



**TEK FAZLI MATRİS DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN AA-AA
FREKANS DÖNÜŞTÜRÜCÜ VE AA-DA DOĞRULTUCU
OLARAK ÇALIŞMASININ İNCELENMESİ**

Neslihan PİRİNÇÇİ

Yüksek Lisans Tezi

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Dr. Öğr. Üyesi Ahmet ORHAN

MAYIS-2018

**T.C
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**TEK FAZLI MATRİS DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN AA-AA FREKANS DÖNÜŞTÜRÜCÜ
VE AA-DA DOĞRULTUCU OLARAK ÇALIŞMASININ İNCELENMESİ**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
Neslihan PİRİNÇÇİ
(151113107)**

**Anabilim Dalı: Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Programı: Elektrik Makinaları**

Danışman: Dr. Öğr. Üyesi Ahmet ORHAN

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih: 8 Mayıs 2018

Tezin Savunulduğu Tarih: 25 Mayıs 2018

MAYIS-2018

T.C
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**TEK FAZLI MATRİS DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN AA-AA FREKANS DÖNÜŞTÜRÜCÜ
VE AA-DA DOĞRULTUCU OLARAK ÇALIŞMASININ İNCELENMESİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ
Neslihan PİRİNÇÇİ
(151113107)

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih: 8 Mayıs 2018

Tezin Savunulduğu Tarih: 25 Mayıs 2018

Tez Danışmanı: Dr. Öğr. Üyesi Ahmet ORHAN (F.Ü.)
Diğer Jüri Üyeleri: Doç. Dr. Ömür AYDOĞMUŞ (F.Ü.)
Dr. Öğr. Üyesi Bilal GÜMÜŞ (D.Ü.)

Ahmet Orhan
Ömür Aydoğan
Bilal Gümüş

MAYIS-2018

ÖNSÖZ

Tez çalışmam süresince benden yardımlarını ve desteklerini esirgemeyen danışmanım Sayın Dr. Öğr. Üyesi Ahmet ORHAN' a ve aileme teşekkür ederim.

Neslihan PİRİNÇÇİ

Elazığ-2018



İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa No</u>
ÖNSÖZ.....	I
İÇİNDEKİLER.....	II
ÖZET.....	V
SUMMARY.....	VI
ŞEKİLLER LİSTESİ.....	VII
TABLolar LİSTESİ.....	XI
SEMBOLLER LİSTESİ.....	XII
KISALTMALAR LİSTESİ	XIII
1. GİRİŞ.....	1
1.2. Tek Fazlı Matris Dönüştürücü Üzerine Yapılan Literatür Çalışması.....	5
1.3 Tezin Amacı	9
1.4 Tezin Topolojisi.....	10
2. TEK FAZLI MATRİS DÖNÜŞTÜRÜCÜ.....	11
2.1. Giriş	11
2.2. Matris Dönüştürücüde Kullanılan Anahtarlar	12
2.2.1. Köprü Diyotlu Çift Yönlü Anahtar.....	13
2.2.2. Paralel Yapılı Çift Yönlü Anahtar	13
2.2.3. Ortak Emiterli Seri Yapılı Çift Yönlü Anahtar	14
2.2.4. Ortak Kollektörlü Seri Yapılı Çift Yönlü Anahtar	14
2.3. Matris Dönüştürücülerde Koruma	15
2.4. Giriş Hat Filtresi	17
3. TEK FAZLI MATRİS DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN AA-AA FREKANS DÖNÜŞTÜRÜCÜ OLARAK ÇALIŞMA DURUMU İÇİN GÜVENSİZ KOMUTASYON STRATEJİSİ.....	18
3.1. Giriş	18
3.2. Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu (SPWM)	19
3.3. Tek Fazlı Matris Dönüştürücüde Güvensiz Komutasyon için Anahtarlama Stratejisi.	20
3.4. Tek Fazlı Matris Dönüştürücünün Güvensiz Komutasyon Durumuna İlişkin Matlab/Simulink Modeli	26

4. TEK FAZLI MATRİS DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN AA-AA FREKANS DÖNÜŞTÜRÜCÜ OLARAK ÇALIŞMA DURUMU İÇİN GÜVENLİ KOMUTASYON STRATEJİSİ.....	32
4.1. Giriş	32
4.2. Tek Fazlı Matris Dönüştürücünün Güvenli Komutasyon Anahtarlama Stratejisi.....	33
4.2.1. 50 Hz ve Altındaki Çıkış Frekans Değerleri için Kullanılan Anahtarlama Stratejisi	33
4.2.2. 50 Hz Üstündeki Çıkış Frekans Değerleri için Güvenli Komutasyon Anahtarlama Stratejisi	38
4.3. Tek Fazlı Matris Dönüştürücünün Güvenli Komutasyon Stratejisi için Matlab/Simulink Modeli.....	41
4.3.1. 50 Hz ve Altındaki Çıkış Frekans Değerleri için Matlab/Simulink Modeli.....	41
4.3.2. 50 Hz Üstündeki Çıkış Frekans Değerleri için Matlab/Simulink Modeli	45
5. TEK FAZLI MATRİS DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN AA-AA FREKANS DÖNÜŞTÜRÜCÜ OLARAK ÇALIŞMA DURUMU İÇİN GÜVENLİ KOMUTASYON STRATEJİSİNE YENİ BİR YAKLAŞIM.....	47
5.1. Giriş.....	47
5.2. Tek Fazlı Matris Dönüştürücünün Güvenli Komutasyon Stratejisine Yeni Bir Yaklaşım için Matlab/Simulink Modeli.....	49
6. TEK FAZLI MATRİS DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN AA-DA DOĞRULTUCU OLARAK ÇALIŞMASI.....	54
6.1. Tek Fazlı Matris Dönüştürücü Kullanılarak Kontrollü Doğrultucu Elde Edilmesi.....	54
6.1.1. Tek Fazlı Matris Dönüştürücünün Kontrollü Doğrultucu Olarak Kullanılması Durumuna İlişkin Matlab/Simulink Modeli.....	58
6.2. Tek Fazlı Azaltılmış Anahtar Sayılı Matris Dönüştürücü ile Kontrollü Doğrultucu Elde Edilmesi.....	59
6.2.1. Tek Fazlı Azaltılmış Anahtar Sayılı Matris Dönüştürücü ile Kontrollü Doğrultucu Durumuna İlişkin Matlab/Simulink Modeli.....	63
6.2. Tek Fazlı Matris Dönüştürücü Kullanılarak Boost-Buck Doğrultucu Elde Edilmesi...	64
6.2.1. Tek Fazlı Matris Dönüştürücünün Boost-Buck Doğrultucu Olarak Çalışma Durumu için Matlab/Simulink Modeli	68

7.SONUÇ VE ÖNERİLER.....	69
KAYNAKLAR.....	72
ÖZGEÇMİŞ.....	78



ÖZET

Günümüzde iklim değişikliğinin en önemli nedenlerinden olan, sera etkisi (küresel ısınma) yapan gazların azaltılması uluslararası toplumun ortak paydalarından biri haline gelmiştir. Sera etkisine; ısınma, sanayi ve motorlu taşıtlardan kaynaklanan yanma reaksiyonu neden olmaktadır. Motorlu taşıtlardan kara taşıtları bu zararlı emisyonların en önemli üreticisidir. Çevre ve ekosistem üzerindeki bu zararlı emisyonları azaltmak veya tamamen ortadan kaldırmak için fosil yakıt kullanan sistemler yerine elektrik kullanan sistemlerin yaygınlaştırılmasına çalışılmaktadır.

Bu amaçla son yıllarda elektrikli araçlar konusunda yapılan çalışmalarda bir yoğunlaşma görülmektedir. Günümüzde elektrikli araçlarda; bakım gereksiniminin az olması, tozlu ve patlamalı ortamlarda çalışabilmeleri, birim hacim başına elde edilen yüksek güç yoğunlukları nedeniyle en çok kullanılan motorlar sürekli mıknatıslı doğru akım motorları olmuştur. Ancak son yıllarda sürekli mıknatıs pazarının Çin'in monopolüne geçmesi ve bu mıknatıslar elde edilirken kullanılan radyoaktif madde ve toksik asitlerin insan sağlığında oluşturduğu olumsuzluklar Dünya Sağlık Örgütü'nün, bu motorların üretimine müdahil olma sonucunu çıkarmış ve kısıtlar gelmeye başlamıştır. Bu nedenlerle literatürde, elektrikli taşıtlarda sürekli mıknatıslı motor yerine senkron motorların kullanılmasını sağlayacak fırçasız sistemler ile ilgili çalışmalar yoğunlaşmıştır. Bu bağlamda fırçasız sistemler için dönen trafo ve bu trafuyu besleyen kaynak olarak da tek fazlı matris dönüştürücüler literatürde incelenmeye başlanılmışlardır. Tek fazlı matris dönüştürücüler, DA ara devrenin olmaması nedeniyle son yıllarda indüksiyonla ısıtma sistemlerinde de ele alınmaya başlanılmışlardır.

Bu çalışmada; tek fazlı matris dönüştürücünün, tek fazlı bir eviriciye göre avantajları ortaya konulmuş, devre topolojisi verilmiş, tek fazlı matris dönüştürücünün AA-AA frekans dönüştürücü ve AA-DA doğrultucu olarak çalışma durumu incelenmiştir. Ayrıca tek fazlı matris dönüştürücüde güvensiz komutasyon modeli incelenmiş, güvensiz komutasyon modelini güvenli hale getirmek için literatürdekinden farklı bir yaklaşım getirilmiştir. Literatürdeki güvenli komutasyon modellerinin sadece çıkış frekansı, giriş frekansının katları olduğunda doğru sonuç verdiği görülmüş, bu olumsuzluğu gideren ve giriş frekans değerleri üstünde ve altında modele yeni bir ölü zaman ekleme algoritması geliştirilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Tek fazlı matris dönüştürücü, Güvenli komutasyon, Anahtarlama stratejisi

SUMMARY

EXAMINATION OF THE OPERATION OF SINGLE PHASE MATRIX CONVERTER AS AC-AC FREQUENCY CONVERTER AND AC-DC RECTIFIER

Nowadays, reduction of greenhouse gases (global warming) that one of the most important causes of climate change has become one of the common share of international community. Burning reaction caused by motor vehicle, warm and industry occur greenhouse effect. Motor land vehicles are the most important producers of these harmful emissions. Systems using electric have begun to spread instead of systems using fossil fuels in order to eliminate and decrease these emissions on the environment and ecosystem.

For this purpose, studies on electric vehicles have increased in recent years. Nowadays, permanent magnet direct current motors have high power density per unit volume. Additionally, maintenance requirements of these motors are low and they can be operated in dusty and explosive areas. Permanent magnet direct current motors commonly used according to other motors because of all these advantages of the motor. In recent years, China has become permanent magnet market. Used radioactive material and the toxic acids negatively affect human health when these magnets are produced. Therefore, the World Health Organization has involved production of these motors. Therefore, the literature studies on electric vehicles have focused on brushless systems to use of synchronous motors instead of permanent magnet motor. Rotating transformer and single phase matrix converter supplying this transformer have begun to be investigated for brushless system in the literature. Additionally, single phase matrix converters have started to be considered in induction heating systems in recent years because they have not DC link capacitor.

Advantages of single phase matrix converter compared to single phase inverter have been presented and circuit topology of single-phase matrix converter has been given in this study. Operating states as AC-AC frequency converter and AC-DC rectifier of single phase matrix converter have been analyzed. Additionally, without safe commutation model has been investigated for the single phase matrix converter and different from literature an approach has been improved to obtain safe commutation. It has been seen that the safe commutation model in the literature operates accurate if output frequency is multiples of input frequency. A new dead time algorithm has been developed for this drawback annihilate.

Keywords: Single phase matrix converter, Safe commutation, Switching strategy

ŞEKİLLER LİSTESİ

Sayfa No

Şekil 1.1 AA-AA dönüştürücülerin sınıflandırılması.....	1
Şekil 1.2 Tek fazlı DA ara devreli evirici bağlantı şeması.....	2
Şekil 2.1 a) TFMD'nin devre konfigürasyonu b) Ortak emiterli çift yönlü anahtar yapısı..	11
Şekil 2.2 Çift yönlü anahtar yapıları a) Köprü diyotlu b) Paralel yapılı c) Ortak emiterli d) Ortak kollektörlü	12
Şekil 2.3 TFMD için a) Kenetleme devresi b) Snubber devresi	16
Şekil 2.4 TFMD için giriş filtresi bağlantı bloğu	17
Şekil 2.5 TFMD ve giriş filtre bağlantı şeması	17
Şekil 3.1 Tek fazlı matris dönüştürücünün devre konfigürasyonu.....	18
Şekil 3.2 SPWM'in elde edilmesini gösteren bağlantı şeması	19
Şekil 3.3 SPWM' in oluşumu.....	20
Şekil 3.4 Güvensiz komutasyon için a) Durum-1 b) Durum-2 c) Durum-3 d) Durum-4....	21
Şekil 3.5 a) 50 Hz frekansına sahip giriş gerilimi b) $f_c=12.5$ Hz c) $f_c=25$ Hz d) $f_c=50$ Hz için çıkış dalga şekilleri	22
Şekil 3.6 a) $f_c=100$ Hz b) $f_c=150$ Hz için çıkış dalga şekilleri	24
Şekil 3.7 a) $f_c=12.5$ Hz b) $f_c=25$ Hz c) $f_c=100$ Hz d) $f_c=150$ Hz için anahtarlama örüntüsü..	25
Şekil 3.8 TFMD'nin Matlab/Simulink modeli	27
Şekil 3.9 a) Sürme devresinin b) Ortak emiterli çift yönlü anahtar yapısının Matlab/Simulink modeli	27
Şekil 3.10 a) R yükü b) RL yükü için Matlab/Simulink modeli.....	28
Şekil 3.11 $f_c=25$ Hz için SPWM ve darbe üretici çıkışları.....	29
Şekil 3.12 $f_c=25$ Hz için anahtarlara uygulanan sürme işaretleri	29
Şekil 3.13 R yükü ile yüklenen, TFMD'nin a) $f_c=5$ Hz b) $f_c=12.5$ Hz c) $f_c=25$ Hz d) $f_c=50$ Hz e) $f_c=100$ Hz f) $f_c=150$ Hz için yük akımı ve yük gerilimi dalga şekilleri.....	30
Şekil 3.14 R yükü ile yüklenen, TFMD'nin a) $f_c=30$ Hz b) $f_c=70$ Hz için yük akımı ve yük gerilimi dalga şekilleri.....	31
Şekil 3.15 RL yükü ile yüklenen, TFMD'nin a) $f_c=25$ Hz b) $f_c=100$ Hz için yük akımı ve yük gerilimi dalga şekilleri.....	31

Şekil 3.16 TFMD'nin $f_c=25$ Hz için a) R yükü b) RL yükü için yük geriliminin harmonik spektrumu.....	31
Şekil 4.1 Güvenli komutasyon için Durum-1.....	34
Şekil 4.2 Güvenli komutasyon için Durum-2.....	34
Şekil 4.3 Güvenli komutasyon için Durum-3.....	35
Şekil 4.4 Güvenli komutasyon için Durum-4.....	35
Şekil 4.5 a) $f_c=12.5$ Hz b) $f_c=25$ Hz c) $f_c=50$ Hz çıkış gerilimi için anahtarlama örüntüsü.....	36
Şekil 4.6 a) $f_c=100$ Hz b) $f_c=150$ Hz çıkış gerilimi için anahtarlama örüntüsü.....	40
Şekil 4.7 a) $f_c=100$ Hz b) $f_c=150$ Hz için overlap ve underlap periyotlarının gösterimi....	40
Şekil 4.8 Tek fazlı matris dönüştürücünün sürme devresinin Matlab/Simulink modeli....	41
Şekil 4.9 RL yükü ile yüklenen, TFMD'nin $f_c=5$ Hz için yük akımı ve yük gerilimi dalga şekilleri ile yük gerilimine ilişkin harmonik spektrumu.....	42
Şekil 4.10 RL yükü ile yüklenen, TFMD'nin $f_c=12.5$ Hz için yük akımı ve yük gerilimi dalga şekilleri ile yük gerilimine ilişkin harmonik spektrumu.....	42
Şekil 4.11 RL yükü ile yüklenen, TFMD'nin $f_c=25$ Hz için yük akımı ve yük gerilimi dalga şekilleri ile yük gerilimine ilişkin harmonik spektrumu.....	43
Şekil 4.12 RL yükü ile yüklenen, TFMD'nin $f_c=50$ Hz için yük akımı ve yük gerilimi dalga şekilleri ile yük gerilimine ilişkin harmonik spektrumu.....	43
Şekil 4.13 RL yükü ile yüklenen, TFMD'nin a) $f_c=100$ Hz b) $f_c=150$ Hz için yük akımı akımı ve yük gerilimi dalga şekilleri.....	44
Şekil 4.14 RL yükü ile yüklenen TFMD'nin a) $f_c=20$ Hz b) $f_c=30$ Hz için yük akımı ve yük gerilimi dalga şekilleri.....	44
Şekil 4.15 100 Hz ve 150 Hz çıkış gerilimi için anahtarlara uygulanan sürme işaretlerinin Matlab/Simulink modeli.....	45
Şekil 4.16 RL yükü ile yüklenen, TFMD'nin $f_c=100$ Hz için yük akımı ve yük gerilimi dalga şekilleri ile yük gerilimine ilişkin harmonik spektrumu.....	46
Şekil 4.17 RL yükü ile yüklenen TFMD'nin $f_c=150$ Hz için yük akımı ve yük gerilimi dalga şekilleri ile yük gerilimine ilişkin harmonik spektrumu	46
Şekil 5.1 SPWM işaretinin elde edilmesi.....	48
Şekil 5.2 'td' fonksiyonunu elde edilmesi.....	48
Şekil 5.3 Tek fazlı matris dönüştürücünün sürme devresinin Matlab/Simulink modeli....	49
Şekil 5.4 Tek fazlı matris dönüştürücünün sürme devresine ilişkin çıkış dalga şekilleri....	50

Şekil 5.5 RL yükü ile yüklenen, TFMD'nin a) $f_c=20$ Hz b) $f_c=35$ Hz için yük akımı ve yük gerilimi dalga şekilleri.....	51
Şekil 5.6 RL yükü ile yüklenen, TFMD'nin a) $f_c=70$ Hz b) $f_c=85$ Hz için yük akımı ve yük gerilimi dalga şekilleri.....	51
Şekil 5.7 RL yükü ile yüklenen, TFMD'nin a) $f_c=115$ Hz b) $f_c=130$ Hz için yük akımı ve yük gerilimi dalga şekilleri.....	52
Şekil 5.8 RL yükü ile yüklenen, TFMD'nin a) $f_c=170$ Hz b) $f_c=190$ Hz için yük akımı ve yük gerilimi dalga şekilleri.....	52
Şekil 5.9 RL yükü ile yüklenen, TFMD'nin a) $f_c=20$ Hz ve b) $f_c=85$ Hz için yük gerilimine ilişkin harmonik spektrumu.....	53
Şekil 5.10 RL yükü ile yüklenen, TFMD'nin a) $f_c=115$ Hz ve b) $f_c=170$ Hz için yük gerilimine ilişkin harmonik spektrumu.....	53
Şekil 6.1 Kontrollü doğrultucu için a) Durum-1 b) Durum-2.....	55
Şekil 6.2 Kontrollü doğrultucu için a) Anahtarlama örüntüsü b) underlap ve overlap periyotlarının gösterimi.....	55
Şekil 6.3 a) Adım-1: t_0-t_1 b) Adım-2: t_1-t_2 c) Adım-3: t_2-t_3 d) Adım-4: t_3-t_4 e) Adım-5: t_4-t_5 (f) Adım-6: t_5-t_6	57
Şekil 6.4 TFMD'nin kontrollü doğrultucu çalışma durumu için sürme devresinin Matlab/Simulink modeli.....	58
Şekil 6.5 TFMD'nin kontrollü doğrultucu çalışma durumu için yük akımı ve yük gerilimi.....	58
Şekil 6.6 TFMD'nin azaltılmış anahtar sayısı ile kontrollü doğrultucu elde edilmesi için devre konfigürasyonu.....	59
Şekil 6.7 Kontrollü doğrultucu için a) Durum-1 b) Durum-2.....	60
Şekil 6.8 Azaltılmış anahtar sayısı ile kontrollü doğrultucunun a) Anahtarlama düzeni b) underlap ve overlap periyotlarının gösterimi.....	60
Şekil 6.9 a) Adım-1: t_0-t_1 b) Adım-2: t_1-t_2 c) Adım-3: t_2-t_3 d) Adım-4: t_3-t_4 e) Adım-5: t_4-t_5 f) Adım-6: t_5-t_6	62
Şekil 6.10 TFMD'nin kontrollü doğrultucu çalışma durumu için sürme devresinin Matlab/Simulink modeli.....	63
Şekil 6.11 TFMD'nin kontrollü doğrultucu çalışma durumu için yük akımı ve yük gerilimi dalga şekilleri.....	63
Şekil 6.12 a) Boost doğrultucu b) Buck doğrultucu devre konfigürasyonu.....	64

Şekil 6.13 TFMD kullanılarak boost-buck doğrultucu devre konfigürasyonu.....	64
Şekil 6.14 a) Boost doğrultucu b) Buck doğrultucu için anahtarlama örüntüsü.....	65
Şekil 6.15 Boost doğrultucu için a) Durum-1 b) Durum-2.....	66
Şekil 6.16 Boost doğrultucu için a) Durum-1a b) Durum-1b c) Durum-2a d) Durum-2b.....	66
Şekil 6.17 Buck doğrultucu için a) Durum-1 b) Durum-2.....	67
Şekil 6.18 Buck doğrultucu için a) Durum-1a b) Durum-1b c) Durum-2a d) Durum-2b.....	67
Şekil 6.19 a) Boost doğrultucu b) Buck doğrultucu için çıkış gerilim.....	68



TABLÖLAR LİSTESİ

Tablo 3.1 Güvensiz komutasyon stratejisi için durumlar ve iletimde olan anahtarların gösterimi	22
Tablo 3.2 Güvensiz komutasyon stratejisi için anahtarlama dizisi	26
Tablo 4.1 Güvenli komutasyon stratejisi için durumlar ve iletimde olan anahtarların gösterimi	35
Tablo 4.2 Güvenli komutasyon stratejisi için anahtarlama dizisi	39
Tablo 6.1 Kontrollü doğrultucu için durumlar ve iletimde olan anahtarların gösterimi....	56
Tablo 6.2 Azaltılmış anahtar sayılı kontrollü doğrultucu için durumlar ve iletimde olan anahtarların gösterimi.....	61

SEMBOLLER LİSTESİ

V_g	:Giriş gerilimi
$V_ç$	:Çıkış gerilimi
f_g	:Giriş geriliminin frekansı
$f_ç$	:Çıkış geriliminin frekansı
f_r	:Referans dalganın frekansı
f_t	:Taşıyıcı dalganın frekansı
M_i	:Modülasyon indeksi
t_d	:Ölü zaman
ω_g	:Giriş geriliminin açısal frekansı
$\omega_ç$	:Çıkış geriliminin açısal frekansı
R	:Direnç
L	:İndüktans
C	:Kondansatör

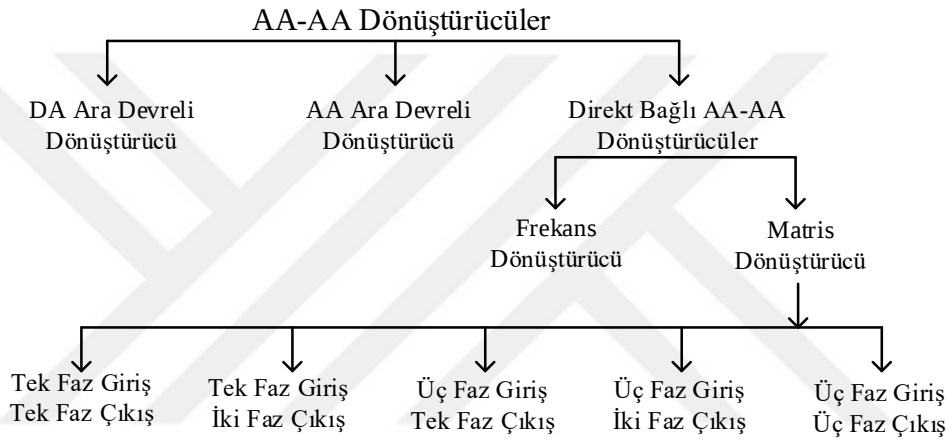
KISALTMALAR LİSTESİ

AA	:Alternatif Akım
DA	:Doğru Akım
TFMD	:Tek Fazlı Matris Dönüştürücü
PET	:Elektronik Güç Transformatörü
PWM	: Darbe Genişlik Modülasyonu
IGBT	:Yalıtılmış Kapılı Bipolar Eklemlı Transistörler
MOSFET	:Metal Oksit Yarıiletken Alan Etkili Transistör
THD	:Toplam Harmonik Bozulması



1. GİRİŞ

Sabit gerilim ve frekanslı bir AA (Alternatif Akım) kaynaktan, değişken genlik ve frekanslı bir gerilim elde etmek için çeşitli güç elektroniği devre topolojileri kullanılmaktadır. Bu devre topolojilerine genel bir isim olarak AA-AA dönüştürücüler denilir. Temelde AA-AA dönüştürücüler güç transferinin gerçekleşme şekline bağlı olarak; DA (Doğru Akım) ara devreli dönüştürücü, AA ara devreli dönüştürücü ve doğrudan AA-AA dönüştürücü olmak üzere üç grupta ele alınır [1,2]. Şekil 1.1'de AA-AA dönüştürücülerin sınıflandırılması gösterilmiştir.



Şekil 1.1 AA-AA dönüştürücülerin sınıflandırılması

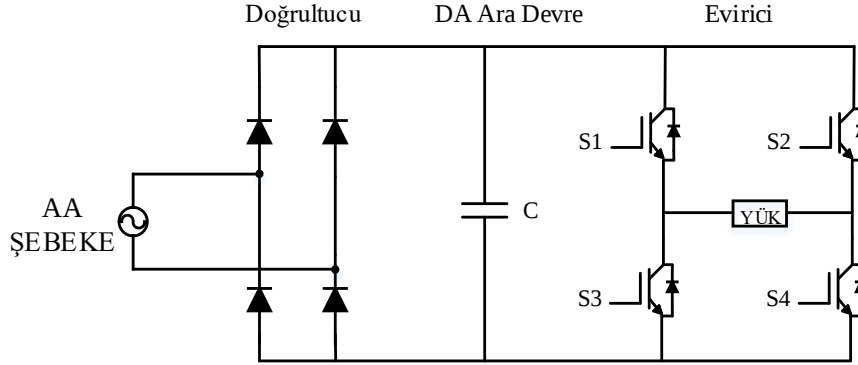
DA ara devreli dönüştürücüler, AA kaynak geriliminin doğrultulduğu doğrultucu devre ve doğrultulan bu gerilimden, değişken gerilim ve frekansın elde edildiği evirici devresinden meydana gelirler [3,4].

Eviriciler akım veya gerilim ara devreli olarak elde edilebilirler. Akım ara devreli olanlara akım kaynaklı evirici ve gerilim ara devreli olanlara da gerilim kaynaklı evirici denir. Akım ara devreli olanlarda akımdaki dalgalanmayı minimize etmek için yüksek değerlikli seri bir indüktans, gerilim ara devreli olanlarda ise gerilimdeki dalgalanmayı minimize etmek için yüksek değerlikli paralel bir kondansatör kullanılır [5].

Gerilim kaynaklı eviricilerin, giriş empedans değeri çok küçüktür ve çıkış geriliminin dalga şekli yükten tamamen bağımsızdır.

Yükün özelliği, gerilim kaynaklı ve akım kaynaklı eviricilerden hangisinin kullanılacağını belirler. Şayet yük harmonik akımlara karşı yüksek empedans gösteriyorsa gerilim kaynaklı evirici, düşük empedans gösteriyorsa, akım kaynaklı evirici kullanmak daha uygun olabilir. Günümüzde en çok gerilim kaynaklı evirici kullanılmaktadır. Akım

kaynaklı eviriciler ise daha çok büyük güçlerde tercih edilmektedirler [3,4]. Şekil 1.2’de tek fazlı DA ara devreli eviricinin bağlantı şeması verilmiştir.



Şekil 1.2 Tek fazlı DA ara devreli evirici bağlantı şeması

AA ara devreli dönüştürücülerin tasarımında anahtarlama kayıplarının en aza indirgenmesi ve düşük dereceli harmoniklerin azaltılması hedeflenir. Bu dönüştürücüler, DA ara devrede yüksek frekanslı rezonans LC devresi kullandığından, rezonans dönüştürücüler olarak da adlandırılırlar. Bu dönüştürücüler anahtarlama kayıplarını azaltmak için açma ve kapama sırasında sıfır gerilim ve/veya sıfır akım koşulunu kullanırlar [4]. Bu dönüştürücülerin dezavantajı; çift yönlü güç akışı kontrolünün karmaşık olması ve çok sayıda rezonans bileşenlerine ve anahtarlama elemanlarına ihtiyaç duymasıdır. Bundan dolayı bu dönüştürücülerin DA ara devreli dönüştürücülerle yarışması mümkün değildir [1,2,6,7].

İnduktans ve kondansatör gibi ara enerji depolama elemanına ihtiyaç duymadan doğrudan şebekeden alınan AA gerilimi, istenilen genlikte ve frekansta AA gerilime çeviren dönüştürücülere doğrudan AA-AA dönüştürücüler denir. Bu dönüştürücülerde anahtar grubunun doğru bir şekilde anahtarlanmasıyla giriş hatları çıkış hatlarına bağlanır. Doğrudan AA-AA dönüştürücüler frekans dönüştürücüler (cycloconverter) ve matris dönüştürücüler olmak üzere ikiye ayrılır.

Frekans dönüştürücüler, her bir çıkış fazı, aynı şebekeye bağlı bir pozitif ve bir de negatif anahtarlama gruplarından oluşan direkt bağlı AA-AA dönüştürücülerdir. Çalışması pozitif ve negatif gruptaki anahtarların belirli bir periyodik düzen altında tetiklenmesi esasına dayanır [3]. Frekans dönüştürücüler üç fazlı AA kaynaktan beslenirler. Çıkışları tek veya üç fazlı olabilir.

Frekans dönüştürücüler, her bir anahtarı anahtarlama stratejisine bağlı olarak, uygun bir zaman aralığında iletme ve kesime sokularak, giriş dalga şeklinin parçalarından oluşan bir çıkış dalga şekli elde etmeyi sağlayan bir güç elektroniği devresidir.

Frekans dönüştürücülerin DA ara devreli dönüştürücülere göre en önemli avantajları şunlardır:

- 1) AA-AA dönüşümün tek bir adımda yapılması,
- 2) Yapısında büyük hacimli ara enerji depolama elemanına ihtiyaç duymaması,
- 3) Düşük çıkış frekanslarında düşük THD'li çıkış dalga şekilleri üretmesi,
- 4) Generatör çalışma durumunda enerjiyi kaynağa geri verebilmesi gibi iki yönlü güç akışı sağlaması.

Frekans dönüştürücülerin DA ara devreli dönüştürücülere göre en önemli dezavantajları ise şunlardır:

- 1) Frekans dönüştürücülerde verimli ve düşük THD'li bir çıkış sağlamak için çıkış frekansı giriş frekansının 0-1/3 katı arasında sınırlandırılır,
- 2) Çok yüksek frekanslara çıkıldığında harmonikler artar,
- 3) Çok sayıda anahtara ihtiyaç duyduklarından dolayı kompleks bir yapıya sahiptirler,
- 4) Akım, DA ara devreli dönüştürücülerde olduğu gibi serbest dolaşım yollarına sahip değildir bu yüzden güvenli komutasyonu başarmak oldukça zordur.
- 5) Hat komutasyonlu frekans dönüştürücüler düşük giriş güç faktörüne sahiptirler[8,9].

Ara enerji depolama elemanına ihtiyaç duymadan doğrudan AA-AA enerji dönüşümü yapan dönüştürücülere matris dönüştürücü denir. Matris dönüştürücü bir tür zorlamalı komutasyonlu frekans dönüştürücüdür [10,11]. Matris dönüştürücü, giriş ve çıkış hatları arasına bağlanmış matris şeklinde düzenlenmiş çift yönlü anahtarlardan oluşmuştur. Bu anahtarlar ile giriş gerilimi farklı modülasyon algoritmaları ile anahtarlanarak çıkışta istenilen genlik ve frekans değerine sahip bir gerilim elde edilir [1,2].

Matris Dönüştürücülerin Avantaj ve Dezavantajları:

Matris Dönüştürücünün Avantajları :

- 1) Matris dönüştürücülerin kayıpları DA ara devreli dönüştürücülere göre daha düşüktür. Matris dönüştürücülerde AA-AA enerji dönüşümü herhangi bir ara devre kullanılmadan tek bir adımda gerçekleşirken, DA ara devreli dönüştürücülerde bu dönüşüm AA-DA-AA şeklindedir. Bunun anlamı, DA ara devreli dönüştürücülerde giriş gücü iki kez dönüştürülerek çıkış gücü elde edilir. Bu durumda da DA ara devreli dönüştürücüdeki kayıp matris dönüştürücülere göre daha fazla olur.

2) Matris dönüştürücüler DA ara devreli dönüştürücülere göre hacim avantajına sahiptirler. Matris dönüştürücülerin ara enerji depolama elemanına ihtiyaç duymadan tek bir adımda AA-AA enerji dönüşümünü gerçekleştirmeleri matris dönüştürücüleri DA ara devreli dönüştürücülere üstün kılan en önemli özelliktir. Çünkü DA ara devreli dönüştürücülerde bulunan kondansatör ve indüktans elemanı dönüştürücünün yaklaşık 1/3 hacmini kapladığından dolayı matris dönüştürücünün boyutu DA ara devreli dönüştürücülere göre oldukça küçüktür. Ayrıca kondansatörler; büyük, pahalı ve çalışma ömürlerinin sınırlı olması bakımından sistem açısından çok kritik elemanlardır.

3) Matris dönüştürücüler iki yönlü enerji aktarımına uygun dönüştürücülerdir. DA ara devreli dönüştürücülerde güç transferinin iki yönlü olması için girişte kullanılan doğrultucu devresinin kontrollü olması gerekir, aksi durumda dönüştürücü generatör modunda çalışamaz. Fakat matris dönüştürücüde kullanılan anahtarlar çift yönlü güç akışına izin verdiği için generatör çalışmada enerji kaynağa geri aktarılabilir.

4) Matris dönüştürücüler dört bölgeli çalışmaya müsaittirler.

5) Matris dönüştürücüler girişte yükten bağımsız olarak kontrol edilebilir güç faktörü sağlarlar ve birim güç faktöründe çalışabilirler. Geleneksel bir eviricinin AA giriş tarafındaki akım harmoniklerinin içeriği yeterince iyi değildir. Fakat matris dönüştürücü çift yönlü güç akışı ile birlikte birim güç faktörlü bir sinüzoidal giriş akımına sahiptir.

6) Modülasyon tekniğine bağlı olarak giriş ve çıkış akım dalga şekilleri sinüzoidaldir. Harmonikler sadece anahtarlama frekansı civarındadır ve giriş filtre gereksinimleri minimumdur.

7) Matris dönüştürücü hızlı dinamik cevap, büyük güç/ağırlık oranı ve büyük güç/hacim oranı gibi avantajlara sahiptir.

8) Matris dönüştürücüler sınırsız çıkış frekansı sağlarlar.

9) DA ara devreli dönüştürücüler düşük frekanslarda kalitesiz bir çıkış gerilimi üretirlerken matris dönüştürücüler düşük frekanslarda (10 Hz altı) DA ara devreli dönüştürücülere göre harmonik açıdan çok daha iyi bir çıkış gerilim dalgası sağlarlar [1,2,12,13,14].

