



T.C.  
İSTANBUL ÜNİVERSİTESİ-CERRAHPAŞA  
LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ



**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**PEM HİDROJEN YAKIT PİLİ SİSTEMLERİ İÇİN GÜÇ MODÜLÜ  
TASARIMI VE GERÇEKLEMESİ**

**Fatih Enes UZUN**

**DANIŞMAN**  
**Doç. Dr. Yasin ÖZÇELEP**


**Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı**


**Elektrik-Elektronik Mühendisliği Programı**

**İSTANBUL-2019**

Bu çalışma 30.05.2019 Tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Elektrik-Elektronik Mühendisliğı Anabilim Dalı, Elektrik-Elektronik Mühendisliğı Programı Yüksek Lisans Tezi olarak kabul edilmiştir.

TEZ JÜRİSİ

  
Doç. Dr. Yasın ÖZÇELEP  
İstanbul Üniversitesi-Cerrahpaşa  
Mühendislik Fakültesi

  
Prof. Dr. Fırat KAÇAR  
İstanbul Üniversitesi-Cerrahpaşa  
Mühendislik Fakültesi

  
Dr. Öğr. Üyesi Muhammed Emin BAŞAK  
Yıldız Teknik Üniversitesi  
Gemi İnşaatı ve Denizcilik Fakültesi



20.04.2016 tarihli Resmi Gazete’de yayımlanan Lisansüstü Eğitim ve Öğretim Yönetmeliğinin 9/2 ve 22/2 maddeleri gereğince; Bu Lisansüstü teze, İstanbul Üniversitesi-Cerrahpaşa’nın aboneli olduğu intihal yazılım programı kullanılarak Lisansüstü Eğitim Enstitüsü’nün belirlemiş olduğu ölçütlere uygun rapor alınmıştır..

## ÖNSÖZ

Lisans ve yüksek lisans hayatımda 8 yıl, 16 dönem boyunca maddi, manevi hiçbir yardımını esirgemeyen her zaman yanımda hocam Doç. Dr. Yasin ÖZÇELEP' e teşekkürü bir borç bilirim.

Dr. Öğr. Üyesi Koray GÜRKAN başta olmak üzere sorularımı cevapsız bırakmayan, bilgi birikimlerini paylaşan İstanbul Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü eğitim öğretim üyelerine çok teşekkür ederim.

Tez çalışmam boyunca hiçbir yardımını esirgemeyen HİDROİST ( İstanbul Üniversitesi Hidrojen Enerjili Araç Takım)' na başta Yunus EKMEK, Sergen Erkan ARSLAN, Harun KURAL olmak üzere bütün ekip üyelerine her zaman yanımda olup, yüksek lisans tezimin en zor anlarında da beni destekledikleri için çok teşekkür ederim. Burcu Aygün' e yardımlarını eksik etmediği için çok teşekkür ederim.

Yüksek lisans eğitimim boyunca maddi ve manevi desteğini esirgemeyen aileme de teşekkürlerimi iletirim.

Haziran 2019

Fatih Enes Uzun

# İÇİNDEKİLER

Sayfa No

ÖNSÖZ .....	iv
İÇİNDEKİLER.....	v
ŞEKİL LİSTESİ .....	vii
TABLO LİSTESİ.....	x
SİMGE VE KISALTMA LİSTESİ .....	xi
ÖZET .....	xiii
SUMMARY .....	xiv
<b>1. GİRİŞ .....</b>	<b>1</b>
<b>2. GENEL KISIMLAR.....</b>	<b>3</b>
2.1 YAKIT PİLLERİ .....	3
2.1.1 PEMFC Kontrol Sistemleri .....	5
2.2 ARAÇ TAHRİK SİSTEMLERİ .....	7
2.3 DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜ ÇEŞİTLERİ .....	11
2.3.1 Anahtarlama DC-DC Dönüştürücü Topolojilerinin İncelenmesi.....	13
2.3.2 Tam Köprülü Dönüştürücü Tasarımı.....	15
<b>3. MALZEME VE YÖNTEM.....</b>	<b>24</b>
3.1. YAKIT PİLİ VE SÜPERKAPASİTÖR MODÜLÜ .....	24
3.2 TAM KÖPRÜLÜ DÖNÜŞTÜRÜCÜ .....	26
3.2.1 Gerilim ve Akım Koruma Devresi .....	27
3.2.2 Giriş ve Çıkış Kondansatörü .....	28
3.2.3 Anahtarlama Devresi Elemanları .....	29
3.2.4 Sürücü Devresi .....	31
3.2.5 Doğrultucu Devre .....	32
3.2.6 Akım Geri Besleme Devresi.....	33
3.2.7 İzole Gerilim Geri Besleme Devresi .....	34
3.2.8 12 V Regülatör .....	35
3.2.9 Kontrol Devresi .....	36
3.2.10 Transformatör .....	41
3.2.11 Bobin .....	43
3.2.12 PCB Çizimi.....	44

3.3 TEST DÜZENEĞİ.....	46
<b>4. BULGULAR.....</b>	<b>49</b>
4.1 KAYIPLARIN OPTİMİZE EDİLMESİ.....	49
4.2 TAM KÖPRÜLÜ DÖNÜŞTÜRÜCÜ BENZETİMİ.....	64
4.3 TAM KÖPRÜLÜ DÖNÜŞTÜRÜCÜ DENEYSEL SONUÇLAR.....	65
<b>5. TARTIŞMA VE SONUÇ.....</b>	<b>77</b>
<b>KAYNAKLAR.....</b>	<b>80</b>
<b>EKLER.....</b>	<b>83</b>
<b>ÖZGEÇMİŞ.....</b>	<b>84</b>



## ŞEKİL LİSTESİ

	Sayfa No
Şekil 2.1: Tek hücreli yakıt hücresi gösterimi (Heliocentris, 2018).....	3
Şekil 2.2: Yakıt pilleri ve çalışma sıcaklıkları (Aygün, 2018). ....	4
Şekil 2.3: PEMYP sistemlerinde yük geçişlerine karşı yakıt pili tepkisinin benzetimi (Jay,2002). ....	6
Şekil 2.4: Ortalama hücre gerilimi ve gücünün grafiği (Ballard, 2018). ....	8
Şekil 2.5: Yakıt pili kullanan araç tahrik sistemleri(Tazelaar, 2013). ....	9
Şekil 2.6: Toyota yüzde 25 eğimde kalkış grafiği(Lohse-Busch ve diğ. , 2018). ....	11
Şekil 2.7: Doğrusal Dönüştürücü Fonksiyonel Diyagramı (National Semiconductor, 2011). ....	12
Şekil 2.8: SMPS topolojileri güç kullanım aralıkları(Iqbal,2003).....	14
Şekil 2.9: Tam köprülü dönüştürücü devre şeması.....	15
Şekil 2.10: Tam köprülü dönüştürücü sinyallerinin gösterimi. ....	16
Şekil 2.11: Yüzey etkisinin kablo kesiti üzerinde gösterimi. ....	19
Şekil 2.12: Mosfet eş değer devresi (Infenion, 2006).....	20
Şekil 2.13: Mosfet anahtarlama anındaki geçişin gösterimi (İnfenion, 2006).....	21
Şekil 3.1: Yakıt pili görünümü .....	24
Şekil 3.2: Yakıt pili akım gerilim eğrisi. ....	25
Şekil 3.3: Süperkapasitör modülünün PCB görüntüsü .....	25
Şekil 3.4: 3 adet süperkapasitör modülünün gösterimi.....	26
Şekil 3.5: Tam köprülü dönüştürücü blok diyagramı .....	27
Şekil 3.6: Aşırı akım, ters gerilim ve yüksek gerilim koruma devresi. ....	28
Şekil 3.7: Elektrolitik kondansatörünün gösterimi. ....	28
Şekil 3.8: Anahtarlama devresi gösterimi.....	29

Şekil 3.9: Sürücü devresinin şematik gösterimi. ....	31
Şekil 3.10: Akım geri besleme devresi Altium şematiği. ....	33
Şekil 3.11: Optokuplör izole geri besleme sinyali devresi(Analog Devices, 2019 ). ....	34
Şekil 3.12: İzole çıkış gerilimi geri besleme devresi. ....	35
Şekil 3.13: 12 V, 5 V, 3.3 V ve izole 5 V regülatör devresi. ....	36
Şekil 3.14: Kontrolör devresi. ....	37
Şekil 3.15: Anahtarlama akımı ve PWM sinyallerinin gösterimi. ....	38
Şekil 3.16: Tam köprülü dönüştürücü yazılım algoritması. ....	39
Şekil 3.17: Kaskat PID Kontrolü. ....	39
Şekil 3.18: Üstte 450 sarım altta 1000 sarım Litz kablosu gösterimi. ....	41
Şekil 3.19: : Trafo gösterimi. ....	41
Şekil 3.20: Bobin gösterimi. ....	43
Şekil 3.21: Tam köprülü dönüştürücü Altium 3D Görüntüsü. ....	45
Şekil 3.22: Tam köprülü DC-DC dönüştürücü. ....	46
Şekil 3.23: Elektronik yük görünümü. ....	47
Şekil 3.24: Deney test düzeneğinin gösterimi. ....	48
Şekil 4.1: Tam köprülü dönüştürücü de anahtarlama kayıplarının gösterimi. ....	49
Şekil 4.2: Manyetik materyallerin farklı frekans ve akı yoğunluğunda kayıplarının gösterimi. ....	51
Şekil 4.3: Manyetik kayıpların enterpolasyon ile çözünürlüğünün artırılmış halinin gösterimi. ....	52
Şekil 4.4: a) Transformator üzerinde oluşan akı yoğunluğunun frekans ve birincil sargı sayısına bağlı değişiminin gösterimi, b) Transformator üzerinde oluşan manyetik akının filtrelenmiş halinin gösterimi. ....	53
Şekil 4.5: Trafonun farklı nüveler için filtrelenmiş manyetik akı yoğunluğundaki manyetik alan kayıplarının gösterimi. ....	54
Şekil 4.6: Transformator İletim (Bakır ) Kaybı. ....	55
Şekil 4.7: Transformator toplam kaybının 3 boyutlu gösterimi. ....	56
Şekil 4.8: Filtrelenmiş akım dalgalanması. ....	57



<b>Şekil 4.9:</b> Bobin üzerinde oluşan maksimum akı yoğunluğu ve filtrelenmiş akı yoğunluğu dalgalanmasının gösterimi. ....	58
<b>Şekil 4.10:</b> Bobin iletim kaybı ile manyetik kaybının gösterimi .....	59
<b>Şekil 4.11:</b> Bobin toplam kaybının gösterimi. ....	59
<b>Şekil 4.12:</b> Bobin hava boşluğuna bağlı olarak kayıpların değişimi. ....	60
<b>Şekil 4.13:</b> Nüveler arasındaki kağıt sayısına bağlı olarak bobin endüktans değişimi. ....	60
<b>Şekil 4.14:</b> DC-DC dönüştürücü kayıpların gösterimi. ....	61
<b>Şekil 4.15:</b> Deri etkisinin tek damarlı kabloda farklı frekanslarda etkisinin gösterimi. ....	62
<b>Şekil 4.16:</b> Tam köprülü dönüştürücü LTspice modeli. ....	64
<b>Şekil 4.17:</b> LTspice benzetimi DC-DC çıkış akımı ve gerilimi. ....	64
<b>Şekil 4.18:</b> Çıkış gerilimi geri besleme sinyalinin gösterimi. ....	65
<b>Şekil 4.19:</b> Akım geri besleme devresi sinyalinin gösterimi a) OPAMP devresi çıkış sinyali b) OPAMP devresi giriş sinyali. ....	66
<b>Şekil 4.20:</b> Trafo üzerindeki sinyallerin gösterimi a) Birincil Sargıları üzerindeki gerilim b) İkincil sargıları üzerindeki gerilim. ....	66
<b>Şekil 4.21:</b> Sabit güç ve dalgalı güç deneylerinin karşılaştırması. ....	69
<b>Şekil 4.22:</b> Tam köprülü dönüştürücü ile Mean Well (SD-1000H-48) verim karşılaştırması. ....	70
<b>Şekil 4.23:</b> Tahrik sistemi deney düzeneği gösterimi. ....	70
<b>Şekil 4.24:</b> Deney 5 süperkapasitör geriliminin gösterimi. ....	73
<b>Şekil 4.25:</b> Deney 12 süperkapasitör geriliminin gösterimi. ....	74
<b>Şekil 4.26:</b> a ) Deney 3 akım ve gerilim grafiği, b) Deney 11 akım ve gerilim grafiği. ....	75
<b>Şekil 4.27:</b> Deney gruplarının hidrojen gazı harcamalarının gösterimi. ....	76

## TABLO LİSTESİ

	<b>Sayfa No</b>
<b>Tablo 2.1:</b> DC-DC dönüştürücü teknolojilerinin kıyaslanması(Sadık, 2010). ....	13
<b>Tablo 2.2:</b> SMPS topolojileri kıyaslaması (Brown, 2001). ....	13
<b>Tablo 3.1:</b> FCgen-1020 ACS özellikleri (Ballard, 2018). ....	24
<b>Tablo 3.2:</b> Mosfet parametrelerinin gösterimi.....	30
<b>Tablo 3.3:</b> APT60S20B parametrelerinin gösterimi. ....	32
<b>Tablo 3.4:</b> Transformatör Özellikleri. ....	42
<b>Tablo 3.5:</b> Bobin özellikleri. ....	43
<b>Tablo 4.1:</b> Litz kablosu teli seçim Tablosu ....	63
<b>Tablo 4.2:</b> Farklı sabit çıkış güçleri ile yapılan deney sonuçları.....	67
<b>Tablo 4.3:</b> Dalgalı güç çıkışı ile yapılan deney sonuçları Tablosu. ....	68
<b>Tablo 4.4:</b> Akım Sınırlama Deneyi Sonuç Tablosu. ....	72

## SİMGE VE KISALTMA LİSTESİ

Simgeler	Açıklama
$AC$	: Alternatif Akım
$D$	: Darbe Genişliği
$V_{ds}$	: Mosfet Gerilim Düşümü
$V_{trafo}$	:Trafo Sargısı Gerilim Düşümü
$V_f$	:Diyot Gerilimi Düşümü
$V_{in}$	:Giriş Gerilimi
$V_{out}$	:Çıkış Gerilimi
$C_{out}$	:Çıkış Kapasitesi
$C_{in}$	:Giriş Kapasitesi
$\Delta I_L$	:Bobin Üzerindeki Akım Dalgalanması
$\Delta V_{out}$	:Çıkış Gerilimi Dalgalanması
$I_{L\_max}$	:Bobin Üzerindeki Maksimum Akım
$T_{on}$	:Darbe süresi
$f_s$	:Anahtarlama Frekansı
$L_{bobin}$	:Çıkış Bobin Endüktansı
$N_s$	:Trafo Sekonder Sargı Sayısı
$N_p$	:Trafo Primer Sargı Sayısı
$T$	:Periyot
$A_c$	:Akımın İzlediği Yolun Kesit Alanı
$B$	:Manyetik Alan
$N$	:Sarımların Sayısı
$\mu_0$	:Havanın geçirgenliği
$l_g$	:Hava Boşluğu
$A_e$	:Akımın İzlediği Yolun Kesit Alanı
$B_{peak}$	:Manyetik Alan Tepe Değeri
$L_{DC}$	:Bobin DC Akımı
$\sigma$	:Bakır İletkenliği
$A$	:Bir iletkenin Kesit Alanı
$L$	:İletken Tel Uzunluğu

$\rho$	:Bakır İletkendiği
$R_{AC}$	:İletken Telin AC Direnci
$R_{DC}$	:İletken Telin DC Direnci
$W$	:Watt
$V$	:Gerilim
$A$	:Akım
$ESR$	:Eş değer Seri İç Direnç
$K_p$	: Doğrusal Katsayısı
$K_i$	: İntegral Katsayısı
$K_d$	: Türev Katsayısı
$T$	: Tesla

#### **Kısaltmalar**

#### **Açıklama**

<b>DC-DC</b>	: Doğru Akımdan Doğru Akıma (Direc Current to Cirect Current )
<b>PEMFC</b>	: Poliüreten Membran Yakıt Pili (Proton-Exchange Membran Fuell Cell)
<b>PWM</b>	: Darbe Genişlik Modülasyonu
<b>RMS</b>	: Kare Kök Ortalama
<b>SLPM</b>	: Standart Litre Bölü Dakika
<b>PPM</b>	: Milyonda Biri
<b>ADC</b>	: Analog Djital Çevirici Modül
<b>PWM</b>	: PWM Sinyal Üretici Modül
<b>DMA</b>	: Direk Bellek Erişim Modülü
<b>TIM</b>	: Zamanlayıcı Modülü
<b>PID</b>	: Doğrusal İntegral Türev Kontrol

## ÖZET

### YÜKSEK LİSANS TEZİ

#### PEM HİDROJEN YAKIT PİLİ SİSTEMLERİ İÇİN GÜÇ MODÜLÜ TASARIMI VE GERÇEKLEMESİ

**Fatih Enes UZUN**

**İstanbul Üniversitesi-Cerrahpaşa**

**Lisansüstü Eğitim Enstitüsü**

**Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı**

**Danışman : Doç. Dr. Yasin ÖZÇELEP**

Günümüzdeki hidrojen enerjili araçlarda hidrojen enerjisini elektrik enerjisine çevirmek için diğer yakıt pili türlerine kıyasla birçok avantajı olduğu için Polielektrolit membran yakıt hücresi (PEMFC) kullanılmaktadır. Ancak PEMFC' nin araçlarda tekil enerji kaynağı olarak kullanılmamasına neden olacak dezavantajları mevcuttur. Bunlar çıkış gerilimlerinin sabit olmayışı, anlık tepki sürelerinin çok yüksek olması, anlık yüksek güç değerlerini verememeleri gibi kısaca sıralanana bilir. Bu sebeplerden ötürü yakıt pilleri ikincil enerji kaynakları(batarya, süperkapasitör vb.) ile beraber kullanılırlar. İki enerji kaynağının bir arada kullanılması ise hibrit bir tahrik sistemi tasarımı gerektirmektedir.

Tahrik sistemi bünyesinde deneyde kullanılacak yakıt piline özel yakıt pilinin çıkış gerilimini ve çıkış akımı sabitleyen DC-DC dönüştürücü tasarımı ve gerçekleştirilmesi yapılmıştır. Tahrik sisteminde bulunan DC-DC dönüştürücünün akım sabitleme özelliği diğer akım sabitlemeyen DC-DC içeren tahrik sistemleri ile kıyaslanmış, önerilen tahrik sisteminin, toplam sistem verimini yüzde 18 arttırdığı gösterilmiştir.

Haziran 2019, 99 sayfa.

**Anahtar kelimeler:** Yakıt Pili, DC-DC Dönüştürücü

## **SUMMARY**

### **M.Sc. THESIS**

#### **DESIGN AND REALIZATION OF POWER MODULE FOR PEM HYDROGEN FUEL CELL SYSTEMS**

**Fatih Enes UZUN**

**Istanbul University-Cerrahpasa**

**Institute of Graduate Studies**

**Department of Electrical and Electronic Engineering**

**Supervisor : Assoc. Prof. Dr. Yasin ÖZÇELEP**

Today, Polymer Electrolyte Membrane Fuel Cells (PEMFCs) with many advantages over other fuels cells in terms of driving are used in Hydrogen-powered cars to convert hydrogen energy into electric energy. However, PEMFCs have obstructive downsides and cannot be used as a singular energy source in cars. The unstable output voltage, very high instantaneous response speed and not providing high enough instantaneous power ratings are some of the downsides. Due to this fact, fuel cells are used with supportive secondary energy sources such as supercapacitors and batteries. Hybrid Propulsion Systems are required to draw current from two different energy sources. In this Hybrid Propulsion System, supercapacitors are used as secondary energy sources.

For the fuel cell that is used in this propulsion system, a custom DC-DC converter that secures the output voltage and output current of the fuel cell was designed and produced. The effect of current limiting DC-DC converter in this propulsion system was compared with

other propulsion systems with DC-DC converts and 18% overall system efficiency increase was observed

June 2019, 99 pages.

**Keywords:** Fuel Cell, DC-DC Converter



## 1. GİRİŞ

Yapılan araştırmalara göre günümüzde dnya genelinde üretilen enerjinin yüzde 10'u yenilebilir enerji kaynaklarından, yüzde 80 'i kömür, petrol ve doğal gaz gibi yer altı kaynaklarından üretilmektedir (Sergey, 2016). Yeraltı kaynaklarının bu Şekilde kullanımına devam edilir ise kömürün 114, doğal gazın 52, benzinin 50 yıl içerisinde bitmesi n görülmektedir (Hannah, 2017). Yer altı kaynakların enerji üretiminde bu derece kullanılması sera gazlarının salınımı da arttırmaktadır. Her geçen gün artan hayvancılık, ticari araç kullanımı ve sanayileŐme sonucu dünya üzerindeki karbondioksit oranı 411 PPM seviyelerine çıkmıştır (Mauna, 2009). Bu değer 4.5 gezeenimizin tarihinde sahip olduğu en yüksek karbondioksit oranıdır. Küresel ısınma ile artan iklim değişiklikleri sonucu dünya üzerinde görülen doğal felaketlerin sayısı her yıl daha da artmaktadır (ADB, 2016). Bu sebeplerden ötürü 195 dünya ülkesi küresel ısınmayı engellemek için 2015'te Paris Antlaşmasını imzalamıştır. Bu anlaşma bünyesinde 2030 yılına kadar sera gazları salınımının yüzde 30 azaltılması planlanmaktadır. Sera gazlarının oluşumunda da en büyük paylardan birine sahip olan içten yanmalı motorlu taşıtlar ise bu sebeple her geçen gün dünya üzerinde ki yerini alternatif enerjili araçlara bırakmaktadır. 2030 yılı sonunda alternatif enerjili araçların pazar payının yüzde 30 seviyelerine ulaşması planlanmaktadır. (Bulsen ve diğ., 2018 ) Alternatif enerjili araçlar içerisinde en çok umut vadeden araç türlerinden biri ise hidrojen enerjili araçlardır.

Hidrojen enerjili araçlarda hidrojen gazını elektrik enerjisine dönüştürmek için yakıt pilli kullanılmaktadır. Yakıt pilleri hiç bir yanma reaksiyonu olmadan kimyasal enerjiyi direk elektrik enerjisine dönüştürmektedir. Yakıt pilleri kullanım sıcaklıkları, kullanılan yakıt ve oksit türüne göre farklı türlere ayrılmaktadır. Yakıt pili türleri içerisinde çalışma sıcaklığının, ticari araçların kullanım sıcaklıklarına yakın değerlerde olması sebepleriyle hidrojen enerjili araçlarda Polimer elektrolit membran yakıt hücreleri (PEMFC) kullanılmaktadır. Ancak PEMFC'leri araçlarda tek başlarına enerji kaynağı olarak kullanılmamaktadırlar. Çünkü ıkış gerilimleri sabit gerilime sahip değildir. Ayrıca anlık olarak yüksek güç verememektedirler. Bu sebeple araçların ivmelenmesini yavaşlatmaktadır. Bu sebepler ile PEMFC'ler ticari araçlarda genellikle ile bir ikincil enerji kaynağı (batarya, süperkapasitör vb.) ve bir veya birden fazla DC-DC dönüştürücü ile beraber kullanılırlar. Bu Şekilde PEMFC i DC-DC dönüştürücü ve ikincil enerji kaynağı ile oluşturulan sisteme hibrit araç tahrik sistemi denir. Kullanılan ikincil

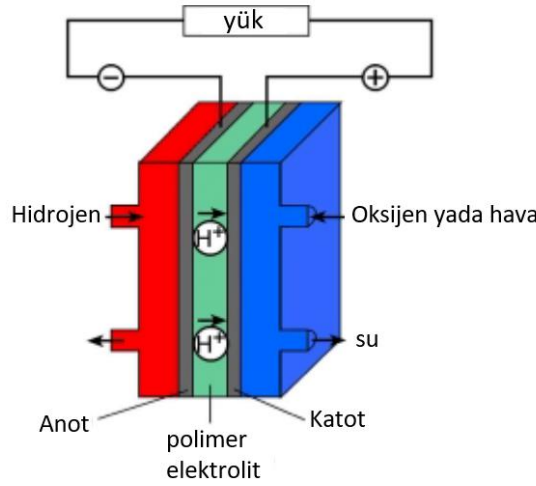


enerji kaynağının türüne, sayısına ve DC-DC dönüştürücünün sistemde bağlandığı yere bağla olarak birçok araç tahrik sistemi bulunmaktadır. Bu tez çalışması bünyesinde yapılan araştırmalarda incelenen tahrik sistemleri içerisinde diğer tahrik sistemlerine daha uygulanabilir olan (Lee ve diğ., 2008 ) ve günümüzde hidrojen enerjili araçların çoğunda kullanılan (Pielecha ve diğ., 2018) tahrik sistemi seçilmiştir. Seçilen tahrik sisteminde batarya ya göre daha düşük tepki süresine sahip olduğu için ikincil depolama birimi olarak süperkapasitör kullanılmıştır .(Azib, ve diğ, 2009 )( Vanessa, 2007). Önerilen tahrik sistemi için hem akım hem de gerilim kontrollü bir DC-DC dönüştürücü benzetimi yapılmıştır. Yapılan benzetim sonucunda tasarım yapılmış ve ardından gerçekleştirilmiştir. Yapılan tahrik sistemi diğer tahrik sistemleri ile karşılaştırılmış seçilen tahrik sistemini ile tahrik sisteminin verimi arttığı görülmüştür.

## 2. GENEL KISIMLAR

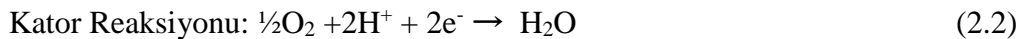
### 2.1 YAKIT PİLLERİ

Yakıt pilleri hidrojen enerjisini elektrik enerjisine çevirmek için kullanılmaktadırlar. Çalışma sıcaklığına, elektrolit türüne, kullanılan yakıt ve oksidant türüne göre farklı yakıt pili türleri bulunmaktadır. Genel olarak yakıt pillerinin beslemesi anot tarafından olmaktadır. Anot bölümünden giren H<sub>2</sub> molekülü yükseltgenerek protona(H<sup>+</sup>) dönüşür ve elektron açığa çıkar. Oluşan elektronların yakıt pili üzerinde bağlanan dış devreden sistemi tamamlamaktadır. Bu elektron yakıt pili akımını oluşturur. Bu dönüşüm Şekil 1’de gösterilmiştir.



**Şekil 2.1:** Tek hücreli yakıt hücresi gösterimi (Heliocentris, 2018).

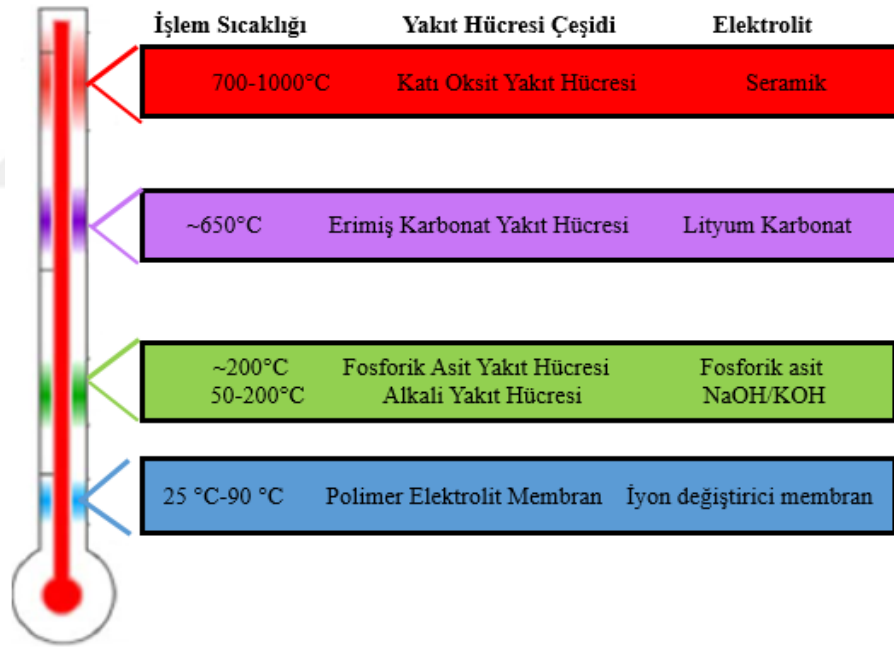
Katot bölümü ise oksijen ya da hava ile beslenmektedir. Hidrojen iyonları polimer elektrolitten geçerek katotta beslenen O<sub>2</sub> molekülleri ile bir araya gelerek elektrokimyasal indirgenme reaksiyonu gerçekleşir. Bu kimyasal dönüşüm esnasında gerçekleşen dönüşüm formülleri aşağıda yer almaktadır:



Yakıt hücrelerinin en yaygın sınıflandırma türlerinden biri olan elektrolit türüne göre sınıflandırıldıklarında,

- 1) Polimer elektrolit yakıt hücresi (PEFC)
- 2) Alkalın yakıt hücresi (AFC)
- 3) Fosforik yakıt hücresi (PAFC)
- 4) Erimiş karbonat yakıt hücresi (MCFC)
- 5) Katı oksit yakıt hücresi (SOFC) olarak 5 bölüme ayrılmaktadırlar.

Kullanılan elektrolit türü yakıt hücresinin çalışma sıcaklığının belirlenmesi üzerinde çok etkilidir. Şekil 2.2’de yakıt hücrelerinin çalışma sıcaklıklarına göre gösterimi yapılmıştır.



**Şekil 2.2:** Yakıt pilleri ve çalışma sıcaklıkları (Aygün, 2018).

Literatürdeki yakıt pili türleri içerisinde çalışma sıcaklığının düşük olması ve güç yoğunluğunun yüksek olması sebebiyle hidrojen enerjili araçlarda PEMFC kullanılmaktadır (Miller,2010). PEMFC'nin diğer türlere göre avantajları olduğu için hidrojen enerjili araçlarda kullanılsa da kendi içerisinde birçok dezavantajı bulunmaktadır. Bu sebeple PEM yakıt pillerini hidrojen enerjili araçlarda tek başına kullanılmaz ancak bir tahrik sistemi ve yardımcı enerji ve güç dönüştürücü birimleri ile beraber kullanılmaktadırlar.

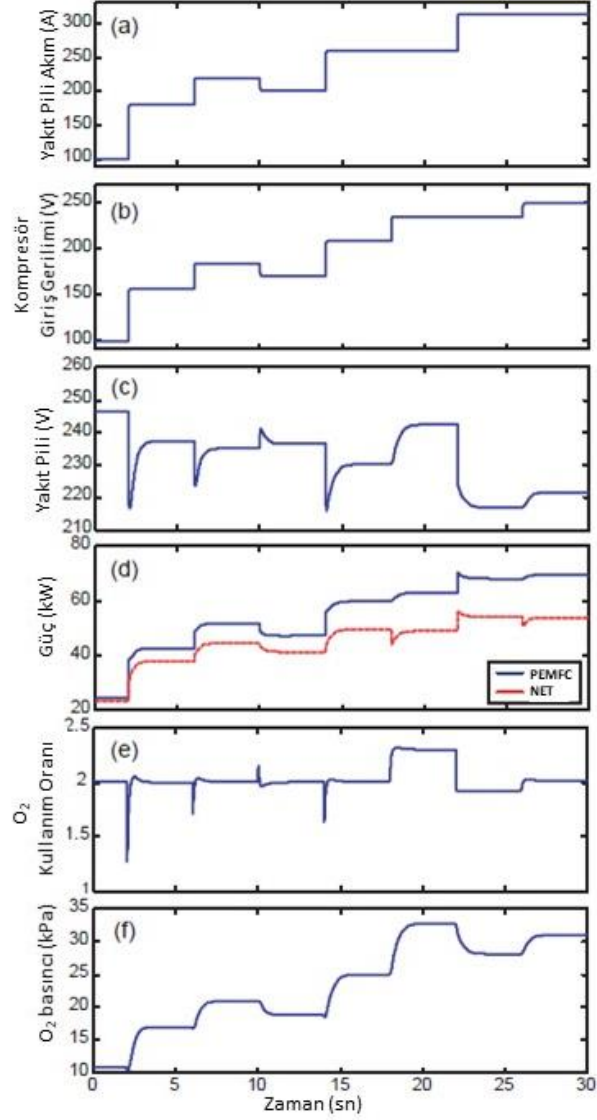
### 2.1.1 PEMFC Kontrol Sistemleri

PEMFC kontrol sistemleri oldukça karmaşık sistemlerdir. Ticari bir hidrojen enerjili araçta PEMFC kontrol sistemi bünyesinde bulunan başlıca ekipmanlar:

- Hava Besleme Pompası veya fan
- Hidrojen Gazı Pompası
- Atık Su Pompası
- Sıcaklık Sensörü
- Basınç Sensörü
- Isıtıcı Rezistans

PEMFC kontrol sistemlerinin yakıt pilinin doğru olarak çalışması için yakıt piline o anki güç değeri için gereken hava miktarını sağlaması gerekmektedir. Aynı zamanda da yakıt pili sisteminin sıcaklığını uygun değerde tutması gerekmektedir (Dhaarini ve diğ. , 2016, Ying diğ. , 2016). Kontrol sistemlerinin istenen hava miktarını ve sıcaklığı kontrol etmek kullandıkları kontrol algoritmalarından kaynaklı olarak (PID vb.) bu sistemlerin belirli bir tepki süresi bulunmaktadır. Bu sebeple yakıt pili kontrol kartı sistemi bünyesinde bulunan algoritmaların tepki süresinden ve pompaların tepki süresi sebebi ile yakıt pili eksik hava ve eksik hidrojen gazı ile beslenmiş olur. Yakıt pili sistemine eksik hava yani oksijen verilmesi durumu air-starvation(hava boğulması) olarak adlandırılır. Hava boğulması durumu yakıt pili için kalıcı hasarlara yol açmak ile beraber, yakıt piline kalıcı hasarlar vermektedir (Bodner ve diğ. , 2017, Petrone ve diğ. ,2017). Aynı şekilde yakıt pili anodun da eksik hidrojen gazı bulunması durumu ise yakıt boğulması(fuel starvation) olarak adlandırılır ve yakıt pilinde kalıcı hasarlara yol açar ve verimin düşmesine sebep olur.(Taniguchi ve diğ. , 2004). Bu durumu engellemek için ticari araçlarda birden fazla anod hidrojen gazı beslemesi bulunur. Örnek olarak Toyota firmasının Mirai aracında 3 adet hidrojen gazı beslemesi bulunur.(Lohse-Busch, 2017). Geçiş durumunda eksik hava ya da hidrojen gazı beslenmesinden kaynaklı olarak yakıt pili çıkış gerimi sistemden anlık olarak güç çekildiğinde anlık olarak düşer sonra hava pompasının ürettiği hava basıncı istenen basınç değerine ulaştıktan sonra yakıt pili gerilimi yükselmesi durur ve yakıt pili gerilimi sabitlenir. Yakıt pili gerilimindeki ani yüklenmeye bağlı olarak oluşan bu gerilim dalgalanması yakıt

pili kontrol sisteminin büyüklüğüne, kontrol kartında kullanılan algoritmaların hızına, kullanılan hava kompresörün tepki süresine bağlı olarak farklılık gösterir.



