahin, M. E., Okumuş, H. İ. and Aydemir, M. T., “Implementation of an electrolysis system with DC/DC synchronous buck converter”, *International Journal of Hydrogen Energy*, 39 (13): 6802-6812 (2014).
41. Valverde, R. G., Miguel, C., Bejar, R. M. and Urbina, A., “Optimized photovoltaic generator-water electrolyser coupling through a controlled DC-DC converter”, *International Journal of Hydrogen Energy*, 33 (20): 5352-5362 (2008).
42. Dahbi, S., Aboutni, R., Aziz, A., Benazzi, N., Elhafyani, M. and Kassmi, K., “Optimised hydrogen production by a photovoltaic electrolysis system DC/DC converter and water flow controller”, *International Journal of Hydrogen Energy*, 41 (45): 1-9 (2016).
43. Koiwa, K., Umemura, A., Takahashi, R. and Tamura, J., “Stand-alone hydrogen production system composed of wind generators and electrolyzer”, *Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE*, Vienna, 1873-1878 (2013).
44. Ursua, A., San Martin, I. and Sanchis, P., “Design of a programmable power supply to study the performance of an alkaline electrolyzer under different operating conditions”, *2012 IEEE International Energy Conference and Exhibition*, Florence, 259-264 (2012).
45. Garrigos, A., Lizan, J. L., Blanes, J. M. and Gutierrez, R. A., “Combined maximum power point tracking and output current control for a photovoltaic-electrolyzer DC/DC converter”, *International Journal of Hydrogen Energy*, 39 (36): 20907-20919 (2014).
46. Vinnikov, D., Hoimoja, H., Andrijanovits, A., Roasto, I., Lehtla, T. and Klytta, M., “An improved interface converter for a medium-power wind-hydrogen system”, *International Conference on Clean Electrical Power*, Capri, 426-432 (2009).

47. Garrigos, A., Blanes, J. M., Carrasco, J. A., Lizan, J. L., Beneito, R. and Molina, J. A., "5 kW DC/DC converter for hydrogen generation from photovoltaic sources", *International Journal of Hydrogen Energy*, 35 (12): 6123-6130 (2010).
48. Cavallaro, C., Chimento, F., Musumeci, S., Sapuppo, C., Santonocito, C. and Sapuppo, C., "Electrolyser in H₂ self-producing systems connected to DC link with dedicated phase shift converter", *International Conference on Clean Electrical Power*, Capri, 632-638 (2007).
49. Cavallaro, C., Cecconi, V., Chimento, F., Musumeci, S., Santonocito, C. and Sapuppo, C., "A Phase-Shift full bridge converter for the energy management of electrolyser systems", *IEEE International Symposium*, Vigo, 2649-2654 (2007).
50. Török, L., Nielsen, C. K., Munk-Nielsen, S., Romer, C. and Flindt, P., "High-efficiency electrolyzer power supply for household hydrogen production and storage systems", *17th European Conference on Power Electronics and Applications*, Geneva, 1-9 (2015).
51. Babu, R. S. R. and Henry, J., "A Comparative Analysis of DC-DC Converters for Renewable Energy System", *Proceedings of the international Multi conference of Engineers & Computer Scientists*, Hong Kong, 1020-1025 (2012).
52. Gautam, D. S. and Bhat, A. K. S., "A comparison of soft-switched DC-to-DC converters for electrolyzer application", *IEEE Transactions on power electronics*, 28 (1): 54-63 (2012).
53. Chandrasekhar, P. and Reddy, S. R., "Performance of soft-switched DC-DC resonant converter for electrolyzer", *4th International Symposium on Resilient Control Systems*, Boise, 95-100 (2011).
54. Scheible, G., Solmecke, H. and Hackstein, D., "Low cost soft switching DC-DC converter with autotransformer for photovoltaic hydrogen systems", *23rd International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrument*, New Orleans, 780-785 (1997).
55. Shen, W., Wang, F., Boroyevich, D. and Tipton, C. W., "High-density nanocrystalline core transformer design for high-power high-frequency resonant converter", *IEEE Transactions on Industry Applications*, 44 (1): 213-222 (2008).
56. Barg, S., "Optimum design approach of high frequency transformer: including the effects of eddy currents", *2018 15th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices*, Hammamet, 298-303 (2018).
57. Afshang, H., Tahami, T. and Molla-Ahmadian, H., "Hybrid control of the dc-dc SRC operating below resonance", *IET Power Electronics*, 10 (1): 1-9 (2017).

58. Hossain, M. Z., Rahim, N. A. and Selvaraj, J., “Recent progress and development on power DC-DC converter topology, control, design and applications: A review”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 81 (2018): 205-230 (2018).
59. Ting, N. S., Sahin, Y. and Aksoy, I., “Analysis, design and implementation of a zero-voltage-transition interleaved boost converter”, *Journal of Power Electronics*, 17 (1): 41-55 (2017).
60. Liu, K. H., Oruganti, R. and Lee, F. C. Y., “Quasi-resonant converters-topologies and characteristics”, *IEEE Transactions on Power electronics*, 2 (1): 62-71 (1987).
61. Hua, G., Leu, C. S., Jiang, Y. and Lee, F. C. Y., “Novel zero-voltage-transition PWM converters”, *IEEE transactions on Power Electronics*, 9 (2): 213-219 (1994).
62. Bodur, H. and Bakan, A. F., “A new ZVT-PWM DC-DC converter”, *IEEE transactions on Power Electronics*, 17 (1): 40-47 (2002).
63. Aroudi, A. E., Benadero, L., Ponce, E., Olalla, C., Torres, F. and Martinez-Salamero, L., “Nonlinear dynamic modelling and analysis of self-oscillating h-bridge parallel resonant converter under zero current switching control: unveiling coexistence of attractors”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, 66 (4): 1657-1667 (2019).
64. Bandeira, D. G., Lazzarin, T. B. and Barbi, I., “High voltage power supply using a t-type parallel resonant DC-DC converter”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 54 (3): 2459-2470 (2018).
65. Bonache-Samaniego, R., Olalla, C. and Martinez-Salamero, L., “Dynamic modelling and control of self-oscillating parallel resonant converters based on a variable structure systems approach”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32 (2): 1469-1480 (2017).
66. Liu, G., Jang, Y., Jovanovic, M. M. and Zhang, J. Q., “Implementation of a 3.3-kW DC-DC converter for EV on-board charge employing the series-resonant converter with reduced-frequency-range control”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32 (6): 4168-4184 (2017).
67. Lee, F. C., “High-frequency quasi-resonant converter technologies”, *Proceedings of the IEEE*, 76 (4): 377-390 (1988).
68. Liu, K. H. and Lee, F. C., “Zero-voltage switching technique in DC/DC converters”, *IEEE transactions on Power Electronics*, 5 (3): 293-304 (1990).