Matris Dönüştürücünün Dezavantajları:

1) Matris dönüştürücülerin en büyük dezavantajı çok sayıda yarı iletken eleman kullanmasıdır. Tek fazlı eviricide kullanılan anahtar sayısı tek fazlı matris dönüştürücüdeki anahtar sayısının yarısıdır. Anahtar sayısının artması hem kontrolü zorlaştırır hem de anahtarlama kayıplarını arttırır.

2) Üç fazlı bir matris dönüştürücü için çıkıştan elde edilen maksimum gerilim, giriş geriliminin %86,6'sı ile sınırlıdır. Ancak bu sorun %86,6'lık gerilim oranına göre tasarlanacak motorlar ile aşılabılır.

3) Matris dönüştürücüde geleneksel bir eviricinin sahip olduğu serbest dolaşım yolları bulunmadığı için akımın bir anahtardan diğerine güvenli bir şekilde aktarımını sağlamak oldukça zordur.

4) DA ara devreli dönüştürücüler ucuz, kolay ve basit bir yapıya sahip olduğundan değişken hız uygulamalarında sıklıkla kullanılırlar [2,5,13,14].

Şekil 1.1'den matris dönüştürücülerin beş ana başlık altında ele alınmasının uygun olabileceği söylenebilir. Bu dönüştürücülerin en yaygın kullanılanı 3 faz giriş 3 faz çıkışlı matris dönüştürücüdür.

1.2. Tek Fazlı Matris Dönüştürücü Üzerine Yapılan Literatür Çalışması

Matris dönüştürücü topolojisi ilk olarak 1976'da Gyugyi ve Pelly tarafından önerilmiştir [15]. Bu çalışmasında Gyugyi direk AA-AA frekans dönüşümünü başarabilen bir üç fazlı matris dönüştürücü topolojisi önermiştir [16]. Bu matris dönüştürücünün temeli frekans dönüştürücü prensibine dayanmaktadır. Önerilen bu ilk matris dönüştürücünün ana dezavantajı, giriş akımı ve çıkış geriliminde filtre ile kolay bir şekilde ortadan kaldırılamayan bazı harmoniklerin bulunmasıydı [1]. 1980'li yılların başında Venturini ve Alessina tarafından yapılan çalışmalarla bu problem çözülmüştür [10,11]. Daha sonraki dönemlerde de daha sağlam matematiksel hesaplamalara dayanan matris dönüştürücü kontrol algoritmaları geliştirilmiştir. 1976 yılında Gyugyi tarafından başlayan ve 1980 yılında Venturini ile devam eden matris dönüştürücü çalışmaları üç fazlı matris dönüştürücü üzerine yoğunlaşmıştır.

Tek fazlı dönüştürücü üzerine yapılan çalışmalar ise; ilk önce tek fazlı AA-AA dönüştürücü olarak A.Khoei tarafından yapılmıştır. 1988 yılında A.Khoei ve S.Yuvarajan tarafından yapılan çalışmayla tek fazlı AA-AA dönüştürücünün karakteristiği, özellikle çıkış geriliminin harmonik içeriği vurgulanarak, analiz edilmiştir [17]. 1989 yılında ise yine A.Khoei ve S.Yuvarajan tarafından tek fazlı direkt AA-AA dönüştürücünden beslenen tek fazlı asenkron motorun sürekli durum performans analizi üzerine çalışma yapılmıştır [18].

İlk kez tek fazlı matris dönüştürücü topolojisi 1997'de Zuckerberger, Weinstock ve Alexandrovitz tarafından yapılan '*Single-phase matrix converter*' isimli çalışmayla ortaya

çıkıştır. Yapılan bu çalışmada tek fazlı doğrudan AA-AA matris dönüştürücünün devre topolojisi sunulmuştur. Bu çalışmadaki tek fazlı matris dönüştürücünün güç devresi dört tane ideal güç anahtarından oluşmuştur ve bu devre frekans arttırıcı olarak görev yapmaktadır. Güç devresinde köprü yapılı çift yönlü anahtar yapısı kullanılmıştır. Güç anahtarları bir MOSFET ve dört tane Schottky diyottan oluşmuştur. Anahtarlar akımı her iki yönde iletme kabiliyetine ve ileri-ters gerilimleri bloke etme özelliğine sahiptir. Devrenin çalışması temelde üç durum üzerinden anlatılmıştır ve bu durumlar arasındaki anahtarlama herhangi bir gecikme yoktur. Önerilen bu dönüştürücünün denklemleri geliştirilerek sistemin dinamik davranışının simülasyonu yapılmıştır [19]. Bu çalışmayı 2001’de Hosseini [20] ve 2002’de S.Firdaus ‘un [21] yaptığı çalışmalar takip etmiştir.

2005’de Z. İdris tarafından yapılan pasif yük şartlarında sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu kullanılarak doğrudan AA-AA dönüştürücü olarak tek fazlı matris dönüştürücüyü incelemişlerdir. Bu çalışmada anahtarlama stratejisi dört durum üzerinden anlatılmıştır. Çıkış frekansı 50 Hz, 100 Hz ve 150 Hz değerlerine sahiptir [22]. Z. İdris tarafından tek fazlı matris dönüştürücü topolojisi üzerine dayanan tek fazlı frekans dönüştürücü (cycloconverter) çalışması incelenmiştir [23]. [23]’deki çalışmanın [22]’deki çalışmadan farkı ise çıkış frekans değerinin 25 Hz ve 12.5 Hz olmasıdır. Yapılan bu [22,23] çalışmalar RL yükü için kullanıldığı zaman hem deneysel hem de simülasyon sonuçlarında çıkış akım ve gerilim dalga şekillerinin çok fazla bozulduğu görülmüştür. Çıkışta elimine edilmesi gereken çok yüksek genlikte gerilim pikleri oluşmuştur. Bu sebeplerden dolayı bu çalışmaların sonunda yeni bir komutasyon stratejisinin geliştirilmesi gerektiğinin üzerinde durulmuştur.

1980-2005 yılları arasında tek fazlı matris dönüştürücü üzerine yapılan çalışmaların çok yavaş kalma nedeni güvenli komutasyon anahtarlama örüntüsünün oluşturulmamış olmasındandır.

Sonraki dönemlerde yapılan çalışmalar tek fazlı matris dönüştürücünün kullanımını kısıtlayan en büyük zorluklardan olan güvenli komutasyon anahtarlama örüntüsü başarmak üzerinedir.

Z.İdris tarafından [24]’de yapılan çalışma; tek fazlı matris dönüştürücüdeki güvenli komutasyon stratejisi üzerinedir. Bu çalışmada tek fazlı matris dönüştürücünün güvenli bir komutasyona sahip olmama nedeni ve bunun için yapılması gerekenler üzerinde durularak, komutasyonun güvenli olması için yapılan düzenlemeler anlatılmıştır. Bu çalışmada çıkış frekansı 50 Hz, 100 Hz ve 150 Hz değerlerine sahiptir. Z.İdris tarafından yapılan [25]’deki

çalışmada [24]'deki matris dönüştürücü topolojisi kullanılarak tek fazlı frekans dönüştürücü (cycloconverter) çalışması yapılmıştır.

H.M.Hanafi [26] tarafından yapılan çalışmada ise, [24,25]'deki çalışmada kullanılan matris dönüştürücü topolojisindeki güç devresinde bulunan anahtarların isimlendirilmesinde ve görevlerinde yeni bir düzenleme yapılmıştır. Bu yeni düzenleme özellikle pratik çalışma açısından avantaj sağlamıştır.

M.K. Hamzah tarafından [27]'da yapılan çalışmada tek fazlı matris dönüştürücü bir frekans dönüştürücü olarak kullanılmıştır. Bu çalışma [24]'de yapılan çalışma gibi çıkış frekansı, 50 Hz, 100 Hz ve 150 Hz değerlerine sahiptir. Bu çalışmada güvenli komutasyon olayı için PWM anahtarlarına eklenmesi gereken 'td' zamanının nasıl uygulanması gerektiği, [24]'deki çalışmaya göre daha açık ve ayrıntılı bir şekilde anlatılmıştır.

Tek fazlı matris dönüştürücüden beslenen tek fazlı asenkron motorlarla ilgili çalışmalar ise aşağıdadır:

2003'de A. Külekçioğlu tarafından [2] 'de verilen çalışmada değişken gerilim ve frekanslı tek fazlı AA-AA çeviriciden beslenen asenkron motor sürücü tasarımı yapılmıştır. Bu çalışmada tek fazlı asenkron motorların AA kaynaktan beslenen değişken hız uygulamalarında kullanabilmeleri için, DA ara devreli dönüştürücüler ile tek fazlı doğrudan AA-AA dönüştürücüler kıyaslanmıştır. Tek fazlı doğrudan AA-AA dönüştürücülerin düşük frekans uygulamalarında DA ara devreli dönüştürücülere göre oldukça avantajlı olduğu hem deneysel hem de simülasyon sonuçlarıyla gösterilmiştir.

2008'de S. Sünter ve Ö. Aydoğmuş tarafından [28]'deki çalışmada tek fazlı matris dönüştürücünün çalışması analiz edilip, PWM üretiminde hem kare dalga hem de sinüs dalga modülasyon sinyalleri kullanılarak bunların giriş gerilim değerlendirmesi ve harmonik içeriği üzerindeki etkileri incelenmiştir. Ayrıca tek fazlı asenkron motorun değişken hız uygulamaları için performans incelemesi yapılarak simülasyon sonuçları deneysel sonuçlarla karşılaştırılmıştır.

2015'de G. Boztaş tarafından [29]'daki çalışmada tek fazlı bir asenkron motor, doğrudan bir AA-AA dönüştürücüden beslenerek açık çevrim hız kontrolü gerçekleştirilmiştir. Bu çalışmada yeni bir matris dönüştürücü tasarımı yapılmıştır. Yapılan bu yeni tek faz girişli iki faz çıkışlı matris dönüştürücüyle sürülen tek fazlı asenkron motor yol alma esnasında ve sürekli rejimde kondansatöre ihtiyaç duymayacağı için daha az bakıma gereksinim duymuş ve ayrıca motorun yüksek kalkış momenti ile yol alabilmesi sağlanmıştır.

Tek fazlı matris dönüştürücünün anahtarlama örüntüsünde ve devre topolojisinde gerekli düzenlemeler yapılarak tek fazlı matris dönüştürücün farklı çalışma modları da literatürde incelenmiştir. [30-32] nolu referanslarda kontrollü doğrultucu, [33-35] nolu referanslarda boost-buck doğrultucu, [36-38] nolu referanslarda dört bölgeli DA kıyıcı modu ve [39,40] nolu referanslarda da tek fazlı evirici modu çalışılmıştır.

Yarı iletken teknolojisindeki hızlı gelişmeye paralel olarak transformatörler üzerine de pek çok çalışma yapılmaktadır. 2010 yılından sonra tek fazlı matris dönüştürücüleri kullanan elektronik güç transformatörleri (PET-Power Electronic Transformer) konusu üzerinde çalışmaların yoğunlaştığı görülmüştür.

Güç elektroniği devreleri ile oluşturulan transformatörlü yapılara elektronik güç transformatörleri (PET) denilmektedir. PET'ler genel olarak AA-DA-AA-DA-AA dönüşümlerinin olduğu çoklu sistem ya da direkt AA-AA dönüşümünü yapan matris dönüştürücü ile oluşturulan sistemlerdir. 1970 yılında ilk kez McMurray tarafından tamamen güç elektroniği dönüştürücülerini esas alan yeni bir transformatör kavramı önerilmiştir. McMurray tarafından önerilen bu elektronik güç transformatörünün hem primer hem de sekonder kısmında matris dönüştürücü bulunmaktadır. Böylece primer taraftaki düşük frekanstaki matris dönüştürücülerle yüksek frekansa dönüştürülerek yüksek frekanslı gerilim olarak transformatöre iletilir ve sekonder kısmında bulunan matris dönüştürücülerle de tekrardan düşük frekanslı bir gerilime dönüşüm gerçekleştirilir [41].

2009'da H.M.Hanafi tarafından [42]'deki çalışmada tek fazlı matris dönüştürücü kullanılarak elektronik güç transformatörü tasarımı yapılmıştır. Bu çalışmada transformatörün hem primer hem de sekonder yanında tek fazlı matris dönüştürücü kullanılmıştır.

2014'de H. Açıkgoz tarafından [43]'deki çalışmayla tek fazlı matris dönüştürücü tabanlı elektronik güç transformatörlerinin performans analizi yapılmıştır. Yapılan bu çalışmada DA ara devre kapasitelerine ihtiyaç duymadan doğrudan olarak AA-AA dönüşümünü yapan tek fazlı matris dönüştürücü ile elektronik güç transformatörü sistemi oluşturulmuştur.

2017'de J.Liu ve T.A.Lipo, dönen bir transformatör ile tek fazlı matris dönüştürücü kullanarak, geleneksel bir alan sargılı senkron makinada bileziklerin yerini alacak yeni bir fırçasız uyartım sistemi önermişlerdir [44]. Tek fazlı bir matris dönüştürücü için geleneksel modülasyon yöntemi sabit bir anahtarlama frekansı üzerine dayanırken bu yöntemin dezavantajı ise her anahtarlama aralığı boyunca transformatöre uygulanan gerilim-frekans

oranının sabit bir değerde olmamasıdır. Bu durum, transformatördeki ortalama akıyı değiştirirken, transformatörün hem kayıplarının hem de boyutunun artmasına sebep olur. Bu çalışmada tek fazlı matris dönüştürücü, dönen trafonun boyutunu ve kayıplarını azaltmak için orta frekansta bir gerilim dalgası üreten, frekans başına sabit gerilimli yeni bir modülasyon yöntemi kullanır. Bu yeni modülasyon yöntemi, dönen trafonun kayıplarını ve boyutunu minimize etmek için her bir anahtarlama periyodu boyunca dönen trafodaki akıyı neredeyse sabit bir değerde tutar. Böylece yeni sabit gerilim-frekans modülasyon yöntemi transformatördeki akı piklerini azaltır ve dönen transformatörün boyutunu %28 ve kayıpları da %60 oranında minimize eder.

1.3 Tezin Amacı

Bu tezin amacı; tek fazlı matris dönüştürücünün AA-AA frekans dönüştürücü ve AA-DA doğrultucu olarak çalışmasını incelemektir. Bu çalışmada; literatürde tek fazlı matris dönüştürücü ile ilgili yapılan çalışmaların büyük bir çoğunluğu incelenmiştir. Tek fazlı matris dönüştürücüde serbest dolaşım yolları bulunmadığı için en zorlu kısım güvenli bir komutasyonu başarmaktır. Tek fazlı matris dönüştürücünün 1980-2005 yılları arasındaki gelişimi, güvenli komutasyon başaramadığı için çok yavaş olmuştur. Ayrıca tek fazlı matris dönüştürücü bir evirici ile kıyaslandığında özellikle DA ara devresine sahip olmadığından boyut olarak bir eviriciden daha küçüktür. Bu sebeplerden dolayı son yıllarda tek fazlı matris dönüştürücü üzerine yapılan çalışmaların çok arttığı görülmektedir. Tek fazlı matris dönüştürücü elektronik güç transformatörü ile indüksiyon ısıtma sistemlerinde eviricilerin yerini almaya başlamıştır.

Bu sebeplerden dolayı bu çalışmada güvenli ve güvensiz komutasyon stratejileri ayrı ayrı incelenmesi hedeflenmiştir. Literatürde tek fazlı matris dönüştürücünün AA-AA frekans dönüştürücü olarak çalışması durumu için yapılan çalışmalar incelendiğinde çıkış frekans değerinin giriş frekans değerinin katlarıyla sınırlandırıldığı görülmüştür.

Bu tezde; tek fazlı matris dönüştürücünün tüm çıkış frekanslarında AA-AA frekans dönüştürücü olarak kullanılmasını sağlayan, literatürden farklı bir yaklaşım geliştirilmesi amaçlanmıştır.

Ayrıca bu tez çalışmasında tek fazlı matris dönüştürücüde anahtarlama örüntüsünde değişiklikler yapılarak, tek fazlı matris dönüştürücünün AA-DA doğrultucu ve boost-buck doğrultucu olarak çalışmasının incelenmesi de hedeflenmiştir.

1.4 Tezin Topolojisi

-Tezin birinci bölümünde AA-AA dönüştürücülerin genel özellikleri, matris dönüştürücü üzerine literatür taraması, tezin amacı ve tezin topolojisi verilmiştir.

-Tezin ikinci bölümünde tek fazlı matris dönüştürücün devre konfigürasyonu verilmiştir. Ayrıca bu bölümde çift yönlü anahtar yapısı, kenetleme devresi ve giriş hat filtresi konuları ele alınmıştır.

-Tezin üçüncü bölümünde tek fazlı matris dönüştürücün güvensiz komutasyon stratejisi incelenmiştir.

-Tezin dördüncü bölümünde güvenli komutasyon stratejisi incelenmiştir. Bu bölüm çıkış frekansının, giriş frekansından yüksek olduğu durum ve alçak olduğu durum olmak üzere ikiye ayrılmıştır.

-Tezin beşinci bölümünde ise dördüncü bölümde anlatılan güvenli komutasyon stratejisine yeni bir yaklaşım getirilmiştir.

-Tezin altıncı bölümünde ise tek fazlı matris dönüştürücünün AA-DA doğrultucu ve boost-buck doğrultucu olarak çalışması incelenmiştir.

-Tezin yedinci bölümünde sonuçlar yer almaktadır.

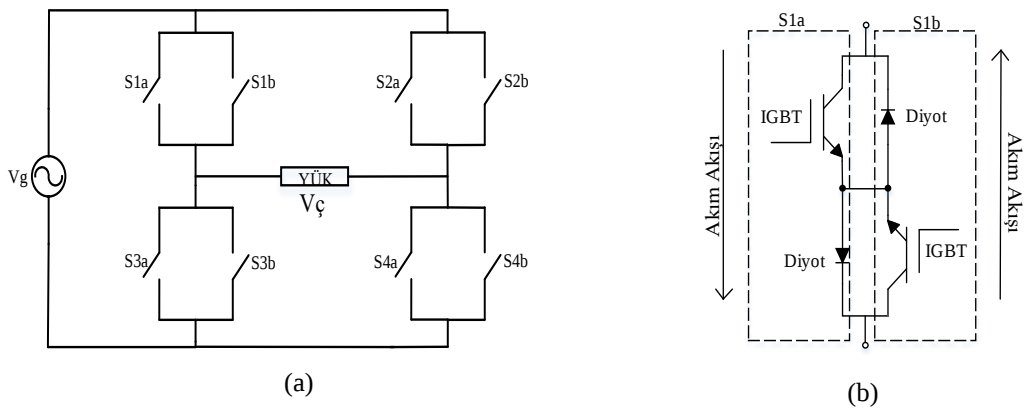
2. TEK FAZLI MATRİS DÖNÜŞTÜRÜCÜ

2.1. Giriş

Ara enerji depolama elemanına ihtiyaç duymadan doğrudan AA-AA enerji dönüşümü yapan dönüştürücülere matris dönüştürücü denir. Matris dönüştürücü bir tür zorlamalı komutasyonlu frekans dönüştürücüsüdür [10,11]. Matris dönüştürücü, giriş ve çıkış hatları arasına bağlanmış matris şeklinde düzenlenmiş çift yönlü anahtarlardan oluşmuştur. Bu anahtarlar ile AA giriş gerilimi farklı modülasyon algoritmaları ile anahtarlanarak çıkışta istenilen genlik ve frekans değerine sahip bir AA gerilim elde edilir [1,2]. Matris dönüştürücüler, geleneksel gerilim kaynaklı eviricilerdeki boşluk diyotlarına sahip olmadıklarından akım komutasyon problemine sahiptirler. Bu nedenle literatürde, komutasyon stratejileri üzerine birçok çalışma yapılmıştır [14]. Şekil 2.1(a)'da tek fazlı matris dönüştürücünün (TFMD) devre konfigürasyonu verilmiştir. Bu devrede dört tane çift yönlü anahtar kullanılır. Şekil 2.1(b)'de ortak emiterli çift yönlü anahtarın gösterimi verilmiştir. Bu anahtarlar her iki yönde akımı ileten ve ters gerilimleri bloke etme özelliğine sahip olan anahtarlardır. Tek fazlı matris dönüştürücünün giriş ve çıkış gerilimi sırasıyla 2.1, ve 2.2 numaralı denklemlerle verilmiştir. Denklemlerdeki g indisi girişi, ç indisi ise çıkışı ifade etmektedir [19].

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

$$V_c(t) = V_{cm} \sin(\omega_c t) \quad (2.2)$$



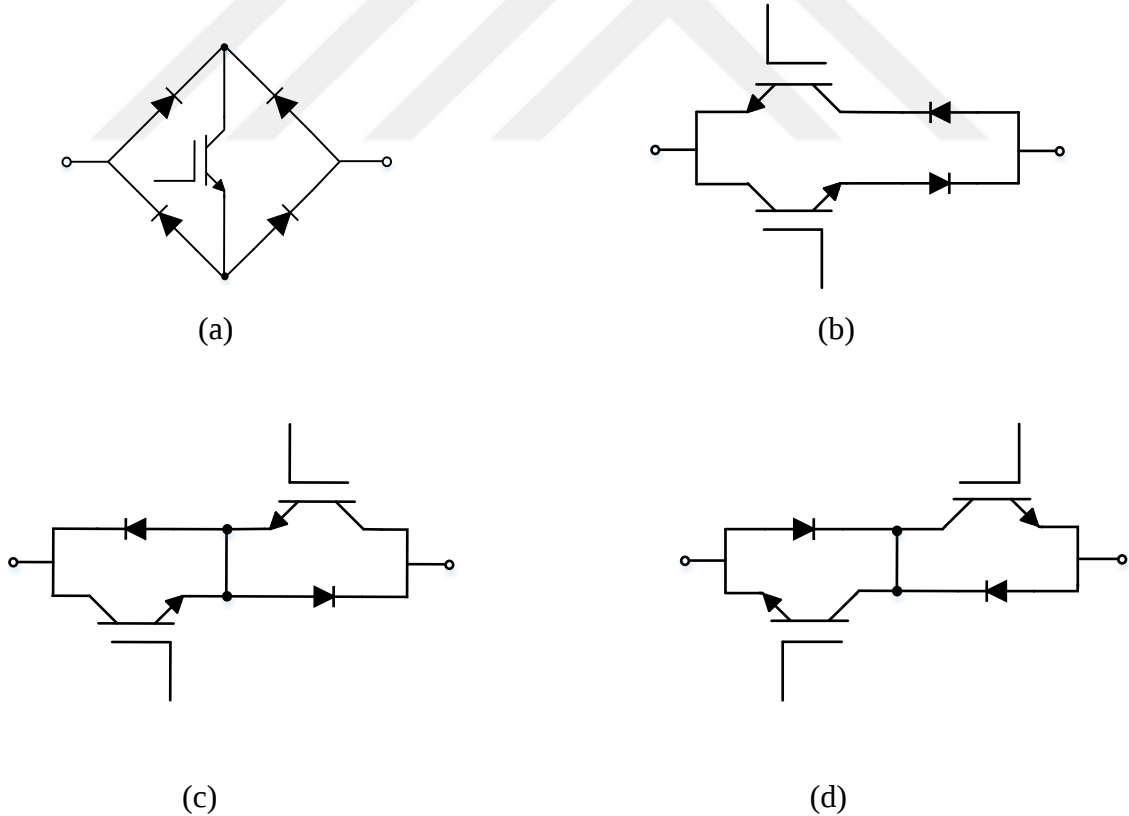
Şekil 2.1 a) TFMD'nin devre konfigürasyonu b) Ortak emiterli çift yönlü anahtar yapısı

2.2. Matris Dönüştürücüde Kullanılan Anahtarlar

Matris dönüştürücülerde, her iki yönde akımı ileten ve ters gerilimleri bloke etme özelliğine sahip çift yönlü anahtarlar kullanılır. Günümüzde halen gerçek çift yönlü yarı iletken anahtarlar mevcut değildir. Çift yönlü anahtar yapısı, geleneksel tek yönlü yarı iletken anahtarların kombinasyonları ile elde edilebilmektedir [45,46,47]. Genel olarak çift yönlü anahtarlar 3 grupta ele alınır:

- 1-) Köprü diyotlu çift yönlü anahtar,
- 2-) Paralel yapılı çift yönlü anahtar,
- 3-) Seri yapılı çift yönlü anahtar. Bu anahtar grubu da,
 - a-) Ortak emiterli seri yapılı çift yönlü anahtar
 - b-) Ortak kollektörlü seri yapılı çift yönlü anahtar olmak üzere iki grupta imal edilirler.

Kontrollü yarı iletken anahtarlar olarak IGBT, MOSFET, MCT ve IGCT gibi anahtarlar kullanılabilir. Ancak diğer güç elektroniği devrelerinde de olduğu gibi IGBT'ler daha fazla tercih edilmektedir [14].



Şekil 2.2 Çift yönlü anahtar yapıları a) Köprü diyotlu b) Paralel yapılı c) Ortak emiterli d) Ortak kollektörlü

2.2.1. Köprü Diyotlu Çift Yönlü Anahtar

Köprü diyotlu çift yönlü anahtar yapısında tek bir kontrollü yarı iletken anahtar kullanıldığı için çift yönlü anahtar yapıları arasında en sade olanıdır. Şekil 2.2(a)'da Köprü diyotlu çift yönlü anahtar yapısı gösterilmiştir. Burada kullanılan anahtar tek yönlüdür. Bu anahtara, çift yön özelliği kazandıran köprü diyot yapısıdır. Akım her iki yönde akarken, sadece iki diyot ve anahtar; akım yönüne bağlı olarak birbirlerine göre çapraz bağlı olan iki diyot iletimdedir.

Bu çift yönlü anahtar yapısının, diğer anahtar yapılarına göre dezavantajları şunlardır:

- 1) Anahtar her iki alternansta da akımı taşıdığı için diğer yapılar da kullanılan anahtarlara göre akım sınırı daha büyük olan bir anahtar seçilmelidir.
- 2) Akımın her iki yönünde de sadece iki diyot ve bir anahtar iletimde olduğu için diğer çift yönlü anahtar yapılarına göre anahtar üzerine düşen gerilim düşümlerine bağlı olarak toplam anahtar kayıpları daha fazladır.
- 3) Eğer dönüştürücüde yüksek anahtarlama frekansı kullanılıyor ise diyotların hızlı düzelme zamanına sahip olması gerekir.
- 4) Anahtar hücresi vasıtasıyla akımın yönü kontrol edilememektedir. Çoğu komütasyon teknikleri bir hücredeki her bir IGBT'nin bağımsız olarak kontrolüne dayandığından, bu durum köprü diyotlu anahtar için bir dezavantaj oluşturmaktadır.

Bu anahtar yapısının en büyük avantajı ise akımın sadece tek bir anahtar tarafından taşınmasıdır. Böylece her bir hücre için sadece bir kapı sürücüsü yeterli olmaktadır [1,13,14,46,47].

2.2.2. Paralel Yapılı Çift Yönlü Anahtar

Bu yapı ters paralel bağlı 2 diyot ve 2 IGBT anahtarından oluşur. Şekil 2.2(b)'de paralel yapılı çift yönlü anahtar yapısı gösterilmiştir. Bu yapıda kullanılan diyotların görevi çift yönlü anahtarın ters yönde dayanabileceği gerilimi arttırmaktır. Bu yapıda iki tane izolasyonlu sürme devresine ihtiyaç vardır. Köprü diyotlu çift yönlü anahtar yapısıyla kıyaslırsak iletim yönünde bir diyot ve bir anahtar olduğundan iletim yönündeki gerilim düşümü ve dolayısıyla iletim yönündeki kayıpları daha azdır ve anahtarlar bağımsız olarak kontrol edilirler. Fakat içerdiği kontrollü anahtar sayısı daha fazla olduğundan maliyeti köprü diyotlu yapıya göre daha fazladır [1,2,5].

2.2.3. Ortak Emiterli Seri Yapılı Çift Yönlü Anahtar

Bu yapıda iki diyot ve iki IGBT anti-paralel olarak Şekil 2.2(c)'de gösterildiği gibi bağlanmıştır. Bu yapıyla çift yönlü anahtarda akım yönü birbirinden bağımsız olarak kontrol edilebilir ve bu anahtar yapısındaki diyotlar, anahtarın ters gerilim bloke kapasitesini arttırmaları. Akımın her iki yönünde de sadece bir diyot ve bir anahtar iletimdedir. Köprü diyotlu çift yönlü anahtar yapısıyla kıyaslandığında yarı iletken kayıpları daha azdır. Çift yönlü anahtardaki her iki anahtar da ortak emiter noktasına göre aynı gerilim kaynağı ile sürülebileceğinden, bu yapıda çift yönlü anahtarın sürülmesi için tek bir izolasyonlu güç kaynağı yeterlidir. Bu tip anahtarlarla oluşturulacak 3 fazlı matris dönüştürücülerde anahtarları sürmek için 9 adet izolasyonlu güç kaynağı gereklidir [1,2,14].

2.2.4. Ortak Kollektörlü Seri Yapılı Çift Yönlü Anahtar

Ortak kollektörlü çift yönlü anahtar yapısı Şekil 2.2(d)' de gösterilmiştir. Bu yapı Şekil 2.3d' den de görüldüğü gibi ortak emiterli çift yönlü anahtar yapısına çok benzerdir. Bu yapıda IGBT'ler, ortak kollektör konfigürasyonuna göre düzenlenmiştir. Bu anahtar yapısında da ortak emiterli anahtar yapısında olduğu gibi iletim süresince çift yönlü bir anahtardaki bir anahtar ve bir diyot iletimdedir. Bu yüzden bu iki anahtar yapısındaki iletim kayıpları aynıdır.

Bu anahtar yapısının avantajı; 3 fazlı bir matris dönüştürücüde çift yönlü anahtarları sürmek için sadece 6 izolasyonlu güç kaynağına gerek duymasıdır. Bu yapıda, her bir çıkış fazını oluşturan 3 tane çift yönlü anahtarın emiterleri girişin aynı fazına bağlanmaktadır. Ancak, bu bağlantı yapısı, genellikle büyük pratik sistemlerde komutasyon hücreleri arasındaki indüktansın neden olduğu problemlerden dolayı uygun değildir [1,2,14].

Matris dönüştürücü uygulamaları içerisinde en fazla kullanılan çift yönlü anahtar yapısı ortak emiterli seri yapılı çift yönlü anahtar yapısıdır.

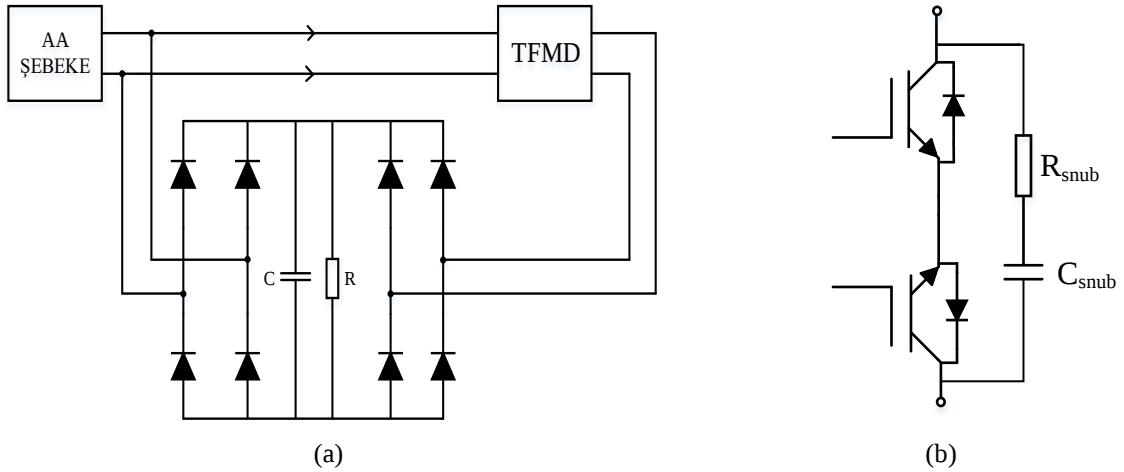
2.3. Matris Dönüştürücülerde Koruma

Matris dönüştürücülerde kullanılan yarıiletken anahtarların zarar görmemesi için, bu dönüştürücülerde aşırı gerilim ve aşırı akım koruma devrelerine gereksinim vardır. Etkili ve sağlam bir koruma stratejisi, güç dönüştürücülerinin kararlı ve güvenilir çalışmasında önemli bir rol oynamaktadır. Matris dönüştürücülerde, aşırı gerilimler, AA şebekeye bağlı gerilim dalgalanmaları, anahtar komutasyon hataları, zamanlama yanlışlıkları, çıkış motor akımının kesilmesi gibi nedenlerden dolayı arıza durumları meydana gelebilir. Aşırı akımlar, dönüştürücünün iki giriş fazının kısa devre olması veya çıkış hat-hat / hat-toprak kısa devresi nedeniyle meydana gelebilir. Bu gibi durumlarda koruma stratejisi olarak genellikle bütün anahtarların kesime götürülmesi gerekir. Fakat bu durumda indüktif yükün akımı için dönüştürücüde serbest dolaşım yolları mevcut olmalıdır. Matris dönüştürücüler yapısı gereği, anahtarlar iletimden çıkarıldığında eviricilerde olduğu gibi, serbest dolaşım yollarına sahip değildirler. Akım; anahtara mevcut bir sinyal geldiğinde akmak için sadece bir yol bulabilir. Matris dönüştürücülerde yük akımı daima bir kontrollü anahtardan diğerine aktarılır [1,2,5,14,19,44]. Şekil 2.3(a)'da tek fazlı matris dönüştürücü için kenetleme devresi verilmiştir.

Bu sebeplerden dolayı dönüştürücünün zarar görmemesi için bir takım koruma devrelerine ihtiyaç duyulmaktadır. Bu devreler kenetleme ve snubber devreleridir. Kenetleyici ve Snubber devrelere hata şartları veya komutasyon boyunca akım akışına bir yol sağlamak için gereksinim duyulur. Matris dönüştürücüyü kısa devreye karşı korumak için tüm anahtarları basit bir şekilde kesime sokmak indüktif yük akımı için uygun değildir. Çünkü, bu durumda akımı kesilen indüktif yük, çok yüksek geçici gerilimlere neden olacak veya matris dönüştürücünün giriş tarafında aşırı gerilimler görülebilecektir. Yük ve kaynaktan gelen aşırı gerilimden kaçınmak için yaygın olarak kullanılan çözümlerden biri kenetleme devresi kullanmaktır. Kenetleyici devre bütün anahtarlar açıldığında, indüktansın akımının kesilmesinden dolayı meydana gelen ve anahtarlara zarar veren bu pik gerilimini önlemek için indüktansta depolanan enerjiyi sonlandırmaya yardım eder. Kenetleme devresi matris dönüştürücünün giriş ve çıkışına eklenen 2 köprü diyot devresinden ibarettir. Kenetleme devresindeki kondansatör, indüktif yük akımına karşılık gelen geçici enerjiyi depolar. Paralel bağlanan direnç ile kondansatörde depolanan enerji boşaltılır [1,2,5,14,19,44].

Matris dönüştürücülerde, giriş kısa devresinden korunabilmek ve dönüştürücünün her bir bacağına bulunan çift yönlü anahtarların aynı anda iletimde olmalarını engellemek ve dolayısıyla şebekeyi kısa devre etmemek için ölü zaman kullanılmalıdır [29]. Snubber devreleri, anahtarın iletimi veya kesimi esnasında meydana gelen gerilim ve akım genliklerinin yükselme eğrilerini sınırlandırarak yarı iletken anahtarları korurlar. Şekil 2.3(b)'de ortak emiterli çift yönlü anahtar snubber devresiyle gösterilmiştir.