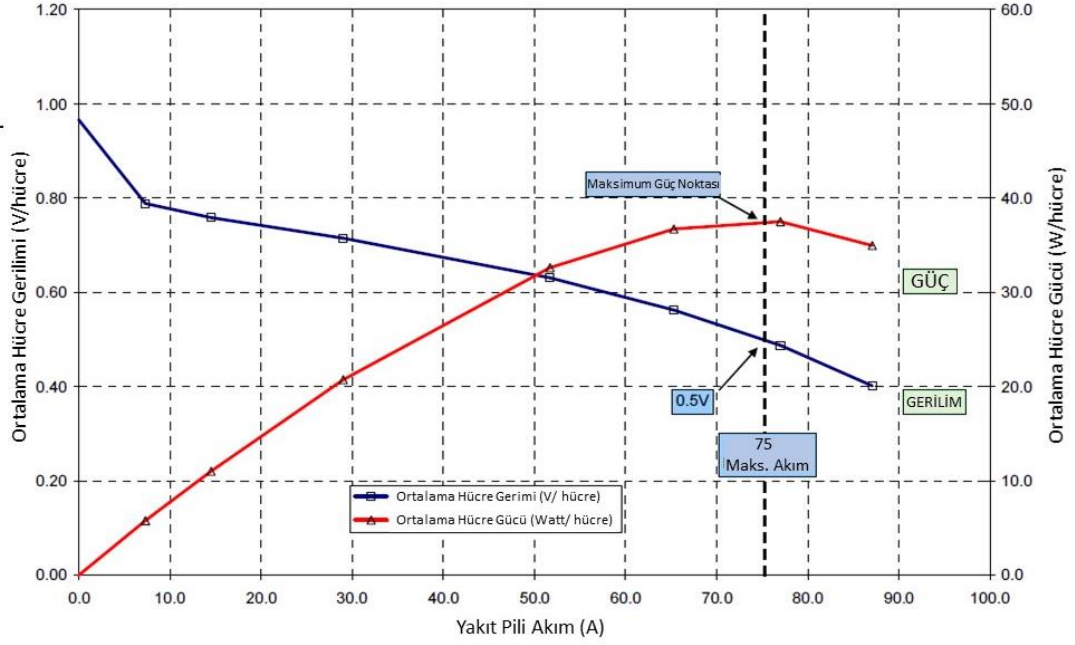
**Şekil 2.3:** PEMYP sistemlerinde yük geçişlerine karşı yakıt pili tepkisinin benzetimi (Jay,2002).

Şekil 2.3(e) bölümünde gösterilen değer yakıt pili girişine verilmesi gereken hava miktarını göstermektedir. Normalde bu değer makalede anlatılan yakıt pili benzetimi için 2 değerinde sabit olması beklenirken ani yük geçişlerinde kompresörün tepki süresinden kaynaklı olarak verilen oksijen gazı değeri anlık olarak düşmekte ve sonra yükselmektedir. Bu dalgalanmaya bağlı olarak yakıt pili girişinde oluşan eksik hava basıncının yakıt pili çıkış geriliminde oluşturduğu dalgalanma Şekil 2.3 (c) bölümünde gösterilmektedir. Örnek olarak yakıt pilinin çıkış gücünün aniden 40kW 'a yükseldiği durumda yakıt pili çıkış gerilimi anlık olarak 220V

değerlerine düşmüş ardından giriş hava basıncı düzeldikçe 235 volt değerlerinde belirli bir süre sonra sabitlenmiştir. Burada tepki süresi bu benzetim için 16 saniye ile 20 saniye arasında belirlenmiştir. Burada önem ile dikkat edilmesi gereken durum 16 ile 20 saniye arasındaki geçiş süresi boyunca yakıt pili çıkış akımının sabit olmasıdır. Yakıt pilinin hidrojen akış miktarı direkt olarak yakıt pili çıkış akımı ile bağlantılı olduğu için bu süre boyunca yakıt pilinin hidrojen gazı akış miktarı aynıdır. Deney sırasında yapılan gözlemlere göre bu süre boyunca hidrojen akış miktarı aynı iken tepki süresi boyunca yakıt pili çıkış gücü gerilimin artması ile beraber yavaş yavaş artmaktadır. Bu sebeple aynı hidrojen akış miktarı ile her zaman aynı güç değeri elde edilememektedir. Yakıt pili kontrol kartının tepki süresi boyunca yakıt pili sistemi verimsiz çalışmaktadır. Aynı şekilde yakıt pili yük geçişlerinde yakıt pilinin uygun değer sıcaklık değerinde olmamasından kaynaklı olarak yakıt pili yük geçişinin olduğu esnada düşük gerilim üretirken yakıt pili sıcaklığı arttıkça yakıt pili çıkış gerilimi artar. Bu geçiş süresi boyunca yakıt pilinin istenen sıcaklığa ulaşana kadar verimsiz çalışması demektir (Dhaarini ve diğ. , 2016, Ying diğ. , 2016). Geçiş durumlarında ki verimin azalması durumu ilerleyen bölümlerde daha ayrıntılı olarak incelenecektir

## 2.2 ARAÇ TAHRİK SİSTEMLERİ

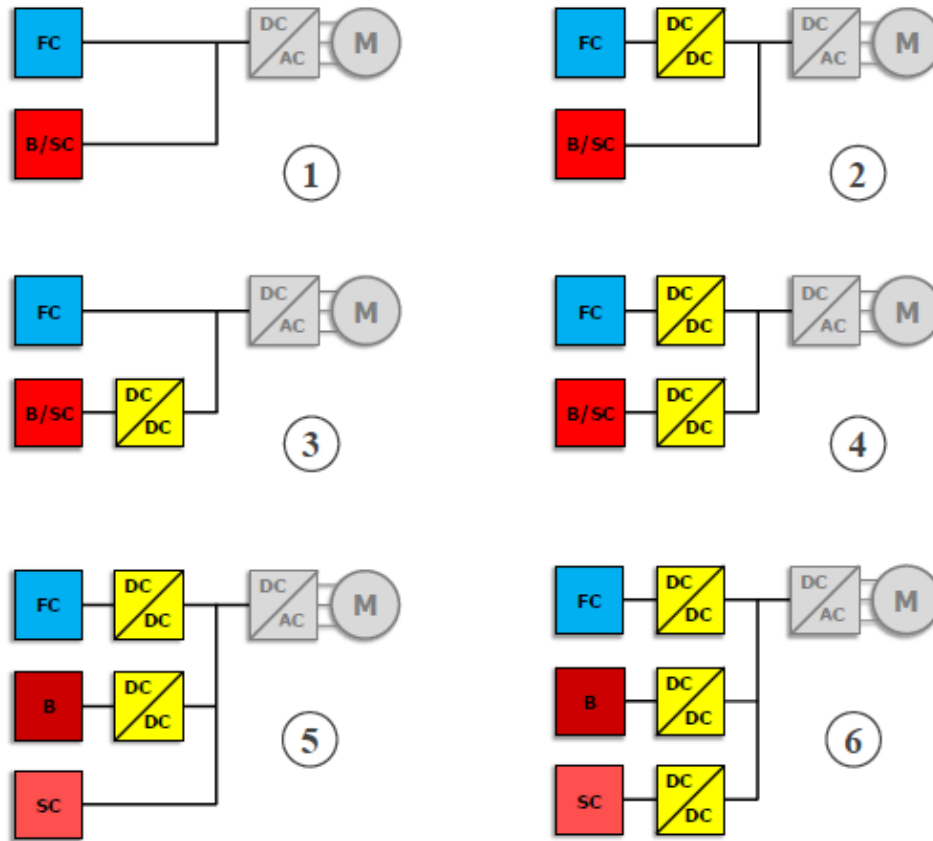
Hidrojen enerjili araçlarda PEM yakıt pilleri kullanılırken tek başlarına enerji kaynakları olarak kullanılamamaktadırlar. Bunların başlıca sebeplerinden biri yakıt pili çıkışında çıkış akımı arttıkça yakıt pili geriliminin düşmesinden dolayıdır. Çıkışı hiç bir yüke bağlı olmayan bir PEM yakıt pili hücrelerinin gerilimi yaklaşık 1 V değerindedir. Ancak yakıt pili sisteminden çekilen güç arttıkça PEM hücre gerilimi düşer. Şekil 2.4'te tez kapsamında kullanılan yakıt pili hücrelerinin üreticileri tarafından verilen yakıt pili gerilim ve güç eğrisi gösterilmiştir. Şekilde de gözüktüğü gibi yakıt pili çıkış akımı 0 iken yakıt pili gerilimi 1 V değerinde olur. Çıkış akımı 20 A yapıldığında çıkış gerilimi yaklaşık 0.7 volt değerine düşmektedir.



**Şekil 2.4:** Ortalama hücre gerilimi ve gücünün grafiği (Ballard, 2018).

Buda besleme geriliminde yüzde 30 oranında bir gerilim dalgalanması olması demektir ki bu seviyedeki bir gerilim dalgalanması motor sürücüler için kabul edilemeyecek kadar çok olmaktadır. Bu sebep genellikle PEM yakıt pilleri çıkışında gerilimi sabitlemek için bir DC-DC dönüştürücü kullanılmaktadır. Bununla beraber ani yük dalgalanmalarının olduğu durumda yakıt pili içerisinde hava ya da yakıt boğulmasını engellemek için ani yüksek güç değerlerinde yakıt piline yardımcı olması için ikincil bir enerji kaynağı da kullanılır. Aynı enerji birimi elektrik motorunun rejeneratif frenlemede ürettiği elektrik enerjisini depolamak içinde kullanılır. Kullanılan enerji depolama biriminin türüne ve kullanılan DC-DC sayısı ve yerleşimine bağlı olarak günümüzde kullanılan 6 adet tahrik sistemi bulunmaktadır. (Tazelaar ve diğ., 2013) Bunların gösterimi Şekil 2.5'te verilmiştir. 1 numaralı tahrik sistemi çok nadir olarak kullanılmaktadır. Tahrik sisteminde bir DC-DC dönüştürücü bulunmadığı için besleme hattında çok gerilim dalgalanması olmaktadır bu sebeple ticari araç uygulamalarında tercih edilmemektedir (Azib ve diğ., 2010). 3 numaralı tahrik sisteminde DC-DC dönüştürücü ikincil enerji depolama biriminin çıkışında olduğu için bu birimin hem şarjı esnasında hem de deşarjı esnasında enerji kaybı olmaktadır. Ayrıca kullanılan DC-DC dönüştürücünün çift yönlü olması gereksinimi bu tahrik sistemini daha az uygulanabilir kılmaktadır (Payman ve diğ., 2009, Chen, 2009). 4 numaralı tahrik sisteminde 2 DC-DC dönüştürücü kullanılması besleme gerilimi dalgalanmalarını neredeyse sifira indirmektedir. Bu sebeple günümüzde ticari araçlarda en çok

kullanılan tahrik sistemidir. Toyota'nın 2017 yılında çıkardığı Mirai aracında da 4 numaralı tahrik sistemi kullanılmaktadır (Pielecha ve diğ., 2018). Tahrik sisteminde ikincil enerji kaynağı ve yakıt pili ayrı ayrı kontrol edilebilmektedir. (Ateş ve diğ. 2010, Wack ve diğ. 2010). 5 numaralı tahrik sisteminde ayrı ayrı kullanılan batarya ve süperkapasite depolama birimleri bu iki enerji kaynağının ayrı ayrı kullanıldığında oluşturduğu dezavantajları ortadan kaldırmaktadır. Buna ek olarak uygulanan tahrik sisteminin maliyeti ve uygulanabilirliği oldukça azalmaktadır (Gao ve diğ. , 2010,Marco ve diğ. , 2012). 6 numaralı tahrik sisteminde 2 enerji depo birimi ve yakıt pili birer DC-DC dönüştürücü ile beraber kullanılmıştır. Besleme gerilimi hattı üzerinde ki dalgalanmaları azalsa da sistemin karmaşıklığını aşırı artmaktadır (Melero-Perez ve diğ. , 2009, Na ve diğ. , 2011).



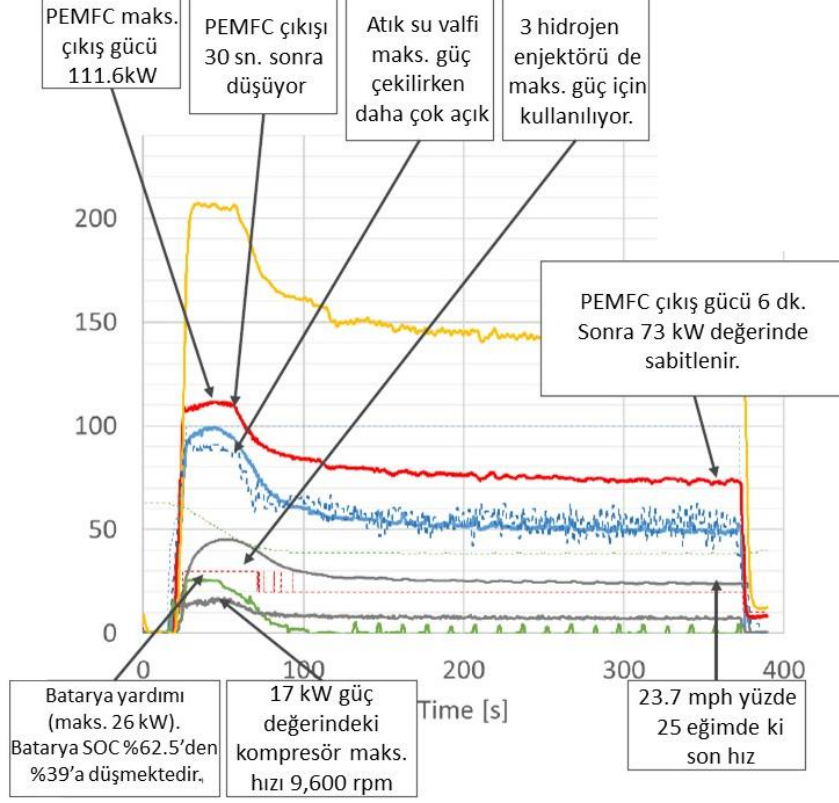
Şekil 2.5: Yakıt pili kullanan araç tahrik sistemleri(Tazelaar, 2013).

Tez kapsamında uygulanabilir olması, yakıt pili çıkış akımını ve besleme gerilimini ayrı ayrı kontrol etme imkânı sunması sebebi ile 2 numaralı tahrik sistemi kullanılmıştır (Hwgang, 2012, Kelouwani, 2012 ). Tahrik sistemlerinin ticari olarak kullanıldığı araçlarda ikincil enerji depolama birimi olarak batarya kullanılsa da bu tez çalışmasında ikincil enerji depolama birimi



olarak süperkapasitör kullanılmıştır. Çünkü süperkapasitörler bataryalardan daha yüksek tepki sürelerine sahiptirler, rejeneratif enerjiden bataryaya kıyas ile daha fazla enerji elde ederler ve batarya yönetim sistemine gerek duymazlar.( Azib, ve diğ, 2009 )( Vanessa, 2007). Uygulanan 2 numaraları tahrik sisteminde sistemden ani güçler çekildiğinde süperkapasitör tepki süresi daha yüksek olduğu için yüke akımı ikincil enerji birimi vermektedir. Böylelikle yakıt pilinin ani güç değişimlerinde hava boğulmasına uğraması engellenmektedir. Bu tahrik sisteminin en önemli özelliklerinden biridir. Yakıt pili çıkış akımı eğiminin belirli bir değerin altından tutulması yakıt pili sisteminin verimini arttırmak ile kalmaz aynı zamanda yakıt pili sisteminin ömrünü de arttır. 4 numaralı tahrik sistemini kullanarak Phatiphat (2007) ‘nin yaptığı çalışmalarda bu değerin 4 Amper/saniye değerinin altında tutulduğu durumlarda hava boğulması durumlarının önüne geçildiğini deneysel olarak bulmuştur. Uygulanan tahrik sisteminde kullanılan DC-DC dönüştürücü ile yakıt pili çıkış akımı belirlenen bir maksimum çıkış akımına sabitlenmektedir. Yakıt pilinin çıkış akımının DC-DC dönüştürücü üzerinde sabitlenen maksimum akım değerinin altında kullanıldığı durumlarda besleme hattı gerilimi sabit kalmaktadır. Ancak maksimum akımın üzerine çıkıldığı deneylerde yakıt pili çıkış akımı belirlenen maksimum akımda sabit kalmaktadır ve bu süre boyunca kalan enerjiyi süperkapasite vermektedir. Tahrik sistemlerinde kullanılan DC-DC dönüştürücüleri bu şekilde akım kontrollü olarak kullanarak yakıt pili çıkış akımı belirli bir değere sabitlemek diğer tahrik sistemlerinde de kullanılan tekniktir (Thounthong, 2005). Bu teknik, özellik ile ticari araçlarda kalkış ve ani ivmelenme durumlarında kullanılmaktadır. Çünkü bu iki senaryo da tahrik sistemine yükün ani olarak en çok bindiği durumlardandır. Örnek olması için Totoya firmasının 2017 yılında ürettiği Mirai aracının kalkış esnasında ki güç, gerilim ve hız değerlerindeki değişimler Şekil 2.6’da grafik ile gösterilmiştir. Bu deney yüzde 25 eğimde yapılmıştır. Bu sebeple kalkış anındaki gereken anlık güç miktarı Mirai aracındaki yakıt pilinin maksimum çıkış gücünü olan 110 kW değerini geçmektedir. Bu sebeple grafikte de görüldüğü gibi kalkış esnasında yakıt pili çıkış gücü maksimum değer olan 110 kW değerine sabitlenmiş iken tahrik sisteminin vermesi gereken kalkış gücü ikincil enerji kaynağı olan batarya vermiştir. Grafikte de görüldüğü gibi PEM yakıt pili, maksimum çıkış gücü olan 110 kW değerine geldiğinde batarya gücü maksimum 26 kW değerine ulaşmış ardından azalmaya başlamıştır. Tüm bu kalkış süresince ise bataryanın SOC değeri yüzde 62’den başlayarak yüzde 39 değerlerine kadar düşmüştür. Grafikte ayrıca yakıt pili çıkış gücünün artması ile beraber artan kompresör gücü de görülmektedir. Bunun yanı sıra yakıt pili girişindeki hidrojen gazı basıncının sabit kalması ve

hidrojen gazında bir eksilme yaşanmaması için yakıt pili gücünün arttığı anda 2'den 3'e artan aktif hidrojen enjektör sayısı da gösterilmektedir.



Şekil 2.6: Toyota yüzde 25 eğimde kalkış grafiği(Lohse-Busch ve diğ. , 2018).

(--- Yakıt Pili Gücü, --- Hidrojen Gazı Gücü, --- Batarya Gücü, --- Kompresör Gücü, --- Dyno Gücü )

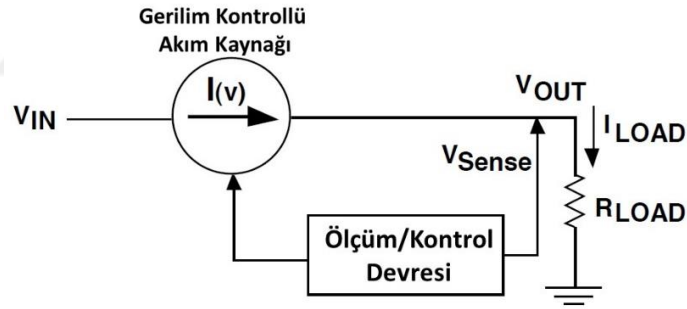
Bu tez çalışması bünyesinde seçilen 2 numaralı tahrik sistemi için deneylerde kullanılan PEM yakıt pili sistemine özel bir DC-DC dönüştürücü gerekmektedir. Bu sebeple bu tez kapsamına 2 numaralı tahrik sisteminin gerçekleştirilebilmesi için DC-DC tasarımı ve gerçekleştirilmesi yapılmıştır. DC-DC dönüştürücü yapıldıktan sonra 2 numaralı tahrik sistemi oluşturulmuş ve 2 numaralı tahrik sisteminde DC-DC ile yakıt pili çıkış akımını sabitlemenin sistem verimine olan etkisi deneyler ile gösterilmiştir.

### 2.3 DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜ ÇEŞİTLERİ

DC-DC dönüştürücüler doğrusal akımı, doğrusal akıma dönüştüren ama bu dönüşüm sonrasında akım ve gerilim değerlerini değiştiren elektronik cihazların genel adıdır. DC-DC

dönüştürücüler doğrusal dönüştürücüler, rezonans tip dönüştürücüler ve anahtarlama dönüştürücüler olmak üzere 3 ana kategoride incelenmektedir.

Doğrusal dönüştürücülerde gerilim kontrollü bir akım kaynağı kullanılır. Bu kaynak türünden türüne değişebilmek ile beraber yaygın olarak kullanılan gerilim kontrollü akım kaynaklarına bir örnek olarak PNP transistör tarafından sürülen bir Darlington NPN transistörü verilebilir. Doğrusal dönüştürücülerde çıkış gerilimi her zaman giriş geriliminden düşüktür. Dönüştürücünün bir adet çıkışı vardır ve dönüştürücünün çıkış geriliminin ve giriş geriliminin negatif uçları ortaktır. Doğrusal dönüştürücüler tasarımlarının kolay olması kullanılan ekipmanların az olması, sebepleri ile yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu dönüştürücülerde akım değeri çok yüksek değerleri çıkartılamamaktadır. Bu sebeple çok yüksek güç değerleri için kullanılmamaktadırlar. Doğrusal dönüştürücülerin dezavantajlarının biride çıkış akımı güç transistörlünden geçmek zorunda olduğu için yüksek akımlarda güç transistörü üzerinde kayıplardan dolayı yüksek ısı açığa çıkar ve akıma bağlı olarak güç transistörü üzerindeki gerilim düşümü artar ve doğal olarak çıkış gerilimi düşer (Şekil 2.7).



**Şekil 2.7:** Doğrusal Dönüştürücü Fonksiyonel Diyagramı (National Semiconductor, 2011).

Rezonans anahtarlama dönüştürücüler genel olarak diğer dönüştürücü türlerinden daha yüksek verime sahiptirler. Ama karmaşık yapıda olmaları ve kullanılan ekipman sayısının fazla olması rezonans anahtarlama dönüştürücü devrelerinin maliyeti arttırmaktadır

Anahtarlama dönüştürücülerde anahtarlama sinyali olarak PWM (darbe genlik modülasyonu) sinyaller kullanılmaktadır. Bu dönüştürücüler daha karmaşık tasarımlara sahip olmasına karşın doğrusal dönüştürücülere kıyasla daha yüksek güç seviyelerinde çalışabilmektedir. Ayrıca bir anahtarlama dönüştürücü ile birden fazla çıkış gerilimi elde edilebilmektedir ve doğrusal dönüştürücülere kıyasla daha yüksek verime sahiptirler. Dönüştürücü çeşitleri ile ilgili bilgiler Tablo 2.1' de verilmiştir.

**Tablo 2.1:** DC-DC dönüştürücü teknolojilerinin kıyaslanması(Sadık, 2010).

	Doğrusal Regülatör	PWM Anahtarlama Güç Kaynağı	Rezonans Teknoloji Anahtarlama Güç Kaynağı
Maliyet	Düşük	Yüksek	Çok Yüksek
Ağırlık	Yüksek	Hafif - Orta	Hafif - Orta
Gürültü	Yok	Yüksek	Orta Seviye
Verimlilik	%35-50	%75-85	%78-92
Çoklu çıkış olanağı	Yok	Var	Var
Tasarım Süreci	1 Hafta	5 Kişi/ay	8 Kişi/ay

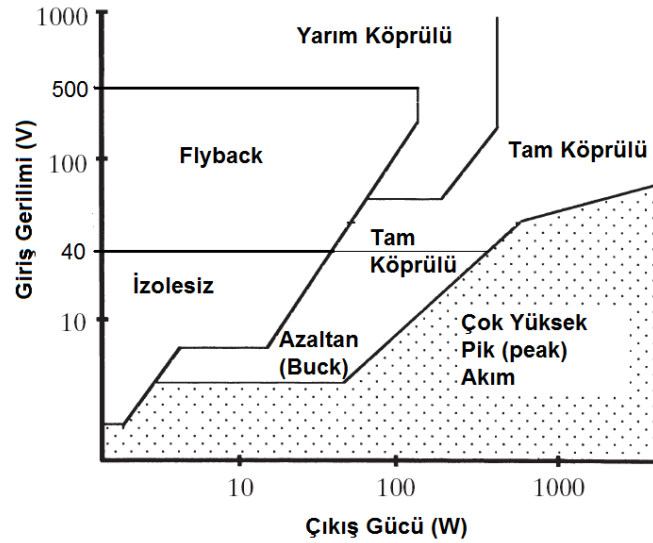
### 2.3.1 Anahtarlama DC-DC Dönüştürücü Topolojilerinin İncelenmesi

Birçok anahtarlama DC-DC dönüştürücü topolojisi bulunmaktadır. Topolojileri birbirinden, kullanılan ekipmanların yerleri ve ekipmanların sayısına bakılarak birbirinden ayrılabilirler. Topolojiler birbirlerine kıyasla farklı konularda daha avantajlı ya da dezavantajlı olabilirler. Bir topoloji diğerine göre daha çok verimli olabilir iken maksimum güç değeri daha az olabilir. Önemli olan kullanılacak topolojinin uygulamaya uygun olup olmamasıdır. DC-DC dönüştürücü topolojisini seçerken genel itibari ile 4 önemli parametre bulunmaktadır. Bu parametreleri içeren anahtarlama DC-DC dönüştürücülerinin olduğu Tablo 2.2’de verilmiştir. Bu Tabloda maksimum güç değeri, göreceli maliyet ve verimlilik Brown(2001)’den alınmış olup kalan kısımlar benim tarafımdan eklenmiştir.

**Tablo 2.2:** SMPS topolojileri kıyaslaması (Brown, 2001).

Topoloji	Maksimum Güç Değeri	İzolasyon	Verimlilik (%)	Göreceli Maliyeti	Gerilimi Yükseltme Özelliği	Gerilimi Düşürme Özelliği
Gerilim Düşürücü (Buck)	0-1000	Yok	78	1	Yok	Var
Gerilim Arttırıcı (Boost)	0-150	Yok	80	1	Var	Yok
Azaltıcı-Arttırıcı (Buck-Boost)	0-150	Yok	80	1	Var	Var
İleri Mode (Forward)	0-150	Var	78	1.4	Var	Var
Flyback	0-150	Var	80	1.2	Var	Var
Push-Pull	100-1000	Var	75	2	Var	Var
Yarım Köprülü (Half-Bridge)	100-500	Var	75	2.2	Var	Var
Tam Köprülü ( Full Bridge)	400-2000+	Var	73	2.5	Var	Var

Bu tez kapsamında kullanılacak DC-DC dönüştürücünün özelliklerine göre topoloji seçimi yapılırken ilk dikkat edilen unsur DC-DC topolojisinin izoleli olmasıdır. Çünkü DC-DC dönüştürücünün çıkışı izole olmaz ise bağlandığı sistemde motor sürücüsü vb. kaynakları beslediğinde araç içerisindeki diğer ekipmanlara gürültü sinyali bindirmektedir. Bu sebeple DC-DC dönüştürücünün izole özelliğın olması istenmiştir. Topoloji seçiminde istenen bir diğer özellik ise DC-DC dönüştürücünün hem gerilim yükseltici özelliğının olması hem de gerilim düşürücü özelliğının olmasıdır. Çünkü yakıt pillerinin çıkış gerilimi yüke bağılı olarak 25 – 30 V gerilim dalgalanması oluşturmaktadır. Bu yüzden giriş gerilimi bazen çıkış gerilimin altında bazen ise üstünde kaldığı durumlar oluşma ihtimali çok yüksektir. Topoloji seçiminde dikkat edilen son parametre ise güç değeridir. Tez kapsamında yapılan DC-DC dönüştürücünün bir 4 tekerlekli prototip aracın tahmini maksimum tahrik gücü olan 500 W güç değerini karşılaması planlanmıştır. Bu güç değeri göze alınarak topoloji seçimi yapılırken Şekil 2.8 ‘de gösterilen grafikten yararlanılmıştır.

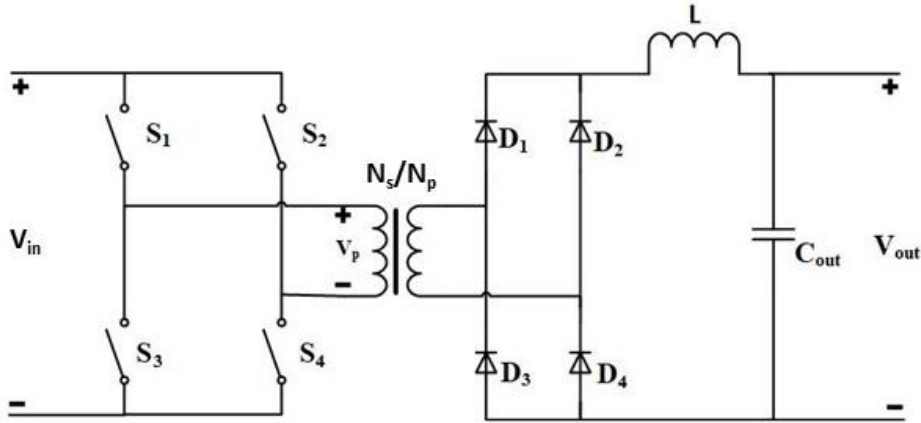


Şekil 2.8: SMPS topolojileri güç kullanım aralıkları(Iqbal,2003)

500 watt ve üzerinde kullanılabilir topolojiler içerisinde kullanıma en uygun olanının tam köprülü dönüştürücü olduğuna karar verilmiştir ve bu tez kapsamında tam köprülü DC-DC dönüştürücü tasarımı, analizi ve gerçekleştirilmesi yapılmıştır. Tam köprülü dönüştürücünün üzerinde faz kaydırmalı ya da yumuşak anahtarlama DC-DC dönüştürücüler bu tez kapsamında karmaşık topolojiler olduğu için bu tez kapsamında kullanılmamıştır.

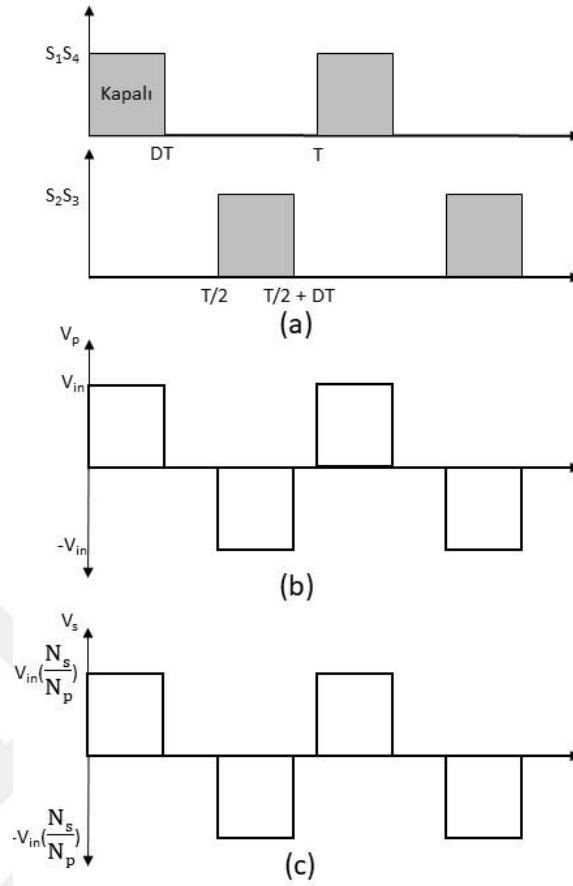
### 2.3.2 Tam Köprülü Dönüştürücü Tasarımı

Tam köprülü dönüştürücü 4 adet anahtarlama elemanından oluşturulmuş bir H köprüsü, bir trafo, tam dalga doğrultucu devresi, bir bobin ve bir çıkış kapasitesi ile oluşturulur. Bir tam köprülü dönüştürücünün devre şeması Şekil 2.9'da verilmiştir. Tam köprülü bir dönüştürücü çalışma prensibini çift kutuplu anahtarlama oluşturur. Çalışması sırasında  $S_1$  ve  $S_3$  anahtarları beraber anahtarlendiğinde trafonun birincil sargıları üzerinde pozitif  $V_p$  gerilimi oluşur. Trafonun çevrim oranı  $n$  oranında da trafonun ikincil tarafında pozitif yönde  $V_{in}$  gerilimi oluşur.  $T_{on}$  süresi boyunca bu anahtarlar işlemi yaptıktan sonra periyodun yarısına gelene kadar bütün anahtarlar kapatılır. Anahtarlama sinyalinin ikinci kısmında  $S_2$  ve  $S_4$  anahtar çifti tetiklenir ve akım yönü trafonun birinci sarısı üzerinde ters olduğu için negatif  $V_p$  gerilimi oluşur. Aynı şekilde trafonun ikincil sargıları üzerinde de  $n$  sarım sayısı ile orantılı olacak şekilde negatif  $V_{in}$  gerilimi oluşur. Oluşturulan trafo oranı kadar kuvvetlendirilmiş alternatif gerilim diyot köprüsü ile doğru gerilime çevrilir



Şekil 2.9: Tam köprülü dönüştürücü devre şeması.

Tam köprülü dönüştürücü üzerindeki PWM anahtarlama sinyalleri ile trafo giriş çıkışında oluşan gerilimlerin zaman ekseninde ki gösterimi Şekil 2.10'de gösterilmiştir.



**Şekil 2.10:** Tam köprülü dönüştürücü sinyallerinin gösterimi.

Şekil 2.10 'nın a bölümünde anahtarlama elemanlarına giden PWM sinyallerin gösterimi verilmiştir. Şekilde de görüldüğü gibi 2 anahtardan oluşan 2 anahtar çifti sabit aralıklar ile tetiklenir. Bu sebeple bir tam köprülü dönüştürücünün uygulamasında bir PWM sinyali  $S_1$  ve  $S_4$  anahtarlama elemanlarını tetiklemek için diğeri ise  $S_2$  ve  $S_3$  anahtarlama elemanlarını tetiklemek için, 2 adet PWM sinyali yeterlidir. Şekil 2.10(b) bölümünde trafonun giriş sargıları üzerinde oluşturulan gerilimin zamana bağlı değişimi gösterilmiştir. Görüldüğü gibi ikinci anahtarlama trafonun sargısı üzerinde oluşan gerilim negatiftir. Tam köprülü dönüştürücülerde trafo üzerinde oluşan sinyalin frekansı ana frekans olarak alınır. Bu sinyalin oluşumunda 2 ayrı PWM sinyali kullanıldığı için ve bu sinyaller asla  $T/2$  süresi geçemediği için tam köprülü dönüştürücülerde PWM sinyalinin maksimum  $D$  değeri 0.5'tir. Şekil 2.10(c) bölümünde ise trafonun çıkışında oluşan kuvvetlendirilmiş gerilim gösterilmiştir. Burada gösterilen Şekilde devre elemanları ideal kabul edilmiştir. Şekil 2.10(c) bölümünde zaman ekseninde gösterilen sinyal tam doğrultucu devrenin çıkışında doğrultulduğu için tam köprülü dönüştürücünün çıkış gerilimi ile

giriş gerilimi arasında ki bağlantı Şekil 2.10(c) bölümünde gösterilen sinyalinin mutlak değerinin integralinin alınması ile bulunur. Bu tez çalışmasında anahtarlama elemanı olarak Mosfet kullanılmıştır. Mosfetlerin üzerindeki gerilim düşümü  $V_{ds}$ , tam doğrultucu devredeki diyotların üzerindeki gerilim düşümü  $V_f$ , ve trafonun giriş sargıları üzerindeki dirençten kaynaklanan gerilimin düşümü ise  $V_{trafo}$  olarak alınır ise giriş çıkış arasındaki bağıntı denklem 2.1'deki gibi bulunur.

$$V_{out} = \left( (V_{in} - 2 * V_{ds} - V_L) * \frac{N_s}{N_p} * D \right) - 2 * V_{ds} \quad (2.1)$$

Denklem 2.1'deki kayıplar ihmal edilir ise tam köprülü dönüştürücüler için giriş gerilimi ile çıkış gerilimi arasındaki denklem 2.2 ile gösterilir.

$$V_{out} = \left( (V_{in}) * \frac{N_s}{N_p} \right) * D \quad (2.2)$$

2.2 'de gösterilen denklem tam köprülü dönüştürücünün sürekli (continuous) çalışma durumu için geçerlidir. Süreksiz (discontinuous) çalışma durumu için geçerli olan formüllerden bu tez çalışmasında genel bilgiler kısmında bahsedilmemektedir.