69. Todd, P. C. and Lutz, R. W., “A practical parallel loaded resonant power supply”, *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, New Orleans, 90-97 (1986).
70. Batarseh, I., “Resonant converter topologies with three and four energy storage elements”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 9 (1): 64-73 (1994).
71. Oruganti, R. and Lee, F. C., “State-Plane analysis of parallel resonant converter”, *Power Electronics Specialists Conference*, Toulouse, 56-72 (1985).
72. Joshi, T. G. S. and John, V., “Circuit-parameter-based audiosusceptibility model for series resonant converter”, *IEEE Transaction on Power Electronics*, 34 (6): 5927-5939 (2019).
73. Steigerwald, R. L., “A comparison of half-bridge resonant converter topologies”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 3 (2): 174-182 (1988).
74. Rashid, M. H., “Resonant and soft-switching converters”, *Power Electronics Handbook 2nd ed.*, Elsevier, California, 405-450 (2007).
75. Mohan, N., Undeland T. O. ve Robbins W. P., “Rezonans çeviriciler”, *Güç Elektroniği: Çeviriciler, Uygulamalar ve Tasarım 1. Baskı, Literatür*, İstanbul, 268-320 (2003).
76. Hart, D. W., “Resonant converters”, *Power Electronics 1st ed.*, McGraw-Hill, New York, 387-430 (2011).
77. Salem, M., Jusoh, A., Idris, N. M. N., Das, H. S. and Alhamrouni, I., “Resonant power converters with respect to passive storage (LC) elements and control techniques – An overview”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 91 (2018): 504-520 (2018).
78. Jia, P. and Yuan, Y., “Analysis and implementation of LC series resonant converter with secondary side clamp diodes under DCM operation for high step-up applications”, *Journal of Power Electronics*, 19 (2): 363-379 (2019).
79. Jung, J. and Kwon J., “Theoretical analysis and optimal design of LLC resonant converter”, *Power Electronics and Applications Conference*, Aalborg, 1-10 (2007).
80. Rossetto, L., “A simple control technique for series resonant converters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 11 (4): 554-560 (1996).
81. Selvaperumal, S., Rajan, C. C. A. and Muralidharan, S., “Stability and performance investigation of a fuzzy-controlled LCL resonant converter in an RTOS environment”, *IEEE Transaction on Power Electronics*, 28 (4): 1817-1832 (2013).

82. Youseff, M. Z. and Jain, P. K., "A review and performance evaluation of control techniques in resonant converters", *The 30th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Busan, 215-221 (2004).
83. Aboushady, A. A., Ahmed, K. H., Finney, S. J. and Williams, W., "Linearized large signal modeling, analysis and control design of phase-controlled series-parallel resonant converters using state feedback", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28 (8): 3896-3911 (2013).
84. Xu, S., Iwasaki, A. and Sekiya, H., "Experimental evaluations of thinned-out and PDM controlled class-D rectifier", *6th IEEE International Conference on Smart Grid*, Nagasaki, 76-81 (2018).
85. Oncu, S. and Karafil, A., "Pulse density modulation controlled converter for PV systems", *International Journal of Hydrogen Energy*, 42 (2017): 17823-17830 (2017).
86. Mousavian, H., Bakhshai, A. and Jain, P., "A ZVT cell for high-frequency quasi-resonant converters in on-off mode for solar applications", *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Cincinnati, 15-22 (2017).
87. Diaz, J., Prieto, M. J., Nuno, F., Martin-Ramos, J. A. and Martinez, A., "Driving piezoelectric-transformer-based DC/DC converters using pulse density modulation", *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Cincinnati, 5698-5703 (2017).
88. Cao, Q., Li, Z., Xue, B. and Wang, H., "Fixed frequency phase shift modulated LLC resonant converter adapted to ultra wide output voltage range", *2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, Anaheim, 817-822 (2019).
89. Lin, B. R. and Lin, Y., "Parallel current-fed resonant converter with balance current sharing and no input ripple current", *IET Power Electronics*, 12 (2): 212-219 (2018).
90. Safaee, A., Karimi-Ghartemani, M., Jain, P. K. and Bakhshai, A., "Time-domain analysis of a phase-shift-modulated series resonant converter with an adaptive passive auxiliary circuit", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31 (11): 7714-7734 (2016).
91. Guo, B., Zhang, Y., Zhang, J. and Gao, J., "Full-bridge LLC converter based on digital direct phase-shift control", *Journal of Power Electronics*, 18 (3): 802-816 (2018).
92. Chen, Y., Xu, J., Wang, Y., Lin, L. and Cao, J., "A dual-carrier modulation technique for half-bridge resonant converter with wide soft-switching range", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 66 (1): 223-232 (2019).