Snubber devresi bir direnç ve bir de kapasiteden oluşur. Bu elemanların seçimi çok önemlidir. R_{snub} elemanı, anahtarın iletimde olduğu süre içinde, snubber kondansatörünü uygun değere boşaltabilecek bir zaman sabiti oluşturmaktadır. Bu boşalma süresi, anahtarları süren en küçük darbe süresinden daha küçük olmalıdır. Kondansatörün boşalma akımının tepe değeri de R_{snub} direncine bağlıdır. Bu akım iletimdeki anahtar için ek bir akımdır. Ayrıca snubber devresinden geçen akımın R_{snub} direncinin ısınmasına sebep olacak bir kayıp güç oluşturacağı göz önüne alınmalıdır. Ölü zaman süresince snubber devresinden geçen akım buradaki kondansatörü dolduracağından, bu süre zarfında kondansatör geriliminin yükseleceği değerin anahtarın ileri yönde dayanma geriliminden küçük olmasına dikkat edilmelidir. Bu durumlar göz önüne alınarak tasarlanan snubber devresindeki R_{snub} ve C_{snub} elemanları seçilmelidir [5].



Şekil 2.3 TFMD için a) Kenetleme devresi b) Snubber devresi

2.4. Giriş Hat Filtresi

Giriş filtresi Şekil 2.6 dan da görüldüğü gibi AA şebeke ve matris dönüştürücü arasında bir ara yüz rolü oynar. Giriş filtresinin temel özelliği her bir PWM sinyali boyunca dönüştürücünün giriş gerilimindeki önemli değişimlerini önlemek ve AA şebekeye doğru istenmeyen harmonik akımlarının akmasına engel olmaktır [48].

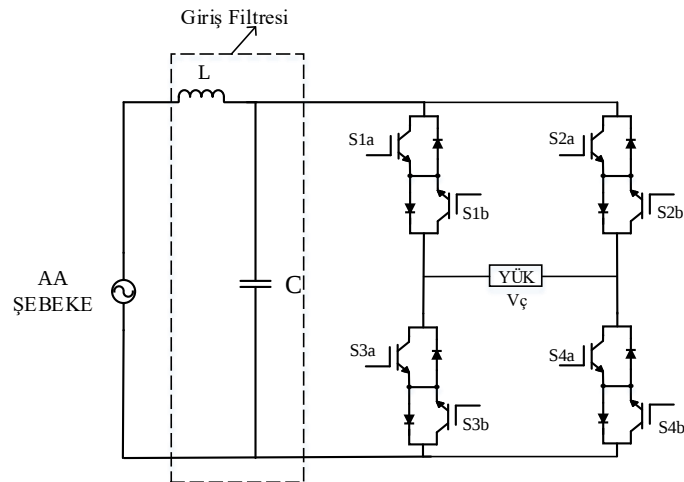
Matris dönüştürücünün filtre edilmemiş giriş akımı, giriş akımı temel frekansı, ona ait alt harmonikler ve anahtarlama frekansı harmoniklerini içerir.

Matris dönüştürücü de giriş filtresine, anahtarlama gürültüsünün giriş gerilimine etkisini azaltmak için ihtiyaç duyulur. Bu giriş AA kaynak girişi ile çıkış arasında bir tampon devre olarak davranır. Şekil 2.4’de bu durum gösterilmiştir.



Şekil 2.4 TFMD için giriş filtresi bağlantı bloğu

Giriş filtresi kullanılarak giriş gerilim ve akımı, çıkış anahtarındaki gürültüdeki ani bir değişiklikten etkilenmeyecektir. Daha da önemlisi Matris Dönüştürücü için giriş akımı süreksiz olduğundan giriş filtresi AA kaynağın çıkış harmonik etkilerini de azaltabilir. Dikkat edilmesi gereken bir diğer unsur ise giriş filtresinin boyutunun uygun bir değerde tutulabilmesi için, akımın belli bir seviyede tutulma zorunluluğudur [44]. Şekil 2.5’de tek fazlı matris dönüştürücü ve giriş filtre bağlantı şeması gösterilmiştir.



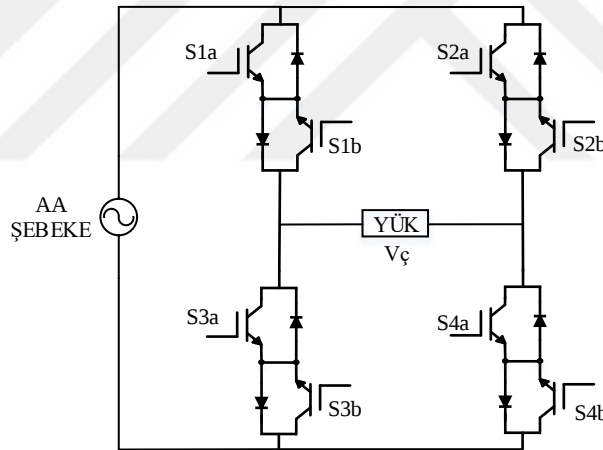
Şekil 2.5 TFMD ve giriş filtre bağlantı şeması

3. TEK FAZLI MATRİS DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN AA-AA FREKANS DÖNÜŞTÜRÜCÜ OLARAK ÇALIŞMA DURUMU İÇİN GÜVENSİZ KOMUTASYON STRATEJİSİ

3.1. Giriş

Tezin bu bölümünde; literatürde genel olarak komutasyon olumsuzlukları dikkate alınmadan sadece belirli frekans değerleri için analiz edilen tek fazlı matris dönüştürücü, geniş bir frekans aralığı için analiz edilmiştir.

Şekil 3.1’de tek fazlı matris dönüştürücünün güvensiz komutasyon stratejisi için kullanılan devre konfigürasyonu verilmiştir. Bu devrede dört tane çift yönlü anahtar kullanılır. Bu anahtarlar akımı her iki yönde iletme ve ileri–ters yönde ki gerilimleri bloke etme özelliğine sahip olmalıdır [19]. Modelde yarı iletken güç anahtarı olarak IGBT kullanılmıştır.



Şekil 3.1 Tek fazlı matris dönüştürücünün devre konfigürasyonu

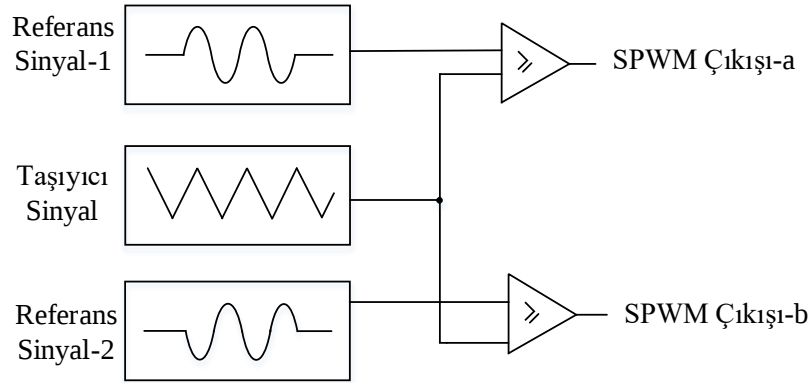
[22,23]’ de verilen çalışmalarda kullanılan devre konfigürasyonu üzerinde anahtarların isimlendirilmesinde değişiklik yapılmıştır. Burada amaç, tüm anahtarların isimlendirilmesini aynı standarda oturtmak ve yapılacak Matlab/Simulink modelinde aynı devre konfigürasyonu ve sürme devresi üzerinden, istenilen çıkış frekans değerlerini elde etmektir.

3.2. Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu (SPWM)

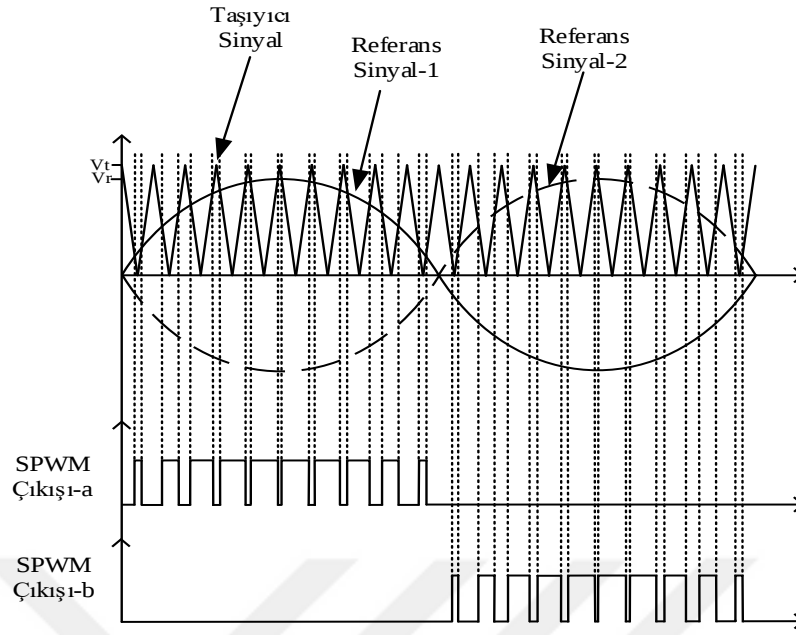
Bu modelde anahtarlara uygulanan sürme işaretlerini elde etmek için sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu kullanılmıştır (SPWM). SPWM yüksek frekanslı üçgen taşıyıcı dalga ile düşük frekansta sinüzoidal referans dalganın karşılaştırılması esasına dayanır. Şekil 3.2’de SPWM’in nasıl elde edildiği; Şekil 3.3’de ise anahtarlama anlarının nasıl belirlendiğini gösteren ve aynı zamanda modelde kullanılacak olan SPWM-a ve SPWM-b çıkış dalga şekilleri verilmiştir.

Bu iki dalganın kesişim noktaları ise anahtarlama anlarını belirler. Her yarım periyottaki darbe sayısı taşıyıcı dalganın frekansına bağlıdır. Sistemin anahtarlama frekansı taşıyıcı dalganın frekansıdır. Referans sinyalin genliği V_r ve taşıyıcı sinyalin genliği ise V_t olarak isimlendirilmiştir. Referans sinyalin genliğinin, üçgen sinyalin genliğine oranı modülasyon indeksini (M_i) verir. Modülasyon indeksi Denklem 3.1’de verilmiştir. Çıkış geriliminin temel bileşeninin genliği M_i ile orantılıdır. Modülasyon indeksi değiştirilerek çıkış geriliminin genliği kontrol edilebilir [22,23].

$$M_i = \frac{V_r}{V_t} \quad (3.1)$$



Şekil 3.2 SPWM'in elde edilmesini gösteren bağlantı şeması



Şekil 3.3 SPWM'in oluşumu

3.3. Tek Fazlı Matris Dönüştürücüde Güvensiz Komutasyon için Anahtarlama Stratejisi

Tek Fazlı matris dönüştürücüde çıkış gerilimin genliği SPWM' deki referans sinyalin genliği tarafından, çıkış frekansı ise anahtarlama örüntüsü ile belirlenir. Anahtarlama örüntüsü değiştirilerek istenilen çıkış frekansları elde edilir.

Bu bölümde giriş frekansının katları ve askatlarında çıkış frekansı elde edilecektir. 50 Hz'lik bir giriş frekansı için 12.5 Hz, 25 Hz, 50 Hz, 100 Hz ve 150 Hz çıkış frekanslarını elde etmek için kullanılan anahtarlama stratejisi verilecektir. Tek fazlı matris dönüştürücünün bu bölümdeki anahtarlama stratejisi için kullanılacak devre konfigürasyonu Şekil 3.1'deki gibidir. Dört tane çift yönlü anahtar kullanılmıştır. Bu anahtarlar ortak emiterli olacak şekilde bağlanmıştır. Anahtarlar Sij olarak isimlendirilmiştir. 'i' indisi anahtar numarasını ($i=1,2,3,4$) ve 'j' indisi ise SPWM-a veya SPWM-b çıkış sinyallerini gösterir. Bunun manası, eğer $j=a$ olan bir anahtarın o anda iletimde olması gerekiyorsa SPWM-a çıkışındaki sürme işareti, eğer $j=b$ indisi olan bir anahtar iletime geçecekse SPWM-b çıkışındaki sürme işareti kullanılmalıdır. İstenilen çıkış frekansını elde etmek için oluşturulacak anahtarlama stratejisi temelde dört durum üzerine dayandırılır. Bu stratejide, herhangi bir 't' anı için sadece iki anahtar iletimdedir [22,23].

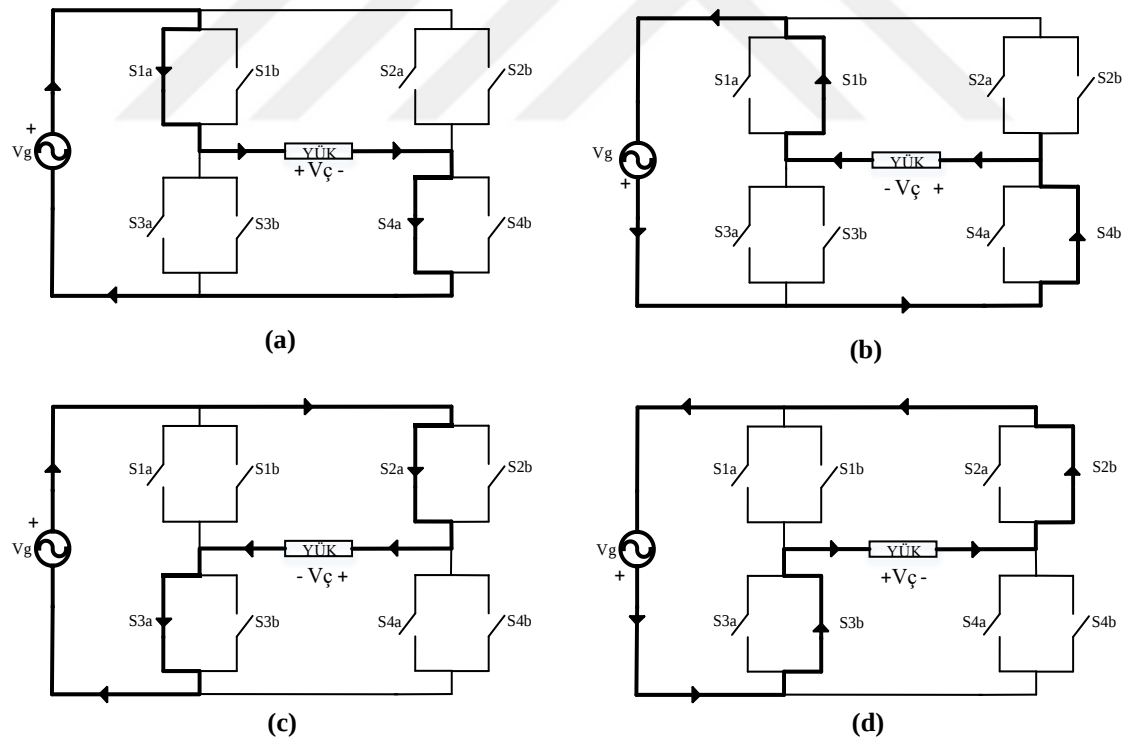
Giriş geriliminin pozitif alternansında $j=a$ indisine sahip anahtarlar ve negatif alternansında da $j=b$ indisine sahip anahtarlar iletimde olacaktır. Bu bölümde incelenen anahtarlama stratejisi temelde dört durumdan oluşmaktadır.

Durum-1: Giriş geriliminin pozitif alternansında, akım akışını sürdürmek için S1a ve S4a anahtarları iletimde tutulacak ve böylece giriş gerilimi pozitif iken çıkış gerilimi de pozitif olacaktır (Şekil 3.4(a)).

Durum-2: Giriş geriliminin negatif alternansı süresince S4b ve S1b anahtarları iletimde tutulacak ve böylece giriş gerilimi negatif iken çıkış gerilimi de negatif olacaktır (Şekil 3.4(b)).

Durum-3: Giriş geriliminin pozitif alternansında S2a ve S3a anahtarları iletimde tutulacak ve böylece giriş gerilimi pozitif iken çıkış gerilimi negatif olacaktır (Şekil 3.4(c)).

Durum-4: Giriş geriliminin negatif alternansı süresince S2b ve S3b anahtarları iletimde tutulacak ve böylece giriş gerilimi negatif iken çıkış gerilimi pozitif olacaktır (Şekil 3.4(d)).



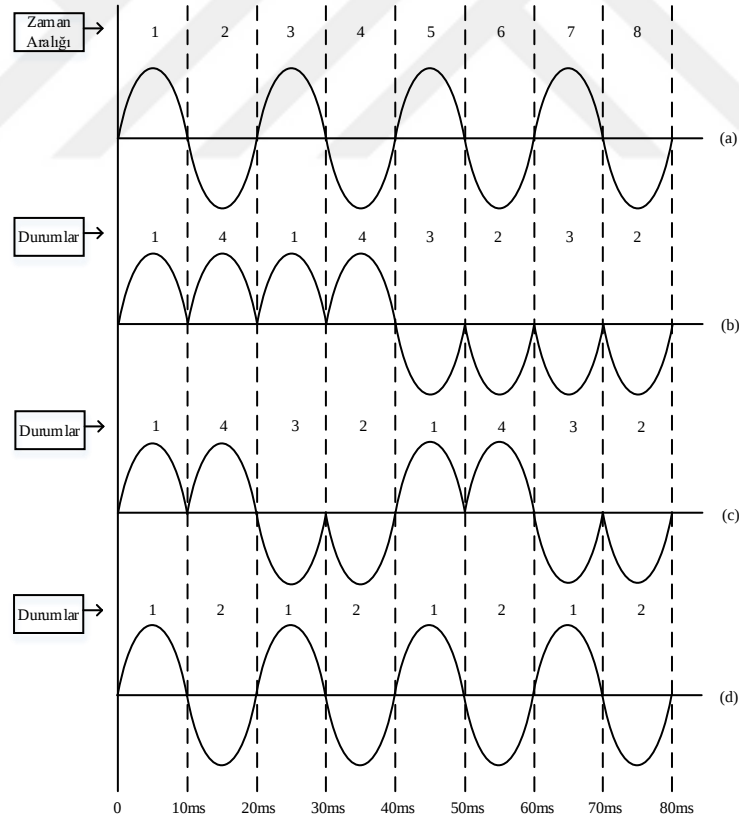
Şekil 3.4 Güvensiz komutasyon için a) Durum-1 b) Durum-2 c) Durum-3 d) Durum-4

Tablo 3.1’de ise güvensiz komutasyon stratejisi için durumlar ve iletimde olan anahtarların gösterimi verilmiştir.

Tablo 3.1 Güvensiz komutasyon stratejisi için durumlar ve iletimde olan anahtarların gösterimi

Giriş Gerilimi	Çıkış Gerilimi	Durumlar	İletimde olan anahtarlar
+	+	1	S1a-S4a
-	-	2	S4b-S1b
+	-	3	S2a-S3a
-	+	4	S3b-S2b

Bu bölümdeki tek fazlı matris dönüştürücünün giriş geriliminin frekansı 50 Hz’dir. Çıkıştan ise 12.5 Hz, 25 Hz, 50 Hz, 100 Hz ve 150 Hz frekanslarında çıkış gerilimi elde edilmek istenmektedir. Şekil 3.5(a)’da giriş geriliminin, (b)’de ise 12.5 Hz, (c)’de 25 Hz ve (d)’de 50 Hz çıkış frekans değerine sahip çıkış gerilimi dalga şekilleri verilmiştir.



Şekil 3.5 a) 50 Hz frekansına sahip giriş gerilimi b) $f_c=12.5$ Hz c) $f_c=25$ Hz d) $f_c=50$ Hz için çıkış dalga şekilleri

Şekil 3.5'deki çıkış dalga şekilleri üzerinde, hangi zaman aralığına hangi durumun karşılık geldiği gösterilmiştir. 50 Hz frekansına sahip giriş gerilim dalgasından 12.5 Hz frekansına sahip çıkış gerilim dalgası elde edilirken;

1. zaman aralığında (0-10 ms): Giriş gerilimi pozitif ve çıkış gerilimi de pozitif olmalıdır. Bu durumda Tablo 3.1'deki 1. durumun gerçekleşmesi gerekmektedir.

2. zaman aralığında (10-20 ms): Giriş gerilimi negatif ve çıkış gerilimi pozitif olmalıdır. Bu durumda Tablo 3.1'deki 4. durumun gerçekleşmesi gerekmektedir.

3. zaman aralığında (20-30 ms): Giriş gerilimi pozitif ve çıkış gerilimi de pozitif olmalıdır. Bu durumda Tablo 3.1'deki 1. durumun gerçekleşmesi gerekmektedir.

4. zaman aralığında (30-40 ms): Giriş gerilimi negatif ve çıkış gerilimi pozitif olmalıdır. Bu durumda Tablo 3.1'deki 4. durumun gerçekleşmesi gerekmektedir.

5. zaman aralığında (40-50 ms): Giriş gerilimi pozitif ve çıkış gerilimi de negatif olmalıdır. Bu durumda Tablo 3.1'deki 3. durumun gerçekleşmesi gerekmektedir.

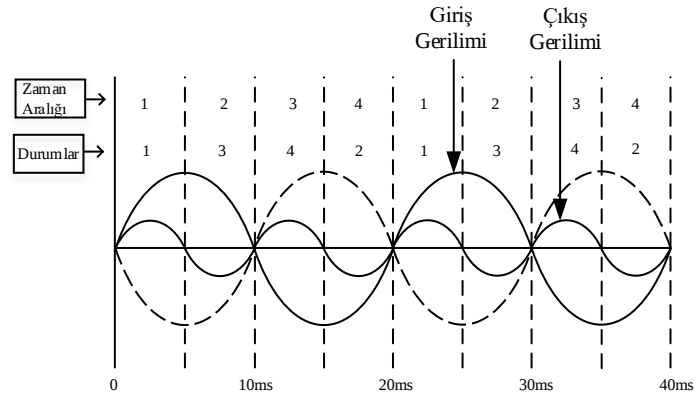
6. zaman aralığında (50-60 ms): Giriş gerilimi negatiftir ve çıkış gerilimi de negatif olmalıdır. Bu durumda Tablo 3.1'deki 2. durumun gerçekleşmesi gerekmektedir.

7. zaman aralığında (60-70 ms): Giriş gerilimi pozitif ve çıkış gerilimi de negatif olmalıdır. Bu durumda Tablo 3.1'deki 3. durumun gerçekleşmesi gerekmektedir.

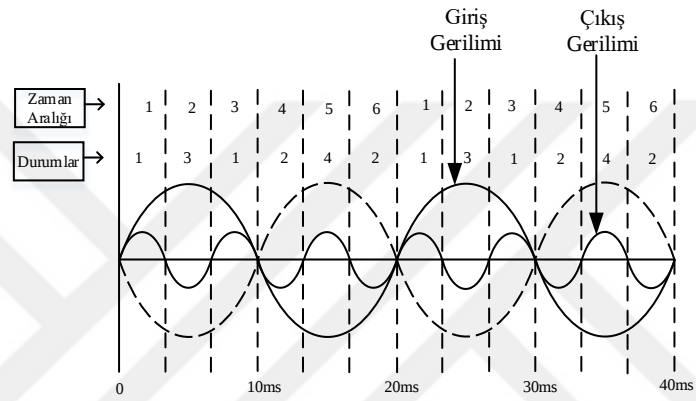
8. zaman aralığında (70-80 ms): Giriş gerilimi negatiftir ve çıkış gerilimi de negatif olmalıdır. Bu durumda Tablo 3.1'deki 2. durumun gerçekleşmesi gerekmektedir.

12.5 Hz çıkış frekansı elde edilirken kullanılan algoritmaya benzer şekilde 25 Hz ve 50 Hz çıkış frekansına sahip çıkış gerilim dalga şekilleri elde edilebilir (Şekil 3.5(c ve d)). Giriş gerilimi sabit zaman aralıklarına bölünmüş ve bu zaman aralıklarında istenilen çıkış frekansının elde edilebilmesi için gerekli durumlar çıkış gerilim dalga şekillerinin üzerine yazılmıştır. Anahtarlama örüntüsü buna göre oluşturulacaktır.

Şekil 3.6(a) ve (b)'de giriş frekansının üst katları yani 100 ve 150 Hz frekanslarına sahip çıkış geriliminin dalga şekilleri verilmiştir.



(a)



(b)

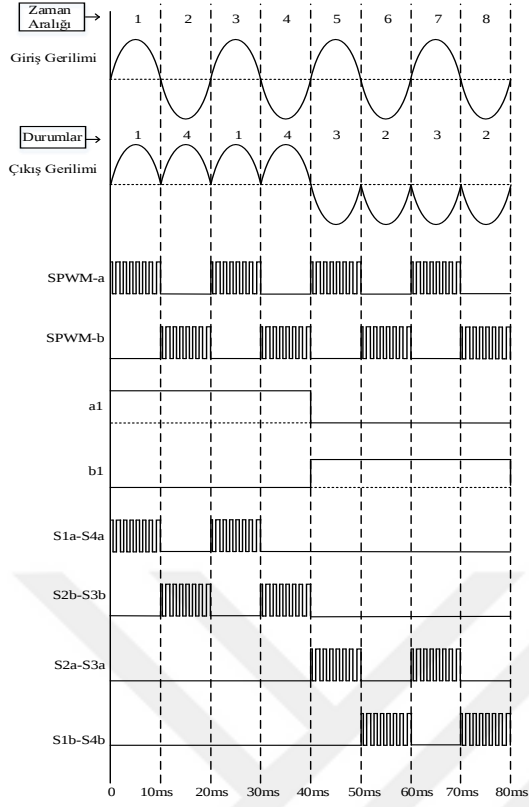
Şekil 3.6 a) $f_c=100$ Hz b) $f_c=150$ Hz için çıkış dalga şekilleri

Şekil 3.7(a)'da, 12.5 Hz frekansına sahip bir çıkış gerilimi elde etmek için kullanılan; SPWM-a çıkış sinyali, SPWM-b çıkış sinyali, darbe üretici çıkışları a1 ve b1 sinyalleri ile S1a-S4a, S2b-S3, S2a-S3a ve S1b-S4b anahtarlarına uygulanması gereken sinyaller gösterilmiştir.

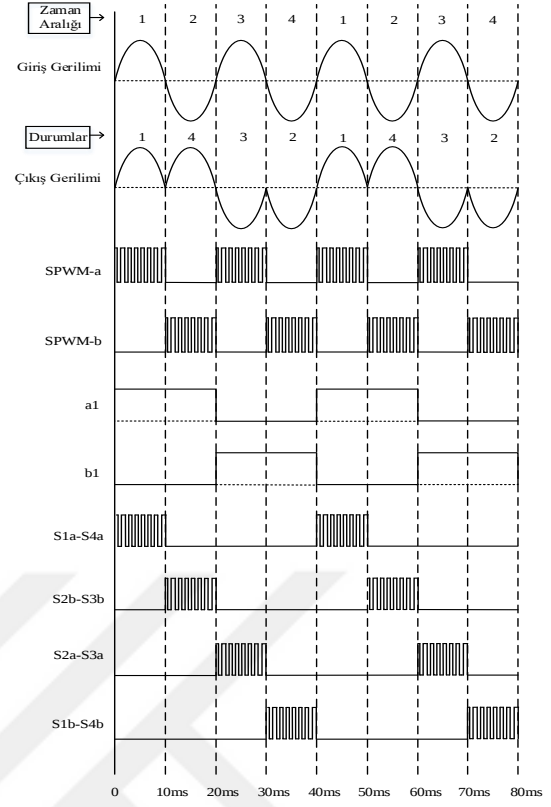
Bu modelde darbe üreticinin frekansı sistemin çıkış frekansına eşittir. SPWM işaretinin frekansı ise tüm çıkış frekans değerleri için 50 Hz'dir.

Şekil 3.7(b)'de 25 Hz, (c)'de 100 Hz ve (d)'de 150 Hz çıkış frekansı elde etmek için anahtarlara uygulanması gereken sinyaller verilmiştir.

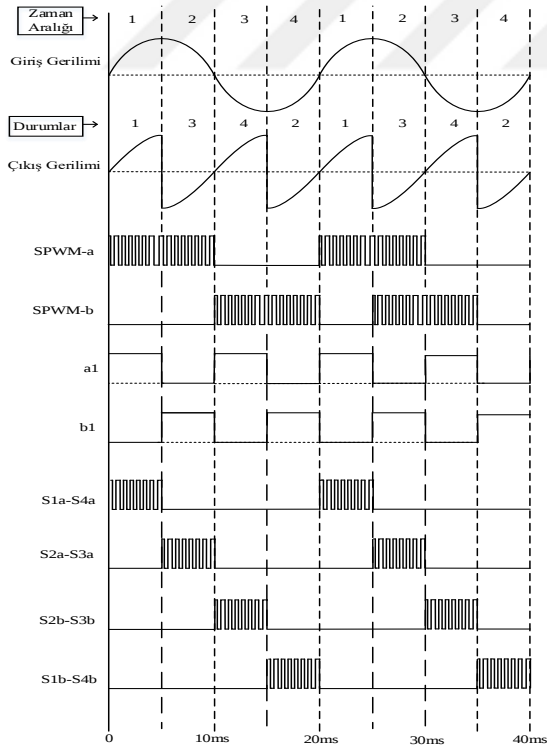
Tablo 3.2'de 12.5 Hz, 25 Hz, 50 Hz, 100 Hz ve 150 Hz frekanslarında çıkış gerilimi elde etmek için hangi zaman aralığında hangi durumun gerçekleşmesi gerektiği ve iletimde olan anahtarlar gösterilmiştir.



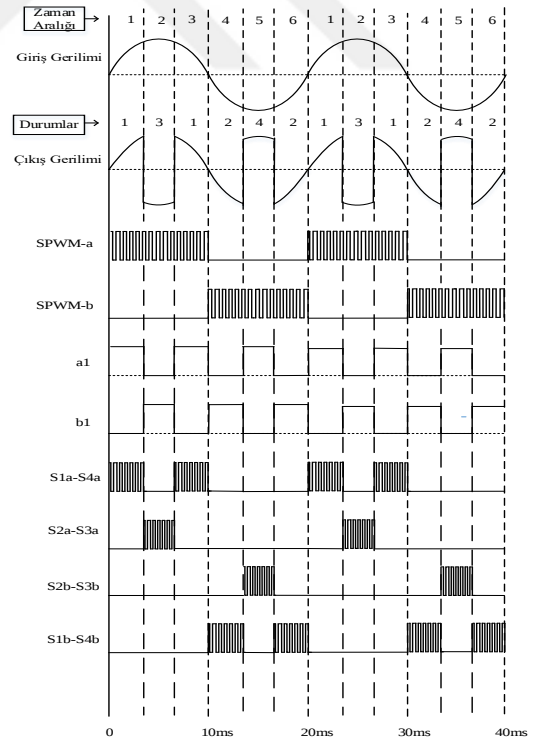
(a)



(b)



(c)



(d)

Şekil 3.7 a) $f_c = 12.5$ Hz b) $f_c = 25$ Hz c) $f_c = 100$ Hz d) $f_c = 150$ Hz için anahtarlama örüntüsü

Tablo 3.2 Güvensiz komutasyon stratejisi için anahtarlama dizisi

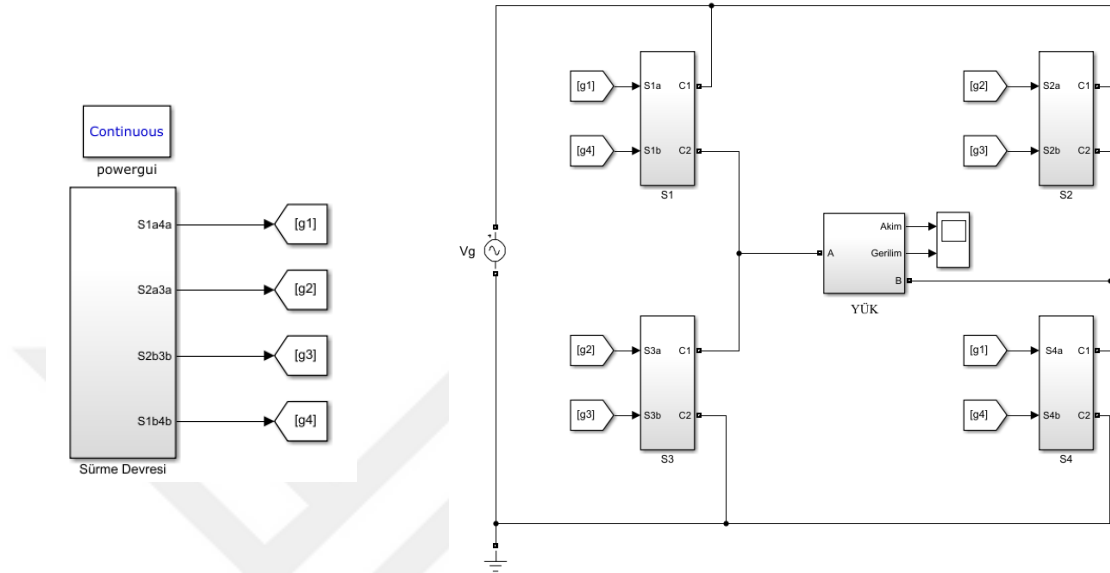
Giriş Frekansı	Çıkış Frekansı	Zaman Aralığı	Durum	İletimde Olan Anahtarlar
50 Hz	12.5 Hz	1	1	S1a-S4a
		2	4	S3b-S2b
		3	1	S1a-S4a
		4	4	S3b-S2b
		5	3	S2a-S3a
		6	2	S4b-S1b
		7	3	S1b-S2b
		8	2	S4b-S1b
	25 Hz	1	1	S1a-S4a
		2	4	S3b-S2b
		3	3	S1b-S2b
		4	2	S4b-S1b
	50 Hz	1	1	S1a-S4a
		2	2	S4b-S1b
	100 Hz	1	1	S1a-S4a
		2	3	S1b-S2b
		3	4	S3b-S2b
		4	2	S4b-S1b
	150 Hz	1	1	S1a-S4a
		2	3	S1b-S2b
		3	1	S1a-S4a
		4	2	S4b-S1b
		5	4	S3b-S2b
		6	2	S4b-S1b

3.4. Tek Fazlı Matris Dönüştürücünün Güvensiz Komutasyon Durumuna İlişkin

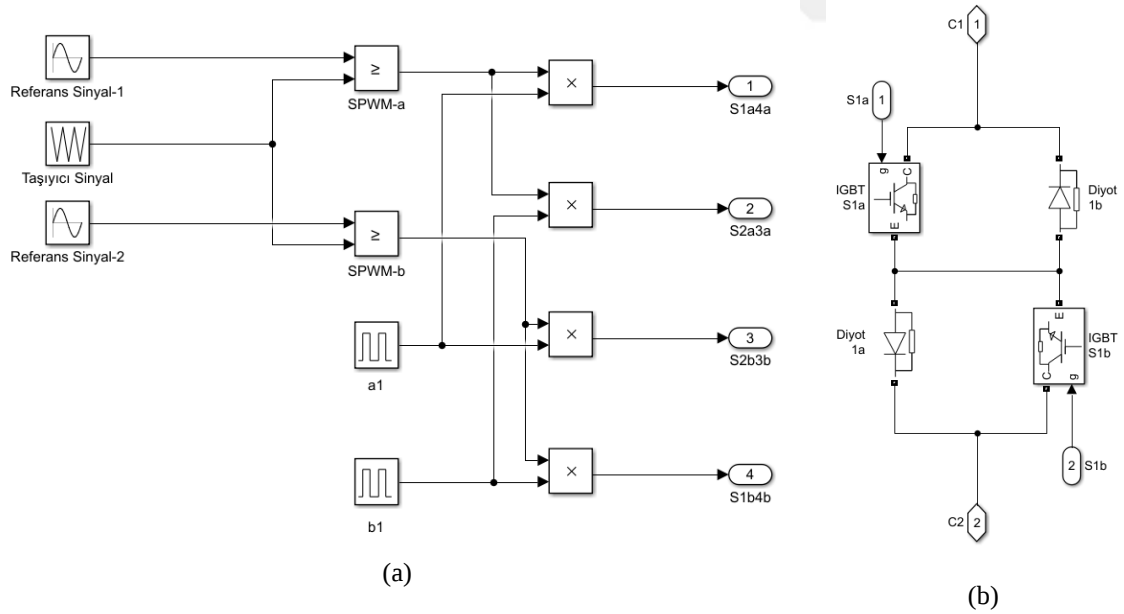
Matlab/Simulink Modeli

Bu bölümde tek fazlı matris dönüştürücünün güvensiz komutasyon durumu için Matlab/Simulink modeli incelenmiştir. Şekil 3.8’de ise tek fazlı matris dönüştürücüye ilişkin Matlab/Simulink modeli verilmiştir. Bu modelde sürme devresindeki referans dalgaının frekansı 50 Hz olarak alınmıştır. Bu değer tüm çıkış frekanslarında sabittir. Çıkıştan istenilen frekans değeri sürme devresindeki a1 ve b1 olarak isimlendirilen darbe üreticinin frekansı olarak girilecektir. Böylece aynı devre konfigürasyonu üzerinden sadece darbe üretici frekansı değiştirilerek istenilen çıkış frekansı elde edilebilir. Şekil 3.9(a)’da sürme devresinin (b)’de ortak emiterli çift yönlü anahtarın ve Şekil 3.10’da yük devresinin Matlab/Simulink modeli gösterilmiştir.

