



**TEK FAZLI MATRİS DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN
ÇALIŞMA MODLARININ İNCELENMESİ**

Merve BOYDAK

Yüksek Lisans Tezi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Danışman: Doç. Dr. Ahmet ORHAN

ARALIK-2019

T.C
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

TEK FAZLI MATRİS DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN ÇALIŞMA MODLARININ
İNCELENMESİ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Merve BOYDAK

(162113102)

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih: 12 Kasım 2019

Tezin Savunulduğu Tarih: 13 Aralık 2019

Tez Danışmanı: Doç. Dr. Ahmet ORHAN (F.Ü.)

Diğer Jüri Üyeleri: Doç. Dr. Mehmet ÖZDEMİR (F.Ü.)

Dr. Öğr. Üyesi Zeki OMAÇ (M.Ü.)

ARALIK-2019

ÖNSÖZ

Öncelikle çalışmalarım boyunca yardımlarını ve desteklerini benden esirgemeyen tez danışmanım Sayın Doç. Dr. Ahmet ORHAN' a en içten şükranlarımı iletmek isterim.

Ayrıca tüm hayatım boyunca özverili sevgileri, sabırları, maddi ve manevi destekleri için sevgili aileme sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Merve BOYDAK

Elazığ-2019

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa No</u>
ÖNSÖZ	I
İÇİNDEKİLER.....	II
ÖZET	V
SUMMARY	VI
ŞEKİLLER LİSTESİ	VII
TABLolar LİSTESİ	XII
SEMBOLLER LİSTESİ	XIII
KISALTMALAR LİSTESİ	XIV
1. GİRİŞ.....	1
1.1. Genel Bakış.....	1
1.2. Tek Fazlı Matris Dönüştürücü Üzerine Yapılan Literatür Taraması	2
1.3. Tezin Gerekçesi	9
1.4. Tezin Amacı.....	9
1.5. Tezin Yapısı ve Kapsamı	10
2. MATRİS DÖNÜŞTÜRÜCÜLER.....	11
2.1. Giriş	11
2.2. Matris Dönüştürücülerde Kullanılan Çift Yönlü Anahtarlar	12
2.2.1. Köprü Diyotlu Çift Yönlü Anahtar	14
2.2.2. Seri Yapılı Çift Yönlü Anahtar	14
2.2.3. Paralel Yapılı Çift Yönlü Anahtar.....	15
2.3. Tek Fazlı Matris Dönüştürücü	15
2.4. Giriş Filtresi	16
2.5. Matris Dönüştürücülerde Koruma	18
2.6. Tek Fazlı Matris Dönüştürücünün Modülasyon Algoritmaları	19
2.6.1. Kare Dalga Darbe Genişlik Modülasyonu	19

2.6.2. Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu (SPWM)	20
3. TEK FAZLI MATRİS DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN DA-AA KONTROLLÜ DOĞRULTUCU OLARAK ÇALIŞMA DURUMU	22
3.1. Tek Fazlı Matris Dönüştürücünün Kontrollü Doğrultucu Olarak Çalıştırılması	22
3.1.1. Giriş	22
3.1.2. Tek Fazlı Matris Dönüştürücünün Kontrollü Doğrultucu Olarak Çalıştırılmasına İlişkin Güvenli Komutasyon Stratejisi	23
3.1.3. Tek Fazlı Matris Dönüştürücünün Kontrollü Doğrultucu Olarak Çalıştırılmasına İlişkin MATLAB/Simulink Modeli ve Sonuçlar	27
3.2. Tek Fazlı Azaltılmış Anahtar Sayılı Matris Dönüştürücünün Kontrollü Doğrultucu Olarak Çalıştırılması	29
3.2.1. Tek Fazlı Azaltılmış Anahtar Sayılı Matris Dönüştürücünün Kontrollü Doğrultucu Olarak Çalıştırılmasına İlişkin Güvenli Komutasyon Stratejisi	30
3.2.2. Tek Fazlı Azaltılmış Anahtar Sayılı Matris Dönüştürücünün Kontrollü Doğrultucu Olarak Çalıştırılmasına İlişkin MATLAB/Simulink Modeli ve Sonuçlar	33
4. TEK FAZLI MATRİS DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN BOOST VE BUCK DOĞRULTUCU OLARAK ÇALIŞMA DURUMU	36
4.1. Tek Fazlı Matris Dönüştürücünün Boost Doğrultucu Olarak Çalıştırılması	36
4.1.1. Giriş	36
4.1.2. Tek Fazlı Matris Dönüştürücünün Boost Doğrultucu Olarak Çalıştırılmasına İlişkin Güvenli Komutasyon Stratejisi	38
4.1.3. Tek Fazlı Matris Dönüştürücünün Boost Doğrultucu Olarak Çalıştırılmasına İlişkin MATLAB/Simulink Modeli ve Sonuçlar	40
4.2. Tek Fazlı Azaltılmış Anahtar Sayılı Matris Dönüştürücünün Boost Doğrultucu Olarak Çalıştırılması	44
4.2.1. Tek Fazlı Azaltılmış Anahtar Sayılı Matris Dönüştürücünün Boost Doğrultucu Olarak Çalıştırılmasına İlişkin Güvenli Komutasyon Stratejisi	45
4.2.2. Tek Fazlı Azaltılmış Anahtar Sayılı Matris Dönüştürücünün Boost Doğrultucu Moduna İlişkin MATLAB/Simulink Modeli ve Sonuçlar	47

4.3. Tek Fazlı Matris Dönüştürücünün Buck Doğrultucu Olarak Çalıştırılması	51
4.3.1. Tek Fazlı Matris Dönüştürücünün Buck Doğrultucu Olarak Çalıştırılmasına İlişkin Güvenli Komutasyon Stratejisi	52
4.3.2. Tek Fazlı Matris Dönüştürücünün Buck Doğrultucu Olarak Çalıştırılmasına İlişkin MATLAB/Simulink Modeli ve Sonuçlar	54
4.4. Tek Fazlı Azaltılmış Anahtar Sayılı Matris Dönüştürücünün Buck Doğrultucu Olarak Çalıştırılması	56
4.4.1. Tek Fazlı Azaltılmış Anahtar Sayılı Matris Dönüştürücünün Buck Doğrultucu Olarak Çalıştırılmasına İlişkin Güvenli Komutasyon Stratejisi	57
4.4.2. Tek Fazlı Azaltılmış Anahtar Sayılı Matris Dönüştürücünün Buck Doğrultucu Moduna İlişkin MATLAB/Simulink Modeli ve Sonuçlar	59
5. TEK FAZLI MATRİS DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN ÇOKLU MODDA ÇALIŞMA DURUMU	61
5.1. Tek Fazlı Azaltılmış Anahtar Sayılı Matris Dönüştürücünün Buck-Boost Doğrultucu Olarak Çalıştırılması	61
5.1.1. Giriş	61
5.1.2. Tek Fazlı Azaltılmış Anahtar Sayılı Matris Dönüştürücünün Buck-Boost Doğrultucu Olarak Çalıştırılmasına İlişkin Güvenli Komutasyon Stratejisi	62
5.1.3. Tek Fazlı Azaltılmış Anahtar Sayılı Matris Dönüştürücünün Buck-Boost Doğrultucu Olarak Çalıştırılmasına İlişkin MATLAB/Simulink Modeli ve Sonuçlar	64
5.2. Tek Fazlı Matris Dönüştürücünün Doğrultucu ve Frekans Dönüştürücü Olarak Çalıştırılması	66
5.2.1. Tek Fazlı Matris Dönüştürücünün Doğrultucu ve Frekans Dönüştürücü Olarak Çalıştırılmasına İlişkin Güvenli Komutasyon Stratejisi	67
5.2.2. Tek Fazlı Matris Dönüştürücünün Doğrultucu ve Frekans Dönüştürücü Olarak Çalıştırılmasına İlişkin MATLAB/Simulink Modeli ve Sonuçlar	69
6. SONUÇ VE ÖNERİLER	77
KAYNAKLAR	79
ÖZGEÇMİŞ	85

ÖZET

Matris dönüştürücüler, sinüsoidal giriş ve çıkış dalga şekilleri, çift yönlü enerji akışı, kontrol edilebilir giriş güç faktörü, enerji depolayan reaktif elemanlarının olmayışı ve kompakt boyutlarından dolayı son yıllarda hem akademik hem endüstriyel alanda dikkatleri üzerine toplamıştır.

Günümüzde gelişmiş yarı iletken güç cihazlarının geliştirilmesi, ticari ve endüstriyel ortamlarda, özellikle AA-DA dönüştürüm uygulamalarında, güç anahtarlama devrelerinin daha fazla kullanılmasını ve diğer güç elektroniği uygulamalarını yaygın hale getirmiştir. Klasik doğrultucu, köprü diyot kullanır, herhangi bir kontrol işlevini yerine getiremez ve enerji akışı tek yönlüdür. Çift yönlü çalışma, sisteme antiparalel anahtarların dahil edilmesiyle mümkündür, ancak tam olarak kontrol edilemez. Matris dönüştürücüler gibi alternatif topolojiler bu olumsuzluklara sunduğu çözümlerle gelecek potansiyeli olan bir araştırma konusudur.

Günümüzde endüstriyel uygulamalarda verim, hacim ve maliyet en önemli parametreler olarak karşımıza çıkmaktadır. Matris dönüştürücüler geleneksel doğrultucu-inverter tabanlı sistemde kullanılan reaktif enerji depolama bileşenlerine olan ihtiyacı ortadan kaldırarak AA-AA dönüştürüm için ihtiyaç duyulan parametreleri sağlayan bir çözüm sunar.

Son 25 yılda komütasyon problemlerinin oluşturduğu zorluklardan dolayı yaygın olarak kullanılmayan matris dönüştürücüler, yukarıda bahsedilen avantajlar ve komütasyon problemlerine bulunan çözümlerden dolayı son yıllarda evirici uygulamalarına rakip olmaya başlamışlardır.

Literatürde özellikle indüksiyonla ısıtma, elektronik güç transformatörü ve dönen doğrultucu uygulamalarında matris dönüştürücülerle yapılan çalışmalarda büyük bir artış görülmektedir.

Bu çalışmada; tek fazlı matris dönüştürücünün devre topolojisi verilmiş, tek fazlı matris dönüştürücünün AA-DA doğrultucu olarak çalışma durumu ve multimod çalışma durumu incelenmiştir.

Anahtar Kelimeler: Tek fazlı matris dönüştürücü, kontrollü doğrultucu, frekans dönüştürücü, anahtarlama stratejisi

SUMMARY

EXAMINATION OF THE OPERATION MODES OF SINGLE PHASE MATRIX CONVERTER

Matrix converters have attracted attention in both academic and industrial fields in recent years due to their sinusoidal input and output waveforms, bidirectional energy flow, controllable input power factor, lack of energy storage reactive elements and compact dimensions.

Nowadays, the development of advanced power semiconductor devices has made widespread use of power switching circuits and other power electronics applications in commercial and industrial environments, especially in AC-DC conversion applications. The conventional rectifier uses a bridge diode, cannot perform any control function, and the energy flow is unidirectional. Bidirectional operation is possible by including antiparallel switches in the system, but it cannot be fully controlled. Alternative topologies such as matrix converters present future potential and are a research subject due to provide solutions these problems.

Today productivity, volume and cost are the most important parameters in industrial applications. Matrix converters offers a solution that provides the parameters needed for AC-AC conversion, eliminating the need for reactive energy storage components used in a conventional rectifier-inverter based system.

Matrix converters, which have not been widely used due to the difficulties caused by the commutation problems in the last 25 years, recently compete with inverter applications because of the advantages mentioned above and the solution of the commutation problems.

In the literature, there is a great increase in the work carried out with matrix converters, especially in induction heating, electronic power transformer and rotating rectifier applications.

In this study; the circuit topology of the single-phase matrix converter is given and the operation state of the single-phase matrix converter as AC-DC rectifier and the multimode operation are examined.

Keywords: Single phase matrix converter, controlled rectifier, frequency converter, switching strategy

ŞEKİLLER LİSTESİ

Sayfa No

Şekil 1.1 Güç Elektroniği Dönüştürücü Devreleri	1
Şekil 2.1 (a) Köprü diyotlu çift yönlü anahtar (b) Ortak Emiterli Seri Yapılı Çift Yönlü Anahtar (c) Ortak Kollektörlü Seri Yapılı Çift Yönlü Anahtar (d) Paralel yapıli çift yönlü anahtar	13
Şekil 2.2 (a) TFMD devre yapısı (b) Ortak emiterli çift yönlü anahtarlar ile oluşturulan TFMD devresi	16
Şekil 2.3 TFMD için giriş filtresi bağlantı şeması	16
Şekil 2.4 TFMD için pasif LC giriş filtresi	17
Şekil 2.5 TFMD ve giriş filtre bağlantısı	17
Şekil 2.6 TFMD için kenetleme devresi.....	18
Şekil 2.7 TFMD için Snubber devresi.....	19
Şekil 2.8 (a) Kare dalga PWM sinyalinin üretildiği sürme devresinin simulink modeli (b) Kare dalga PWM ile elde edilen anahtarlama sinyali	20
Şekil 2.9 (a) SPWM sinyalinin üretildiği sürme devresinin simulink modeli (b) SPWM ile elde edilen anahtarlama sinyali	21
Şekil 3.1 TFMD devre konfigürasyonu.....	22
Şekil 3.2 Kontrollü doğrultucu (a) Pozitif alternans (b) Negatif alternans	24
Şekil 3.3 Kontrollü doğrultucu için anahtarlama algoritması	24
Şekil 3.4 Kontrollü doğrultucu için zaman diyagramı	25
Şekil 3.5 a) Durum-1 b) Durum-2 c) Durum-3 d) Durum-4 e) Durum-5 f) Durum-6	26
Şekil 3.6 TFMD'nin kontrollü doğrultucu moduna ilişkin MATLAB/Simulink modeli ...	27
Şekil 3.7 TFMD'nin kontrollü doğrultucu moduna ilişkin sürücü devre.....	28
Şekil 3.8 TFMD'nin kontrollü doğrultucu moduna ilişkin yük devresi.....	28
Şekil 3.9 TFMD'nin kontrollü doğrultucu moduna ilişkin yük akımı ve yük gerilimi dalga şekilleri	29
Şekil 3.10 Kontrollü doğrultucu modda çalışan azaltılmış anahtar sayılı TFMD'nin devre konfigürasyonu	30
Şekil 3.11 Azaltılmış anahtar sayılı kontrollü doğrultucu (a) Pozitif alternans (b) Negatif alternans.....	31

Şekil 3.12 Azaltılmış anahtar sayılı kontrollü doğrultucu için anahtarlama algoritması	31
Şekil 3.13 Azaltılmış anahtar sayılı kontrollü doğrultucu için zaman diyagramı	32
Şekil 3.14 a) Durum-1 b) Durum-2 c) Durum-3 d) Durum-4 e) Durum-5 f) Durum-6	33
Şekil 3.15 Azaltılmış anahtar sayılı TFMD'nin kontrollü doğrultucu moduna ilişkin sürücü devre	34
Şekil 3.16 Azaltılmış anahtar sayılı TFMD'nin kontrollü doğrultucu moduna ilişkin yük akımı ve yük gerilimi dalga şekilleri	35
Şekil 4.1 Geleneksel boost dönüştürücü devresi	36
Şekil 4.2 Boost dönüştürücü devresinden elde edilen dalga şekilleri	36
Şekil 4.3 Boost doğrultucu modda çalışan TFMD'nin devre konfigürasyonu	37
Şekil 4.4 Boost doğrultucu (a) Pozitif alternans (b) Negatif alternans	38
Şekil 4.5 Boost doğrultucu (a) Durum-1 (b) Durum-2 (c) Durum-3 (d) Durum-4	39
Şekil 4.6 Boost doğrultucu için anahtarlama algoritması.....	39
Şekil 4.7 TFMD'nin boost doğrultucu moduna ilişkin MATLAB/Simulink modeli	40
Şekil 4.8 TFMD'nin boost doğrultucu moduna ilişkin sürücü devre.....	41
Şekil 4.9 $f_t=1$ kHz için (a) $M_i=0.1$ için yük gerilimi (b) $M_i=0.5$ için yük gerilimi (c) $M_i=0.9$ için yük gerilimi	42
Şekil 4.10 $f_t=5$ kHz için (a) $M_i=0.1$ için yük gerilimi (b) $M_i=0.5$ için yük gerilimi (c) $M_i=0.9$ için yük gerilimi	43
Şekil 4.11 Yük geriliminin modülasyon indeksi ile değişimi (a) $f_t=1$ kHz için (b) $f_t=5$ kHz için	44
Şekil 4.12 Boost doğrultucu modda çalışan azaltılmış anahtar sayılı TFMD'nin devre konfigürasyonu	45
Şekil 4.13 Azaltılmış anahtar sayılı boost doğrultucu (a) Pozitif alternans (b) Negatif alternans.....	46
Şekil 4.14 Azaltılmış anahtar sayılı boost doğrultucu (a) Durum-1 (b) Durum-2 (c) Durum-3 (d) Durum-4	46
Şekil 4.15 Azaltılmış anahtar sayılı boost doğrultucu için anahtarlama algoritması	47
Şekil 4.16 Azaltılmış anahtar sayılı TFMD'nin boost doğrultucu moduna ilişkin sürücü devre	47
Şekil 4.17 $f_t=1$ kHz için (a) $M_i=0.1$ için yük gerilimi (b) $M_i=0.5$ için yük gerilimi (c) $M_i=0.9$ için yük gerilimi	48

Şekil 4.18 $f_t=5$ kHz için (a) $M_i=0.1$ için yük gerilimi (b) $M_i=0.5$ için yük gerilimi (c) $M_i=0.9$ için yük gerilimi	49
Şekil 4.19 $f_t=1$ kHz için (a) $M_i=0.2$ için yük gerilimi (b) $M_i=0.5$ için yük gerilimi (c) $M_i=0.8$ için yük gerilimi	50
Şekil 4.20 Geleneksel buck dönüştürücü devresi	51
Şekil 4.21 Buck dönüştürücü devresinden elde edilen dalga şekilleri	51
Şekil 4.22 Buck doğrultucu modda çalışan TFMD'nin devre konfigürasyonu	52
Şekil 4.23 Buck doğrultucu (a) Pozitif alternans (b) Negatif alternans	53
Şekil 4.24 Buck doğrultucu (a) Durum-1 (b) Durum-2 (c) Durum-3 (d) Durum-4	53
Şekil 4.25 Buck doğrultucu için anahtarlama algoritması	54
Şekil 4.26 TFMD'nin buck doğrultucu moduna ilişkin sürücü devre.....	54
Şekil 4.27 $f_t=5$ kHz için (a) $M_i=0.2$ için yük gerilimi (b) $M_i=0.5$ için yük gerilimi (c) $M_i=0.8$ için yük gerilimi	55
Şekil 4.28 Buck doğrultucu modda çalışan azaltılmış anahtar sayılı TFMD'nin devre konfigürasyonu	56
Şekil 4.29 Azaltılmış anahtar sayılı buck doğrultucu (a) Pozitif alternans (b) Negatif alternans.....	57
Şekil 4.30 Azaltılmış anahtar sayılı buck doğrultucu (a) Durum-1 (b) Durum-2 (c) Durum-3 (d) Durum-4.....	58
Şekil 4.31 Azaltılmış anahtar sayılı buck doğrultucu için anahtarlama algoritması	58
Şekil 4.32 Azaltılmış anahtar sayılı TFMD'nin buck doğrultucu moduna ilişkin sürücü devre	59
Şekil 4.33 $f_t=5$ kHz için giriş gerilimi ve yük gerilimi (a) $M_i=0.2$ için (b) $M_i=0.5$ için (c) $M_i=0.8$ için.....	60
Şekil 5.1 Geleneksel buck-boost dönüştürücü devresi	61
Şekil 5.2 Buck-boost doğrultucu modda çalışan azaltılmış anahtar sayılı TFMD'nin devre konfigürasyonu	62
Şekil 5.3 Azaltılmış anahtar sayılı boost doğrultucu (a) Durum-1 (b) Durum-2 (c) Durum-3 (d)Durum-4.....	63
Şekil 5.4 Azaltılmış anahtar sayılı boost doğrultucu için anahtarlama algoritması	63
Şekil 5.5 Azaltılmış anahtar sayılı buck doğrultucu (a) Durum-1 (b) Durum-2 (c) Durum-3 (d)Durum-4.....	64
Şekil 5.6 Azaltılmış anahtar sayılı buck doğrultucu için anahtarlama algoritması	64

Şekil 5.7 Buck-Boost doğrultucu modda çalışan TFMD'ye ilişkin sürücü devre.....	65
Şekil 5.8 Buck doğrultucu mod çalışmada yük gerilimi (a) $M_i=0.2$ için (b) $M_i=0.5$ için (c) $M_i=0.8$ için.....	65
Şekil 5.9 Boost doğrultucu mod çalışmada yük gerilimi (a) $M_i=0.2$ için (b) $M_i=0.5$ için (c) $M_i=0.8$ için.....	66
Şekil 5.10 Doğrultucu ve frekans dönüştürücü modda çalışan TFMD'nin devre konfigürasyonu	67
Şekil 5.11 Kontrollü doğrultucu (a) Pozitif alternans (b) Negatif alternans	67
Şekil 5.12 Frekans dönüştürücü için (a) Durum-1 (b) Durum-2 (c) Durum-3 (d) Durum-4	68
Şekil 5.13 Doğrultucu-Frekans dönüştürücü modda çalışan TFMD'ye ilişkin sürücü devre	70
Şekil 5.14 TFMD'nin kontrollü doğrultucu moduna ilişkin (a) yük akımı (b) giriş gerilimi ve yük gerilimi.....	71
Şekil 5.15 Frekans dönüştürücü modu $f_c=15$ Hz için (a) Yük akımı (b) giriş gerilimi ve yük gerilimi	71
Şekil 5.16 $f_c=15$ Hz (a) $M_i=0.5$ için (b) $M_i=0.9$ için yük gerilimine ilişkin harmonik spektrumu	72
Şekil 5.17 Frekans dönüştürücü modu $f_c=30$ Hz için (a) yük akımı (b) giriş gerilimi ve yük gerilimi	72
Şekil 5.18 $f_c=30$ Hz için (a) $M_i=0.5$ için (b) $M_i=0.9$ için yük gerilimine ilişkin harmonik spektrumu	73
Şekil 5.19 Frekans dönüştürücü modu $f_c=50$ Hz için (a) yük akımı (b) giriş gerilimi ve yük gerilimi	73
Şekil 5.20 $f_c=50$ Hz için (a) $M_i=0.5$ için (b) $M_i=0.9$ için yük gerilimine ilişkin harmonik spektrumu	74
Şekil 5.21 Frekans dönüştürücü modu $f_c=90$ Hz için (a) yük akımı (b) giriş gerilimi ve yük gerilimi	74
Şekil 5.22 $f_c=90$ Hz için (a) $M_i=0.5$ için (b) $M_i=0.9$ için yük gerilimine ilişkin harmonik spektrumu	75
Şekil 5.23 Frekans dönüştürücü modu $f_c=145$ Hz için (a) yük akımı (b) giriş gerilimi ve yük gerilimi	75

Şekil 5.24 $f_c=145$ Hz için (a) $M_i=0.5$ için (b) $M_i=0.9$ için yük gerilimine ilişkin harmonik spektrumu 76



TABLÖLAR LİSTESİ

Sayfa No

Tablo 3.1	Kontrollü doğrultucu için durumlar ve iletimde olan anahtarların gösterimi.....	23
Tablo 3.2	Kontrollü doğrultucu için simülasyonda kullanılan parametreler	29
Tablo 3.3	Azaltılmış anahtar sayılı kontrollü doğrultucu için durumlar ve iletimde olan anahtarların gösterimi	30
Tablo 3.4	Azaltılmış anahtar sayılı kontrollü doğrultucu için simülasyonda kullanılan parametreler	34
Tablo 4.1	Boost doğrultucu için durumlar ve iletimde olan anahtarların gösterimi.....	38
Tablo 4.2	Boost doğrultucu için simülasyonda kullanılan parametreler	41
Tablo 4.3	Azaltılmış anahtar sayılı boost doğrultucu için durumlar ve iletimde olan anahtarların gösterimi	45
Tablo 4.4	Buck doğrultucu için durumlar ve iletimde olan anahtarların gösterimi.....	52
Tablo 4.5	Buck doğrultucu için simülasyonda kullanılan parametreler	55
Tablo 4.6	Azaltılmış anahtar sayılı buck doğrultucu için durumlar ve iletimde olan anahtarların gösterimi.....	57
Tablo 4.7	Anahtar sayısı azaltılmış buck doğrultucu için simülasyonda kullanılan parametreler	59
Tablo 5.1	Boost doğrultucu mod için anahtarlama stratejisi	62
Tablo 5.2	Buck doğrultucu mod için anahtarlama stratejisi	63
Tablo 5.3	Kontrollü doğrultucu modu için anahtarlama stratejisi	67
Tablo 5.4	Frekans dönüştürücü modu için anahtarlama stratejisi	68
Tablo 5.5	Güvenli komutasyon stratejisi için anahtarlama örüntüsü.....	69

SEMBOLLER LİSTESİ

V_g	:Giriş gerilimi
$V_ç$	:Çıkış gerilimi
f_g	:Giriş geriliminin frekansı
$f_ç$	:Çıkış geriliminin frekansı
V_t	: Taşıyıcı dalganın genliği
V_r	: Referans dalganın genliği
f_t	:Taşıyıcı dalganın frekansı
f_r	:Referans dalganın frekansı
M_i	:Modülasyon indeksi
t_d	:Ölü zaman
R	:Direnç
L	:İndüktans
C	:Kondansatör
t_{on}	:Anahtarın iletimde olduğu süre
T_s	:Anahtarlama periyodu
d	:görev periyodu

KISALTMALAR LİSTESİ

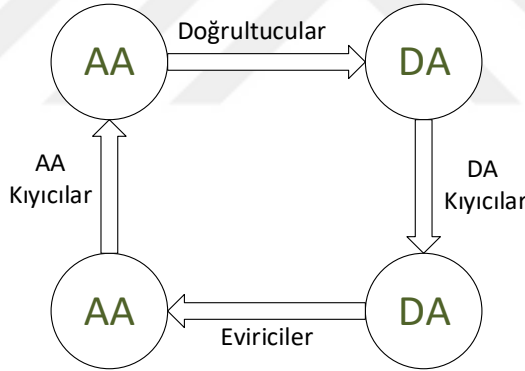
AA	: Alternatif Akım
DA	: Doğru Akım
TFMD	: Tek Fazlı Matris Dönüştürücü
PWM	: Darbe Genişlik Modülasyonu
SPWM	: Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu
PSB	: Güç Sistemi Blok Seti
FPGA	: Alanda Programlanabilir Kapı Dizileri
IGBT	: Yalıtılmış Kapılı Bipolar Eklemlı Transistörler
MOSFET	: Metal Oksit Yarıiletken Alan Etkili Transistör
MCT	: MOS Kontrollü Tristör
BJT	: Çift Kutuplu Yüzey Birleşimli Transistör
GTO	: Kapıdan Kesmeli Tristör
THD	: Toplam Harmonik Bozulması

1. GİRİŞ

1.1. Genel Bakış

Sanayide kullanılan elektrikli cihazlarda, evlerde kullanılan elektrikli aletlerde, robotikte, uzay araçlarında ve sayısal kontrollü sistemlerde değişken frekanslı kaynakların önemi gün geçtikçe artmaktadır. Bu değişken frekanslı sürücü düzeneklerin en önemli uygulama alanlarından biri de ulaşım sistemleri olmuştur.

Günümüzde modern güç elektroniği uygulamalarında maliyet, hacim ve verimlilik en önemli parametreler haline gelmeye başlamıştır. Güç elektroniği sistemlerinin özellikle çift yönlü enerji aktarımına uygun düşük kayıplı, düşük harmonikli ve yüksek güç faktörlü olması en önemli tercih nedenleri arasında sayılabilir. Kullanım amaçlarına göre güç elektroniği dönüştürücü devreleri Şekil 1.1'deki gibi sınıflandırılabilir.



Şekil 1.1 Güç Elektroniği Dönüştürücü Devreleri

Orta ve düşük güçlü düzeneklerde eviriciler basit yapıları, düşük maliyetleri ve kolay kontrol özelliklerinden dolayı tercih edilmektedir. Tek fazlı eviriciler, düşük güç uygulamalarında kullanılırken, üç fazlı eviriciler orta ve yüksek güçlü düzeneklerde daha uygun çözümler sunmaktadır. Eviriciler, Gerilim ve Akım Kaynaklı Evirici olarak ikiye ayrılır. Gerilim ve akım kaynaklı eviricilerden hangisinin seçileceği, yükün özelliğine göre belirlenir. Günümüzde en yaygın olarak kullanılan değişken frekanslı güç elektroniği devreleri gerilim kaynağı eviricileridir. Gerilim kaynaklı eviriciler girişteki DA gerilim kaynağını kullanarak değişken genlik ve frekansta AA çıkış gerilimi üretir.

Genel olarak eviricilerdeki en önemli problemlerden biri harmonik akımlarının

oluşturduğu moment dalgalanması ve diğeri de kayıplardır. Yüksek güçlerde kullanılan sürücü düzeneklerde ise en önemli parametrelerin verim ve güç faktörü olduğu görülmektedir. Giriş güç faktörünü ayarlama imkanı sağlayan matris dönüştürücüler, bu özelliklerinden dolayı son yıllarda eviricilere bir alternatif haline gelmeye başlamışlardır.

1.2. Tek Fazlı Matris Dönüştürücü Üzerine Yapılan Literatür Taraması

Matris dönüştürücü topolojisi ilk olarak 1976'da Gyugyi ve Pelly tarafından ortaya konulmuştur ve "Sınırsız Frekans Değiştirici" olarak adlandırılmıştır [1]. Frekans dönüştürücü modda çalışan üç fazlı matris dönüştürücüde dokuz adet çift yönlü tam kontrollü anahtar yapısı kullanılmıştır. 1980'li yılların başında Venturini ve Alessina tarafından yapılan çalışmalar ile matris dönüştürücülerin modülasyon teorisinde büyük bir ilerleme gerçekleşmiştir [2,3]. Yapılan bu çalışmalar ile [1]'de önerilen topolojinin temel dezavantajı olan istenmeyen harmonikleri ortadan kaldırabilecek bir Darbe Genişlik Modülasyonu (PWM) kontrol yöntemi geliştirilmiştir.

Tek Fazlı Matris Dönüştürücü (TFMD), ilk olarak 1997 yılında Zuckerberger tarafından [4]'de yapılan çalışmayla tanıtılmıştır. Bu dönüştürücü, 4 adet köprü diyotlu çift yönlü anahtardan meydana gelmiştir ve frekans yükseltici modda çalıştırılmıştır. Bu çalışmada, sistemin dinamik davranışı incelenmiştir.

2002'de S. Firdaus'un yaptığı çalışmada TFMD frekans yükseltici modda çalıştırılmıştır ve 50 Hz giriş frekansı için 100 Hz ve 150 Hz değerlerinde çıkış frekansları elde edilmiştir [5]. TFMD'nin simülasyonu MATLAB/Simulink'teki Güç Sistemi Blok Seti (PSB) kullanılarak gerçekleştirilmiştir. [4]'te kullanılan model, motor yükünün transfer fonksiyonunu belirleme ve L'hospital kuralının kullanımı ile anahtarın gerekli görev döngüsünü hesaplama gibi karmaşık işlemler gerektirir. Bu çalışmada tek fazlı matris dönüştürücünün simülasyonu, ayrıntılı matematiksel işlemlerden arındırılarak PSB ile kolaylaştırılmış ve böylece yeni modülasyon ve kontrol teknikleri üzerinde durulmasına imkan sağlamıştır.

Z. İdris tarafından 2005'te yapılan çalışmada tek fazlı matris dönüştürücü, Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu (SPWM) tekniği kullanılarak frekans dönüştürücü (cycloconverter) modda çalıştırılmıştır [6]. Giriş frekansı 50 Hz'dir ve çıkışta 25 Hz ve 12.5 Hz değerlerinde frekanslar elde edilmiştir. Yük olarak saf omik yük kullanılmıştır. Z.İdris tarafından 2006'da yapılan [7]'deki çalışmada [6]'daki anahtarlama stratejisi kullanılarak

aynı giriş frekans değeri için aynı çıkış frekans değerleri elde edilmiştir. [7]'deki çalışmanın [6]'daki çalışmadan tek farkı SPWM dalgalarının Alanda Programlanabilir Kapı Dizileri (FPGA) kullanılarak üretilmesidir.

2005'te Z. İdris tarafından yapılan bir diğer çalışmada, FPGA ile üretilen SPWM dalgaları kullanılarak, TFMD doğrudan AA-AA dönüştürücü modda çalıştırılmıştır [8]. Giriş frekansı 50 Hz'dir ve çıkışta 50 Hz, 100 Hz, 150 Hz değerlerinde frekanslar elde edilerek TFMD frekans yükseltici modda çalıştırılmıştır. Yük olarak saf omik yük kullanılmıştır. Farklı modülasyon indeksleri için çıkış dalga şekilleri elde edilmiştir.

Z. İdris'in yaptığı [6,7,8] çalışmaların ortak dezavantajı, yük olarak RL yükü kullanıldığında çıkış akımı ve çıkış geriliminde elimine edilmesi gereken yüksek genlikte pikler oluşmasıdır. Bu da güvenli komutasyon stratejisinin olmamasına bağlanmıştır ve sonraki dönemlerde yapılan çalışmalar güvenli komutasyon stratejisini oluşturmak üzerinedir.

2005'te Z. İdris tarafından yapılan [9]'daki çalışmada tek fazlı matris dönüştürücünün güvenli komutasyonu üzerinde durulmuştur. Güvenli komutasyonu sağlamak amacıyla, [8]'deki anahtarlama örüntüsüne ölü zaman eklenip, ölü zaman süresince komutasyon anahtarları ile akım akışının devamlılığı için yol sağlanmıştır. Yeni geliştirilen bu anahtarlama stratejisi ile giriş frekansı 50 Hz olan dalgadan çıkış frekansları 50 Hz, 100 Hz ve 150 Hz olan dalga şekilleri elde edilerek TFMD frekans dönüştürücü modda çalıştırılmıştır. Bu makalede RL yük kullanılmıştır. Yeni geliştirilen güvenli komutasyon stratejisi ile gerilimde meydana gelen piklerin azaldığı gözlemlenmiştir.

Z. İdris tarafından 2006'da yapılan bir diğer çalışmada TFMD frekans düşürücü ve frekans yükseltici modda çalıştırılmıştır [10]. Bu çalışmada, 50 Hz giriş frekansı için 12.5 Hz, 25 Hz, 50 Hz, 100 Hz ve 150 Hz değerlerinde çıkış frekansları elde edilmiştir. Güvenli komutasyonu sağlamak amacıyla, ölü zaman süresince akımın akması için yol sağlayacak komutasyon anahtarları anahtarlama stratejisine eklenmiştir. Böylece, RL yükü kullanıldığı durumlarda çıkış dalga şekillerinde meydana gelen yüksek genlikteki pikler engellenmiştir.

2014'te V. Satish'in yaptığı çalışmada TFMD frekans düşürücü modda çalıştırılmıştır [11]. 50 Hz giriş frekansı için 25 Hz, 16.67 Hz ve 12.5 Hz değerlerinde çıkış frekansları elde edilmiştir. Anahtarlama sinyalleri SPWM kullanılarak üretilmiştir. Taşıyıcı dalganın genliği sabit tutulup, modülasyon indeksi (M_i) değiştirilerek çıkış gerilimi kontrol edilmiştir.

N. Pirinççi'nin yaptığı çalışmada tek fazlı matris dönüştürücünün olumsuzluklarını gidermeye yönelik güvenli komutasyon stratejisine yeni bir yaklaşım getirilmiştir [12]. Literatürde güvenli komutasyon modeli üzerine yapılan çalışmalar çıkış frekansı giriş frekansının katları olduğunda doğru sonuç vermektedir. Ayrıca 50 Hz üstü frekanslarda her çıkış frekansı için t_d süresinin değiştirilmesi gerekmektedir. Bu çalışmada geliştirilen model ile her çıkış frekansı için otomatik olarak t_d düzenlemesi sağlanmıştır. Ayrıca istenilen çıkış frekansı, giriş frekansına tam bölünüp bölünmemesinden bağımsız hale getirilmiştir.