Tam köprülü dönüştürücünün çıkış kondansatörünün kapasitesi hesaplanırken 2.3 ile verilen genel kapasite denklemi kullanılır.

$$i_c(t) = C \frac{dV_c}{dt} \quad (2.3)$$

Genel kapasite formülü DC-DC dönüştürücünün çıkış kapasitesini hesaplamak için uyarlanırken tetikleme süresi  $t_{on}$  boyunca DC-DC dönüştürücünün çıkışın direncinin 0 olduğu kabul edilip anahtarlama süresi boyunca bobin üzerinden akan bütün akımın çıkış kapasitesinin doldurduğu varsayımı yapılabilir. Bu doğrultuda 2.3 ile verilen formülde kapasite değeri çekilip akım yerine de bobin üzerindeki akım girilir ise 2.4 ile verilen denklem elde edilir.

$$C_{out} = \frac{i_c(t)}{\frac{dV_c}{dt}} = \frac{\Delta_{I_L} \cdot I_{L,max}}{\frac{\Delta V_{out} \cdot V_{o,min}}{t_{on}}} \quad (2.4)$$

Giriş kapasitesi (2.5 ,26 ve 2.7) ile verilen denklemler ile bulunabilir (Sadık, 2010).



Verilen  $I_{in}$  DC-DC giriş akımını  $I_{in\_rms}$  giriş akımının kare-kök ortalama (root-mean square) değerini göstermektedir.

$$C_{in} = \frac{I_{cap}}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot \Delta V} \quad (2.5)$$

$$I_{in\_rms} = \frac{I_{in}}{2 \cdot D} \quad (2.6)$$

$$I_{cap} = \sqrt{(I_{in\_rms}^2 - I_{in}^2)} \quad (2.7)$$

Tam köprülü dönüştürücünün çıkış filtresindeki bobin üzerinde oluşan akım dalgalanması veren denklem 2.8 ile gösterilmiştir (Pressman, 1998).

$$\Delta I_L = \left( \frac{(V_{i,max} \cdot \left(\frac{N_s}{N_p}\right) - V_{out})}{L_{bobin} \cdot f_s} \right) \quad (2.8)$$

Tam köprülü dönüştürücüde kullanılan trafonun üzerinde biriken manyetik akıyı bulmak için kullanılan denklem 2.9 ile verilmiştir (Mclyman, 2004). Bu denklem kullanılarak trafo üzerindeki manyetik akı yoğununun maksimum akı yoğunluğunu geçip geçmediği hesaplanır.

$$\Delta B = \frac{V_{in} \cdot D \cdot T}{2 \cdot N_p \cdot A_c} \quad (2.9)$$

Tasarlanılan bobinlerde nüveler arasında hava boşluğu bırakılarak kullanılacak bobinin endüktans değeri ayarlanmaktadır. Nüveler arasında bırakılan boşluk miktarına bağlı olarak bobinin endüktans değerini veren denklem 2.10'da verilmiştir (Anderson, 2011).

$$L_{gap} = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot A_c}{l_g} \quad (2.10)$$

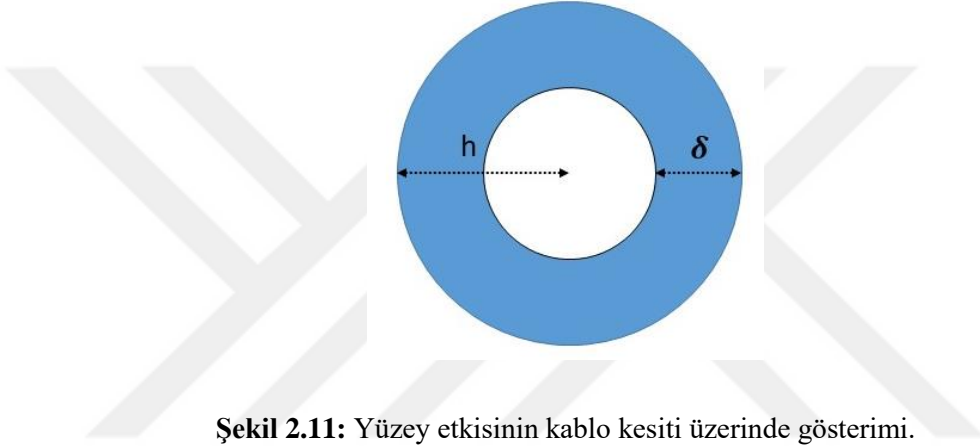
Tam köprülü dönüştürücülerde çıkış filtresindeki bobin üzerinde ki toplam manyetik alanı gösteren denklem 2.11 te gösterilmiştir (Erickson ve diğ. , 2001).

$$B_{peak} = \frac{L_{DC} \cdot \Delta I}{N \cdot A_e} \quad (2.11)$$

Bobin üzerindeki manyetik kayıplar kullanılan çekirdeğin üreticisi tarafından verilen eğrilerden yararlanılarak bulunmaktadır. Trafo ve bobin üzerindeki iletim kayıplarını veren denklem 2.12 ile gösterilmiştir (Mclyman, 2004).

$$\text{İletim Kayıbı} = \left( \frac{N \cdot l}{\sigma \cdot A} \right) \cdot I^2 \quad (2.12)$$

Anahtarlama frekansından kaynaklı olarak bakır telin içindeki akımlar bakır telin yüzeyine doğru itilir, bu olaya deri etkisi (skin effect) denir. Bakır telin içindeki akımların telin yüzeyine doğru itilmesi sonucu kablunun ortasında akımların geçmediği boşluk alan oluşur, bu boşluk alan ile kablunun yarıçapının farkına yüzey derinliği denir. Yüzey derinliği yüksek frekanslı akımların geçtiği bir kabloda kablunun etkin yüzey kesit alanını bulmak için kullanılır (Şekil 2.13).



Şekil 2.11: Yüzey etkisinin kablo kesiti üzerinde gösterimi.

Yüzey etkisinden kaynaklı olarak kablo kesiti üzerinde oluşan yüzey derinliği  $\delta$  denklemi (2.13)'te verilmiştir. (Erickson ve diğ. , 2001).

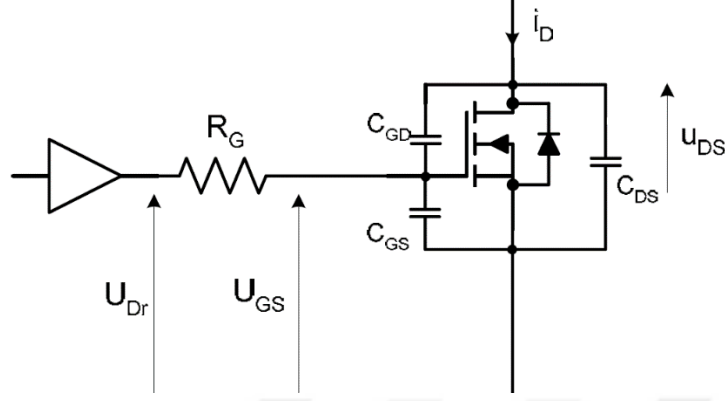
$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot \mu \cdot f}} \quad (2.13)$$

Yüzey etkisi sonucu oluşan yeni direnç değerinin denklemi (2.14)'de verilmiştir. (Erickson ve diğ. , 2001).

$$R_{AC} = \frac{h}{\delta} \cdot R_{DC} \quad (2.14)$$

Tam köprülü dönüştürüşeler de kullanılan anahtarlama elemanı Mosfetlerin ve tam doğrultucuda kullanılan diyotların kayıpları iki kategoride hesaplanır bunlar iletim kayıpları ve anahtarlama kayıplarıdır. N kanallı Mosfetin gösterimi Şekil 2.12'de gösterilmiştir. Bu şekilde  $U_{DR}$  Mosfet sürücünün çıkış gerilimi  $U_{GS}$  Mosfetin gate gerilimi olarak ayrı ayrı gösterilmiştir. Çünkü Mosfet sürücü çıkışına bağlanan direncin Mosfet anahtarlama kayıplarında büyük etkisi

bulunmaktadır. Bir Mosfetin kayıpları hesaplanır iken içerisinde bulunan diyotun kayıplarının da hesaba katılması gerekmektedir.



Şekil 2.12: Mosfet eş değer devresi (Infenion, 2006).

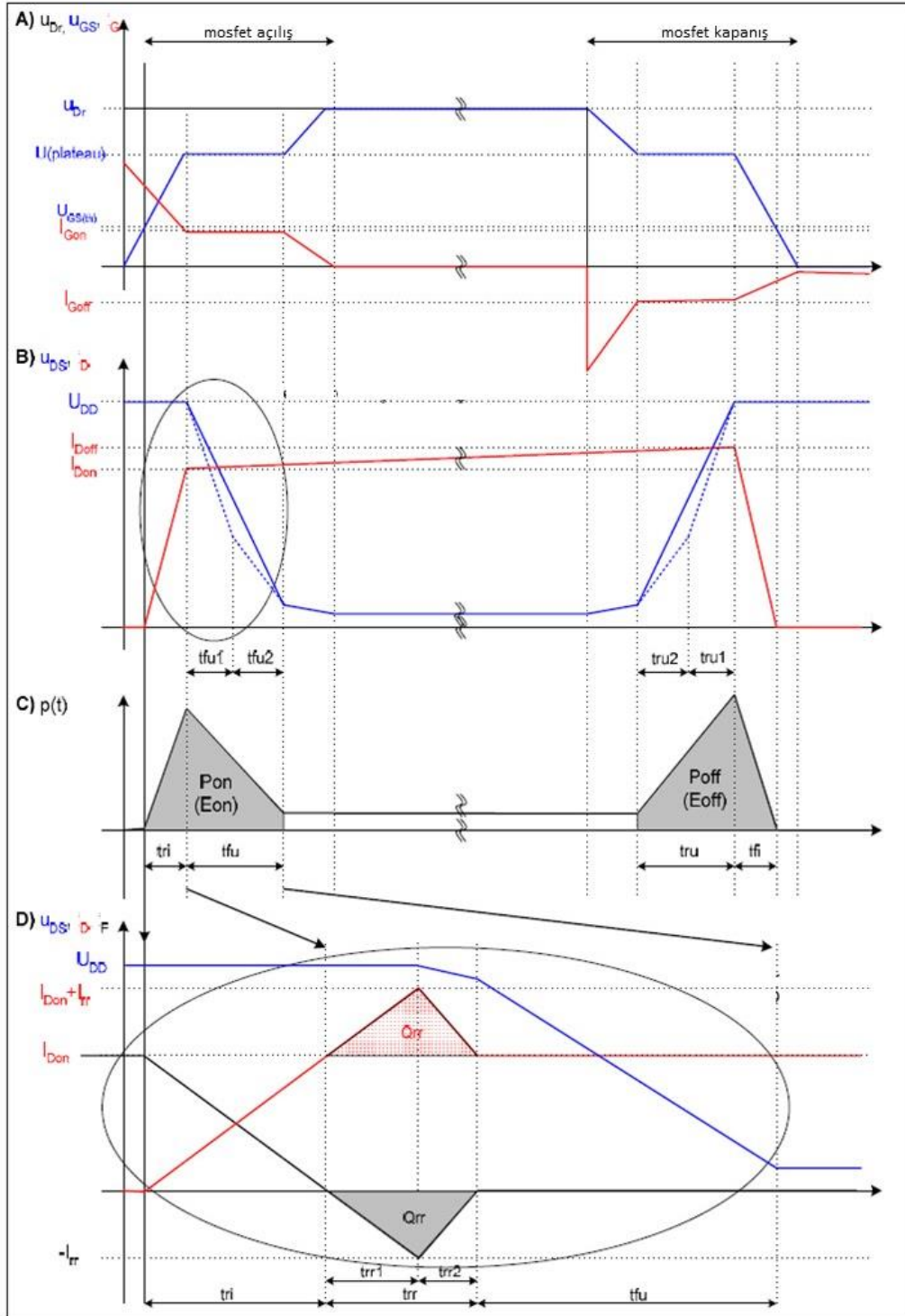
Mosfet ve diyotun iletim kayıpları Infenion(2006) uygulama notu içerisinde bulunan denklemler ile hesaplanabilir.

$$P_{CD} = U_{D0} \cdot I_{Fav}(t) + R_D \cdot I_{Frms}^2 \quad (2.15)$$

$$P_{CM}(t) = R_{DS(on)} \cdot I_{Drms}^2 \quad (2.16)$$

Yukardaki denklemlerde verilen Mosfetin  $R_{DS(on)}$  değeri Mosfetin dökümanında bulunmaktadır. Diyotun  $R_D$  değeri ise ters diyotun akım, gerilim eğrisine çizilen eğrinin eğiminden bulunmaktadır.

Bir Mosfetin anahtarlama anındaki gerilim ve akım değerlerinin zaman düzlemindeki grafikleri Şekil 2.13' ile gösterilmiştir. Gate sürücü gerilim değerini 0'dan  $U_{DR}$  değerine arttırdığında Mosfet gate(geçit) gerilimi ilk olarak 0'dan Mosfet eşik gerilim değeri olan  $V_{GS(th)}$  değerine ulaşmaktadır. Bu süre zarfı boyunca Mosfet akımı ve gerilimi sabit kalmaktadır. Gate gerilimi  $U(plateu)$  değerine ulaşana kadar geçen süreye akım yükselme zamanı ( $t_{ri}$ ) denmektedir. Bu süre zarfı boyunca Mosfet akımı artar iken Mosfet besleme gerilimi sabit kalmaktadır. Diyotun iletme kapanması için içerisinde bulunan azınlık taşıyıcılarının çıkması gerekmektedir. Bu yüklerin toplamına ( $Q_{rr}$ ) bu değişim olduğu sırada geçen süreye  $t_{rr}$  denmektedir. Mosfet tarafından emilen bu yükler anahtarlama sırasında ayrıca bir kayba sebep olmaktadır.



Şekil 2.13: Mosfet anahtarlama anındaki geçişin gösterimi (İnfenion, 2006).

Diyot iletme kapandıktan sonra  $U_{DS}$  Mosfet geriliminin 0'a düşene kadar geçen süre  $t_{fu}$  ile gösterilmektedir. Gerilim düşümünün eğrisi geçit-savak kapasitesine ( $C_{GD} = C_{rSS}$ ) bağlıdır. Bu kapasite dolmuş süresi boyunca doğrusal olarak değişmediği için 2 nokta alınarak  $t_{fu}$  süresi  $t_{fu1}$

ve  $t_{tr2}$  olmak üzere ikiye ayrılarak hesaplanmıştır. Bu gerilim düşümündeki doğrusal olmayan değişim Şekil 2.13(b) bölümünde gerilim sinyali üzerinde gösterilmiştir. Bu süre zarfı boyunca Mosfet akımı yaklaşık olarak sabit iken gerilim azaldığı için harcanan enerji zaman ile azalmaktadır. Bu geçiş süresinde harcanan anahtarlama enerjisinin değişimi Şekil 2.12(c) bölümünde gösterilmiştir. Aynı anahtarlama kaybı Mosfetin kapalı konuma geçmesi için de geçerlidir. Ancak Mosfet kapanışındaki diyot kaybı ihmal edilmektedir. Bu değerlerin hesaplanmasında kullanılan denklemler dökümanında verilmiştir (Infenion,2006).

$$I_{Gon} = \frac{U_{Dr} - U_{(plateu)}}{R_G} \quad (2.17)$$

$$t_{fu} = \frac{t_{fu1} + t_{fu2}}{2} \quad (2.18)$$

$$t_{fu1} = (U_{DD} - R_{DSon} \cdot I_{Don}) \cdot \frac{C_{GD1}}{I_{Gon}} \quad (2.19)$$

$$t_{fu2} = (U_{DD} - R_{DSon} \cdot I_{Don}) \cdot \frac{C_{GD2}}{I_{Don}} \quad (2.20)$$

$$I_{Goff} = -\frac{U_{(plateu)}}{R_G} \quad (2.21)$$

$$t_{ru} = \frac{t_{ru1} + t_{ru2}}{2} \quad (2.22)$$

$$t_{ru1} = (U_{DD} - R_{DSon} \cdot I_{Don}) \cdot \frac{C_{GD1}}{I_{Goff}} \quad (2.23)$$

$$t_{ru2} = (U_{DD} - R_{DSon} \cdot I_{Don}) \cdot \frac{C_{GD2}}{I_{Goff}} \quad (2.24)$$

$$E_{onM} = U_{DD} \cdot I_{Don} \cdot \frac{t_{ri} + t_{fu}}{2} + Q_{rr} \cdot U_{DD} \quad (2.25)$$

$$E_{onD} = \frac{1}{4} \cdot Q_{rr} \cdot U_{Drr} \quad (2.26)$$

$$E_{offM} = U_{DD} \cdot I_{Doff} \cdot \frac{t_{ru} + t_{fi}}{2} \quad (2.27)$$

$$P_{swM} = (E_{onM} + E_{offM}) \cdot f_{sw} \quad (2.28)$$

$$P_{swD} = (E_{onD} + E_{offD}) \cdot f_{sw} \cong E_{onD} \cdot f_{sw} \quad (2.29)$$

Toplam Mosfet kaybı bulunur iken Mosfet iletim kaybı ve anahtarlama kaybı ile diyotun iletim kaybı ve anahtarlama kaybı toplanarak bulunur (2.30).

$$P_{toplam} = P_{CM} + P_{swM} + P_{CD} + P_{swd} \quad (2.30)$$



### 3. MALZEME VE YÖNTEM

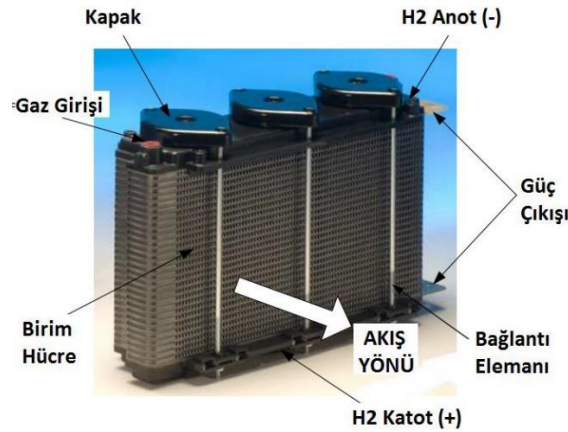
#### 3.1. YAKIT PİLİ VE SÜPERKAPASİTÖR MODÜLÜ

Yüksek lisans tez çalışmasında kullanılan yakıt pili İstanbul Üniversitesi Cerrahpaşa Hidrojen Enerjili Araç Takımı (HİDROİST) bünyesinde kullanılan yakıt pilidir. Yakıt pilinin yapımında BALLARD firmasının FCgen-1020ACS hücrelerinden 46 adet kullanılmıştır. Bu yakıt pili hücrelerine ait özellikler Tablo 3.1’de gösterilmiştir.

**Tablo 3.1:** FCgen-1020 ACS özellikleri (Ballard, 2018).

Tür	PEMFC	
Karakteristik Performansı	Nominal Gücü	43 W
	Nominal Akım	65 A
	DC Gerilim	660 mV
Yakıt	Hidrojen Gazı	%99.95 saflıkta
	Yakıt Gaz Basıncı	0.16-0.56 bar
	Nominal Güç Yakıt Akış Hızı	0.5 slpm
Oksidant/Soğutucu	Soğutucu	Hava
	Nominal Güçte Soğutucu Akış Hızı	≈50 slpm
Sıcaklık	Kullanım Sıcaklığı	-40 °C – 70 °C
	Başlangıç Sıcaklığı	-10 °C – 70 °C

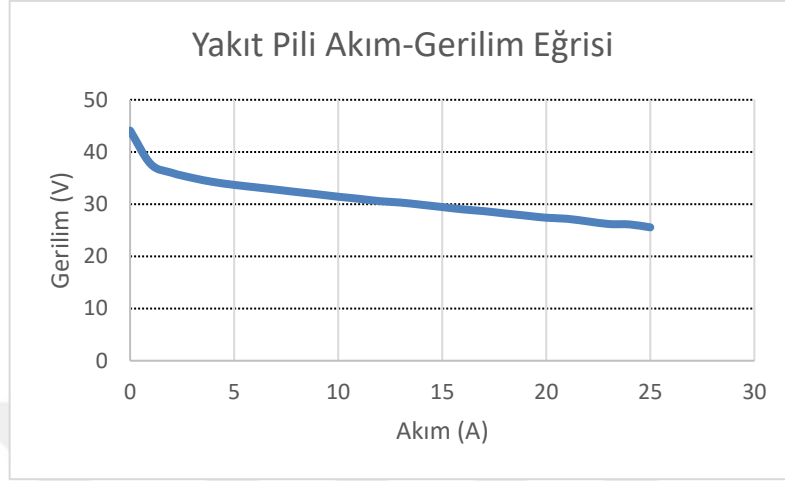
46 adet hücrenin birleştirilmesinde ayarlı tork anahtarı kullanılmıştır. Şekil 3.1’de kullanılan yakıt pili gösterilmiştir



**Şekil 3.1:** Yakıt pili görünümü

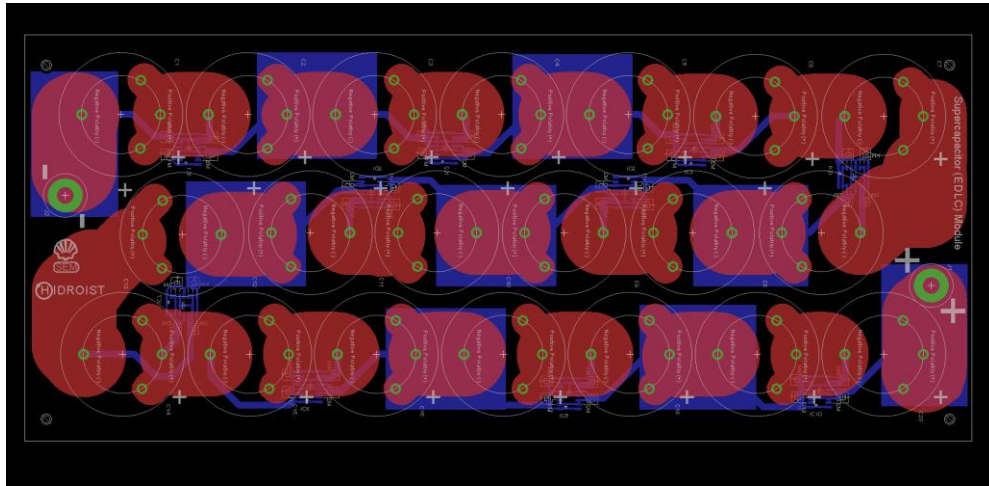
Kullanılan yakıt pilinin çıkış akımı ve gerilimi eğrisi Şekil 3.2 ile verilmiştir. Şekil 3.2’de gösterilen grafik elde edilir iken yakıt pili kontrol kartının beslemesi yakıt pili tarafından değil

harici güç kaynağı ile verilmiştir. Yakıt pili kontrol kartının 4 adet fan, hidrojen gazı besleme valfi ve besleme rölesi açık iken harcadığı maksimum güç 6 W olarak ölçülmüştür.



**Şekil 3.2:** Yakıt pili akım gerilim eğrisi.

Bu tez kapsamında Hidroist takımının önceki yıllarda yaptığı süperkapasitör modülü kullanılmıştır. Süperkapasitör olarak Vinatech firmasının VEC3R0 seçilmiştir. 2 taraflı pcb üzerinde 20 adet seri bağlanarak 3 adet modül oluşturulmuştur. Oluşturulan PCB'lerin gerber görüntüsü Şekil 3.3 ile gösterilmiştir.



**Şekil 3.3:** Süperkapasitör modülünün PCB görüntüsü

Kullanılan süperkapasitörler 360 F değerlidir. Bu sebeple 20 adet seri süperkapasitörden oluşan her bir modülü 18 F kapasite değerine sahiptir. Kullanılan kapasitörlerin maksimum gerilimi 2.7 V toplam modülün maksimum şarj kapasitesi 54 V değerinde olmaktadır. Yapılan deneyler sırasında kullanılan yakıt pil 46 hücreli olduğu için modülün maksimum şarj



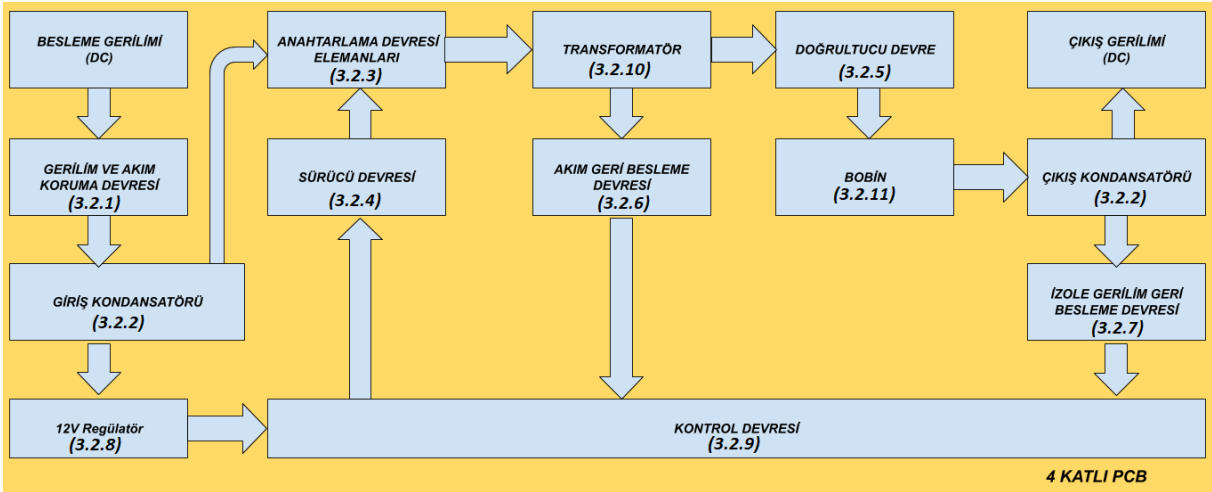
kapasitesini aşması gibi bir durum söz konusu olmamaktadır. Tez çalışmasında yapılan deneylerde 3 adet süperkapasitör modülü kullanılmıştır. Yakıt piline paralel bağlanan toplam kapasite değeri 54 F olmaktadır.



**Şekil 3.4:** 3 adet süperkapasitör modülünün gösterimi.

### 3.2 TAM KÖPRÜLÜ DÖNÜŞTÜRÜCÜ

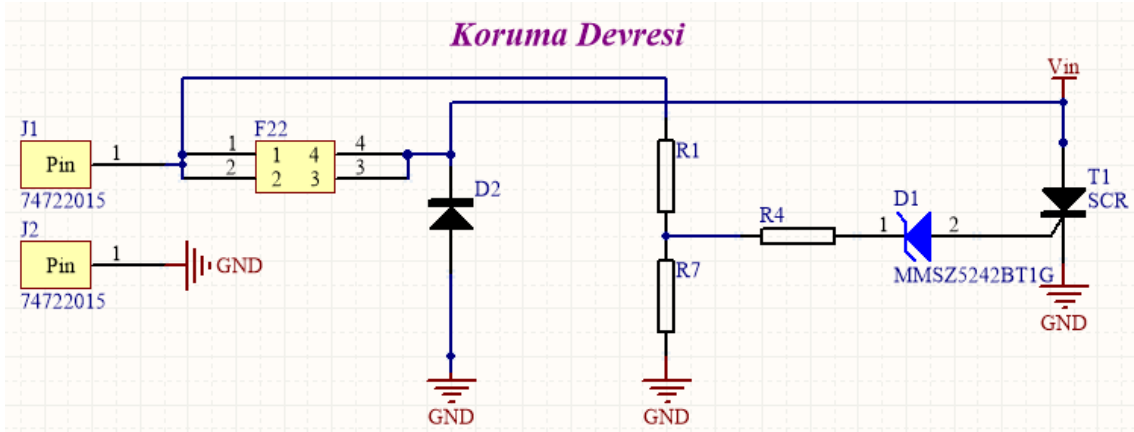
Tez kapsamında bir tam köprülü dönüştürücü tasarımı ve gerçekleştirilmesi yapılmıştır. Bu tez kapsamında gerçekleştirilmesi yapılan tam köprülü dönüştürücüde kullanılan ekipmanların daha iyi anlaşılabilmesi için bir tam köprülü dönüştürücünün blok diyagramı Şekil 3.5'te verilmiştir.



Şekil 3.5: Tam köprülü dönüştürücü blok diyagramı

### 3.2.1 Gerilim ve Akım Koruma Devresi

DC-DC girişinde kullanılan koruma devresi Şekil 3.4'ile gösterilmiştir. Altium şematığı ile gösterilen devrede F22 ile gösterilen sigorta Key Stone firmasının 30 amperlik bıçak-sigorta (Blade-Fuse) model sigortasıdır. D2 ile gösterilen diyot ise ters gerilim koruması için kullanılmaktadır. Infineon firmasının IDB30E120ATMA1 modelli diyotu ters gerilim koruması için kullanılmıştır. Bu diyotun anlık geçirebildiği maksimum akım 550 A değerindedir, böylelikle besleme gerilimi ters verildiğinde giriş diyot üzerinden kısa devre olarak giriş sigortasını attırabilmektedir. Yüksek akım geçtiğinde yanmaması için bu derece yüksek akım değerine sahip diyot kullanılmıştır. Aşırı gerilim koruması için Littelfuse firmasının S6055NRP modelli tristör kullanılmıştır. Giriş gerilimine bağlı R1 ve R7 gerilim bölücü dirençleri sonucunda oluşturulan gerilim ile tetiklenen tristör giriş gerilimini kendi üzerinden kısa devre yaparak giriş sigortasını attırmakta böylelikle devrenin kalanına yüksek gerilim gitmesini engellemektedir.



Şekil 3.6: Aşırı akım, ters gerilim ve yüksek gerilim koruma devresi.

### 3.2.2 Giriş ve Çıkış Kondansatörü

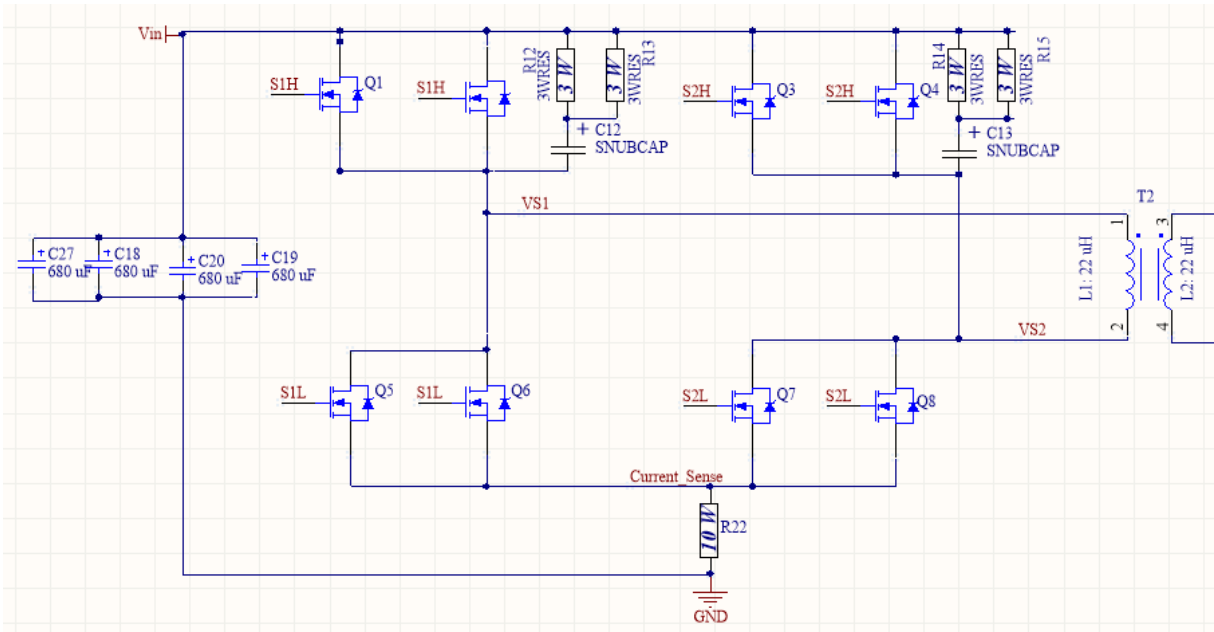
DC-DC dönüştürücünün giriş kondansatörünün minimum değeri olmasına rağmen maksimum değerini sınırlayan belirli bir durum yoktur. Bu sebeple 2.5 'te verilen denklem kullanılarak 1.56 mF bulunmasına rağmen giriş kapasitesi olarak 2.72 mF kapasite kullanılmıştır. Bu kapasite değerini oluşturmak için EPCOS firmasının B41858C9687M000 model elektrolitik kondansatöründen 4 adet kullanılmıştır. Bu kondansatörünün maksimum dayanım gerilimi 100 V ve kapasitesi 680 uF tır. 10 kHz frekansındaki ESR değeri 44 mOhm dur. Kapasite Şekil 3.7 ile gösterilmiştir.



Şekil 3.7: Elektrolitik kondansatörünün gösterimi.

### 3.2.3 Anahtarlama Devresi Elemanları

Anahtarlama devresi olarak H köprüsü anahtarlama devresi kullanılmıştır. Ancak anahtarlama devresinin gücünün artması için Mosfetler ikişerli kullanılmıştır. Mosfetlere alüminyum soğutucu bağlanmış ve H köprüsünün iyi ayrı 2 ayrı sönümlendirici (Snubber) devresi konmuştur. Sönümlendirici devre olarak R-C sönümlendirici seçilmiştir. Anahtarlama devresi Şekil 3.8 ile gösterilmiştir.



Şekil 3.8: Anahtarlama devresi gösterimi.

Anahtarlama devresinde Infineon firmasının IPP048N12N3 G modeli N kanallı Mosfeti kullanılmıştır. Mosfete ait bazı parametreler Tablo 3.2’de verilmiştir.

