

**KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

**ÜÇ SEVİYELİ DİYOT KENETLEMELİ EVİRİCİDEN BESLENEN HIZ
GERİBESLEMESİZ DOĞRUDAN MOMENT KONTROLLÜ
ASENKRON MOTOR SÜRÜCÜ**

DOKTORA TEZİ

Mehmet Ali USTA

**ARALIK 2019
TRABZON**



KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

**ÜÇ SEVİYELİ DİYOT KENETLEMELİ EVİRİCİDEN BESLENEN HIZ
GERİBESLEMESİZ DOĞRUDAN MOMENT KONTROLLÜ ASENKRON
MOTOR SÜRÜCÜ**

Elektrik Yüksek Mühendisi Mehmet Ali USTA

Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsünce

"DOKTOR (ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ)"

Unvanı Verilmesi İçin Kabul Edilen Tezdir.

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 03 / 12 / 2019

Tezin Savunma Tarihi : 26 / 12 / 2019

Tez Danışmanı : Prof. Dr. Halil İbrahim OKUMUŞ

Trabzon 2019

**KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında

Mehmet Ali USTA tarafından hazırlanan

**ÜÇ SEVİYELİ DİYOT KENETLEMELİ EVİRİCİDEN BESLENEN HIZ
GERİBESLEMESİZ DOĞRUDAN MOMENT KONTROLLÜ ASENKRON
MOTOR SÜRÜCÜ**

**başlıklı bu çalışma, Enstitü Yönetim Kurulunun 10 /12 /2019 gün ve 1831 sayılı
kararıyla oluşturulan jüri tarafından yapılan sınavda
DOKTORA TEZİ
olarak kabul edilmiştir.**

Jüri Üyeleri

Başkan : Prof. Dr. Ahmet Faruk BAKAN

Üye : Prof. Dr. Halil İbrahim OKUMUŞ

Üye : Doç. Dr. Cenk YAVUZ

Üye : Dr. Öğr. Üyesi Hakan KAHVECİ

Üye : Dr. Öğr. Üyesi Hüseyin PEHLİVAN



Prof. Dr. Asim KADIOĞLU

Enstitü Müdürü

ÖNSÖZ

Bu tez, Karadeniz Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Elektrik Mühendisliği Doktora Programı'nda yapılan bir çalışmadır.

Öncelikle, doktora tez danışmanlığımı üstlenerek gerek konu seçiminde ve gerekse çalışmaların yürütülmesinde yardımlarını hiçbir zaman esirgemeyen değerli hocam Prof. Dr. Halil İbrahim OKUMUŞ'a gösterdiği ilgi, güler yüz ve yardımlarından ötürü teşekkürlerimi saygı ve minnetle sunarım.

Tez çalışmam süresince tüm konuda özellikle sayısal işaret işleyiciler konusunda bana her türlü desteği, bilgiyi ve tecrübesini aktaran, ayrıca çalışmanın proje yürütücülüğünü üstlenen değerli hocam Dr. Öğr. Üyesi Hakan KAHVECI'e teşekkürlerimi sunarım.

Tez izleme aşamalarında eleştiri ve fikirleriyle yol gösteren sayın hocam Dr. Öğr. Üyesi Hüseyin PEHLİVAN'a da teşekkürlerimi sunarım.

Doktora boyunca çalışmalarımı sürdürdüğüm ASOL laboratuvarındaki tüm çalışma arkadaşlarıma, bana göstermiş oldukları saygı ve sabırlarından dolayı her birine tek tek teşekkürlerimi en içten dileklerle sunarım.

Lisansüstü öğrenimim süresince desteklerini esirgemeyen ve sunduğu her türlü imkanlardan dolayı Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölüm Başkanı sayın hocam Prof. Dr. İsmail Hakkı ALTAŞ'a da ayrıca teşekkürlerimi saygıyla sunarım.

Bu tez, Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (TÜBİTAK) tarafından "3001-Başlangıç Ar-Ge Projeleri Destekleme Programı" kapsamında 215E275 nolu proje kodu ile desteklenmiş bir çalışmadır. Doktora çalışmalarımı bu kapsamda maddi olarak destekleyen TÜBİTAK kurumuna da teşekkürü bir borç bilirim.

Tüm eğitim ve öğretim hayatım boyunca bana destek olan ve beni bu günlere getiren babam İsmail USTA ve annem Gönül USTA'a sonsuz şükran ve teşekkürlerimi sunarım.

Son olarak, doktora çalışmalarım boyunca her zaman yanımda olan, büyük bir hoşgörü ve sabırla bana katlanan, hiçbir zaman desteğini esirgemeyen hayat arkadaşım-eşim Funda USTA'a teşekkürlerimi en kalbi duygularıyla sunarım. Ayrıca, bu süre içerisinde gerekli ilgiyi gösteremediğim neşe kaynağım biricik kızım Elif Ilgın USTA'dan da özür dilerim.

Mehmet Ali USTA

Trabzon 2019

TEZ ETİK BEYANNAMESİ

Doktora Tezi olarak sunduğum “Üç Seviyeli Diyot Kenetlemeli Eviriciden Beslenen Hız Geribeslemesiz Doğrudan Moment Kontrollü Asenkron Motor Sürücü” başlıklı bu çalışmayı baştan sona kadar danışmanım Prof. Dr. Halil İbrahim OKUMUŞ’un sorumluluğunda tamamladığımı, verileri/örnekleri kendim topladığımı, deneyleri/analizleri ilgili laboratuarlarda yaptığımı, başka kaynaklardan aldığım bilgileri metinde ve kaynakçada eksiksiz olarak gösterdiğimi, çalışma sürecinde bilimsel araştırma ve etik kurallara uygun olarak davrandığımı ve aksinin ortaya çıkması durumunda her türlü yasal sonucu kabul ettiğimi beyan ederim. 26/12/2019



Mehmet Ali USTA

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa No</u>
ÖNSÖZ.....	III
TEZ ETİK BEYANNAMESİ.....	IV
İÇİNDEKİLER.....	V
ÖZET	VIII
SUMMARY	IX
ŞEKİLLER DİZİNİ	X
TABLolar DİZİNİ.....	XVI
SEMBOLLER DİZİNİ	XVII
1. GENEL BİLGİLER.....	1
1.1. Giriş	1
1.2. Konu ile İlgili Yapılan Çalışmalar	2
1.3. Tezin Amacı ve Çözüm Yaklaşımı.....	9
2. ÇOK SEVİYELİ EVİRİCİLER	12
2.1. Çok Seviyeli Eviricilerin Gelişimi	13
2.1.1. Nötr Noktası Kenetlemeli ve Kondansatör Kenetlemeli Yapılar	13
2.1.2. Kaskat Bağlı Yapılar	15
2.1.3. Hibrit Yapılar.....	18
2.2. Üç Seviyeli Diyot Kenetlemeli Evirici	20
2.2.1. Üç Seviyeli Diyot Kenetlemeli Eviricide Komütasyon Durumları	22
2.2.2. Üç Seviyeli Eviricide Gerilim Vektörleri	26
3. ÇOK SEVİYELİ EVİRİCİLERDE MODÜLASYON YÖNTEMLERİ.....	29
3.1. Harmonik Eliminasyonu Darbe Genişlik Modülasyonu	29
3.2. Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu.....	35
3.2.1. Faz Kaydırmalı Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu.....	38
3.2.2. Seviye Kaydırmalı Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu.....	40
3.2.3. Faz ve Seviye Kaydırmalı Modülasyon Yöntemlerinin Karşılaştırılması.....	43
3.2.4. Üçüncü Harmonik Eklemeli Darbe Genişlik Modülasyonu.....	45
3.2.5. Uzak Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu	47
3.2.5.1. Referans Gerilim Vektörü	49

3.2.5.2.	Basitleştirilmiş Üç Seviyeli Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu	50
3.2.6.	Modülasyon Yöntemlerinin Karşılaştırılması	62
4.	ASENKRON MAKİNANIN MATEMATİKSEL MODELİ.....	64
4.1.	Keyfi Referans Eksen Takımında Makina Modeli	66
4.2.	Makine Modelinin Durum Uzay Denklemleri.....	68
4.2.1.	Durum Değişkenleri Stator Akımı ve Rotor Akısı Olan Model.....	68
4.2.2.	Durum Değişkenleri Stator Akımı ve Stator Akısı Olan Model	69
4.2.3.	Durum Değişkenleri Stator Akısı ve Rotor Akısı Olan Model	70
5.	DOĞRUDAN MOMENT KONTROL YÖNTEMİ	72
5.1.	İki Seviyeli Eviricide Uygun Gerilim Vektörünün Seçimi	74
5.2.	Üç Seviyeli Eviricide Uygun Gerilim Vektörünün Seçimi	80
5.3.	Stator Akı Vektörünün Kestirimi	81
5.4.	Doğrudan Moment Kontrol (DMK) Yönteminin Temel Şeması	83
5.5.	Temel DMK Yöntemi İçin Benzetim Çalışmaları.....	84
5.6.	Uzay Vektör Modülasyonlu Doğrudan Moment Kontrol Yöntemi	88
5.7.	UVM-DMK Yöntemi İçin Benzetim Çalışmaları	91
6.	GENİŞLETİLMİŞ KALMAN FİLTRESİ İLE HIZ KESTİRİMİ	96
6.1.	Kalman Filtresi	96
6.2.	Genişletilmiş Kalman Filtresi.....	100
6.3.	Kalman Filtresi ile Stator Akı Vektörünün Kestirimi	103
6.4.	Genişletilmiş Kalman Filtresi ile Hız Kestirimi.....	105
6.4.1.	Hızın Parametre Olarak Alındığı GKF Modeli	105
6.4.2.	Hızın Durum Olarak Alındığı GKF Modeli	109
6.5.	Önerilen Hız Geribeslemesiz UVM-DMK Yöntemi İçin Benzetim Çalışması ..	111
7.	YAPILAN ÇALIŞMALAR.....	116
7.1.	Asenkron Motor Sürücü Deney Düzeneği	117
7.2.	Gerçekleştirilen Güç ve Denetim Devreleri	119
7.2.1.	Üç Seviyeli Diyot Kenetlemeli Evirici Devresi	121
7.2.2.	Simetrik Güç Kaynağı Devresi.....	123
7.2.3.	Akım ve Gerilim Ölçüm Devreleri.....	124
7.2.4.	F28335 DSP Uygulama Geliştirme Kartı.....	128
7.2.5.	IGBT Sürücü Devreleri	135
7.3.	TMS320F28335 Mikroişlemcisi ile Yazılım Geliştirme.....	141

8.	DENEYSEL ÇALIŞMALAR VE BULGULAR	146
8.1.	Basitleştirilmiş Üç Seviyeli UVM Yönteminin Doğrulanması	146
8.2.	Hız Geribeslemeli UVM-DMK Yönteminin Doğrulanması	148
8.3.	Önerilen Hız Geribeslemesiz UVM-DMK Yönteminin Doğrulanması	156
9.	SONUÇLAR.....	165
10.	ÖNERİLER	167
11.	KAYNAKLAR.....	168
12.	EKLER	180

ÖZGEÇMİŞ



Doktora Tezi

ÖZET

ÜÇ SEVİYELİ DİYOT KENETLEMELİ EVİRİCİDEN BESLENEN HIZ
GERİBESLEMESİZ DOĞRUDAN MOMENT KONTROLLÜ ASENKRON
MOTOR SÜRÜCÜ

Mehmet Ali USTA

Karadeniz Teknik Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Danışman: Prof. Dr. Halil İbrahim OKUMUŞ
2019, 179 Sayfa, 2 Sayfa Ek

Bu tez çalışmasında, asenkron motorlar için üç seviyeli diyot kenetlemeli eviricinin kullanıldığı bir sürücü düzeneği tasarlanmış ve genişletilmiş Kalman filtresi (GKF) ile hız geribeslemesiz doğrudan moment kontrolü (DMK) gerçekleştirilmiştir. Önerilen bu sürücü yapısında, evirici topolojisinden kaynaklı bazı kısıtlamalar, geleneksel anahtarlama tablosu ve histerezis kontrolcülerin kullanımını oldukça zorlaştırmaktadır. Bu soruna çözüm olarak bu çalışmada, basitleştirilmiş üç seviyeli uzay vektör modülasyon (UVM) yöntemine dayalı yeni bir anahtarlama yaklaşımı geliştirilmiştir. Klasik UVM yöntemine kıyasla bu yöntemde mantıksal işlemler kullanılarak hesap yükü azaltılmış, ayrıca nötr noktası gerilim dengesi ve yumuşak anahtarlama geçişleri sağlanarak, eviricinin güvenli ve kararlı çalışması için tüm gereksinimler yerine getirilmiştir. Önerilen sürücü yapısı için stator akı vektörü ve hız kestirimi, üzerinde durulan bir diğer konu olmuştur. Kestirimlerin başarımı, özellikle düşük hızlarda, motor parametrelerindeki değişimlere ve ölçümlerden kaynaklı hatalara oldukça bağlıdır. Bu çalışmada, makine modeli ve ölçümlerden gelen bu gürültü ve belirsizlikleri hesaba katabilme yeteneğine sahip GKF yapısı kullanılarak akı, moment ve hız kestirimleri gerçekleştirilmiştir. Ayrıca, bu kestirimlere ek olarak bozucu yük momenti de kestirilerek, hız kestirim cevabının geçici ve sürekli durum performansı da iyileştirilmiştir. Önerilen algoritmalar, TMS320F28335 sayısal işaret işleyicisi kullanılarak geliştirilen yazılımlar ile tasarlanan sürücü düzenek üzerinde test edilmiş ve elde edilen sonuçlarla doğrulanmıştır.

Anahtar Kelimeler: Asenkron motor, Sensörsüz doğrudan moment kontrol, Genişletilmiş Kalman filtresi, Üç seviyeli diyot kenetlemeli evirici, Üç seviyeli uzay vektör modülasyon.

PhD. Thesis

SUMMARY

SENSORLESS DIRECT TORQUE CONTROLLED INDUCTION MOTOR DRIVE FED
BY THREE-LEVEL DIODE CLAMPED INVERTER

Mehmet Ali USTA

Karadeniz Technical University
The Graduate School of Natural and Applied Sciences
Electrical-Electronics Engineering Graduate Program
Supervisor: Prof. Dr. Halil İbrahim OKUMUŞ
2019, 179 Pages, 2 Pages Appendix

In this thesis, a drive system used three level diode-clamped inverter is designed for induction motors, and sensorless Direct Torque Control (DTC) is realized with Extended Kalman Filter (EKF). In the proposed drive system, some limitations caused by the inverter topology make the use of conventional switching table and hysteresis controllers quite difficult. As a solution to this problem, a new switching approach based on simplified three-level Space Vector Modulation (SVM) method has been developed in this study. Compared to the classical SVM method, the computation load is reduced by using logical operations, and by accomplishing neutral-point voltage balance and soft commutations, all requirements for safe and stable operation of the inverter are fulfilled. The stator flux vector and speed estimations for the proposed drive structure have been another subject discussed. The performance of estimations, especially at low speeds, are highly depend on the variations in motor parameters and errors due to measurements. In this study, flux, moment and speed estimations are carried out by using an EKF structure which has the ability to take the noise and uncertainties from machine model and measurements into account. In addition to these estimations, to improve the response of speed estimation in both transient and steady states, the disruptive load torque is also estimated. The proposed algorithms are tested on the designed drive setup with the developed software using TMS320F28335 DSP (digital signal processor) and verified by the obtained results.

Key Words: Induction motor, Sensorless direct torque control, Extended Kalman filter, Three level diode-clamped inverter, Three level space vector modulation.

ŞEKİLLER DİZİNİ

	<u>Sayfa No</u>
Şekil 2.1. Çok seviyeli evirici yapılarının sınıflandırılması	12
Şekil 2.2. Nötr noktası kenetlemeli eviriciler	14
Şekil 2.3. Kondansatör kenetlemeli evirici.....	14
Şekil 2.4. Beş seviyeli diyot kenetlemeli ve kondansatör kenetlemeli eviriciler	15
Şekil 2.5. Simetrik ve asimetric kaskat bağlı H-köprü eviriciler	16
Şekil 2.6. Modüler çok seviyeli evirici.....	17
Şekil 2.7. Şebeke tarafında yapılan izole işlemi	18
Şekil 2.8. DA bara tarafında yapılan izole işlemi.....	18
Şekil 2.9. Hibrit çok seviyeli evirici yapıları.....	19
Şekil 2.10. Üç seviyeli diyot kenetlemeli evirici devresi	20
Şekil 2.11. Üç seviyeli eviricide kapı sinyalleri ve çıkış gerilimi	21
Şekil 2.12. Üç seviyeli eviricinin çıkış gerilimleri ve faz-faz gerilim dalga şekli	22
Şekil 2.13. Evirici çalışma bölgeleri.....	23
Şekil 2.14. Eviricinin 1 ve 2 nolu çalışma alanlarında gerçekleşen komütasyon durumları	24
Şekil 2.15. Eviricinin 3 ve 4 nolu çalışma alanlarında gerçekleşen komütasyon durumları	25
Şekil 2.16. Üç seviyeli eviricide gerilim vektör uzayı	28
Şekil 3.1. Çok seviyeli eviricilerde kullanılan modülasyon yöntemleri.....	29
Şekil 3.2. m seviyeli kaskat bağlı evirici ve on bir seviyeli çıkış gerilim dalga şekli.....	30
Şekil 3.3. Yedi seviyeli evirici için optimizasyon sonuçları	33
Şekil 3.4. On bir seviyeli evirici için optimizasyon sonuçları.....	33
Şekil 3.5. Yedi seviyeli çıkış gerilimi ve harmonik dağılımı	34
Şekil 3.6. On bir seviyeli çıkış gerilimi ve harmonik dağılımı.....	35
Şekil 3.7. İki seviyeli eviricide sinüzoidal modülasyon ile elde edilen çıkış gerilimleri ve harmonik dağılımları ($m_a = 1, m_f = 21, f_m = 50 \text{ Hz}$).....	37
Şekil 3.8. Yedi seviyeli kaskat bağlı H-köprü eviricinin a faz bacağı	38
Şekil 3.9. Yedi seviyeli H-köprü evirici için faz kaydırmalı DGM yöntemi ($m_a = 0.8, m_f = 3, f_m = 50 \text{ Hz}$).....	39

Şekil 3.10. Yedi seviyeli H-köprü eviricide faz kaydırmalı modülasyon ile elde edilen çıkış gerilimleri ve harmonik dağılımı ($m_a = 1, m_f = 10, f_m = 50 \text{ Hz}$).....	40
Şekil 3.11. Seviye kaydırmalı modülasyonda taşıyıcı dalgaların yerleşimi	41
Şekil 3.12. Yedi seviyeli H-köprü evirici için seviye kaydırmalı DGM yöntemi ($m_a = 0.8, m_f = 15, f_m = 50 \text{ Hz}$)	42
Şekil 3.13. Yedi seviyeli H-köprü eviricide seviye kaydırmalı modülasyon ile elde edilen çıkış gerilimleri ve harmonik dağılımı ($m_a = 1, m_f = 60, f_m = 50 \text{ Hz}$).....	43
Şekil 3.14. Faz kaydırmalı modülasyon yönteminde düşük modülasyon indeksi için elde edilen çıkış gerilimleri ($m_a = 0.2, m_f = 10, f_m = 50 \text{ Hz}$)	44
Şekil 3.15. Seviye kaydırmalı modülasyon yönteminde düşük modülasyon indeksi için elde edilen çıkış gerilimleri ($m_a = 0.2, m_f = 60, f_m = 50 \text{ Hz}$).....	45
Şekil 3.16. Üçüncü harmonik eklemeli modülasyon yönteminde referans işaretleri	46
Şekil 3.17. Üç seviyeli eviriciler için geliştirilen uzay vektör modülasyon yöntemleri.....	48
Şekil 3.18. Üç seviyeli gerilim vektör uzayında referans gerilim vektörü	49
Şekil 3.19. Birinci sektör için gh eksen takımına dönüşüm işlemi.....	51
Şekil 3.20. gh referans düzleminde tanımlı gerilim vektör uzayı.....	52
Şekil 3.21. Farklı sektörlerde bulunan referans vektörünün gh bileşenleri	52
Şekil 3.22. gh düzleminde tanımlı gerilim vektörlerinin anahtarlama sürelerinin yerleşimi	53
Şekil 3.23. Anahtarlama durumlarının nötr noktası gerilimine etkisi	57
Şekil 3.24. Birinci sektörün 3. ve 4. bölgeleri için anahtarlama dizileri	59
Şekil 3.25. Referans vektörün bitiş noktası ile anahtarlama süreleri arasındaki ilişki	59
Şekil 3.26. 1 ve 2 nolu bölgelerin alt bölgelere bölünmesi	60
Şekil 3.27. Birinci sektörün 1. bölgesi için anahtarlama dizileri.....	60
Şekil 3.28. Birinci sektörün 2. bölgesi için anahtarlama dizileri.....	61
Şekil 3.29. Basitleştirilmiş üç seviyeli uzay vektör modülasyonu ile elde edilen modülasyon işaretleri.....	61
Şekil 3.30. Üç seviyeli diyot kenetlemeli eviricide basitleştirilmiş uzay vektör modülasyon ile elde edilen faz-faz gerilimi ve harmonik dağılımı ($m_a = 1, f_m = 50 \text{ Hz}, f_z = 1050 \text{ Hz}$)	62
Şekil 3.31. Üç seviyeli diyot kenetlemeli evirici için modülasyon yöntemlerinin karşılaştırılması.....	63
Şekil 4.1. Asenkron makina analizinde kullanılan referans eksen takımları.....	64
Şekil 4.2. Asenkron makinanın benzetimi için kullanılan blok şema	65
Şekil 4.3. Keyfi referans eksen takımında makina modelinin eşdeğer devresi	67

Şekil 5.1. Stator ve rotor akıları ile stator akımı uzay vektörleri	73
Şekil 5.2. Stator akı vektörü ile gerilim vektörü arasındaki ilişki	74
Şekil 5.3. İki seviyeli eviricide gerilim vektör uzayına ait sektörler	75
Şekil 5.4. Farklı sektörler için uygun gerilim vektörünün seçimi	75
Şekil 5.5. Stator akı vektörünün kontrolü ve stator akı yörüngesi	76
Şekil 5.6. İki seviyeli akı histerezis bandı	78
Şekil 5.7. Üç seviyeli moment histerezis bandı.....	79
Şekil 5.8. Üç seviyeli diyot kenetlemeli eviricide izin verilen anahtarlama geçişleri.....	80
Şekil 5.9. Doğrudan moment kontrol yönteminde kullanılan akı-moment kestiricisi.....	82
Şekil 5.10. Doğrudan moment kontrollü iki seviyeli eviricili sürücünün temel blok şeması	84
Şekil 5.11. Temel DMK yönteminde hız ve üretilen moment.....	85
Şekil 5.12. Temel DMK yönteminde akı ve gerilim vektör uzayları; (a) Stator akı vektörü yörüngesi, (b) İki seviyeli gerilim vektör uzayı	85
Şekil 5.13. Temel DMK yönteminde motora uygulanan v_{ab} faz-faz gerilimi ve $0.5 < t < 0.65$ zaman dilimi için faz-faz geriliminin değişimi.....	86
Şekil 5.14. Temel DMK yönteminde motorun çektiği üç faz akımları, $0.5 < t < 0.65$ zaman dilimi için faz akımlarının değişimi ve a faz akımı için harmonik analizi.....	86
Şekil 5.15. Temel DMK yönteminde üç seviyeli gerilim vektör uzayı ve gerilim vektörleri arasındaki geçişler.....	87
Şekil 5.16. Asenkron makinanın basitleştirilmiş kapalı çevrimli moment ve akı kontrolü. 89	
Şekil 5.17. Referans gerilim vektörünün durağan ve stator akı eksenine göre konumu	90
Şekil 5.18. Kapalı çevrim akı ve moment kontrollü uzay vektör modülasyonlu doğrudan moment kontrollü sürücünün temel blok şeması	91
Şekil 5.19. İki seviyeli eviriciden (a) ve üç seviyeli eviriciden (b) beslenen UVM-DMK yönteminde hız ve üretilen moment	92
Şekil 5.20. İki seviyeli eviriciden (a) ve üç seviyeli eviriciden (b) beslenen UVM-DMK yönteminde stator akı vektörü yörüngeleri ve gerilim vektör uzayları	93
Şekil 5.21. İki seviyeli eviriciden (a) ve üç seviyeli eviriciden (b) beslenen motora uygulanan v_{ab} faz-faz gerilimi ve $0.5 < t < 0.65$ zaman dilimi için faz-faz geriliminin değişimi.....	94
Şekil 5.22. İki seviyeli eviriciden (a) ve üç seviyeli eviriciden (b) beslenen motorun çektiği üç faz akımları, $0.5 < t < 0.65$ zaman dilimi için faz akımlarının değişimi ve a faz akımı için harmonik analizi	95
Şekil 6.1. Üç seviyeli diyot kenetlemeli eviriciden beslenen asenkron motor sürücü düzeneği için önerilen blok şema	112

Şekil 6.2.	Düşük hız, ileri ve geri yön, yüklü çalışma durumunda kestirilen hız, yük moment, kestirilen yük moment ve akı genliği değişimleri	113
Şekil 6.3.	Düşük hız, yüklü çalışma durumu için stator akı vektörünün yörüngesi	113
Şekil 6.4.	Yüksek hızlarda yüklü çalışma durumunda kestirilen hız, yük moment, kestirilen yük moment ve akı genliği değişimleri	114
Şekil 6.5.	Farklı hız ve yük moment değeri için kestirilen akı vektörünün bileşenleri ve açı değişimleri	115
Şekil 6.6.	Yüksek hız, yüklü çalışma durumu için stator akı vektörünün yörüngesi	115
Şekil 6.7.	Evirici faz-faz çıkış gerilimi ve üç akımlarının değişimi	115
Şekil 7.1.	Önerilen asenkron motor sürücü düzeneğinin deneysel blok şeması.....	116
Şekil 7.2.	Asenkron motor sürücü deney düzeneği	118
Şekil 7.3.	Üç seviyeli diyot kenetlemeli eviricili sürücü deney düzeneği.....	120
Şekil 7.4.	Tasarlanan üç seviyeli diyot kenetlemeli eviricinin şematik gösterimi	122
Şekil 7.5.	Simetrik güç kaynağı devresi	123
Şekil 7.6.	Faz akımlarının ölçümü için kullanılan devre.....	124
Şekil 7.7.	DA bara geriliminin ölçümü için kullanılan devre.....	125
Şekil 7.8.	Toplam DA bara geriliminin ölçümü için kullanılan devre	126
Şekil 7.9.	Faz-faz geriliminin ölçümü için kullanılan devre	127
Şekil 7.10.	F28335 DSP uygulama geliştirme kartı	128
Şekil 7.11.	TMS320F28335 DSP kontrol kartı ve çıkış pinleri	129
Şekil 7.12.	ADC sinyal koşullandırma devreleri.....	131
Şekil 7.13.	Referans gerilim üretici devresi.....	133
Şekil 7.14.	Enkoder arayüz devresi	134
Şekil 7.15.	Seriport haberleşmesi için kullanılan arayüz devresi	134
Şekil 7.16.	PWM çıkışları için tampon devreleri	135
Şekil 7.17.	Kapı sürücü devresinin anlık çıkış akım değerinin artırılması.....	138
Şekil 7.18.	Bir faz bacağındaki ilk iki anahtar için IGBT sürücü devresi.....	138
Şekil 7.19.	Bir faz bacağındaki son iki anahtar için IGBT sürücü devresi.....	139
Şekil 7.20.	Birbirinin tümleyeni anahtar çiftleri için ölü zaman üretimi.....	140
Şekil 7.21.	TMS320F28335 ile kontrol yazılımlarının geliştirilmesi.....	142
Şekil 7.22.	Geliştirilen kontrol yazılımları için program akış diyagramı	144
Şekil 8.1.	Basitleştirilmiş üç seviyeli UVM yönteminin doğrulanması için kullanılan blok şema.....	146
Şekil 8.2.	Farklı f_z anahtarlama frekansları için V_{ab} ve V_{ca} faz-faz gerilimleri	147

Şekil 8.3.	Farklı modülasyon indeksleri için modülasyon işaretlerinin değişimi.....	148
Şekil 8.4.	Üç seviyeli eviriciden beslenen hız geribeslemeli UVM-DMK yönteminin doğrulanması için kullanılan blok şema	149
Şekil 8.5.	Düşük hız, ileri ve geri yön, yüksüz çalışma durumunda hız, akı ve moment değişimleri	150
Şekil 8.6.	Düşük hız, yüksüz çalışma durumunda kestirilen stator akı vektörünün α ve β bileşenleri.....	151
Şekil 8.7.	Düşük hız, yüksüz çalışma durumunda stator akı vektörünün yörüngesi	151
Şekil 8.8.	Düşük hız, yüklü çalışma durumunda hız, akı ve moment değişimleri	152
Şekil 8.9.	Düşük hız, yüklü çalışma durumunda stator akı vektörünün yörüngesi	152
Şekil 8.10.	Yüksek hızlarda, yüksüz çalışma durumunda hız, akı ve moment değişimleri	153
Şekil 8.11.	Yüksek hızlarda, yüksüz çalışma durumunda kestirilen stator akı vektörünün α ve β bileşenleri	154
Şekil 8.12.	Yüksek hız 100 r/s , yüksüz çalışma durumunda stator akı vektörünün yörüngesi	154
Şekil 8.13.	Üç farklı referans hız değeri için evirici çıkışında üretilen V_{ab} ve V_{ca} faz-faz gerilimleri	154
Şekil 8.14.	Yüksek hızlarda, yüklü çalışma durumunda hız, akı ve moment değişimleri.	155
Şekil 8.15.	Yüksek hız 100 r/s , yüklü çalışma durumunda stator akı vektörünün yörüngesi	156
Şekil 8.16.	Önerilen hız geribeslemesiz UVM-DMK yönteminin doğrulanması için kullanılan blok şema.....	157
Şekil 8.17.	Düşük hız, ileri ve geri yön, yüksüz çalışma durumunda gerçek ve kestirilen hız ile üretilen moment ve kestirilen yük momenti değişimleri	158
Şekil 8.18.	Düşük hız, yüksüz çalışma durumunda kestirilen stator akı vektörünün α ve β bileşenleri, genliği ve açısı	158
Şekil 8.19.	Düşük hız, yüksüz çalışma durumunda stator akı vektörünün yörüngesi	159
Şekil 8.20.	Düşük hız, yüklü çalışma durumunda referans ve kestirilen hız ile üretilen moment ve kestirilen yük momenti değişimleri	159
Şekil 8.21.	Düşük hız, yüklü çalışma durumunda kestirilen stator akı vektörünün α ve β bileşenleri, genliği ve açısı	160
Şekil 8.22.	Düşük hız, yüklü çalışma durumunda stator akı vektörünün yörüngesi	160
Şekil 8.23.	Yüksek hızlarda, yüksüz çalışma durumunda kestirilen hız, akı, üretilen moment ve kestirilen yük momenti değişimleri	161
Şekil 8.24.	Yüksek hızlarda, yüksüz çalışma durumunda kestirilen stator akı vektörünün α ve β bileşenleri, genliği ve açısı	162

Şekil 8.25. Yüksek hız 100 r/s , yüksüz çalışma durumunda stator akı vektörünün yörüngesi	162
Şekil 8.26. Yüksek hızlarda, yüklü çalışma durumunda kestirilen hız, üretilen moment ve kestirilen yük momenti değişimleri	163
Şekil 8.27. Yüksek hız 100 r/s , yüklü çalışma durumunda stator akı vektörünün yörüngesi	164
Şekil 8.28. Yüksek hız, yüklü çalışma durumunda motorun V_{ab} , V_{ca} faz-faz gerilimleri ve I_a , I_b faz akımları dalga şekli.....	164



TABLolar DİZİNİ

	<u>Sayfa No</u>
Tablo 2.1. Üç seviyeli eviricide bir faz bacağına ait anahtarlama durumları	21
Tablo 2.2. Üç seviyeli evirici için anahtarlama durumları ve oluşan gerilim vektörleri	27
Tablo 3.1. Üç seviyeli eviricide sektör belirleme kuralları	53
Tablo 3.2. Üç seviyeli eviricide bölge belirleme kuralları	54
Tablo 5.1. İki seviyeli eviricide uygun gerilim vektörü için anahtarlama tablosu	77
Tablo 5.2. Stator akı vektörü için sektör belirleme kuralları	78
Tablo 6.1. Kalman filtresi algoritmasının özeti	99
Tablo 6.2. Genişletilmiş Kalman filtresi algoritmasının özeti	102
Tablo 7.1. Asenkron motorun eşdeğer devre parametreleri	118
Tablo 7.2. Doğru akım ve asenkron motorun işaret plakaları	119

SEMBOLLER DİZİNİ

A_d, B_d, H_d	Ayrık zamanda sırasıyla sistem, giriş ve ölçüm matrisleri
a, b, c	Üç faz eksen takımı
B_L	Viskoz sürtünme katsayısı
D_{x1}, D_{x2}	Üç seviyeli diyot kenetlemeli eviricide kenetleme diyotları, $x = a, b, c$
d, q	Rotor akı referans eksen takımı
d^a, q^a	Keyfi referans eksen takımı
d^e, q^e	Senkron hızda dönen referans eksen takımı
d^r, q^r	Rotor referans eksen takımı
$d\psi_s$	Stator akı vektöründeki değişim
dt_e	Üretilen momentteki değişim
E	Evirici giriş kondansatör gerilimi ya da H-köprü evirici besleme gerilimi
$E[\cdot]$	Beklenen değer
e_{ψ_s}, e_{t_e}	Akı ve moment hatası
e_x	Durum hata vektörü
$F_{k k-1}$	Doğrusallaştırılmış sistem fonksiyonu
$f(\cdot), h(\cdot)$	Doğrusal olmayan sistem ve ölçüm fonksiyonu
f, f_o	Evirici çıkış gerilim frekansı
f_m	Referans gerilimin (modülasyon işaretinin) frekansı
f_{cr}	Taşıyıcı üçgen dalganın frekansı
$f_{sw,inv}$	Evirici anahtarlama frekansı
$f_{sw,dev}$	Evirici üzerindeki her bir anahtarın anahtarlama frekansı
f_z, f_{sw}	Evirici anahtarlama frekansı
g, h	60° referans eksen takımı
H_k	Doğrusallaştırılmış ölçüm fonksiyonu
I_C	Kapı sürücü devresinin çekeceği akım
I_{cc}	Kapı sürücü devresinin çekeceği akım
$I_{g(av)}$	Kapı sürücünün ortalama çıkış akımı
$I_{g(peak)}$	Kapı sürücünün anlık kapı akımı
I_o	Kapı sürücü besleme katının çıkış akımı

I_s	Stator akım vektörünün genliği
\bar{i}_s	Stator akım vektörü
\bar{i}_r	Rotor akım vektörü
i_{sd}^a, i_{sq}^a	Stator akım vektörünün d^a ve q^a bileşenleri
i_{rd}^a, i_{rq}^a	Rotor akım vektörünün d^a ve q^a bileşenleri
$i_{s\alpha}, i_{s\beta}$	Stator akım vektörünün α ve β bileşenleri
i_{sx}, i_{sy}	Stator akım vektörünün x ve y bileşenleri
J_L	Eylemsizlik momenti
$K_{p\omega}, K_{i\omega}$	Hız denetleyicisinin oransal ve integral katsayısı
$K_{p\psi}, K_{i\psi}$	Akı denetleyicisinin oransal ve integral katsayısı
K_{pt}, K_{it}	Moment denetleyicisinin oransal ve integral katsayısı
K_k	k zaman adımı için hesaplanan Kalman kazancı
k	Zaman adımı
L_m	Mıknatıslanma endüktansı
L_{ls}, L_{lr}	Stator ve rotor kaçak endüktansı
L_s, L_r	Stator ve rotor endüktansı
M_n	Nominal moment
m	Evirici seviye sayısı
m_a	Genlik modülasyon indeksi
m_f	Frekans modülasyon indeksi
N_a	Evirici anahtarlama durumlarının sayısı
N_v	Evirici gerilim vektörlerinin sayısı
$P_{g(out)}$	Kapı sürücüsünün çıkış gücü
P_k	k zaman adımı için kestirilmiş hata kovaryans matrisi
P_{k-1}	Güncel hata kovaryans matrisi
$P_{k k-1}$	k zaman adımı için tahmin edilen hata kovaryans matrisi
p, o, n	Eviricide kullanılan anahtarlama durumları
p	Çift kutup sayısı
Q, R	Sistem ve ölçüm gürültü matrisleri
Q_G	IGBT kapı şarj değeri
R_s, R_r	Stator ve rotor sargı direnci
$S_{x1} - S_{x4}$	Üç seviyeli diyot kenetlemeli eviricide anahtarlama elemanları, $x = a, b, c$

s	Bir faz bacağı üzerindeki toplam H-köprü sayısı
THD	Toplam harmonik bozunumun yüzde değeri
T_1, T_1^{-1}	Clarke ve ters Clarke dönüşüm matrisi
T_2, T_2^{-1}	Park ve ters Park dönüşüm matrisi
T_s	Örnekleme periyodu
T_z	Evirici anahtarlama periyodu
T_x	Gerilim vektörlerinin anahtarlama süreleri, $x = a, b, c, d$
t_{dead}	Ölü zaman süresi
t_e	Üretilen elektromanyetik moment
t_e^r	Referans elektromanyetik moment
t_y	Yük momenti
t_L	Yük momenti ve sürtünme momenti toplamı
V_{CE}	Kollektör-emitör gerilimi
V_{cc}, V_{ee}	Kapı sürücü besleme gerilimleri
V_{dc}	Evirici DA bara gerilimi
V_n	Evirici çıkış geriliminin n . harmonik bileşeninin genliği
V_m	Referans gerilimin (modülasyon işaretinin) maksimum genliği
V_{cr}	Taşıyıcı üçgen dalganın maksimum genliği
V_{PO}	Üç seviyeli eviricide pozitif bara ile nötr bara arasındaki gerilim
V_{ON}	Üç seviyeli eviricide nötr bara ile negatif bara arasındaki gerilim
\bar{v}_{ref}	Referans gerilim vektörü
\bar{v}_s	Stator gerilim vektörü
\bar{v}_r	Rotor gerilim vektörü
\bar{v}_0	Üç seviyeli eviricide sıfır gerilim vektörü
$\bar{v}_1 - \bar{v}_6$	Üç seviyeli eviricide küçük gerilim vektörleri
$\bar{v}_7 - \bar{v}_{12}$	Üç seviyeli eviricide orta gerilim vektörleri
$\bar{v}_{13} - \bar{v}_{18}$	Üç seviyeli eviricide büyük gerilim vektörleri
v_s	s . H-köprünün çıkış gerilimi
v_o	Kaskat bağlı H-köprü eviricinin toplam çıkış gerilimi
v_m	Referans gerilim (modülasyon) dalga işareti
v_{cr}	Taşıyıcı üçgen dalga işareti
v_{xz}	Üç seviyeli eviricide faz çıkışı ile nötr noktası arasındaki gerilim, $x = a, b, c$

v_{ab}	Evirici faz-faz gerilimi
v_{ab1}	Faz-faz geriliminin temel harmonik bileşenin etkin değeri
v_{xn}	Faz-nötr gerilimi, $x = a, b, c$
$\bar{v}_A, \bar{v}_B, \bar{v}_C$	ΔABC üçgen kenarlarında bulunan en yakın üç komşu vektör
$\bar{v}_B, \bar{v}_C, \bar{v}_D$	ΔBCD üçgen kenarlarında bulunan en yakın üç komşu vektör
v_{Ag}, v_{Ah}	\bar{v}_A gerilim vektörünün g ve h bileşenleri
v_{Bg}, v_{Bh}	\bar{v}_B gerilim vektörünün g ve h bileşenleri
v_{Cg}, v_{Ch}	\bar{v}_C gerilim vektörünün g ve h bileşenleri
v_{Dg}, v_{Dh}	\bar{v}_D gerilim vektörünün g ve h bileşenleri
v_{sd}^a, v_{sq}^a	Stator gerilim vektörünün d^a ve q^a bileşenleri
v_{rd}^a, v_{rq}^a	Rotor gerilim vektörünün d^a ve q^a bileşenleri
$v_{s\alpha}, v_{s\beta}$	Stator gerilim vektörünün α ve β bileşenleri
v_{sg}, v_{sh}	Stator gerilim vektörünün g ve h bileşenleri
v_{sx}, v_{sy}	Stator gerilim vektörünün x ve y bileşenleri
w_1, w_2	Sistem ve ölçüm gürültü vektörleri
x, y	Stator akı referans eksen takımı
x_k, u_k, z_k	Ayrık zamanda sırasıyla durum, giriş ve ölçüm vektörleri
\hat{x}_k	k zaman adımı için kestirilmiş durum vektörü
\hat{x}_{k-1}	Güncel durum vektörü
$\hat{x}_{k k-1}$	k zaman adımı için tahmin edilen durum vektörü
\hat{z}_k	Tahmin edilen ölçüm vektörü
z	Üç seviyeli eviricide nötr noktası
Ψ_s	Stator akı vektörünün genliği
Ψ_r	Rotor akı vektörünün genliği
Ψ_s^r	Referans stator akı vektörü genliği
$\bar{\psi}_s$	Stator akı vektörü
$\bar{\psi}_r$	Rotor akı vektörü
ψ_{sd}^a, ψ_{sq}^a	Stator akı vektörünün d^a ve q^a bileşenleri
ψ_{rd}^a, ψ_{rq}^a	Rotor akı vektörünün d^a ve q^a bileşenleri
$\psi_{s\alpha}, \psi_{s\beta}$	Stator akı vektörünün α ve β bileşenleri
ψ_{sx}, ψ_{sy}	Stator akı vektörünün x ve y bileşenleri

ω	Evirici çıkış geriliminin açısal hızı
ω_a	Keyfi referans eksen takımının açısal hızı
ω_e	Senkron hızda dönen referans eksen takımının açısal hızı
ω_s	Stator akı referans eksen takımının açısal hızı
ω_r	Rotor akı referans eksen takımının açısal hızı
ω_m	Motorun mekanik açısal hızı
ω_m^r	Referans mekanik açısal hızı
ΔV	Üç seviyeli eviricide nötr noktası gerilim değişimi
α, β	Durağan referans eksen takımı
α_ψ	Stator akı vektörü ile stator akım vektörü arasındaki açı
α_s	Stator akım vektörünün α eksenine göre açısı
γ	Stator akı vektörü ile rotor akı vektörü arasındaki açı
δ	Ölü zaman
ζ	Referans eksen takımları arasındaki dönüşüm açısı
η	Bara geriliminin yüzde kullanım verimliliği
θ	Referans gerilim vektörünün açısı
θ_x	Evirici anahtarlama açısı, $x = 1,2,3, \dots, s$
ρ_s	Stator akı vektörünün α eksenine göre açısı
ρ_r	Rotor akı vektörünün α eksenine göre açısı
σ	Toplam kaçak akı faktörü
τ_r	Rotor zaman sabiti
ϕ	Referans vektörün x eksenine göre açısı
ϕ_{cr}	Taşıyıcı üçgen dalgalar arasındaki faz farkı

1. GENEL BİLGİLER

1.1. Giriş

Günümüzde endüstriyel uygulamaların çoğunda alternatif akım (AA) motorları doğru akım (DA) motorlarına göre daha fazla kullanılmaktadır. AA motorlarının tercih edilmesinin en önemli nedenleri bakımlarının az olması, ağır çalışma koşullarına dayanıklı olması ve daha yüksek hız ve moment değerlerine çıkabilmesidir. Uygulamada AA motorlarının kullanımına bağlı olarak bazı önemli sorunlar da ortaya çıkmaktadır. Bunlardan en önemlisi değişken genlik ve frekanslarda sinüzoidal gerilimler üretmek için bağlandıkları eviriciden kaynaklanan akım ve gerilim harmoniklerine maruz kalmasıdır. Bu harmonikler motor çekirdek ve sargılarında ilave ısınmalara neden olduğu gibi makinanın momentinde ve hızında da dalgalanmalara yol açmaktadır. Bir diğer önemli sorun ise, makinanın doğrusal olmayan yapısından kaynaklanan karmaşık kontrol ve dönüşüm algoritmalarına gereksinim duymasındır. Bu sorunlar göz önüne alındığında, endüstriyel ve genel motor uygulamalarında kullanılan AA motorları için sürücü tasarımı ve kontrol algoritmalarının geliştirilmesi önemli bir yere sahiptir.

Günümüze kadar yüksek performanslı değişken hızlı tahrik sistemleri için farklı sürücü ve kontrol yapıları geliştirilmiştir. Özellikle Blaschke (1972), Hasse (1977) ve Leonhard (1985) öncülüğünde yapılan çalışmalarla vektör kontrollü sürücüler artan bir şekilde popülerlik kazanmış ve endüstriyel sürücülerde bir standart haline gelmiştir. Bu alanda en önemli endüstriyel katkıları ise Siemens yapmıştır. Vektör kontrol yönteminde AA makinası, stator akım vektörünün birbirine dik iki bileşene ayrılması ile kontrol edilir. Bu bileşenlerden biri makinanın momentini kontrol ederken diğeri ise akıyı kontrol etmektedir. Böylece, AA makinasının kontrolü serbest uyartımlı DA makinasına benzer şekilde gerçekleştirilebilir. Geliştirilen vektör kontrol yöntemleri dışında doğrudan moment veya doğrudan akı kontrol yöntemi de mevcuttur. Bu yöntemler ilk olarak 1980'lerin başında Takahashi ve Noguchi (1986) ve Depenbrock (1988) tarafından yapılan çalışmalarla ortaya çıkmıştır. 1995 yılında da ABB firması tarafından ilk endüstriyel amaçlı bir uygulaması gerçekleştirilmiştir. Doğrudan moment kontrol yöntemi, AA motor kontrol yöntemleri arasında en son geliştirilen kontrol yöntemidir. Bu yöntemde, akı ve moment uygun evirici anahtarlama durumları seçilerek doğrudan kontrol edilir. Anahtarlama durumları ise akı ve

moment hatalarını kendilerine ait histerezis bantlar içerisinde tutabilecek şekilde seçilir. Böylece, hızlı moment tepkisi üretilebileceği gibi makina kontrolünde de esneklik sağlanmış olur.

Doğrudan moment kontrol yönteminde moment kontrolüne ek olarak genelde stator akısı kontrol edilir. Bununla birlikte, rotor akısının ya da mıknatıslanma akısının da kontrol edildiği sürücü uygulamaları yapılmaktadır (Vas, 1998). Bu yöntemin diğer vektör kontrol yöntemlerinden ayıran en önemli özellikleri ise akımlar için koordinat dönüşümüne ve kontrolcülere gerek duymaması, herhangi bir modülasyon yönteminin kullanılmaması ve motor parametrelerine daha az duyarlı olması olarak gösterilir (Casadei vd., 2002). Bu avantajların yanı sıra çözüm getirilmesi gereken ve üzerinde hala çalışmalar yapılan birçok problemleri de vardır. Bunlar; (i) histerezis kontrolcülerin kullanılması nedeni ile yüksek akım ve moment dalgalanmalarının oluşması ve eviricinin değişken anahtarlama frekansına sahip olması, (ii) stator direncindeki değişimler akı kestirimini etkilediği için özellikle düşük hızlarda akı ve moment kontrolünün zorlaşması, (iii) vektör kontrol yönteminde olduğu gibi parametre ve diğer değişimlerden etkilenmeyen gelişmiş akı ve moment kestirici yapılarına ihtiyaç duymasıdır (Vas, 1998; Casadei vd., 2002). Verilen bu sorunlara çözüm getirilmesi ile endüstriyel uygulamalarda olduğu gibi anlık moment değişimlerinin sürekli olduğu yerlerde bu tür sürücülerin tercih edilmesi kaçınılmaz bir durum olmuştur.

1.2. Konu ile İlgili Yapılan Çalışmalar

Doğrudan moment denetimli AA motor sürücü sisteminde farklı yapılara sahip güç elektroniği çevirici devreleri kullanılabilir. Bu çevirici devreleri arasında uygulamada en çok iki seviyeli gerilim beslemeli eviriciler tercih edilir. Bunun nedeni olarak evirici tasarımının ve kontrolünün kolay olması, maliyetinin az olması ve az sayıda anahtarlama elemanı kullanıldığı için kayıplarının diğer yapılara göre daha az olmasıdır. Fakat, bu evirici yapısında karşılaşılan en önemli sorun çıkış faz gerilimlerin yüksek derecede harmonikler içermesidir. Harmonik bileşenleri azaltmak için yüksek anahtarlama frekansı kullanılsa bile bu durum önemli ölçüde anahtarlama kayıplarına ve anahtarlama elemanlarının aşırı zorlanmasına neden olacağı için çok fazla tercih edilmez. Diğer taraftan, yarı iletken ve mikroişlemci teknolojisindeki gelişmelerle birlikte doğrudan moment kontrol yönteminde farklı çevirici topolojileri de sürücü devresi olarak kullanılmıştır. Casadei vd. (2001) ve Lee ve Blaabjerg (2008) matris çeviricilerin kullanımını anlatan çalışmalar yapmış ve çeviricinin

kontrolü için kullanılacak yöntemlerden bahsetmişlerdir. Kaskat bağlı H-köprü (Rodriguez vd., 2004; Correa vd., 2007; Kouro vd. 2007; Khoucha vd. 2010, 2011), kondansatör kenetlemeli (Escalante vd., 2002; Martins vd., 2002), diyot kenetlemeli (Lee vd., 2001, 2002; Sapin vd., 2007; Zhang vd., 2012; Patil vd. 2014; Brando vd., 2015) ve aktif nötr noktası kenetlemeli (Geyer ve Mastellone, 2012) çok seviyeli eviricilerin kullanıldığı yapılar da vardır. Bu çalışmalarda çok seviyeli eviricinin türü ve seviye sayısına göre uygun gerilim vektörünün seçimi hakkında genel bilgilerde verilmiştir.

Doğrudan moment denetim yönteminde kullanılan histerezis bantlar ve anahtarlama tablosu moment dalgalanmalarının en önemli nedenleridir. Aynı zamanda bu yöntemde evirici anahtarlama frekansı, histerezis bantların genişliğine ve motor hızına bağlı olarak değişim göstermektedir (Kang ve Sul, 1999). Anahtarlama tablolı klasik yöntemde, seçilen her gerilim vektörü bir T_s örnekleme periyodu süresince motora uygulanır. Bu süre boyunca motorun akı ve momentinde değişiklikler (artışlar ya da azalışlar) meydana gelir. Eğer düşük moment hataları için bu durum gerçekleşirse, örnekleme periyodundan çok küçük bir t_{s1} süresinde moment referans değerine ulaşır. Geri kalan $t_{s2} = T_s - t_{s1}$ süresi içerisinde ise moment referans değerinden uzaklaşmaya (artmaya ya da azalmaya) başlar. Eğer $t_{s2} \gg t_{s1}$ ise momentte büyük dalgalanmalar meydana gelir. Bu sorunun çözümü için T_s süresi daha küçük seçilebilir. Fakat, örnekleme periyodunun küçük tutulması evirici anahtarlama frekansının artmasına neden olur. Bu da anahtarlama elemanları üzerindeki baskıyı arttıracığından yüksek güçte anahtarların kullanılmasına ihtiyaç duyulur. Ayrıca, yüksek örnekleme frekansında kontrol yapabilmek için yüksek hızlı mikroişlemcilerin de kullanılması gerekir. Dolayısıyla, tüm bunlar sürücü maliyetinin artmasına neden olacağı için çok fazla tercih edilmemektedir. Bu yüzden, doğrudan moment kontrol yöntemini geliştirmek için yapılan ilk çalışmalar, moment dalgalanmalarını azaltmaya yönelik olmuştur. Bunun için Mir vd. (1994, 1995) bulanık mantık tabanlı doluluk boşluk oranı kontrolünü geliştirerek bu soruna çözüm getirmeye çalışmışlardır. Bu yöntemde, seçilen aktif gerilim vektörü moment değeri referansa ulaşınca kadar uygulanırken arta kalan sürede sıfır gerilim vektörü uygulanmıştır. Aktif gerilim vektörünün uygulandığı süre doluluk oranı olarak tanımlanmış ve bu oran bulanık mantık denetleyicisi ile hesaplanmıştır. Böylece, moment dalgalanması klasik yöntemde göre üçte bir oranında azaltılmış fakat sabit bir anahtarlama frekansı elde edilememiştir. Romeral vd. (2003) bir önceki yapılan çalışmaya ek olarak bulanık mantık tabanlı doluluk boşluk oranı kontrolüne adaptif bir şema eklemişlerdir. Bu şekilde hem moment dalgalanmaları azaltılırken hem de sabit bir

anahtarlama frekansı da elde edilmiştir. Kang ve Sul (1999) moment dalgalanmasını tanımlayan bir denklem türetmişler ve bunu kullanarak minimum moment dalgalanmasını sağlayacak optimum anahtarlama zamanlarını hesaplanmışlardır. Böylece, moment dalgalanmaları azaltıldığı gibi yine sabit anahtarlama frekansı da elde edilmiştir. Lascu vd. (2000) ve Lai ve Chen (2001) uygun gerilim vektörünün seçimi ve uygulanma süresinin belirlenmesi için uzay vektör modülasyon yöntemini kullanmışlardır. Bu yapıda anahtarlama tablosu ve histerezis bantlar kullanılmadığı için bunların neden olduğu sorunlar da ortadan kalkmıştır. Diğer taraftan, moment dalgalanmasının en büyük nedeni olan moment histerezis bandı üzerinde de çalışmalar yapılmış ve minimum dalgalanmayı sağlayacak şekilde farklı yapılarda geliştirilmiştir. Lai vd. (2004) üç seviyeli moment histerezis bandı yerine beş seviyeli bant kullanarak moment değişimlerini daha hassas bir şekilde algılamış ve bu durum için iki farklı anahtarlama tekniği sunmuştur. Idris ve Yatim (2004) moment histerezis bandı yerine dalgalanmaları azaltan daha gelişmiş bir moment kontrolcüsü önermiş ve bu kontrolcü ile değişken anahtarlama frekansı sorununu da çözmüştür. Okumuş ve Aktaş (2010), Uddin ve Hafeez (2012), Hafeez vd. (2014) ve Alsofyani vd. (2018) sabit olan moment bant genişliğini makinanın çalışma koşullarına bağlı olarak adaptif bir şekilde değiştirmiş ve momentte oluşan dalgalanmaları önemli ölçüde azaltmışlardır. Moment dalgalanmasını azaltmak için sürücüde fiziksel değişikliklere giden özellikle çok seviyeli eviricilerin kullanıldığı çalışmalarda yapılmıştır. Bu çalışmalarda kaskat bağlı yapılar (Kouro vd., 2007; Naganathan vd., 2017) kullanıldığı gibi nötr noktası kenetlemeli (Lee vd., 2001; Brando vd., 2015) yapılarında tercih edildiği uygulamalar gerçekleştirilmiştir. Bunlardan başka, son zamanlarda model öngörülü kontrolün doğrudan moment kontrol yöntemi ile birlikte kullanıldığı yapılarda geliştirilmiştir. Bu yöntemde, akı ve momentte oluşacak dalgalanmaları tanımlayan amaç fonksiyonu minimize edilerek uygun gerilim vektörünün seçimi (Beerten vd., 2010; Habibullah ve Lu, 2015; Ouhrouche vd., 2016) ya da uygulanma süresi (doluluk oranı) (Zhang ve Yang, 2014; Nikzad vd., 2018) belirlenmiştir. Sonuç olarak, yukarıda verilen çalışmalar arasında literatürde en çok kabul gören ve geniş uygulama alanına sahip olan yöntemin histerezis bantlar ve anahtarlama tablosu yerine uzay vektör modülasyon (UVM) tekniğinin kullanıldığı yapı olduğu görülmektedir.

Uzay vektör modülasyonlu doğrudan moment kontrol yönteminde modülasyon yönteminin uygulanabilmesi için öncelikle referans gerilim vektörünün elde edilmesi gerekir. Dolayısıyla, referans vektörün elde edilmesine göre bu yöntem farklı şekillerde gelişim göstermiştir. Bu yöntemin en temel yapısı, akı ve moment kapalı çevrimli PI (oransal +

integral) kontrollü şemadır (Lascu vd., 2000). Bu yapı stator akı eksenini referans alınan makine modeli üzerinden türetilmiştir (Xue vd., 1990). Burada, akı hatasından referans gerilim vektörünün durağan eksen takımındaki α -bileşeni elde edilirken, moment hatasından β -bileşeni bulunur. Fakat, bu yapıda referans gerilim vektörünün üretimi doğrusal olmayan ilişkilerden ve akı-moment arasındaki ortak kuplaj etkisinden dolayı etkilenmektedir. Bu temel yapıya benzer farklı çevrimli kontrol şemaları da Buja ve Kazmierkowski (2004) tarafından yapılan bir araştırma yazısında karşılaştırmalı bir şekilde detayları ile birlikte verilmiştir. Diğer taraftan, Habetler vd. (1992) modülasyon yönteminde kullanılan gerilim vektörlerinin anahtarlama zamanlarını belirlemek için öngörü kontrollü bir şema önermişlerdir. Böylece, klasik yapıda bulunan akı ve moment PI denetleyicileri devre dışı bırakılmış ve referans gerilim vektörünün hesaplanmasına da gerek kalmamıştır. Grabowski vd. (2000) yine klasik şema yerine yapay sinir ağı-bulanık mantık (neuro-fuzzy) tabanlı bir yapı geliştirmişlerdir. Burada, akı ve moment hatası kontrolcü girişi olarak alınırken, kontrolcü çıkışı referans gerilim vektörünün genliği ve açısı olarak üretilmiştir. Lascu ve Trzynadlowski (2004) ve Lascu vd. (2004) akı ve moment PI denetleyicileri yerine bozucu girişlere ve akı-moment arasındaki ortak kuplaj etkisine karşı daha dayanıklı olan kayan kipli kontrolcü yapısını önermişlerdir. Naik vd. (2016) ise PI denetleyicileri yerine tip-2 bulanık mantık denetleyicisini kullanmışlar ve sistemin geçici durum performansını klasik yöntemle göre iyileştirdiklerini belirtmişlerdir. Zhang vd. (2010) ve Lascu vd. (2017) klasik şemanın doğrusal olmayan yapısını geribeslemeli doğrusallaştırma (feedback linearization) yöntemi kullanarak doğrusal eşdeğer bir sisteme dönüştürmüşlerdir. Böylece, sistem belirsizlikleri ve doğrusal olmayan ilişkileri giderecek kontrol girişleri üretilerek, akı-moment hata girişleri ile referans gerilim vektörü bileşenleri arasında doğrusal bir ilişki (input-output linearization) kurmuşlardır. Son olarak, Berzoy vd. (2018) bulanık mantık öngörülü bir yöntem sunmuşlardır. Bu yapı, daha önce verilen yapay sinir ağı-bulanık mantık tabanlı yöntemle benzerdir. Çünkü, burada da giriş olarak akı ve moment hatası kullanılırken, çıkıştan gerilim vektörünün genlik ve açı değeri elde edilmiştir.

Doğrudan moment kontrol yönteminin performansı, stator akı bileşenlerinin kestirimi ile doğrudan ilişkilidir. Stator akı vektörünün kestirimi için stator gerilim denklemlerinden elde edilen ve gerilim tabanlı model olarak bilinen yapı kullanılır. Bu temel yapıda, akı bileşenlerinin doğru kestirimi gerilim-akım değerlerinin ölçüm doğruluğuna ve integral alma işlemine bağlıdır. Akım-gerilim ölçümlerinde aşağıda verilen nedenlerden dolayı bazı hatalar meydana gelebilir. Bunlar; kullanılan sensörlerden kaynaklı faz kayması hataları,

sinyal koşullandırma devresindeki kazanç ve dönüştürme katsayısından kaynaklı genlik ve ofset hataları, sayısal sistemdeki örnekleme hataları gibidir (Vas, 1998). Stator akı kestiriminde saf integral alma işleminden de kaynaklı hatalar oluşabilir. Özellikle integral işlemindeki başlangıç değeri ve DA kayma problemleri önemli kestirim hatalarına neden olur (Hu ve Wu, 1998). Bu yüzden, temel akı kestirim şemasını geliştirmek amacıyla integral işlemi yerine alçak geçiren filtre kullanılmıştır (Vas, 1998). Alçak geçiren filtre, uygun kesim frekansının belirlenmesi ile geniş bir hız aralığında yaklaşık saf integral alma işlemi gibi davranır. Fakat, akı genliği ve fazında hatalara neden olur. Hu ve Wu (1998) ve Idris ve Yatim (2002) bu hataların giderilmesi ya da kompanze edilebilmesi için farklı algoritma ve kontrol yapıları önermişlerdir. Temel akı şemasında karşılaşılan bir diğer sorun, stator direnci değişimlerinin özellikle düşük hızlarda kestirime önemli ölçüde etki etmesidir. Çünkü, makinanın çalışma koşullarına bağlı olarak sıcaklık değişimlerinden dolayı stator direnci nominal değerinin 0.75 ile 1.7 katı arasında geniş bir alanda değişebilmektedir (Lee ve Krishnan, 1998). Bu da kestirilecek akı vektöründe hatalara dolayısıyla kontrol ve sürücü performansının düşmesine neden olur. Cabrera vd. (1997) temel akı kestirim şemasında stator direnç değişimlerini belirlemek için ölçülen stator akım değerlerini gözlemleyerek geliştirdikleri yapay sinir ağı tabanlı bir yöntem sunmuşlardır. Bu yöntemde, ölçülen akım değerinin yanı sıra referans stator akım değeri de kullanılmıştır. Bu referans değeri, o anki akı-moment referansı ve makinanın rotor hızına karşılık gelen akım değeri olup, uygulamada gerçek verilerle oluşturulmuş bir taramalı tablo (look-up table) üzerinden belirlenmiştir. Böylece, bu iki akım arasındaki fark yapay sinir ağına girilerek çıkışta stator direncinin gerçek değeri elde edilmiştir. Benzer bir çalışma Mir vd. (1998) ve Lee ve Krishnan (1998) tarafından gerçekleştirilmiştir. Burada, bir önceki çalışmadan farklı olarak yapay sinir ağı yerine bulanık mantık ve klasik PI denetleyici kullanılmıştır. Bose ve Patel (1998) ise stator direncinin gerçek değerini bulmak için sargı sıcaklığındaki artış miktarı ve makinanın yaklaşık termal modelini kullanarak kestirimler yapmışlardır. Burada, sargı sıcaklığındaki artış stator akım ve frekansın bir fonksiyonu şeklinde değiştiği için bulanık mantık aracılığıyla tahmin edilmiştir. Diğer taraftan, literatürde stator akı kestirimi için yapılan çalışmaların çoğunda modern kontrol teorilerine dayalı gözlemleyici yapıların kullanıldığı görülmektedir. Bu yapılarda akı kestirimi ya stator direnci ve diğer parametre değişimlerine karşı duyarsız, ya da stator direnci de kestirilerek akı hesabında kullanılmıştır. Ayrıca bazı yapılarda akı kestirimine ek olarak hız kestirimi de yapılarak makinanın hız geri beslemesiz (sensörsüz) kontrolü de gerçekleştirilmiştir.

Asenkron motorların sensörsüz vektör kontrolünde hız kestirimi için model referans adaptif sistemlerin kullanıldığı yapılar oldukça fazladır. Bunun nedeni basit bir yapıya ve işlem yükünün çok daha az olmasından kaynaklıdır. Bu yöntemde asenkron makinanın denklemlerinden elde edilen referans ve adaptif (ya da ayarlanabilir) modeller kullanılır. Bu iki model çıkışları arasındaki hatadan ise hız kestirimi gerçekleştirilir. Bu yapıda hız kestirimi için temelde iki farklı yapı önerilmiştir. İlk yapıda, referans ve adaptif modellerden elde edilen rotor akısı hatası ile hız kestirimi yapılmıştır (Schauder, 1992). Fakat, bu yapıda saf integral işlemi kullanıldığı için özellikle düşük hızlarda kestirim performansı oldukça düşmektedir. İkinci yapıda ise bu sorun giderilmeye çalışılmış ve integral işlemi kullanılmadan elde edilen zıt elektromanyetik kuvvet (back-emf) büyüklüğü üzerinden kestirim gerçekleştirilmiştir (Peng ve Fukao, 1994). Model referans adaptif sistem yapısına benzer bir diğer yapıda Kubota vd. (1993) tarafından geliştirilmiştir. Adaptif akı gözlemleyicisi adı verilen bu yapıda sistemden ölçülen gerçek akımlar ile adaptif modelden elde edilen akımlar karşılaştırılmış elde edilen hata hız kestirimi için kullanılmıştır. Bu yöntemde sadece hız kestirimi için adaptif yapı verilmemiş aynı zamanda stator ve rotor dirençlerinin kestirimi içinde adaptif yapılar sunulmuştur. Verilen bu adaptif yöntemlerin literatürdeki sonraki gelişimleri düşük hızlarda hız kestirim kararlılığını sağlamak (Kubota vd. 2002; Suwankawin ve Sangwongwanich, 2002, 2006), aynı anda hız ve parametre kestirimi yapmak (Tajima vd. 2002; Rashed ve Stronach, 2004; Saeija ve Sangwongwanich, 2006; Zaky vd., 2009) ve farklı adaptasyon mekanizmaları geliştirmek (Gadoue vd., 2010) üzerine olmuştur. Doğrudan moment kontrol yönteminde ise bu adaptif yöntemler hem hız kestirimi (Maes ve Melkebeek, 2000; Zhang vd., 2010; Zhang vd., 2012) hem de stator direnci kestirimi (Aktaş ve Okumuş, 2010) için yaygın bir şekilde kullanılmıştır. Diğer taraftan, kayan kipli gözlemleyici yapısının vektör kontrollü sürücülerde (Rehman vd., 2002; Derdiyok vd., 2002) ve doğrudan moment kontrollü sürücülerde (Xepapas vd., 2003; Lascu ve Trzynadlowski, 2004; Lascu vd., 2004, 2009) hem hız hem de parametre kestirimi için kullanıldığı da görülmektedir. Bu yöntemlerin haricinde, genişletilmiş Kalman filtresi de sensörsüz hız kontrolünde önemli bir yere sahiptir. Çünkü, genişletilmiş Kalman filtresi ile aynı anda hız ve parametre kestirimi yapmak diğer yapılara göre daha kolaydır. Aynı zamanda, modeldeki belirsizlikleri ve ölçüm gürültülerini de hesaba katması diğer bir önemli özelliğidir.

Literatürde genişletilmiş Kalman filtresi ile ilgili daha önce yapılan önemli çalışmalar ise detayları ile birlikte şu şekilde verilebilir. Zai vd. (1992) ve Loron ve Laliberte (1993)

genişletilmiş Kalman filtresini ilk olarak motor parametrelerinin kestirimi için kullanmışlar ve sürücü performansını arttırmayı hedeflemişlerdir. Kim vd. (1994) ise bu yöntemi kullanarak hız kestirimi yapmış ve asenkron makinanın sensörsüz vektör kontrolünü gerçekleştirmişlerdir. Shi vd. (2002) gürültü kovaryans matrislerinin belirlenmesi üzerine bir çalışma yapmışlardır. Burada, önceki çalışmada deneme-yanılma ile bulunan kovaryans matrislerinin en iyi değerlerini genetik algoritmaya dayalı bir optimizasyon yöntemi geliştirerek belirlemişlerdir. Barut vd. (2002) makinanın vektör kontrol yöntemi için hız kestirimine ek olarak aynı anda makinanın yük momenti ve rotor direncinin de kestirildiği bir yapı geliştirmişlerdir. Aynı yapıyı yine Barut vd. (2005a) doğrudan moment kontrol yönteminde kullanılmak üzere uyarlamışlardır. Burada, vektör kontrol yönteminde kullanılan rotor akısı yerine stator akısı kestirilmiştir. Diğer bir çalışmada ise bir öncekinden farklı olarak rotor direnci yerine stator direncini kestirmişler ve doğrudan moment kontrol yönteminde hızın yanı sıra yük momenti ve stator direncinin de kestirildiği çalışmayı yapmışlardır (Barut vd., 2005b). Barut vd. (2007a) sensörsüz vektör ve doğrudan moment kontrol yöntemleri için geliştirdikleri ve yukarıda verilen hız ile yük momentinin birlikte kestirildiği yapılar için deneysel sonuçlarını sunmuşlardır. Bu yöntemde, hız kestiriminin yük momenti kestirimi ile sürekli ve geçici durumlardaki dinamik davranışının geliştirildiği ve motorun düşük ya da sıfır hız bölgesinde kararlı bir şekilde çalışmasının sağlandığı ifade edilmiştir. Bogosyan vd. (2007) ve Barut vd. (2007b, 2008) yine sensörsüz kontrol için hız ve yük momenti kestirimi yanında stator ve rotor direncinin de aynı anda kestirildiği bir yöntem geliştirmişlerdir. Burada, stator direncinin kestirildiği bir Kalman modeli ve aynı şekilde rotor direncinin de kestirildiği bir Kalman modeli oluşturulmuştur. Bu iki model kendi aralarında sırayla çalıştırılarak kestirimlerin yapılması sağlanmıştır. Bu yeni yaklaşıma da anahtarlamalı ya da örgülü (switching/braided) genişletilmiş Kalman filtresi adını vermişlerdir. Bu yapıda iki modelin kullanılmasının nedeni kestirilmek istenen parametrelerin çok sayıda olması ve bir model üzerinden kestirilememesi olarak gösterilmiştir. Diğer taraftan, Akın vd. (2006) vektör kontrollü sürücülerde hız kestirimi için kokusuz (unscented) Kalman filtresini kullanmışlardır. Jafarzadeh vd. (2012, 2013) ise yine kokusuz Kalman filtresini kullanarak doğrudan moment kontrol yöntemi için hız kestirimi yapmışlardır. Bu çalışmada, bir önceki çalışmadan farklı olarak bu yöntemde kullanılan dört farklı doğrusal olmayan kokusuz dönüşüm (unscented transforms, UTs) için kestirimin yüksek ve düşük hız bölgelerinde performansı karşılaştırılmıştır. Barut (2010) ve Barut vd. (2012) aynı anda hız, yük momenti, stator ve rotor direncinin kestirimi için çift girişli (bi

input) genişletilmiş Kalman filtresini geliştirmişlerdir. Bu yaklaşımda daha önce önerdikleri örgülü yapıdan farklı olarak yalnızca bir Kalman algoritması kullanılmıştır. Bu Kalman algoritmasına, stator ve rotor dirençlerinin kestirimi için oluşturulan genişletilmiş makine modelleri kullanılarak sırayla girişler üretilmiş ve tek model üzerinden kestirimlerin yapılması sağlanmıştır. Yin vd. (2014, 2017) Kalman filtresinde gürültü kovaryans matrislerinin sabit, yani farklı çalışma koşulları ve durumları için değiştirilemediğini ifade etmişlerdir. Bu sorunun çözümü için ise arayüzlü çoklu model (interfacing multiple-model) genişletilmiş Kalman filtresini geliştirmişler ve vektör kontrol yönteminde hız kestirimi için kullanmışlardır. Zerdali ve Barut (2017) gürültü kovaryans matrislerinin optimizasyonu için farklı algoritmalar ve amaç fonksiyonları kullanmış ve bunların vektör kontrollü sürücüde hız kestirim performanslarını karşılaştırmışlardır. Son zamanlarda, Habibullah ve Lu (2015) ve Alsofyani ve Idris (2016a, 2016b) genişletilmiş Kalman filtresinin doğrudan moment kontrollü sürücüde kullanıldığı çalışmalar da gerçekleştirmişlerdir. Bu çalışmalarda, Kalman filtresi yalnızca hız ve akı kestirimi için kullanılmış herhangi bir parametre kestirimi ise yapılmamıştır.

1.3. Tezin Amacı ve Çözüm Yaklaşımı

Doğrudan moment kontrol yönteminde, akım ve moment dalgalanmalarını azaltmak ve özellikle orta gerilim sürücü sistemleri için vazgeçilmez bir seçenek olan çok seviyeli evirici kullanımı gün geçtikçe artmaktadır. Bu topolojilerden, üç ve beş seviyeli nötr noktası kenetlemeli eviricilerin değişken hızlı motor sürücüleri gibi AA-DA-AA çalışma (back-to-back operation) durumu için uygun bir yapıya sahip olması ve kontrolünün de diğer yapılara göre daha kolay olması nedeni ile endüstriyel uygulamalarda oldukça popüler bir konu olmuştur. Bu tez çalışmasında da doğrudan moment denetim yöntemi ile kullanılmak üzere üç seviyeli diyot kenetlemeli bir evirici yapısı önerilmiştir. Bu evirici yapısı ile hem sinüzoidale daha yakın ve daha az harmonik bileşen içeren gerilim dalga şekilleri elde edilirken hem de yüksek güç ve gerilimli motorların sürülmesi de hedeflenmiştir. Doğrudan moment kontrol yöntemi için çok seviyeli eviricilerin tercih edilmesi durumunda, geleneksel anahtarlama tablosu ve histerezis bantların kullanımı oldukça zor ve karmaşık bir yapıya bürünmektedir. Çünkü, eviricinin güvenli ya da kararlı çalışabilmesi için uygulanacak gerilim vektörlerinin seçimi oldukça önem kazanmaktadır. Bu sorunun en etkin çözümü, uzay vektör modülasyon yönteminin kullanılmasıdır. Fakat, üç seviyeli UVM yöntemi, iki

seviyeli eviriciler için kullanılan yöntemle göre uygulaması oldukça zor ve yoğun işlem yükü gerektirmektedir. Bu çalışmada, önerilen evirici yapısı için trigonometrik fonksiyonlardan arındırılmış ve sadece mantıksal işlemlerin kullanıldığı basitleştirilmiş üç seviyeli UVM yöntemi kullanılmıştır. Önerilen bu yöntem ile klasik yöntemlere kıyasla hesap yükü azaltılmış ve daha kolay uygulanabilir hale getirilmesi amaçlanmıştır. Ayrıca, diyot kenetlemeli eviricinin yapısal özelliklerinden kaynaklı bazı gereksinimler (nötr-noktası gerilim dengesi ve yumuşak anahtarlama geçişleri) bu geliştirilen modülasyon yöntemi ile sağlanmıştır. Diğer taraftan, sensörsüz doğrudan moment kontrolde hız ve durum kestirimi de oldukça önemli bir konudur. Konu ile ilgili yapılan çalışmalar göz önüne alındığında genişletilmiş Kalman filtresinin (GKF) asenkron motor uygulamaları oldukça popüler bir konumdadır ve çok seviyeli eviricili bu tür çalışmalara da çok fazla karşılaşılmamıştır. Dolayısıyla, bu tez çalışması ile endüstriyel ve genel motor uygulamalarında kullanılmak üzere üç seviyeli eviriciden beslenen asenkron motor sürücü sistemi için GKF ile asenkron motorun hız geribeslemesiz kontrolü gerçekleştirilmiştir. Bu yapıda akı, moment ve hız kestirimlerine ek olarak aynı anda yük momenti de kestirilerek, sürücü performansının özellikle düşük hızlarda geçici ve sürekli durum davranışının iyileştirilmesi hedeflenmiştir. Sonuç olarak, önerilen evirici yapısından beslenen asenkron motorun GKF uygulamaları ile ilgili deneysel çalışmaların çok fazla olmaması ve geliştirilen modülasyon yönteminin bu sürücü ve kontrol yapısı ile ilk kez kullanılması yapılan çalışmanın özgünlüğünü ve literatüre olan katkısını ortaya koymaktadır.

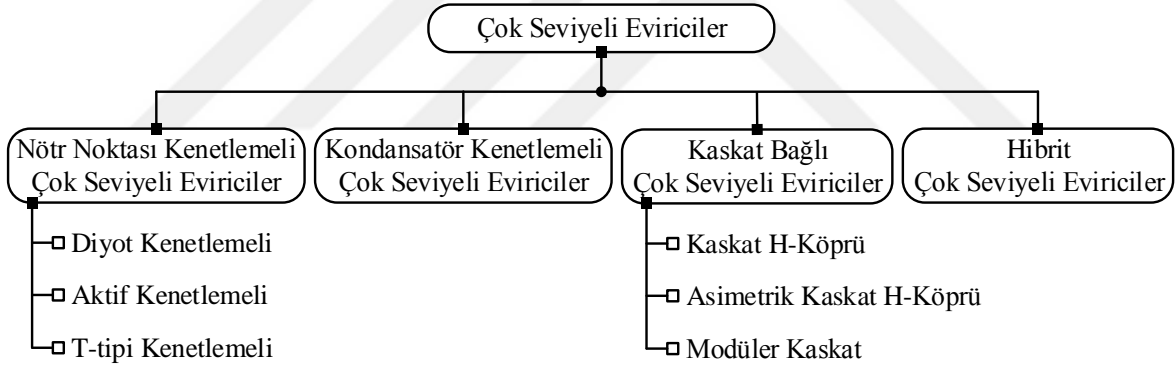
Tezin sonraki bölümlerinde ele alınan konular ve irdelenen sorunlar ise şu şekilde düzenlenmiştir. İkinci bölümde, çok seviyeli eviricilerin gelişiminden bahsedilmiş ve tezde kullanılacak üç seviyeli diyot kenetlemeli evirici yapısı için detaylı bilgiler verilmiştir. Üçüncü bölümde, çok seviyeli eviricilerde kullanılan modülasyon yöntemlerine kısaca değinilmiş ve önerilen DMK yönteminde kullanılan basitleştirilmiş üç seviyeli UVM yönteminden bahsedilmiştir. Dördüncü bölümde, asenkron makinanın keyfi (genel) referans eksen takımındaki matematiksel modeli verilmiş ve makine kontrolünde kullanılan diğer referans eksen takımlarına geçişler anlatılmıştır. Beşinci bölümde, temel DMK yöntemi verilmiş ve üç seviyeli diyot kenetlemeli bir eviricide bu temel yapının uygulanabilirliği ele alınmıştır. Ayrıca bu bölümde UVM-DMK yönteminin blok şeması da verilerek detaylı bilgiler sunulmuştur. Altıncı bölümde, genişletilmiş Kalman filtresi ile hız kestirimi yapılmış ve uygulamada kullanılacak matematiksel eşitlikler verilmiştir. Son bölümlerde ise tasarlanan deneysel düzenek hakkında bilgiler verilmiş ve önerilen kontrol algoritmaların

uygulamasý için TMS320F28335 sayýsal iřaret iřleyici tabanlı geliřtirilen yazılımların temel akıř diyagramları sunulmuřtur. Son olarak, elde edilen deneysel sonuçlar deęerlendirilerek önerilen sürücü sisteminin doęruluęu gösterilmiř ve sonraki çalıřmalar için önerilerde bulunulmuřtur.