Anahtarlama stratejisinde gerekli düzenlemeler yaparak TFMD farklı çalışma modlarında çalıştırılabilir. Literatürde, bu konuda yapılmış bazı çalışmalar aşağıda yer almaktadır:

S.Z.M. Noor tarafından 2005'te yapılan çalışmada TFMD sabit bir DA gerilimden değişken bir DA gerilim elde edecek şekilde, DA-DA dönüştürücü olarak da bilinen DA kıyıcı modunda çalıştırılmıştır [13]. TFMD'nin dört bölge çalışması incelenmiştir. Çalışmanın odak noktası, TFMD'nin birinci ve üçüncü bölgedeki DA kıyıcı modudur. Bunun yanında devrenin ikinci ve dördüncü bölgedeki çalışması da açıklanmaktadır. S.Z.M. Noor tarafından 2010'da yapılan [14]'teki çalışmada [13]'teki sınırlı çalışma gösteren topoloji geliştirilerek TFMD topolojisi, ileri yönde motor çalışma bölgesi olarak adlandırılan birinci bölgede boost DA Dönüştürücü modda ve dört bölge DA Kıyıcı modda çalıştırılmıştır.

2006'da M.K. Hamzah'ın yaptığı [15]'teki çalışmada TFMD inverter modda çalıştırılmıştır. Bu çalışmayla birlikte TFMD topolojisinin doğrudan AA-AA dönüştürücü ve dört bölge DA kıyıcı işlevlerinin ötesinde çok yönlü bir topoloji olduğu kanıtlanmıştır.

2006'da R. Baharom'un yaptığı çalışmada TFMD kontrollü doğrultucu modda çalıştırılmıştır [16]. Saf omik ve omik-indüktif yük kullanılmıştır. RL yükte komutasyonsuz ve güvenli komutasyonlu durum karşılaştırılmıştır. Ölü zaman ve komutasyon anahtarı kullanıldığı durumda (güvenli komutasyon) RL yükte çıkış geriliminde oluşan piklerin azaldığı gözlemlenmiştir.

S.Z.M. Noor'un 2009'da yaptığı [17]'deki çalışmada TFMD kontrollü doğrultucu modda çalıştırılmıştır. [16]'da kullanılan anahtarlar değiştirilerek yeni bir güvenli komutasyon stratejisi geliştirilmiştir. Ölü zamanda akım akışını sağlayan komutasyon anahtarlarının düzenlenmesi ile indüktif yükte meydana gelecek gerilim pikleri engellenmiştir.

2007’de R. Baharom’un yaptığı [18]’deki çalışmada TFMD regeneratif çalışmaya imkan veren kontrollü doğrultucu modda çalıştırılmıştır. TFMD çift yönlü enerji akışı sağlar. Bu çalışmayla birlikte TFMD topolojisinin doğrudan AA-AA dönüştürücü, dört bölgeli DA kıyııcı ve temel doğrultucu işlevlerinin ötesinde çok yönlü bir topoloji olduğu kanıtlanmıştır.

2008’de R. Baharom’un yaptığı [19]’daki çalışmada TFMD boost doğrultucu modda çalıştırılmıştır. 1 kHz ve 5 kHz anahtarlama frekansları için modülasyon indeksleri değiştirilerek çıkış geriliminin genliği değiştirilmiştir. Çalışmanın sonucunda modülasyon indeksi arttıkça çıkış geriliminin genliğinin arttığı gözlemlenmiştir.

2008’de R. Baharom’un yaptığı [20]’deki çalışmada [19]’da kullanılmayan yedek anahtarlar kullanılarak yük uçlarındaki akım ve gerilimin yön değiştirmesi sağlanmıştır. Böylece TFMD boost doğrultucu modda bipolar olarak çalıştırılmıştır. Modülasyon indeksi değiştirilerek çıkış geriliminin genliği kontrol edilmiş ve modülasyon indeksi arttıkça çıkış geriliminin genliğinin arttığı gözlemlenmiştir.

2013’te D.M. Bukari’nin yaptığı [21]’deki çalışmada [19]’da kullanılmayan anahtarlar kaldırılarak anahtar sayısı 8’den 6’ya düşürülmüştür. [19]’da kullanılan aynı anahtarlama stratejisi ile TFMD boost doğrultucu modda daha az anahtar kullanılarak çalıştırılmıştır. Böylece anahtarlama kayıpları, boyut ve ağırlık azaltılmıştır.

R. Baharom’un 2009’da yaptığı çalışmada TFMD boost doğrultucu ve buck doğrultucu modda çalıştırılmıştır [22]. Her iki modda da modülasyon indeksiyle çıkış gerilim genliğinin orantılı bir şekilde arttığı gözlemlenmiştir. Boost modda kullanılan anahtarlama stratejisi [19]’da kullanılan strateji ile aynıdır.

2012’de A.A. Badeli’nin yaptığı çalışmada TFMD boost doğrultucu ve buck doğrultucu modda çalıştırılmıştır [23]. Buck doğrultucu ve boost doğrultucu modda anahtar sayısı azaltılarak 8 anahtar yerine 6 anahtar kullanılmıştır. Her iki modda da modülasyon indeksiyle çıkış gerilim genliğinin orantılı bir şekilde arttığı gözlemlenmiştir.

2011’de S.Z.M. Noor’un yaptığı çalışmada TFMD boost AA-AA dönüştürücü olarak kullanılmıştır [24]. Çalışmada R yükü ve yükteki dalgaları gidermek için basit bir LC filtresi kullanılmıştır. Yükseltme işlemi devrenin girişinde yer alan indüktans ile sağlanmıştır. 6 kHz ve 10 kHz anahtarlama frekansları için çıkış gerilim değerleri alınmıştır. Frekans arttıkça çıkış gerilimin genliğinin arttığı gözlemlenmiştir. Bu çalışmada modülasyon indeksinin değiştirilmesi çıkış gerilim değerini değiştirmemiştir. Gerilim yükseltilmesine ilişkin kontrol yöntemleri, ileride çalışmalarla geliştirilerek, tasarımın daha fazla

uygulamaya izin verecek hale getirilebileceği ve bu eksikliğin giderilebileceği vurgulanmıştır.

2013'te P. Kumar tarafından yapılan [25]'teki çalışmada TFMD, SPWM ve PWM kontrol şemaları ile kontrollü tek fazlı boost AA-AA Dönüştürücü ve boost DA-DA dönüştürücü olarak çalıştırılmıştır. Çalışmada aynı zamanda hem boost AA-AA dönüştürücüsü hem de boost DA-DA dönüştürücüsü için azaltılmış anahtar sayısına sahip TFMD topolojisi yer almaktadır.

2011'de P.S. Jose tarafından yapılan [26]'daki çalışmada TFMD'nin çeşitli uygulamaları sunulmuştur. TFMD doğrultucu, inverter, boost dönüştürücü, buck dönüştürücü, DA kıyıcı ve frekans dönüştürücü modda çalıştırılmıştır.

Önceki tüm çalışmalarda doğrudan AA-AA dönüştürücüye ya da AA-DA dönüştürücüye dikkat çekilmiştir. 2007'de P.K. Gujarathi diğerlerinden farklı olarak TFMD çoklu dönüştürücü modda çalıştırmıştır [27]. Bu çalışmada Gujarathi, tek devre kullanarak AA-AA frekans dönüşümü ve AA-DA dönüşümü için yeni çok modlu tek fazlı matris dönüştürücü topolojisini önermektedir. Çalışmada verilen AA girişi için AA çıkışı ve DA çıkışı sentezlemek üzere SPWM stratejisi kullanılmıştır.

2012'de S. Mohite tarafından yapılan [28]'deki çalışmada [27]'de anlatılan çoklu modda çalışan TFMD strateji geliştirilerek sunulmuştur. [27]'de var olan modlara AA-AA gerilim regülatörü modu da eklenerek, TFMD AA-AA gerilim regülatörü, AA-AA frekans dönüştürücü ve AA-DA dönüştürücü olmak üzere üç modda tek bir kontrol sinyali ile aynı anda çalıştırılmıştır.

Literatürde TFMD'nin giriş akımındaki toplam harmonik bozulmayı (THD) azaltmak ve gerilim dönüştürme oranını birim değere yaklaştırmak için kapalı çevrim kontrol kullanan çalışmalar vardır. Bunlardan bazıları aşağıdadır:

M.F.M. Zin tarafından 2012'de yapılan [29]'daki çalışmada AA-AA dönüşümü yapan TFMD'nin giriş akımındaki THD'ü azaltmak ve yüksek güç faktörlü yüksek çıkış gerilimi elde etmek için TFMD ile kapalı-çevrim akım kontrolü yapan aktif bir güç filtresi sunulmaktadır. Çalışma MATLAB/Simulink kullanılarak yapılmış ve kapalı çevrim akım kontrol tekniği ile alınan sonuçlar ile açık çevrim yöntemi kullanılarak alınan sonuçlar karşılaştırılmıştır. Sonuç olarak giriş akımındaki THD %3.86 'ya düşürülmüştür.

M.F.M. Zin tarafından 2012'de yapılan bir diğer çalışmada çıkış gerilimini yükselten ve kapalı çevrim akım kontrolü ile giriş akımındaki harmonikleri azaltılmış bir TFMD topolojisi sunulmuştur [30]. Pikleri azaltmak amacıyla giriş tarafına basit bir LC filtre

yerleştirilmiştir. Önceki çalışmalarda çıkış gerilimini artırmak için AA-AA boost TFMD'nin girişinde bir indüktör kullanılmıştır. Ancak bu çalışmada, girişte yükseltici görevi gören indüktörün yerini, geri besleme kontrollü bir kapalı-çevrim devresi almıştır. Açık-çevrim çalışma ve kapalı-çevrim akım kontrollü çalışma için sonuçlar alınıp kıyaslanmıştır. Kapalı çevrim akım kontrolü çalışmada THD azaltılmış ve çıkış gerilimi yükseltilmiştir. Ancak THD %9.98 olup %5'in altına düşürülemediği görülmüştür.

R.M. Anusuya tarafından 2012'de yapılan çalışmada anahtar sayısı 8'den 6'ya düşürülerek, TFMD çoklu modda kapalı çevrim boost ve buck doğrultucu olarak çalıştırılmıştır [31]. Önerilen topolojinin öngörülen performansını teyit etmek için Powersim simülasyon çıktıları gözlemlenmiştir. Bu sistemin rüzgar enerjisi sisteminde uygulama bulabileceği vurgulanmıştır.

2015'te N. Hamzah tarafından [32]'de yapılan çalışmada kapalı çevrim gerilim kontrolü yapılarak giriş akımı ve çıkış gerilimindeki THD azaltılmış ve gerilim dönüştürme oranı birim değere yaklaştırılmıştır. Çalışma, giriş kısmına bağlanan alçak geçiren RL filtre ve çıkış kısmına bağlanan alçak geçiren LC filtre ile desteklenmiştir.

Tek fazlı asenkron motorlar sabit yükte, sabit genlikli ve sabit frekanslı AA gerilim kaynağından beslendikleri zaman sabit hızda çalışırlar. Bu motorların değişken hız uygulamalarında kullanılabilmeleri için değişken genlik ve frekans üretebilen bir gerilim kaynağı ile beslenmeleri gerekir. Değişken hız uygulamaları için TFMD ile beslenen tek fazlı asenkron motorlar ile ilgili yapılan çalışmalardan bazıları aşağıdadır:

A. Külekçioglu tarafından 2003'te yapılan çalışmada değişken gerilim ve frekanslı tek fazlı AA-AA dönüştürücüden beslenen asenkron motor sürücü tasarımı yapılmıştır ve düşük frekans uygulamalarında, tek fazlı AA-AA dönüştürücülerin DA ara devreli dönüştürücülere kıyasla oldukça avantajlı olduğu hem simülasyon hem deneysel sonuçlarla gösterilmiştir [33].

G. Boztaş tarafından 2015'te yapılan çalışmada AA şebekesi kullanılarak iki fazlı ayarlanabilir çıkış gerilimi elde etmek için tek faz girişli iki faz çıkışlı AA-AA matris dönüştürücü tasarlanmış ve gerçekleştirilmiştir [34]. Tasarlanan yeni sistemle iki faz sargılı standart tek fazlı asenkron motor, yol alma sırasında ve sürekli çalışmada kondansatörlere ve merkezkaç anahtarına ihtiyaç duymayacağı için bakım gereksinimleri azaltılmıştır. Ayrıca motorun yüksek kalkış momenti ile yol alabilmesi sağlanmıştır.

Literatürde TFMD ile oluşturulan transformatör yapıları ile ilgili bazı çalışmalar aşağıda yer almaktadır:

1970'te McMURRAY tarafından yapılan çalışmada güç elektroniği devreleri ile oluşturulan yeni bir transformatör yapısı önerilmektedir [35]. Bu yapı, transformatörün primer ve sekonder tarafında iki ayrı güç elektroniği devresi içerir. Düşük frekanslı giriş gerilimi primer taraftaki güç elektroniği devresi ile yüksek frekanslı gerilime dönüştürülerek elektronik transformatöre aktarılır. Yüksek frekanslı gerilim sekonder taraftaki güç elektroniği devresi ile düşük frekanslı gerilime dönüştürülerek çıkışa aktarılır.

2009'da H.M. Hanafi tarafından yapılan [36]'daki çalışmada [35]'teki yapı esas alınmış olup güç elektroniği devresi olarak TFMD kullanılmıştır. Primer ve sekonder taraftaki iki ayrı TFMD'ye iki ayrı anahtarlama stratejisi uygulanmıştır. Bu anahtarlama stratejileri ile primer taraftaki TFMD frekans yükseltici modda çalıştırılırken sekonder taraftaki TFMD frekans düşürücü modda çalıştırılmıştır.

Otomotiv endüstrisinde sürekli mıknatıslı motorlar yaygın olarak kullanılmaktadır. Ancak sürekli mıknatıslı motorlardaki Çin monopolü ve üretim esnasında kullanılan radyoaktif maddelerin ve toksit asitlerin neden olduğu ölümcül vakalar nedeniyle Dünya Sağlık Örgütü'nün getirmiş olduğu sınırlamalar, bu motorların kullanımı ile ilgili problemlerin ortaya çıkmasına neden olmuştur. Bu nedenlerden dolayı son yıllarda, sürekli mıknatıslı motorlar yerine yeni motor arayışları gittikçe revaç bulmaya başlamıştır. Bu bağlamda, fırçasız uyarıtıma sahip senkron motor konusu sıkça çalışılmaya başlanmıştır. Bu çalışmalardan bazıları aşağıdadır:

İlk olarak J. Liu tarafından 2015'te yapılan [37]'deki çalışmada ve daha sonra 2017'de J. Liu ve T.A. Lipo tarafından yapılan [38]'deki çalışmada, geleneksel alan sargılı senkron makinadaki bilezikleri elimine etmek için dönen transformatör ile birlikte TFMD kullanan bir yapı önerilmiştir. Bu yapı, hem TFMD'nin büyük hacimli kapasitör gerektirmemesi hem de yüksek frekanslı transformatörün küçük hacimli olmasından dolayı kompakt ve verimlidir. Ancak, TFMD'lerin geleneksel modülasyon yönteminde transformatöre uygulanan gerilim-frekans oranı sabit bir değerde değildir. Bu fark, transformatörde eşit olmayan (artımlı) bir ortalama akı yaratır. Bu da yalnızca transformatörün boyutunun artmasına değil aynı zamanda kayıpların da artmasına neden olur. Bu çalışmalarda önerilen modülasyon yöntemi, orta frekansta bir gerilim dalgası üreten, frekans başına sabit gerilimli yeni bir yöntemdir. Yeni modülasyon yöntemi, dönen transformatördeki akıyı herbir anahtarlama periyodu boyunca, neredeyse sabit bir değerde koruyarak akı piklerinin oluşmasını önler. Kullanılan yeni modülasyon yöntemi ile birlikte transformatör boyutu %28, kayıplar ise %60 oranında azaltılmıştır.

Modern yaşam tarzı, büyük ölçüde fosil yakıtların kullanımına ve varlığına bağlıdır. Bu yakıtların seviyeleri sürekli olarak azalırken, fosil yakıtlara daha az bağımlı ve yenilenebilir enerji kaynaklarına daha bağımlı hale gelmek için hareket edilmelidir. M. Kavitha tarafından 2015'te yapılan [39]'daki çalışmada TFMD ile birlikte şebekeye bağlanan bir rüzgar enerjisi girişli sistemin analizi yapılmaktadır. AA giriş boost doğrultucu modda çalışan TFMD ile DA'ya ve inverter ile tekrar AA'ya dönüştürülerek şebekeye aktarılmaktadır. Boost doğrultucu modda çalışan TFMD'de 8 anahtar yerine 6 anahtar kullanılmıştır.

1.3. Tezin Gerekçesi

Harmonik akımların oluşturduğu moment dalgalanması ve kayıplar eviricilerdeki en önemli problemler olarak karşımıza çıkmaktadır. Matris dönüştürücülerin giriş ve çıkış akımları sinüzoidale yakındır ve eviricilerle kıyaslandığında harmonik içermezler.

Matris dönüştürücüler yapılarındaki çift yönlü anahtarlar sayesinde güç akışını çift yönlü olarak sağlarken, eviricilerin çift yönlü enerji aktarımı yapabilme özellikleri yoktur.

Eviriciler, kondansatör ve indüktans gibi ara enerji depolama elemanı bulundurduğundan, matris dönüştürücülere kıyasla daha büyük boyutludurlar.

Yukarıda bahsedilen matris dönüştürücülerin eviricilere olan üstünlükleri son yıllarda matris dönüştürücüler üzerinde yapılan çalışmaların yoğunlaşmasına neden olmuştur.

1.4. Tezin Amacı

Son yıllarda alan sargılı senkron motorların fırçasız uyartım sistemleri ile birlikte kullanımının ele alındığı çalışmalar sürekli mıknatıslı motorların elektrikli araçlarda kullanımına alternatif olacak gelişmeler ortaya koymuştur. Bu gelişmeler neticesinde fırçasız sistemler için dönen transformatör ve bu transformatörü besleyen kaynak olarak tek fazlı matris dönüştürücü kullanımı ile ilgili çalışmalar yapılmaya başlanmıştır. Tek fazlı matris dönüştürücüler, çift yönlü enerji akışına imkan tanınması, ara devreleri olmaması sebebiyle boyutlarının küçük olması, giriş ve çıkış akımlarının sinüzoidale yakın olması gibi önemli avantajları nedeniyle indüksiyonla ısıtma, elektronik güç transformatörü, dönen doğrultucu ve yüksek frekans uygulamalarında da yaygın olarak kullanılmaya başlanmıştır.

Bu tezde, bu tür güncel çalışmalarda kullanılmaya başlanan tek fazlı matris dönüştürücünün AA-DA kontrollü doğrultucu, boost doğrultucu ve buck doğrultucu modunun, farklı modülasyon indeksleri ve farklı yük koşulları altında kapsamlı olarak incelenmesi hedeflenmiştir. Ayrıca literatürde çok modlu çalışmadaki güvenli komutasyon eksiğinin giderilmesi amaçlanmıştır.

1.5. Tezin Yapısı ve Kapsamı

-Tezin birinci bölümünde tek fazlı matris dönüştürücü üzerine literatür taraması, tezin gerekçesi, tezin amacı, tezin yapısı ve kapsamı verilmiştir.

-Tezin ikinci bölümünde matris dönüştürücülerin genel özellikleri verilmiştir. Ayrıca bu bölümde matris dönüştürücülerde kullanılan çift yönlü anahtar yapıları, tek fazlı matris dönüştürücünün devre konfigürasyonu, giriş hat filtresi ve matris dönüştürücülerde koruma konuları ele alınmıştır. Tek fazlı matris dönüştürücülerin modülasyon algoritmaları Kare Dalga Darbe Genişlik Modülasyonu ve Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu başlığı altında incelenmiştir.

-Tezin üçüncü bölümünde TFMD'nin kontrollü doğrultucu modu verilmiştir. Bu bölümde ayrıca, azaltılmış anahtar sayılı TFMD ile kontrollü doğrultucu elde edilmiştir.

-Tezin dördüncü bölümünde TFMD buck doğrultucu ve boost doğrultucu modda çalıştırılarak giriş geriliminden küçük veya büyük genlikte çıkış gerilimi elde edilmiştir. Bu bölümde ayrıca, azaltılmış anahtar sayılı TFMD'nin buck ve boost doğrultucu modu incelenmiştir.

-Tezin beşinci bölümünde ise TFMD'nin multimod çalıştırılmasına ilişkin MATLAB/Simulink modeli verilmiştir. İlk olarak TFMD tek bir sürücü devre kullanılarak buck-boost doğrultucu modda çalıştırılmıştır. İkinci olarak TFMD tek bir sürücü devre ile kontrollü doğrultucu ve frekans dönüştürücü modda çalıştırılmıştır.

-Tezin altıncı bölümünde ise sonuçlar ve öneriler yer almaktadır.

2. MATRİS DÖNÜŞTÜRÜCÜLER

2.1. Giriş

Matris dönüştürücüler yarı iletken elemanlardan oluşan, frekans/gerilim dönüşümünü tek bir adımda yapabilen tek fazlı veya üç fazlı dönüştürücülerdir. Bu dönüştürücüler, çift yönlü güç aktarımına izin veren çift yönlü anahtar yapılarıyla gerçekleştirilir. Anahtarlar matris şeklinde düzenlenerek devrenin çıkışı girişe bağlanır. Bu anahtarlar farklı modülasyon algoritmalarıyla anahtarlanarak en az harmonikli çıkış gerilimi elde edilmeye çalışılır. Anahtarların iletimde kalma süreleri çıkış gerilimini ve frekansını belirlemede önemlidir [34].

Matris dönüştürücüler, son yıllarda giderek artan bir ilgi görmeye başlamıştır. Bunun sebebi, matris dönüştürücülerin genlik ve frekans dönüşümünü tek bir adımda yaparken çift yönlü güç akışı sağlaması ve güç faktörü kontrolüne imkan tanınmasıdır.

Tüm dikkat çekici özelliklerine rağmen, matris dönüştürücüler ticari uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaz. Bunun sebepleri şu şekilde sıralanabilir:

- Her ne kadar matris dönüştürücülerin prensipleri 1970'lerden bu yana bilinse de komutasyon problemi gibi kritik konular son yıllarda çözüme kavuşmaya başlamıştır.
- Matris dönüştürücüdeki yarı iletken anahtarların sayısı, bir DA ara devreli dönüştürücüde kullanılan sayıdan daha fazladır. Bu nedenle, bir matris dönüştürücünün uygulama maliyeti, geleneksel bir DA ara devreli dönüştürücüden daha fazladır.
- Bir matris dönüştürücü tarafından üretilen çıkış geriliminin genliği sınırlıdır. Matris dönüştürücünün yapısı gereği çıkış gerilimi girişin %86.6'sı ile sınırlıdır [12,40,41]. Ancak üretici firma makina sargılarını bu gerilim oranına göre düzenleyerek olumsuzluğu ortadan kaldırabilir [12].

Bu dezavantajlara rağmen, matris dönüştürücülerin cazip olmasının nedenleri şunlardır:

- Kondansatörler ve indüktörler gibi enerji depolama elemanlarından kaçınılması gereken uygulamalarda matris dönüştürücüler tercih edilir. Bir DA ara devreli

dönüştürücünün büyük elektrolitik kapasitörleri, dönüştürücünün güvenilirliğini azaltan faktörlerden biridir.

- Matris dönüştürücüler sistemin faydalı-frenleme (regeneratif) çalışmasına imkan tanır [1,25].
- Matris dönüştürücülerde, anahtarların modülasyon tekniğine bağlı olarak kaynak tarafında yükün oluşturduğu bozucu etkiler önlenerek güç faktörü birim değere ayarlanabilir.
- Matris dönüştürücüler yüksek değerli harmonikler üretmeden, üç faz girişli sistemlerde 4 bölgeli çalışma imkanı sağlarlar. Ayrıca giriş ve çıkış akımları hemen hemen sinüzoidaldir, oluşan harmonikler yalnızca anahtarlama frekansı civarındadır [41].
- Yarı iletken elemanların maliyeti düşmeye devam etmektedir. Bu nedenle, matris dönüştürücüler giderek daha uygun maliyetli hale gelecektir.
- Matris dönüştürücülerde, güç/ağırlık ve güç/hacim oranları yüksektir [41]. Dönüştürücü boyutu, ağırlığı ve performansının önemli olduğu uygulamalarda, büyük boyutlu enerji depolama elemanlara gerek duymaması, matris dönüştürücüleri cazip bir çözüm haline getirir.

2.2. Matris Dönüştürücülerde Kullanılan Çift Yönlü Anahtarlar

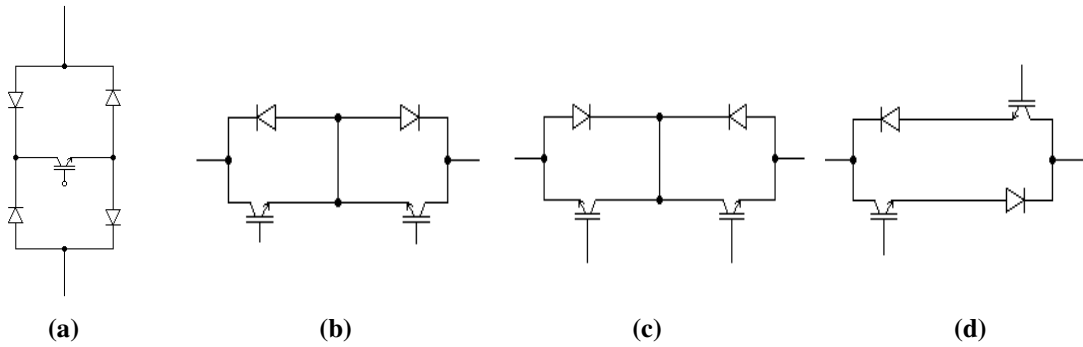
Çift yönlü anahtarlar akımı her iki yönde iletebilme ve her iki yönde gerilimi bloke edebilme özelliğine sahip anahtarlardır. Güç elektroniği devrelerinde çift yönlü enerji akışının sağlanabilmesi açısından çift yönlü anahtar kullanımı bir ihtiyaçtır. Ancak günümüzde güç elektroniği uygulamalarında kullanılacak gerçek bir çift yönlü anahtar yapısı bulunmamaktadır [8,29,30]. Çift yönlü anahtar yapıları güç elektroniği elemanlarının farklı kombinasyonlarından elde edilebilmektedir [12,42,43]. Bu anahtar yapıları oluşturulurken kontrollü anahtarlar ve diyot kullanılır. Diyot anahtarın ters bloke etme özelliğini sağlamak için kullanılır [9,29,30]. Bu elemanlar akımın çift yönlü akmasına izin verecek konfigürasyonda bağlanır.

Çift yönlü anahtar yapıları oluşturulurken IGBT, MOSFET veya MCT gibi yarı iletken anahtarlama elemanları kullanılabilir. Ancak daha çok IGBT'ler tercih edilmektedir. IGBT'lerin tercih edilme sebepleri şunlardır:

- 1980'lerde ortaya çıkan IGBT, MOSFET ve BJT'lerin en iyi özelliklerini bünyesinde barındırır. Mosfet gibi, IGBT de yüksek kapı empedansına sahiptir. Bu nedenle düşük kapı akımı gereksinimleri vardır ve bu anahtarlama kolaylığı sağlar. BJT'ler gibi, iletim durumundayken, üzerlerinde olan gerilim düşümü oldukça düşüktür, bu nedenle iletim durumundaki güç kayıpları da azdır [25,44].
- MOSFET'in terminalleri arasındaki kapasitörlerden etkisi en belirgin olan Miller kapasitansı transistörün açılma, kapanma süreleri ile ilişkilidir ve yüksek anahtarlama frekanslarındaki kayıplar da doğrudan buna bağlanmaktadır. IGBT'lerde MOSFET'lere kıyasla giriş kapasitansı azaltılmıştır [25,45].
- GTO'ya benzer şekilde, IGBT hem pozitif hem de negatif gerilimleri bloke etmek için kullanılabilir [25].
- IGBT, bir bipolar transistörün çıkış anahtarlama ve iletkenlik özelliklerine sahiptir, ancak MOSFET gibi gerilim kontrollüdür. Bu, bir bipolar transistörün yüksek akım taşıma kabiliyetinin bir MOSFET'in kontrol kolaylığı ile birleştiği anlamına gelir [25].

Matris dönüştürücülerde kullanılan çift yönlü anahtar yapıları genel olarak sınıflandırılıp aşağıda sıralanmıştır:

- 1) Köprü diyotlu çift yönlü anahtar
- 2) Seri yapılı çift yönlü anahtar
 - a) Ortak Emiterli Seri Yapılı Çift Yönlü Anahtar
 - b) Ortak Kollektörlü Seri Yapılı Çift Yönlü Anahtar
- 3) Paralel yapılı çift yönlü anahtar



Şekil 2.1 (a) Köprü diyotlu çift yönlü anahtar (b) Ortak Emiterli Seri Yapılı Çift Yönlü Anahtar
(c) Ortak Kollektörlü Seri Yapılı Çift Yönlü Anahtar (d) Paralel yapılı çift yönlü anahtar

2.2.1. Köprü Diyotlu Çift Yönlü Anahtar

Köprü diyotlu çift yönlü anahtar Şekil 2.1 (a)'da gösterildiği gibi yapısında tek bir kontrollü yarı iletken anahtar ve dört adet diyot bulundurur. Her iki akım yönünde de bir kontrollü anahtar ve çapraz bağlı iki diyot iletimdedir. Bu şekilde akımın çift yönlü aktarımı sağlanır. Yapısında bulunan kontrollü anahtar iki yönde akan akımı da taşıdığı için akım taşıma kapasitesi büyük seçilmelidir [33,34].

Köprü diyotlu çift yönlü anahtar yapısı tek bir kontrollü anahtardan oluştuğu için tek bir sürme devresine ihtiyaç duyulur [12,34,42,43]. Bu, köprü diyotlu çift yönlü anahtarın avantajları arasındadır. Ancak Matris Dönüştürücü'de bu anahtar kullanımı, ters akımının akması için bir yol bulunmamasından dolayı bazı büyük problemlere yol açmıştır ve güvenli komutasyon neredeyse imkansız hale gelmiştir [37]. Ayrıca iletim yönünde iki diyot ve bir kontrollü eleman iletimde olduğu için diğer yapılarla kıyaslandığında anahtarlama kayıpları daha fazladır [12,33,34,40]. Bunlar da köprü diyotlu çift yönlü anahtarın dezavantajları olarak karşımıza çıkmaktadır.

2.2.2. Seri Yapılı Çift Yönlü Anahtar

a. Ortak Emiterli Seri Yapılı Çift Yönlü Anahtar

Şekil 2.1 (b)'de gösterilen bu anahtar yapısı anti paralel bağlı iki IGBT ve iki diyot ile oluşturulur. Akımın çift yönlü akmasını sağlayacak şekilde bağlantı yapılmıştır. Bu anahtar düzeneği ile akımın yönü bağımsız bir şekilde kontrol edilmektedir. Akımın her iki yönünde bir kontrollü anahtar ve bir diyot iletimde olduğundan iletim yönündeki kayıpları köprü diyotlu çift yönlü anahtarlara göre daha azdır [12,33,34]. Ayrıca yapısında daha fazla kontrollü anahtar bulundurduğundan dolayı maliyetleri köprü diyotlu çift yönlü anahtarlara göre daha fazladır [33]. Bu yapının diğer bir dezavantajı ise, her hücrenin kapı sürücüleri için izoleli güç kaynakları gerektirmesidir (Wheeler ve vd., 2002). Fakat ortak emiter noktasına göre her iki kontrollü eleman da aynı gerilim kaynağı ile sürülebilir [12,33,34,40].

b. Ortak Kollektörlü Seri Yapılı Çift Yönlü Anahtar

Şekil 2.1 (c)'de gösterilen bu anahtar yapısı ortak emiterli anahtar yapısıyla benzerlik göstermektedir. Ancak IGBT'ler ortak kollektör konfigürasyonuna göre düzenlenmiştir.

Aynı sayıda kontrollü anahtar ve diyot kullanıldığı için ortak emiterli çift yönlü anahtar ile iletim kayıpları aynıdır [12,34,40].

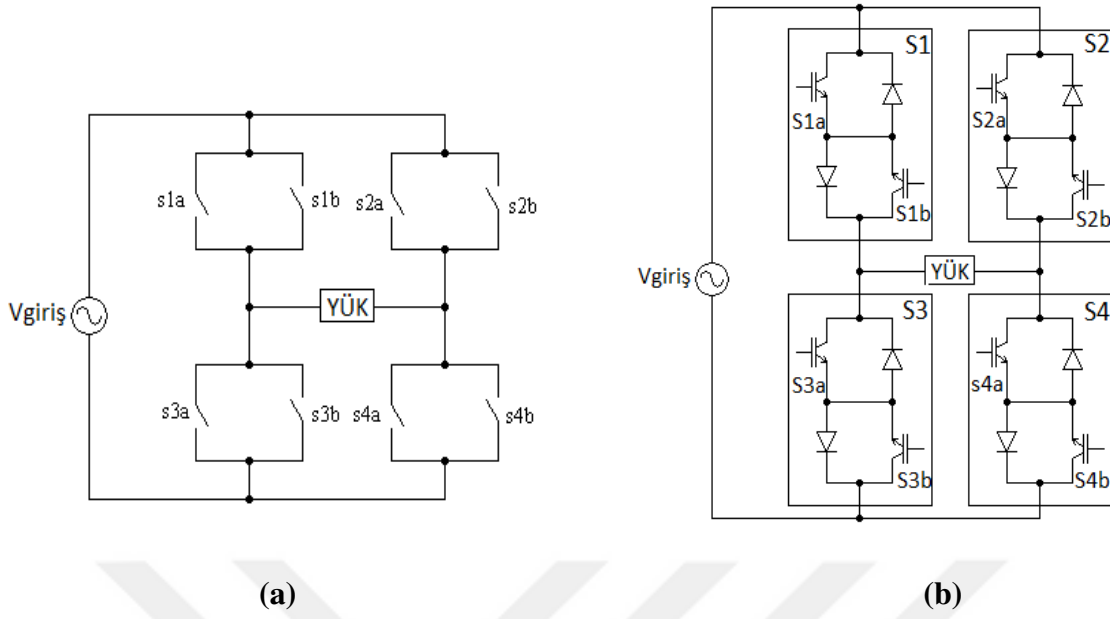
Ortak kollektörlü anahtarın ortak emiterli anahtara göre avantajı, üç fazlı bir matris dönüştürücüde çift yönlü anahtarları sürmek için altı adet izolasyonlu güç kaynağına gerek duymasıdır. Çünkü kullanılan 18 adet IGBT'nin üçer adedinin emiteri aynı giriş fazına bağlanmaktadır. Ancak bu düzenleme komütasyon hücreleri arasındaki indüktans problemlere sebep olduğu için pratik uygulamalarda kullanılması tercih edilmez. Bu yüzden matris çevirilerde çift yönlü anahtar yapısının ortak emiter konfigürasyonu ile oluşturulması tercih edilir [12,33,40].

2.2.3. Paralel Yapılı Çift Yönlü Anahtar

Bu anahtar yapısı Şekil 2.1 (d)'de gösterildiği gibi ters paralel bağlı iki diyot ve iki IGBT anahtar ile oluşturulur. Akım çift yönlü aktarılacak şekilde bağlantı yapılmıştır. Akımın her iki yönünde bir kontrollü anahtar ve bir diyot iletimdedir. Bundan dolayı köprü diyotlu çift yönlü anahtar ile kıyaslandığında iletim yönündeki kayıplar daha azdır [40,41]. İçerdiği kontrollü anahtar sayısı daha fazla olduğundan köprü diyotlu çift yönlü anahtarlara göre maliyeti fazla ve kontrolü daha zordur [12,33].

2.3. Tek Fazlı Matris Dönüştürücü

Tek fazlı matris dönüştürücüler, sabit gerilim ve frekanslı tek fazlı bir kaynaktan beslenerek, değişken gerilim ve frekanslı tek fazlı bir çıkış gerilimi sağlar. TFMD'ler yapılarında, Şekil 2.2 (a) 'da gösterildiği gibi, ters yöndeki gerilimi bloke edebilen ve akımı her iki yönde iletebilen 4 adet çift yönlü anahtar bulundurur. Şekil 2.2 (b)'de ortak emiterli çift yönlü anahtar yapısıyla oluşturulan TFMD gösterilmiştir.