93. Chen, Y., Xu, J., Gao, Y., Lin, L., Cao, J. and Ma, H., "Analysis and design of phase-shift pulse-frequency modulated full bridge LCC resonant converter", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 67 (2): 1092-1102 (2019).
94. Kim, J. W., Lee, M. and Lai, J. S., "A new control method for series resonant inverter with inherently phase-locked coil current with induction cookware applications", *2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, San Antonio, 3517-3522 (2018).
95. Hu, S., Li, X. and Bhat, K. S., "Operation of a bidirectional series-resonant converter with minimized tank current and wide ZVS range", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34 (1): 904-915 (2019).
96. Li, G., Xia, J., Wang, K., Deng, Y., He, X. and Wang, Y., "Hybrid modulation of parallel-series LLC resonant converter and phase shift full-bridge converter for a dual-output DC-DC converter", *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 7 (2): 833-842 (2019).
97. He, X., Zhou, Y. and Sheng, L., "Hybrid controlled full-bridge CLL resonant converter for wide range input voltage", *2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition*, Shenzhen, 1-6 (2018).
98. Calleja, H. and Pacheco, J., "Frequency spectra of pulse-density modulated waveforms", *7th IEEE International Power Electronics Congress*, Acapulco, 223-228 (2000).
99. Fujita, H. and Akagi, H., "Pulse-density-modulated power control of a 4 kW, 450 kHz voltage-source inverter for induction melting applications", *IEEE Transaction on Industry Applications*, 32 (2): 279-286 (1996).
100. Esteve, V., Sanchis-Kilders, E., Jordan, J., Dede, E. J., Cases, C., Maset, E., Ejea, J. B. and Ferreres, A., "Improving the efficiency of IGBT series-resonant inverters using pulse density modulation", *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, 58 (3): 979-987 (2011).
101. Nagarajan, B. and Sathi, R. R., "Phase locked loop based pulse density modulation scheme for the power control of induction heating applications", *Journal of Power Electronics*, 15 (1): 65-77 (2015).
102. Esteve, V., Sanchis-Kilders, E., Jordan, J., Dede, E. J., Cases, C., Maset, E., Ejea, J. B. and Ferreres, A., "Enhanced pulse-density-modulated power control for high-frequency induction heating inverters", *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, 62 (11): 6905-6914 (2015).
103. Kumar, A., Sadhu, P. K., Raman, R. and Singh, J., "Design analysis of full-bridge parallel resonant inverter for induction heating application using pulse density modulation technique", *2018 International Conference on Power Energy, Environment and Intelligent Control*, India, 398-402 (2018).

104. Hammouma, C., Zeroug, H. and Attab, A., “Combined PDM with frequency-temperature profile adaptation control for induction metal hardening”, *44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Washington, 3485-3490 (2018).
105. Herasymenko, P., Hutsaliuk, V., Pavlovskiy, V. and Yurchenko, O., “A software phase-locked loop of control system of a series-resonant voltage-source inverter for induction heating equipment”, *2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering*, Kyiv, 384-389 (2017).
106. Kifune, H. and Hatanaka, Y., “A method of power regulation applied to the high frequency inverter for the IH home appliances”, *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*, Aalborg, 1-7 (2007).
107. Tschirhart, D. J. and Jain, P. K., “Variable frequency pulse density modulation for efficient high frequency operation of series resonant converters operating as voltage regulators”, *2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, Palm Springs, 1334-1339 (2010).
108. Sandali, A., Cheriti, A. and Sicard, P., “Comparison of the various PDM control modes”, *2004 IEEE International Conference on Industrial Technology*, Hammamet, 574-579 (2004).
109. 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 Transaction on Electrical Machines and Systems*, 1 (4): 397-404 (2017).
110. Wenxu, Y., Zhicheng, J. and Xianling, L., “Power control for heating by asymmetrical pulse density modulation”, *2006 1st IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, Singapore, 1-5 (2006).
111. Esteve, V., Jordan, J., Dede, E. J., Cases, C., Magraner, J. M., Sanchis-Kilders, E. and Mase, E., “Using pulse density modulation to improve the efficiency of IGBT inverters in induction heating applications”, *2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Orlando, 1370-1373 (2007).
112. Calleja, H. and Ordonez, R., “Improved induction-heating inverter with power factor correction”, *30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Charleston, 1132-1137 (1999).
113. Liu, Y., “Design and implementation of an FPGA-based CCFL driving system with digital dimming capability”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 54 (6): 3307-3316 (2007).
114. Karafil, A., Ozbay, H. and Oncu, S., “Power control of resonant converter MPPT by pulse density modulation”, *2017 10th International Conference on Electrical and Electronics Engineering*, Bursa, 360-364 (2017).