2. ÇOK SEVİYELİ EVİRİCİLER

Klasik iki seviyeli eviriciler, çıkışta 0 veya $\pm V_{dc}$ seviyelerinde gerilimler üretir. Bu çıkış gerilimleri, yüksek derecede harmonikler içermektedir. Harmonik bileşenleri azaltmak için çeşitli modülasyon yöntemleri ile birlikte yüksek anahtarlama frekansı kullanılabilir. Ayrıca, bu tür eviricilerde her anahtarlama durumunda faz bacaklarındaki anahtarlardan herhangi birinin maruz kalacağı en yüksek gerilim seviyesi DA bara gerilimi yani V_{dc} kadar olacaktır. Bu nedenle, özellikle yüksek güç ve gerilim uygulamalarında iki seviyeli evirici yapısı çok fazla tercih edilmez. Öyle ki; bu tür uygulamalarda eviricinin yüksek frekanslarda çalıştırılması, anahtarlama kayıpları ve elemanların anma değerlerinden kaynaklanan bazı sorunlara neden olacaktır. Aynı zamanda, eviricinin anahtarlama sırasında anahtarların maruz kalacağı dv/dt oranı da çok yüksek değerlere ulaşacaktır.



Şekil 2.1. Çok seviyeli evirici yapılarının sınıflandırılması

Çok seviyeli evirici yapısında, eviricinin seviye sayısına bağlı olarak her bir anahtarın üzerine düşecek gerilim değeri DA bara geriliminin yarısına ve hatta daha az gerilim değerlerine düşürülebilir. Bu durum, anahtarlama elemanları üzerindeki gerilim baskısını azaltır ve dolayısıyla yüksek güç ve gerilim uygulamaları için oldukça uygun bir yapı halini kazanır. Çok seviyeli eviricilerin bir diğer avantajı ise düşük anahtarlama frekanslarında daha az harmonik içeren kaliteli çıkış gerilimleri üretebilmesidir. Bu avantajların yanı sıra çok seviyeli eviricilerin en büyük dezavantajları ise çok sayıda anahtarlama elemanı kullanılması, fazladan devre elemanlarına (diyot, kapasite gibi) ihtiyaç duyması ve kontrolünün iki seviyeli eviriciye göre daha zor ve karmaşık olmasıdır.

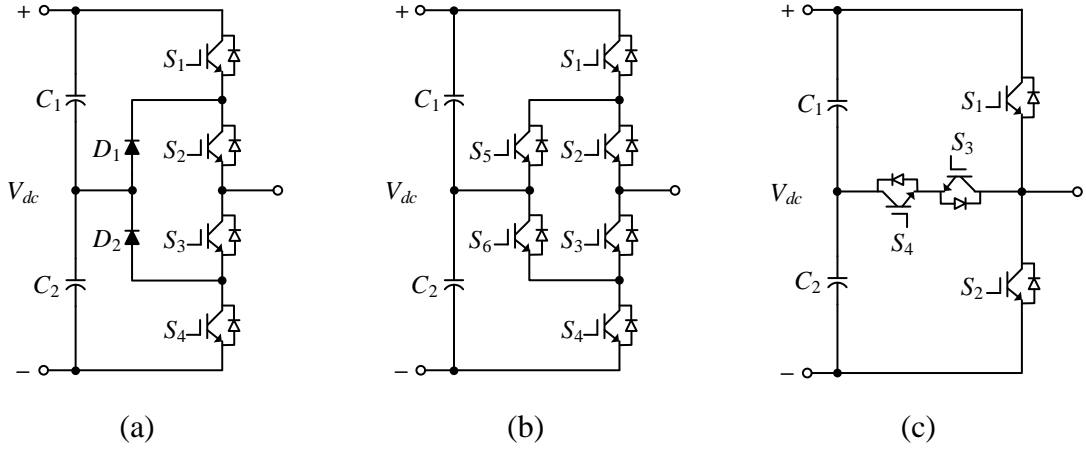
2.1. Çok Seviyeli Eviricilerin Gelişimi

Son yıllarda, çok sayıda ve farklı yapılarda çok seviyeli evirici topolojileri geliştirilmiş ve gelişimi hala devam etmektedir. Genel olarak, çok seviyeli eviriciler Şekil 2.1’de verildiği gibi dört ana grupta sınıflandırılabilir. Bunlar; (i) nötr noktası kenetlemeli, (ii) kondansatör kenetlemeli, (iii) kaskat bağlı ve (iv) hibrit çok seviyeli eviricilerdir.

2.1.1. Nötr Noktası Kenetlemeli ve Kondansatör Kenetlemeli Yapılar

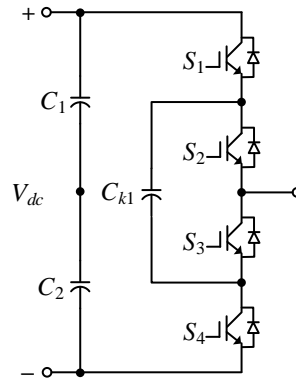
Nötr noktası kenetlemeli evirici, ilk olarak 1980’lerin başında diyot kenetlemeli yapısı ile karşımıza çıkar (Nabae vd., 1981). Bu yapıya ait üç seviyeli evirici için bir faz bacağı Şekil 2.2.a’da gösterilmiştir. Burada, giriş hat kondansatörleri ile eşit parçaya bölünen DA bara gerilimini farklı seviyelerde çıkışa aktarmak için diyotlar kullanılmıştır. Diyot kenetlemeli evirici, bu kategorinin en temel devre şemasıdır ve bu şema baz alınarak sonraki yıllarda farklı topolojiler daha geliştirilmiştir. Bunlardan ilki, Şekil 2.2.b’de görüldüğü gibi kenetleme diyotları yerine anahtarlama elemanları kullanılarak geliştirilen aktif nötr noktası kenetlemeli evirici yapısıdır (Barbosa vd., 2005). Geliştirilen diğer bir yapı ise Şekil 2.2.c’de verilmiş olup T-tipi nötr noktası kenetlemeli evirici yapısıdır. Burada, nötr noktası çıkışa çift yönlü bir anahtarlama elemanı kullanılarak doğrudan bağlanmıştır.

Diyot kenetlemeli yapıda, bir faz bacağı üzerindeki her bir anahtarın üzerine düşen gerilim değeri aynıdır. Fakat, çalışma esnasında farklı akım değerlerine maruz kalırlar. Bu durum anahtarlar üzerindeki akım baskısının ve kayıpların eşit bir şekilde dağılmamasına neden olur. Aktif ve T-tipi kenetlemeli eviricilerde ise bu sorun uygun anahtarlama yapıları ile giderilmiştir. Diğer taraftan, T-tipi kenetlemeli yapının, aktif kenetlemeli yapıya göre avantajı daha az anahtarlama elemanının kullanılmasıdır. Bu şekilde, iletim kayıpları azaltılmasına rağmen anahtarların maruz kalacağı gerilim baskısı ise artmıştır. Nötr noktası kenetlemeli eviricilerin genel bir sorunu, anahtarlama durumları ve yük akımına bağlı olarak giriş hat kondansatörleri üzerinde gerilim dengesizliklerinin oluşmasıdır. Bu da nötr noktası gerilimlerinin oluşmasına neden olur. Nötr noktası gerilimler ise (ya da giriş kondansatörleri üzerindeki gerilim dengesizlikleri) anahtarlama elemanlarının zamansız çalışmasına ve çıkış faz gerilimlerinde toplam harmonik bozunumun artmasına neden olur (Wu, 2006).



Şekil 2.2. Nötr noktası kenetlemeli eviriciler

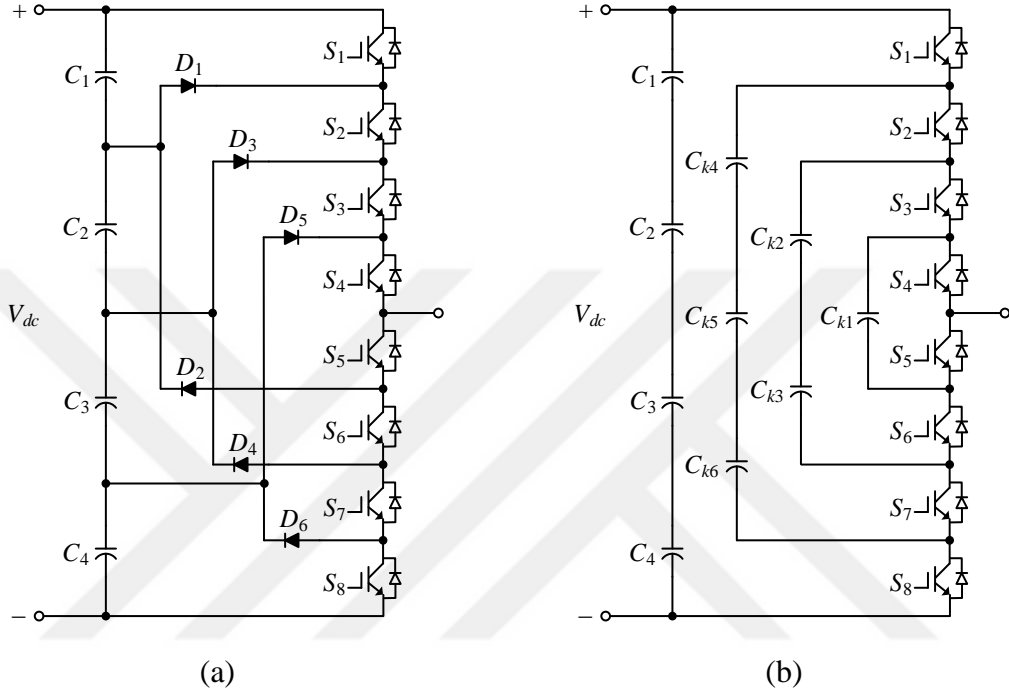
Kondansatör kenetlemeli evirici yapısı ise 1990'ların başında diyot kenetlemeli eviriciye alternatif olarak önerilmiştir (Meynard ve Foch, 1992). Bu evirici yapısı DA bara geriliminin giriş hat kondansatörleri kullanılarak farklı seviyelere bölünmesi ve her anahtarlama elemanı üzerindeki gerilimin giriş kondansatör gerilimi ile sınırlı tutulması açısından diyot kenetlemeli evirici yapısı ile benzerlik gösterir. Diyot kenetlemeli eviriciden farklılığı ise farklı seviyelerdeki giriş gerilimlerini çıkışa aktarmak için diyotlar yerine kondansatörlerin kullanılmasıdır.



Şekil 2.3. Kondansatör kenetlemeli evirici

Kondansatör kenetlemeli eviricide nötr noktası gerilim dengesizliği söz konusu değildir fakat kenetleme kondansatörlerinin gerilim dengesizliğini kontrol etmek gerekir. Bu yüzden, çıkış gerilimi üretilirken kenetleme kondansatörlerinin şarj veya deşarj durumu göz önüne alınarak o gerilim seviyesi için uygun anahtarlama durumları seçilmelidir. Bu da

anahtarlama kombinasyonlarının seçimini karmaşık hale getirmekte ve kontrolü oldukça zorlaştırmaktadır. Ayrıca, diyot kenetlemeli eviricide karşılaşılan ve eşit olmayan doluluk oranından kaynaklı anahtarların farklı akım değerlerine maruz kalma sorunuyla da bu yapıda karşılaşılmaktadır (Lai ve Peng, 1996).



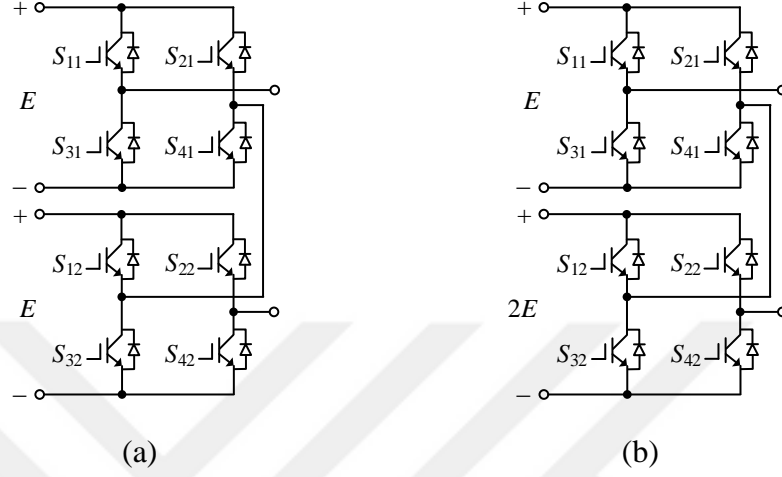
Şekil 2.4. Beş seviyeli diyot kenetlemeli ve kondansatör kenetlemeli eviriciler

Nötr noktası kenetlemeli ve kondansatör kenetlemeli eviricilerin seviye sayısı kolaylıkla artırılabilir. Örneğin; Şekil 2.4.a'da beş seviyeli diyot kenetlemeli ve Şekil 2.4.b'de ise yine beş seviyeli kondansatör kenetlemeli evirici yapısının bir faz bacağı gösterilmiştir. Seviye sayısı arttıkça yukarıda bahsedilen sorunlar daha da artacağından kontrol de bir o kadar zorlaşacaktır. Bu yüzden, bu topolojilerin kullanıldığı endüstriyel uygulamalarda seviye sayısı beşin üzerine çok çıkmamaktadır.

2.1.2. Kaskat Bağlı Yapılar

Kaskat bağlı çok seviyeli evirici, tek fazlı H-köprü eviricilerin birbiri ardına seri bağlanması ile oluşturulur. Faz bacağı üzerindeki H-köprü eviricilerin eklenip veya çıkarılması ile eviricinin çıkış gerilim seviyesi de artırılıp azaltılabilir. Ekstra kenetleme

diyotu veya kenetleme kondansatörü bulunmaması ve her devre katının aynı yapıda olması nedeniyle basit bir yapıya sahiptir ve paket devre haline getirilmesi daha kolaydır. Bu yapı için Şekil 2.5 ve Şekil 2.6'da farklı bağlantı konfigürasyonları gösterilmiştir.

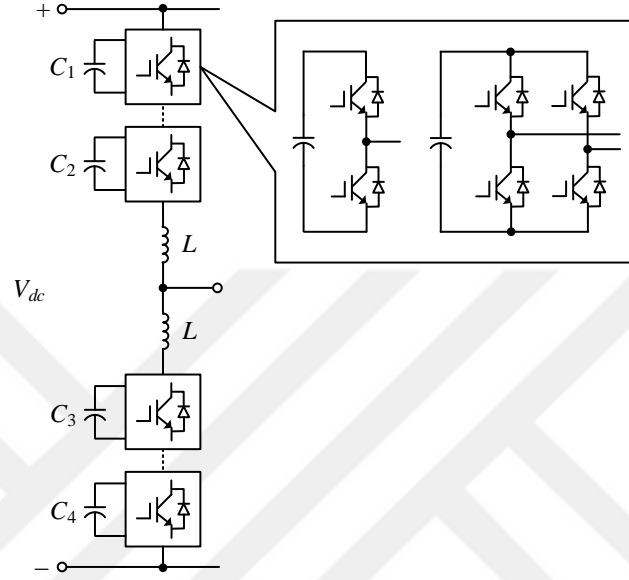


Şekil 2.5. Simetrik ve asimetrik kaskat bağlı H-köprü eviriciler

Bu kategoriye ait en temel devre şeması Şekil 2.5.a'da verilmiştir. Burada, her H-köprü aynı gerilim değerine sahip izoleli DA gerilim kaynakları ile beslenmiştir. Bu yüzden, bu yapıya simetrik kaskat bağlı H-köprü evirici de denir. Asimetrik kaskat bağlı evirici yapısı ise Şekil 2.5.b'de gösterilmiştir. Simetrik yapıya göre tek farkı her H-köprü hücrenin farklı değerlerde izoleli DA gerilim kaynağı ile beslenmesidir. Farklı değerlerde DA gerilim kaynağının kullanımı, H-köprü sayısının arttırılmadan gerilim seviyesinin kolaylıkla değiştirilmesine imkân tanır. Örneğin; Şekil 2.5.a'da verilen simetrik yapı beş seviyeli iken, Şekil 2.5.b'de verilen yapı ise yedi seviyelidir. Fakat, böyle bir durumda her H-köprüdeki anahtarın gerilim baskısı ve güç değerleri farklı olacağından modülerlik yapıda ortadan kalkacaktır.

Bu kategoriye ait son yapı ise 2000'li yılların başında geliştirilmiş olan modüler çok seviyeli evirici yapısıdır (Lesnicar ve Marquardt, 2003). Şekil 2.6'da verilen bu yapıda her faz bacağı iki koldan oluşmakta ve her kolda birbiri ardına bağlanmış ya yarım köprü ya da tam köprü hücreler bulunmaktadır. Bu köprülerin her biri, uçlarına bağlı kondansatörler ile beslenmektedir. Dolayısıyla, bu evirici yapısı için tek bir DA gerilim kaynağının olması yeterlidir. Modüler çok seviyeli eviricilerde yarım köprü kullanımı daha yaygındır. Çünkü, daha az anahtarlama elemanı kullanıldığından daha az kayıp oluşmaktadır. Diğer taraftan, her faz bacağı üzerinde bulunan bu iki kol birbirine bağlandığında bir dolaşım akımı

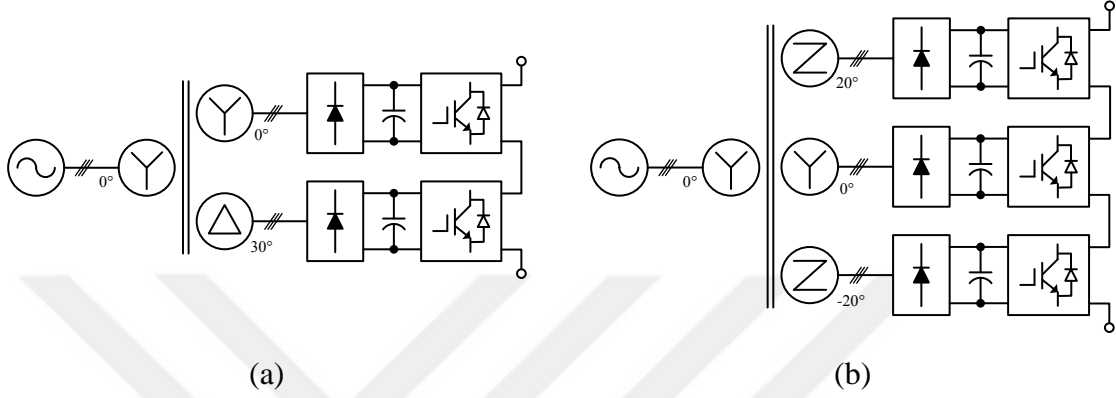
oluşacaktır. Bu akım, eviricinin çıkış gerilim dalga şekline bir etkisi olmazken eviricinin performansını olumsuz yönde etkileyen önemli bir sorundur. Bu nedenle, bu iki kol birbirine bağlanırken bir reaktör kullanılır ve dolaşım akımının kontrolünün yanı sıra hata akımlarının da sınırlandırılması sağlanır.



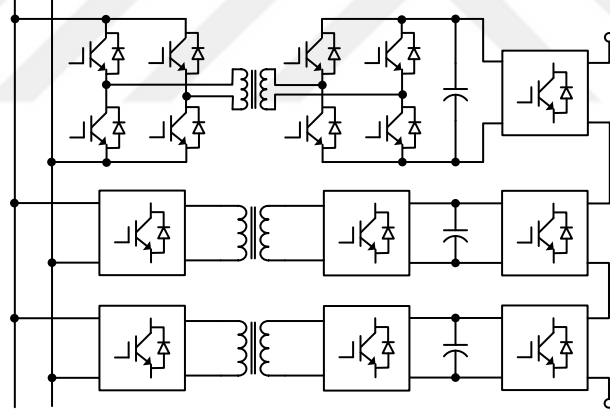
Şekil 2.6. Modüler çok seviyeli evirici

Simetrik ve asimetrik kaskat bağlı H-köprü eviriciler, birbirinden izoleli DA gerilim kaynaklarına ihtiyaç duymasından dolayı kullanım alanları oldukça sınırlıdır. Fakat, bu tür evirici yapıları çoğunlukla elektrikli araçlarda (Tolbert vd., 1999) ve yenilenebilir enerji sistemlerinde uygulama alanı bulmuştur. Bunun nedeni elektrik araçlarda bataryaların, yenilenebilir enerji sistemlerinde ise güneş panellerinin ya da rüzgâr türbinlerinin izole kaynak olarak kullanılabilmesinden kaynaklıdır. Bu uygulamaların dışında kullanılan kaskat bağlı H-köprü eviriciler için gerekli izole DA gerilimler ise iki farklı şekilde elde edilebilir. Bunlardan ilki Şekil 2.7’de gösterildiği gibi şebeke tarafında çok çıkışlı faz kaydırmalı transformatörler ve doğrultucu devreler kullanılarak yapılan izole işlemidir. Bu tür yapıda, şebeke tarafında giriş güç kalitesi oldukça iyi olacaktır fakat faz kaydırmalı transformatörün büyük boyutlarda ve karmaşık yapılarda olmasından dolayı önemli bir dezavantaja da sahip olur. İkinci olarak, Şekil 2.8’de gösterildiği gibi DA bara tarafında yapılan izole işlemidir. Burada aynı DA bara geriliminden beslenen birden fazla izoleli DA-DA dönüştürücüler kullanılmaktadır. Faz kaydırmalı tam köprü, bu yapı için en uygun DA-DA dönüştürücü

devresidir. Bu devre yüksek frekanslarda çalıştığı için kullanılan transformatörün boyutları ve yapısı, şebeke tarafında kullanılan transformatöre göre oldukça küçük ve basit olacaktır. Fakat, bu yöntemde kullanılan anahtar sayısı artacağından ek devrelere ihtiyaç duyulacak dolayısıyla toplam sistem maliyeti de artacaktır.



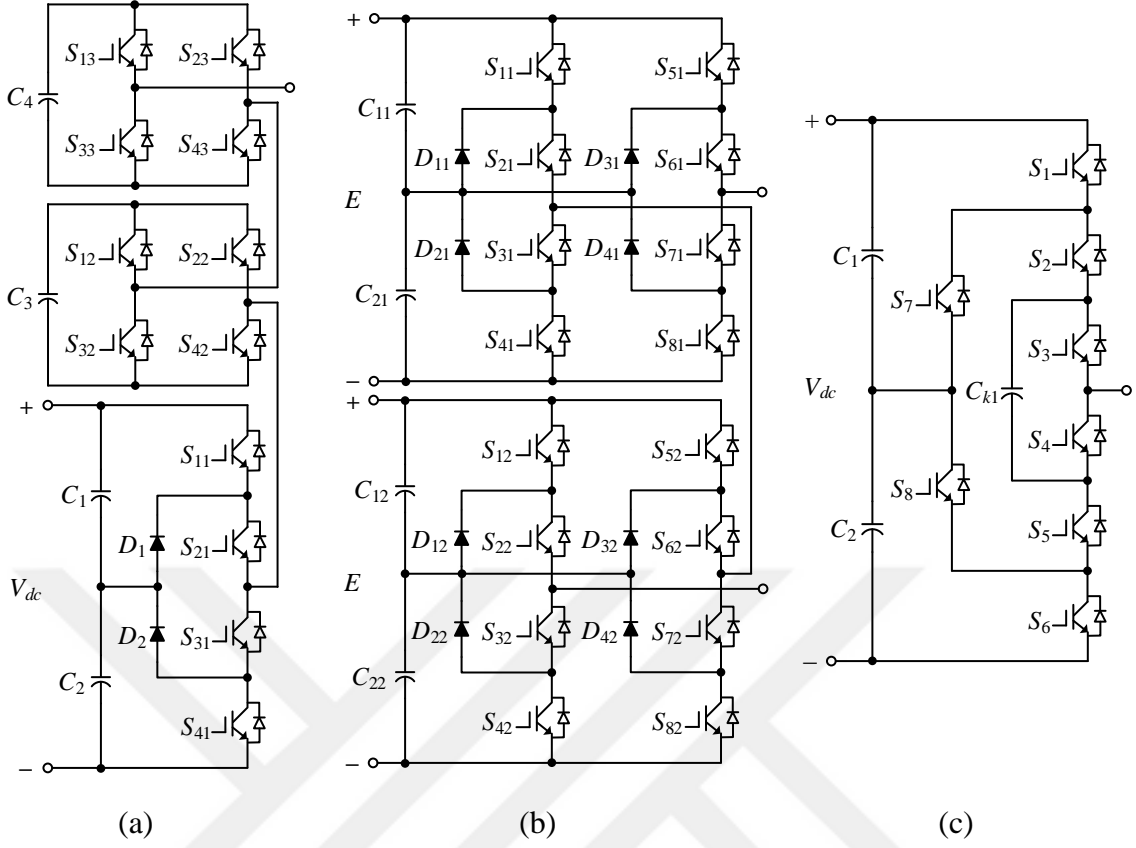
Şekil 2.7. Şebeke tarafında yapılan izole işlemi



Şekil 2.8. DA bara tarafında yapılan izole işlemi

2.1.3. Hibrit Yapılar

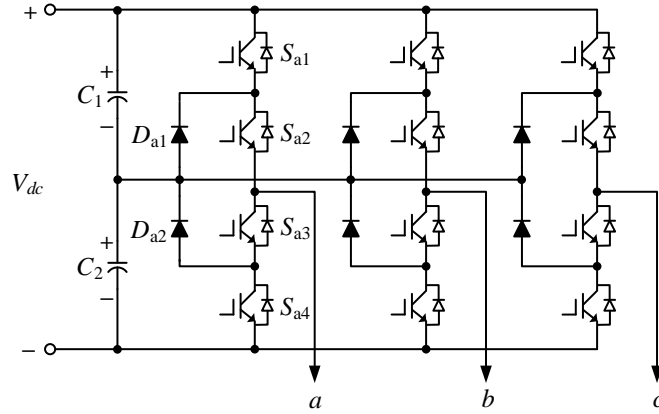
Hibrit yapılar adından da anlaşılacağı gibi yukarıda verilen temel çok seviyeli eviricilerin farklı kombinasyonlarda birleştirilmesi ile oluşturulan yapılardır. Yapılan çalışmalarda birçok hibrit yapı geliştirilmiş, avantaj ve dezavantajları sunulmuştur. Fakat burada tüm bu hibrit yapıların ele alınması mümkün olmayacağı için sadece bazı öne çıkan hibrit yapılar sunulmuştur.



Şekil 2.9. Hibrit çok seviyeli evirici yapıları

Bunlardan ilki Şekil 2.9.a'da bir faz bacağı verilen diyot kenetlemeli evirici ile H-köprü eviricinin birlikte kullanıldığı yapıdır (Veenstra ve Rufer, 2003). Bu yapı, üç seviyeli diyot kenetlemeli eviricinin her faz çıkışına H-köprü hücreler seri bağlanarak elde edilmiştir. Üç seviyeli diyot kenetlemeli evirici DA gerilim kaynağı ile beslenirken, H-köprü eviriciler uçlarına bağlanan kondansatörler ile beslenir. Dolayısıyla, aktif güç akışını sağlayan kısım diyot kenetlemeli evirici tarafı olup H-köprü hücreler sadece gerilim seviyesini artırmak için kullanılmıştır. Bu yapının en büyük dezavantajı diyot kenetlemeli evirici tarafında nötr noktası gerilimlerinin ve H-köprü tarafında ise kondansatör gerilimlerinin kontrolünün yapılma zorunluluğudur. Bu da evirici kontrolünü oldukça karmaşık bir hale getirmektedir. Diğer bir hibrit yapı ise Şekil 2.9.b'de verildiği gibi diyot kenetlemeli evirici ile H-köprü oluşturularak bunların kaskat bir şekilde birbiri ardına bağlanmasıyla oluşturulmuştur (Wu vd., 1999). Burada, her üç seviyeli H-köprü diyot kenetlemeli evirici çıkışta beş seviyeli gerilimler üretir. Bunların kaskat bağlanması durumunda ise çok daha fazla gerilim seviyelerine çıkılabilir. Örneğin; Şekil 2.9.b'de verilen bu yapıdan dokuz seviyeli gerilimler üretilir. Kaskat bağlı H-köprü ile kıyaslandığında dokuz seviyeli gerilimler elde etmek için

daha az hücre kullanılmıştır. Dolayısıyla, ihtiyaç duyulan izole kaynak sayısı azaltılmış, fakat kullanılan anahtar sayısında bir değişim olmamış aksine ekstra kenetleme diyotları kullanılmıştır. Bunlara ek olarak, böyle bir yapıda nötr noktası gerilimlerin dengesini sağlamak içinde fazladan bir kontrole ihtiyaç vardır. Hibrit kategorisine ait son yapı Şekil 2.9.c’de verilmiştir. Bu yapı aktif nötr noktası kenetlemeli ile kondansatör kenetlemeli eviricinin kombine edilmiş halidir (Barbosa vd., 2005). Aslında devre topolojisi olarak DA bara geriliminin kondansatörlerle bölünmesi ve nötr noktasının oluşturulması açısından, nötr noktası kenetlemeli evirici yapılarına benzemektedir. Bu yapının en önemli avantajı Şekil 2.9.c’de görüldüğü gibi beş seviyeli çıkış gerilimleri elde edebilmek için sekiz anahtarlama elemanı ve üç tanede kondansatörün kullanılmasının yeterli olmasıdır. Çünkü, aynı gerilim seviyesini aktif nötr kenetlemeli evirici ile elde edebilmek için on dört anahtarlama elemanı ve dört tanede kondansatör kullanılır. Kullanılan devre elemanlarının bu kadar azaltılmış olması devrenin basit bir yapıya ulaşmasını sağlamıştır. Fakat, eviricinin anahtarlanması sırasında oluşan uzun komütasyon yolları yüzünden fazladan kayıplar ve gerilim baskıları oluşmaktadır. Aynı zamanda nötr noktası geriliminin ve kenetleme kondansatörünün şarj ve deşarj durumu da kontrol edilmesi gereken bir sorundur.



Şekil 2.10. Üç seviyeli diyot kenetlemeli evirici devresi

2.2. Üç Seviyeli Diyot Kenetlemeli Evirici

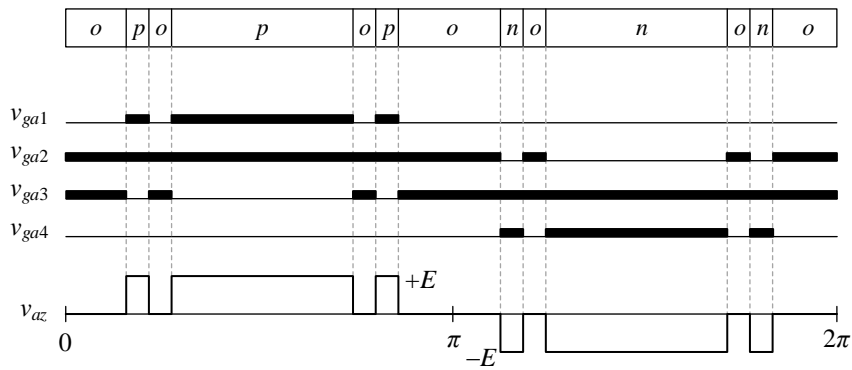
Şekil 2.10’da üç seviyeli diyot kenetlemeli bir eviricinin devre şeması gösterilmiştir. Eviricinin her faz bacağına dört adet anahtarlama elemanı $S_{x1} - S_{x4}$ bulunmaktadır. Burada, x alt simgesi a, b ya da c faz bacaklarından birini temsil eder. Eviricinin DA bara

gerilimi, iki adet giriş hat kondansatörü C_1 ve C_2 kullanılarak iki eşit parçaya bölünmüştür. Buna göre, giriş DA gerilimi V_{dc} ise her kondansatör üzerindeki gerilim E , giriş geriliminin yarısı kadar olacaktır. Çıkış gerilimin seviyesi, giriş hat kondansatörleri üzerindeki gerilimlerin farklı seviyelerde D_{x1} ve D_{x2} kenetleme diyotları kullanılarak çıkışa aktarılması ile sağlanır. Bu eviricide, anahtarlama durumları ve yük akımının yönüne bağlı olarak giriş kondansatörlerin şarj ve deşarj süreleri değişerek z nötr noktası gerilimleri de oluşmaktadır.

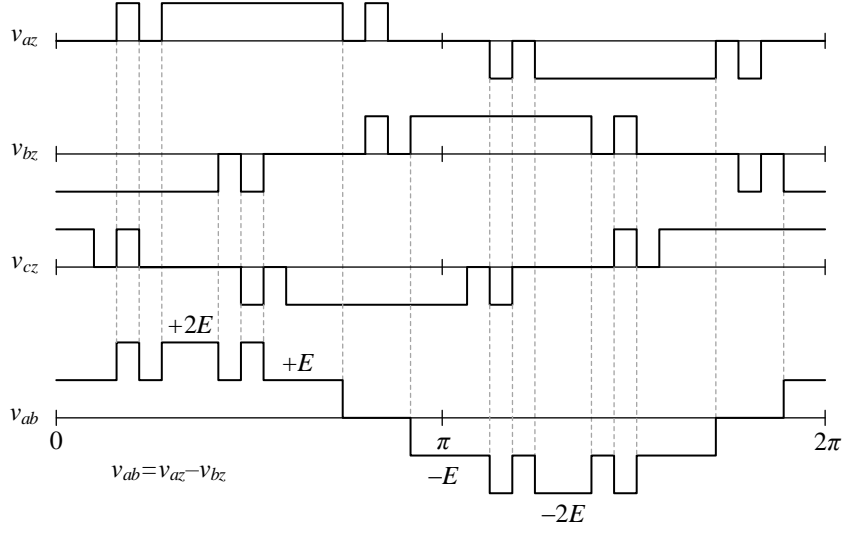
Tablo 2.1. Üç seviyeli eviricide bir faz bacağına ait anahtarlama durumları

Anahtarlama Durumu	S_{x1}	S_{x2}	S_{x3}	S_{x4}	Çıkış Gerilimi, v_{xz}
p	1	1	0	0	$+E$
o	0	1	1	0	0
n	0	0	1	1	$-E$

Üç seviyeli diyot kenetlemeli eviricide bir faz bacağına ait anahtarlama durumları Tablo 2.1’de verilmiştir. p anahtarlama durumunda, üst anahtar grubu S_{x1} ve S_{x2} iletimde iken alt anahtar grubu S_{x3} ve S_{x4} kesimdedir. İlgili faz bacağın z nötr noktasına göre gerilimi $v_{xz} = +E$ olur. n anahtarlama durumunda, üst anahtar grubu kesimde iken alt anahtar grubu iletimdedir. İlgili faz bacağın z nötr noktasına göre gerilimi $v_{xz} = -E$ olur. o anahtarlama durumunda ise S_{x2} ve S_{x3} anahtar grubu iletimde iken diğer anahtarlar kesimdedir. Bu durumda ilgili faz bacağın z nötr noktasına göre gerilimi ise $v_{xz} = 0$ olur. Tablo 2.1’den görüldüğü gibi S_{x1} anahtarı, S_{x3} anahtarının tümleyenidir. Yani, biri iletimdeyken diğeri kesimde olmalıdır. Aynı şekilde S_{x2} anahtarı, S_{x4} anahtarının tümleyenidir.



Şekil 2.11. Üç seviyeli eviricide kapı sinyalleri ve çıkış gerilimi

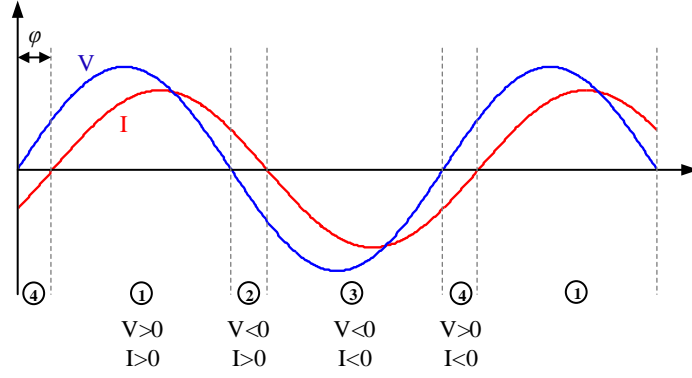


Şekil 2.12. Üç seviyeli eviricinin çıkış gerilimleri ve faz-faz gerilim dalga şekli

Şekil 2.11’de a faz bacağına ait anahtarlama durumları, kapı sinyalleri ve evirici çıkış gerilimi gösterilmiştir. Burada, $v_{ga1} - v_{ga4}$ sırasıyla $S_{a1} - S_{a4}$ anahtarlama elemanlarının kapı sinyalleridir. Görüldüğü gibi v_{az} evirici çıkış gerilim dalga şekli $(+E, 0, -E)$ üç gerilim seviyesinden oluşmaktadır. Şekil 2.12’de ise faz-faz gerilim dalga şekli gösterilmiştir. Burada, v_{ab} faz-faz gerilimi $v_{ab} = v_{az} - v_{bz}$ şeklinde olup, $(+2E, +E, 0, -E, -2E)$ beş gerilim seviyesinden oluşmaktadır.

2.2.1. Üç Seviyeli Diyot Kenetlemeli Eviricide Komütasyon Durumları

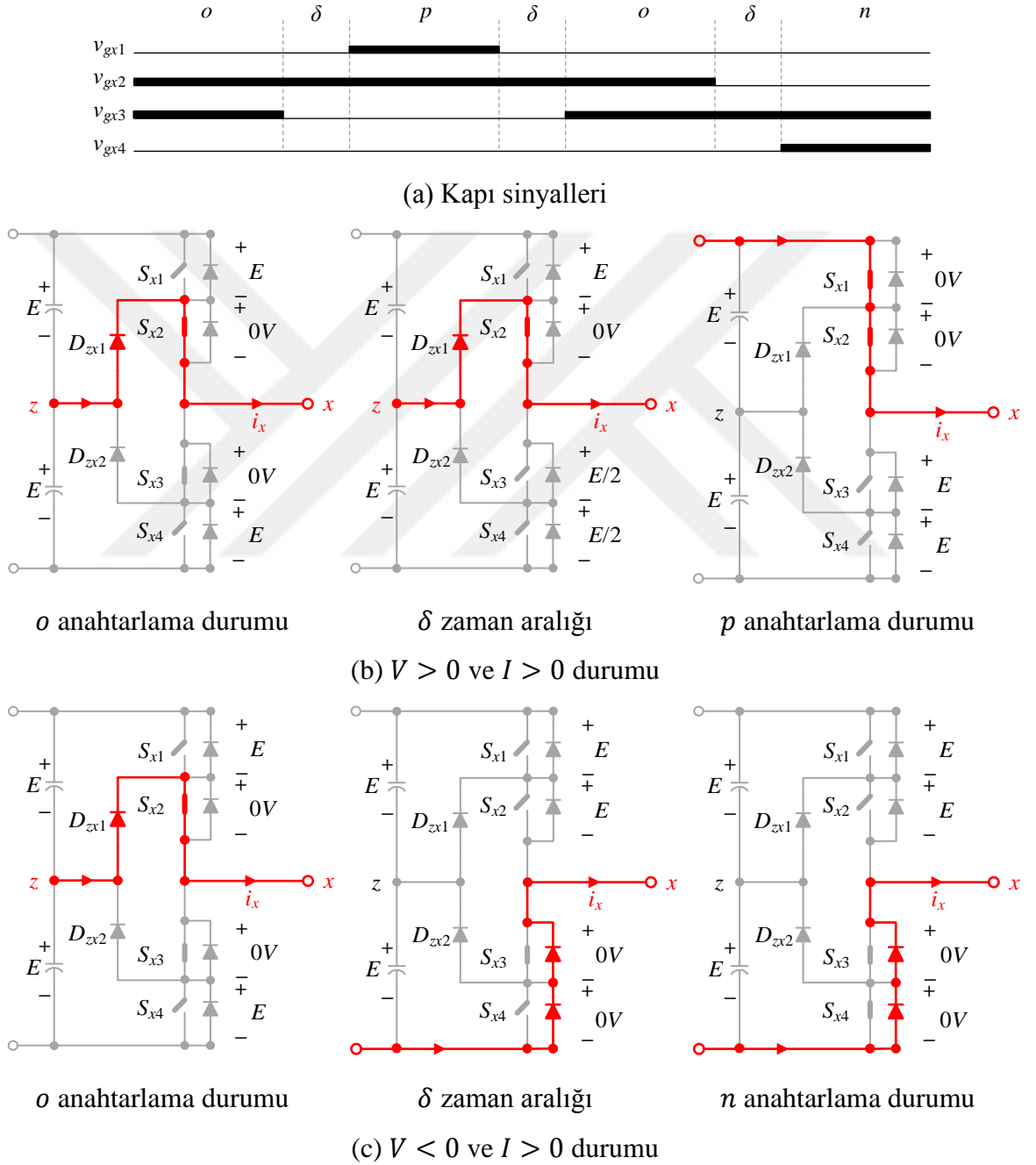
Üç seviyeli eviricide anahtarlama elemanlarının komütasyon durumunu incelemek için Şekil 2.13’de verilen evirici çalışma alanlarını ele alalım (Staudt, 2015). Burada, çıkış gerilim ve akım dalga şekilleri eviricinin endüktif bir yükü beslediği düşünülerek verilmiştir. Dolayısıyla, eviricinin çalışma durumu dört bölgeye ayrılabilir. Fakat, burada $\cos \varphi = +1$ olursa gerilim ve akım dalga şekilleri arasında faz farkı olmayacak ve sadece 1 ve 3 nolu çalışma alanları aktif olacaktır. Benzer şekilde, eğer $\cos \varphi = -1$ olursa gerilim ve akım dalga şekilleri arasında 180° faz farkı olacak ve bu durumda sadece 2 ve 4 nolu çalışma alanları aktif olacaktır. $\cos \varphi$ ’nin -1 ve $+1$ arasında değişmesi durumunda ise tüm çalışma alanları aktif olur.



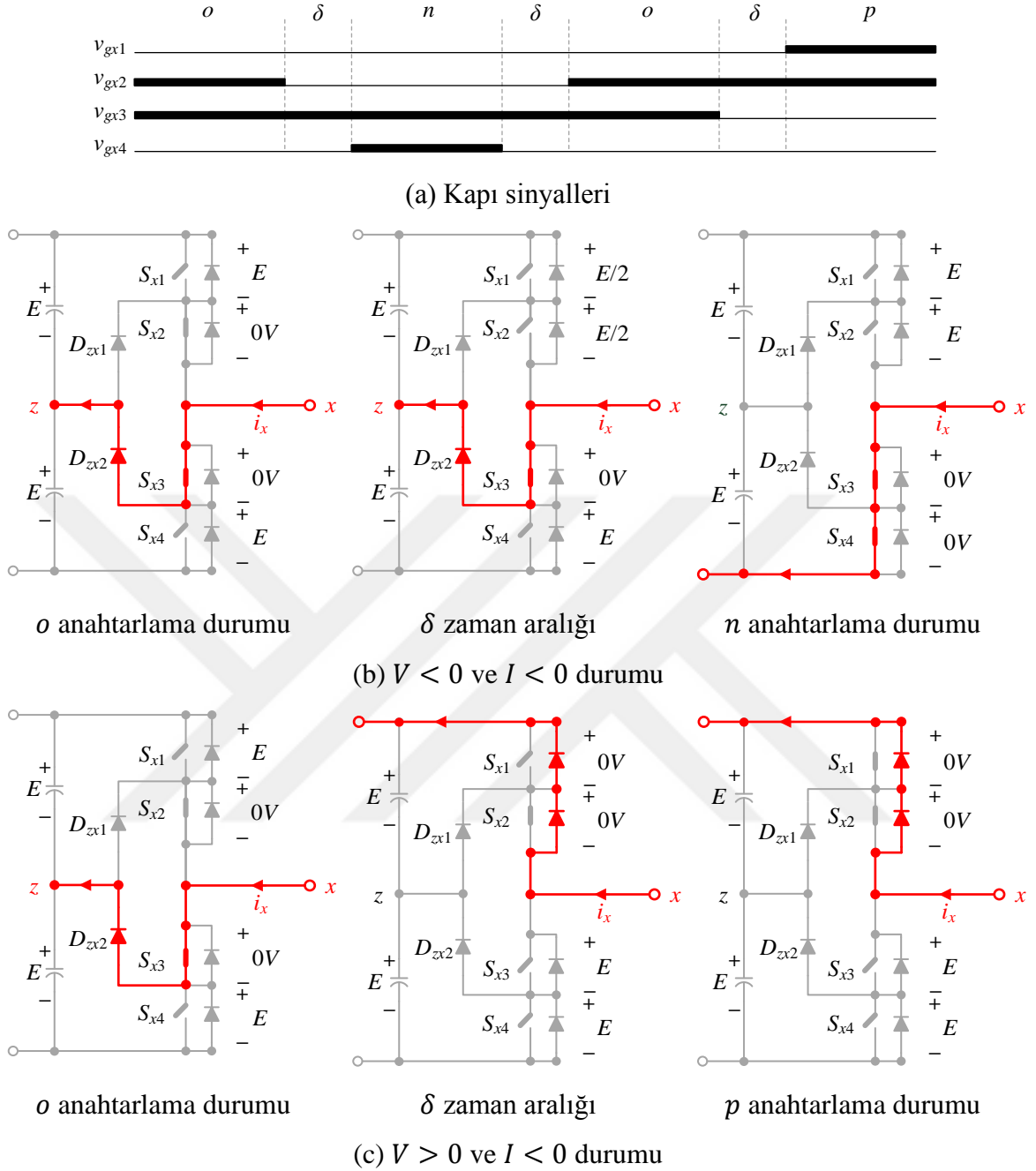
Şekil 2.13. Evirici çalışma bölgeleri

Şekil 2.14.a'da eviricinin 1 ve 2 nolu çalışma alanlarında gerçekleşen komütasyon olayında, $S_{x1} - S_{x4}$ anahtarlarına ait $v_{gx1} - v_{gx4}$ kapı sinyalleri sırasıyla verilmiştir. Burada görüldüğü gibi birbirinin tümleyeni olan anahtar çiftleri S_{x1}, S_{x3} ve S_{x2}, S_{x4} arasına δ ölü zamanı eklenmesi gerekir. Ölü zamanın olmaması durumunda $o \rightarrow p$ anahtarlama geçişinde S_{x1}, S_{x2} ve S_{x3} anahtarları kısa süreliğine birlikte iletimde olur ve C_1 kondansatörü kısa devre olacaktır. Aynı şekilde, $o \rightarrow n$ anahtarlama geçişinde ise S_{x2}, S_{x3} ve S_{x4} anahtarları kısa süreliğine birlikte iletimde olur ve bu durumda da C_2 kondansatörü kısa devre olacaktır. Buna göre, Şekil 2.14.b'de $V > 0$ ve $I > 0$ durumu süresince eviricinin bir faz bacağına ait devre şeması gösterilmiştir. Bu şemadan görüldüğü gibi o anahtarlama durumunda S_{x1} ve S_{x4} anahtarları kesimde iken S_{x2} ve S_{x3} anahtarları iletimdedir. Pozitif yük akımı D_{zx1} kenetleme diyotu üzerinden yüke akmaktadır. İletimde olan S_{x2} ve S_{x3} anahtar uçlarındaki gerilim düşümü eşit ve $v_{sx2} = v_{sx3} = 0$ 'dır. Kesimde olan S_{x1} ve S_{x4} anahtar uçlarındaki gerilim düşümü ise yine eşit ve $v_{sx1} = v_{sx4} = E$ 'dir. δ zaman aralığı süresince S_{x3} anahtarı kesime gider. Bu sürede yük akımının yolu değişmez. S_{x3} anahtarı tamamıyla kesime gittiğinde, S_{x3} ve S_{x4} anahtarı uçlarındaki gerilim düşümü $v_{sx3} = v_{sx4} = E/2$ olur. p anahtarlama durumunda S_{x1} anahtarı iletime geçer ve anahtar uçlarındaki gerilim düşümü $v_{sx1} = 0$ olur. D_{zx1} kenetleme diyotu ters kutuplanmış olur. Bu durumda yük akımı yolunu, D_{zx1} kenetleme diyotu yerine, S_{x1} anahtarı üzerinden tamamlar. S_{x3} ve S_{x4} anahtarları kesimde olduğundan anahtar uçlarındaki gerilim düşümleri eşit ve $v_{sx3} = v_{sx4} = E$ olur. Şekil 2.14.c'de $V < 0$ ve $I > 0$ durumu süresince eviricinin bir faz bacağına ait devre şeması gösterilmiştir. Şekilden görüldüğü gibi o anahtarlama durumunda yük akımı bir önceki gibi D_{zx1} kenetleme diyotu üzerinden yüke akmaktadır. Bu durumda $v_{sx2} = v_{sx3} = 0$ ve $v_{sx1} = v_{sx4} = E$ 'dir. δ zaman aralığı süresince S_{x2} anahtarı kesime gider. Bu sürede yük akımı

yolunu D_{zx1} kenetleme diyotu yerine, D_{x3} ve D_{x4} diyotları üzerinden tamamlar. Böylece, $v_{sx1} = v_{sx2} = E$ ve $v_{sx3} = v_{sx4} = 0$ olur. n anahtarlama durumunda S_{x4} anahtarı iletime geçer, fakat devrenin çalışması etkilenmez. Yani, bir önceki yük akımının yolu değişmez yine D_{x3} ve D_{x4} diyotları üzerinden yolunu tamamlar.



Şekil 2.14. Eviricinin 1 ve 2 nolu çalışma alanlarında gerçekleşen komütasyon durumları



Şekil 2.15. Eviricinin 3 ve 4 nolu çalışma alanlarında gerçekleşen komütasyon durumları

Şekil 2.15'de ise eviricinin 3 ve 4 nolu çalışma alanlarında gerçekleşen komütasyon durumları verilmiştir. Şekil 2.15.a'da $S_{x1} - S_{x4}$ anahtarlarına ait $v_{gx1} - v_{gx4}$ kapı sinyalleri sırasıyla gösterilmiştir. Yine birbirinin tümleyeni olan anahtar çiftleri S_{x1}, S_{x3} ve S_{x2}, S_{x4} arasına δ ölü zamanı eklenmiştir. Daha önce verilen analizlere benzer şekilde Şekil 2.15.b'de $V < 0, I < 0$ ve Şekil 2.15.c'de ise $V > 0, I < 0$ durumları süresince eviricinin bir faz bacağına ait devre şemaları gösterilmiştir.

Sonuç olarak, her komütasyon durumunda, anahtarların her birinin maruz kalacağı en yüksek gerilim değeri DA bara geriliminin yarısı kadar olacaktır. Yukarıda verilen komütasyon durumlarında p anahtarlama durumundan n anahtarlama durumuna geçiş ele alınmamıştır. Çünkü, bu durum istenilmeyen bir anahtarlama geçiştir. Bu anahtarlama geçişinin tercih edilmeme nedenleri (Wu, 2006), (i) geçiş sırasında her bir anahtar üzerindeki gerilim, istenilen sınırlar içerisinde kalmaz, (ii) iletimde olan iki anahtar kesime giderken, kesimde olan diğer iki anahtar ise iletime geçer, dolayısıyla anahtarlama kayıpları iki katına çıkar.

2.2.2. Üç Seviyeli Eviricide Gerilim Vektörleri

Üç fazlı m seviyeli bir eviricide anahtarlama durumlarının sayısı N_a denklem (1) ve gerilim vektörlerin sayısı N_v denklem (2) kullanılarak hesaplanır.

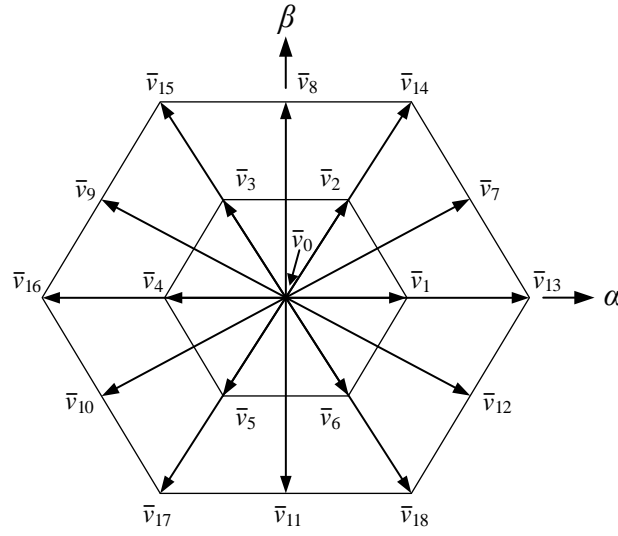
$$N_a = m^3 \quad (1)$$

$$N_v = 1 + 6 \sum_{i=1}^{m-1} i \quad (2)$$

Buna göre, üç seviyeli diyot kenetlemeli evirici için yukarıda verilen bu denklemler kullanılarak toplam 27 anahtarlama durumunun ve bu anahtarlama durumlarına karşılık gelen toplam 19 gerilim vektörünün oluşacağı görülmektedir. Tablo 2.2’de tüm anahtarlama durumları ve oluşan gerilim vektörleri gösterilmiştir. Burada, köşeli parantez içerisindeki ilk anahtarlama durumu a fazına, ikincisi b fazına ve üçüncüsü ise c fazına aittir. Üç seviyeli eviricide gerilim vektörleri genliklerine göre dört grupta sınıflandırılır. Bunlar; \bar{v}_0 sıfır gerilim vektörü, $\bar{v}_1 - \bar{v}_6$ küçük gerilim vektörü, $\bar{v}_7 - \bar{v}_{12}$ orta gerilim vektörü ve $\bar{v}_{13} - \bar{v}_{18}$ ise büyük gerilim vektörleridir. Bu gerilim vektörlerinden \bar{v}_0 vektörü, üç anahtarlama durumu $[ppp]$, $[ooo]$ ve $[nnn]$ kullanılarak üretilebilir. Aynı şekilde, $\bar{v}_1 - \bar{v}_6$ vektörlerinin her biri ise iki anahtarlama durumu kullanılarak üretilebilir. Bunlardan biri p anahtarlama durumunu, diğeri ise n anahtarlama durumunu içerir. Dolayısıyla, her küçük gerilim vektörü de kendi içinde p ve n tipi olmak üzere ikiye ayrılır.

Tablo 2.2. Üç seviyeli evirici için anahtarlama durumları ve oluşan gerilim vektörleri

Gerilim Vektörü	Anahtarlama Durumu	Vektör Sınıfı	Vektör Genliği		
\bar{v}_0	[ppp] [ooo] [nnn]	Sıfır vektör	0		
\bar{v}_1	\bar{v}_{1p} [poo]	Küçük vektörler	$\frac{1}{3}V_{dc}$		
	\bar{v}_{1n} [onn]				
\bar{v}_2	\bar{v}_{2p} [ppo]				
	\bar{v}_{2n} [oon]				
\bar{v}_3	\bar{v}_{3p} [opo]				
	\bar{v}_{3n} [non]				
\bar{v}_4	\bar{v}_{4p} [opp]				
	\bar{v}_{4n} [noo]				
\bar{v}_5	\bar{v}_{5p} [oop]				
	\bar{v}_{5n} [nno]				
\bar{v}_6	\bar{v}_{6p} [pop]				
	\bar{v}_{6n} [ono]				
\bar{v}_7	[pon]			Orta vektörler	$\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
\bar{v}_8	[opn]				
\bar{v}_9	[npo]				
\bar{v}_{10}	[nop]				
\bar{v}_{11}	[onp]				
\bar{v}_{12}	[pno]				
\bar{v}_{13}	[pnn]	Büyük vektörler	$\frac{2}{3}V_{dc}$		
\bar{v}_{14}	[ppn]				
\bar{v}_{15}	[npn]				
\bar{v}_{16}	[npp]				
\bar{v}_{17}	[nnp]				
\bar{v}_{18}	[pnp]				



Şekil 2.16. Üç seviyeli eviricide gerilim vektör uzayı

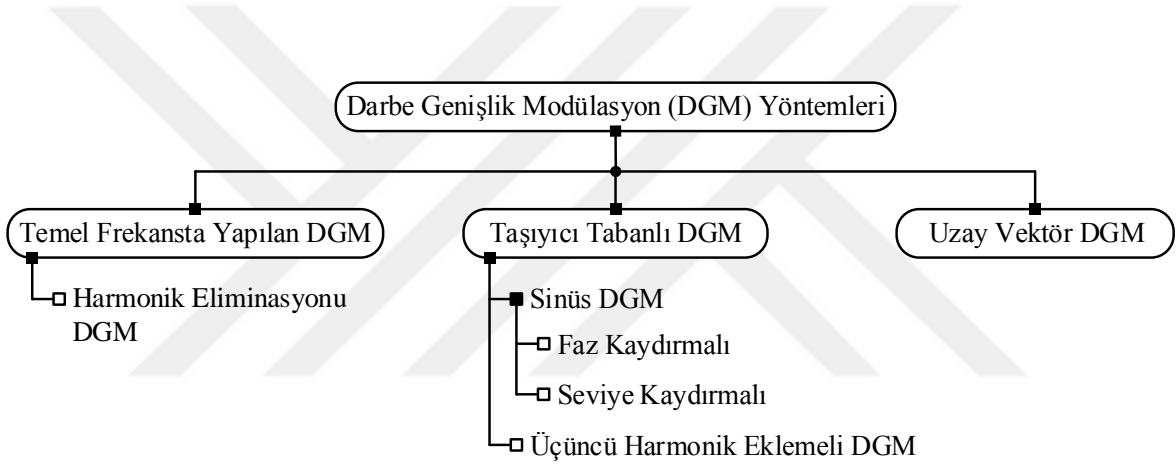
Tüm bu gerilim vektörleri, sıfır gerilim vektörü orijinde olmak üzere durağan eksen takımında Şekil 2.16’da gösterildiği gibi yerleşirler. Bu gerilim vektörlerinin her biri ise bu eksen takımında aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$\bar{v}_k = \begin{cases} \frac{1}{3} V_{dc} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} & k = 1, 2, \dots, 6 \\ \frac{\sqrt{3}}{3} V_{dc} e^{j\left((k-7)\frac{\pi}{3} + \frac{\pi}{6}\right)} & k = 7, 8, \dots, 12 \\ \frac{2}{3} V_{dc} e^{j(k-13)\frac{\pi}{3}} & k = 13, 14, \dots, 18 \end{cases} \quad (3)$$

Burada, $k = 0$ için $\bar{v}_k = 0$ ’dır. Yani, stator sargılarının kısa devre edildiği \bar{v}_0 gerilim vektörünü ifade eder.

3. ÇOK SEVİYELİ EVİRİCİLERDE MODÜLASYON YÖNTEMLERİ

Çok seviyeli eviricilerin gelişimine bağlı olarak modülasyon yöntemleri de farklı şekillerde gelişim göstermiştir. Fakat burada temel evirici yapıları (nötr noktası kenetlemeli ve kaskat bağlı yapılar) göz önüne alınarak geliştirilen modülasyon yöntemlerine yer verilecektir. Çok seviyeli eviriciler için kullanılan darbe genişlik modülasyon (DGM) yöntemleri üç ana grup altında toplanabilir. Bunlar; (i) temel frekansta yapılan DGM, (ii) taşıyıcı tabanlı DGM ve (iii) uzay vektör DGM yöntemidir. Şekil 3.1’de bu sınıflandırmayı gösteren şema verilmiştir.



Şekil 3.1. Çok seviyeli eviricilerde kullanılan modülasyon yöntemleri

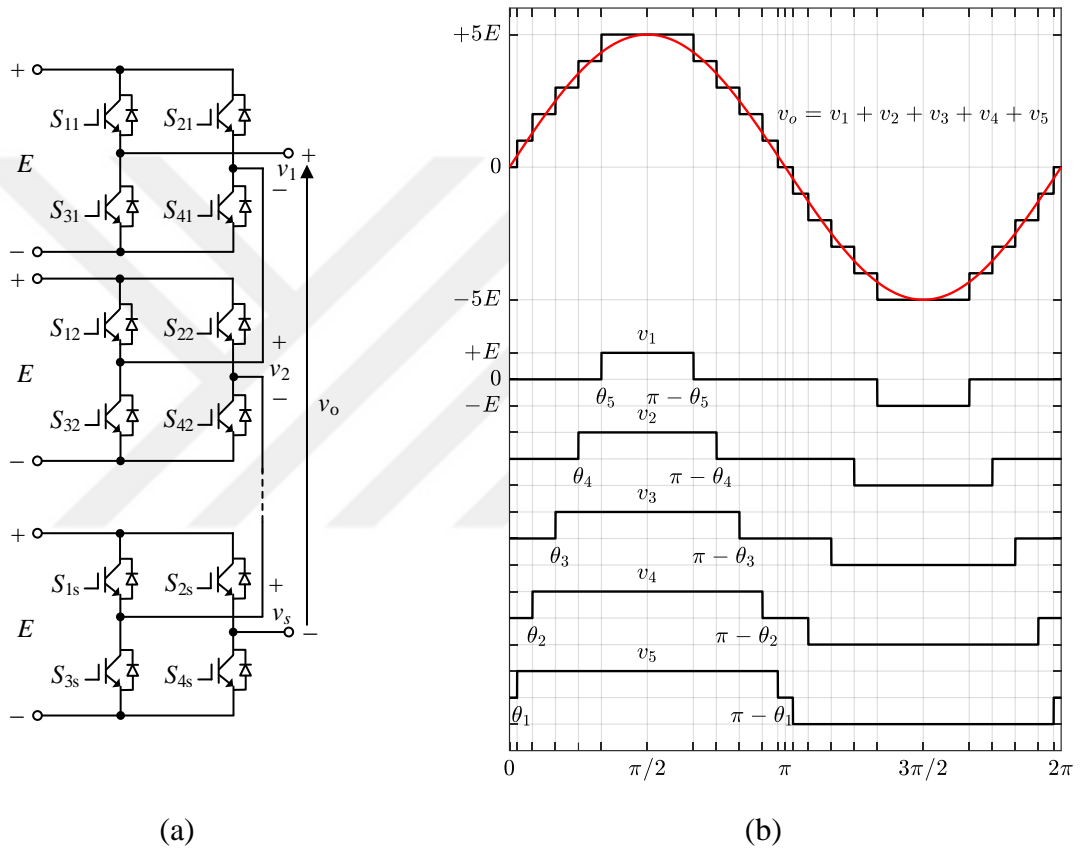
3.1. Harmonik Eliminasyonu Darbe Genişlik Modülasyonu

Harmonik eliminasyonu darbe genişlik modülasyonu ilk olarak iki seviyeli eviricilere uygulanmış bir yöntemdir (Patel ve Hoft, 1973). Sonraki yıllarda bu teknik genişletilerek çok seviyeli eviricilere de uygulanmıştır. Bu yöntem kısaca temel harmonik bileşeni istenen değerde tutacak, aynı zamanda istenmeyen harmonik bileşenleri ise yok edecek anahtarlama açılarının hesabına dayanır. İlgili hesaplamalar eviricinin çıkışındaki gerilim dalga şeklinin Fourier analizi sonucunda elde edilen matematiksel denklemler kullanılarak yapılır.

Çok seviyeli eviricilerde bu yöntemi anlayabilmek için Şekil 3.2.a’da verilen m seviyeli kaskat bağlı bir H-köprü eviriciyi düşünelim. Burada, evirici çıkış gerilimi her H-köprü çıkış geriliminin toplamına eşittir.

$$v_o = v_1 + v_2 + v_3 + \dots + v_s \quad (4)$$

Bu eşitlikte görülen s alt indisi, bir faz bacağı üzerindeki toplam H-köprü sayısını ifade eder. H-köprü sayısı ile seviye sayısı arasında $m = 2s + 1$ gibi bir ilişki vardır. Örneğin; Şekil 3.2.b'de çıkış gerilim dalga şekli verilen on bir seviyeli bir evirici için beş adet H-köprüye ihtiyaç duyulur.



Şekil 3.2. m seviyeli kaskat bağlı evirici ve on bir seviyeli çıkış gerilim dalga şekli

m seviyeli bir eviricide harmonik eliminasyon problemini tanımlamak için öncelikle çıkış gerilim dalga şeklinin Fourier açılımı yazılır.

$$v_o(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} V_n \sin(n\omega t) \quad (5)$$

Burada, $\omega = 2\pi f$ ve f çıkış geriliminin frekansdır. V_n ise n . harmonik bileşenin genliğidir ve aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$V_n = \frac{4E}{\pi} \sum_{i=1,2,3,\dots}^s \frac{1}{n} \cos(n\theta_i) \quad (6)$$

Denklem (5) daha açık bir şekilde yazılırsa,

$$v_o(t) = V_1 \sin(\omega t) + V_3 \sin(3\omega t) + V_5 \sin(5\omega t) + V_7 \sin(7\omega t) + \dots \quad (7)$$

olur. Burada, ilk terim çıkışta istenen ana harmonik bileşeni ifade eder. Diğer terimler ise istenmeyen harmonik bileşenlerdir. Harmonik eliminasyonun amacı, ana harmonik bileşenin genliğini istenen değerde tutmak, istenmeyen harmoniklerin genliğini ise yok etmektir. Buna göre denklem (7) ve denklem (6) kullanılarak,

$$\begin{aligned} V_1 &= \frac{4E}{\pi} (\cos(\theta_1) + \cos(\theta_2) + \cos(\theta_3) + \dots + \cos(\theta_s)) \\ V_3 &= \cos(3\theta_1) + \cos(3\theta_2) + \cos(3\theta_3) + \dots + \cos(3\theta_s) = 0 \\ V_5 &= \cos(5\theta_1) + \cos(5\theta_2) + \cos(5\theta_3) + \dots + \cos(5\theta_s) = 0 \\ V_7 &= \cos(7\theta_1) + \cos(7\theta_2) + \cos(7\theta_3) + \dots + \cos(7\theta_s) = 0 \\ &\vdots \end{aligned} \quad (8)$$

yazılır. Böylece, denklem (8)'de verilen eşitliklerin çözümünden elde edilen $\theta_1, \theta_2, \theta_3, \dots, \theta_s$ açıları ile istenmeyen harmonik bileşenler yok edilebilir. Örnek olarak, Şekil 3.2.b'de bir faz gerilim dalga şekli verilen on bir seviyeli üç fazlı eviriciyi düşünelim. Burada, kullanılan H-köprü sayısı, merdiven şeklindeki çıkış gerilim dalga şeklinin bir çeyrek periyodundaki toplam anahtarlama sayısına eşittir. Öyle ki, on bir seviyeli eviricide kullanılan köprü sayısı $s = 5$ olup toplam anahtarlama sayısı da beş olacaktır. Çıkış gerilim dalga şeklinde yok edilebilecek maksimum harmonik bileşen sayısı ise $s - 1 = 4$ 'dür. Dolayısıyla, dengeli üç fazlı sistemlerde üç ve üçün katı harmonikler faz-faz çıkış gerilim dalga şeklinde görülmediği için 5, 7, 11 ve 13. dereceden harmonik bileşenler yok edilebilir. Buna göre, denklem (8) ile verilen eşitlikler kullanılırsa,

$$\begin{aligned}
\cos(\theta_1) + \cos(\theta_2) + \cos(\theta_3) + \cos(\theta_4) + \cos(\theta_5) &= sm_a \\
\cos(5\theta_1) + \cos(5\theta_2) + \cos(5\theta_3) + \cos(5\theta_4) + \cos(5\theta_5) &= 0 \\
\cos(7\theta_1) + \cos(7\theta_2) + \cos(7\theta_3) + \cos(7\theta_4) + \cos(7\theta_5) &= 0 \\
\cos(11\theta_1) + \cos(11\theta_2) + \cos(11\theta_3) + \cos(11\theta_4) + \cos(11\theta_5) &= 0 \\
\cos(13\theta_1) + \cos(13\theta_2) + \cos(13\theta_3) + \cos(13\theta_4) + \cos(13\theta_5) &= 0
\end{aligned} \tag{9}$$

denklem takımları elde edilir. Burada, m_a modülasyon indeksi olup,

$$m_a = \frac{V_1}{V_{1max}} = \frac{V_1}{s \frac{4E}{\pi}} \tag{10}$$

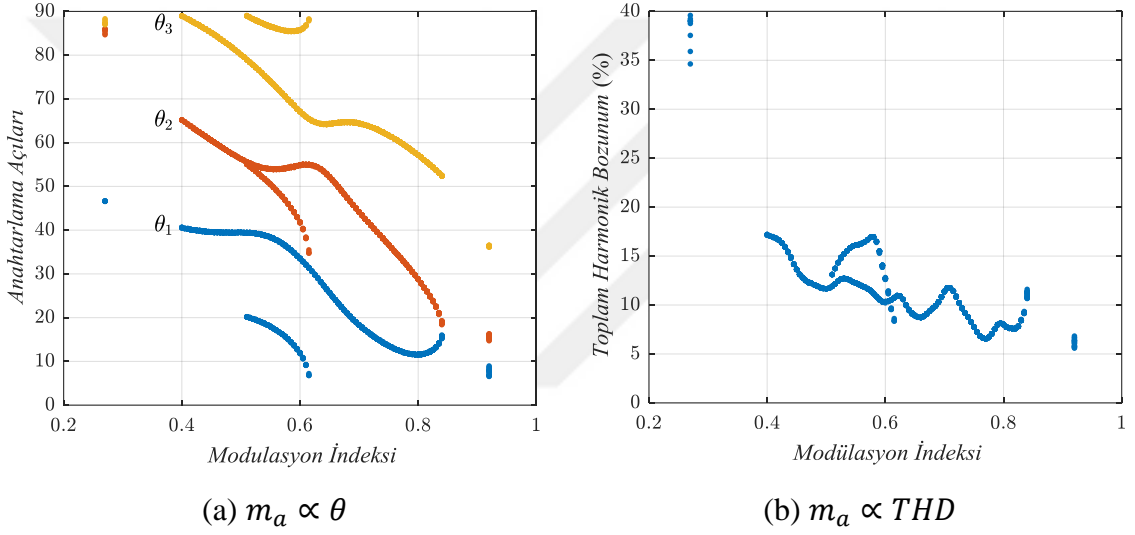
şeklinde tanımlanır. V_1 evirici çıkışında istenen gerilimin genliği, V_{1max} ise evirici çıkışından alınabilecek gerilimin maksimum değeridir. Böylece, anahtarlama açıları denklem (9) ile verilen bu denklem takımının çözümü ile elde edilir.

Yapılan çalışmalarda, doğrusal olmayan bu denklem takımının çözümü için Newton-Raphson gibi nümerik yöntemler önerilmiştir (Patel ve Hoft, 1973). Fakat, bu yöntemde denklem sayısının artması çözüme ulaşmak için başlangıç değerlerinin çok iyi seçilmesini gerektirir. Aksi durumda, çözüm kümesinden uzaklaşılır ve herhangi bir çözüme ulaşılamaz. Diğer taraftan, nümerik yöntemlerin başarımının düşük olması analitik yöntemleri öne çıkarmıştır (Chiasson vd., 2003, 2005; Yang vd. 2016). Analitik yöntemler kullanılarak istenen çözümler elde edilmiş fakat bu çözümlerin elde edilmesinde harcanan çaba ve işlem yükü de oldukça artmıştır. Son zamanlarda, artık bu sorun bir optimizasyon problemi olarak düşünülmüş ve optimum çözümler aranmıştır. Bunun için genetik algoritma (Ozpineci vd., 2005), karınca koloni algoritması (Sundareswaran vd., 2007), parçacık sürü optimizasyonu (Taghizadeh ve Hagh, 2008, 2010), arı algoritması (Kavousi vd., 2012) ve diğer optimizasyon algoritmaları (Salam vd., 2015; Etesami vd., 2015; Haghdar ve Shayanfar, 2018) uygulanmış ve başarılı sonuçlar elde edilmiştir. Optimizasyon yöntemlerinde istenilen sonuçlara ulaşılması tamamıyla seçilecek amaç fonksiyonuna bağlıdır. Amaç fonksiyonunun iyi bir şekilde tanımlanması elde edilen sonuçlarında kalitesini arttıracaktır. Burada, yedi ve on bir seviyeli eviriciler için tüm modülasyon aralığındaki optimum anahtarlama açıları parçacık sürü optimizasyonu (PSO) kullanılarak hesaplanmıştır. Şekil 3.3.a'da yedi seviyeli evirici için elde edilen anahtarlama açıları verilmiştir. Şekil 3.3.b'de ise bu anahtarlama açılarının çıkış geriliminde oluşturacağı toplam harmonik bozunumu (THD) gösterilmiştir.

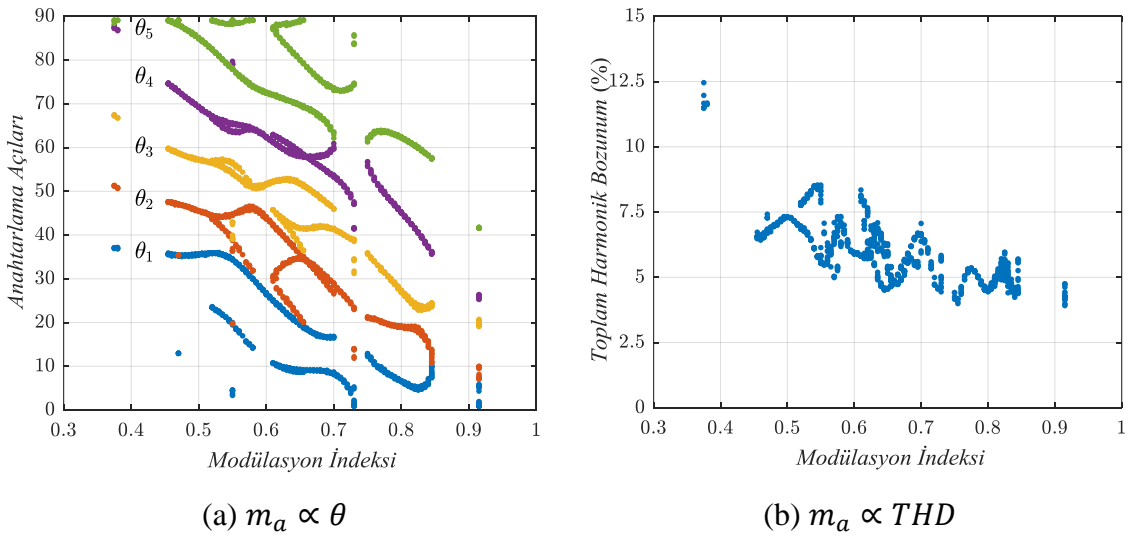
Toplam harmonik bozunum değeri, 49. harmoniğe kadar aşağıdaki eşitlik kullanılarak hesaplanmıştır.

$$THD(\%) = 100 \times \sqrt{\sum_{n=5,7,11,\dots}^{49} V_n^2 / V_1} \quad (11)$$

Toplam harmonik bozunum değeri hesaplanırken, üç ve üçün katı harmonikler hesaba katılmamıştır. Çünkü, daha önce belirtildiği gibi bu harmonikler çıkış faz-faz geriliminde görünmeyecektir.

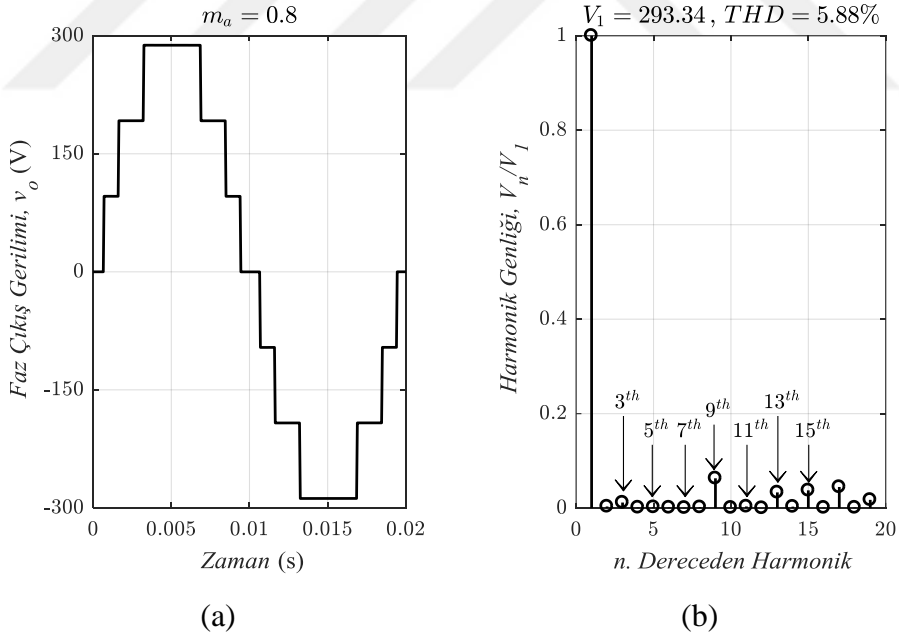


Şekil 3.3. Yedi seviyeli evirici için optimizasyon sonuçları



Şekil 3.4. On bir seviyeli evirici için optimizasyon sonuçları

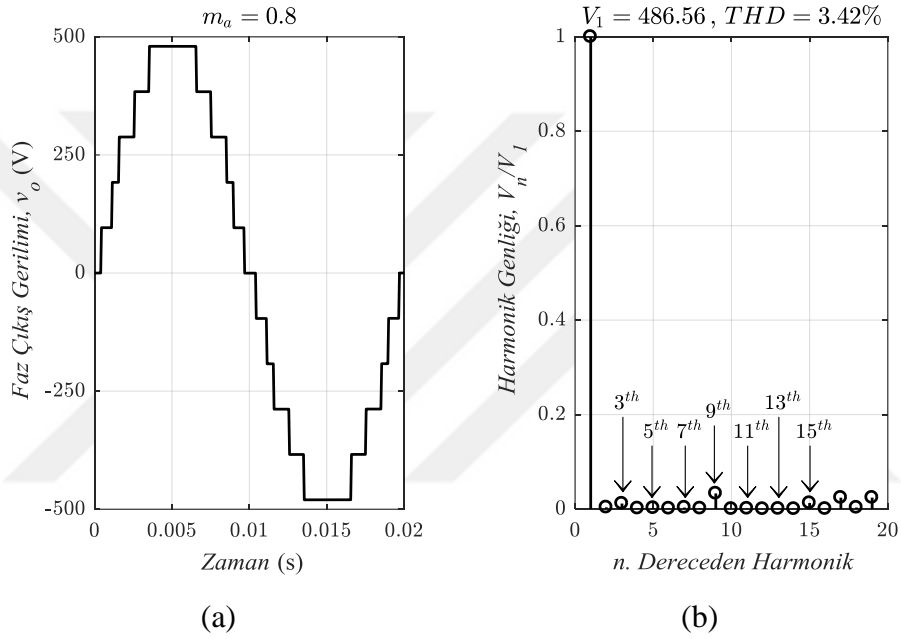
Şekil 3.3.a'da modülasyon indeksi [0.4 0.84] aralığı ve $m_a = 0.27$ ve 0.92 değerleri için elde edilen anahtarlama açıları ile çıkış geriliminde 5. ve 7. dereceden harmonikler yok edilebilir. Fakat, diğer modülasyon indeksleri için herhangi bir çözüme ulaşılamamıştır. Dikkat edilirse modülasyon indeksi [0.51 0.615] aralığında iki adet çözüm kümesinin de olduğu görülmektedir. Şekil 3.4.a'da ise on bir seviyeli evirici için elde edilen anahtarlama açıları verilmiştir. Bu anahtarlama açılarının çıkış geriliminde oluşturacağı toplam harmonik bozunum ise Şekil 3.4.b'de gösterilmiştir. Yedi seviyeli eviricide olduğu gibi toplam harmonik bozunumun hesabı denklem (11)'de verilen eşitlik kullanılarak yapılmıştır. Şekil 3.4.a'da modülasyon indeksi [0.455 0.73] ve [0.75 0.845] aralıklarının yanı sıra $m_a = 0.375$, 0.38 ve 0.915 değerleri için elde edilen anahtarlama açıları ile çıkış geriliminde 5, 7, 11 ve 13. dereceden harmonikler yok edilebilir. Fakat, diğer modülasyon indeksleri için herhangi bir çözüme ulaşılamamıştır. Dikkat edilirse modülasyon indeksi [0.52 0.58] aralığında iki adet, [0.61 0.655] aralığında ise üç adet çözüm kümesinin de olduğu görülmektedir.