Şekil 2.2 (a) TFMD devre yapısı (b) Ortak emiterli çift yönlü anahtarlar ile oluşturulan TFMD devresi

TFMD'nin giriş ve çıkış gerilimleri denklem 2.1 ve denklem 2.2 de verilmiştir. Denklemlerdeki g indisi girişi, χ indisi ise çıkışı ifade etmektedir [4].

$$V_g(t) = V_{gm} \sin(\omega_g t) \quad (2.1)$$

$$V_\chi(t) = V_{\chi m} \sin(\omega_\chi t) \quad (2.2)$$

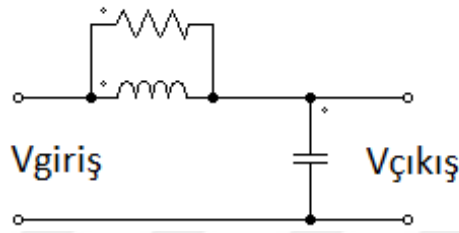
2.4. Giriş Filtresi

Matris dönüştürücüde, giriş gerilimini etkileyen harmonikleri azaltmak için bir giriş filtresi gerekebilir. Bu filtre çıkış ile giriş kaynağı arasında bir tampon devre görevi görür. Bu filtre, giriş gerilimi ve akımının, çıkış anahtarlama gürültüsündeki ani bir değişiklikten etkilenmesini önler [37]. Şekil 2.3, Tek Fazlı Matris Dönüştürücüdeki giriş filtresinin konumunu göstermektedir.

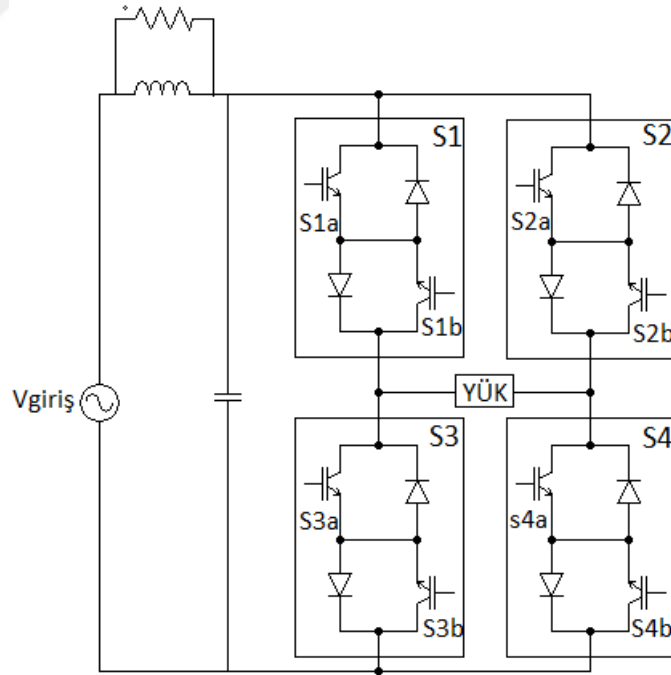


Şekil 2.3 TFMD için giriş filtresi bağlantı şeması

Giriş filtrelerinin iki tipi vardır. Bunlardan biri, LC devresinin yalnızca bir veya daha fazla aşamasını içeren pasif bir filtredir. Bu tür bir giriş filtresi, uygulaması kolay ve küçük boyutludur. Diğer tür olan aktif giriş filtresi daha iyi bir performansa sahiptir, ancak pasif filtreye göre daha karmaşık ve boyut olarak daha büyüktür. Her iki giriş filtresinde de, ani gerilim ve akımı sönmölemek için indüktöre paralel bir sönmöleme direnci gerekir [37]. Şekil 2.4 TFMD için tek kademeli pasif LC giriş filtresini, Şekil 2.5 ise TFMD ve giriş filtre bağlantısını göstermektedir.



Şekil 2.4 TFMD için pasif LC giriş filtresi

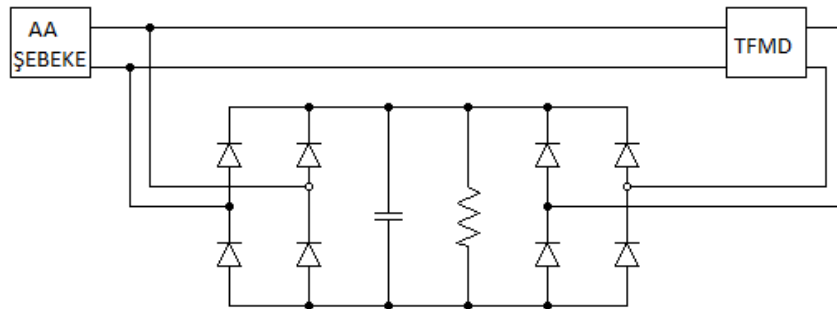


Şekil 2.5 TFMD ve giriş filtre bağlantısı

2.5. Matris Dönüştürücülerde Koruma

Matris dönüştürücülerde, akımın serbest dolaşım yolları bulunmaz. Akım, yalnızca anahtara bir etkinleştirme sinyali geldiği zaman akacak bir yol bulabilir. Bu nedenle, komutasyon veya arıza durumu sırasında akımın akması için bir yol sağlamak üzere kenetleme ve snubber devresine ihtiyaç duyulur.

Çıkış kısa devresi nedeniyle, akımlar aşırı değerlere yükselebilir. Bu durumda devreyi çok yüksek akımlara karşı korumak için genellikle bütün anahtarların kesime götürülmesi gerekir. Bu koruma stratejisi, ancak yük akımları için serbest dolaşım yolu mevcut ise kullanılabilir [34]. Tüm anahtarlar açıldığında, kenetleme devresi endüktif yükte depolanan enerjinin sönmesine yardımcı olur ve ani gerilimlerin anahtarlara zarar vermesini önler [12,34,37]. Kenetleme devresi; anahtarları, dönüştürücünün aniden kapatılması durumunda oluşan çıkış tarafındaki dalgalanmalardan koruduğu gibi, AA hat girişinden gelen dalgalanmalardan da korur [40]. Kenetleme devresi, genellikle Şekil 2.6'da gösterildiği gibi, giriş ve çıkış kısımlarındaki iki köprü devreden oluşur. Köprü devresine paralel olan kapasitör, endüktif yükün geçici enerjisini depolar ve kapasitöre paralel olan direnç, kapasitörde depolanan enerjinin sönümlenmesine yardımcı olur [12,34,37].

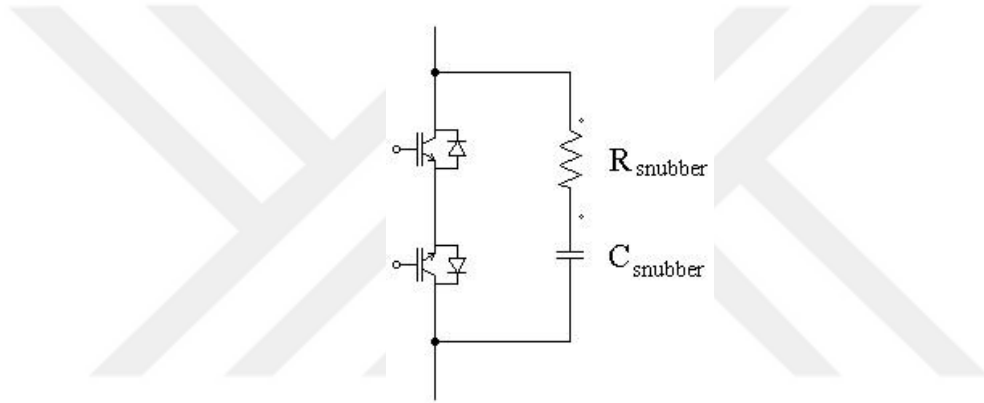


Şekil 2.6 TFMD için kenetleme devresi

Matris dönüştürücülerde kullanılan IGBT anahtarlar belirli bir sırayla anahtarlanır. Bu anahtarlama sırasında iletimde olan anahtar kesime girerken kesimde olan anahtar iletime geçmektedir [41]. Ancak pratikte IGBT'lerin iletime geçme süresi kesime girme süresinden kısadır ve bu durum anahtarların aynı anda iletimde kalmasına neden olacaktır. Anahtarların aynı anda iletimde kalması ise giriş şebeke gerilimini kısa devre edecektir. İndüktif yükte bu durum problemlere yol açacaktır. Matris dönüştürücülerde giriş hatlarında meydana gelen

bu kısa devre durumunu önlemek için ölü zaman kullanılmalıdır. Böylece dönüştürücünün her bir bacağında bulunan çift yönlü anahtarların aynı anda ilettime geçip şebekeyi kısa devre etmeleri engellenmiş olur [12,34,41].

Çift yönlü anahtarlar ayrıca, anahtar kapasitansının etkisini azaltmak için kendi snubber devrelerine ihtiyaç duyarlar. Anahtarlar ilettime girme esnasında hızlı bir akım yükselmesine ve kesime girme esnasında hızlı bir gerilim yükselmesine maruz kalırlar. Snubber devreleri, gerilim ve akım genliklerinde meydana gelen bu yükselme eğrilerini sınırlandırarak yarı iletken anahtarları korurlar [12, 41]. Snubber devresi, Şekil 2.7’de gösterildiği gibi anahtara paralel bir direnç ve kapasitörden oluşan kompakt bir devredir.



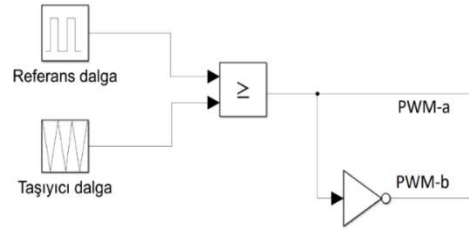
Şekil 2.7 TFMD için Snubber devresi

2.6. Tek Fazlı Matris Dönüştürücünün Modülasyon Algoritmaları

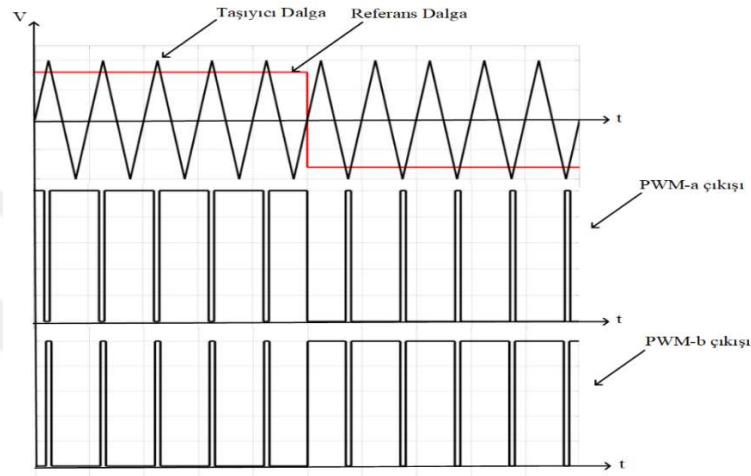
Tek fazlı dönüştürücüde anahtarlara uygulanan sinyaller Kare Dalga Darbe Genişlik Modülasyonu veya Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu (SPWM) ile elde edilebilir.

2.6.1. Kare Dalga Darbe Genişlik Modülasyonu

Bu yöntem referans sinyali olan kare dalga taşıyıcı sinyal olan üçgen dalga ile karşılaştırılarak uygulanır. Şekil 2.8 (a)’da bir kare dalga PWM’ in nasıl elde edildiği, Şekil 2.8 (b)’de tek fazlı matris dönüştürücüdeki anahtarlara kare dalga darbe genişlik modülasyonu uygulanırsa oluşacak anahtarlama sinyalleri gösterilmiştir.



(a)



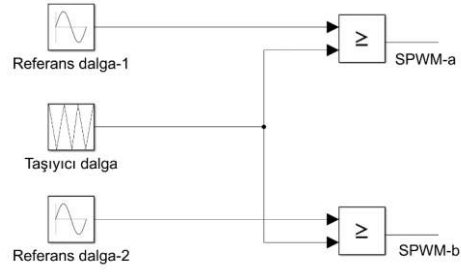
(b)

Şekil 2.8 (a) Kare dalga PWM sinyalinin üretildiği sürme devresinin simulink modeli (b) Kare dalga PWM ile elde edilen anahtarlama sinyali

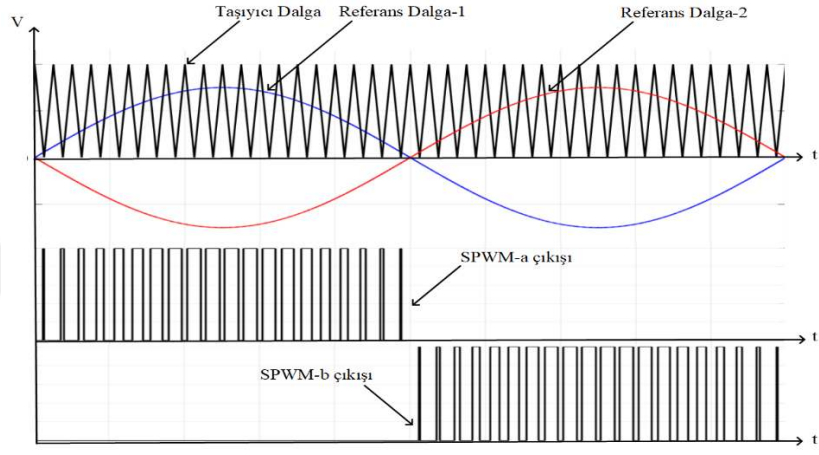
2.6.2. Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu (SPWM)

Bu yöntem, referans sinyali olan sinüs dalga taşıyıcı sinyal olan üçgen dalga ile karşılaştırılarak uygulanır. Anahtarlama anlarını bu iki sinyalin kesişim noktaları belirler. Referans sinyalin genliği V_r 'nin, taşıyıcı sinyalin genliği V_t 'den büyük olduğu aralıklarda PWM çıkışı 1 olur. Taşıyıcı dalganın frekansı genelde sabittir ve sistemin anahtarlama frekansını belirler. Dolayısıyla her yarı periyottaki darbelerin sayısı taşıyıcı dalganın frekansına bağlıdır. Referans sinyalin genliğinin, üçgen sinyalin genliğine oranı modülasyon indeksini (M_i) verir. Modülasyon indeksi değiştirilerek çıkış gerilimin genliği kontrol edilebilir.

Şekil 2.9 (a)'da bir sinüs dalga PWM'in nasıl elde edildiği, Şekil 2.9 (b)'de tek fazlı matris dönüştürücüdeki anahtarlara sinüs dalga darbe genişlik modülasyonu uygulanırsa oluşacak anahtarlama sinyalleri gösterilmiştir.



(a)



(b)

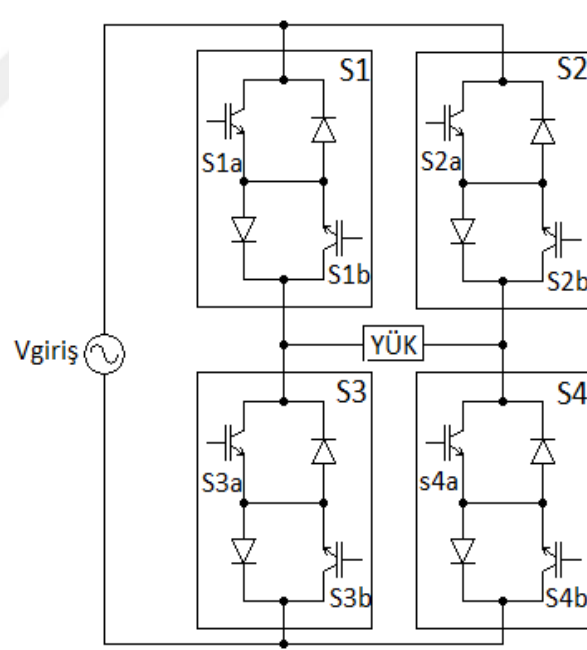
Şekil 2.9 (a) SPWM sinyalinin üretildiği sürme devresinin simulink modeli (b) SPWM ile elde edilen anahtarlama sinyali

3. TEK FAZLI MATRİS DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN DA-AA KONTROLLÜ DOĞRULTUCU OLARAK ÇALIŞMA DURUMU

3.1. Tek Fazlı Matris Dönüştürücünün Kontrollü Doğrultucu Olarak Çalıştırılması

3.1.1. Giriş

Bu başlıkta, TFMD DA-AA kontrollü doğrultucu modunda çalıştırılmıştır. Şekil 3.1’de, bu bölümde kullanılan TFMD devre konfigürasyonu gösterilmiştir. Bu yapı, dört adet ortak emiterli çift yönlü anahtar yapısı ile oluşturulmuştur ve yarı iletken güç anahtarları olarak IGBT kullanılmıştır. Anahtarlara uygulanan sürme işaretleri SPWM tekniği kullanılarak elde edilmiştir. RL yükte çıkışta oluşacak yüksek genlikteki piklerin önüne geçebilmek amacıyla güvenli komutasyon stratejisi kullanılmıştır.



Şekil 3.1 TFMD devre konfigürasyonu

3.1.2. Tek Fazlı Matris Dönüştürücünün Kontrollü Doğrultucu Olarak Çalıştırılmasına İlişkin Güvenli Komutasyon Stratejisi

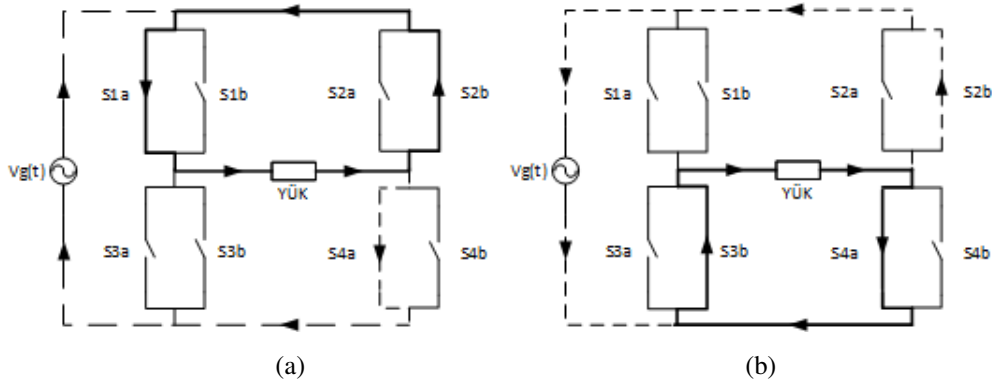
Matris dönüştürücü topolojisinin kullanılmasına ilişkin sorunlardan biri, RL yükte, çıkışta yüksek genlikte piklerin üretilmesidir. Bu durum, endüstri uygulamalarında TFMD kullanımını sınırlandırmıştır [19].

Teorik olarak, TFMD'deki anahtarlama anlık ve eşzamanlı olmalıdır. Ancak IGBT karakteristiğindeki açma/kapama süreleri nedeniyle bunun pratik sistemlerde gerçekleştirilmesi imkansızdır. IGBT'nin kesime girme süresi iletme geçme süresinden uzundur ve bu durum anahtarların aynı anda iletimde kalmasına neden olacaktır. Bu problem, indüktansta gerilim piklerinin indüklenmesine yol açacaktır. TFMD kullanımını sınırlandıran bu sorunlara çözüm getirmek ve anahtarları akım ve gerilim yükselmelerinden korumak amacıyla güvenli bir anahtarlama stratejisi geliştirilmiştir. Buna göre, iletimde olan anahtarlar kesime girdiğinde, kesimde olan anahtarlar iletme geçmeden, komutasyon anahtarları t_d ölü zaman süresince akım akışını sağlamaktadır. Böylelikle RL yükü kullanıldığı zaman çıkış akımında ve çıkış geriliminde oluşacak yüksek genlikte piklerinin önüne geçilecektir.

TFMD'yi kontrollü doğrultucu olarak çalıştırabilmek için dikkat edilmesi gereken nokta, giriş geriliminin pozitif ve negatif alternansında, çıkış geriliminin hep pozitif olmasıdır. Bunun için, S4a ve S2b anahtarları PWM anahtarı olarak seçilmiştir. S1a-S2b ve S3b-S4a anahtarlarına ise kare dalga uygulanmıştır. Kullanılan anahtarlama stratejisi Tablo 3.1'de verilmiştir [16]. Giriş geriliminin pozitif ve negatif alternansında akımın akış yönleri Şekil 3.2'de gösterilmiştir [16].

Tablo 3.1 Kontrollü doğrultucu için durumlar ve iletimde olan anahtarların gösterimi

Giriş gerilimi	PWM anahtarı	Komutasyon anahtarı
+	S4a	S1a-S2b
-	S2b	S3b-S4a

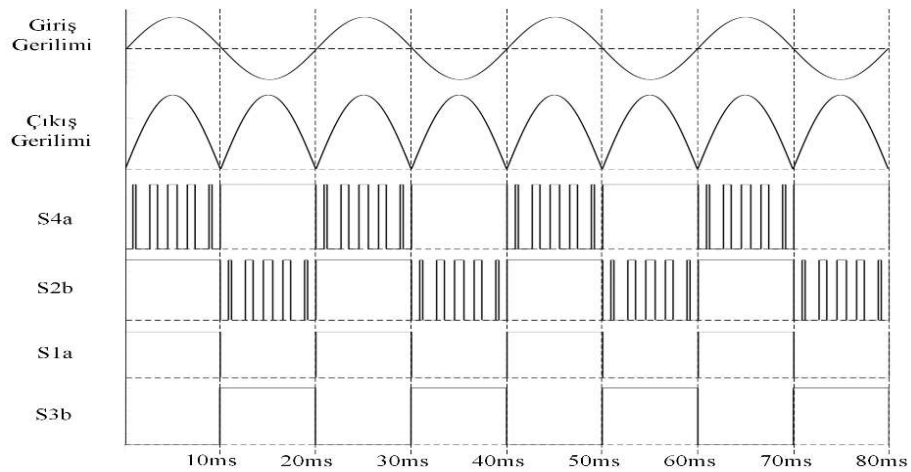


Şekil 3.2 Kontrollü doğrultucu (a) Pozitif alternans (b) Negatif alternans

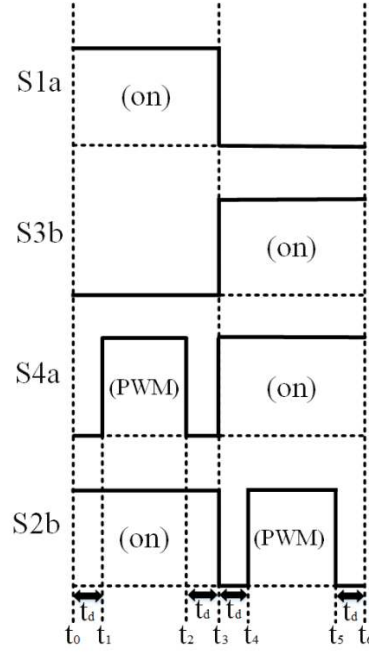
Giriş geriliminin pozitif alternansında S1a ve S2b anahtarlarına kare dalga ve S4a anahtarına PWM sinyali uygulanır. Herhangi bir t anında sadece 2 anahtar iletimdedir. Akım akışını sürdüren anahtarlar S1a ve S4a anahtarlarıdır. S4a anahtarının kesimde olduğu durumlarda akım akışı S1a ve S2b üzerinden devam eder. Çıkış gerilimi pozitifdir.

Giriş geriliminin negatif alternansında S3b ve S4a anahtarlarına kare dalga ve S2b anahtarına PWM sinyali uygulanır. Herhangi bir t anında sadece 2 anahtar iletimdedir. Akım akışını sürdüren anahtarlar S2b ve S3b anahtarlarıdır. S2b anahtarının kesimde olduğu durumlarda akım akışı S3b ve S4a üzerinden devam eder. Çıkış gerilimi pozitifdir.

Şekil 3.3'te giriş gerilimi, çıkış gerilimi ve S4a-S2b-S1a-S3b anahtarlarına uygulanması gereken sinyaller gösterilmiştir. Şekil 3.4'te ise bir periyot için anahtarlara uygulanan işaretler ' t_d ' zamanları da dikkate alınarak verilmiştir.



Şekil 3.3 Kontrollü doğrultucu için anahtarlama algoritması



Şekil 3.4 Kontrollü doğrultucu için zaman diyagramı

Devrenin çalışması bir periyot için 6 durumda incelenebilir:

Durum-1 (t_0 - t_1): t_0 anında S1a ve S2b anahtarları iletimdedir (Şekil 3.5 (a)).

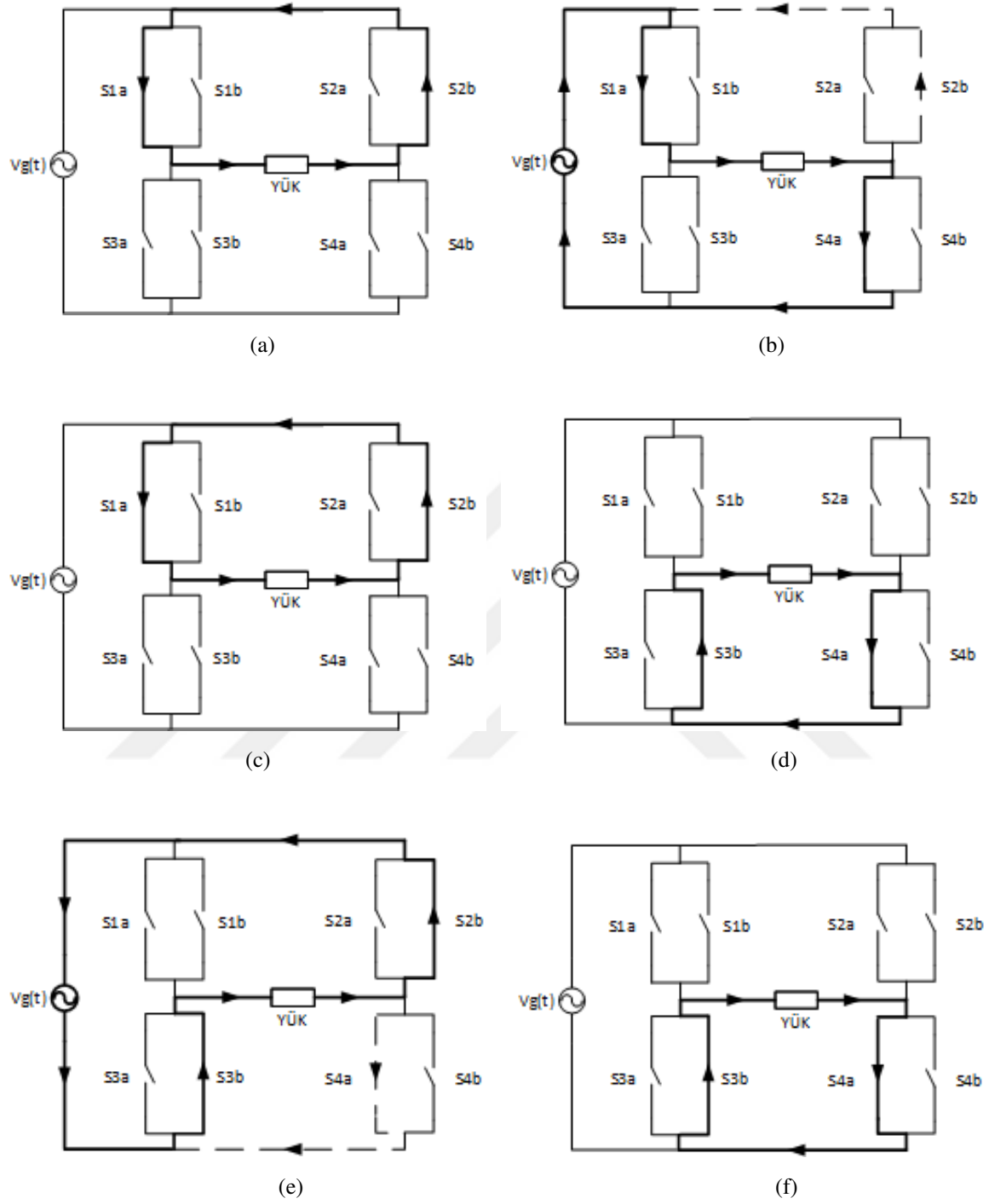
Durum-2 (t_1 - t_2): t_1 anında S4a anahtarı PWM sinyali ile iletme geçmiştir. Akım akışını sürdüren anahtarlar S1a ve S4a anahtarlarıdır. S2b anahtarı ise komutasyon amacıyla kullanılan anahtardır. PWM sinyalinin off olduğu durumda S4a anahtarı kesimde olduğu için akım akışı S1a ve S2b üzerinden devam eder (Şekil 3.5 (b)).

Durum-3 (t_2 - t_3): t_2 anında S4a anahtarı tamamen kesime girmiştir. Bu durumda S1a ve S2b anahtarları iletimdedir ve indüktans enerjisini boşaltır (Şekil 3.5 (c)).

Durum-4 (t_3 - t_4): t_3 anında S3b ve S4a anahtarları iletimdedir (Şekil 3.5 (d)).

Durum-5 (t_4 - t_5): t_4 anında S2b anahtarı PWM sinyali ile iletimdedir. Akım akışını sürdüren anahtarlar S2b ve S3b anahtarlarıdır. S4a anahtarı ise komutasyon amacıyla kullanılan anahtardır. PWM sinyalinin off olduğu durumda S2b anahtarı kesimde olduğu için akım akışı S3b ve S4a üzerinden devam eder (Şekil 3.5 (e)).

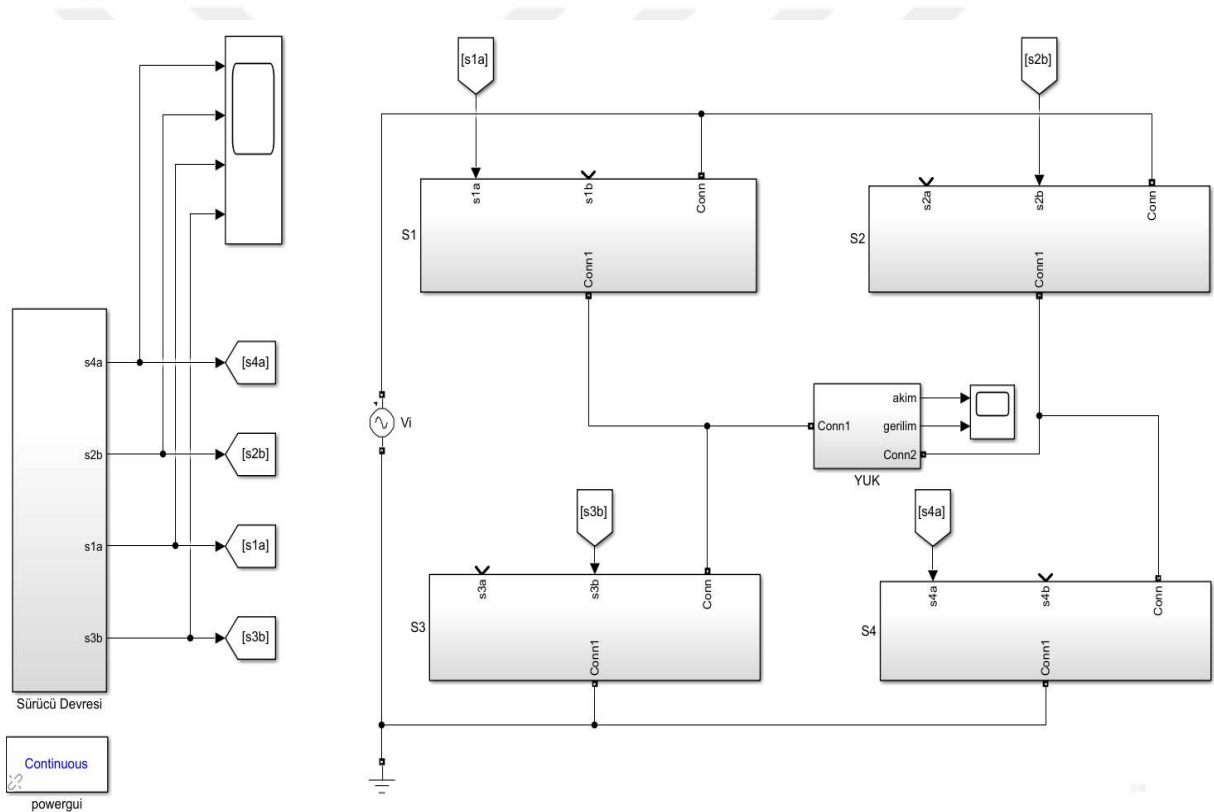
Durum-6 (t_5 - t_6): t_5 anında S2b anahtarı tamamen kesime girmiştir. Bu durumda S3b ve S4a anahtarları iletimdedir ve indüktans enerjisini boşaltır. Bu adımın sonunda bir periyot tamamlanmış olur (Şekil 3.5 (f)).



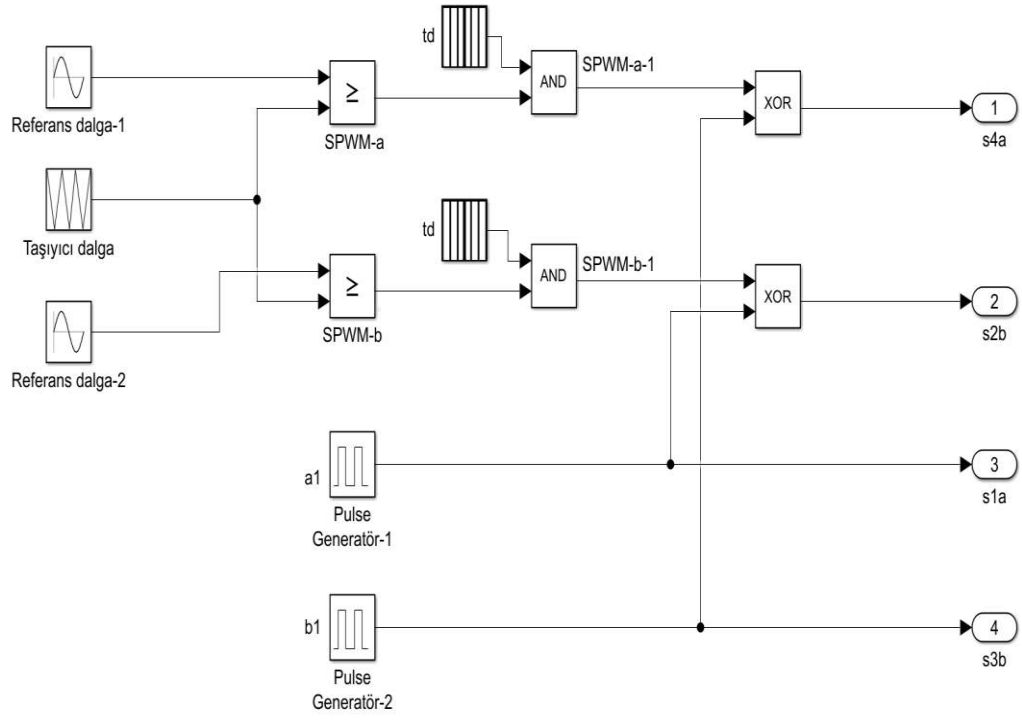
Şekil 3.5 a) Durum-1 b) Durum-2 c) Durum-3 d) Durum-4 e) Durum-5 f) Durum-6

3.1.3. Tek Fazlı Matris Dönüştürücünün Kontrollü Doğrultucu Olarak Çalıştırılmasına İlişkin MATLAB/Simulink Modeli ve Sonuçlar

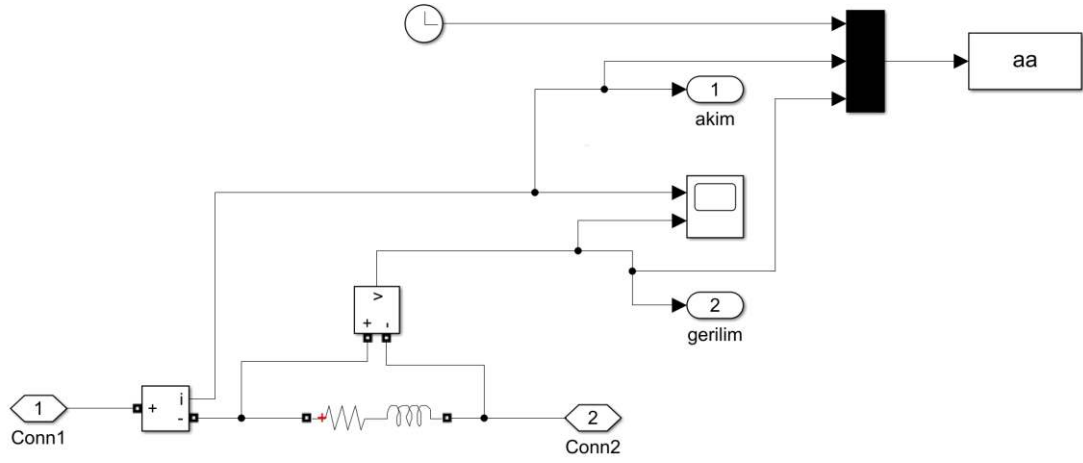
TFMD'nin kontrollü doğrultucu olarak çalıştırılmasına ilişkin MATLAB/Simulink modeli Şekil 3.6'da, sürücü devresi Şekil 3.7'de ve yük devresi Şekil 3.8'de verilmiştir. Bu modelde giriş gerilimi 220 V, giriş geriliminin frekansı ve sürme devresindeki referans dalganın frekansı 50 Hz, anahtarlama frekansı 5kHz, modülasyon indeksi 0.5, R değeri 50 Ω , L değeri 4mH olarak alınmıştır. Tablo 3.2'de simülasyonda kullanılan parametreler verilmiştir.