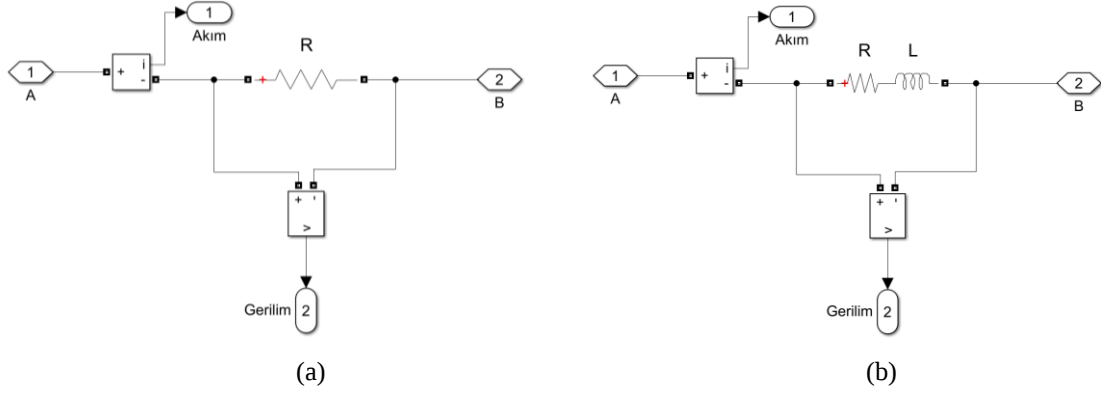
Yapılan modelde giriş gerilimi 220V ve frekansı da 50 Hz'dir. Anahtarlama frekansı sürme devresindeki taşıyıcı sinyalin frekansıdır bu değer simülasyonda 2 kHz olarak alınmıştır. R yükünün değeri 60 Ω ve L değeri 6 mH' dir.



Şekil 3.8 TFMD'nin Matlab/Simulink modeli



Şekil 3.9 a) Sürme devresinin b) Ortak emiterli çift yönlü anahtar yapısının Matlab/Simulink modeli



Şekil 3.10 a) R yükü b) RL yükü için Matlab/Simulink modeli

Şekil 3.11’de tek fazlı matris dönüştürücünden 25 Hz frekansına sahip bir çıkış gerilimi elde etmek için SPWM işareti ve darbe üretici çıkışları verilmiştir. Şekil 3.11’den de görüldüğü gibi SPWM işaretindeki referans dalgaının frekansı 50 Hz, taşıyıcı dalgaının frekansı 2 kHz ve modülasyon indeksi 0.75’dir.

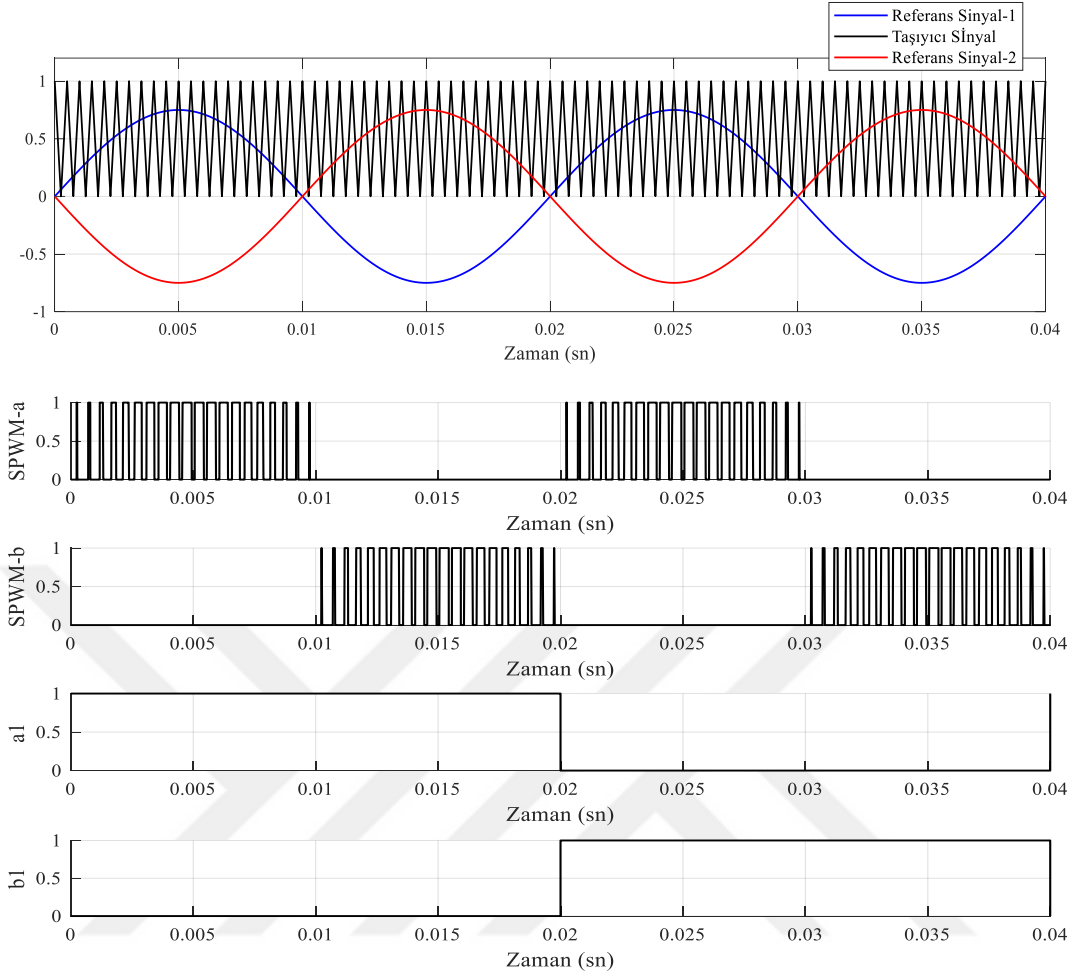
25 Hz frekansına sahip çıkış gerilimi elde etmek için darbe üreticinin frekansı 25 Hz olarak girilmiştir. Bu yapılan model de darbe üreticinin frekansı sistemin çıkış frekans değerinde girilerek model üzerinde hiçbir değişiklik yapmadan tüm çıkış frekansları değerlerine sahip çıkış gerilimi elde edilmiştir.

Şekil 3.12’de 25 Hz çıkış frekansı elde etmek için anahtarlara uygulanan sürme işaretleri verilmiştir. Şekil 3.13’de sırasıyla R yükü ile yüklenen TFMD’nin 5 Hz, 12.5 Hz, 25 Hz, 50 Hz, 100 Hz ve 150 Hz çıkış frekanslarına sahip yük akımı ve yük gerilimi dalga şekilleri verilmiştir.

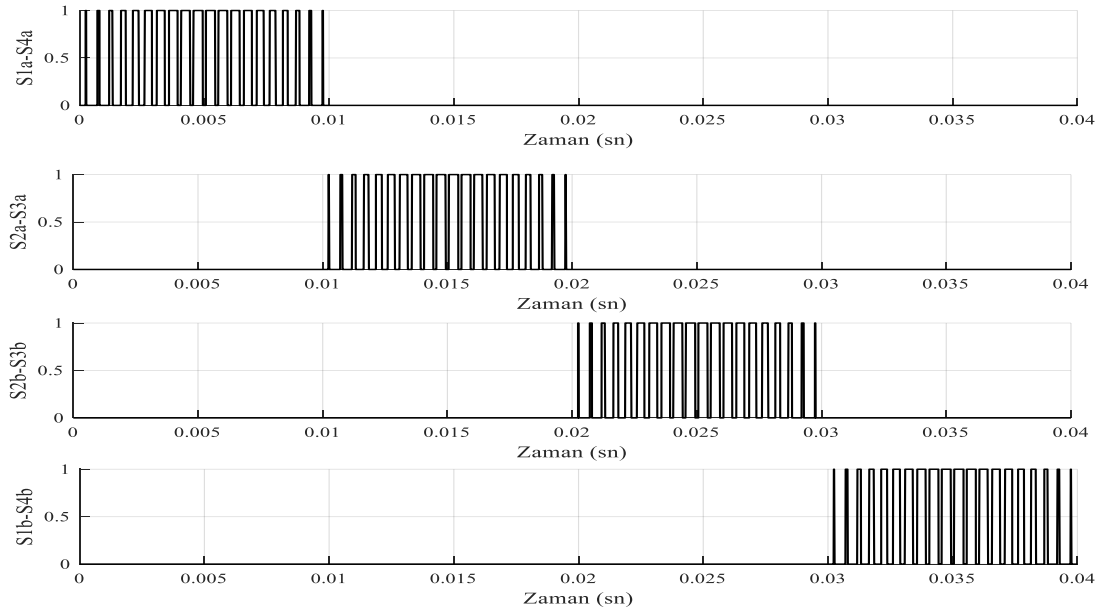
Şekil 3.14’de R yükü ile yüklenen tek fazlı matris dönüştürücünün (a)’da 30 Hz ve (b)’de 70 Hz frekans değerlerine sahip çıkış gerilimi dalga şekilleri verilmiştir.

Şekil 3.15(a)’da RL yükü ile yüklenen tek fazlı matris dönüştürücünün 25 Hz (b)’de 100 Hz çıkış frekansı için yük akımı ve gerilimi dalga şekilleri verilmiştir.

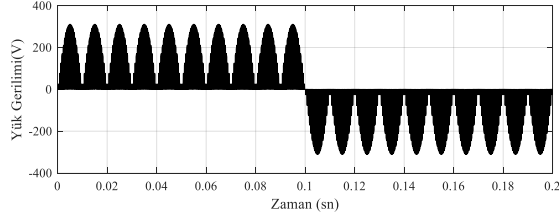
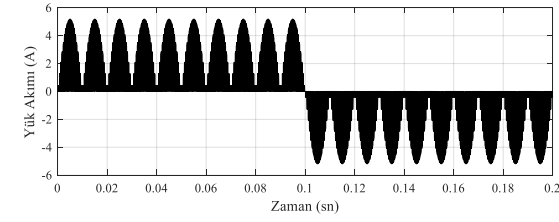
Şekil 3.16’da 25 Hz çıkış frekansı için (a)’da R yükü (b)’de RL yükü için çıkış geriliminin harmonik analizi yapılmıştır. Şekil 3.15’deki gerilim dalga şeklinden ve Şekil 3.16(b)’deki harmonik analizinden de bu bölümde anlatılan anahtarlama stratejisinin RL yükü için uygun olmadığı görülmüştür.



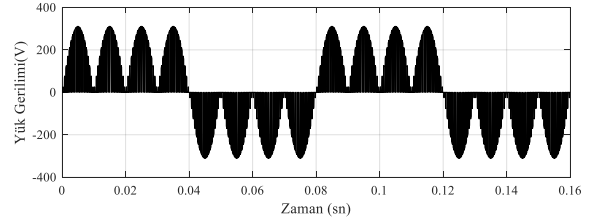
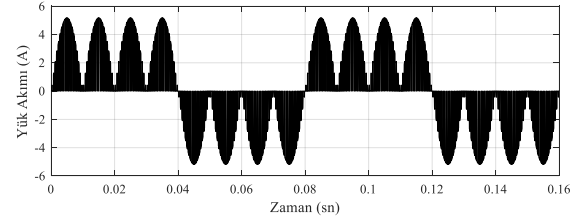
Şekil 3.11 $f_c=25$ Hz için SPWM ve darbe üretici çıkışları



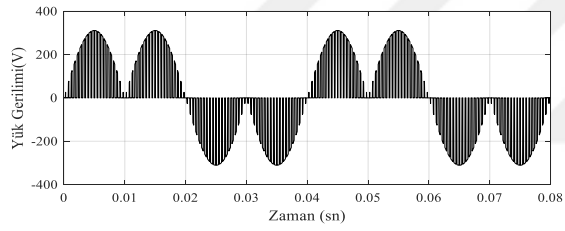
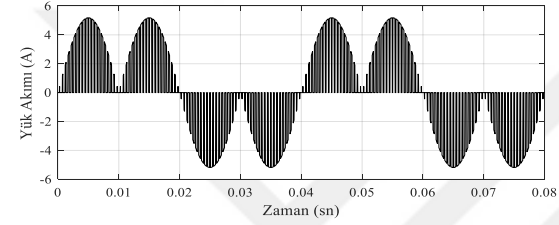
Şekil 3.12 $f_c=25$ Hz için anahtarlara uygulanan sürme işaretleri



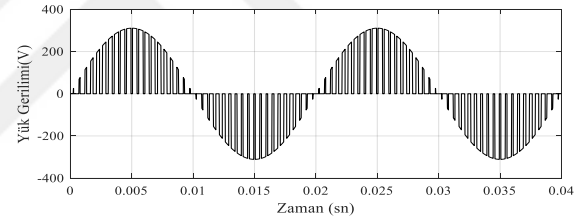
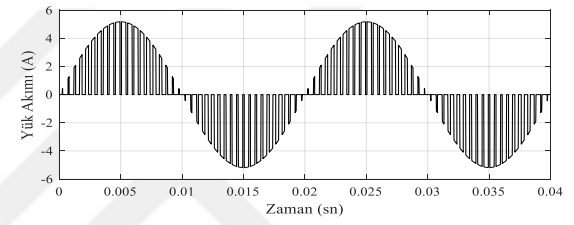
(a)



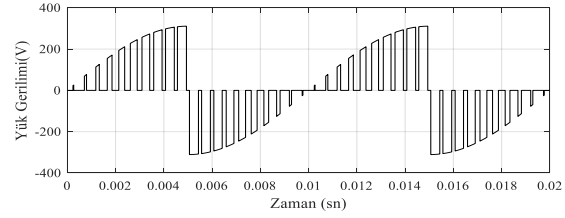
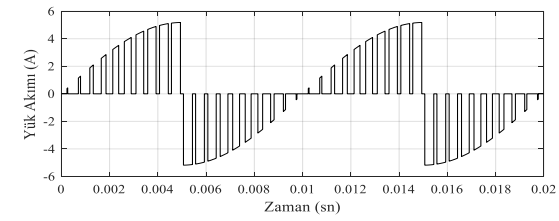
(b)



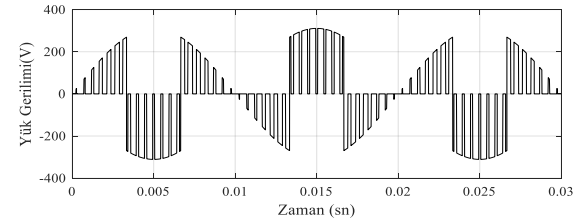
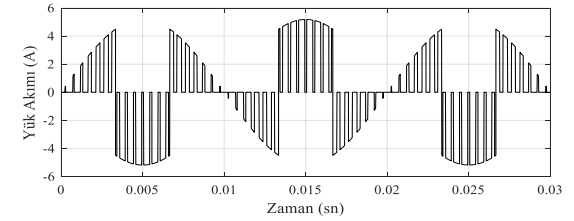
(c)



(d)

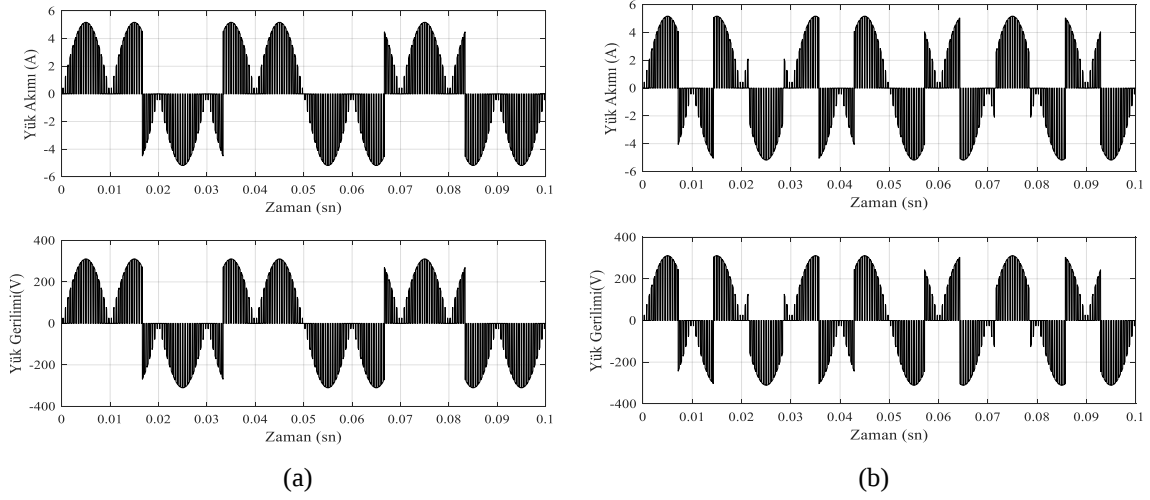


(e)

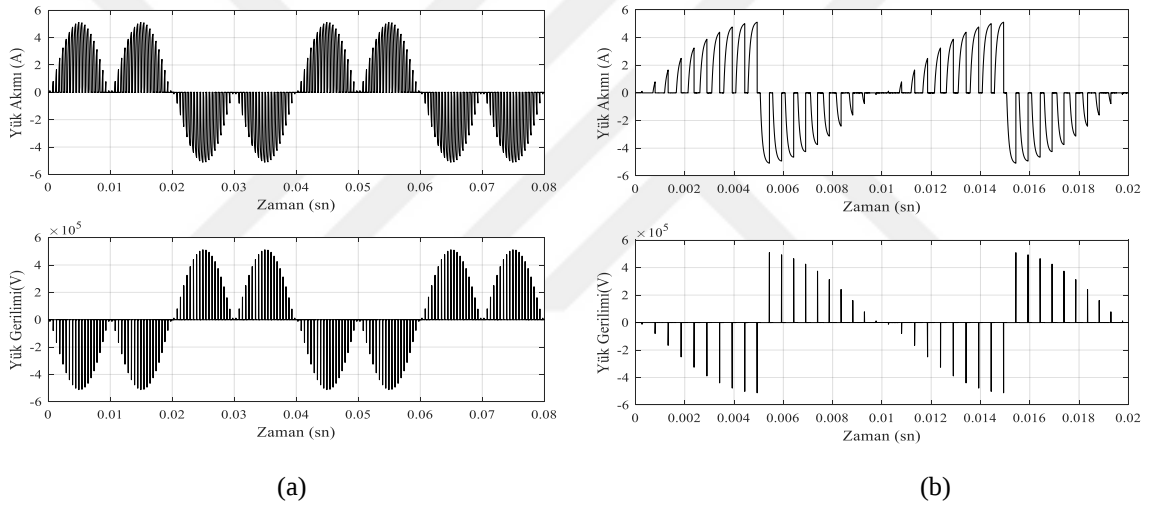


(f)

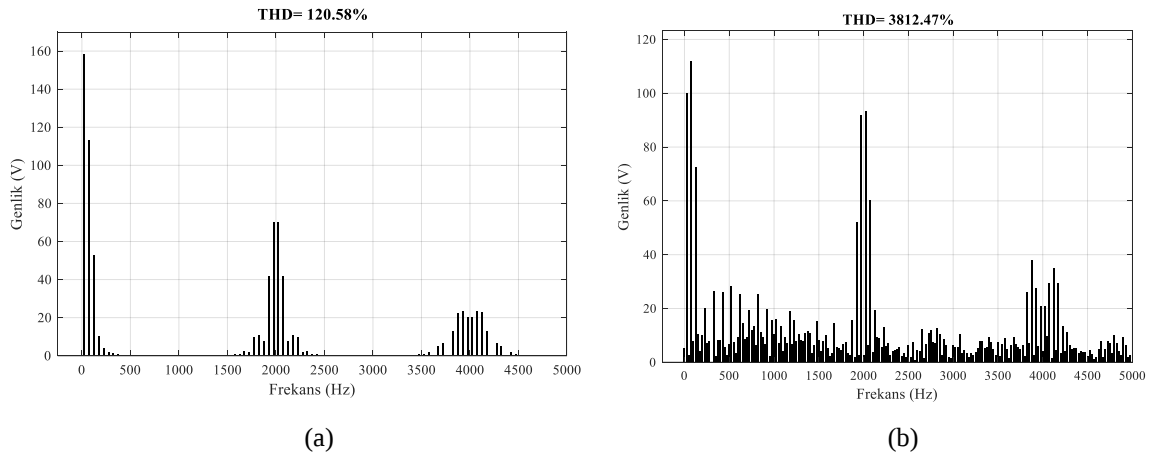
Şekil 3.13 R yükü ile yüklenen, TFMD'nin a) $f_c=5$ Hz b) $f_c=12.5$ Hz c) $f_c=25$ Hz d) $f_c=50$ Hz e) $f_c=100$ Hz f) $f_c=150$ Hz için yük akımı ve yük gerilimi dalga şekilleri



Şekil 3.14 R yükü ile yüklenen, TFMD'nin a) $f_c=30$ Hz b) $f_c=70$ Hz için yük akımı ve yük gerilimi dalga şekilleri



Şekil 3.15 RL yükü ile yüklenen, TFMD'nin a) $f_c=25$ Hz b) $f_c=100$ Hz için yük akımı ve yük gerilimi dalga şekilleri



Şekil 3.16 TFMD'nin $f_c=25$ Hz için a) R yükü b) RL yükü için yük geriliminin harmonik spektrumu

4. TEK FAZLI MATRİS DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN AA-AA FREKANS DÖNÜŞTÜRÜCÜ OLARAK ÇALIŞMA DURUMU İÇİN GÜVENLİ KOMUTASYON STRATEJİSİ

4.1. Giriş

3. bölümde incelenen anahtarlama stratejisi RL yükü için incelendiğinde çıkış akım ve gerilim dalga şekillerinin çok fazla bozulduğu ve çıkışta elimine edilmesi gereken çok yüksek genlikte piklerin oluştuğu görülmüştür. RL yükünde akım komutasyonunda ortaya çıkan bu olumsuzluklar için yeni bir anahtarlama stratejisinin geliştirilmesi gerekmektedir [24,25].

Teorik olarak tek fazlı bir matris dönüştürücüde, anahtarların anahtarlama sırası ani ve eş zamanlı (instantaneous and simultaneous) olmalıdır. Fakat pratikte IGBT'nin kesim (turn-off) karakteristiğinden dolayı bunu gerçekleştirmek mümkün değildir. Çünkü kollektör akımının son bulması (tailing off) bir sonraki anahtarın ilettime geçmesiyle tamamlanmamış olacağından bir kısa devre oluşacaktır. Bu problem indüktif bir yük kullanıldığı zaman oluşur ve iki önemli olayla sonuçlanır.

Bu olayların birincisi, akım piklerinin neden olduğu kısa devre yolu ve ikincisi de akımın yön değiştirmesinin sonucu olarak indüktansta indüklenen gerilim pikleridir. Bu iki durumda da anahtarlar çok fazla tahrip edici etkilere maruz kalacaktır. Bu sebeplerden dolayı sistematik bir anahtarlama stratejisine ihtiyaç duyulur [24,25]. Bu strateji, iletim sırası gelen anahtar ilettime geçirilmeden önce, kesime gidecek anahtarın kesim süresi (turn off) için yeterli ölü zamanın sağlanmasıdır.

Bu konu üzerine yapılan literatür çalışmaları incelendiğinde [24-27] tek fazlı bir matris dönüştürücünün 50 Hz'lik bir giriş frekansı için, 12.5 Hz, 25 Hz, 50 Hz, 100 Hz ve 150 Hz 'lik çıkış frekans durumları incelenmiştir. Yapılan çalışmalardaki çıkış frekans değerleri bu frekans değerleri ile sınırlıdır. Bu çalışmalarda genel olarak çıkış frekans değerinin, giriş frekans değerinin altında olduğu 12.5 Hz ve 25 Hz frekans değerlerindeki çalışma modları, cycloconverter çalışma modu başlığı altında incelenmiştir.

Tezin bu bölümünde, tek fazlı bir matris dönüştürücünün bir RL yükünde komutasyonun, güvenli bir komutasyon olması için planlanan anahtarlama stratejisi incelenmiştir.

4.2. Tek Fazlı Matris Dönüştürücünün Güvenli Komutasyon Anahtarlama Stratejisi

Literatürde tek fazlı matris dönüştürücünün güvenli komutasyon stratejisi üzerine yapılan çalışmalar incelendiğinde, çıkış frekans değerine göre iki farklı anahtarlama stratejisinin önerildiği görülür. Bu anahtarlama stratejileri, 50 Hz altındaki ve üstündeki çıkış frekans değerleri için iki başlık altında incelenmiştir.

4.2.1. 50 Hz ve Altındaki Çıkış Frekans Değerleri için Kullanılan Anahtarlama Stratejisi

Bu bölümde incelenen anahtarlama stratejisi için kullanılan tek fazlı matris dönüştürücünün devre topolojisi bir önceki bölümde incelenmiştir. Bu güvenli komutasyon anahtarlama stratejisinde anahtarlara uygulanan sürme işaretlerini elde etmek için Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu kullanılmıştır (SPWM). SPWM yüksek frekanslı üçgen taşıyıcı dalga ile istenilen frekansta sinüzoidal referans dalganın karşılaştırılması esasına dayanır. Bir önceki bölümde SPWM-a ve SPWM-b çıkışlarının nasıl oluşturulduğu detaylarıyla anlatılmıştır.

Bu bölümdeki güvenli komutasyon anahtarlama stratejisi 4 durum üzerinden anlatılmıştır. Bu anahtarlama stratejisinde S3 ve S4 anahtarları PWM anahtarları S1 ve S2 anahtarları da komutasyon anahtarı olarak seçilmiştir. Bu anahtarlama stratejisi kullanılarak 50 Hz frekansındaki giriş frekansından 12.5 Hz, 25 Hz ve 50 Hz frekanslarına sahip çıkış dalga şekilleri elde edilmiştir.

Anahtarlama stratejisi dört durum üzerinden anlatılmıştır:

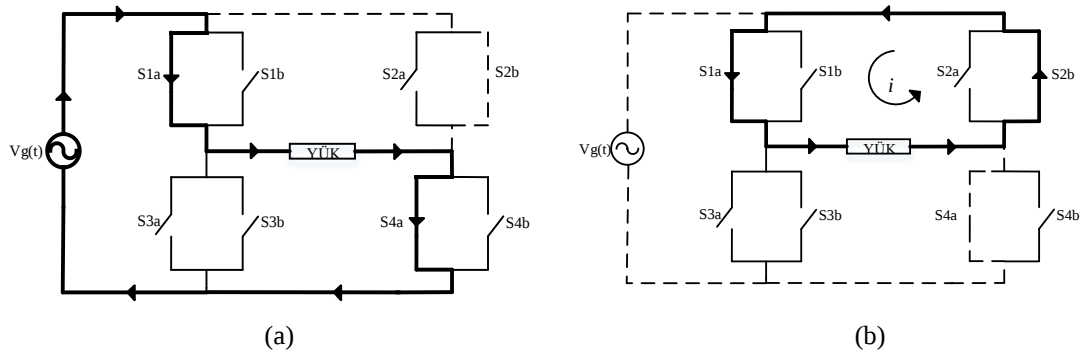
Durum-1: Şekil 4.1’de Durum-1 gösterilmiştir. Bu durumda giriş geriliminin pozitif alternansı boyunca akım akışını sürdürmek için herhangi bir t anında sadece 2 anahtar iletimdedir. Akım akışını sürdüren anahtarlar S1a ve S4a anahtarlarıdır (Şekil 4.1(a)). S2b anahtarı ise komutasyon amacıyla kullanılan anahtardır. S1a ve S2b anahtarlarına kare dalga ve S4a anahtarına PWM sinyali uygulanır. S4a anahtarının kesimde olduğu durumlarda akım akışı S1a ve S2b üzerinden devam eder. Bu durum Şekil 4.1(b)’de gösterilmiştir. Bu durumda giriş gerilimi ve çıkış gerilimi pozitifdir.

Durum-2: Şekil 4.2’de Durum-2 gösterilmiştir. Bu durumda giriş geriliminin negatif alternansı boyunca akım akışını sürdürmek için herhangi bir t anında sadece 2 anahtar iletimdedir. Akım akışını sürdüren anahtarlar S1b ve S4b anahtarlarıdır (Şekil 4.2(a)). S2a anahtarı ise komutasyon amacıyla kullanılan anahtardır. S1b ve S2a anahtarlarına kare dalga

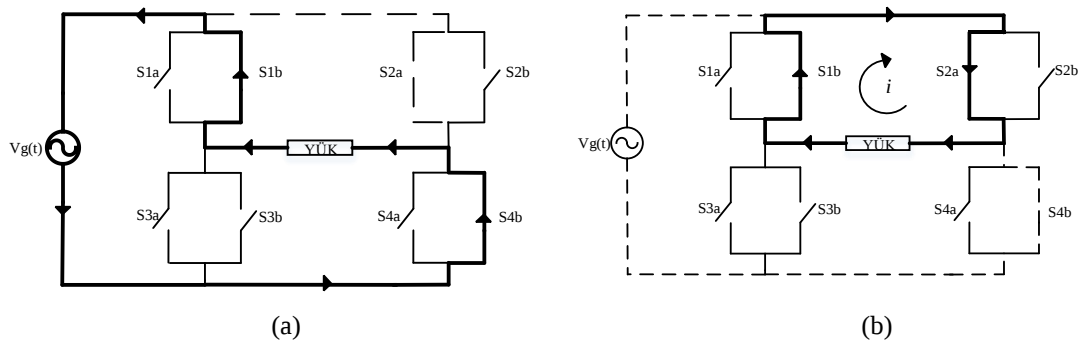
ve S4b anahtarına PWM sinyali uygulanır. S4b anahtarının kesimde olduğu durumlarda akım akışı S1b ve S2a üzerinden devam eder. Bu durum Şekil 4.2(b)'de gösterilmiştir. Bu durumda giriş gerilimi ve çıkış gerilimi negatiftir.

Durum-3: Şekil 4.3'de Durum-3 gösterilmiştir. Bu durumda giriş geriliminin pozitif alternansı boyunca akım akışını sürdürmek için herhangi bir t anında sadece 2 anahtar iletimdedir. Akım akışını sürdüren anahtarlar S3a ve S2a anahtarlarıdır (Şekil 4.3(a)). S1b anahtarı ise komutasyon amacıyla kullanılan anahtardır. S1b ve S2a anahtarlarına kare dalga ve S3a anahtarına PWM sinyali uygulanır. S3a anahtarının kesimde olduğu durumlarda akım akışı S1b ve S2a üzerinden devam eder. Bu durum Şekil 4.3(b)'de gösterilmiştir. Bu durumda giriş gerilimi pozitif ve çıkış gerilimi negatiftir.

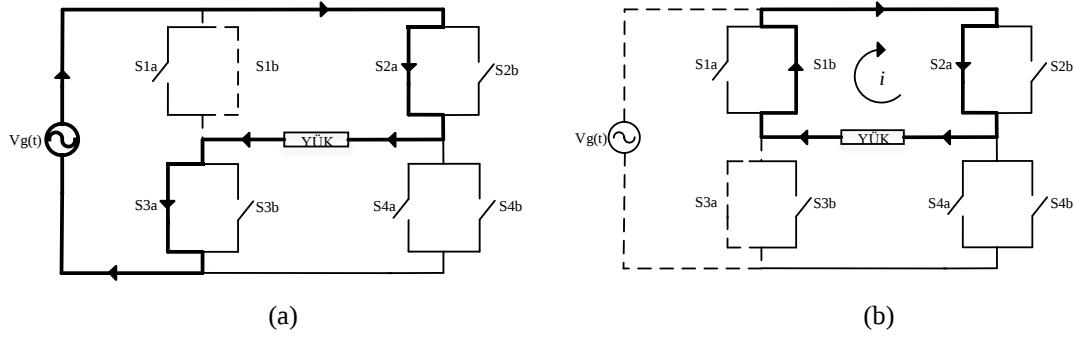
Durum-4: Şekil 4.4'de Durum-4 gösterilmiştir. Bu durumda giriş geriliminin negatif alternansı boyunca akım akışını sürdürmek için herhangi bir t anında sadece 2 anahtar iletimdedir. Akım akışını sürdüren anahtarlar S3b ve S2b anahtarlarıdır (Şekil 4.4(a)). S1a anahtarı ise komutasyon amacıyla kullanılan anahtardır. S1a ve S2b anahtarlarına kare dalga ve S3b anahtarına PWM sinyali uygulanır. S3b anahtarının kesimde olduğu durumlarda akım akışı S1a ve S2b üzerinden devam eder. Bu durum Şekil 4.4(b)'de gösterilmiştir. Bu durumda giriş gerilimi negatif ve çıkış gerilimi pozitifdir [24,25].



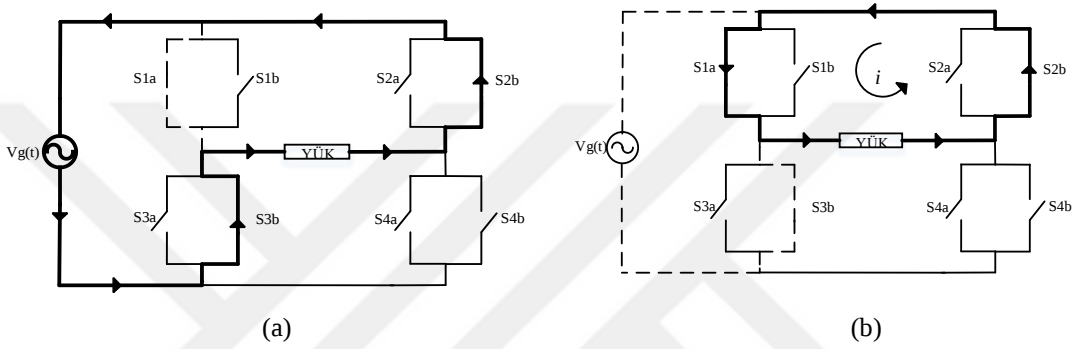
Şekil 4.1 Güvenli komutasyon için Durum-1



Şekil 4.2 Güvenli komutasyon için Durum-2



Şekil 4.3 Güvenli komutasyon için Durum-3



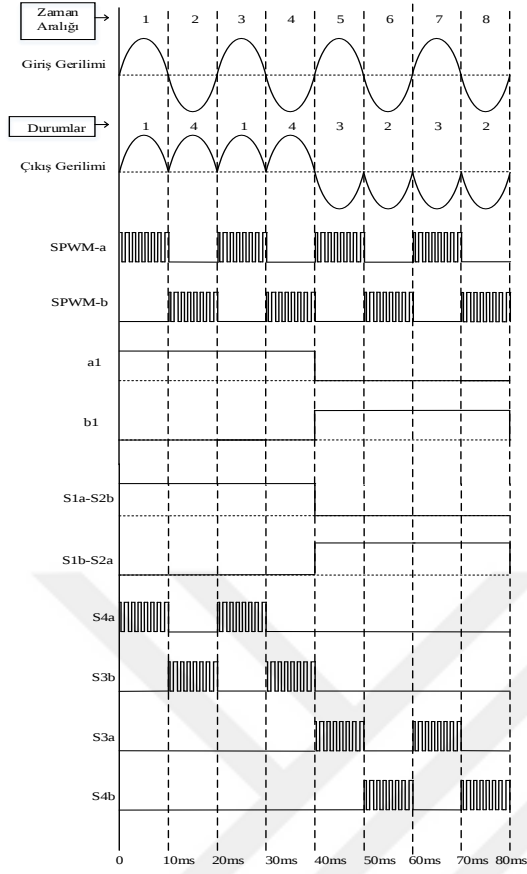
Şekil 4.4 Güvenli komutasyon için Durum-4

Tablo 4.1’de ise güvenli komutasyon için durumlar ve iletimde olan anahtarların gösterimi verilmiştir.