Şekil 3.5. Yedi seviyeli çıkış gerilimi ve harmonik dağılımı

Optimizasyon sonuçları, $m_a = 0.8$ için elde edilen anahtarlama açıları kullanılarak üretilen çıkış geriliminin harmonik dağılımı üzerinden doğrulanmıştır. Buna göre, $m_a = 0.8$ için yedi seviyeli eviricide $\theta_1 = 11.55$, $\theta_2 = 28.77$ ve $\theta_3 = 57.20$ 'dir. On bir seviyeli

eviricide ise $\theta_1 = 6.72$, $\theta_2 = 19.00$, $\theta_3 = 27.39$, $\theta_4 = 45.10$ ve $\theta_5 = 62.16$ 'dır. Şekil 3.5.a'da yedi seviyeli eviricinin çıkış gerilim dalga şekli, Şekil 3.5.b'de ise bu çıkış geriliminin harmonik dağılımı verilmiştir. Buradan, beklenildiği gibi üç ve üçün katı harmoniklerin çıkış faz geriliminde oluştuğu fakat 5. ve 7. dereceden harmoniklerin yok edildiği görülmektedir. Benzer şekilde, Şekil 3.6.a'da on bir seviyeli eviricinin çıkış gerilimi ve Şekil 3.6.b'de bu çıkış gerilimine ait harmonik dağılımı verilmiştir. Buradan, çıkış geriliminde 5, 7, 11 ve 13. dereceden harmoniklerin yok edildiği görülmektedir.



Şekil 3.6. On bir seviyeli çıkış gerilimi ve harmonik dağılımı

3.2. Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu

Sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu (DGM), hem iki seviyeli eviricilerde hem de çok seviyeli eviricilerde sıklıkla kullanılan ve uygulaması oldukça basit bir yöntemdir. Temeli, sinüzoidal bir referans gerilimin yüksek frekanslı bir üçgen taşıyıcı dalga ile karşılaştırılmasına dayanır. Bu yöntemde, evirici çıkış geriliminin genliği genlik modülasyon indeksi m_a ile kontrol edilir.

$$m_a = \frac{V_m}{V_{cr}} \quad (12)$$

Taşıyıcı üçgen dalganın genliği V_{cr} sabit olduğu için çıkış gerilimin genliği referans gerilimin genliği V_m değiştirilerek artırılıp azaltılabilir. Fakat, burada dikkat edilmesi gereken husus modülasyon indeksinin $0 \leq m_a \leq 1$ aralığında tutulmasıdır. Aksi durumlarda, sistem aşırı modülasyona girecek ve çıkış geriliminde toplam harmonik bozunum artacaktır. Aynı zamanda, modülasyon indeksi ile çıkış gerilimin genliği arasında doğrusal olmayan bir ilişki oluşacaktır. Sonuç olarak, bu modülasyon yönteminde çıkış faz-faz gerilimin genliği,

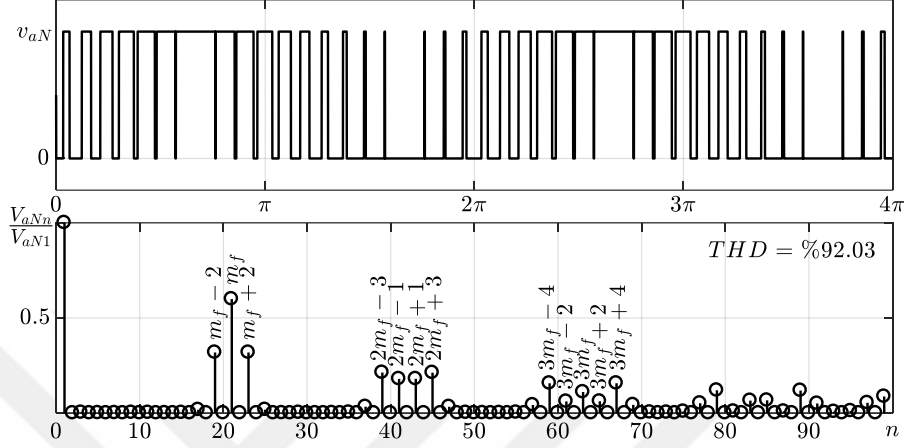
$$v_{ab1,spwm} = m_a \frac{\sqrt{3} V_{dc}}{\sqrt{2}} = 0.612 m_a V_{dc} \quad , \quad 0 \leq m_a \leq 1 \quad (13)$$

şeklinde modülasyon indeksine bağlı olarak değişir. Burada, $v_{ab1,spwm}$ faz-faz geriliminin temel harmonik bileşenin etkin değeridir. Diğer taraftan, çıkış gerilimin frekans ve fazı referans gerilimin frekans ve faz bilgisine göre değişir. Öyle ki, 120° faz farklı, 50 Hz 'lik referans gerilimler kullanılırsa, 120° faz farklı, 50 Hz 'lik üç fazlı gerilimler üretilebilir. Bu yöntemde, frekans modülasyon indeksi ise aşağıdaki gibi tanımlanır.

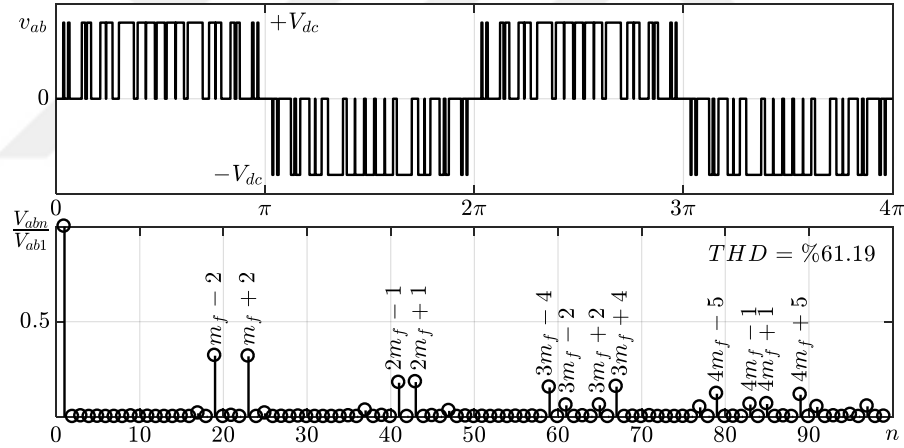
$$m_f = \frac{f_{cr}}{f_m} \quad (14)$$

Burada, f_m referans gerilimin, f_{cr} ise taşıyıcı üçgen dalganın frekansıdır. Frekans modülasyon indeksi, çıkış gerilimindeki harmonik bileşenlerin dağılımını karakterize eder (Mohan vd., 2003). Bu durumu daha iyi anlayabilmek için iki seviyeli bir eviricinin Şekil 3.7'de verilen çıkış gerilimlerini ve harmonik dağılımlarını inceleyelim. Burada, $m_a = 1$, $m_f = 21$ ve $f_m = 50 \text{ Hz}$ olarak alınmıştır. Şekil 3.7.a'da verilen faz çıkış geriliminin harmonik dağılımındaki en baskın harmonik, eviricinin anahtarlama frekansına karşılık gelmektedir. Dolayısıyla, en baskın harmonik modülasyon indeksi m_f değerinde olduğu için evirici anahtarlama frekansı $f_{sw,inv} = m_f \times f_m = f_{cr}$ taşıyıcı dalga frekansına eşit olur. Şekil 3.7.b'de ise faz-faz gerilimi ve harmonik dağılımı verilmiştir. Buradan, faz çıkış geriliminde oluşan baskın ve üçün katı harmoniklerin faz-faz geriliminde yok olduğu görülmektedir. Harmonik bileşenler yalnızca m_f ve katlarının $2m_f, 3m_f, 4m_f, \dots$, yan bantlarında oluşmuştur. Yani, ilk harmonik bileşenler $(m_f \pm 2)$ 19. ve 23. dereceden

harmoniklerken, ikinci olarak $(2m_f \pm 1)$ 41. ve 43. dereceden harmonikler olacaktır. Bu şekilde, n . harmonik bileşene kadar bir genelleme yapılabilir. En düşük harmonik bozunum ise $m_f \geq 9$ koşulu ile üçün katı seçilen modülasyon indeksi değerleri için elde edilir.



(a) Faz çıkış gerilimi ve harmonik dağılımı



(b) Faz-faz çıkış gerilimi ve harmonik dağılımı

Şekil 3.7. İki seviyeli eviricide sinüzoidal modülasyon ile elde edilen çıkış gerilimleri ve harmonik dağılımları
 $(m_a = 1, m_f = 21, f_m = 50 \text{ Hz})$

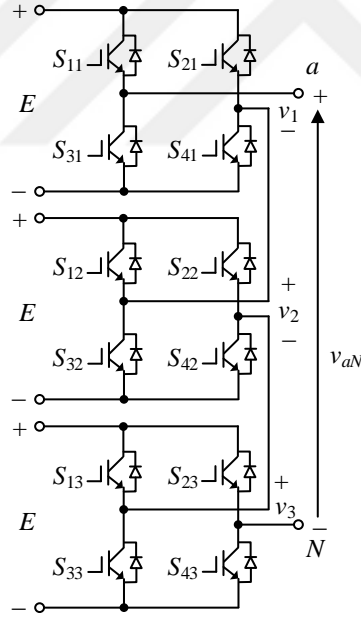
Çok seviyeli eviricilerde sinüzoidal modülasyon yöntemi iki alt gruba ayrılır. Bunlar; faz kaydırmalı ve seviye kaydırmalı darbe genişlik modülasyon yöntemleridir. Her iki yöntemin avantaj ve dezavantajları yanı sıra uygulanabilirliği de sonraki alt bölümlerde ele alınmıştır.

3.2.1. Faz Kaydırmalı Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu

Faz kaydırmalı modülasyon yönteminde, m seviyeli bir evirici için gerekli taşıyıcı dalga sayısı $m - 1$ kadardır. Bu taşıyıcı dalgaların frekansı ve genlikleri aynı iken aralarındaki faz farkı aşağıdaki bağıntıya göre değişmektedir (Wu, 2006).

$$\phi_{cr} = \frac{360^\circ}{m - 1} \quad (15)$$

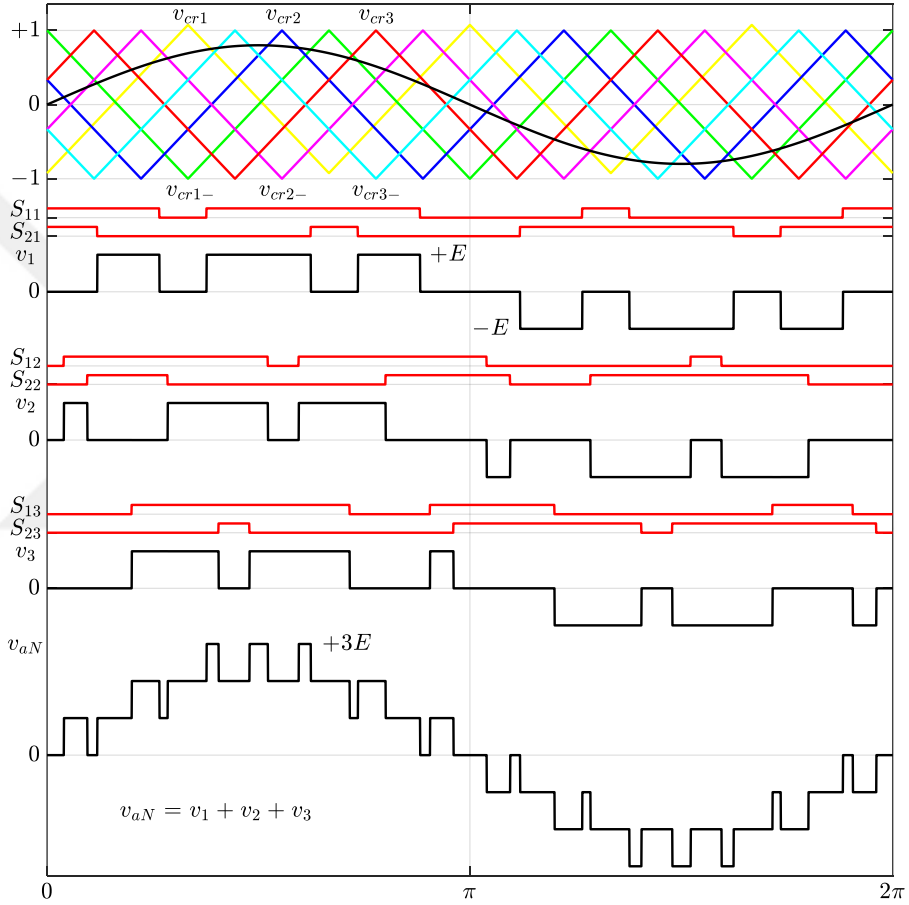
Örneğin; Şekil 3.8'de a faz bacağı verilen yedi seviyeli kaskat bağlı bir H-köprü eviriciyi düşünelim. Kullanılacak taşıyıcı dalga sayısı altıdır ve aralarındaki faz farkı ise 60° olacaktır. Şekil 3.9'da a fazına ait modülasyon işareti v_{ma} ile birlikte bu taşıyıcı dalgaların dizilimi gösterilmiştir. Burada, $m_a = 0.8$, $m_f = 3$ ve $f_m = 50$ Hz olarak alınmıştır.



Şekil 3.8. Yedi seviyeli kaskat bağlı H-köprü eviricinin a faz bacağı

Bu yöntemde, birinci H-köprüye ait S_{11} ve S_{21} anahtarları için kapı işaretleri sırasıyla v_{cr1} ve v_{cr1-} taşıyıcı dalgalarının, v_{ma} modülasyon işareti ile karşılaştırılması sonucu elde edilir. Burada, S_{11} anahtarı $v_{ma} > v_{cr1}$ ve S_{21} anahtarı $v_{ma} < v_{cr1-}$ koşulu sağlandığında ilettime geçecektir. Benzer şekilde, ikinci H-köprüdeki S_{12} ve S_{22} için sırasıyla v_{cr2} ve v_{cr2-}

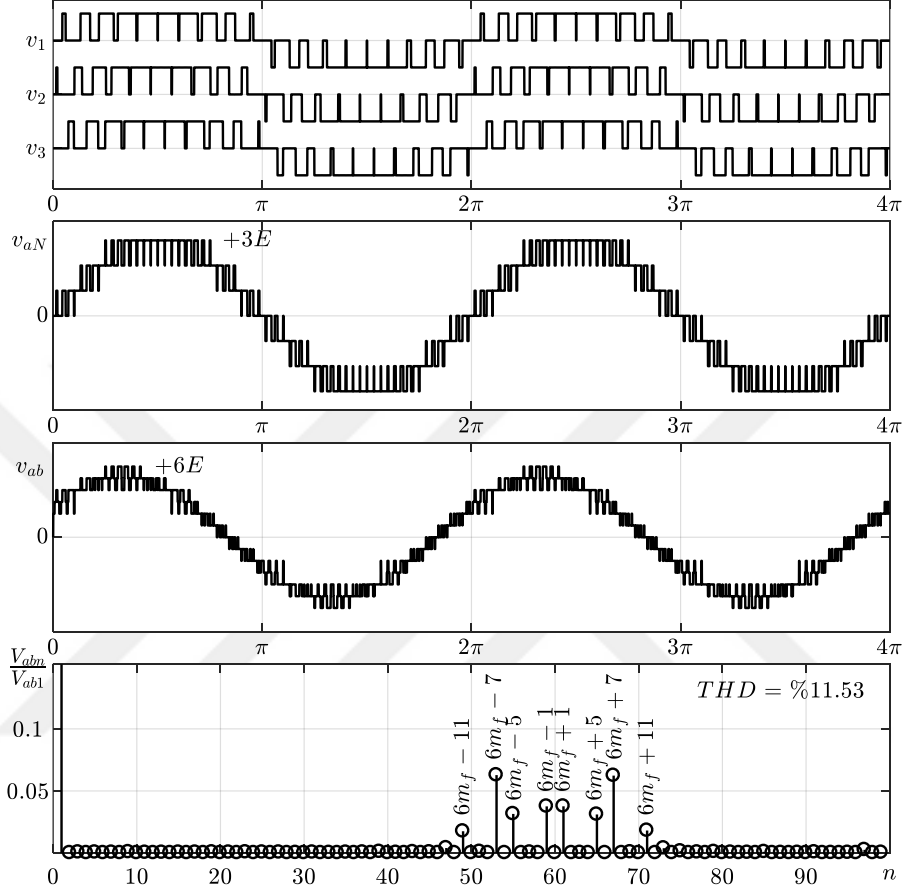
ve üçüncü H-köprüdeki S_{13} ve S_{23} için sırasıyla v_{cr3} ve v_{cr3-} taşıyıcı dalgaları kullanılır. Bu anahtarlar ile aynı kol üzerinde bulunan diğer anahtarlara ise üretilen kapı işaretlerinin tersi uygulanır. Bu yöntemde, her bir anahtarın anahtarlanma frekansı taşıyıcı dalga frekansına eşittir. Bunu verilen anahtarlama işaretlerinden kolaylıkla çıkarabiliriz. Öyle ki; her anahtarın bir periyotluk süre içerisindeki toplam darbe sayısı üçtür. Dolayısıyla, $f_{sw,dev} = 3 \times f_m = 150 \text{ Hz} = f_{cr}$ olur.



Şekil 3.9. Yedi seviyeli H-köprü evirici için faz kaydırmalı DGM yöntemi
($m_a = 0.8, m_f = 3, f_m = 50 \text{ Hz}$)

Şekil 3.10'da ise aynı evirici için bu yöntem kullanılarak elde edilen çıkış gerilim dalga şekilleri ve faz-faz gerilimin harmonik dağılımı verilmiştir. Benzetim çalışması, $m_a = 1$, $m_f = 10$ ve $f_m = 50 \text{ Hz}$ alınarak yapılmıştır. Şekilden faz-faz gerilimindeki baskın harmonik bileşenlerin, frekans modülasyon indeksinin altı katındaki yan bantlarında

oluştugu görülmektedir. Dolayısıyla, eviricinin anahtarlama frekansı $f_{sw,inv} = 6m_f \times f_m = 6f_{cr}$ olur. Bu durum m seviyeli bir evirici için genelleştirilirse $(m - 1)f_{cr}$ şeklinde olacaktır.

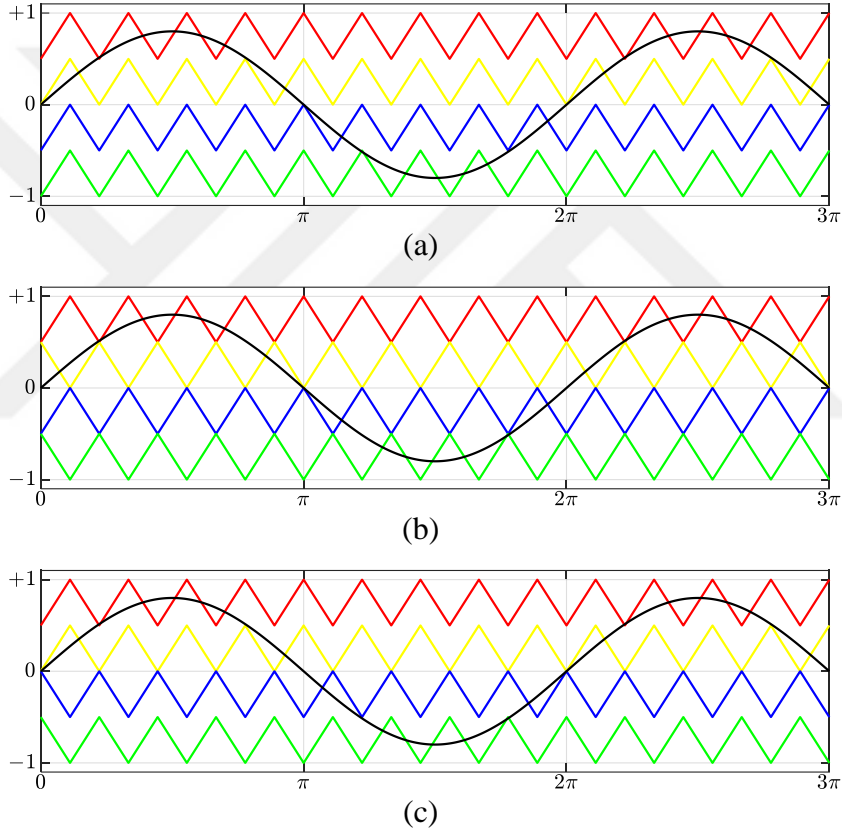


Şekil 3.10. Yedi seviyeli H-köprü eviricide faz kaydırmalı modülasyon ile elde edilen çıkış gerilimleri ve harmonik dağılımı
($m_a = 1, m_f = 10, f_m = 50 \text{ Hz}$)

3.2.2. Seviye Kaydırmalı Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu

Faz kaydırmalı modülasyon yönteminde olduğu gibi bu yöntemde de m seviyeli bir evirici için gerekli taşıyıcı dalga sayısı $m - 1$ kadardır. Bu taşıyıcı dalgaların frekansı ve genlikleri eşit iken, lineer modülasyon aralığı içine farklı seviyelerde ve farklı faz açılarında yerleştirilmiştir. Seviye kaydırmalı modülasyon yönteminde, taşıyıcı dalgalar Şekil 3.11'de verildiği gibi üç farklı yerleşim düzenine sahiptir (Carrara vd., 1992). Bunlardan ilki, Şekil 3.11.a'da görüldüğü gibi tüm taşıyıcı dalgaların seviyeleri, fazları aynı olacak şekilde kaydırılarak elde edilir. Şekil 3.11.b'de diğer bir yerleşim düzeni verilmiştir. Burada, bir

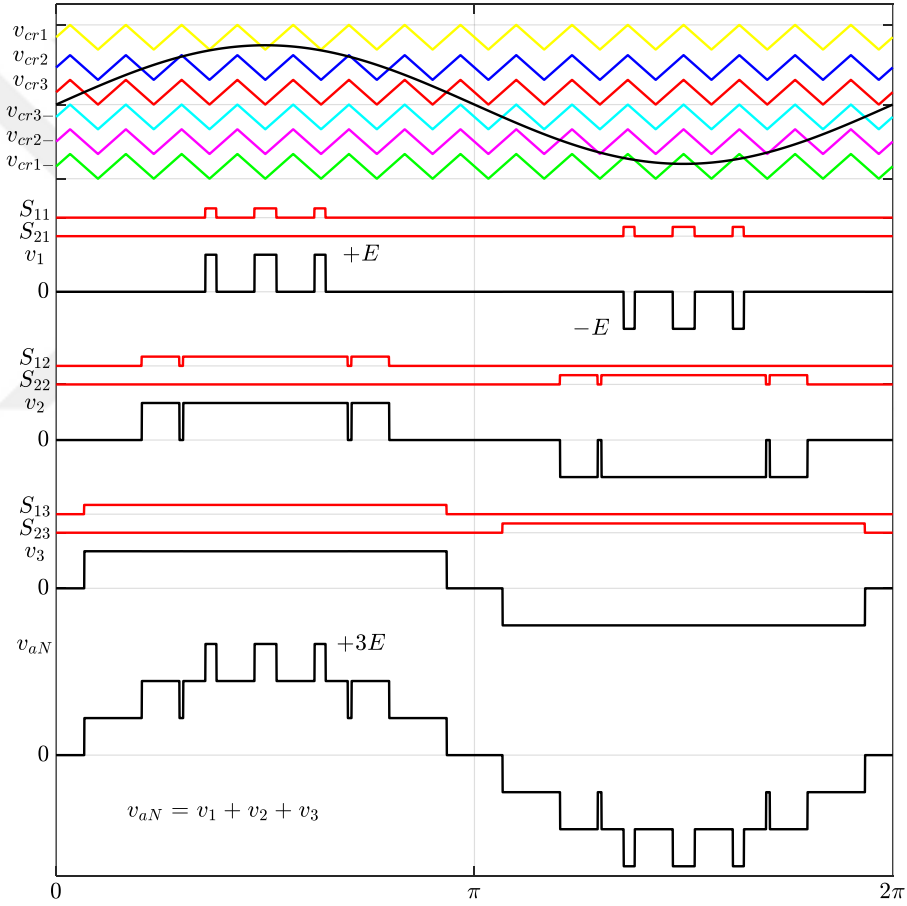
öncekinden farklı olarak taşıyıcı dalgalar arasında 180° faz farkı vardır. Son yerleşim düzeni ise Şekil 3.11.c'de verilmiştir. Bu yerleşim düzeninde x ekseninin üstünde ve altında kalan taşıyıcılar aynı fazda olup, bu taşıyıcı grupları arasında 180° faz farkı vardır. Bu dizilimler arasında çıkış gerilimindeki en düşük harmonik bozunumu Şekil 3.11.a'da verilen yerleşim düzeni verir (Wu, 2006). Bu nedenle, uygulamada bu yerleşim düzeni daha çok tercih edilir. Şekil 3.12'de, yedi seviyeli kaskat bağlı H-köprü evirici için bu yöntem kullanılarak elde edilen anahtarlama işaretleri ve çıkış gerilim dalga şekilleri gösterilmiştir. Burada, $m_a = 0.8$, $m_f = 15$ ve $f_m = 50 \text{ Hz}$ olarak alınmıştır.



Şekil 3.11. Seviye kaydırmalı modülasyonda taşıyıcı dalgaların yerleşimi

Faz kaydırmalı modülasyon yönteminde olduğu gibi birinci H-köprüye ait S_{11} ve S_{21} anahtarları için kapı işaretleri sırasıyla v_{cr1} ve v_{cr1-} taşıyıcı dalgalarının, v_{ma} modülasyon işareti ile karşılaştırılması sonucu elde edilir. Burada, S_{11} anahtarı $v_{ma} > v_{cr1}$ ve S_{21} anahtarı $v_{ma} < v_{cr1-}$ koşulu sağlandığında ilettime geçecektir. Benzer şekilde, ikinci H-köprüdeki S_{12} ve S_{22} için sırasıyla v_{cr2} ve v_{cr2-} ve üçüncü H-köprüdeki S_{13} ve S_{23} için sırasıyla v_{cr3} ve v_{cr3-} taşıyıcı dalgaları kullanılır. Bu anahtarlar ile aynı kol üzerinde

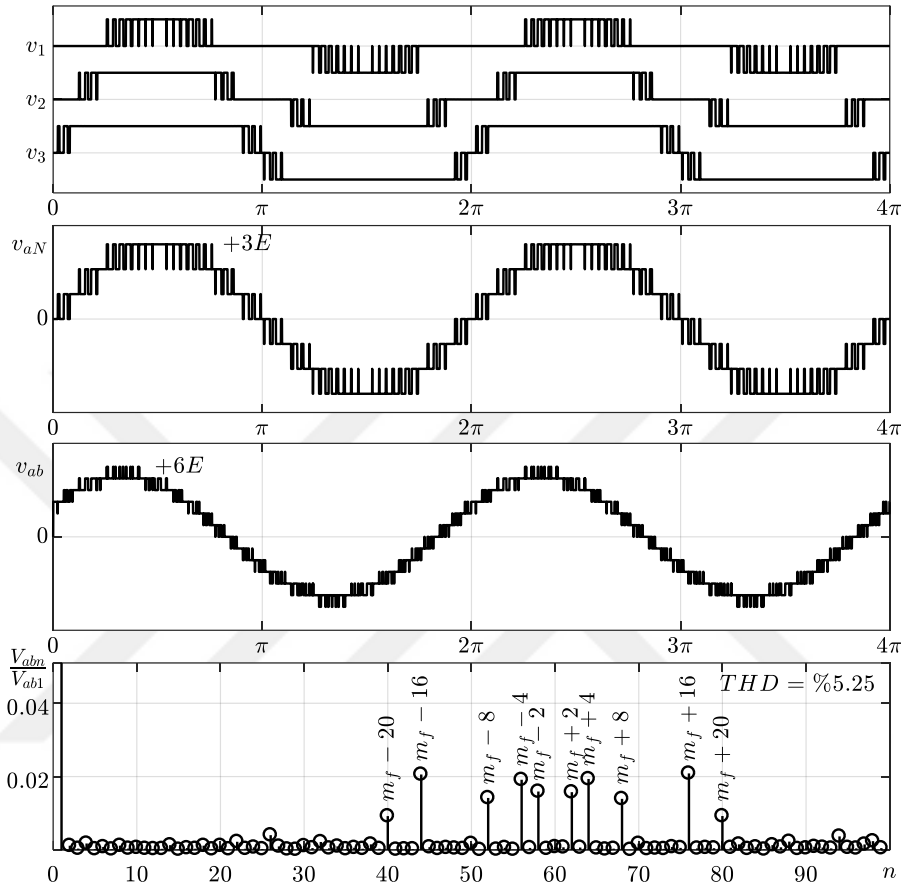
bulunan diğer anahtarlara ise üretilen kapı işaretlerinin tersi uygulanır. Bu yöntemde, her anahtarın anahtarlanma frekansı taşıyıcı dalga frekansına yani $f_{cr} = m_f \times f_m = 750 \text{ Hz}$ 'e eşit değildir. Bunu Şekil 3.12'de verilen anahtarlama işaretlerinden kolaylıkla çıkarabiliriz. Öyle ki; birinci ve ikinci H-köprülerde bulunan anahtarların kapı işaretlerine bakıldığında, bir periyotluk süre içerisindeki toplam darbe sayısının üç olduğu görülür ve $f_{sw,dev} = 3 \times f_m = 150 \text{ Hz}$ olur. Üçüncü H-köprünün anahtarlanma frekansı ise $f_{sw,dev} = 1 \times f_m = 50 \text{ Hz}$ 'dir. Dolayısıyla, bu yöntemde her bir anahtarın anahtarlanma frekansı genel olarak $f_{cr}/(m - 1)$ şeklinde ortalama bir değer ile tanımlanır.



Şekil 3.12. Yedi seviyeli H-köprü evirici için seviye kaydırmalı DGM yöntemi
($m_a = 0.8, m_f = 15, f_m = 50 \text{ Hz}$)

Şekil 3.13'de ise aynı evirici için bu yöntem kullanılarak elde edilen çıkış gerilim dalga şekilleri ve faz-faz geriliminin harmonik dağılımı verilmiştir. Benzetim çalışması, $m_a = 1$, $m_f = 60$ ve $f_m = 50 \text{ Hz}$ alınarak yapılmıştır. Şekilden faz-faz gerilimindeki baskın

harmonik bileşenlerin, frekans modülasyon indeksinin yan bantlarında olduğu görülmektedir. Bu yüzden, eviricinin anahtarlama frekansı $f_{sw,inv} = m_f \times f_m = f_{cr}$ olur.



Şekil 3.13. Yedi seviyeli H-köprü eviricide seviye kaydırmalı modülasyon ile elde edilen çıkış gerilimleri ve harmonik dağılımı
($m_a = 1, m_f = 60, f_m = 50 \text{ Hz}$)

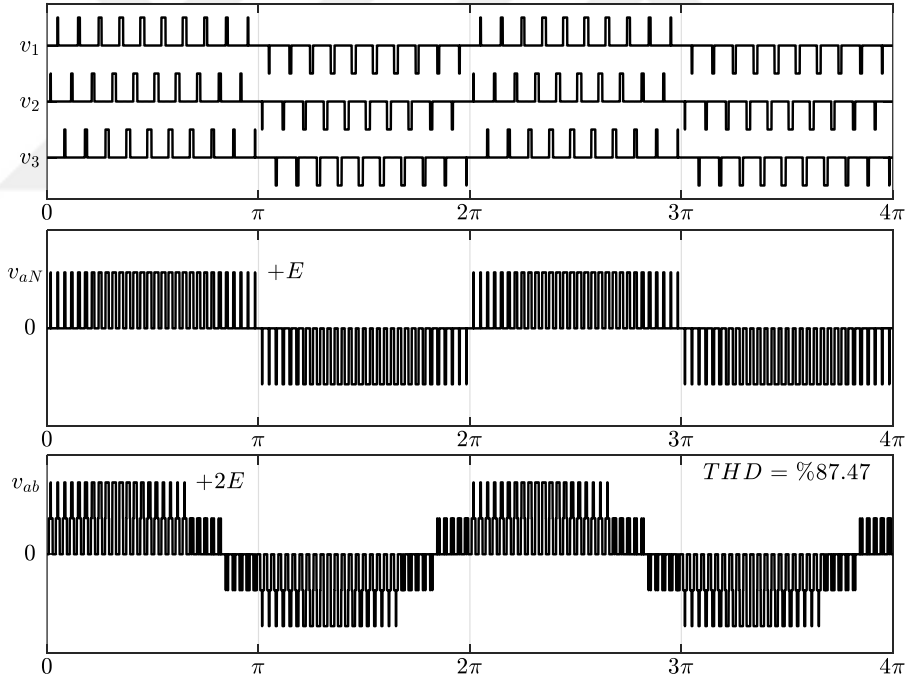
3.2.3. Faz ve Seviye Kaydırmalı Modülasyon Yöntemlerinin Karşılaştırılması

Her iki modülasyon yönteminde m seviyeli bir evirici için kullanılacak taşıyıcı dalga sayısı $m - 1$ kadardır. Faz kaydırmalı modülasyon yönteminde taşıyıcı dalga frekansı, seviye kaydırmalı modülasyon yöntemine göre daha düşük seçilir. Evirici anahtarlama frekansı faz kaydırmalı modülasyonda $f_{sw,inv} = (m - 1)f_{cr}$ iken seviye kaydırmalı modülasyonda $f_{sw,inv} = f_{cr}$ 'dir. Her bir anahtarın anahtarlama frekansı ise faz kaydırmalı modülasyonda $f_{sw,dev} = f_{cr}$ olup seviye kaydırmalı modülasyonda taşıyıcı dalga frekansından $f_{sw,dev} < f_{cr}$ küçüktür. Sonuç olarak, $f_{sw,dev} < f_{sw,inv}$ koşulu her iki yöntem

içinde sağlandığından düşük anahtarlama kayıpları ile çıkış geriliminden daha fazla harmonik bileşen yok edilebilir. Her iki yöntemde, çıkışta elde edilen faz-faz geriliminin temel harmonik bileşeni, m seviyeli kaskat bağlı H-köprü evirici için denklem (13)'den,

$$v_{ab1,spwm} = 0.612m_a(m - 1)E \quad , \quad 0 \leq m_a \leq 1 \quad (16)$$

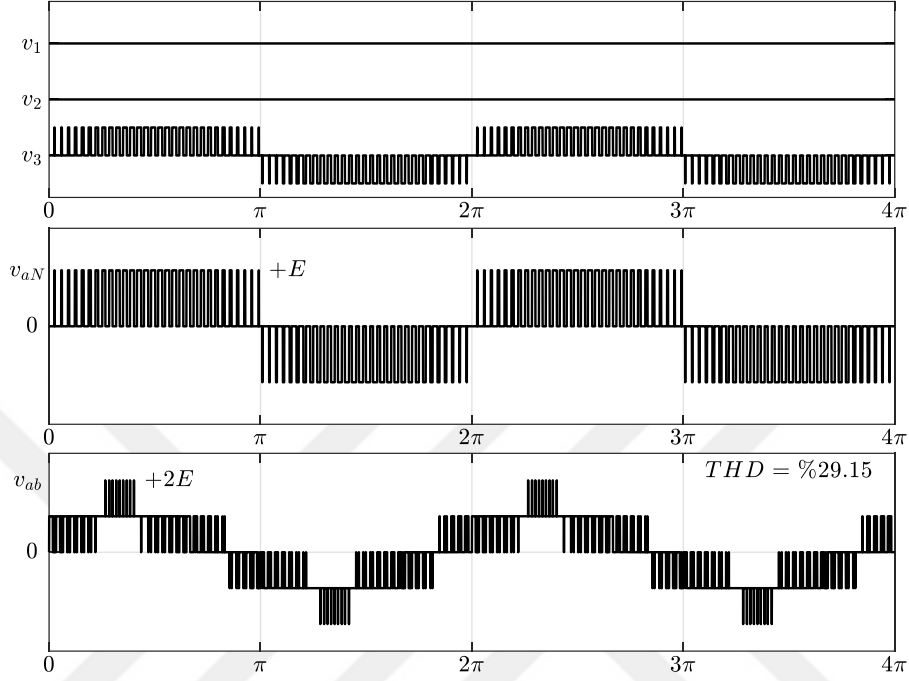
şeklinde elde edilir. Çıkış geriliminin toplam harmonik bozunum değeri ise seviye kaydırmalı modülasyon yönteminde daha düşüktür. Şekil 3.10 ve Şekil 3.13'de verilen H-köprü çıkış gerilimlerine bakıldığında, faz kaydırmalı modülasyon yönteminde iletim ve anahtarlama kayıpları köprüler arasında düzgün bir şekilde dağılmıştır. Fakat, seviye kaydırmalı modülasyon yönteminde bu durum söz konusu değildir. Özellikle düşük modülasyon indekslerinde bu sorun daha da belirgin bir hale gelmektedir.



Şekil 3.14. Faz kaydırmalı modülasyon yönteminde düşük modülasyon indeksi için elde edilen çıkış gerilimleri
($m_a = 0.2, m_f = 10, f_m = 50 \text{ Hz}$)

Şekil 3.14 ve Şekil 3.15'de düşük modülasyon indeksi $m_a = 0.2$ için elde edilen çıkış gerilimleri verilmiştir. Burada, faz kaydırmalı modülasyonda her anahtarın eşit oranda

anahtarlandığı Şekil 3.14’de verilen köprü gerilimlerinden görülebilir. Dolayısıyla, her köprünün iletim ve anahtarlama kayıpları eşit oranda olacaktır.



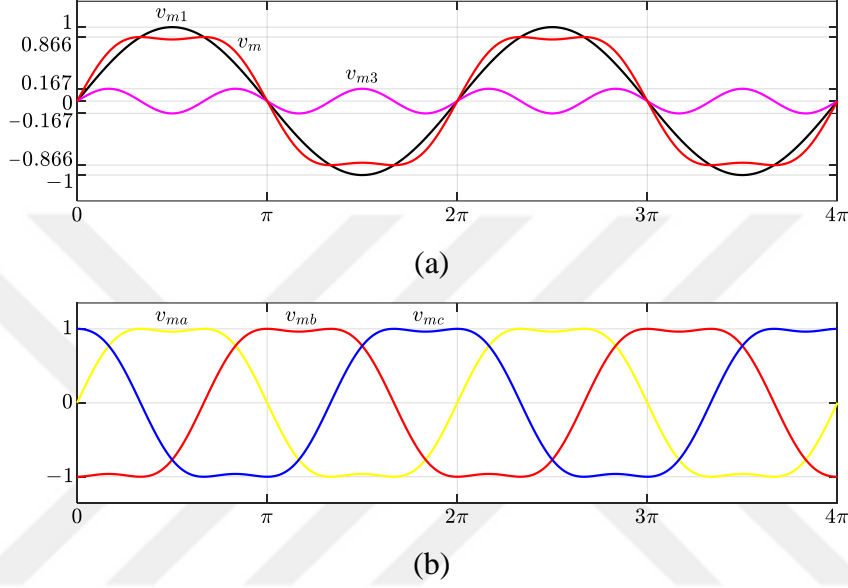
Şekil 3.15. Seviye kaydırmalı modülasyon yönteminde düşük modülasyon indeksi için elde edilen çıkış gerilimleri
($m_a = 0.2, m_f = 60, f_m = 50 \text{ Hz}$)

Şekil 3.15’de verilen ve seviye kaydırmalı modülasyon yöntemi ile elde edilen köprü gerilimlerinden ise sadece üçüncü köprünün anahtarlandığı görülmektedir. Bu yüzden, birinci ve ikinci köprülerde iletim kayıpları, üçüncü köprüde ise anahtarlama kayıpları artar. Uzun süre düşük modülasyon indeksinde çalışılması durumunda ise üçüncü köprü üzerindeki anahtarlar aşırı ısınır ve eviricinin performansı olumsuz yönde etkilenir. İki yöntem arasında karşılaşılan bir diğer fark, faz kaydırmalı modülasyon yönteminin nötr noktası kenetlemeli (diyot ve kondansatör kenetlemeli) eviricilere uygulanamamasıdır. Bu tür eviriciler için seviye kaydırmalı modülasyon yöntemi kullanılır.

3.2.4. Üçüncü Harmonik Eklemeli Darbe Genişlik Modülasyonu

Üçüncü harmonik eklemeli DGM yöntemi, yukarıda verilen sinüzoidal modülasyon yöntemlerine bire bir benzemektedir. Tek farklılığı modülasyon işaretinin üretilmesindedir.

Bu yöntemde modülasyon işareti, Şekil 3.16.a'da gösterildiği gibi sinüzoidal bir referans gerilime üçüncü dereceden harmoniğin eklenmesi ile elde edilir. Üçüncü harmoniğin genliği bara geriliminden en iyi şekilde faydalanabilmek için maksimum modülasyon indeksinin altıda biri kadar alınır (Hava vd., 1998). Yani, $m_{a,max} = 1$ için üçüncü harmonik genliği $1/6$ olur.



Şekil 3.16. Üçüncü harmonik eklemeli modülasyon yönteminde referans işaretleri

Şekil 3.16.a'dan görüldüğü gibi referans sinüs işaretine üçüncü harmoniğin eklenmesi ile modülasyon işareti $-\sqrt{3}/2 \leq v_m \leq \sqrt{3}/2$ aralığında değişmeye başlar. Dolayısıyla, lineer modülasyon sınırları içerisinde bu işareti $-1 \leq v_m \leq 1$ aralığında değiştirmek için $2/\sqrt{3}$ katsayısı ile çarpılır. Bu durumda, üç fazlı bir sistem için modülasyon işaretleri,

$$\begin{aligned}
 v_{ma} &= \frac{2}{\sqrt{3}} \left(m_a \sin(\omega t) + \frac{1}{6} m_a \sin(3\omega t) \right) \\
 v_{mb} &= \frac{2}{\sqrt{3}} \left(m_a \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{6} m_a \sin(3\omega t) \right) \\
 v_{mc} &= \frac{2}{\sqrt{3}} \left(m_a \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{6} m_a \sin(3\omega t) \right)
 \end{aligned} \tag{17}$$

şeklinde elde edilir. Şekil 3.16.b'de bu modülasyon işaretlerinin değişimi gösterilmiştir. Üçüncü harmonik eklemeli modülasyon yönteminde faz-faz gerilimin temel harmonik bileşeni ise denklem (13)'den,

$$v_{ab1,thipwm} = \frac{2}{\sqrt{3}} 0.612 m_a V_{dc} , 0 \leq m_a \leq 1 \quad (18)$$

şeklinde yazılır. Buradan, sinüzoidal modülasyon yöntemine göre DA bara geriliminin %15 daha verimli kullanıldığı çıkarılmaktadır.

3.2.5. Uzak Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu

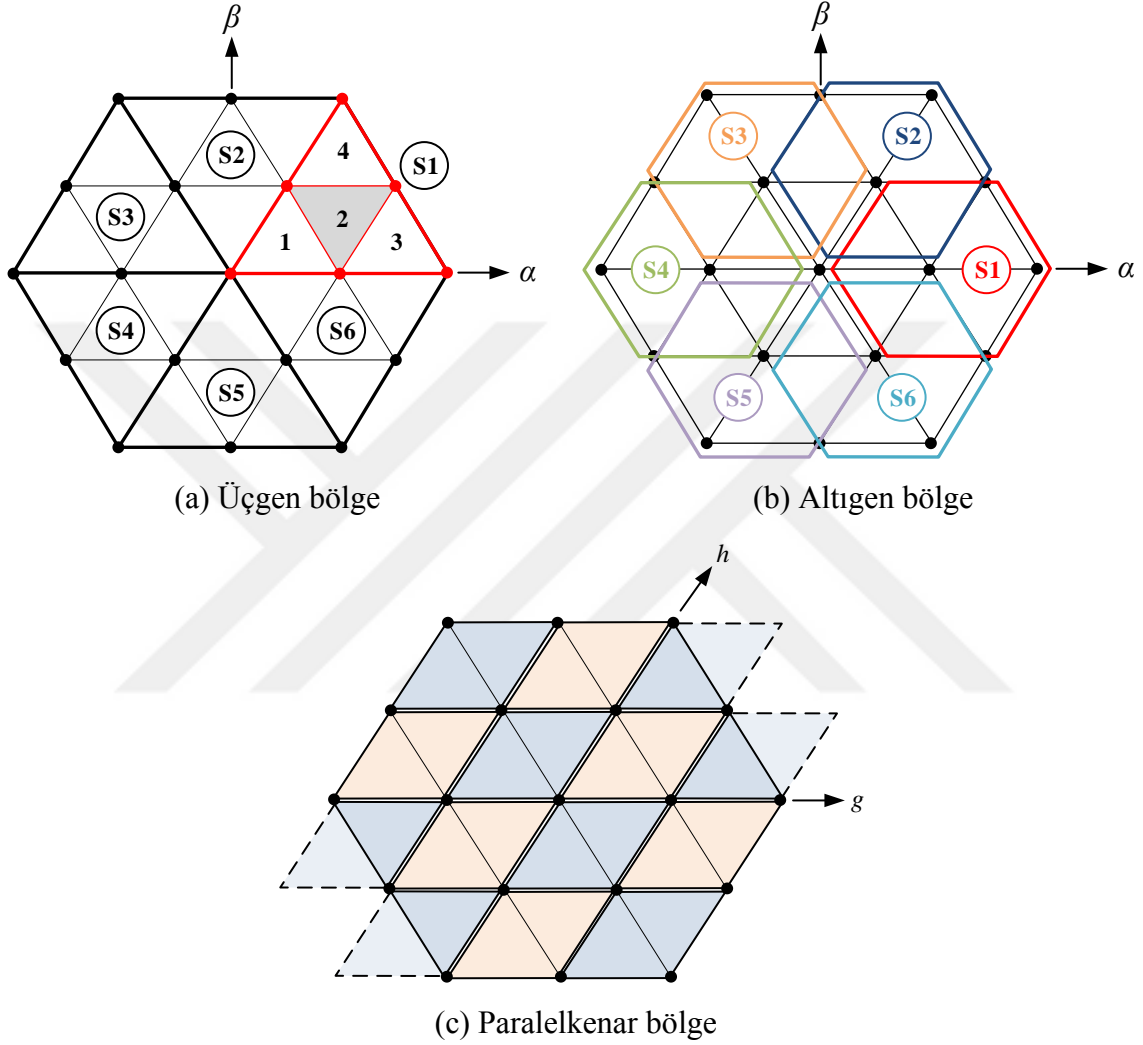
Uzak vektör modülasyon (UVM) yöntemi, evirici kontrolünde en çok başvurulan ve tercih edilen bir yöntemdir. En az anahtarlama kaybı ve en düşük toplam harmonik bozunum ile istenen çıkış gerilimleri üretilebilir. Bunun için eviricide olası anahtarlama durumlarında oluşan gerilim vektörleri kullanılarak en uygun anahtarlama dizisi seçilir. Bu yöntem ile ulaşılabilen faz-faz geriliminin maksimum değeri,

$$v_{ab1,svpwm} = \frac{2}{\sqrt{3}} 0.612 m_a V_{dc} , 0 \leq m_a \leq 1 \quad (19)$$

kadardır. Bu değer sinüzoidal DGM yöntemi ile ulaşılabilen maksimum çıkış geriliminden %15 daha fazladır. Bu durum, DA bara geriliminin daha verimli kullanıldığı anlamına gelir.

İki seviyeli eviriciler için geliştirilen UVM yöntemi, farklı şekillerde genişletilerek çok seviyeli eviricilere de uygulanmıştır. Çok seviyeli eviricilerde, bu yöntemin uygulanması için yapılan ilk çalışmalarda $\alpha\beta$ eksen takımında tanımlı gerilim vektör uzayı Şekil 3.17.a'da verildiği gibi altı sektöre ve her sektörde kendi içerisinde dört alt bölgeye ayrılmıştır (Lee vd., 1996; Celanovic ve Boroyevich, 2000). Böylece, \bar{v}_{ref} 'in hangi sektörün alt bölgesinde olduğu bulunarak komşu vektörler belirlenmiş ve ilgili anahtarlama süreleri hesaplanmıştır. Bu işlemler trigonometrik fonksiyonlar kullanılarak gerçekleştirildiği için gerekli çaba ve işlem yükü iki seviyeli eviriciye göre oldukça artmıştır. Diğer bir yöntem, Şekil 3.17.b'de verildiği gibi gerilim vektör uzayının altı adet altıgen sektöre bölünmesi ile gerçekleştirilir (Seo vd., 2001). Burada, komşu vektörlerin seçimi ve anahtarlama sürelerinin hesabı iki

seviyeli eviricide kullanılan benzer işlemlerden yararlanılarak yapılır. Fakat, altıgen sektörlerin birbiri ile çakışması ve her altıgen sektörün orijin noktasının farklılık göstermesi bu yöntemin en büyük dezavantajlarıdır.



Şekil 3.17. Üç seviyeli eviriciler için geliştirilen uzay vektör modülasyon yöntemleri

UVM yönteminin uygulanabilmesi için en etkili çözüm $\alpha\beta$ eksen takımında tanımlı gerilim vektörlerinin gh eksen takımına aktarılması ile gerçekleştirilmiştir (Celanovic ve Boroyevich, 2001; Wei vd., 2003). gh eksen takımı 60° eksen takımı olarak da bilinir. Bu eksen takımının en önemli özelliği gerekli hesaplamalar için trigonometrik fonksiyonlar yerine cebirsel işlemlerin kullanılmasıdır. Bu yöntemin uygulanabilmesi için gerilim vektör uzayı ise Şekil 3.17.c'de verildiği gibi paralelkenar şeklinde parçalara ayrılır (Wei vd., 2003). Diğer yöntemler ile karşılaştırıldığında bu yöntemin en önemli avantajı, seviye sayısı

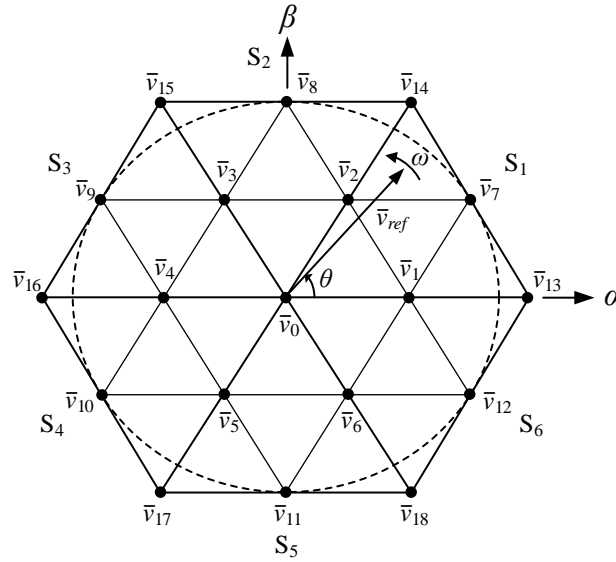
üçten büyük eviricilere daha kolay uygulanabilir olmasıdır. Bu bölümde, üç seviyeli diyot kenetlemeli evirici için gh eksen takımının özelliği kullanılarak geliştirilen basitleştirilmiş uzay vektör modülasyon yöntemi verilmiştir.

3.2.5.1. Referans Gerilim Vektörü

Uzay vektör modülasyon yönteminin temeli, üç fazlı referans gerilimlerin $\alpha\beta$ eksen takımında tanımlı bir referans gerilim vektörü ile temsil edilmesine dayanır. Bu referans gerilim vektörü,

$$\bar{v}_{ref} = v_{sa} + jv_{s\beta} = \frac{2}{3} \left(v_{an} + v_{bn}e^{j\frac{2\pi}{3}} + v_{cn}e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right) = |\bar{v}_{ref}|e^{j\omega t} \quad (20)$$

şeklinde ifade edilir. Burada, v_{an} , v_{bn} ve v_{cn} motorun faz-nötr gerilimleridir. Referans vektörün genliği ve faz açısı, üç fazlı gerilimlerin anlık değerlerinden abc ekseninden $\alpha\beta$ eksen takımına dönüşüm matrisi kullanılarak elde edilir.



Şekil 3.18. Üç seviyeli gerilim vektör uzayında referans gerilim vektörü

Dengeli üç fazlı sistemlerde, referans gerilim vektörü Şekil 3.18'de gösterildiği gibi ω açısal hızı ile döner. Burada, referans vektörün genliği $|\bar{v}_{ref}|$, evirici çıkışında istenen üç

fazlı gerilimlerin genliğine, aynı şekilde açısal hızı $\theta = \omega t$, çıkışta istenen üç fazlı gerilimlerin açısal hızına eşittir. Sonuç olarak, evirici çıkış gerilimleri bu referans gerilim vektörü ile tanımlandığı için,

$$|\bar{v}_{ref}| = \sqrt{v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2} \quad , \quad \theta = \omega t = \tan^{-1} \left(\frac{v_{s\beta}}{v_{s\alpha}} \right) \quad (21)$$

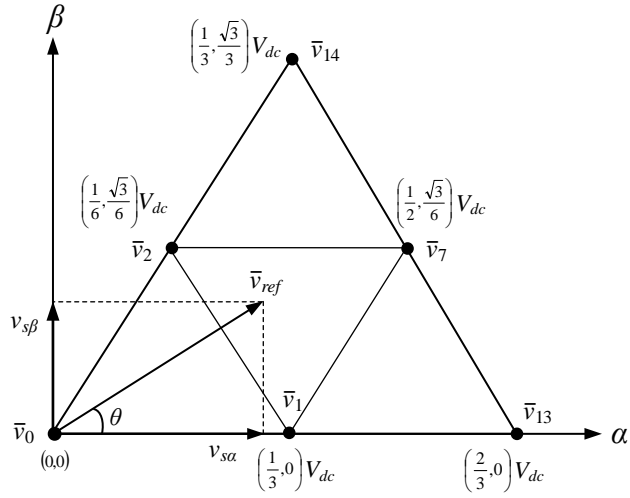
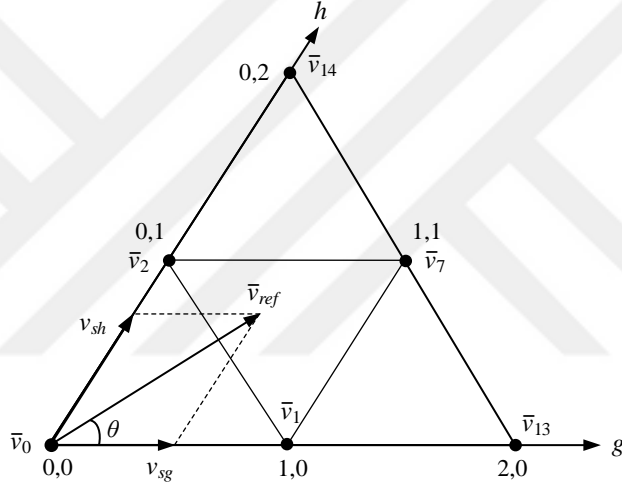
şeklinde hesaplanır. Uzay vektör modülasyon yönteminde referans gerilim vektörü, evirici tarafından oluşturulan gerilim vektörleri kullanılarak üretilir. Bunun için öncelikle, referans vektöre komşu en yakın üç vektör belirlenir. Örneğin; Şekil 3.18’de verilen referans gerilim vektörüne en yakın vektörler \bar{v}_2 , \bar{v}_7 ve \bar{v}_{14} ’dür. Daha sonra, belirlenen bu üç vektör için anahtarlama süreleri hesaplanır. Son olarak, her bir vektöre karşılık gelen anahtarlama durumları belirli bir düzende sıralanarak anahtarlama işaretleri oluşturulur. Tüm bu işlemler ise bir anahtarlama periyodu süresinde gerçekleştirilmelidir.

3.2.5.2. Basitleştirilmiş Üç Seviyeli Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu

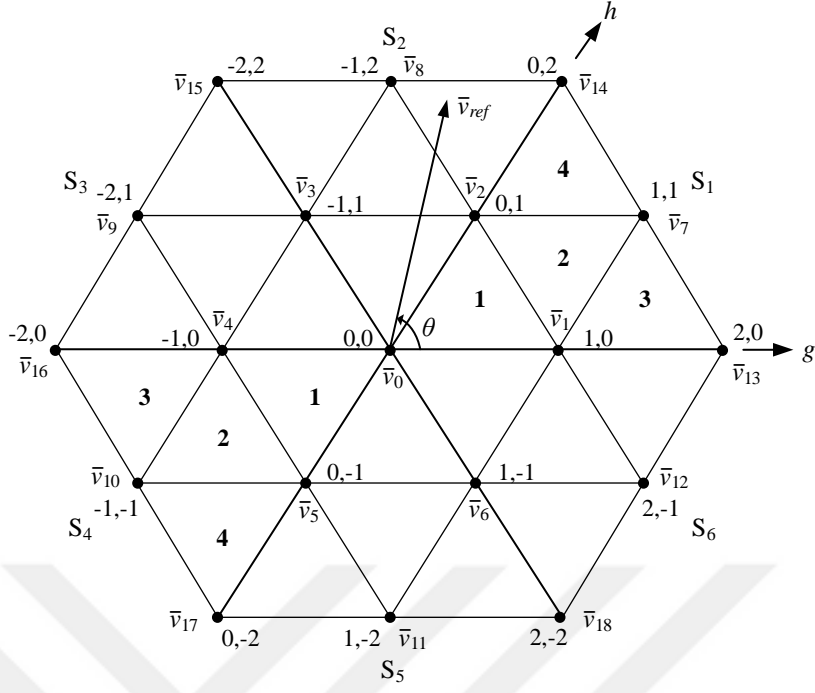
Bu yöntemde, durağan eksen takımında tanımlı gerilim vektörleri, gh eksen takımına aktarılır. Bu yeni eksen takımında sektör ve bölgeler basit mantıksal işlemlerle belirlenirken, anahtarlama süreleri de trigonometrik fonksiyonlar kullanılmadan kolaylıkla hesaplanır. $\alpha\beta$ eksen takımında tanımlı gerilim vektörlerini, gh eksen takımına aktarmak için,

$$\begin{bmatrix} v_{sg} \\ v_{sh} \end{bmatrix} = \frac{3}{V_{dc}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ 0 & \frac{2}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (22)$$

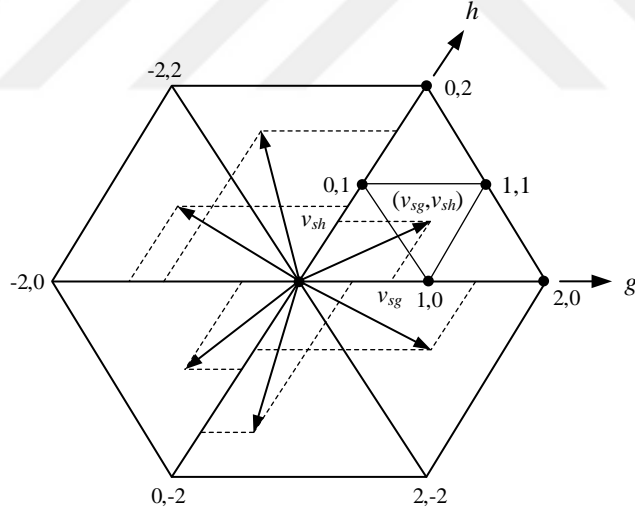
dönüşüm matrisi kullanılır (Celanovic ve Boroyevich, 2001). Şekil 3.19’da, durağan eksen takımında tanımlı birinci sektördeki gerilim vektörlerinin gh eksen takımındaki karşılığı verilmiştir. Burada, denklem (3) ile ifade edilen birinci sektördeki her bir gerilim vektörü için denklem (22)’de verilen dönüşüm işlemi uygulanmıştır.

(a) $\alpha\beta$ eksen takımında gerilim vektörleri ve bileşenleri(b) gh eksen takımında gerilim vektörleri ve bileşenleriŞekil 3.19. Birinci sektör için gh eksen takımına dönüşüm işlemi

Benzer şekilde, diğer sektörler ve bu sektörlerdeki gerilim vektörleri için de aynı dönüşüm işlemi uygulanırsa gh eksen takımında tanımlı gerilim vektör uzayı Şekil 3.20'deki gibi elde edilir. Referans vektöre en yakın üç komşu vektörü bulabilmek için Şekil 3.20'de görüldüğü gibi gerilim vektör uzayı altı sektöre ve her sektörde kendi içerisinde dört bölgeye ayrılır. Referans vektörün bulunduğu konum, gh düzlemindeki bileşenlerinden yararlanılarak tespit edilir. Şekil 3.21'de farklı sektörler için referans vektörünün g ve h bileşenleri gösterilmiştir. Örneğin; referans gerilim vektörü birinci sektörde olsun. Bu durumda, $v_{sg} \geq 0$ ve $v_{sh} \geq 0$ olur. İkinci sektörde ise $v_{sg} < 0$, $v_{sh} \geq 0$ ve $v_{sg} + v_{sh} \geq 0$ 'dır. Diğer sektörler için de benzer kurallar oluşturulabilir. Sektörün belirlenmesi için kullanılan tüm bu kurallar Tablo 3.1'de verilmiştir.



Şekil 3.20. gh referans düzleminde tanımlı gerilim vektör uzayı



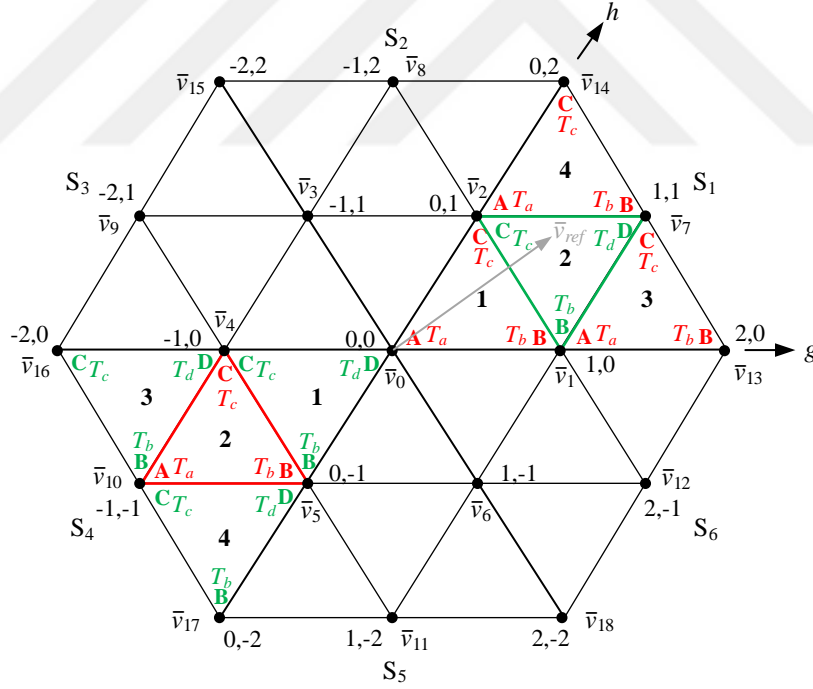
Şekil 3.21. Farklı sektörlerde bulunan referans vektörünün gh bileşenleri

Benzer şekilde, v_{sg} ve v_{sh} bileşenleri kullanılarak referans vektörün bitiş noktasının ilgili sektörün hangi bölgesinde olduğu da bulunabilir. Bunun için kullanılacak bölge belirleme kuralları ise Tablo 3.2'de verilmiştir. Burada, her sektör için bölge belirleme kurallarının farklı olduğu da görülmektedir.

Tablo 3.1. Üç seviyeli eviricide sektör belirleme kuralları

gh Bileşenleri	Sektör
$v_{sg} \geq 0, v_{sh} \geq 0$	1
$v_{sg} < 0, v_{sh} \geq 0, v_{sg} + v_{sh} \geq 0$	2
$v_{sg} < 0, v_{sh} \geq 0, v_{sg} + v_{sh} < 0$	3
$v_{sg} < 0, v_{sh} < 0$	4
$v_{sg} \geq 0, v_{sh} < 0, v_{sg} + v_{sh} < 0$	5
$v_{sg} \geq 0, v_{sh} < 0, v_{sg} + v_{sh} \geq 0$	6

Referans gerilim vektörünün bulunduğu sektör ve bölge tespit edildikten sonraki aşama, belirlenen komşu vektörler için anahtarlama sürelerinin hesabıdır. Bunun için, Şekil 3.22’de her gerilim vektörü için anahtarlama sürelerinin yerleşim düzeni verilmiştir.



Şekil 3.22. gh düzleminde tanımlı gerilim vektörlerinin anahtarlama sürelerinin yerleşimi

Bu yerleşim, anahtarlama sürelerinin hesabını kolaylaştırmak için kullanılan ΔABC ve $ABCD$ üçgenlerinin vektör uzayına yerleşimi baz alınarak gerçekleştirilmiştir. Dolayısıyla, gerilim vektör uzayında anahtarlama süreleri iki farklı yerleşim düzenine sahiptir. Bunlardan

ilki, birinci sektör için verilen yerleşim düzenidir. Bu yerleşim düzeni aslında diğer tek numaralı sektörler için de geçerlidir. Diğerleri ise dördüncü sektöre ait yerleşim düzenidir ki bu da diğer çift numaralı sektörler için geçerlidir.

Tablo 3.2. Üç seviyeli eviricide bölge belirleme kuralları

Sektör	gh Bileşenleri	Bölge	Gerilim Vektörleri
1	$v_{sg} < 1, v_{sh} < 1, v_{sg} + v_{sh} < 1$	1	$\bar{v}_A = \bar{v}_0, \bar{v}_B = \bar{v}_1, \bar{v}_C = \bar{v}_2$
	$v_{sg} \leq 1, v_{sh} \leq 1, v_{sg} + v_{sh} \geq 1$	2	$\bar{v}_B = \bar{v}_1, \bar{v}_C = \bar{v}_2, \bar{v}_D = \bar{v}_7$
	$v_{sg} > 1, v_{sh} < 1$	3	$\bar{v}_A = \bar{v}_1, \bar{v}_B = \bar{v}_{13}, \bar{v}_C = \bar{v}_7$
	$v_{sg} < 1, v_{sh} > 1$	4	$\bar{v}_A = \bar{v}_2, \bar{v}_B = \bar{v}_7, \bar{v}_C = \bar{v}_{14}$
2	$v_{sg} > -1, v_{sh} < 1$	1	$\bar{v}_B = \bar{v}_0, \bar{v}_C = \bar{v}_3, \bar{v}_D = \bar{v}_2$
	$v_{sg} \geq -1, v_{sh} \geq 1, v_{sg} + v_{sh} \leq 1$	2	$\bar{v}_A = \bar{v}_3, \bar{v}_B = \bar{v}_2, \bar{v}_C = \bar{v}_8$
	$v_{sg} > -1, v_{sh} > 1, v_{sg} + v_{sh} > 1$	3	$\bar{v}_B = \bar{v}_2, \bar{v}_C = \bar{v}_8, \bar{v}_D = \bar{v}_{14}$
	$v_{sg} < -1, v_{sh} > 1$	4	$\bar{v}_B = \bar{v}_3, \bar{v}_C = \bar{v}_{15}, \bar{v}_D = \bar{v}_8$
3	$v_{sg} > -1, v_{sh} < 1$	1	$\bar{v}_A = \bar{v}_4, \bar{v}_B = \bar{v}_0, \bar{v}_C = \bar{v}_3$
	$v_{sg} \leq -1, v_{sh} \leq 1, v_{sg} + v_{sh} \geq -1$	2	$\bar{v}_B = \bar{v}_4, \bar{v}_C = \bar{v}_9, \bar{v}_D = \bar{v}_3$
	$v_{sg} < -1, v_{sh} > 1$	3	$\bar{v}_A = \bar{v}_9, \bar{v}_B = \bar{v}_3, \bar{v}_C = \bar{v}_{15}$
	$v_{sg} < -1, v_{sh} < 1, v_{sg} + v_{sh} < -1$	4	$\bar{v}_A = \bar{v}_{16}, \bar{v}_B = \bar{v}_4, \bar{v}_C = \bar{v}_9$
4	$v_{sg} > -1, v_{sh} > -1, v_{sg} + v_{sh} > -1$	1	$\bar{v}_B = \bar{v}_5, \bar{v}_C = \bar{v}_4, \bar{v}_D = \bar{v}_0$
	$v_{sg} \geq -1, v_{sh} \geq -1, v_{sg} + v_{sh} \leq -1$	2	$\bar{v}_A = \bar{v}_{10}, \bar{v}_B = \bar{v}_5, \bar{v}_C = \bar{v}_4$
	$v_{sg} < -1, v_{sh} > -1$	3	$\bar{v}_B = \bar{v}_{10}, \bar{v}_C = \bar{v}_{16}, \bar{v}_D = \bar{v}_4$
	$v_{sg} > -1, v_{sh} < -1$	4	$\bar{v}_B = \bar{v}_{17}, \bar{v}_C = \bar{v}_{10}, \bar{v}_D = \bar{v}_5$
5	$v_{sg} < 1, v_{sh} > -1$	1	$\bar{v}_A = \bar{v}_5, \bar{v}_B = \bar{v}_6, \bar{v}_C = \bar{v}_0$
	$v_{sg} \leq 1, v_{sh} \leq -1, v_{sg} + v_{sh} \geq -1$	2	$\bar{v}_B = \bar{v}_{11}, \bar{v}_C = \bar{v}_5, \bar{v}_D = \bar{v}_6$
	$v_{sg} < 1, v_{sh} < -1, v_{sg} + v_{sh} < -1$	3	$\bar{v}_A = \bar{v}_{17}, \bar{v}_B = \bar{v}_{11}, \bar{v}_C = \bar{v}_5$
	$v_{sg} > 1, v_{sh} < -1$	4	$\bar{v}_A = \bar{v}_{11}, \bar{v}_B = \bar{v}_{18}, \bar{v}_C = \bar{v}_6$
6	$v_{sg} < 1, v_{sh} > -1$	1	$\bar{v}_B = \bar{v}_6, \bar{v}_C = \bar{v}_0, \bar{v}_D = \bar{v}_1$
	$v_{sg} \geq 1, v_{sh} \geq -1, v_{sg} + v_{sh} \leq 1$	2	$\bar{v}_A = \bar{v}_6, \bar{v}_B = \bar{v}_{12}, \bar{v}_C = \bar{v}_1$
	$v_{sg} > 1, v_{sh} < -1$	3	$\bar{v}_B = \bar{v}_{18}, \bar{v}_C = \bar{v}_6, \bar{v}_D = \bar{v}_{12}$
	$v_{sg} > 1, v_{sh} > -1, v_{sg} + v_{sh} > 1$	4	$\bar{v}_B = \bar{v}_{12}, \bar{v}_C = \bar{v}_1, \bar{v}_D = \bar{v}_{13}$

Bu yöntemde, referans vektörün içinde bulunduğu ΔABC ya da ΔBCD üçgeninin köşelerine, en yakın üç komşu vektör atanır. Örneğin; referans gerilim vektörü Şekil 3.22’de verildiği gibi birinci sektörün, ikinci bölgesinde olsun. Birinci sektörde, birinci, üçüncü ve dördüncü bölgeler ΔABC üçgeni, ikinci bölge ise ΔBCD üçgeni olarak belirlenmiştir. Bu durumda, referans vektör ΔBCD üçgeninin içerisinde olur ve en yakın komşu vektörler ΔBCD üçgenin köşelerine $\bar{v}_B = \bar{v}_1$, $\bar{v}_C = \bar{v}_2$ ve $\bar{v}_D = \bar{v}_7$ şeklinde atanır. En yakın üç komşu vektörü ilgili üçgenin köşelerine atama işlemi, referans vektörün bulunduğu bölge tespit edilirken gerçekleştirilir. Bu durum Tablo 3.2’de ayrıca gösterilmiştir. Atama işleminden sonra referans vektöre komşu vektörler artık ya ΔABC ya da ΔBCD üçgenin köşelerindeki vektörler şeklinde ifade edilir. Dolayısıyla, ilgili vektörlerin anahtarlama sürelerinin hesabı için yalnızca ΔABC ya da ΔBCD üçgenlerine ait “Gerilim-Zaman Eşitleme” denklemlerinin kullanılması yeterli olacaktır. O zaman, ilk olarak ΔABC üçgeni için gerilim-zaman eşitleme denklemini yazalım.

$$\begin{aligned} \bar{v}_A T_a + \bar{v}_B T_b + \bar{v}_C T_c &= \bar{v}_{ref} T_z \\ T_a + T_b + T_c &= T_z \end{aligned} \quad (23)$$

Burada, T_a , T_b ve T_c sırasıyla \bar{v}_A , \bar{v}_B ve \bar{v}_C komşu vektörlerinin anahtarlama süreleridir. Denklem (23)’deki gerilim vektörleri g ve h bileşenlerine ayrılırsa,

$$\begin{aligned} v_{Ag} T_a + v_{Bg} T_b + v_{Cg} T_c &= v_{sg} T_z \\ v_{Ah} T_a + v_{Bh} T_b + v_{Ch} T_c &= v_{sh} T_z \end{aligned} \quad (24)$$

olur. Bu denklemin çözümü için Şekil 3.22’den,

$$\begin{aligned} v_{Bg} &= v_{Ag} + 1 \quad , \quad v_{Cg} = v_{Ag} \\ v_{Bh} &= v_{Ah} \quad , \quad v_{Ch} = v_{Ah} + 1 \end{aligned} \quad (25)$$

eşitlikleri elde edilirse, denklem (24)’den ΔABC üçgeni için zaman denklemleri,

$$\begin{aligned} T_b &= (v_{sg} - v_{Ag}) T_z \\ T_c &= (v_{sh} - v_{Ah}) T_z \end{aligned} \quad (26.a)$$

$$T_a = T_z - T_b - T_c \quad (26.b)$$

şeklinde elde edilir. Burada, v_{Ag} ve v_{Ah} ΔABC üçgeni için çözüm noktalarıdır ve $v_{Ag} = \text{floor}(v_{sg})$, $v_{Ah} = \text{floor}(v_{sh})$ şeklinde elde edilir. $\text{floor}(\cdot)$ fonksiyonu negatif sonsuz yönünde en yakın tamsayıya yuvarlama işlemi yapar. İkinci olarak, ΔBCD üçgeni için gerilim-zaman eşitleme denklemini yazalım.

$$\begin{aligned} \bar{v}_B T_b + \bar{v}_C T_c + \bar{v}_D T_d &= \bar{v}_{ref} T_z \\ T_b + T_c + T_d &= T_z \end{aligned} \quad (27)$$

Burada, T_b , T_c ve T_d sırasıyla \bar{v}_B , \bar{v}_C ve \bar{v}_D komşu vektörlerinin anahtarlama süreleridir. Denklem (27)'daki gerilim vektörleri g ve h bileşenlerine ayrılırsa,

$$\begin{aligned} v_{Bg} T_b + v_{Cg} T_c + v_{Dg} T_d &= v_{sg} T_z \\ v_{Bh} T_a + v_{Ch} T_b + v_{Dh} T_c &= v_{sh} T_z \end{aligned} \quad (28)$$

olur. Bu denklemin çözümü için benzer şekilde,

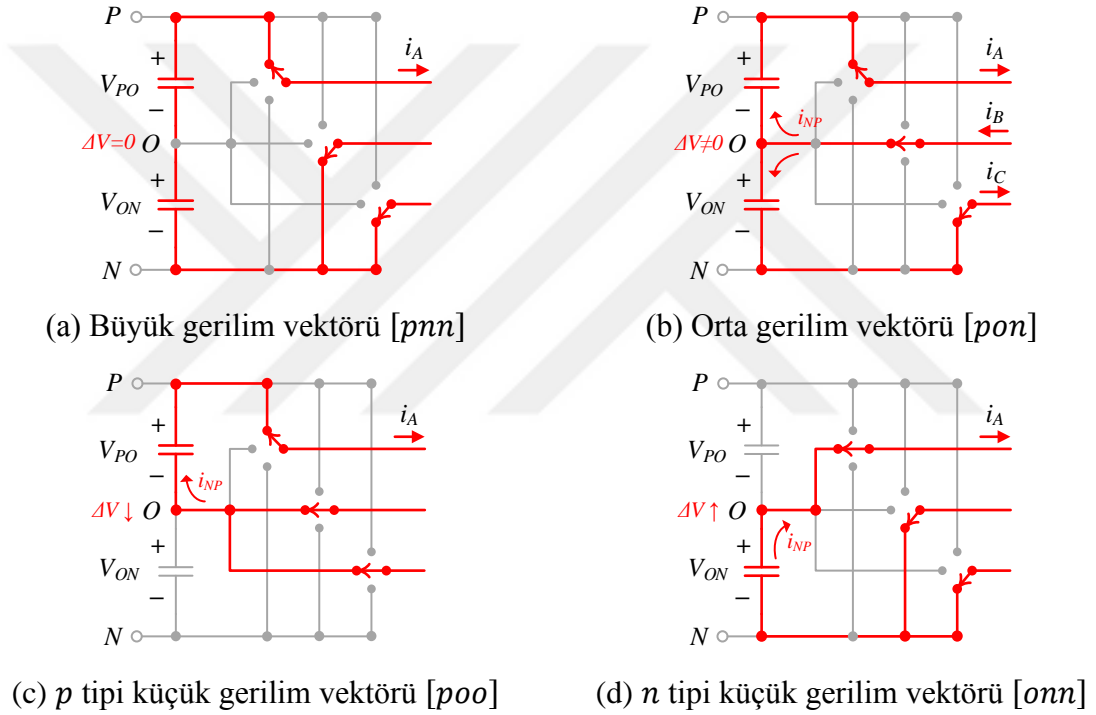
$$\begin{aligned} v_{Bg} &= v_{Dg} \quad , \quad v_{Cg} = v_{Dg} - 1 \\ v_{Bh} &= v_{Dh} - 1 \quad , \quad v_{Ch} = v_{Dh} \end{aligned} \quad (29)$$

tanımları yapılırsa, denklem (28)'den ΔBCD üçgeni için zaman denklemleri,

$$\begin{aligned} T_b &= (v_{Dh} - v_{sh}) T_z \\ T_c &= (v_{Dg} - v_{sg}) T_z \\ T_d &= T_z - T_b - T_c \end{aligned} \quad (30)$$

şeklinde elde edilir. Burada, v_{Dg} ve v_{Dh} ΔBCD üçgeni için çözüm noktalarıdır ve $v_{Dg} = \text{ceil}(v_{sg})$, $v_{Dh} = \text{ceil}(v_{sh})$ şeklinde elde edilir. $\text{ceil}(\cdot)$ fonksiyonu pozitif sonsuz yönünde en yakın tamsayıya yuvarlama işlemi yapar. Örneğin; \bar{v}_{ref} referans vektörünün g ve h bileşenleri $v_{sg} = 0.9$ ve $v_{sh} = 0.8$ şeklinde olsun. Tablo 3.1 ve Tablo 3.2'den referans gerilim vektörü, birinci sektörün ikinci bölgesinde olduğu görülür. Bu durumda, en yakın

komşu vektörler ΔBCD üçgeninin köşelerine konumlanmış olup $\bar{v}_B = \bar{v}_1$, $\bar{v}_C = \bar{v}_2$ ve $\bar{v}_D = \bar{v}_7$ 'dir. Bu gerilim vektörlerine karşılık gelen anahtarlama süreleri ise denklem (30)'da verilen zaman denklemleri kullanılarak hesaplanır. Öncelikle, ΔBCD üçgeni için çözüm noktaları elde edilir. Öyle ki; $v_{Dg} = \text{ceil}(0.9) = 1$ ve $v_{Dh} = \text{ceil}(0.8) = 1$ olur. Sonuç olarak, anahtarlama süreleri $T_b = 0.2T_z$, $T_c = 0.1T_z$ ve $T_d = 0.7T_z$ şeklinde hesaplanır. Benzer şekilde, referans vektör diğer sektör ve o sektörde hangi bölgeye düştüğü bulunursa, hangi üçgen içerisinde olduğu da belirlenebilir. Böylece, yukarıda verilen sadece iki farklı zaman denklemi kullanılarak anahtarlama süreleri kolaylıkla hesaplanabilir.