Şekil 3.6 TFMD'nin kontrollü doğrultucu moduna ilişkin MATLAB/Simulink modeli



Şekil 3.7 TFMD'nin kontrollü doğrultucu moduna ilişkin sürücü devre

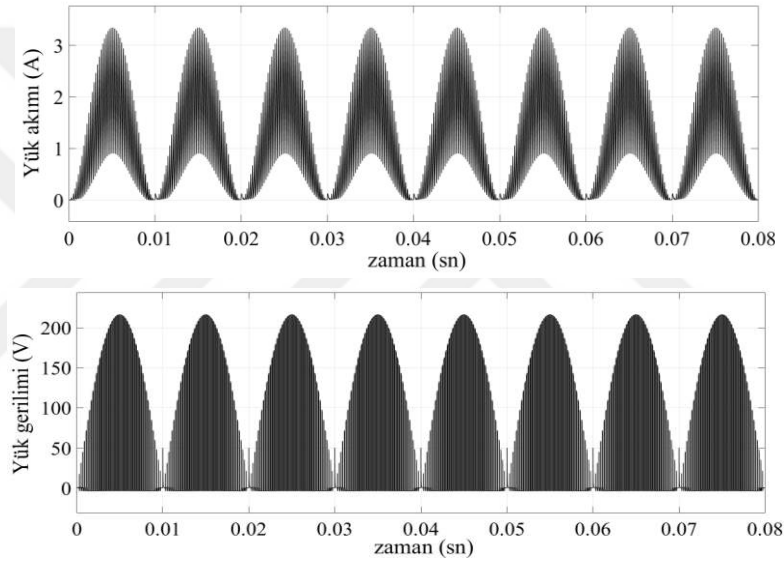


Şekil 3.8 TFMD'nin kontrollü doğrultucu moduna ilişkin yük devresi

Tablo 3.2 Kontrollü doğrultucu için simülasyonda kullanılan parametreler

Giriş Gerilimi, V_i	220 V, 50 Hz
Anahtarlama frekansı, f_t	5kHz
Modülasyon indeksi, M_i	0.5
İnuktans, L	4 mH
Yük, R	50 Ω

Şekil 3.9’da, TFMD’nin kontrollü doğrultucu moduna ilişkin yük akımı ve yük gerilimi dalga şekilleri verilmiştir.

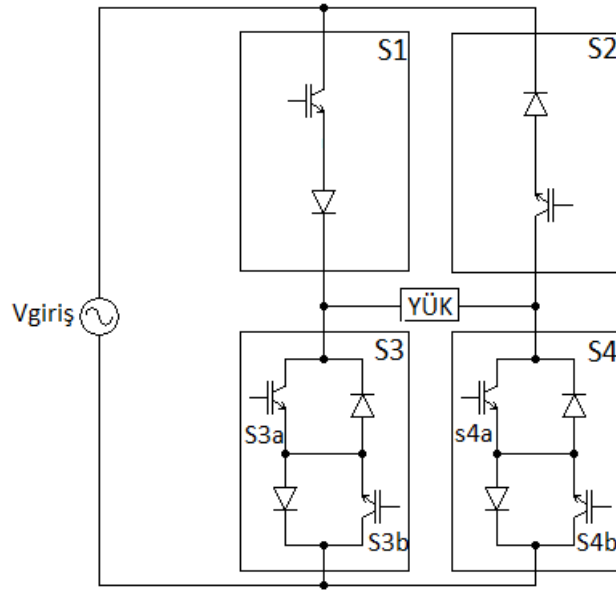


Şekil 3.9 TFMD’nin kontrollü doğrultucu moduna ilişkin yük akımı ve yük gerilimi dalga şekilleri

3.2. Tek Fazlı Azaltılmış Anahtar Sayılı Matris Dönüştürücünün Kontrollü Doğrultucu Olarak Çalıştırılması

Bu başlıkta, azaltılmış anahtar sayılı TFMD kullanılarak kontrollü doğrultucu elde edilmiştir. Kullanılmayan anahtarlar kaldırılarak, 8 anahtar yerine 6 adet anahtar ile TFMD devre yapısı oluşturulmuştur. S3 ve S4 anahtarları çift yönlü anahtarlardır. S1 ve S2 anahtarları ise bir adet IGBT’den oluşmuştur ve çift yönlü anahtar yapısında değildirler. Böylece anahtarlama kayıpları, boyut ve ağırlık azaltılmıştır. Şekil 3.10’da, bu bölümde kullanılan TFMD devre konfigürasyonu gösterilmiştir.

Anahtarlara uygulanan sürme işaretleri SPWM tekniği kullanılarak elde edilmiştir. RL yükte çıkışta oluşacak yüksek genlikteki piklerin önüne geçebilmek amacıyla güvenli komutasyon stratejisi kullanılmıştır.



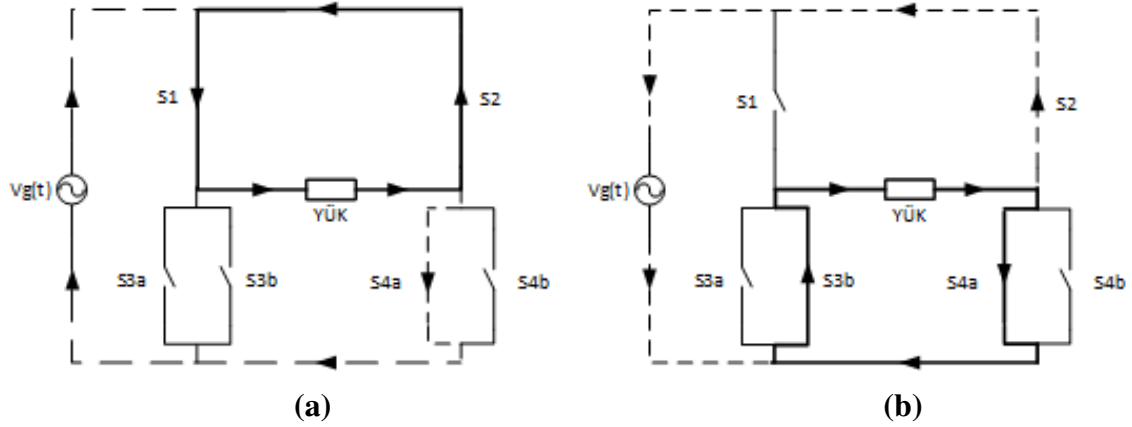
Şekil 3.10 Kontrollü doğrultucu modda çalışan azaltılmış anahtar sayılı TFMD'nin devre konfigürasyonu

3.2.1. Tek Fazlı Azaltılmış Anahtar Sayılı Matris Dönüştürücünün Kontrollü Doğrultucu Olarak Çalıştırılmasına İlişkin Güvenli Komutasyon Stratejisi

S4a ve S2 anahtarları PWM anahtarı olarak seçilmiştir. S1-S2 ve S3b-S4a anahtarlarına ise kare dalga uygulanmıştır. Kullanılan anahtarlama stratejisi Tablo 3.3'te verilmiştir. Giriş geriliminin pozitif ve negatif alternansında akımın akış yönleri Şekil 3.11'de gösterilmiştir.

Tablo 3.3 Azaltılmış anahtar sayılı kontrollü doğrultucu için durumlar ve iletimde olan anahtarların gösterimi

Durumlar	PWM anahtarı	Komutasyon anahtarı
1	S4a	S1-S2
2	S2	S3b-S4a

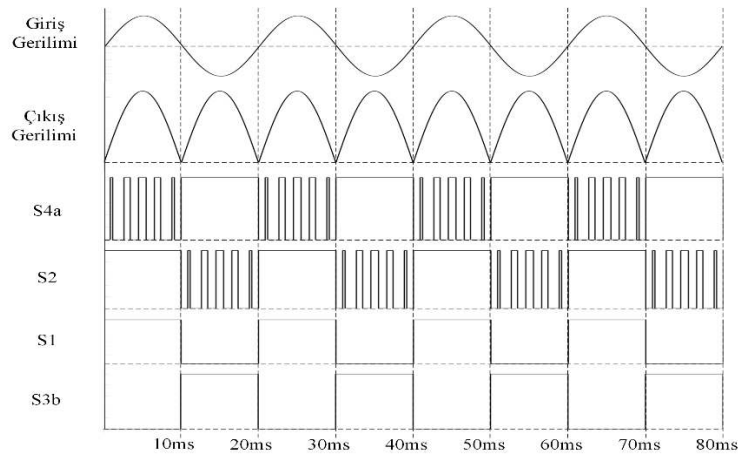


Şekil 3.11 Azaltılmış anahtar sayılı kontrollü doğrultucu (a) Pozitif alternans (b) Negatif alternans

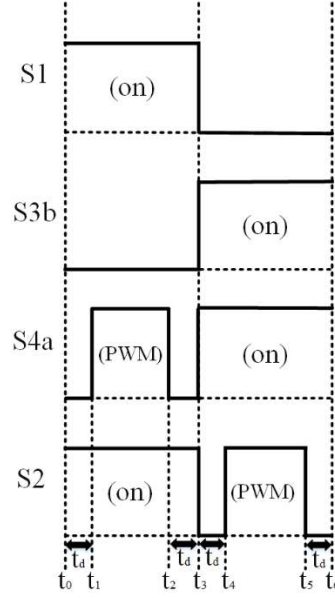
Giriş geriliminin pozitif alternansında S1 ve S2 anahtarlarına kare dalga ve S4a anahtarına PWM sinyali uygulanır. Herhangi bir t anında sadece 2 anahtar iletimdedir. Akım akışını sürdüren anahtarlar S1 ve S4a anahtarlarıdır. S4a anahtarının kesimde olduğu durumlarda akım akışı S1 ve S2 üzerinden devam eder. Çıkış gerilimi pozitifdir.

Giriş geriliminin negatif alternansında S3b ve S4a anahtarlarına kare dalga ve S2 anahtarına PWM sinyali uygulanır. Herhangi bir t anında sadece 2 anahtar iletimdedir. Akım akışını sürdüren anahtarlar S2 ve S3b anahtarlarıdır. S2 anahtarının kesimde olduğu durumlarda akım akışı S3b ve S4a üzerinden devam eder. Çıkış gerilimi pozitifdir.

Şekil 3.12’de giriş gerilimi, çıkış gerilimi ve S4a-S2-S1-S3b anahtarlarına uygulanması gereken sinyaller gösterilmiştir. Şekil 3.13’te ise bir periyot için anahtarlara uygulanan işaretler ‘ t_d ’ zamanları da dikkate alınarak verilmiştir.



Şekil 3.12 Azaltılmış anahtar sayılı kontrollü doğrultucu için anahtarlama algoritması



Şekil 3.13 Azaltılmış anahtar sayılı kontrollü doğrultucu için zaman diyagramı

Devrenin çalışması bir periyot için 6 durumda incelenebilir:

Durum-1 (t_0-t_1): t_0 anında S1 ve S2 anahtarları iletimdedir (Şekil 3.14 (a)).

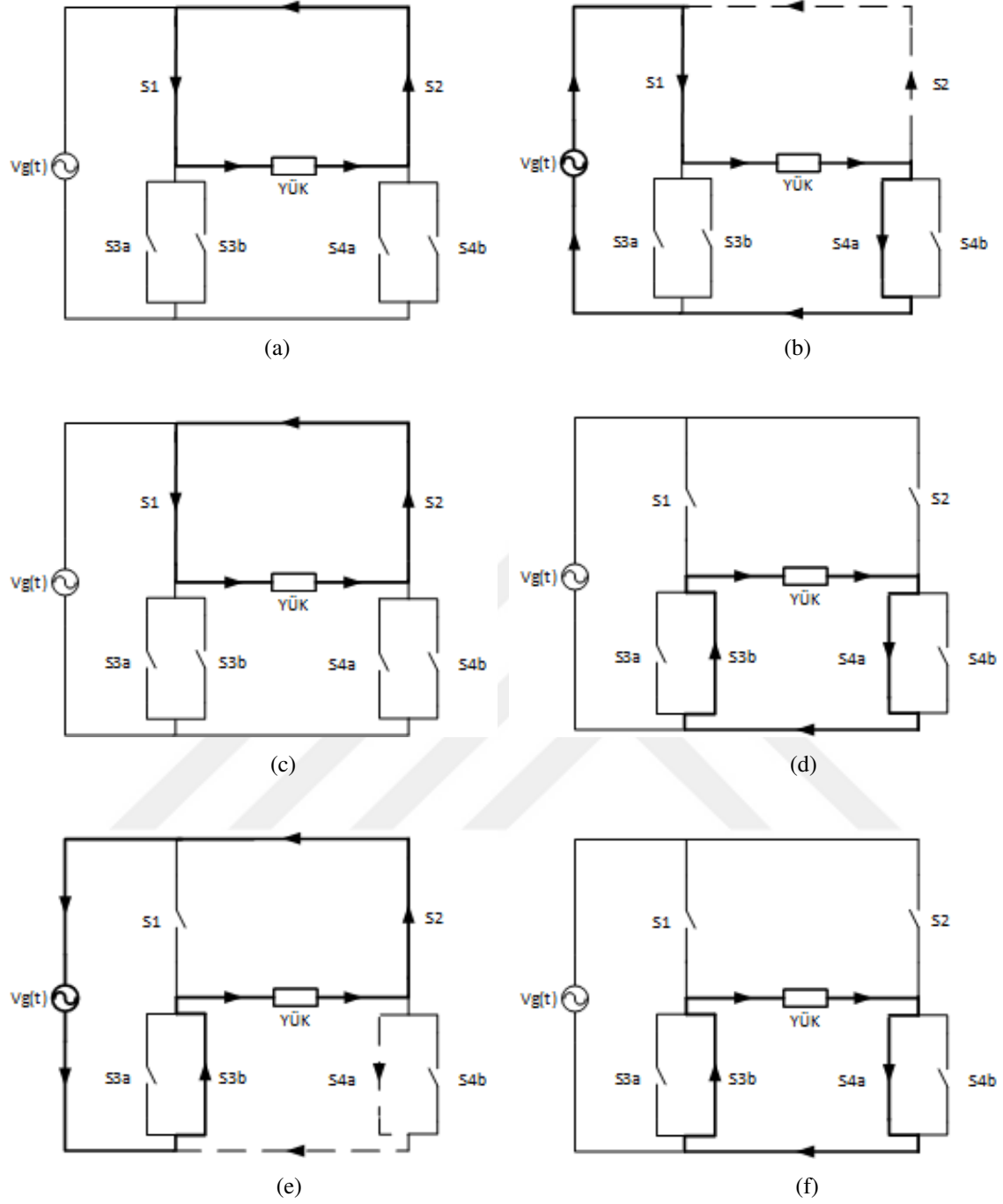
Durum-2 (t_1-t_2): t_1 anında S4a anahtarı PWM sinyali ile ilettime geçmiştir. Akım akışını sürdüren anahtarlar S1 ve S4a anahtarlarıdır. S2 anahtarı ise komutasyon amacıyla kullanılan anahtardır. PWM sinyalinin off olduğu durumda S4a anahtarı kesimde olduğu için akım akışı S1 ve S2 üzerinden devam eder (Şekil 3.14 (b)).

Durum-3 (t_2-t_3): t_2 anında S4a anahtarı tamamen kesime girmiştir. Bu durumda S1 ve S2 anahtarları iletimdedir ve indüktans enerjisini boşaltır (Şekil 3.14 (c)).

Durum-4 (t_3-t_4): t_3 anında S3b ve S4a anahtarları iletimdedir (Şekil 3.14 (d)).

Durum-5 (t_4-t_5): t_4 anında S2 anahtarı PWM sinyali ile iletimdedir. Akım akışını sürdüren anahtarlar S2 ve S3b anahtarlarıdır. S4a anahtarı ise komutasyon amacıyla kullanılan anahtardır. PWM sinyalinin off olduğu durumda S2 anahtarı kesimde olduğu için akım akışı S3b ve S4a üzerinden devam eder (Şekil 3.14 (e)).

Durum-6 (t_5-t_6): t_5 anında S2 anahtarı tamamen kesime girmiştir. Bu durumda S3b ve S4a anahtarları iletimdedir ve indüktans enerjisini boşaltır. Bu adımın sonunda bir periyot tamamlanmış olur (Şekil 3.14 (f)).

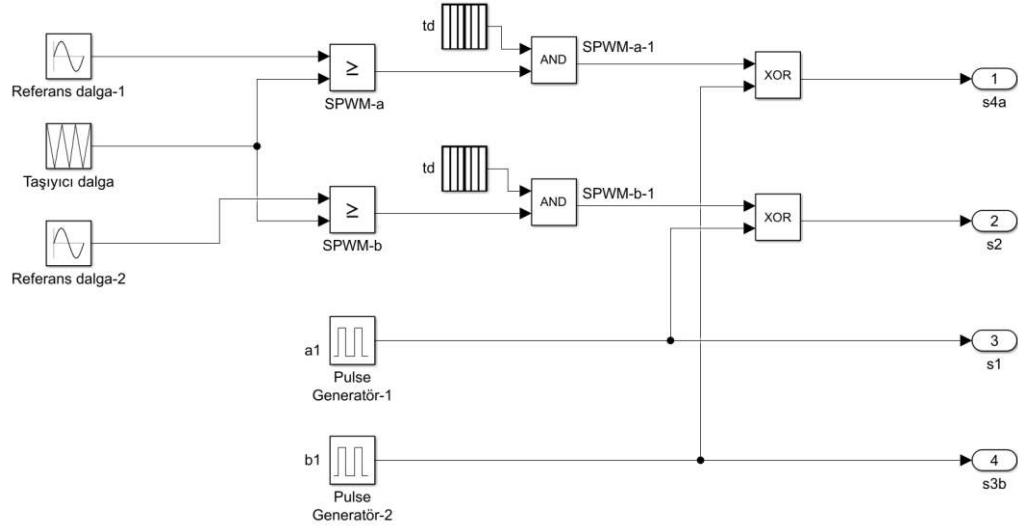


Şekil 3.14 a) Durum-1 b) Durum-2 c) Durum-3 d) Durum-4 e) Durum-5 f) Durum-6

3.2.2. Tek Fazlı Azaltılmış Anahtar Sayılı Matris Dönüştürücünün Kontrollü Doğrultucu Olarak Çalıştırılmasına İlişkin MATLAB/Simulink Modeli ve Sonuçlar

Azaltılmış anahtar sayılı TFMD'nin kontrollü doğrultucu olarak çalıştırılmasına ilişkin sürücü devresi Şekil 3.15'te gösterilmiştir. Bu modelde giriş gerilimi 220 V, giriş geriliminin

frekansı ve sürme devresindeki referans dalgaının frekansı 50 Hz, anahtarlama frekansı 1kHz, modülasyon indeksi 0.5, R değeri 50 Ω , L değeri 4mH olarak alınmıştır. Tablo 3.4'te simülasyonda kullanılan parametreler verilmiştir.

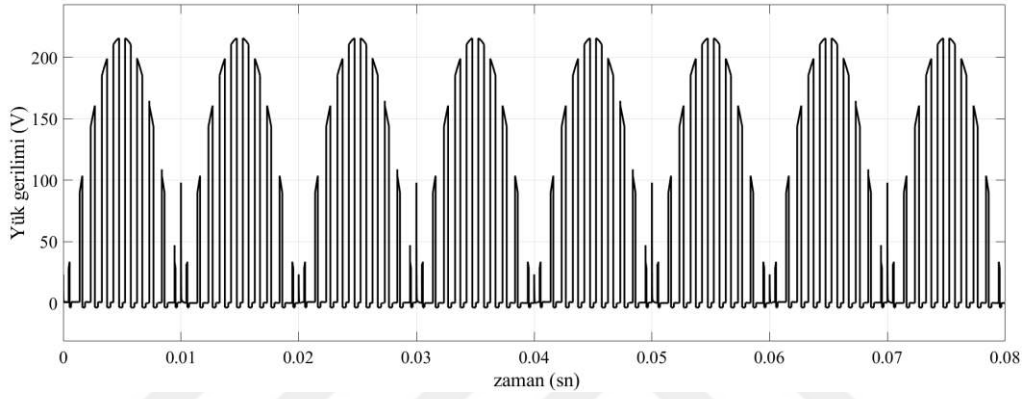
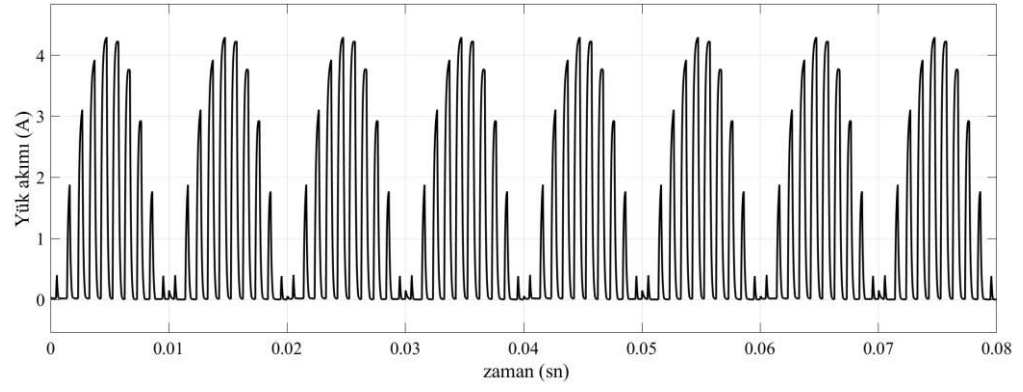


Şekil 3.15 Azaltılmış anahtar sayılı TFMD'nin kontrollü doğrultucu moduna ilişkin sürücü devre

Tablo 3.4 Azaltılmış anahtar sayılı kontrollü doğrultucu için simülasyonda kullanılan parametreler

Giriş Gerilimi, V_i	220 V, 50 Hz
Anahtarlama frekansı, f_t	5kHz
Modülasyon indeksi, M_i	0.5
İnuktans, L	4 mH
Yük, R	50 Ω

Şekil 3.16'da, azaltılmış anahtar sayılı TFMD'nin kontrollü doğrultucu moduna ilişkin yük akımı ve yük gerilimi dalga şekilleri verilmiştir.



Şekil 3.16 Azaltılmış anahtar sayılı TFMD'nin kontrollü doğrultucu moduna ilişkin yük akımı ve yük gerilimi dalga şekilleri

4. TEK FAZLI MATRİS DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN BOOST VE BUCK DOĞRULTUCU OLARAK ÇALIŞMA DURUMU

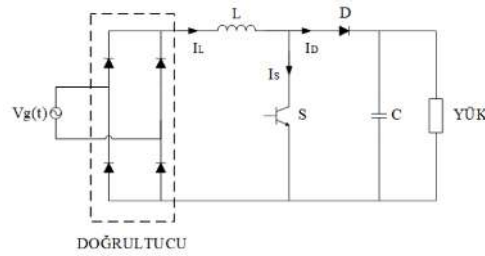
4.1. Tek Fazlı Matris Dönüştürücünün Boost Doğrultucu Olarak Çalıştırılması

4.1.1. Giriş

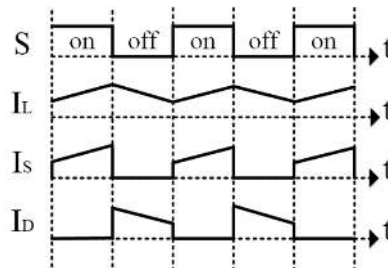
Çıkış geriliminin giriş geriliminden büyük olması istenilen uygulamalarda geleneksel boost dönüştürücüler kullanılmaktadır. Şekil 4.1’de geleneksel boost doğrultucu devre şeması gösterilmiştir. Devrenin çalışması anahtar açık ve kapalı olmak üzere iki moddan oluşmuştur. Bu modlar sonucunda elde edilen dalga şekilleri Şekil 4.2’de gösterilmiştir.

Mod-1: Anahtar kapalı olduğu durumda, akım indüktans üzerinden akar, anahtar üzerinden giriş geriliminin negatif kutbuna geri döner. Bu süre boyunca indüktans üzerindeki akım arttığından, enerji depolar. Kapasitör yüke akım sağlar.

Mod-2: Anahtar açık olduğu durumda, indüktans üzerindeki akım azalır. İndüktans üzerinde depolanan enerji giriş gerilimine eklenerek yüke aktarılır. Sonuç olarak çıkış gerilimi artar.



Şekil 4.1 Geleneksel boost dönüştürücü devresi



Şekil 4.2 Boost dönüştürücü devresinden elde edilen dalga şekilleri

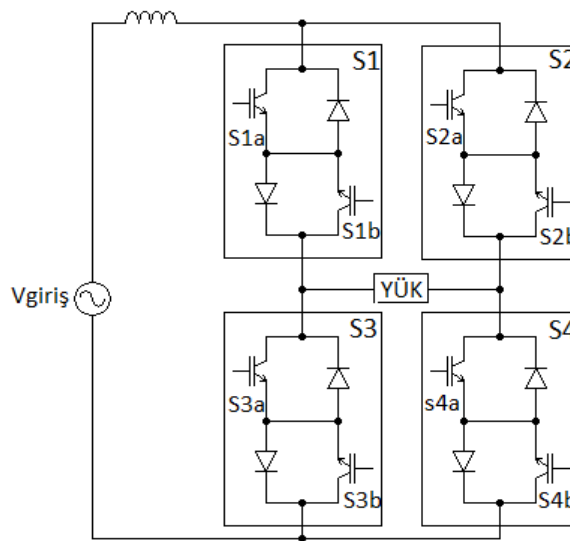
Anahtarın iletimde olduğu süre t_{on} , anahtarlama periyodu T_s olarak adlandırılırsa görev periyodu (d) Denklem 4.1’de verilmiştir. Çıkış gerilimi (V_ζ) ile giriş gerilimi (V_g) arasındaki bağıntı ise Denklem 4.2’de verilmiştir.

$$d = \frac{t_{on}}{T_s} \quad (4.1)$$

$$V_\zeta = \frac{1}{1-d} \times V_g \quad (4.2)$$

Geleneksel boost dönüştürücüler, girişlerinde doğrultucu gerektirdiğinden devre kompleks bir hale gelmektedir. Bu dönüştürücülerin verimi yüksektir. Ancak, anahtardan yüksek tepe akımları akmaktadır. Ayrıca giriş akımı yüksek harmonikler içermektedir. Matris dönüştürücülerin avantajlarına karşılık geleneksel boost dönüştürücülerin bu dezavantajları, boost dönüştürücü uygulamalarında TFMD’leri daha cazip hale getirmiştir.

Bu başlıkta, TFMD’lerin boost doğrultucu modu incelenmiştir. TFMD, dört adet ortak emiterli çift yönlü anahtar yapısı ile oluşturulmuştur ve yarı iletken güç anahtarı olarak IGBT kullanılmıştır. Giriş geriliminden daha büyük bir çıkış gerilimi elde etmek amacıyla, devrenin girişine, kaynağa seri olarak bir indüktans bağlanmıştır. Şekil 4.3’te, bu bölümde kullanılan TFMD devre konfigürasyonu gösterilmiştir. Anahtarlara uygulanan sürme işaretleri SPWM tekniği kullanılarak elde edilmiştir. RL yükte çıkışta oluşacak yüksek genlikteki piklerin önüne geçebilmek amacıyla güvenli komutasyon stratejisi kullanılmıştır.



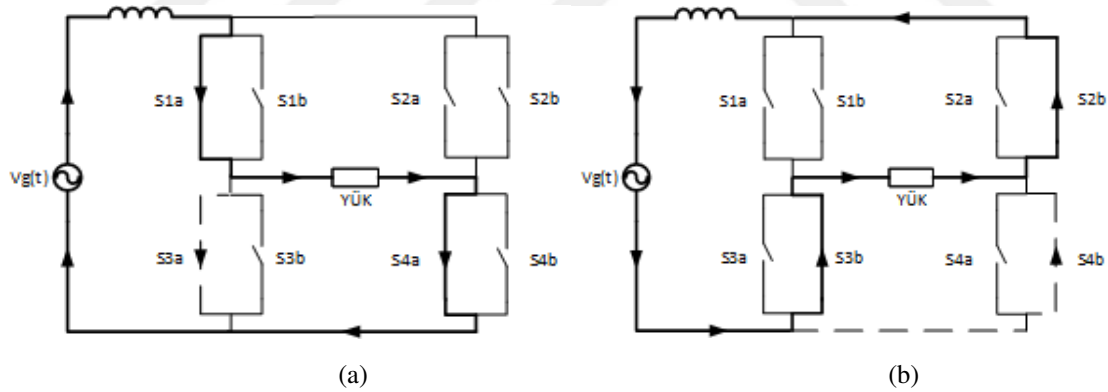
Şekil 4.3 Boost doğrultucu modda çalışan TFMD’nin devre konfigürasyonu

4.1.2. Tek Fazlı Matris Dönüştürücünün Boost Doğrultucu Olarak Çalıştırılmasına İlişkin Güvenli Komutasyon Stratejisi

TFMD'yi boost doğrultucu olarak çalıştırabilmek için, devrenin girişine kaynağa seri olarak bir indüktans bağlanmıştır. Çift yönlü anahtarlar, indüktansın enerji depolayıp daha sonra yüke bu enerjiyi aktarması prensibine dayanarak anahtarlanmıştır. Bunun için, S3a ve S4b anahtarları PWM anahtarı olarak seçilmiştir. S1a-S4a ve S3b-S2b anahtarlarına ise kare dalga uygulanmıştır. Kullanılan anahtarlama stratejisi Tablo 4.1'de verilmiştir [19]. Giriş geriliminin pozitif ve negatif alternansında akımın akış yönleri Şekil 4.4'te gösterilmiştir [19].

Tablo 4.1 Boost doğrultucu için durumlar ve iletimde olan anahtarların gösterimi

Giriş Gerilimi	PWM anahtarı	İletimde olan anahtarlar
+	S3a	S1a-S4a
-	S4b	S3b-S2b



Şekil 4.4 Boost doğrultucu (a) Pozitif alternans (b) Negatif alternans

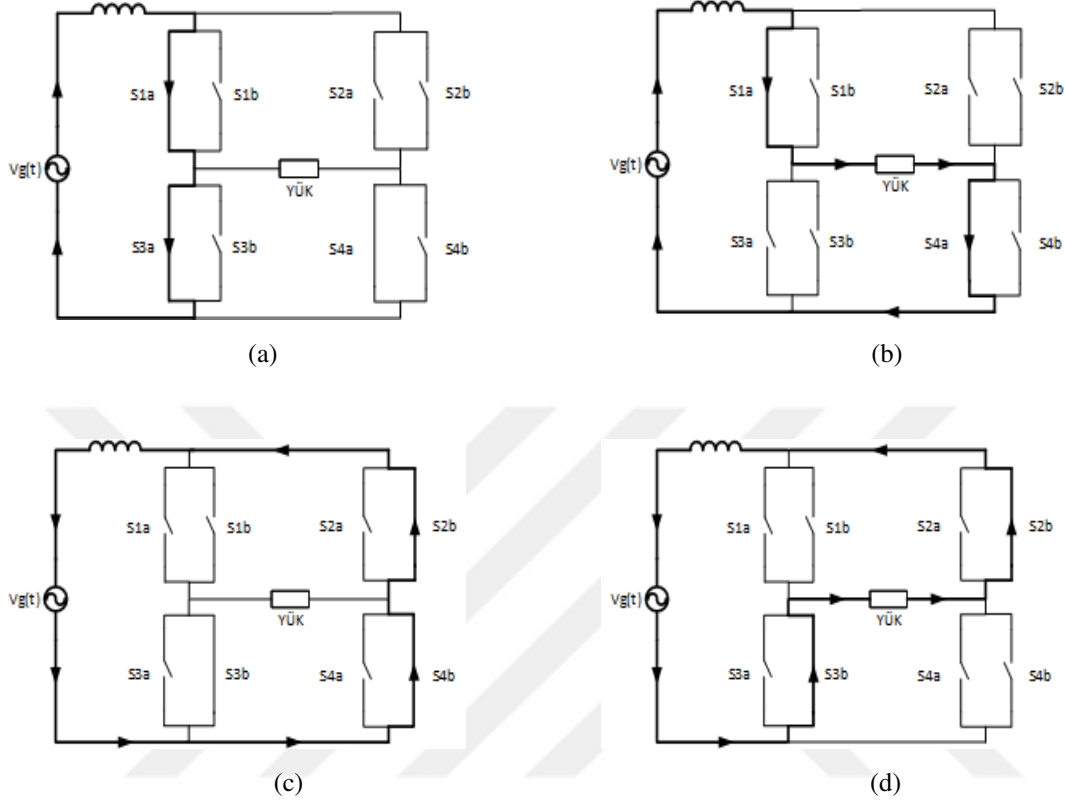
Devrenin çalışması 4 durumda incelenebilir:

Durum-1: Giriş gerilimi pozitifdir. S1a ve S3a iletimdedir. Bu modda indüktans enerji depolar (Şekil 4.5(a)).

Durum-2: Giriş gerilimi pozitifdir. S1a ve S4a iletimdedir. Kaynak indüktans ile birlikte yükü besler (Şekil 4.5(b)).

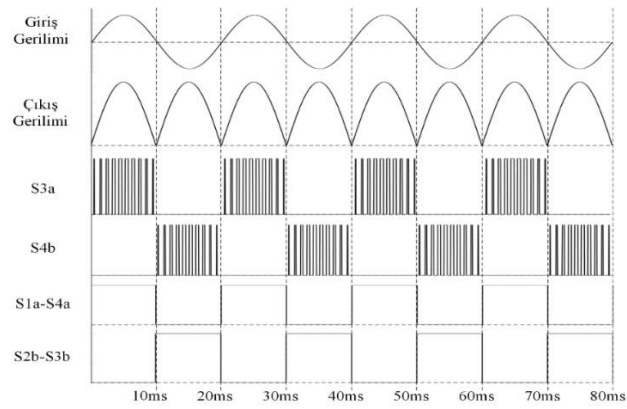
Durum-3: Giriş gerilimi negatiftir. S4b ve S2b anahtarları iletimdedir. Bu modda indüktans enerji depolar (Şekil 4.5(c)).

Durum-4: Giriş gerilimi negatiftir. S3b ve S2b anahtarları iletimdedir. Kaynak indüktans ile birlikte yükü besler (Şekil 4.5(d)).