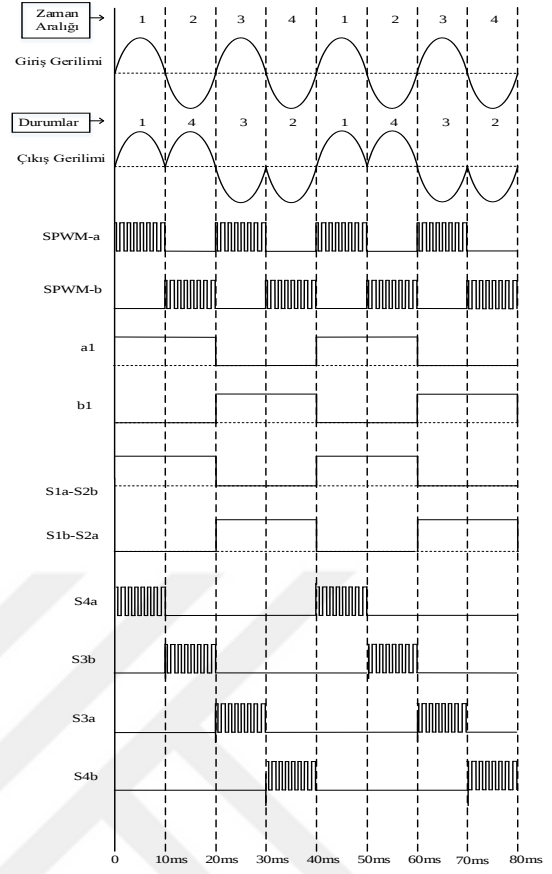
Tablo 4.1 Güvenli komutasyon stratejisi için durumlar ve iletimde olan anahtarların gösterimi

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

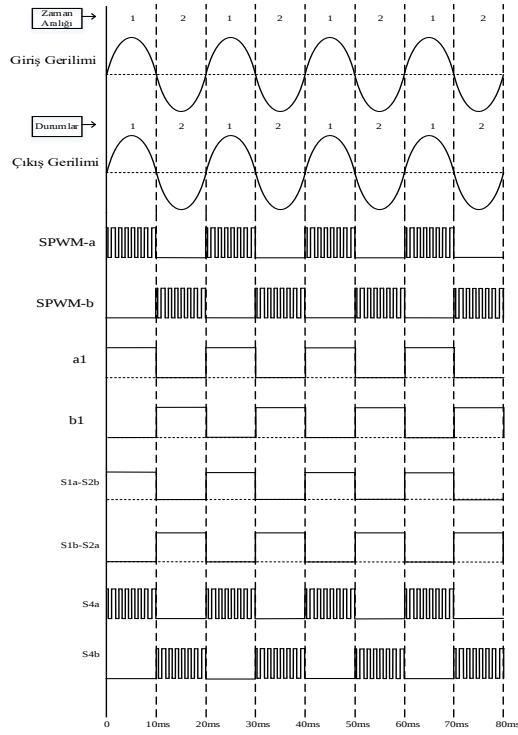
Şekil 4.5(a)’da 12.5 Hz (b)’de 25 Hz ve (c)’de 50 Hz frekanslarına sahip çıkış gerilimi elde etmek için anahtarlama örüntüsü verilmiştir.



(a)



(b)



(c)

Şekil 4.5 a) $f_c=12.5$ Hz b) $f_c=25$ Hz c) $f_c=50$ Hz çıkış gerilimi için anahtarlama örüntüsü

Şekil 4.5'deki çıkış gerilimi dalga şekli üzerinde hangi zaman aralığında hangi durumun gerçekleşmesi gerektiği yazmaktadır. Durumlar yazılırken şu kural izlenmiştir.

50 Hz frekansına sahip giriş gerilim dalgasından 12.5 Hz frekansına sahip çıkış gerilim dalgası elde edilmek isteniyorsa giriş geriliminin;

1.zaman aralığında (0-10 ms) : Giriş gerilimi pozitif ve çıkış gerilimi de pozitif olmalıdır. O halde Tablo 4.1'deki durum tablosuna göre 1. durumun gerçekleşmesi gerekmektedir. Bu durumda akım akışı S1a-S4a anahtarları üzerinden olur. S2b anahtarı da komutasyon amacıyla iletimde olan anahtardır.

2. zaman aralığında (10-20 ms): Giriş gerilimi negatiftir ve çıkış gerilimi pozitif olmalıdır. O halde Tablo 4.1'deki durum tablosuna göre 4. durumun gerçekleşmesi gerekmektedir. Bu durumda akım akışı S2b ve S3b anahtarları üzerinden olur. S1a anahtarı da komutasyon amacıyla iletimdedir.

3. zaman aralığında (20-30 ms): Giriş gerilimi pozitif ve çıkış gerilimi de pozitif olmalıdır. O halde Tablo 4.1'deki durum tablosuna göre 1. durumun gerçekleşmesi gerekmektedir. Bu durumda akım akışı S1a-S4a anahtarları üzerinden olur S2b anahtarı da komutasyon amacıyla iletimde olan anahtardır.

4. zaman aralığında (30-40 ms): Giriş gerilimi negatif ve çıkış gerilimi pozitif olmalıdır. O halde Tablo 4.1'deki durum tablosuna göre 4. durumun gerçekleşmesi gerekmektedir. Bu durumda akım akışı S2b ve S3b anahtarları üzerinden olur. S1a anahtarı da komutasyon amacıyla iletimdedir.

5. zaman aralığında (40-50 ms): Giriş gerilimi pozitif ve çıkış gerilimi de negatif olmalıdır. O halde Tablo 4.1'deki durum tablosuna göre 3. durumun gerçekleşmesi gerekmektedir. Bu durumda akım akışı S1b ve S4b anahtarları üzerinden olur. S2a anahtarı da komutasyon amacıyla iletimdedir.

6. zaman aralığında (50-60 ms): Giriş gerilimi negatiftir ve çıkış gerilimi de negatif olmalıdır. O halde Tablo 4.1'deki durum tablosuna göre 2. durumun gerçekleşmesi gerekmektedir. Bu durumda akım akışı S2b ve S3b anahtarları üzerinden olur. S1a anahtarı da komutasyon amacıyla iletimdedir.

7. zaman aralığında (60-70 ms): Giriş gerilimi pozitif ve çıkış gerilimi de negatif olmalıdır. O halde Tablo 4.1'deki durum tablosuna göre 3. durumun gerçekleşmesi gerekmektedir. . Bu durumda akım akışı S1b ve S4b anahtarları üzerinden olur. S2a anahtarı da komutasyon amacıyla iletimdedir.

8. zaman aralığında (70-80 ms): Giriş gerilimi negatiftir ve çıkış gerilimi de negatif olmalıdır. O halde Tablo 4.1'deki durum tablosuna göre 2. durumun gerçekleşmesi gerekmektedir. Bu durumda akım akışı S2b ve S3b anahtarları üzerinden olur. S1a anahtarı da komutasyon amacıyla iletimdedir.

4.2.2. 50 Hz Üstündeki Çıkış Frekans Değerleri için Güvenli Komutasyon Anahtarlama Stratejisi

Çıkış frekansı 50 Hz ve altı için olan anahtarlama stratejisi incelendiğinde görülmüştür ki RL yükü altında çıkıştan 100 Hz ve 150 Hz frekans değerleri elde edilmek istenirse çıkışta çok yüksek gerilim pikleri oluşuyor. Bu yüzden anahtarlama stratejisi üzerinde bir değişiklik yapılmıştır. Şekil 4.6(a)'da çıkıştan 100 Hz ve Şekil 4.6(b)'de ise 150 Hz frekans değeri elde etmek için anahtarlara uygulanması gereken sürme işaretleri ve giriş gerilimi ile çıkış gerilimi dalga şekilleri verilmiştir. PWM olarak kullanılan anahtarlara bir ölü zaman eklenerek çıkışta oluşan bu gerilim piklerinin önüne geçilmiş olur. Bu ölü zaman da overlap ve underlap periyodu olarak şekil üzerinde gösterilmiştir. Şekil 4.7(a)'da 100 Hz çıkış frekansı için ve Şekil 4.7(b)'de ise 150 Hz çıkış frekansı için PWM anahtarları olan S3 ve S4 anahtarlarına overlap ve underlap periyotlarının nasıl uygulanması gerektiğinin gösterimi yapılmıştır. Çıkıştan 100 Hz frekansına sahip gerilim dalga şekli elde edebilmek için Şekil 4.7(a)'da gösterildiği gibi giriş gerilim dalga şekli eşit olarak dört zaman aralığına ayrılmıştır:

1.zaman aralığında (0-5msn arası): giriş gerilimi pozitifdir ve 100 Hz frekansına sahip çıkış gerilimi elde edebilmek için çıkış gerilimi de pozitif olmalıdır. Bunun için Tablo 4.1'deki durum tablosundan 1.durumun gerçekleşmesi gerektiği görülür. Bu durumdaki akım akışı S1a-S4a anahtarları üzerinden olurken komutasyon amacıyla kullanılan anahtar ise S2b anahtarıdır.

2.zaman aralığında (5-10msn arası): giriş gerilimi pozitifdir ve 100 Hz frekansına sahip çıkış gerilimi elde edebilmek için çıkış gerilimi negatif olmalıdır. Bunun için Tablo 4.1'deki durum tablosundan 3.durumun gerçekleşmesi gerektiği görülür. Bu durumda ki akım akışı S3a-S2a anahtarları üzerinden olurken komutasyon amacıyla kullanılan anahtar ise S1b anahtarıdır.

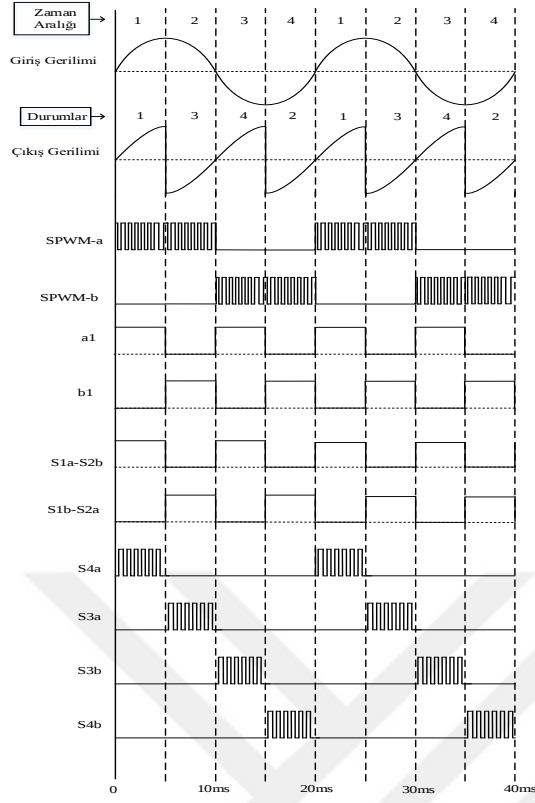
3.zaman aralığında (10-15msn arası): giriş gerilimi negatiftir ve 100 Hz frekansına sahip çıkış gerilimi elde edebilmek için çıkış gerilimi pozitif olmalıdır. Bunun için Tablo 4.1'deki

durum tablosundan 4.durumun gerçekleşmesi gerektiği görülür. Bu durumda ki akım akışı S3b-S2b anahtarları üzerinden olurken komutasyon amacıyla kullanılan anahtar ise S1a anahtarıdır.

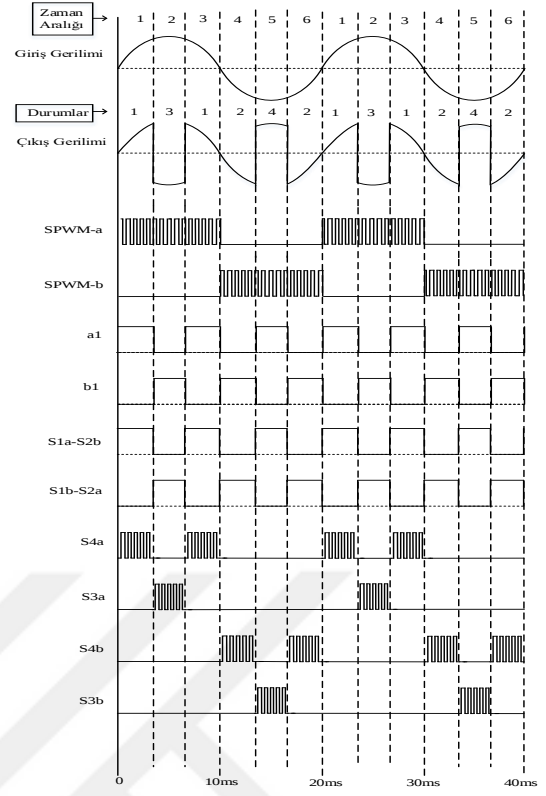
4.zaman aralığında (15-20msn arası): giriş gerilimi negatiftir ve 100 Hz frekansına sahip çıkış gerilimi elde edebilmek için çıkış gerilimi de negatif olmalıdır. Bunun için Tablo 4.1'deki durum tablosundan 2.durumun gerçekleşmesi gerektiği görülür. Bu durumda ki akım akışı S1b-S4b anahtarları üzerinden olurken komutasyon amacıyla kullanılan anahtar ise S2a anahtarıdır [27]. Tablo 4.2'de 12.5 Hz, 25 Hz, 50 Hz, 100 Hz ve 150 Hz frekanslarına sahip çıkış gerilimi elde etmek için hangi zaman aralığında hangi durumun gerçekleşmesi gerektiği ve iletimde olan anahtarlar gösterilmiştir.

Tablo 4.2 Güvenli komutasyon stratejisi için anahtarlama dizisi

Giriş Frekansı	Çıkış Frekansı	Zaman Aralığı	Durum	PWM Anahtarları	Komutasyon Anahtarları
50 Hz	12.5 Hz	1	1	S4a	S1a-S2b
		2	4	S3b	S1b-S2a
		3	1	S4a	S1a-S2b
		4	4	S3a	S1b-S2a
		5	3	S3a	S1a-S2b
		6	2	S4b	S1b-S2a
		7	3	S3a	S1a-S2b
		8	2	S4b	S1b-S2a
	25 Hz	1	1	S4a	S1a-S2b
		2	4	S3b	S1b-S2a
		3	3	S3a	S1a-S2b
		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
	150 Hz	1	1	S4a	S1a-S2b
		2	3	S3a	S1b-S2a
		3	1	S4a	S1a-S2b
		4	2	S4b	S1b-S2a
		5	4	S3b	S1a-S2b
		6	2	S4b	S1b-S2a

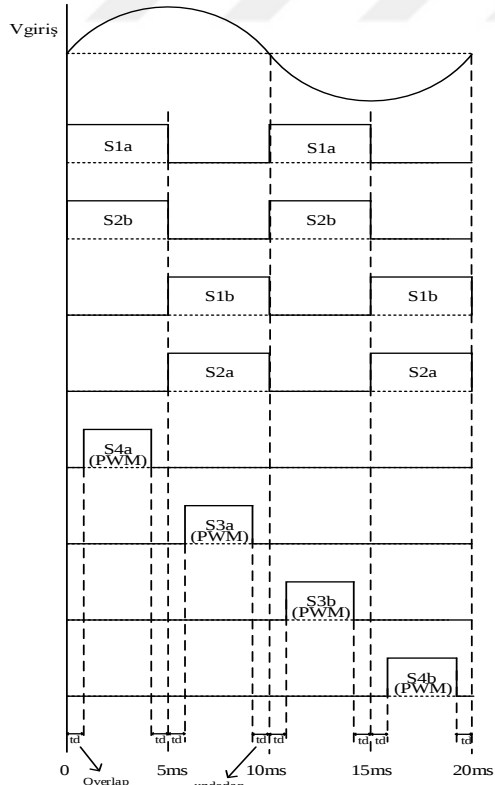


(a)

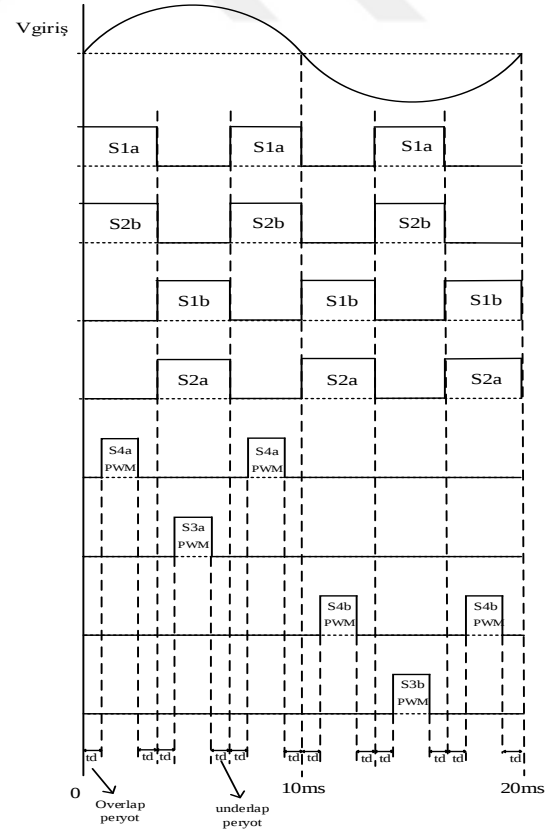


(b)

Şekil 4.6 a) $f_c=100$ Hz b) $f_c=150$ Hz çıkış gerilimi için anahtarlama örüntüsü



(a)



(b)

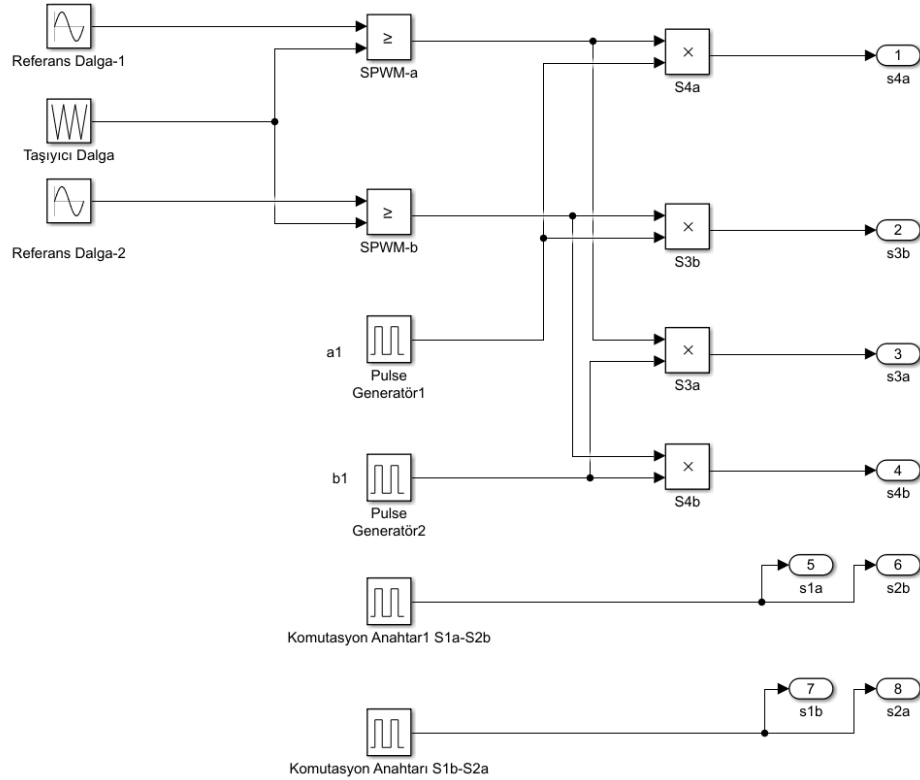
Şekil 4.7 a) $f_c=100$ Hz b) $f_c=150$ Hz için overlap ve underlap periyotlarının gösterimi

4.3. Tek Fazlı Matris Dönüştürücünün Güvenli Komutasyon Stratejisi için Matlab/Simulink Modeli

4.3.1. 50 Hz ve Altındaki Çıkış Frekans Değerleri için Matlab/Simulink Modeli

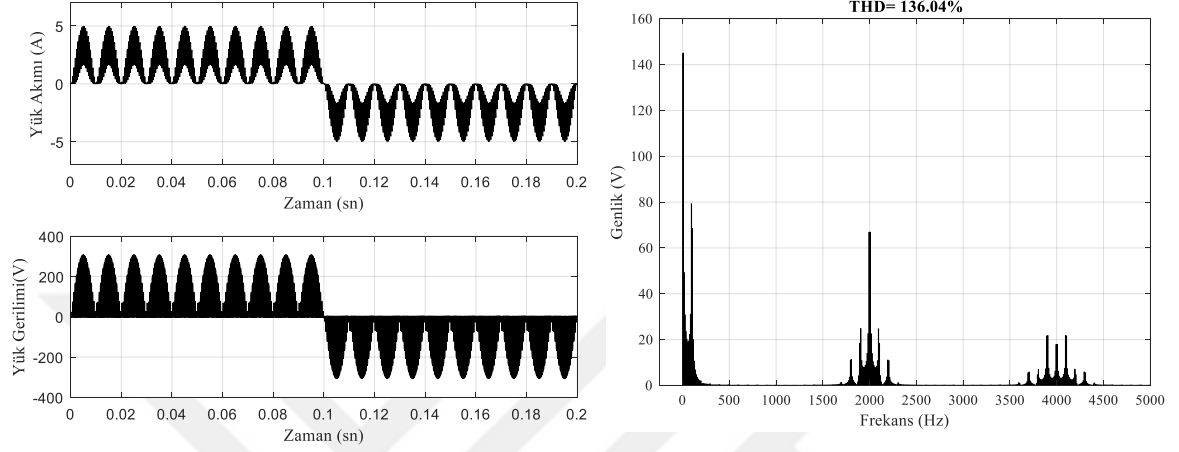
Bu bölümde tek fazlı matris dönüştürücünün 12.5 Hz, 25 Hz ve 50 Hz çıkış frekansında güvenli komutasyon stratejisi için Matlab/Simulink modeli verilmiştir.

Şekil 4.8’de tek fazlı matris dönüştürücünün sürme devresinin Matlab/Simulink modeli gösterilmiştir. Yapılan bu modelde sürme devresindeki referans dalganın frekansı 50 Hz olarak alınmıştır ve bu değer tüm çıkış frekanslarında sabittir. Çıkıştan istenilen frekans değeri, sürme devresindeki a1 ve b1 olarak isimlendirilen darbe üreticinin frekansı olarak girilecektir. Böylece aynı devre konfigürasyonu üzerinden sadece darbe üreticinin frekansı değiştirilerek istenilen çıkış frekansı elde edilebilir. Bu modelde giriş gerilimi 220V ve frekansı da 50 Hz’dir. Anahtarlama frekansı sürme devresindeki taşıyıcı sinyalin frekansıdır ve bu değer simülasyonda 2 kHz olarak alınmıştır. R yükünün değeri 60 Ω ve L değeri 6 mH’ dir. Mi ise 0,75 alınmıştır.

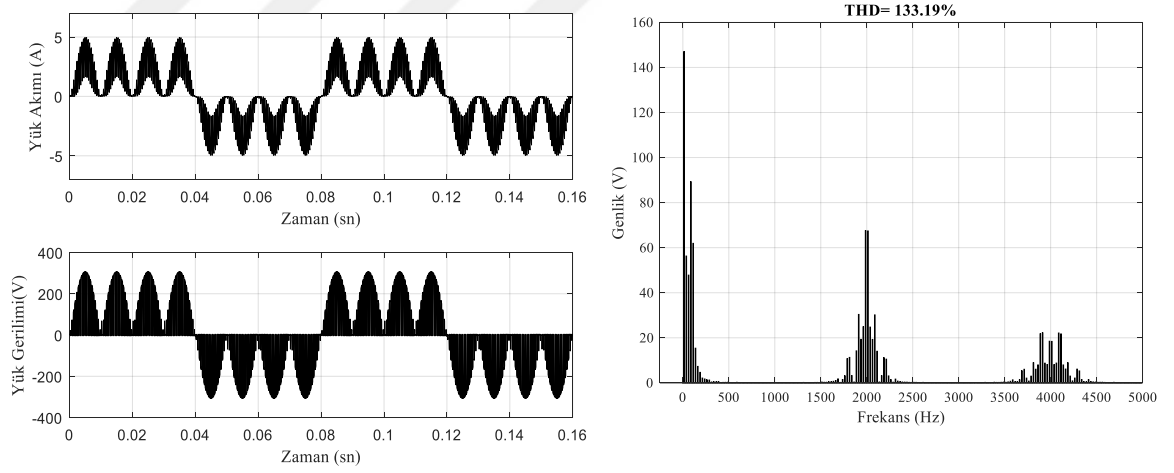


Şekil 4. 8 Tek fazlı matris dönüştürücünün sürme devresinin Matlab/Simulink modeli

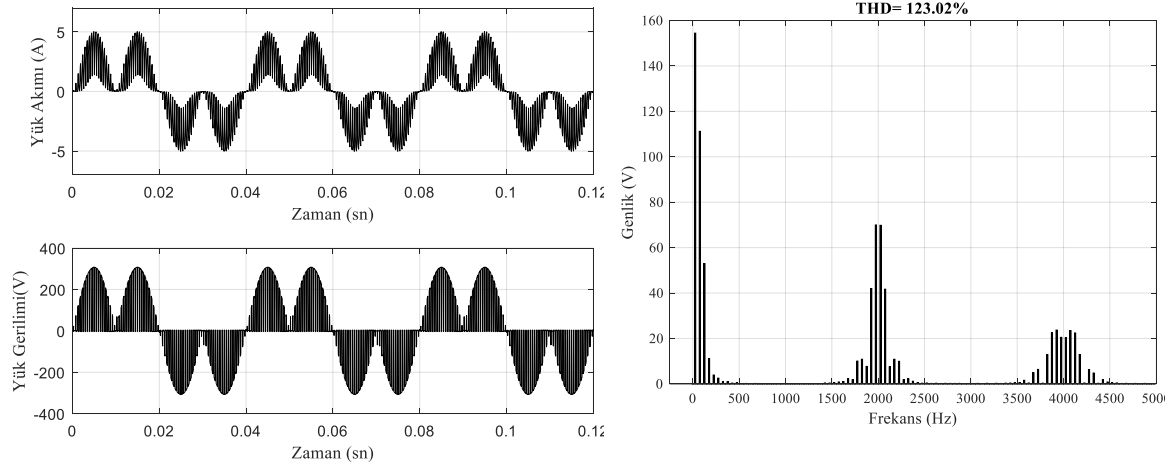
5 Hz'lik çıkış frekansı için elde edilen yük akımı ve yük gerilimine dair dalga şekilleri ve yük gerilimine ilişkin harmonik spektrumu Şekil 4.9'da verilmiştir. Şekil 4.10, Şekil 4.11 ve Şekil 4.12'de ise sırasıyla çıkış frekansı 12.5 Hz, 25 Hz ve 50 Hz için çıkış dalga şekilleri ve harmonik spektrumu verilmiştir.



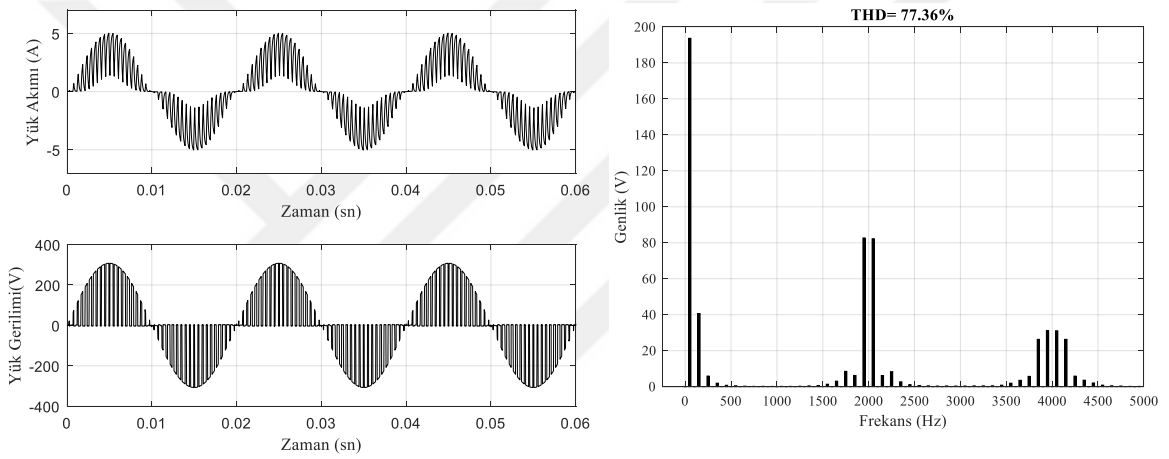
Şekil 4.9 RL yükü ile yüklenen, TFMD'nin $f_c=5$ Hz için yük akımı ve yük gerilimi dalga şekilleri ile yük gerilimine ilişkin harmonik spektrumu



Şekil 4.10 RL yükü ile yüklenen, TFMD'nin $f_c=12.5$ Hz için yük akımı ve yük gerilimi dalga şekilleri ile yük gerilimine ilişkin harmonik spektrumu

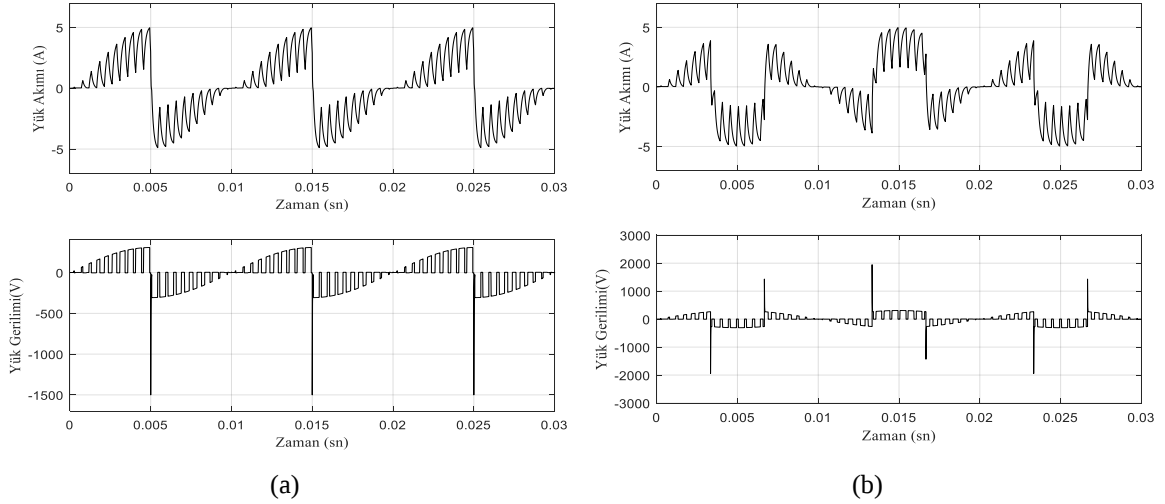


Şekil 4.11 RL yükü ile yüklenen, TFMD'nin $f_c=25$ Hz için yük akımı ve yük gerilimi dalga şekilleri ile yük gerilimine ilişkin harmonik spektrumu



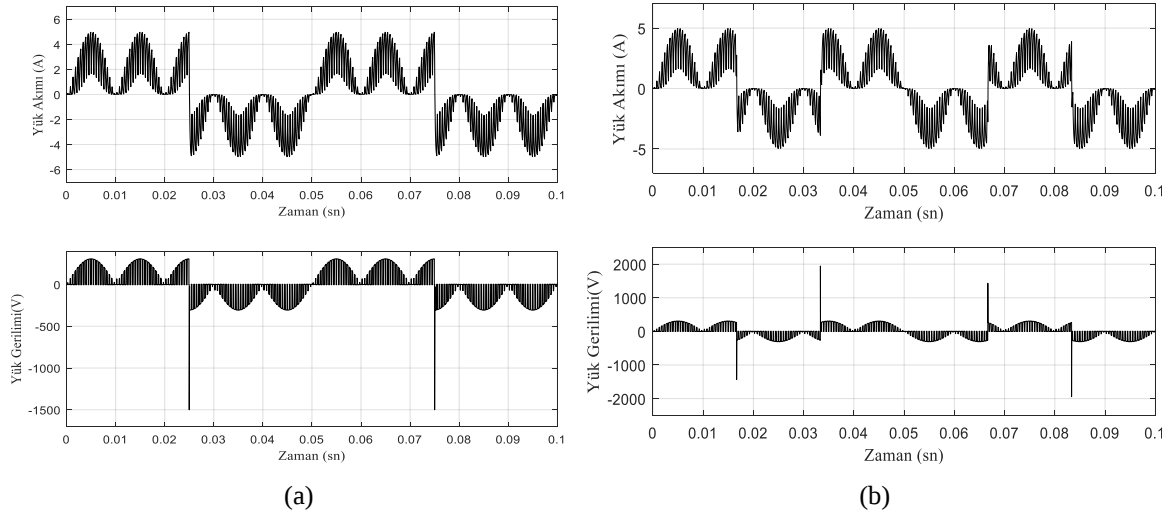
Şekil 4.12 RL yükü ile yüklenen, TFMD'nin $f_c=50$ Hz için yük akımı ve yük gerilimi dalga şekilleri ile yük gerilimine ilişkin harmonik spektrumu

Bu model kullanılarak çıkıştan sadece 50 Hz ve 50 Hz'in altında ve 50 ile tam bölünebilen değerlerde çıkış frekansları elde edilebilmiştir. Bu durumun ispatını Şekil 4.13(a)'daki 100 Hz frekansına sahip ve Şekil 4.13(b)'deki 150 Hz frekansına sahip çıkış gerilimi dalga şekliinden açık bir şekilde görülmüştür.



Şekil 4.13 RL yükü ile yüklenen, TFMD'nin a) $f_c=100$ Hz b) $f_c=150$ Hz için yük akımı ve yük gerilimi dalga şekilleri

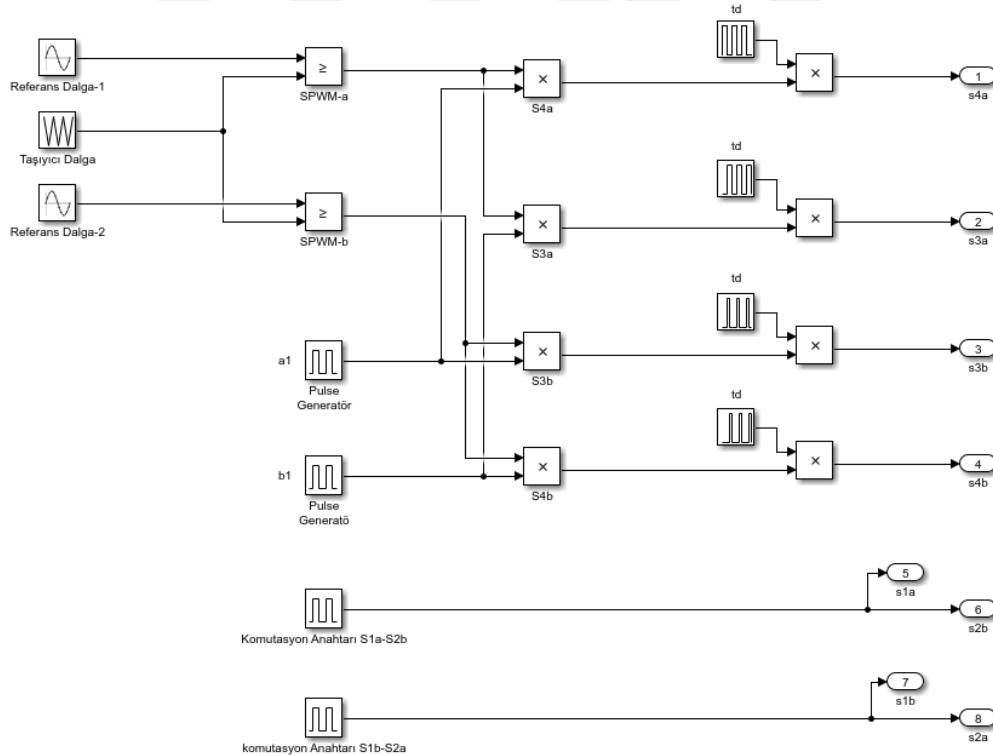
Ayrıca 50 Hz ve altındaki çıkış frekans değerleri için yük gerilimi dalga şekilleri incelendiğinde görülmüştür ki sadece çıkış frekansı 50 Hz ve altında olduğunda ve 50 ile tam bölünebilen sayılar olduğu zaman yük gerilimi dalga şeklinde pikler oluşmamıştır. Bu sınırlar dışındaki çıkış frekans değerleri kullanıldığı zaman yük gerilimi üzerindeki pikler görülmüştür. Bu durumu Şekil 4.14(a)'daki 20 Hz frekansına sahip ve Şekil 4.14(b)'deki 30 Hz frekansına sahip çıkış dalga şekillerinden açıkça görülmüştür.