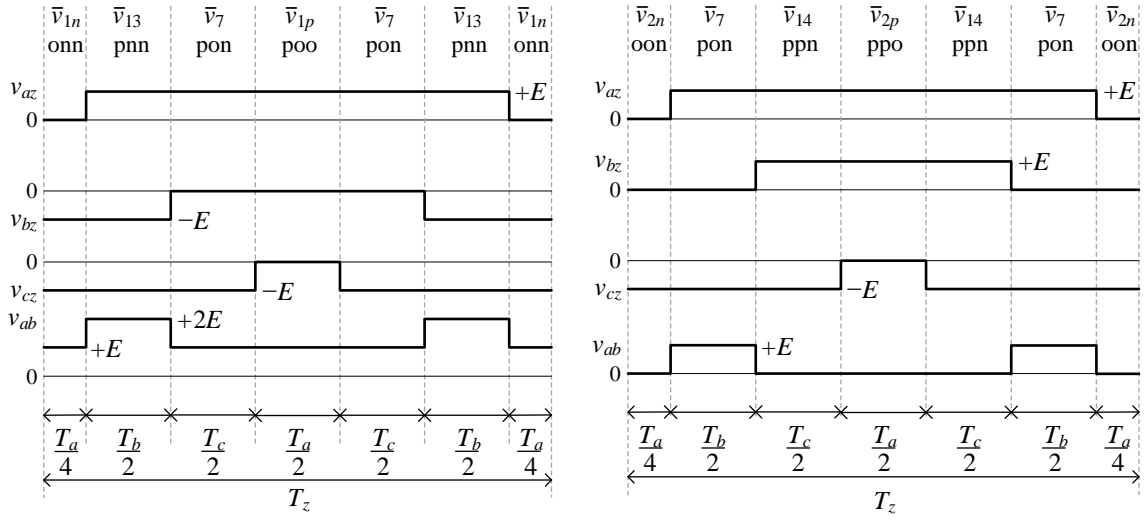


Şekil 3.23. Anahtarlama durumlarının nötr noktası gerilimine etkisi

Anahtarlama sürelerinin hesabından sonraki adım, uygun anahtarlama dizilerinin belirlenmesidir. Genellikle istenen bir referans gerilim vektörü için anahtarlama dizilerinin oluşturulmasında farklı yollar seçilebilir. Fakat, minimum anahtarlama frekansı için iki gereksinimin sağlanması gerekir (Wu, 2006). Bunlar; (i) Anahtarlama durumları arasındaki geçişlerde, eviricinin sadece bir kolu anahtarlmalıdır. (ii) Referans vektörün sektörler ya da bölgeler arası geçişlerinde, minimum sayıda ya da hiçbir anahtarlama yapılmamalıdır. Diyot kenetlemeli eviricide anahtarlama dizileri oluşturulurken, verilen bu gereksinimlere ek olarak nötr noktası gerilim dengesi de göz önüne alınmalıdır. Bu nedenle, anahtarlama

dizileri oluşturulmadan önce anahtarlama durumlarının nötr noktası gerilimine etkileri incelenmelidir. Diyot kenetlemeli eviricide dört farklı gerilim vektörü oluşturulabilir. Bunlar, sıfır, küçük, orta ve büyük gerilim vektörleridir. Sıfır gerilim vektörünün nötr noktası gerilimine hiçbir etkisi yoktur. Fakat, diğer gerilim vektörleri nötr noktası gerilimi üzerinde yük akımının yönüne bağlı olarak farklı etkilere sahiptir. Bu durum Şekil 3.23'da açıklanmaya çalışılmıştır. İlk olarak Şekil 3.23.a'da $[pnn]$ anahtarlama durumu için oluşacak \bar{v}_{13} büyük gerilim vektörünün nötr noktası gerilimine etkisi gösterilmiştir. Burada, nötr noktası herhangi bir yere bağlanmadığı için her iki kondansatör aynı akım değeri ile akımın yönüne bağlı olarak ya şarj ya da deşarj olur. Dolayısıyla, büyük gerilim vektörlerinin sıfır gerilim vektörü gibi nötr noktası gerilimine hiçbir etkisi yoktur. Şekil 3.23.b'de \bar{v}_7 orta gerilim vektörünün oluşturulması için kullanılan $[pon]$ anahtarlama durumu verilmiştir. Bu anahtarlama bir önceki durumdan farklı olarak nötr noktası b faz çıkışına bağlanır. Faz akımlarının yönüne bağlı olarak da $\Delta V = V_{PO} - V_{ON}$ nötr gerilimi değişir fakat değişimin yönü belirlenemez. Bu durum, diğer orta gerilim vektörleri içinde geçerlidir. Son olarak, Şekil 3.23.c ve Şekil 3.23.d'de \bar{v}_1 küçük gerilim vektörü için anahtarlama durumları gösterilmiştir. \bar{v}_1 gerilim vektörü p ve n tipi olmak üzere ikiye ayrıldığı için Şekil 3.23.c'de \bar{v}_{1p} vektörünün $[poo]$ anahtarlama durumu, Şekil 3.23.d'de ise \bar{v}_{1n} vektörünün $[onn]$ anahtarlama durumu gösterilmiştir. Bu iki şekilden, her durumda farklı taraftaki kondansatör uçlarının faz çıkışlarına bağlandığı görülür. Fakat, burada her iki kondansatör de aynı i_A faz akımıyla ya şarj ya da deşarj olur. Eğer $i_A > 0$ ise \bar{v}_{1p} vektörü V_{PO} gerilimini düşürecek ve ΔV gerilimi azalacaktır. Benzer şekilde, $i_A > 0$ ise \bar{v}_{1n} vektörü V_{ON} gerilimini düşürecek ve ΔV gerilimi artacaktır. $i_A < 0$ için bu durumların tersi söz konusu olur. Sonuç olarak, küçük vektörlerin her iki anahtarlama durumu, nötr noktası geriliminde birbirine zıt etkiler yaratır.

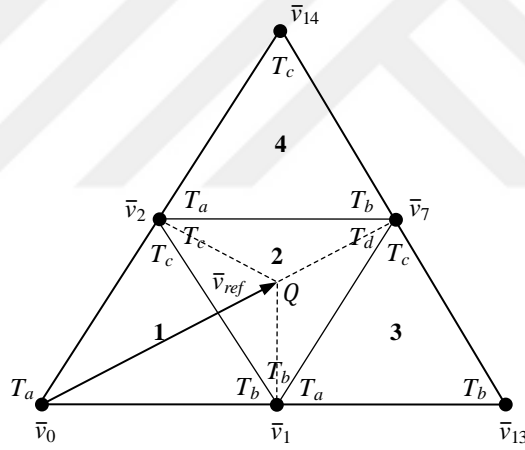
Yukarıda yapılan analizler sonucunda, küçük gerilim vektörleri nötr noktası gerilimine etkisi en büyük olan vektörlerdir. Bu yüzden, nötr noktası gerilim dengesi daha çok bu vektörlerin anahtarlama dizilerindeki yerine ve uygulanma sürelerine bağlıdır. Gerilim vektör uzayının 3 ve 4 nolu bölgeleri için oluşturulacak anahtarlama dizilerinde, küçük vektörlerden yalnızca bir tane kullanılır. Dolayısıyla, bu bölgelerde p ve n tipi küçük vektörler anahtarlama dizilerine simetrik bir şekilde yerleştirilir ve anahtarlama süreleri kendi aralarında eşit bir şekilde paylaşılır. Şekil 3.24'de örnek olarak birinci sektörün 3 ve 4. bölgeleri için oluşturulan anahtarlama dizileri verilmiştir.



(a) 3. bölgeye ait anahtarlama dizisi

(b) 4. bölgeye ait anahtarlama dizisi

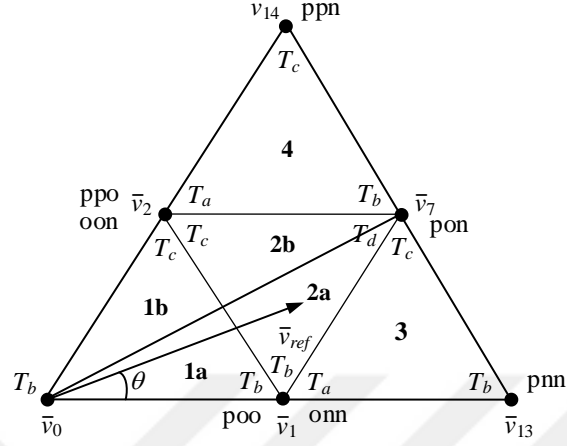
Şekil 3.24. Birinci sektörün 3. ve 4. bölgeleri için anahtarlama dizileri



Şekil 3.25. Referans vektörün bitiş noktası ile anahtarlama süreleri arasındaki ilişki

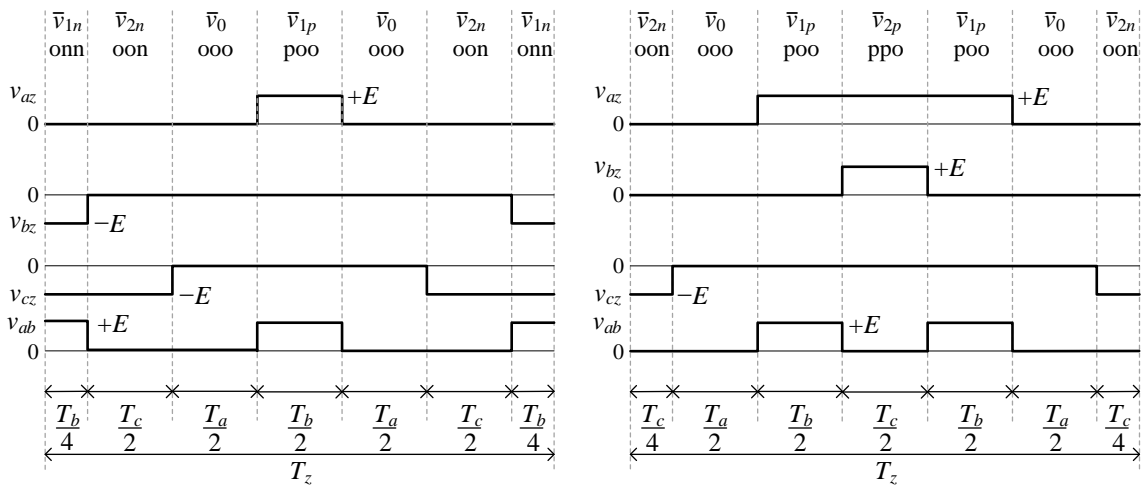
1 ve 2 nolu bölgeler için oluşturulacak anahtarlama dizilerinde ise ağırlıklı olarak küçük gerilim vektörleri kullanılır. Bu bölgelerde nötr noktası geriliminin değişimi küçük gerilim vektörlerinin uygulanma sürelerine bağlıdır. Örneğin; referans gerilim vektörü Şekil 3.25’de verildiği gibi birinci sektörün ikinci bölgesinin Q ağırlık merkezinde olduğunu düşünelim. Bu durumda, en yakın üç komşu vektörün \bar{v}_1 , \bar{v}_2 ve \bar{v}_7 anahtarlama süreleri birbirine eşit olur. Çünkü, Q noktası her üç vektöre de aynı uzaklıktadır. Eğer \bar{v}_{ref} ’in bitiş noktası Q noktasından \bar{v}_1 vektörüne doğru kesikli çizgi boyunca kaydırılırsa \bar{v}_1 vektörünün \bar{v}_{ref} üzerindeki etkisi artmaya başlayacaktır. Yani, \bar{v}_1 ’in anahtarlama süresi diğer

anahtarlama sürelerine göre daha uzun olacaktır. Sonuç olarak, \bar{v}_1 vektörü anahtarlama dizisinde daha baskın bir karaktere sahip olacağı için nötr noktası gerilimi de değişecektir.



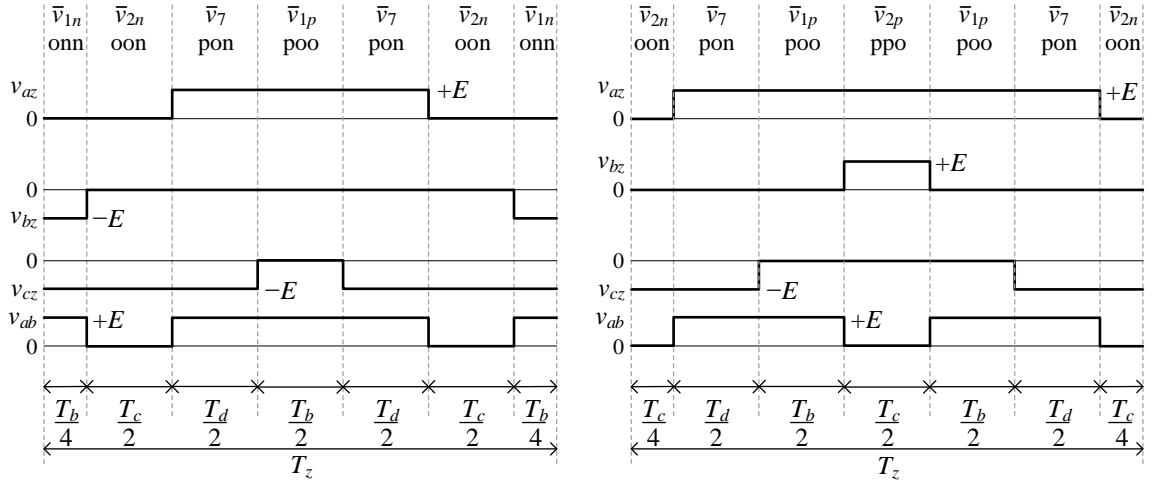
Şekil 3.26. 1 ve 2 nolu bölgelerin alt bölgelere bölünmesi

Baskın gerilim vektör sorununu ortadan kaldırmak ve nötr noktası gerilimini minimum seviyede tutabilmek için 1 ve 2 nolu bölgeler kendi içerisinde Şekil 3.26’da gösterildiği gibi iki alt bölgeye ayrılır (Wu, 2006). Böylece, baskın vektörün etkisini azaltacak her alt bölge için anahtarlama dizileri oluşturulabilir. Şekil 3.27 ve Şekil 3.28’de örnek olarak yine birinci sektörün 1 ve 2. bölgeleri için oluşturulan anahtarlama dizileri verilmiştir.



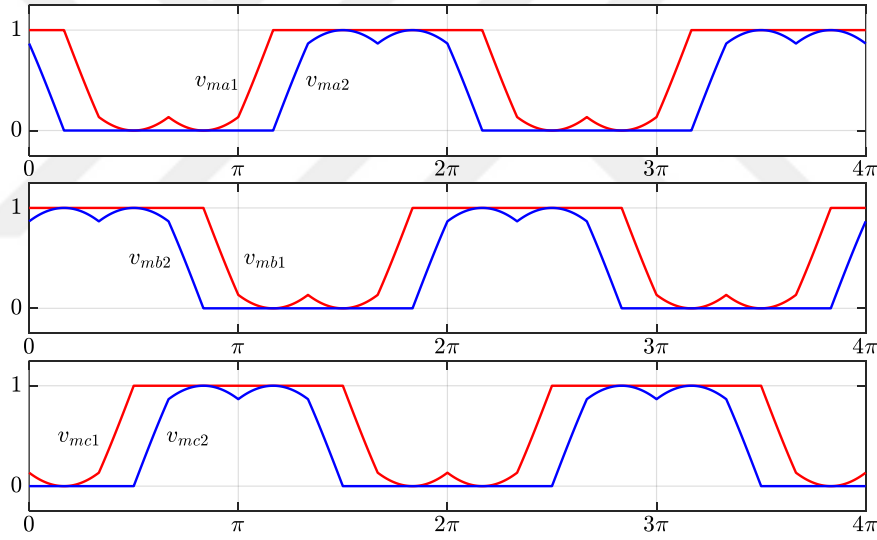
(a) 1a alt bölgesine ait anahtarlama dizisi (b) 1b alt bölgesine ait anahtarlama dizisi

Şekil 3.27. Birinci sektörün 1. bölgesi için anahtarlama dizileri



(a) $2a$ alt bölgesine ait anahtarlama dizisi (b) $2b$ alt bölgesine ait anahtarlama dizisi

Şekil 3.28. Birinci sektörün 2. bölgesi için anahtarlama dizileri



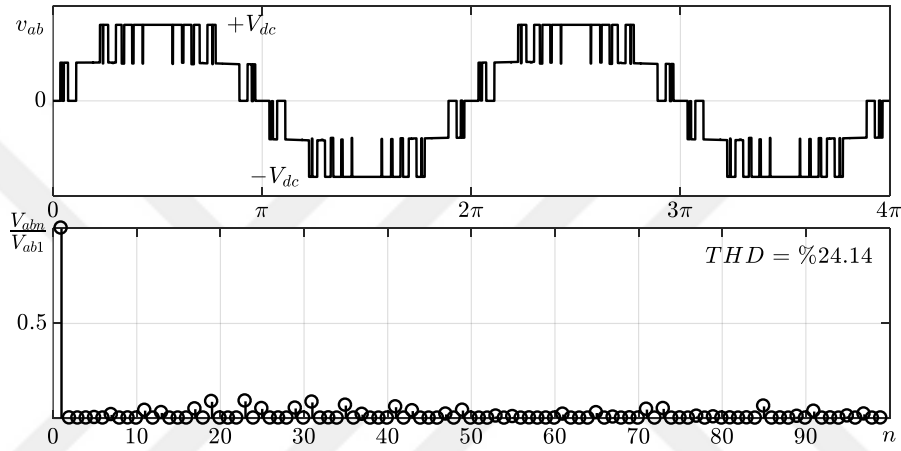
Şekil 3.29. Basitleştirilmiş üç seviyeli uzay vektör modülasyonu ile elde edilen modülasyon işaretleri

Sonuç olarak, yukarıda verilen bu yöntemin diğer klasik yöntemlere göre avantajlarını şu şekilde sıralayabiliriz.

- Referans gerilim vektörünün bulunduğu sektör ve bölgenin belirlenmesi için açı bilgisine ve trigonometrik işlemlere ihtiyaç duyulmaz. Sadece mantıksal işlemler kullanılarak kolaylıkla belirlenebilir.

- Anahtarlama sürelerinin hesaplanması için kullanılacak zaman denklemleri, referans vektörün bulunduğu sektör ve bölgeye göre değişiklik göstermez. Süre hesabı için sadece iki tane zaman denklemi kullanılır.
- Anahtarlama sürelerinin hesabında trigonometrik fonksiyonlara gerek yoktur.

Şekil 3.29’da bu yöntem ile elde edilen modülasyon işaretleri ve Şekil 3.30’da ise eviricinin çıkış faz-faz gerilimi ve harmonik dağılımı verilmiştir. Benzetim çalışması, $m_a = 1$, $f_m = 50 \text{ Hz}$ ve $f_z = 1050 \text{ Hz}$ olarak alınmıştır.



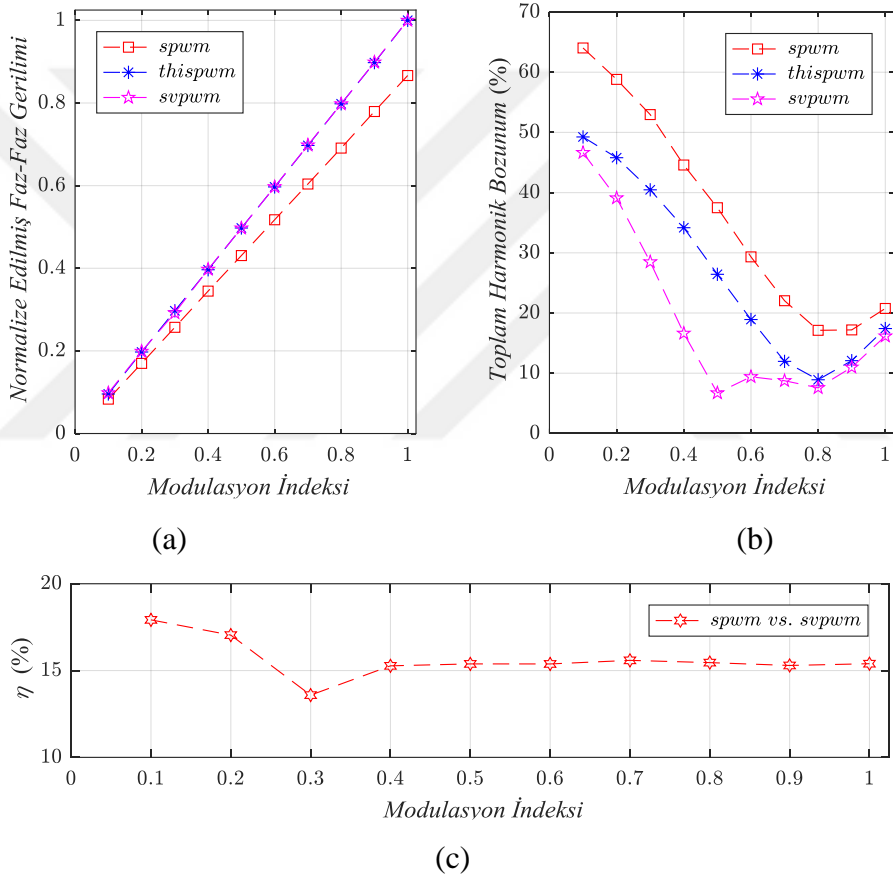
Şekil 3.30. Üç seviyeli diyot kenetlemeli eviricide basitleştirilmiş uzay vektör modülasyon ile elde edilen faz-faz gerilimi ve harmonik dağılımı ($m_a = 1$, $f_m = 50 \text{ Hz}$, $f_z = 1050 \text{ Hz}$)

3.2.6. Modülasyon Yöntemlerinin Karşılaştırılması

Bu bölümde, üç seviyeli diyot kenetlemeli bir evirici kullanılarak yukarıda verilen modülasyon yöntemleri için bir karşılaştırma yapılmıştır. Şekil 3.31’de tüm modülasyon indeksi aralığı için her üç modülasyon yöntemi ile elde edilen faz-faz geriliminin temel harmonik bileşeni ve toplam harmonik bozunum (THD) değerleri gösterilmiştir. Burada, modülasyon indeksi adım aralığı 0.1, $m_f = 60$, $f_m = 50 \text{ Hz}$ ve uzay vektör modülasyon yöntemi için $f_z = m_f \times f_m = 3 \text{ kHz}$ olarak alınmıştır. Şekil 3.31.a’den görüldüğü gibi DA bara gerilimi uzay vektör ve üçüncü harmonik eklemeli modülasyon yönteminde hemen hemen aynı oranda kullanılırken, sinüzoidal modülasyon yöntemine göre,

$$\eta(\%) = \frac{v_{ab1,svpwm} - v_{ab1,spwm}}{v_{ab1,spwm}} \times 100 = \%15.47 \quad (31)$$

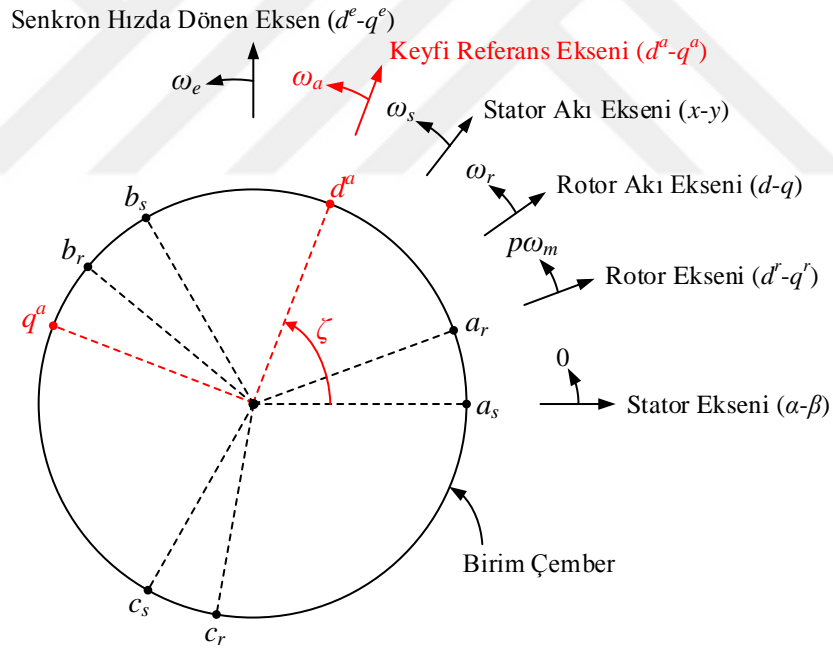
kadar daha verimli kullanılmıştır. Şekil 3.31.c'de bu durum gösterilmiştir. Burada, özellikle düşük modülasyon indekslerinde ($m_a < 0.3$), UVM yönteminin sinüzoidal modülasyon yöntemine göre bara gerilimini daha da verimli ($\eta > \%15.47$) kullandığı çıkarılmaktadır. $m_a > 0.3$ için ise $\%15.47$ 'lik bant geçerlidir. THD oranları karşılaştırıldığında ise Şekil 3.31.b'den UVM yönteminin daha iyi sonuçlar verdiği görülmektedir.



Şekil 3.31. Üç seviyeli diyot kenetlemeli evirici için modülasyon yöntemlerinin karşılaştırılması

4. ASENKRON MAKİNANIN MATEMATİKSEL MODELİ

Asenkron makina analizinde ya da kontrolünde kullanılacak referans eksen takımları Şekil 4.1’de verildiği gibi farklılık gösterebilir. Bu eksen takımları referans alınarak her biri için ayrı makina modeli oluşturulabilir. Şekil 4.1’den görüldüğü gibi makina modelinin toplamda beş farklı eksen takımında tanımlanabileceği görülmektedir. Burada, ω_a keyfi referans hızda dönen bir dq^a eksen takımı da tanımlanmıştır. Keyfi eksen takımı diğer eksen takımlarına geçişi kolaylaştırmak için kullanılır. Öyle ki; ω_a açısal hızı hangi eksen takımının açısal hızına eşit olursa, dq^a eksenini o eksen ile çakıştırır. Böylece, diğer eksen takımlarındaki makina modeli keyfi eksen takımında tanımlı makina modelinden kolaylıkla elde edilebilir.

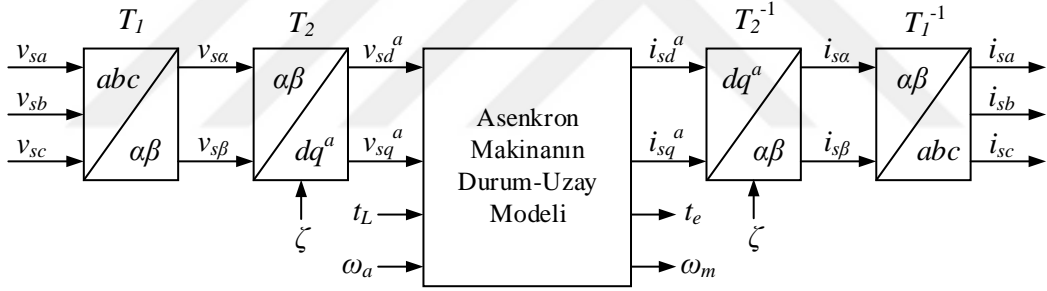


Şekil 4.1. Asenkron makina analizinde kullanılan referans eksen takımları

Keyfi (genel) eksen takımından diğer referans eksen takımlarına geçiş için aşağıda verilen kurallar kullanılır.

- Eğer keyfi referans eksen takımı stator a faz eksenini ile çakıştırılırsa, yani $\omega_a = 0$ olursa, stator eksen takımında (ya da durağan eksen takımında) tanımlı makina modeli elde edilir.

- Eğer keyfi referans eksen takımı rotor a faz eksenini ile çakıştırılırsa, yani $\omega_a = p\omega_m$ olursa, rotor eksen takımında tanımlı makina modeli elde edilir. Burada, p makinanın çift kutup sayısı ve ω_m ise rotorun mekanik açısal hızıdır.
- Eğer keyfi referans eksen takımı senkron hızda dönen eksen takımı ile çakıştırılırsa, yani $\omega_a = \omega_e$ olursa, senkron hızda dönen eksen takımında tanımlı makina modeli elde edilir. ω_e stator açısal hızı (ya da senkron hız) olup, $2\pi f_o$ şeklinde tanımlanır. Burada, f_o makinaya uygulanan stator gerilimin frekansıdır.
- Eğer keyfi referans eksen takımı rotor akı eksenini ile çakıştırılırsa, yani $\omega_a = \omega_r$ olursa, rotor akı eksenini üzerinde tanımlı makina modeli elde edilir. Burada, ω_r rotor akısı vektörünün açısal hızıdır.
- Eğer keyfi referans eksen takımı stator akı eksenini ile çakıştırılırsa, yani $\omega_a = \omega_s$ olursa, stator akı eksenini üzerinde tanımlı makina modeli elde edilir. Burada, ω_s stator akısı vektörünün açısal hızıdır.



Şekil 4.2. Asenkron makinanın benzetimi için kullanılan blok şema

Keyfi referans eksen takımında elde edilen makina modelinin benzetimi ise Şekil 4.2'de verilen blok şema kullanılarak gerçekleştirilir. Burada, abc üç faz eksen takımında tanımlı büyüklükleri, $\alpha\beta$ iki faz eksen takımına aktarmak için T_1 Clarke dönüşüm matrisi kullanılır.

$$T_1 = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}, \quad T_1^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (32)$$

Benzer şekilde, iki faz eksen takımında tanımlı büyüklükleri, seçilen referans eksen takımına aktarmak için T_2 Park dönüşüm matrisi kullanılır.

$$T_2 = \begin{bmatrix} \cos \zeta & \sin \zeta \\ -\sin \zeta & \cos \zeta \end{bmatrix}, \quad T_2^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \zeta & -\sin \zeta \\ \sin \zeta & \cos \zeta \end{bmatrix} \quad (33)$$

Ters dönüşüm işlemleri ise T_1^{-1} ters Clarke ve T_2^{-1} ters Park dönüşüm matrisleri ile gerçekleştirilir. Burada, Park dönüşüm matrislerindeki ζ açısı,

$$\zeta = \int \omega_a dt \quad (34)$$

şeklinde tanımlanır. Daha önce bahsedildiği gibi hangi referans eksen takımı için makina modelinin benzetimi yapılacaksa ω_a o eksenin açısal hızına eşitlenir. Örneğin; senkron hızda dönen eksen takımı için makina modelinin benzetimi yapılıyorsa $\omega_a = \omega_e$ olmalıdır ve dönüşüm açısı,

$$\zeta = \int \omega_e dt = \int 2\pi f_o dt \quad (35)$$

olur. Diğer eksen takımları içinde bu durum geçerlidir.

4.1. Keyfi Referans Eksen Takımında Makina Modeli

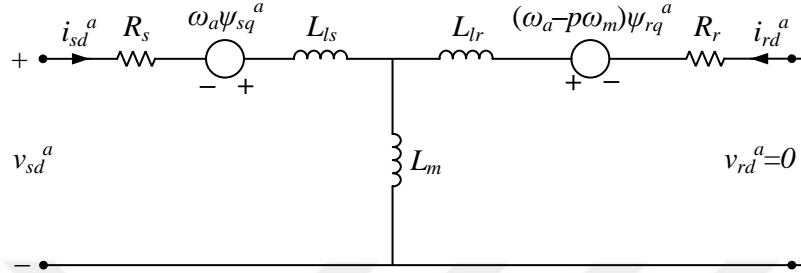
Keyfi referans eksen takımında tanımlı asenkron makinanın eşdeğer devresi Şekil 4.3'de verilmiştir. Verilen bu eşdeğer devreden makinanın stator gerilim denklemleri,

$$\begin{aligned} v_{sd}^a &= R_s i_{sd}^a + \frac{d\psi_{sd}^a}{dt} - \omega_a \psi_{sq}^a \\ v_{sq}^a &= R_s i_{sq}^a + \frac{d\psi_{sq}^a}{dt} + \omega_a \psi_{sd}^a \end{aligned} \quad (36)$$

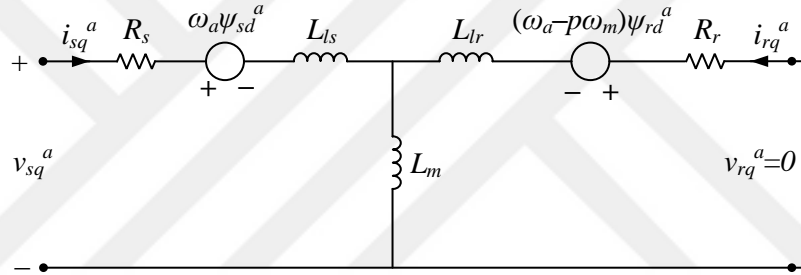
şeklinde yazılır. Burada, stator akı-akım bağıntıları,

$$\begin{aligned}\psi_{sd}^a &= L_s i_{sd}^a + L_m i_{rd}^a \\ \psi_{sq}^a &= L_s i_{sq}^a + L_m i_{rq}^a\end{aligned}\quad (37)$$

şeklindedir.



(a) d^a eksen modeli



(b) q^a eksen modeli

Şekil 4.3. Keyfi referans eksen takımında makina modelinin eşdeğer devresi

Benzer şekilde, rotor gerilim denklemleri ise,

$$\begin{aligned}0 &= R_r i_{rd}^a + \frac{d\psi_{rd}^a}{dt} - (\omega_a - p\omega_m)\psi_{rq}^a \\ 0 &= R_r i_{rq}^a + \frac{d\psi_{rq}^a}{dt} + (\omega_a - p\omega_m)\psi_{rd}^a\end{aligned}\quad (38)$$

gibidir ve rotor akı-akım bağıntıları,

$$\begin{aligned}\psi_{rd}^a &= L_r i_{rd}^a + L_m i_{sd}^a \\ \psi_{rq}^a &= L_r i_{rq}^a + L_m i_{sq}^a\end{aligned}\quad (39)$$

şeklinde yazılır. Makinanın elektromanyetik moment ifadesi ise,

$$t_e = \frac{3}{2} p L_m (i_{sq}^a i_{rd}^a - i_{sd}^a i_{rq}^a) \quad (40)$$

gibi verilir.

4.2. Makine Modelinin Durum Uzay Denklemleri

Model benzetimi yapabilmek ve kontrol algoritmaları geliştirebilmek için makinanın durum-uzay denklemleri kullanılır. Bu denklemler, seçilecek durum değişkenlerine göre üç farklı şekilde elde edilebilir. Bunlar; (i) durum değişkenlerinin stator akım ve rotor akısı olarak seçilen model, (ii) durum değişkenleri stator akım ve stator akısı olarak seçilen model (iii) durum değişkenleri stator akısı ve rotor akısı olarak seçilen modeldir.

4.2.1. Durum Değişkenleri Stator Akımı ve Rotor Akısı Olan Model

Bu modelde durum değişkenleri stator akımı ve rotor akısı olarak seçilir. Öyle ki,

$$x = [\bar{i}_{dqs}^a \quad \bar{\psi}_{dqr}^a]^t, \quad \bar{i}_{dqs}^a = \begin{bmatrix} i_{sd}^a \\ i_{sq}^a \end{bmatrix}, \quad \bar{\psi}_{dqr}^a = \begin{bmatrix} \psi_{rd}^a \\ \psi_{rq}^a \end{bmatrix} \quad (41)$$

gibidir. Buna göre, yukarıda verilen denklem (36)-(39)'dan makinanın durum-uzay modeli aşağıdaki şekilde elde edilir.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{i}_{dqs}^a \\ \bar{\psi}_{dqr}^a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_{dqs}^a \\ \bar{\psi}_{dqr}^a \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} \bar{v}_{dqs}^a = Ax + Bu \quad (42)$$

$$\bar{i}_{dqs}^a = Cx$$

Burada,

$$A_{11} = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma \tau_r}\right) I - \omega_a J = a_{r11} I + a_{i11} J \quad (43.a)$$

$$\begin{aligned}
A_{12} &= \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \left(\frac{1}{\tau_r} I - p \omega_m J \right) = a_{r12} I + a_{i12} J \\
A_{21} &= \frac{L_m}{\tau_r} I = a_{r21} I \\
A_{22} &= -\frac{1}{\tau_r} I - (\omega_a - p \omega_m) J = a_{r22} I + a_{i22} J \\
B_1 &= \frac{1}{\sigma L_s} I = b_1 I, \quad B_2 = 0_{2 \times 2}, \quad C = [I \quad 0_{2 \times 2}] \\
I &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{43.b}$$

şeklindedir. Ayrıca, burada $\sigma = 1 - (L_m^2/L_s L_r)$ toplam kaçak akı faktörü ve $\tau_r = L_r/R_r$ rotor zaman sabitidir. Üretilen elektromanyetik moment ise aşağıdaki gibi yazılır.

$$t_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} (\psi_{rd}^a i_{sq}^a - \psi_{rq}^a i_{sd}^a) \tag{44}$$

4.2.2. Durum Değişkenleri Stator Akımı ve Stator Akısı Olan Model

Bu modelde durum değişkenleri stator akımı ve stator akısı olarak seçilir. Öyle ki;

$$x = [\bar{i}_{dqs}^a \quad \bar{\psi}_{dqs}^a]^t, \quad \bar{i}_{dqs}^a = \begin{bmatrix} i_{sd}^a \\ i_{sq}^a \end{bmatrix}, \quad \bar{\psi}_{dqs}^a = \begin{bmatrix} \psi_{sd}^a \\ \psi_{sq}^a \end{bmatrix} \tag{45}$$

gibidir. Buna göre, yukarıda verilen denklem (36)-(39)'dan makinanın durum-uzay modeli aşağıdaki şekilde elde edilir.

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{i}_{dqs}^a \\ \bar{\psi}_{dqs}^a \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_{dqs}^a \\ \bar{\psi}_{dqs}^a \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} \bar{v}_{dqs}^a = Ax + Bu \\
\bar{i}_{dqs}^a &= Cx
\end{aligned} \tag{46}$$

Burada,

$$\begin{aligned}
A_{11} &= -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1}{\sigma \tau_r}\right)I - (\omega_a - p\omega_m)J = a_{r11}I + a_{i11}J \\
A_{12} &= \frac{1}{\sigma L_s \tau_r}I - p\omega_m \frac{1}{\sigma L_s}J = a_{r12}I + a_{i12}J \\
A_{21} &= -R_s I = a_{r21}I \\
A_{22} &= -\omega_a J = a_{i22}J \\
B_1 &= \frac{1}{\sigma L_s}I = b_1 I \quad , \quad B_2 = I \quad , \quad C = [I \quad 0_{2 \times 2}] \\
I &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad , \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{47}$$

şeklindedir. Ayrıca, burada $\sigma = 1 - (L_m^2/L_s L_r)$ toplam kaçak akı faktörü ve $\tau_r = L_r/R_r$ rotor zaman sabitidir. Üretilen elektromanyetik moment ise aşağıdaki gibi yazılır.

$$t_e = \frac{3}{2}p(\psi_{sd}^a i_{sq}^a - \psi_{sq}^a i_{sd}^a) \tag{48}$$

4.2.3. Durum Değişkenleri Stator Akısı ve Rotor Akısı Olan Model

Bu modelde durum değişkenleri stator akısı ve rotor akısı olarak seçilir. Öyle ki;

$$x = [\bar{\psi}_{dqs}^a \quad \bar{\psi}_{dqr}^a]^t \quad , \quad \bar{\psi}_{dqs}^a = \begin{bmatrix} \psi_{sd}^a \\ \psi_{sq}^a \end{bmatrix} \quad , \quad \bar{\psi}_{dqr}^a = \begin{bmatrix} \psi_{rd}^a \\ \psi_{rq}^a \end{bmatrix} \tag{49}$$

gibidir. Buna göre, yukarıda verilen denklem (36)-(39)'dan makinanın durum-uzay modeli aşağıdaki şekilde elde edilir.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{\psi}_{dqs}^a \\ \bar{\psi}_{dqr}^a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{\psi}_{dqs}^a \\ \bar{\psi}_{dqr}^a \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} \bar{v}_{dqs}^a = Ax + Bu \tag{50}$$

$$\bar{i}_{dqs}^a = Cx$$

Burada,

$$\begin{aligned}
A_{11} &= -\frac{R_s}{\sigma L_s} I - \omega_a J = a_{r11} I + a_{i11} J \\
A_{12} &= R_s \frac{1 - \sigma}{\sigma L_m} I = a_{r12} I \\
A_{21} &= R_r \frac{1 - \sigma}{\sigma L_m} I = a_{r21} I \\
A_{22} &= -\frac{1}{\sigma \tau_r} I - (\omega_a - p \omega_m) J = a_{r22} I + a_{i22} J \\
B_1 &= I \quad , \quad B_2 = 0_{2 \times 2} \quad , \quad C = \begin{bmatrix} 1 & \sigma - 1 \\ \sigma L_s & \sigma L_m \end{bmatrix} I \\
I &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad , \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{51}$$

şeklindedir. Ayrıca, burada $\sigma = 1 - (L_m^2 / L_s L_r)$ toplam kaçak akı faktörü ve $\tau_r = L_r / R_r$ rotor zaman sabitidir. Üretilen elektromanyetik moment ise aşağıdaki gibi yazılır.

$$t_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} (\psi_{rd}^a \psi_{sq}^a - \psi_{rq}^a \psi_{sd}^a) \tag{52}$$

5. DOĞRUDAN MOMENT KONTROL YÖNTEMİ

Asenkron motorda üretilen elektromanyetik moment, durağan eksen takımında tanımlı stator akı vektörü $\bar{\psi}_s$ ile stator akım vektörü \bar{i}_s 'nin vektörel çarpımı ile orantılıdır.

$$t_e = \frac{3}{2} p (\bar{\psi}_s \times \bar{i}_s) \quad (53)$$

Bu eşitlikteki her iki uzay vektörü, durağan eksen takımında Şekil 5.1'de verildiği gibi gösterilir. Yani, $\bar{\psi}_s = \Psi_s e^{j\rho_s}$ yazılır. $\Psi_s = |\bar{\psi}_s|$ stator akı vektörünün genliği ve ρ_s stator akı vektörünün α eksenine göre açısıdır. Benzer şekilde, $\bar{i}_s = I_s e^{j\alpha_s}$ yazılır. $I_s = |\bar{i}_s|$ ve α_s stator akım vektörünün α eksenine göre açısıdır. Bu durumda, denklem (53) ile verilen moment ifadesi aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$t_e = \frac{3}{2} p \Psi_s I_s \sin(\alpha_s - \rho_s) = \frac{3}{2} p \Psi_s I_s \sin(\alpha_\psi) \quad (54)$$

Burada, $\alpha_\psi = \alpha_s - \rho_s$ stator akı vektörü ile stator akım vektörü arasındaki açıdır. Denklem (54)'den stator akı vektörünün genliği sabit tutulur ve ρ_s açısı değiştirilirse, üretilen momentin de değişeceği görülmektedir. Üretilen momentin, ρ_s açısı ile değiştiğini daha iyi anlayabilmek için denklem (54)'de verilen moment ifadesinin diğer bir formunu ele alabiliriz. Bunun için denklem (37) ve (39)'da verilen akı denklemleri kullanılarak,

$$\begin{aligned} \bar{\psi}_s &= L_s \bar{i}_s + L_m \bar{i}_r \\ \bar{\psi}_r &= L_r \bar{i}_r + L_m \bar{i}_s \end{aligned} \quad (55)$$

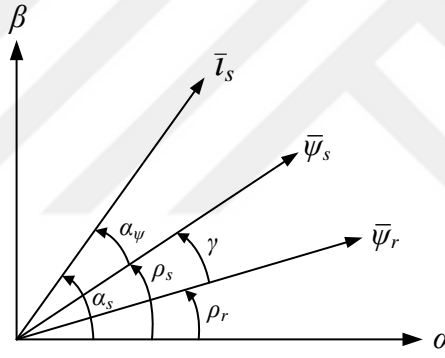
stator akım vektörü aşağıdaki gibi yazılır.

$$\bar{i}_s = \frac{1}{\sigma L_s} \bar{\psi}_s - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \bar{\psi}_r \quad (56)$$

Denklem (56), denklem (53)'de verilen moment ifadesinde yerine konursa,

$$\begin{aligned}
t_e &= \frac{3}{2} p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \bar{\psi}_r \times \bar{\psi}_s = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \Psi_r \Psi_s \sin(\rho_s - \rho_r) \\
&= \frac{3}{2} p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \Psi_r \Psi_s \sin(\gamma)
\end{aligned} \tag{57}$$

olur. Burada, $\Psi_r = |\bar{\psi}_r|$ ve $\gamma = \rho_s - \rho_r$ Şekil 5.1’de gösterildiği gibi stator akı vektörü ile rotor akı vektörü arasındaki açıdır ve ρ_r ise rotor akı vektörünün durağan eksen takımındaki α eksenine göre açısıdır. Standart sincap kafesli bir asenkron motorun rotor zaman sabiti oldukça büyüktür (tipik değeri $\tau_r > 0.1$ s’dir). Dolayısıyla, rotor akısı stator akısına nazaran yavaş bir şekilde değişir ve rotor akısı sabit kabul edilir (Vas, 1998). Eğer stator ve rotor akıları sabit kabul edilirse, denklem (57)’den γ açısının değiştirilmesi ile üretilen momentin de değişebileceği görülmektedir.



Şekil 5.1. Stator ve rotor akıları ile stator akımı uzay vektörleri

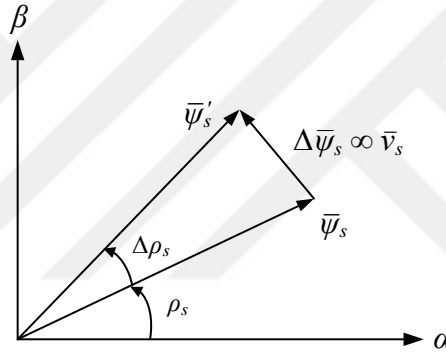
Diğer bir ifadeyle stator akı vektörünün genliğini istenen değerde sabit tutan fakat istenen moment değeri için gerekli konuma hızlıca getiren gerilim vektörü motora uygulanırsa, hızlı bir moment kontrolü gerçekleştirilebilir. Fakat, bazı uygulamalarda (alan zayıflatmalı çalışma gibi) stator akı genliği sabit olmayabilir. O zaman hem γ açısı hem de Ψ_s akı genliği yine uygun gerilim vektörü kullanılarak kontrol edilebilir. Yukarıda bahsedildiği gibi stator akı pozisyonunun yani γ açısının istenen doğrultuda değişimi, evirici tarafından üretilen gerilim vektörü ile gerçekleştirilir. Stator akı vektörü ile gerilim vektörü arasındaki ilişkiyi anlayabilmek için durağan eksen takımında tanımlanan stator gerilim denklemini ele alalım. Buna göre, denklem (36)’dan,

$$\bar{v}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\psi}_s}{dt} \quad (58)$$

olur. Analizi basitleştirmek için stator direnci üzerindeki gerilim düşümünü ihmal edelim ve zaman değişiminin çok küçük olduğunu düşünelim. O zaman,

$$\bar{v}_s = \frac{d\bar{\psi}_s}{dt} = \frac{\Delta\bar{\psi}_s}{\Delta t} \Rightarrow \Delta\bar{\psi}_s = \bar{v}_s \Delta t \quad (59)$$

yazılabilir. Görüldüğü gibi Δt süresi boyunca \bar{v}_s gerilim vektörünün uygulanması, stator akı vektörünün $\Delta\bar{\psi}_s$ kadar hareket etmesine neden olur. Bu durum Şekil 5.2’de gösterilmiştir.



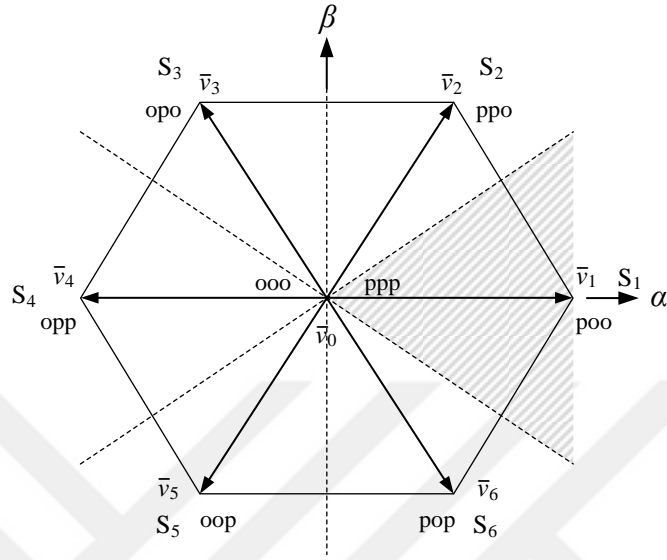
Şekil 5.2. Stator akı vektörü ile gerilim vektörü arasındaki ilişki

Stator akısının $\Delta\bar{\psi}_s$ değişim yönü uygulanan gerilim vektörünün yönüyle, hızı ise gerilim vektörünün genliğiyle orantılıdır. Dolayısıyla, uygun gerilim vektörünün adım adım seçilerek uygulanması, stator akısını istenen yönde değiştirilmesine imkân sağlar.

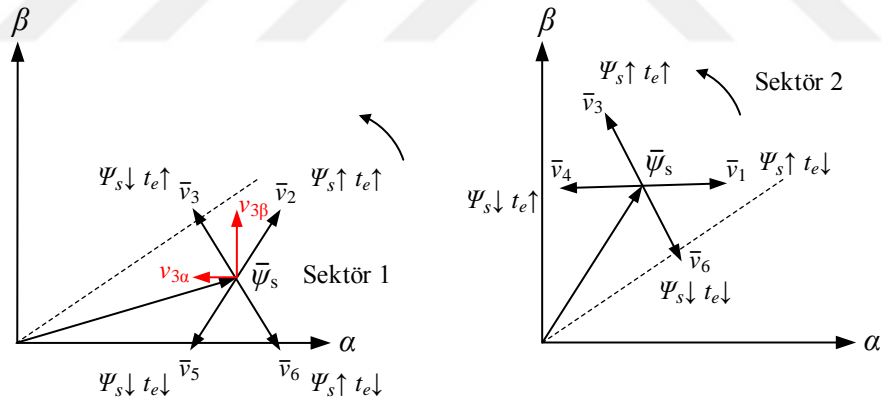
5.1. İki Seviyeli Eviricide Uygun Gerilim Vektörünün Seçimi

İki seviyeli eviricide, uygun gerilim vektörünün seçimi için gerilim vektör uzayı Şekil 5.3’de görüldüğü gibi altı sektöre ayrılır. Bu her sektör için uygun gerilim vektörü, akı ve moment istenen yönde arttıracak ya da azaltacak şekilde seçilir. Akı ve moment değişimleri histeresis bantlar kullanılarak belirlenir. Bu kontrolcülerin çıkışı her örnekleme periyotunda

akı ve momentteki azalış ya da artışı verir. Bu yüzden, uygun gerilim vektörünün seçiminde histerezis bantların önemi oldukça büyüktür.



Şekil 5.3. İki seviyeli eviricide gerilim vektör uzayına ait sektörler



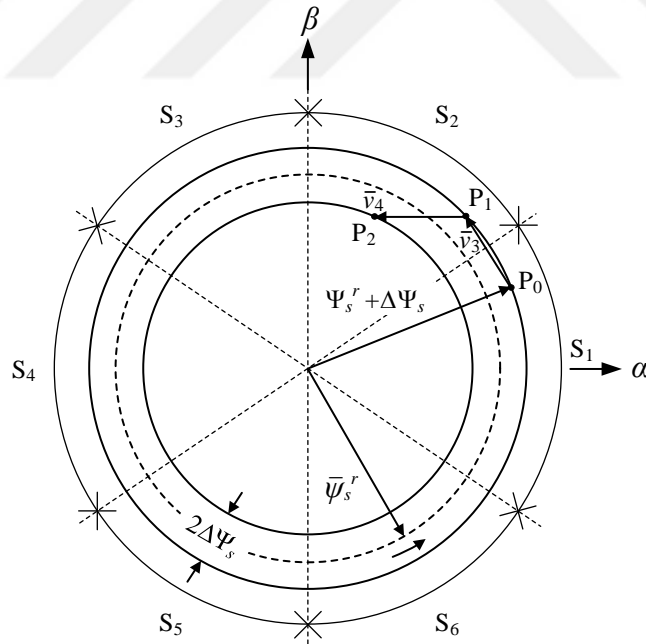
Şekil 5.4. Farklı sektörler için uygun gerilim vektörünün seçimi

Şekil 5.4'de stator akı vektörü birinci ve ikinci sektörde iken, uygulanan gerilim vektörlerine bağlı olarak akıda ve momentte oluşabilecek değişimler verilmiştir. Burada,

- Akı genliğinin azaltılması gerektiği durumlarda, akı yörüngesinin merkezine doğru yönelen vektörlerden biri uygulanır.
- Akı genliğinin artırılması gerektiği durumlarda, akı yörüngesinden dışa doğru yönelen vektörlerden biri uygulanır.

- Momentin azaltılması gerektiği durumlarda, akı vektörünün dönüş yönüne zıt vektörlerden biri uygulanır.
- Momentin artırılması gerektiği durumlarda, akı vektörünün dönüş yönü ile aynı vektörlerden biri uygulanır.
- Moment değişiminin istenmediği durumlarda ise sıfır gerilim vektörü uygulanır. Sıfır gerilim vektörü uygulandığında stator akı vektörü hemen hemen duracağı için (stator direnci üzerindeki gerilim düşümünden dolayı çok yavaş hareket eder) momentte bir değişim olmayacaktır. Fakat, bu vektörün uygulanma süresi moment dalgalanmasını doğrudan etkilediği için dikkat edilmelidir.

Yukarıda verilenlerden aslında akı ve momentin birbirinden bağımsız bir şekilde kontrol edildiği de çıkarılmaktadır. Bu kontrol, gerilim vektörünün radyal ve teğetsel bileşenlerinin yönü ile gerçekleştirilir. Örneğin; birinci sektörde bulunan referans akı vektörü için \bar{v}_3 gerilim vektörü seçilirse, $v_{3\alpha}$ bileşeni ile akı genliği azaltılırken $v_{3\beta}$ bileşeni ile moment arttırılmaktadır.



Şekil 5.5. Stator akı vektörünün kontrolü ve stator akı yörüngesi

Şekil 5.5'de ise gerilim vektörlerinin seçimi ile ilgili verilen bilgilerin daha iyi anlaşılabilmesi için örnek bir uygulama gösterilmiştir. Burada, $\bar{\psi}_s^r$ referans stator akı vektörünü temsil eder. Amaç referans stator akı vektörünü, $2\Delta\Psi_s$ genişliğindeki histerezis

bant içinde tutmaktır. Başlangıçta stator akı vektörünün birinci sektörde P_0 noktasında olduğunu kabul edelim. Stator akı vektörünün saat yönünün tersine döndüğünü varsayarsak, P_0 noktasında stator akı vektörü üst sınırdan olduğundan azaltılmalıdır. Bu ise \bar{v}_3 gerilim vektörü uygulanarak sağlanır. Böylece akı vektörü, P_0 noktasından P_1 noktasına taşınır ve artık akı vektörü ikinci sektörde olur. Burada akı vektörü istenen yönde döndürüldüğü için moment artışı da sağlanmıştır. Fakat, P_0 noktasında momentin azaltılması gerekseydi, o zaman hem akı hem de moment azalışını sağlayacak \bar{v}_5 gerilim vektörü seçilirdi. P_1 noktası için stator akı vektörü yine üst sınırdadır. İstenen yönde (saat yönünün tersine) döndürmek için akı vektörü yine azaltılmalıdır. Bu yüzden \bar{v}_4 gerilim vektörü seçilir. Bu durumda akı vektörü, P_1 noktasından yine ikinci sektörde bulunan P_2 noktasına taşınır. Eğer P_1 noktasında momentin azaltılması gerekseydi, o zaman \bar{v}_6 gerilim vektörü seçilirdi. Bu hem gerekli akı azalışını hem de istenen dönüşü sağlayan en uygun gerilim vektörüdür. Diğer taraftan, P_1 noktasında momentin değiştirilmemesi istenseydi, o zaman \bar{v}_0 sıfır gerilim vektörü uygulanırdı. Sıfır gerilim vektörüne ait anahtarlama durumunun ($\bar{v}_0(ooo)$ ya da $\bar{v}_0(ppp)$) seçimi, minimum anahtarlama kaybı için eviricinin sadece bir kolu anahtarlanacak şekilde yapılır. Bu yüzden, en son yapılan anahtarlama $\bar{v}_3(opo)$ olduğu için seçilecek sıfır gerilim vektörü $\bar{v}_0(ooo)$ olur. Böylece eviricinin sadece b faz bacağı anahtarlanır. P_2 noktası için stator akı vektörü artık alt sınıra ulaşmıştır ve akı genliği artırılmalıdır. Bunun için akı vektörünü istenen yönde (saat yönünün tersine) döndürecek \bar{v}_3 gerilim vektörü seçilir. Tüm verilen bu vektörler, akı vektörünü istenen yönde en hızlı hareketini sağlayan (momentin artışı, azalışını ya da durmasını sağlayacak) ve aynı zamanda akı genliğinin artışı ya da azalışını sağlayan gerilim vektörleridir.

Tablo 5.1. İki seviyeli eviricide uygun gerilim vektörü için anahtarlama tablosu

$d\psi_s$	dt_e	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6
	+1	$\bar{v}_2(ppo)$	$\bar{v}_3(opo)$	$\bar{v}_4(opp)$	$\bar{v}_5(oop)$	$\bar{v}_6(pop)$	$\bar{v}_1(poo)$
+1	0	$\bar{v}_0(ppp)$	$\bar{v}_0(ooo)$	$\bar{v}_0(ppp)$	$\bar{v}_0(ooo)$	$\bar{v}_0(ppp)$	$\bar{v}_0(ooo)$
	-1	$\bar{v}_6(pop)$	$\bar{v}_1(poo)$	$\bar{v}_2(ppo)$	$\bar{v}_3(opo)$	$\bar{v}_4(opp)$	$\bar{v}_5(oop)$
	+1	$\bar{v}_3(opo)$	$\bar{v}_4(opp)$	$\bar{v}_5(oop)$	$\bar{v}_6(pop)$	$\bar{v}_1(poo)$	$\bar{v}_2(ppo)$
0	0	$\bar{v}_0(ooo)$	$\bar{v}_0(ppp)$	$\bar{v}_0(ooo)$	$\bar{v}_0(ppp)$	$\bar{v}_0(ooo)$	$\bar{v}_0(ppp)$
	-1	$\bar{v}_5(oop)$	$\bar{v}_6(pop)$	$\bar{v}_1(poo)$	$\bar{v}_2(ppo)$	$\bar{v}_3(opo)$	$\bar{v}_4(opp)$

Buna göre, elde edilen bu sonuçlar doğrultusunda her sektöre ait en uygun gerilim vektörleri Tablo 5.1’de verildiği gibi olur. Bu tablodan uygun anahtarlama durumunun seçilmesi için öncelikle stator akı vektörünün hangi sektörde olduğu bilinmesi gerekir. Stator akı vektörünün hangi sektörde olduğunu bulabilmek için ρ_s akı vektörünün konum bilgisi kullanılır. Bunun için, $\psi_{s\alpha}$ ve $\psi_{s\beta}$ akı bileşenleri kullanılarak,

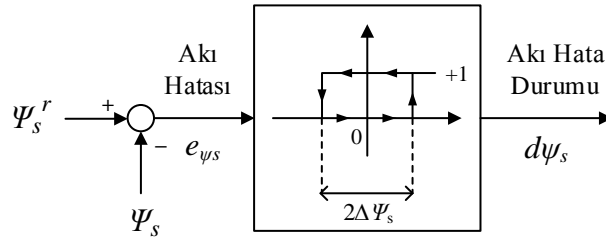
$$\rho_s = \tan^{-1} \left(\frac{\psi_{s\beta}}{\psi_{s\alpha}} \right) \quad (60)$$

şeklinde elde edilir. Böylece, ρ_s açısı ile Tablo 5.2’de verilen kurallar kullanılarak stator akı vektörünün hangi sektörde olduğu belirlenebilir.

Tablo 5.2. Stator akı vektörü için sektör belirleme kuralları

ρ_s Değeri	Sektör
$-30^\circ \leq \rho_s < 30^\circ$	1
$30^\circ \leq \rho_s < 90^\circ$	2
$90^\circ \leq \rho_s < 150^\circ$	3
$150^\circ \leq \rho_s < 210^\circ$	4
$210^\circ \leq \rho_s < 270^\circ$	5
$270^\circ \leq \rho_s < 330^\circ$	6

Diğer taraftan, Tablo 5.1’de stator akısının artırılması $d\psi_s = +1$, azaltılması ise $d\psi_s = 0$ durumuna karşılık gelmektedir. Bu özellik iki seviyeli histerezis karşılaştırıcının çıkış işareti $d\psi_s$ ile Şekil 5.6’daki gibi sağlanır.

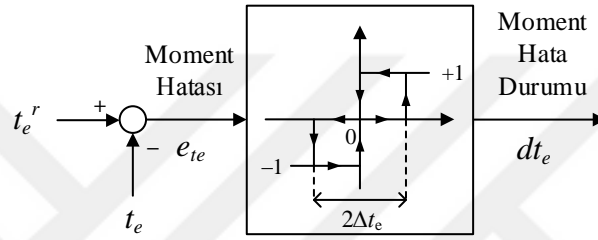


Şekil 5.6. İki seviyeli akı histerezis bandı

Bu durumlar ise aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\begin{aligned} d\psi_s &= +1, \quad \Psi_s^r > \Psi_s \geq \Psi_s^r - \Delta\Psi_s \\ d\psi_s &= 0, \quad \Psi_s^r - \Delta\Psi_s \geq \Psi_s > \Psi_s^r \end{aligned} \quad (61)$$

Aynı şekilde momentin artırılması $dt_e = +1$, azaltılması $dt_e = -1$ ve değişmemesi ise $dt_e = 0$ durumuna karşılık gelmektedir. Bu özellik üç seviyeli histerezis karşılaştırıcının çıkış işareti dt_e ile Şekil 5.7'deki gibi sağlanır.



Şekil 5.7. Üç seviyeli moment histerezis bandı

Bu durumlar ise şu şekilde ifade edilir. Saat yönünün tersine dönme durumunda,

$$\begin{aligned} dt_e &= +1, \quad t_e^r > t_e \geq t_e^r - \Delta t_e \\ dt_e &= 0, \quad t_e = t_e^r \end{aligned} \quad (62)$$

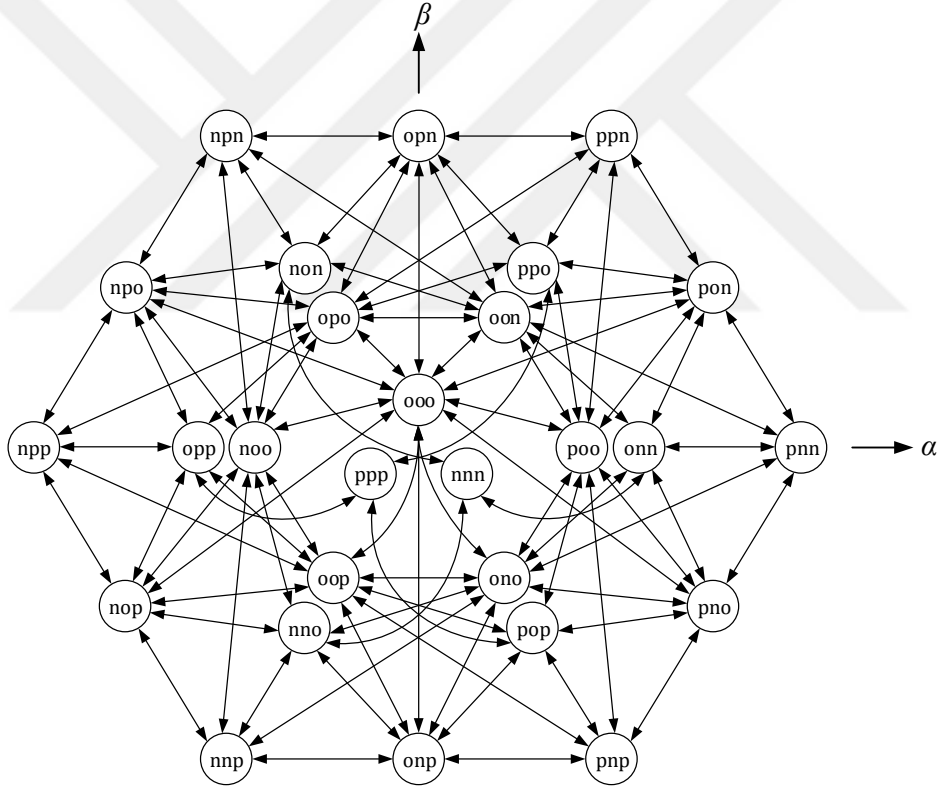
Saat yönünde dönme durumunda ise,

$$\begin{aligned} dt_e &= -1, \quad t_e^r + \Delta t_e \geq t_e > t_e^r \\ dt_e &= 0, \quad t_e = t_e^r \end{aligned} \quad (63)$$

olur. Yukarıda verilen anahtarlama tablosunun uygulanması durumunda makinanın hızı çok düşük olmadığı sürece güzel sonuçlar verir. Fakat, makine çalışmaya yeni başladığında ve çok düşük hızlarda akı kontrolünde sorunlar ortaya çıkabilir. Bu durumda önce stator akısı belirli bir değere getirilip daha sonra yük momentinin uygulanması önerilmektedir.

5.2. Üç Seviyeli Eviricide Uygun Gerilim Vektörünün Seçimi

Üç seviyeli diyot kenetlemeli eviricide, uygun gerilim vektörü seçimi iki seviyeli eviricideki gibi kolay ve basit değildir. Çünkü, üç seviyeli diyot kenetlemeli evirici yapısı fiziksel olarak bazı sınırlamalara sahiptir. Bunlar; (i) nötr noktası gerilim dengesizliklerine dikkat edilmesi gerekliliği, (ii) yumuşak anahtarlama geçişlerine (smooth vector switching) ihtiyaç duyulmasıdır (Zhang vd., 2012). Diyot kenetlemeli eviricide nötr noktası gerilim değişimlerine dikkat edilmemesi durumunda, anahtarlama elemanları üzerinde düzensiz gerilim dağılımları meydana gelecektir. Bu da anahtarlama elemanları üzerinde normal değerlerinden daha fazla gerilim düşümlerinin oluşmasına neden olur.



Şekil 5.8. Üç seviyeli diyot kenetlemeli eviricide izin verilen anahtarlama geçişleri

Diyot kenetlemeli eviricinin getirdiği diğer bir sınırlama ise yumuşak anahtarlama geçişlerine ihtiyaç duymasıdır (Zhang vd., 2012). Sert anahtarlama geçişi (hard vector switching) olarak bilinen p anahtarlama durumundan n anahtarlama durumuna geçiş, diyot kenetlemeli eviricilerde istenmeyen bir anahtarlama değildir. Çünkü, bu anahtarlama hem faz-faz hem de faz-nötr gerilimlerinde aşırı gerilim zıplamaları oluşacaktır (Zhang vd., 2012).

Bu da çıkış gerilim dalga şekillerinde harmonik bileşenlerin artmasına neden olur. Aynı zamanda bu anahtarlama komutasyonu süresince, tüm DA bara gerilimi sadece bir anahtar üzerine düşer (dynamic voltage sharing problem) (Wu, 2006). Bu durumda eviricinin güvenli bir şekilde çalışması da tehlikeye girecektir. Tüm bu problemler göz önüne alındığında, üç seviyeli diyot kenetlemeli eviricide gerçekleştirilebilecek anahtarlama geçişleri Şekil 5.8’de verildiği gibi olur (Sapin vd., 2007). Şekilden görüldüğü gibi burada sert anahtarlama geçişleri gösterilmemiş, fakat anahtarlama kayıplarını arttıracak anahtarlama geçişlerine yer verilmiştir. Örneğin; *pnp* anahtarlama durumundan *oop* anahtarlama durumuna geçiş, olmaması gereken bir anahtarlama geçişi değil, tercih edilmeyen bir anahtarlama geçişidir. Çünkü, bu durumda iki faz bacağında da anahtarlama yapılırsa anahtarlama kayıpları arzu edilen anahtarlama geçişine kıyasla iki katına çıkar. Literatürde üç seviyeli eviriciden beslenen doğrudan moment kontrollü motor sürücüler için uygun gerilim vektörünün seçiminde anahtarlama tablosu ve histerezis bantların (Lee vd., 2001, 2002; Sapin vd., 2007; Rodriguez vd., 2004; Zhang vd., 2012; Brando vd., 2015), model öngörülü kontrolün (Correa vd., 2007; Geyer ve Mastellone, 2012) ve farklı şekillerde geliştirilmiş yöntemlerin (Martins vd., 2002; Kouro vd. 2007; Khoucha vd. 2010, 2011) kullanıldığı çalışmalar yapılmıştır. Bu yöntemlerde uygun gerilim vektörünün seçimi, iki seviyeli eviriciye göre oldukça zor ve karmaşık bir hal aldığı görülmektedir. Bu tez kapsamında ise bu konu üzerine çok fazla durulmamış, daha çok uzay vektör modülasyon yöntemi ile gerçekleştirilen doğrudan moment kontrol yöntemi üzerinde çalışmalar yapılmıştır.

5.3. Stator Akı Vektörünün Kestirimi

Doğrudan moment kontrol (DMK) yönteminde stator akı vektörünün doğru bir şekilde kestirilmesi oldukça önemlidir. Çünkü, kestirilen stator akısı uygun anahtarlama vektörü seçiminde ve moment hesabında kullanıldığı için kontrol performansını doğrudan etkiler. Stator akı vektörünün kestirimi için iki farklı yöntem kullanılabilir. Bunlar, stator ve rotor gerilim denklemlerinden elde edilen gerilim ve akım tabanlı kestirim yöntemleridir. Rotor gerilim denklemlerine dayalı akım tabanlı kestirim yönteminde, stator akı vektörünü elde etmek için rotor hız bilgisine ihtiyaç duyulur. Kestirimin başarımı ise motor parametrelerine özellikle de rotor devresi parametrelerine oldukça bağlıdır. Düşük hızlarda iyi sonuçlar veren bu yöntem yüksek hızlara çıkıldıkça istenilen performansı gösterememektedir. Bu nedenle

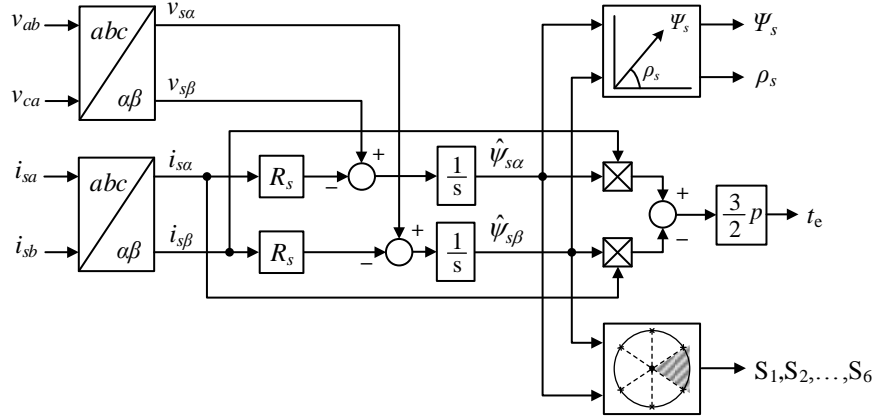
bu yöntem akı kestirimi için çok fazla tercih edilmez. Stator gerilim denklemlerine dayalı gerilim tabanlı kestirim yönteminde ise akı kestirimi için denklem (58)'de verilen eşitlik kullanılır. Buna göre,

$$\bar{\psi}_s = \int (\bar{v}_s - R_s \bar{i}_s) dt \quad (64)$$

yazılabilir. Burada, stator akı vektörü bileşenleri,

$$\begin{aligned} \psi_{s\alpha} &= \int (v_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \\ \psi_{s\beta} &= \int (v_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \end{aligned} \quad (65)$$

şeklinde elde edilir. Bu yöntemde akı kestirimini etkileyen en önemli parametre stator sargı direncidir. Sargı direnci makinanın çalışma koşullarına bağlı olarak değişebilir. Bu da kestirilen akıda hatalara neden olur. Özellikle düşük hız bölgelerinde sargı direnci üzerindeki gerilim düşümü akı kestiriminde daha da önem kazanmaktadır. Bu yüzden, yüksek hızlarda istenen kestirimler yapılabilirken, düşük hızlarda kestirimin başarımı düşmektedir.



Şekil 5.9. Doğrudan moment kontrol yönteminde kullanılan akı-moment kestiricisi

Şekil 5.9'da doğrudan moment kontrol yönteminde kullanılan temel akı-moment kestiricisinin blok şeması gösterilmiştir. Burada, üretilen moment,

$$t_e = \frac{3}{2}p(\psi_{s\alpha}i_{s\beta} - \psi_{s\beta}i_{s\alpha}) \quad (66)$$

eşitliği kullanılarak hesaplanmıştır. Verilen bu şemada uygulamada karşılaşılan en önemli sorun, saf integral işleminin gerçekleştirilme zorluğudur. Çünkü, ölçümlerden kaynaklı DA ofset hataları, ne kadar küçük olursa olsun, sonuçta saf integral işlemini doygunluğa sürükleyecektir. Bir diğer sorun ise başlangıç değer problemidir. Eğer başlangıç değeri iyi belirlenmemiş bir integral işlemi gerçekleştirilirse, hesaplanan akı büyüklüğünde DA bileşenler oluşacaktır. Bu sapma, motorda gerçekte var olmayan sabit DA akısına karşılık gelir ve motor normal çalışma moduna ulaştığı anda kaybolur, fakat giriş sinyalinde oluşacak hızlı bir değişim sapmanın tekrardan oluşmasına neden olabilir (Hu ve Wu, 1998). Bu sorunların giderilmesi için integral işlemi yerine alçak geçiren filtre kullanımı önerilmiştir. Fakat, alçak geçiren filtre kullanımı ile hesaplanan akı değerinde genlik ve faz hataları görülmektedir. En etkin çözüm ise adaptif kompanzasyonlu modifiye edilmiş integral yönteminin kullanımıdır (Hu ve Wu, 1998).

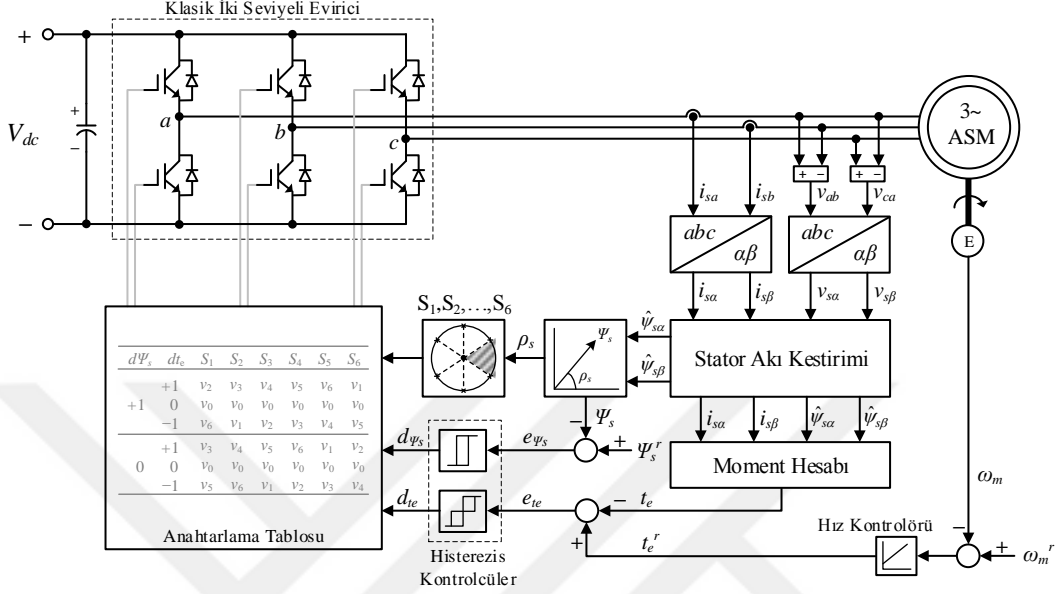
5.4. Doğrudan Moment Kontrol (DMK) Yönteminin Temel Şeması

Şekil 5.10'da, doğrudan moment kontrollü değişken hızlı sürücü sisteminin temel blok şeması verilmiştir. Burada, moment referansını veren hız denetleyicisi kullanılarak kapalı çevrim hız kontrolü de gerçekleştirilmiştir. Hız denetleyici girişi, referans hız ile gerçek hız arasındaki fark olan hız hatası değeridir. Denetleyicinin çıkışı ise referans moment değerini üretmektedir.

$$t_e^r = \left(K_{p\omega} + \frac{K_{i\omega}}{s} \right) (\omega_m^r - \omega_m) \quad (67)$$

Bu şemada referans stator akı vektörünün genliği, gerçek stator akı vektörü genliği ile karşılaştırılır ve üretilen hata akı histerezis bandına gönderilir. Benzer şekilde, moment referans değeri ile gerçek moment değeri karşılaştırılır ve üretilen hata moment histerezis bandına gönderilir. Akı ve moment histerezis kontrolcü çıkışları ($d\psi_s, dt_e$) ve stator akı vektörünün konumu, evirici anahtarlama tablosunda birlikte değerlendirilerek en uygun

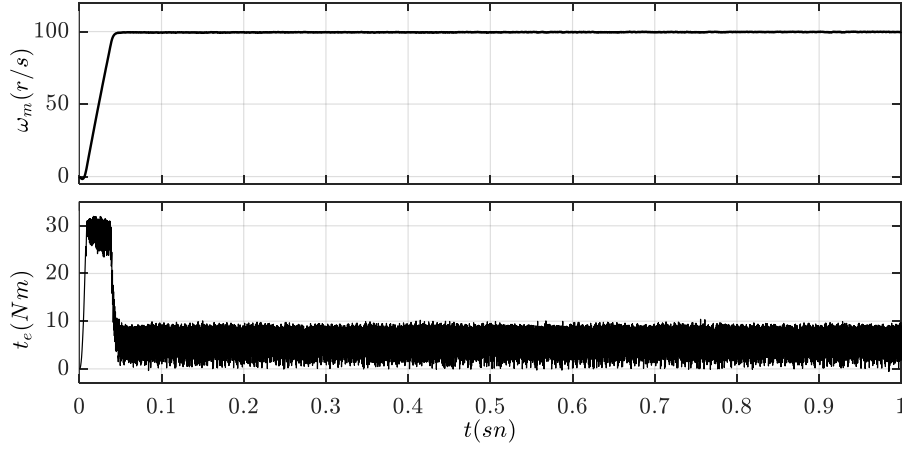
gerilim vektörü seçilir. Buradaki amaç daha önce belirtildiği gibi akı ve moment hatalarını kendi histerezis bant sınırları içerisinde tutmaya çalışmaktır.