Şekil 4.5 Boost doğrultucu (a) Durum-1 (b) Durum-2 (c) Durum-3 (d) Durum-4

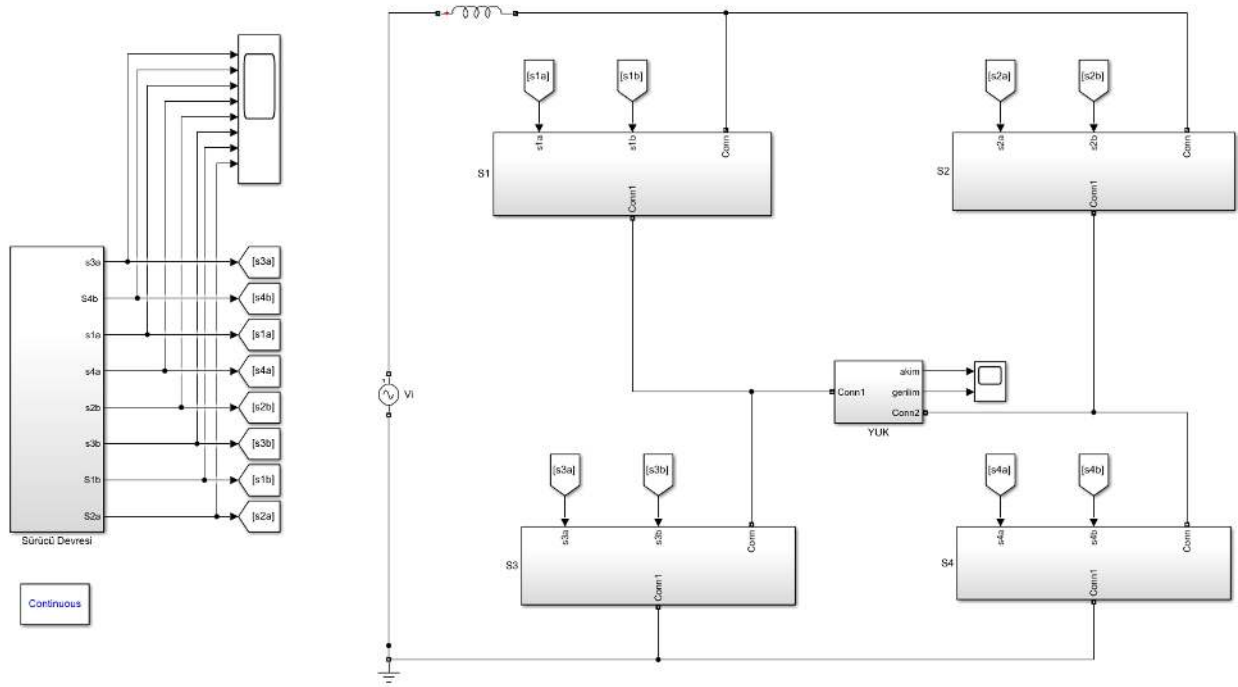
Şekil 4.6'da giriş gerilimi, çıkış gerilimi ve S3a-S4b-S1a-S4a-S2b-S3b anahtarlarına uygulanması gereken sinyaller gösterilmiştir.



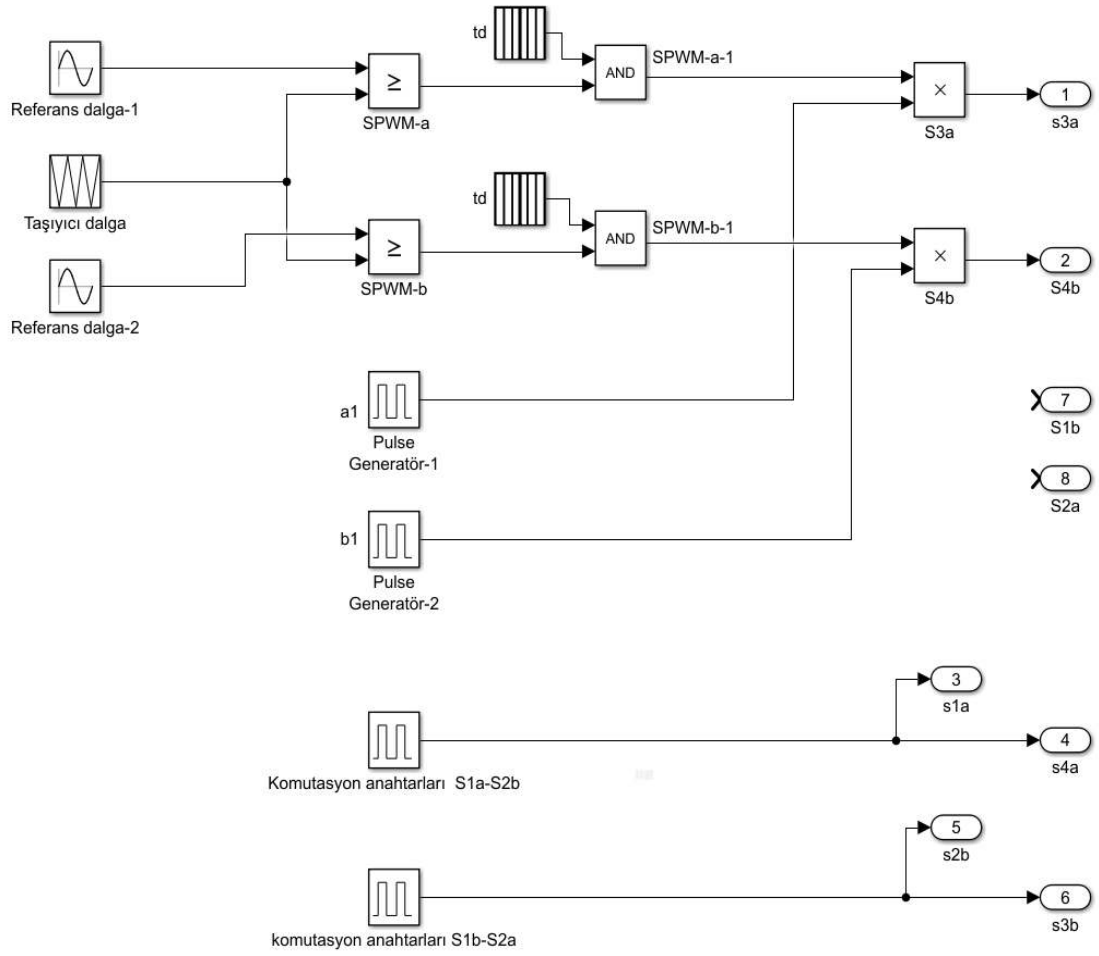
Şekil 4.6 Boost doğrultucu için anahtarlama algoritması

4.1.3. Tek Fazlı Matris Dönüştürücünün Boost Doğrultucu Olarak Çalıştırılmasına İlişkin MATLAB/Simulink Modeli ve Sonuçlar

TFMD'nin boost doğrultucu olarak çalıştırılmasına ilişkin MATLAB/Simulink modeli Şekil 4.7'de, sürücü devresi Şekil 4.8'de gösterilmiştir. Giriş gerilimi 25 V, giriş geriliminin frekansı ve sürme devresindeki referans dalgaının frekansı 50 Hz alınmıştır. R yükünün değeri 35Ω ve boost amaçlı kullanılan indüktansın değeri 2mH'dir. Bu modelde anahtarlama frekansının ve modülasyon indeksinin çıkış gerilimine etkisini görmek amaçlanmıştır. Bu nedenle, anahtarlama frekansı 1kHz ve 5kHz için modülasyon indeksi değiştirilerek sonuçlar alınmıştır. Tablo 4.2'de, simülasyonda kullanılan parametreler verilmiştir.



Şekil 4.7 TFMD'nin boost doğrultucu moduna ilişkin MATLAB/Simulink modeli

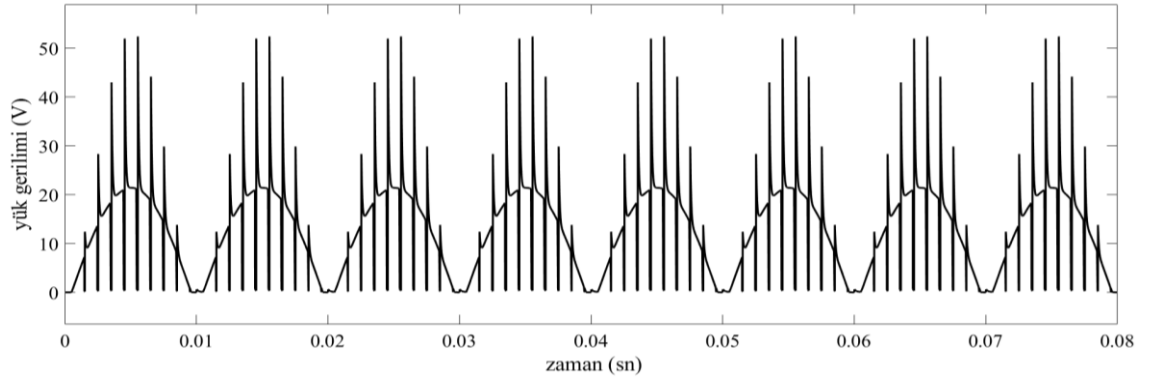


Şekil 4.8 TFMD'nin boost doğrultucu moduna ilişkin sürücü devre

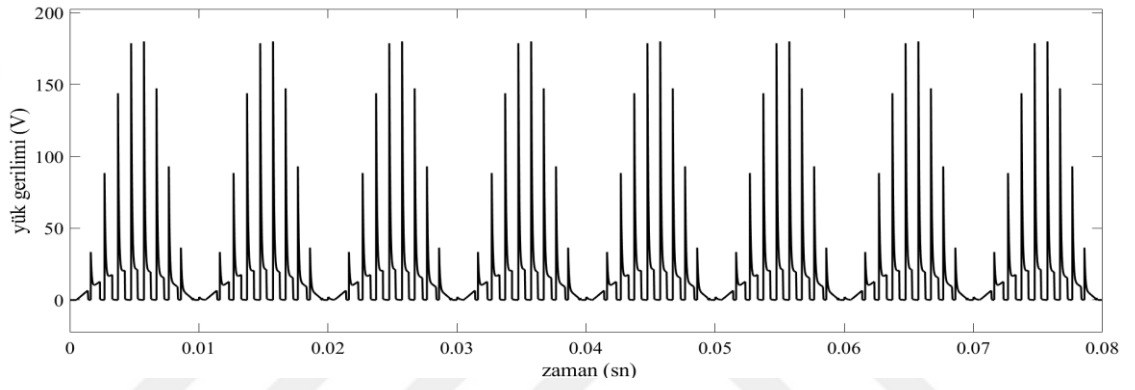
Tablo 4.2 Boost doğrultucu için simülasyonda kullanılan parametreler

Giriş Gerilimi, V_i	25 V, 50 Hz
Anahtarlama frekansı, f_t	1 kHz ve 5kHz
Modülasyon indeksi, M_i	0.1-0.5-0.9
Boost indüktans, L	2 mH
Yük, R	35 Ω

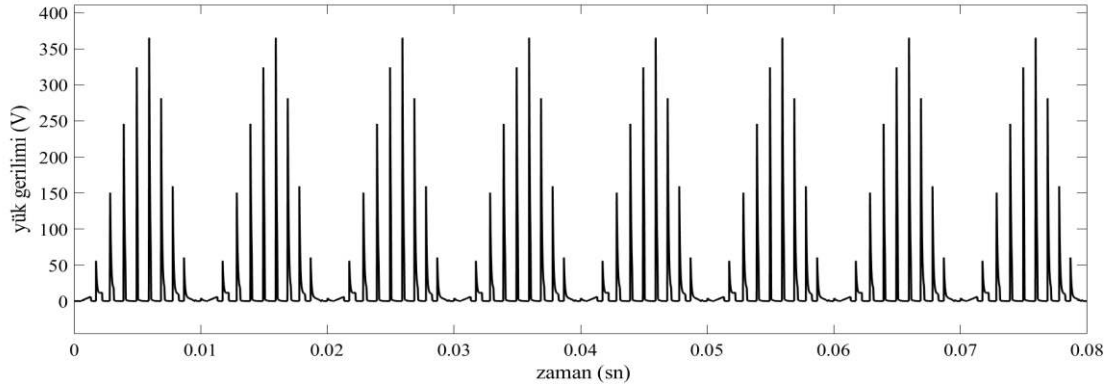
Şekil 4.9'da, 1 kHz anahtarlama frekansı için yük gerilimleri verilmiştir.



(a)



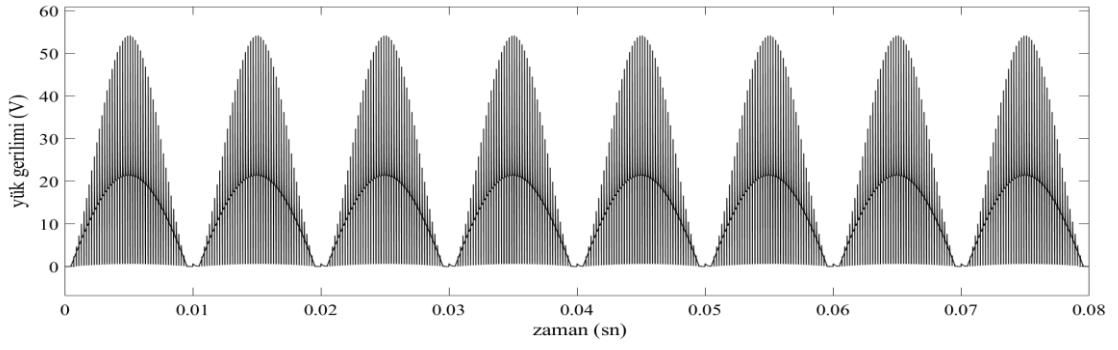
(b)



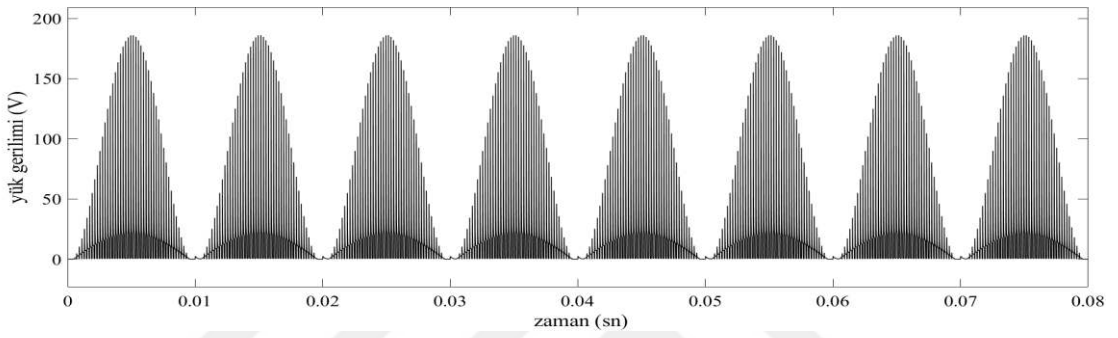
(c)

Şekil 4.9 $f_i=1$ kHz için (a) $M_i=0.1$ için yük gerilimi (b) $M_i=0.5$ için yük gerilimi (c) $M_i=0.9$ için yük gerilimi

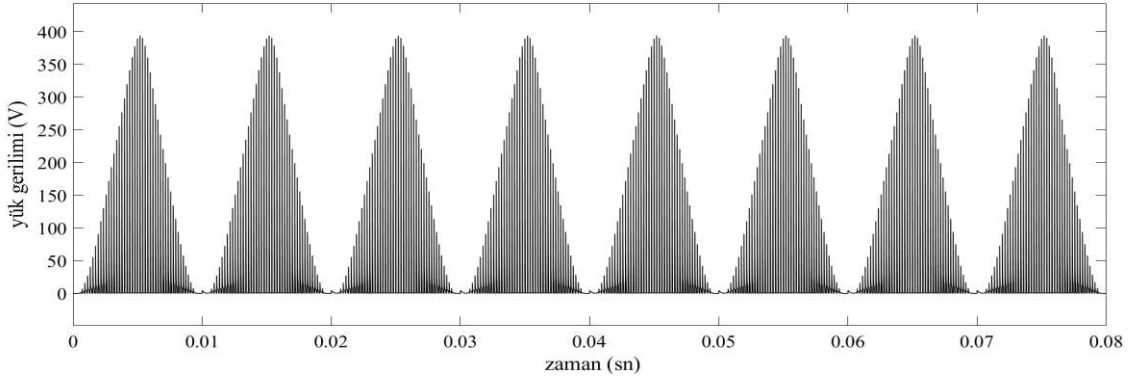
Şekil 4.10'da, 5 kHz anahtarlama frekansı için yük gerilimleri verilmiştir.



(a)



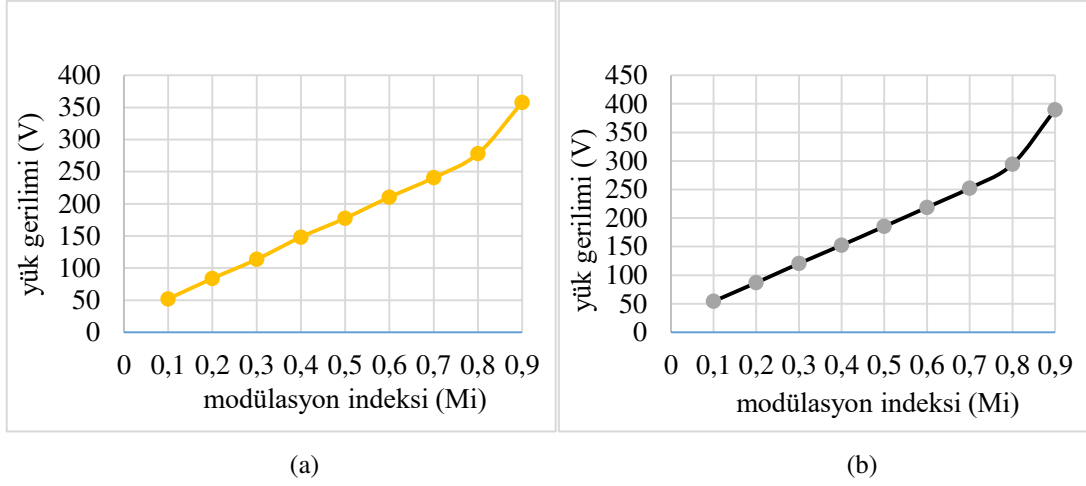
(b)



(c)

Şekil 4.10 $f_t=5$ kHz için (a) $M_i=0.1$ için yük gerilimi (b) $M_i=0.5$ için yük gerilimi (c) $M_i=0.9$ için yük gerilimi

Şekil 4.11’de $f_t=1$ kHz ve $f_t=5$ kHz için yük geriliminin modülasyon indeksine göre değişim grafiği verilmiştir.

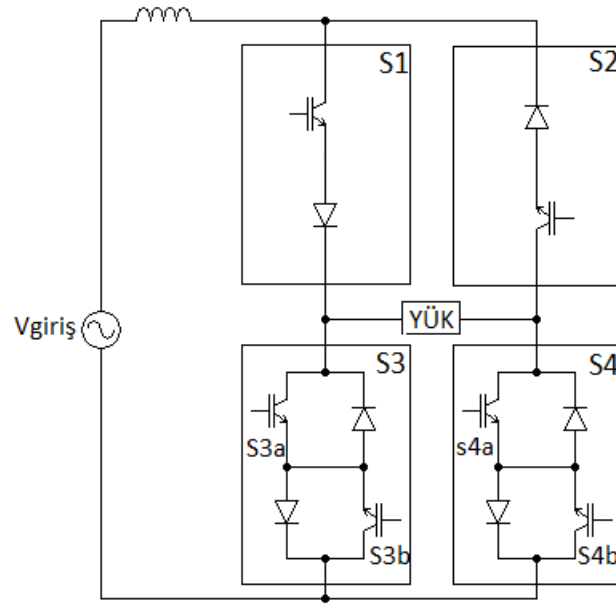


Şekil 4.11 Yük geriliminin modülasyon indeksi ile değişimi (a) $f_t=1$ kHz için (b) $f_t=5$ kHz için

4.2. Tek Fazlı Azaltılmış Anahtar Sayılı Matris Dönüştürücünün Boost Doğrultucu Olarak Çalıştırılması

Bu başlıkta, azaltılmış anahtar sayılı TFMD kullanılarak boost doğrultucu elde edilmiştir. Kullanılmayan anahtarlar kaldırılarak, 8 anahtar yerine 6 adet anahtar ile TFMD devre yapısı oluşturulmuştur. S3 ve S4 anahtarları çift yönlü anahtarlardır. S1 ve S2 anahtarları ise bir adet IGBT'den oluşmuştur ve çift yönlü anahtar yapısında değillerdir. Böylece anahtarlama kayıpları, boyut ve ağırlık azaltılmıştır. Giriş geriliminden daha büyük bir çıkış gerilimi elde etmek amacıyla, devrenin girişine, kaynağa seri olarak bir indüktans bağlanmıştır. Şekil 4.12'de, bu bölümde kullanılan TFMD devre konfigürasyonu gösterilmiştir.

Anahtarlara uygulanan sürme işaretleri SPWM tekniği kullanılarak elde edilmiştir. RL yükte çıkışta oluşacak yüksek genlikteki piklerin önüne geçebilmek amacıyla güvenli komutasyon stratejisi kullanılmıştır.



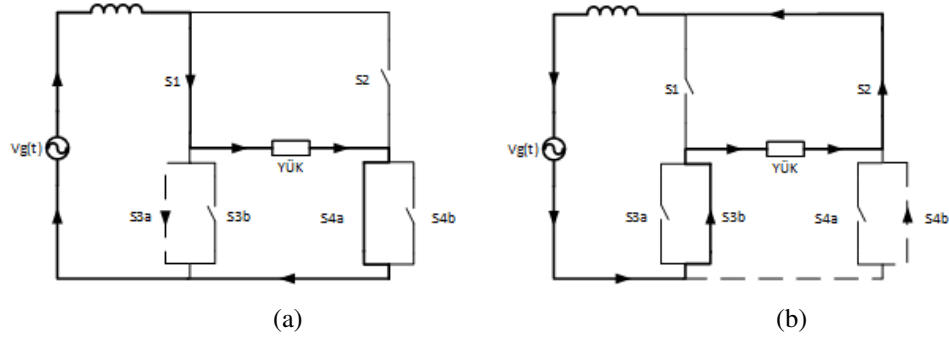
Şekil 4.12 Boost doğrultucu modda çalışan azaltılmış anahtar sayılı TFMD'nin devre konfigürasyonu

4.2.1. Tek Fazlı Azaltılmış Anahtar Sayılı Matris Dönüştürücünün Boost Doğrultucu Olarak Çalıştırılmasına İlişkin Güvenli Komutasyon Stratejisi

S3a ve S4b anahtarları PWM anahtarı olarak seçilmiştir. S1-S4a ve S3b-S2 anahtarlarına ise kare dalga uygulanmıştır. Kullanılan anahtarlama stratejisi Tablo 4.3'te verilmiştir [21]. Pozitif ve negatif alternansta akımın akış yönleri Şekil 4.13'te gösterilmiştir [21].

Tablo 4.3 Azaltılmış anahtar sayılı boost doğrultucu için durumlar ve iletimde olan anahtarların gösterimi

Giriş Gerilimi	PWM anahtarı	İletimde olan anahtarlar
+	S3a	S1-S4a
-	S4b	S3b-S2



Şekil 4.13 Azaltılmış anahtar sayılı boost doğrultucu (a) Pozitif alternans (b) Negatif alternans

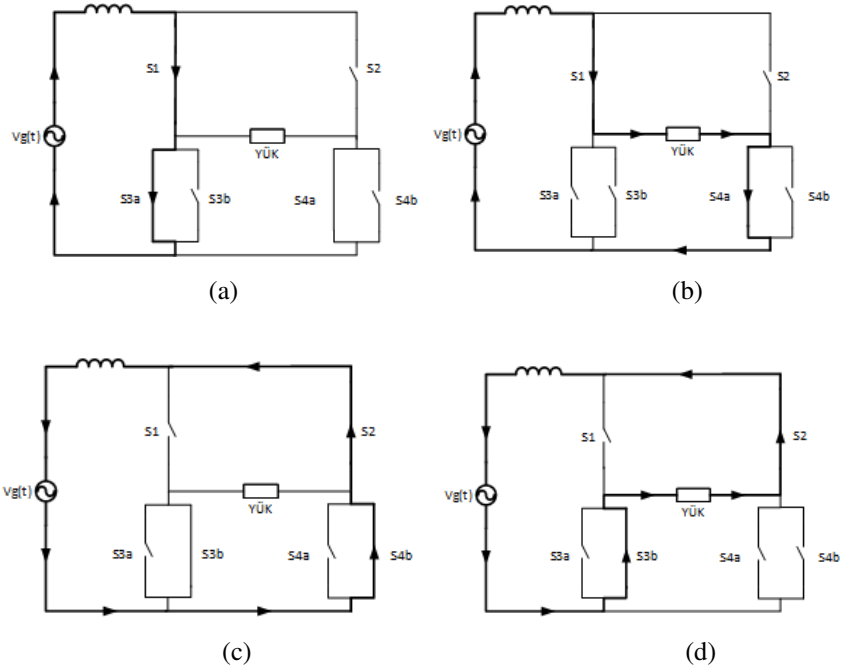
Devrenin çalışması 4 durumda incelenebilir:

Durum-1: Giriş gerilimi pozitifdir. S1 ve S3a iletimdedir. Bu modda indüktans enerji depolar (Şekil 4.14 (a)).

Durum-2: Giriş gerilimi pozitifdir. S1 ve S4a iletimdedir. Kaynak indüktans ile birlikte yükü besler (Şekil 4.14 (b)).

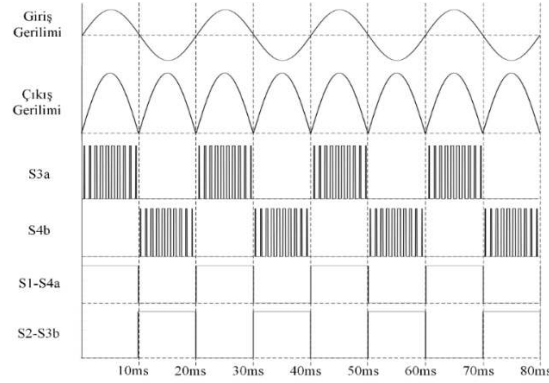
Durum-3: Giriş gerilimi negatiftir. S4b ve S2 anahtarları iletimdedir. Bu modda indüktans enerji depolar (Şekil 4.14 (c)).

Durum-4: Giriş gerilimi negatiftir. S3b ve S2 anahtarları iletimdedir. Kaynak indüktans ile birlikte yükü besler (Şekil 4.14 (d)).



Şekil 4.14 Azaltılmış anahtar sayılı boost doğrultucu (a) Durum-1 (b) Durum-2 (c) Durum-3 (d) Durum-4

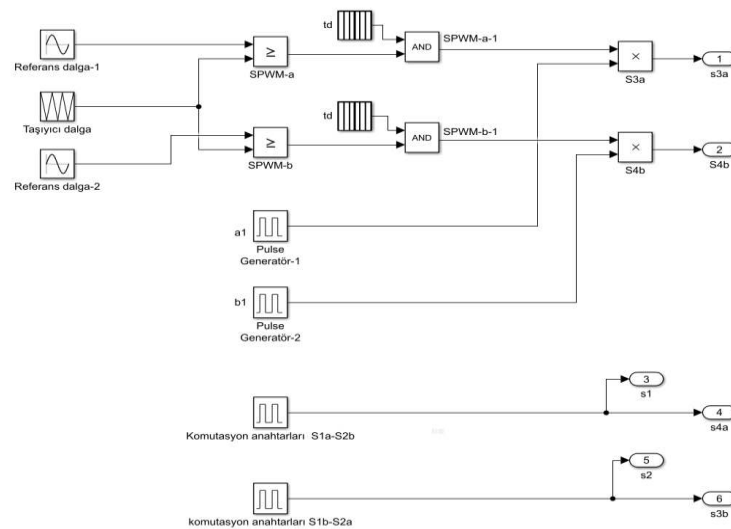
Şekil 4.15'te giriş gerilimi, çıkış gerilimi ve S3a-S4b-S1-S4a-S2-S3b anahtarlarına uygulanması gereken sinyaller gösterilmiştir.



Şekil 4.15 Azaltılmış anahtar sayılı boost doğrultucu için anahtarlama algoritması

4.2.2. Tek Fazlı Azaltılmış Anahtar Sayılı Matris Dönüştürücünün Boost Doğrultucu Moduna İlişkin MATLAB/Simulink Modeli ve Sonuçlar

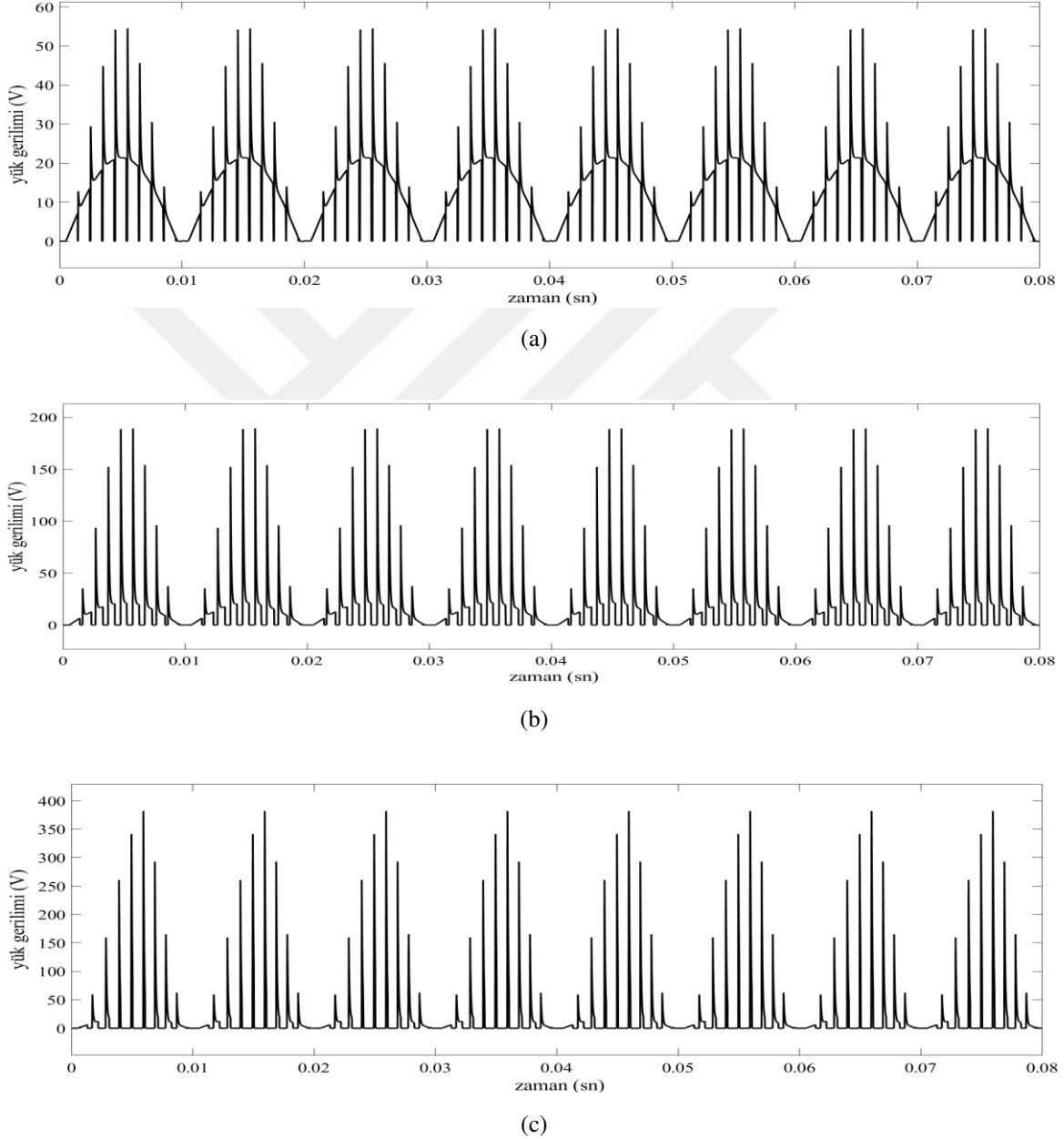
Azaltılmış anahtar sayılı TFMD'nin boost doğrultucu olarak çalışmasına ilişkin sürücü devresi Şekil 4.16'da gösterilmiştir. Bu modelde, giriş gerilimi 25 V, giriş geriliminin frekansı ve sürme devresindeki referans dalgaının frekansı 50 Hz alınmıştır. Boost amaçlı kullanılan indüktansın değeri 2mH'dir.



Şekil 4.16 Azaltılmış anahtar sayılı TFMD'nin boost doğrultucu moduna ilişkin sürücü devre

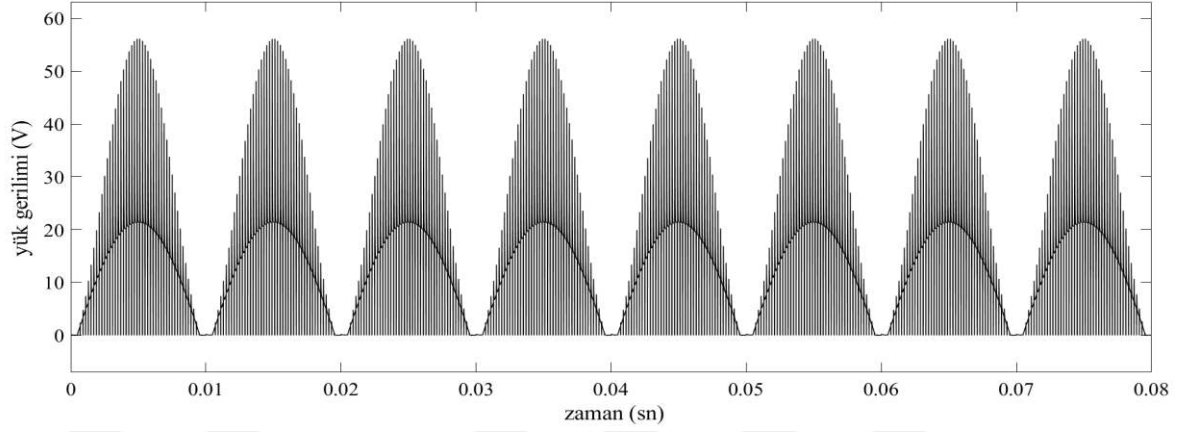
İlk olarak R yükü kullanılmıştır. R'nin değeri 35Ω 'dur. Anahtarlama frekansı 1 kHz ve 5 kHz için sonuçlar alınmıştır. Burada amaç, aynı parametreler kullanılarak 8 anahtarlı yöntemle 6 anahtarlı yöntemde alınan sonuçları kıyaslamaktır.

R yükü kullanıldığı durumda, anahtarlama frekansı 1 kHz için alınan sonuçlar 4.17'de gösterilmiştir.

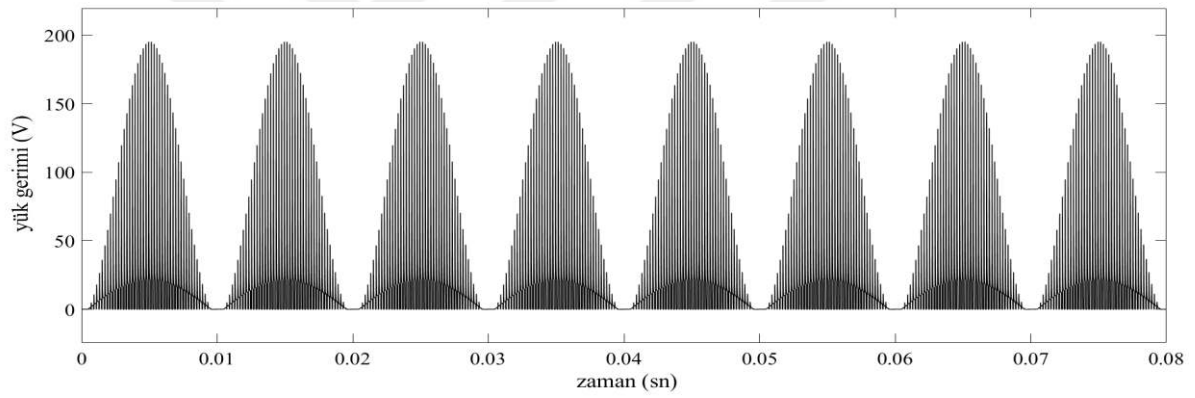


Şekil 4.17 $f_i=1$ kHz için (a) $M_i=0.1$ için yük gerilimi (b) $M_i=0.5$ için yük gerilimi (c) $M_i=0.9$ için yük gerilimi

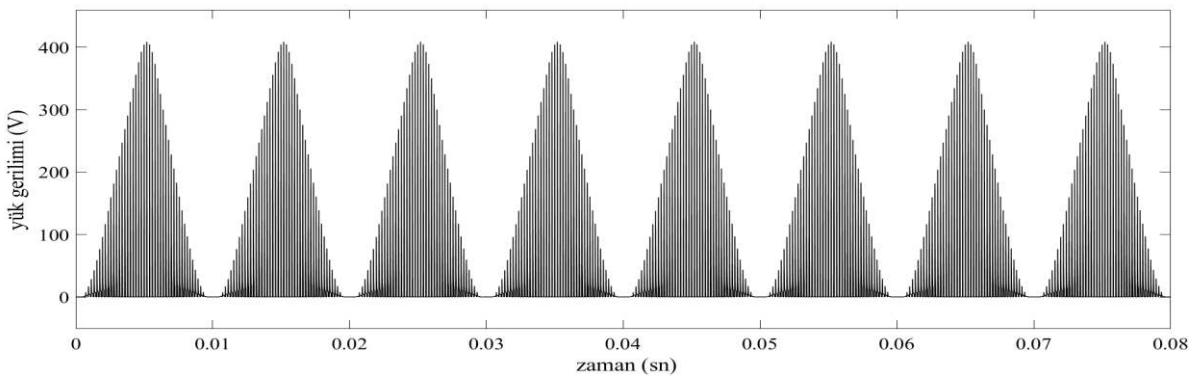
R yükü kullanıldığı durumda, anahtarlama frekansı 5 kHz için alınan sonuçlar 4.18’de gösterilmiştir.