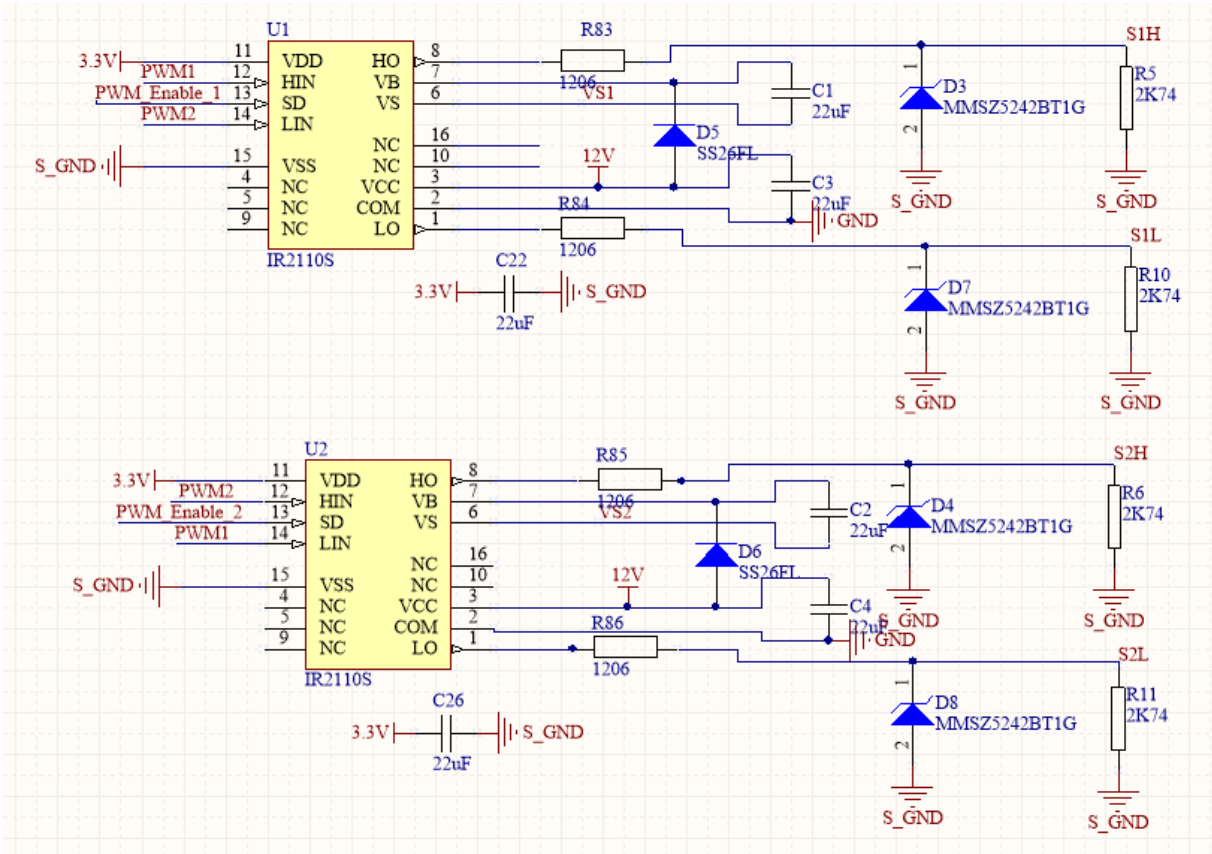
**Tablo 3.2:** Mosfet parametrelerinin gösterimi.

Parametre	Sembol	Ölçüm Şartları	Değer	Birim
Sürekli akım değeri	$I_D$	$T_c = 25\text{ }^\circ\text{C}$	100	A
Maksimum gerilim değeri	$V_{DS}$	$V_{GS} = 0\text{V}, I_D = 1\text{ mA}$	120	V
Açılış gecikme süresi	$t_{d(on)}$	$V_{DD} = 60\text{ V}, I_D = 100\text{ A}$	31	ns
Yükselme Süresi	$t_r$	$V_{DD} = 60\text{ V}, I_D = 100\text{ A}$	55	ns
Kapanış gecikme zamanı	$t_{d(off)}$	$V_{DD} = 60\text{ V}, I_D = 100\text{ A}$	64	ns
Düşüş zamanı	$t_f$	$V_{DD} = 60\text{ V}, I_D = 100\text{ A}$	19	ns
Besleme-kaynak direnci	$R_{DS(on)}$	$V_{GS} = 10\text{ V}, I_D = 100\text{ A}$	4.8	$\text{m}\Omega$

Ayrıca Mosfetlerin her birine soğutucu takılmıştır. H köprüsünün iki ucuna da bağlanan RC sönümleyici devrede 2 adet 3 W'lık direnç ve kondansatörden oluşmaktadır. Kullanılan dirençler Vishay firmasının metal film dirençlerindedir. Kullanılan dirençler 56  $\Omega$  değerindedir. Sönümleyici devresinde kullanılan kondansatörlerin bipolar olması ve yüksek gerilimlere dayanmaları gerekmektedir. Bu sebeple Illinois kondansatör firmasının maksimum 310 V gerilime dayanabilen 47 nF kapasiteli kondansatörlerinden kullanılmıştır. Anahtarlama devresinin en altında ayrıca giriş anahtarlama akımının ölçülmesinde kullanılan bir adet şönt (shunt) direnç bulunmaktadır. Şönt direnç olarak Ohmite firmasının akım ölçüm devreleri için özel üretilen FCSL serisine ait 10 W güç değerine sahip 6  $\text{m}\Omega$  değerlikli SMD direnci kullanılmıştır.

### 3.2.4 Sürücü Devresi

Sürücü devresinde Mosfet sürücüsü olarak Infenion firmasının IR2110 entegresi kullanılmıştır. PCB üzerinde diğer katlardaki yollar ile birleşmemesi için SOİC-16 SMD kılıfı seçilmiştir. IR2110' un açılış gecikmesi süresi maksimum 150 ns değerindedir. Bunun ile birlikte kapı sürüş akımı 2 amperdir. Sürücü devresinin Altium programına ait şematığı Şekil 3.9'da verilmiştir.



Şekil 3.9: Sürücü devresinin şematik gösterimi.

R83, R84, R85 ve R86 ile gösterilen Mosfet kapı dirençler üzerinden anlıkta olsa yüksek akımlar geçeceği için kılıfları diğer dirençlerden büyük olarak 1206 kılıf seçilmiştir. Bu dirençlerin hepsinin değeri  $3.16 \Omega$  olarak seçilmiştir. D3, D4, D7 ve D8 ile gösterilen 12V zener diyotlar Mosfet sürücünün bozulması durumunda koruma için kullanışlılardır D5 ve D6 ile gösterilen diyotlar ON Semiconductor firmasının SS26FL modeli Schottkydiyotlarıdır. SS26FL 60 V gerilim değerine ve 2 amper akım değerine sahiptir. C1, C2, C3 ve C4 ile gösterilen kondansatörler Samsung firmasının düşük ESR'li SMD kondansatörlerindedir ve 22 uF kapasiteye sahiptirler.

### 3.2.5 Doğrultucu Devre

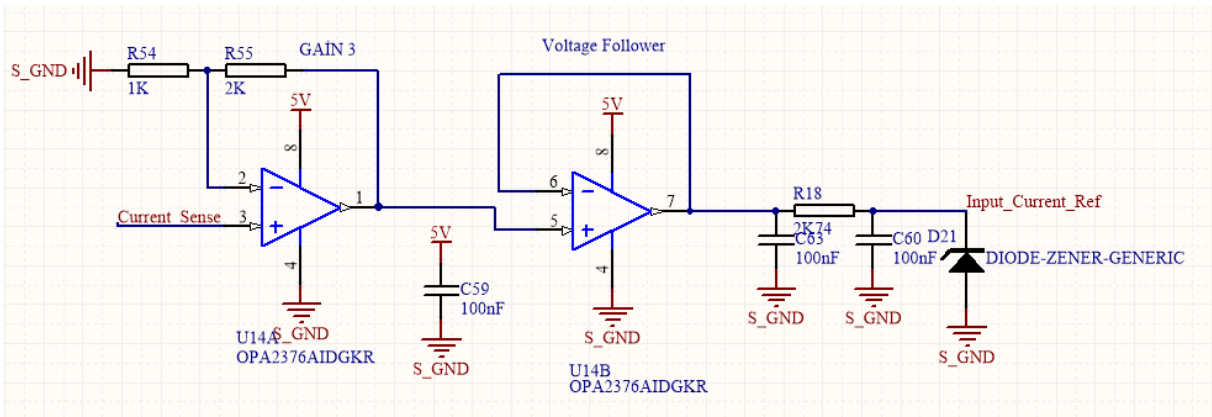
Anahtarlama devresi ile üretilen AC gerilimin trafo ile kuvvetlendirilmesi sonucu oluşan gerilim tam doğrultucu devre ile DC gerilimi dönüştürülmektedir. Bu doğrultucunun anahtarlama frekansı 50 kHz olduğu için doğrultucuda kullanılan diyotlar Schottkydiyot olması gerekmektedir. Aynı zamanda sürekli 10 A akımda da çalışması gerekmektedir. Bu değerler göz önünde bulundurularak Microsemi firmasının APT60S20B modeli Schottkydiyotu seçilmiştir. Diyotun kullanılan Mosfetlerin kılıfına kıyas ile daha büyük TO-247 kılıftır. Ayrıca 4 diyota da birer soğutucu eklenmiştir. Bunlara ek olarak DC-DC dönüştürücünün üzerinde tam doğrultucu devreyi soğutması için bir adet 4 W güç değerine sahip fan kullanılmıştır. Kullanılan diyota ait parametreler Tablo 3.3’de verilmiştir.

**Tablo 3.3:** APT60S20B parametrelerinin gösterimi.

Sembol	Parametre	Koşul	Değer	Birim
$V_R$	Maksimum DC Ters Gerilim		200	V
$I_{F(AV)}$	Maksimum Ortalama İletim Akımı	$T_c = 123^\circ\text{C}, D = 0.5$	75	A
$E_{val}$	Çığ Enerjisi	2A	60	mJ
$V_F$	İletim Gerilimi	$I_F = 120 \text{ A}$	0.98	V
$t_{tr}$	Geri Dönüşüm Zamanı	$I_F = 60 \text{ A}, V_R = 133 \text{ V}$	100	ns
$Q_{tr}$	Geri Dönüşüm Yüğü	$I_F = 60 \text{ A}, V_R = 133 \text{ V}$	160	nC
$I_{RRM}$	Maksimum Geri Dönüşüm Akımı	$I_F = 60 \text{ A}, V_R = 133 \text{ V}$	27	A

### 3.2.6 Akım Geri Besleme Devresi

Anahtarlama devresinde H köprüsü devresinin altındaki Mosfetlerin kaynak ucuna bağlanan şönt direnç akım geri besleme devresinin en önemli ekipmanlardan biridir. DC-DC çalışması sırasında anahtarlama akımı bu direncin üzerinden geçer ve Ohm yasası ile direnç üzerinden oluşan gerilim kuvvetlendirilerek kontrol devresindeki mikro denetleyici ile ölçülür. Bu direnç üzerinde oluşan gerilim genellik ile düşük bir gerilim olur bu sebeple kuvvetlendirme devrelerinin gürültüye karşı çok hassas olmaları gerekmektedir. Bu tez kapsamında yapılan tam köprülü dönüştürücüde kullanılan akım geri besleme devresi Şekil 3.10'da verilmiştir.



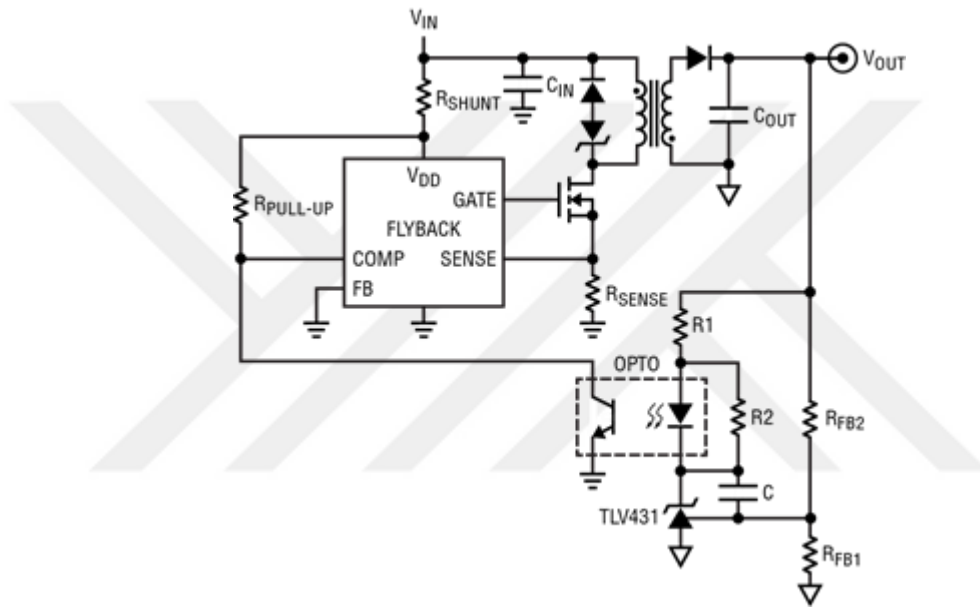
Şekil 3.10: Akım geri besleme devresi Altium şematığı.

Giriş offset(kaçıklık) geriliminin ve giriş gerilimi gürültüsünün az olması sebebiyle Texas Instruments firmasının OPA2376 entegresi kullanılmıştır. Bu entegre içerisinde 2 adet Op-Amp bulunmaktadır. Bu sebeple bir adet evirmeyen kuvvetlendirici devresi ve onu takiben 1 adet gerilim izleyici devre kullanılmıştır. Kuvvetlendirici entegresinin kazanç-bant genişliği katsayısının 5 MHz değerindedir. Anahtarlama ile oluşan akımın yükselen ve düşen kenarlarının bozulmaması istendiği için kuvvetlendirici kazancı 3 seçilmiştir. Gerilim izleyici devresi ile de kuvvetlendiricinin çıkış direnci azaltılarak kuvvetlendiricinin tepki süresi arttırılmıştır. OPA2376 'nın eğim oranı (Slew Rate) 2 V/us ve açık çevrim kazancı 126 dB değerindedir. Entegrenin SOIC-8 SMD kılıfı seçilmiştir.



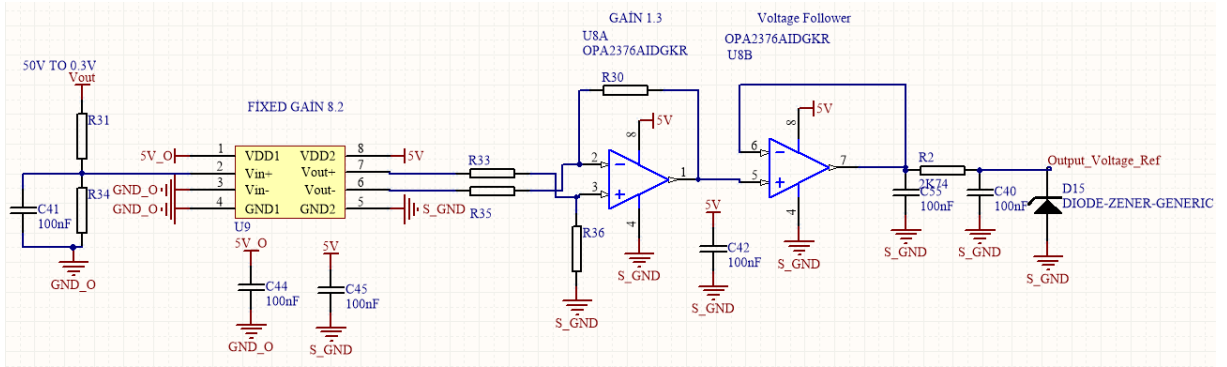
### 3.2.7 İzole Gerilim Geri Besleme Devresi

İzole gerilim ölçmek için yaygın olarak kullanılan 3 yöntem bulunmaktadır. Bunların ilki çıkış gerilimi üzerinde bir gerilim bölümü devre oluşturup, ayarlanan gerilim ile bir optokuplör sürerek trafonun girişine geri besleme sinyali göndermektir (Şekil 3.11). Bir diğer izole gerilim ölçüm yöntemi dijital haberleşmeli gerilim ölçüm entegresi kullanmak ( Örn. ADS8319) ve başka bir izole haberleşme entegresi (Örn. ADuM1250 ) kullanarak entegreden ölçüm bilgilerini almaktadır.



Şekil 3.11: Optokuplör izole geri besleme sinyali devresi(Analog Devices, 2019).

Ancak Şekil 3.11’ de gösterilen uygulamada sabit bir geri besleme sinyali oluşturulduğu için çıkış gerilim değeri değiştirilmek istediğinden donanımsal olarak direnç değerlerinin değiştirilmesi gerekmektedir. İkinci yöntemde ise 2 ayrı entegre kullanılması gerekmektedir. Bu sebepler göz önüne alınarak bu tez çalışmasında kullanılan izole gerilim geri besleme devresinde diferansiyel izole kuvvetlendirici entegresi kullanılmıştır. Böylelikle ise çıkış gerilim yazılımsal olarak istenen değere sabitlenebilmektedir. Kullanılan geri besleme devresinin Altium şematiği Şekil 3.12’ de gösterilmiştir.



**Şekil 3.12:** İzole çıkış gerilimi geri besleme devresi.

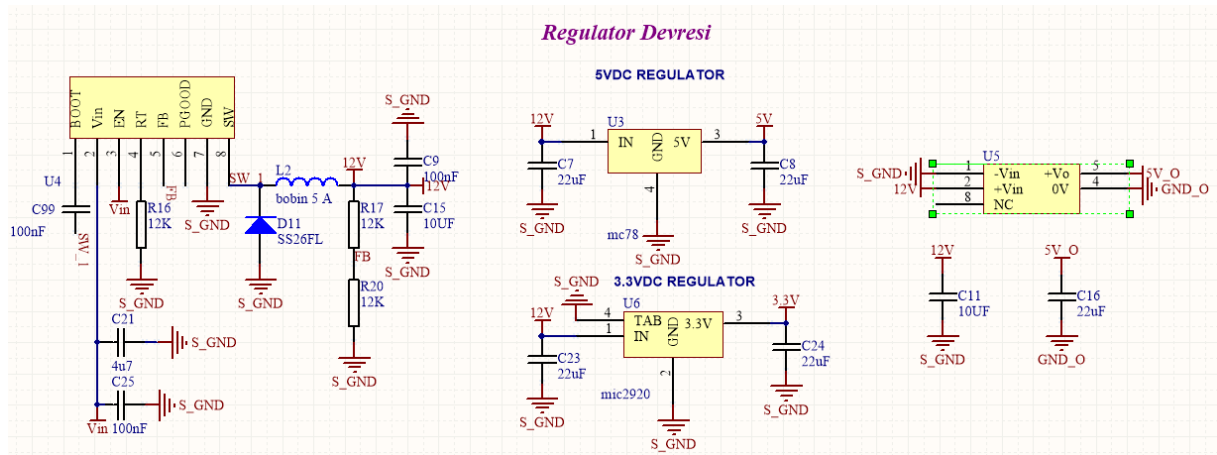
Giriş gerilimine bağlı gerilim bölücü deresi izole OPAMP'a bağlanmaktadır. İzole OPAMP olarak Toshiba firmasının TLP7820 entegresi seçilmiştir. Bu entegre diferansiyel girişi diferansiyel çıkış olarak sabit 8.2 kazancı ile kuvvetlendirmektedir. Bu entegrenin çıkışına akım geri besleme devresinde de kullanılan OPA2376 OPAMP'ı kullanılmıştır. Evirmeyen kuvvetlendiricinin kazancı 2 olacak şekilde ayarlanmıştır. Kuvvetlendirici çıkışına her hangi bir arıza durumunda mikro denetleyiciyi yüksek gerilimden korumak için zener diyot eklenmiştir.

### 3.2.8 12 V Regülatör

Tam köprülü dönüştürücüde kullanılan fanlar, Mosfet sürücünün beslemesi 12V, kuvvetlendirici devrelerinin beslemesi 5 V, mikro denetleyicinin beslemesi ise 3.3 V değerindedir. Bu sebeple giriş gerilimini giriş gerilimini 12 V değerine dönüştüren bir regülatör, 12 V u 5 V değerine dönüştüren bir regülatör ve 12 V'u 3.3 V'a dönüştüren bir regülatör bulunmaktadır. Ayrıca izole kuvvetlendirici entegresinin beslemesi için 5 V çıkış gerilimine sahip izole regülatör kullanılmıştır. 12 V regülatör için TEXAS Instruments firmasının LMR16010 düşürücü dönüştürücü entegresi kullanılmıştır. Tam köprülü dönüştürücü üzerinde 12 V ile beslenen devre elemanlarının harcadıkları güç hesaplandığında iki fan toplam 8 W güç harcamakta ve diğer devre elemanları yaklaşık 1 W toplam 9 W harcamaktadır. Bu sebeple LMR16010 entegresi bu tez çalışması için ideal bir seçim olmaktadır. Entegre içerisindeki Mosfet ile 12 W sürekli çıkış gücü sağlayabilmektedir. Özelikle bu entegrenin seçilmesinin bir diğer nedeni ise 4.3 – 60 V giriş gerilim aralığına sahip olmasıdır. Yakıt pili gerilimi 46 V değerinden 23 V değerlerine kadar değiştiği için giriş gerilimi değerlerinde çalışabilecek bir entegre seçilmiştir. LMR16010 regülatör devresinde harici olarak Mosfet sürücülerde de kullanılan SS26FL diyotu ve Bourns firmasının SRN1060-180M isimli 5 A değerlikli bobini

kullanılmıştır. Kullanılan diğer bütün dirençler %1 hassasiyete sahip SMD 0603 kılıf dirençlerdir.

12 V regülâtörünün çıkışında 2 adet lineer regülâtör kullanılmıştır. 5V çıkış gerilim üretimi için ON Semi firmasının MC78 isimli regülâtörü, 3.3 V çıkış gerilim üretimi için Microchip firmasının MIC2920 isimli entegresi kullanılmıştır. Bu entegrelerin ikisi de SMD SOT-223 kılıfa sahiptir. Bunlara ek olarak diferansiyel OPAMP beslemesi için gereken izole 5 V gerilimi için Minmax firmasının MSCU01M modeli entegresi kullanılmıştır. Regülâtör katının şematığı Şekil 3.13' de verilmiştir.



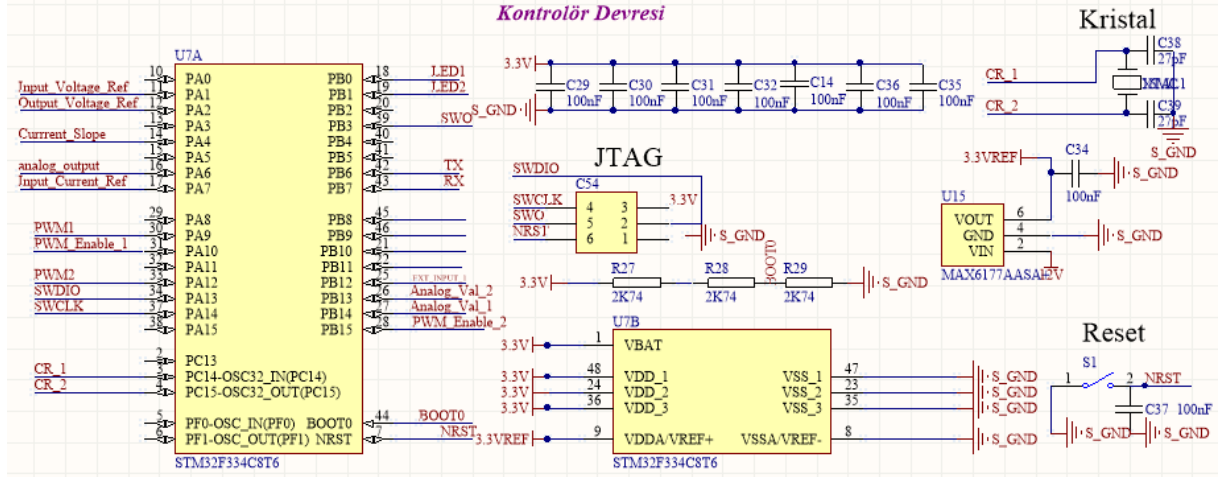
Şekil 3.13: 12 V, 5 V, 3.3 V ve izole 5 V regülâtör devresi.

Regülâtörlerin hepsinin örnek şematığında farklı çıkış ve giriş kapasite değerleri verilse de 22 uF istenen değerlerin hepsinden büyük olduğu için sabit olarak bütün regülâtörlerin giriş ve çıkışında 22 uF kullanılmıştır.

### 3.2.9 Kontrol Devresi

Kontrol devresi içerisinde bulunan mikro denetleyici ST firmasının ARM tabanlı STM32F334C8T6 isimli mikro denetleyicisidir. Mikro denetleyicinin bağlantıları Şekil 3.14' de gösterilmiştir. Mikro denetleyicinin analog gerilim ölçüm için referans pini olan VREF+ pinin beslemesi için gerilim hassasiyeti yüksek referans 3.3 V referans entegresi kullanılmıştır. Referans entegresi için Maxim firmasının MAX6177AASA+ isimli referans gerilim entegresi seçilmiştir. MAX6177AASA+ entegresinin 3.3 V çıkış verirken ki maksimum çıkış gerilimi dalgalanma değeri  $3.8 \mu V$ 'tur. Bu entegre kullanılarak gerilim ölçüm hassasiyeti arttırılmıştır.

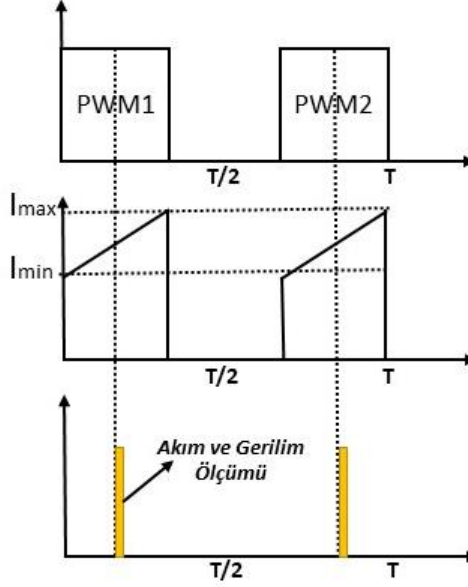
Bunun yanı sıra mikro denetleyici firmasının da önerdiği gibi 7 adet ayırıcı (decoupling) kondansatör kullanılmıştır.



Şekil 3.14: Kontrolör devresi.

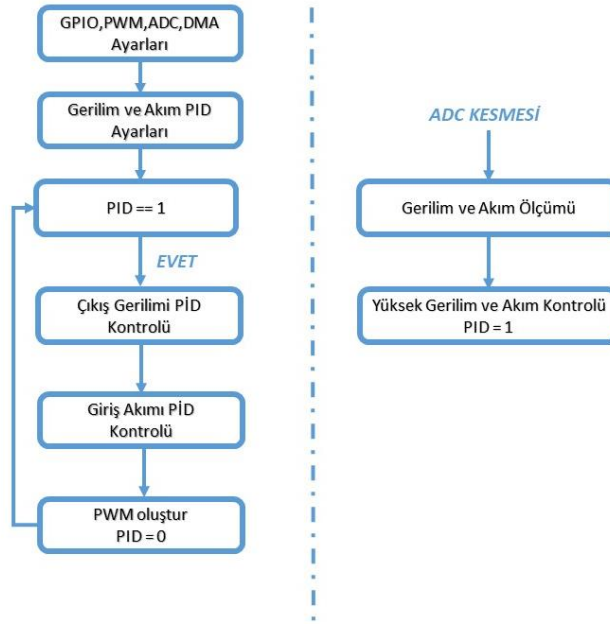
STM32F334C8T6 mikro denetleyicisinin içerisinde 2 adet ADC modülü bulunmaktadır. Bu ADC modüllerinden bir tanesi akım geri beslemesine diğeri ise gerilim geri beslemesine bağlanarak akım ve gerilim ölçümünün eşzamanlı çalışması sağlanmıştır. Bu şekilde yapılan ölçümlere ikili mod (Dual Mode) denmektedir. Bunun yanı sıra ARM tabanlı mikro denetleyicilerde bulunan DMA(Direct Memory Acces) 'te ölçüm verilerinin alınmasında kullanılmıştır. DMA sayesinde yazılım içerisinde ölçümler ADC modülü içerisinden otomatik olarak istenilen bellek adresine yazdırılması sağlanmış böylelikle algoritma hızı arttırılmıştır. PWM sinyallerinin oluşturulması için STM32F334C8T6 içerisinde bulunan TIM1 modülü kullanılmıştır. Bu modülün entegre içerisinde bulunan diğer zamanlayıcı modüllerden çok büyük bir farkı bulunmaktadır. Bu zamanlayıcı modülü ile faz farklı iki PWM sinyali oluşturulabilmektedir. TIM1 modülü sayesinde tam köprülü dönüştürücü için gerekli olan 2 adet PWM sinyalinin daha kolaylık ile oluşturulması sağlanmıştır. STM32F334C8T6 mikro denetleyicisinin seçilmesinin ana sebebi ise mikro denetleyici içerisinde bulunan ADC ve TIM (Zamanlayıcı) modülü birbirlerine bağlanarak 2 modül arasında tetikleme sinyali gönderebilmektedir. Bu özellik sayesinde oluşturulan PWM sinyallerinin darbe genişliklerinin tam orasında ADC modülü tetiklenebilmektedir. Bu sayede akım ve gerilim değerleri PWM sinyalinin darbe genişliğinin tam ortasında alınmıştır. PWM sinyalinin tam ortasında ölçülen akım anahtarlama anında ki giriş akımının ortalamasını vermektedir. Şekil 3.15'te

gösterildiği gibi doğru yerde yapılan ölçüm giriş akımının orta değerini verirken, yanlış yerde yapılan ölçüm giriş akımını sıfır olarak ölçmenize sebep olacaktır.



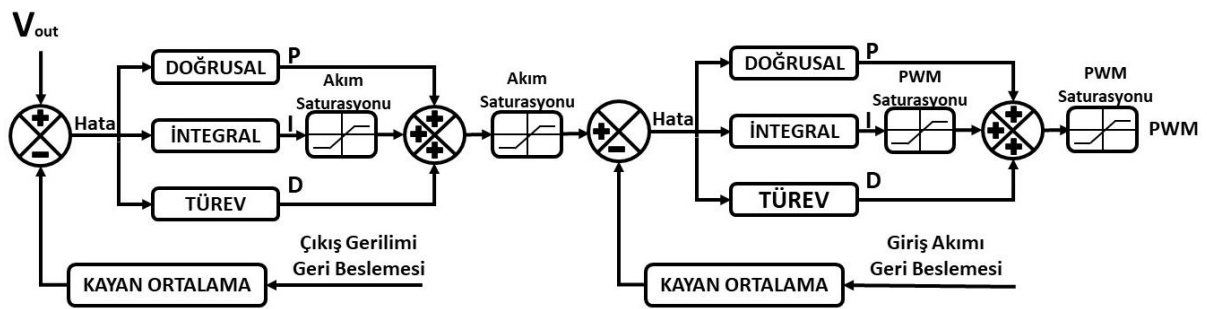
**Şekil 3.15:** Anahtarlama akımı ve PWM sinyallerinin gösterimi.

Mikro denetleyici içerisine yazılım C programlama dili ile yazılmıştır. Yazılım Keil uVision programı kullanılarak yazılmıştır. Keil programı debug modta kod çalışırken program içerisindeki değişkenlerin değerlerini anlık görebilmemize olanak sağlaması büyük avantaj sağlamaktadır. Bu sayede çoğu yazılım hatası kolaylıkla giderilebilmekte ve hata tespiti hızlıca yapılabilmektedir. Tam köprülü dönüştürücünün yazılımında başlangıçta kullanılan PWM,ADC,DMA,GPIO ve TIM ayarları yapılır. Ardından kullanılacak gerilim ve akım PID ayarları yapılır. Ardından PWM ve ADC modülleri eş zamanlı olarak başlatılır. Ardından yazılım ana döngüsü içerisinde PID katsayısının 1 olup olmadığı kontrol edilir. PID katsayısı ise sadece ADC kesmesi ile devreye giren akım ve gerilim ölçüm fonksiyonu sonucu 1'e eşitlenir. Bu sebeple ana döngü ADC kesmesi devreye girdikten sonra ancak çalışır. Ana döngüde PID değeri 1 ise önce gerilim PID' si çalıştırılır. Gerilim ve akım PID' leri çalıştırılır ve algoritma sonucu bulunan darbe genişliği (Duty) değeri ile PWM modülüne girilir. Böylelikle bir sonraki oluşacak PWM sinyali bu çevrim sonucunda belirlenen D değeri ile oluşturulur. Bu algoritma Şekil 3.16' da verilmiştir.



Şekil 3.16: Tam köprülü dönüştürücü yazılım algoritması.

STM32 firmasının yayınladığı DSP Kütüphanesi içerisinde bulunan PID algoritmaları tam olarak istenildiği gibi çalışmadığı için bu algorithmda verilen gerilim ve akım PID kodları başka bir kütüphane kullanmadan yazılmıştır. Bu tez çalışması kapsamında yazılım gerilim ve akım PID algoritmaları Şekil 3.17 ile gösterilmiştir.



Şekil 3.17: Kaskat PID Kontrolü.

İstenen gerilimden geri besleme gerilimi çıkartılarak oluşturulan hata gerilim PID bloğundan geçmektedir. Şekilde gösterilen PID ayrık zamanda olduğu için gerçek zamandaki türev ve integral yerine ayrık zamandaki karşılıkları kullanılmıştır. Her hangi bir t örnekleme anı için doğrusal bloğu içerisinde kullanılan denklem 3.1 ile integral bloğu içerisinde kullanılan

denklem 3.2 ile türev bloğu içerisinde kullanılan denklem 3.3 ile gösterilmiştir. Denklemlerde  $K_p$  doğrusal katsayısını  $K_i$  integral katsayısını,  $K_d$  türev katsayısını göstermektedir.

$$P(t) = K_p \cdot Hata(t) \quad (3.1)$$

$$I(t) = I(t) + \left( \left( (Hata(t) + Hata(t-1))/2 \right) \cdot K_i \right) / T \quad (3.2)$$

$$D(k) = (Hata(t) - Hata(t-1)) \cdot K_d \cdot T \quad (3.3)$$

Gerilim PID bloğu içerisinde integral bloğu çıkışında bulunan akım satürasyonu integral sarmasını (Integral Wind-up) engellemek için kullanılmıştır. Bu Saturasyon olmazsa PID çıkışının maksimuma geldiği durumlarda integral değeri PID bloğu içerisinde bir sınır olmaksızın kümülatif olarak artmakta ve PID algoritmasını bozmaktadır. Gerilim PID bloğunun çıkışı akım PID bloğunun giriş değerini yani sabitlenmek istenen akım değerini vermektedir. Gerilim PID bloğunun çıkışına konulan akım satürasyonu ile giriş akımın çok arttığı durumlarda giriş akımının sabitlenmesi sağlanmıştır. Böylelikle giriş akımının istenen değeri geçtiği durumlarda akım PID bloğunun girişine hep aynı akım değeri gelerek akım değeri istenen değere sabitlenmiştir. Böyle bir durumda gerilim PID'si her zaman sabit bir hata oluşmakta ve çıkış gerilimi istenen değerde olmamaktadır ama giriş akımı belirlenen maksimum akıma sabitlenmektedir. Akım PID bloğunun içinde ve dışında PWM satürasyon bloğu bulunmaktadır. Çünkü bir PWM sinyali içerebileceği maksimum darbe genişliği oranı yüzde 100 ile sınırlıdır. İstenen darbe genişliği yüzde 100 oranından daha fazla olduğun akım PID bloğunun çıkışı 100 değerine sabitlenmektedir. Kullanılan kaskat PID kontrolü içerisindeki katsayılar belirlenir iken öncelikle içerideki döngünün yani akım PID bloğunun katsayıları belirlenmiştir. Bu katsayılar belirlenir iken gerilim PID bloğu iptal edilerek sabit akım değeri kullanılmıştır. Ardından gerilim PID bloğu içerisindeki kat sayılar belirlenmiştir. PID katsayılarının belirlenmesinde ve optimizasyonunda Costa (2011) makalesinde gösterilen manuel ayar tekniği kullanılmıştır. Bu teknik ile katsayıları ayarlamak uzun sürse de beklenen hata miktarları içerisinde optimizasyonu yapılmıştır.