Şekil 5.10. Doğrudan moment kontrollü iki seviyeli eviricili sürücünün temel blok şeması

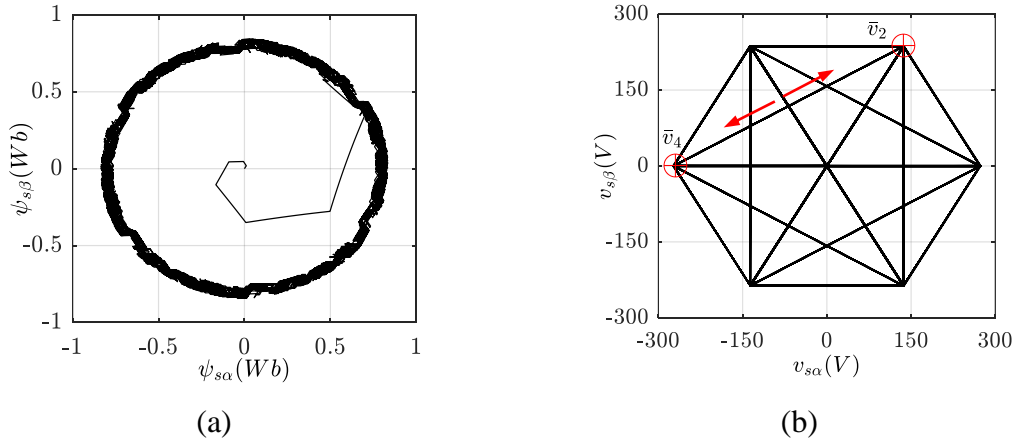
5.5. Temel DMK Yöntemi İçin Benzetim Çalışmaları

Bu bölümde, iki seviyeli eviriciden beslenen doğrudan moment kontrollü değişken hızlı sürücü sistemi için Matlab/Simulink ortamında gerçekleştirilen benzetim sonuçları verilmiştir. Benzetim çalışmaları, Şekil 5.10'da verilen temel blok şema göz önüne alınarak gerçekleştirilmiştir. Burada, akı-moment hesabı için Şekil 5.9'da verilen kestirim yapısı kullanılmıştır. Benzetimi yapılan asenkron motorun eşdeğer devre parametreleri ise Tablo 7.1'de verilmiştir. Örnekleme frekansı $f_s = 25 \text{ kHz}$ olarak alınmış ve dört adımlı Runge-Kutta yöntemi kullanılmıştır. Stator akı referans değeri $\Psi_s^r = 0.8 \text{ Wb}$ 'dir. Histerezis bant genişlikleri, moment için nominal moment değerinin %5'i olan $\pm 0.75 \text{ Nm}$, akı için referans akı değerinin yine %5'i olan $\pm 0.04 \text{ Wb}$ değerleri seçilmiştir. Evirici bara gerilimi $V_{dc} = 410 \text{ V}$ alınmıştır. Motor hız referansı olarak 100 r/s değeri girilmiş ve bu hız referansı yanında motora 5 Nm kadar da yük momenti uygulanmıştır.



Şekil 5.11. Temel DMK yönteminde hız ve üretilen moment

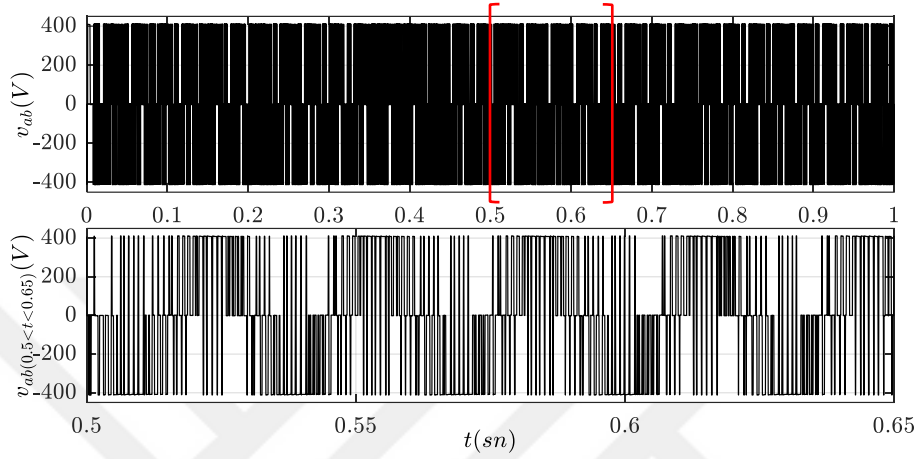
Şekil 5.11’de motorun gerçek hızı ve uygulanan yük momentine bağlı olarak üretilen elektromanyetik momenti gösterilmiştir. Şekil 5.12.a’da stator akı vektörünün oluşturduğu yörünge verilmiştir. Görüldüğü gibi stator akı vektörü, kendi histerezis sınırları içerisinde kalarak 0.8 Wb yarıçaplı bir dairesel yörüngede hareket etmektedir. Şekil 5.12.b’de ise iki seviyeli eviricide kullanılan gerilim vektörleri ve gerilim vektör uzayında bu vektörler arasındaki geçişler gösterilmiştir. Motora uygulanan v_{ab} faz-faz gerilimi ve motorun çektiği üç faz akımları da sırasıyla Şekil 5.13 ve Şekil 5.14’de gösterilmiştir.



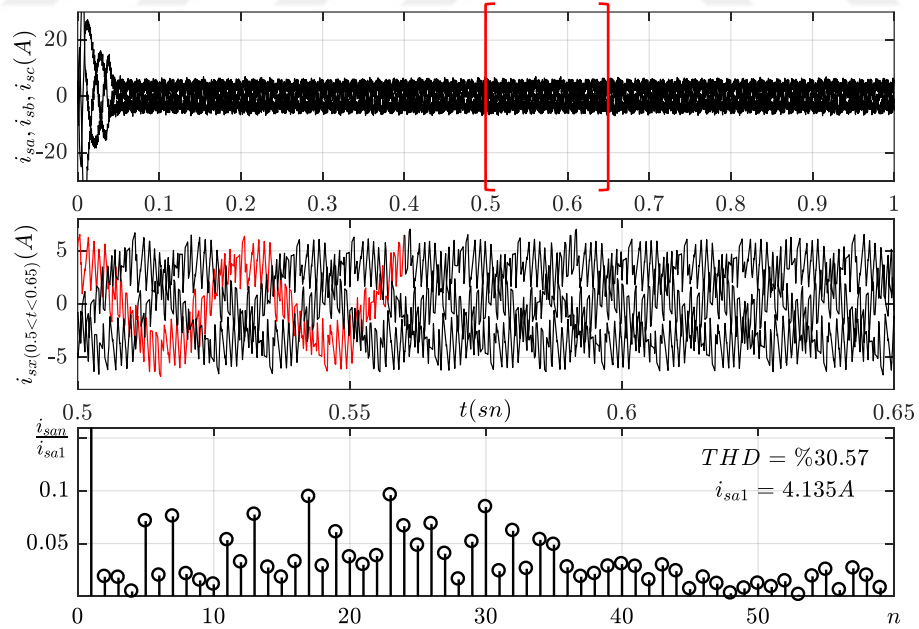
Şekil 5.12. Temel DMK yönteminde akı ve gerilim vektör uzayları; (a) Stator akı vektörü yörüngesi, (b) İki seviyeli gerilim vektör uzayı

Şekil 5.12.b’de verilen gerilim vektörleri arasındaki geçişler incelendiğinde, histerezis kontrolcüler ve anahtarlama tablosundan kaynaklı tercih edilmeyen vektör geçişlerinin

oluşturduğu görülmektedir. Örneğin, şekilde \oplus simgesi ile işaretlenen $\bar{v}_2(ppo)$ gerilim vektörü ile $\bar{v}_4(opp)$ gerilim vektörü arasında geçişler meydana gelmektedir. Bu durum, eviricinin ppo anahtarlama durumundan opp anahtarlama durumuna geçişini gerektirir. Dolayısıyla, faz bacaklarından iki tanesi (a ve c faz bacakları) aynı anda anahtarlanır.

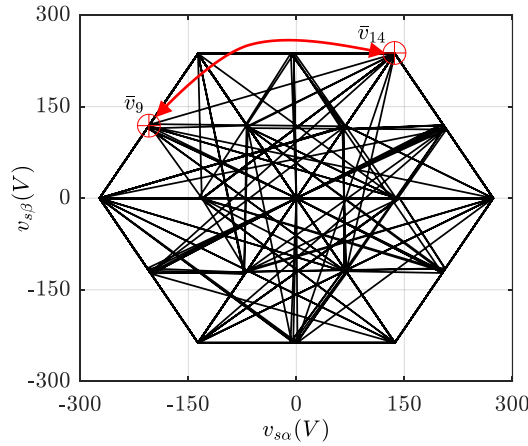


Şekil 5.13. Temel DMK yönteminde motora uygulanan v_{ab} faz-faz gerilimi ve $0.5 < t < 0.65$ zaman dilimi için faz-faz geriliminin değişimi



Şekil 5.14. Temel DMK yönteminde motorun çektiği üç faz akımları, $0.5 < t < 0.65$ zaman dilimi için faz akımlarının değişimi ve a faz akımı için harmonik analizi

Bu etki evirici çıkışında üretilen gerilim dalga şeklinde Şekil 5.13’de görüldüğü gibi bozulmalara ve harmonik bileşenlerin artmasına neden olur. Diğer taraftan, Şekil 5.14’de motorun çektiği üç faz akımları verilmiş ve bu faz akımlarından a faz akımı için harmonik analizi yapılmıştır. Harmonik analiz, şekilde kırmızı renk ile çizilen a faz akımının iki periyotluk zaman dilimi için gerçekleştirilmiştir. Bu durumda, faz akımının ana harmonik bileşeni $i_{sa1} = 4.135 A$ ve toplam harmonik bozunum değeri ise %30.57 kadar olmuştur. Şekil 5.15’de ise üç seviyeli diyot kenetlemeli eviricide uygun gerilim vektörünün seçimi için Bölüm 5.1’de verilen benzer adımların kullanılması durumunda, üç seviyeli gerilim vektör uzayındaki vektör geçişleri gösterilmiştir. Benzetim çalışması için kullanılan parametrelerin tamamı, bir önceki çalışmada alınan parametreler ile birebir aynıdır. Burada, gerilim vektörü seçiminde akı için akının artışına ve azalışına karşılık gelen iki seviyeli histerezis bant, moment için momentin küçük, orta, büyük azalış ve artışları ile momentin değişmediği durumlara karşılık gelen yedi seviyeli histerezis bant kullanılmıştır. Momentin küçük, orta ve büyük değişimleri üç seviyeli eviricide üretilen küçük, orta ve büyük gerilim vektörleri kullanılarak kontrol edilebilir. Fakat, uygun gerilim vektörü seçiminde kullanılan seçim kriterleri ve anahtarlama tablosu iyi bir şekilde belirlenmemişse, iki seviyeli eviriciden beslenen sürücüye göre daha fazla moment ve akı dalgalanmaları oluşabilir. Ayrıca, Bölüm 5.2’de verilen problemlerin de ortaya çıkması muhtemeldir.



Şekil 5.15. Temel DMK yönteminde üç seviyeli gerilim vektör uzayı ve gerilim vektörleri arasındaki geçişler

Şekil 5.15’den görüldüğü gibi gerilim vektörleri arasındaki geçişlerde olmaması ya da istenmeyen geçişlerin oluştuğu görülmektedir. Örneğin; $\bar{v}_{14}(ppn)$ anahtarlama durumundan

$\bar{v}_9(npo)$ anahtarlama durumuna geçiş, diyot kenetlemeli evirici için izin verilen anahtarlama geçişleri arasında değildir. Fakat, histerezis bantlar ve anahtarlama tablosundan kaynaklı seçimlerden dolayı böyle bir sorun ile karşılaşmaktadır. Bu durumun çözümü için klasik anahtarlama tablosu ya da histerezis bantların farklı şekillerde modifiye edilmesi veya ek kontrolcülerin kullanılması gereklidir. Bu da kontrolü zorlaştırmakta ve yapının daha da karmaşık bir hal almasına neden olmaktadır.

5.6. Uzak Vektör Modülasyonlu Doğrudan Moment Kontrol Yöntemi

Uzak vektör modülasyonlu doğrudan moment kontrol (UVM-DMK) yöntemi, klasik yöntemde karşılaşılan değişken anahtarlama frekansı ve moment dalgalanmaları gibi önemli sorunları ortadan kaldırmak için geliştirilmiştir. Bu yöntemde, histerezis kontrolcüler ve anahtarlama tablosu yerine UVM yöntemi kullanılır. Akı ve moment kapalı çevrimli PI kontrollü şema bu yöntemin en temel yapısıdır ve stator akı eksenini referans alınarak elde edilen makine modeli üzerinden türetilmiştir. Bu nedenle, öncelikle stator akı eksenini referans alınarak elde edilen makinenin stator gerilim denklemlerini yazalım. Buna göre, ω_s stator akı vektörünün hızı olmak üzere, denklem (36)'da verilen eşitliklerde $\omega_a = \omega_s$ yazılırsa,

$$\begin{aligned} v_{sx} &= R_s i_{sx} + \frac{d\Psi_s}{dt} \\ v_{sy} &= R_s i_{sy} + \omega_s \Psi_s \end{aligned} \quad (68)$$

elde edilir. Bu makine modelinde x referans eksenini ile stator akısı vektörü çakıştırıldığı için stator akısının y bileşeni sıfırdır yani $\psi_{sy} = 0$ ve $\psi_{sx} = \Psi_s = |\bar{\psi}_s|$ olur. Denklem (48)'den moment ifadesi ise,

$$t_e = \frac{3}{2} p \Psi_s i_{sy} \quad (69)$$

gibi yazılır. Denklem (68)'de verilen v_{sx} gerilim bileşeni için,

$$v_{sx} = R_s i_{sx} + \frac{\Delta\Psi_s}{T_s} \quad (70)$$

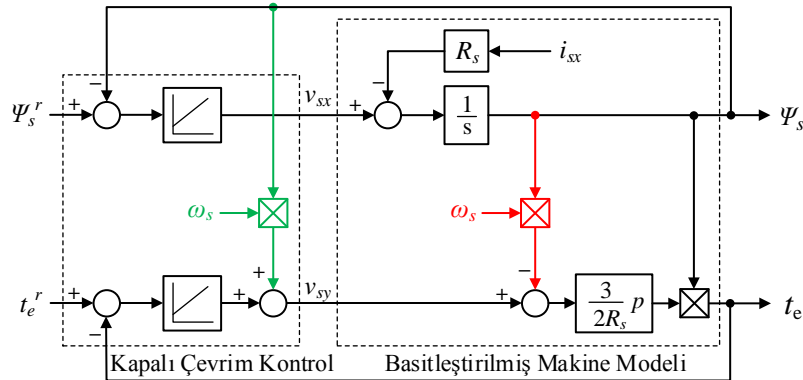
yaklaşımı yapılabilir. Burada, T_s örnekleme periyotudur. Eğer yüksek hızlarda $R_s i_{sx}$ gerilim düşümü ihmal edilirse, v_{sx} gerilim bileşeni stator akı değişimini kontrol eder. Benzer şekilde v_{sy} gerilim bileşeni, denklem (69) kullanılarak,

$$v_{sy} = R_s \frac{2t_e}{3p\Psi_s} + \omega_s \Psi_s \quad (71)$$

şeklinde düzenlenirse, ortak kuplaj etkisi $\omega_s \Psi_s$ göz önüne alınmadığı takdirde moment üretimini kontrol eder. Dolayısıyla, stator gerilim vektörünün x ve y bileşenleri aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$\begin{aligned} v_{sx} &= \left(K_{p\psi} + \frac{K_{i\psi}}{s} \right) (\Psi_s^r - \Psi_s) \\ v_{sy} &= \left(K_{pt} + \frac{K_{it}}{s} \right) (t_e^r - t_e) + \omega_s \Psi_s \end{aligned} \quad (72)$$

Burada, moment üretiminde $\omega_s \Psi_s$ bileşeni PI denetleyicinin çıkışına eklenerek ortak kuplaj etkisi basit bir şekilde dekuplaj edilmeye çalışılmıştır. Benzer işlem akı üretiminde de $R_s i_{sx}$ bileşenin özellikle düşük hızlarda kompanse edilmesi için yapılabilir. Fakat, bu durumda i_{sx} akımının elde edilmesi için fazladan dönüşüm işlemi gerçekleştirilir. Bu da akı hesabı süresinin uzamasına neden olur. Dolayısıyla, burada $R_s i_{sx}$ kompanse işlemi kullanılan PI denetleyicisi tarafından yapılır.

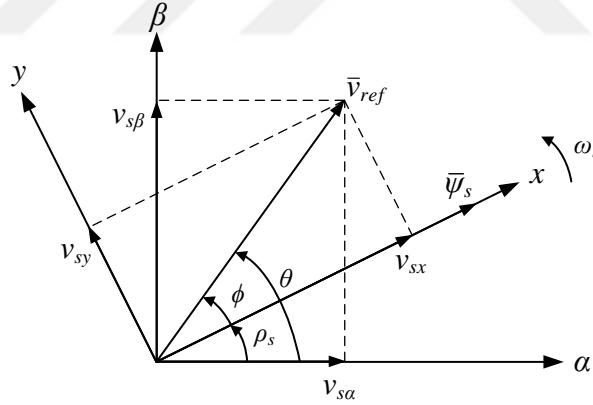


Şekil 5.16. Asenkron makinanın basitleştirilmiş kapalı çevrimli moment ve akı kontrolü

Sonuç olarak, asenkron makinanın stator akı referans eksen takımında basitleştirilmiş kapalı çevrimli moment ve akı kontrolü Şekil 5.16'da verildiği gibi olur. Bu çevrimin uzay vektör modülasyon yöntemi ile kullanılabilmesi için referans vektörün genliği ve durağan eksen takımına göre açısı elde edilmelidir. Bunun için stator geriliminin x ve y bileşenlerinden referans gerilimin genliği ve açısı,

$$|\bar{v}_{ref}| = \sqrt{v_{sx}^2 + v_{sy}^2} \quad , \quad \phi = \tan^{-1}\left(\frac{v_{sy}}{v_{sx}}\right) \quad , \quad \theta = \phi + \rho_s \quad (73)$$

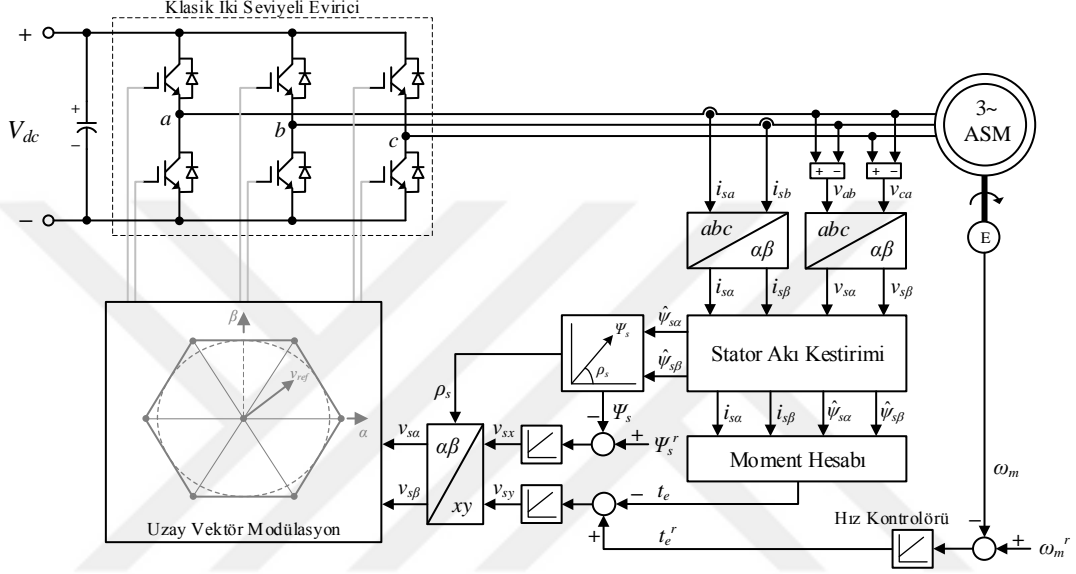
şeklinde elde edilir. Burada, ϕ açısı referans vektörünün x eksenine ile yaptığı açıdır. Referans vektörün durağan eksen takımına göre θ açısı ise Şekil 5.17'den görüldüğü gibi ϕ açısı ile ρ_s stator akı vektörünün açısının toplamına eşittir. Eğer modülasyon yönteminde $v_{s\alpha}$ ve $v_{s\beta}$ gerilim bileşenleri kullanılıyorsa o zaman denklem (33)'de verilen ters Park dönüşüm matrisi kullanılarak elde edilebilir. Burada, ζ dönüşüm açısı olarak stator akı vektörünün ρ_s konum açısı alınır.



Şekil 5.17. Referans gerilim vektörünün durağan ve stator akı eksenine göre konumu

Buna göre uzay vektör modülasyonlu doğrudan moment kontrol yönteminin temel blok şeması Şekil 5.18'de verildiği gibi olur. Bu şemada, akı ve moment denetleyici parametrelerinin seçimi sürücü performansını önemli ölçüde etkilemektedir. Denetleyici parametreleri denklem (70) ve (71)'de verilen eşitliklere dayanarak belirlenir (Lascu vd., 2000). Moment denetleyicisinin K_{pt} oransal kazancının değeri en az $2R_s/3p\Psi_s$ katsayısına eşit olmalıdır. Fakat, hızlı moment cevabı için K_{pt} bu değerden biraz yüksek seçilir. Çok

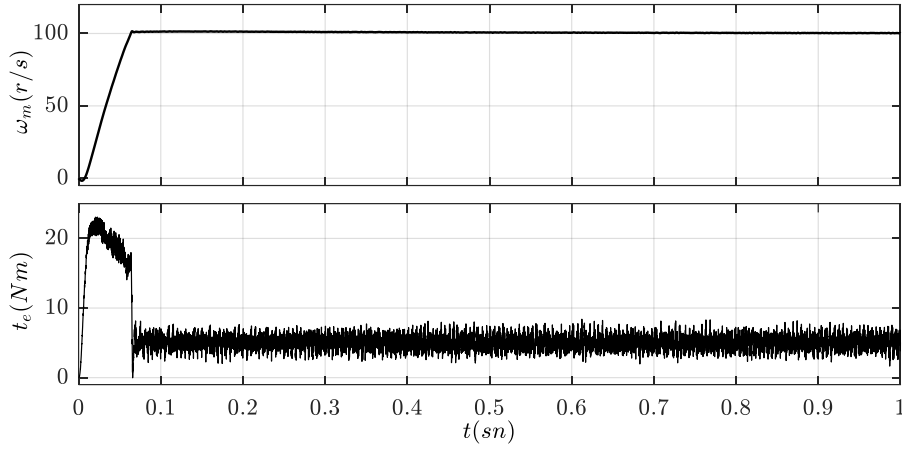
yüksek seçilen K_{pt} değerlerinde ise momentte yüksek dalgalanmalar oluşur. Akı denetleyicisinin $K_{p\psi}$ oransal kazancı ise $1/T_s$ örnekleme frekansından küçük seçilir. Bu durumda akı denetleyicisinin cevabı çok hızlı olmasa bile tüm sistemin kararlılığı sağlanabilir. Her iki denetleyicideki K_{it} ve $K_{i\psi}$ integral kazançları ise ortak kuplaj etkisi ve gerilim düşümünden kaynaklı hataları giderecek şekilde bir değer seçilmelidir.



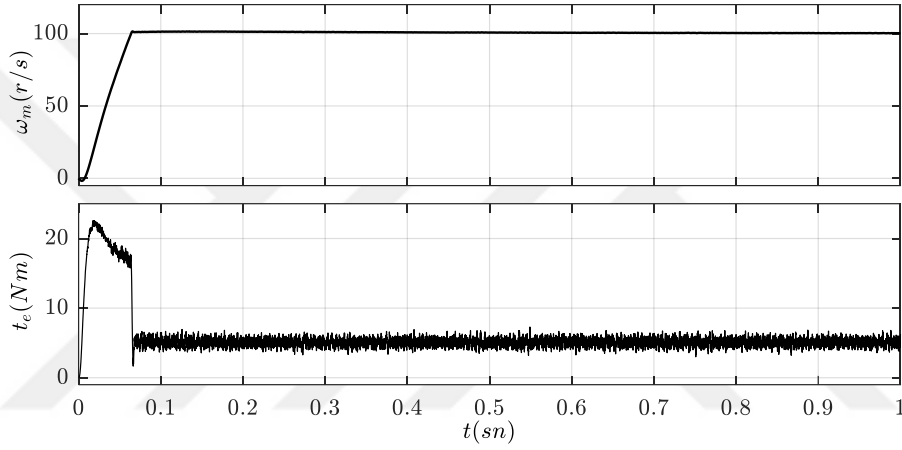
Şekil 5.18. Kapalı çevrim akı ve moment kontrollü uzay vektör modülasyonlu doğrudan moment kontrollü sürücünün temel blok şeması

5.7. UVM-DMK Yöntemi İçin Benzetim Çalışmaları

Bu bölümde, iki seviyeli klasik eviriciden ve üç seviyeli diyot kenetlemeli eviriciden beslenen UVM-DMK yönteminin Matlab/Simulink ortamında yapılan benzetim sonuçları verilmiştir. İki seviyeli eviricinin kullanıldığı benzetim çalışması, Şekil 5.18’de verilen blok şema göz önüne alınarak gerçekleştirilmiştir. Üç seviyeli eviricinin kullanıldığı benzetim çalışmasında ise bu şemadan farklı olarak diyot kenetlemeli evirici ve basitleştirilmiş üç seviyeli uzay vektör modülasyon yöntemi kullanılmıştır. Her iki şemada da akı ve moment kestirimi, Şekil 5.9’da verilen blok şema kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Benzetimde kullanılan motor parametreleri ise Tablo 7.1’de verilmiştir. Elde edilen sonuçların doğru bir karşılaştırmasını yapabilmek için her iki benzetimde kullanılan tüm parametreler birebir aynı alınmıştır.



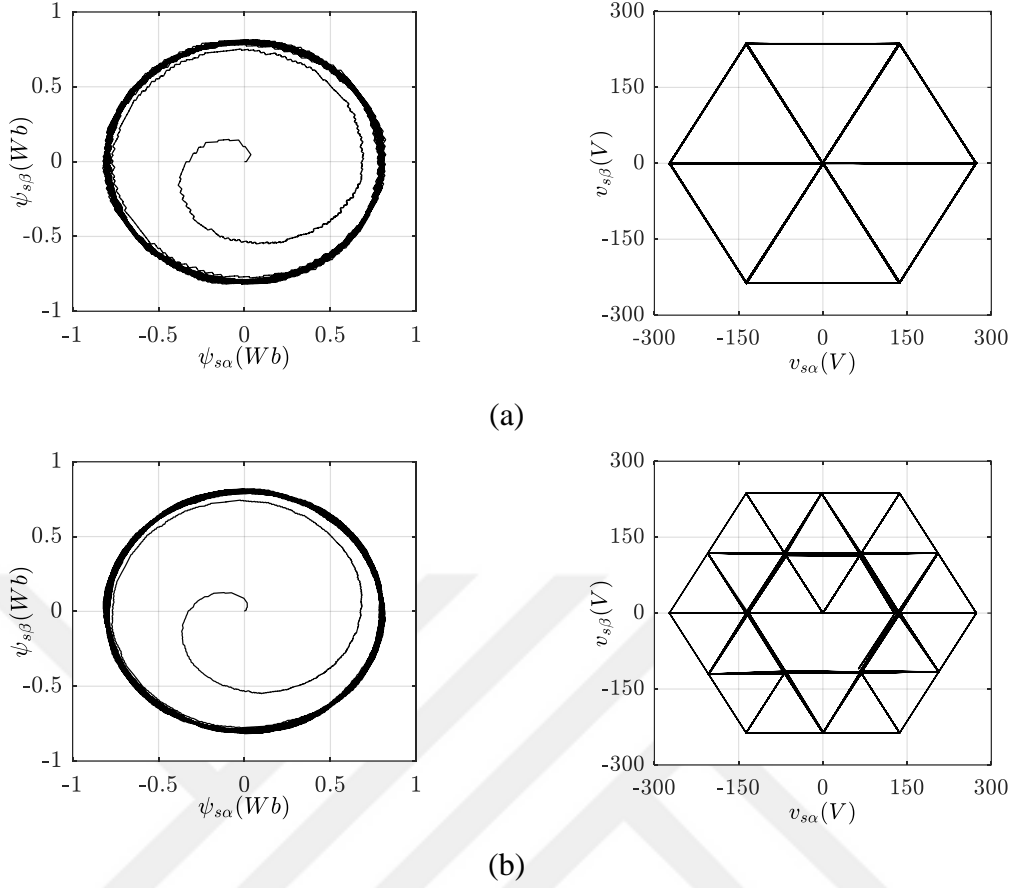
(a)



(b)

Şekil 5.19. İki seviyeli eviriciden (a) ve üç seviyeli eviriciden (b) beslenen UVM-DMK yönteminde hız ve üretilen moment

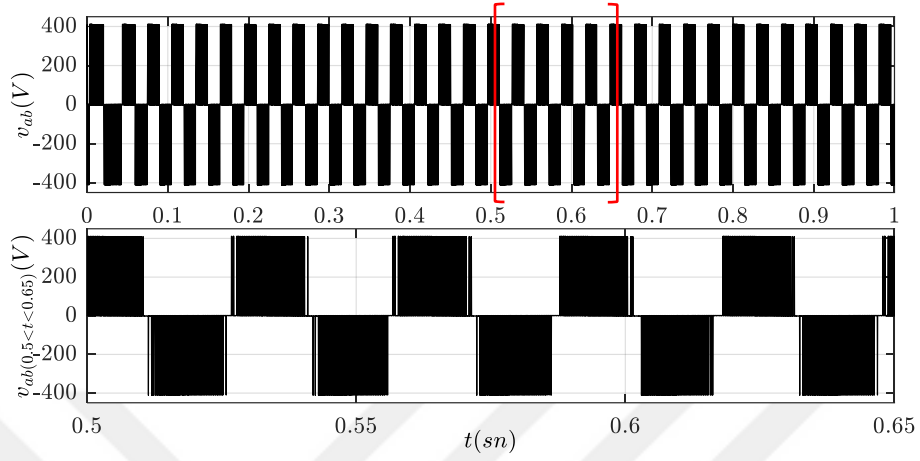
Benzetim çalışmalarında, örnekleme frekansı $f_s = 25 \text{ kHz}$, anahtarlama frekansı ise $f_z = 3 \text{ kHz}$ olarak seçilmiş ve dört adımlı Runga-Kutta yöntemi kullanılmıştır. Ayrıca, stator akı referans değeri $\Psi_s^r = 0.8 \text{ Wb}$, evirici bara gerilimi $V_{dc} = 410 \text{ V}$ ve yük momentini de 5 Nm olarak alınmıştır. Motor hız referansı ise 100 r/s olarak girilmiştir. Şekil 5.19'da motorun gerçek hızı ve kalkış anı ile uygulanan yük momentine bağlı olarak üretilen elektromanyetik moment değişimi verilmiştir. Buradan, üç seviyeli eviriciden beslenen motorun moment dalgalanmaları, iki seviyeli eviriciye göre azaldığı görülmektedir. Her iki benzetim çalışması için stator akı vektörünün oluşturduğu yörüngeler ise Şekil 5.20'de verilmiştir. Yine aynı şekilde iki ve üç seviyeli eviricide kullanılan gerilim vektörleri ve gerilim vektör uzayında bu vektörler arasındaki geçişler gösterilmiştir.



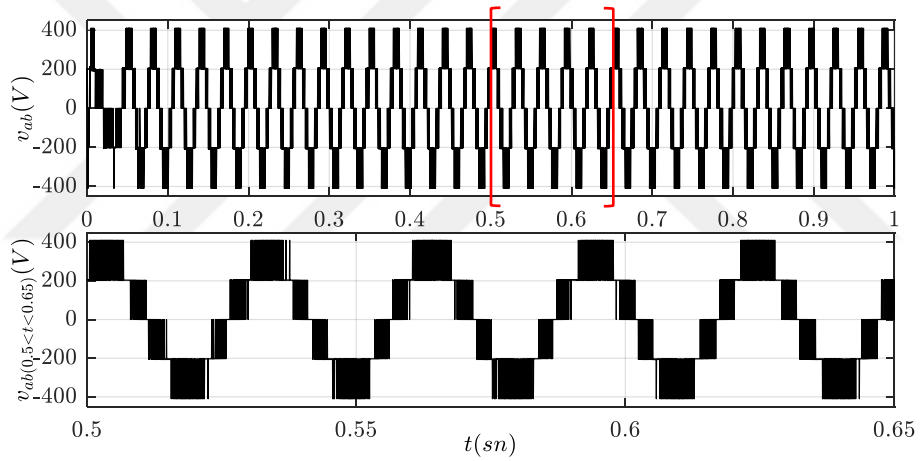
Şekil 5.20. İki seviyeli eviriciden (a) ve üç seviyeli eviriciden (b) beslenen UVM-DMK yönteminde stator akı vektörü yörüngeleri ve gerilim vektör uzayları

Şekil 5.20’de verilen gerilim vektör uzayları, Şekil 5.12 ve Şekil 5.15’de verilen ve temel DMK yöntemi ile elde edilen vektör uzayları ile karşılaştırıldığında istenmeyen anahtarlar geçişlerinin oluşmadığı ve özellikle üç seviyeli eviricinin güvenli bir şekilde çalışabileceği görülmektedir. Aynı zamanda, temel yapıya kıyasla Şekil 5.21’de verildiği gibi evirici çıkışlarında daha az harmonik bileşen içeren gerilimlerin de üretilebileceği görülmektedir. Diğer taraftan, Şekil 5.22’de her iki sürücü için motorun çektiği üç faz akımları verilmiş ve bu faz akımlarından a faz akımı için harmonik analizler yapılmıştır. Harmonik analiz, şekilde kırmızı renk ile çizilen a faz akımının iki periyotluk zaman dilimi için gerçekleştirilmiştir. Bu durumda, iki seviyeli eviriciden beslenen motorun çektiği faz akımının ana harmonik bileşeni $i_{sa1} = 4.044 A$ ve toplam harmonik bozunum değeri %9.67 kadar olmuştur. Temel DMK yöntemine göre iki seviyeli UVM-DMK yönteminde akımların THD değeri oldukça düşmüştür. Benzer şekilde, üç seviyeli eviriciden beslenen motorun çektiği akımın ana harmonik bileşeni ise $i_{sa1} = 4.129 A$ ve toplam harmonik bozunum

değeri de %6.12 kadardır. Beklenildiği gibi üç seviyeli eviriciden çekilen akımın THD değeri, iki seviyeli eviriciden çekilen akımın THD değerine göre oldukça düşmüştür.

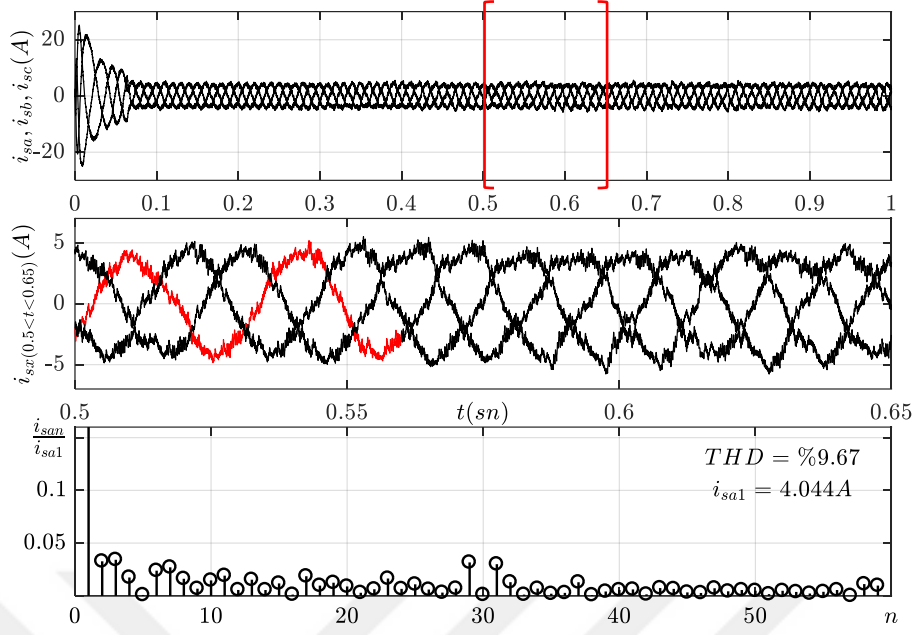


(a)

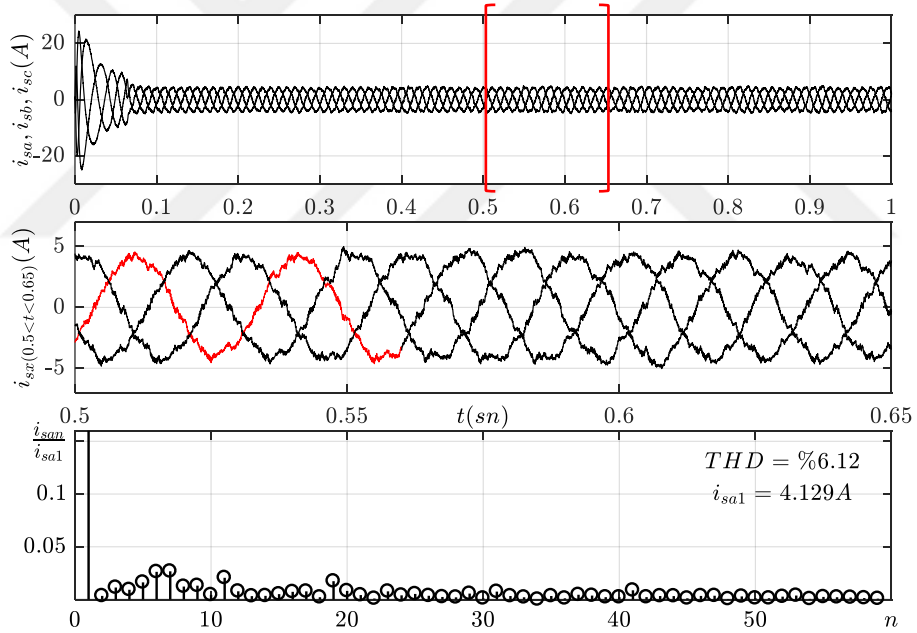


(b)

Şekil 5.21. İki seviyeli eviriciden (a) ve üç seviyeli eviriciden (b) beslenen motora uygulanan v_{ab} faz-faz gerilimi ve $0.5 < t < 0.65$ zaman dilimi için faz-faz geriliminin değişimi



(a)



(b)

Şekil 5.22. İki seviyeli eviriciden (a) ve üç seviyeli eviriciden (b) beslenen motorun çektiği üç faz akımları, $0.5 < t < 0.65$ zaman dilimi için faz akımlarının değişimi ve a faz akımı için harmonik analizi

6. GENİŞLETİLMİŞ KALMAN FİLTRESİ İLE HIZ KESTİRİMİ

Sistemin gelecekteki durumlarının değişiminde bir rastgeleliğin olmadığı her şeyin belirgin olduğu sistemlere deterministik sistemler denir. Diferansiyel denklemler tarafından tanımlanan makine modeli ve bu modele dayalı gözlemleyici yapıları deterministik sistemlere örnek verilebilir. Bu yapıların belirli bir çalışma noktasında sistemin durumunu birebir tanımlaması oldukça zordur. Bunun nedeni ise uygulamada karşılaşılan üç etkenden kaynaklıdır. Bunlar;

- Sistemin matematiksel modeli hiçbir zaman mükemmel olamaz, yani oluşturulan modeller ilgili sistemin yalnızca karakteristiklerini yansıtır.
- Sistem yalnızca kontrol girişlerine maruz kalmaz, aynı zamanda modellenemeyen ve kontrol edilemeyen bozucu girişlere de maruz kalabilir.
- Sistemden alınan ölçümlerin mükemmel olmaması, yani sensörlerden kaynaklı ölçüm hataları ve gürültülerin göz ardı edilemeyecek olmasıdır.

Deterministik (belirgin) sistemler, bu etkenlerin hiçbirini göz önünde bulundurmaz. Bu da bizi stokastik (olasıl) modellemeye yönlendirmektedir. Stokastik tabanlı kestirim yapan, iyi bilinen ve çok kullanılan yöntemlerden birisi Kalman filtresidir. Kalman filtresi, doğrusal sistemlerde sistem ve ölçüm gürültülerini hesaba katarak olasıl yaklaşımla sistem durumlarını kestiren, yinelemeli (recursive) bir durum gözlemleyicisidir (Vas, 1998). Kalman filtresi, tüm verilerin saklanması ve bunların her defasında yeniden kullanılmasını gerektirmez. Bir önceki kestirim sonuçları ile o anki giriş ve çıkış değerlerini kullanması yeterlidir. Yine Kalman filtresi, gerçek ile kestirilen durumlar arasındaki fark olarak tanımlanan ortalama karesel hatayı, minimum yapacak şekilde durumları kestirdiği için optimal bir gözlemleyicidir (Haykin, 2001). Genişletilmiş Kalman filtresi ise Kalman filtresinin doğrusal olmayan sistemlere uyarlanmış bir halidir. Bu bölümde, öncelikle Kalman filtresi ile ilgili genel tanımlar yapılacak, ardından doğrusal olmayan sistemlere uygulanışı ile ilgili açıklamalar ve algoritmaya ilişkin matematiksel denklemler verilecektir.

6.1. Kalman Filtresi

Ayrık zamanda, doğrusal olan sistemlerin $x \in \mathcal{R}^n$ durumlarını kestirmek için aşağıda

verilen fark denklemleri kullanılır.

$$\begin{aligned} x_{k+1} &= A_d x_k + B_d u_k + w_{1k} \\ z_k &= H_d x_k + w_{2k} \end{aligned} \quad (74)$$

Burada, k zaman adımını ifade eder. $A_d \in \mathcal{R}^{n \times n}$ ve $B_d \in \mathcal{R}^{n \times m}$ sırasıyla ayrık zamanda tanımlı sistem ve giriş matrisleridir. $H_d \in \mathcal{R}^{p \times n}$ ise ayrık zamanda tanımlı ölçüm matrisidir. $z \in \mathcal{R}^p$ ölçüm vektörü, $u \in \mathcal{R}^m$ giriş vektörü, $w_1 \in \mathcal{R}^n$ sistem gürültü vektörü ve $w_2 \in \mathcal{R}^p$ ölçüm gürültü vektörüdür. Kalman filtresi tasarlanırken, sistem ve ölçüm gürültülerinin sıfır ortalamalı, beyaz gürültülü ve Gaussian biçiminde rastgele dağılmış değerlerden oluştuğu varsayılır. Sistem gürültüsü ile ölçüm gürültüsünün istatistiksel olarak birbirleri ile bir ilişkisinin olmadığı da yapılan varsayımlar arasındadır. Yani,

$$E[w_1(i)w_2(j)^t] = \begin{cases} 0 & i = j \\ 0 & i \neq j \end{cases} \quad (75)$$

şeklindedir. Bu ifadede $E[\cdot]$ beklenen (expected) değeri ifade eder. Gürültü vektörlerinin farklı zamanlardaki değerleri arasında da istatistiksel olarak bir ilişkinin olmadığı kabul edilir ve kovaryans (ortak değişim) matrisleri aşağıdaki şekilde tanımlanır.

$$\begin{aligned} E[w_1(i)w_1(j)^t] &= \begin{cases} Q & i = j \\ 0 & i \neq j \end{cases} \\ E[w_2(i)w_2(j)^t] &= \begin{cases} R & i = j \\ 0 & i \neq j \end{cases} \end{aligned} \quad (76)$$

Burada, Q ve R sırasıyla sistem ve ölçüm gürültü kovaryans matrislerini ifade eder. Kalman filtresinde, k zaman adımı için tahmin edilen \hat{z}_k ölçüm vektörü ile yine k zaman adımında sistemden alınan z_k gerçek ölçüm vektörü arasındaki fark kestirim hatası olup,

$$e_k = z_k - \hat{z}_k = z_k - H_d \hat{x}_{k|k-1} \quad (77)$$

şeklinde tanımlanır. Burada, $\hat{x}_{k|k-1}$ k zaman adımı için tahmin edilen durumları ifade eder ve güncel \hat{x}_{k-1} durumlar kullanılarak sistemin durum uzay modelinden elde edilir.

$$\hat{x}_{k|k-1} = A_d \hat{x}_{k-1} + B_d u_k \quad (78)$$

Tahmin edilen bu durumlar e_k kestirim hatası ve k zaman adımı için hesaplanan Kalman kazancı K_k kullanılarak aşağıdaki gibi güncellenir.

$$\hat{x}_k = \hat{x}_{k|k-1} + K_k (z_k - H_d \hat{x}_{k|k-1}) \quad (79)$$

Burada, \hat{x}_k güncel kestirilmiş durumları ifade eder. Bu eşitlikte kestirilen durumlarda hatalar küçük ise Kalman kazancı küçük seçilerek kestirilen durumların doğruluğuna daha fazla ağırlık verilmelidir. Benzer şekilde, kestirilen durumlarda hatalar büyük ise Kalman kazancı büyük seçilerek ölçüme ağırlık verilmelidir. Bunun için Kalman kazancı kestirilen durumların hatalarını minimize edecek şekilde belirlenir. Bu amaçla, durum hata vektörü için aşağıdaki tanım yapılır.

$$e_x = x_k - \hat{x}_k \quad (80)$$

Bu hata değerinin sıfırdan farklı olması, hata kovaryans matrisinin de sıfırdan farklı olması anlamına gelir. O zaman durum hata kovaryans matrisi,

$$P_k = E[e_x e_x^t] \quad (81)$$

şeklinde yazılır (Haykin, 2001). Böylece, P_k hata kovaryans matrisi minimize edilirse, durum hataları da minimize edilmiş olur. Buna göre, denklem (79) ve (80) kullanılarak denklem (81) düzenlenir ve birtakım işlemler gerçekleştirilse hata kovaryans matrisi,

$$P_k = (I - K_k H_d) P_{k|k-1} \quad (82)$$

ve Kalman kazancı,

$$K_k = P_{k|k-1} H_d^t (H_d P_{k|k-1} H_d^t + R)^{-1} \quad (83)$$

şeklinde elde edilir. Burada, $P_{k|k-1}$ güncel P_{k-1} matrisi kullanılarak tahmin edilen hata kovaryans matrisidir ve aşağıdaki gibi yazılır.

$$P_{k|k-1} = A_d P_{k-1} A_d^t + Q \quad (84)$$

Yukarıdaki işlemler takip edildiğinde Kalman algoritmasının aslında iki aşamadan oluştuğu görülmektedir. Birincisi tahmin aşaması, diğeri ise güncelleme aşamasıdır. Tahmin aşamasında, bir sonraki zaman adımı için ön tahminler yapılır. Bu aşamada durumların yanı sıra, durum hata kovaryans matrisinin de tahmini gerçekleştirilir. Güncelleme aşamasında ise sistemden alınan gürültülü ölçümler ile tahmin edilen durumlar düzeltilir ve gerçek değerlerinin kestirimleri yapılır. Bu aşamada durumların yanı sıra durum hata kovaryans matrisinin de kestirimi gerçekleştirilir. Sonuç olarak, Kalman filtresi algoritmasının adımları Tablo 6.1’de verildiği gibi özetlenebilir.

Tablo 6.1. Kalman filtresi algoritmasının özeti

Sistemin durum-uzay modeli

$$x_{k+1} = A_d x_k + B_d u_k + w_{1k}$$

$$z_k = H_d x_k + w_{2k}$$

burada w_{1k} ve w_{2k} sırasıyla Q ve R kovaryans matrisli sistem ve ölçüm gürültüleridir.

k = 0 için başlangıç değerlerinin atanması

$$\hat{x}_0 = E[x_0]$$

$$P_0 = E[(x_0 - E[x_0])(x_0 - E[x_0])^t]$$

k = 1,2,3, ... için Kalman döngüsünün başlaması

Durum vektörünün ve hata kovaryans matrisinin tahmini

$$\hat{x}_{k|k-1} = A_d \hat{x}_{k-1} + B_d u_k$$

$$P_{k|k-1} = A_d P_{k-1} A_d^t + Q$$

Kalman kazancının hesabı

$$K_k = P_{k|k-1} H_d^t (H_d P_{k|k-1} H_d^t + R)^{-1}$$

Durum vektörünün ve hata kovaryans matrisinin güncellenmesi

$$\hat{x}_k = \hat{x}_{k|k-1} + K_k (z_k - H_d \hat{x}_{k|k-1})$$

$$P_k = (I - K_k H_d) P_{k|k-1}$$

6.2. Genişletilmiş Kalman Filtresi

Ayrık zamanda, doğrusal olmayan sistemlerin $x \in \mathcal{R}^n$ durumlarını kestirmek için aşağıda verilen fark denklemleri kullanılır.

$$\begin{aligned} x_{k+1} &= f(x_k, u_k) + w_{1k} \\ z_k &= h(x_k) + w_{2k} \end{aligned} \quad (85)$$

Burada, $f(\cdot) \in \mathcal{R}^{n \times 1}$ doğrusal olmayan sistem fonksiyonu ve $h(\cdot) \in \mathcal{R}^{p \times 1}$ ise doğrusal olmayan ölçüm fonksiyonudur. w_1 ve w_2 Kalman filtresinde olduğu gibi sıfır ortalamalı, beyaz gürültülü ve Gaussian biçiminde rastgele dağılmış sistem ve ölçüm gürültüleridir. Genişletilmiş Kalman filtresinin temeli, doğrusal olmayan sistem ve ölçüm fonksiyonlarının her zaman adımında doğrusallaştırılmasına dayanır. Doğrusallaştırılmış denklemler elde edildikten sonra standart Kalman denklemleri burada da geçerli olur.

Kalman filtresinde olduğu gibi genişletilmiş Kalman filtresi de iki aşamadan oluşur. Bunlar, tahmin aşaması ve güncelleme aşamasıdır. Tahmin aşamasında güncel \hat{x}_{k-1} durumları kullanılarak k zaman adımı için durum tahminleri yapılır. Bunun için sistemin durum uzay modeli kullanılır.

$$\hat{x}_{k|k-1} = f(\hat{x}_{k-1}, u_k) \quad (86)$$

Bu aşamada hata kovaryans matrisi de,

$$P_{k|k-1} = F_{k|k-1} P_{k-1} F_{k|k-1}^t + Q \quad (87)$$

şeklinde tahmin edilir. Burada, P_{k-1} güncel hata kovaryans matrisini ve $P_{k|k-1}$ k zaman adımı için tahmin edilen hata kovaryans matrisini ifade eder. $F_{k|k-1}$ ise doğrusallaştırılmış sistem fonksiyonudur. Doğrusal olmayan sistem fonksiyonu, güncel \hat{x}_{k-1} durumları etrafında aşağıdaki gibi doğrusallaştırılır.

$$F_{k|k-1} = \left. \frac{\partial f(x_k, u_k)}{\partial x_k} \right|_{x_k = \hat{x}_{k-1}} \quad (88)$$

Tahmin aşamasından sonra gelen güncelleme aşamasında, tahmin edilen durumların ve hata kovaryans matrisinin gerçek değerleri kestirilmeye çalışılır. Buna göre, k zaman adımına ait güncel kestirilmiş durumlar, tahmin edilen durumlara Kalman kazancı ile oluşturulan düzeltme terimi eklenerek,

$$\hat{x}_k = \hat{x}_{k|k-1} + K_k(z_k - \hat{z}_k) = \hat{x}_{k|k-1} + K_k(z_k - h(\hat{x}_{k|k-1})) \quad (89)$$

elde edilir. Burada, z_k k zaman adımında sistemden alınan gerçek ölçüm vektörünü ve \hat{z}_k yine k zaman adımı için tahmin edilen ölçüm vektörünü ifade eder. K_k ise Kalman kazancı olup,

$$K_k = P_{k|k-1} H_k^t (H_k P_{k|k-1} H_k^t + R)^{-1} \quad (90)$$

şeklinde hesaplanır. Burada, H_k doğrusallaştırılmış ölçüm fonksiyonudur ve doğrusal olmayan ölçüm fonksiyonunun, k zaman adımı için tahmin edilen $\hat{x}_{k|k-1}$ durumları etrafında doğrusallaştırılması ile elde edilir.

$$H_k = \left. \frac{\partial h(x_k)}{\partial x_k} \right|_{x_k = \hat{x}_{k|k-1}} \quad (91)$$

Son olarak, k zaman adımı için tahmin edilen $P_{k|k-1}$ hata kovaryans matrisi ise,

$$P_k = (I - K_k H_k) P_{k|k-1} \quad (92)$$

şeklinde güncellenir. Buna göre, genişletilmiş Kalman filtresi algoritması için kullanılacak adımlar Tablo 6.2'de verildiği gibi özetlenebilir. Tablodan görüldüğü gibi algoritmaya başlamak yani Kalman döngüsüne girebilmek için \hat{x}_k ve P_k 'nin başlangıç değerleri atanmalıdır. Sonrasında algoritma döngüsüne girilir ve her örnekleme adımında tabloda verilen denklemler sırasıyla çözülür. Böylece, ele alınan sisteme ilişkin durumların her örnekleme adımında kestirimleri gerçekleştirilir. Fakat, başlangıç aşamasında Kalman döngüsünde kullanılan Q ve R kovaryans matrislerinin de belirlenmesi gerekir. P_k hata kovaryans matrisi $n \times n$ diagonal bir matristir ve tüm elemanların değerleri birbirine eşit

alınabilir. Eğer başlangıç değerleri yüksek seçilirse, kestirilecek durumlar hakkındaki mevcut bilgilerin doğruluğu da o kadar azalır. Bu durum, ölçüm verilerine daha fazla ağırlık verilmesine ve kestirimin yakınsama hızının artmasına neden olur.

Tablo 6.2. Genişletilmiş Kalman filtresi algoritmasının özeti

<u>Sistemin durum-uzay modeli</u>
$x_{k+1} = f(x_k, u_k) + w_{1k}$ $z_k = h(x_k) + w_{2k}$ <p>burada w_{1k} ve w_{2k} sırasıyla Q ve R kovaryans matrisli sistem ve ölçüm gürültüleridir.</p>
<u>$k = 0$ için başlangıç değerlerinin atanması</u>
$\hat{x}_0 = E[x_0]$ $P_0 = E[(x_0 - E[x_0])(x_0 - E[x_0])^t]$
<u>$k = 1, 2, 3, \dots$ için Kalman döngüsünün başlaması</u>
<u>Durum vektörünün tahmini</u>
$\hat{x}_{k k-1} = f(\hat{x}_{k-1}, u_k)$
<u>Doğrusal olmayan sistem fonksiyonunun doğrusallaştırılması</u>
$F_{k k-1} = \left. \frac{\partial f(x_k, u_k)}{\partial x_k} \right _{x_k = \hat{x}_{k-1}}$
<u>Hata kovaryans matrisinin tahmini</u>
$P_{k k-1} = F_{k k-1} P_{k-1} F_{k k-1}^t + Q$
<u>Doğrusal olmayan ölçüm fonksiyonunun doğrusallaştırılması</u>
$H_k = \left. \frac{\partial h(x_k)}{\partial x_k} \right _{x_k = \hat{x}_{k k-1}}$
<u>Kalman kazancının hesabı</u>
$K_k = P_{k k-1} H_k^t (H_k P_{k k-1} H_k^t + R)^{-1}$
<u>Durum vektörünün ve hata kovaryans matrisinin güncellenmesi</u>
$\hat{x}_k = \hat{x}_{k k-1} + K_k (z_k - h(\hat{x}_{k k-1}))$ $P_k = (I - K_k H_k) P_{k k-1}$

Sonuç olarak, kestirilen durumlar gerçek değerler etrafında yüksek salınımlar yapabilir ve filtrenin yakınsama problemlerine neden olabilir. Benzer şekilde, Q kovaryans matrisi $n \times n$ ve R kovaryans matrisi ise $p \times p$ diagonal bir matristir. Bu matrislerin değerleri, filtrenin hem sürekli durum hem de geçici durum performansını önemli bir şekilde

etkilemektedir. Q ve R kovaryans matrisleri, sistem modeli ile ölçümler arasındaki sıkıntıları algoritmaya yansıtmak için kullanılır. Öyle ki; Q kovaryans matrisinin yüksek seçilmesi kullanılan makine modelinde yüksek gürültülerin ya da belirsizliklerin olduğu anlamına gelir ve Kalman kazancı artarak ölçümlere daha fazla ağırlık verilir. Bu durumda, filtrenin yakınsama hızı artacaktır. Diğer taraftan, R kovaryans matrisi artırılırsa, ölçümlerin yüksek derecede gürültüye maruz kaldığı anlamına gelir ve Kalman kazancı azalır. Bu durumda ise filtrenin yakınsama hızı azalacaktır. Kalman filtresinin performansı, kovaryans matrislerinin değeri değiştirilip tekrar denenerek iyileştirilebilir. Bu matrislerin tam olarak bilinmesi durumunda Kalman filtresi mükemmel sonuçlar verir. Ancak, gerçek uygulamada bu parametrelerin gerçek değerlerini bilmek veya hesaplamak mümkün değildir. Bu yüzden, Q ve R kovaryans matrislerinin en uygun değerleri genellikle deneme-yanılma yöntemi ile belirlenir.

6.3. Kalman Filtresi ile Stator Akı Vektörünün Kestirimi

Stator akı vektörünün Kalman filtresi kullanılarak kestirilebilmesi için öncelikle makinanın durağan eksen takımında tanımlı durum uzay modeli elde edilmelidir. Bunun için denklem (46) ile verilen modelde $\omega_a = 0$ yazılırsa makinanın durağan eksen takımında tanımlı durum uzay denklemleri elde edilir. Buna göre, makina modeli,

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) \\ z(t) &= Hx(t) \end{aligned} \quad (93)$$

yazılır. Burada, durum değişkenleri sırasıyla $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\psi_{s\alpha}$, $\psi_{s\beta}$ ve giriş vektörü $v_{s\alpha}$, $v_{s\beta}$ gibidir. Sistem, giriş ve ölçüm matrisleri ise,

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1}{\sigma \tau_r}\right) & -p\omega_m(t) & \frac{1}{\sigma L_s \tau_r} & \frac{p\omega_m(t)}{\sigma L_s} \\ p\omega_m(t) & -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1}{\sigma \tau_r}\right) & -\frac{p\omega_m(t)}{\sigma L_s} & \frac{1}{\sigma L_s \tau_r} \\ -R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (94.a)$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \sigma L_s & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad H = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (94.b)$$

şeklindedir. Burada, $\sigma = 1 - (L_m^2/L_s L_r)$ toplam kaçak akı faktörü ve $\tau_r = L_r/R_r$ rotor zaman sabitidir. Kalman filtresinin uygulanabilmesi için yukarıda verilen makina modelinin ayrık zamanda fark denklemlerinin elde edilmesi gerekir. Denklem (93) ile verilen makina modeli, sistem ve ölçüm gürültüleri de göz önüne alınarak ayrık zamanda aşağıdaki gibi yazılır.

$$\begin{aligned} x_{k+1} &= A_d x_k + B_d u_k + w_{1k} \\ z_k &= H_d x_k + w_{2k} \end{aligned} \quad (95)$$

Burada, A_d , B_d ve H_d ayrık zamanda tanımlı sırasıyla sistem, giriş ve ölçüm matrisleridir. Bu matrisler,

$$\begin{aligned} A_d &= e^{AT_s} = I + AT_s + \frac{(AT_s)^2}{2} + \dots \approx I + AT_s \\ B_d &= \int_0^{T_s} e^{At} B dt = BT_s + \frac{(BT_s)^2}{2} + \dots \approx BT_s \end{aligned} \quad (96)$$

yaklaşımı yapılarak ayrık zamanda ifade edilebilir (Vas, 1998). Burada, T_s örnekleme periyotudur ve çok küçük değerleri için A_d 'nin ikinci teriminden sonraki, B_d 'nin ise birinci teriminden sonraki bileşenler ihmal edilebilir. Bu durumda verilen makine modelinin ayrık zamanda sistem, giriş ve ölçüm matrisleri aşağıdaki gibi yazılır.

$$A_d = \begin{bmatrix} 1 - \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1}{\sigma \tau_r} \right) T_s & -p\omega_m(k)T_s & \frac{T_s}{\sigma L_s \tau_r} & \frac{p\omega_m(k)T_s}{\sigma L_s} \\ p\omega_m(k)T_s & 1 - \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1}{\sigma \tau_r} \right) T_s & -\frac{p\omega_m(k)T_s}{\sigma L_s} & \frac{T_s}{\sigma L_s \tau_r} \\ -R_s T_s & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -R_s T_s & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (97.a)$$

$$B_d = \begin{bmatrix} \frac{T_s}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{\sigma L_s} \\ T_s & 0 \\ 0 & T_s \end{bmatrix}, \quad H_d = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (97.b)$$

Yukarıda elde edilen modelden görüldüğü gibi eğer makinanın stator gerilim ve akımları yanında rotor hızı da biliniyorsa, Tablo 6.1’de verilen Kalman denklemleri sırasıyla uygulanarak akı vektörü kolayca kestirilebilir.

6.4. Genişletilmiş Kalman Filtresi ile Hız Kestirimi

Asenkron makinalarda, rotor hızının genişletilmiş Kalman filtresi (GKF) kullanılarak kestirimi için farklı yöntemler önerilmiştir. Klasik yaklaşımlarda, rotor hızı sabit bir parametre gibi düşünülüp makine modeline 5. durum değişkeni gibi eklenerek kestirilir (Kim vd. 1994). Son zamanlarda geliştirilen diğer bir yöntem ise rotor hızının bir durum gibi düşünülüp kestirilmesidir (Barut vd. 2007a). Bu yöntemde, hareket denklemi kullanıldığı için yük momentinin de bilinmesi gerekir. Bu yüzden, yük momenti de bu GKF yapısında sabit bir parametre gibi düşünülüp, yine makine modeline 6. durum değişkeni gibi eklenerek kestirilmiştir.

6.4.1. Hızın Parametre Olarak Alındığı GKF Modeli

Bu GKF yapısında rotor hızı bir parametre gibi düşünülerek makine modeline 5. durum değişkeni olarak eklenir. Bu durumda, genişletilmiş makine modeli aşağıda verildiği gibi yazılır.

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= f(x(t), u(t)) = A(x(t))x(t) + Bu(t) \\ z(t) &= h(x(t)) = Hx(t) \end{aligned} \quad (98)$$

Bu modelde, durum değişkenleri sırasıyla $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\psi_{s\alpha}$, $\psi_{s\beta}$, ω_m ve giriş vektörü $v_{s\alpha}$, $v_{s\beta}$ gibidir. Sistem, giriş ve ölçüm matrisleri ise denklem (99)’da verilmiştir. Oluşturulan bu yeni modelde dikkat edilirse rotor hızının türevi ihmal edilmiştir yani $\dot{\omega}_m = 0$ ’dır. Bu

varsayım makinanın sonsuz eylemsizliğine karşılık gelir. Fakat, gerçekte bu doğru değildir. Bu noktada gerekli düzeltmeyi sistem gürültü matrisi, modelleme ve hesaplama hatalarını hesaba kattığı için Kalman filtresi tarafından yapılır (Vas, 1998).

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1}{\sigma \tau_r}\right) & -p\omega_m(t) & \frac{1}{\sigma L_s \tau_r} & \frac{p\omega_m(t)}{\sigma L_s} & 0 \\ p\omega_m(t) & -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1}{\sigma \tau_r}\right) & -\frac{p\omega_m(t)}{\sigma L_s} & \frac{1}{\sigma L_s \tau_r} & 0 \\ -R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (99)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad H = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Genişletilmiş Kalman filtresinin uygulanabilmesi için verilen bu genişletilmiş makine modeli ayrıklaştırılarak fark denklemlerinin elde edilmesi gerekir. Buna göre, denklem (98) ile verilen makine modeli, sistem ve ölçüm gürültüleri de göz önüne alınarak ayrık zamanda aşağıdaki gibi yazılır.

$$\begin{aligned} x_{k+1} &= f(x_k, u_k) + w_{1k} = A_d(x_k)x_k + B_d u_k + w_{1k} \\ z_k &= h(x_k) + w_{2k} = H_d x_k + w_{2k} \end{aligned} \quad (100)$$

Burada, A_d , B_d ve H_d matrisleri,

$$A_d = \begin{bmatrix} 1 - \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1}{\sigma \tau_r}\right) T_s & -p\omega_m(k) T_s & \frac{T_s}{\sigma L_s \tau_r} & \frac{p\omega_m(k) T_s}{\sigma L_s} & 0 \\ p\omega_m(k) T_s & 1 - \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1}{\sigma \tau_r}\right) T_s & -\frac{p\omega_m(k) T_s}{\sigma L_s} & \frac{T_s}{\sigma L_s \tau_r} & 0 \\ -R_s T_s & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -R_s T_s & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (101.a)$$

$$B_d = \begin{bmatrix} \frac{T_s}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{\sigma L_s} \\ T_s & 0 \\ 0 & T_s \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad H_d = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (101.b)$$

şeklinde elde edilir. Denklem (100) ve (101.a)'den görüldüğü gibi $f(x_k, u_k)$ ve $h(x_k)$ sırasıyla sistem ve ölçüm fonksiyonları doğrusal bir yapıya sahip değildir. Doğrusal olmayan bu fonksiyonları algoritmada kullanılabilmek için öncelikle doğrusallaştırılması gerekir. Öyle ki; ilgili sistem fonksiyonu,

$$F_{k|k-1} = \left. \frac{\partial f(x_k, u_k)}{\partial x_k} \right|_{x_k = \hat{x}_{k-1}} = F(k)|_{x_k = \hat{x}_{k-1}} \quad (102)$$

ve ölçüm fonksiyonu,

$$H_k = \left. \frac{\partial h(x_k)}{\partial x_k} \right|_{x_k = \hat{x}_{k|k-1}} = H(k)|_{x_k = \hat{x}_{k|k-1}} \quad (103)$$

şeklinde doğrusallaştırılır. Burada, $F(k)$ doğrusallaştırılmış sistem matrisi olup,

$$F(k) = \frac{\partial f}{\partial x} = \frac{\partial}{\partial x} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ \vdots \\ f_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \frac{\partial f_1}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial x_n} \\ \frac{\partial f_2}{\partial x_1} & \frac{\partial f_2}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial f_2}{\partial x_n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_m}{\partial x_1} & \frac{\partial f_m}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial f_m}{\partial x_n} \end{bmatrix} \quad (104)$$

gibi hesaplanır. Benzer işlem, $H(k)$ doğrusallaştırılmış ölçüm matrisinin elde edilmesi için de kullanılabilir. Buna göre, doğrusal olmayan sistem fonksiyonu,

$$f(x_k, u_k) = \begin{bmatrix} (1 - r_{11})i_{s\alpha}(k) - r_{12}\omega_m(k)i_{s\beta}(k) + r_{13}\psi_{s\alpha}(k) \cdots \\ \cdots + r_{14}\omega_m(k)\psi_{s\beta}(k) + t_{11}v_{s\alpha}(k) \\ r_{12}\omega_m(k)i_{s\alpha}(k) + (1 - r_{11})i_{s\beta}(k) - r_{14}\omega_m(k)\psi_{s\alpha}(k) \cdots \\ \cdots + r_{13}\psi_{s\beta}(k) + t_{11}v_{s\beta}(k) \\ -r_{15}i_{s\alpha}(k) + \psi_{s\alpha}(k) + t_{12}v_{s\alpha}(k) \\ -r_{15}i_{s\beta}(k) + \psi_{s\beta}(k) + t_{12}v_{s\beta}(k) \\ \omega_m(k) \end{bmatrix} \quad (105)$$

şeklinde yazılırsa, doğrusallaştırılmış sistem matrisi,

$$F(k) = \begin{bmatrix} 1 - r_{11} & -r_{12}\omega_m(k) & r_{13} \\ r_{12}\omega_m(k) & 1 - r_{11} & -r_{14}\omega_m(k) \\ -r_{15} & 0 & 1 \\ 0 & -r_{15} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ r_{14}\omega_m(k) & -r_{12}i_{s\beta}(k) + r_{14}\psi_{s\beta}(k) \\ r_{13} & r_{12}i_{s\alpha}(k) - r_{14}\psi_{s\alpha}(k) \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (106)$$

gibi elde edilir. Burada,

$$r_{11} = \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1}{\sigma \tau_r} \right) T_s, \quad r_{12} = p T_s, \quad r_{13} = \frac{T_s}{\sigma L_s \tau_r}, \quad r_{14} = p \frac{T_s}{\sigma L_s} \quad (107)$$

$$r_{15} = R_s T_s, \quad t_{11} = \frac{T_s}{\sigma L_s}, \quad t_{12} = T_s$$

şeklindedir. Aynı şekilde, doğrusal olmayan ölçüm fonksiyonu,

$$h(x_k) = \begin{bmatrix} i_{s\alpha}(k) \\ i_{s\beta}(k) \end{bmatrix} \quad (108)$$

olduğuna göre doğrusallaştırılmış ölçüm matrisi ise,

$$H(k) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = H_d \quad (109)$$

gibi elde edilir. Böylece, Tablo 6.2’de verilen Kalman denklemleri sırasıyla uygulanarak makinanın rotor hızı kestirilebilir.

6.4.2. Hızın Durum Olarak Alındığı GKF Modeli

Bu GKF yapısında bir önceki modelden farklı olarak rotor hızı bir durum gibi düşünülerek makine modeline eklenir. Bunun için makinanın hareket denklemi kullanılır.

$$t_e = t_y + J_L \frac{d\omega_m}{dt} + B_L \omega_m \quad (110)$$

Burada, t_y yük momenti, J_L eylemsizlik momenti ve B_L viskoz sürtünme katsayısıdır. Bu eşitlik, denklem (66)’da verilen t_e elektromanyetik moment ifadesi ile düzenlenirse,

$$\dot{\omega}_m = \frac{3p}{2J_L} \psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \frac{3p}{2J_L} \psi_{s\beta} i_{s\alpha} - \frac{B_L}{J_L} \omega_m - \frac{t_y}{J_L} \quad (111)$$

şeklinde rotor hızı elde edilir. Dolayısıyla, bu diferansiyel denklem kullanılarak rotor hızı makine modeline bir durum gibi eklenebilir. Fakat, bu şekilde rotor hızını kestirebilmek için yük momentinin de bilinmesi gerekir. Bu yüzden, yük momenti de bu GKF yapısında sabit bir parametre gibi düşünülüp, ilgili makine modeline 6. durum değişkeni olarak eklenir. Çoğu uygulamalarda viskoz sürtünme katsayısı bilinmeyebilir ve hız kestiriminde hatalara neden olur. Bu yüzden,

$$t_L = B_L \omega_m + t_y \quad (112)$$

tanımı yapılarak yük momenti ve sürtünme momenti birlikte kestirilir (Barut vd. 2007a). Böylece, yük momenti kestirimi yerine t_L büyüklüğünün benzer şekilde kestirilmesiyle karşılaşılan bu sorun giderilebilir. Buna göre, denklem (112) kullanılarak denklem (111) tekrardan düzenlenirse,

$$\dot{\omega}_m = \frac{3p}{2J_L} \psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \frac{3p}{2J_L} \psi_{s\beta} i_{s\alpha} - \frac{t_L}{J_L} \quad (113)$$

elde edilir. Buna göre, yukarıda verilen açıklamalardan sonra rotor hızı kestirimi için ayrıık zamanda tanımlı aşağıda verilen genişletilmiş makine modelini ele alalım.

$$\begin{aligned} x_{k+1} &= f(x_k, u_k) + w_{1k} \\ z_k &= h(x_k) + w_{2k} \end{aligned} \quad (114)$$

Bu modelde, durum değişkenleri sırasıyla $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\psi_{s\alpha}$, $\psi_{s\beta}$, ω_m , t_L ve giriş vektörü $v_{s\alpha}$, $v_{s\beta}$ gibidir. Burada, t_L 'nin zamanla yavaş değiştiği varsayımı ($\dot{t}_L = 0$) yapılarak kestirimi gerçekleştirilmiştir. Buna göre, doğrusal olmayan $f(x_k, u_k)$ sistem fonksiyonu,

$$f(x_k, u_k) = \begin{bmatrix} (1 - r_{21})i_{s\alpha}(k) - r_{22}\omega_m(k)i_{s\beta}(k) + r_{23}\psi_{s\alpha}(k) \cdots \\ \cdots + r_{24}\omega_m(k)\psi_{s\beta}(k) + t_{21}v_{s\alpha}(k) \\ r_{22}\omega_m(k)i_{s\alpha}(k) + (1 - r_{21})i_{s\beta}(k) - r_{24}\omega_m(k)\psi_{s\alpha}(k) \cdots \\ \cdots + r_{23}\psi_{s\beta}(k) + t_{21}v_{s\beta}(k) \\ -r_{25}i_{s\alpha}(k) + \psi_{s\alpha}(k) + t_{22}v_{s\alpha}(k) \\ -r_{25}i_{s\beta}(k) + \psi_{s\beta}(k) + t_{22}v_{s\beta}(k) \\ -r_{26}\psi_{s\beta}(k)i_{s\alpha}(k) + r_{26}\psi_{s\alpha}(k)i_{s\beta}(k) + \omega_m(k) - r_{27}t_L(k) \\ t_L(k) \end{bmatrix} \quad (115)$$

ve $h(x_k)$ ölçüm fonksiyonu,

$$h(x_k) = \begin{bmatrix} i_{s\alpha}(k) \\ i_{s\beta}(k) \end{bmatrix} \quad (116)$$

şeklinde yazılır. Burada,

$$\begin{aligned} r_{21} &= \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1}{\sigma \tau_r} \right) T_s, \quad r_{22} = p T_s, \quad r_{23} = \frac{T_s}{\sigma L_s \tau_r}, \quad r_{24} = p \frac{T_s}{\sigma L_s} \\ r_{25} &= R_s T_s, \quad r_{26} = \frac{3p}{2J_L} T_s, \quad r_{27} = \frac{T_s}{J_L}, \quad t_{21} = \frac{T_s}{\sigma L_s}, \quad t_{22} = T_s \end{aligned} \quad (117)$$

şeklindedir. Bu durumda, doğrusallaştırılmış sistem matrisi,

$$F(k) = \begin{bmatrix} 1 - r_{21} & -r_{22}\omega_m(k) & r_{23} & r_{24}\omega_m(k) \\ r_{22}\omega_m(k) & 1 - r_{21} & -r_{24}\omega_m(k) & r_{23} \\ -r_{25} & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -r_{25} & 0 & 1 \\ -r_{26}\psi_{s\beta}(k) & r_{26}\psi_{s\alpha}(k) & r_{26}i_{s\beta}(k) & -r_{26}i_{s\alpha}(k) \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -r_{22}i_{s\beta}(k) + r_{24}\psi_{s\beta}(k) & 0 \\ r_{22}i_{s\alpha}(k) - r_{24}\psi_{s\alpha}(k) & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & -r_{27} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (118)$$

gibi elde edilir. Doğrusallaştırılmış ölçüm matrisi ise,

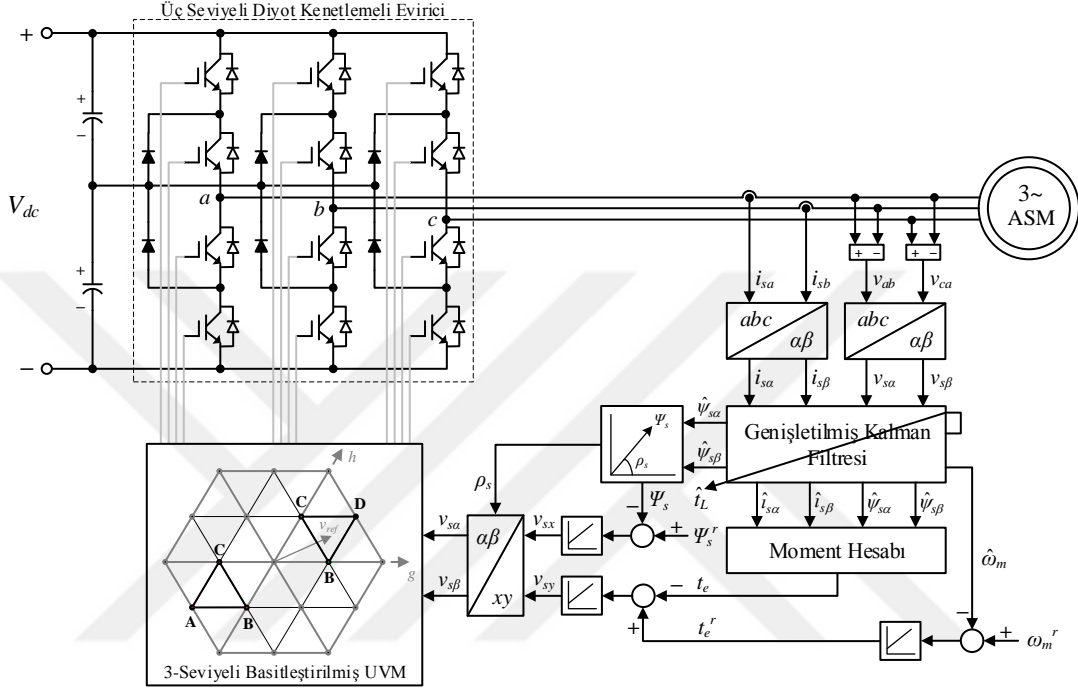
$$H(k) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = H_d \quad (119)$$

gibi elde edilir. Böylece, Tablo 6.2'de verilen Kalman denklemleri sırasıyla uygulanarak makinanın rotor hızı ve yük momenti aynı anda kestirilebilir.