(a)



(b)

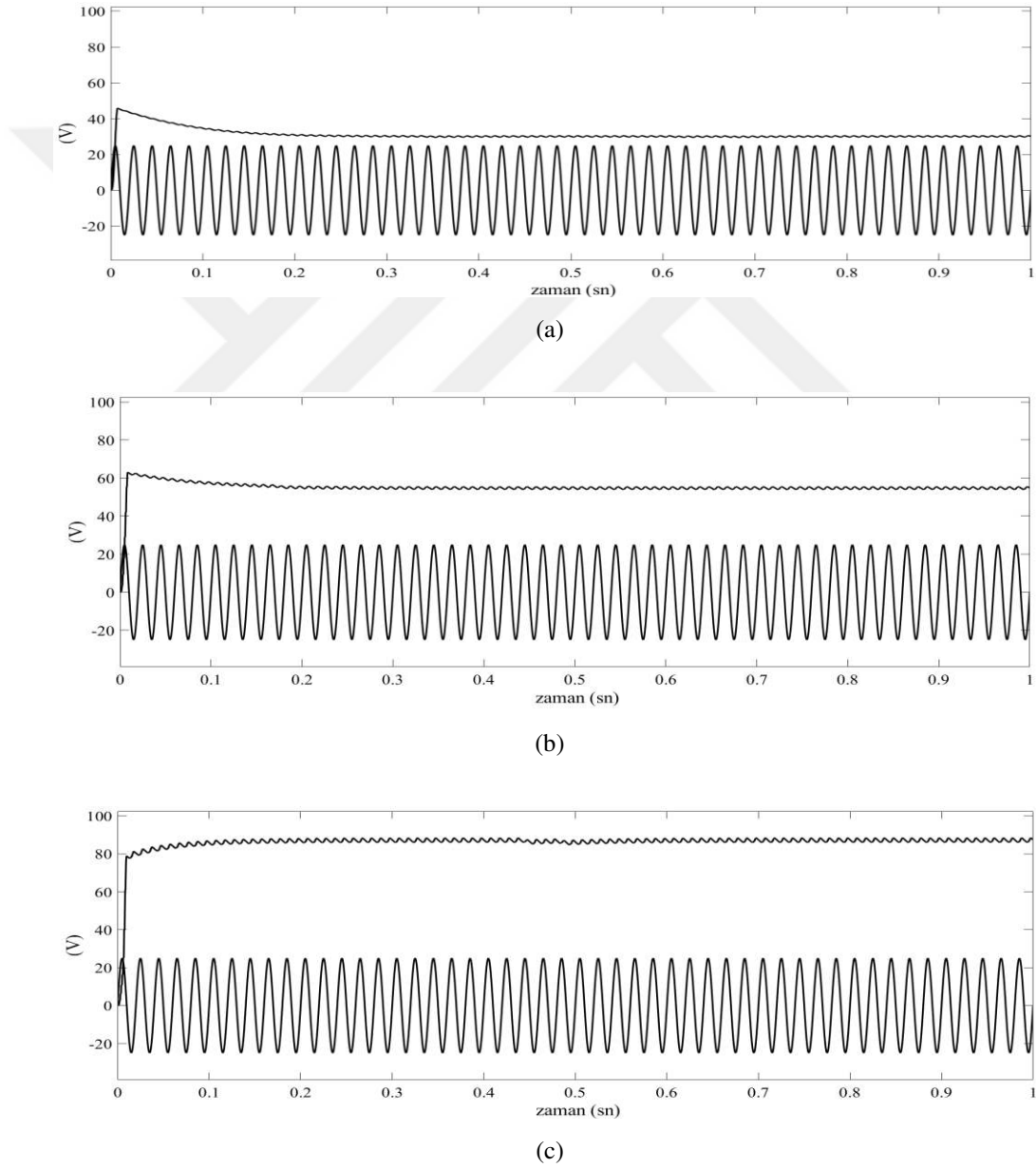


(c)

Şekil 4.18 $f_i=5$ kHz için (a) $M_i=0.1$ için yük gerilimi (b) $M_i=0.5$ için yük gerilimi (c) $M_i=0.9$ için yük gerilimi

8 anahtar kullanılan yöntemden alınan sonuçlarla 6 anahtar kullanılan yöntemden alınan sonuçlar kıyaslanınca yaklaşık olarak aynı çıkış gerilimlerinin elde edildiği görülmüştür.

Daha sonra RC yükü kullanılmıştır. R'nin değeri 200Ω , C'nin değeri 1 mF 'dir. Anahtarlama frekansı 1 kHz 'dir. Bu modelde, modülasyon indeksinin çıkış gerilimine etkisini görmek amaçlanmıştır. Bu nedenle modülasyon indeksi değiştirilerek, aynı yük ve aynı anahtarlama frekansı için sonuçlar alınmıştır. Simülasyon sonuçları Şekil 4.19'da gösterilmiştir.



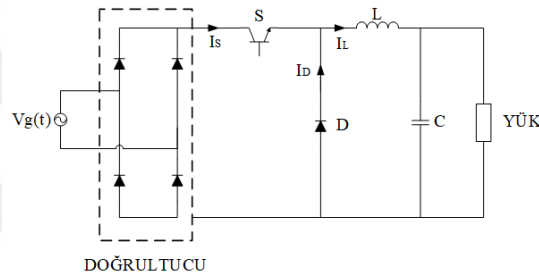
Şekil 4.19 $f_i=1 \text{ kHz}$ için (a) $M_i=0.2$ için yük gerilimi (b) $M_i=0.5$ için yük gerilimi (c) $M_i=0.8$ için yük gerilimi

4.3. Tek Fazlı Matris Dönüştürücünün Buck Doğrultucu Olarak Çalıştırılması

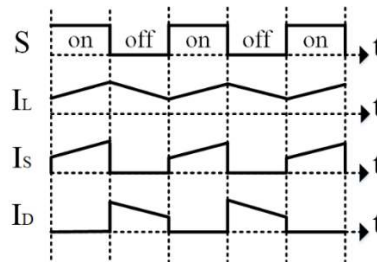
Çıkış geriliminin giriş geriliminden küçük olması istenilen uygulamalarda geleneksel buck dönüştürücüler kullanılmaktadır. Şekil 4.20’de geleneksel buck doğrultucu devre şeması gösterilmiştir. Devrenin çalışması anahtar açık ve kapalı olmak üzere iki moddan oluşmuştur. Bu modlar sonucunda elde edilen dalga şekilleri Şekil 4.21’de gösterilmiştir.

Mod-1: Anahtarın iletimde diyotun kesimde olduğu durumda, kaynak anahtar üzerinden yükü beslemektedir. Bu süre boyunca indüktans ve kapasitör üzerindeki akım arttığından, enerji depolar.

Mod-2: Anahtarın kesimde diyotun iletimde olduğu durumda, kaynak devreye bağlı değildir. Yük, indüktans ve kapasitör üzerinde depolanan enerjiden beslenir. Sonuç olarak çıkış gerilimi azalır.



Şekil 4.20 Geleneksel buck dönüştürücü devresi



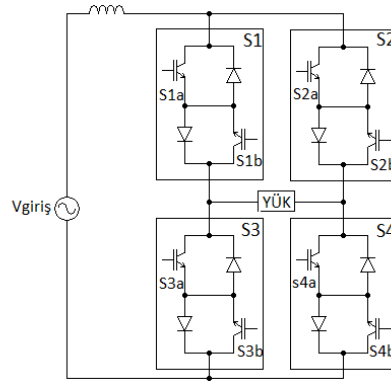
Şekil 4.21 Buck dönüştürücü devresinden elde edilen dalga şekilleri

Anahtarın iletimde olduğu süre t_{on} , anahtarlama periyodu T_s olarak adlandırılırsa görev periyodu (d) Denklem 4.3’te verilmiştir. Çıkış gerilimi (V_{ϕ}) ile giriş gerilimi (V_g) arasındaki bağıntı Denklem 4.4’te verilmiştir.

$$d = \frac{t_{on}}{T_s} \quad (4.3)$$

$$V_{\zeta} = d \times V_g \quad (4.4)$$

Bu başlıkta TFMD'lerin buck doğrultucu modu incelenmiştir. TFMD, dört adet ortak emiterli çift yönlü anahtar yapısı ile oluşturulmuştur ve yarı iletken güç anahtarları olarak IGBT kullanılmıştır. Şekil 4.22'de, bu bölümde kullanılan TFMD devre konfigürasyonu gösterilmiştir. Anahtarlara uygulanan sürme işaretleri SPWM tekniği kullanılarak elde edilmiştir. RL yükte çıkışta oluşacak yüksek genlikteki piklerin önüne geçebilmek amacıyla güvenli komutasyon stratejisi kullanılmıştır.



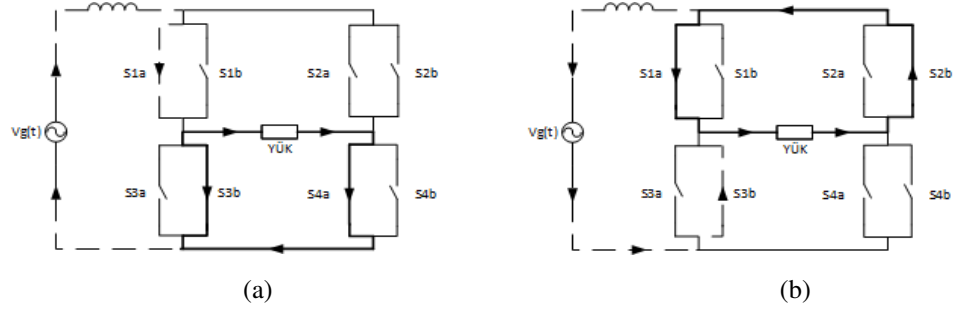
Şekil 4.22 Buck doğrultucu modda çalışan TFMD'nin devre konfigürasyonu

4.3.1. Tek Fazlı Matris Dönüştürücünün Buck Doğrultucu Olarak Çalıştırılmasına İlişkin Güvenli Komutasyon Stratejisi

TFMD'yi buck doğrultucu olarak çalıştırabilmek için, devrenin girişine kaynağa seri olarak bir indüktans bağlanmıştır. S1a ve S3b anahtarları PWM anahtarı olarak seçilmiştir. S3b-S4a ve S1a-S2b anahtarlarına ise kare dalga uygulanmıştır. Kullanılan anahtarlama stratejisi Tablo 4.4'te verilmiştir [22]. Giriş geriliminin pozitif ve negatif alternansında akımın akış yönleri Şekil 4.23'te gösterilmiştir [22].

Tablo 4.4 Buck doğrultucu için durumlar ve iletimde olan anahtarların gösterimi

Giriş Gerilimi	PWM anahtarı	İletimde olan anahtarlar
+	S1a	S3b-S4a
-	S3b	S1a-S2b



Şekil 4.23 Buck doğrultucu (a) Pozitif alternans (b) Negatif alternans

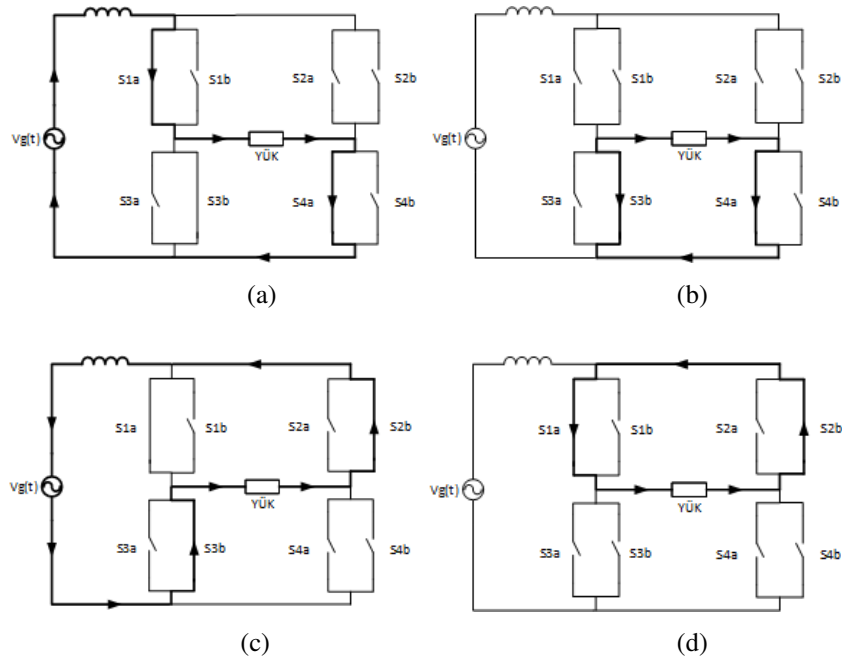
Devrenin çalışması 4 durumda incelenebilir:

Durum-1: Giriş gerilimi pozitifdir. S1a anahtarı PWM sinyali ile iletimdedir. Akım akışını sürdüren anahtarlar S1a ve S4a anahtarlarıdır (Şekil 4.24(a)).

Durum-2: Giriş gerilimi pozitifdir. PWM sinyalinin off olduğu durumda S1a anahtarı kesimde olduğu için akım akışı S3b ve S4a üzerinden devam eder (Şekil 4.24(b)).

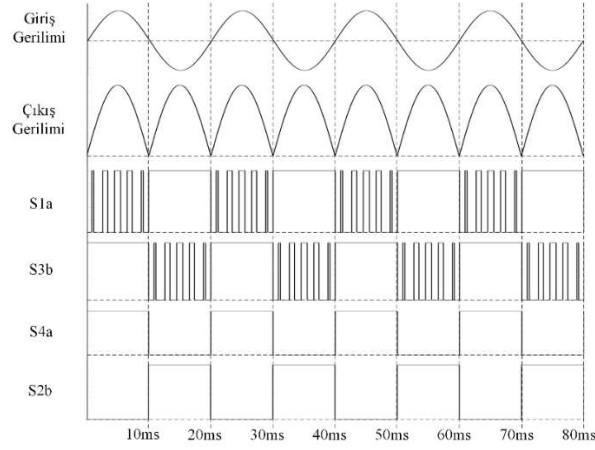
Durum-3: Giriş gerilimi negatiftir. S3b anahtarı PWM sinyali ile iletimdedir. Akım akışını sürdüren anahtarlar S3b ve S2b anahtarlarıdır (Şekil 4.24(c)).

Durum-4: Giriş gerilimi negatiftir. PWM sinyalinin off olduğu durumda S3b anahtarı kesimde olduğu için akım akışı S1a ve S2b üzerinden devam eder (Şekil 4.24(d)).



Şekil 4.24 Buck doğrultucu (a) Durum-1 (b) Durum-2 (c) Durum-3 (d) Durum-4

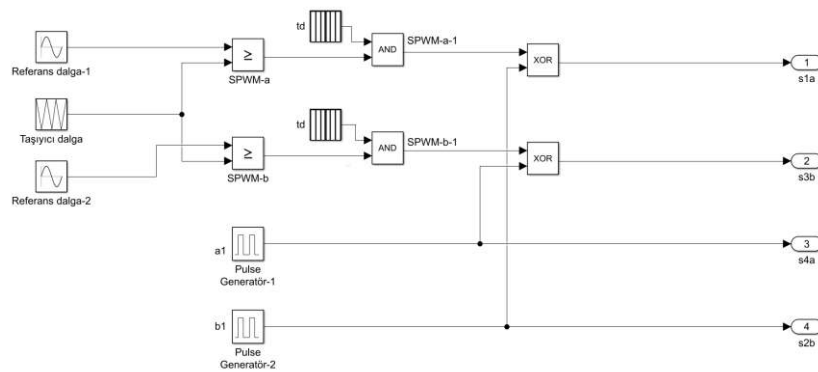
Şekil 4.25'te giriş gerilimi, çıkış gerilimi ve S1a-S3b-S4a-S2b anahtarlarına uygulanması gereken sinyaller gösterilmiştir.



Şekil 4.25 Buck doğrultucu için anahtarlama algoritması

4.3.2. Tek Fazlı Matris Dönüştürücünün Buck Doğrultucu Olarak Çalıştırılmasına İlişkin MATLAB/Simulink Modeli ve Sonuçlar

TFMD'nin buck doğrultucu olarak çalıştırılmasına ilişkin sürücü devresi Şekil 4.26'da gösterilmiştir. Giriş gerilimi 25 V, giriş geriliminin frekansı ve sürme devresindeki referans dalgaının frekansı 50 Hz alınmıştır. Bu modelde anahtarlama frekansının değeri 5 kHz'dir. R değeri 300Ω ve C değeri 1 mF'dir. Kaynağa seri bağlı indüktansın değeri 3mH'dir. Tablo 4.5'te, simülasyonda kullanılan parametreler verilmiştir.

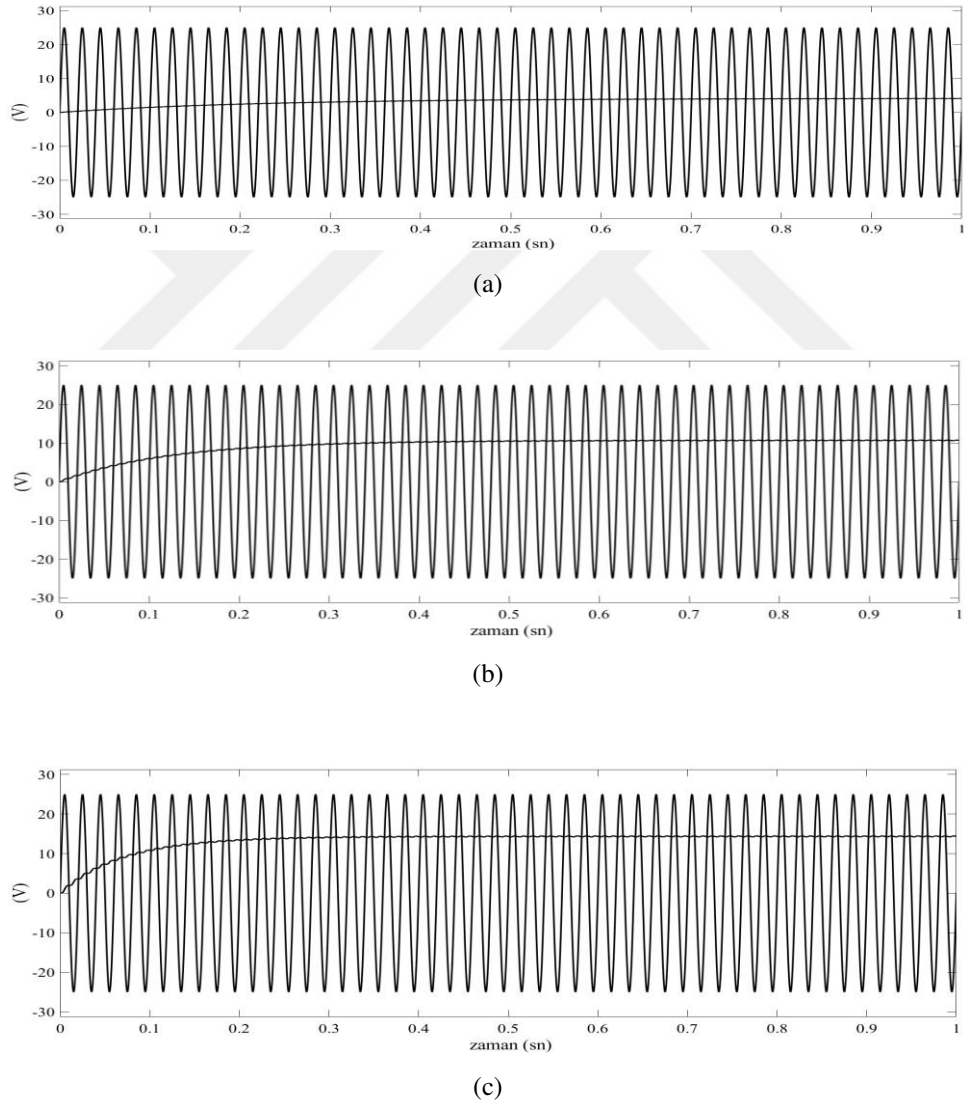


Şekil 4.26 TFMD'nin buck doğrultucu moduna ilişkin sürücü devre

Tablo 4.5 Buck doğrultucu için simülasyonda kullanılan parametreler

Giriş Gerilimi, V_i	25 V, 50 Hz
Anahtarlama frekansı, f_t	5kHz
Modülasyon indeksi, M_i	0.2-0.5-0.8
İndüktans, L	3 mH
Yük, R	300 Ω
Yük, C	1 mF

Simülasyon sonuçları Şekil 4.27’de yer almaktadır.

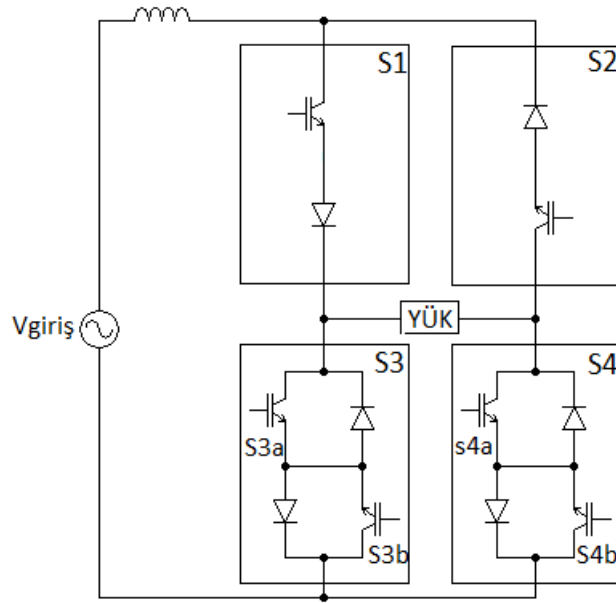


Şekil 4.27 $f_t=5$ kHz için (a) $M_i=0.2$ için yük gerilimi (b) $M_i=0.5$ için yük gerilimi (c) $M_i=0.8$ için yük gerilimi

4.4. Tek Fazlı Azaltılmış Anahtar Sayılı Matris Dönüştürücünün Buck Doğrultucu Olarak Çalıştırılması

Bu başlıkta azaltılmış anahtar sayılı TFMD kullanılarak buck doğrultucu elde edilmiştir. Kullanılmayan anahtarlar kaldırılarak, 8 anahtar yerine 6 adet anahtar ile TFMD devre yapısı oluşturulmuştur. S3 ve S4 anahtarları çift yönlü anahtarlardır. S1 ve S2 anahtarları ise bir adet IGBT'den oluşmuştur ve çift yönlü anahtar yapısında değildirler. Böylece anahtarlama kayıpları, boyut ve ağırlık azaltılmıştır. TFMD'yi buck doğrultucu olarak çalıştırabilmek için, devrenin girişine kaynağa seri olarak bir inüktans bağlanmıştır. Şekil 4.28'de, bu bölümde kullanılan TFMD devre konfigürasyonu gösterilmiştir.

Anahtarlara uygulanan sürme işaretleri SPWM tekniği kullanılarak elde edilmiştir. RL yükte çıkışta oluşacak yüksek genlikteki piklerin önüne geçebilmek amacıyla güvenli komutasyon stratejisi kullanılmıştır.



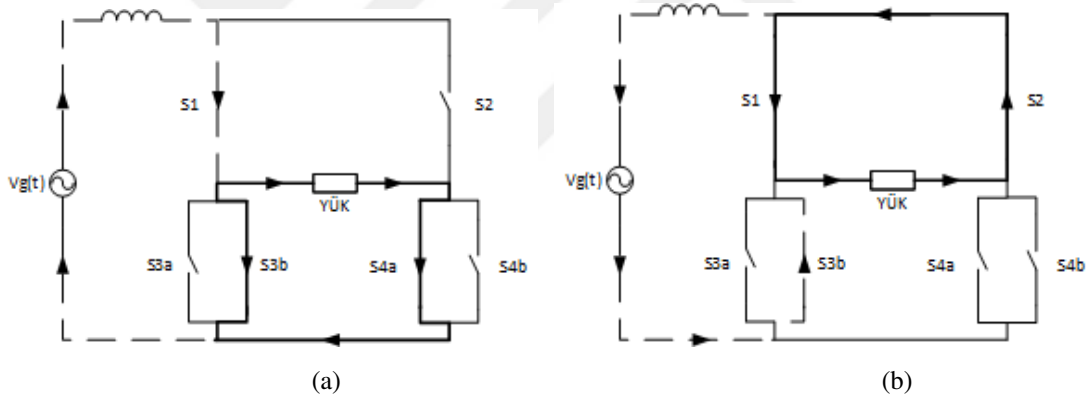
Şekil 4.28 Buck doğrultucu modda çalışan azaltılmış anahtar sayılı TFMD'nin devre konfigürasyonu

4.4.1. Tek Fazlı Azaltılmış Anahtar Sayılı Matris Dönüştürücünün Buck Doğrultucu Olarak Çalıştırılmasına İlişkin Güvenli Komutasyon Stratejisi

S1 ve S3b anahtarları PWM anahtarı olarak seçilmiştir. S3b-S4a ve S1-S2 anahtarlarına ise kare dalga uygulanmıştır. Kullanılan anahtarlama stratejisi Tablo 4.6’da verilmiştir. Pozitif ve negatif alternansta akımın akış yönleri Şekil 4.29’da gösterilmiştir.

Tablo 4.6 Azaltılmış anahtar sayılı buck doğrultucu için durumlar ve iletimde olan anahtarların gösterimi

Giriş Gerilimi	PWM anahtarı	İletimde olan anahtarlar
+	S1	S3b-S4a
-	S3b	S1-S2



Şekil 4.29 Azaltılmış anahtar sayılı buck doğrultucu (a) Pozitif alternans (b) Negatif alternans

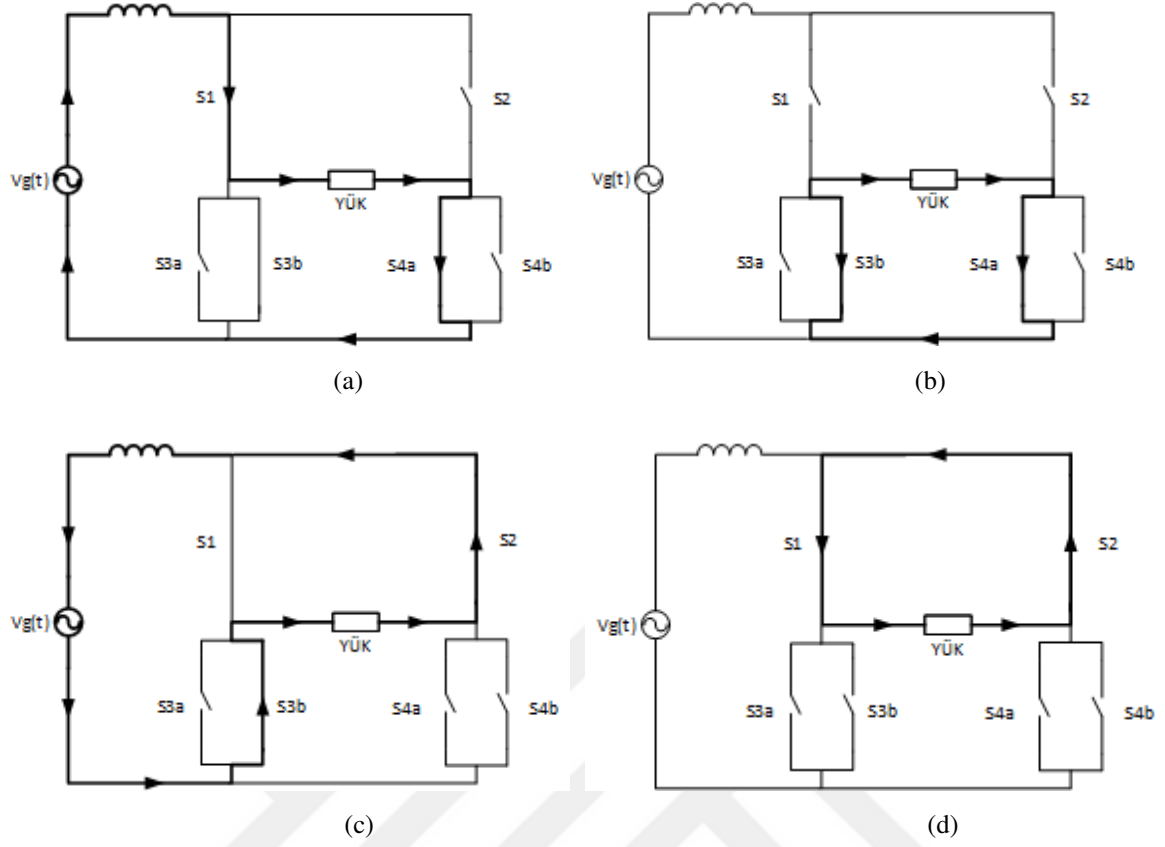
Devrenin çalışması 4 durumda incelenebilir:

Durum-1: Giriş gerilimi pozitifdir. S1 anahtarı PWM sinyal ile iletimdedir. Akım akışını sürdüren anahtarlar S1 ve S4a anahtarlarıdır (Şekil 4.30(a)).

Durum-2: Giriş gerilimi pozitifdir. PWM sinyalinin off olduğu durumda S1 anahtarı kesimde olduğu için akım akışı S3b ve S4a üzerinden devam eder (Şekil 4.30(b)).

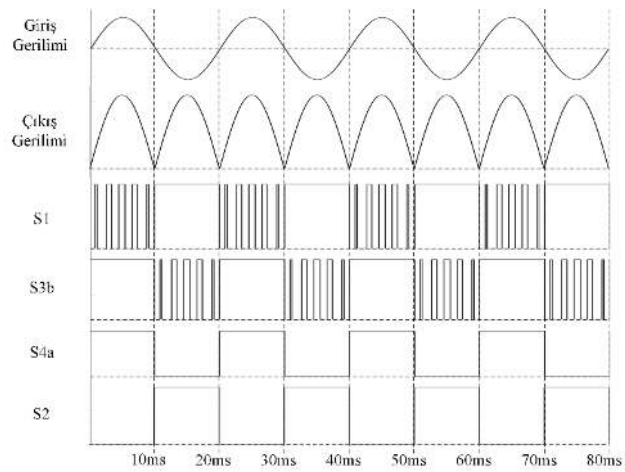
Durum-3: Giriş gerilimi negatiftir. S3b anahtarı PWM sinyal ile iletimdedir. Akım akışını sürdüren anahtarlar S3b ve S2 anahtarlarıdır (Şekil 4.30(c)).

Durum-4: Giriş gerilimi negatiftir. PWM sinyalinin off olduğu durumda S3b anahtarı kesimde olduğu için akım akışı S1 ve S2 üzerinden devam eder (Şekil 4.30(d)).



Şekil 4.30 Azaltılmış anahtar sayılı buck doğrultucu (a) Durum-1 (b) Durum-2 (c) Durum-3 (d) Durum-4

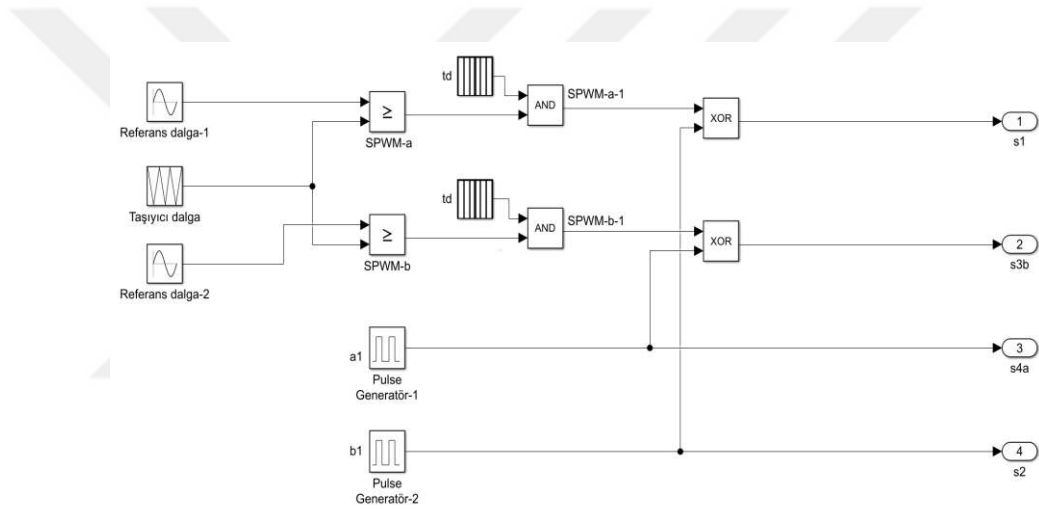
Şekil 4.31’de giriş gerilimi, çıkış gerilimi ve S1-S3b-S4a-S2 anahtarlarına uygulanması gereken sinyaller gösterilmiştir.



Şekil 4.31 Azaltılmış anahtar sayılı buck doğrultucu için anahtarlama algoritması

4.4.2. Tek Fazlı Azaltılmış Anahtar Sayılı Matris Dönüştürücünün Buck Doğrultucu Moduna İlişkin MATLAB/Simulink Modeli ve Sonuçlar

Azaltılmış anahtar sayılı TFMD'nin buck doğrultucu olarak çalıştırılmasına ilişkin sürücü devresi Şekil 4.32'de gösterilmiştir. Klasik yöntemden alınan sonuçlarla, anahtar sayısı azaltılmış yöntemden alınan sonuçları karşılaştırmak amacıyla bu modelde de aynı parametreler kullanılmıştır. Giriş gerilimi 25 V, giriş geriliminin frekansı ve sürme devresindeki referans dalgaının frekansı 50 Hz ve alınmıştır. Anahtarlama frekansının değeri 5 kHz'dir. R değeri 300 Ω ve C değeri 1 mF'dır. Kaynağa seri bağlı indüktansın değeri 3mH'dir. Tablo 4.7'de, simülasyonda kullanılan parametreler verilmiştir.