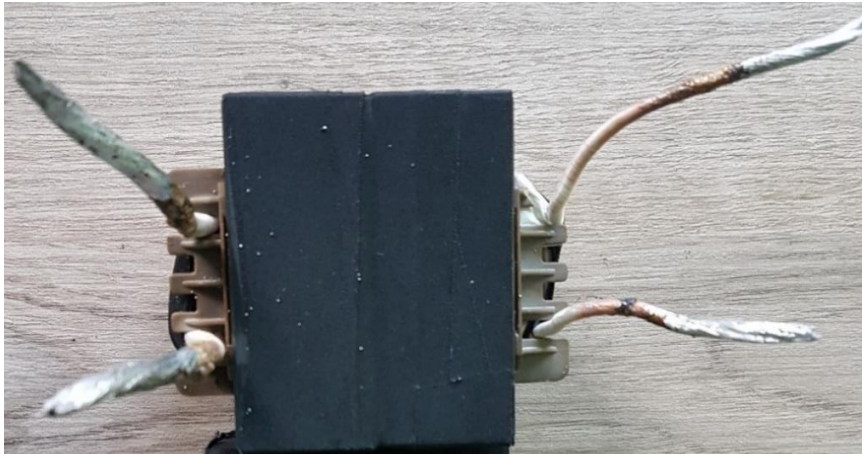
### 3.2.10 Transformatör

Tez çalışmasında kullanılan trafo ve bobinde Litz kablosu kullanılmıştır. Trafonun birincil sargısı DC-DC dönüştürücü içerisinde en çok akımı geçtiği için 0.1 mm çaplı tellerden oluşan 1000 sarımlı Litz kablosu kullanılmıştır. Trafonun ikincil sargısı ve bobin sargısı için ise 0.1 mm çaplı tellerden oluşan 450 sarımlı Litz kablosu kullanılmıştır. Kalın ve ince Litz kablosunun resmi Şekil 3.18’ de verilmiştir.



Şekil 3.18: Üstte 450 sarım altta 1000 sarım Litz kablosu gösterimi.

Litz kablosu içerisinde 0.1 mm çaplı her telin kendi izolasyonu olduğu için kabloları havya ile lehimlemek çok zor olmaktadır. Bu sebeple Litz kabloların lehimlemesinde 150 W güç değerlikli lehim potu kullanılmıştır. Şekilde gösterilen Litz kabloları çok kalın olduğu için trafoların sarımı için yardım alınmış ve firmada sardırılmıştır. Şekil 3.19’ da trafo gösterilmiştir.



Şekil 3.19: : Trafo gösterimi

Tasarlanan traфонun parametreleri Tablo 3.4’ de verilmiştir.



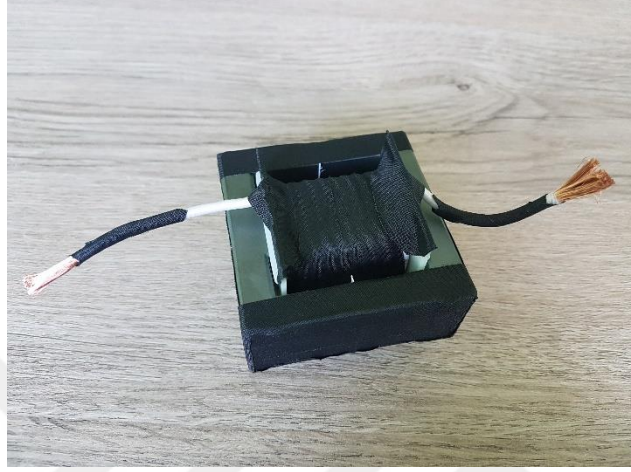
**Tablo 3.4:** Transformatör Özellikleri.

Trafo Bilgileri	
Nüve Konfigürasyonu	4 adet E tipi
Nüve Geometrisi	E_65_32_27
Manyetik Materyal	N87
Manyetik Yol Uzunluğu	147 mm
Pencere Alanı	435 mm <sup>2</sup>
Nüve ağırlığı	394 gram
Nüve Alanı	539 mm <sup>2</sup>
Primer Sarım Sayısı	6
6 Sarımdaki Endüktans Değeri	706 uH
Primer Sargı Direnci	134 mΩ
Primer Tel Çapı	0.1 mm x 1000 adet
Primer Akım	24 A
Sekonder Sarım	16
16 sarımdaki sekonder endüktansı	
Sekonder Sargı Direnci	910 mΩ
Sekonder Tel Çapı	0.1 mm x 450 sarım
Sekonder Akım	10 A

### 3.2.11 Bobin

Bobinin sarımında da trafonun sarımında olduğu gibi üretici bir firma yardımı ile yapılmıştır.

Bobinin kullanıma hazır haldeki fotoğrafı Şekil 3.20’ de gösterilmektedir..



Şekil 3.20: Bobin gösterimi.

Bobinin parametreleri Tablo 3.5’ de verilmiştir.

Tablo 3.5: Bobin özellikleri.

Trafo Bilgileri	
Nüve Konfigürasyonu	2 adet E tipi
Nüve Geometrisi	E_65_32_27
Manyetik Materyal	N87
Manyetik Yol Uzunluğu	147 mm
Pencere Alanı	435 mm <sup>2</sup>
Nüve ağırlığı	394 gram
Nüve Alanı	539 mm <sup>2</sup>
Primer Sarım Sayısı	7
6 Sarımdaki Endüktans Değeri	65 µH (LRC metrenin modelini)
Sargı Direnci	10.5 mΩ
Tel Çapı	0.1 mm x 45 adet
Sargı Akımı	10 A

### 3.2.12 PCB Çizimi

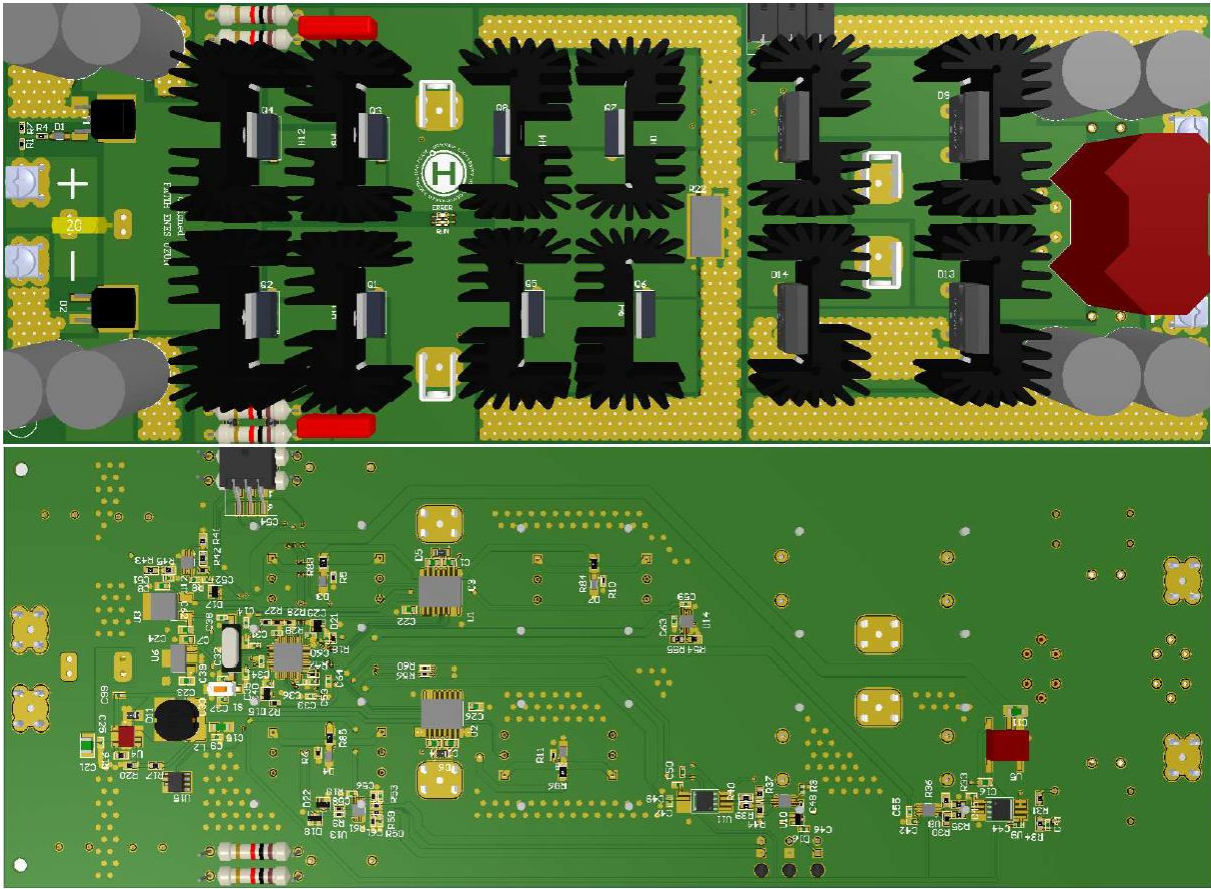
DC-DC dönüştürücü tasarımında PCB çizimi çok kritiktir. PCB çiziminde yapılan temel hata PCB üzerindeki sinyal yolları üzerinde istenmeyen gürültülere sebep olabilmektedir. Bu istenmeyen gürültüler DC-DC dönüştürücünün yanlış çalışmasına ya da aniden hata vermesine sebep olabilmektedir. Özellikle 2 ayrı analog sinyalin mikro denetleyici ile okunup ona göre kontrol edildiği bu tez çalışmasında PCB tasarımı daha da önem kazanmaktadır. DC-DC dönüştürücülerde kullanılan PCB genellikle 4 veya üzeri katlı olmaktadır. Bu tez çalışmasında 4 katlı PCB'nin yeterli olacağı düşünülerek 4 katlı PCB kullanılmıştır. Tez çalışmasında kullanılan PCB katmanlarının hangisinde hangi akımların olacağına ve devre ekipmanlarının nereye ve nasıl yerleştirileceğine karar verilir iken Linear Technology (2012) kaynağından yararlanılmıştır. DC-DC dönüştürücüde PCB katmanlarının kullanım özellikleri:

- Katman 1: Güç Devre Elemanlarının Katmanı
- Katman 2: Güç Toprak Katmanı
- Katman 3: Sinyal Toprak Katmanı
- Katman 4: Kontroller Katmanı

Katman 1 üzerinde sadece anahtarlama devre elemanları ( Mosfet, diyot vb.) yerleştirilmiştir. Anahtarlama devre elemanlarına ait yüksek akım yolları da bu katmanda bulunmaktadır. Bu sebeple bu katmanın bakır kalınlığı 70 µm seçilmiştir. 2. Katman üzerinde hiçbir şekilde kontrolör veya kuvvetlendirici devre elemanlarına ait bir sinyal hattı ya da bu devre elemanlarının toprak bağlantısı bulunmamaktadır. Bu katmanda sadece güç katmanında bulunan devre elemanlarının toprak bağlantısı bulunmaktadır. 3 numaralı katmanda ise kontrolör katmanında bulunan devre elemanlarının toprak hattı bulunmaktadır. Mümkün olduğunda 3. Katman üzerinde kontroller veya kuvvetlendiriciye devre elemanlarına ait sinyaller kullanılmamıştır. 2. ve 3. katmanın ikisi de toprak katmanı olmasına rağmen PCB boyunca birbirlerine bağlanmamaktadırlar sadece giriş toprak bağlantısının yapıldığı yerde birbirlerine bağlanmaktadır. Bu sebeple 1. Katmanda bulunan devre elemanlarının toprak bağlantısı yapılırken gömülü via kullanılmıştır. Normal vialar PCB üzerinde buldukları noktadaki bütün katmanları bu örnek için 4 katmanı da deler iken gömülü vialar bütün katmanları delmemekte sadece istenilen katmandan istenilen diğer katmana kadar PCB yi delmektedir. Bu tez çalışmasında da 1.katmandan 2. Katmana bağlanan gömülü vialar kullanılmıştır. Böylelikle 3. katmanda istenmeyen via delikleri oluşmamıştır. 4. Katmanda ise

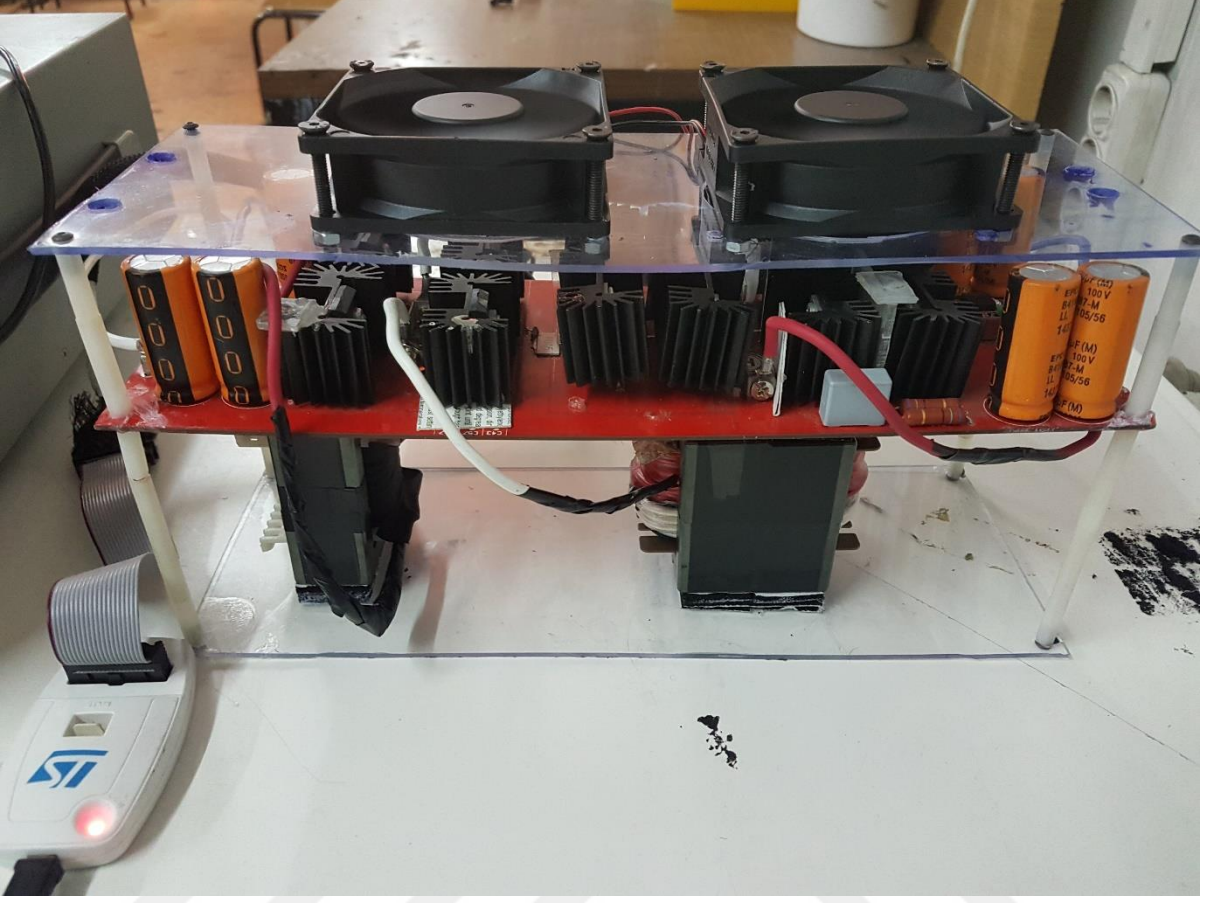
kontrolör ve sinyal kuvvetlendirici devrelerine ait devre elemanları yerleştirilmiştir. Bunun dışında kalan diğer devre elemanları da 4. Katmanda bulunmaktadır. 4. Katmanın bakır kalınlığı 70 $\mu$ m seçilmiştir. Ara katların bakır kalınlığı 35 $\mu$ m seçilmiştir.

Bu tez çalışmasında PCB çizimi için Altium programı kullanılmıştır. PCB çizimine ait katmanların PCB görüntüsü 4 katman içinde ayrı ayrı görüntüleri ve şematiği ekler bölümünde ayrı ayrı gösterilmiştir. Şekil 3.21’ de PCB’nin üstten ve alttan Altium çıktısı 3D görüntüsü gösterilmiştir. Ekte pcb gerber artı şematik ver.



**Şekil 3.21:** Tam köprülü dönüştürücü Altium 3D Görüntüsü.

DC-DC dönüştürücü montajı yapılırken tam doğrultucu soğutması için tam doğrultucu diyotların üzerine bir fan ve H köprüsü anahtarlama devresinin üzerine bir fan gelecek şekilde DC-DC dönüştürücünün üzerine 2 fan yerleştirilmiştir. Bu fanlar 4 W güç değerine ait 12 V DC fanlardır. DC-DC dönüştürücüde kullanılan transformatör ve bobin DC-DC altına konularak kabloları DC-DC ‘ye bağlanmaktadır. Katların yapımında pleksi cam kullanılmıştır. DC-DC dönüştürücünün montajı bitmiş kullanıma hazır durumdaki hali Şekil 3.22’ de gösterilmiştir.



Şekil 3.22: Tam köprülü DC-DC dönüştürücü.

### 3.3 TEST DÜZENEĞİ

Tez için hazırlanan deney düzeneğinde tahrik sistemini için yük olarak GW INSTEK marka elektronik yük kullanılmıştır. Kullanılan elektronik yükün modeli PEL-3111'dir. Kullanılan elektronik yükün yüksek gerilim ve yüksek akım koruması bulunmaktadır ve bu değerler istenildiği gibi ayarlanabilmektedir. Elektronik yükün çektiği akımın azami değişim hızı oldukça yüksektir ve deneylerde de bu değer maksimum değer olan 16 A/us olarak alınmıştır. Dinamik anahtarlama özelliği olması bu tez çalışması için en önemli özelliğidir. Dinamik anahtarlama özelliği istediğiniz iki ayrı güç değerinin, yine istediğiniz süre boyunca sıralı olarak çalışmasına olarak sağlamaktadır. Bu özellik kullanılarak tahrik sistemi için farklı deney düzeneklerinde farklı farklı yük algoritmaları oluşturulmuştur. Bunların yanı sıra USB portundan elektronik yükün çektiği anlık güç, gerilim ve akım değerleri izlenebilmekte ve kayıt edilebilmektedir. Bu özelliği sayesinde alınan verilen bulgular bölümünde grafikler halinde gösterilmiştir. Elektronik yük normalde 1 kW güç değerinde bir bölüm ve 2 kW değerinde ayrı

bir güç bölümü ile beraber toplamda 3 kW değerine kadar kullanılabilse de bu tez çalışmasında maksimum 600 W güç değerine çıkıldığı için sadece 1 kW güç değerine sahip ana bölümü kullanılmıştır. Elektronik yük resmi Şekil 3.23’de verilmiştir.

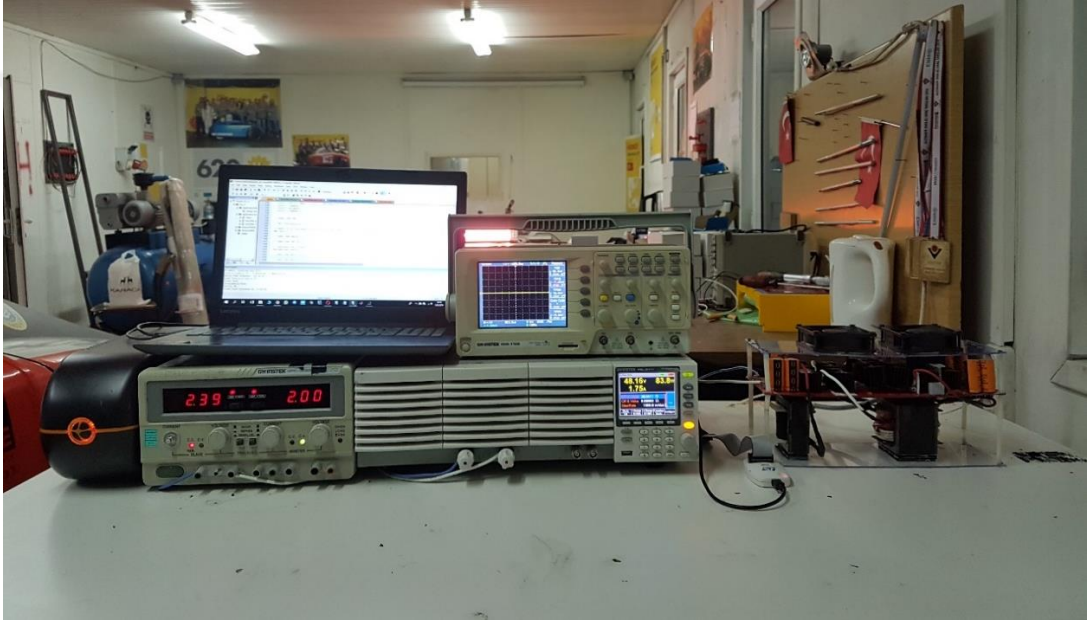


**Şekil 3.23:** Elektronik yük görünümü.

Deneyler sırasında kullanılan osiloskop GWINSTEK firmasının GDS-1102 modeli osiloskobudur. Bu osiloskobun log alma özelliği bulunmaktadır. Bu özelliği sayesinde deney sırasında osiloskop üzerindeki sinyallerin verileri osiloskop üzerindeki SD karta kayıt edilmiş, buradan elde edilen veriler ile grafikler oluşturulmuştur. Deney sırasında kullanılan güç kaynağının ise GWINSTEK firmasının GPC-3060 modeli güç kaynağıdır. Bu güç kaynağı DC-DC’nin verimin ölçümün yapıldığı deneylerde DC-DC beslemesi olarak, tahrik sistemi ile ilgili deneylerde ise yakıt pili kontrol kartının beslemesi olarak kullanılmıştır. Deneyler sırasında DC-DC dönüştürücünün izole çıkış katı üzerinden ölçümler yapılırken DC-DC dönüştürücünün çıkışı izole olduğu için osiloskop beslemesinin topraktan ayrılması için UPS kullanılmıştır. UPS olarak Tunçmatik firmasının TSK5200 Lite 2 modeli kullanılmıştır. Bu model ile UPS dolu iken aralıksız olarak osiloskop 24 saatten fazla çalıştırılabilmektedir. Tahrik sistemi deneylerinde tez çalışmasında yapılan DC-DC dönüştürücü ile kıyaslanması için deneylerde ayrıca Mean Well firmasının SD-1000H-48 modeli DC-DC dönüştürücü kullanılmıştır. DC-DC dönüştürücünün maksimum çıkış gücü 1000 W değerindedir.

Tahrik sistemi deneyleri yapılırken yakıt pili çıkışına Allegro Microsystems firmasına ait ACS709 akım sensörü yerleştirilmiştir. Bu akım sensörü maksimum 75 amper ölçebilmektedir ve analog çıkışının hassasiyeti 28 mV/A değerindedir. Deneyler sırasında akım sensörünün analog sinyal çıkışı ile yakıt pili gerilimi osiloskoba bağlanarak osiloskop üzerinden veri kaydı alınmıştır. Bu şekilde yapılan bütün deneyler için yakıt pili çıkış akımının ve geriliminin verisi elde edilmiştir. Bunun yanı sıra kullanılan elektronik yük USB kablosu ile bilgisayara bağlanarak elektronik yük üzerinden de veri kaydı alınmıştır. Alınan bütün veri kayıtlarının

örnekleme süresi 1 Hz değerindedir. Deneyler sırasında yakıt pili kontrol kartının gücü güç kaynağından verilmiştir. DC-DC dönüştürücü üzerindeki fanlar DC-DC dönüştürücü üzerinde bulunan 12 V regülatöründen beslenmektedir. Bütün deneylerde yakıt pilinin hidrojen girişine 0.5 bar sabit gaz basıncı verilmiştir. Yakıt pili girişinde bulunan Voegtlin firmasının Red-y markalı hidrojen akış sensörü ile akan hidrojen gazının değeri litre/dakika cinsinden kayıt edilmiştir. Kullanılan hidrojen akış sensörünün haberleşme çıkışı olmadığı için üzerindeki LCD ekranda değerler belirli aralıklar ile kayıt edilerek veriler oluşturulmuştur. Test düzeneğinin fotoğrafı Şekil 3.24 ile verilmiştir.

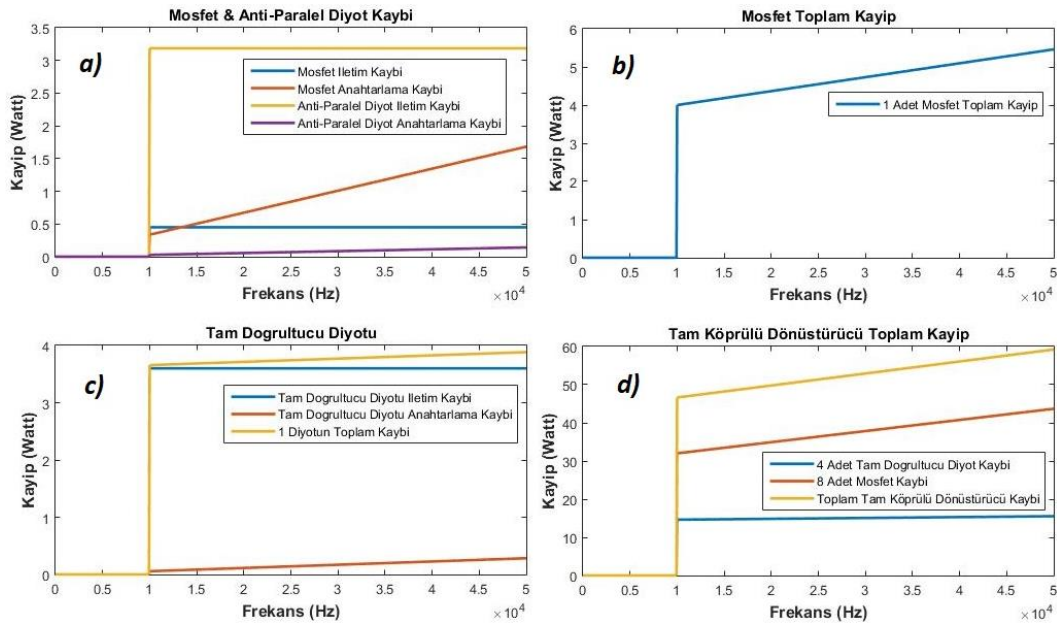


Şekil 3.24: Deney test düzeneğinin gösterimi.

## 4. BULGULAR

### 4.1 KAYIPLARIN OPTİMİZE EDİLMESİ

Kullanılan Mosfet ve diyotun üreticileri tarafından verilen bilgiler kullanılarak (2.18) – (2.30) ile verilen formüller kullanılarak tam köprülü dönüştürücüde kullanılan Mosfet ve diyotların kayıpları hesaplanmıştır. Bu hesaplamalar yapılırken öncelikle 2.2 ile verilen formül kullanılarak trafo çevrim oranını bulunmuştur. Yaklaşık 2.6 çıkan çevrim oranı ( $N_s / N_p$ ) oranı trafo sarım oranları 6/16 olacak şekilde yukarıya tamamlanmıştır. Bu sebeple çevrim oranı 0.375, çıkış akımı 10 A giriş akımı da 26.6 A alınmıştır. Anahtarlama devresinde Mosfetler ikiye paralel olduğu için giriş Mosfetlerine düşen akım değeri 13.3 A alınmış, tam doğrultucu devre üzerindeki diyotlar üzerine düşen akım 10 A alınmıştır. Burada tam köprülü doğrultucu üzerindeki frekans, anahtarlama devresi frekansının 2 katıdır ama diyotlar sıra ile tetiklendiği için yine çıkış diyotunun frekansı ile anahtarlama devresindeki Mosfetlerin frekansı aynı olmaktadır. Sadece çıkış filtresinde bulunan bobin frekansı anahtarlama frekansının iki katı olmaktadır. Matlab programı ile yazılan program ile Mosfet, Mosfet içerisindeki anti-paralel diyot ve tam doğrultucu devre üzerindeki diyotların kayıpları formüller kullanılarak hesaplanmıştır ve Şekil 4.1’ de gösterilmiştir.



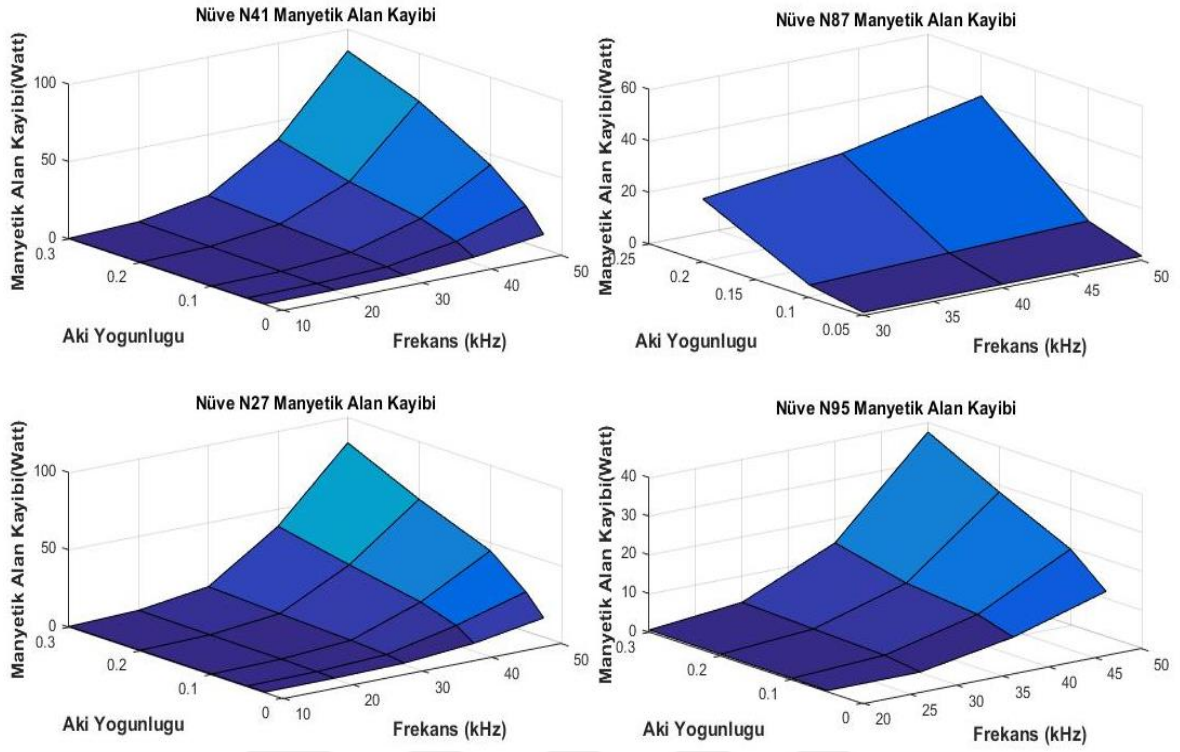
Şekil 4.1: Tam köprülü dönüştürücü de anahtarlama kayıplarının gösterimi



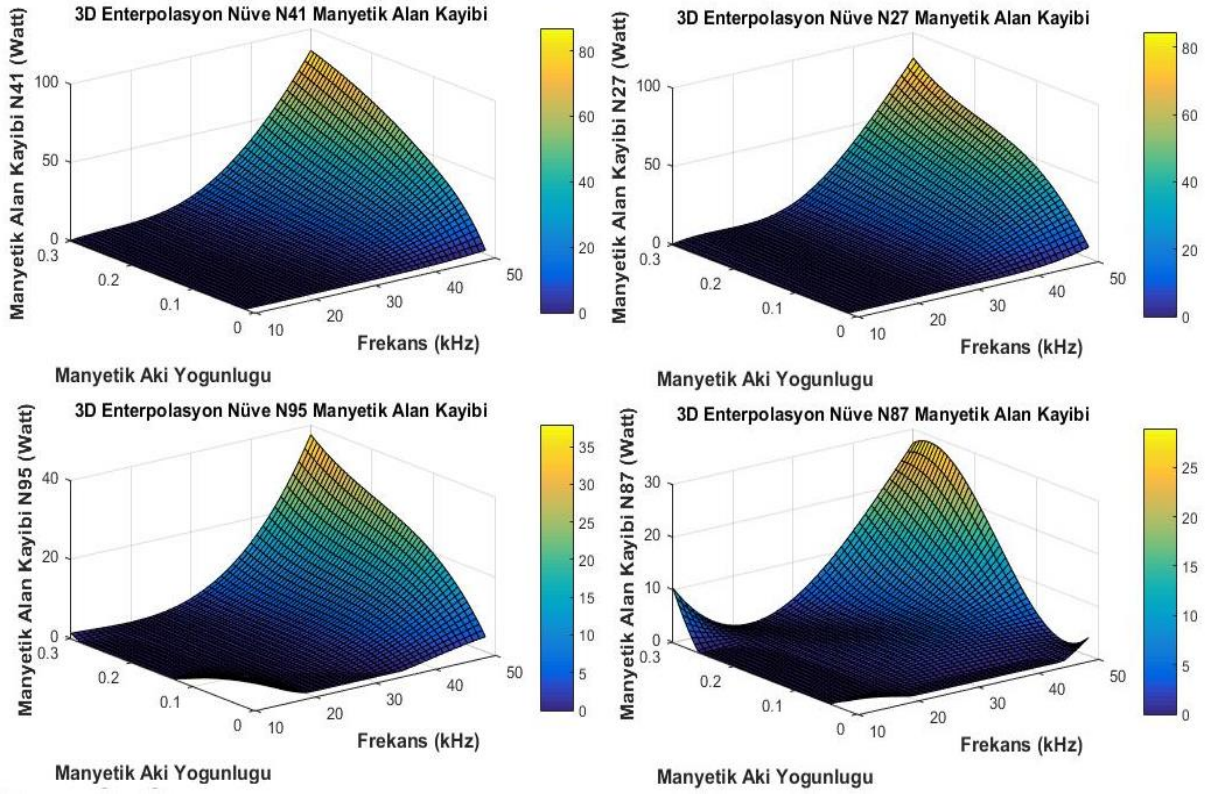
Şekil 4.1(a) bölümünde anahtarlama devresindeki 1 adet Mosfet ve içindeki diyotun iletim kayıpları ile Mosfet ve Mosfet içindeki diyotun anahtarlama kayıplarının ayrı ayrı 4 grafik ile frekansa bağlı olarak değişimleri gösterilmiştir. Şekil 4.1(b) bölümünde ise Şekil 4.1(a) bölümünde ayrı ayrı gösterilen kayıplar toplanarak 1 adet Mosfetin kaybının frekansa bağlı değişimi gösterilmiştir. Şekil 4.1(c) bölümünde ise tam doğrultucu üzerindeki 1 adet diyotun iletim kaybı, anahtarla kaybı ile diyotun toplam kaybının frekansa bağlı değişimi gösterilmiştir. Şekil 4.1(d) bölümünde ise anahtarlama devresindeki 8 adet Mosfetin anahtarlama kaybı, tam doğrultucu devre üzerindeki 4 adet diyotun kaybı ile tam köprülü dönüştürücünün toplam kaybının frekansa bağlı olarak değişimi gösterilmiştir. Tam köprülü dönüştürücüde anahtarlama elemanlarının toplam kaybının frekansa bağlı olarak değişimin eğrisinde görülmektedir ki frekanstaki 1 KHz artış toplam kaybı 3.15 W değerinde arttırmaktadır. Ancak frekansında değişimine bağlı olarak bobin ve transformator kayıpları da değişmektedir. Bu sebeple tam köprülü dönüştürücünün frekansı belirlenirken bu grafiğe bobin ve transformatoründe frekansa bağlı kayıp grafiğinin eklenmesine karar verilmiştir. Böylelikle ile bobin ve trafo eklendikten sonra kaybın minimum olduğu frekans belirlenecek ve DC-DC dönüştürücü o frekansta çalıştırılacaktır. Ancak bobin ve transformatorün frekansa bağlı olarak kayıplarını çıkartmak Mosfet ve diyot kayıplarını çıkartmaktan biraz daha karışık olmaktadır.