6.5. Önerilen Hız Geribeslemesiz UVM-DMK Yöntemi İçin Benzetim Çalışması

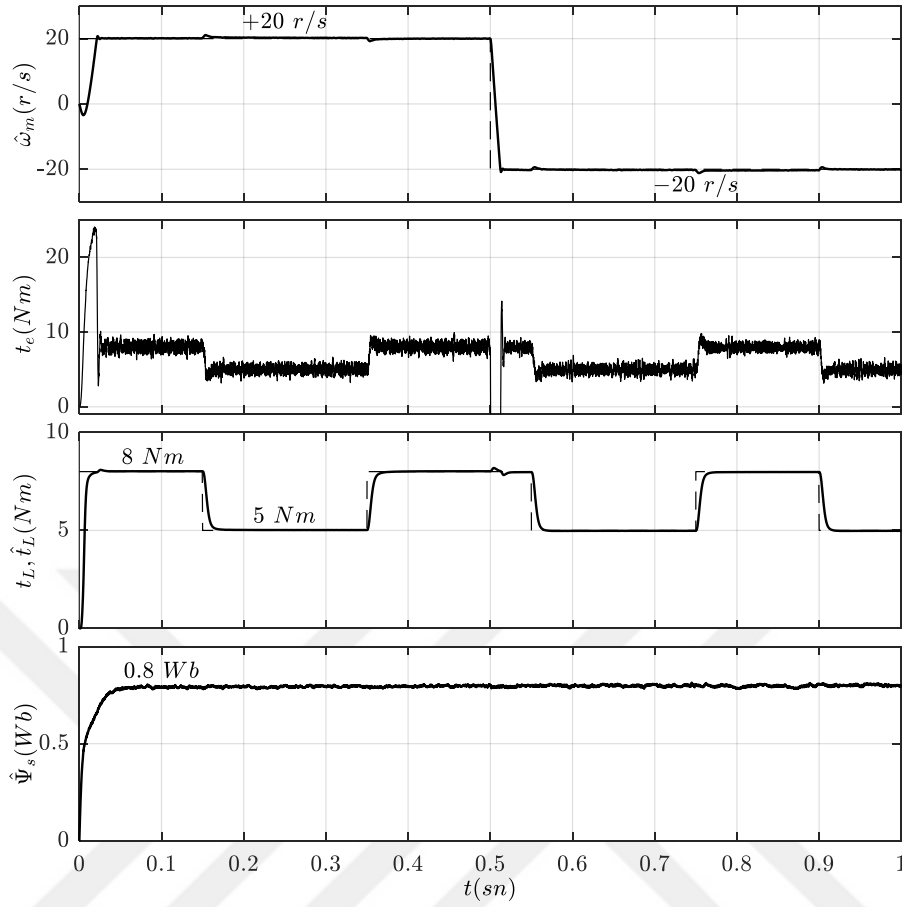
Bu çalışmada, asenkron motorun değişken yükler altında hız denetimi için UVM-DMK kontrol şeması önerilmiştir. Bu şemada, sistemden ölçülen akım ve gerilim bilgileri kullanılarak genişletilmiş Kalman filtresi (GKF) ile hız kestirimi gerçekleştirilmiştir. Hız kestirimine ek olarak aynı zamanda yük momenti de kestirilerek sürücünün sürekli ve geçici durumlarda dinamik davranışlarının iyileştirilmesi hedeflenmiştir. Önerilen değişken hızlı motor sürücü sisteminde klasik iki seviyeli evirici yapısı yerine, AA-DA-AA (back-to-back) çalışma durumu için oldukça uygun bir topolojiye sahip ve endüstriyel uygulamalarda da oldukça popülerlik kazanmış üç seviyeli diyot kenetlemeli evirici kullanılmıştır. Buradaki amaç, evirici çıkışında düşük harmonikli kaliteli gerilimler elde ederek temel DMK yönteminin doğası gereği oluşan yüksek moment dalgalanmalarını ve akım harmoniklerinin neden olduğu sorunları azaltmak olmuştur. Şekil 6.1'de çok seviyeli evirici ile beslenen doğrudan moment kontrollü asenkron motor sürücü düzeneği için önerilen blok şema verilmiştir. Bu bölümde, aşağıda verilen blok şema kullanılarak Matlab/Simulink ortamında

gerçekleştirilen benzetim sonuçları sunulmuştur. Benzetim çalışmasında kullanılan motor parametreleri Tablo 7.1'deki gibidir. Örnekleme frekansı $f_s = 25 \text{ kHz}$, anahtarlama frekansı ise $f_z = 3 \text{ kHz}$ olarak alınmış ve dört adımlı Runge-Kutta yöntemi kullanılmıştır. Ayrıca, stator akı referans değeri $\Psi_s^r = 0.8 \text{ Wb}$, bara gerilimi ise $V_{dc} = 410 \text{ V}$ olarak seçilmiştir.

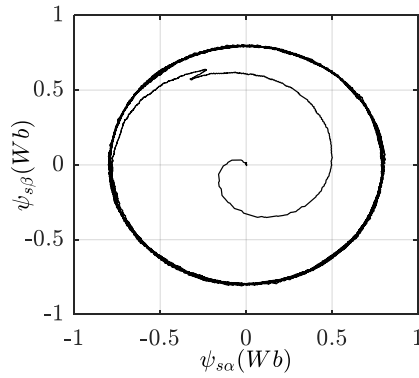


Şekil 6.1. Üç seviyeli diyot kenetlemeli eviriciden beslenen asenkron motor sürücü düzeneği için önerilen blok şema

Benzetim çalışması, motorun düşük ve yüksek hızlarda yüklü çalışma durumu için gerçekleştirilmiştir. Şekil 6.2'de düşük hız ileri ve geri yön ($\pm 20 \text{ r/s}$) çalışma durumu için kestirilen hız, yük moment, kestirilen yük moment ve akı genliği değişimi gösterilmiştir. Burada, yük moment belirli zaman dilimlerinde 8 ile 5 Nm arasında birim basamak şeklinde değiştirilmiştir. Şekil 6.3'de ise bu çalışma durumu için elde edilen stator akı vektörünün yörüngesi verilmiştir. Elde edilen sonuçlar incelendiğinde istenen akı, hız ve yük moment kestirimlerinin düşük hızlarda gerçekleştirilebildiği görülmektedir.



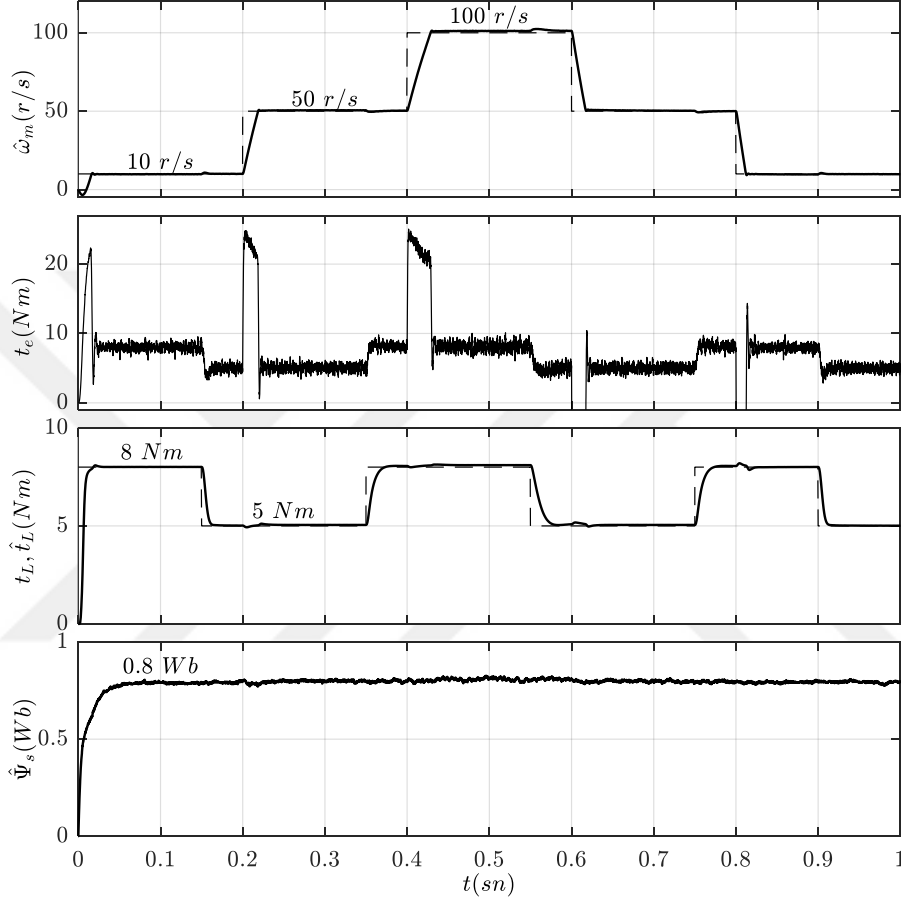
Şekil 6.2. Düşük hız, ileri ve geri yön, yüklü çalışma durumunda kestirilen hız, yük momentini, kestirilen yük momentini ve akı genliği değişimleri



Şekil 6.3. Düşük hız, yüklü çalışma durumu için stator akı vektörünün yörüngesi

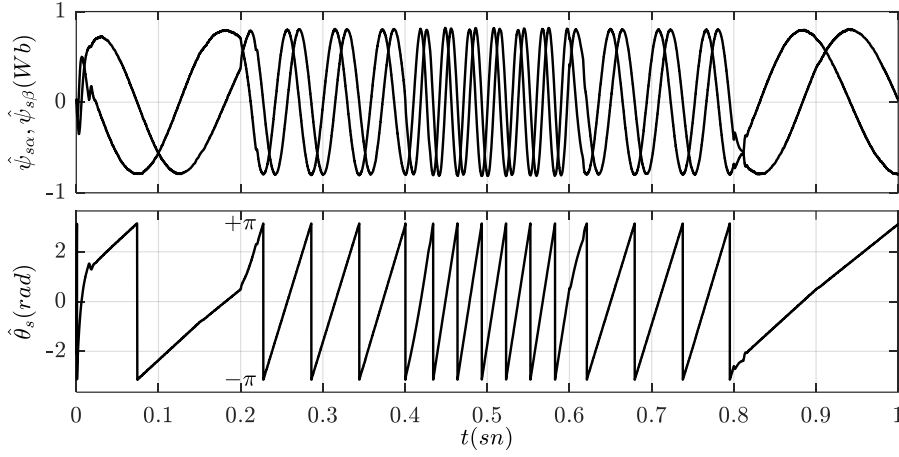
Şekil 6.4'de hız değişimi 10, 50 ve 100 r/s birim basamak artış ve azalışları ile yine yük momentinin 8 ile 5 Nm arasında birim basamak değişimleri için kestirilen hız, yük momentini, kestirilen yük momentini ve akı genliği değişimleri verilmiştir. Bu farklı referans

hız ve yük momenti değerleri için kestirilen akı vektörünün bileşenleri ve açı değişimleri ise Şekil 6.5’de gösterilmiştir. Şekil 6.6’da da stator akı vektörünün yörüngesi verilmiştir. Elde edilen sonuçlardan motor hızının düşük, orta, yüksek değerleri ve değişken yükler altında istenen kestirimlerin gerçekleştirilebildiği görülmektedir.

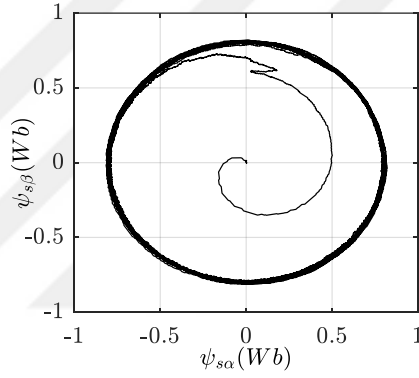


Şekil 6.4. Yüksek hızlarda yüklü çalışma durumunda kestirilen hız, yük momenti, kestirilen yük momenti ve akı genliği değişimleri

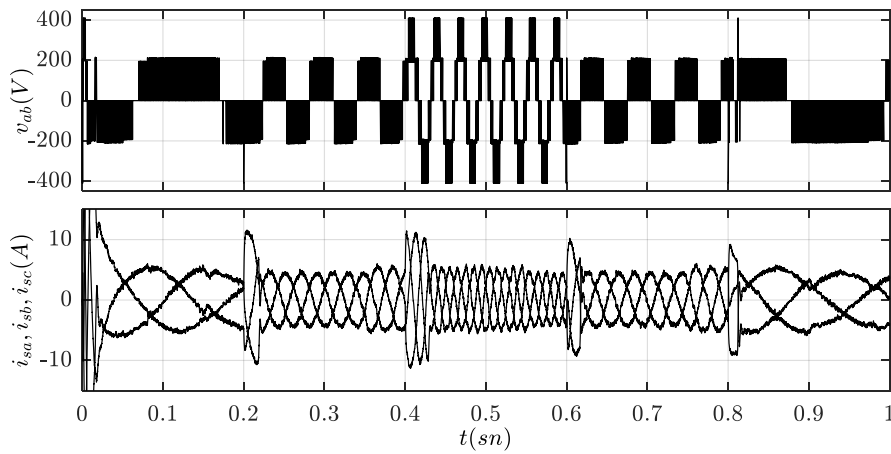
Ayrıca, Şekil 6.7’de v_{AB} faz-faz çıkış gerilimi ve motorun çektiği üç faz akımlarının değişimi de verilmiştir. Görüldüğü gibi 10 ve 50 r/s hızlarda modülasyon indeksi düşük olduğu için üç seviyeli evirici iki seviyeli evirici gibi çalışmaktadır. Üç seviyeli eviricide, UVM yöntemi için $m_a > 0.5$ koşulu sağlanırsa tüm gerilim seviyeleri çıkışta oluşturulabilir. Bu kritik sınır kullanılan modülasyon yöntemine göre değişiklik gösterir.



Şekil 6.5. Farklı hız ve yük momenti değerleri için kestirilen akı vektörünün bileşenleri ve açı değişimleri



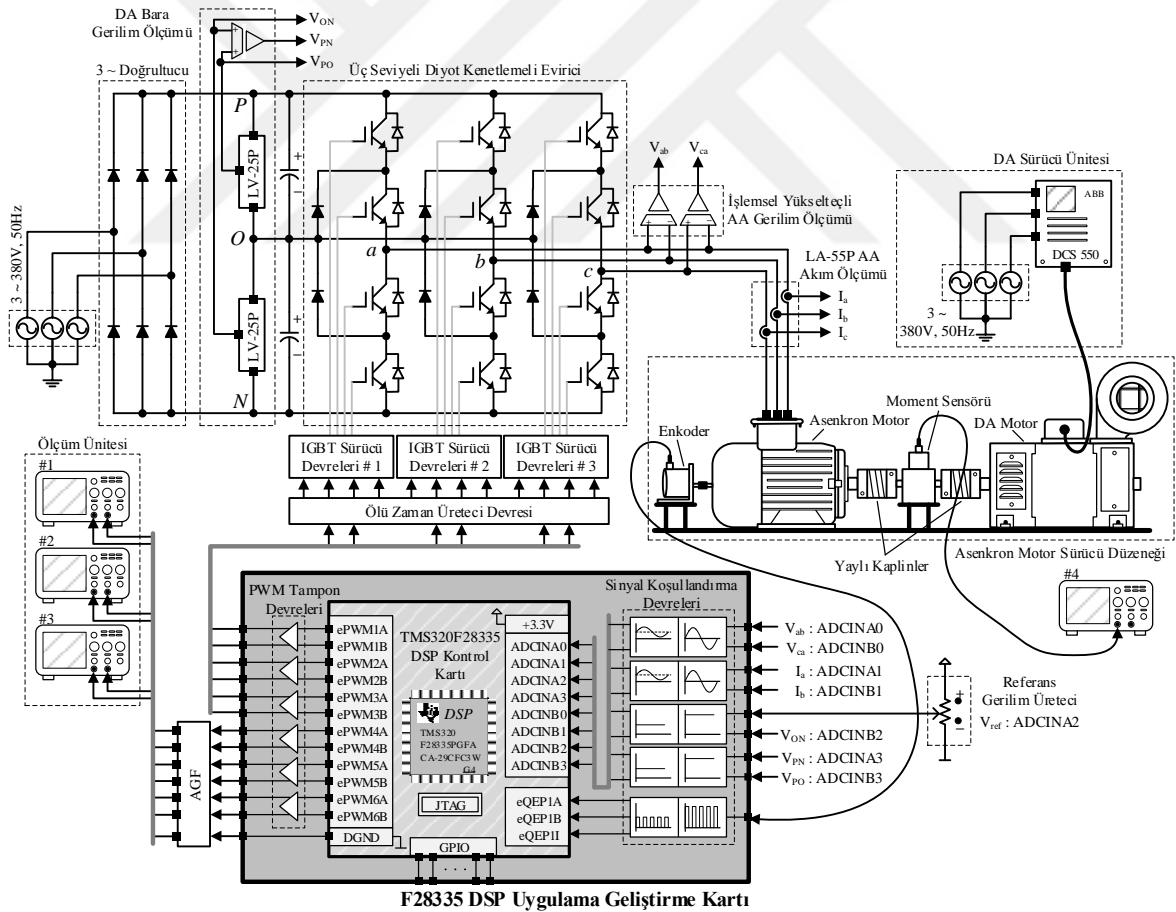
Şekil 6.6. Yüksek hız, yüklü çalışma durumu için stator akı vektörünün yörüngesi



Şekil 6.7. Evirici faz-faz çıkış gerilimi ve üç akımlarının değişimi

7. YAPILAN ÇALIŞMALAR

Üç seviyeli diyot kenetlemeli eviriciden beslenen asenkron motor sürücü düzeneği için bu tez kapsamında tasarlanan deneysel blok şema Şekil 7.1’de verilmiştir. Bu şemada, üç faz şebeke gerilimi kontrolsüz bir doğrultucu ile doğrultularak evirici için gerekli bara gerilimi elde edilmiştir. Diyot kenetlemeli evirici için IGBT kapı işaretleri ise daha önceki bölümlerde verilen basitleştirilmiş üç seviyeli UVM yöntemi ile üretilmiştir. Geliştirilen kontrol algoritmalarının uygulanabilmesi için sistemden sensör devreleri ile iki faz akım ve faz-faz gerilimlerin ölçümü gerçekleştirilmiştir. Ayrıca, sonraki çalışmalarda kullanılmak üzere DA bara geriliminin ölçümü de deney düzeneğine dahil edilmiştir.



Şekil 7.1. Önerilen asenkron motor sürücü düzeneğinin deneysel blok şeması

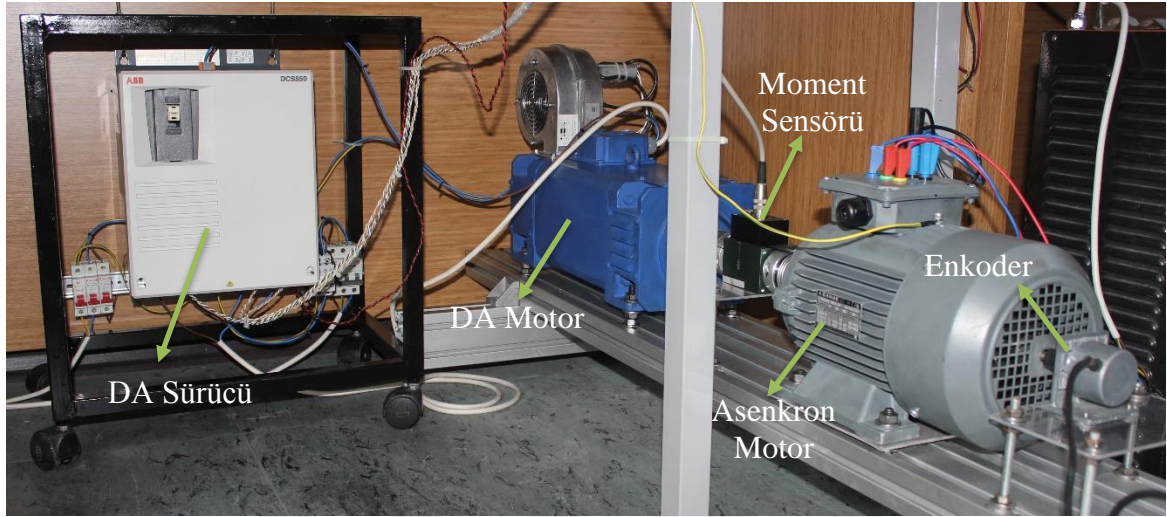
Modülasyon yönteminin uygulanması, hız ve parametre kestirimi için algoritmaların çalıştırılması ve diğer tüm denetim işlemleri TMS320F28335 Sayısal İşaret İşleyici (Digital Signal Processor, DSP) kontrol kartına yapılan yazılımlarla gerçekleştirilmiştir. DSP kontrol kartı, çevresel donanımlarla (sensör devreleri, kapı sürücüleri ve enkoder gibi) sinyal uyumluluğunun sağlanabilmesi için analog/sayısal arayüz devrelerinin bulunduğu F28335 DSP uygulama geliştirme kartı ile birlikte kullanılmıştır. F28335 DSP uygulama geliştirme kartı, bu tez kapsamında mikroişlemci tabanlı motor kontrol uygulamaları geliştirmek için tasarlanmış bir karttır. Bu kart üzerinde TMS320F28335 DSP kontrol kartı, ADC girişleri için sinyal koşullandırma devreleri, enkoder ve SCI haberleşme için arayüz devreleri, PWM çıkışları için tampon devreler ve giriş-çıkışlar için tanımlanan led ve butonlar bulunmaktadır. Kart üzerindeki bu devre şemaları sonraki alt bölümlerde ele alınmıştır. Diğer taraftan, Şekil 7.1’de görüldüğü gibi DSP kontrol kartının altı PWM çıkışı, kapı işaretlerinin terslenmemiş durumlarını üretmek için kullanılmış ve geri kalan çıkışlar dijital analog dönüştürücü (DAC) amacıyla işlemcide hesaplanan verilerin dış ortama aktarılması için ayrılmıştır. Terslenmiş ve aralarına ölü zaman eklenmiş kapı işaretleri daha sonra donanımsal olarak ayrı bir devre ile üretilmiştir. Ölçüm amaçlı kullanılan PWM çıkışları ise bir alçak geçiren filtreden (AGF) geçirilerek osiloskop girişlerine bağlanmıştır. Ayrıca, deney setinde motor referans hızını değiştirebilmek için harici bir V_{ref} referans gerilimi de kullanılmıştır.

Sonraki bölümlerde, Şekil 7.1’de verilen motor sürücü deney düzeneğinin genel hatları ve tasarımı yapılan güç ve denetim devre şemalarına yer verilmiştir. Aynı zamanda, yazılım geliştirmek amacıyla kullanılan TMS320F28335 mikroişlemcisinin genel özellikleri ile tezin amaçları doğrultusunda gerçekleştirilen mikroişlemci ayarları ve program akış diyagramları sunulmuştur.

7.1. Asenkron Motor Sürücü Deney Düzeneği

Geliştirilen kontrol algoritmalarının testleri, Şekil 7.2’de daha açık bir şekilde verilen sürücü düzeneği üzerinde gerçekleştirilmiştir. Bu sürücü düzeneğinde, 2.2 kW’lık bir sincap kafesli asenkron motor ve bu motoru yüklemek için 2.86 kW’lık bir doğru akım motoru kullanılmıştır. Bu iki motor arada moment sensörü olacak şekilde yaylı kaplinler kullanılarak birbirine bağlanmıştır. Moment ölçümü için nominal ölçüm aralığı 0 – 20 Nm olan Burster marka 8661 hassas dinamik tork sensörü kullanılmıştır. Ayrıca, gerçek hız bilgisini ölçmek

için asenkron motorun arka fan miline 2048 *ppr.* çözünürlükte Opkon marka PRI 50A artımsal enkoder de bağlanmıştır. Deney düzeneğinde kullanılan asenkron motorun kısa devre ve boşa çalışma deneyleri sonucu elde edilen eşdeğer devre parametreleri Tablo 7.1’de verilmiştir. Tablo 7.2’de ise her iki motorun işaret plakasındaki değerleri verilmiştir.



Şekil 7.2. Asenkron motor sürücü deney düzeneği

Tablo 7.1. Asenkron motorun eşdeğer devre parametreleri

Asenkron Motor Eşdeğer Devre Parametreleri			
Stator Direnci, R_s	2.65 Ω	Nominal Moment, M_n	15 Nm
Rotor Direnci, R_r	2.85 Ω	Çift Kutup Sayısı, p	2
Stator Endüktansı, L_s	0.2082 H	Eylemsizlik Momenti, J_L	0.025 kgm^2
Rotor Endüktansı, L_r	0.2122 H	Sürtünme Katsayısı, B_L	0.001 Nm.s/r
Mıknatıslanma Endüktansı, L_m	0.1941 H		

Şekil 7.2’de görüldüğü gibi asenkron motoru yüklemek için kullanılan doğru akım motoru ABB DCS550 sürücüsü ile kontrol edilmektedir. Bu sürücü, dört bölge kontrol yapabildiği için DA motorunun regeneratif çalışma durumları (ileri yön ya da geri yön frenleme) için kullanılabilir. Dolayısıyla, sürücü ile birlikte sunulan makro programlarından tork kontrol modunun seçilmesi ve gerekli bağlantıların yapılması ile DA motorunun istenen momenti üretmesi sağlanmıştır. Referans yük momentini ya da motorun istenen moment referansı, dışarıdan sürücünün ilgili analog girişine 0 – 10 V aralığında uygulanan gerilim değeri ile belirlenir. Örneğin, bu analog girişe +10 V’luk bir gerilim uygulanırsa DA motoru

17 Nm'lik nominal momentini üretecektir. Burada, uygulanan gerilimin polaritesi istenen dönüş yönünde (ileri yönde ya da geri yönde) üreteceği momenti ifade etmektedir. Deney setinde 0 – 10 V gerilim ayarı, dışarıdan harici bir potansiyometre kullanılarak yapılmıştır. Potansiyometrenin değeri değiştirilerek de uygulanan yük momentinin değeri 0 – 17 Nm arasında analog bir şekilde değiştirilmiştir.

Tablo 7.2. Doğru akım ve asenkron motorun işaret plakaları

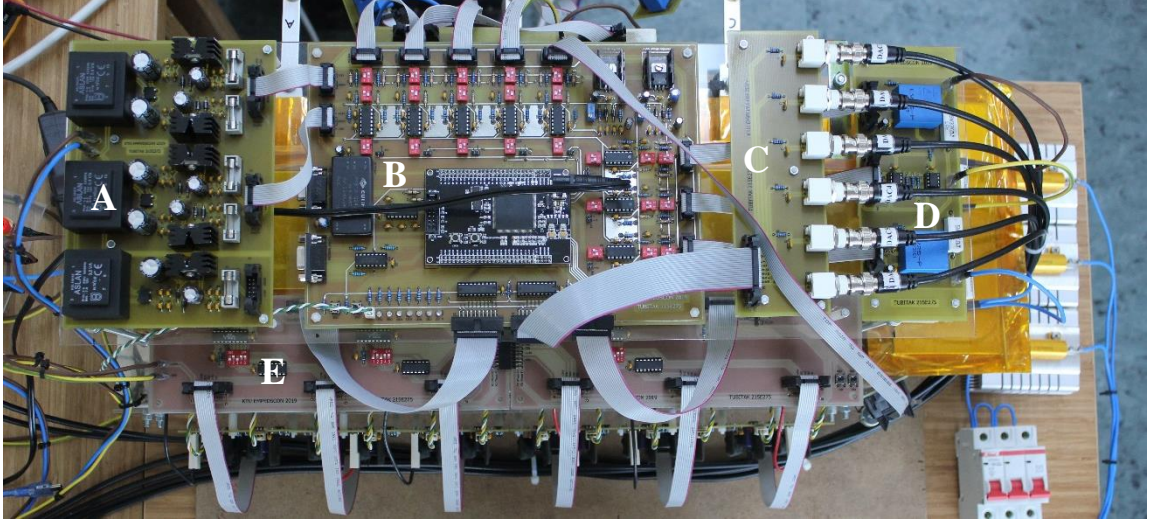
FEMSAN		CE	
DC MOTOR		Made in Turkey	
Serial No.	M1017691		
Type	5K0920001M		
2.86	kW	260	V. Arm.
1600	r.p.m	12	A. Arm.
S1	Duty	200	V. Exc.
		1	A. Exc.
Pro. Class	IP23	Ins. Class	F
Cooling	IC06	Mounting	B3

GAMAK		IE2		TS		CE	
AGM2E 100 L 4a				5016565538			
3 ~ MOT.	I.CL. F		IP 55	B3		S1	
V	Hz	kW	l/min	A	cos φ	Eff %	
Δ 230	50			8.5		IE2- 84.3	
Y 400	50	2.2	1420	4.9	0.77	IE2- 84.3	
Y 460	60	2.5	1705	4.9	0.77		
MADE IN TURKEY – Ü.T./ P.D. 2016 TS EN 60034-1							

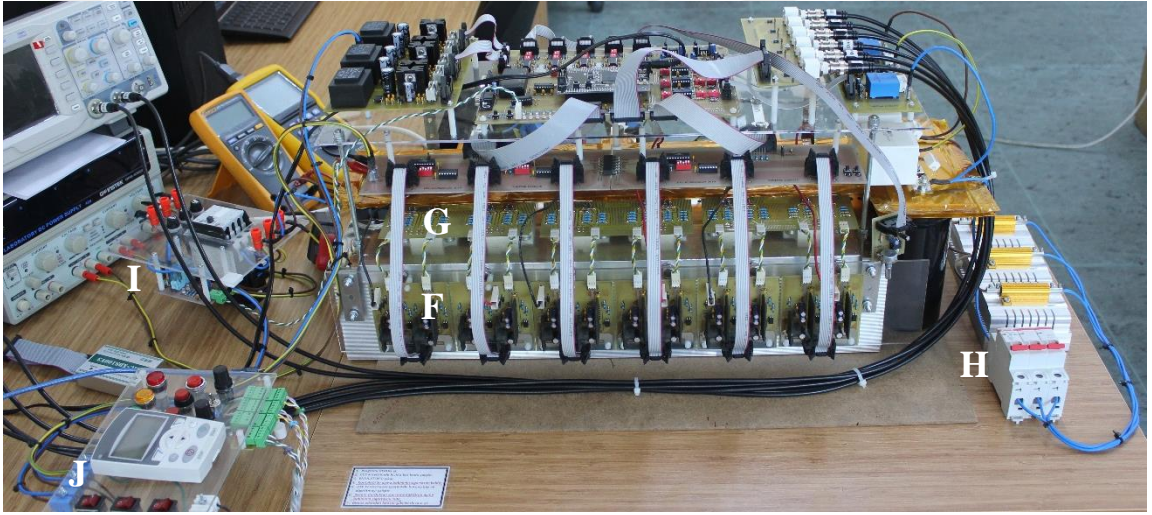
7.2. Gerçekleştirilen Güç ve Denetim Devreleri

Bu bölümde, genel görünümleri Şekil 7.3'de verilen deney düzeneğinin öncelikle evirici güç devre tasarımı ve tasarımda dikkat edilmesi gereken hususları ele alınmıştır. Sonrasında eviricinin çalışması için gerekli IGBT kapı sürücü devreleri, akım ve gerilim bilgilerinin okunması için gerekli sensör devreleri, F28335 DSP uygulama geliştirme kartı ve tüm bu devrelerin beslemesi için gerekli DA besleme katı tasarımlarına yer verilmiştir.

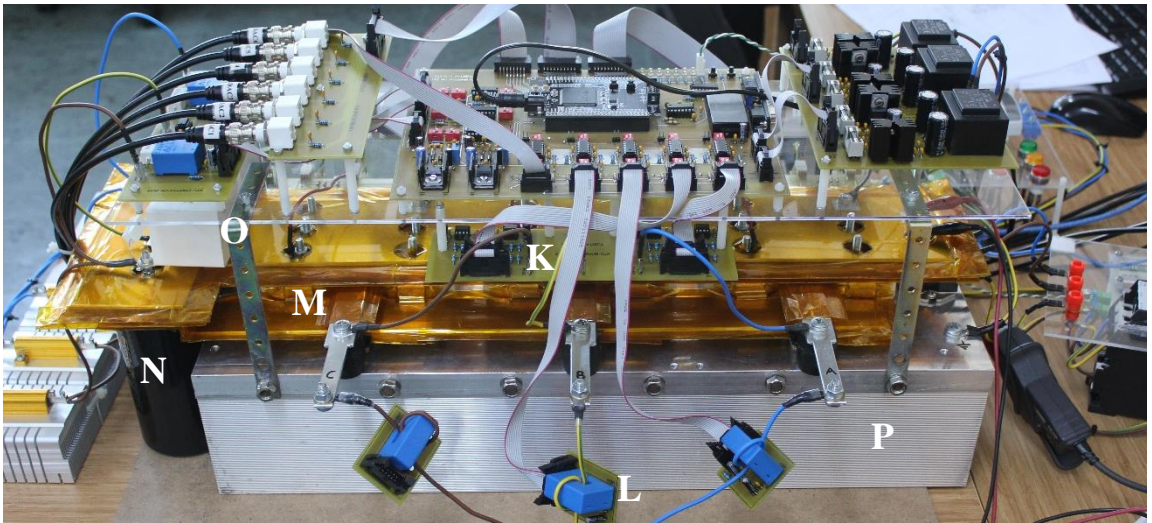
Üç seviyeli diyot kenetlemeli eviricili sürücü deney düzeneği, Şekil 7.3'de harflerle kodlanan aşağıdaki alt bölümlerden oluşmaktadır. Bunlar;



(a) Üstten görünüm



(b) Önden görünüm



(c) Arkadan görünüm

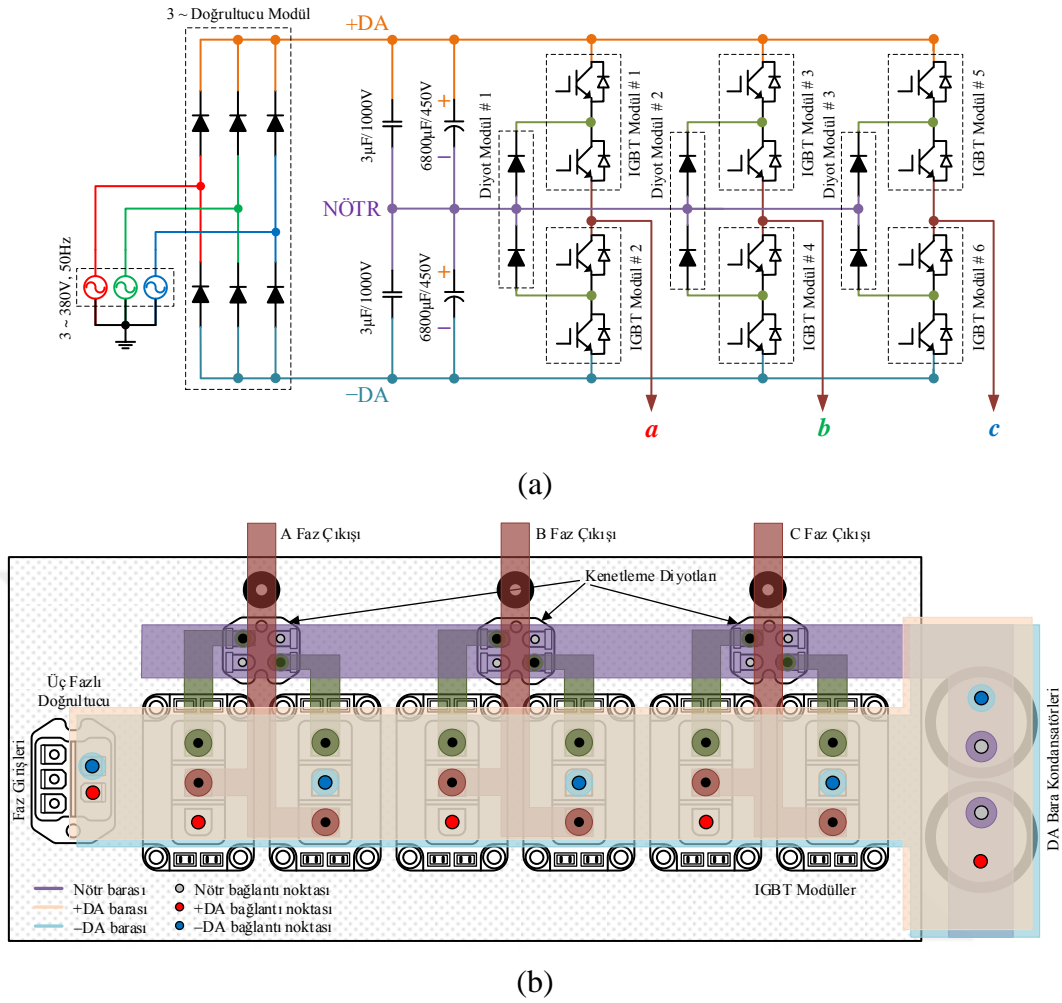
Şekil 7.3. Üç seviyeli diyot kenetlemeli evircili sürücü deney düzeneği

- A: Sensör devreleri ve DSP uygulama geliştirme kartı için DA besleme katı,
- B: F28335 DSP uygulama geliştirme kartı,
- C: Ölçüm amaçlı kullanılan PWM çıkışları için alçak geçiren filtre devresi,
- D: DA bara gerilimi ölçüm devresi,
- E: Ölü zaman üretici devresi,
- F: IGBT kapı sürücü devreleri,
- G: Kapı sürücü devrelerinin IGBT modüle bağlantısı için kullanılan devreler,
- H: DA bara kondansatörünün deşarjı için kullanılan dirençler,
- İ: Ana AA besleme gerilimini kontrol eden kontaktörlü devre,
- J: DA sürücü ünitesini ve asenkron motoru yüklemek için kullanılan kontrol paneli,
- K: AA gerilim ölçüm devresi,
- L: AA akım ölçüm devresi,
- M: Üç seviyeli diyot kenetlemeli evirici,
- N: DA bara kondansatörleri,
- O: Snubber kapasiteleri,
- P: Soğutucu blok,

şeklindedir.

7.2.1. Üç Seviyeli Diyot Kenetlemeli Evirici Devresi

Tasarımı yapılan üç seviyeli diyot kenetlemeli eviricide, anahtarlama elemanı olarak Semikron firmasının 1200 V, 300 A'lık Semitrans® 3 SKM300GB12T4 IGBT modülleri, kenetleme diyotları için IXYS firmasının yüksek performanslı 600 V, 60 A'lık DSEP2×61-06A hızlı diyotları kullanılmıştır. Doğrultucu devresi için yine IXYS firmasının 1600 V, 90 A'lık VUO84-16NO7 üç fazlı doğrultucusu ve DA bara kondansatörü olarak Kendeil marka 6800 μF , 450 V'luk kondansatörleri tercih edilmiştir. Tüm bu devre elemanlarının yerleşimi ise tek bir soğutucu blok üzerinde gerçekleştirilmiştir. Elemanların soğutucu üzerindeki yerleşim düzenine ve birbirleri ile olan bağlantısına oldukça dikkat edilmelidir. Çünkü, oluşabilecek uzun akım çevrimlerinde düşük empedanslı ve parazitik etkilerin minimum seviyede tutulduğu yolların oluşturulması, yüksek güçlü ve yüksek frekansta çalışan bir evirici tasarımı için oldukça önemlidir.



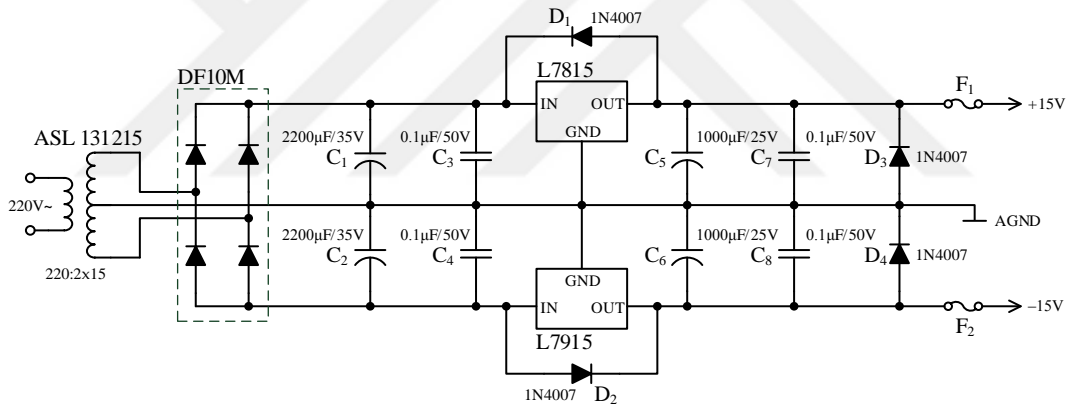
Şekil 7.4. Tasarlanan üç seviyeli diyot kenetlemeli eviricinin şematik gösterimi

Şekil 7.4’de devre elemanlarının soğutucu üzerindeki yerleşimi ve birbirleri ile olan bağlantıları şematik olarak gösterilmiştir. Burada, IGBT modüller ile kenetleme diyotları arasındaki bağlantı için özel tasarlanmış alüminyum baralar kullanılmıştır. Benzer şekilde, laminasyonlu bus bar sistemi kullanılarak da pozitif, negatif ve nötr hatlarının bağlantıları gerçekleştirilmiştir. Bu tür bara sistemi ile eviricinin akım taşıma kapasitesi artırılabilirdiği gibi düşük empedanslı ve düşük parazitikli akım yolları da oluşturulabilmektedir. Baralar arasındaki yalıtımı sağlamak için yüksek sıcaklığa dayanıklı, aynı zamanda yüksek elektriksel dayanımı olan ve poliimid (polyimide) malzemeden yapılmış kapton bant kullanılmıştır. Bu malzeme transformatörlerde ve motorlarda izolasyon malzemesi olarak kullanıldığı için ayrıca tercih edilmiştir. İki bara arasındaki yalıtkan malzeme ortalama 1 mm kalınlığında olacak şekilde çekilmiş ve eviricinin çalışma esnasında oluşabilecek yüksek gerilim zıplamalarına karşı malzemenin delinme dayanımı da artırılmıştır. Ayrıca,

IGBT'lerin anahtarlanması esnasında oluşabilecek yüksek dv/dt oranının bastırılması için pozitif-nötr ve nötr-negatif DA bara hatları arasına Alcon $3 \mu F$, $1000 V$ 'luk iki adet snubber kapasitesi de eklenmiştir.

7.2.2. Simetrik Güç Kaynağı Devresi

Deney düzeneğinde hem F28335 DSP uygulama geliştirme kartının hem de akım ve gerilim ölçüm devrelerinin beslemesi için $\pm 15 V$ simetrik güç kaynağına ihtiyaç vardır. DSP uygulama geliştirme kartı, üzerinde bulunan devre elemanlarının her birinin çekeceği akım değeri göz önüne alındığında toplamda maksimum $100 mA$ akım çekecektir. Bu durumda, $15 V$ besleme gerilimi için besleme katının güç değeri $15 \times 0.1 = 1.5 W$ olur. Dolayısıyla, bu besleme katı için seçilecek trafo ortak uçlu ve gücü $P_{\pm 15V} > 2 \times 1.5 W$ olmalıdır.



Şekil 7.5. Simetrik güç kaynağı devresi

Doğrultma işlemi için DF10M tam dalga doğrultucu entegresi ve gerilim regülasyonu için L7815 ve L7915 regülatörleri kullanılmıştır. Şekil 7.5'de, tasarlanan bu simetrik güç kaynağının devre şeması gösterilmiştir. Benzer hesaplar ve devre tasarım kriterleri ölçüm devrelerini besleyen güç katı için de yapılabilir. Ölçüm devrelerinde faz akımlarının ölçümü için üç adet LA55-P akım sensörü, DA bara geriliminin ölçümü için iki adet LV25-P ve faz-faz gerilimlerin ölçümü için işlemsel yükselteçli devreler kullanılmıştır. Akım ve gerilim sensörleri ile kullanılan işlemsel yükselteçlerin her birinin çekeceği akım değeri maksimum $270 mA$ kadardır. Dolayısıyla, sensör besleme katının güç değeri $15 \times 0.27 = 4.05 W$ olur.

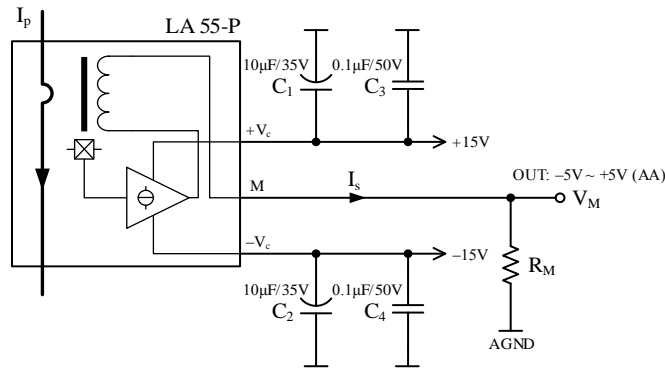
Diğer devre elemanları ise yine yukarıda verilenlerle birebir aynı seçilebilir. Ayrıca, Şekil 7.5’de verilen devre şeması sensör besleme katı içinde geçerlidir.

7.2.3. Akım ve Gerilim Ölçüm Devreleri

Deney setinde üç faz akımların ölçümü için LA55-P akım sensörü kullanılmıştır. Akım ölçümü için kullanılan devre şeması Şekil 7.6’da gösterilmiştir. Bu akım sensörü ile ölçülebilecek yani primerinden akabilecek maksimum akımın etkin değeri $I_{pN} = 50 A$ ’dir. Sensörün dönüşüm oranı 1:1000 olduğuna göre sekonderden akacak maksimum akımın etkin değeri ise $I_{sN} = 50 mA$ olur. Sekonder akımı, sensörün M ölçüm ucundan çıkış alınır ve R_M ölçüm direnci üzerinden gerilime dönüştürülür. Sensör çıkış gerilimini $V_M = \pm 5 V$ aralığında sınırlamak için kullanılacak R_M direncinin değeri ise,

$$R_M = \frac{V_M}{\sqrt{2}I_{sN}} \quad (120)$$

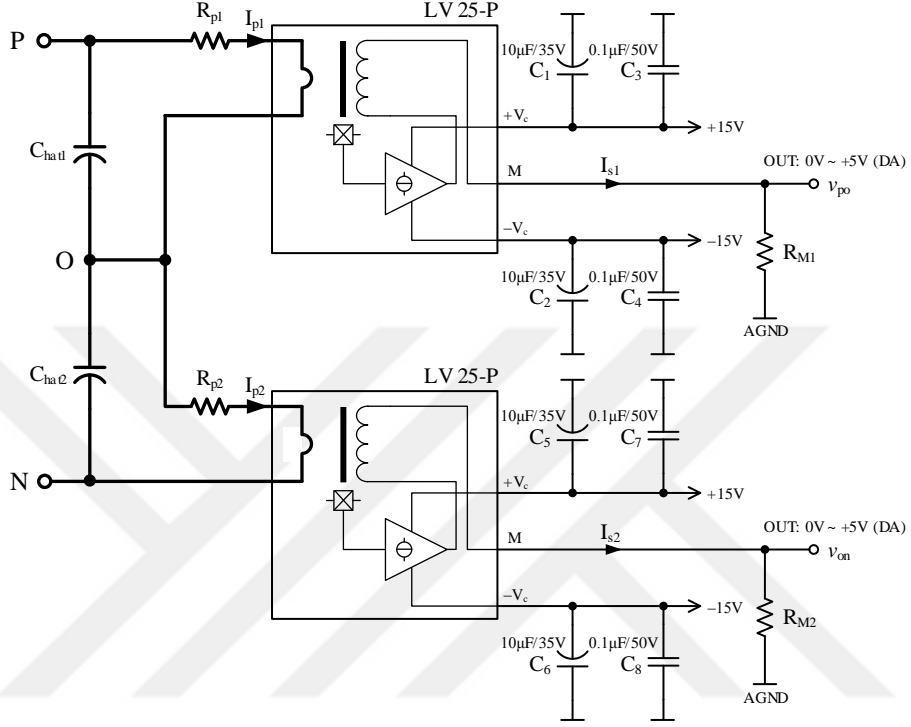
şeklinde hesaplanır. Burada, hesaplanan R_M direnci sensör besleme gerilimi $\pm 15 V$ olduğu için $50 \Omega \leq R_M \leq 160 \Omega$ aralığında olmalıdır. Dolayısıyla, $R_M = 70.71 \Omega$ olarak seçilir. Bu değerde bir direnç bulunamayacağı için bu değere en yakın 68Ω ’luk direnç ölçüm direnci olarak kullanılır. Bu durumda, $R_M = 68 \Omega$ için $V_M = \pm 4.8 V$ aralığında değişir.



Şekil 7.6. Faz akımlarının ölçümü için kullanılan devre

Deney setinde DA bara geriliminin ölçümü ise LV25-P gerilim sensörü ile yapılmıştır. Diyot kenetlemeli eviricide DA bara gerilimi kondansatörlerle iki eşit parçaya bölüdüğü

için iki adet gerilim sensörü kullanılmıştır. Bunlardan biri nötr noktası ile pozitif bara arasındaki V_{PO} gerilimini ölçerken, diğeri ise nötr noktası ile negatif bara arasındaki V_{ON} gerilimini ölçer.



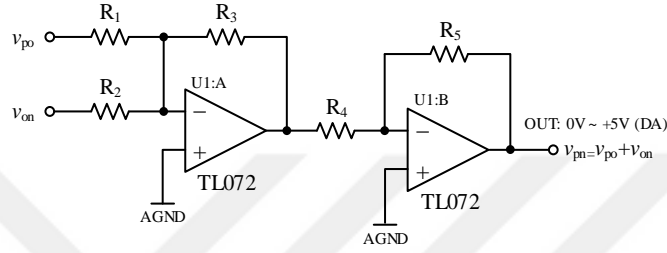
Şekil 7.7. DA bara geriliminin ölçümü için kullanılan devre

Şekil 7.7’de DA bara geriliminin ölçümü için kullanılan devre şeması gösterilmiştir. LV25-P ile ölçülebilecek nominal gerilim değeri $V_{pN} = 500 V$ ve primer sargısından akabilecek akımın maksimum değeri ise $I_{pN} = 10 mA$ ’dir. Tasarlanan evirici için DA bara geriliminin maksimum değeri $V_{dc} = 600 V$ olduğu düşünülürse, her bir kondansatör üzerine düşecek maksimum gerilim değeri $E = 300 V$ olur. Bu durumda gerilim sensörünün R_p primer direnci, $I_{pN} \leq 10 mA$ koşulu sağlanacak şekilde aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$R_p \geq \frac{E}{I_{pN}} \quad (121)$$

Burada, $E = 300 V$ için gereken primer direnci $R_p \geq 30 k\Omega$ olmalıdır. $R_p = 30 k\Omega$ için primer direnci üzerinde harcanan güç ise $P_p = 3 W$ olur. Dolayısıyla, primer direnci

$R_p = 33 \text{ k}\Omega/5 \text{ W}$ olarak seçilmiştir. $R_p = 33 \text{ k}\Omega$ için primer sargısından akacak akım $I_p = 9.09 \text{ mA}$ 'dir. Sensörün dönüşüm oranı 2500: 1000 olduğuna göre sekonderden akan akımın değeri $I_s = 22.73 \text{ mA}$ olur. Sensör çıkış gerilimini $V_M = 0 \sim +5 \text{ V}$ aralığında sınırlamak için kullanılacak ölçüm direnci ise $5 \text{ V}/22.73 \text{ mA}$ 'den $R_M = 219.97 \Omega \approx 220 \Omega$ olur. Bu değer, sensörün $\pm 15 \text{ V}$ besleme gerilimi için olması gereken ölçüm direnci aralığında $100 \Omega \leq R_M \leq 350 \Omega$ olduğu için seçilebilir.



Şekil 7.8. Toplam DA bara geriliminin ölçümü için kullanılan devre

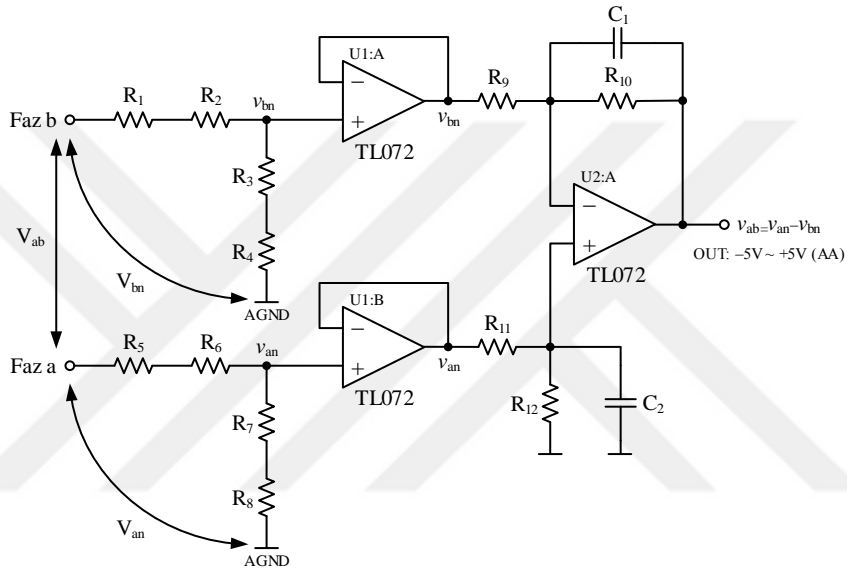
Şekil 7.7'de verilen ölçüm devresi ile toplam bara gerilimi yani pozitif ve negatif baralar arasındaki V_{PN} gerilimi ölçülememektedir. Fakat, V_{PN} gerilimi V_{PO} ve V_{ON} gerilimlerinin toplamına eşittir. Şekil 7.8'de toplam bara geriliminin ölçümü için kullanılan işlemsel yükselteçli devre gösterilmiştir. Tasarlanan bu devre toplayıcı ve birim kazançlı tersleyen yükselteç devrelerinden oluşmaktadır ve transfer fonksiyonu aşağıdaki gibidir.

$$V_o = R_3 \left(\frac{V_{PO}}{R_1} + \frac{V_{ON}}{R_2} \right) \frac{R_4}{R_5} \quad (122)$$

Burada, $R_3 = R$ ve $R_1 = R_2 = R_4 = R_5 = 2R$ şeklinde alınırsa toplam bara gerilimi $V_{PN} = 0 \sim +5 \text{ V}$ aralığında elde edilebilir. Diğer taraftan, faz-faz geriliminin ölçümü için direnç bölücü ve işlemsel yükselteçlerin kullanıldığı bir devre tasarlanmıştır. Şekil 7.9'da V_{ab} faz-faz geriliminin ölçümü için kullanılan devre şeması gösterilmiştir. Burada, a fazı ucu ile $AGND$ arasındaki direnç bölücü devre V_{an} faz-nötr gerilimini ölçeklendirmektedir. Gerilim izleyici devrenin girişi v_{an} ölçeklendirilmiş bu gerilimi ifade eder. Benzer bir işlem b fazı gerilimi içinde yapılmıştır. Ölçeklendirme oranı ise aşağıda verilen eşitliğe göre gerçekleştirilmiştir.

$$v_{bn} = \frac{V_{bn}}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} (R_3 + R_4) \quad (123)$$

Burada, faz-faz geriliminin maksimum değeri $\pm 600 V$ olduğu düşünülmüş ve v_{bn} geriliminin değişimi $\pm 5.77 V$ arasında olacak şekilde R_1 , R_2 , R_3 ve R_4 direnç değerleri belirlenmiştir. Bu durum, a fazı için V_{an} geriliminin ölçeklendirilmesinde kullanılan R_5 , R_6 , R_7 ve R_8 direnç değerlerinin hesaplanması içinde geçerlidir.



Şekil 7.9. Faz-faz geriliminin ölçümü için kullanılan devre

Faz-faz geriliminin $v_{ab} = v_{an} - v_{bn}$ şeklinde olduğu bilindiğine göre gerilim izleyici devrelerin çıkışına fark alıcı yükselteçli devre eklenerek, ölçeklendirilmiş v_{ab} gerilimi elde edilebilir. Fark alıcı devrenin transfer fonksiyonu eğer $R_9 = R_{11}$ ve $R_{10} = R_{12}$ olarak alınırsa aşağıdaki gibi olur.

$$v_{ab} = \frac{R_{10}}{R_9} (v_{an} - v_{bn}) \quad (124)$$

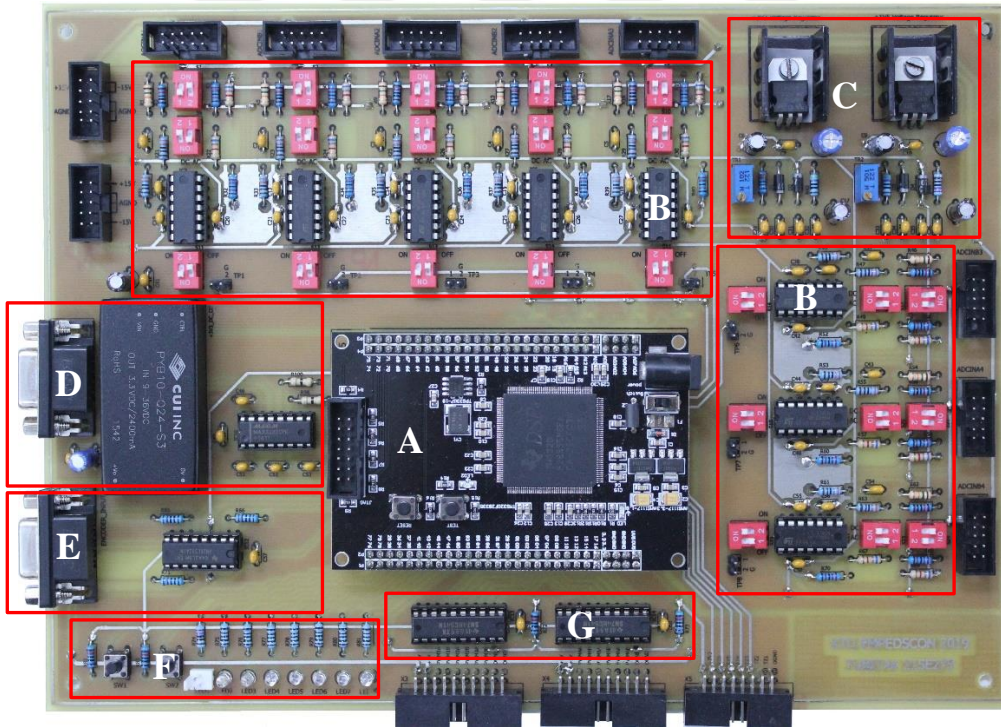
Yukarıda verilen eşitlikte $R_{10}/R_9 = 1$ için v_{ab} geriliminin değişimi $\pm 10 V$ arasında olacaktır. Değişimi $\pm 5 V$ aralığında sınırlamak için $R_9 = 2R_{10}$ alınmalıdır.

7.2.4. F28335 DSP Uygulama Geliştirme Kartı

F28335 DSP uygulama geliştirme kartı, daha önce belirtildiği gibi bu tez kapsamında DSP tabanlı motor kontrol uygulamaları geliştirmek amacıyla tasarlanmıştır. Şekil 7.10'da daha açık bir şekilde gösterilen bu kart aşağıda verilen alt bölümlerden oluşmaktadır. Bunlar;

- A: TMS320F28335 DSP kontrol kartı,
- B: ADC girişleri için sinyal koşullandırma devreleri,
- C: Referans gerilim (+1.5 V ve +3 V) üretici devreleri,
- D: SCI haberleşme arayüz devresi,
- E: Enkoder arayüz devresi,
- F: Giriş ya da çıkış olarak atanan pinler için led ve butonlar,
- G: PWM çıkışları için tampon devreleri,

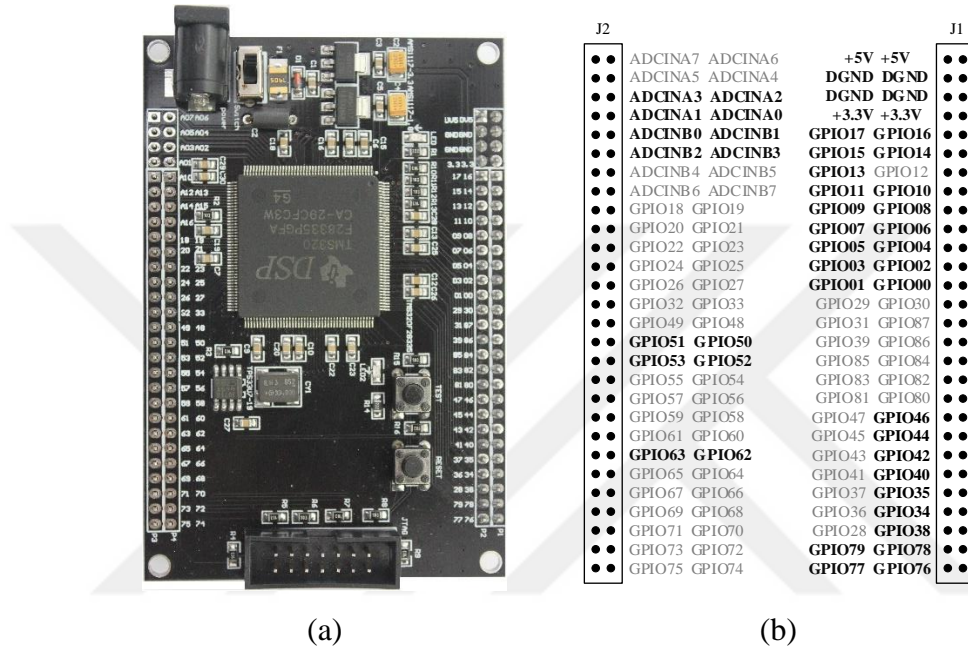
şeklindedir.



Şekil 7.10. F28335 DSP uygulama geliştirme kartı

Uygulama geliştirme kartının en önemli birimi ve ayrıca yazılımların geliştirildiği yer olan DSP kontrol kartı Şekil 7.11.a'da daha net bir şekilde gösterilmiştir. Bu kontrol kartı, TMS320F28335PGFA mikroişlemcisinin çalışabilmesi için minimum gereksinimlerde

tasarlanmıştır. İşlemcinin tüm giriş ve çıkış pinleri ilgili bağlantıların yapılabilmesi için 2 adet 2×28 header ile dışarıya çıkarılmıştır. Şekil 7.11.b’de bu pinlerin işlemcinin hangi pinleri ile ilişkilendirildiği gösterilmiştir. Kartın beslemesi $+5V$ ’luk bir izoleli adaptör ile sağlanmaktadır. Programlanması ise JTAG pinleri üzerinden Texas Instruments XDS100V3 USB emulâtörü ile yapılmıştır.



Şekil 7.11. TMS320F28335 DSP kontrol kartı ve çıkış pinleri

TMS320F28335 sayısal işaret işleyicisi, TMS320C28x/Delfino™ DSC/MCU neslinin bir üyesidir. Bu işlemci, zorlu kontrol uygulamaları için son derece entegre ve yüksek performanslı çözümler sunmaktadır. Özellikle güç elektroniği ve endüstriyel elektronik uygulamalarında kullanılmak üzere üretilmiştir. Yüksek çalışma hızlarına çıkabilmesi, barındırdığı çevre birimleri ve geliştirme ortamıyla karmaşık sistemlerin kontrolünü oldukça kolaylaştırmaktadır. TMS320F28335 işlemcisinin en temel özellikleri aşağıda verildiği gibi sıralanabilir. Bunlar;

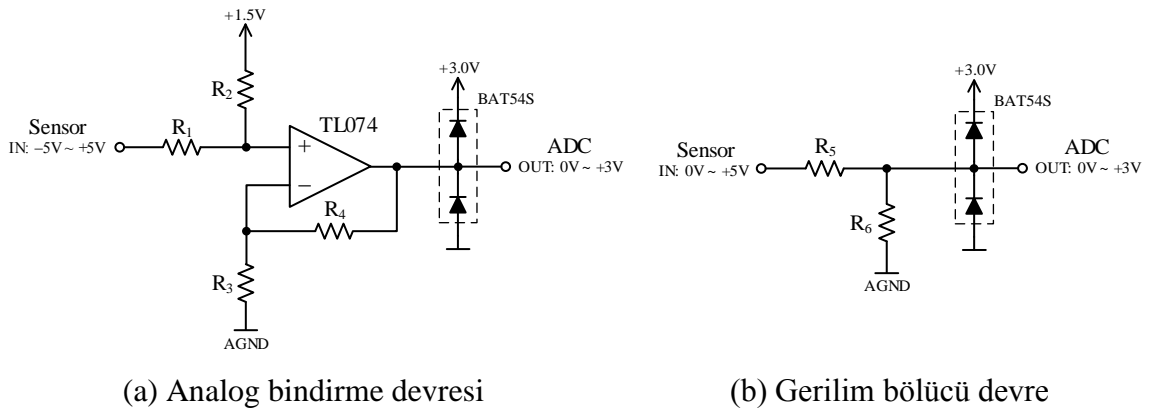
- 30MHz saat girişi,
- 150MHz’e kadar çalışma hızı,
- 32-bit kayan-noktalı (floating-point) CPU,
- 68K byte RAM bellek,
- 512K byte FLASH bellek,

- 256K byte SRAM bellek,
- 8 adet istenilen pine bağlanabilen harici kesme kaynağı oluşturma,
- Barındırdığı çevre birimlere ilişkin 58 adet farklı kesme kaynağı oluşturma,
- Gelişmiş kontrol çevre birimleri,
 - 12 adet PWM çıkışı,
 - 2 adet enkoder arayüzü (quadrature encoder interface),
 - 6 adet programlanabilir yakalama girişi (event capture input),
 - 8 adet 32-bit zamanlayıcı (timer),
(6 tanesi yakalama, 2 tanesi enkoder birimi için)
 - 9 adet 16-bit zamanlayıcı (timer),
(6 tanesi PWM, 3 tanesi XINTCTRs birimi için)
- 3 adet 32-bit CPU zamanlayıcı (timer),
- Seri port haberleşme çevre birimleri
 - 2 adet CAN modülü,
 - 3 adet SCI (UART) modülü,
 - 2 adet SPI olarak ayarlanabilir McBSP modülü,
 - 1 adet SPI modülü,
 - 1 adet I2C modülü,
- 16 kanal, 12-bit ADC girişi,
 - 0 – 3V aralığında gerilim girişi,
 - 80ns dönüşüm zamanı,
 - 2 × 8 kanal çoklayıcı (multiplexer),
 - 2 adet Sample-and-Hold birimi,
 - Sıralı ya da eş zamanlı dönüşüm özelliği,
- Yazılım güvenliğine yönelik 128-bit güvenlik anahtarı/kilidi,
- IEEE 1149.1 standartlarına uygun JTAG portu,
- Code Composer Studio™ IDE üzerinden C++ programlama desteği,

şeklindedir.

TMS320F28335 DSP kontrol kartının, uygulama geliştirme kartı için kullanılan pinleri Şekil 7.11.b’de koyu renklerle gösterilmiştir. Burada, Gpio00-Gpio11 pinleri PWM çıkışlarını almak için ePWMxA ya da ePWMxB fonksiyonu şeklinde ayarlanmıştır. Gpio14-Gpio17 pinleri ise sistemden hata sinyalleri toplamak amacıyla TZx fonksiyonu şeklinde

kullanılmıştır. Böylece, TZ4, TZ5 ve TZ6 girişleri sırasıyla a , b ve c fazı sürücü hata sinyal çıkışları ile ilişkilendirilerek bir hata durumunda yazılımsal olarak PWM işaretlerinin kesilmesi amaçlanmıştır. TZ3 girişi ise dışarıdan bir buton aracılığıyla manuel hata sinyali oluşturmak için kullanılmıştır. Enkoder girişleri için Gpio50-Gpio53 pinleri eQEP1A/B/S/I fonksiyonu ve SCI haberleşmesi için Gpio62 ve 63 pinleri SCIRXDC/SCITXDC fonksiyonu olarak ayarlanmıştır. Diğer taraftan, Gpio 13 pini ölü zaman entegresinin OUTENA pinine bağlanmış ve herhangi bir hata durumunda ölü zaman devresinin çıkışları devre dışı (disable) yapılarak sistemin güvenliği için kullanılmıştır. Benzer şekilde, Gpio 76 pini evirici ana besleme gerilimini devreye alma ya da devre dışı bırakmak için röleli kontaktör devresinin kontrolünde kullanılmıştır. Diğer kullanılan Gpio pinleri ise led ya da buton bağlanmak üzere giriş ya da çıkış olarak ayarlanmıştır. Kontrol kartının kullanılan ADC girişleri ise ADCINA0, A1, A2, A3 ve ADCINB0, B1, B2, B3 şeklindedir. Bu ADC girişleri eş zamanlı örnekleme yapacak şekilde ayarlanmıştır. ADCINA0-B0 girişlerinden I_a ve I_b faz akımları, ADCINA1-B1 girişlerinden V_{ab} ve V_{ca} faz-faz gerilimleri ve ADCINA2 girişinden ise V_{ref} referans gerilimi okunmuştur. ADCINB2-A3-B3 girişleri ise daha sonra farklı uygulamalar geliştirmek amacıyla DA bara gerilimlerinin okunması için ayrılmıştır.



Şekil 7.12. ADC sinyal koşullandırma devreleri

F28335 DSP uygulama geliştirme kartı ile toplam sekiz adet analog işaret ADC kanalları üzerinden örneklendirilebilir. ADC girişlerine uygulanacak analog işaretin gerilim seviyesi $0 \sim +3 \text{ V}$ aralığında olmalıdır. Bir önceki bölümde akım ve gerilim ölçümü için kullanılan devrelerin, AA ölçümlerde $-5 \text{ V} \sim +5 \text{ V}$ aralığında DA ölçümlerde ise $0 \sim +5 \text{ V}$ aralığında çıkışlar verdiği bilinmektedir. Bu nedenle, sensörlerden gelen analog işaretler

öncelikle $0 \sim +3 V$ aralığına ölçeklendirilmelidir. ADC girişleri için tasarlanan bu sinyal koşullandırma devreleri, sensörlerden gelen ölçüm sinyallerini işlemcinin okuyabileceği uygun seviyelere dönüştürmek için kullanılır. Bu devreler, giriş gerilim seviyeleri yukarıda verilen sensör çıkışları dikkate alınarak Şekil 7.12’de gösterildiği gibi tasarlanmıştır. AA ölçümlerde negatif değerlerde gerilim seviyeleri görüldüğü için gerekli ölçeklendirme işlemi analog bindirme devresi kullanılarak gerçekleştirilir. DA ölçümlerde ise sadece gerilim bölücü devrenin kullanılması yeterlidir. AA ölçümler için kullanılan analog bindirme devresinin transfer fonksiyonu aşağıdaki eşitlik ile verilmiştir.

$$\left(1 - \frac{R_1 + R_2}{R_1}\right) V_i = -\frac{(R_1 + R_2)R_3}{R_1} \frac{V_o}{R_3 + R_4} + v_{offset} \quad (125)$$

Burada, $R_2 = R_4 = R$ ve $R_1 = R_2 = mR$ şeklinde seçilirse,

$$V_o = \frac{1}{m} V_i + v_{offset} \quad (126)$$

olur. Bu durumda, $m = 3.3333$ ve $v_{offset} = +1.5 V$ şeklinde alınırsa, analog bindirme devresinin çıkış gerilimi $0 \sim +3 V$ aralığında değişir. DA ölçümler için kullanılan gerilim bölücü devrenin transfer fonksiyonu ise,

$$V_o = \frac{R_6}{R_5 + R_6} V_i \quad (127)$$

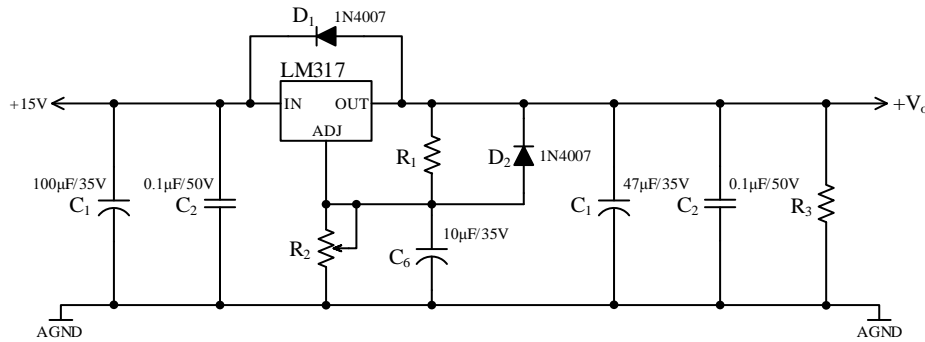
gibi yazılır. Burada, R_5 ve R_6 dirençleri ise devrenin çıkış gerilimini $0 \sim +3 V$ arasında sınırlandıracak şekilde seçilir. Şekil 7.12’de verilen devrelerde, ADC girişlerini korumak amacıyla BAT54S schottky diyotları da kullanılmıştır. Böylece, herhangi bir nedenden dolayı ADC girişlerine gelebilecek $< 0 V$ ve $> +3 V$ gerilimler kırılarak ADC’nin zarar görmesi engellenmiştir. Ayrıca, bu devrelerin çıkışına birim kazançlı Sallen-Key devre topolojisine sahip ikinci dereceden Butterworth filtrelerde eklenmiştir.

Yukarıda verilen analog sinyal koşullandırma devreleri, $+1.5 V$ ve $+3 V$ referans gerilimlerine ihtiyaç duymaktadır. Bu gerilimler, uygulama geliştirme kartı üzerinde bulunan LM317 entegresi kullanılarak üretilmiştir. LM317, çıkış gerilimi $1.25 V$ ile $37 V$ arasında ayarlanabilen bir gerilim regülatörüdür. Şekil 7.13’de $+1.5 V$ ve $+3 V$ referans

gerilimlerin üretilmesi için kullanılan devre şeması gösterilmiştir. Bu devrede V_o çıkış gerilimi, R_1 ve R_2 dirençlerinin değerine bağlı olarak aşağıdaki gibi değişir.

$$V_o = 1.25 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (128)$$

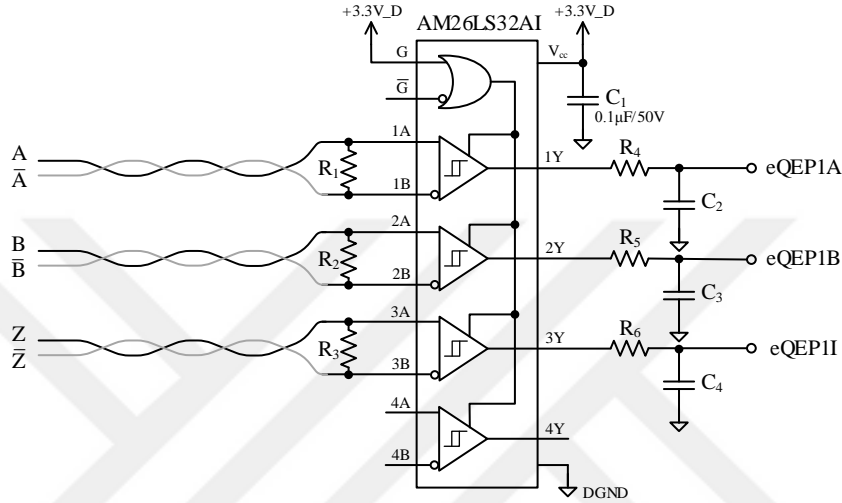
Yukarıda verilen eşitliğe göre, $+3 V$ çıkış gerilimi üretmek için $R_1 = 470 \Omega$ ve $R_2 = 658 \Omega$ alınabilir. R_2 direncinin tam değeri için $1 k\Omega$ 'luk potansiyometre kullanılmıştır. Potansiyometrenin değeri değiştirilerek istenen çıkış gerilimi elde edilebilir. Bu şekilde, seçilen dirençlerin toleransından kaynaklı gerilimdeki hatalarda ortadan kaldırılmış olur. $+1.5 V$ çıkış gerilimi üretmek için yine $R_1 = 470 \Omega$ seçilirse, $R_2 = 94 \Omega$ olur. Bu durumda R_2 direncinin tam değeri için 500Ω 'luk bir potansiyometre kullanılabilir. Diğer taraftan, her iki referans gerilim üretici herhangi bir yükü beslemediği için çıkış akımı çok küçük olacaktır. Bu yüzden, gerilim regülasyonu için gerekli minimum çıkış akım değeri sağlanamayabilir. Gerilim regülasyonunu garanti edebilmek için regülatör çıkışına R_3 direnci konulmuştur. Böylece, gerilim regülasyonu için gerekli minimum yük akımı $3.5 mA \leq I_{bias} \leq 10 mA$ aralığında R_3 direnci ile ayarlanmıştır. Bu durumda, $+3 V$ çıkış gerilimi için $R_3 = 470 \Omega$ alınırsa $I_{bias} = 7.02 mA$ ve $+1.5 V$ çıkış gerilimi için $R_3 = 270 \Omega$ alınırsa $I_{bias} = 5.55 mA$ olur.



