



**T.C.
BURSA TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ**

**3 FAZLI AA SERVO MOTORUN AKILLI YÖNTEMLERLE GERÇEK
ZAMANLI YÖRÜNGE KONTROLÜ**

DOKTORA TEZİ

Kübra BALTACI

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Doktora Programı

EYLÜL 2024

T.C.
BURSA TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ

**3 FAZLI AA SERVO MOTORUN AKILLI YÖNTEMLERLE GERÇEK
ZAMANLI YÖRÜNGE KONTROLÜ**

DOKTORA TEZİ

Kübra BALTACI

(20331541001)

ORCID: 0000-0002-0336-8383

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Doktora Programı

Danışman: Doç. Dr. Davut ERTEKİN

ORCID:0000-0003-2234-3453

İkinci Danışman: Doç. Dr. Gökay BAYRAK

ORCID: 0000-0002-5136-0829

EYLÜL 2024

BTÜ, Lisansüstü Eğitim Enstitüsü'nün 20331541001 numaralı Doktora Öğrencisi Kübra BALTACI, ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı “ÜÇ FAZLI AA SERVO MOTORUN AKILLI YÖNTEMLERLE GERÇEK ZAMANLI YÖRÜNGE KONTROLÜ” başlıklı tezini aşağıda imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

Tez Danışmanı : **Doç. Dr. Davut ERTEKİN**
Bursa Teknik Üniversitesi

İkinci Danışman : **Doç. Dr. Gökay BAYRAK**
Bursa Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri : **Prof. Dr. Sunay TÜRKDOĞAN**
Yalova Üniversitesi

Doç. Dr. Mehmet Recep MİNAZ
Siirt Üniversitesi

Dr. Öğr. Üyesi İbrahim Gürsu TEKDEMİR
Bursa Teknik Üniversitesi

Dr. Öğr. Üyesi Mustafa ÖZDEN
Bursa Teknik Üniversitesi

Teslim Tarihi :

Savunma Tarihi : 10 Eylül 2024

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

Bu tez, Bursa Teknik Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Koordinatörlüğünün 220D005 numaralı projesi ile desteklenmiştir.

Bu tez çalışması, 119C144 numaralı TÜBİTAK projesi ile desteklenmiştir.

İNTİHAL BEYANI

Bu tezde görsel, işitsel ve yazılı biçimde sunulan tüm bilgi ve sonuçların akademik ve etik kurallara uyularak tarafımdan elde edildiğini, tez içinde yer alan ancak bu çalışmaya özgü olmayan tüm sonuç ve bilgileri tezde kaynak göstererek belgelediğimi, aksinin ortaya çıkması durumunda her türlü yasal sonucu kabul ettiğimi beyan ederim.

Öğrencinin Adı Soyadı: Kübra BALTACI

İmzası:

Eşime ve aileme,

ÖNSÖZ

Çalışmalarım boyunca yanımda olan ve hiçbir desteğini esirgemeyen kıymetli eşime, tüm eğitim hayatım boyunca desteklerini esirgemeyen her zaman yanımda olan sevgili aileme; bilim insanı kişiliğinden ve insanîyetinden çok şey öğrendiğim değerli hocalarım Doç. Dr. Davut ERTEKİN ve Doç. Dr. Gökay BAYRAK'a; lisansüstü çalışmalarımda destek veren SİBERNETİK Makina ve Otomasyon Uygulamaları Sanayi Tic. Ltd. Şti. çalışanlarına ve tez çalışmam sırasında desteğini hissettiğim değerli dostlarıma teşekkürü borç bilirim. Bu tez çalışması, Bilim İnsanı Destek Programları Başkanlığı (BİDEB) tarafından TÜBİTAK 2244 Sanayi Doktora Programı kapsamında 119C144 numaralı "Servo Pres Ölçüm, Kontrol ve Otomasyon Sistemlerinin Endüstri 4.0 ile Uyumlu Olarak Yerli İmkanlarla Geliştirilmesi" isimli proje ile desteklenmiştir. Bu nedenle verdiği destekten dolayı TÜBİTAK'a teşekkürlerimi sunarım.