Transformator ve bobin kayıpları hesaplanırken Litz kablosu kullanılacağı için kablo kayıpları deri kayıpları ve Eddy akımları ihmal edilmiştir. İletim kayıpları hesaplanırken 2.12 ile verilen denklem kullanılarak iletim kayıpları hesaplanmıştır. Manyetik alan kayıpları hesaplanırken ise kullanılan manyetik çekirdeklerinin üreticilerinin verdiği grafikler kullanılmıştır.

Trafo ve bobinin seçimi için öncelikle kullanılacak çekirdeğinin manyetik materyal türüne karar vermek gerekmektedir. Bu sebeple DC-DC dönüştürücülerde yaygın olarak kullanılan farklı manyetik materyallerin (N87, N27 vb.) üreticilerin verdiği manyetik kayıp grafikleri incelendi. Değerler 3 boyutlu matris formatına dönüştürülüp Matlab yazılımına eklendi. Matlab üzerinde seçilen 4 adet manyetik materyalin grafiği oluşturuldu (Şekil 4.2).

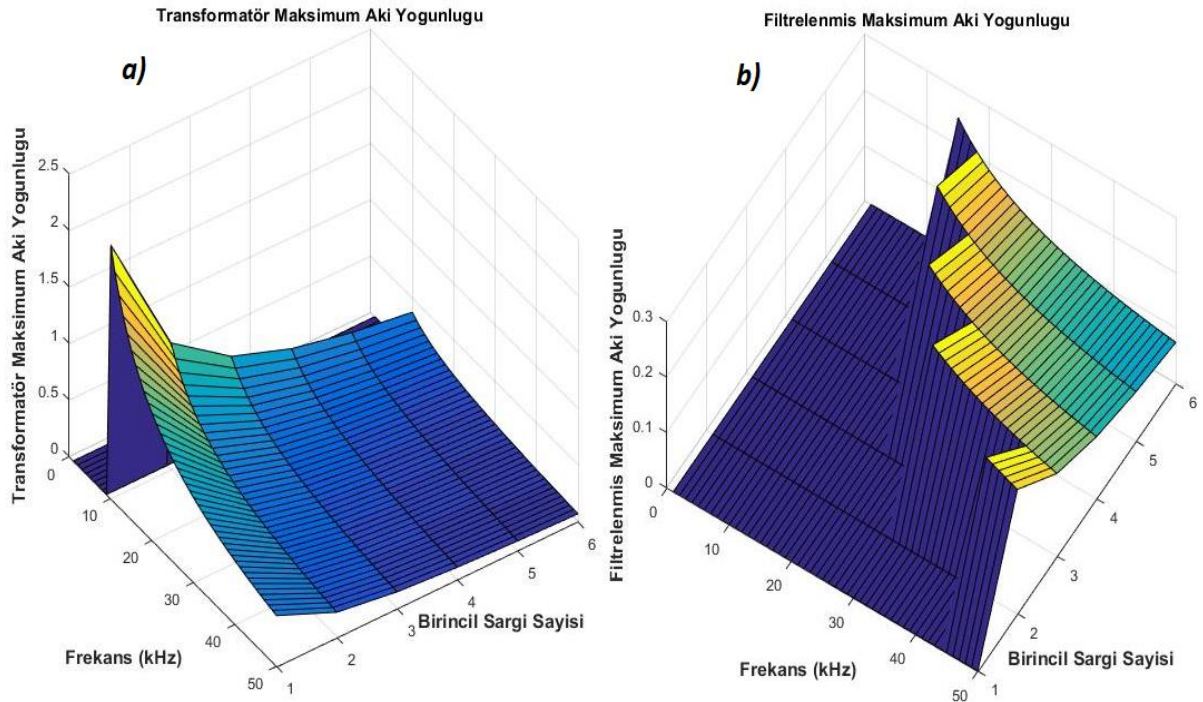


**Şekil 4.2:** Manyetik materyallerin farklı frekans ve akı yoğunluğunda kayıplarının gösterimi. Oluşturulan 3 boyutlu grafiklerde üreticiler tarafından verilen çözünürlük yetersiz kalmaktadır. Bu sebeple Matlab üzerinde oluşturulan grafiklerin çözünürlüğü Matlab' in enterpolasyon komutu ile arttırılmıştır. Enterpolasyon komutu kullanılırken fonksiyona parametre olarak spline girilmiştir. Maksimum frekans 50 kHz ve maksimum manyetik akı yoğunluğu 0.3 β olacak şekilde 1 kHz aralıklar ile çözünürlük arttırılmıştır. Enterpolasyon sonucu oluşan grafikler Şekil 4.3' de gösterilmiştir.



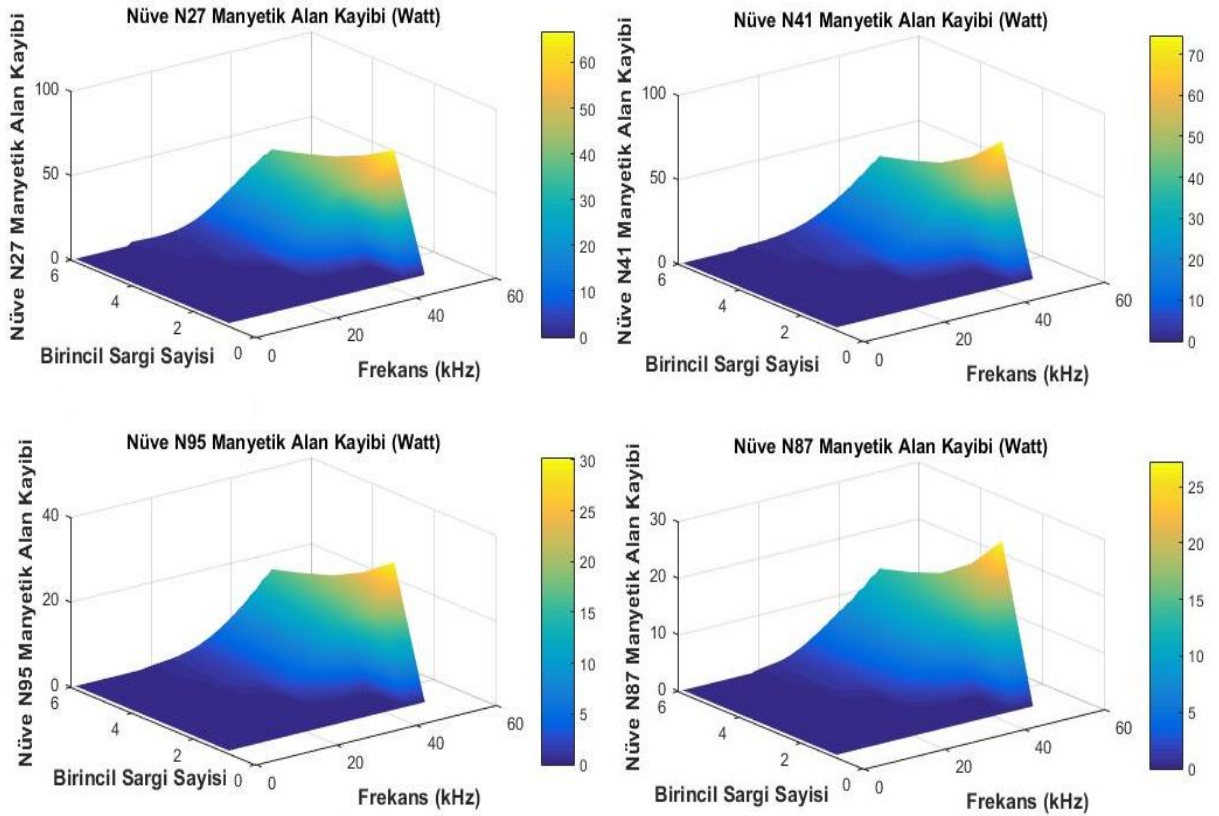
**Şekil 4.3:** Manyetik kayıpların enterpolasyon ile çözünürlüğünün artırılmış halinin gösterimi.

Manyetik materyal üreticilerinin verdiği dökümanda maksimum manyetik akı yoğunluğu 0.5 T verilmiştir (TDK, 2006). DC-DC dönüştürücü imal eden firmalardan alınan bilgiler doğrultusunda maksimum akı yoğunluğu için belirli miktar pay bırakılarak tasarım aşamasında kullanılan manyetik materyaller için maksimum akı yoğunluğu 0.3 T alınmıştır. Bir sonraki aşamada hangi durumlarda kullanılan trafonun belirlenen maksimum akı yoğunluğu geçip geçmediğinin bulunmak gerekmektedir. Bu sebeple 2.9 ile verilen formül kullanılarak farklı frekanslarda ve birincil transformatör sargısı sayısında transformatör üzerine yüklenen manyetik akı hesaplanarak Matlab uygulamasında 3 boyutlu olarak çizdirilmiştir. Bu çizim yapılırken DC-DC giriş gerilimi 30 V ve darbe genişliği (D) 0.8 alınmıştır. Bulunan grafikten 0.3 T değerine yüzde 20 koruma payı konularak 0.25 T değerini aşan kısımlar silinmiştir, böylelikle filtrelenmiş manyetik akı yoğunluğu grafiği oluşturulmuştur (Şekil 4.4).



**Şekil 4.4:** a) Transformatör üzerinde oluşan akı yoğunluğunun frekans ve birincil sargı sayısına bağlı değişiminin gösterimi, b) Transformatör üzerinde oluşan manyetik akının filtrelenmiş halinin gösterimi.

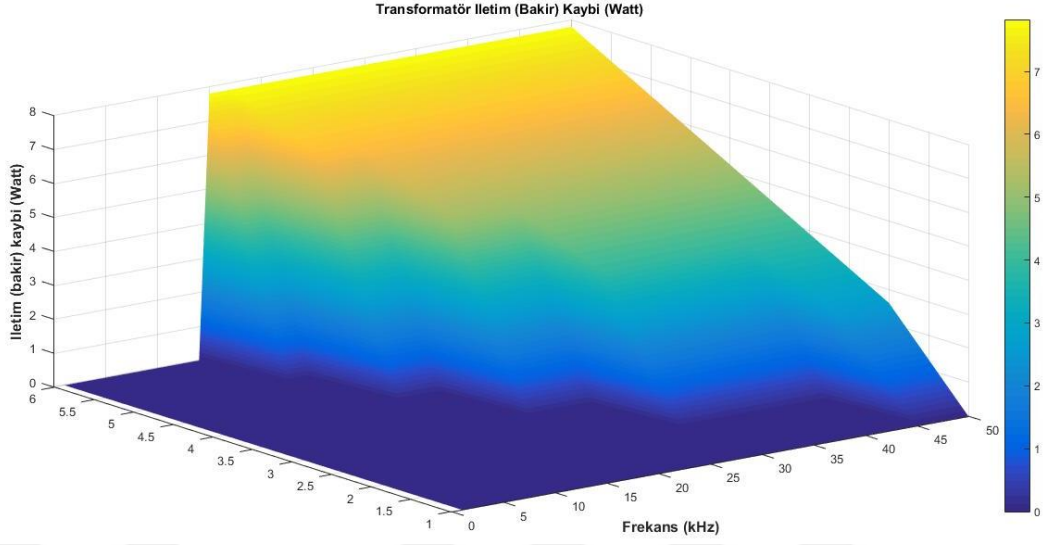
Şekil 4.4(b)' de gösterildiği gibi sarım sayısı arttıkça trafo üzerindeki manyetik akı yoğunluğu azalmaktadır. Bunun ile beraber düşük frekanslarda darbe genişliği süresi daha büyük olduğu için trafo doyuma gitmektedir ve bu sebeple düşük frekanslarda kullanılamamaktadır. Düşük frekanslarda kullanılabilmesi için birincil sargı sayısının artırılması gerekmektedir. Yapılan Matlab analizinde birincil sargı sayısı maksimum 6 değerine kadar artırılmıştır. Çünkü birincil sargı sayısı 6' yı geçtiğinde trafo içerisinde sargıların sığmaması durumu oluşmaktadır. Filtrelenmiş manyetik akı yoğunluğu grafiği enterpolasyon ile oluşturulmuş manyetik kayıp matrisleri ile eşleştirilerek trafonun istenen manyetik akı değerleri yüklendiği durumlarında ki manyetik kayıp grafikleri oluşturulmuştur (Şekil 4.5).



**Şekil 4.5:** Trafonun farklı nüveler için filtrelenmiş manyetik akı yoğunluğundaki manyetik alan kayıplarının gösterimi.

Grafikler incelendiğinde N95 ile N87 manyetik materyallerinin birbirine değer olarak çok yakın olduğu bulunmuştur. N87' nin N95' e göre biraz daha az kayıplarının olması ve N87 malzemenin bulunabilirliğinin daha kolay olması sebebi ile N87 manyetik materyali seçilmiştir.

Kullanılan kablodan kaynaklı kayıpları her sayım değeri için ayrı ayrı hesaplanmıştır. Bu hesaplamalar yapımı için çevrim oranı 2.6 alınmıştır. Hem birincil hem ikincil sargılardan kaynaklı toplam iletim kaybı Şekil 4.6' da gösterilmiştir. Grafikte iletim kaybı sadece sarım sayısına bağlı olsa da diğer grafikler ile bütünlüğün korunması açısından frekans eksenini de gösterilmiştir.

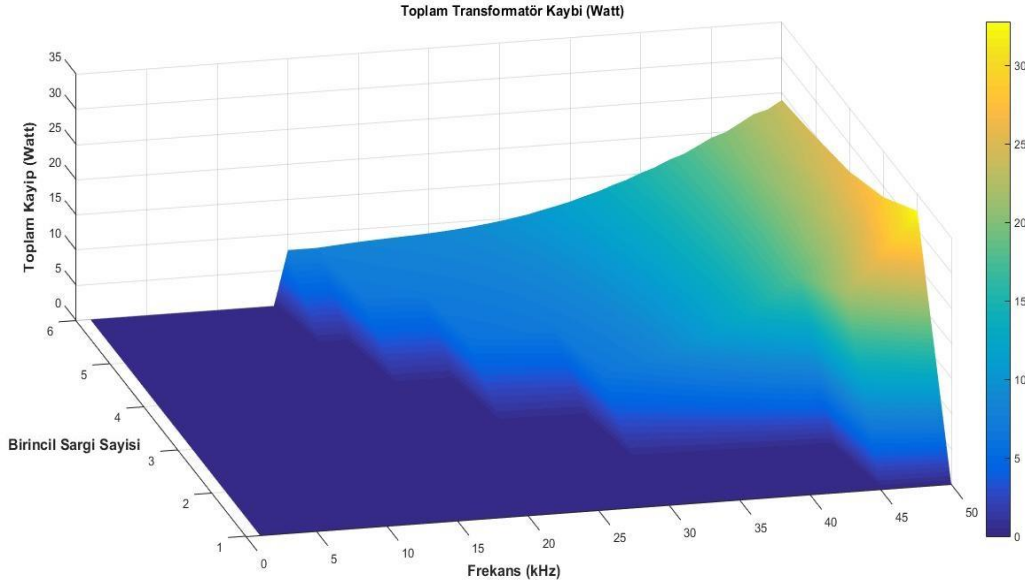


**Şekil 4.6:** Transformatör İletim (Bakır ) Kaybı.

Sarım sayısı arttıkça bakır kaybı Şekilde görüldüğü gibi artmaktadır. Litz kablosu kullanması rağmen çevrim oranı 2.6 olan transformatör için sarım sayı başına bakır kaybı yaklaşık 1.4 W değerinde artmaktadır.

Transformatör için kullanılacak manyetik malzemeye karar verildikten sonra çevrim oranına bağlı olarak sarım sayılarına karar verilmiştir. Çevrim oranı 2.6 olması gerektiği için birincil sargının 6 ikincil sargının 16 olmasına karar verilmiştir. Bu sargı miktarını içinde bulundurabilecek tek nüve geometrisi de E\_65\_32\_27 olmaktadır. Bundan daha küçük seçilecek kasa kasa sargılar sığmamaktadır.

Ardından frekansa bağlı olarak transformatörün toplam kayıp grafiğinin oluşturulması için N87 manyetik malzemenin manyetik alan kaybı ile sargılardan kaynaklanan iletim kaybı toplanarak transformatörün frekansa ve sarım sayısına bağlı olarak toplam kayıp grafiği oluşturulmuştur (Şekil 4.7).

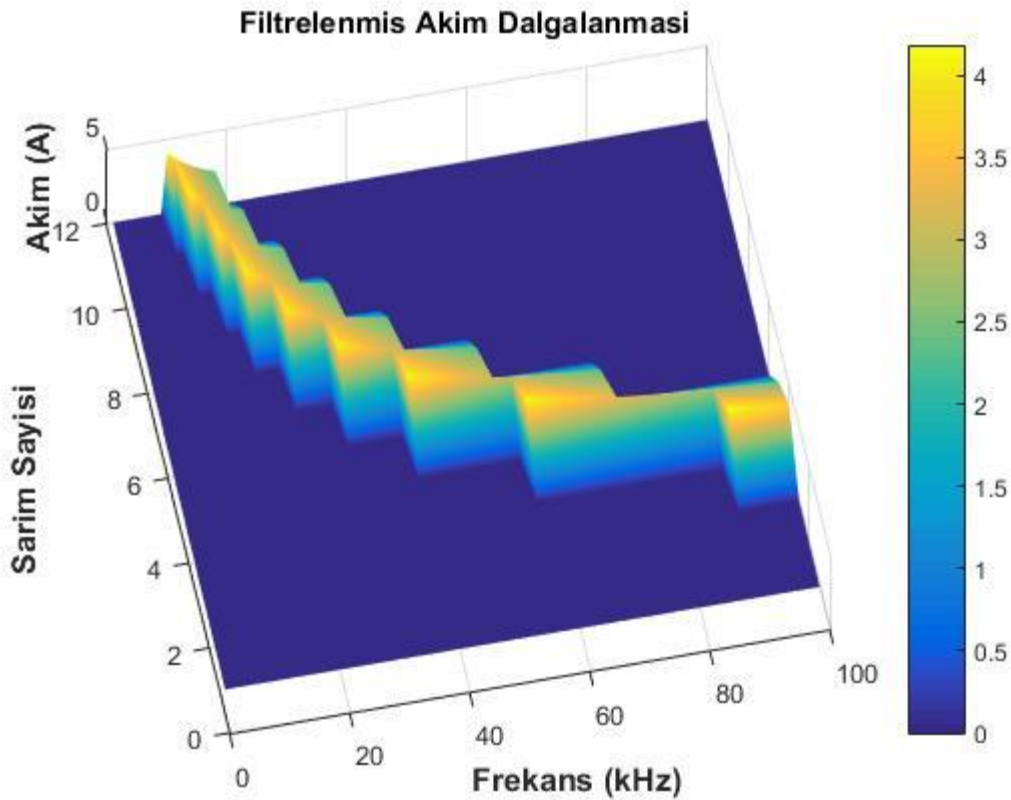


**Şekil 4.7:** Transformör toplam kaybının 3 boyutlu gösterimi.

Frekans arttıkça üstel olarak artan kayba kıyasla sarım sayısına bağlı olarak artan kayıp doğrusal olarak artmaktadır. Bu sebeple frekans eksenini boyunca 40 kHz değerlerine kadar kayıp sargı sayısına bağlı olarak artar iken 40 kHz' den sonra sarım sayısı artsa bile kayıplar azalmaktadır. Çünkü trafonun manyetik alan kayıpları 40 kHz değerinden sonra manyetik alan kayıplarında ki azalma miktarı trafonun iletim kayıplarından daha fazla olmaktadır.

Bobininde kullanılacak manyetik materyal içinde aynı analizler yapıldığında N87 manyetik materyalinin N95 manyetik malzemesi ile istenilen frekanslarda benzer kayıpları olduğu bulunmuştur. Bobin içinde N87 manyetik materyal piyasada daha kolay bulunabilir olduğu için seçilmiştir. Nüve geometrisi seçiminde seçilen nüve geometrisinin bobinin manyetik doyuma gitmesini engelleyecek kadar büyük olması çok önemlidir. Nüve arasına bırakılan hava boşluğu ile manyetik alan geçirgenliği azaltılabilir böylelikle manyetik doyuma ulaşması engellenebilir ama bu da bobin üzerindeki sargı sayısının artmasına sebep olmaktadır. Bu sebeple bu tez çalışmasında bobin için yeterince yer olması sebebiyle büyükte olsa nüve geometrisi olarak E\_65\_32\_27 seçilmiştir. Bu sebeple bobinin yapımında 2 adet E\_65\_32\_27 boyutlu N87 manyetik materyalinden yapılan nüve kullanılmıştır. Tam köprülü dönüştürücü tasarımında bobin üzerinde 10 A DC akım bulunmaktadır. Bu sebeple bobinin 10 amper DC akımın üzerine anahtarlama akımı eklendiğinde manyetik satürasyona ulaşp ulaşmadığının kontrol edilmesi gerekmektedir. Öncelikle deneme için hava boşluğu 0.2 mm alınarak 2.10 ile verilen denklem kullanılarak farklı sarım değerleri için bobin endüktans değeri bulunmuştur. Bulunan endüktans

değerleri 2.8 ile verilen denklem kullanılarak farklı frekanslarda bobin üzerindeki akım dalgalanması bulunmuştur. Bu denklemde çıkış gerilimi 48 V, maksimum giriş gerilimi 30 V alınmıştır. Bulunan akım dalgalanması değerleri ortalama bobin akımının yüzde 40' ının altında kalacak şekilde yani 4 A az olacak şekilde filtrelenmiştir. Bobin üzerindeki maksimum akım dalgalanmasının yüzde 40 olması gerektiği Maniktala (2006) kaynağında verilmektedir. Ayrıca Texas Instruments (2016) uygulama notunda da bu değer yüzde 20 ile yüzde 40 arasında olması gerektiği belirtilmektedir. Bu tez çalışmasında bu sebeple maksimum akım dalgalanması yüzde 40 minimum akım dalgalanması yüzde 30 olacak şekilde bulunan değerleri filtrelenmiştir. Oluşturulan filtrelenmiş akım dalgalanması grafiği Şekil 4.8'de gösterilmiştir.



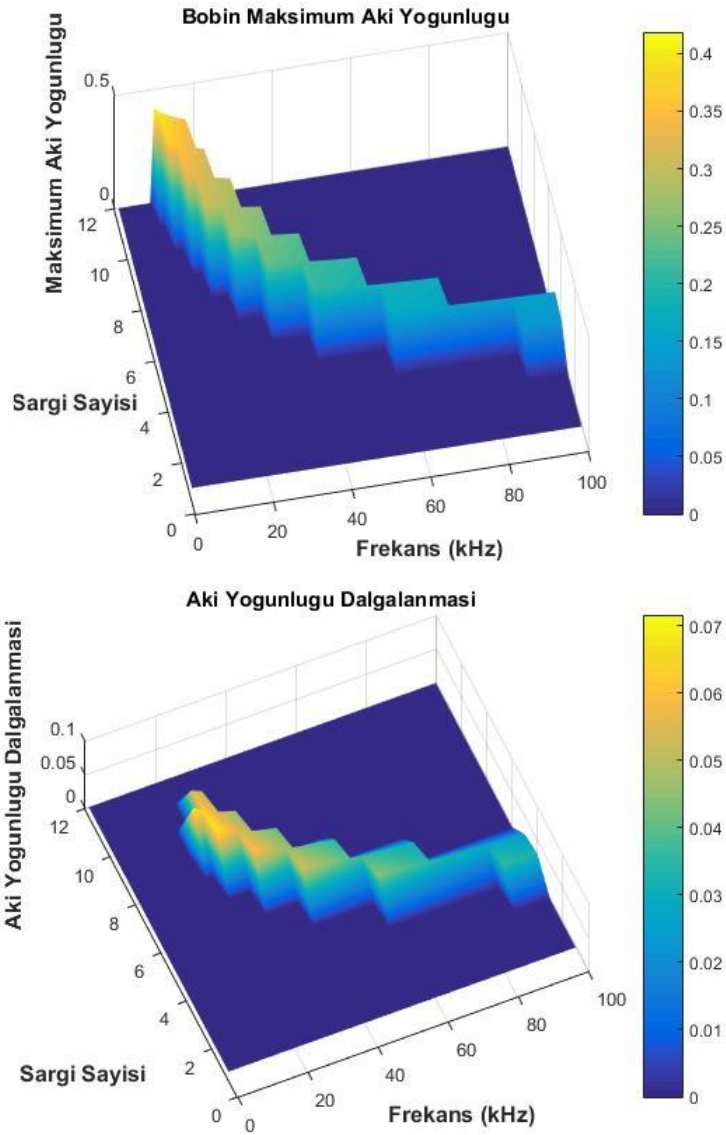
**Şekil 4.8:** Filtrelenmiş akım dalgalanması

Şekil 4.8'de görüldüğü gibi bobin düşük frekanslarda yüksek sarımlarda kullanılabilir iken, yüksek frekanslarda kullanılması için sarım sayısının çok artırılmasına gerek yoktur.

Bobin sarımı için gerekli akım sınırları belirlendikten sonra bu akım değerlerinde bobinin manyetik doyuma uğrayıp uğramadığı kontrol etmek gerekmektedir. Bu sebeple 2.11 ile verilen denklem kullanılarak bobin üzerindeki DC akımdan kaynaklanan DC akımın üzerine hesaplanan akı eklenmiş ve bobin üzerindeki maksimum akı değerleri bulunmuştur. Maksimum akı



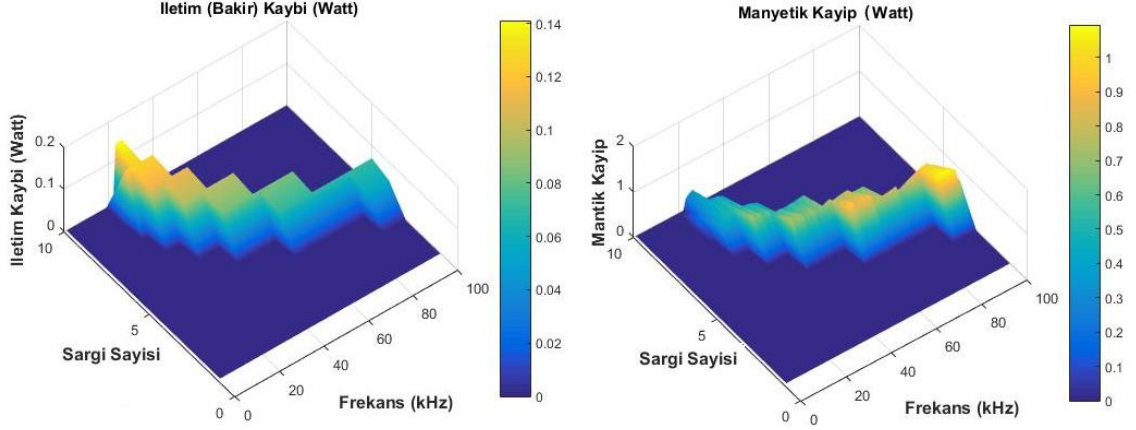
değerinin 0.25 T ile filtrelendikten sonra DC akı değeri geri çıkartılarak anahtarlama anındaki akı dalgalanması bulunmuştur. Çünkü anahtarlama anındaki manyetik alan kayıpları hesaplanırken DC akı değil sadece değişken akı manyetik kayıplara sebep olmaktadır (Şekil 4.9).



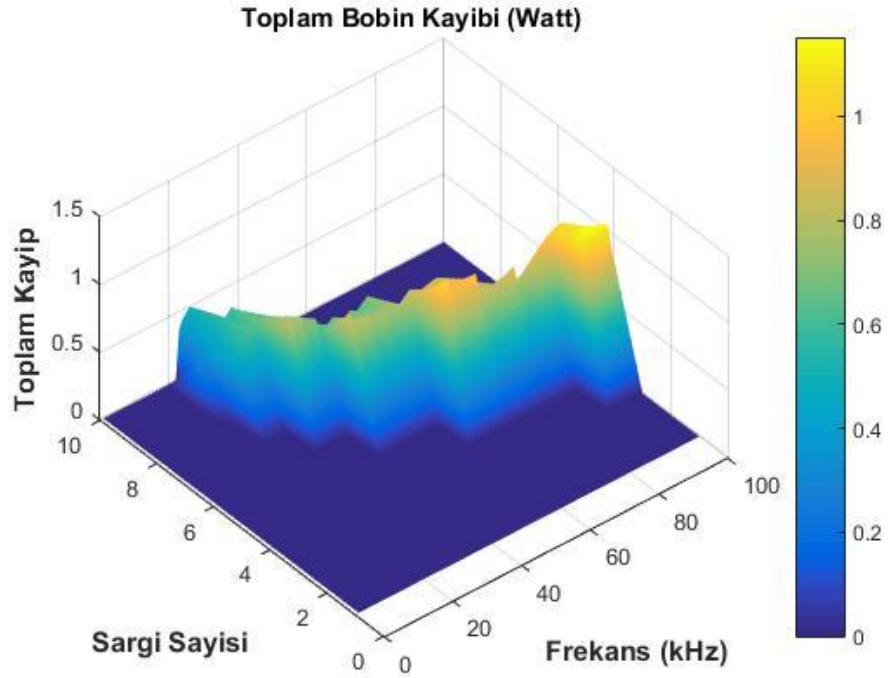
**Şekil 4.9:** Bobin üzerinde oluşan maksimum akı yoğunluğu ve filtrelenmiş akı yoğunluğu dalgalanmasının gösterimi.

Transformatör hesaplamasında yapıldığı gibi nüve üreticisinin verdiği dökümanındaki manyetik kayıp grafiğine enterpolasyon uygulanarak bobin manyetik kaybı bulunmuştur.2.12 ile verilen denklem ile ise bobin sargılarından kaynaklı iletim kaybı hesaplanmıştır. Manyetik

alan ve iletim kayıpları Şekil 4.10’ da verilmiştir. Toplam bobin kayıpları Şekil 4.11’ da verilmiştir.



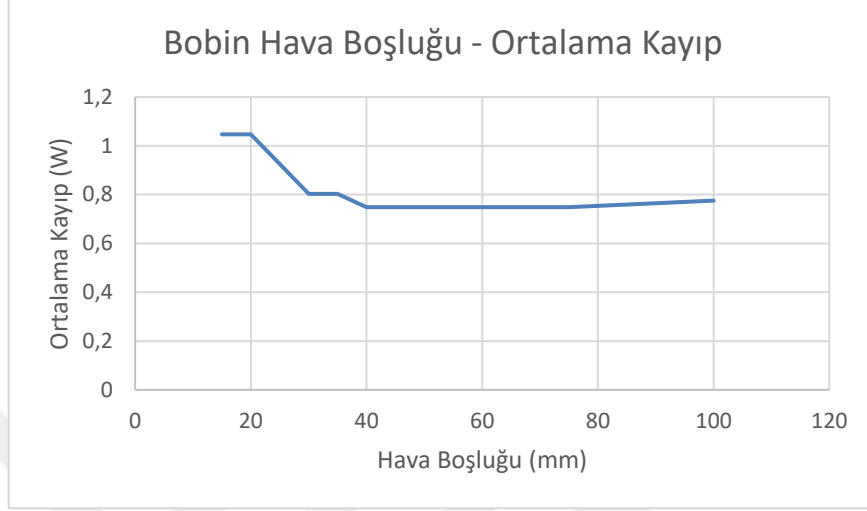
Şekil 4.10: Bobin iletim kaybı ile manyetik kaybının gösterimi



Şekil 4.11: Bobin toplam kaybının gösterimi.

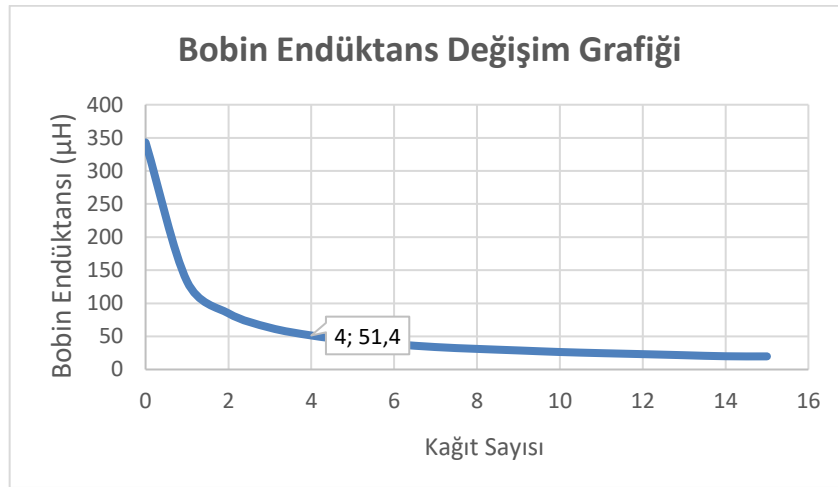
Frekans arttıkça iletim kayıpları azalır iken manyetik alan kayıpları artmaktadır. Ancak toplam kayıp grafiğinde frekans arttıkça toplam kaybın arttığı görülmektedir.

En doğru hava boşluğunun belirlenmesi için farklı hava boşluk değerleri için Matlab analizi yapılmış ve her boşluk değeri için toplam kayıp grafiğinden kayıpların ortalaması alınmıştır (Şekil 4.12)



**Şekil 4.12:** Bobin hava boşluğuna bağlı olarak kayıpların değişimi.

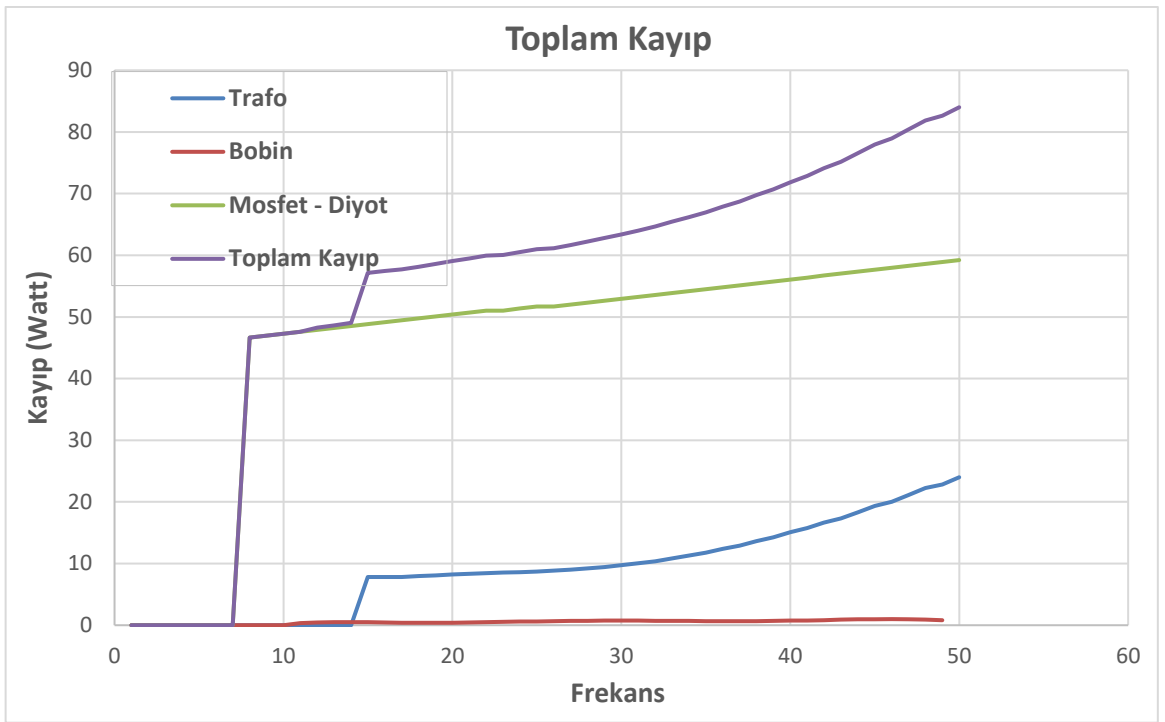
Grafikten yararlanarak bobin hava boşluğunun 0.5 mm olmasına karar verilmiştir. Çünkü bu değer daha arttırılsa bile kayıplar değişmemektedir. 0.5 mm hava boşluğunu gerçekte oluşturmak için nüveler arasına kâğıt konmaktadır. Matlab analizinde 0.6 mm hava boşluğun bobin endüktans yaklaşık 54  $\mu$ H bulunmuştur. Bu değere en yakın değer için bobin arasında kâğıt sayısı değiştirilerek 7 sarımlı bir bobinin nüveleri arasındaki kâğıt sayısına bağlı olarak endüktans değişim grafiği çıkartılmıştır (Şekil 4.13).