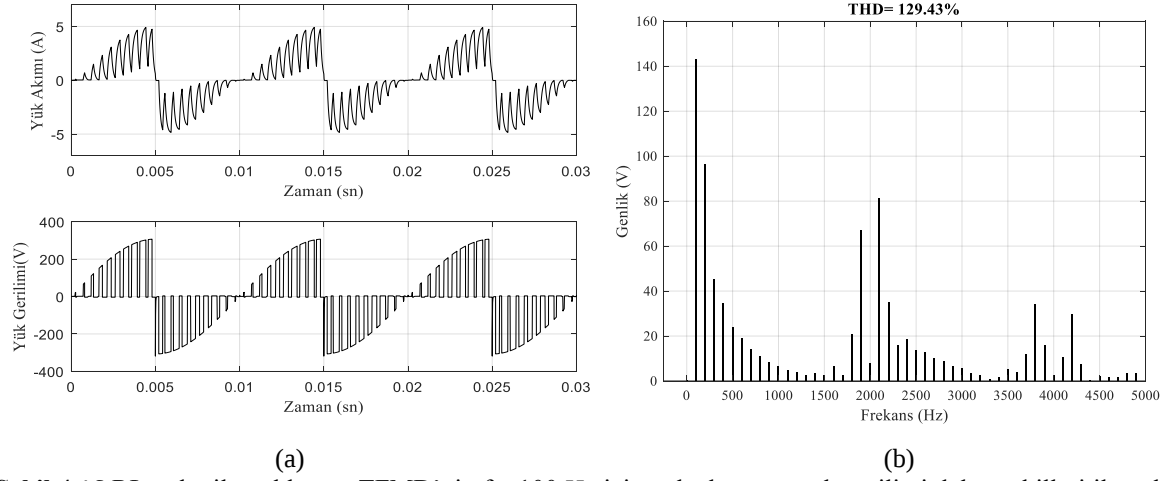
Şekil 4.14 RL yükü ile yüklenen TFMD'nin a) $f_c=20$ Hz b) $f_c=30$ Hz için yük akımı ve yük gerilimi dalga şekilleri

4.3.2. 50 Hz Üstündeki Çıkış Frekans Değerleri için Matlab/Simulink Modeli

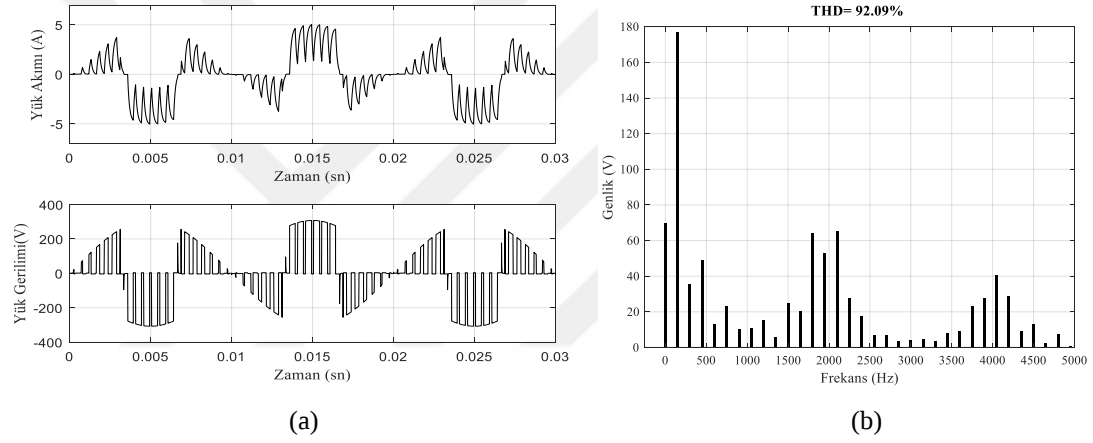
Tek fazlı matris dönüştürücünün 50 Hz ve altı frekanslarda çalışma durumları için verilen Matlab/Simulink modelinin sadece sürme devresi kısmında değişiklik yapılmıştır. Bu değişiklik ise PWM anahtarlarına uygulanan 'td' overlap ve underlap periyotlarından kaynaklanır. Şekil 4.15'de 100 Hz ve 150 Hz çıkış gerilimi için anahtarlara uygulanan sürme işaretlerinin Matlab/Simulink modeli verilmiştir. Fakat bu iki frekans değeri içinde td'nin fonksiyonu farklıdır. Bu model kullanılarak çıkıştan 50 Hz frekansının üstünde çıkış gerilimi elde edilmek isteniyorsa her seferin de td fonksiyonu üzerinde çıkış frekans değerine göre değişiklik yapmak gerekmektedir. Yapılan modelde giriş gerilimi 220V ve frekansı da 50 Hz'dir. Anahtarlama frekansı sürme devresindeki taşıyıcı sinyalin frekansıdır bu değer simülasyonda 2 kHz olarak alınmıştır. R yükünün değeri 60 Ω ve L değeri 6 mH' dir. Mi ise 0,75 alınmıştır. Şekil 4.16'da 100 Hz Şekil 4.17'de 150 Hz çıkış frekans değerine yük akımı ve yük gerilimi dalga şekliyle yük gerilimine ilişkin harmonik spektrumu verilmiştir.



Şekil 4.15 100 Hz ve 150 Hz çıkış gerilimi için anahtarlara uygulanan sürme işaretlerinin Matlab/Simulink modeli



Şekil 4.16 RL yükü ile yüklenen, TFMD'nin $f_c=100$ Hz için yük akımı ve yük gerilimi dalga şekilleri ile yük gerilimine ilişkin harmonik spektrumu



Şekil 4.17 RL yükü ile yüklenen TFMD'nin $f_c=150$ Hz için yük akımı ve yük gerilimi dalga şekilleri ile yük gerilimine ilişkin harmonik spektrumu

5. TEK FAZLI MATRİS DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN AA-AA FREKANS DÖNÜŞTÜRÜCÜ OLARAK ÇALIŞMA DURUMU İÇİN GÜVENLİ KOMUTASYON STRATEJİSİNE YENİ BİR YAKLAŞIM

5.1. Giriş

3.bölümde anlatılan tek fazlı matris dönüştürücü için yapılan güvensiz komutasyon stratejisi incelendiğinde bu modelin sadece R yükü durumunda doğru sonuç verdiği RL yükü durumunda çıkışta elimine edilmesi gereken çok yüksek genlikte pikler olduğu görülmüştür.

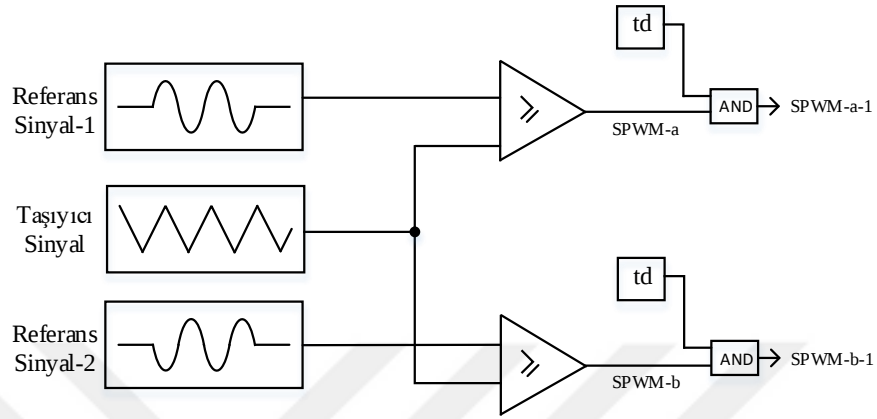
4.bölümde anlatılan model de ise 3. bölümde anlatılan güvensiz komutasyon modelini güvenli hale getirmek için anahtarlama stratejisinde bir değişiklik yapılarak yeni bir model geliştirilmiştir. Literatürde bu konu üzerine yapılan modellerin temelde, biri giriş frekans değerinin askatlarında ve diğeri giriş frekans değerinin üst katlarında olmak üzere iki kısımda incelendiği görülmüştür.

Bu bölümde ise, 4. bölümde incelenen tek fazlı matris dönüştürücünün olumsuzluklarını gidermeye yönelik güvenli komutasyon stratejisine yeni bir yaklaşım getirilmiştir. 4. bölümdeki güvenli komutasyon modeli incelendiğinde modelin, çıkış frekansının her değerinde güvenli olarak çalışmadığı, sadece çıkış frekansı giriş frekansının katları olduğunda doğru sonuç verdiği görülmüştür. Ayrıca, 50 Hz üstü frekanslarda eklenen td süreleri, her çıkış frekans değeri için yeniden düzenleme gerektirmekte; aynı model üzerinden sadece çıkış frekans değeri değiştirilerek güvenli komutasyon modeli oluşturulamamaktadır. Bu nedenle, bu bölümde yukarıda bahsedilen olumsuzlukları ortadan kaldıran yeni bir yaklaşım geliştirilmiştir.

Bu bölümde anlatılan modelin temel amacı aynı devre konfigürasyonu üzerinden sadece çıkış frekans değerini değiştirerek istenilen çıkış frekans değerine sahip gerilim dalga şekli elde etmektir.

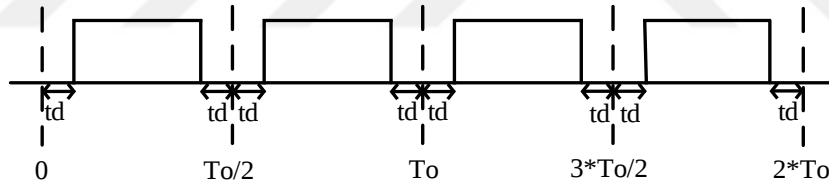
Geliştirilen modelin diğer Matlab/Simulink modellerinden temel farkı ve literatürdeki anahtarlama stratejileri açısından getirdiği yenilik; PWM anahtarlarının overlap ve underlap periyotlarının SPWM çıkışına yazılan bir fonksiyon üzerinden hesaplanmasıdır. Böylece tek bir model üzerinden istenilen çıkış frekans değeri girildiğinde, istenilen çıkış gerilimi elde edilebilmektedir. Geliştirilen model istenen çıkış frekansının, giriş frekansının altında, üstünde ya da giriş frekansına tam bölünüp bölünmemesinden bağımsız hale getirmektedir.

Yeni geliştirilen model de SPWM işaretinin elde edilişi Şekil 5.1’de gösterilmiştir. Bu yöntemde SPWM-a ve SPWM-b çıkış işaretleri t_d fonksiyonuyla bir AND kapısından geçirilerek yeni SPWM çıkışları elde edilmiştir.



Şekil 5.1 SPWM işaretinin elde edilmesi

SPWM-a-1 ve SPWM-b-1 işaretleri sürme devresinde kullanılacak olan SPWM işaretleridir. Burada kullanılan t_d fonksiyonunun açık hali de Şekil 5.2’de verilmiştir.

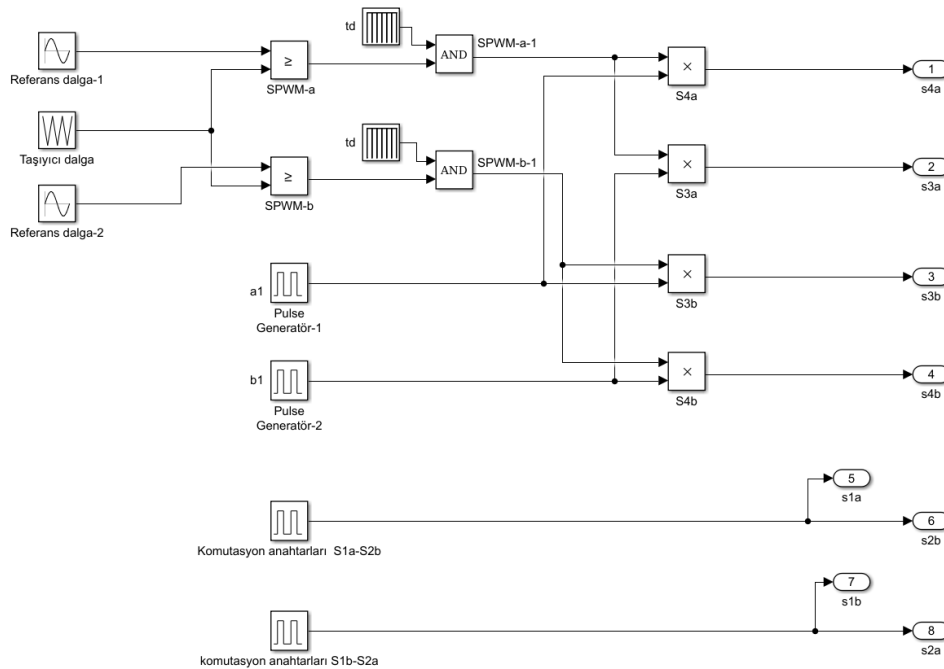


Şekil 5.2 ‘ t_d ’ fonksiyonunun elde edilmesi

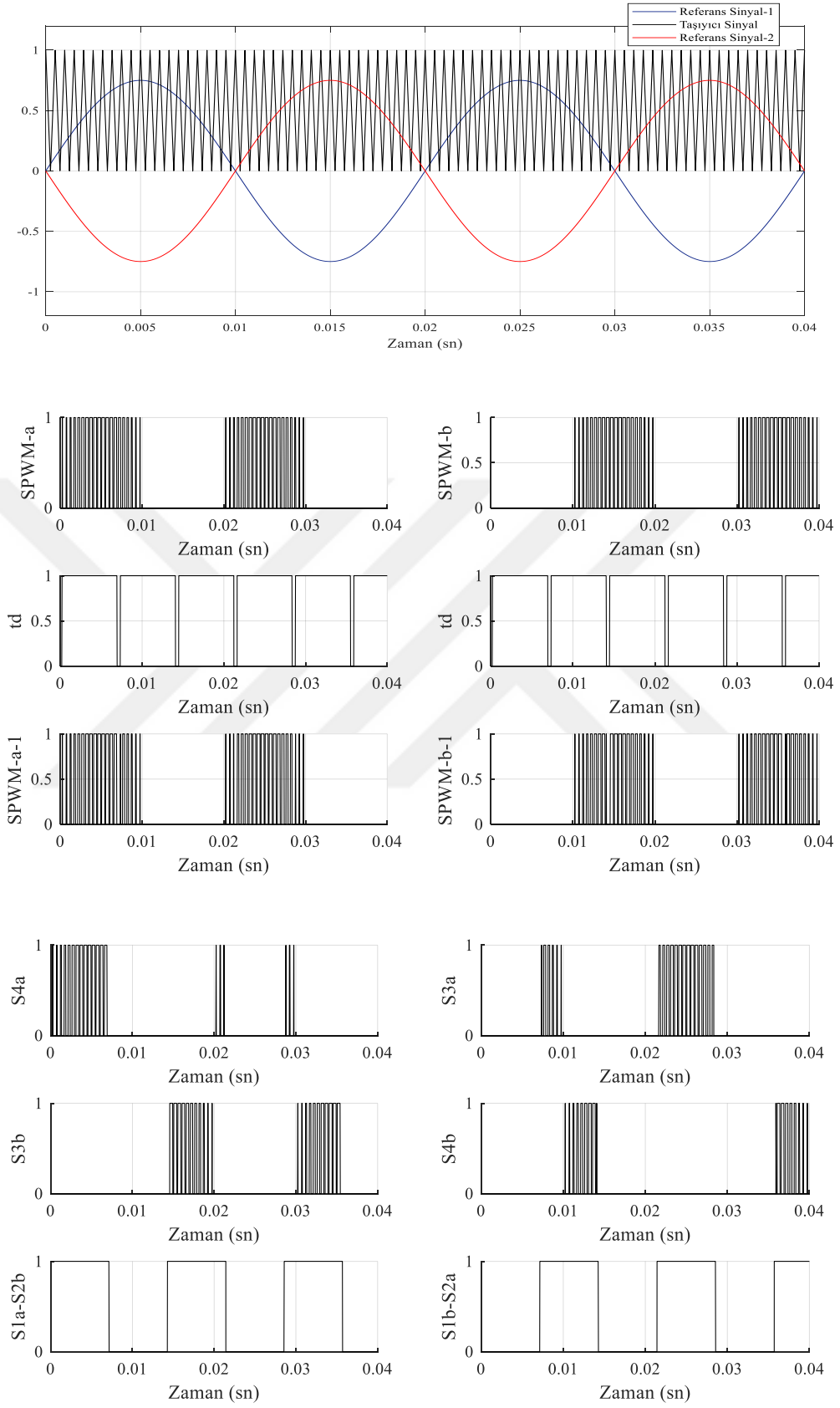
Yeni stratejide t_d zamanı, PWM anahtarlara doğrudan her bir çıkış frekansı için girilen bir parametre olmayacak, SPWM fonksiyonunun çıkışına yazılan yeni bir fonksiyonla, her bir çıkış durumu için otomatik olarak t_d düzenlemesini sağlayacaktır. Böylece modelde sadece çıkış frekans değeri değiştirilerek, istenilen çıkış frekansına sahip gerilim aynı model üzerinden elde edilebilecektir. ‘ t_d ’ zamanı modülasyon indeksi, anahtarlama frekansı [49] ve yükün değerine bağlı olarak değişmektedir.

5.2. Tek Fazlı Matris Dönüştürücünün Güvenli Komutasyon Stratejisine Yeni Bir Yaklaşım için Matlab/Simulink Modeli

Bu bölümde tek fazlı matris dönüştürücünün güvenli komutasyon stratejisi için geliştirilen yeni bir yaklaşım için Matlab/Simulink modeli verilmiştir. Sürme devresi diğer bölümlerdeki sürme devrelerinden farklı olan tek fazlı matris dönüştürücünün sürme devresinin Matlab/Simulink modeli de Şekil 5.3'de görülmektedir. Referans dalganın frekansı 50 Hz olarak alınmıştır ve bu değer tüm çıkış frekanslarında sabittir. Çıkıştan istenilen frekans değeri sürme devresindeki a1 ve b1 olarak isimlendirilen darbe üreticinin frekansı olarak girilecektir. Böylece aynı devre konfigürasyonu üzerinden sadece darbe üreticinin frekansı değiştirilerek istenilen çıkış frekansı elde edilebilecektir. Modelde giriş gerilimi 220V ve frekansı da 50 Hz olarak alınmıştır. Anahtarlama frekansı sürme devresindeki taşıyıcı sinyalin frekansıdır ve bu değer simülasyonda 2 kHz olarak alınmıştır. R yükünün değeri 60Ω ve L değeri 6 mH' dir. Modülasyon indeksi M_i ise 0,75 olarak alınmıştır. Yapılan modelde 'td' süresi 200 μs olarak alınmıştır. Şekil 5.4'de 70 Hz çıkış frekans değeri için sürme devresine ilişkin dalga şekilleri verilmiştir.

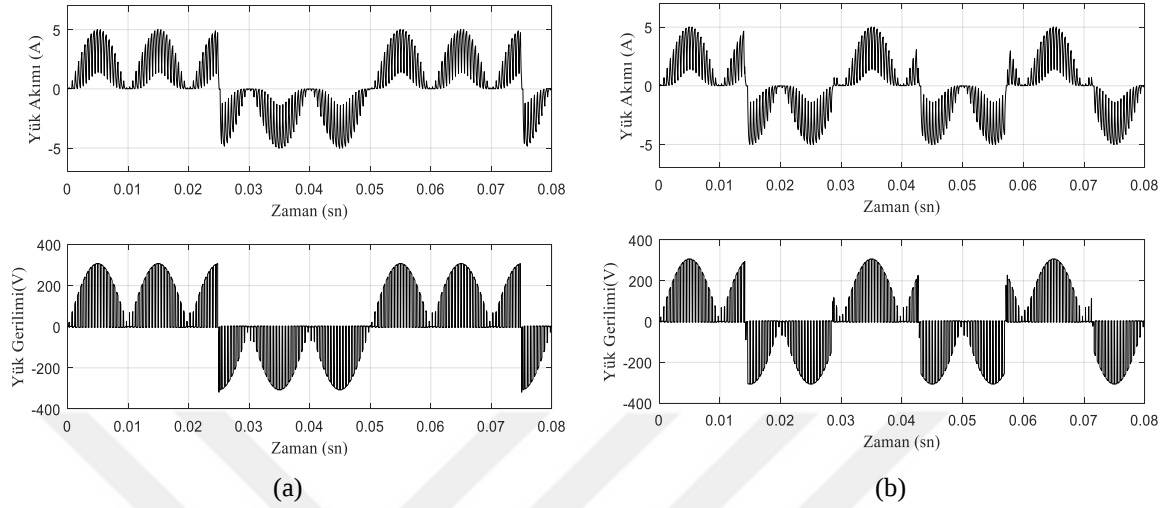


Şekil 5.3 Tek fazlı matris dönüştürücünün sürme devresinin Matlab/Simulink modeli



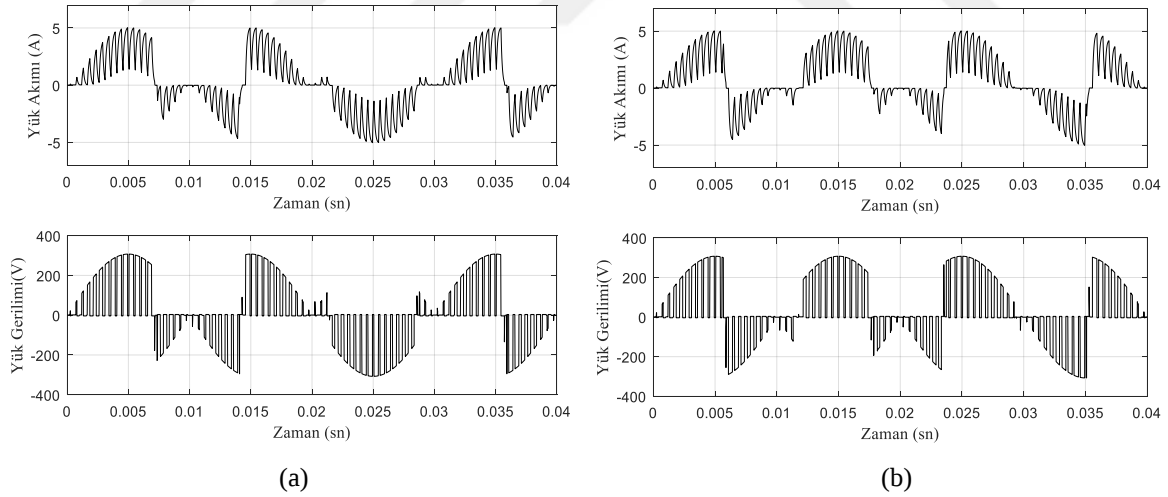
Şekil 5.4 Tek fazlı matris dönüştürücünün sürme devresine ilişkin dalga şekilleri

Şekil 5.5(a)'da 20 Hz ve (b)'de 35 Hz çıkış frekans değerleri için yük akımı ve yük geriliminin dalga şekilleri verilmiştir.



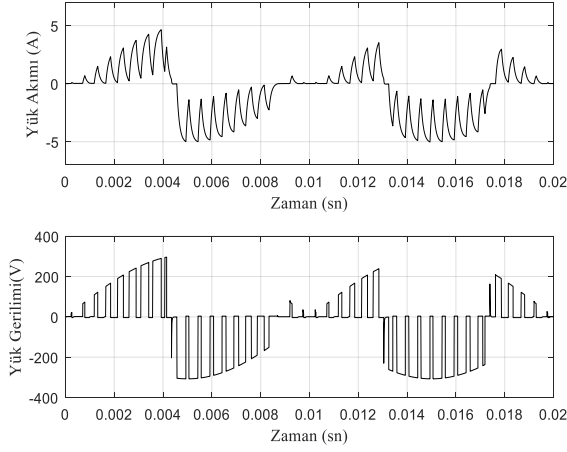
Şekil 5.5 RL yükü ile yüklenen, TFMD'nin a) $f_c=20$ Hz b) $f_c=35$ Hz için yük akımı ve yük gerilimi dalga şekilleri

Şekil 5.6(a)'da 70 Hz ve (b)'de 85 Hz çıkış frekans değerleri için yük akımı ve yük geriliminin dalga şekilleri verilmiştir.

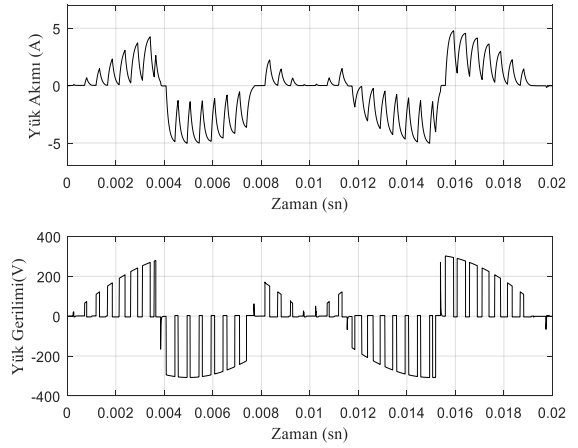


Şekil 5.6 RL yükü ile yüklenen, TFMD'nin a) $f_c=70$ Hz b) $f_c=85$ Hz için yük akımı ve yük gerilimi dalga şekilleri

Şekil 5.7(a)'da 115 Hz ve (b)'de 130 Hz çıkış frekans değerleri için yük akımı ve yük geriliminin dalga şekilleri verilmiştir.



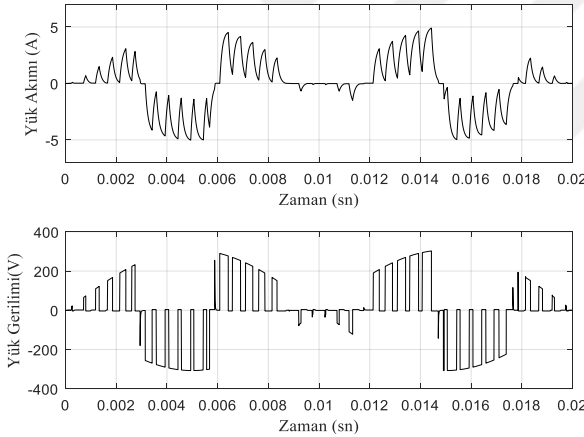
(a)



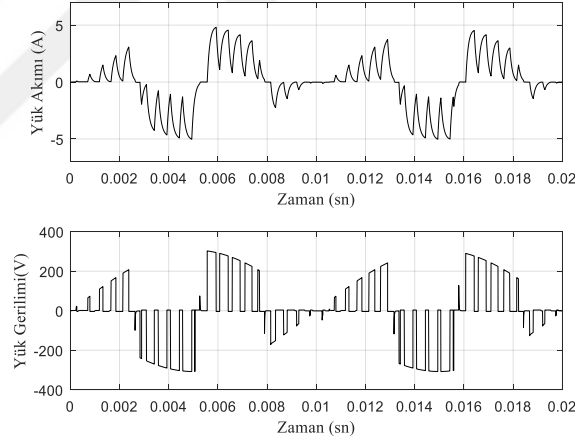
(b)

Şekil 5.7 RL yükü ile yüklenen, TFMD'nin a) $f_c=115$ Hz b) $f_c=130$ Hz için yük akımı ve yük gerilimi dalga şekilleri

Şekil 5.8(a)'da 170 Hz ve (b)'de 190 Hz çıkış frekans değerleri için yük akımı ve yük geriliminin dalga şekilleri verilmiştir.



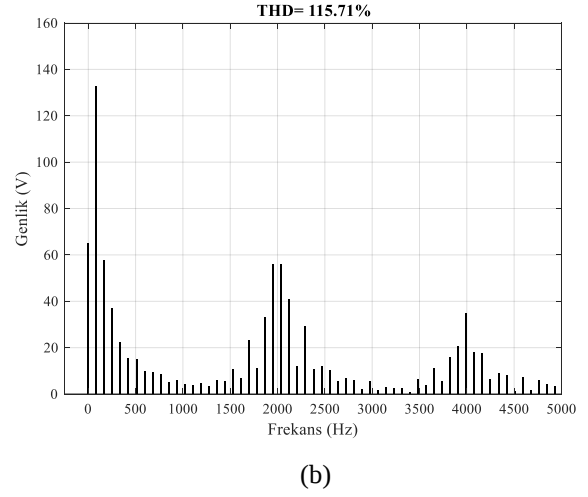
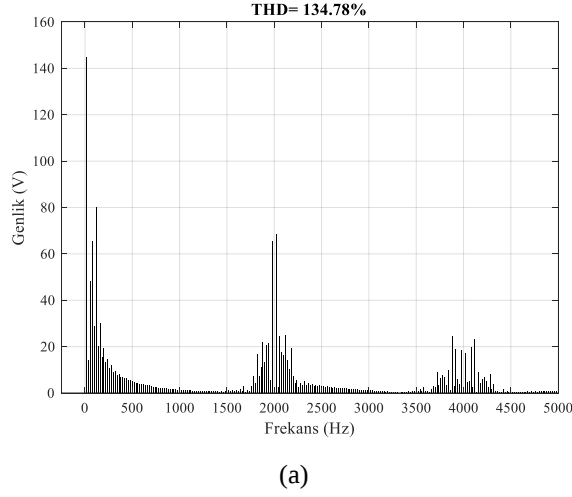
(a)



(b)

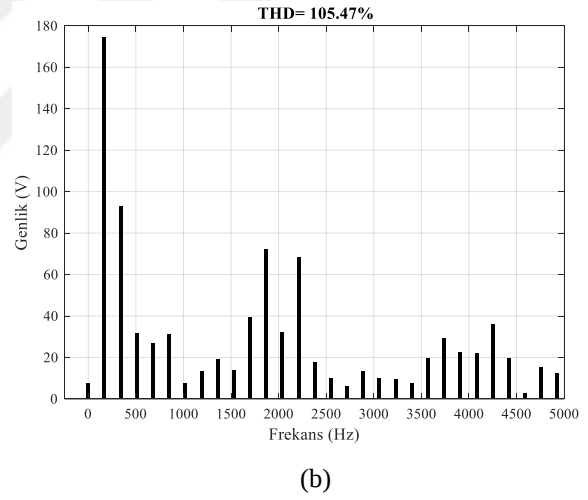
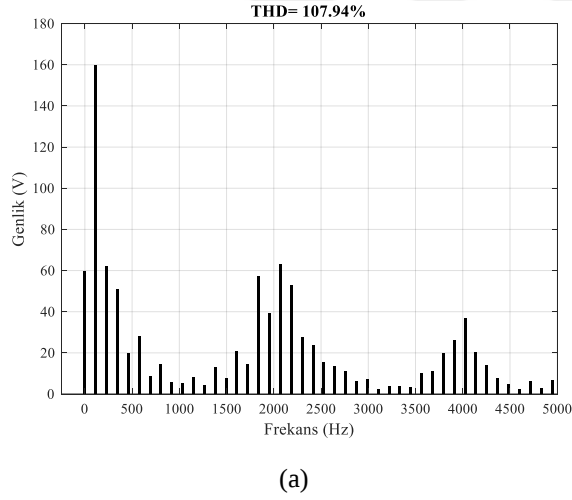
Şekil 5.8 RL yükü ile yüklenen, TFMD'nin a) $f_c=170$ Hz b) $f_c=190$ Hz için yük akımı ve yük gerilimi dalga şekilleri

Şekil 5.9(a)'da 20 Hz ve (b)'de 85 Hz çıkış frekans değerleri için yük gerilimine ilişkin harmonik analizi verilmiştir.



Şekil 5.9 RL yükü ile yüklenen, TFMD'nin a) $f_c=20$ Hz ve b) $f_c=85$ Hz için yük gerilimine ilişkin harmonik spektrumu

Şekil 5.10(a)'da 115 Hz ve (b)'de 170 Hz çıkış frekans değerleri için yük gerilimine ilişkin harmonik analizi verilmiştir.



Şekil 5.10 RL yükü ile yüklenen, TFMD'nin a) $f_c=115$ Hz ve b) $f_c=170$ Hz için yük gerilimine ilişkin harmonik spektrumu

6. TEK FAZLI MATRİS DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN AA-DA DOĞRULTUCU OLARAK ÇALIŞMASI

Tek fazlı matris dönüştürücü, anahtarlama örüntüleri değiştirilerek doğrudan frekans dönüştürücü modu dışında değişik güç elektroniği devre modlarında çalıştırılabilir. Bu çalışma türlerinden biri de doğrultucu modudur. Bu bölümde tek fazlı matris dönüştürücü topolojisi üzerinden kontrollü doğrultucu ve boost-buck doğrultucu elde edilmiştir.

6.1. Tek Fazlı Matris Dönüştürücü Kullanılarak Kontrollü Doğrultucu Elde Edilmesi

Bu bölümde tek fazlı matris dönüştürücünün kontrollü doğrultucu güvenli komutasyon anahtarlama örüntüsü elde edilmiştir. Komutasyon problemi omik-indüktif bir yük kullanıldığı zaman, akımın kısa bir zaman aralığında yön değiştirme durumunda ortaya çıkar. Bilinen doğrultucu uygulamalarında bu amaçla serbest dolaşım diyotları kullanılır. TFMD'ler de akımı üzerine alan serbest dolaşım diyotları bulunmadığından bu aşırı enerjinin dağılımını sağlayacak bir anahtarlama örüntüsüne gereksinim duyulur. Çıkış geriliminin sentezinde PWM tekniği kullanılmış, indüktif yükte gerilim piklerinin oluşmasından sakınmak için sürekli bir akım akışı sağlayacak, anahtarlama dizisi oluşturulmuştur.

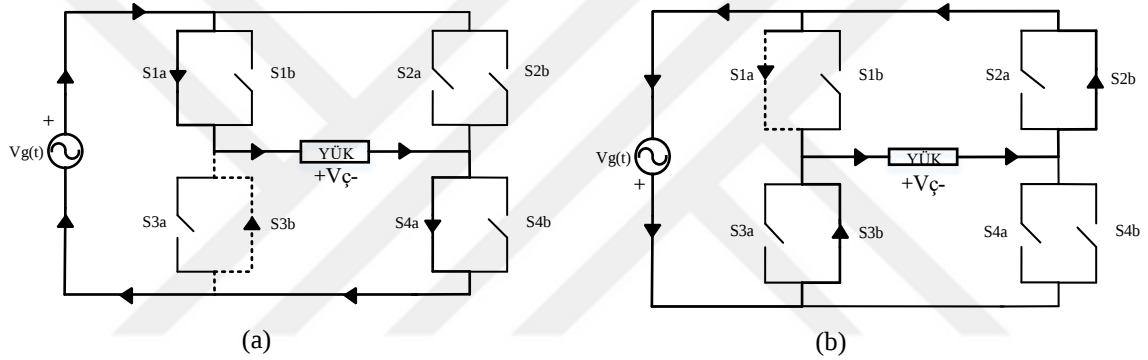
TFMD kullanılarak kontrollü bir doğrultucu elde etmek için temelde 2 durum kullanılır. Giriş geriliminin pozitif ve negatif alternansında çıkış hep pozitif olmalıdır. Bunun için Şekil 6.1'de verilen durum-1 ve durum-2 kullanılır.