Eylül 2024

Kübra BALTACI
(Elektrik Elektronik Mühendisi)

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
ÖNSÖZ	vii
İÇİNDEKİLER	viii
KISALTMALAR	xi
SEMBOLLER	xii
ÇİZELGE LİSTESİ	xiv
ŞEKİL LİSTESİ	xv
ÖZET	xviii
SUMMARY	xx
1.GİRİŞ	1
1.1 Tezin Amacı.....	4
1.2 Literatür	5
1.2.1 DA-DA dönüştürücü ve inverter topolojileri	5
1.2.2 DA-DA dönüştürücü anahtarlama teknikleri	9
1.2.3 SMSM kontrol yöntemleri	12
2. ÜÇ FAZLI İNVERTER DEVRE TOPOLOJİLERİ	15
2.1 Gerilim Kaynaklı İnverter.....	15
2.2 Akım Kaynaklı İnverter	16
2.3 Z Kaynak İnverter (ZKİ) Topolojisi.....	17
2.4 Kapasitör Kenetlemeli İnverter Topolojisi	18
2.5 Yarı Z Kaynak İnverter Topolojisi	20
2.6 Anahtarlama Kapasitörlü İnverter Topolojisi	21
2.7 Nötr Noktası Kenetlemeli (NNK) İnverter Topolojisi	22
2.8 Uçan Kapasitör İnverter Topolojisi.....	23
3. SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTOR VE UVDGM İLE YÖRÜNGE KONTROLÜ	25
3.1 Sabit Miknatıslı Senkron Motor	25
3.1.1 Sabit miknatıslı senkron motorların avantajları ve dezavantajları	26
3.1.2 Sabit miknatıslı senkron motorların matematiksel modeli	27
3.2 SMSM Kontrol Yöntemleri	32

3.2.1 Skaler kontrol yöntemi	33
3.2.2 Vektör kontrol	33
3.2.2.1 Doğrudan tork kontrolü.....	34
3.2.2.2 Akı zayıflatmalı kontrol	35
3.2.2.3 Alan yönlendirmeli kontrol	35
3.3 UVDGM Anahtarlama Tekniği ile SMSM Yörünge Kontrolü	36
3.3.1 UVDGM matematiksel modeli ve hız kontrolü simülasyon adımları.....	36
3.3.2 Konum kontrolü simülasyon adımları	54
3.4 Gerçek Zamanlı Ölçüm ve Kontrol Elemanları	57
3.4.1 Artımlı enkoder	57
3.4.2 Gerilim sensörü	58
3.4.3 Akım sensörü	59
3.4.4 Inverter tetikleme devresi	60
3.4.5 TMS320F28335 kontrol kartı	61
4. ÖNERİLEN DÖNÜŞTÜRÜCÜ VE KONTROL TEKNİĞİ	65
4.1 Güç Anahtarı Çalışma Modları	65
4.2 Sürekli Akım Modunda Matematiksel Analiz	67
4.2.1 Gerilim kazancı hesabı	67
4.2.2 Önerilen dönüştürücü komponentlerindeki akım hesabı	69
4.2.3 İndüktörlerdeki akım dalgalanmaları hesabı.....	71
4.2.4 Verim hesabı	72
4.2.5 Kondansatör gerilim dalgalanma hesapları.....	78
4.3 Kesintili Akım Modu'nda Çalışma Durumu.....	79
4.4 Önerilen Dönüştürü Yapay Sinir Ağı ile Anahtarlama Tekniği	82
5. BULGULAR VE TARTIŞMA.....	89
5.1 DSP'nin Gelişmiş Dörtlü Kodlayıcı Darbesi (eQEP) Modülü ve Gömülü Kodlayıcı Ara Yüzünü Kullanarak Rotor Konumu ve Hız Algılama.....	89
5.2 DSP'nin ePWM ve ADC Modülü ve Gömülü Kodlayıcı Ara Yüzünü Kullanarak Yapay Sinir Ağı Modellenmesi	93
5.3 LES 15-NP Akım Sensörü Gömülü Sistem Modellemesi	94
5.4 UVDGM Gömülü Sistem Modellemesi	95
5.5 eQEP ve ADC Blokları.....	99
5.6 Konum Kontrolü Gömülü Sistem Modellemesi	102
5.7 Simülasyon Sonuçları	104
5.8 Deneysel Sonuçlar	111