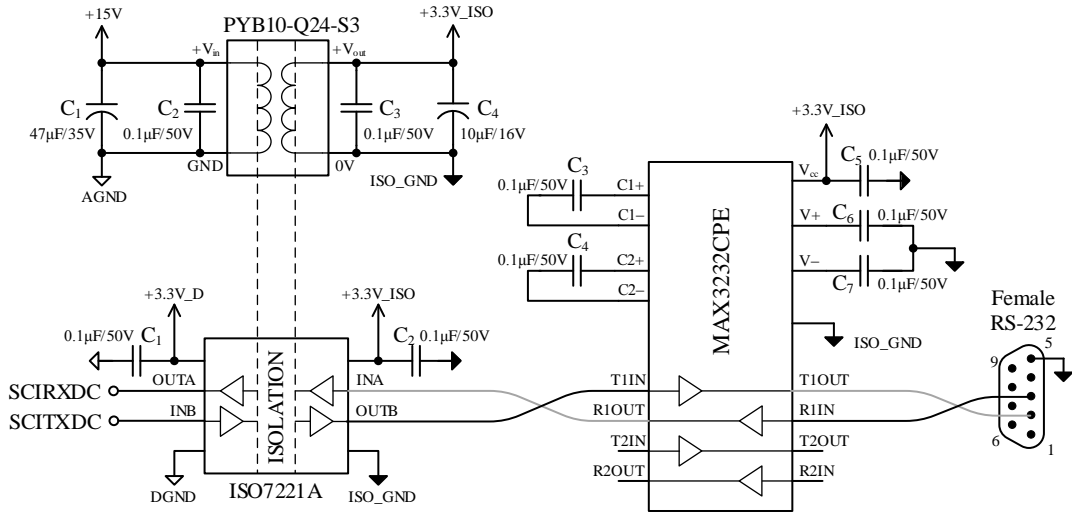
Şekil 7.13. Referans gerilim üretici devresi

F28335 DSP uygulama geliştirme kartında, motorların hız ve konum ölçümünde kullanılan enkoderler için arayüz devresi de bulunmaktadır. Bu devrenin amacı enkoder çıkışlarını mikroişlemcinin enkoder girişlerine uygun (dijital 0, $+3 V$) seviyelere getirmek için kullanılır. Çoğu enkoder çıkışları diferansiyel özelliğe sahiptir ve uygulamada bu tür

çıkışlar daha çok tercih edilmektedir. Diferansiyel çıkışlı enkoderlerin en önemli avantajı, uzak mesafelere iletilen verilerin gürültü bağışıklığının daha fazla olmasıdır. Deney setinde kullanılan Opkon PRI 50A enkoderde diferansiyel çıkışlı olduğu için arayüz devresi olarak AM26LS32AI dörtlü diferansiyel hat alıcı entegresi kullanılmıştır. Tasarlanan bu arayüz devresi Şekil 7.14’de gösterilmiştir.



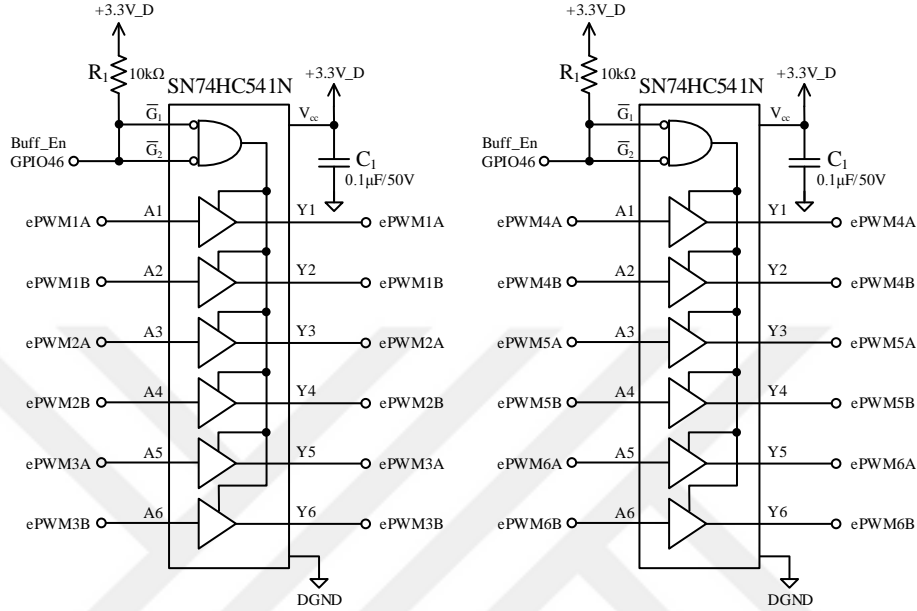
Şekil 7.14. Enkoder arayüz devresi



Şekil 7.15. Seriport haberleşmesi için kullanılan arayüz devresi

Şekil 7.15’de ise SCI haberleşmesi için tasarlanan devre şeması verilmiştir. Burada, kontrol kartı ile kullanıcı arasındaki haberleşme MAX3232 entegresi ile gerçekleştirilmiştir. Ayrıca, bağlantı sırasında oluşabilecek tehlikeli gerilim potansiyellerine karşı korumak ve

güvenli veri aktarımını sağlayabilmek için kontrol kartı ile kullanıcı arasına ISO7221A dijital izolasyon entegresi konulmuştur. Burada, işlemcinin *DGND*'sinden izole bir *GND* elde edebilmek için PYB10-Q24-S3 izoleli DA-DA dönüştürücüsü kullanılmıştır.



Şekil 7.16. PWM çıkışları için tampon devreleri

Tasarlanan bu kart üzerindeki son devre, PWM çıkışları için kullanılan tampon devreleridir. Bu devreler, kontrol kartı ile IGBT sürücü katı arasında empedans uyumluluğu ve aynı zamanda izolasyon işlemini sağlamak için kullanılır. Tampon devrelerinin bir diğer amacı, mikroişlemcinin sürebileceğinden çok daha yüksek akımlı yükleri sürebilmek için kullanılır. Gerçekleştirilen uygulamanın özelliğine göre girişini tersleyen ya da terslemeyen tampon devreleri tercih edilebilir. Burada, SN74HC541N terslemeyen tampon entegresi bu tasarım için tercih edilmiştir. Şekil 7.16'da bu devre şeması gösterilmiştir.

7.2.5. IGBT Sürücü Devreleri

IGBT sürücü devresi, deney düzeneğinde tasarımına en çok dikkat edilmesi gereken ve kullanılan IGBT'nin karakteristiğine göre önemli ölçüde parametreleri değişen bir devredir. Sürücü devre tasarımı yapılırken öncelikle anahtarların hangi tarafta (yüksek/high-side ya da düşük/low-side) olduğu belirlenir. Bu ise IGBT'nin emitör (emitter) ucunun

bağlandığı noktaya göre değişir. Üç seviyeli diyot kenetlemeli eviricide bir faz bacağındaki ilk üç anahtar yüksek, dördüncü anahtar ise düşük tarafta bulunmaktadır. Düşük tarafta bulunan IGBT'nin emitör ucu negatif DA baraya bağlı olduğundan yani emitör ucu sıfır potansiyele sahip olduğundan anahtarı ilettime geçirmek için kapı (gate) ucuna eşik gerilim seviyesi kadar $V_{GE} \geq V_{th}$ gerilim uygulanması yeterlidir. Fakat, yüksek tarafta bulunan IGBT'ler için bu durum biraz farklıdır. Çünkü, bu anahtarların emitör ucunun bağlandığı yerdeki gerilim seviyesi anahtarlama durumlarına göre sürekli değişir. Bu yüzden, ilgili anahtarı ilettime geçirmek için kapı ucuna uygulanacak gerilim, referans alınan emitör ucundaki gerilim seviyesi V_x ile eşik gerilimin toplamı kadar $V_{GE} \geq V_x + V_{th}$ olmalıdır. Bu durum, V_x gerilim seviyesinin sürekli izlenmesini gerektirir. Uygulamada yüksek tarafta bulunan anahtarları sürmek için farklı sürücü topolojileri geliştirilmiştir. Bunlar, bootstrap kapı sürücüler, darbe trafosu kullanılan kapı sürücüler ve izole kaynaktan beslenen kapı sürücülerdir. Burada, yüksek ve düşük taraftaki tüm IGBT'leri sürmek için izole kaynaktan beslenen kapı sürücülerini tercih edilmiştir.

Sürücü devre tasarımı, kullanılan IGBT'lerin karakteristikleri göz önüne alınarak gerçekleştirilmelidir. Deney düzeneğinde SEMIKRON firmasına ait 1200 V, 300 A'lık Semitran[®] 3 SKM300GB12T4 IGBT modülleri kullanılmıştır. Bu IGBT modüller için seçilecek kapı sürücüsü öncelikle aşağıdaki akım ve güç değerlerini karşılamalıdır. Buna göre, sürücünün $I_{g(av)}$ ortalama çıkış akımı,

$$I_{g(av)} > Q_G f_{sw} \quad (129)$$

ve $P_{g(out)}$ çıkış gücü,

$$P_{g(out)} > I_{g(av)}(V_{cc} - V_{ee}) \quad (130)$$

şeklinde seçilmelidir. Burada, V_{cc} ve V_{ee} sürücüyü besleyen izole kaynağın pozitif ve negatif gerilimleri, Q_G kullanılan IGBT'nin kapı şarj değeri ve f_{sw} anahtarlama frekansdır. $V_{cc} = +15 V$ ve $V_{ee} = -8 V$ için IGBT modülün kapı şarj değeri $Q_G = 1700 nC$ 'dir. Anahtarlama frekansı da $f_{sw} = 10 kHz$ olarak alındığına göre sürücünün $I_{g(av)} > 17 mA$ ve $P_{g(out)} > 0.391 W$ olmalıdır. Sürücü seçiminde kullanılan bir diğer önemli kriter, anahtarın iletim ve

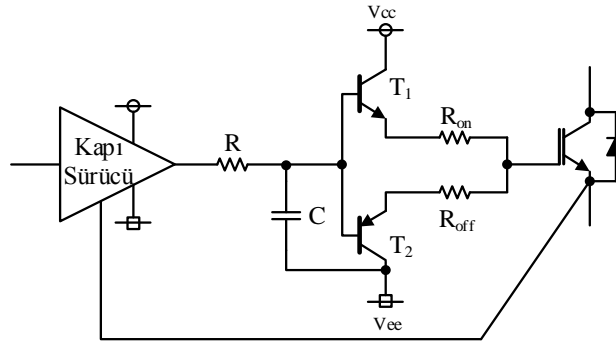
kesime geçişleri sırasında oluşacak anlık kapı akımlarını karşılayabilmesidir. Sürücünün $I_{g(peak)}$ anlık kapı akımı,

$$I_{g(peak)} = \frac{V_{cc} - V_{ee}}{R_G + R_{G(int)}} \quad (131)$$

şeklinde hesaplanır. Burada, R_G dışardan sürücü devresine bağlanan kapı direnci ve $R_{G(int)}$ IGBT modül içerisinde bulunan kapı direncidir. Kullanılan IGBT modül için $R_{G(int)} = 2.5 \Omega$ 'dur ve R_G ise 2.5Ω olarak alınmıştır. Bu durumda, $I_{g(peak)} = 4.6 A$ olur. Dolayısıyla, kullanılacak sürücünün verebileceği anlık kapı akımı bu değerden büyük seçilmelidir. Sürücü devresini besleyen izoleli DA-DA dönüştürücünün I_o çıkış akımı ise,

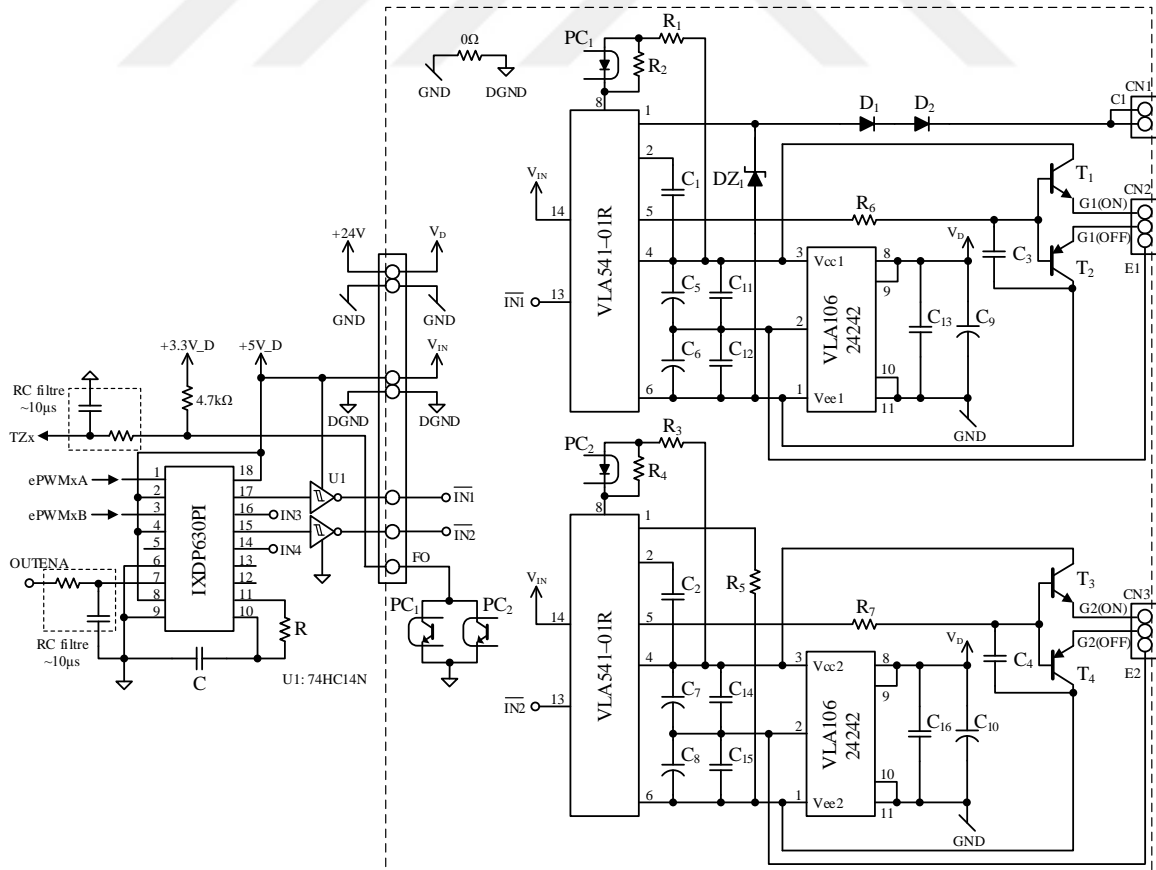
$$I_o > (I_{g(av)} + I_{cc})(1 + M) \quad (132)$$

olacak şekilde belirlenir. Burada, I_{cc} sürücü devresinin çekeceği akım ve $M = 0.2 \sim 0.5$ güvenlik marjinedir. Yukarıda sürücü devre tasarımı için verilen kriterler dikkate alındığında kapı sürücüsü olarak Powerex firmasına ait VLA541-01R hibrit IGBT kapı sürücüsü seçilmiştir. Bu sürücünün çekeceği akım $I_{cc} = 13 mA$ olup $M = 0.5$ için izoleli DA-DA kaynağın çıkış akımı $I_o > 45 mA$ olmalıdır. Bu durumda, yine aynı firmanın $2.4 W$, $100 mA$ çıkışlı VLA106-24242 izoleli DA-DA dönüştürücüsü sürücü besleme katı olarak kullanılabilir. Diğer taraftan, seçilen kapı sürücüsünün verebileceği anlık akım değeri $3 A$ kadardır. Bu değer olması gereken değerden yani $I_{g(peak)} > 4.6 A$ 'den oldukça küçüktür. Dolayısıyla, bu kapı sürücüsü ile bu güç değerlerinde IGBT modülleri sürebilmek için yani sürücü çıkışının anlık akım değerini arttırabilmek için bipolar terslemeyen totem-pole akım tampon devresi (bipolar non-inverting totem-pole current buffer circuit) kullanılır. Bu yapının örnek bir uygulaması Şekil 7.17'de gösterilmiştir. Burada, T_1 ve T_2 transistörleri hızlı anahtarlanabilen (fall time, $t_f < 200 ns$) ve istenen anlık çıkış akım değerlerini karşılayabilecek özelliklerde npn/pnp çifti şeklinde seçilmelidir. Bunun için $80 V$, $8 A$ 'lık MJD44H11/MJD45H11 npn/pnp transistör çifti bu uygulama için istenen kriterleri sağlayabilecek en uygun elemanlardır.

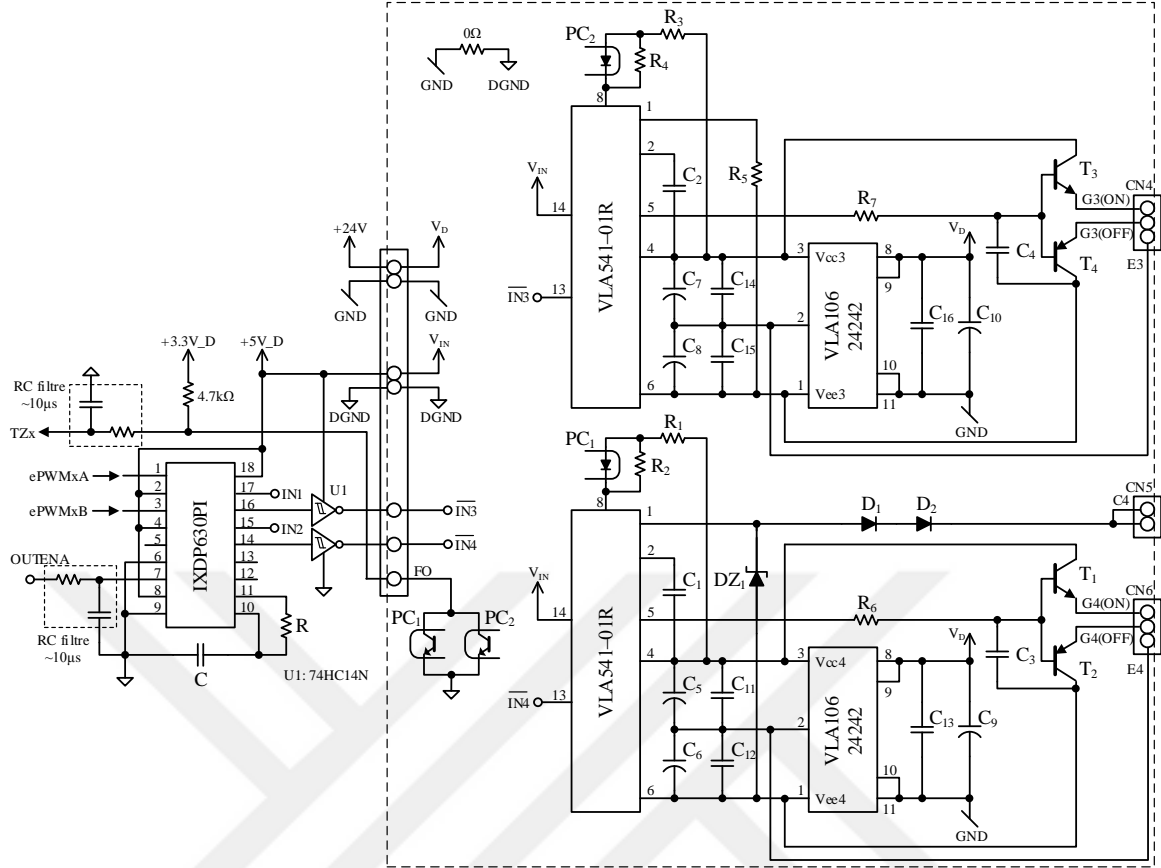


Şekil 7.17. Kapı sürücü devresinin anlık çıkış akım değerinin artırılması

Yukarıda verilenler ve seçilen kapı sürücüsü ile izole besleme katı göz önüne alındığında, eviricinin bir faz bacağı için tasarımı gerçekleştirilen IGBT sürücü devreleri Şekil 7.18 ve Şekil 7.19’da verilmiştir. Şekil 7.18’de verilen devre ile bir faz bacağındaki ilk iki anahtar sürülürken diğer iki anahtar için Şekil 7.19’da verilen devre şeması kullanılmıştır. Benzer sürücü devreler diğer faz bacakları içinde oluşturulabilir.



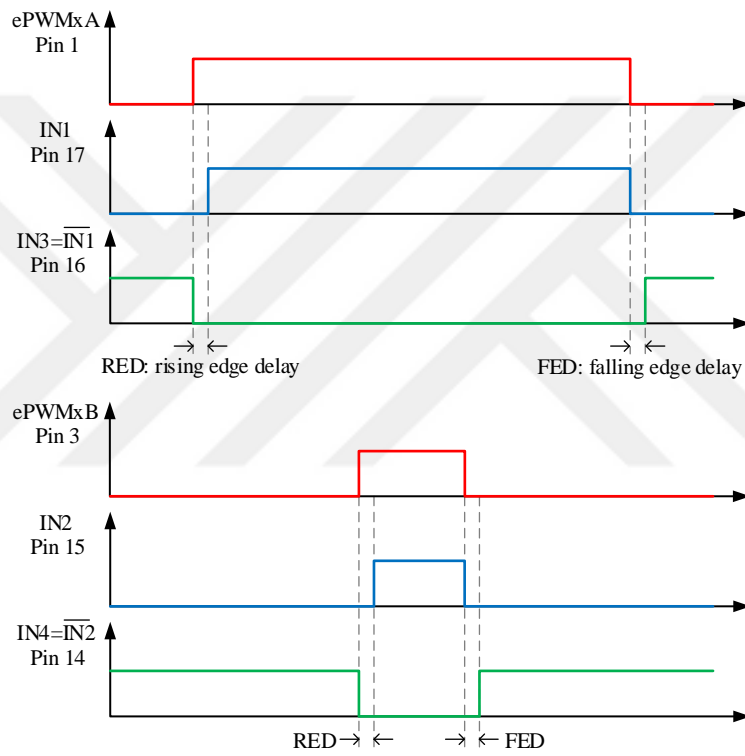
Şekil 7.18. Bir faz bacağındaki ilk iki anahtar için IGBT sürücü devresi



Şekil 7.19. Bir faz bacağındaki son iki anahtar için IGBT sürücü devresi

VLA541-01R kapı sürücüsü, kontrol sinyallerinin izolasyonu için kendi içerisinde yüksek hızlı bir optokuplör bulundurmaktadır. Bu şekilde mikroişlemci ile sürücü katı arasında güvenli bir bağlantı sağlanmaktadır. Bu kapı sürücüsü ayrıca IGBT'nin herhangi bir kısa devre durumunda $V_{CE(sat)}$ gerilimini izleme yoluyla koruma işlemi de yapar. Bu koruma yöntemi, IGBT'nin iletme ve kesime geçtiği durumlarda V_{CE} kollektör-emitör gerilimi ile I_C kollektör akımı arasındaki ilişkiyi kullanır. Üç seviyeli diyot kenetlemeli eviricide kısa devre ya da hatalı anahtarlama durumlarını algılamak için bir faz bacağındaki tüm anahtarların $V_{CE(sat)}$ izlemesinin yapılmaması önerilmektedir (Jain ve Ranganathan, 2011). Faz bacağı üzerindeki dışardaki anahtarlar yani birinci ve dördüncü anahtarlar için koruma işleminin gerçekleştirilmesi tüm sistemin korunması için yeterlidir. İçerde kalan yani ikinci ve üçüncü anahtarlar için $V_{CE(sat)}$ koruması devre dışı bırakılmalıdır. Aksi takdirde farklı anahtarlama durumları arasındaki geçişlerde aldatici hata sinyallerinin oluşabileceği ve eviricinin çalışmasında aksaklıklar meydana gelebileceği bildirilmiştir (Jain ve Ranganathan, 2011). Bu nedenle, Şekil 7.18 ve Şekil 7.19 incelendiğinde içerde kalan

anahtarlar için kullanılan sürücü devrelerinde V_{CE} geriliminin izlenilmediği, 1 nolu pin R_5 direnci üzerinden V_{ee} gerilimine çekilerek IGBT koruma özelliğinin devre dışı bırakıldığı görülmektedir. Diğer sürücüler için D_1 ve D_2 hızlı diyotları kullanılarak V_{CE} geriliminin izlenmesi sağlanmıştır. Koruma özelliği devre dışı bırakılmayan sürücüler, herhangi bir kısa devre algılamasında 8 nolu pinden bu durumu bir hata sinyali olarak çıkış verebilmektedir. Böylece, ilgili hata sinyalleri PC_1 ve PC_2 optokuplörleri üzerinden mikroişlemciye de gönderilerek yazılımsal olarak gerekli önlemlerin alınması sağlanmıştır.



Şekil 7.20. Birbirinin tümleyeni anahtar çiftleri için ölü zaman üretimi

Tasarlanan sürücü devresinde, kontrol kartından gelen ve terslenmemiş kapı işaretleri, yani birinci ve üçüncü anahtarların kapı işaretleri, terslenip aralarına ölü zaman eklenerek ikinci ve dördüncü anahtarlar için kapı işaretleri üretilmiştir. Bu işlem için IXDP630PI ölü zaman entegresi kullanılmıştır. Bu entegrenin çıkışında istenen kapı işaretleri Şekil 7.20'de verildiği gibi olacaktır. Ölü zaman entegresi gerekli t_{dead} süresini, dışarıdan bağlanan RC osilatörünün saat (clock) frekansına göre belirler. Bu devrede, osilatör frekansı seçilen R ve C değerleri ile hesaplanır ve sekiz saat darbesi ölü zaman süresi olarak alınır. Buna göre,

$$f_{clk} = \frac{0.95}{RC} , t_{dead} = \frac{8}{f_{clk}} \quad (133)$$

olur. Ölü zaman süresinin belirlenmesi motor sürücü sistemlerinde oldukça önemli ve dikkat edilmesi gereken bir husustur. Olması gerekenden fazla bir ölü zaman eklenmesi, motor sürücü sisteminin kararsızlığına ve kontrol yapısında önemli derecede doğrusal olmayan etkilere neden olacaktır. Bu yüzden minimum ölü zaman süresi, kullanılan IGBT modülün, sürücünün ve diğer devre elemanlarının neden olacağı gecikme zamanları dikkate alınarak hesaplanabilir. Tasarlanan bu sürücü sistemi için ölü zaman süresi $3\mu s < t_{dead} < 4\mu s$ aralığında belirlenmiştir. Böylece, RC osilatörün direnç ve kapasite değerleri $R = 470\Omega$ ve $C = 1nF$ şeklinde seçilmiştir. Oluşturulan ölü zaman süresi ise,

$$t_{dead} = \frac{8}{0.95} 470 \times 10^{-9} = 3.958\mu s \quad (134)$$

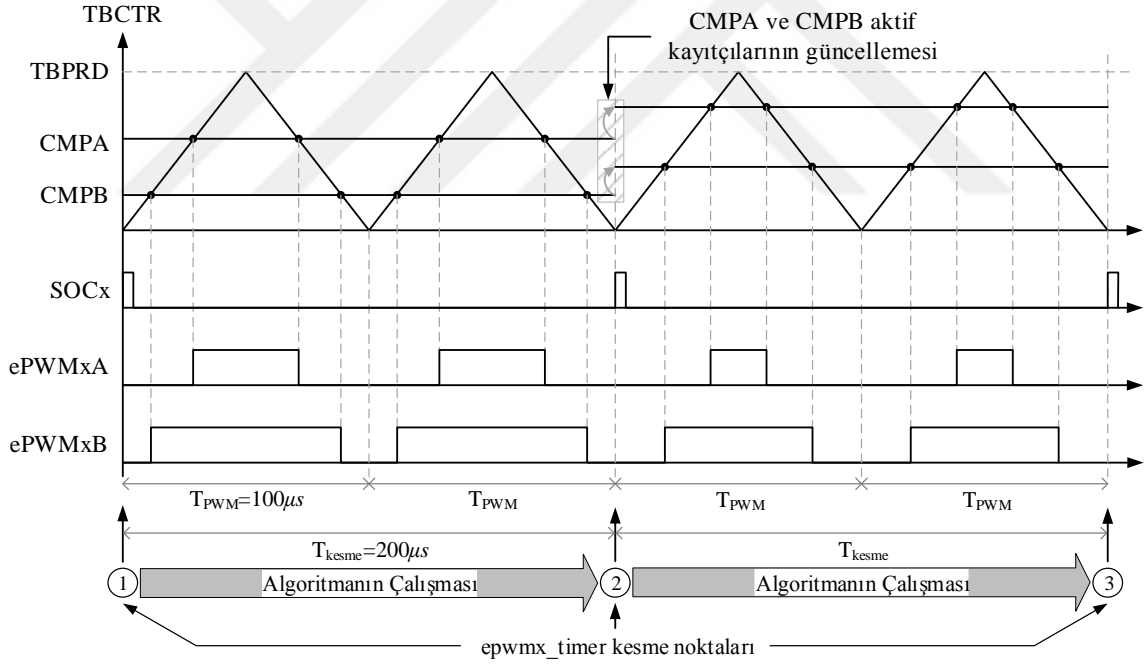
kadardır. Son olarak, sürücü devresinin ilgili çıkışlarını IGBT modüle bağlarken önemli bazı hususlara dikkat edilmelidir. Özellikle sürücü ile IGBT modül arasındaki parazitik (stray) endüktansı en aza indirmek için kapı sürücü devresi, IGBT modüle olabildiğince yakın yerleştirilmelidir. Yüksek güçlü IGBT modüller için bu durumun en etkin çözümü, sürücü devresinin modül üzerine doğrudan yani hiçbir kablo kullanılmadan direkt bağlanmasıdır.

7.3. TMS320F28335 Mikroişlemcisi ile Yazılım Geliştirme

TMS320F28335 mikroişlemcisi ile değişken hızlı bir motor sürücü sistemi kontrol edilecekse öncelikle eviricinin anahtarlama frekansı belirlenmelidir. İstenen frekansta kapı işaretleri, işlemcinin ePWM (enhanced PWM) modülünün zaman bazlı sayıcısı (time-base counter, TBCTR) kullanılarak üretilir. TBCTR'nin periyot değeri (TBPRD) anahtarlama frekansını belirleyen bir parametredir. Diğer bir parametre ise sayıcının sayma yönüdür. Eğer sayıcı yukarı ve aşağı yönde sayma moduna (count up and down mode) ayarlanmış ise anahtarlama frekansı aşağıdaki gibi belirlenir.

$$T_{PWM} = 2 \times TBPRD \times T_{TBCLK} , f_{TBCLK} = \frac{1}{T_{TBCLK}} \quad (135)$$

Bu çalışmada, evirici için anahtarlama frekansı 10 kHz olarak alınmıştır. Sayıcının saat frekansı ise $f_{TBCLK} = 75\text{ MHz}$ 'e ayarlanmıştır. Bu durumda $TBPRD = 3750$ olarak hesaplanır. Bu değer, kullanılan ePWM modülünün TBPRD kayıtçısına (register) atıldığı takdirde, TBCTR Şekil 7.21'de verildiği gibi periyodu $T_{PWM} = 100\ \mu\text{s}$ olan simetrik formda üçgen dalgalar oluşturacaktır. Bu üçgen dalgalar CMPA ve CMPB kayıtçılarında bulunan değerler ile sürekli karşılaştırılır. Bu işlem, ePWMxA ve ePWMxB çıkışlarının durumlarını kontrol etmek için kullanılır. Öyle ki; eğer sayıcı yukarı yönde sayıyor ve sayıcı değeri CMPA değerine eşit ise ePWMxA çıkışı HIGH yapılmıştır. Öte yandan, sayıcı aşağı yönde sayıyor ve sayıcı değeri CMPA değerine eşitse ePWMxA çıkışı LOW yapılmıştır. Benzer şekilde, ePWMxB çıkışı da CMPB değeri ile kontrol edilir. Aslında CMPA ve CMPB değerleri, PWM işaretlerini istenen doluluk-boşluk oranında üretmek için kullanılan ve dolayısıyla belirli periyotlarda güncellenmesi gereken önemli değişkenlerdir.



Şekil 7.21. TMS320F28335 ile kontrol yazılımlarının geliştirilmesi

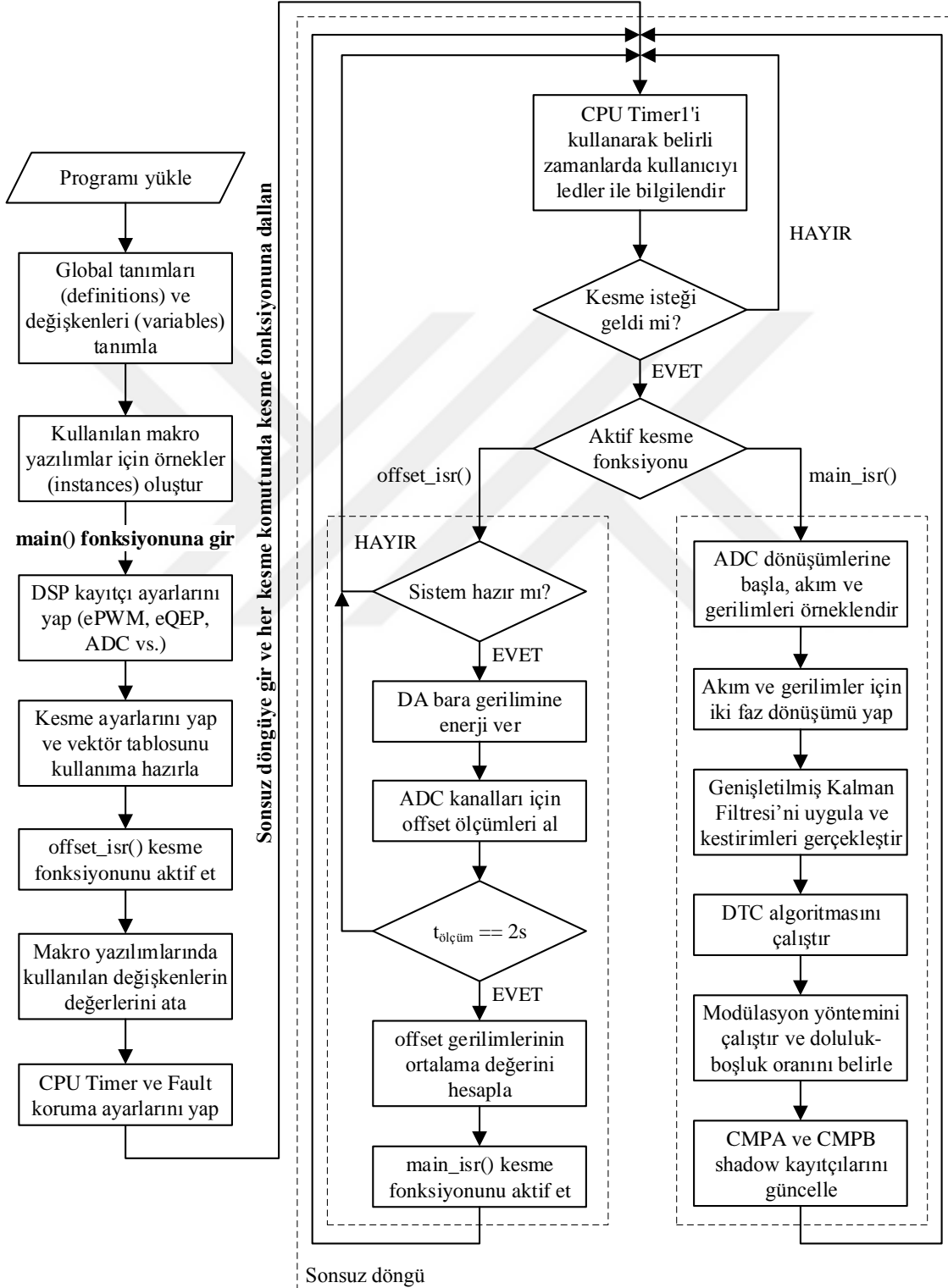
Geliştirilen kontrol algoritmaların çalışması, kullanılan ePWM modülü ile senkronize edilmiştir. Senkronizasyon, ana programın epwmx_timer kesmesine dallanması ile sağlanır. Kesme süresi, çalıştırılacak kontrol algoritmalarının hesap süresinden her zaman büyük seçilmelidir. Yani ana program kesmeye dallandığında sonraki kesme komutu gelmeden ilgili algoritmalar çalıştırılmalı, CMPA ve CMPB değerleri belirlenmeli ve ana döngüye

tekrar geri dönülmelidir. Bu çalışmada, yazılımların hesap süreleri göz önüne alındığında T_{kesme} süresi iki üçgen dalganın toplam periyodu yani $200 \mu s$ olacak şekilde ayarlanmıştır. Diğer taraftan, algoritmanın işlemesi için kesme fonksiyonuna girildiği anda akım ve gerilim örneklerinin de alınması gerekir. Bunun için ADC'nin dönüşüme başlama işareti (start of conversion, SOC) kesme isteği oluşturulduğu anda ePWM modülü tarafından üretilir. Burada, ADC modülleri iki kanalı eş zamanlı örnekleme yapabilecek şekilde ayarlanmıştır. Dolayısıyla, alınan tetikleme işareti ile önce iki faz akımı daha sonra da faz-faz gerilimleri örneklendirilerek ilgili ADCRESULTx kaydedicilerinde kullanılmaya hazır bir şekilde bekletilecektir. Sonuç olarak, Şekil 7.21'de verilen program yapısının çalışması adım adım kısaca şu şekilde anlatılabilir.

- 1 nolu kesme isteği oluştuğu anda ADC'nin dönüşüme başlaması için SOC tetiklemesi oluşturulur.
- ADC modülü, ölçülen akım ve gerilimleri örneklendirir ve ilgili ADCRESULTx kaydedicisinde saklar.
- Örneklendirilmiş büyüklükler ilgili kaydediciden okunur ve kesme fonksiyonu içerisindeki kontrol algoritmaları çalıştırılır.
- Eğer tüm algoritmalar verilen kesme süresi içerisinde sonlanmışsa CMPA ve CMPB değerleri belirlenir ve program ana döngüye geri döner.
- 1 nolu kesme süresi bittiği anda (2 nolu kesme isteği oluşmadan önce) CMPA ve CMPB kayıtçılarının değerleri güncellenir.
- 2 nolu kesme isteği oluşur ve benzer işlemler aynı sıra ile devam eder.

Önerilen kontrol algoritmalarının çalışması için geliştirilen program akış diyagramı ise Şekil 7.22'de verilmiştir. Burada, epwmx_timer kesmesi için iki farklı kesme fonksiyonu oluşturulmuştur. Bunlar, offset_isr() ve main_isr() fonksiyonlarıdır. offset_isr() fonksiyonu, işlemciye program yüklendikten sonra deney setinin çalışmaya hazır hale getirilmesi için kullanılır. Bu süre içerisinde kullanıcı deney seti ile ilgili tüm güvenlik önlemlerini almış ve çalıştırmaya hazır hale getirmiş ise uygulama geliştirme kartı üzerinde bulunan butona basarak işlemciye bunu haber verir. İşlemci bu bilgiyi aldığı anda tüm hata sinyallerini kontrol eder ve eğer sistemin enerjilenmesi için herhangi bir sorun yok ise bara gerilimini devreye alır. Sonrasında, analog sinyal koşullandırma devreleri için kullanılan $+1.5 V$ offset gerilimi için ölçümler alır. Offset gerilimini kullanan her ADC kanalı için yaklaşık 2 saniye kadar örnek toplanır. Bu örneklerin ortalama değeri alınarak offset gerilimi için bir değer

belirlenir. Bu değer, ADC kanallarından okunan akım ve gerilimlerin gerçek değerlerini hesaplamak için daha sonra kullanılacağından doğru offset değerlerinin girilmesi önemlidir.



Şekil 7.22. Geliştirilen kontrol yazılımları için program akış diyagramı

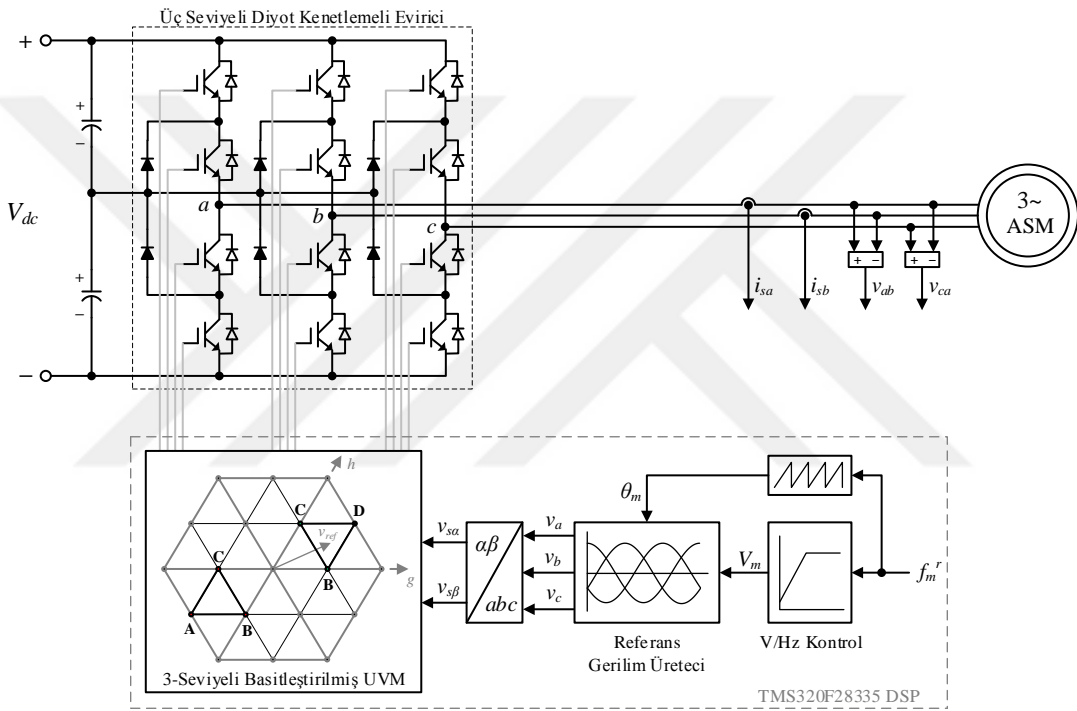
Bu işlemler sonlandığında artık kesme fonksiyonu olarak `main_isr()` fonksiyonu aktif edilir. Böylece, sonraki tüm kesme komutları için artık bu fonksiyon çalıştırılır. `main_isr()` fonksiyonu kontrol algoritmalarının çalıştırıldığı ana kesme fonksiyonudur ve tüm ilgili yazılımlar bu fonksiyon içerisine girilmelidir. Öte yandan, ana döngü içerisinde `cpu_timer1` kullanılarak belirli zaman aralıklarında kullanıcıya bilgilerde verilmektedir. Örneğin; programın aktif bir şekilde çalıştığını bilgi vermek için uygulama geliştirme kartı üzerindeki ledlerden biri her 50 ms 'de bir yanıp söndürülmektedir. Buna benzer şekilde kullanıcının sistemin çalışması hakkında bilgi edinebilmesi amacıyla farklı ledler farklı görevler için daha atanmıştır.



8. DENEYSEL ÇALIŞMALAR VE BULGULAR

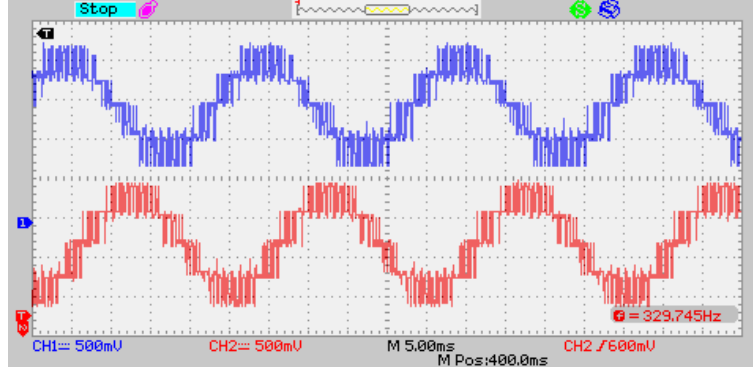
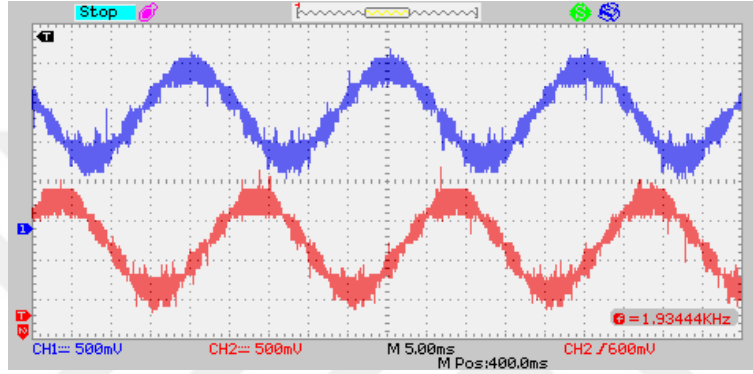
8.1. Basitleştirilmiş Üç Seviyeli UVM Yönteminin Doğrulanması

Basitleştirilmiş üç seviyeli uzay vektör modülasyon (UVM) yönteminin doğrulanması için kullanılan blok şema Şekil 8.1’de verilmiştir.

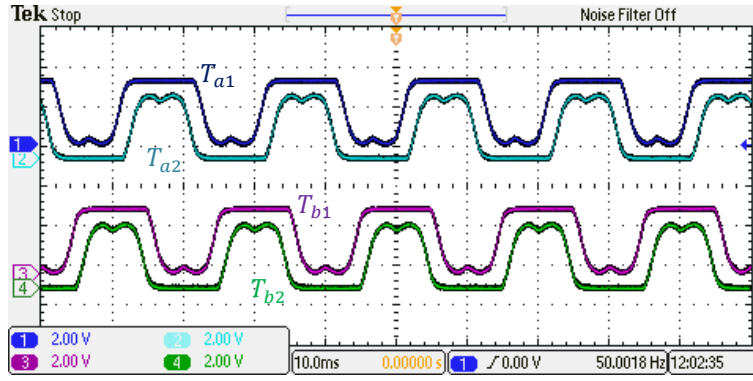
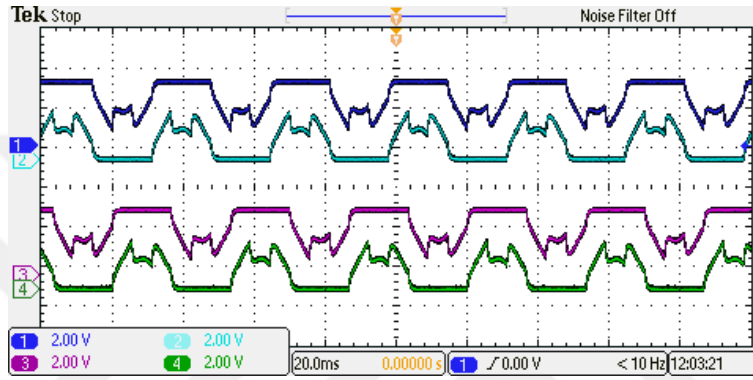
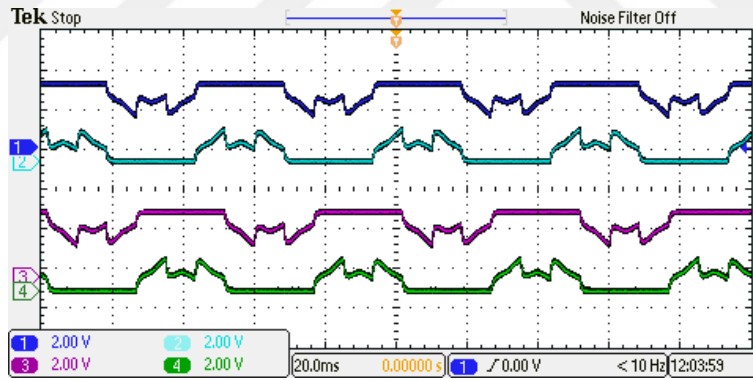


Şekil 8.1. Basitleştirilmiş üç seviyeli UVM yönteminin doğrulanması için kullanılan blok şema

Bu şemada, eviricinin istenen frekansta çıkış gerilimleri üretebilmesi için gerekli referans değerler yazılımsal olarak belirlenmiştir. Bunun için üç fazlı referans gerilimler, gerilim/frekans (V/f) kontrolü yapan makro yazılımı kullanılarak üretilmiştir. Burada, f_m^r giriş frekansına ya da referans frekansa karşılık gelen V_m genlik değeri, referans gerilimlerin üretiminde kullanılmıştır. Dolayısıyla, bu işlem için herhangi bir geribesleme alınmamış ve eviricinin açık çevrimli kontrolü gerçekleştirilmiştir.

(a) $m_a = 0.78, f_z = 1 \text{ kHz}, f_o = 40 \text{ Hz}$ (b) $m_a = 0.78, f_z = 10 \text{ kHz}, f_o = 40 \text{ Hz}$ Şekil 8.2. Farklı f_z anahtarlama frekansları için V_{ab} ve V_{ca} faz-faz gerilimleri

Şekil 8.2’de farklı f_z anahtarlama frekansları 1 kHz ve 10 kHz için eviricinin V_{ab} ve V_{ca} faz-faz gerilimleri gösterilmiştir. Burada, m_a modülasyon indeksi 0.78 ve f_o çıkış gerilimlerin frekansı 40 Hz olarak alınmıştır. Şekil 8.3’de ise farklı modülasyon indeksleri için modülasyon işaretlerinin değişimi gösterilmiştir. Burada, kullanılan osiloskobun toplam dört kanalı olduğu için sadece a faz bacağına ait T_{a1} (S_{a1} ve S_{a3} anahtarları için) ve T_{a2} (S_{a2} ve S_{a4} anahtarları için) ile b faz bacağına ait T_{b1} (S_{b1} ve S_{b3} anahtarları için) ve T_{b2} (S_{b2} ve S_{b4} anahtarları için) modülasyon işaretleri verilmiştir. Öte yandan, bu modülasyon yöntemi için kullanılan hesap süresi 6.8266 μs kadardır. Bu değer, klasik yöntemin (trigonometrik işlemlerin kullanıldığı yöntemin) işlem süresinden yani 8.5333 μs ’den daha küçüktür. Sonuç olarak, motor sürücü sistemimiz için önerilen modülasyon yönteminin, elde edilen bu veriler doğrultusunda uygulanabilir olduğu görülmüştür.

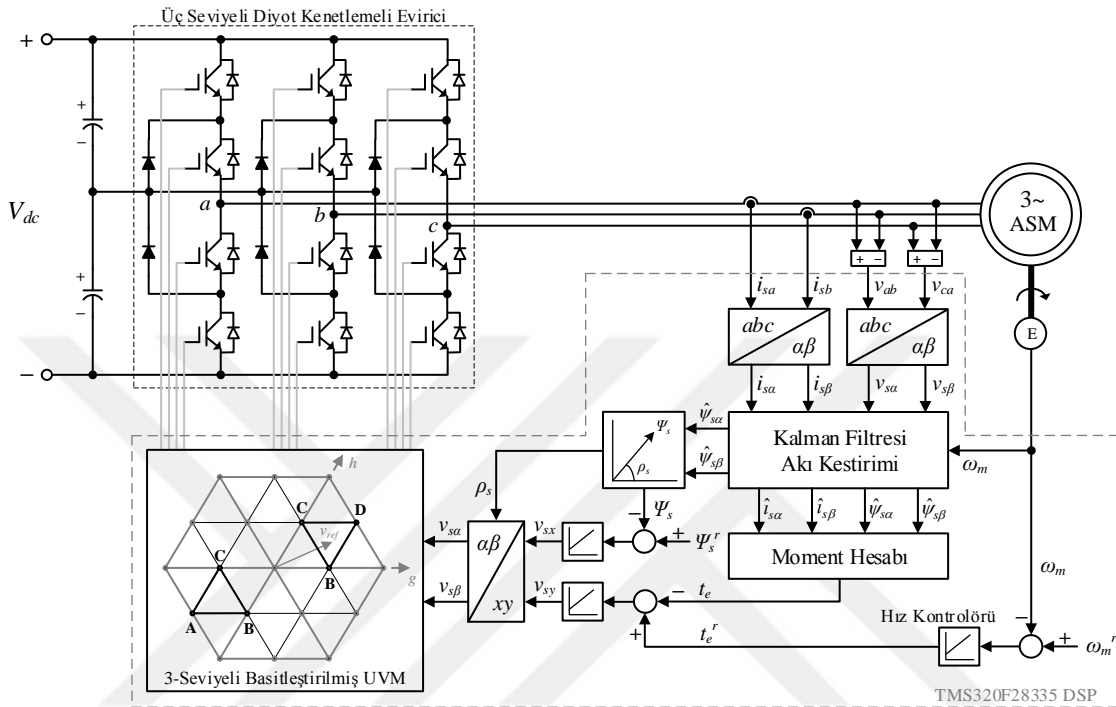
(a) $m_a = 1$ (b) $m_a = 0.56$ (c) $m_a = 0.35$

Şekil 8.3. Farklı modülasyon indeksleri için modülasyon işaretlerinin değişimi

8.2. Hız Geribeslemeli UVM-DMK Yönteminin Doğrulanması

Hız geribeslemeli uzay vektör modülasyonlu doğrudan moment kontrol (UVM-DMK) yönteminin doğrulanması için kullanılan blok şema Şekil 8.4’de verilmiştir. Bu şemada, akı kestirimi için daha önceki bölümde verilen Kalman filtresi kullanılmıştır. Şekil 5.9’da verilen temel akı-moment kestirim şeması ise uygulamada karşılaşılan integral alma işlemi

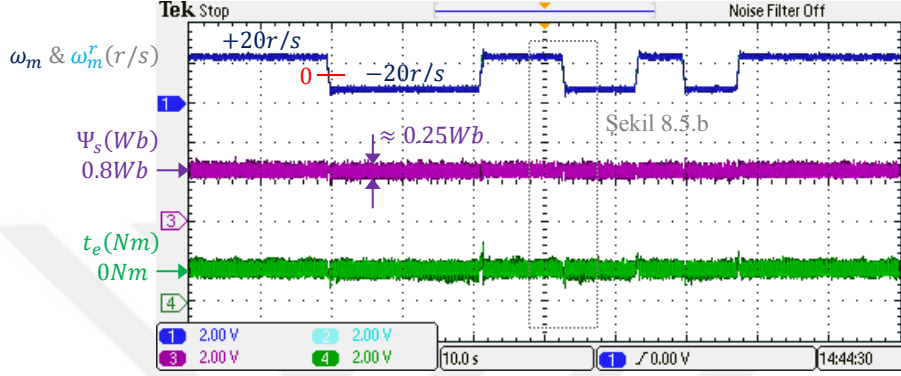
zorluğu nedeniyle tercih edilmemiştir. Kalman filtresi, akı kestirimi için rotor hız bilgisine ihtiyaç duyar. Dolayısıyla, enkoder üzerinden ölçülen gerçek hız bilgisi, referans hız ile karşılaştırılmak üzere kullanıldığı gibi Kalman filtresine giriş olarak da uygulanmıştır.



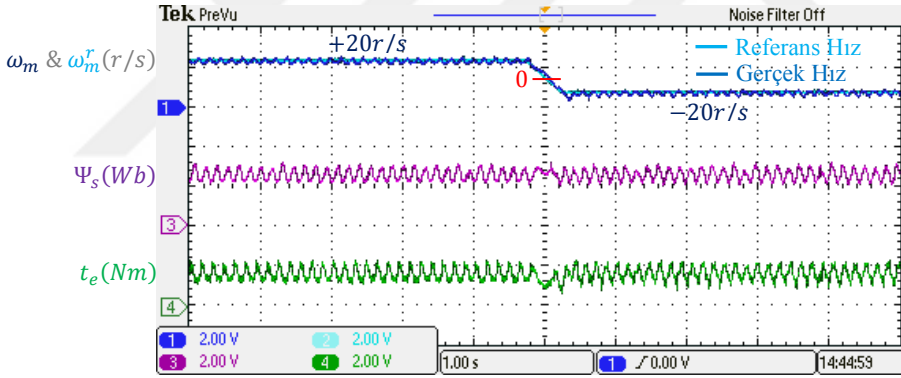
Şekil 8.4. Üç seviyeli eviriciden beslenen hız geribeslemeli UVM-DMK yönteminin doğrulanması için kullanılan blok şema

Deney setinde kullanılan asenkron motor yıldız bağlanmış ve bara gerilimi nominal DA gerilimin (600 V) %70'i kadar yani 420 V kadar alınmıştır. Bu değerler, deney setinin ve çalışma ortamının güvenliği için seçilmiştir. Bu durumda asenkron motor nominal değerlerde çalışmayacak, çıkabileceği maksimum baz hızı 100 r/s 'e bu hızda üretebileceği maksimum moment değeri ise 9 Nm 'e kadar düşecektir. Dolayısıyla, deneysel sonuçlar motorun bu kritik çalışma noktaları göz önüne alınarak elde edilmiştir. Şekil 8.4'de verilen kontrol yönteminin doğrulanması iki aşamadan oluşmaktadır. İlk olarak düşük hızlarda, daha sonra yüksek hızlarda yüksüz ve yüklü durumlar için sürücü düzeneğinin performansı incelenmiştir. Bu nedenle, Şekil 8.5.a'da öncelikle düşük hız bölgesinde motorun ileri ve geri yön yüksüz çalışma durumu için elde edilen hız, akı genliği ve moment değişimleri verilmiştir. Burada, referans hız 20 r/s ve akı genliği referans değeri 0.8 Wb olarak alınmıştır. Motorun $+20\text{ r/s}$ 'den -20 r/s 'e hıza geçişi ya da tersi geçişler için 0.5 s 'lik

hızlanma ve yavaşlama rampası kullanılmıştır. Şekilden görüldüğü gibi düşük hızlarda akı kontrolü yaklaşık 0.25 Wb 'lik bir bant genişliği içerisinde kontrol edilmektedir. Ayrıca, ileri ve geri yön anlık değişimlerde motorun verilen referansı takip edebildiği de görülmektedir. Şekil 8.5.b'de ise Şekil 8.5.a'da kesikli kare içerisinde alınan zaman dilimindeki değişimlerin daha net bir şekilde gösterimi verilmiştir.



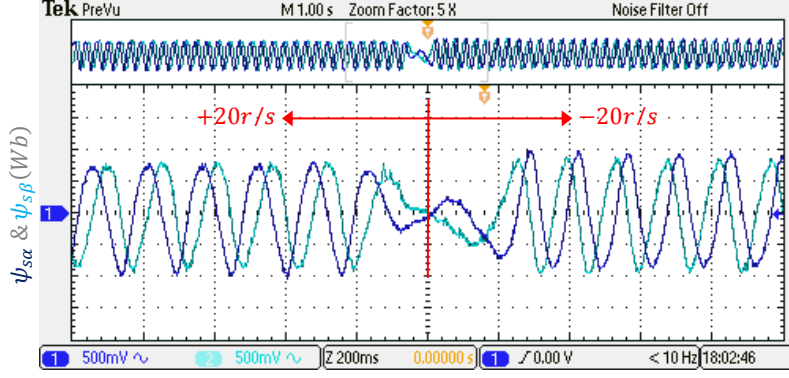
(a)



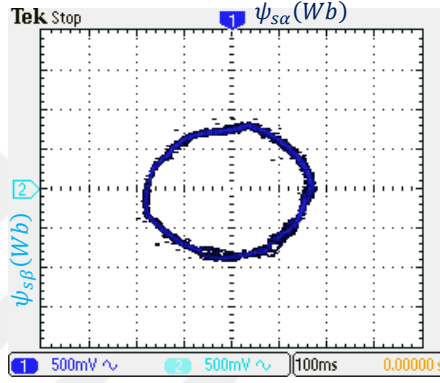
(b)

Şekil 8.5. Düşük hız, ileri ve geri yön, yüksüz çalışma durumunda hız, akı ve moment değişimleri

Şekil 8.6'da Kalman filtresi ile kestirilen stator akı vektörünün α ve β bileşenleri verilmiştir. Burada, motorun yön değişimine bağlı olarak akı bileşenlerinin faz sırasının da değiştiği açık bir şekilde görülmektedir. Son olarak, düşük hız bölgesinde elde edilen stator akı vektörünün yörüngesi ise Şekil 8.7'deki gibi olmuştur.

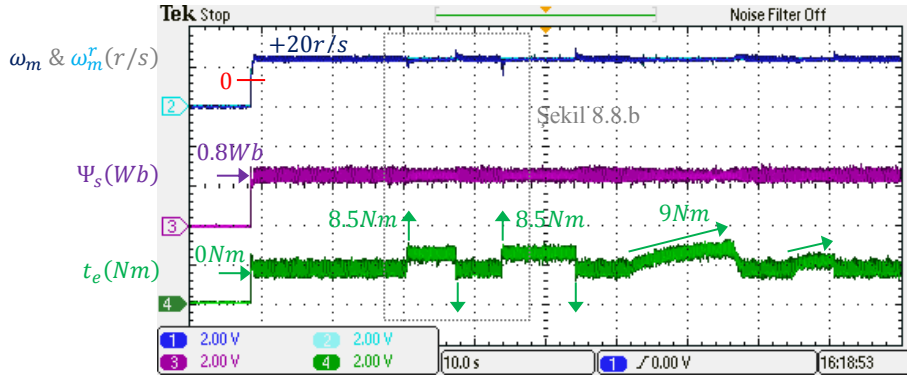


Şekil 8.6. Düşük hız, yüksüz çalışma durumunda kestirilen stator akı vektörünün α ve β bileşenleri

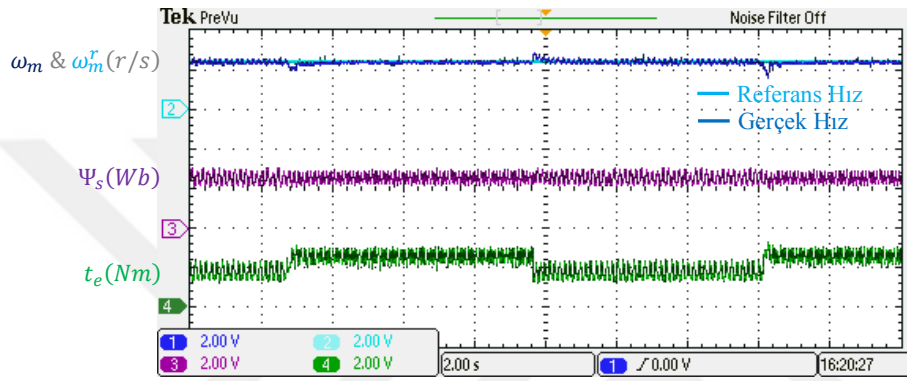


Şekil 8.7. Düşük hız, yüksüz çalışma durumunda stator akı vektörünün yörüngesi

Şekil 8.8.a'da ise düşük hız bölgesinde ileri yön yüklü çalışma durumu için elde edilen hız, akı genliği ve moment değişimleri verilmiştir. Burada, asenkron motor $+20 r/s$ hızda çalışırken, birim basamak ve rampa yük momentleri için sistemin geçici ve sürekli durum performansları incelenmiştir. İlk olarak, motor kalkışından bir süre sonra motora $8.5 Nm$ büyüklüğünde birim basamak yük momenti uygulanmış, belli bir süre yük altında çalıştırılmış ve daha sonra yük kaldırılarak hızdaki değişimler gözlemlenmiştir. İkinci olarak, zamanla değişen yük altında sürücünün vereceği cevaplar incelemiş ve bu amaçla motora nominal değeri $9 Nm$ olan rampa şeklinde yük momenti uygulanmıştır. Hızdaki değişimleri daha açık bir şekilde görebilmek için Şekil 8.8.a'da kesikli kare içerisinde alınan zaman dilimi, Şekil 8.8.b'de ayrı bir şekilde sunulmuştur. Diğer taraftan, motor $8.5 Nm$ 'lik yük altında çalışırken akı vektörünün oluşturduğu yörünge ise Şekil 8.9'da verilmiştir. Sonuç olarak, asenkron motorun referans hız değerini yük altında da koruduğu ve ayrıca akı kontrolünün de istenen sınırlar içerisinde gerçekleştirildiği görülmektedir.

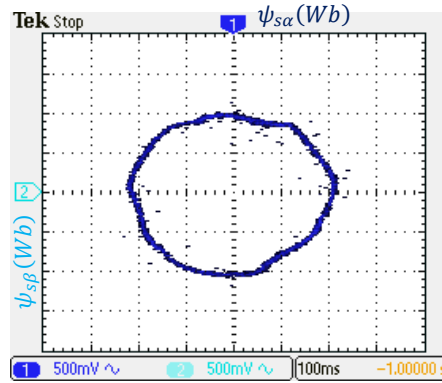


(a)



(b)

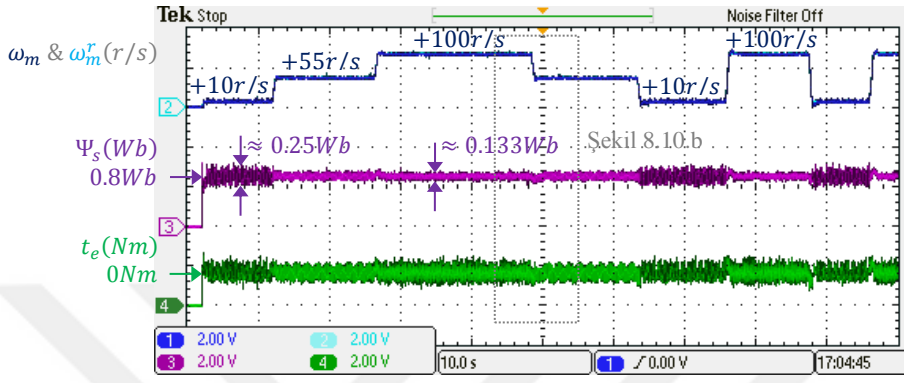
Şekil 8.8. Düşük hız, yüklü çalışma durumunda hız, akı ve moment değişimleri



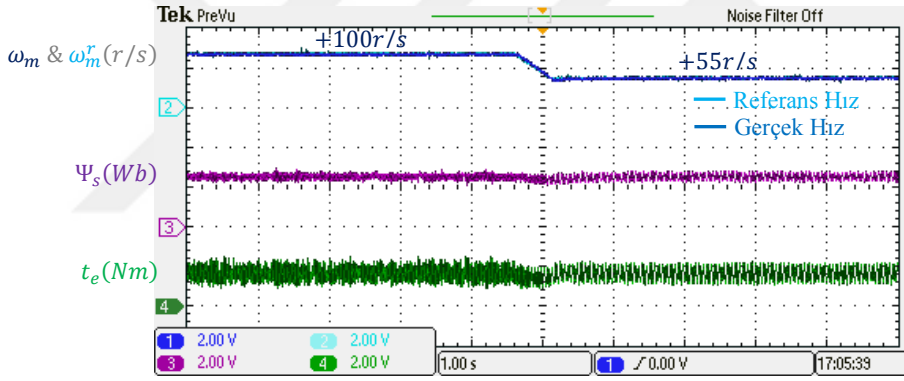
Şekil 8.9. Düşük hız, yüklü çalışma durumunda stator akı vektörünün yörüngesi

İkinci olarak, yüksek hızlarda farklı hız referansları için sürücünün yüksüz ve yüklü çalışma durumları incelenmiştir. Şekil 8.10.a'da motor yüksüz iken üç farklı referans hız değeri 10, 55 ve 100 r/s için elde edilen hız, akı genliği ve moment değişimleri verilmiştir. Burada, referans hızlar arası geçişlerde yine 0.5 s'lik hızlanma ve yavaşlama rampaları kullanılmıştır. Şekilden görüldüğü gibi düşük hızlarda akı kontrolü için 0.25 Wb'lik bant

genişliği geçerli iken yüksek hızlara çıkıldıkça bu bant genişliği yaklaşık 0.133 Wb 'e kadar düşmektedir. Ayrıca, birim basamak hız artışlarında ya da azalışlarında motorun referans hız değerini takip edebildiği de görülmektedir. Şekil 8.10.b'de ise Şekil 8.10.a'da kesikli kare içerisine alınan zaman dilimindeki değişimlerin daha net bir şekilde gösterimi verilmiştir.



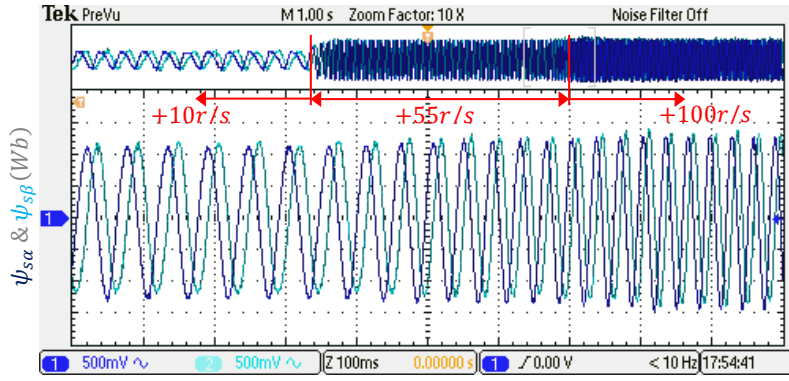
(a)



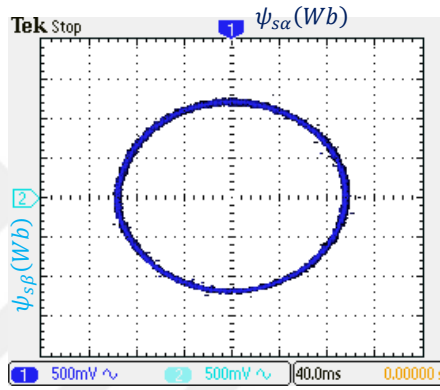
(b)

Şekil 8.10. Yüksek hızlarda, yüksüz çalışma durumunda hız, akı ve moment değişimleri

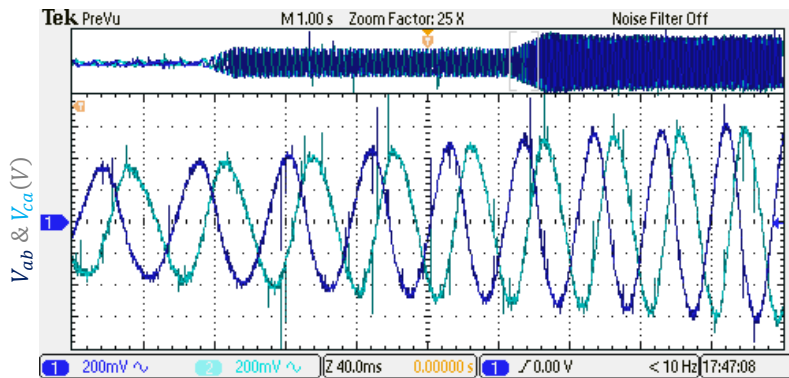
Şekil 8.11'de Kalman filtresi ile kestirilen stator akı vektörünün α ve β bileşenleri verilmiştir. Burada, motorun hız artışına bağlı olarak akı bileşenlerinin frekansının da değiştiği açık bir şekilde görülmektedir. Diğer taraftan, motor baz hız 100 r/s değerinde çalışırken oluşan stator akı vektörünün yörüngesi ise Şekil 8.12'deki gibi olmuştur.



Şekil 8.11. Yüksek hızlarda, yüksüz çalışma durumunda kestirilen stator akı vektörünün α ve β bileşenleri



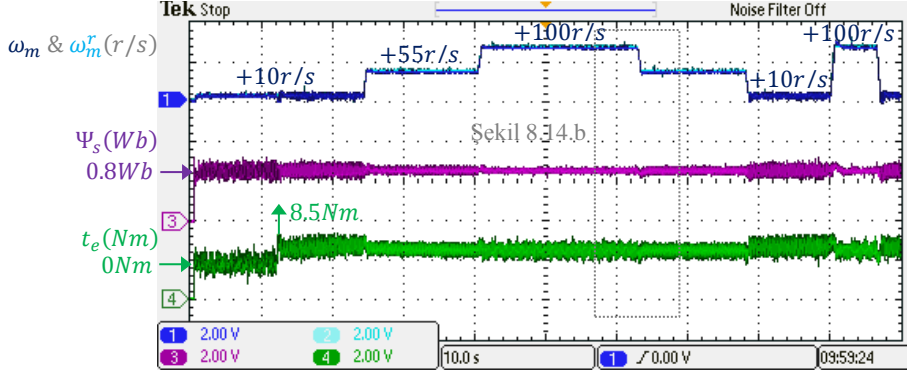
Şekil 8.12. Yüksek hız (100 r/s), yüksüz çalışma durumunda stator akı vektörünün yörüngesi



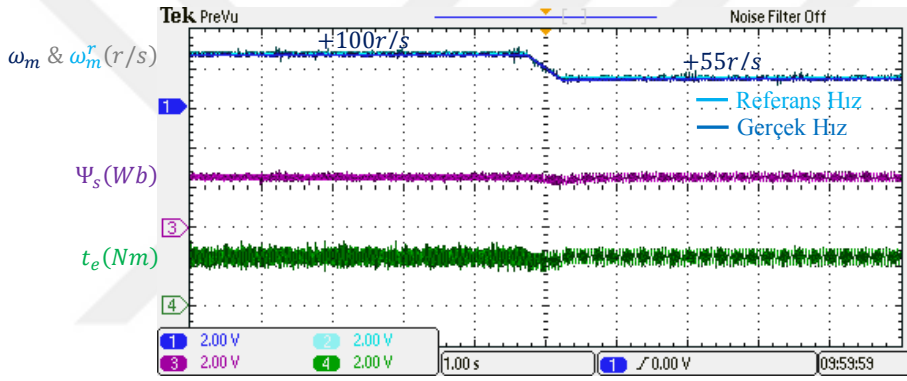
Şekil 8.13. Üç farklı referans hız değeri için evirici çıkışında üretilen V_{ab} ve V_{ca} faz-faz gerilimleri

Son olarak, Şekil 8.13'de üç farklı referans hız değeri için evirici çıkışından alınan V_{ab} ve V_{ca} faz-faz gerilimlerinin değişimi verilmiştir. Buradan evirici çıkış geriliminin genlik-

frekans kontrolünün yapıldığı ve ayrıca klasik iki seviyeli eviriciye göre daha kaliteli çıkış gerilimlerinin elde edildiği görülmektedir.



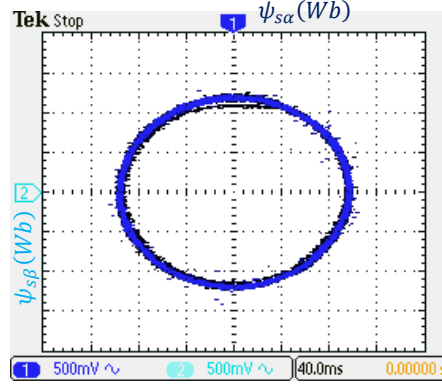
(a)



(b)

Şekil 8.14. Yüksek hızlarda, yüklü çalışma durumunda hız, akı ve moment değişimleri

Şekil 8.14'de verilen hız, akı genliği ve moment değişimleri ise motor yüksek hızlarda ve yük altında çalışırken elde edilmiştir. Burada, motor başlangıçta 10 r/s gibi çok düşük bir hızda çalıştırılmış ardından 8.5 Nm'lik birim basamak yük momenti uygulanmıştır. Sonrasında bu yük altında motor sırasıyla 55 ve 100 r/s hıza çıkarılmıştır. Böylece, sürücünün yük altında hızlanma performansı incelenmiştir. Benzer şekilde, yük altında iken yavaşlama performansını analiz etmek için referans hız değeri kademeli olarak azaltılmıştır. Diğer taraftan, yine yük altında motor en düşük hız değeri ile en yüksek hız değeri arasında hızlandırılıp yavaşlatılarak sistemin kararlı bir şekilde çalıştığı da ayrıca gösterilmiştir. Hızdaki değişimleri daha net bir şekilde görebilmek için Şekil 8.14.a'da kesikli kare içerisine alınan zaman dilimi, Şekil 8.14.b'de ayrı bir şekilde sunulmuştur.



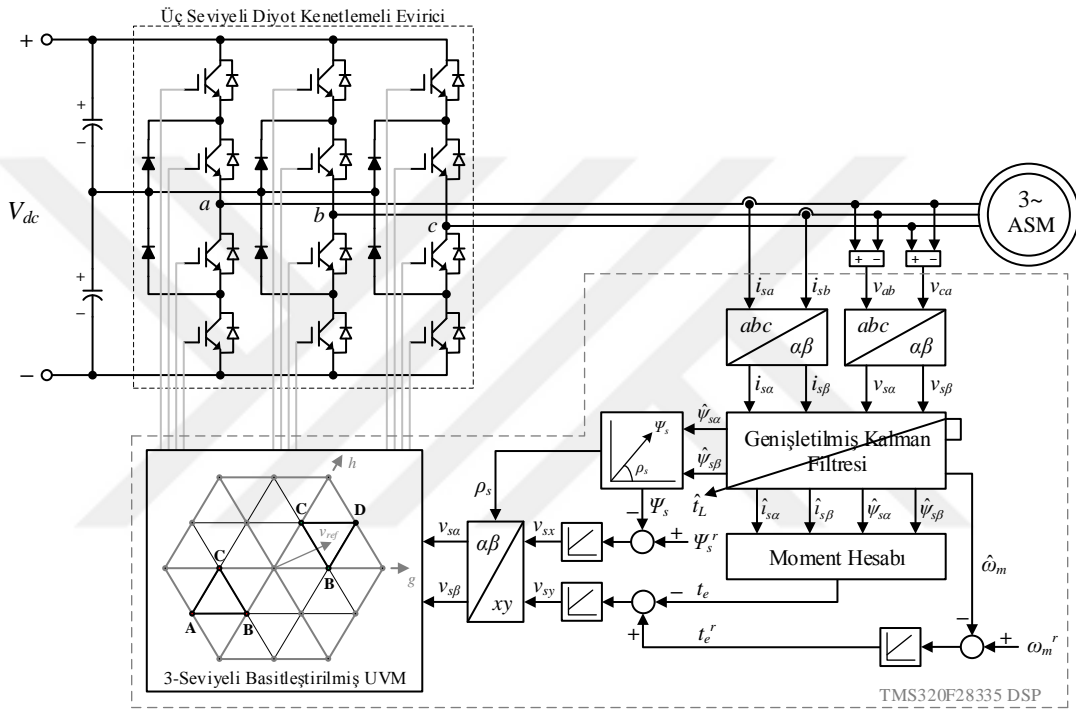
Şekil 8.15. Yüksek hız (100 r/s), yüklü çalışma durumunda stator akı vektörünün yörüngesi

Şekil 8.15’de ise motor 8.5 Nm ’lik yük altında 100 r/s hızda çalışırken stator akı vektörünün oluşturduğu yörünge verilmiştir. Elde edilen tüm bu sonuçlar doğrultusunda, motorun yük altında dahi düşük, orta ve yüksek hız referans değerlerini takip edebildiği ve ayrıca akı kontrolünün de istenen sınırlar içerisinde gerçekleştirilebildiği görülmektedir. Bunlara ek olarak, verilen kontrol şemasında Kalman filtresinin yanı sıra akı genliği ve açısı ile moment hesabı da dahil toplam işlem süresi 35.84 μs kadardır. Kullanılan modülasyon yönteminin işlem süresi ise 6.826 μs olduğuna göre tüm algoritmanın çalışması için gerekli süre ADC çevrimleri, akım-gerilim dönüşümleri ve kontrolcülerinde işlem yükleri hesaba katılırsa maksimum 45 μs kadar olmuştur.