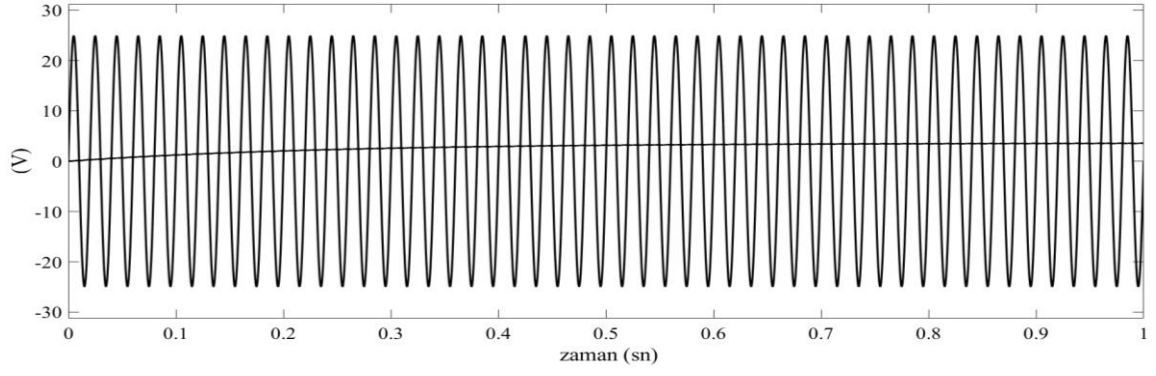


Şekil 4.32 Azaltılmış anahtar sayılı TFMD'nin buck doğrultucu moduna ilişkin sürücü devre

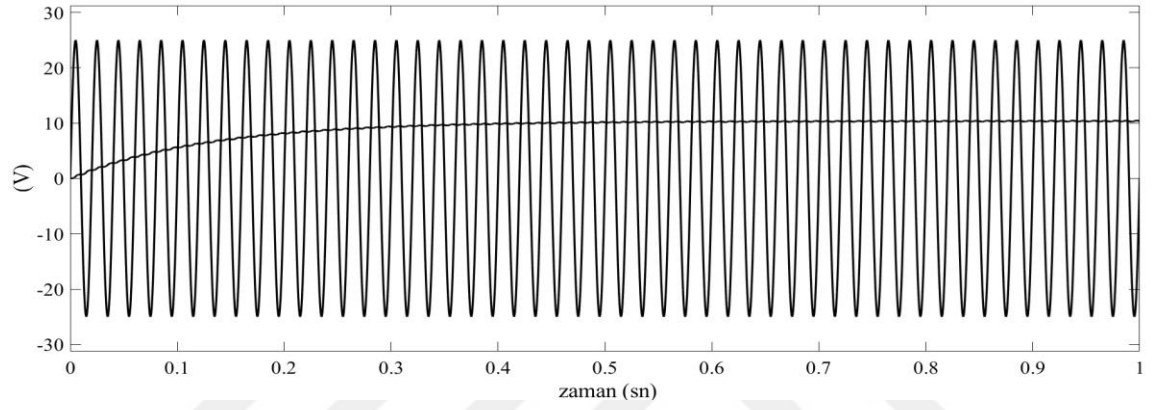
Tablo 4.7 Anahtar sayısı azaltılmış buck doğrultucu için simülasyonda kullanılan parametreler

Giriş Gerilimi, V_i	25 V, 50 Hz
Anahtarlama frekansı, f_i	5kHz
Modülasyon indeksi, M_i	0.2-0.5-0.8
İndüktans, L	3 mH
Yük, R	300 Ω
Yük, C	1 mF

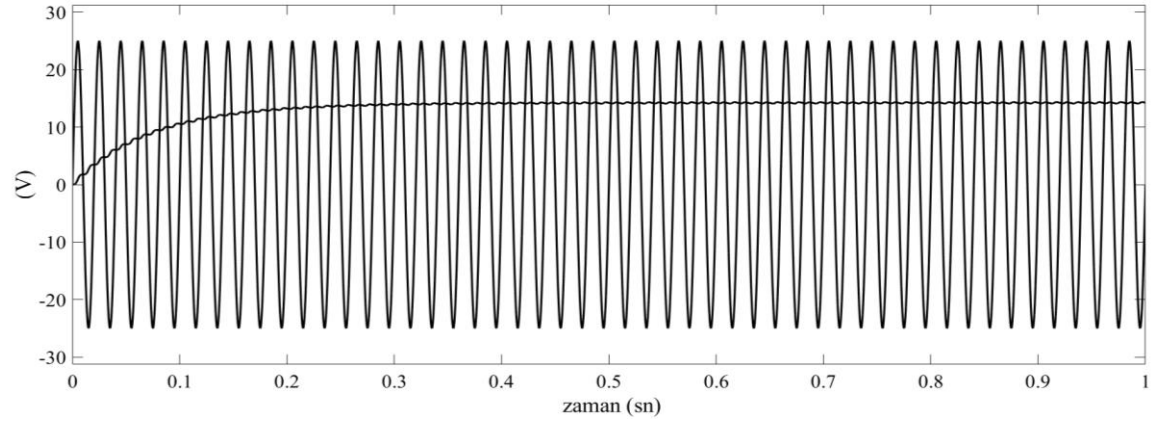
Simülasyon sonuçları Şekil 4.33'te yer almaktadır.



(a)



(b)



(c)

Şekil 4.33 $f_i=5$ kHz için giriş gerilimi ve yük gerilimi (a) $M_i=0.2$ için (b) $M_i=0.5$ için (c) $M_i=0.8$ için

5. TEK FAZLI MATRİS DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN ÇOKLU MODDA ÇALIŞMA DURUMU

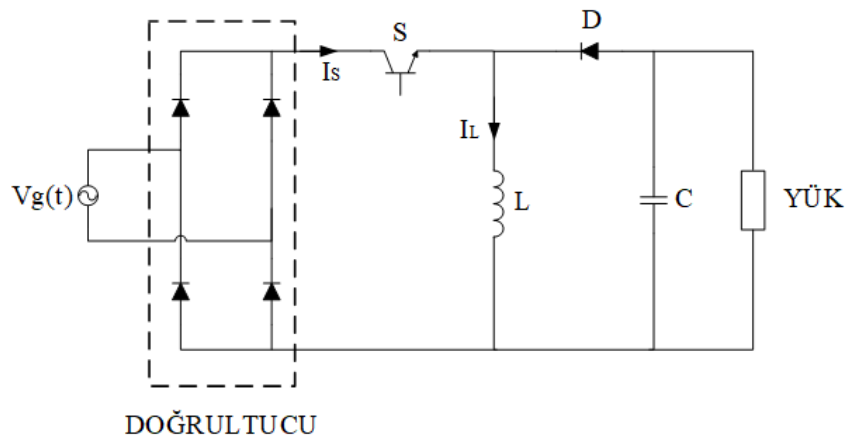
5.1. Tek Fazlı Azaltılmış Anahtar Sayılı Matris Dönüştürücünün Buck-Boost Doğrultucu Olarak Çalıştırılması

5.1.1. Giriş

Buck-boost dönüştürücülerde, çıkış gerilimi giriş geriliminden büyük veya küçük olabilir. Çıkış geriliminin giriş geriliminden büyük olması istenilen durumlarda görev periyodu $d > 0.5$ olarak ayarlanır. Çıkış geriliminin giriş geriliminden küçük olması istenilen durumlarda görev periyodu $d < 0.5$ olarak ayarlanır. Şekil 5.1’de geleneksel buck-boost doğrultucu devre şeması gösterilmiştir. Devrenin çalışması anahtar açık ve kapalı olmak üzere iki moddan oluşmuştur.

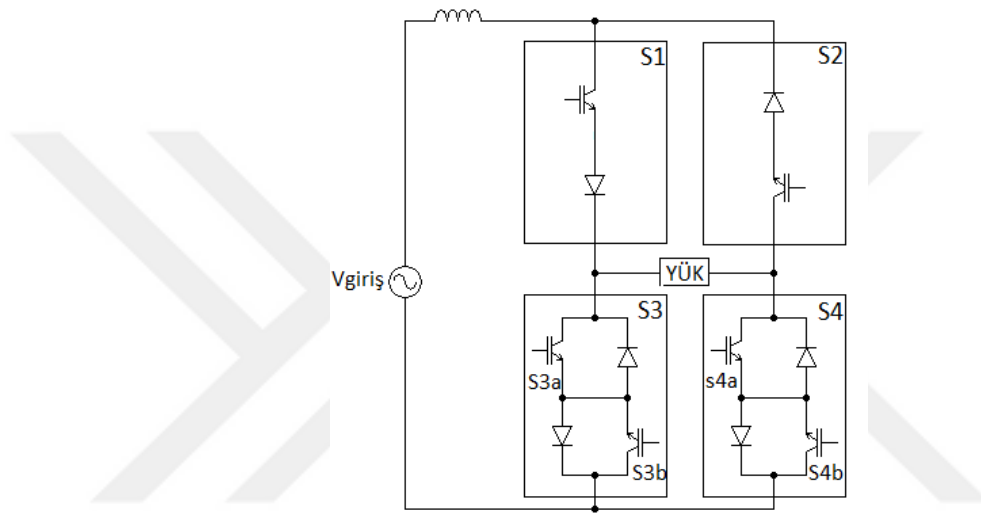
Mod-1: Anahtarın iletimde diyotun kesimde olduğu durumda, kaynak akımı anahtar ve indüktans üzerinden akarak devresini tamamlar.

Mod-2: Anahtarın kesimde diyotun iletimde olduğu durumda, kaynak devreye bağlı değildir. İndüktanstan akan akım, kapasitör, diyot ve yük üzerinden devresini tamamlar. Bu durumda yük, indüktans üzerinde depolanan enerjiden beslenir.



Şekil 5.1 Geleneksel buck-boost dönüştürücü devresi

Bu başlıkta, TFMD’lerin buck-boost doğrultucu modu incelenmiştir. 6 adet anahtar ile TFMD devre yapısı oluşturulmuştur. S3 ve S4 anahtarları çift yönlü anahtarlardır. S1 ve S2 anahtarları ise bir adet IGBT’den oluşmuştur ve çift yönlü anahtar yapısında değildir. Böylece anahtarlama kayıpları, boyut ve ağırlık azaltılmıştır. TFMD’yi buck-boost doğrultucu olarak çalıştırabilmek için, devrenin girişine kaynağa seri olarak bir indüktans bağlanmıştır. Şekil 5.2’de, bu bölümde kullanılan TFMD devre konfigürasyonu gösterilmiştir.



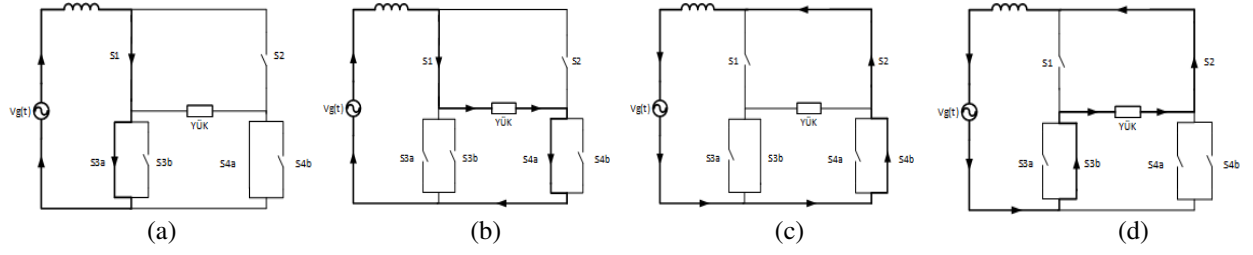
Şekil 5.2 Buck-boost doğrultucu modda çalışan azaltılmış anahtar sayılı TFMD’nin devre konfigürasyonu

5.1.2. Tek Fazlı Azaltılmış Anahtar Sayılı Matris Dönüştürücünün Buck-Boost Doğrultucu Olarak Çalıştırılmasına İlişkin Güvenli Komutasyon Stratejisi

Azaltılmış anahtar sayılı TFMD’yi boost doğrultucu olarak çalıştırabilmek için, S3a ve S4b anahtarları PWM anahtarı olarak seçilmiştir. S1-S4a ve S3b-S2 anahtarlarına ise kare dalga uygulanmıştır. Kullanılan anahtarlama stratejisi Tablo 5.1’de verilmiştir [6]. Boost doğrultucu mod için oluşan durumlar ve akımın akış yönleri ise Şekil 5.3’te gösterilmiştir.

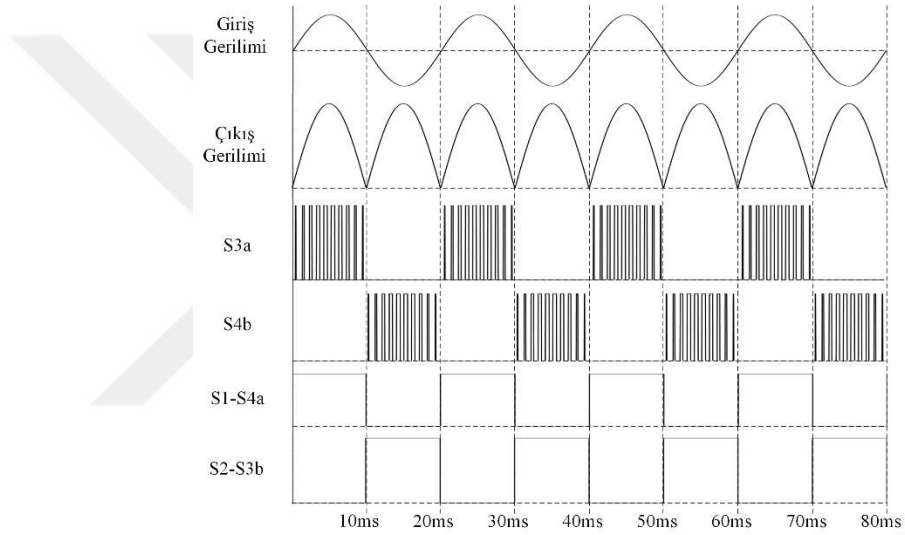
Tablo 5.1 Boost doğrultucu mod için anahtarlama stratejisi

Giriş Gerilimi	PWM anahtarı	İletimde olan anahtarlar
+	S3a	S1-S4a
-	S4b	S3b-S2



Şekil 5.3 Azaltılmış anahtar sayılı boost doğrultucu (a) Durum-1 (b) Durum-2 (c) Durum-3 (d)Durum-4

Şekil 5.4’te boost doğrultucu modda giriş gerilimi, çıkış gerilimi ve S3a-S4b-S1-S4a-S2-S3b anahtarlarına uygulanması gereken sinyaller gösterilmiştir.

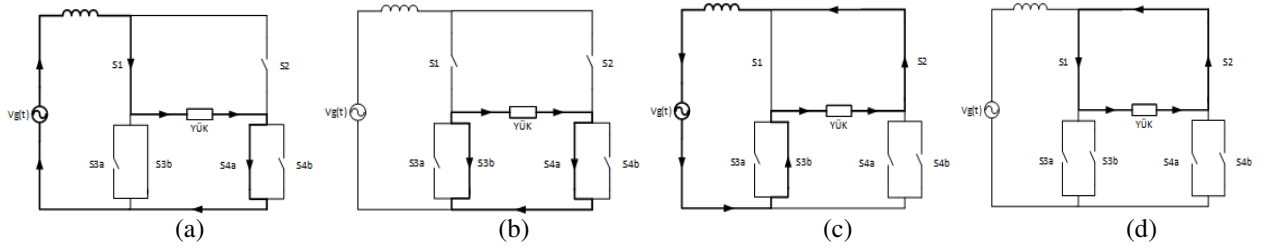


Şekil 5.4 Azaltılmış anahtar sayılı boost doğrultucu için anahtarlama algoritması

Azaltılmış anahtar sayılı TFMD’yi buck doğrultucu olarak çalıştırabilmek için, S1 ve S3b anahtarları PWM anahtarı olarak seçilmiştir. S3b-S4a ve S1-S2 anahtarlarına ise kare dalga uygulanmıştır. Kullanılan anahtarlama stratejisi Tablo 5.2’de verilmiştir. Boost doğrultucu mod için oluşan durumlar ve akımın akış yönleri ise Şekil 5.5’te gösterilmiştir.

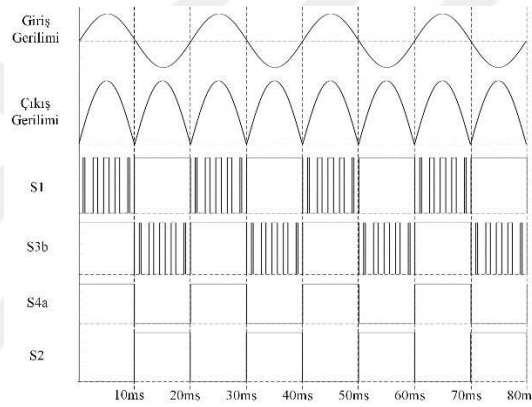
Tablo 5.2 Buck doğrultucu mod için anahtarlama stratejisi

Giriş Gerilimi	PWM anahtarı	İletimde olan anahtarlar
+	S1	S3b-S4a
-	S3b	S1-S2



Şekil 5.5 Azaltılmış anahtar sayılı buck doğrultucu (a) Durum-1 (b) Durum-2 (c) Durum-3 (d)Durum-4

Şekil 5.6’da buck doğrultucu modda giriş gerilimi, çıkış gerilimi ve S1-S3b-S4a-S2 anahtarlarına uygulanması gereken sinyaller gösterilmiştir.



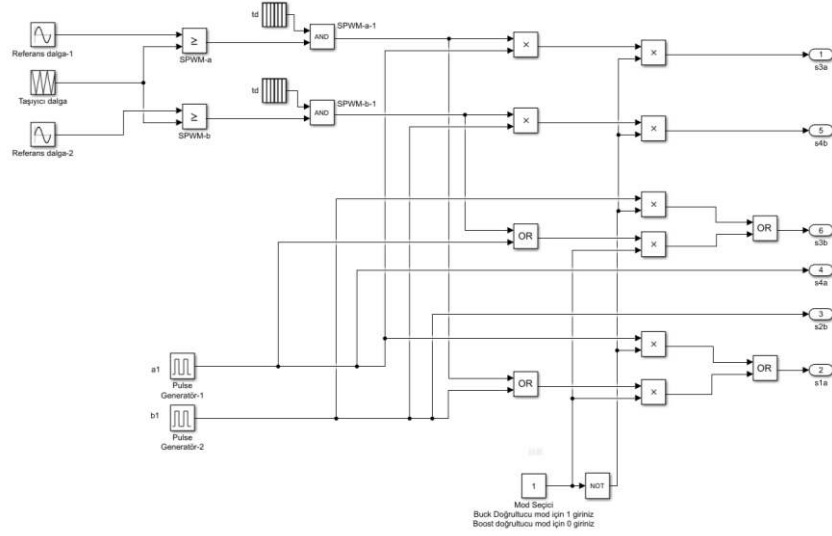
Şekil 5.6 Azaltılmış anahtar sayılı buck doğrultucu için anahtarlama algoritması

5.1.3. Tek Fazlı Azaltılmış Anahtar Sayılı Matris Dönüştürücünün Buck-Boost Doğrultucu Olarak Çalıştırılmasına İlişkin MATLAB/Simulink Modeli ve Sonuçlar

Azaltılmış anahtar sayılı TFMD’nin çok modlu çalıştırılmasına ilişkin sürücü devresi Şekil 5.7’de gösterilmiştir. TFMD’yi kontrollü buck doğrultucu olarak çalıştıran sürücü devre ile kontrollü boost doğrultucu olarak çalıştıran sürücü devre lojik kapılar ve constant bloğu ile birleştirilerek devrenin her iki modda çalışabilmesi sağlanmıştır. TFMD’nin buck doğrultucu modda çalışması için constant bloğun değerinin 1 olarak, boost doğrultucu modda çalışması için değerin 0 olarak girilmesi gerekmektedir.

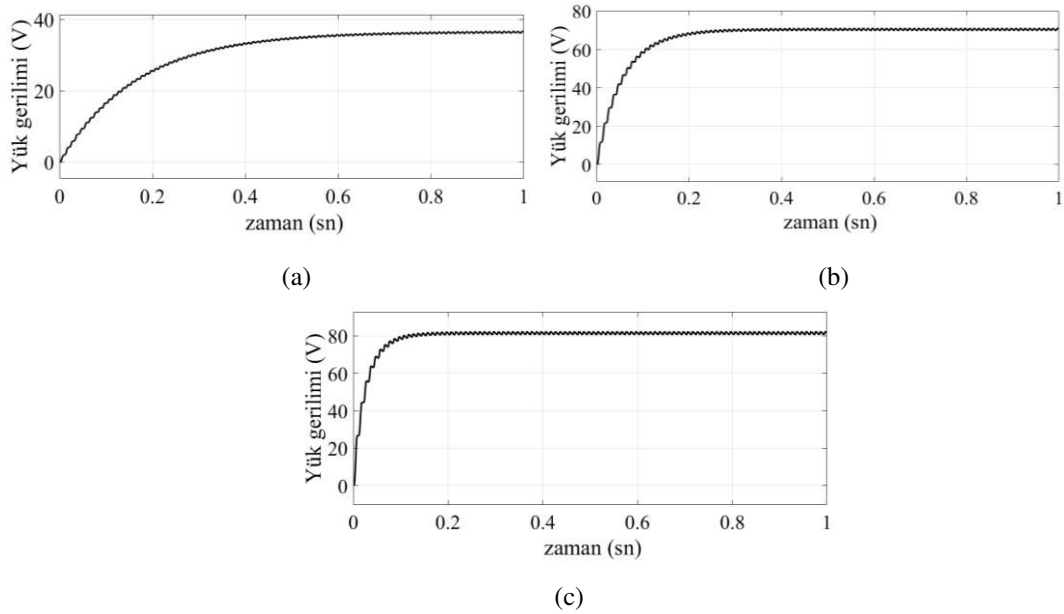
Bu modelde giriş gerilimi 100 V, giriş geriliminin frekansı ve sürme devresindeki referans dalgaının frekansı 50 Hz alınmıştır. Bu modelde anahtarlama frekansının değeri 2

kHz'dir. R değeri 300Ω ve C değeri 1 mF 'dir. Kaynağa seri bağlı indüktansın değeri 2 mH 'dir.



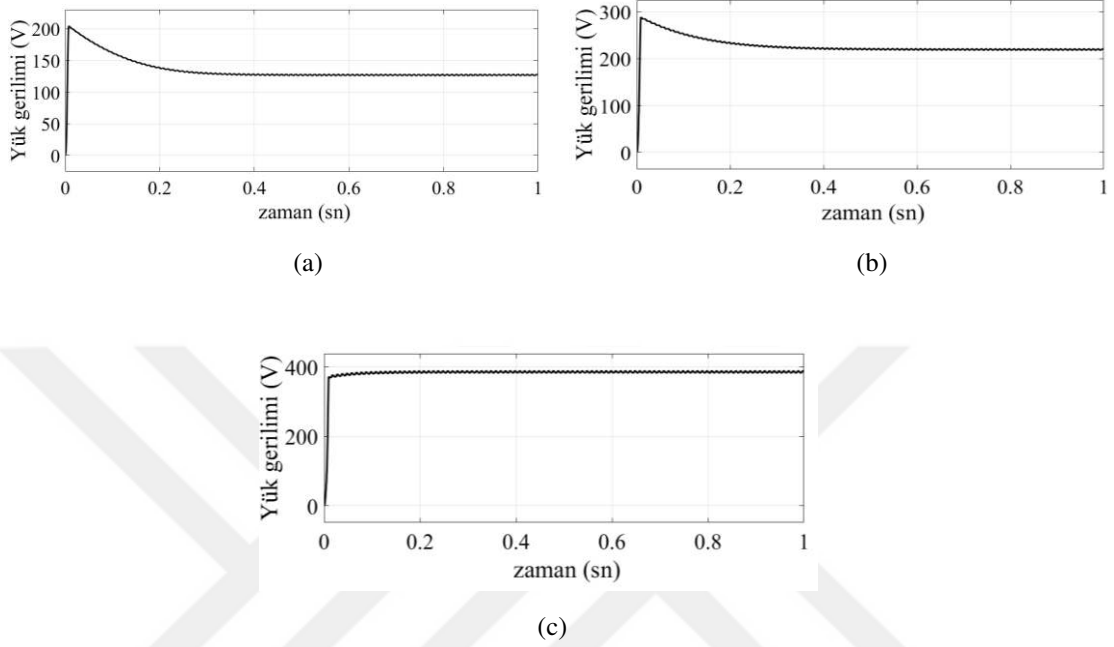
Şekil 5.7 Buck-Boost doğrultucu modda çalışan TFMD'ye ilişkin sürücü devre

Constant bloğunun değerinin 1 olarak girilip devrenin buck doğrultucu olarak çalıştırıldığı durumda, değişik modülasyon indeksleri için alınan sonuçlar Şekil 5.8'de gösterilmiştir.



Şekil 5.8 Buck doğrultucu mod çalışmada yük gerilimi (a) $M_i=0.2$ için (b) $M_i=0.5$ için (c) $M_i=0.8$ için

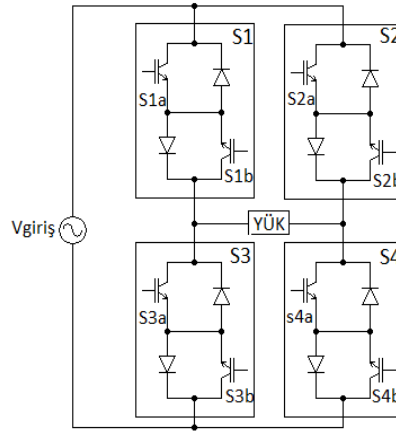
Constant bloğunun değerinin 0 olarak girilip devrenin boost doğrultucu olarak çalıştırıldığı durumda, değişik modülasyon indeksleri için alınan sonuçlar Şekil 5.9’da gösterilmiştir.



Şekil 5.9 Boost doğrultucu mod çalışmada yük gerilimi (a) $M_f=0.2$ için (b) $M_f=0.5$ için (c) $M_f=0.8$ için

5.2. Tek Fazlı Matris Dönüştürücünün Doğrultucu ve Frekans Dönüştürücü Olarak Çalıştırılması

Bu başlıkta, TFMD’lerin doğrultucu ve frekans modu incelenmiştir. Tek bir sürücü devre kullanılarak TFMD hem doğrultucu hem frekans dönüştürücü modda çalıştırılmıştır. Çift yönlü anahtar yapıları IGBT kullanılarak oluşturulmuştur. Anahtarlara uygulanan sürme işaretleri SPWM tekniği kullanılarak elde edilmiştir. Şekil 5.10’da, bu bölümde kullanılan TFMD devre konfigürasyonu gösterilmiştir.



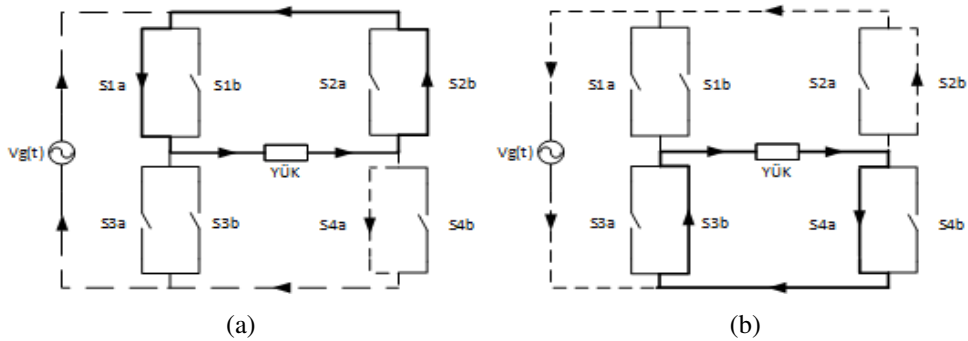
Şekil 5.10 Doğrultucu ve frekans dönüştürücü modda çalışan TFMD'nin devre konfigürasyonu

5.2.1. Tek Fazlı Matris Dönüştürücünün Doğrultucu ve Frekans Dönüştürücü Olarak Çalıştırılmasına İlişkin Güvenli Komutasyon Stratejisi

TFMD'yi kontrollü doğrultucu olarak çalıştırabilmek için S4a ve S2b anahtarları PWM anahtarı olarak seçilmiştir. S1a-S2b ve S3b-S4a anahtarlarına ise kare dalga uygulanmıştır. Kullanılan anahtarlama stratejisi Tablo 5.3'te verilmiştir [16]. Giriş geriliminin pozitif ve negatif alternansında akımın akış yönleri Şekil 5.11'de gösterilmiştir [16].

Tablo 5.3 Kontrollü doğrultucu modu için anahtarlama stratejisi

Giriş gerilimi	PWM anahtarı	Komutasyon anahtarı
+	S4a	S1a-S2b
-	S2b	S3b-S4a

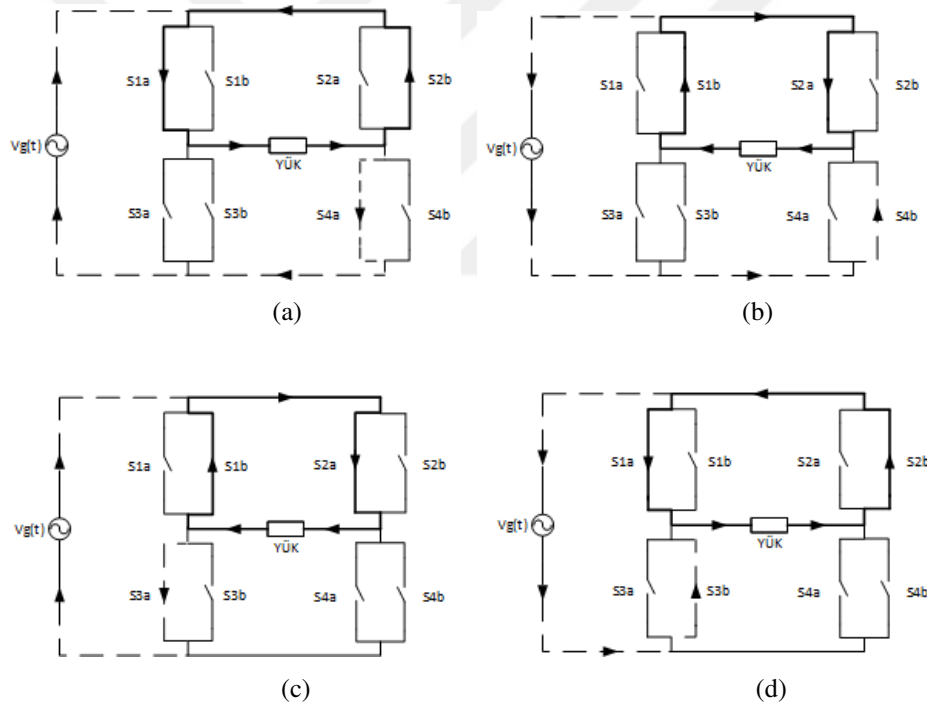


Şekil 5.11 Kontrollü doğrultucu (a) Pozitif alternans (b) Negatif alternans

TFMD'yi [9]'da anlatılan güvenli komutasyon yöntemi ile frekans dönüştürücü olarak çalıştırmak için S3a-S3b-S4a-S4b anahtarları PWM anahtarı olarak seçilmiştir. S1a-S2b ve S1b-S2a anahtarlarına ise kare dalga uygulanmıştır. Kullanılan anahtarlama stratejisi Tablo 5.4'te verilmiştir. Durumlara ilişkin akım akış yönleri ise Şekil 5.12'de gösterilmiştir.

Tablo 5.4 Frekans dönüştürücü modu için anahtarlama stratejisi

Giriş Gerilimi	Çıkış Gerilimi	Durumlar	PWM anahtarı	Komutasyon anahtarları
+	+	1	S4a	S1a-S2b
-	-	2	S4b	S1b-S2a
+	-	3	S3a	S1b-S2a
-	+	4	S3b	S1a-S2b



Şekil 5.12 Frekans dönüştürücü için (a) Durum-1 (b) Durum-2 (c) Durum-3 (d) Durum-4

Devrenin çalışması dört durumda incelenebilir:

Durum-1: Bu durumda giriş gerilimi pozitif ve çıkış gerilimi pozitifdir. S4a anahtarına PWM sinyali S1a-S2b anahtarlarına ise kare dalga uygulanmıştır. Akım akışını sürdüren anahtarlar S1a ve S4a anahtarlarıdır. PWM sinyalinin off olduğu durumda akım S1a ve S2b üzerinden akmaya devam eder (Şekil 5.12 (a)).

Durum-2: Bu durumda giriş gerilimi negatif ve çıkış gerilimi negatiftir. S4b anahtarına PWM sinyali S1b-S2a anahtarlarına ise kare dalga uygulanmıştır. Akım akışını sürdüren anahtarlar S4b ve S1b anahtarlarıdır. PWM sinyalinin off olduğu durumda akım S1b ve S2a üzerinden akmaya devam eder (Şekil 5.12 (b)).

Durum-3: Bu durumda giriş gerilimi pozitif ve çıkış gerilimi negatiftir. S3a anahtarına PWM sinyali S1b-S2a anahtarlarına ise kare dalga uygulanmıştır. Akım akışını sürdüren anahtarlar S2a ve S3a anahtarlarıdır. PWM sinyalinin off olduğu durumda akım S1b ve S2a üzerinden akmaya devam eder (Şekil 5.12 (c)).

Durum-4: Bu durumda giriş gerilimi negatif ve çıkış gerilimi pozitifdir. S3b anahtarına PWM sinyali S1a-S2b anahtarlarına ise kare dalga uygulanmıştır. Akım akışını sürdüren anahtarlar S3b ve S2b anahtarlarıdır. PWM sinyalinin off olduğu durumda akım S1a ve S2b üzerinden akmaya devam eder (Şekil 5.12 (d)).

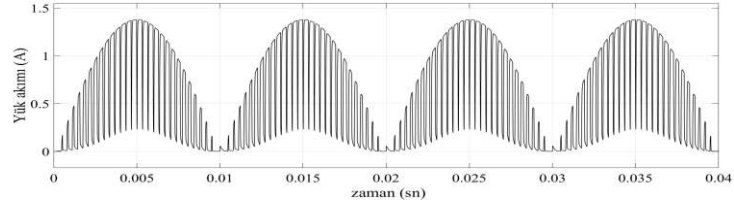
Devrenin çalışmasının daha iyi anlaşılabilmesi için giriş frekansının 50 Hz ve çıkış frekanslarının 25 Hz, 50 Hz, 100 Hz olduğu durumlar için anahtarlama örüntüsü Tablo 5.5'te verilmiştir.

Tablo 5.5 Güvenli komutasyon stratejisi için anahtarlama örüntüsü

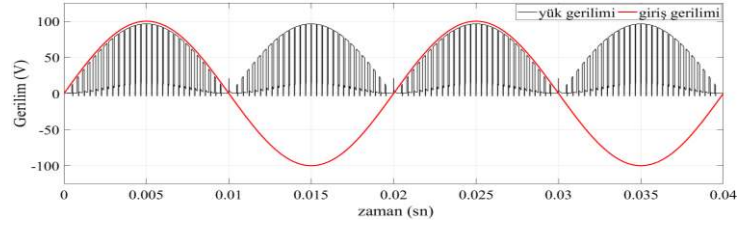
Giriş Frekansı	Çıkış Frekansı	Zaman Aralığı	Durumlar	PWM anahtarı	Komutasyon anahtarları
50 Hz	25 Hz	1	1	S4a	S1a-S2b
		2	4	S3b	S1a-S2b
		3	3	S3a	S1b-S2a
		4	2	S4b	S1b-S2a
	50 Hz	1	1	S4a	S1a-S2b
		2	2	S4b	S1b-S2a
	100 Hz	1	1	S4a	S1a-S2b
		2	3	S3a	S1b-S2a
		3	4	S3b	S1a-S2b
		4	2	S4b	S1b-S2a

5.2.2. Tek Fazlı Matris Dönüştürücünün Doğrultucu ve Frekans Dönüştürücü Olarak Çalıştırılmasına İlişkin MATLAB/Simulink Modeli ve Sonuçlar

Çoklu modda çalışan TFMD'ye ait sürücü devre Şekil 5.13'te gösterilmiştir. TFMD'yi kontrollü doğrultucu olarak çalıştıran sürücü devre ile frekans dönüştürücü olarak çalıştıran sürücü devre lojik kapılar ve constant bloğu ile birleştirilerek devrenin her iki modda çalışabilmesi sağlanmıştır. TFMD'nin doğrultucu modda çalışması için constant bloğun



(a)

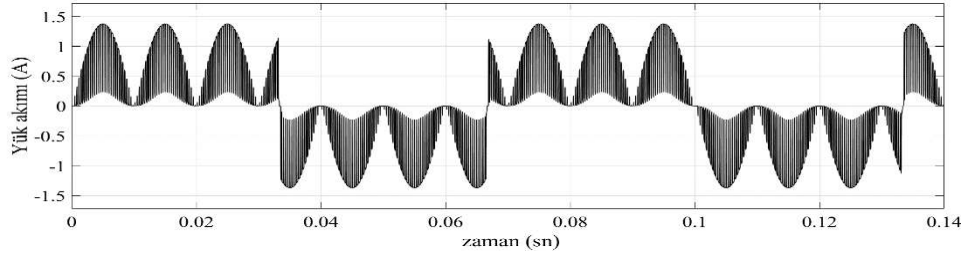


(b)

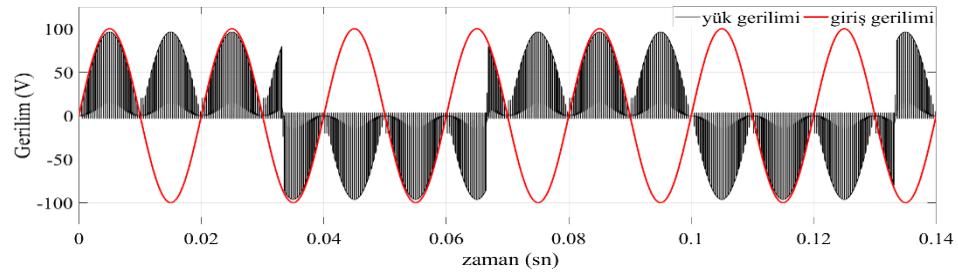
Şekil 5.14 TFMD'nin kontrollü doğrultucu moduna ilişkin (a) yük akımı (b) giriş gerilimi ve yük gerilimi

Constant bloğunun değeri 0 olarak girildiği durumda, frekans dönüştürücü çalışmaya ilişkin simülasyon sonuçları aşağıda yer almaktadır.