6. SONUÇ VE ÖNERİLER	122
KAYNAKLAR	125
EKLER	135
ÖZGEÇMİŞ	139

KISALTMALAR

AA	: Alternatif Akım
AK	: Anahtarlama Kapasitör
AKÇSİ	: Anahtarlama Kapasitörlü Çok Seviyeli İverter
AMK	: Akım Mode Kontrol
ANN	: Artificial Neural Network
AYK	: Alan Yönlendirmeli Kontrol
BMK	: Bulanık Mantık Kontrolör
ÇSİ	: Çok Seviyeli İverter
DA	: Doğru Akım
DTK	: Doğrudan Tork Kontrolü
ePWM	: Pulse Width Modulation Modul
eQEP	: Enhanced Quadrature Encoder Pulse
ES	: Elektriksel Sıfır
GMK	: Gerilim Mod Kontrolör
KHK	: Kaskad H Köprüsü
KM	: Kayan Mod
NNK	: Nötr Nokta Kenetleme
SDGM	: Sinüs Darbe Genişlik Modülasyonu
SMSM	: Sabit Miknatıslı Senkron Motor
THB	: Toplam Harmonik Bozulma
UK	: Uçan Kapasitör
UKÇSD	: Uçan Kapasitör Çok Seviyeli Dönüştürücü
UVDGM	: Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu
YSA	: Yapay Sinir Ağı
YZKİ	: Yarı Z Kaynak İverter
ZKİ	: Z Kaynak İverter

SEMBOLLER

ΔI	: Akım dalgalanması
ΔV	: Gerilim dalgalanması
D_{DCM}	: Kesintili akım modunda gerilim kazancı
f_s	: Frekans
I_c	: Kapasitör akımı
I_D	: Diyot akımı
$I_{D, ave}$: Diyot ortalama akımı
I_L	: İndüktör akımı
I_S	: Anahtar akımı
M_{CCM}	: Sürekli akım modunda gerilim kazancı
P_{rDS}	: Anahtar dinamik güç kaybı
P_{RC}	: Kapasitör seri eşdeğer dirence bağlı kayıplar
P_{sw}	: Anahtarlama güç kaybı
P_{switch}	: Anahtar toplam güç kaybı
P_{RF}	: Diyot dinamik güç kaybı
P_{VF}	: Diyot iletim güç kaybı
r_C	: Kapasitör iç direnci
r_{DS}	: Anahtar iç direnci
T	: Periyot
T_{on}	: Anahtar iletim süresi
T_{off}	: Anahtar kesim süresi
V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}	: Faz-faz gerilimleri
V_{an}, V_{bn}, V_{cn}	: Faz-nötr gerilimleri
V_{C1}	: C_1 kondansatör gerilimi
V_{C2}	: C_2 kondansatör gerilimi
V_{C3}	: C_3 kondansatör gerilimi
V_{C4}	: C_4 kondansatör gerilimi
V_{C0}	: C_0 kondansatör gerilimi
V_{D1}	: D_1 diyot gerilimi
V_{D2}	: D_2 diyot gerilimi

V_{D3}	: D ₃ diyot gerilimi
V_{D4}	: D ₄ diyot gerilimi
V_{D5}	: D ₅ diyot gerilimi
V_{D5}	: D ₅ diyot gerilimi
V_{DC}	: DA-DA dönüştürücü giriş gerilimi
V_{in}	: Giriş gerilimi
V_{L1}	: L ₁ bobin gerilimi
V_{L2}	: L ₂ bobin gerilimi
V_o	: DA-DA çıkış gerilimi
V_{ref}	: Referans gerilim vektörü
V_α	: Alfa düzlemi gerilim vektörü
V_β	: Beta düzlemi gerilim vektörü
η	: Verim
θ	: Faz açısı