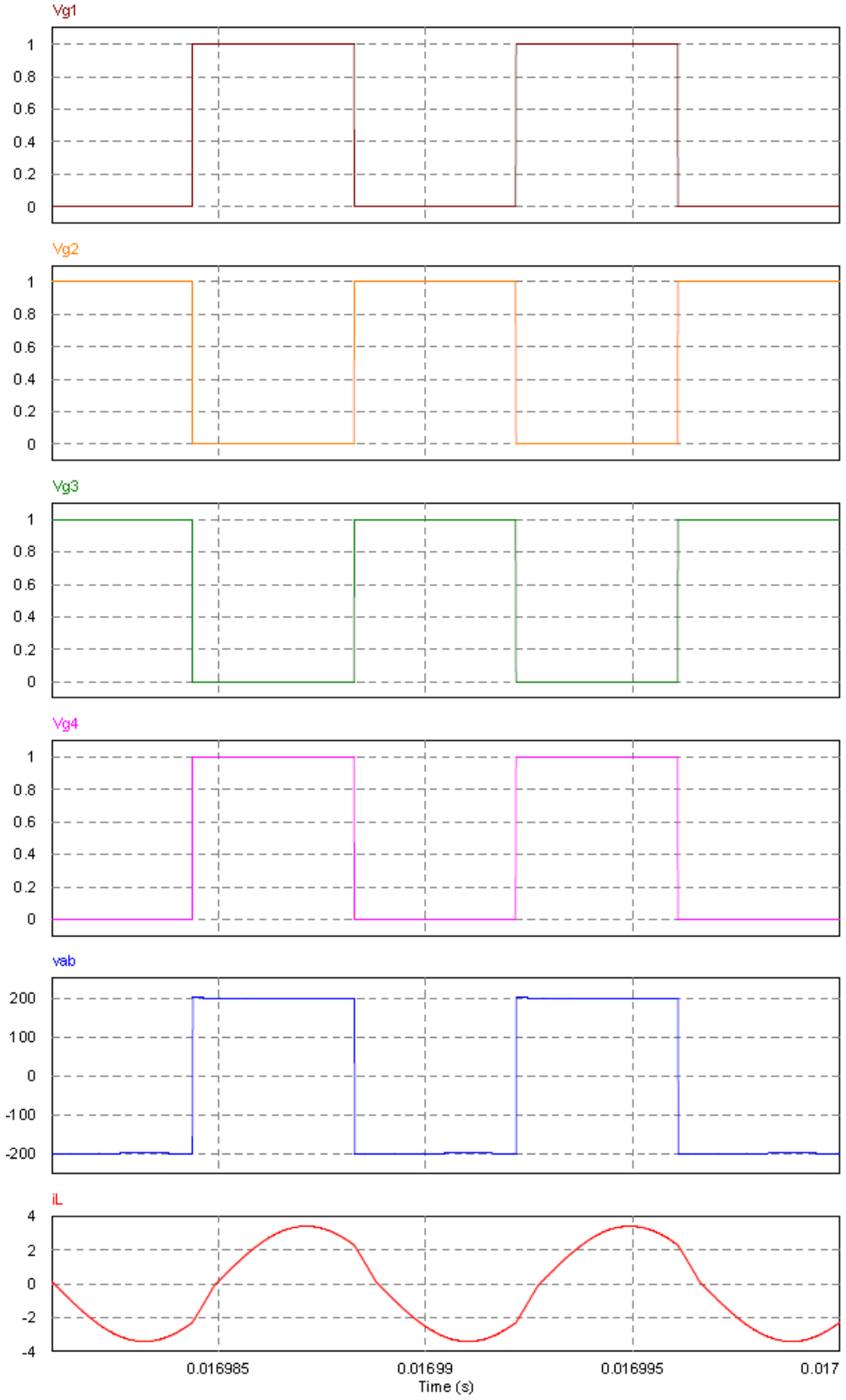
115. Calleja, H. and Pacheco, J., "Power distribution in pulse-density modulated waveforms", *2000 IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference*, Galway, 1457-1462 (2000).
116. Park, N., Lee, D. and Hyun, D., "A power-control scheme with constant switching frequency in class-D inverter for induction-heating jar application", *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, 54 (3): 1252-1260 (2007).
117. Mumtahina, U. and Wolfs, P. J., "Multimode optimization of the phase-shifted LLC series resonant converter", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33 (12): 10478-10489 (2018).
118. Burdio, J. M., Barragan, L. A., Monterde, F., Navarro, D. and Acero, J., "Asymmetrical voltage-cancellation control for full-bridge series resonant inverters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 19 (2): 461-469 (2004).
119. Grajales, L. and Lee, F. C., "Control system design and small-signal analysis of a phase-shift-controlled series-resonant inverter for induction heating", *Power Electronics Specialist Conference*, Atlanta, 450-456 (1995).
120. Nathan, B. S. and Ramanarayanan, V., "Analysis simulation and design of series resonant converter for high voltage applications", *Proceedings of IEEE International Conference on Industrial Technology*, Goa, 688-693 (2000).
121. Kim, E. H. and Kwon, B. H., "Zero-voltage and zero-current-switching full-bridge converter with secondary resonance", *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, 57 (3): 1017-1025 (2010).
122. Barbi, I. and Pötker, F., "Series resonant converter operating above the resonant frequency", *Soft Commutation Isolated DC-DC Converters 1st ed.*, Springer, Switzerland, 115-138 (2019).
123. Witulski, A. F. and Erickson, R. W., "Design of the series resonant converter for minimum component stress", *IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems*, 22 (4): 356-363 (1985).
124. Vorperian, V. and Cuk, S., "A complete DC analysis of the series resonant converter", *1982 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Cambridge, 85-100 (1982).
125. Witulski, A. F. and Erickson, R. W., "Steady-state analysis of the series resonant converter", *IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems*, 21 (6): 791-799 (1985).
126. Lu, J., Kumar, A. and Afridi, K. K., "A step-superposition-based analysis approach to modelling resonant converters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33 (8): 7148-7165 (2018).

127. Fincan, B., Gücin, T. N. and Biberoglu, M., "Extending the state plane analysis of parallel resonant converter by incorporating several non-ideality sources", *18th European Conference on Power Electronics and Applications*, Karlsruhe, 1-11 (2016).
128. Oruganti, R. and Lee, F. C., "Resonant power processors, Part I-state plane analysis", *IEEE Transaction on Industry Applications*, IA-21 (6): 1453-1460 (1985).
129. Deying, G. and Yingying, L., "Control of hydrogen production by water electrolyzer based on self-turning fuzzy-PI", *24th Chinese Control and Decision Conference*, Taiyuan, 1719-1721 (2012).
130. Laguna-Bercero, M. A., "Recent advances in high temperature electrolysis using solid oxide fuel cells: A review", *Journal of Power Sources*, 203 (2012): 4-16 (2012).
131. Koponen, J., "Review of water electrolysis technologies and design of renewable hydrogen production systems", Yüksek Lisans Tezi, *Lappeenranta University of Technology*, Lappeenranta, 28-47 (2015).
132. Khalilnejad, A. and Riahy, G. H., "A hybrid wind-PV system performance investigation for the purpose of maximum hydrogen production and storage using advanced alkaline electrolyzer", *Energy Conversion and Management*, 80 (2014): 398-406 (2014).
133. Rashid, M. M., Mesfer, M. K. A., Naseem, H. and Danish, M., "Hydrogen production by water electrolysis: a review of alkaline water electrolysis, PEM water electrolysis and high temperature water electrolysis", *International Journal of Engineering and Advanced Technology*, 4 (3): 80-93 (2015).
134. Sabate, J. A. and Lee, F. C. Y., "Offline application of the fixed-frequency clamped-mode series resonant converter", *IEEE Transaction on Power Electronics*, 6 (1): 39-47 (1991).
135. Aboushady, A. A., Ahmed, K. H., Finney, S. J. and Williams, B. W., "Steady-state analysis of full-bridge series resonant converter with phase-shift and frequency control", *5th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives*, Brighton, 1-6 (2010).
136. Toni, Wijaya, F. D. and Firmansyah, E., "Comparison of two high frequency transformer designs to achieve zero voltage switching in a 311/100 V 1 kW phase-shifted full-bridge DC-DC converter", *2016 8th International Conference on Information Technology and Electrical Engineering*, Yogyakarta, 1-5 (2016).
137. Chen, H. and Divan, D., "High-frequency transformer design for the soft-switching solid state transformer (S4T)", *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, Tampa, 2534-2541 (2017).