Şekil 5.15'te 15 Hz çıkış frekans değeri için yük akımı ve yük geriliminin dalga şekilleri gösterilmiştir. Şekil 5.16'da ise 15 Hz çıkış frekans değeri için yük gerilimine ait harmonik spektrumlar verilmiştir.

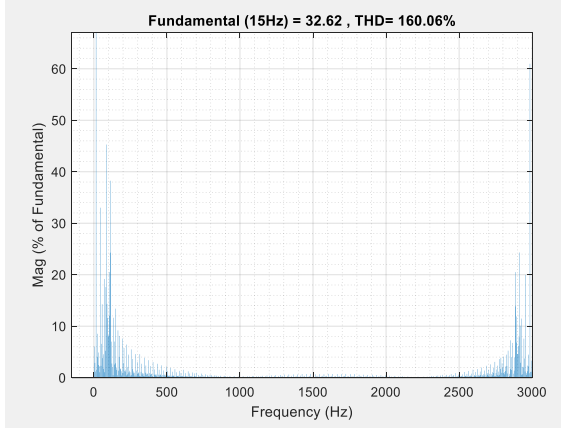


(a)

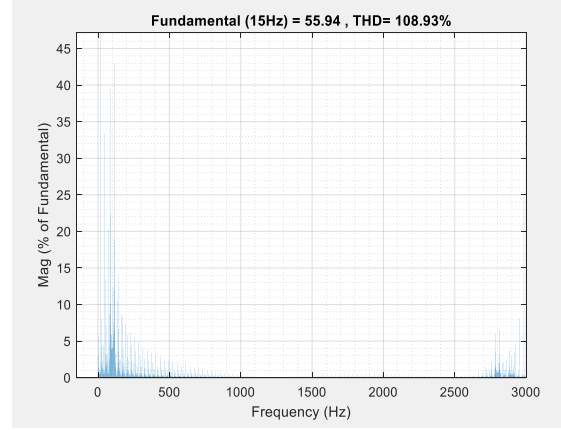


(b)

Şekil 5.15 Frekans dönüştürücü modu $f_c=15$ Hz için (a) Yük akımı (b) giriş gerilimi ve yük gerilimi



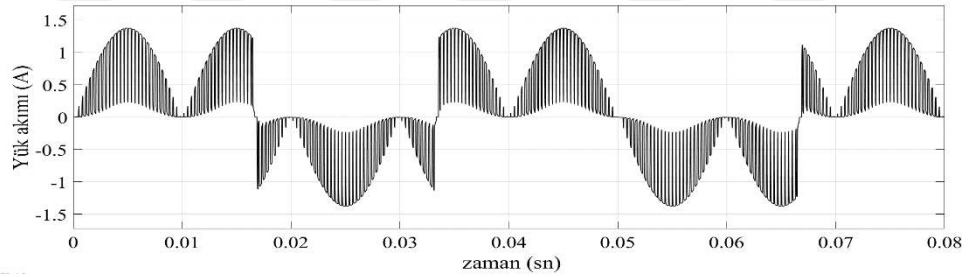
(a)



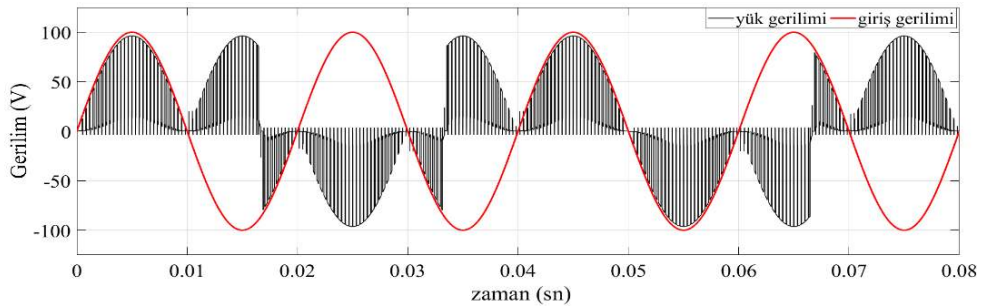
(b)

Şekil 5.16 $f_c=15$ Hz (a) $M_i=0.5$ için (b) $M_i=0.9$ için yük gerilimine ilişkin harmonik spektrumu

Şekil 5.17’de 30 Hz çıkış frekans değeri için yük akımı ve yük geriliminin dalga şekilleri gösterilmiştir. Şekil 5.18’de ise 30 Hz çıkış frekans değeri için yük gerilimine ait harmonik spektrumlar verilmiştir.

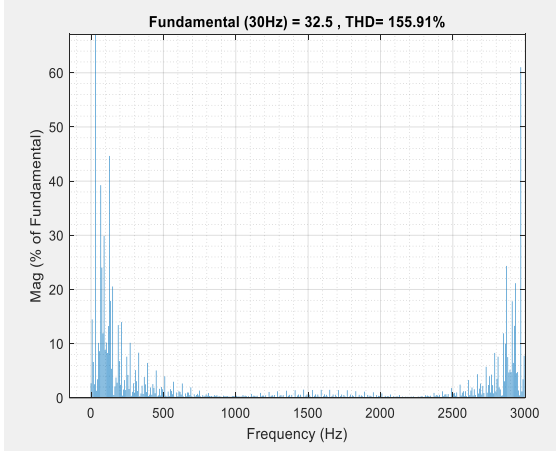


(a)

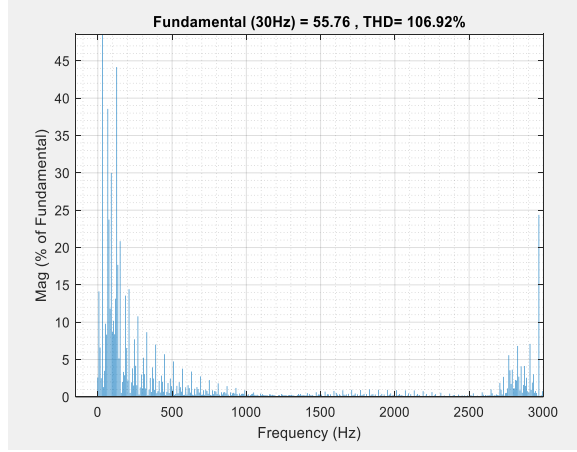


(b)

Şekil 5.17 Frekans dönüştürücü modu $f_c=30$ Hz için (a) yük akımı (b) giriş gerilimi ve yük gerilimi



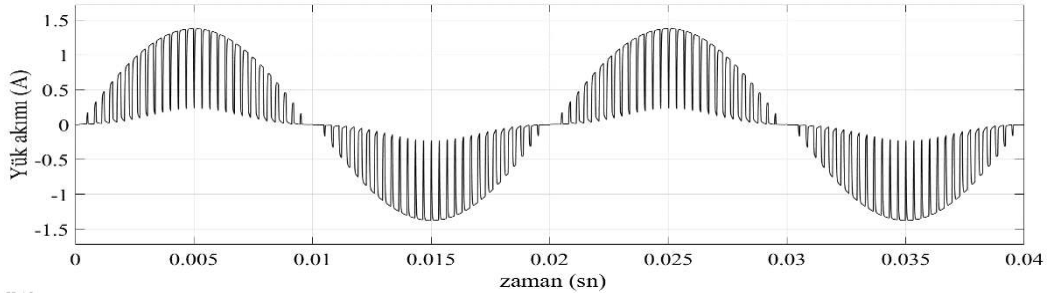
(a)



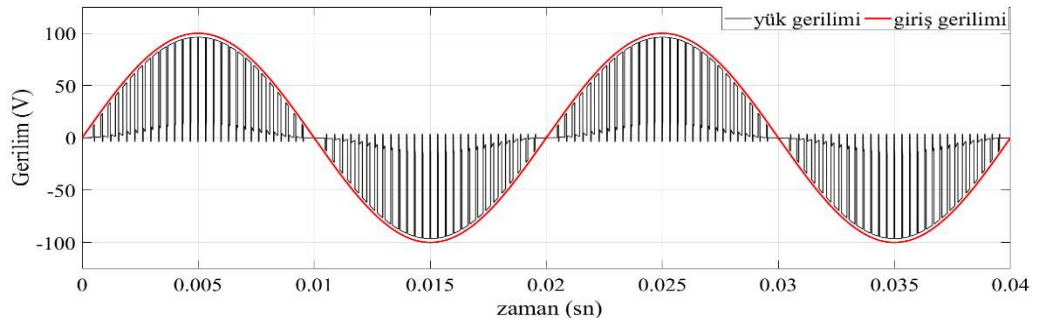
(b)

Şekil 5.18 $f_c=30$ Hz için (a) $M_i=0.5$ için (b) $M_i=0.9$ için yük gerilimine ilişkin harmonik spektrumu

Şekil 5.19’da 50 Hz çıkış frekans değeri için yük akımı ve yük geriliminin dalga şekilleri gösterilmiştir. Şekil 5.20’de ise 50 Hz çıkış frekans değeri için yük gerilimine ait harmonik spektrumlar verilmiştir.

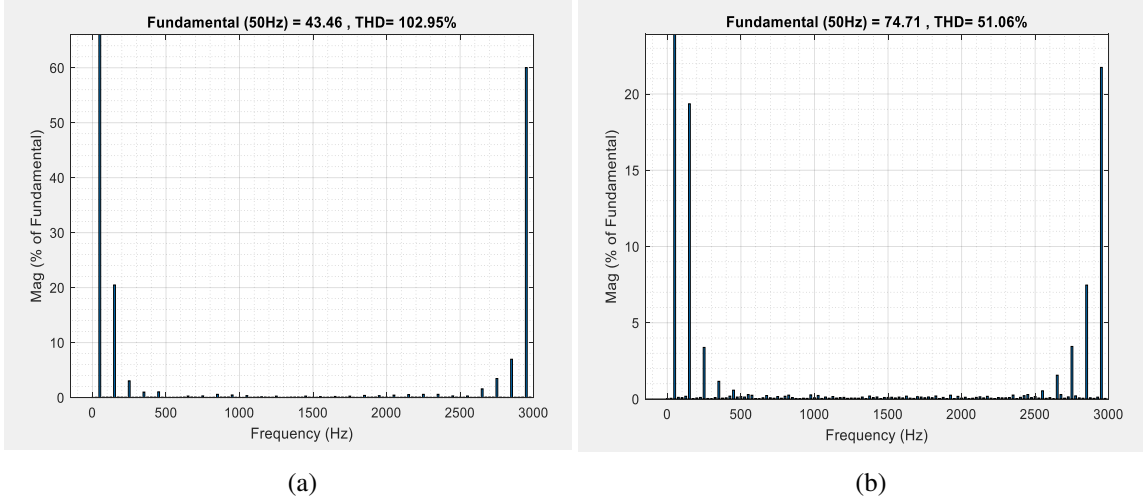


(a)



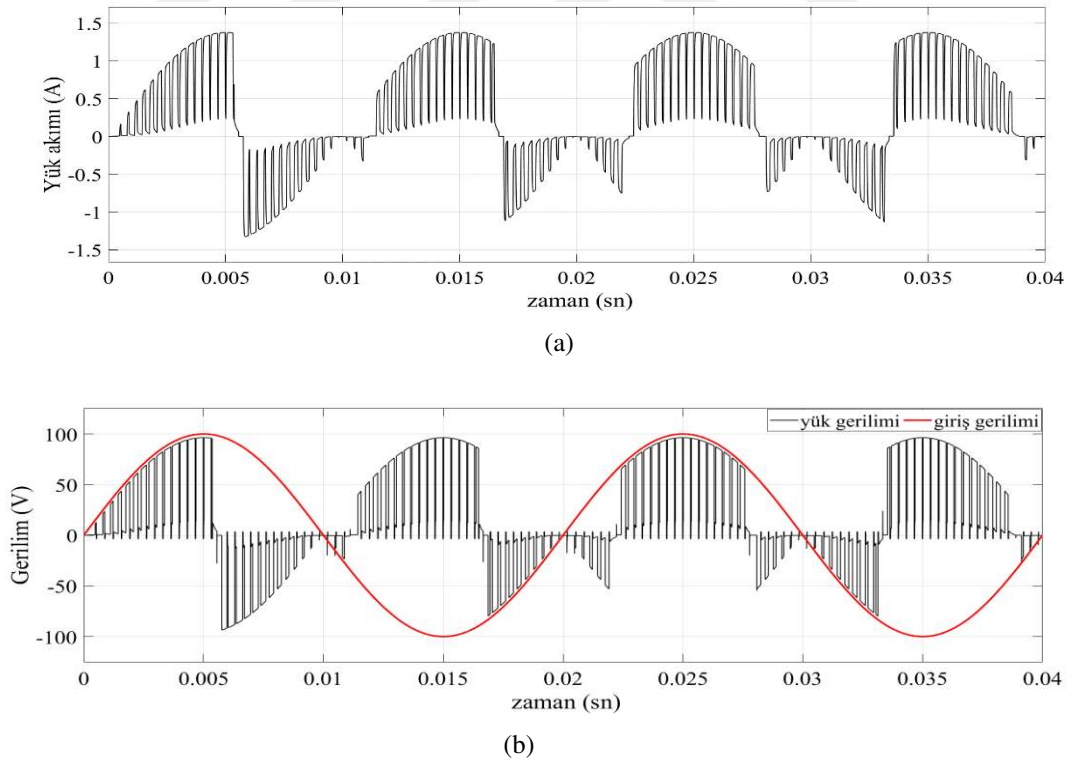
(b)

Şekil 5.19 Frekans dönüştürücü modu $f_c=50$ Hz için (a) yük akımı (b) giriş gerilimi ve yük gerilimi

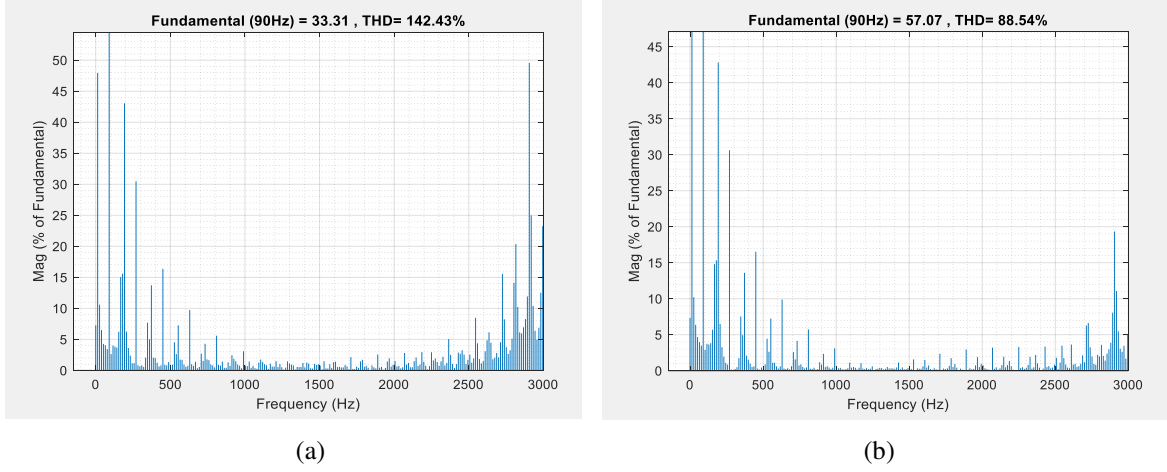


Şekil 5.20 $f_c=50$ Hz için (a) $M_i=0.5$ için (b) $M_i=0.9$ için yük gerilimine ilişkin harmonik spektrumu

Şekil 5.21’de 90 Hz çıkış frekans değeri için yük akımı ve yük geriliminin dalga şekilleri gösterilmiştir. Şekil 5.22’de ise 90 Hz çıkış frekans değeri için yük gerilimine ait harmonik spektrumlar verilmiştir.

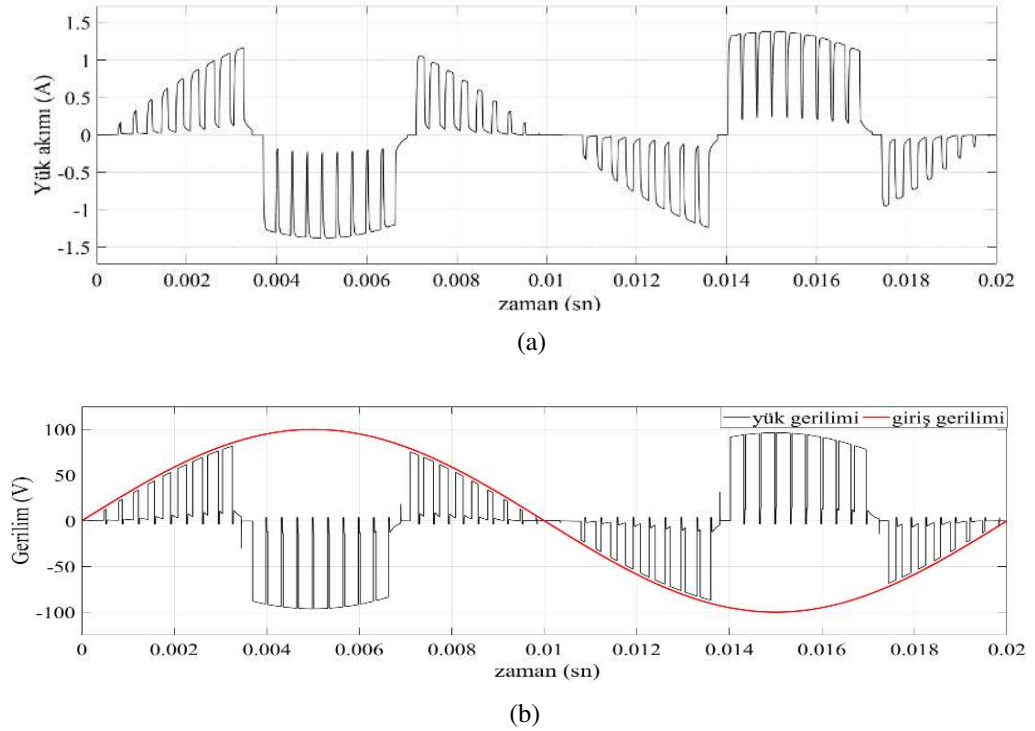


Şekil 5.21 Frekans dönüştürücü modu $f_c=90$ Hz için (a) yük akımı (b) giriş gerilimi ve yük gerilimi

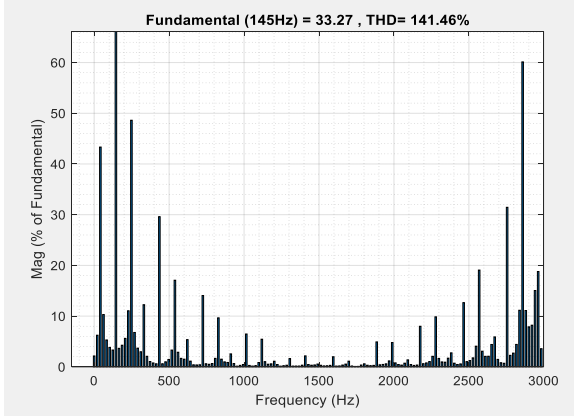


Şekil 5.22 $f_c=90$ Hz için (a) $M_i=0.5$ için (b) $M_i=0.9$ için yük gerilimine ilişkin harmonik spektrumu

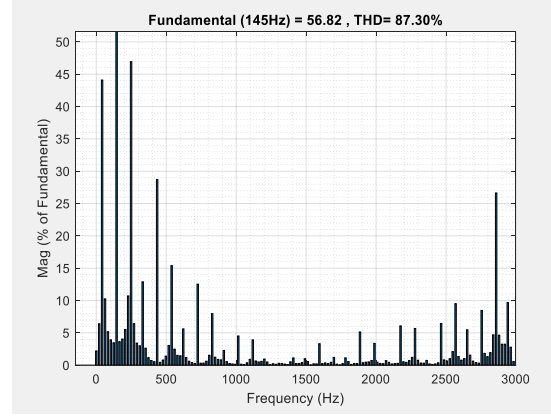
Şekil 5.23'te 145 Hz çıkış frekans değeri için yük akımı ve yük geriliminin dalga şekilleri gösterilmiştir. Şekil 5.24'de ise 145 Hz çıkış frekans değeri için yük gerilimine ait harmonik spektrumlar verilmiştir.



Şekil 5.23 Frekans dönüştürücü modu $f_c=145$ Hz için (a) yük akımı (b) giriş gerilimi ve yük gerilimi



(a)



(b)

Şekil 5.24 $f_c=145$ Hz için (a) $M_i=0.5$ için (b) $M_i=0.9$ için yük gerilimine ilişkin harmonik spektrumu

6. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tezde, birim güç faktörüne imkan tanıyan, dört bölgeli çalışmaya uygun, kompakt yapıları ile son yıllarda literatürde tekrar yaygın olarak incelenmeye başlanmış tek fazlı matris dönüştürücülerin çalışma modları simüle edilmiş elde edilen sonuçlar irdelenmiştir.

TFMD'nin güç elektroniği uygulamalarında kullanımını sınırlayan en önemli problemlerden biri olan güvenli komutasyon konusunda yapılan çalışmalar TFMD için yeni bir bakış sağlamıştır. Bu bakış açısıyla TFMD'nin değişik çalışma modları bu çalışmada incelenmiştir.

TFMD'nin kontrollü doğrultucu olarak çalıştırılması durumu simüle edilmiş akım ve gerilim dalga şekilleri irdelenmiştir. Aynı güç durumu için azaltılmış anahtar sayılı sistemin MATLAB/Simulink modeli elde edilmiş, anahtar sayısı azalma durumundaki akım ve gerilim dalga şekillerinin aynı olmasına karşın, azaltılmış anahtar sayısının akım ve gerilim harmoniklerinin yükseldiği görülmüştür.

TFMD'nin buck ve boost doğrultucu modda çalışmasına ilişkin MATLAB/Simulink modeli elde edilerek benzetim programı çalıştırılmış; değişik modülasyon indeksleri için sonuçlar elde edilmiştir. Modülasyon indeksi arttığında yük geriliminin arttığı gözlenmiştir. Aynı parametrelerle anahtarlama frekansı değiştirilmiş ve çıkış gerilimi ve akımı üzerine anahtarlama frekansının etkileri gözlemlenmiştir. Buck ve boost doğrultucu modu azaltılmış anahtar sayısı için de incelenmiş; çıkış gerilim genliklerinin yaklaşık aynı olduğu görülmüştür.

Tek fazlı matris dönüştürücünün buck-boost doğrultucu modlarında tek bir parametre bloğuyla mod seçimine olanak sağlayan yeni bir algoritma geliştirilmiştir. Ayrıca, benzer çok modlu çalışma algoritması seçim olanağı kontrollü doğrultucu ve frekans dönüştürücüye eklenmiştir. Yapılan bu literatür katkısı güvenli komutasyon algoritması kullanan bir matris dönüştürücüye uygulanma yeniliğine de sahiptir.

Literatürde sadece şebeke frekansı katları için analiz edilen bu sistem, ara frekans değerlerinde de analiz yapma imkanı ortaya koymuştur. Yöntemde akım yön değiştirirken akım ve gerilim piklerinin önlenmesi de yine literatüre yapılan katkılar arasında sayılabilir.

Bundan sonra yapılacak olan çalışmalar, çoklu modda çalışan TFMD'de oluşan harmonikleri azaltmak için filtre kullanımı ve kapalı çevrim kontrol sistemleri üzerine olmalıdır. Bu çalışmayla literatüre yapılan en önemli katkılardan olan çoklu mod sürücü

devreleri pratik çalışmalarla test edilmelidir. Ayrıca, sürücü devredeki eleman sayısını azaltarak boyut ve maliyeti düşürmek için çalışmalar yapılmalıdır.



KAYNAKLAR

- [1] **Gyugyi, L. and Pelly, B.R.**, 1976. Static Power Frequency Changers : Theory, Performance, and Application, New York,Wiley.
- [2] **Venturini, M.**, 1980. A new sine wave in, sine wave out conversion technique which eliminates reactive elements, Proceeding of Powercon7, E3-1-E3-15.
- [3] **Alesina, A., and Venturini, M.**, 1981. Solid-State Power Conversion: A Fourier Analysis Approach to Generalized Transformer Synthesis, IEEE Transactions on Circuit and Systems, IEEE Transactions on Circuits and Systems, Vol(28), no:4, pages:319-330.
- [4] **Zuckerberger, A., Weinstock, D. and Alexandrovitz, A.**, 1997. Single-phase matrix converter, IEEE Proceedings-Electric Power Applications, Jul 1997, vol(144), pages:235-240.
- [5] **Firdaus, S. and Hamzah, M.K.**, 2002. Modelling and simulation of a single-phase AC-AC matrix converter using SPWM, Proceedings on Student Conference on Research and Development, Shah Alam, Malaysia, 16-17 July 2002, pages:286-289.
- [6] **Idris, Z., Hamzah, M.K. and Hamzah, N.R.**, 2005. Modelling & Simulation of a New Single-phase to Single-phase Cycloconverter Based on Single-phase Matrix Converter Topology With Sinusoidal Pulse Width Modulation Using MATLAB/Simulink, International Conference on Power Electronics and Drives Systems, Kuala Lumpur, Malaysia, 28 Nov.-1 Dec.2005, Vol(2), Pages:1557-1562.
- [7] **Idris, Z., Hamzah, M.K.**, 2006. Implementation of a New Single-Phase Cycloconverter Based on Single-Phase Matrix Converter Topology Using Sinusoidal Pulse Width Modulation With Passive Load Condit, IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, Singapore, 24-26 May 2006.

- [8] **Idris, Z., Hamzah, M.K. and Omar, A.M.**, 2005. Implementation of Single-Phase Matrix Converter as a Direct AC-AC Converter Synthesized Using Sinusoidal Pulse Width Modulation with Passive Load Condition, International Conference on Power Electronics and Drives Systems, Kuala Lumpur, Malaysia, 28 Nov.-1 Dec.2005, Vol(2), Pages:1536-1541.
- [9] **Idris, Z., Mohammad Noor S.Z. and Hamzah, M.K.**, 2005. Safe Commutation Strategy in Single-phase Matrix Converter, International Conference on Power Electronics and Drives Systems, Kuala Lumpur, Malaysia, 28 Nov.-1 Dec.2005, Vol(2), Pages:886-891.
- [10] **Idris, Z., Hamzah, M.K., Saidon, M.F.**, 2006. Implementation of Single-Phase Matrix Converter as a Direct AC-AC Converter with Commutation Strategies, 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference, Jeju, South Korea, 18-22 June 2006.
- [11] **Satish, V., Sravan, K.K., Kiran, A.U.R.**, 2014. Design and Implementation of Single Phase Matrix Converter for Cycloconverter Operation, International Journal of Engineering Research & Technology, Visakhapatnam, India, January 2014, ISSN: 2278-0181, Vol. 3 Issue:1, pages:922-927.
- [12] **Pirinççi, N.**, 2018. Tek Fazlı Matris Dönüştürücünün AA-AA Frekans Dönüştürücü ve AA-DA Doğrultucu Olarak Çalışmasının İncelenmesi, Yüksek Lisans Tezi, Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.
- [13] **Noor, S.Z.M., Hamzah, M.K. and Abidin, A.F.**, 2005. Modelling and Simulation of a DC Chopper Using Single Phase Matrix Converter Topology, International Conference on Power Electronics and Drives Systems, Kuala Lumpur, Malaysia, 28 Nov.-1 Dec. 2005, Pages: 827-832.
- [14] **Noor, S.Z.M., Rahman, N.F.A. and Hamzah, M.K.**, 2010. Simulation of DC to DC Converter using Single Phase Matrix Converter topology, IEEE Symposium on Industrial Electronics & Applications, Penang, Malaysia, 3-5 Oct. 2010, Pages:149-154.

- [15] **Hamzah, M.K., Noor, S.Z.M. and Shukor S.F.A.**, 2006. A New Single-Phase Inverter using Single-Phase Matrix Converter Topology, IEEE International Power and Energy Conference, Putrajaya, Malaysia, 28-29 Nov. 2006, pages:459-464.
- [16] **Baharom, R., Hasim, A.S.A., Hamzah, M.K., Omar, M.F.**, 2006. A New Single-Phase Controlled Rectifier Using Single-Phase Matrix Converter, First International Power and Energy Conference, Putrajaya, Malaysia, 28-29 November 2006, pages:453-458.
- [17] **Noor, S.Z.M., Baharom, R., Hamzah, M.K. and Hamzah, N.R.**, 2009. Safe-commutation strategy for controlled rectifier operation using single-phase matrix converter, International Conference on Power Electronics and Drive Systems, Taipei, Taiwan, 2-5 Nov. 2009, pages: 1026 – 1029.
- [18] **Baharom, R., Hamzah, M.K., Saparon, A., Noor, S.Z.M. and Hamzah, N.R.**, 2007. A New Single-Phase Controlled Rectifier Using Single-Phase Matrix Converter with Regenerative Capabilities, 7th International Conference on Power Electronics and Drive Systems, Bangkok, Thailand, 27-30 Nov. 2007, pages:1477-1482.
- [19] **Baharom, R., Hamzah, M.K., Muhammad, K.S. and Hamzah, N.R.**, 2008. Boost rectifier using single-phase matrix converter, 3rd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, Singapore, 3-5 June 2008, pages: 2205 – 2210.
- [20] **Baharom, R., Hamzah, M.K., Hamzah, N.R. and Kasim, L.M.**, 2008. Boost Rectifier Using Single-Phase Matrix Converter with Bipolar Output, 2nd IEEE International Conference on Power and Energy, Johor Baharu, Malaysia, 1-3 December 2008, pages:1141-1146.
- [21] **Bukari, D.M., Baharom, R., Idris, A. and Hamzah, M.K.**, 2013. Boost Rectifier Using Single Phase Matrix Converter with Reduced Switch Counts, IEEE Business Engineering and Industrial Applications Colloquium, Langkawi, Malaysia, pages: 593-597.

- [22] **Baharom, R., Hamzah, M.K., Saparon, A., and Hamzah, N.R.**, 2009 Single-Phase Matrix Converter Operating as Buck and Boost Rectifier, 4th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, Xi'an, China, 25-27 May 2009, pages:3338-3342.
- [23] **Badeli, A.A., Baharom, R., Hidayat, N. and Hamzah, M.K.**, 2012. Single-Phase Matrix Converter with Reduced Switch Count Operating as Buck or Boost Rectifier, International Symposium on Computer Applications and Industrial Electronics, Kota Kinabalu, Malaysia, 3-4 December 2012, pages:20-25.
- [24] **Noor, S.Z.M., Rahman, N.F.A., Aris, A.M.**, 2011. Rahman, N.F.A., Aris, A.M., 2011. Modeling and Simulation of a Single-Phase Boost AC-AC Converter Using Single-Phase Matrix Converter Topology, International Conference on Computer Applications and Industrial Electronics, Penang, Malaysia, 4-7 December 2011, pages:208-213.
- [25] **Kumar, P.**, 2013. Modeling and Simulation of Boost Converter Using Single Phase Matrix Converter Topology, Master of Technology, National Institute of Technology, Kurukshetra.
- [26] **Jose, P.S., Deepika, N.C., Nisha, S.N.**, 2011. Applications of Single Phase Matrix Converter, International Conference on Emerging Trends in Electrical and Computer Technology, Nagercoil, India, 23-24 March 2011, pages:386-391.
- [27] **Gujarathi, P.K., Mohite, S.B., Deshmukh, B.T.**, 2007. A Novel Single Phase Multimode Matrix Converter, IET-UK International Conference on Information and Communication Technology in Electrical Sciences, Tamil Nadu, India, 20-22 Dec. 2007, pages:196-199.
- [28] **Mohite, S., Pisharoty, N.**, 2012. Simulation and Analysis of Multiple Converter Using Matrix Topology, International Journal of Engineering Research and Applications, May-Jun 2012, ISSN: 2248-9622, Vol. 2, Issue 3, pages:521-526.

- [29] **Zin, M.F.M., Seroji, M.N., Hamzah, N.,** 2012. Design of Closed-loop Current Control for High Power Factor AC-AC SPMC, IEEE International Conference on Power and Energy, Kota Kinabalu Sabah, Malaysia, 2-5 December 2012, pages:536-541.
- [30] **Zin, M.F.M., Idris, A., Seroji, M.N., Hamzah, N.,** 2012. AC-AC Single Phase Matrix Converter with Harmonic Filter and Boost Characteristics: A Study, IEEE Student Conference on Research and Development, Penang, Malaysia, pages:166-171.
- [31] **Anusuya, R.M., Saravanakumar, R.,** 2012. Realization of a Single Phase Matrix Converter with Reduce Switch Count as a Buck/Boost Rectifier with Close Loop Control, International Conference on Computing, Electronics and Electrical Technologies, Tamil Nadu, India, 21-22 March 2012, pages:218-223.
- [32] **Hamzah, N., Zin, M.F.M. and Seroji, M.N.,** 2015. Voltage Controlled Single Phase Matrix Converter with Low Harmonics, International Conference on Advanced Mechanics, Power and Energy, Kuala Lumpur, Malaysia, 5-6 December 2015, pages:18-25.
- [33] **Küleçioğlu, A.,** 2003. Değişken Gerilim ve Frekanslı Tek Fazlı AC-AC Çeviriciden Beslenen Asenkron Motor Sürücü Tasarımı, Yüksek Lisans Tezi, Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.
- [34] **Boztaş, G.,** 2015. Tek Fazlı ve İki Fazlı Asenkron Motorlar İçin Yeni Bir Direkt AAAA Çevirici Tasarımı, Yüksek Lisans Tezi, Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.
- [35] **McMURRAY W.,** 1970. Power converter circuits having a high- frequency link, U.S Patent 3,517,300.
- [36] **Hanafi, H.M., Hamzah, M.K., Hamzah, N.R.,** 2009. Modeling of Electronic Transformer Design with the Implementation of Single-Phase Matrix Converter Using MATLAB/Simulink, IEEE Student Conference on Research and Development, Serdang, Malaysia, 16-18 Nov. 2009, pages:407-410.

- [37] **Liu J.**, 2015. Analysis of Single Phase Matrix Converter on Wound Field Synchronous Machine, Master of Science , Wisconsin University, Madison.
- [38] **Liu, J. and Lipo, T.A.**, 2017. Synchronous Machine Field Excitation Utilizing a Single Phase Matrix Converter Excited Rotary Transformer, IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Cincinnati, USA, 1-5 Oct. 2017, pages:1197-1204.
- [39] **Kavitha, M., Bhavani, T.**, 2015. Interconnection of Wind Generation to Grid with SPMC Based Boost Rectifier, International Journal of Advanced Technology and Innovative Research, December-2015, Volume.07, IssueNo.18, Pages: 3682-3686.
- [40] **Aydoğmuş, Ö.**, 2011. Matris Çevirici ile Beslenen Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor Sürücü Tasarımı ve Algılayıcısız Hız Denetimi, Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.
- [41] **Çalışkan, A.**, 2011. İnverter ve Matris Konverterden Beslenen Vektör Kontrollü Senkron Motor Sürücülerde Amortisör Sargıları ve Çıkıklık Etkileri, Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.
- [42] **Xu, S., Plikat, R., Constapel, R., Korec, J. ve Silber, D.**, 1997. Bidirectional LIGBT on SOI substrate with high frequency and high temperature capability, Proceedings of IEEE International Symposium on Power Semiconductor Devices and IC's, ISPSD '97, Weimar, Germany, pages:37-40.
- [43] **Li, H.H.**, 1998. Bidirectional lateral insulated gate bipolar transistor, U.S.Patent #5,793,064, Rockwell.
- [44] **Baliga, B.J.**, 1979. Enhancement- and depletion-mode vertical-channel M.O.S. gated thyristors, Electronics Letters, 27 September 1979, Vol. 15, pages: 645-647.
- [45] **Baliga, B.J.**, 1983. Fast-switching insulated gate transistors, IEEE Electron Device Letters, Vol. EDL-4, pages:452-454.

ÖZGEÇMİŞ

Merve BOYDAK

Munzur Üniversitesi

Mühendislik Fakültesi

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

Tunceli

merveboydak@munzur.edu.tr

- 1993** Elazığ'da doğdu.
- 2012-2016** Fırat Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünden mezun oldu.
- 2018-** Munzur Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünde Araştırma Görevlisi olarak görev yapmaktadır.