Durum-1: Şekil 6.1(a) durum 1'i göstermektedir. Bu durumda giriş geriliminin pozitif alternansı boyunca akım akışını sürdürmek için herhangi bir t anında sadece 2 anahtar iletimdedir. Akım akışını sürdüren anahtarlar S1a ve S4a anahtarlarıdır. S3b anahtarı ise komutasyon amacıyla kullanılan anahtardır. S3b ve S4a anahtarlarına kare dalga ve S1a anahtarına PWM sinyali uygulanır. S1a anahtarının kesimde olduğu durumlarda akım akışı S3b ve S4a üzerinden devam eder. Bu durumda giriş gerilimi ve çıkış gerilimi pozitifdir.

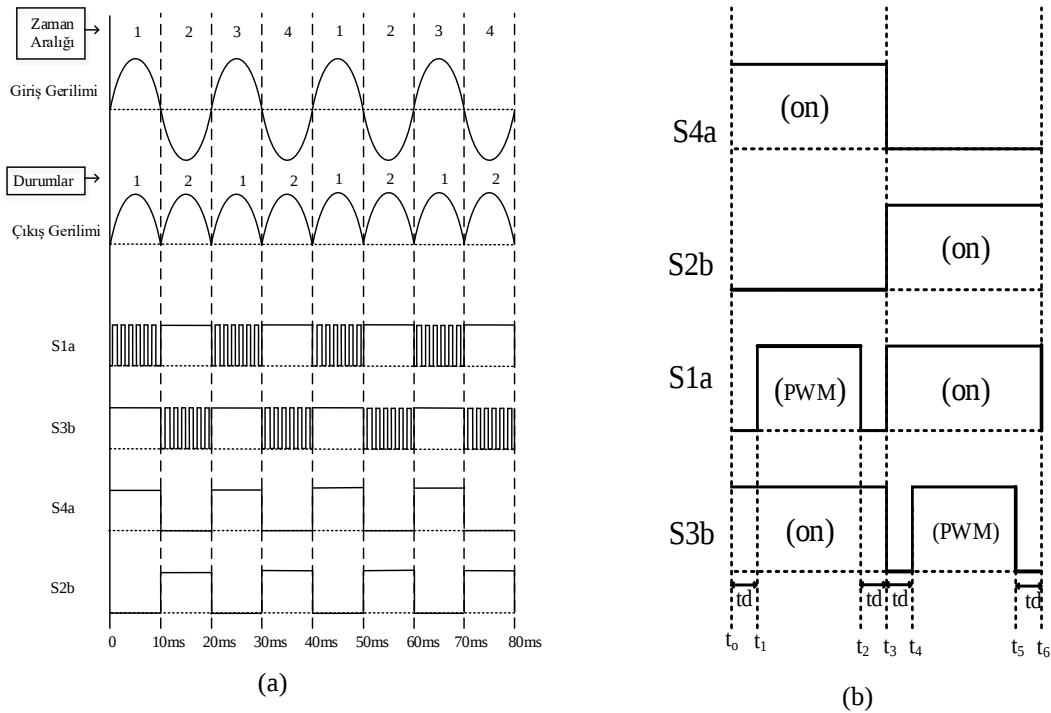
Durum-2: Şekil 6.1(b) durum 2'yi göstermektedir. Bu durumda giriş geriliminin negatif alternansı boyunca akım akışını sürdürmek için herhangi bir t anında sadece 2 anahtar iletimdedir.

Akım akışını sürdüren anahtarlar S3b ve S2b anahtarlarıdır. S1a anahtarı ise komutasyon amacıyla kullanılan anahtardır. S1a ve S2b anahtarlarına kare dalga ve S3b anahtarına PWM sinyali uygulanır. S3b anahtarının kesimde olduğu durumlarda akım akışı S1a ve S2b üzerinden devam eder. Bu durumda giriş gerilimi negatif ve çıkış gerilimi pozitifdir [30-31].

Şekil 6.2(a) 'da giriş gerilimi, çıkış gerilimi ve S1a-S3b-S4a-S2b anahtarlarına uygulanması gereken sinyaller verilmiştir. Şekil 6.2(b)'de bir periyot için anahtarlara uygulanan işaretler 'td' zamanları da dikkate alınarak verilmiştir. Bu durumda TFMD kullanılarak kontrollü doğrultucunun nasıl elde edildiğini izah etmek için zaman eksenini altı parçaya bölmüştür. Çıkış geriliminin bir periyodu için sistemin çalışması altı adımda anlatılmıştır.



Şekil 6.1 Kontrollü doğrultucu için a) Durum-1 b) Durum-2



Şekil 6.2 Kontrollü doğrultucu için a) Anahtarlama örüntüsü b) overlap ve underlap periyotlarının gösterimi

Şekil 6.2(b)'de zaman aralığı ' t_0-t_6 ' olmak üzere altı adıma bölünmüştür.

Adım-1 (t_0-t_1): t_0 anında S4a ve S3b iletimdedir (Şekil 6.3(a)).

Adım-2 (t_1-t_2): t_1 anında S1a anahtarı PWM sinyali ile iletimdedir. Akım akışını sürdüren anahtarlar S1a ve S4a anahtarlarıdır. S3b anahtarı ise komutasyon amacıyla kullanılan anahtardır. S3b ve S4a anahtarlarına kare dalga ve S1a anahtarına PWM sinyali uygulanır. PWM sinyalinin off olduğu durumda S1a anahtarı kesimde olduğu için akım akışı S3b ve S4a üzerinden devam eder (Şekil 6.3(b)).

Adım-3 (t_2-t_3): t_2 anında S1a anahtarı tamamen kesime girmiştir. Bu durumda S3b ve S4a anahtarının underlap periyotundan dolayı indüktans enerjisini boşaltır (Şekil 6.3(c)).

Adım-4 (t_3-t_4): t_3 anında S1a-S2b iletimdedir ve S3b iletime geçmeden önce bir overlap periyodu sağlarlar (Şekil 6.3(d)).

Adım-5 (t_4-t_5): t_4 anında S3b anahtarı PWM sinyali ile iletimdedir. Akım akışını sürdüren anahtarlar S3b ve S2b anahtarlarıdır. S1a anahtarı ise komutasyon amacıyla kullanılan anahtardır. S1a ve S2b anahtarlarına kare dalga ve S3b anahtarına PWM sinyali uygulanır. PWM sinyalinin off olduğu durumda S3b anahtarı kesimde olduğu için akım akışı S1a ve S2b üzerinden devam eder (Şekil 6.3(e)).

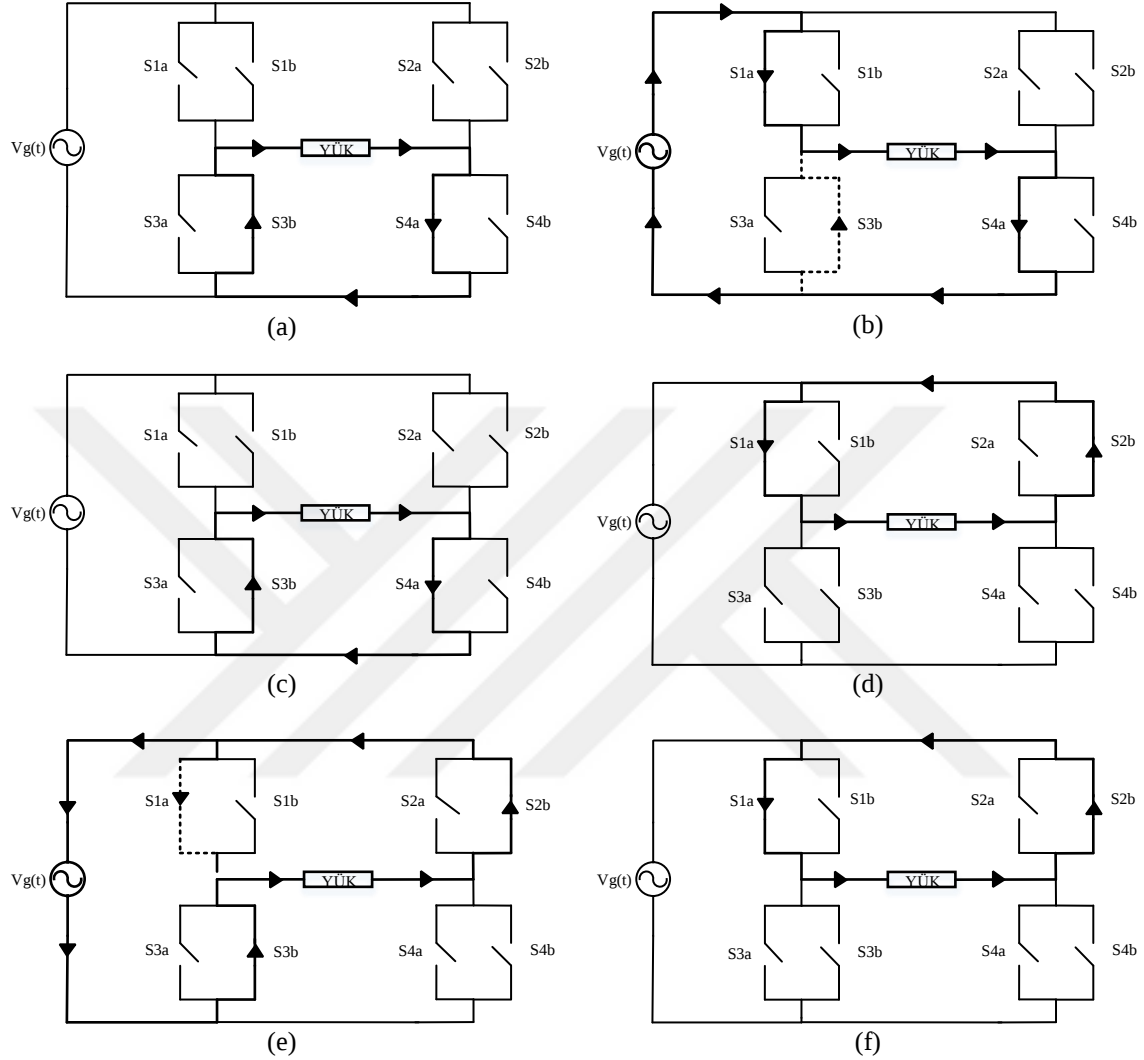
Adım-6 (t_5-t_6): t_5 anında S3b anahtarı tamamen kesime girmiştir. Bu durumda S1a ve S2b anahtarının underlap periyotundan dolayı indüktans enerjisini boşaltır. Bu adımın sonunda bir periyot tamamlanmış olur (Şekil 6.3(f)) [30].

Tablo 6.1'de Kontrollü doğrultucu için durumlar ve iletimde olan anahtarların gösterimi verilmiştir.

Tablo 6.1 Kontrollü doğrultucu için durumlar ve iletimde olan anahtarların gösterimi

Durumlar	Giriş Gerilimi	Çıkış Gerilimi	PWM Anahtarı	Komutasyon Anahtarları
1	+	+	S1a	S4a-S3b
2	-	+	S3b	S1a-S2b

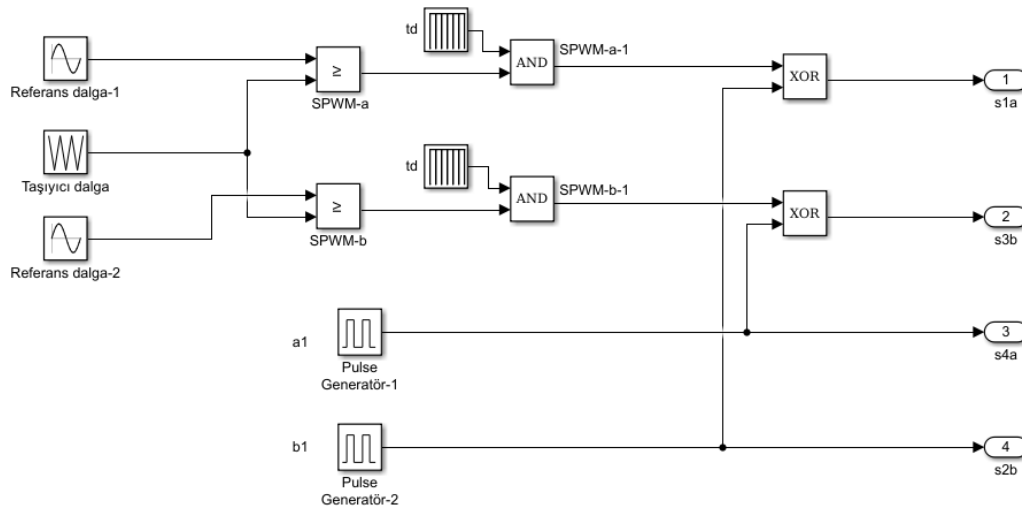
Şekil 6.3(a)'da Adım-1: t_0-t_1 (b)Adım-2: t_1-t_2 (c)Adım-3: t_2-t_3 (d)Adım-4: t_3-t_4 (e)Adım-5: t_4-t_5 (f)Adım-6: t_5-t_6 olmak üzere tüm adımlardaki akım akış yönü gösterilmiştir.



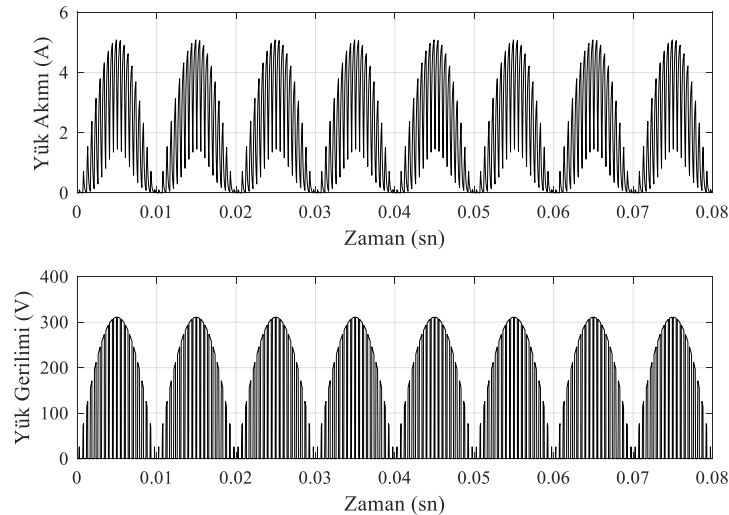
Şekil 6.3 a) Adım-1: t_0-t_1 b) Adım-2: t_1-t_2 c) Adım-3: t_2-t_3 d) Adım-4: t_3-t_4 e) Adım-5: t_4-t_5 f) Adım-6: t_5-t_6

6.1.1. Tek Fazlı Matris Dönüştürücünün Kontrollü Doğrultucu Olarak Kullanılması Durumuna İlişkin Matlab/Simulink Modeli

Bu bölümde tek fazlı matris dönüştürücünün kontrollü doğrultucu olarak kullanılması durumunda güvenli komutasyon stratejisi için Matlab/Simulink modeli verilmiştir. Şekil 6.4’de tek fazlı matris dönüştürücünün kontrollü doğrultucu olarak kullanılması durumu için sürme devresinin Matlab/Simulink modeli gösterilmiştir. Yapılan bu modelde sürme devresindeki referans dalgaının frekansı 50 Hz olarak alınmıştır. Bu modelde giriş gerilimi 220V ve frekansı da 50 Hz’dir. Anahtarlama frekansı sürme devresindeki taşıyıcı sinyalin frekansıdır ve bu değer simülasyonda 2 kHz olarak alınmıştır. R yükünün değeri 60 Ω ve L değeri 6 mH’ dir. Mi ise 0,75 alınmıştır. Şekil 6.5’de yük akımının ve yük geriliminin dalga şekli verilmiştir.



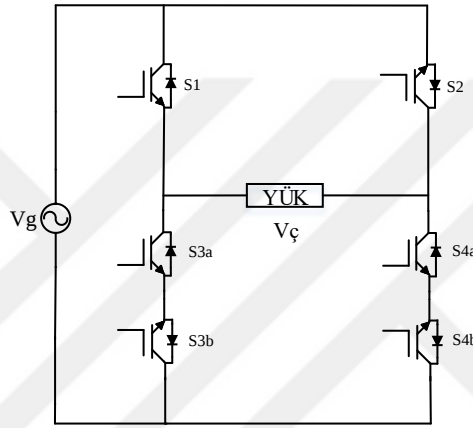
Şekil 6.4 TFMD'nin kontrollü doğrultucu çalışma durumu için sürme devresinin Matlab/Simulink modeli



Şekil 6.5 TFMD'nin kontrollü doğrultucu çalışma durumu için yük akımı ve yük gerilimi dalga şekilleri

6.2. Tek Fazlı Azaltılmış Anahtar Sayılı Matris Dönüştürücü ile Kontrollü Doğrultucu Elde Edilmesi

Bu bölümde tek fazlı matris dönüştürücünün kontrollü doğrultucu güvenli komutasyon anahtarlama örüntüsü elde edilmiştir. Burada tek fazlı matris dönüştürücü de kullanılan anahtar sayısı azaltılarak kontrollü doğrultucu elde edilmiştir. Şekil 6.6'da azaltılmış anahtar sayısı ile kontrollü doğrultucu durumu için devre konfigürasyonu verilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi S1 ve S2 anahtarları çift yönlü anahtar yapısında değildir. Bu anahtarlar için sadece bir tane IGBT kullanılmıştır.



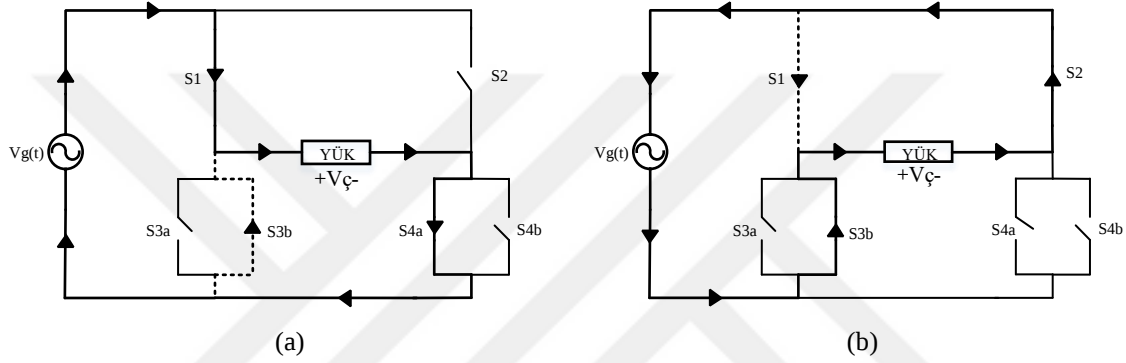
Şekil 6.6 TFMD'nin azaltılmış anahtar sayısı ile kontrollü doğrultucu elde edilmesi için devre konfigürasyonu

TFMD kullanılarak kontrollü bir doğrultucu elde etmek için temelde 2 durum kullanılır. Giriş geriliminin pozitif ve negatif alternansında çıkış hep pozitif olmalıdır. Bunun için Şekil 6.7'de verilen durum-1 ve durum-2 kullanılır.

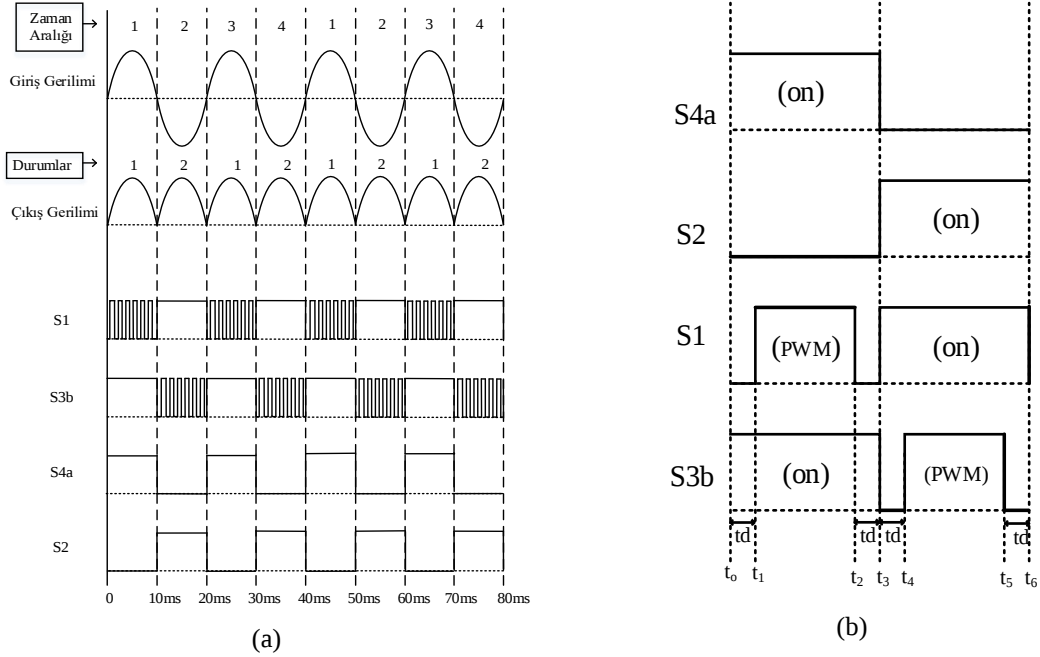
Durum-1: Şekil 6.7(a) durum 1'i göstermektedir. Bu durumda giriş geriliminin pozitif alternansı boyunca akım akışını sürdürmek için herhangi bir t anında sadece 2 anahtar iletimdedir. Akım akışını sürdüren anahtarlar S1 ve S4a anahtarlarıdır. S3b anahtarı ise komutasyon amacıyla kullanılan anahtardır. S3b ve S4a anahtarlarına kare dalga ve S1 anahtarına PWM sinyali uygulanır. S1 anahtarının kesimde olduğu durumlarda akım akışı S3b ve S4a üzerinden devam eder. Bu durumda giriş gerilimi ve çıkış gerilimi pozitifdir.

Durum-2: Şekil 6.7(b) durum 2'yi göstermektedir. Bu durumda giriş geriliminin negatif alternansı boyunca akım akışını sürdürmek için herhangi bir t anında sadece 2 anahtar iletimdedir. Akım akışını sürdüren anahtarlar S3b ve S2 anahtarlarıdır. S1 anahtarı ise komutasyon amacıyla kullanılan anahtardır. S1 ve S2 anahtarlarına kare dalga ve S3b anahtarına PWM sinyali uygulanır.

S3b anahtarının kesimde olduğu durumlarda akım akışı S1 ve S2 üzerinden devam eder. Bu durumda giriş gerilimi negatif ve çıkış gerilimi pozitifdir [32-33]. Şekil 6.8 (a)'da giriş gerilimi, çıkış gerilimi ve S1a-S3b-S4a-S2b anahtarlarına uygulanması gereken sinyaller verilmiştir. Şekil 6.8(b)'de bir periyot için anahtarlara uygulanan işaretler 'td' zamanları da dikkate alınarak verilmiştir. Bu durumda TFMD kullanılarak azaltılmış anahtar sayısı ile kontrollü doğrultucunun nasıl elde edildiğini izah etmek için zaman eksenini altı parçaya bölünmüştür. Çıkış geriliminin bir periyodu için sistemin çalışması altı adımda anlatılmıştır.



Şekil 6.7 Kontrollü doğrultucu için a) Durum-1 b) Durum-2



Şekil 6.8 Azaltılmış anahtar sayısı ile kontrollü doğrultucunun a) Anahtarlama örüntüsü b) overlap ve underlap periyotlarının gösterimi

Şekil 6.8(b)'de zaman aralığı ' t_0-t_6 ' olmak üzere altı adıma bölünmüştür.

Adım-1 (t_0-t_1): t_0 anında S4a ve S3b iletimdedir (Şekil 6.9(a)).

Adım-2 (t_1-t_2): t_1 anında S1 anahtarı PWM sinyali ile iletimdedir. Akım akışını sürdüren anahtarlar S1 ve S4a anahtarlarıdır. S3b anahtarı ise komutasyon amacıyla kullanılan anahtardır. S3b ve S4a anahtarlarına kare dalga ve S1 anahtarına PWM sinyali uygulanır. PWM sinyalinin off olduğu durumda S1 anahtarı kesimde olduğu için akım akışı S3b ve S4a üzerinden devam eder (Şekil 6.9(b)).

Adım-3 (t_2-t_3): t_2 anında S1 anahtarı tamamen kesime girmiştir. Bu durumda S3b ve S4a anahtarının underlap periyotundan dolayı indüktans enerjisini boşaltır (Şekil 6.9(c)).

Adım-4 (t_3-t_4): t_3 anında S1-S2 iletimdedir ve S3b iletime geçmeden önce bir overlap periyodu sağlanır (Şekil 6.9(d)).

Adım-5 (t_4-t_5): t_4 anında S3b anahtarı PWM sinyali ile iletimdedir. Akım akışını sürdüren anahtarlar S3b ve S2 anahtarlarıdır. S1 anahtarı ise komutasyon amacıyla kullanılan anahtardır. S1 ve S2 anahtarlarına kare dalga ve S3b anahtarına PWM sinyali uygulanır. PWM sinyalinin off olduğu durumdaki S3b anahtarı kesimde olduğu için akım akışı S1 ve S2 üzerinden devam eder (Şekil 6.9(e)).

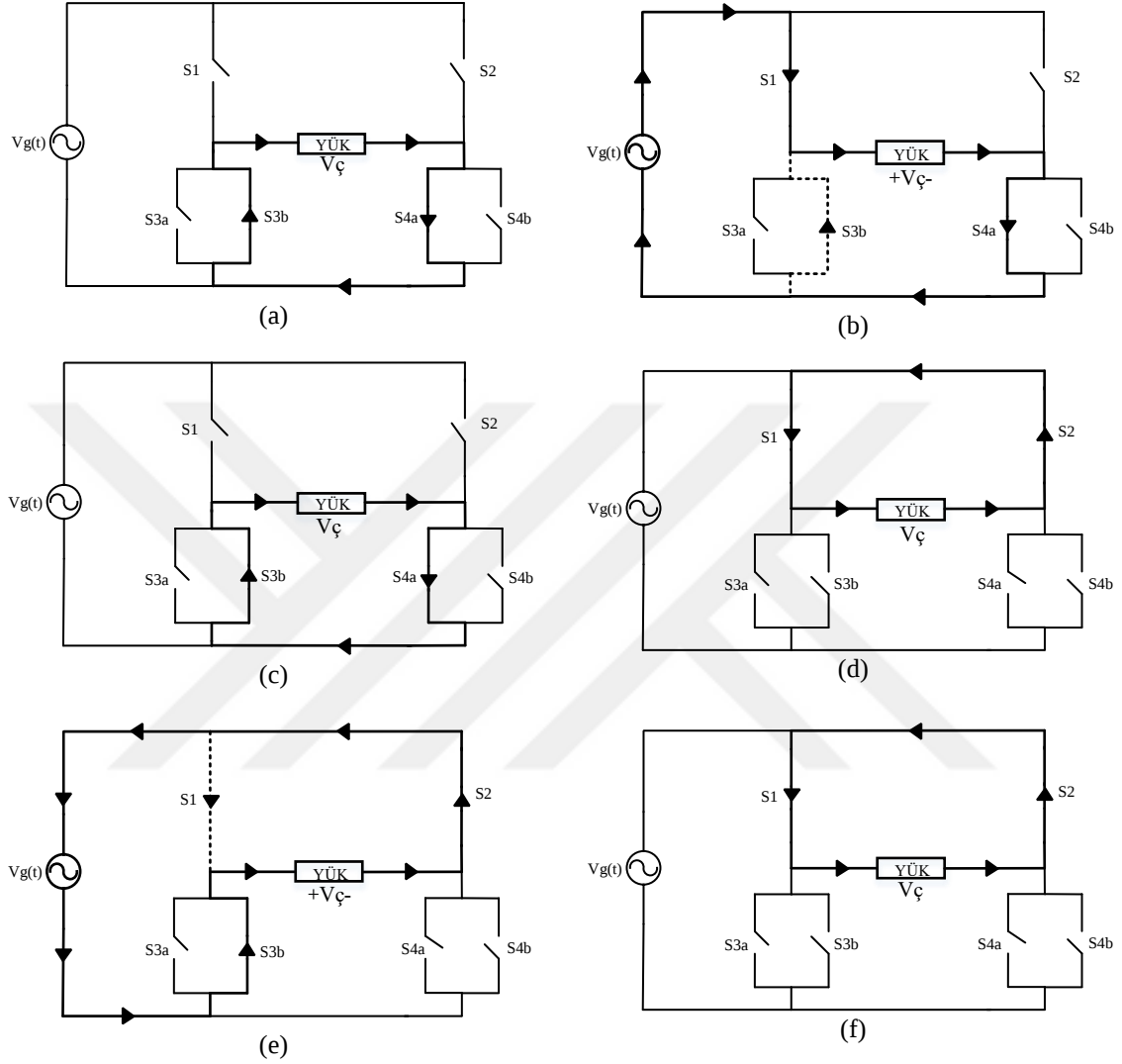
Adım-6 (t_5-t_6): t_5 anında S3b anahtarı tamamen kesime girmiştir. Bu durumda S1 ve S2 anahtarının underlap periyotundan dolayı indüktans enerjisini boşaltır. Bu adımın sonunda bir periyot tamamlanmış olur (Şekil 6.9(f)) [32].

Tablo 6.2'de Azaltılmış anahtar sayılı kontrollü doğrultucu için durumlar ve iletimde olan anahtarların gösterimi verilmiştir.

Tablo 6.2 Azaltılmış anahtar sayılı kontrollü doğrultucu için durumlar ve iletimde olan anahtarların gösterimi

Durumlar	Giriş Gerilimi	Çıkış Gerilimi	PWM Anahtarı	Komutasyon Anahtarları
1	+	+	S1	S4a-S3b
2	-	+	S3b	S1-S2

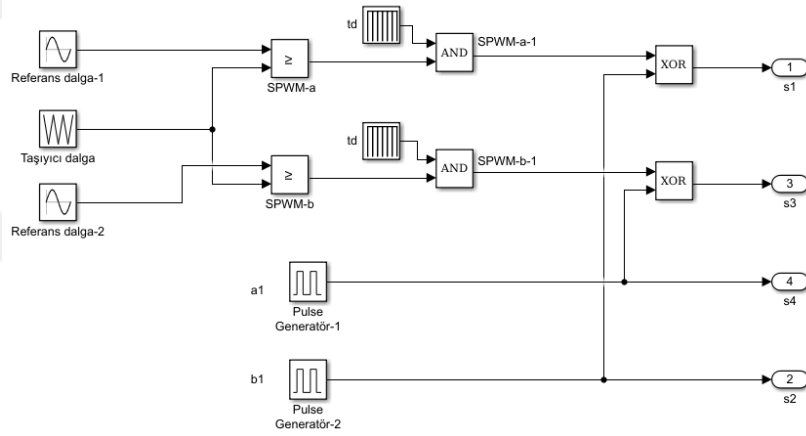
Şekil 6.9(a)'da Adım-1: t_0-t_1 (b)Adım-2: t_1-t_2 (c)Adım-3: t_2-t_3 (d)Adım-4: t_3-t_4 (e)Adım-5: t_4-t_5 (f)Adım-6: t_5-t_6 olmak üzere tüm adımlardaki akım akış yönü gösterilmiştir.



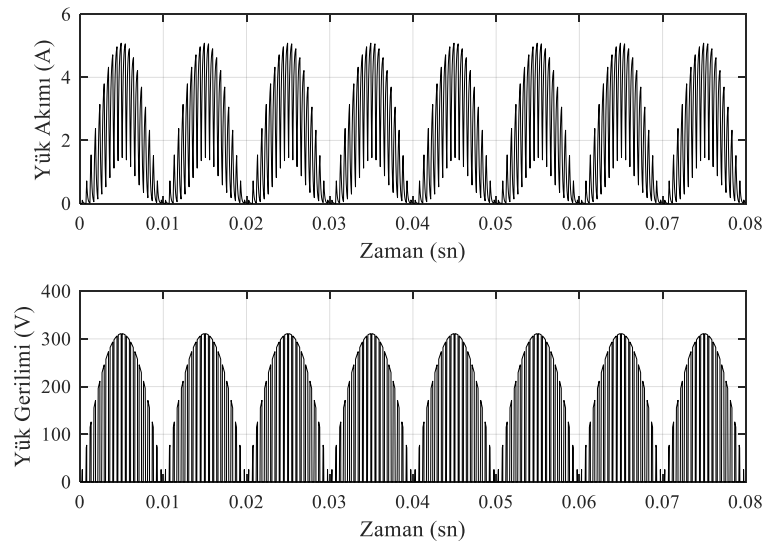
Şekil 6.9 a) Adım-1: t_0-t_1 b) Adım-2: t_1-t_2 c) Adım-3: t_2-t_3 d) Adım-4: t_3-t_4 e) Adım-5: t_4-t_5 f) Adım-6: t_5-t_6

6.2.1. Tek Fazlı Azaltılmış Anahtar Sayılı Matris Dönüştürücü ile Kontrollü Doğrultucu Durumuna İlişkin Matlab/Simulink Modeli

Bu bölümde tek fazlı matris dönüştürücünün azaltılmış anahtar sayılı kontrollü doğrultucu olarak kullanılması durumunda güvenli komutasyon algoritması için Matlab/Simulink modeli verilmiştir. Şekil 6.10'da tek fazlı matris dönüştürücünün kontrollü doğrultucu olarak kullanılması durumu için sürme devresinin Matlab/Simulink modeli gösterilmiştir. Yapılan bu modelde sürme devresindeki referans dalgaının frekansı 50 Hz olarak alınmıştır. Bu modelde giriş gerilimi 220V ve frekansı da 50 Hz'dir. Anahtarlama frekansı sürme devresindeki taşıyıcı sinyalin frekansıdır ve bu değer simülasyonda 5 kHz olarak alınmıştır. R yükünün değeri 60Ω ve L değeri 6 mH' dir. M_i ise 0,75 alınmıştır. Şekil 6.11'de yük akımının ve yük geriliminin dalga şekli verilmiştir.



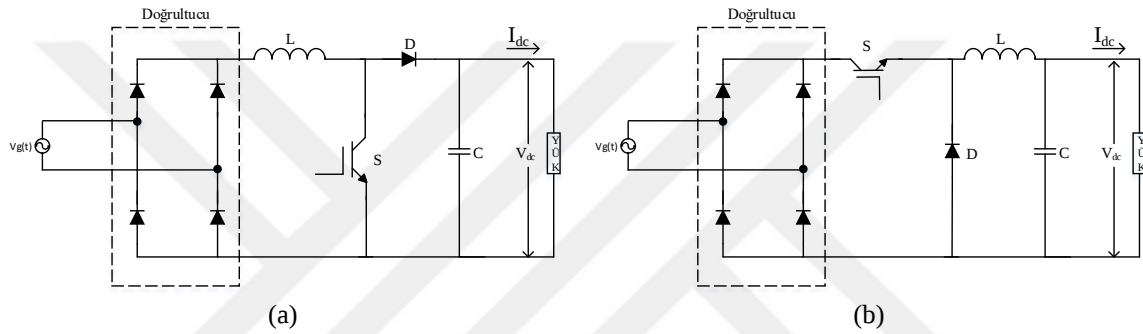
Şekil 6.10 TFMD'nin kontrollü doğrultucu çalışma durumu için sürme devresinin Matlab/Simulink modeli



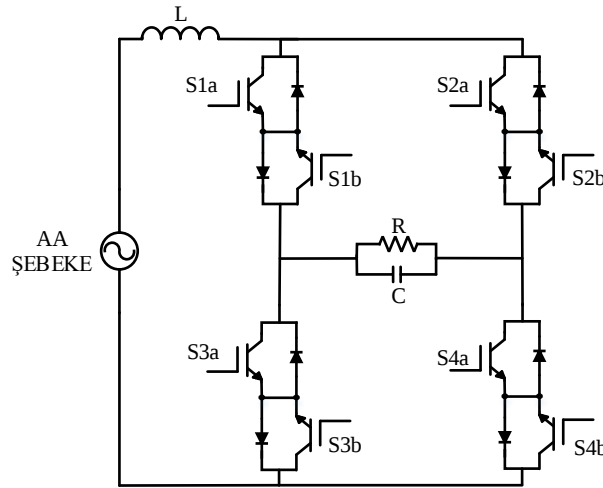
Şekil 6.11 TFMD'nin kontrollü doğrultucu çalışma durumu için yük akımı ve yük gerilimi dalga şekilleri

6.2. Tek Fazlı Matris Dönüştürücü Kullanılarak Boost-Buck Doğrultucu Elde Edilmesi

Bu bölümde tek fazlı matris dönüştürücünün boost-buck doğrultucu güvenli komutasyon anahtarlama örüntüsü elde edilmiştir. Şekil 6.12(a)'da geleneksel boost doğrultucu ve (b)'de buck doğrultucu devre konfigürasyonu verilmiştir. Bu bölümde tek fazlı matris dönüştürücü topolojisi kullanılarak boost ve buck doğrultucu elde edilmiştir. Tek fazlı matris dönüştürücü kullanılarak boost-buck doğrultucu elde edilmesi için kullanılan devre topolojisi Şekil 6.13'de verilmiştir.