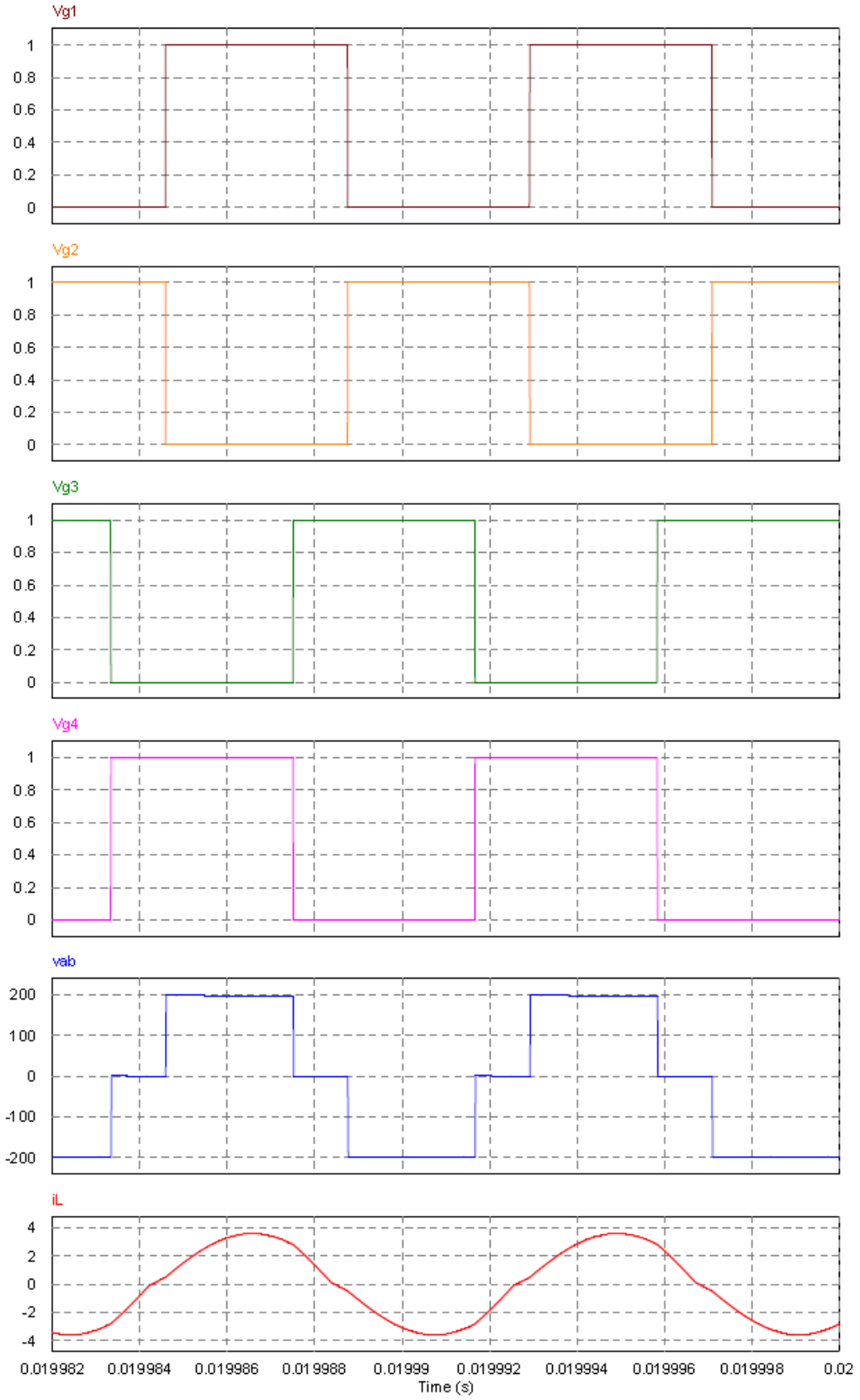
138. Internet: Datasheet, “3C90”, <https://www.ferroxcube.com/upload/media/product/file/MDS/3c90.pdf> (2019).
139. Atalla, A., Agamy, M., Dame, M., Hao, L., Mandrasiak, G., Weeber, K. and Pan, Y., “Advancements in high power high frequency transformer design for resonant converter circuits”, *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Milwaukee, 1-8 (2016).
140. Internet: Datasheet, “ETD59”, https://www.ferroxcube.com/upload/media/product/file/Pr_ds/ETD59_31_22.pdf (2019).
141. Internet: Datasheet, “IRFP460”, <http://www.vishay.com/docs/91237/91237.pdf> (2019).
142. Internet: Datasheet, “DSEI60-06A”, <http://ixapps.ixys.com/DataSheet/490852f8-d687-492d-a841-867e258bd27a.pdf> (2019).
143. Internet: Datasheet, “ds33FJ16GS502”, <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/70000318g.pdf> (2019).
144. Internet: Datasheet, “LA 55-P”, https://www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/la_55-p_e.pdf (2019).
145. Chang, R., “Gases”, Chemistry 10th ed., *Mc Graw Hill*, Boston, 172-227 (2010).