**Şekil 4.13:** Nüveler arasındaki kâğıt sayısına bağlı olarak bobin endüktans değişimi.

Yapılan deney sonucunda Matlab analizindeki aynı değeri oluşturması için bobin nüveleri arasına 4 adet kâğıt konulmuştur.

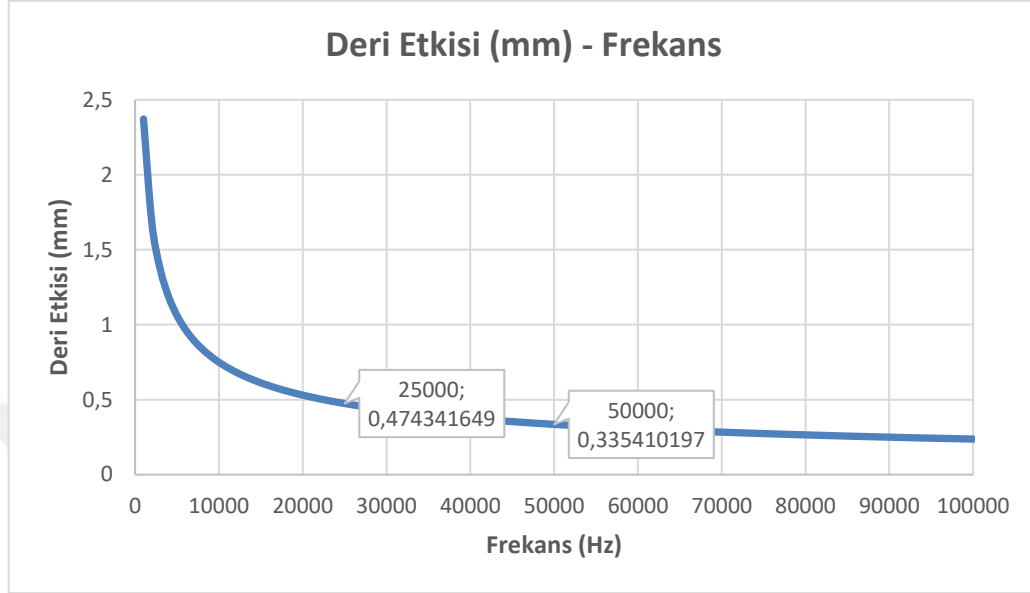
Kullanılacak DC-DC dönüştürücü frekansının belirlenmesi için yapılan analizler sonucu elde edilen grafikler frekans ekranında üst üste çizdirilerek toplanmıştır. Bobin analiz sonucu grafiğe çevrilirken her frekans değeri için hangi sarım değerinde daha az kayıp varsa o değer alınmıştır. Ayrıca bobin frekansı DC-DC dönüştürücü frekansının iki katı olacak şekilde alınmıştır. Grafiğin x eksenini DC-DC dönüştürücünün frekansını göstermektedir (Şekil 4.14).



**Şekil 4.14:** DC-DC dönüştürücü kayıpların gösterimi.

16 kHz altında trafo çalışmadığı için eğride değerleri gözükmemektedir. Bu sebeple 16 kHz altında DC-DC dönüştürücü çalıştırılmamaktadır. Ayrıca 20-21 kHz frekansına kadar insanlar duyabildiği için bu frekans değerinin altında seçilen anahtarlamalar çınlama olarak duyulmaktadır. Bu sebeple minimum seçilebilecek birazda koruma payı ile 25 kHz seçilmiştir. Bu frekans değeri her 1 kHz arttırıldığında toplam kayıp yaklaşık 1 Watt olarak artmaktadır. 30 KHz' den sonra bu değer transformator kayıplarının doğrusal olmayışı sebebi ile daha hızlı artmaktadır. DC-DC dönüştürücüde yumuşak anahtarlama olmadığı için de frekansların artması ile doğrusal olarak Mosfet ve diyot kayıplarında ki artışta bu kayıplara eklenmektedir. Maniktala (2006)'nın da belirttiği gibi DC-DC dönüştürücülerde frekansı düşürmek verimliliği genel itibari ile arttırdığı için DC-DC dönüştürücünün frekansı olarak 25 kHz seçilmiştir.

Trafo ve bobinde kullanılacak kablonun seçimi için 2.13 ile verilen formül kullanılarak öncelikle deri etkisinin frekanslara bağlı olarak kablo yüzeyinde artan etkisi gözlemlenmiştir.



**Şekil 4.15:** Deri etkisinin tek damarlı kabloda farklı frekanslarda etkisinin gösterimi.

Şekil 4.15’ de gösterildiği üzere tek damarlı kablolarda deri etkisi frekans ile birlikte başlangıçta hızla artmakta ve 20 KHz değerinde 0.5 mm değerlerine kadar düşmektedir. DC-DC dönüştürücünün çalışma frekansı olan 25 kHz değerinde kablo yarıçapı 0.47 mm değerine bobinin çalışma frekansı olan 50 kHz’ de ise kablo yarıçapı 0.33 mm değerine düşmektedir. Örnek olarak Litz kablosu kullanılmaması durumunda bobin kablosunun yarıçapı 0.33 olarak alınırsa 2.12 ile verilen denklem kullanılarak bobin kablosunun direnci  $0.3 \Omega$  olmaktadır Litz kablosu kullanıldığında bu değer  $0.0036 \Omega$  olmaktadır. Bobin üzerindeki DC akım değerinin 10 amper olduğu düşünülürse bu kablo üzerinde yaklaşık olarak oluşan fazladan 25-30 W değerine denk gelmektedir. Bu durumda kablo ve bobin aşırı ısınmakta ve bobin kullanılamaz olmaktadır. Bu sebeple transformatör ve bobin üzerinde kullanılan kabloların Litz kablosu olması gerekmektedir. Litz kablosu kullanılırken kablo içerisinde kullanılacak küçük yarıçaplı kabloların yarıçapına karar verilmesi gerekmektedir. Bu değer belirlenmesi için güç elektroniği uygulamalarında kullanılan Litz kablosu ve frekans seçimi Tablosundan faydalanılmıştır (Erickson ve diğ. , 2001).

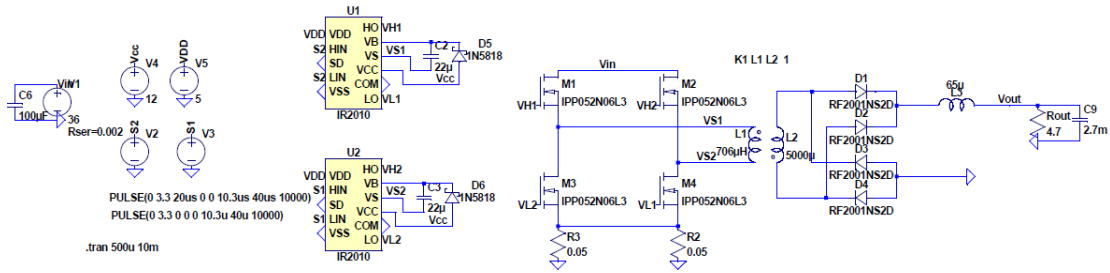
**Tablo 4.1:** Litz kablosu teli seçim Tablosu

Frekans aralığı (kHz)		Kullanılacak telin çapı (mm)	
0.06	1	0.4	0.254
1	10	0.254	0.2
10	20	0.2	0.127
20	50	0.127	0.102
50	100	0.102	0.079
100	200	0.079	0.063
200	350	0.063	0.05
350	800	0.05	0.04
850	1400	0.04	0.04
1400	3000	0.03	0.02

Tabloda solda kullanımın frekans aralığı karşısında da seçilmesi gereken Litz tel çapı aralığı gösterilmiştir. Tez çalışmasında DC-DC dönüştürücü uygulaması düşünüldüğünde trafo ve bobin için 0.127 mm tel çaplı kablolar uygun görülse de üreticinin 0.1 mm aralıklar (0.3, 0.2, 0.1 vb.) sebebi ile 0.1 mm tel çapı seçilmiştir. Bobin ve trafonun ikincil sargısının RMS akım değeri yaklaşık 10 A olduğu için bu kablonun kesit alanının  $3 \text{ A/mm}^2$  katsayısı temel alınarak  $30 \text{ mm}^2$  olması gerekmektedir.  $30 \text{ mm}^2$  bakır alanın oluşturulması için 0.1 mm tellerden en az 425 adet kullanılması gerekmektedir. Üreticilerde bu değere en yakın 450 olduğu için bobin ve transformatörün ikincil sargısında 450 adet 0.1 mm çaplı telden oluşan Litz kablosu kullanılmıştır. Trafonun birincil sargısının RMS akımı yaklaşık 26 A olacağı için bu kablonun bakır alanının  $78 \text{ mm}^2$  olması gerekmektedir. Bunun içinde en az 1150 adet tel kullanılması gerekmektedir. Ancak üreticilerde bu değere en yakın 1000 adet 0.1 mm çaplı telden oluşan Litz kablosu olduğu için 1000 seçilmiştir.

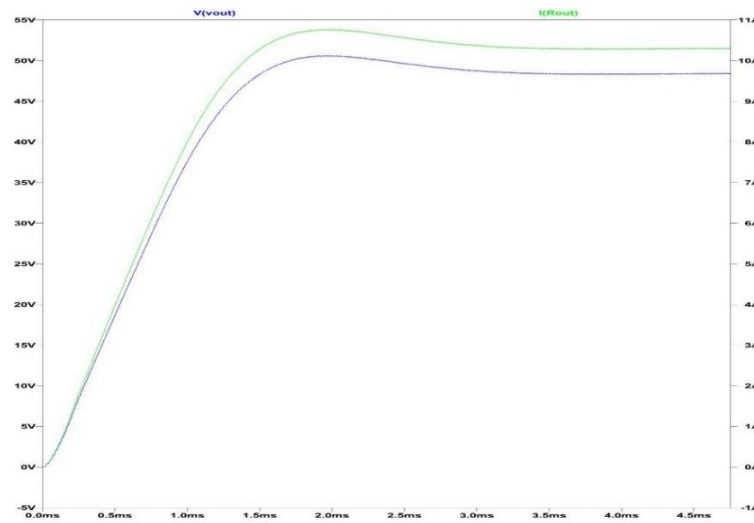
## 4.2 TAM KÖPRÜLÜ DÖNÜŞTÜRÜCÜ BENZETİMİ

Tam köprülü dönüştürücünün benzetimi LTspice programı ile yapılmıştır. Benzetim yapılırken güç kaynağı iç dirençleri  $1 \Omega$  alınmıştır. Transformatöre karşılıklı endüktans katsayısı 1 alınarak transformatör ideal kabul edilmiştir. Tam köprülü dönüştürücüde kullanılan diyotların spice modeli bulunamadığı için benzer parametrelere sahip RHOMS firmasının RF2001NS2D kullanılmıştır. Kullanılan Mosfetlerin LTspice modelleri bulunduğu için Mosfetlerin kendi modelleri kullanılmıştır. IR2010 Mosfet sürücü LTspice modeli IRF firmasının web sitesinden alınmıştır. LTspice üzerindeki gerilim kaynaklarının dalga sinyali verme özelliği kullanılarak 25 kHz anahtarlama frekansına sahip yüzde 70 darbe genişliğinde 2 adet anahtarlama sinyali üretilmiştir. LTspice modeli Şekil 4.16 ile gösterilmiştir.



Şekil 4.16: Tam köprülü dönüştürücü LTspice modeli.

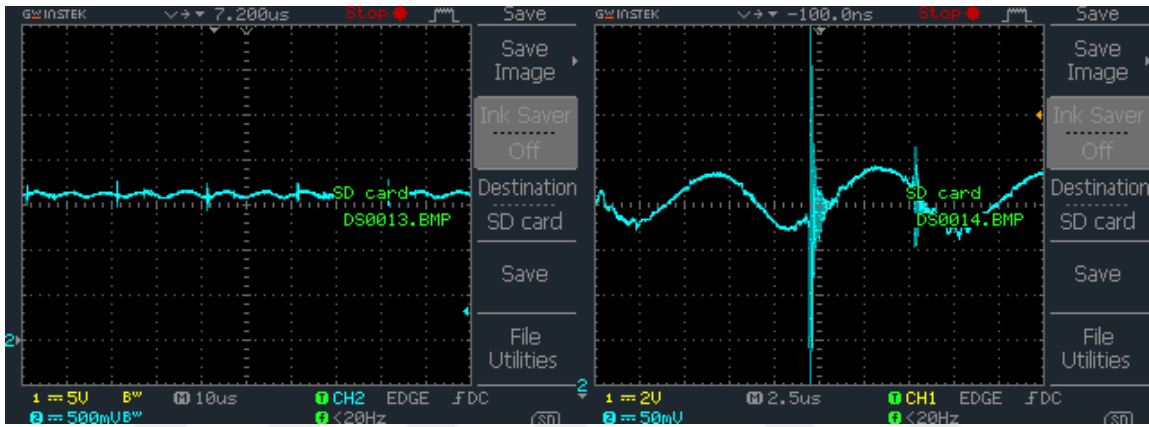
Şekil 4.17 ile tam köprülü dönüştürücünün çıkış gerilimi ve çıkış akımı gösterilmiştir.



Şekil 4.17: LTspice benzetimi DC-DC çıkış akımı ve gerilimi.

### 4.3 TAM KÖPRÜLÜ DÖNÜŞTÜRÜCÜ DENEYSEL SONUÇLAR

Tam köprülü dönüştürücü üzerindeki izole gerilim ölçüm devresinin hassasiyeti 52.6 mv/V değerindedir. Şekil 4.18’ de çıkış gerilimi geri besleme devresinin çıkışının zamana bağlı değişimi gösterilmiştir.

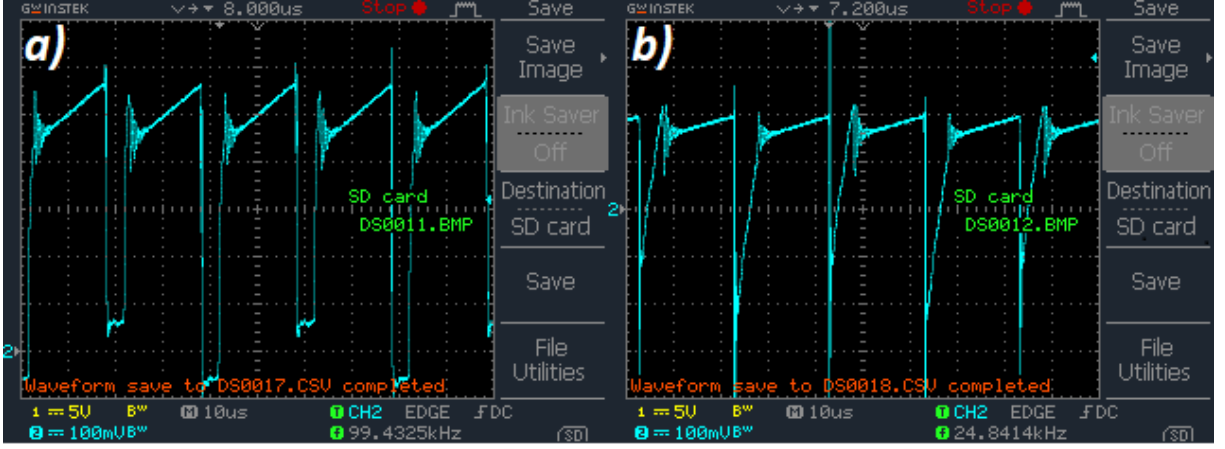


Şekil 4.18: Çıkış gerilimi geri besleme sinyalinin gösterimi.

Şekil 4.18’ de zaman aralığı azaltılarak sinyalin içerisindeki dalgalanmada gösterilmiştir. Dalgalanma değerinin yaklaşık 50 mV olduğu düşünüldüğünde gerilim geri besleme devresinde yaklaşık 0.5 V ölçüm hatası olduğu görülmektedir. Bu hata yazılım içerisinde yazılan kayan ortalama kodu ile azaltılmaktadır. Ayrıca anahtarlama anındaki gürültünün çıkış gerilimi geri besleme sinyalinde yarattığı anlık gürültüde gözükmemektedir.

Akım geri besleme devresinde 6 mΩ değerindeki direnç üzerinden geçen akım direnç üzerinde amper başına 6 mV üretmektedir. Bu gerilim akım geri besleme devresinde 3 kat kuvvetlendirilerek mikro denetleyiciye verilmektedir. Şekil 4.19’de anahtarlama anındaki çınlamadan kaynaklanan gürültüler gözükmemektedir. Ancak RC sönümleyici devresi kullanılmasına rağmen oluşan bu çınlama sinyalleri akım ölçümü sinyalin yükselen kenarının tam ortasında yapıldığı için ölçümleri etkilememektedir.

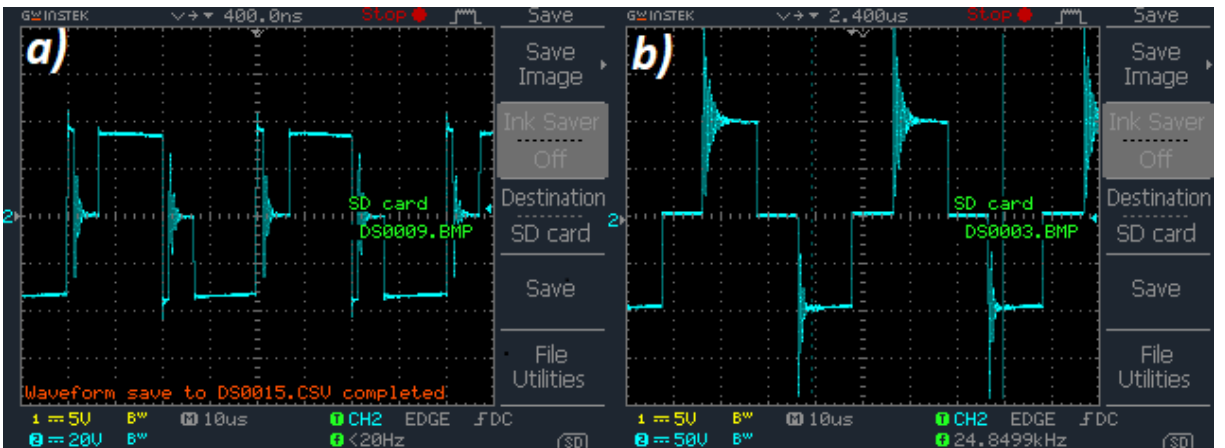




**Şekil 4.19:** Akım geri besleme devresi sinyalinin gösterimi a) OPAMP devresi çıkış sinyali b) OPAMP devresi giriş sinyali.

Şekil 4.19(a) ve Şekil 4.19(b)' de gösterilen iki osiloskop ekranının ikisinde de bir kare 100 mV gerilim gösterse de b ile gösterilen ekranda sinyalin başlangıç değerinin ortada a ile gösterilen ekranda sinyalin başlangıç değerinin en alt karenin bir üstünde olduğuna dikkat etmek gerekmektedir.

Giriş gerilimi 40 V değerinde iken anahtarlama anında transformatörün birinci sargıları üzerinde oluşan gerilim ile ikincil sargıları üzerinde oluşan kuvvetlendirilmiş gerilim Şekil 4.20' de gösterilmiştir.



**Şekil 4.20:** Trafo üzerindeki sinyallerin gösterimi a) Birincil Sargıları üzerindeki gerilim b) İkincil sargıları üzerindeki gerilim.

Şekil 4.20' da gösterilen osiloskop ekranın 40 V giriş sinyalinin yaklaşık 37 -38 V değerinin ancak transformatöre aktarıldığı 2 -3 V gerilimin Mosfet ve bobin sargıları üzerinde harcandığı

gözükmektedir. Birincil sargılardaki gerilim yaklaşık 2.6 kat kuvvetlendirilmesi ile elde edilen yaklaşık 100 V gerilim ise b ekranında gösterilmektedir. Bu görüntüler alınır iken ayrıca sönümleyici devrenin etkisinin de gösterilmesi için H köprüsü anahtarlama devresindeki sönümleyici devrelerden biri sökülüştür. Bu sebeple anahtarlama sinyallerindeki gürültü arasında ki fark ve RC sönümleyici devresinin etkisi gözükmektedir.

#### 4.2 Yakıt Pili Sabit ve Değişken Güç Deney Sonuçları

Yakıt pilinin güç değişim anlarında fazladan enerji harcamaktadır ve bu geçiş anlarındaki verim düşümü olmaktadır. Bunu göstermek için öncelikle yakıt pilinin çıkış gücü sabit tutularak deney yapılmış ve farklı çıkış güçlerinde harcadığı toplam hidrojen gazı Tablo 4.2 ile gösterilmiştir.

**Tablo 4.2:** Farklı sabit çıkış güçleri ile yapılan deney sonuçları.

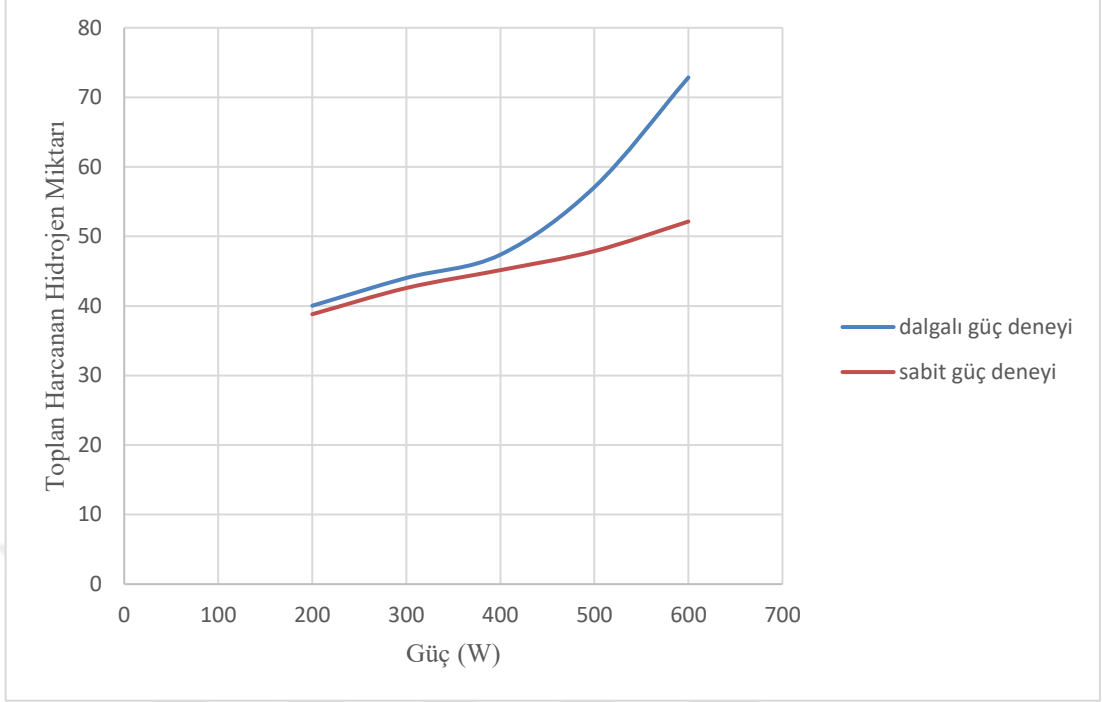
Deney Numarası	Watt	Süre ( dk )	Enerji (Wh)	Harcanan Hidrojen Gazı (L)
1	200	20	66.6666667	38.81
2	300	13.3	66.5	42.58
3	400	10	66.6666667	45.15
4	500	8	66.6666667	47.88
5	600	6.66	66.6	52.14

Deney sırasında çıkış güçleri değiştirilse de deney süresi de çıkış gücüne bağlı olarak değiştirilerek bütün deneylerde harcanan enerji sabit tutulmuştur. Böylelikle üretilen aynı 66.6 Wh enerji için harcanan hidrojen gazındaki değişimler gözükmektedir. Yakıt pil çıkış gücü arttırıldıkça aynı enerji miktarı için harcanan hidrojen gazı miktarı artmaktadır. Çünkü artan çıkış gücü için çıkış akımının artması ile birlikte yakıt pili gerilimi düşmektedir, bu ise doğrudan yakıt pili verimini düşürmektedir (Haghi ve diğ. , 2018). Bu sebeple yakıt pilinin çıkış gücü ne kadar azaltılır ise yakıt pili verimi o kadar artmaktadır. Ardından yapılan ikinci deneyde elektronik yük 4 saniye açık 4 saniye kapalı kalacak şekilde programlanmıştır. Deney süreside iki katına çıkartılmıştır. Böylelikle aynı miktarda enerji, aynı güç değeri kullanılarak sabit bir çıkış gücü ile yerine dalgalı (anahtarlama) çıkış gücü ile elde edilmiştir. Yapılan 2. Deney sonuçları Tablo 4.3 ile verilmiştir.

**Tablo 4.3:** Dalgalı güç çıkışı ile yapılan deney sonuçları gösterimi.

Deney Numarası	Güç ( W )	Anahtarlama Süresi	Toplam Süre ( dk )	Enerji (Wh)	Harcanan Hidrojen Gazı (L)
Deney 1	200	4-4	40	66.66	40.03
Deney 2	300	4-4	26.6	66.66	44.03
Deney 3	400	4-4	20	66.66	47.37
Deney 4	500	4-4	16	66.66	57.08
Deney 5	600	4-4	13.2	66.6	72.86

İkinci deney sonucunda da ilk deneyde olduğu gibi yakıt pili çıkış gücü arttıkça harcanan toplam hidrojen gaz miktarı artmıştır. Ancak sabit çıkış gücü ile yapılan deneyde harcanan toplam hidrojen gazında ki artış doğrusal olarak artar iken dalgalı güç deneyinde ki harcanan toplam hidrojen gazı doğrusal olarak artmamaktadır. Bu iki deney arasındaki harcanan toplam hidrojen gazının, yakıt pili çıkış gücüne bağlı olarak değişimi Şekil 4.20 ile gösterilmiştir.

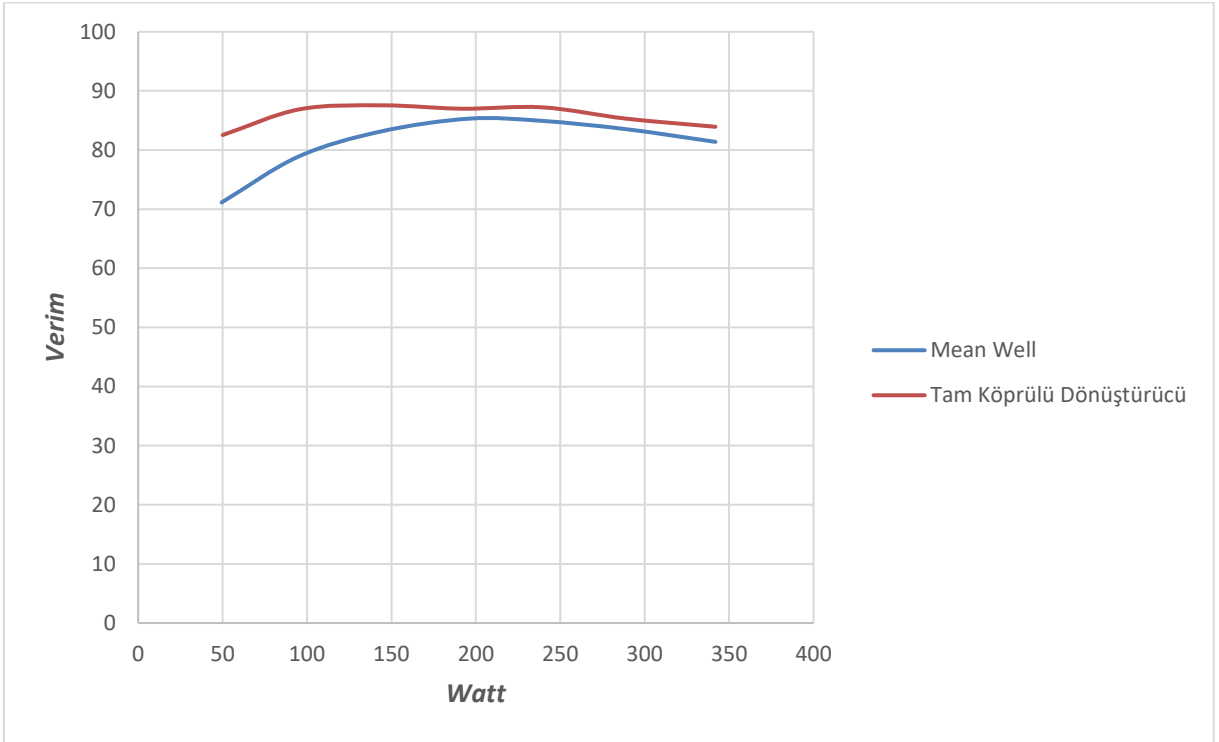


**Şekil 4.21:** Sabit güç ve dalgalı güç deneylerinin karşılaştırması.

Şekil 4.20’de iki eğri arasında görülen bu fark tamamen anahtarlama anındaki kayıptan kaynaklanmaktadır. Çıkış gücü arttırıldıkça yakıt pili çıkış akımı arttığı için geçiş süreside artmaktadır buna bağlı olarak ta anahtarlama kayıpları artmaktadır.

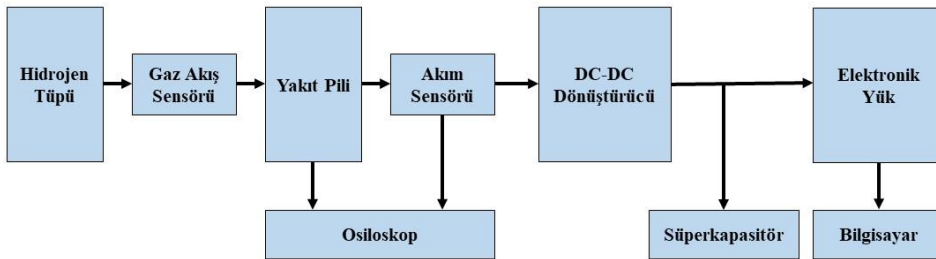
### 4.3 TAHRİK SİSTEMİ DENEYSEL SONUÇLARI

Deneylerde kullanılan tam köprülü dönüştürücü ile Mean Well DC-DC dönüştürücünün verimleri ayrı ayrı ölçülmüştür. Bu ölçümler yapılırken DC-DC dönüştürücülerin çıkışı elektronik yüke bağlanmış ve elektronik yük sabit direnç moduna alınarak her ölçüm için direnç değeri düşürülerek DC-DC dönüştürücülerin çıkış güç değeri arttırılmıştır. DC-DC dönüştürücülerin giriş beslemesi için ise 2 adet GW INSTEK firmasının GPC-3060 güç kaynağı paralel bağlanmıştır. İki güç kaynağı 31 V değerine alınıp paralel bağlanarak kullanılmıştır böylelikle maksimum giriş gücü 410 W değerine çıkartılmıştır. DC-DC dönüştürücülerin ikisinin de çıkış gerilimi 48 V değerine ayarlanarak aynı koşullar altında yapılan verim ölçümlerinin sonucu Şekil 4.21’ de verilmiştir.



**Şekil 4.22:** Tam köprülü dönüştürücü ile Mean Well (SD-1000H-48) verim karşılaştırması.

Tez kapsamında yapılan tam köprülü dönüştürücü, Mean Well DC-DC dönüştürücüsünden ortalama yüzde 3 daha verimlidir. Yapılan son deney ile yakıt pili çıkış akımını sabitlemenin tahrik sistemi verimini ne kadar artırdığı gösterilmiştir. Bu deney için hazırlanan test düzeneği Şekil 4.21’ de gösterilmiştir. Deney sırasında osiloskop üzerindeki yakıt pili çıkış akımı değerleri kayıt edilmiş. DC-DC dönüştürücü çıkış gerilimi ve akımı elektronik yük üzerinden bilgisayara kayıt edilmiştir.



**Şekil 4.23:** Tahrik sistemi deney düzeneği gösterimi.

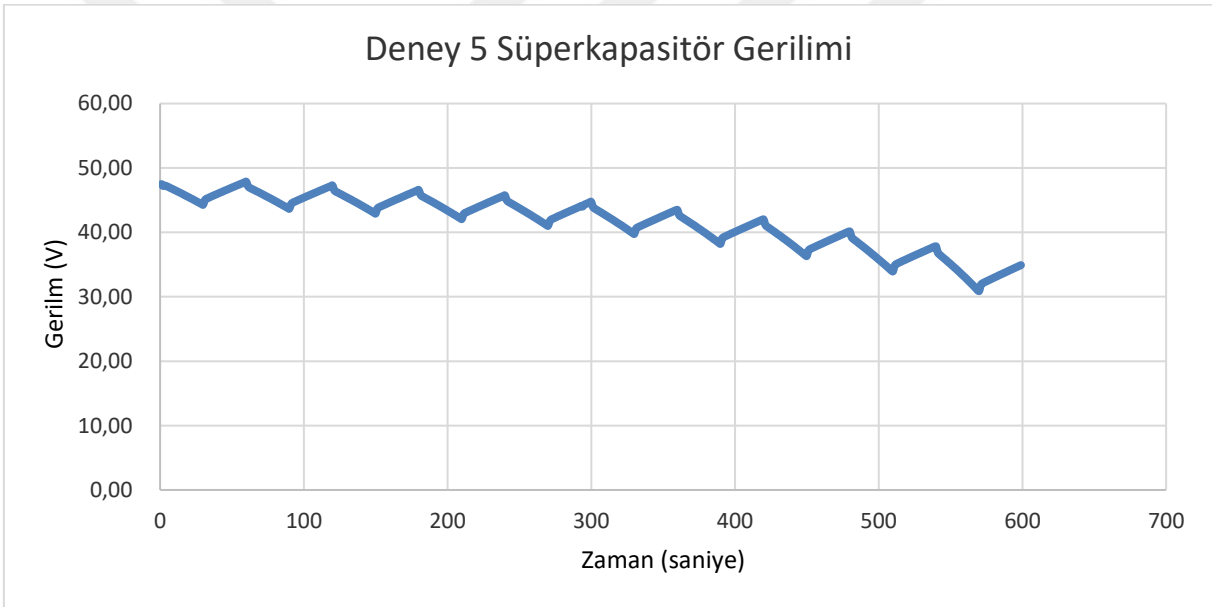
Yapılan deney parametrelerin belirlenmesi için Hidroist takımının daha önceden Shell Eco Marathon Europe 2017 yarışında kayıt edilen yarış verileri kullanılmıştır. Bu verilerden elde

edilen bilgilere göre 4 tekerlekli şehir tipi bir aracın pistte harcadığı ortalama enerji 240 -250 W değerleri arasındadır. Bunun ile beraber harcadığı maksimum güç değeri aracın bulunduğu yolun eğimine ve o anki hız değerine bağlı olarak değişmektedir. Ayrıca yarış koşulları gereği dönüşlerden ya da başka engellerden kaynaklı olarak araba en fazla 30 – 40 saniye hızlanan bilmektedir. Bu süreden sonra 20-30 saniye araba kendi hızıyla devam ettikten sonra tekrardan hızlanmaktadır. Bu sebeple yapılan deneyde ortalama güç 240 -250 W arasında alınmış, elektronik yükün anahtarlama süresi ise elektronik yükün maksimum değeri olan 30 saniye seçilmiştir. Bütün deneyler için deney süresi sabit 10 dk seçilmiştir. Deney sonuçları Tablo 4.4 ile gösterilmiştir. Toplamda 12 deney yapılmıştır. İlk 4 deneyde DC-DC yerine Şekil 4.22' de DC-DC ile gösterilen yere Mean Well firmasının DC-DC dönüştürücü bağlanmıştır. Deney 1 de elektronik yük 30 saniye 0 W 30 saniye 500 W değerinde DC-DC dönüştürücüden güç çekmiştir. 500 güç çekerken yakıt piline bağlı süperkapasitörler geçiş anında ve sonrasında yakıt piline destek olmaktadır. Anahtarlama anında Mean Well firmasının DC-DC dönüştürücüsünün tepki süresinden kaynaklı olarak DC hat geriliminde 0.5 V dalgalanma oluşmaktadır. Bundan sonra yapılan 2,3 ve 4 numaralı deneylerden maksimum güç değeri sırasıyla azaltılmıştır. Bu deneyler ile DC besleme hattı gerilimi sabit tutularak anahtarlama değişken yükler altında yakıt pilinin harcadığı toplam hidrojen gaz miktarı bulunmuştur. Elektronik yükün anahtarlama değerlerinin güç seviyesi arttıkça harcanan hidrojen gazının da arttığı gözlemlenmektedir. Bundan sonra yapılan 4 deneyde Mean Well firmasının DC-DC dönüştürücüsü sökülerek yerine tez çalışmasında yapılan Tam köprülü DC-DC dönüştürücü bağlanmıştır. Ancak DC-DC dönüştürücü içerisindeki giriş akımı kısma algoritması sayesinde giriş akımı istenen değere sınırlanmıştır. Yapılan deneyler sonucunda tam köprülü dönüştürücünün 240 W değerinde en yüksek verimde olduğu tespit edildiği için tam köprülü dönüştürücünün çıkışı 240 W değerine sabitlenmiştir. Tam köprülü dönüştürücünün çıkış gücü 240 iken giriş gücünün yaklaşık olarak 275 W olduğu bilinmektedir. 275 W değerinde yakıt pili çıkış gerilimi yaklaşık 31 V değerinde olmaktadır. Bu sebeple giriş gücünün 275 W olması için giriş akımı deney 5,6,7 ve 8' de yaklaşık 9 ampere sabitlenmiştir. 9 amper altında DC-DC dönüştürücü çıkış gerilimi 48 V değerinde olur iken giriş akımı 9 A değerini aştığında giriş akımı 9 ampere sabitlenip buna bağlı olarak çıkış gerilimi azaltılmaktadır. Bu sebeple çıkış gücünün 240 W değerini aldığı deneylerde DC-DC dönüştürücünün çıkışı gücü 240 W değerine sabitlenmektedir.