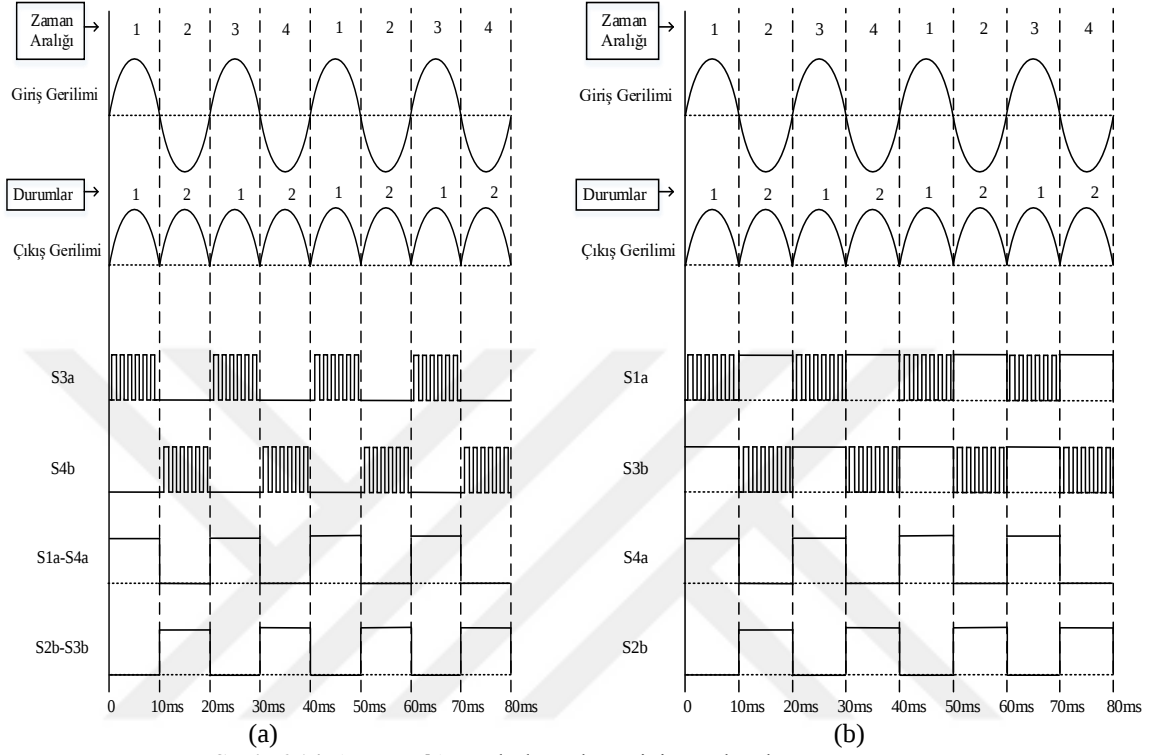
Şekil 6.12 a) Boost doğrultucu b) Buck doğrultucu devre konfigürasyonu



Şekil 6.13 TFMD kullanılarak boost-buck doğrultucu devre konfigürasyonu

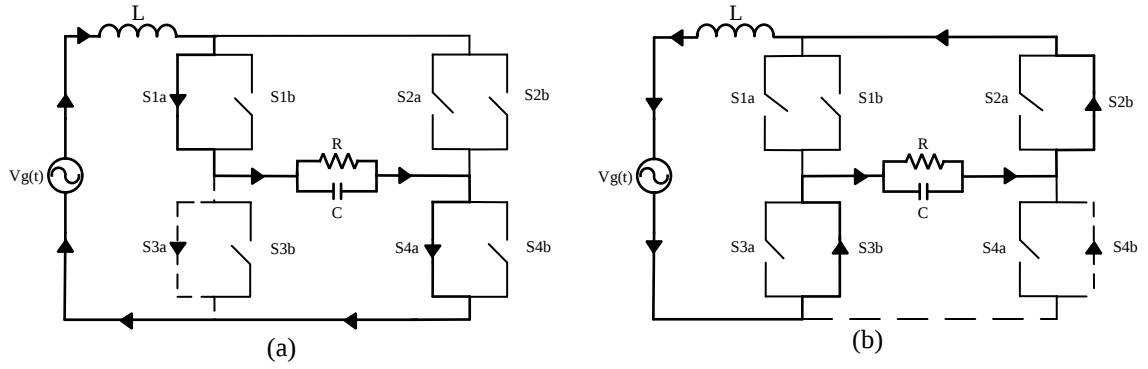
TFMD kullanılarak boost doğrultucu elde etmek için S3a ve S4b anahtarları PWM anahtarı olarak kullanılmıştır. Bu anahtarlara uygulanan sürme işareti SPWM ile elde edilmiştir. S1a-S2b-S3b-S4a anahtarlarına da kare dalga uygulanmıştır.

TFMD kullanılarak boost doğrultucu elde edilmesi için anahtarlara uygulanması gereken sürme işaretleri Şekil 6.14(a) 'da ve buck doğrultucu elde edilmesi için gereken sürme işaretleri Şekil 6.14(b)'de verilmiştir.

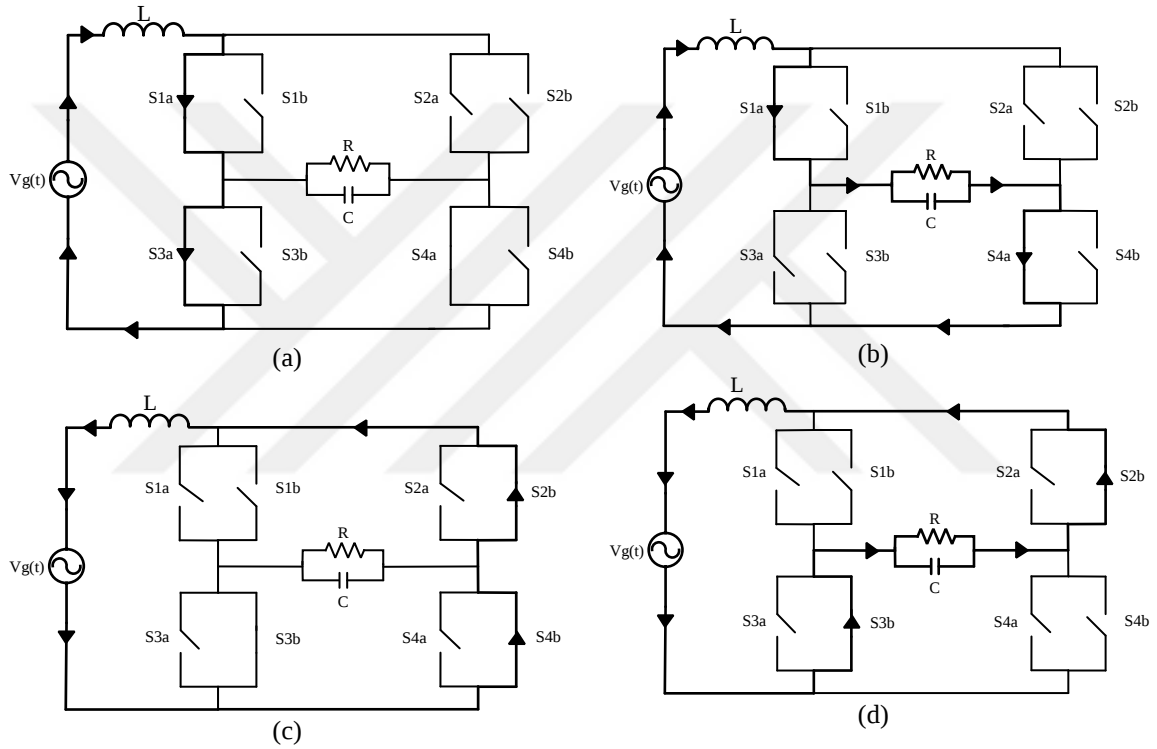


Şekil 6.14 a) Boost b) Buck doğrultucu için anahtarlama örüntüsü

Boost doğrultucu için giriş geriliminin pozitif alternansında Şekil 6.15(a)'da verilen durum-1 geçerlidir. Durum-1 iki kısma ayrılır. Durum-1'in birinci kısmı durum-1a olarak ifade edilmiştir. Bu durumda S1a-S3a anahtarı iletimdedir. Giriş akımı L indüktansı boyunca yükselerek akar. Durum-1'in ikinci kısmında S1a-S4a iletimde, S3a anahtarı ise kesimdedir. Bu durumda akım yüke doğru akacaktır. Gelecek durumda tekrar S3a anahtarı iletime geçene kadar indüktansın akımı düşer ve indüktansta depolanan enerji yüke transfer edilir. Şekil 6.16 (a)'da durum-1a ve Şekil 6.16 (b)'de durum-1b verilmiştir. Giriş geriliminin negatif alternansında ise Şekil 6.15(b)'de verilen durum-2 geçerlidir. Bu durumda da durum-1'e benzer şekilde iki kısımda incelenir. Durum-2'nin birinci kısmı durum-2a olarak ifade edilmiştir. Bu durumda S2b-S4b anahtarı iletimdedir. Giriş akımı L indüktansı boyunca yükselerek akar. Durum-2'in ikinci kısmında S3b-S2b iletimde, S4b anahtarı ise kesimdedir. Bu durumda akım yüke doğru akacaktır. Gelecek durumda tekrar S4b anahtarı iletime geçene kadar indüktansın akımı düşer ve indüktansta depolanan enerji yüke transfer edilir. Şekil 6.16 (c)'de durum-2a ve Şekil 6.16 (d)'de durum-2b verilmiştir [34-35].



Şekil 6.15 Boost doğrultucu için a) Durum-1 b) Durum-2



Şekil 6.16 Boost doğrultucu için a) Durum-1a b) Durum-1b c) Durum-2a d) Durum-2b

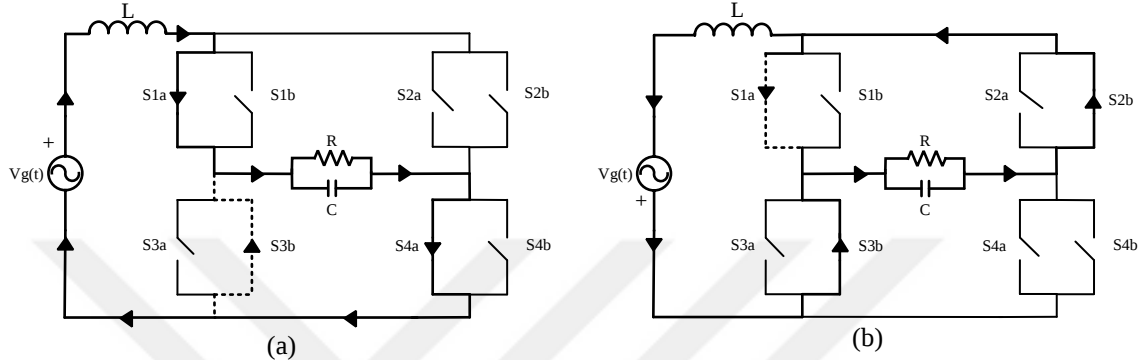
TFMD kullanılarak buck doğrultucu elde etmek için S1a ve S3b anahtarları hem PWM hem de kare dalga uygulanmıştır.

Bu anahtarlara uygulanan PWM sürme işareti SPWM ile elde edilmiştir. S4a-S2b anahtarlarına da kare dalga uygulanmıştır.

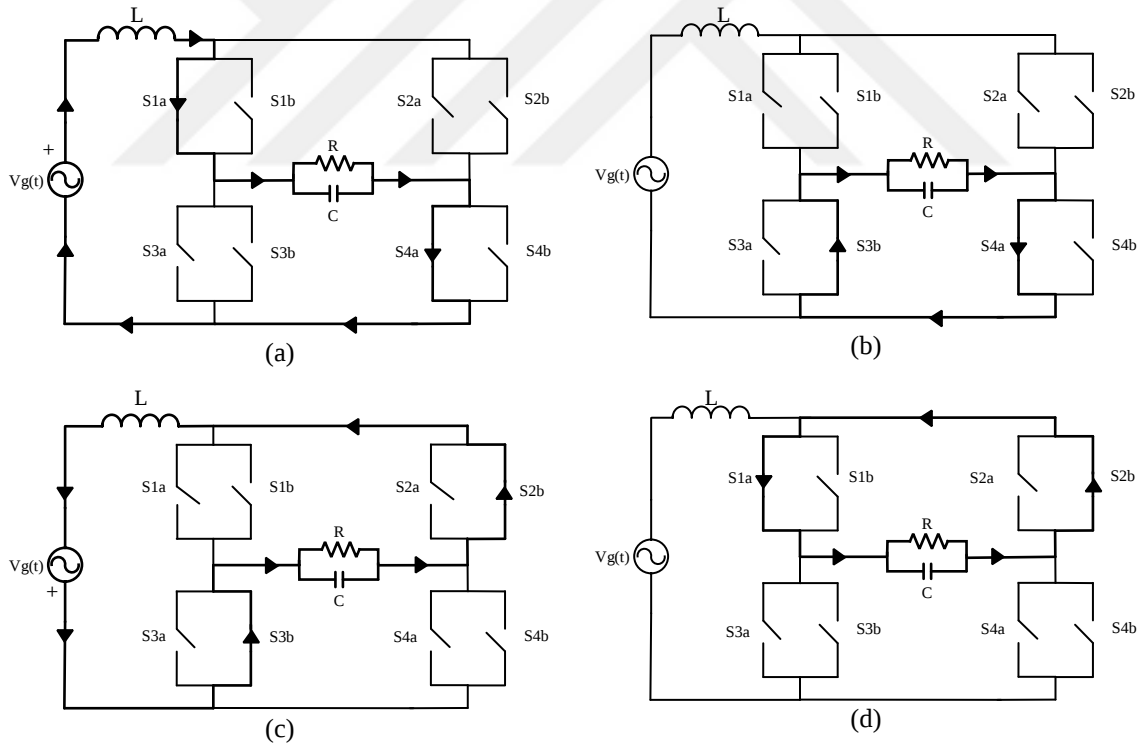
Buck doğrultucu için giriş geriliminin pozitif alternansında Şekil 6.17(a)'da verilen durum-1 geçerlidir. Durum-1 iki kısma ayrılır. Durum -1'in birinci kısmı durum-1a olarak ifade edilmiştir. Bu durumda S1a-S4a anahtarları iletimdedir.

Durum-1'in ikinci kısmında S3b-S4a iletimde, S1a anahtarı ise kesimdedir. Şekil 6.18 (a)'da durum-1a ve Şekil 6.18 (b)'de durum-1b verilmiştir.

Giriş geriliminin negatif alternansında ise Şekil 6.17(b)'de verilen durum-2 geçerlidir. Bu durum da durum-1'e benzer şekilde iki kısımda incelenir. Durum-2'nin birinci kısmı durum-2a olarak ifade edilmiştir. Bu durumda S3b-S2b anahtarı iletimdedir. Durum-2'nin ikinci kısmında S1a-S2b iletimde, S4a anahtarı ise kesimdedir. Bu durumda Şekil 6.18 (c)'da durum-2a ve Şekil 6.18 (d)'de durum-2b verilmiştir [34-35].



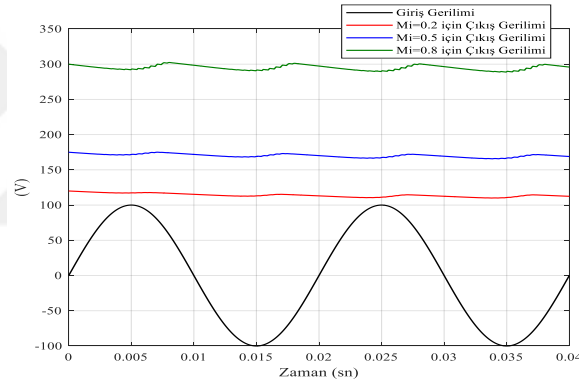
Şekil 6.17 Buck doğrultucu için a) Durum-1 b) Durum-2



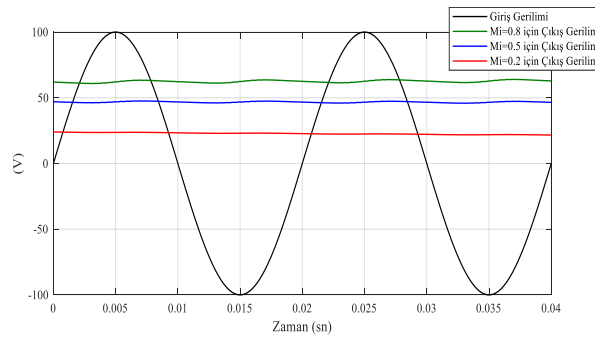
Şekil 6.18 Buck doğrultucu için a) Durum-1a b) Durum-1b c) Durum-2a d) Durum-2b

6.2.1. Tek Fazlı Matris Dönüştürücünün Boost-Buck Doğrultucu Olarak Çalışma Durumu için Matlab/Simulink Model

Tek fazlı matris dönüştürücünün girişinde 100V, frekansı 50 Hz olan bir gerilim vardır. Simulink modeli, pasif bir R yüküyle kullanılarak farklı modülasyon indeksleri için çıkışa ait gerilim dalga şekilleri elde edilmiştir. Bu R yükünün değeri 150Ω 'dur. Devre de kullanılan indüktans $L=4\text{mH}$ ve $C=1000\mu\text{F}$ 'dır. Bu dalga şekilleri elde edilirken sinüs dalga PWM sinyali üreten sürme devresi modeli kullanılmıştır. Modülasyon indeksi 0.3, 0.5 ve 0.8'dir. Anahtarlama frekansı 2 kHz alınarak yük gerilimi dalga şekilleri elde edilmiştir. Şekil 6.19(a)' Boost doğrultucu (b)'de Buck doğrultucu için çıkış gerilim dalga şekilleri elde edilmiştir. Modülasyon indeksinin artmasına bağlı olarak çıkış gerilimi artmıştır. TFMD'nin boost-buck doğrultucu olarak çalışmasının en önemli avantajı AA giriş geriliminden, doğrultma ihtiyacı olmadan DA çıkış gerilimi elde edilmesidir.



(a)



(b)

Şekil 6.19 a) Boost doğrultucu b) Buck doğrultucu için çıkış gerilimi

7. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tez çalışması son yıllarda evirici uygulamalarına alternatif olmaya başlayan tek fazlı matris dönüştürücünün, AA-AA frekans dönüştürücü ve AA-DA doğrultucu çalışma durumlarına ilişkin model ve simülasyon çalışmalarını içermektedir. Çalışma sonucunda tezin her bir bölüm irdelemesine ilişkin aşağıdaki sonuçlar elde edilmiştir.

Tezin giriş bölümünde tek fazlı matris dönüştürücü için detaylı olarak literatür araştırması yapılmıştır. Yapılan bu araştırmayla tez gerekçelendirilmiştir. Literatür araştırmasından; son yıllarda, eviricilerin yaygın olarak kullanıldığı indüksiyonla ısıtma, elektronik güç transformatörü ve motor uyartım sistemlerinde kullanılan döner trafo uygulamalarında, evirici yerine tek fazlı matris dönüştürücü uygulamalarının denenmeye başladığı görülmüştür. Yine bu bölümde yapılan literatür taramasında, sürekli mıknatıslı motorlar konusunda son yıllarda maliyet (Çin monopolü) ve Dünya Sağlık Örgütü'nün sınırlamalarıyla karşılaşıldığı görülmüştür. Bu sınırlamaların en önemli nedeninin de, samarium-kobalt ve neodymium-demir-borun radyoaktif maddelerle karıştırılması ve rafine edilmesi sırasında kullanılan toksik asitlerin neden olduğu ölümcül vakalar olduğu tespit edilmiştir. Bu nedenlerden dolayı, rotoru sargılı senkron motorların döner trafo ve matris dönüştürücüden oluşan fırçasız uyartım sistemleri ile ilgili çalışmalar üreticileri yine son yıllarda sürekli mıknatısların yerine geçebilecek malzemelerin geliştirilmesi veya mevcut motor sistemlerindeki iyileştirme çalışmalarına yoğunlaştırmıştır. İşte bu çalışmalardan biri de rotoru sargılı senkron motorlarda yeni bir fırçasız uyartım sistemi geliştirmek üzerinedir.

Tezin birinci bölümünde AA-AA dönüştürücüler genel bir başlık altında incelenmiştir. Bu bölümde özellikle tek fazlı matris dönüştürücünün tek fazlı bir eviriciye göre avantajları ortaya koyulmuştur.

Tezin ikinci bölümünde tek fazlı matris dönüştürücünün devre topolojisi verilerek çalışması anlatılmıştır. Bu bölümde tek fazlı matris dönüştürücüde kullanılan anahtar yapıları anlatılarak bu yapıların birbirlerine karşı avantaj ve dezavantajları üzerinde durulmuştur. Ayrıca bu bölümde tek fazlı matris dönüştürücüde kullanılan koruma devreleri anlatılmıştır.

Tezin üçüncü bölümünde, güvensiz komutasyon stratejisi incelenmiştir. Yapılan incelemede çıkıştan, sadece giriş frekans değerinin alt ve üst katlarında çıkış frekans değerlerinin elde edilebildiği sonucuna ulaşılmıştır.

Bu frekans değerlerinin de 12.5 Hz, 25 Hz, 50 Hz, 100 Hz ve 150 Hz frekans değerleri ile sınırlı olduğu görülmüştür. Bu bölümde istenilen çıkış frekansını, aynı devre konfigürasyonu ve anahtarlama stratejisiyle gerçekleştiren bir sistematik geliştirilmiştir. Bu sistematikte ara frekans değerleri çalışılmış ve Şekil 3.14(a) ve Şekil 3.14(b)'de sırasıyla 30 Hz ve 70 Hz' lik değerleri için çıkış gerilim ve akım dalga şekilleri elde edilmiştir. Bu bölümden, anlatılan anahtarlama stratejisinin sadece R yükü için geçerli olduğu sonucu çıkarılmıştır. Çünkü bu anahtarlama stratejisi ile güvenli bir komutasyon gerçekleştirilemez. Bir eviricide olan serbest dolaşım yolları matris dönüştürücüde olmadığı için RL yükünde çok yüksek gerilim piklerinin oluştuğu görülmektedir. Bu durum Şekil 3.15(a) ve (b)'deki gerilim dalga şekillerinden de açıkça görülmektedir.

Dördüncü bölümde anlatılan modelde ise, üçüncü bölümde anlatılan güvensiz komutasyon modelini güvenli hale getiren literatürdeki çalışmalar incelenmiş ve bu çalışmalara ilişkin Matlab/Simulink modelleri oluşturulmuştur. Literatürde bu konu üzerine yapılan modellerin temelinde, biri giriş frekans değerinin askatlarında ve diğeri giriş frekans değerinin üst katlarında olmak üzere iki kısımda incelendiği görülmüştür. Bu bölümde yapılan çalışmaların sadece giriş frekansının alt ve üst katlarında doğru sonuç verdiği ara frekans değerlerinde doğru çalışmadığı sonucuna ulaşılmıştır. Sonuç olarak ölü zaman süresi, 50 Hz üstü çıkış için sisteme eklenmiş, altındaki frekanslarda ölü zaman eklenmemiştir. Literatürdeki, bu modellerde alt ara frekanslarda çıkış gerilim pikleri oluşmuş, askat frekanslarda ise pikler oluşmamıştır.

Beşinci bölümde ise, dördüncü bölümde incelenen tek fazlı matris dönüştürücünün olumsuzluklarını gidermeye yönelik yeni bir yaklaşım geliştirilmiştir. Dördüncü bölümdeki güvenli komutasyon modeli incelendiğinde modelin, çıkış frekansının her değerinde güvenli olarak çalışmadığı, sadece çıkış frekansı giriş frekansının katları olduğunda doğru sonuç verdiği görülmüştür. Ayrıca, 50 Hz üstü frekanslarda eklenen t_d süreleri, her çıkış frekans değeri için yeniden düzenleme gerektirmekte; aynı model üzerinden sadece çıkış frekans değeri değiştirilerek güvenli komutasyon modeli oluşturulamamaktadır. Bu nedenle, bu bölümde yukarıda bahsedilen olumsuzlukları ortadan kaldıran yeni bir strateji geliştirilmiştir. Geliştirilen strateji ile ara frekans değerlerinde dahi gerilim piklerinin oluşmadığı görülmüştür. Çıkış gerilimi dalga şekillerinde bu durum açık bir şekilde görülmektedir.

Tezin altıncı bölümünde ise tek fazlı matris dönüştürücünün farklı güç elektroniği modlarının elde edilmesine yönelik stratejiler incelenmiştir. Yapılan çalışmada tek faz matris dönüştürücü AA-DA doğrultucu ve boost-buck doğrultucu modlarında çalıştırılmış, modülasyon indeksi değiştirilerek farklı çıkış gerilim değerleri elde edilmiştir.

Bundan sonraki çalışmalarda; özellikle bu çalışmayla literatüre yapılan en önemli katkılardan olan ölü zaman ekleme stratejisi pratik çalışmalarla test edilmelidir.

Yine bu çalışmada tek fazlı matris dönüştürücünün anahtarlama stratejileri değiştirilerek elde edilen farklı güç elektroniği modları aynı yük değerleri için klasik yöntemlerle karşılaştırılmalıdır.



KAYNAKLAR

- [1] **Sünter, S.**, 1995. A Vector Controlled Matrix Converter Induction Motor Drive, PhD Thesis, University of Nottingham, U.K.
- [2] **Külekçioğlu, A.**, 2003. Değişken Genlik ve Frekanslı Tek Fazlı AC-AC Çeviriciden Beslenen Asenkron Motor Sürücü Tasarımı, Yüksek Lisans Tezi, Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.
- [3] **Kaynak M.O.**, 1988. Güç Elektroniği: Elemanları, Devreler ve Sistemler, Boğaziçi Üniversitesi Yayınları No:445, İstanbul, 225s.
- [4] **Mohan, N., Undeland, T.M. and Robbins, W.P.**, 1995. Power Electronics Converter, Applications and Design, Jofy Wiley & Sons, Inc., 802p.
- [5] **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.
- [6] **Tabisz, W. A. and Lee, F.C.**, 1988. Zero-voltage -switching multi-resonant technique a novel approach to improve performance of high frequency quasi-resonant converters, IEEE Power Electronics Specialists Conference, Kyoto, Japan, 11-14 April 1988, vol(1), pages:9-17.
- [7] **Liu, K.H. and Lee, F.C.**, 1984. Resonant Switches A Unified Approach To Improve Performances of Switching Converters, Telecommunications Energy Conference, New Orleans, USA, 4-7 Nov. 1984, pages:344-351.
- [8] **Murphy, J.M.D. and Turnbull, F.G.**, 1989. Power Electronic Control of AC Motors, Pergaman Press, 1989.
- [9] **Lafuze, D.L.**, 1974. VSCF Starter Generator, IEEE Power Electronic Specialists Conference, Murray Hill, USA, 10-12 June 1974, pages:327-333.
- [10] **Venturini, M.**, 1980. A new sine wave in, sine wave out conversion technique which eliminates reactive elements, Proceeding of Powercon7, E3-1-E3-15.

- [11] **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.
- [12] **Sünter S. and Clare J.C.**, 2000. Feedforward Indirect Vector Control of A Matrix Converter-Fed Induction Motor Drive, COMPEL, 19/4, pages:994-986.
- [13] **Wheeler, P., Clare, J., Empringham L., Apap M. and Bland M.**, 2002. Matrix Converter, Power Engineering Journal, Vol.16, No:6, pages:273-282.
- [14] **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.
- [15] **Gyugyi, L. and Pelly, B.R.**, 1976. Static Power Frequency Changers : Theory, Performance, and Application, New York, Wiley.
- [16] **Liu J.**, 2015. Analysis of Single Phase Matrix Converter on Wound Field Synchronous Machine, Master of Science , Wisconsin University, Madison.
- [17] **Khoei, A. and Yuvarajan, S.**, 1988. Single-Phase AC–AC Converters Using Power MOSFET’s, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol(35), no:3, pages:442–443.
- [18] **Khoei, A. and Yuvarajan, S.**, 1989. Steady State Performance of A Single Phase Induction Motor Fed By A Direct AC–AC Converter, IEEE Industry Applications Society Annual Meeting 11, October 1989, pages:128–132.
- [19] **Zuckerberger, A., Weinstock, D. and Alexandrovitz, A.**, 1997. Single-phase matrix converter, IEEE Proceedings-Electric Power Applications, Jul 1997, vol(144), pages:235-240.
- [20] **Hosseini, S.H. and Babaei, E.**, 2001. A new generalized direct matrix converter, IEEE International Symposium of Industrial Electronics, Pusan, South Korea, 7 August 2002, Vol(2), pages:1071-1076.

- [21] **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, 16-17 July 2002, pages:286-289.
- [22] **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.
- [23] **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.
- [24] **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.
- [25] **Idris, Z., Hamzah, M.K., Saparon, A., Hamzah, N.R. and Dahlan, N.Y.**, 2007, FPGA Design of Single-phase Matrix Converter Operating as Cycloconverter, 7th International Conference on Power Electronics and Drives Systems, Bangkok, Thailand, 27-30 Nov. 2007, Pages: 301-307.
- [26] **Hanafi, H.M., Hamzah, N.R., Saparon, A. and Hamzah, M.K.**, 2008. Improved switching strategy of single-phase matrix converter as a direct AC-AC converter, 3rd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, ICIEA, 3-5 June 2008, Page(s):1157 – 1162.
- [27] **Hamzah, M.K., Idris, Z., Saparon, A. and Yunus, M.S.**, 2008. FPGA Design of Single-phase Matrix Converter Operating as a Frequency Changer, IEEE 2nd International Power and Energy Conference, Johor Bahru, Malaysia, 1-3 Dec. 2008, Pages:1124-1129.

- [28] **Sunter, S. and Aydoğmuş, Ö.**, 2008. Implementation of a single-phase matrix converter induction motor drive, *Electrical Engineering (Archivfur Elektrotechnik)*, Springer, Berlin / Heidelberg, Volume 90, Number 6 / June 2008, pages:425-433.
- [29] **Boztaş, G.**, 2015. Tek Fazlı ve İki Fazlı Asenkron Motorlar İçin Yeni Bir Direkt AA-AA Çevirici Tasarımı, Yüksek Lisans Tezi, Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.
- [30] **Baharom, R., Hamzah, N.R. and Hamzah, M.K.**, 2011, Advanced Single-Phase AC-DC Converter Using Single-phase Matrix Converter Topology, *International Conference on Electrical Control and Computer Engineering*, Malaysia, 21-22 June pages:33-38
- [31]**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.
- [32] **Baharom, R. and Hamzah, M.K.**, 2011. Safe Commutation Switching Sequence for Controlled Rectifier Operation using Single-Phase Matrix Converter with Reduced Switch Count, *IEEE International Conference on Computer Applications and Industrial Electronics (ICCAIE)*, Penang, Malaysia, 4-7 Dec. 2011, pages:262-267
- [33] **Baharom, R., Idris, A., Hamzah, N.R. and Hamzah, M.K.**, 2011 Computer Simulation of Single-phase Control Rectifier using Single-phase Matrix Converter with Reduced Switch Count *IAPEC*, Johor Bahru, Malaysia, 18-19 April, pages:34-39
- [34] **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.
- [35] **Baharom, R., Hamzah, M.K., Saparon, A., and Hamzah, N.R.**, 2009 Single-Phase Matrix Converter Operating as Buck and Boost Rectifier, *4th IEEE* ,China, 25-27 May, pages:3338-3342

- [36] **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.
- [37] **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.
- [38] **Noor, S.Z.M., Rahman, N.F.A. and Hamzah, M.K.**, 2011. Single Phase Matrix Converter Operating as a Four Quadrant DC Chopper controlled using Xilinx FPGA, International Journal of Electrical And Electronic Systems Research, Vol(4), June 2011.
- [39] **Noor, S.Z.M., Hamzah M.K. and Saparon, A.**, 2008. Single Phase Matrix Converter for inverter operation controlled using Xilinx FPGA, IEEE 2nd International Power and Energy Conference, Johor Bahru, Malaysia, 1-3 Dec. 2008, pages:764-769.
- [40] **Hamzah, M.K., Noor, S.Z.M. and Shukor A.F.A.**, 2006. A New Single-Phase Inverter using Single-Phase Matrix Converter Topology, IEEE International Power and Energy Conference, Putro Jaya, Malaysia, 28-29 Nov. 2006, pages:459-464.
- [41] **McMURRAY W.**, 1970. Power converter circuits having a high- frequency link, U.S Patent 3,517,300.
- [42] **Hanafi, H.M., Hamzah, M.K. and Hamzah, N.R.**, 2009. Electronic Transformer Design Using Single phase Matrix Converter, IEEE Symposium on Industrial Electronics and Applications, Kuala Lumpur, Malaysia, 4-6 Oct. 2009, Vol(1), Pages:413-418.
- [43] **AÇIKGÖZ, H., KALE, G. ve ŞEKKELİ, M.** 2014. Tek Fazlı Matris Çevirici Tabanlı Elektronik Güç Transformatörlerinin Performans Analizi, International Refereed Journal of Engineering And Sciences, September / October / November / December 2014, Issue: 02 Volume: 01 Autumn Winter ID:16 K:21.
- [44] **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.

- [45] **Ebubekir, Erdem.**, 2007. Matris Çeviriciden Beslenen Bir Asenkron Motor Sürücüsünün Tasarımı ve Kontrol Algoritmalarının Uygulanmasında Yeni Bir Yaklaşım, Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi, Elazığ.
- [46] **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.
- [47] **Li, H.h.**, 1998. Bidirectional lateral insulated gate bipolar transistor, *U.S.Patent* #5,793,064, Rockwell.
- [48] **Alesina, A., Venturini, M.**, 1989. Analysis and Design of Optimum-Amplitude Nine-Switch Direct AC-AC Converters, *IEEE Trans. on Power Electronics*, 4(1), pages:101-112.
- [49] **Noor, S.Z.M., Hamzah, M.K., Rahman N.F.A., Hapani A.F. and Idris, Z.**, 2011. XILINX FPGA Design for Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM) control of Single-phase Matrix Converter, *IEEE Symposium on Industrial Electronics and Applications*, Langkawi, Malaysia, pages:714-719.

ÖZGEÇMİŞ

Neslihan PİRİNÇÇİ

Fırat Üniversitesi

Teknoloji Fakültesi

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

Elazığ

n.pirincci@firat.edu.tr

- 1994** Elazığ’da doğdu.
- 2011-2015** Fırat Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünden mezun oldu.
- 2017-** Fırat Üniversitesi Teknoloji Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünde Araştırma Görevlisi olarak görev yapmaktadır.