EK AÇIKLAMALAR A.

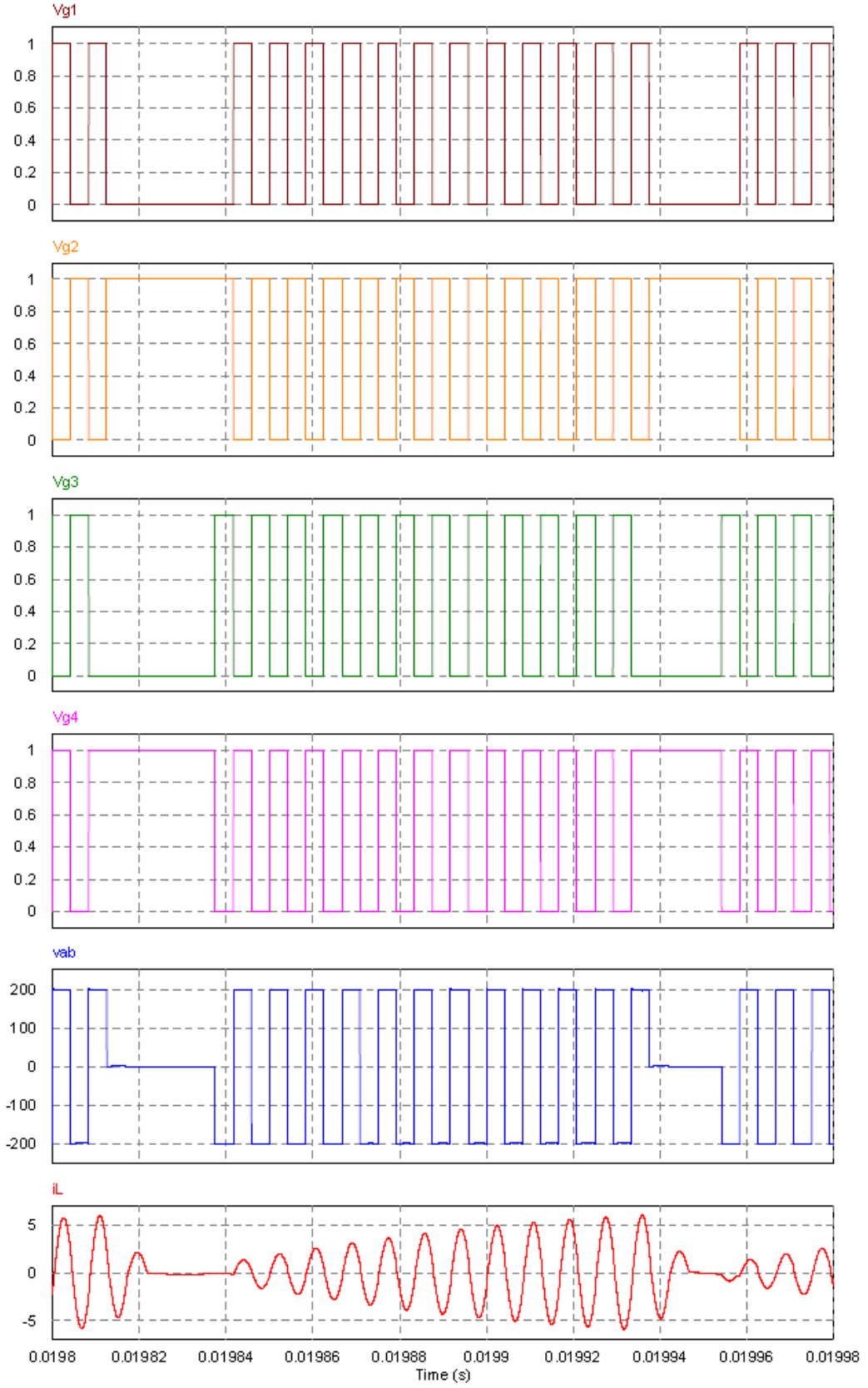
**FARKLI TEKNİKLER İLE KONTROL EDİLEN DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN
SİMÜLASYON SONUÇLARI**



Şekil Ek A.1. 10 A çıkış akımı için frekans kontrollü dönüştürücünün güç anahtarlarının kapı sinyalleri, inverter gerilimi ve rezonans akımı.



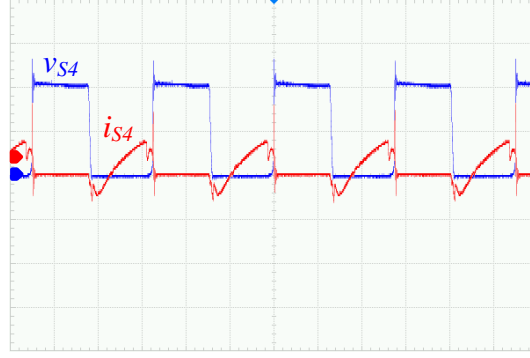
Şekil EK A.2. 10 A çıkış akımı için faz kaymalı kontrollü dönüştürücünün güç anahtarlarının kapı sinyalleri, inverter gerilimi ve rezonans akımı.



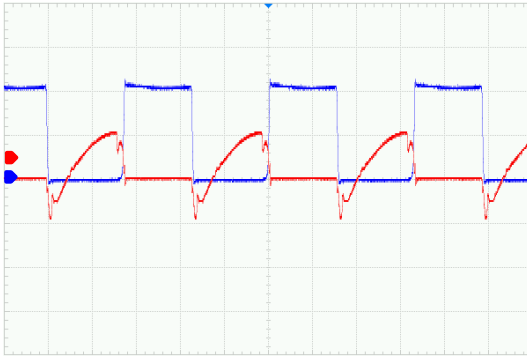
Şekil Ek A.3. 10 A çıkış akımı için darbe yoğunluk modülasyon kontrollü dönüştürücünün güç anahtarlarının kapı sinyalleri, inverter gerilimi ve rezonans akımı.