**Tablo 4.4:** Akım Sınırlama Deneyi Sonuç Tablosu.

Deney No	DC-DC	DC-DC Çıkış Gücü Sınırı	Elektronik Yük Anahtarlama Güç Değerleri	Harcanan Hidrojen Gazı (L)	$\Delta V_{\text{çıkış}}$ (V)	Süperkapasitör Başlangıç Gerilimi (V)	Süperkapasitör Bitiş Gerilimi (V)
1	Mean Well	YOK	0 - 500 W	41.67	0.51	47.74	47.46
2	Mean Well	YOK	0 - 400 W	29.05	0.48	47.7	47.23
3	Mean Well	YOK	0 - 300 W	20.23	0.49	47.81	47.87
4	Mean Well	YOK	0 - 200 W	13.53	0.51	47.93	47.83
5	Tam Köprülü Dönüştürücü	240	0 - 500 W	30.22	5.65	47.59	30.5
6	Tam Köprülü Dönüştürücü	240	0 - 400 W	24.14	2.43	47.69	47.4
7	Tam Köprülü Dönüştürücü	240	0 - 300 W	18.16	1.05	48.3	48.22
8	Tam Köprülü Dönüştürücü	240	0 - 200 W	12.23	0.2	48.11	49.9
9	Tam Köprülü Dönüştürücü	250	0 - 500 W	34.14	3.5	47.68	47.8
10	Tam Köprülü Dönüştürücü	200	0 - 400 W	23.51	2.9	47.85	47.8
11	Tam Köprülü Dönüştürücü	150	0 - 300 W	17.29	2	47.82	47.8
12	Tam Köprülü Dönüştürücü	100	0 - 200 W	11.7	1.02	47.99	47.95

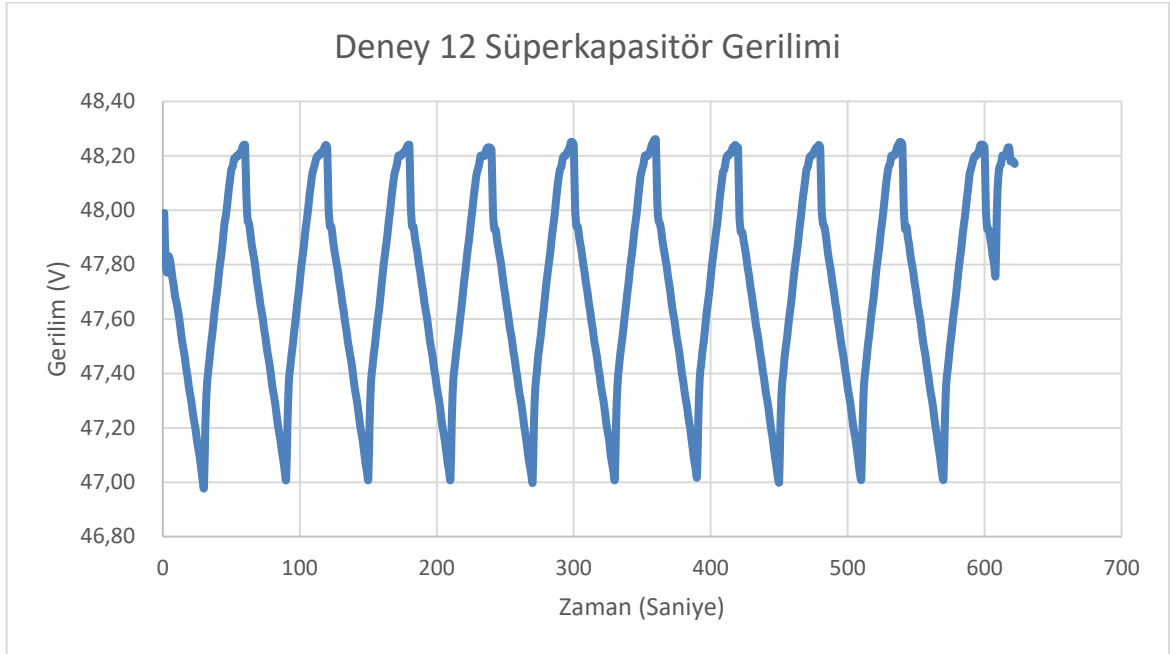
Çıkış gücü deney 8’de 240 W değerinin altında kalır iken deney 5, 6 ve 7’de çıkış gücü 240 W değerini aşmaktadır. Deney 5’te çıkış gücünün 500 W olduğu durumda tam köprülü DC-DC dönüştürücünün çıkışı 240 W güç değerine sabitlenmektedir. Kalan 260 W süperkapasitör tarafından elektronik yüke verilmektedir. Sadece bu deneyde süperkapasitörün deşarj gücü, şarj gücünden daha fazla olduğu için tam köprülü dönüştürücü elektronik yükün 30 saniye boyunca güç çekmediği aralıkta süperkapasiteyi tekrar başlangıç gerilimine şarj edememektedir. Bu sebeple deney sonucunda süperkapasitenin başlangıç gerilimi bitiş gerilimine eşit olmamaktadır. Bunun dışında kalan bütün deneylerde yaklaşık olarak süperkapasitörün başlangıç ve bitiş gerilimleri eşittir. Deney 5 süresi boyunca değişen kapasite gerilimi Şekil 4.23’ de gösterilmiştir.



**Şekil 4.24:** Deney 5 süperkapasitör geriliminin gösterimi.

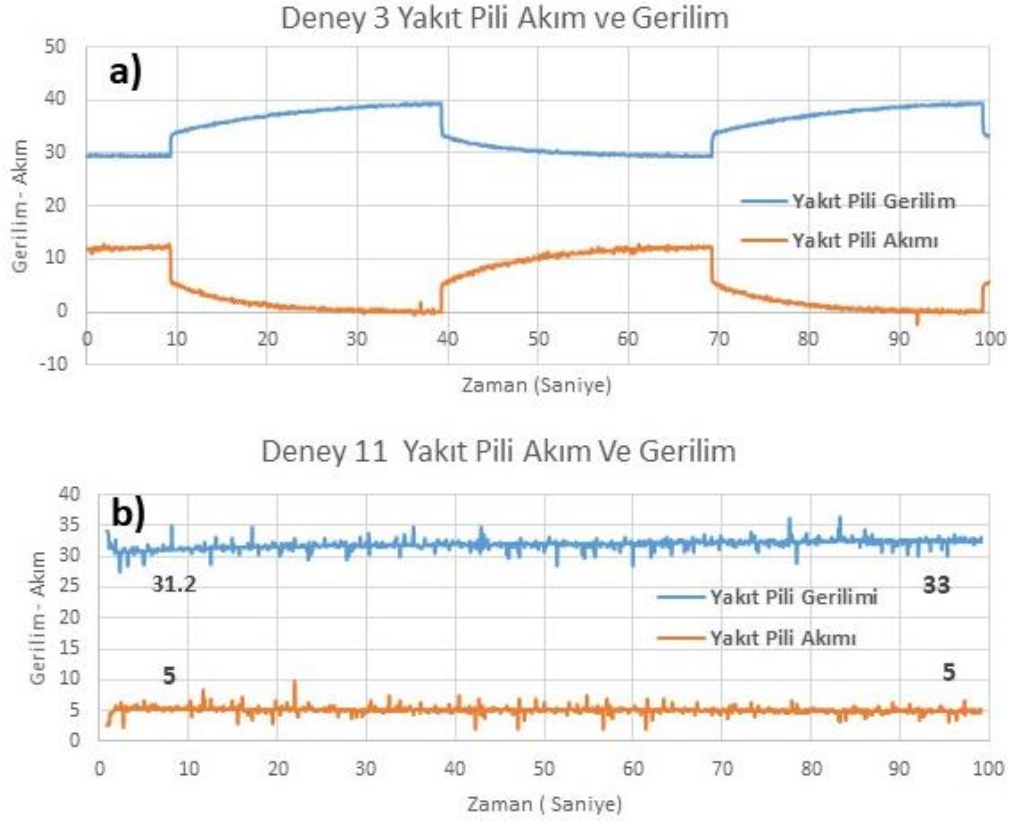
Tabloda gösterilen  $\Delta V_{\text{çıkış}}$  değeri test sırasında elektronik yük anahtarlama aralığında çıkış geriliminde oluşan gerilim dalgalanmasını göstermektedir. Örnek olarak Şekil 4.23 için bu değer ortalama 5.65 V değerindedir. Diğer deneylerde bu değer deşarj gücü, şarj gücünden büyük olmadığı için sabit olmaktadır. Deney 9,10,11 ve 12’ de tam köprülü dönüştürücü çıkış gücü elektronik yükün maksimum çıkış gücünün yarısına sabitlenmiştir. Böylelikle süperkapasitör şarj ve deşarj süreleri birbirine eşit olması sağlanmış ve süperkapasitör geriliminin deney sonunda başlangıç değerine eşit olması sağlanmıştır. Örnek olarak Şekil 4.24’de deney 12’deki süperkapasitör geriliminin zamana bağlı değişimi verilmiştir.





**Şekil 4.25:** Deney 12 süperkapasitör geriliminin gösterimi.

Yapılan deneylerde DC-DC çıkış gücü elektronik yükün maksimum gücünün yarısını sabitlendiği için DC-DC'nin çıkış gücü hep sabit kalmaktadır. Örnek olarak deney 11 de elektronik yükün gücü 300 W değerindedir. Tam köprülü dönüştürücünün çıkış gücü ise 150 W değerine sabitlenmiştir. Böylelikle elektronik yük 300 W güç çekerken tam köprülü dönüştürücü 150 W güç değerine sabitlenmişken kalan 150 W gücü ise süperkapasitör vermektedir. 30 saniye sonra elektronik yükün gücü 0 W olduğunda tam köprülü dönüştürücü aynı 150 W güç değeri ile süperkapasitörü şarj etmektedir. Böylelikle tam köprülü dönüştürücünün çıkış gücü her zaman 150 W güç değerinde sabit kalmakta dolayısı ile yakıt pilinin çıkış akımı belirlenen akım değerinde hep sabit kalmaktadır. Öte yandan Mean Well ile yapılan 3 numaralı 0 300 W deneyinde yakıt pili çıkış akımı sabitlenmemektedir. Şekil 4.25' de deney 11 ile deney 3'teki yakıt pili gerilim ve akım eğrilerinin karşılaştırması verilmiştir.

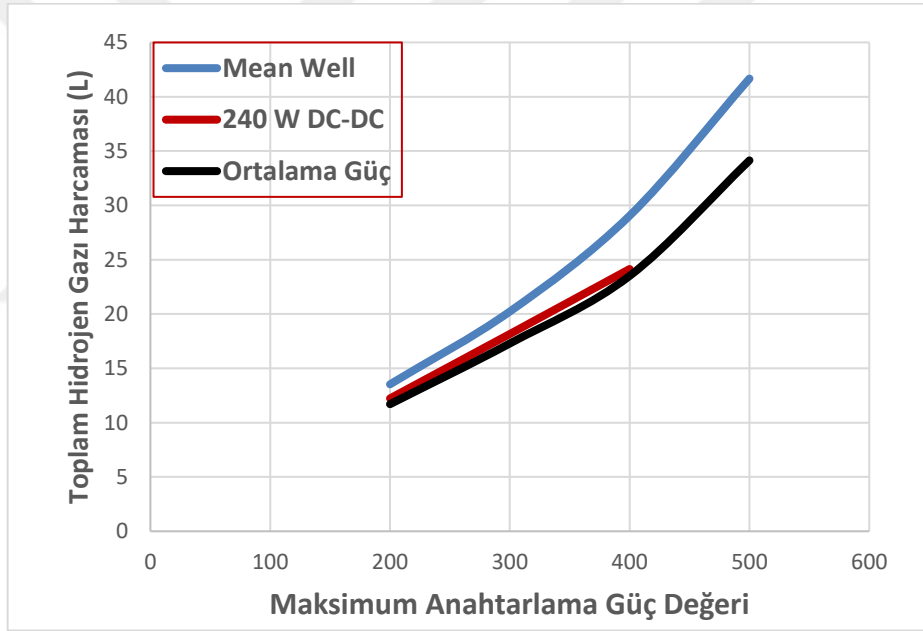


**Şekil 4.26:** a ) Deney 3 akım ve gerilim grafiği, b) Deney 11 akım ve gerilim grafiği.

Tam köprülü dönüştürücünün akım sabitleme özelliği ile deney 11’ de yakıt pili çıkış akımı 5 A değerine sabitlenmiştir. Öte yandan Mean Well DC-DC’ si kullanılarak yapılan deneyde akım değeri maksimum 12 amper değerlerine ulaşmaktadır. Tam köprülü dönüştürücünün yakıt pili çıkış akımını 5 A değerine sabitlemesinin sayesinde yakıt pili sabit güçte uzun süre çalışarak daha verimli hale geldiği b bölümünde verilen grafikte çok daha net belli olmaktadır. Başlangıçta 5 A 31.2 V değerinde olan yakıt pili yaklaşık 100 saniye sonra yine 5 A’ de 33 V vermektedir. Deney sırasında hidrojen gazı akış sensöründen alınan verilere bakıldığında 100 saniye boyunca yakıt pili hidrojen akışı yaklaşık 1.65 litre/dakika değerinde sabit kalmaktadır. Buna rağmen başlangıçta 5 A ile yakıt pili gerilimi çarpımından elde edilen yakıt pili gücü 156 W değerinde iken 100 saniye sonra yakıt pili gücü gerilim 33 V değerine yükselmesi ile birlikte 165 W değerine yükselmiştir. Hidrojen gazı harcaması sabit iken yakıt pili verimliliği 100 saniyede yaklaşık olarak %0.6 artmıştır. Yakıt pilindeki bu artış yakıt pili çıkış akımını sınırlanarak yapılan deneylerde ki artan verimin sebeplerinden biridir. Çünkü yakıt pili sabit güçte çalıştığı süre boyunca sıcaklığı artmakta ve uygun çalışma sıcaklığı koşuluna daha çok yaklaşmaktadır. Buna karşılık deney 3’ te yakıt pili 30 saniye yüksek güç değerinde 30 saniyede

boşta çalıştığı için sıcaklığı artmamaktadır. Güç değerleri arttıkça verim etkisi daha da artış göstermektedir. Ancak bunun ile beraber besleme gerilimdeki dalgalanma da artmaktadır. Deney 11 ile elde edilen verime karşılık besleme hattındaki gerilim dalgalanması deney 3'e kıyasla 1.5 V daha fazladır. Besleme hattındaki bu gerilim dalgalanması süperkapasite modülünün kapasitesi artırılarak yada DC-DC dönüştürücünün güç değeri artırılarak kabul edilebilecek aralıkta tutularak tahrik sistemlerinin verimi artırılabilir.

Yapılan deney sonuçları 3 grupta toplandığında ile 4 deneye Mean Well deneyleri, ikinci 4 deneye 240 W DC-DC deneyleri ve son 4 deneye ortalama güç deneyleri olarak adlandırılır. Bu gruplama için maksimum anahtarlama güç değeri ile hidrojen gazı harcaması grafiği oluşturulup 3 deney grubu üst üste çizdirildiğinde Şekil 4.26 elde edilmektedir.



Şekil 4.27: Deney gruplarının hidrojen gazı harcamalarının gösterimi.

Görülmektedir ki tam köprülü dönüştürücünün çıkış gücünün ortalama güce sabitlendiği deney grubu en verimli olan deney grubudur. 5 numaralı deneyde süperkapasitör başlangıç değerine şarj edilemediği için bu grafiğe alınmamıştır. Yakıt pili çıkış akımının sabitlemenin sistem üzerindeki etkisi en çok deney 1 ile deney 9 karşılaştırıldığında görülmektedir, sistem verimi yaklaşık olarak yüzde 18 artmıştır. Buna karşılık olarak besleme hattındaki gerilim dalgalanması 0.5 V değerinden 3 V değerine yükselmiştir. Bu değer birçok araç tahrik sistemi için tolere edilebilir bir değerdir.

## 5. TARTIŞMA VE SONUÇ

PEMFC içeren araç tahrik sistem incelenerek ticari olarak kullanılan ve tez bünyesinde oluşturulabilecek en uygun araç tahrik sistemi seçilmiştir. Tahrik sistemi kullanılan PEMFC'nin kullanım koşullarına ve kontrol kartına bağlı olarak verimsiz çalışmasına sebep olan durumlar verilmiş ve bunun giderilmesi için tahrik sistemin yakıt pili çıkış akımının belirli bir akımda sabit tutulmasının sistem verimini arttıracığı teorik olarak kaynaklar ile beraber gösterilmiştir. Yakıt pili çıkış akımının sabitlenmesi için kullanılacak DC-DC dönüştürücünün analizi, benzetimi, tasarımı ve gerçekleştirilmesi yapılmıştır. Bu aşamaların yapımında Altium, Matlab, LTSpice, Keil programları kullanılmıştır.

DC-DC dönüştürücünün yapım aşamasında karşılan sorunların başında sistemin izole olması sebebi ile osiloskop kullanımının zorlaşması gelmektedir. DC-DC üzerinden bir sinyal ölçülmeye kalktığında kullanılan osiloskobun toprak hattından bağımsız olması gerekmektedir ve bunun için osiloskop hep UPS ile beslenmek zorunda kalmaktadır.

DC-DC dönüştürücü üzerinde kullanılan STM32F3344 mikro denetleyicisinin ST firmasında bulunan yeni çıkan HAL kütüphanelerinde PWM ve ADC senkronizasyonu için kullanılan kodlarda hatalar bulunmaktadır. Mikro denetleyici PWM bellek dizini güncellendiğinde sadece kendi kesmesini çalıştırmakta her zaman ADC kesmesini tetiklememektedir. Bu sebeple senkronizasyon bozulma ve bazen darbe genliği dışında ADC ölçümü almaktadır. Bu sebeple giriş akım değeri sıfır gelmektedir. Anlık olarak gerçekleşen bu durum PID çıkışlarında ani dalgalanmalara ve dolayısı ile çıkış geriliminde yüksek gerilim dalgalanmasına sebep olmaktadır. Bu yüzden ST firmasının verdiği şuan güncellenmeyen kullanımı bırakılmış standart kütüphaneler kullanılarak kod yazılmıştır. Bu da kodun yazımında yeteri kadar kaynak ve örnek yazılım bulunamamasına sebep olmuştur. Bunun yanında Keil derleyicisinin debug özelliğinin mikro denetleyici içerisindeki değişkenleri anlık olarak grafik ara yüzünde göstermesi PID katsayılarının optimizasyonunda büyük kolaylık sağlamıştır.

Kullanılan Litz kabloların Çin'li üreticinin belirttiği kalınlıktan daha büyük gelmesi sebebi ile kaskata kolaylık ile sarılamamış bu sebeple bobin ve trafonun sarımı için profesyonel firmadan yardım alınmıştır.

PCB tasarımı yapılırken bakır alanlar ile entegre pinleri arasında bırakılan aralık bırakılması gerekenden biraz daha az bırakıldığı için lehimleme esnasında entegre pinleri bakır alana kısa devre olmuştur. PCB üreticisinden 1. Katmanı 70  $\mu\text{m}$  yapması istendiğinde 4. Katman ile beraber yapıldığı söylendiği için 4. Katman bakır kalınlığı da 70  $\mu\text{m}$  seçilmiştir. Ancak 4. Katmanda bulunan toprak bakır alanın çok büyük olması sebebi ile bu katmanda bulunan mikro denetleyicinin toprak pinlerinin lehimlemesinde güçlük çekilmiştir. PCB bir yandan sıcak hava tabancası ile ısıtılır iken aynı anda mikro denetleyici yerleştirilerek yüksek güçlü havaya ucu ile zorla lehimlemiştir. İlk başlarda lehimlenen birçok PCB üzerinde mikro denetleyicinin ve diğer entegrelerinin toprak pinleri bu sebeple soğuk lehim olmuş düzgün lehimlenememiştir.

DC-DC dönüştürücü üzerindeki anahtarlama yumuşak anahtarlama olmadığı için anahtarlama frekansı arttırılamamıştır. Yumuşak anahtarlama yapılarak transformatör ve bobin boyutu küçültülerek aynı güç değerlikli daha küçük bir DC-DC dönüştürücü yapılabilir.

Sonuç olarak yapılan DC-DC dönüştürücü verimi farklı çıkış güçleri için ölçülmüştür. Yapılan ölçümler Mean Well firmasının DC-DC dönüştürücü ile kıyaslanmıştır. Yapılan ölçümler sonucunda tez kapsamından yapılan DC-DC dönüştürücünün veriminin yaklaşık yüzde 87 olduğu, Mean Well firmasının DC-DC dönüştürücüsünün veriminin ise yüzde 85 olduğu gösterilmiştir. Verim değerlerinin bu derece yakın olması açısından yapılan deneylerde bu 2 DC-DC dönüştürücü kullanılmıştır. Ardından yakıt pili üzerinde yapılan sabit güç deneyleri ile yakıt pilinden aynı miktardaki enerji farklı güç değerleri kullanılarak çekilmiştir. Deney sonucunda aynı miktardaki enerjinin yakıt pili çıkış gücü 200 W iken 38.81 litre hidrojen gazı harcanarak üretildiği, çıkış gücü 300 W değerine çıkartıldığında ise harcanan hidrojen gazının yaklaşık yüzde 3 artarak 42 litre olduğu gösterilmiştir. Deney içinde farklı güç değerleri de denenerek yakıt pili çıkış gücünde yapılan her 100 W artışın hidrojen harcamasını yaklaşık yüzde 3 arttırdığı gösterilmiştir. Yakıt pil üzerinde yapılan değişken güç anahtarlama deneyleri sonucunda yaklaşık 400 W güç değerlerine kadar kayıpların yüzde 2 arttırdığı ama 400 W güç değeri noktasından sonra kırılma olduğu ve kayıpların doğrusal olmadan arttığı ve kayıpların 600 W değerinde yaklaşık yüzde 30 arttığı gösterilmiştir. Bu deney sonucunda yüksek güç değerlerinde yapılan anahtarlama, düşük güç değerlerinde yapılan anahtarlamalara göre daha çok kayba sebep olduğu gösterilmiştir. Tahrik sistemindeki yakıt pilinin bu dezavantajlarından kaynaklanan sistem verim düşümü azaltmak için önerilen tahrik sisteminin test düzeneği oluşturulmuştur. Deney düzeneğinde Mean Well firmasının DC-DC

dönüştürücüsü ile tez çalışmasında yapılan akım sınırlama özelliğine sahip DC-DC dönüştürücü ayrı ayrı yerleştirilerek deneyler yapılmıştır. Deney sonuçlarında yakıt pili çıkış akımı ve gerilimi deneyler için gösterilerek, deney sırasında yakıt pili çıkış akımının istenen akım değerine sabitlendiği gösterilmiştir. Kullanılan elektronik yükten alınan veriler ile akım sınırlamalı DC-DC dönüştürücü kullanılan tahrik sistemlerinde çıkış geriliminde oluşan gerilim dalgalanması gösterilmiştir. Deneyler içinde eğer yakıt pili çıkış akımı ortalama tahrik akımının altında tutulduğunda besleme geriliminin istenen değerde sabit tutulamadığı gösterilmiştir. Yakıt pili çıkış gücü ortalama 100 W değerinde iken çıkış geriliminde oluşan 1 V gerilim dalgalanmasının, yakıt pili çıkış gücü ortalama 250 W değerine arttırıldığında 3.5 V değerine yükseldiği gösterilmiştir. Deney sonucunda harcanan hidrojen gazı miktarları kıyaslandığında besleme geriliminde oluşan gerilim dalgalanmalarına karşın, akım sınırlama özelliğine sahip DC-DC dönüştürücünün kullanıldığı tahrik sistemlerinde verimin yüzde 18' e kadar arttığı gösterilmiştir.

## KAYNAKLAR

- (ADB) Independent Evaluation at Asian Development Bank, 2016, Global Increase in Climate-Related Disasters
- A. I. Pressman, 1998, Switching Power Supply Design
- A. Melero-Perez, W. Gao, J.J. Fernandezlozano, 2009, Fuzzy logic energy management strategy for fuel cell/ultracapacitor/battery hybrid vehicle with multiple-input DC/DC converter, proc. IEEE Vehicle Power and Propulsion Conf., Dearborn,
- A. Payman, S. Pierfederici, F. Meibodytabar, 2009, Energy management in a fuelcell/supercapacitor multisource/multiload electrical hybrid sistem, IEEE Trans. On Power Electronics, vol. 24 pp. 2681-2691
- A. Taniguchi, T. Akita, K. Yasuda, Y. Miyazaki, 2004, Analysis of electrocatalyst degradation n PEMFC caused by cell reversal during fuel starvation
- A.K. Haghi, D. Balköse, S. Thomas, 2018, Applied Physical Chemistry with Multidisciplinary Approaches
- Analog Devices , 2018, No-Opto Flyback DC/DC Converters & Snubber Protection Circuits, <https://www.analog.com/en/technical-articles/no-opto-flyback-dc-dc-converters-snubber-protection-circuits.html>, [Ziyaret Tarihi :10 Mart 2019]
- B. Aygün, 2018, Farklı Yakma Esaslı Sentez Yöntemleri ile Ce<sub>0,80</sub>Sm<sub>0,20</sub>O<sub>1,90</sub> Elektrolitlerin Hazırlanması ve Karakterizasyonu
- Brown M, 1990. Practical Switch-Mode Power Supply Design, Academic Press, San Diego, U.S.A
- C. Anderson, 2011, Design of a 2.5 kW DC/DC Fullbridge Converter
- C. Simpson, National Semiconductor, 2011, Linear and Switching Voltage Regulators
- D. Gao, Z Jin, Q Lu, 2008, Energy management strategy based on fuzzy logic for a fuel cell hybrid bus, J. of Power Sources, vol. 185(1), pp. 311-317
- D. Graovac, M. Pürschel, A. Kiep, Infineon, 2006, Mosfet Converter Loss
- E. Tazelaar, B. Veenhuizen, J. Jagerman, T. Faassen, 2013, Energy Management Strategies for Fuel Cell Hybrid Vehicles; an Overview
- G. J. Costa, 2011, Tuning a PID Controller, power transmission engineerin
- G.Dhaarini Devi, M.Akther Sabeena, C.Shankar, V.Kirbakaran, 2016, Effect of Cell Temperature on the Power Output of a PEM Fuel Cell in a Test Bed Condition
- H. Iqbal, 2003, DC / DC Converter: Design Project

- H. J. Zhang, Linear Technology, 2012, PCB Layout Considerations for Non-Isolated Switching Power Supplies
- H. Lohse-Busch, M. Duoba, K. Stutenberg, S. Iliev, M.Kern, 2018, Technology Assessment of a Fuel Cell Vehicle 2017 Toyota Mirai
- H. Lohse-Busch, M. Duoba, K. Stutenberg, S. Liev, M. Kern, 2017, Technology Assessment of a Fuel Cell Vehicle: 2017 Toyota Mirai
- H. Ying, L. Qi, Y. Hanqing, C. Weirong, 2016, Design Optimal Temperature Control System Based on Effective Informed Adaptive Particle Swarm Optimization for Proton Exchange Membrane Fuel Cell
- Hannah R, 2017, How long before we run out of fossil fuels?, <https://ourworldindata.org/how-long-before-we-run-out-of-fossil-fuels>, [Ziyaret Tarihi :19 Mart 2019]
- Heliocentres, 2018, Hydrogen Fuel Cell, [https://www.sbps.net/cms/lib/NE01912194/Centricity/Domain/406/1.3.1.A\\_HydrogenFuelCell.ppt](https://www.sbps.net/cms/lib/NE01912194/Centricity/Domain/406/1.3.1.A_HydrogenFuelCell.ppt), [Ziyaret Tarihi :10 Mart 2019]
- Heliocentres, 2018, Hydrogen Fuel Cell, [www.ballard.com/docs/default-source/backup-power-documents/fcgen-1020acs.pdf](http://www.ballard.com/docs/default-source/backup-power-documents/fcgen-1020acs.pdf), [Ziyaret Tarihi: 10 Mart 2019]
- I. Pielecha, W Cieslik, Szalek Andrzej, 2018, The use of electric drive in urban driving conditions using a hydrogen powered vehicle-Toyota Mirai
- I. Pielecha, W. Cieslik, S. Andrej, 2018, the use of electric drive in urban driving conditions using a hydrogen power vehicle-Toyota Mirai
- J. Hwang, Y. Chen, J. Kuo, 2012, The study on the power management system in a fuel cell hybrid vehicle, Int. J. Of Hydrogen Energy, vo. 37, pp. 4476-4489
- J. Marco, N.D. Vaughan, 2012, Design of a reference control architecture for the energy management of electric vehicles vehicles, Int. J. Vehicle Design, vol. 58, pp. 240-264
- K. I. Lee, T. -J. Kim, 2008, Performance analysis according the combination of energy storage system for fuel cell hybrid vehicle, Int. J. of Automotive Technology, vol. 9, pp. 111-118,
- M. Brown, 2001, Power Supply Cookbook
- M. Miller, A. Bazylak, 2010, A review of polymer electrolyte membrane fuel cell stack testing
- M.Y. Ayad, M. Becherif, A. Henni, A. Aboubou, M. Wack, S. Laghrouche, 2010, Passivity-based control applied to DC ybrid power source using fuel cell and supercapacitors, Energy Conversion and Managment, vol. 51, pp. 1468-1475
- Mauna Loa Observatory, 2019, CO2, [Ziyaret Tarihi :20 Mart 2019]
- Özdemir S, 2010, TAM KÖPRÜLÜ BİR DC – DC ÇEVİRİCİNİN GELİŞTİRİLMESİ VE GERÇEKLENMESİ



- P. Thounthong, S. Rael, B. Davat, 2005, Test of a PEM fuel cell with low voltage static converter
- Paladini V, Donato T, Risi A, Laforgia D, 2007, Super-capacitors fuel-cell hybrid electric vehicle optimization and control strategy development
- Q. Chen, L. Gao, R.A. Dougal, S. Quan, 2009, Multiple model predictive control for hybrid proton exchange membrane fuel cell system, *J. Of Power Sources*, vol. 191
- R.W. Erickson, D. Maksimovic, 2004, *Fundamentals of Power Electronics*
- S. Keluwan, K. Agbossou, Y. Dube, L. Boulon, 2012, Anticipatory control of PEM fuel cell for a serial hybrid electric vehicle, *proc. IEEE Vehicle Power and Propulsion Conf.*, Seoul, Korea
- S. Maniktala, 2006, *Switching Power Supplies A to Z*
- Seeger B, 2016, *Global Energy Consumption: The Numbers for Now and in the Future*, DTU Library
- Stefanopoulou A, Peng H, Pukrushpan J, 2002, Simulation and Analysis Of Transient Fuel Cell System Performance Based On A Dynamic Reactant Flow Model
- T. Azib, O. Bethoux, G. Remy, C. Marchand, E. Bertheold, 2010, An innovative control of single converter for hybrid fuel cell/supercapacitor power source, *IEEE Trans. On Industrial Electronics*, vol. 57, pp. 4024-4031, 2010
- T. Azib, O. Bethoux, 2009, Supercapacitors for Power Assistance in Hybrid Power Source with Fuel Cell
- TDK, 2006, Ferrite and Accessories, SIFERRIT material N87
- Texas Instruments, 2016, How to select a proper Inductor for Low Power Boost Converter
- Thounthong P, 2007, *Control of Fuel Cell/Battery Hybrid Source for Electric Vehicle Applications*
- Y. Ateş, O. Erdinç, M. Uzunoğlu, B. Vural, 2010, Energy management of an FC/UC hybrid vehicular power system using combined neural network-wavelet transform based strategy, *Int. J. Of Hydrogen Energy*, vol. 35, pp. 774-783

**EKLER**



## ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler	
Adı Soyadı	Fatih Enes Uzun
Doğum Yeri	Fatih - İstanbul
Doğum Tarihi	08.02.1993
Uyruğu	<input checked="" type="checkbox"/> T.C. <input type="checkbox"/> Diğer:
Telefon	+90 539 325 82 44
E-Posta Adresi	fatihenesuzun@istanbul.edu.tr
Web Adresi	



Eğitim Bilgileri	
Lisans	
Üniversite	İstanbul Üniversitesi
Fakülte	Mühendislik Fakültesi
Bölümü	Elektrik Elektronik Mühendisliği
Mezuniyet Yılı	25.06.2015

Yüksek Lisans	
Üniversite	İstanbul Üniversitesi-Cerrahpaşa
Enstitü Adı	Lisansüstü Eğitim Enstitüsü
Anabilim Dalı	Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Programı	Tezli Yüksek Lisans

Makale ve Bildiriler	
<i>Doç Dr. Yasin Özçelep, Fatih Enes Uzun, Yunus Ekmen, , 2017, Hidrojen Enerjili Araçların Maliyet Açısından İncelenmesi, Ulaştırma ve Lojistik Ulusal Kongresi</i>	