8.3. Önerilen Hız Geribeslemesiz UVM-DMK Yönteminin Doğrulanması

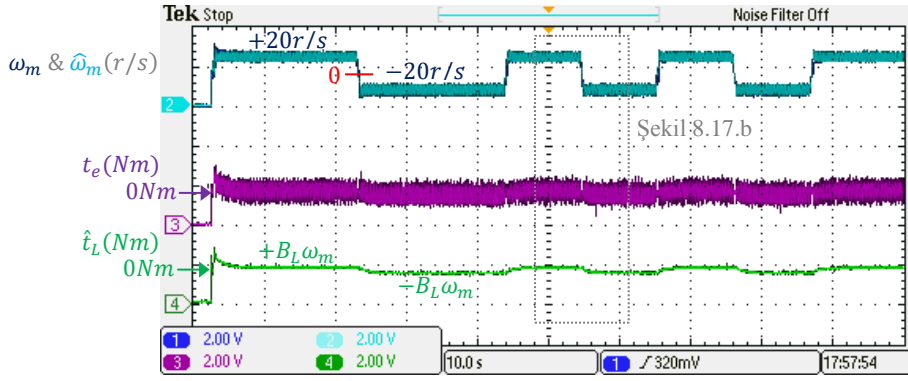
Önerilen hız geribeslemesiz uzay vektör modülasyonlu doğrudan moment kontrol (UVM-DMK) yönteminin doğrulanması için kullanılan blok şema Şekil 8.16’da verilmiştir. Bu şemada, genişletilmiş Kalman filtresi kullanılarak akı kestirimine ek olarak hız ve yük momenti de kestirilmiştir. Önerilen bu yapının doğrulanması için bir önceki bölümde verilen adımlar kullanılmıştır. Buna göre, öncelikle motor düşük hızlarda ileri ve geri yönde yüksüz çalışırken, hız ve yük momentinin kestirim performansları incelenmiştir. Şekil 8.17.a’da gerçek hız ile kestirilen hız ve üretilen elektromanyetik moment ile kestirilen yük momenti değişimleri verilmiştir. Burada, referans hız 20 r/s ve akı referans değeri 0.8 Wb olarak alınmıştır. Motorun referans hızlar arası (+20 r/s ’den -20 r/s ’e) geçişlerinde 0.5 s ’lik hızlanma ve yavaşlama rampası kullanılmıştır. Bu gözlemleyici yapısında t_L yük momenti

denklem (112)'de verildiği gibi viskoz sürtünme momenti ile birlikte kestirilmiştir. Yani, kestirilen yük moment $\hat{t}_L = B_L \omega_m + t_y$ şeklindedir. Dolayısıyla, motora yük uygulanmamış ise $t_y = 0 \text{ Nm}$ olur ve kestirilen yük moment $\hat{t}_L = B_L \omega_m$ 'e eşit olur. Bu durum Şekil 8.17.a'da açık bir şekilde görülmektedir. Öyle ki; motor yüksüz $+20 \text{ r/s}$ 'de çalışırken oluşan sürtünme momenti $+B_L \omega_m$ şeklinde olup, -20 r/s 'de oluşan sürtünme momenti ise $-B_L \omega_m$ şeklinde olacaktır.

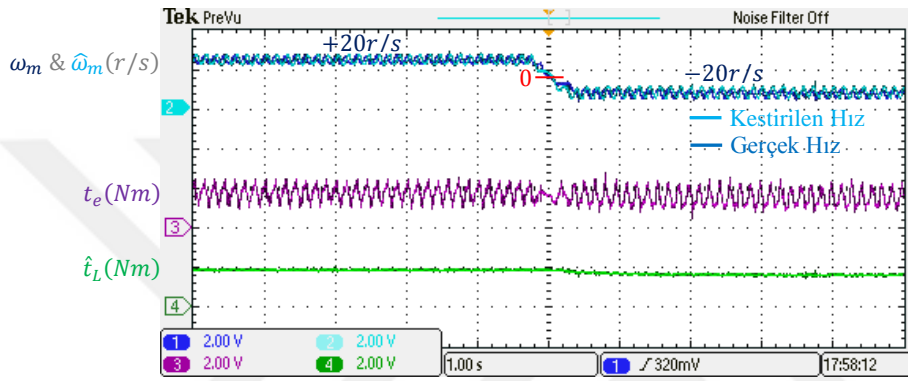


Şekil 8.16. Önerilen hız geribeslemesiz UVM-DMK yönteminin doğrulanması için kullanılan blok şema

Diğer taraftan, Şekil 8.17.a'da kestirilen hız ile enkoderden ölçülen gerçek hız bilgileri üst üste olacak şekilde verilmiştir. Bu değişimleri daha iyi görebilmek için Şekil 8.17.a'da kesikli kare içerisinde alınan zaman dilimi, Şekil 8.17.b'de ayrı bir şekilde sunulmuştur. Buradan, ileri ve geri yön anlık değişimlerde motorun verilen referansı istenen doğrulukta takip edebildiği görülmektedir. Şekil 8.18'de ise kestirilen stator akı vektörünün α ve β bileşenleri ile hesaplanan akı genliği ve açısı verilmiştir. Motorun dönüş yönünün değişmesi ile stator akı bileşenlerinin faz sırasının değiştiği ve hesaplanan akı vektörünün açısında da değişiklikler meydana geldiği kolaylıkla görülmektedir.

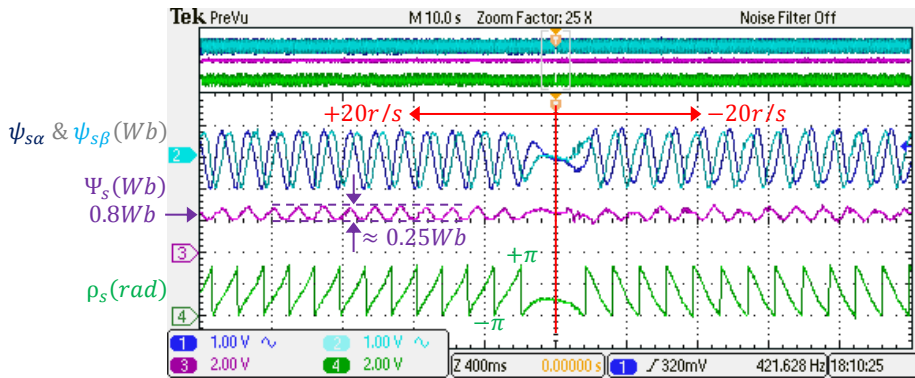


(a)



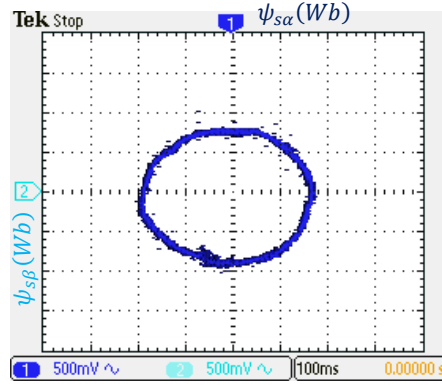
(b)

Şekil 8.17. Düşük hız, ileri ve geri yön, yüksüz çalışma durumunda gerçek ve kestirilen hız ile üretilen moment ve kestirilen yük momentleri değişimleri

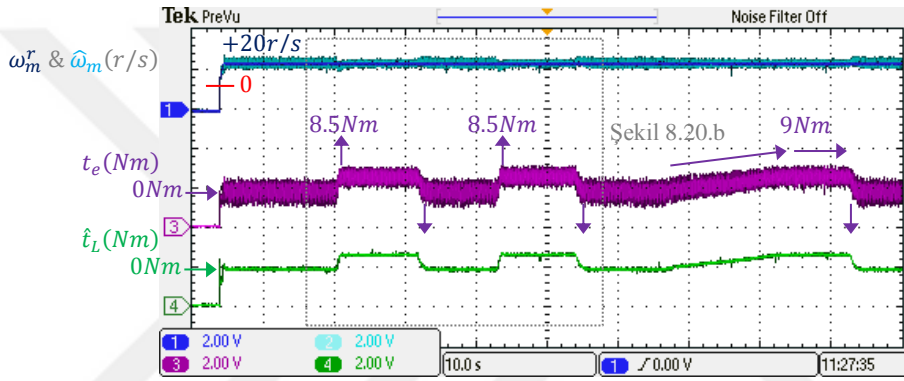


Şekil 8.18. Düşük hız, yüksüz çalışma durumunda kestirilen stator akı vektörünün α ve β bileşenleri, genliği ve açısı

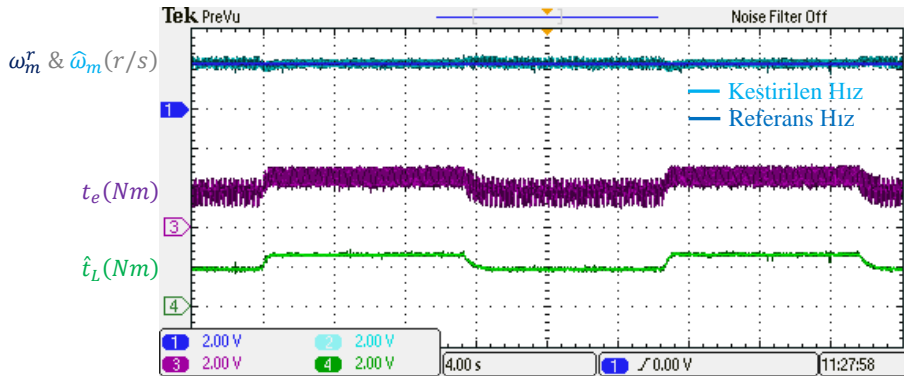
Şekil 8.18'den düşük hızlarda akı kontrolünün yaklaşık 0.25 Wb 'lık bir bant genişliği içerisinde kontrol edildiği de ayrıca çıkarılmaktadır. Böylece, düşük hız bölgesinde yüksüz çalışma durumu için oluşacak akı vektörünün yörüngesi ise Şekil 8.19'daki gibi olur.



Şekil 8.19. Düşük hız, yüksüz çalışma durumunda stator akı vektörünün yörüngesi



(a)

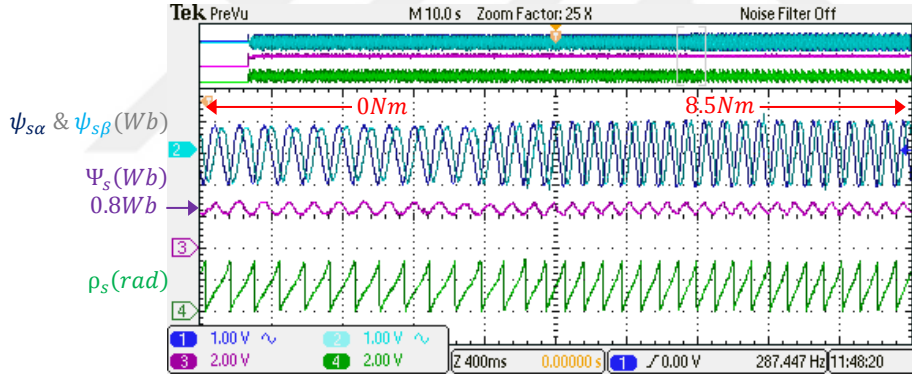


(b)

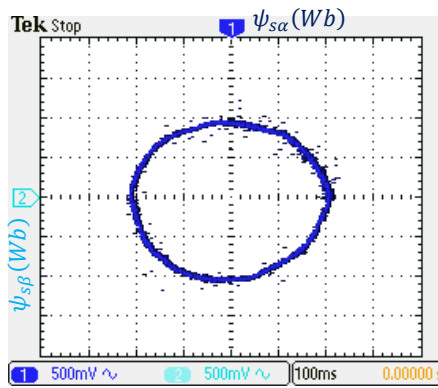
Şekil 8.20. Düşük hız, yüklü çalışma durumunda referans ve kestirilen hız ile üretilen moment ve kestirilen yük momentleri değişimleri

Şekil 8.20.a'da ise düşük hız bölgesinde ileri yön yüklü çalışma durumu için kestirilen hız, üretilen elektromanyetik moment ve kestirilen yük momentleri değişimleri verilmiştir. Burada, motor $+20 r/s$ hızda çalışırken, birim basamak ve rampa yük momentleri için sistemin geçici ve sürekli durum analizleri yapılmıştır. İlk olarak, motor kalkışından bir süre

sonra 8.5 Nm büyüklüğünde birim basamak yük momenti ile yüklenmiş, belli bir süre yük altında çalıştırılmış ve sonra yük kaldırılarak hızdaki değişimler gözlemlenmiştir. İkinci olarak, zamanla değişen yük altında sürücünün vereceği cevaplar ve ayrıca algoritmanın kestirim başarımları incelemiştir. Bu amaçla, motora şekilde görüldüğü gibi nominal değeri 9 Nm olan rampa şeklinde yük momenti uygulanmıştır. Motorun yüklenmesi ile hızda oluşacak değişimleri daha açık bir şekilde görebilmek için Şekil 8.20.a'da kesikli kare içerisinde alınan zaman dilimi, Şekil 8.20.b'de ayrı bir şekilde sunulmuştur. Diğer taraftan, Şekil 8.21'de kestirilen stator akı vektörünün α ve β bileşenleri ile hesaplanan akı genliği ve açısı verilmiştir. Buradan, motorun yüklenmesi ile stator akı bileşenlerinin ve hesaplanan akı vektörünün açısının değiştiği kolaylıkla görülebilmektedir. Şekil 8.22'de ise motor 8.5 Nm'lik yük altında çalışırken akı vektörünün oluşturduğu yörünge verilmiştir. Sonuç olarak, asenkron motorun referans hız değerini yük altında da koruduğu ve ayrıca akı kontrolünün de istenen sınırlar içerisinde gerçekleştirildiği görülmektedir.

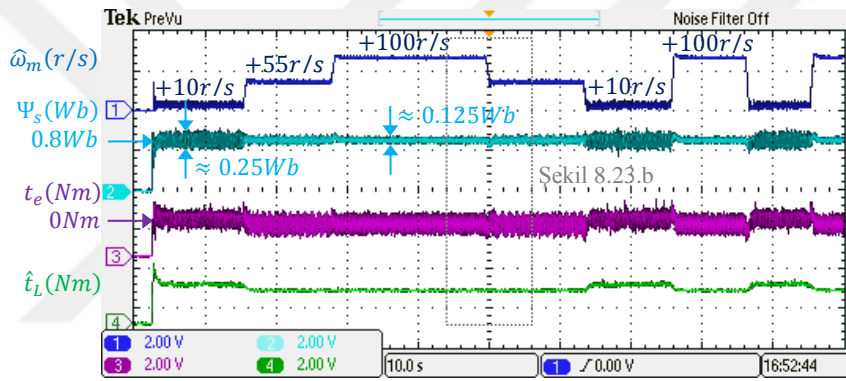


Şekil 8.21. Düşük hız, yüklü çalışma durumunda kestirilen stator akı vektörünün α ve β bileşenleri, genliği ve açısı

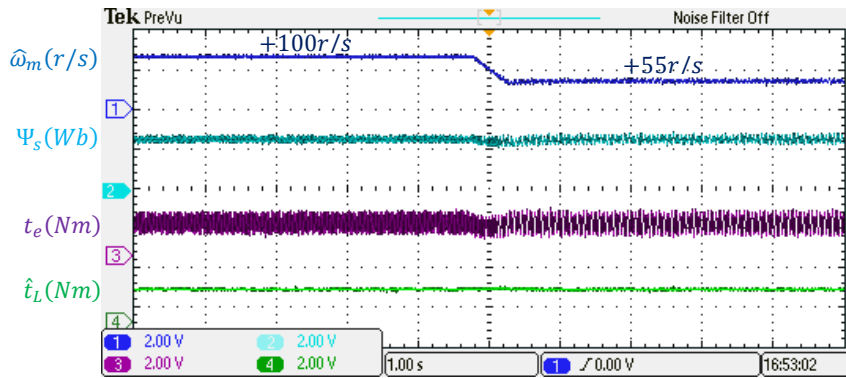


Şekil 8.22. Düşük hız, yüklü çalışma durumunda stator akı vektörünün yörüngesi

İkinci olarak, yüksek hızlarda farklı hız referansları için sürücünün yüksüz ve yüklü çalışma durumları incelenmiştir. Şekil 8.23.a'da motor yüksüz iken üç farklı referans hız değeri 10, 55 ve 100 r/s için sırasıyla kestirilen hız, akı genliği, üretilen moment ve kestirilen yük momentleri değişimleri verilmiştir. Burada, referans hızlar arası geçişlerde 0.5 s'lik hızlanma ve yavaşlama rampaları kullanılmıştır. Şekilden görüldüğü gibi düşük hızlarda akı kontrolü için 0.25 Wb'lik bant genişliği geçerli iken yüksek hızlara çıkıldıkça bu bant genişliği yaklaşık 0.125 Wb'e kadar düşmektedir. Ayrıca, birim basamak hız artışlarında ya da azalışlarında motorun referans hız değerini takip edebildiği de görülmektedir. Şekil 8.23.b'de ise Şekil 8.23.a'da kesikli kare içerisinde alınan zaman dilimindeki değişimlerin daha net bir şekilde gösterimi verilmiştir.



(a)

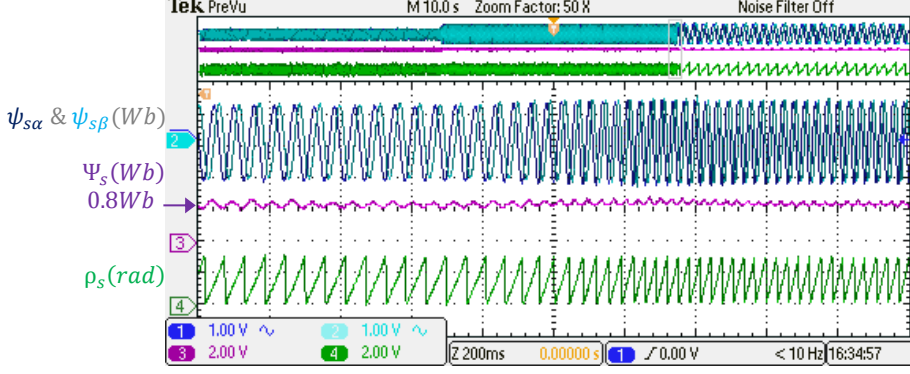


(b)

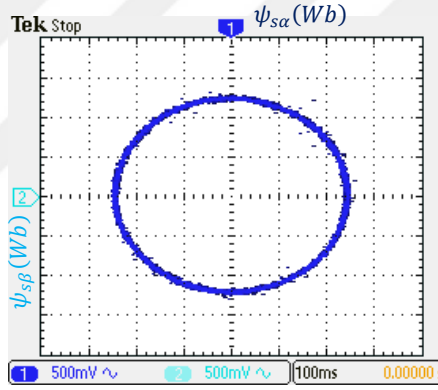
Şekil 8.23. Yüksek hızlarda, yüksüz çalışma durumunda kestirilen hız, akı, üretilen moment ve kestirilen yük momentleri değişimleri

Şekil 8.24'de Kalman filtresi ile kestirilen stator akı vektörünün α ve β bileşenleri verilmiştir. Burada, motorun hız artışına bağlı olarak akı bileşenlerinin frekansının da

değiştirdiği açık bir şekilde görülmektedir. Diğer taraftan, motor baz hız 100 r/s değerinde çalışırken oluşan stator akı vektörünün yörüngesi ise Şekil 8.25'deki gibi olmuştur.



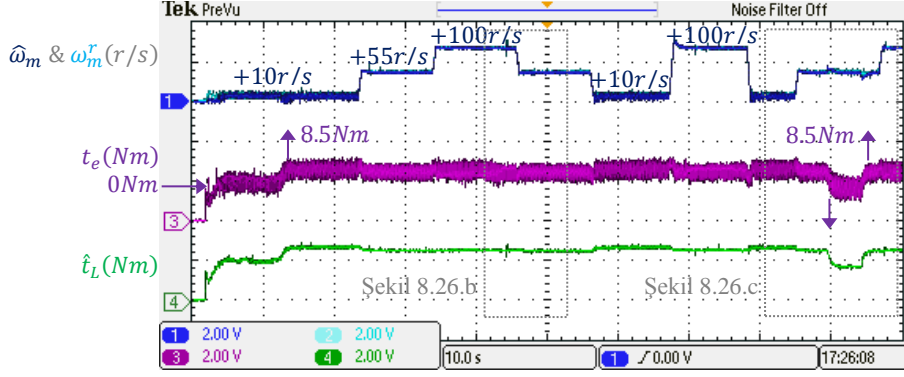
Şekil 8.24. Yüksek hızlarda, yüksüz çalışma durumunda kestirilen stator akı vektörünün α ve β bileşenleri, genliği ve açısı



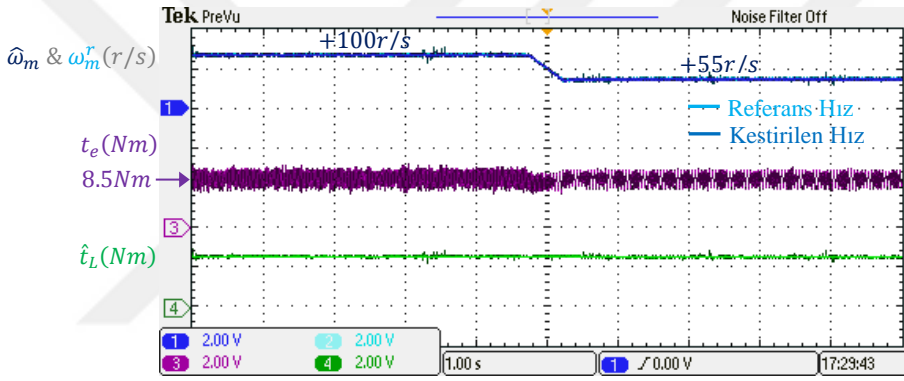
Şekil 8.25. Yüksek hız (100 r/s), yüksüz çalışma durumunda stator akı vektörünün yörüngesi

Şekil 8.26'da verilen kestirilen hız, üretilen moment ve kestirilen yük momenti değişimleri ise motor yüksek hızlarda ve yük altında çalışırken elde edilmiştir. Burada, motor başlangıçta 10 r/s gibi çok düşük bir hızda çalıştırılmış ardından 8.5 Nm 'lik birim basamak yük momenti uygulanmıştır. Sonrasında bu yük altında motor sırasıyla 55 ve 100 r/s hıza çıkarılmıştır. Böylece, sürücünün yük altında hızlanma ve algoritmanın kestirim performansları incelenmiştir. Öte yandan, motor yük altında iken referans hız kademeli olarak düşürülerek benzer analizler yapılmıştır. Ayrıca, motor yine yük altında iken en düşük ve en yüksek hız referansları arasında hızlandırılıp yavaşlatılarak sistemin kararlı bir şekilde çalıştığı da gösterilmiştir. Hızdaki değişimleri daha net bir şekilde

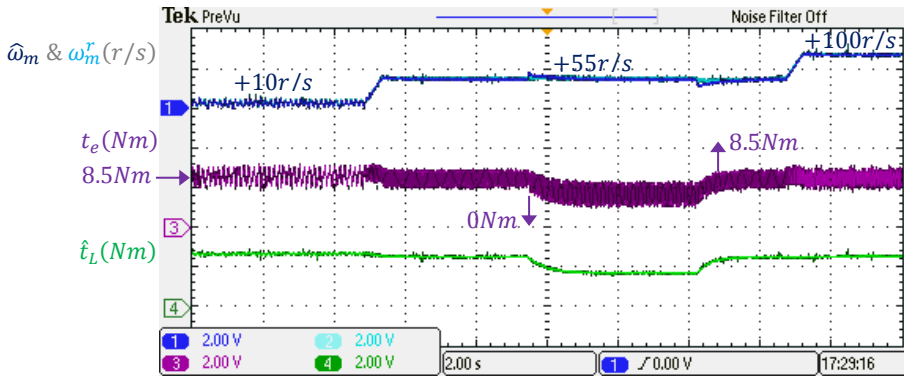
görebilmek için Şekil 8.26.a’da kesikli kareler içerisinde alınmış zaman dilimleri Şekil 8.26.b ve Şekil 8.26.c’de ayrı bir şekilde sunulmuştur.



(a)



(b)

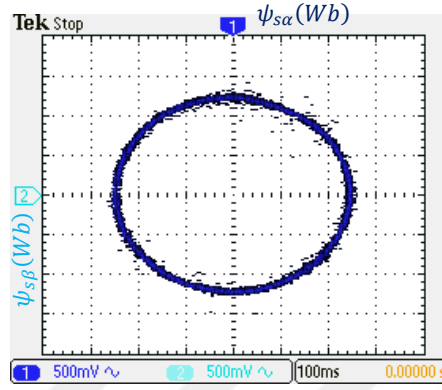


(c)

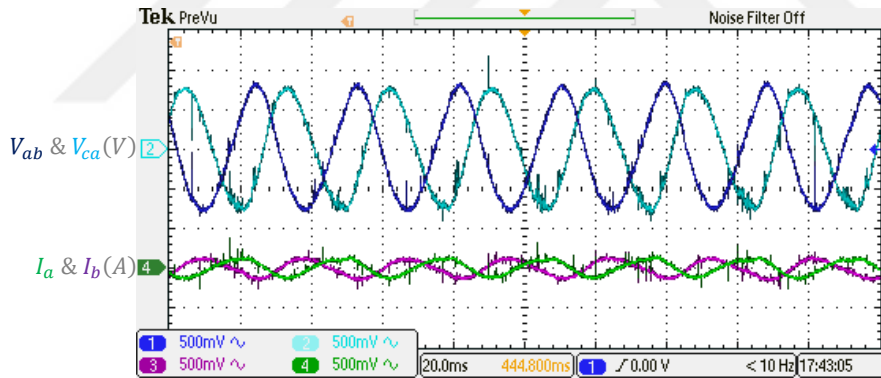
Şekil 8.26. Yüksek hızlarda, yüklü çalışma durumunda kestirilen hız, üretilen moment ve kestirilen yük momenti değişimleri

Şekil 8.27’de ise motor 8.5 Nm ’lik yük altında 100 r/s hızda çalışırken stator akı vektörünün oluşturduğu yörünge verilmiştir. Elde edilen bu sonuçlar, motorun yük altında dahi tüm hız aralığı için istenen kestirimlerin yapılabildiğini göstermektedir. Ayrıca, Şekil

8.28’de yine 8.5 Nm’lik yük altında 100 r/s hızda çalışan motorun V_{ab} , V_{ca} faz-faz gerilimleri ve I_a , I_b faz akım dalga şekilleri verilmiştir. Buradan ise motora uygulanan gerilimlerin ve motorun çektiği akımların klasik yöntemle göre daha az harmonik içerdiği görülmektedir.



Şekil 8.27. Yüksek hız (100 r/s), yüklü çalışma durumunda stator akı vektörünün yörüngesi



Şekil 8.28. Yüksek hız, yüklü çalışma durumunda motorun V_{ab} , V_{ca} faz-faz gerilimleri ve I_a , I_b faz akımları dalga şekli

Bu sonuçlara ek olarak, önerilen kontrol şeması genişletilmiş Kalman filtresinin yanı sıra akı genliği ve açısı ile moment hesabı da dahil toplam işlem süresi 109.227 μs kadardır. Modülasyon yönteminin işlem süresi ise 6.826 μs olduğuna göre tüm algoritmanın çalışması için gerekli süre ADC çevrimleri, akım-gerilim dönüşümleri ve kontrolcülerinde işlem yükleri hesaba katılırsa maksimum 119 μs kadar olmuştur.

9. SONUÇLAR

Bu tez çalışmasında, asenkron motorlar için üç seviyeli diyot kenetlemeli eviriciden beslenen, DSP tabanlı hız geribeslemesiz uzay vektör modülasyonlu doğrudan moment kontrol (UVM-DMK) yöntemi gerçekleştirilmiştir. Hız ve stator akı vektörünün kestirimi için genişletilmiş Kalman filtresi kullanılmıştır. Hız kestirimine ek olarak aynı zamanda bozucu yük momenti de kestirilerek sürücünün sürekli ve geçici durumlardaki dinamik davranışı geliştirilmiş ve düşük hızlarda daha kararlı çalışması sağlanmıştır. Bu çalışmada ayrıca hız geribeslemeli bu tür sürücü yapısı için Kalman filtresi tabanlı akı kestirimi de önerilmiştir. Bu yöntem ile uygulamada temel akı kestirim şemasında karşılaşılan ve saf integral alma işlemi zorluğundan kaynaklı sorunlarda giderilmiştir.

Elde edilen sonuçlar incelendiğinde, hız geribeslemeli ve geribeslemesiz her iki sürücü yapısı için Kalman filtresi ile tüm hız aralığında stator akı vektörünün istenen kestirimlerinin gerçekleştirilebildiği görülmektedir. Hız geribeslemesiz yapıda ise hem düşük hem de yüksek hızlarda yüklü ve yüksüz çalışma durumları için akı kestirimine ek olarak hız ve yük momenti de oldukça başarılı bir şekilde kestirilmiştir. Yapılan kestirimlerin en önemli özelliği, genişletilmiş Kalman filtresinin model ve ölçüm gürültü ya da belirsizliklerini hesaba katabilme yeteneği sayesinde motor parametrelerindeki değişimlere ve ölçümlerden kaynaklı hatalara karşı daha az duyarlı olmasıdır. Bu durum özellikle düşük hızlarda yüklü çalışma durumunda elde edilen sonuçlardan açıkça görülmektedir.

Üç seviyeli diyot kenetlemeli eviricinin kullanıldığı doğrudan moment denetimli asenkron motor sürücü sistemlerinde uygun gerilim vektörünün seçimi için bu çalışmada basitleştirilmiş üç seviyeli UVM yöntemi önerilmiştir. Bu yöntem ile klasik üç seviyeli UVM yöntemine kıyasla işlem yükü azaltılmış ve motor kontrol uygulamaları için oldukça kolay uygulanabilir bir hale getirilmiştir. Ayrıca, eviricinin yapısal özelliklerinden kaynaklı ve anahtarlanması sırasında meydana gelecek nötr noktası gerilim dengesizliği, anahtarlama dizileri oluşturulurken küçük gerilim vektörlerinin konumu ve uygulanma süresi dikkate alınarak giderilmeye çalışılmıştır. Bununla birlikte, ekte verilen tabloda tüm sektör ve bölgeler için oluşturulan anahtarlama dizileri incelendiğinde, referans vektörün üretimi için hiçbir zaman p anahtarlama durumundan n anahtarlama durumuna geçişlerin, yani eviricinin çalışmasını tehlikeye sokacak sert anahtarlama geçişlerinin kullanılmadığı da görülmektedir.

Önerilen sürücü devresi ile klasik iki seviyeli eviriciye kıyasla motora uygulanan gerilimlerin ve çekilen akımların daha az harmonik bileşenler içerdiği görülmektedir. Bu nedenle, harmoniklerden kaynaklanan motorun çekirdek ve sargılarındaki ek ısınmalar da oldukça azaltılmıştır. Diğer taraftan, motor sürücü sistemlerinde ortak mod gerilimi sürücü performansını etkileyen önemli bir diğer etkidir. Ortak mod gerilimi, topraklanmış motor gövdesi ile toprak arasında yüksek frekanslarda kaçak (parazitik) akımların (ortak mod akımları) akmasına neden olur. Bu akımlar, motor yataklarını zamanla aşındırırken aynı zamanda yüksek frekanslarda yayılım yaptıkları için kontrol ve sürücü devrelerinin kararlı çalışmasını etkileyecek oranda elektromanyetik gürültüler de oluşturur. Klasik iki seviyeli eviricinin anahtarlanması sırasında bu gerilimin değişimi her zaman $V_{dc}/3$ kadardır. Üç seviyeli eviricide ise bu değer iki seviyeli eviricidekinin yarısı kadardır. Dolayısıyla, yüksek güç ve gerilim uygulamalarında karşılaşılabilecek bu tür sorunlar önerilen sürücü yapısı ile daha düşük seviyelerde tutulmuştur.

10. ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında asenkron motorlar için önerilen UVM-DMK yapısında referans gerilim vektörü, stator akı eksenini referans alınarak elde edilen makinanın stator gerilim denklemleri üzerinden türetilmiş ve modülasyon yönteminde kullanılmıştır. Bu yapı UVM-DMK yönteminin en temel yapısıdır. Burada, referans gerilim vektörünün $\alpha\beta$ bileşenleri ile makinanın akı ve momenti arasında ortak kuplaj etkisinden dolayı doğrusal olmayan ilişkiler bulunmaktadır. Bu doğrusal olmayan etkiler temel yapıda dekaplaj ya da kompanze işlemleri yapılarak basit bir şekilde giderilebilir. Fakat, bu önlemler tüm kontrol sisteminin kararlılığını garanti edemeyebilir ve bazı çalışma noktalarında sistemin dinamik davranışında bozulmalar ve hatta kararsızlık durumu söz konusu olabilir. Önerilen sürücü yapısında bu sorunun giderilmesi için bozucu girişlere (ortak kuplaj etkiler, doğrusal olmayan ilişkiler, motor parametrelerindeki değişimler vb.) karşı dayanıklı (robust) gözlemleyici ya da kontrol yapıları geliştirilebilir.

Önerilen sürücü sisteminde, hız ve akı kestirimleri için genişletilmiş Kalman filtresi kullanılmış ve filtrenin kestirim başarımını etkileyen sistem ve ölçüm kovaryans matrisleri deneme-yanılma yöntemi ile belirlenmiştir. Bu kovaryans matrislerinin en uygun değerleri eğer optimizasyon algoritmaları kullanılarak belirlenebilirse, önerilen sürücü yapısının performansı önemli derecede iyileştirilebilir ve daha iyi sonuçlar elde edilebilir. Ayrıca, hız kontrolü için kullanılan PI denetleyicisi yerine hız ve yük momenti değişimlerine karşı dayanıklı ya da kendini uyarlayabilen bir denetleyici kullanılırsa, önerilen sürücü sisteminin performansı da artırılabilir. Sonraki çalışmalarda üzerinde durulacak diğer konular ise aşağıdaki gibi verilmiştir. Bunlar;

- Temel UVM-DMK yönteminde kullanılan klasik PI denetleyicileri yerine farklı denetleyici yapıları kullanılarak performans karşılaştırılmasının yapılması,
- Akı, hız ve bozucu yük momenti kestirimlerine ek olarak aynı anda stator sargı direncinin de kestirildiği gözlemleyici yapısının uygulanması,
- Önerilen evirici yapısı için uygun gerilim vektörü seçiminde model öngörülü kontrol kullanılarak, asenkron motorun model öngörülü doğrudan moment kontrol yönteminin uygulanması,

şeklindedir.

11. KAYNAKLAR

- Akın, B., Orguner, U., Ersak, A. ve Ehsani, M., 2006. Simple Derivative-Free Nonlinear State Observer for Sensorless AC Drives, IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 11, 5, 634-643.
- Aktaş, M. ve Okumuş, H.İ., 2010. Stator Resistance Estimation Using ANN in DTC IM Drives, Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences, 18, 2, 197-210.
- Alsofyani, I.M., Idris, N.R.N. ve Lee, K.B., 2018. Dynamic Hysteresis Torque Band for Improving the Performance of Lookup-Table-Based DTC of Induction Machines, IEEE Transactions on Power Electronics, 33, 9, 7959-7970.
- Alsofyani, I.M. ve Idris, N.R.N., 2016. Lookup-Table-Based DTC of Induction Machines with Improved Flux Regulation and Extended Kalman Filter State Estimator at Low-Speed Operation, IEEE Transactions on Industrial Informatics, 12, 4, 1412-1425.
- Alsofyani, I.M. ve Idris, N.R.N., 2016. Simple Flux Regulation for Improving State Estimation at Very Low and Zero Speed of a Speed Sensorless Direct Torque Control of an Induction Motor, IEEE Transactions on Power Electronics, 31, 4, 3027-3035.
- Barbosa, P., Steimer, P., Steinke, J., Meysenc, L., Winkelkemper, M. ve Celanovic, N., 2005. Active Neutral-Point-Clamped Multilevel Converters, IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference, Recife, Brazil, 2296-2301.
- Barut, M., Bogosyan, O.S. ve Gokasan, M., 2002. EKF Based Estimation for Direct Vector Control of Induction Motors, 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society, Sevilla, Spain, 1710-1715.
- Barut, M., Bogosyan, S. ve Gokasan, M., 2005. Speed Sensorless Direct Torque Control of IMs with Rotor Resistance Estimation, Energy Conversion and Management, 46, 3, 335-349.
- Barut, M., Bogosyan, S. ve Gokasan, M., 2005. EKF Based Sensorless Direct Torque Control of IMs in the Low Speed Range, IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Dubrovnik, Croatia, 969-974.
- Barut, M., Bogosyan, S. ve Gokasan, M., 2007. Speed-Sensorless Estimation for Induction Motors Using Extended Kalman Filters, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 54, 1, 272-280.

- Barut, M., Bogosyan, S. ve Gokasan, M., 2007. Switching EKF Technique for Rotor and Stator Estimation in Speed Sensorless Control of IMs, Energy Conversion and Management, 48, 12, 3120-3134.
- Barut, M., Bogosyan, S. ve Gokasan, M., 2008. Experimental Evaluation of Braided EKF for Sensorless Control of Induction Motors, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 55, 2, 620-632.
- Barut, M., 2010. Bi Input-Extended Kalman Filter Based Estimation Technique for Speed-Sensorless Control of Inductions Motors, Energy Conversion and Management, 51, 10, 2032-2040.
- Barut, M., Demir, R., Zerdali, E. ve Inan, R., 2012. Real-Time Implementation of Bi Input-Extended Kalman Filter-Based Estimator for Speed-Sensorless Control of Induction Motors, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 59, 11, 4197-4206.
- Beerten, J., Verwekken, J. ve Driesen, J., 2010. Predictive Direct Torque Control for Flux and Torque Ripple Reduction, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 57, 1, 404-412.
- Berzoy, A., Rengifo, J. ve Mohammed, O., 2018. Fuzzy Predictive DTC of Induction Machines with Reduced Torque Ripple and High-Performance Operation, IEEE Transactions on Power Electronics, 33, 3, 2580-2587.
- Bogosyan, S., Barut, M. ve Gokasan, M., 2007. Braided Extended Kalman Filters for Sensorless Estimation in Induction Motors at High-Low/Zero Speed, IET Control Theory Applications, 1, 4, 987-998.
- Bose, B.K. ve Patel, N.R., 1998. Quasi-Fuzzy Estimation of Stator Resistance of Induction Motor, IEEE Transactions on Power Electronics, 13, 3, 401-409.
- Blaschke, F., 1972. The Principle of Field Orientation Applied to the New Transvector Closed-Loop Control System for Rotating Field Machines, Siemens Review, 39, 217-220.
- Brando, G., Dannier, A., Pizzo, A.D., Rizzo, R. ve Spina, I., 2015. Generalised Look-Up Table Concept for Direct Torque Control in Induction Drives with Multilevel Inverters, IET Electric Power Applications, 9, 8, 556-567.
- Buja, G.S. ve Kazmierkowski, M.P., 2004. Direct Torque Control of PWM Inverter-Fed AC Motors – A Survey, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 51, 4, 744-757.
- Cabrera, L.A., Elbuluk, A.E. ve Husain, I., 1997. Tuning the Stator Resistance of Induction Motors Using Artificial Neural Network, IEEE Transactions on Power Electronics, 12, 5, 779-787.

- Carrara, G., Gardella, S., Marchesoni, M., Salutari, R. ve Sciutto, G., 1992. A New Multilevel PWM Method: A Theoretical Analysis, IEEE Transactions on Power Electronics, 7, 3, 497-505.
- Casadei, D., Serra, G. ve Tani, A., 2001. The Use of Matrix Converters in Direct Torque Control of Induction Machines, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 48, 6, 1057-1064.
- Casadei, D., Profumo, F., Serra, G. ve Tani, A., 2002. FOC and DTC: Two Viable Schemes for Induction Motors Torque Control, IEEE Transactions on Power Electronics, 17, 5, 779-787.
- Celanovic, N. ve Boroyevich, D., 2000. A Comprehensive Study of Neutral-Point Voltage Balancing Problem in Three-Level Neutral-Point-Clamped Voltage Source PWM Inverters, IEEE Transactions on Power Electronics, 15, 2, 242-249.
- Celanovic, N. ve Boroyevich, D., 2001. A Fast Space-Vector Modulation Algorithm for Multilevel Three-Phase Converters, IEEE Transactions on Industry Applications, 37, 2, 637-641.
- Chiasson, J.N., Tolbert, L.M., McKenzie, K.J. ve Du, Zhong, 2003. Control of a Multilevel Converter Using Resultant Theory, IEEE Transactions on Control Systems Technology, 11, 3, 345-354.
- Chiasson, J.N., Tolbert, L.M., McKenzie, K.J. ve Du, Zhong, 2005. Elimination of Harmonics in a Multilevel Converter Using the Theory of Symmetric Polynomials and Resultants, IEEE Transactions on Control Systems Technology, 13, 2, 216-223.
- Correa, P., Pacas, M. ve Rodriguez, J., 2007. Predictive Torque Control for Inverter-Fed Induction Machines, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 54, 2, 1073-1079.
- Depenbrock, M., 1988. Direct Self-Control (DSC) of Inverter-Fed Induction Machine, IEEE Transactions on Power Electronics, 3, 4, 420-429.
- Derdiyok, A., Guven, M.K., Rehman, H., Inanc, N. ve Xu L., 2002. Design and Implementation of a New Sliding Mode Observer for Speed-Sensorless Control of Induction Machine, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 49, 5, 1177-1182.
- Escalante, M.F., Vannier, J.C. ve Arzande, A., 2002. Flying Capacitor Multilevel Inverters and DTC Motor Drive Applications, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 49, 4, 809-815.
- Etesami, M.H., Farokhnia, N. ve Fathi, S.H., 2015. Colonial Competitive Algorithm Development Toward Harmonic Minimization in Multilevel Inverters, IEEE Transactions on Industrial Informatics, 11, 2, 459-466.

- Gadoue, S.M., Giaouris, D. ve Finch, J.W., 2010. MRAS Sensorless Vector Control of an Induction Motor Using New Sliding-Mode and Fuzzy-Logic Adaptation Mechanisms, IEEE Transactions on Energy Conversion, 25, 2, 394-402.
- Geyer, T. ve Mastellone, S., 2012. Model Predictive Direct Torque Control of a Five-Level ANPC Converter Drive System, IEEE Transactions on Industry Applications, 48, 5, 1565-1575.
- Grabowski, P.Z., Kazmierkowski, M.P., Bose, B.K. ve Blaabjerg, F., 2000. A Simple Direct Torque Neuro-Fuzzy Control of PWM-Inverter-Fed Induction Motor Drive, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 47, 4, 863-870.
- Habetler, T.G., Profumo, F., Pastorelli, M. ve Tolbert, L.M., 1992. Direct Torque Control of Induction Machines Using Space Vector Modulation, IEEE Transactions on Industry Applications, 28, 5, 1045-1053.
- Habibullah, Md. ve Lu, D.D., 2015. A Speed-Sensorless FS-PTC of Induction Motors Using Extended Kalman Filters, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 62, 11, 6765-6778.
- Hafeez, M., Uddin, M.N., Rahim, N.A. ve Ping, H.W., 2014. Self-Tuned NFC and Adaptive Torque Hysteresis-Based DTC Scheme for IM Drive, IEEE Transactions on Industry Applications, 50, 2, 1410-1420.
- Haghdar, K. ve Shayanfar, H.A., 2018. Selective Harmonic Elimination with Optimal DC Sources in Multilevel Inverters Using Generalized Pattern Search, IEEE Transactions on Industrial Informatics, 14, 7, 3124-3131.
- Hasse, K., 1977. Control of Cycloconverters for Feeding Asynchronous Machines, IFAC Conference on Control in Power Electronics and Drives, Düsseldorf, 537-546.
- Hava, A.M., Kerkman, R.J. ve Lipo, T.A., 1998. Carrier-Based PWM-VSI Overmodulation Strategies: Analysis, Comparison, and Design, IEEE Transactions on Power Electronics, 13, 4, 674-689.
- Haykin, S., 2001. Kalman Filtering and Neural Networks, John Wiley & Sons, New York, USA.
- Hu, J. ve Wu, B., 1998. New Integration Algorithms for Estimating Motor Flux Over a Wide Speed Range, IEEE Transactions on Power Electronics, 13, 5, 969-977.
- Idris, N.R.N. ve Yatim, A.H.M., 2002. An Improved Stator Flux Estimation in Steady-State Operation for Direct Torque Control of Induction Machines, IEEE Transactions on Industry Applications, 38, 1, 110-116.
- Idris, N.R.N. ve Yatim, A.H.M., 2004. Direct Torque Control of Induction Machines with Constant Switching Frequency and Reduced Torque Ripple, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 51, 4, 758-767.

- Jafarzadeh, S., Lascu, C. ve Fadali, M.S., 2012. State Estimation of Induction Motor Drives Using the Unscented Kalman Filter, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 59, 11, 4207-4216.
- Jafarzadeh, S., Lascu, C. ve Fadali, M.S., 2013. Squared Root Unscented Kalman Filters for State Estimation of Induction Motor Drives, IEEE Transactions on Industry Applications, 49, 1, 92-99.
- Jain, A.K. ve Ranganathan, V.T., 2011. VCE Sensing for IGBT Protection in NPC Three Level Converter – Causes for Spurious Trippings and Their Elimination, IEEE Transactions on Power Electronics, 26, 1, 298-307.
- Kang, J.K. ve Sul, S.K., 1999. New Direct Torque Control of Induction Motor for Minimum Torque Ripple and Constant Switching Frequency, IEEE Transactions on Industry Applications, 35, 5, 1076-1082.
- Kavousi, A., Vahidi, B., Salehi, R., Bakhshizadeh, M.K., Farokhnia, N. ve Fathi, S.H., 2012. Application of the Bee Algorithm for Selective Harmonic Elimination Strategy in Multilevel Inverters, IEEE Transactions on Power Electronics, 27, 4, 1689-1696.
- Kennedy, J. ve Eberhart, R., 1995. Particle Swarm Optimization, IEEE International Conference on Neural Networks, Perth, Australia, 1942-1948.
- Khoucha, F., Lagoun, S.M., Marouani, K., Kheloui, A. ve Benbouzid, M.H., 2010. Hybrid Cascaded H-Bridge Multilevel-Inverter Induction-Motor-Drive Direct Torque Control for Automotive Applications, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 57, 3, 892-899.
- Khoucha, F., Lagoun, S.M., Kheloui, A. ve Benbouzid, M.H., 2011. A Comparison of Symmetrical and Asymmetrical Three-Phase H-Bridge Multilevel Inverter for DTC Induction Motor Drives, IEEE Transactions on Energy Conversion, 26, 1, 64-72.
- Kim, Y.R., Sul, S.K. ve Park, M.H., 1994. Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor Using Extended Kalman Filter, IEEE Transactions on Industry Applications, 30, 5, 1225-1233.
- Kouro, S., Bernal, R., Miranda, H., Silva, C.A. ve Rodriguez, J., 2007. High-Performance Torque and Flux Control for Multilevel Inverter Fed Induction Motors, IEEE Transactions on Power Electronics, 22, 6, 2116-2123.
- Kouro, S., Malinowski, M., Gopakumar, K., Pou, J., Franquelo, L.G., Wu, B., Rodriguez, J., Perez, M.A. ve Leon, J.I., 2010. Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 57, 8, 2553-2580.

- Kubota, H., Matsue, K. ve Nakano, T. 1993. DSP-Based Speed Adaptive Flux Observer of Induction Motor, IEEE Transactions on Industry Applications, 29, 2, 344-348.
- Kubota, H., Sato, I., Tamura, Y., Matsue, K., Ohta, H. ve Hori, Y., 2002. Regenerating-Mode Low-Speed Operation of Sensorless Induction Motor Drive with Adaptive Observer, IEEE Transactions on Industry Applications, 38, 4, 1081-1086.
- Lai, J.S. ve Peng, F.Z., 1996. Multilevel Converters – A New Breed of Power Converters, IEEE Transactions on Industry Applications, 32, 3, 509-517.
- Lai, Y.S., ve Chen, J.H., 2001. A New Approach to Direct Torque Control of Induction Motor Drives for Constant Inverter Switching Frequency and Torque Ripple Reduction, IEEE Transactions on Energy Conversion, 16, 3, 220-227.
- Lai, Y.S., Wang, W.K. ve Chen, Y.C., 2004. Novel Switching Techniques for Reducing the Speed Ripple of AC Drives with Direct Torque Control, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 51, 4, 768-775.
- Lascu, C., Boldea, I. ve Blaabjerg, F., 2000. A Modified Direct Torque Control for Induction Motor Sensorless Drive, IEEE Transactions on Industry Applications, 36, 1, 122-130.
- Lascu, C. ve Trzynadlowski, A.M., 2004. Combining the Principles of Sliding Mode, Direct Torque Control, and Space-Vector Modulation in a High-Performance Sensorless AC Drive, IEEE Transactions on Industry Applications, 40, 1, 170-177.
- Lascu, C., Boldea, I. ve Blaabjerg, F., 2004. Variable-Structure Direct Torque Control – A Class of Fast and Robust Controllers for Induction Machine Drives, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 51, 4, 785-792.
- Lascu, C., Boldea, I. ve Blaabjerg, F., 2004. Direct Torque Control of Sensorless Induction Motor Drives: A Sliding-Mode Approach, IEEE Transactions on Industry Applications, 40, 2, 582-590.
- Lascu, C., Boldea, I. ve Blaabjerg, F., 2009. A Class of Speed-Sensorless Sliding-Mode Observers for High-Performance Induction Motor Drives, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 56, 9, 3394-3403.
- Lascu, C., Jafarzadeh, S., Fadali, M.S. ve Blaabjerg, F., 2017. Direct Torque Control with Feedback Linearization for Induction Motor Drives, IEEE Transactions on Power Electronics, 32, 3, 2072-2080.
- Lee, B.S. ve Krishnan, R., 1998. Adaptive Stator Resistance Compensator for High Performance Direct Torque Controlled Induction Motor Drives, 33th Annual IEEE Industry Applications Conference, St. Louis, USA, 423-430.

- Lee, K.B., Song, J.H., Choy, I. ve Yoo, J.Y., 2001. Improvement of Low-Speed Operation Performance of DTC for Three-Level Inverter-Fed Induction Motors, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 48, 5, 1006-1014.
- Lee, K.B., Song, J.H., Choy, I. ve Yoo, J.Y., 2002. Torque Ripple Reduction in DTC of Induction Motor Driven by Three-Level Inverter with Low Switching Frequency, IEEE Transactions on Power Electronics, 17, 2, 255-264.
- Lee, K.B. ve Blaabjerg, F., 2008. Sensorless DTC-SVM for Induction Motor Driven by a Matrix Converter Using a Parameter Estimation Strategy, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 55, 2, 512-521.
- Lee, Y.H., Suh, B.S. ve Hyun, D.S., 1996. A Novel PWM Scheme for a Three-Level Voltage Source Inverter with GTO Thyristors, IEEE Transactions on Industry Applications, 32, 2, 260-268.
- Leonhard, W., 1985. Control of Electrical Drives, Springer-Verlag, Berlin.
- Lesnicar, A. ve Marquardt, R., 2003. An Innovative Modular Multilevel Converter Topology Suitable for a Wide Power Range, IEEE Bologna PowerTech Conference, Bologna, Italy, 1-6.
- Loron, L. ve Laliberte, G., 1993. Application of the Extended Kalman Filter to Parameters Estimation of Induction Motors, 5th European Conference on Power Electronics and Applications, Brighton, England, 85-90.
- Maes, J. ve Melkebeek, J.A., 2000. Speed-Sensorless Direct Torque Control of Induction Motors Using an Adaptive Flux Observer, IEEE Transactions on Industry Applications, 36, 3, 778-785.
- Martins, C.A., Roboam, X., Meynard, T.A. ve Carvalho, A.S., 2002. Switching Frequency Imposition and Ripple Reduction in DTC Drives by Using a Multilevel Converter, IEEE Transactions on Power Electronics, 17, 2, 286-297.
- Meynard, T.A. ve Foch, H., 1992. Multi-Level Conversion: High Voltage Choppers and Voltage-Source Inverters, 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Toledo, Spain, 397-403.
- Mir, S.A., Zinger, D.S. ve Elbuluk, M.E., 1994. Fuzzy Controller for Inverter Fed Induction Machines, IEEE Transactions on Industry Applications, 30, 1, 78-84.
- Mir, S.A. ve Elbuluk, M.E., 1995. Precision Torque Control in Inverter-Fed Induction Machines Using Fuzzy Logic, 26th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Atlanta, USA, 396-401.
- Mir, S.A., Elbuluk, M.E. ve Zinger, D.S., 1998. PI and Fuzzy Estimators for Tuning the Stator Resistance in Direct Torque Control of Induction Machines, IEEE Transactions on Power Electronics, 13, 2, 279-281.

- Mohan, N., Undeland, T.M. ve Robbins, W.P., 2003. Power Electronics – Converters, Applications and Design, John Wiley & Sons, New York.
- Nabae, A., Takahashi, I. ve Akagi, H., 1981. A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter, IEEE Transactions on Industry Applications, IA-17, 5, 518-523.
- Naganathan, P., Srinivas, S. ve Ittamveetil, H., 2017. Five-Level Torque Controller-Based DTC Method for a Cascaded Three-Level Inverter Fed Induction Motor Drive, IET Power Electronics, 10, 10, 1223-1230.
- Naik, V., Panda, A. ve Singh, S.P., 2016. A Three-Level Fuzzy-2 DTC of Induction Motor Drive Using SVPWM, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 63, 3, 1467-1479.
- Nikzad, M.R., Asaei, B. ve Ahmadi, S.O., 2018. Discrete Duty-Cycle-Control Method for Direct Torque Control of Induction Motor Drives with Model Predictive Solution, IEEE Transactions on Power Electronics, 33, 3, 2317-2329.
- Okumuş, H.İ., 2001. Improved Direct Torque Control of Induction Machine Drives, Doktora Tezi, University of Bristol, UK.
- Okumuş, H.İ., 2002. Doğrudan Moment Kontrollü Asenkron Makinalarda Akı Düşüşünün Azaltılması, Elektrik-Elektronik-Bilgisayar Mühendisliği Sempozyumu (ELECO), Bursa, Türkiye, 1-5.
- Okumuş, H.İ. ve Aktaş, M., 2010. Adaptive Hysteresis Band Control for Constant Switching Frequency in DTC Induction Machine Drives, Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences, 18, 1, 59-69.
- Ouhrouche, M., Errouissi, R., Trzynadlowski, A.M., Tehrani, K.A. ve Benzaïoua, A., 2016. A Novel Predictive Direct Torque Controller for Induction Motor Drives, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 63, 8, 5221-5230.
- Ozpineci, B., Tolbert, L.M. ve Chiasson, J.N., 2005. Harmonic Optimization of Multilevel Converters Using Genetic Algorithms, IEEE Power Electronics Letters, 3, 3, 92-95.
- Patel, H.S. ve Hoft, R.G., 1973. Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters: Part I – Harmonic Elimination, IEEE Transactions on Industry Applications, IA-9, 3, 310-317.
- Patil, U.K.V., Suryawanshi, H.M. ve Renge, M.M., 2014. Closed-Loop Hybrid Direct Torque Control for Medium Voltage Induction Motor Drive for Performance Improvement, IET Power Electronics, 7, 1, 31-40.
- Peng, F.Z. ve Fukao, T., 1994. Robust Speed Identification for Speed-Sensorless Vector Control of Induction Motors, IEEE Transactions on Industry Applications, 30, 5, 1234-1240.

- Rashed, M. ve Stronach, A.F., 2004. A Stable Back-EMF MRAS-Based Sensorless Low-Speed Induction Motor Drive Insensitive to Stator Resistance Variation, IEEE Proceedings Electric Power Applications, 151, 6, 685-693.
- Rehman, H., Derdiyok, A., Guven, M.K. ve Xu, L., 2002. A New Current Model Flux Observer for Wide Speed Range Sensorless Control of an Induction Machine, IEEE Transactions on Power Electronics, 17, 6, 1041-1048.
- Rodriguez, J., Pontt, J., Kouro, S. ve Correa, P., 2004. Direct Torque Control with Imposed Switching Frequency in an 11-Level Cascaded Inverter, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 51, 4, 827-833.
- Romeral, L., Arias, A., Aldabas, E. ve Jayne, M.G., 2003. Novel Direct Torque Control (DTC) Scheme with Fuzzy Adaptive Torque-Ripple Reduction, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 50, 3, 487-492.
- Saeija, M. ve Sangwongwanich, S., 2006. Averaging Analysis Approach for Stability Analysis of Speed-Sensorless Induction Motor Drives with Stator Resistance Estimation, IEEE Transactions on Industry Electronics, 53, 1, 162-177.
- Salam, Z., Majed, A. ve Amjad, A.M., 2015. Design and Implementation of 15-Level Cascaded Multi-Level Voltage Source Inverter with Harmonics Elimination Pulse-Width Modulation Using Differential Evolution Method, IET Power Electronics, 8, 9, 1740-1748.
- Sapin, A., Steimer, P.K. and Simond, J.J., 2007. Modeling, Simulation, and Test of a Three-Level Voltage-Source Inverter with Output LC Filter and Direct Torque Control, IEEE Transactions on Industry Applications, 43, 2, 469-475.
- Schauder, C., 1992. Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors without Rotational Transducers, IEEE Transactions on Industry Applications, 28, 3, 1054-1061.
- Seo, J.H., Choi, C.H. ve Hyun, D.S., 2001. A New Simplified Space-Vector PWM Method for Three-Level Inverters, IEEE Transactions on Power Electronics, 16, 4, 545-550.
- Shi, K.L., Chan, T.F., Wong, Y.K. and Ho, S.L., 2002. Speed Estimation of an Induction Motor Drive Using an Optimized Extended Kalman Filter, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 49, 1, 124-133.
- Staudt, I., 2015. 3L NPC & TNPC Topology, Semikron Applications Notes, AN-11001, 1-12.
- Sundareswaran, K., Jayant, K. ve Shanavas, T.N., 2007. Inverter Harmonic Elimination Through a Colony of Continuously Exploring Ants, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 54, 5, 2558-2565.

- Suwankawin, S. ve Sangwongwanich, S., 2002. A Speed-Sensorless IM Drive with Decoupling Control and Stability Analysis of Speed Estimation, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 49, 2, 444-455.
- Suwankawin, S. ve Sangwongwanich, S., 2006. Design Strategy of an Adaptive Full-Order Observer for Speed-Sensorless Induction-Motor Drives – Tracking Performance and Stabilization, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 53, 1, 96-119.
- Taghizadeh, H. ve Hagh, M.T., 2008. Harmonic Elimination of Multilevel Inverters Using Particle Swarm Optimization, IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Cambridge, UK, 393-396.
- Taghizadeh, H. ve Hagh, M.T., 2010. Harmonic Elimination of Cascaded Multilevel Inverters with Nonequal DC Sources Using Particle Swarm Optimization, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 57, 11, 3678-3684.
- Tajima, H., Guidi, G. ve Umida, H., 2002. Consideration About Problems and Solutions of Speed Estimation Method and Parameter Tuning for Speed-Sensorless Vector Control of Induction Motor Drives, IEEE Transactions on Industry Applications, 38, 5, 1282-1289.
- Takahashi, I. ve Noguchi, T., 1986. A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor, IEEE Transactions on Industry Applications, IA-22, 5, 820-827.
- Tolbert, L.M., Peng, F.Z. ve Habetler, T.G., 1999. Multilevel Converters for Large Electric Drives. IEEE Transactions on Industry Applications, 35, 1, 36-44.
- Tolbert, L.M. ve Habetler, T.G., 1999. Novel Multilevel Inverter Carrier-Based PWM Method, IEEE Transactions on Industry Applications, 35, 5, 1098-1107.
- Tolbert, L.M., Peng, F.Z. ve Habetler, T.G., 2000. Multilevel PWM Methods at Low Modulation Indices, IEEE Transactions on Power Electronics, 15, 4, 719-725.
- Uddin, M.N. ve Hafeez, M., 2012. FLC-Based DTC Scheme to Improve the Dynamic Performance of an IM Drive, IEEE Transactions on Industry Applications, 48, 2, 823-831.
- Vas, P., 1998. Sensorless Vector and Direct Torque Control, Oxford University Press, Oxford-New York-Tokyo, 1998.
- Veenstra, M. ve Rufer, A., 2005. Control of a Hybrid Asymmetric Multilevel Inverter for Competitive Medium-Voltage Industrial Drives, IEEE Transactions on Industry Applications, 41, 2, 655-664.
- Wei, S., Wu, B., Li, F. ve Liu, C., 2003. A General Space Vector PWM Control Algorithm for Multilevel Inverters, 18th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Florida, USA, 562-568.

- Wu, B., 2006. High-Power Converters and AC Drives, John Wiley & Sons, Hoboken, New Jersey.
- Wu, C.M., Lau, W.H. ve Chung, H., 1999. A Five-Level Neutral-Point-Clamped H-Bridge PWM Inverter with Superior Harmonics Suppression: A Theoretical Analysis, IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Orlando, USA, 198-201.
- Xepapas, S., Kaletsanos, A., Xepapas, F. ve Manias, S., 2003. Sliding-Mode Observer for Speed-Sensorless Induction Motor Drives, IEEE Proceedings Control Theory Applications, 150, 6, 611-617.
- Xue, Y., Xu, X., Habetler, T.G. ve Divan, D.M., 1990. A Low Cost Stator Flux Oriented Voltage Source Variable Speed Drive, IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Seattle, USA, 410-415.
- Yang, K., Zhang, Q., Yuan, R., Yu, W., Yuan, J. ve Wang, J., 2016. Selective Harmonic Elimination with Groebner Bases and Symmetric Polynomials, IEEE Transactions on Power Electronics, 31, 4, 2742-2752.
- Yin, Z., Zhao, C., Zhong, Y. ve Liu, J., 2014. Research on Robust Performance of Speed-Sensorless Vector Control for the Induction Motor Using an Interfacing Multiple-Model Extended Kalman Filter, IEEE Transactions on Power Electronics, 29, 6, 3011-3019.
- Yin, Z., Li, G., Zhang, Y., Liu, J., Sun, X. ve Zhong, Y., 2017. A Speed and Flux Observer of Induction Motor Based on Extended Kalman Filter and Markov Chain, IEEE Transactions on Power Electronics, 32, 9, 7096-7117.
- Zai, L.C., DeMarco, C.L. ve Lipo, T.A., 1992. An Extended Kalman Filter Approach to Rotor Time Constant Measurement in PWM Induction Motor Drives, IEEE Transactions on Industry Applications, 28, 1, 96-104.
- Zaky, M.S., Khater, M.M., Shokralla, S.S. ve Yasin, H.A., 2009. Wide-Speed-Range Estimation with Online Parameter Identification Schemes of Sensorless Induction Motor Drives, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 56, 5, 1699-1707.
- Zerdali, E. ve Barut, M., 2017. The Comparisons of Optimized Extended Kalman Filters for Speed-Sensorless Control of Induction Motors, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 64, 6, 4340-4351.
- Zhang, Y., Zhu, J., Zhao, Z., Xu, W. ve Dorrell, D.G., 2012. An Improved Direct Torque Control for Three-Level Inverter-Fed Induction Motor Sensorless Drive, IEEE Transactions on Power Electronics, 27, 3, 1502-1513.
- Zhang, Y. ve Yang, H., 2014. Model Predictive Torque Control of Induction Motor Drives with Optimal Duty Cycle Control, IEEE Transactions on Power Electronics, 29, 12, 6593-6603.

Zhang, Z., Tang, R., Bai, B. ve Xie, D., 2010. Novel Direct Torque Control Based on Space Vector Modulation with Adaptive Stator Flux Observer for Induction Motors, IEEE Transactions on Magnetics, 46, 8, 3133-3136.



12. EKLER

Tablo Ek-1. Basitleştirilmiş üç seviyeli UVM yönteminde tüm sektör ve bölgelere ait anahtarlama dizileri

		Sektör 1					
		Bölge 1a	Bölge 1b	Bölge 2a	Bölge 2b	Bölge 3	Bölge 4
Anahtarlama Parçaları	1	$\bar{u}_{1n}(onn)$	$\bar{u}_{2n}(oon)$	$\bar{u}_{1n}(onn)$	$\bar{u}_{2n}(oon)$	$\bar{u}_{1n}(onn)$	$\bar{u}_{2n}(oon)$
	2	$\bar{u}_{2n}(oon)$	$\bar{u}_0(ooo)$	$\bar{u}_{2n}(oon)$	$\bar{u}_7(pon)$	$\bar{u}_{13}(pnn)$	$\bar{u}_7(pon)$
	3	$\bar{u}_0(ooo)$	$\bar{u}_{1p}(poo)$	$\bar{u}_7(pon)$	$\bar{u}_{1p}(poo)$	$\bar{u}_7(pon)$	$\bar{u}_{14}(ppn)$
	4	$\bar{u}_{1p}(poo)$	$\bar{u}_{2p}(ppo)$	$\bar{u}_{1p}(poo)$	$\bar{u}_{2p}(ppo)$	$\bar{u}_{1p}(poo)$	$\bar{u}_{2p}(ppo)$
	5	$\bar{u}_0(ooo)$	$\bar{u}_{1p}(poo)$	$\bar{u}_7(pon)$	$\bar{u}_{1p}(poo)$	$\bar{u}_7(pon)$	$\bar{u}_{14}(ppn)$
	6	$\bar{u}_{2n}(oon)$	$\bar{u}_0(ooo)$	$\bar{u}_{2n}(oon)$	$\bar{u}_7(pon)$	$\bar{u}_{13}(pnn)$	$\bar{u}_7(pon)$
	7	$\bar{u}_{1n}(onn)$	$\bar{u}_{2n}(oon)$	$\bar{u}_{1n}(onn)$	$\bar{u}_{2n}(oon)$	$\bar{u}_{1n}(onn)$	$\bar{u}_{2n}(oon)$
		Sektör 2					
		Bölge 1a	Bölge 1b	Bölge 2a	Bölge 2b	Bölge 3	Bölge 4
Anahtarlama Parçaları	1	$\bar{u}_{2n}(oon)$	$\bar{u}_{3n}(non)$	$\bar{u}_{2n}(oon)$	$\bar{u}_{3n}(non)$	$\bar{u}_{2n}(oon)$	$\bar{u}_{3n}(non)$
	2	$\bar{u}_0(ooo)$	$\bar{u}_{2n}(oon)$	$\bar{u}_8(opn)$	$\bar{u}_{2n}(oon)$	$\bar{u}_8(opn)$	$\bar{u}_{15}(npn)$
	3	$\bar{u}_{3p}(opo)$	$\bar{u}_0(ooo)$	$\bar{u}_{3p}(opo)$	$\bar{u}_8(opn)$	$\bar{u}_{14}(ppn)$	$\bar{u}_8(opn)$
	4	$\bar{u}_{2p}(ppo)$	$\bar{u}_{3p}(opo)$	$\bar{u}_{2p}(ppo)$	$\bar{u}_{3p}(opo)$	$\bar{u}_{2p}(ppo)$	$\bar{u}_{3p}(opo)$
	5	$\bar{u}_{3p}(opo)$	$\bar{u}_0(ooo)$	$\bar{u}_{3p}(opo)$	$\bar{u}_8(opn)$	$\bar{u}_{14}(ppn)$	$\bar{u}_8(opn)$
	6	$\bar{u}_0(ooo)$	$\bar{u}_{2n}(oon)$	$\bar{u}_8(opn)$	$\bar{u}_{2n}(oon)$	$\bar{u}_8(opn)$	$\bar{u}_{15}(npn)$
	7	$\bar{u}_{2n}(oon)$	$\bar{u}_{3n}(non)$	$\bar{u}_{2n}(oon)$	$\bar{u}_{3n}(non)$	$\bar{u}_{2n}(oon)$	$\bar{u}_{3n}(non)$
		Sektör 3					
		Bölge 1a	Bölge 1b	Bölge 2a	Bölge 2b	Bölge 3	Bölge 4
Anahtarlama Parçaları	1	$\bar{u}_{3n}(non)$	$\bar{u}_{4n}(noo)$	$\bar{u}_{3n}(non)$	$\bar{u}_{4n}(noo)$	$\bar{u}_{3n}(non)$	$\bar{u}_{4n}(noo)$
	2	$\bar{u}_{4n}(noo)$	$\bar{u}_0(ooo)$	$\bar{u}_{4n}(noo)$	$\bar{u}_9(npo)$	$\bar{u}_{15}(npn)$	$\bar{u}_9(npo)$
	3	$\bar{u}_0(ooo)$	$\bar{u}_{3p}(opo)$	$\bar{u}_9(npo)$	$\bar{u}_{3p}(opo)$	$\bar{u}_9(npo)$	$\bar{u}_{16}(npp)$
	4	$\bar{u}_{3p}(opo)$	$\bar{u}_{4p}(opp)$	$\bar{u}_{3p}(opo)$	$\bar{u}_{4p}(opp)$	$\bar{u}_{3p}(opo)$	$\bar{u}_{4p}(opp)$
	5	$\bar{u}_0(ooo)$	$\bar{u}_{3p}(opo)$	$\bar{u}_9(npo)$	$\bar{u}_{3p}(opo)$	$\bar{u}_9(npo)$	$\bar{u}_{16}(npp)$
	6	$\bar{u}_{4n}(noo)$	$\bar{u}_0(ooo)$	$\bar{u}_{4n}(noo)$	$\bar{u}_9(npo)$	$\bar{u}_{15}(npn)$	$\bar{u}_9(npo)$
	7	$\bar{u}_{3n}(non)$	$\bar{u}_{4n}(noo)$	$\bar{u}_{3n}(non)$	$\bar{u}_{4n}(noo)$	$\bar{u}_{3n}(non)$	$\bar{u}_{4n}(noo)$

Tablo Ek-1'in devamı. Basitleştirilmiş üç seviyeli UVM yönteminde tüm sektör ve bölgelere ait anahtarlama dizileri

		Sektör 4					
		Bölge 1a	Bölge 1b	Bölge 2a	Bölge 2b	Bölge 3	Bölge 4
Anahtarlama Parçaları	1	$\bar{u}_{4n}(noo)$	$\bar{u}_{5n}(nno)$	$\bar{u}_{4n}(noo)$	$\bar{u}_{5n}(nno)$	$\bar{u}_{4n}(noo)$	$\bar{u}_{5n}(nno)$
	2	$\bar{u}_0(ooo)$	$\bar{u}_{4n}(noo)$	$\bar{u}_{10}(nop)$	$\bar{u}_{4n}(noo)$	$\bar{u}_{10}(nop)$	$\bar{u}_{17}(nnp)$
	3	$\bar{u}_{5p}(oop)$	$\bar{u}_0(ooo)$	$\bar{u}_{5p}(oop)$	$\bar{u}_{10}(nop)$	$\bar{u}_{16}(npp)$	$\bar{u}_{10}(nop)$
	4	$\bar{u}_{4p}(opp)$	$\bar{u}_{5p}(oop)$	$\bar{u}_{4p}(opp)$	$\bar{u}_{5p}(oop)$	$\bar{u}_{4p}(opp)$	$\bar{u}_{5p}(oop)$
	5	$\bar{u}_{5p}(oop)$	$\bar{u}_0(ooo)$	$\bar{u}_{5p}(oop)$	$\bar{u}_{10}(nop)$	$\bar{u}_{16}(npp)$	$\bar{u}_{10}(nop)$
	6	$\bar{u}_0(ooo)$	$\bar{u}_{4n}(noo)$	$\bar{u}_{10}(nop)$	$\bar{u}_{4n}(noo)$	$\bar{u}_{10}(nop)$	$\bar{u}_{17}(nnp)$
	7	$\bar{u}_{4n}(noo)$	$\bar{u}_{5n}(nno)$	$\bar{u}_{4n}(noo)$	$\bar{u}_{5n}(nno)$	$\bar{u}_{4n}(noo)$	$\bar{u}_{5n}(nno)$
		Sektör 5					
		Bölge 1a	Bölge 1b	Bölge 2a	Bölge 2b	Bölge 3	Bölge 4
Anahtarlama Parçaları	1	$\bar{u}_{5n}(nno)$	$\bar{u}_{6n}(ono)$	$\bar{u}_{5n}(nno)$	$\bar{u}_{6n}(ono)$	$\bar{u}_{5n}(nno)$	$\bar{u}_{6n}(ono)$
	2	$\bar{u}_{6n}(ono)$	$\bar{u}_0(ooo)$	$\bar{u}_{6n}(ono)$	$\bar{u}_{11}(onp)$	$\bar{u}_{17}(nnp)$	$\bar{u}_{11}(onp)$
	3	$\bar{u}_0(ooo)$	$\bar{u}_{5p}(oop)$	$\bar{u}_{11}(onp)$	$\bar{u}_{5p}(oop)$	$\bar{u}_{11}(onp)$	$\bar{u}_{18}(pnp)$
	4	$\bar{u}_{5p}(oop)$	$\bar{u}_{6p}(pop)$	$\bar{u}_{5p}(oop)$	$\bar{u}_{6p}(pop)$	$\bar{u}_{5p}(oop)$	$\bar{u}_{6p}(pop)$
	5	$\bar{u}_0(ooo)$	$\bar{u}_{5p}(oop)$	$\bar{u}_{11}(onp)$	$\bar{u}_{5p}(oop)$	$\bar{u}_{11}(onp)$	$\bar{u}_{18}(pnp)$
	6	$\bar{u}_{6n}(ono)$	$\bar{u}_0(ooo)$	$\bar{u}_{6n}(ono)$	$\bar{u}_{11}(onp)$	$\bar{u}_{17}(nnp)$	$\bar{u}_{11}(onp)$
	7	$\bar{u}_{5n}(nno)$	$\bar{u}_{6n}(ono)$	$\bar{u}_{5n}(nno)$	$\bar{u}_{6n}(ono)$	$\bar{u}_{5n}(nno)$	$\bar{u}_{6n}(ono)$
		Sektör 6					
		Bölge 1a	Bölge 1b	Bölge 2a	Bölge 2b	Bölge 3	Bölge 4
Anahtarlama Parçaları	1	$\bar{u}_{6n}(ono)$	$\bar{u}_{1n}(onn)$	$\bar{u}_{6n}(ono)$	$\bar{u}_{1n}(onn)$	$\bar{u}_{6n}(ono)$	$\bar{u}_{1n}(onn)$
	2	$\bar{u}_0(ooo)$	$\bar{u}_{6n}(ono)$	$\bar{u}_{12}(pno)$	$\bar{u}_{6n}(ono)$	$\bar{u}_{12}(pno)$	$\bar{u}_{13}(pnn)$
	3	$\bar{u}_{1p}(poo)$	$\bar{u}_0(ooo)$	$\bar{u}_{1p}(poo)$	$\bar{u}_{12}(pno)$	$\bar{u}_{18}(pnp)$	$\bar{u}_{12}(pno)$
	4	$\bar{u}_{6p}(pop)$	$\bar{u}_{1p}(poo)$	$\bar{u}_{6p}(pop)$	$\bar{u}_{1p}(poo)$	$\bar{u}_{6p}(pop)$	$\bar{u}_{1p}(poo)$
	5	$\bar{u}_{1p}(poo)$	$\bar{u}_0(ooo)$	$\bar{u}_{1p}(poo)$	$\bar{u}_{12}(pno)$	$\bar{u}_{18}(pnp)$	$\bar{u}_{12}(pno)$
	6	$\bar{u}_0(ooo)$	$\bar{u}_{6n}(ono)$	$\bar{u}_{12}(pno)$	$\bar{u}_{6n}(ono)$	$\bar{u}_{12}(pno)$	$\bar{u}_{13}(pnn)$
	7	$\bar{u}_{6n}(ono)$	$\bar{u}_{1n}(onn)$	$\bar{u}_{6n}(ono)$	$\bar{u}_{1n}(onn)$	$\bar{u}_{6n}(ono)$	$\bar{u}_{1n}(onn)$

ÖZGEÇMİŞ

Mehmet Ali USTA 04.10.1987 tarihinde Giresun'da doğdu. İlk ve ortaokul öğrenimini Giresun Kanuni İlköğretim Okulu'nda, lise öğrenimini ise Giresun Atatürk Lisesi'nde tamamladı. Üniversite eğitimine 2005 yılında Karadeniz Teknik Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde başladı. 2010 yılında fakülte ve bölüm üçüncüsü olarak Elektrik-Elektronik Mühendisi unvanı ile mezun oldu. Aynı yıl içerisinde Karadeniz Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı'nda hem yüksek lisans öğrenimine hem de aynı bölümde araştırma görevlisi olarak başladı. 2013 yılında yüksek lisans öğrenimini tamamlayarak yine aynı yıl içerisinde doktora çalışmalarına başladı. Yabancı dil olarak İngilizce bilmektedir. Evli ve bir çocuk babasıdır.

SCI/SCI-E indekslerine giren dergilerde yayınlanan makaleler

1. Güven S., Usta M.A., Okumuş H.İ., "An Improved Sensorless DTC-SVM for Three-Level Inverter-Fed Permanent Magnet Synchronous Motor Drive", *Electrical Engineering*, vol.100, pp.2553-2567, 2018.
2. Usta M.A., Okumuş H.İ., Kahveci H., "A Simplified Three-Level SVM-DTC Induction Motor Drive with Speed and Stator Resistance Estimation Based on Extended Kalman Filter", *Electrical Engineering*, vol.99, pp.707-720, 2017.

Hakemli konferans/sempozyumların bildiri kitaplarında yer alan yayınlar

1. Usta M.A., Okumuş H.İ., Kahveci H., Durak E.S., "Sensorless Feedback Linearization Direct Torque Control (FBL-DTC) for Induction Motor Drive with Five-Level Cascaded H-Bridge Inverter", *IEEE 18th International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*, Budapeşte, Macaristan, Ağustos 2018, pp.1025-1030.
2. Durak E.S., Okumuş H.İ., Usta M.A., Kahveci H., "Selective Harmonic Elimination with Particle Swarm Optimization in Multilevel Inverters", *IEEE 18th International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*, Budapeşte, Macaristan, Ağustos 2018, pp.1019-1024.
3. Usta M.A., Okumuş H.İ., Güven S., Durak E.S., "Speed Sensorless Direct Torque Control for Three-Level Diode-Clamped Inverter Fed Induction Motor Using Adaptive Flux Observer", *9th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*, Bursa, Türkiye, Kasım 2015, pp.574-578.