EK AÇIKLAMALAR B.

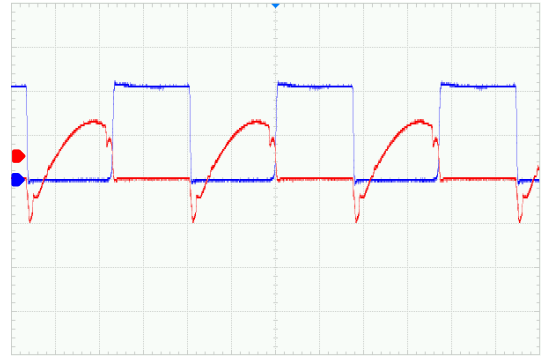
**FARKLI TEKNİKLER İLE KONTROL EDİLEN DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN
ANAHTAR GERİLİMİ VE AKIMI**



a) 4 A

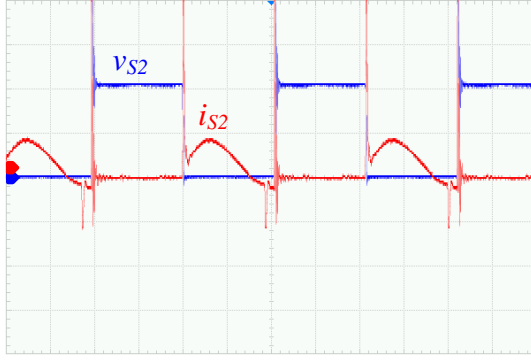


b) 6 A

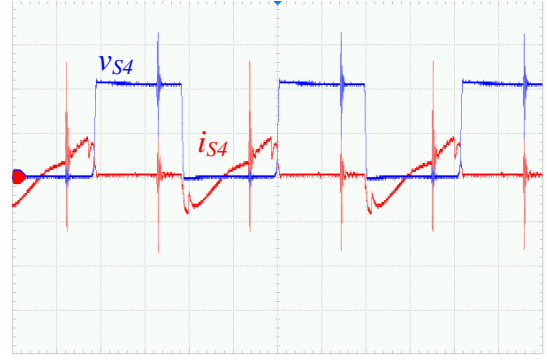


c) 8 A

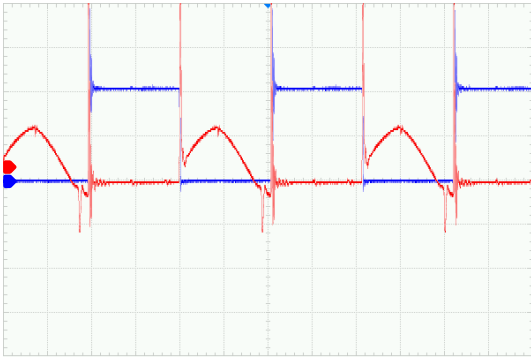
Şekil Ek B.1. Farklı çalışma akımları için FM kontrollü SRC'nin M_4 anahtarının gerilimi ve akımı (CH1: 100 V, CH2: 2 A ve M: 2 μ s).



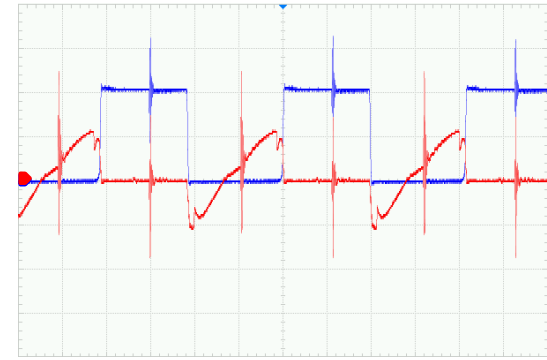
a) 4 A için M_2 anahtarının gerilim ve akımı



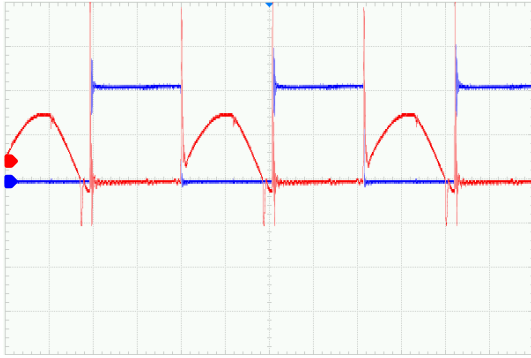
b) 4 A için M_4 anahtarının gerilim ve akımı



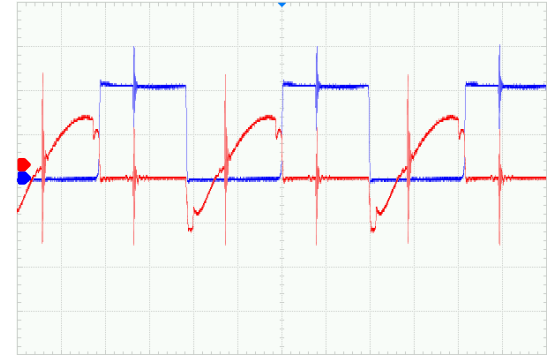
c) 6 A için M_2 anahtarının gerilim ve akımı



d) 6 A için M_4 anahtarının gerilim ve akımı

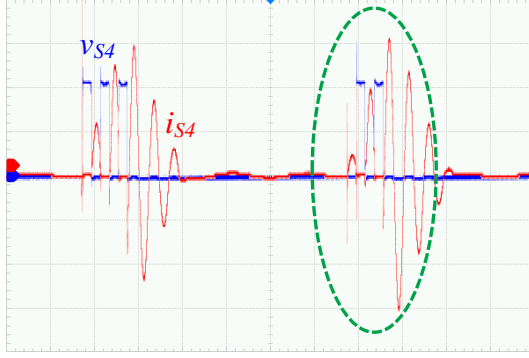


e) 8 A için M_2 anahtarının gerilim ve akımı



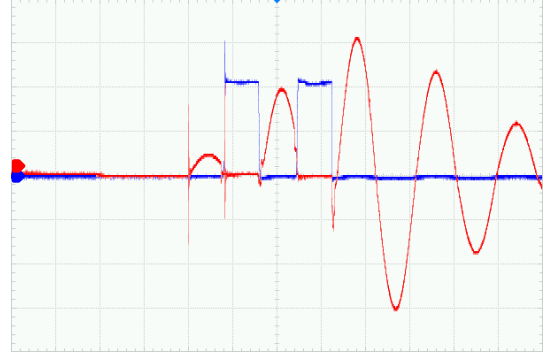
f) 8 A için M_4 anahtarının gerilim ve akımı

Şekil Ek B.2. Farklı çalışma akımları için PSM kontrollü SRC'nin M_2 ve M_4 anahtarının gerilimi ve akımı (CH1: 100 V, CH2: 2 A ve M: 2 μ s).



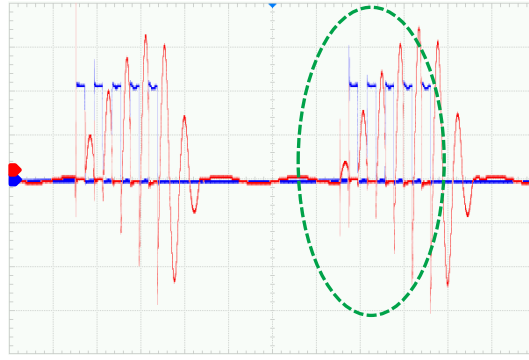
CH1: 100 V, CH2: 2 A ve M: 20 μ s

a) 4 A için anahtar gerilimi ve akımı



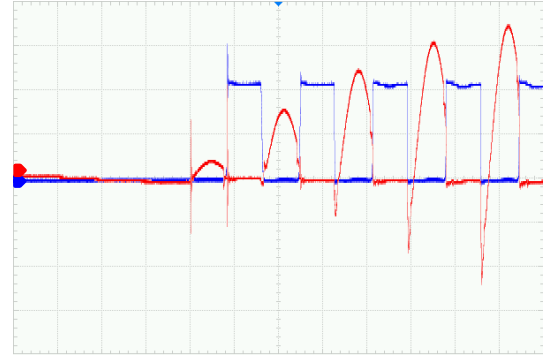
CH1: 100 V, CH2: 2 A ve M: 5 μ s

b) 4 A için büyütülmüş anahtar gerilimi ve akımı



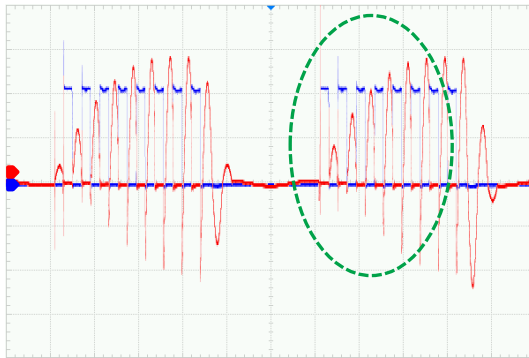
CH1: 100 V, CH2: 2 A ve M: 20 μ s

c) 6 A için anahtar gerilimi ve akımı



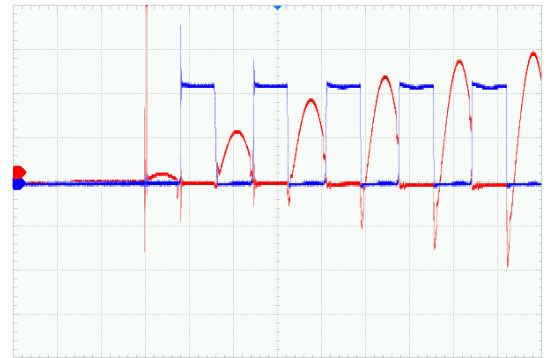
CH1: 100 V, CH2: 2 A ve M: 5 μ s

d) 6 A için büyütülmüş anahtar gerilimi ve akımı



CH1: 100 V, CH2: 2 A ve M: 20 μ s

e) 8 A için anahtar gerilimi ve akımı



CH1: 100 V, CH2: 2 A ve M: 5 μ s

f) 8 A için büyütülmüş anahtar gerilimi ve akımı

Şekil Ek B.3. Farklı çalışma akımları için PDM kontrollü SRC'nin M₄ anahtarının gerilimi ve akımı.

ÖZGEÇMİŞ

Salih NACAR 1984 yılında Kahramanmaraş'ta doğdu; ilk, orta ve lise öğrenimini aynı şehirde tamamladı. Kahramanmaraş Endüstri Meslek Lisesi'nden mezun oldu. 2004 yılında Gazi Üniversitesi Elektronik Öğretmenliği Bölümü'nde öğrenime başlayıp 2008 yılında iyi derece ile mezun oldu. 2011 yılında Kastamonu Üniversitesi Taşköprü Meslek Yüksekokulu Elektrik Bölümü'nde Öğretim Görevlisi olarak göreve başladı. 2011 yılında Karabük Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda başlamış olduğu yüksek lisans programını 2014 yılında tamamladı. 2014 yılında aynı anabilim dalında başlamış olduğu doktora eğitimine devam etmektedir. Salih NACAR evli ve iki çocuk babasıdır.

ADRES BİLGİLERİ

Adres : Kastamonu Üniversitesi
Taşköprü Meslek Yüksekokulu
Taşköprü / KASTAMONU
Tel : (544) 649 2191
E-posta : snacar@kastamonu.edu.tr