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 3.1: Gerilim vektörleri ve iletim- kesim durumları.	40
Çizelge 3.2 : N'e göre gerilim vektörünün karşılık geldiği sektör.	44
Çizelge 3.3: V_{ref} 'in ait olduğu sektör.	45
Çizelge 3.4 : Anahtarlama sürelerinin (T_0, T_1, \dots, T_7) belirlenmesi.	47
Çizelge 3.5 : T_1 ve T_2 'nin belirlenmesi.	48
Çizelge 3.6: Anahtarlama sürelerinin belirlenmesi.	50
Çizelge 3.7 : Anahtarlama durumlarına göre vektörel dizilimler.	53
Çizelge 3.8 : Sektör anahtar dizilimleri.	53
Çizelge 3.8 (devam) : Sektör anahtar dizilimleri.	54
Çizelge 3.9 : Denetleyici katsayıları.	57
Çizelge 4.1 : Önerilen topoloji ile diğer topolojilerin karşılaştırmaları.	86
Çizelge 4.1(devam) : Önerilen topoloji ile diğer topolojilerin karşılaştırmaları.	87
Çizelge 5.1 : SMSM parametre değerleri.	90
Çizelge 5.2 : ePWM çıkış pinleri.	98
Çizelge 5.2 (devam) : ePWM çıkış pinleri.	99

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1 : Üç fazlı GKİ genel devre topolojisi.....	16
Şekil 2.2 : Üç fazlı CSI genel devre topolojisi.....	17
Şekil 2.3 : Z-Kaynak inverter topolojisi.	18
Şekil 2.4 : Kapasitör kenetlemeli inverter topolojisi.	19
Şekil 2.5 : Genişletilmiş yükseltici yarı Z kaynak inverter topolojisi.	21
Şekil 2.6 : Anahtarlama kapasitörlü inverter topolojisi.....	22
Şekil 2.7 : Nötr noktası kenetlemeli (NNK) inverter topolojisi.....	23
Şekil 2.8 : Üç faz üç seviyeli uçan kapasitör topolojisi.....	24
Şekil 3.1 : a)Yüzey mıknatıslı, b) Gömülü mıknatıslı senkron motor.....	26
Şekil 3.2: SMSM elektriksel modeli.	27
Şekil 3.3: Dönüşümün vektör tabanlı gösterimi.....	30
Şekil 3.4: Dönen ekseninde SMSM eşdeğer devre modeli.....	31
Şekil 3.5 : SMSM kontrol yöntemleri.	32
Şekil 3.6 : Önerilen inverter devre topolojisi.....	37
Şekil 3.7 : Anahtar konumlarına karşılık gelen gerilim vektörleri.....	37
Şekil 3.8 : UVDGM gerilim vektörleri.....	41
Şekil 3.9 : UVDGM'in referans gerilim vektörü.....	44
Şekil 3.10 : Sektör belirleme.....	45
Şekil 3.11 : a) X,Y,Z' nin hesaplanması, b) Anahtarlama sürelerinin hesaplanmasına ait Simulink benzetimi.....	49
Şekil 3.12: Anahtarlama sürelerinin belirlenmesi Simulink benzetimi.....	50
Şekil 3.13 : Anahtarlama sinyallerinin oluşturulması.	51
Şekil 3.14: a) Sektör 1, b) Sektör 2, c)Sektör 3, d) Sektör 4, e) Sektör 5, f) Sektör 6 için anahtarlama dizilimleri.....	52
Şekil 3.15 : UVDGM'in uygulama adımları.	54
Şekil 3.16: Servo motor yörünge kontrolü blok diyagramı.	55
Şekil 3.17 : Artımlı enkoder (Url-1, 2024).	58
Şekil 3.18 : Artımlı enkoder çıkış sinyalleri.	58

Şekil 3.19 : LV25-P gerilim sensörü (Url-10, 2024).....	58
Şekil 3.20 : LV 25-P gerilim sensörü bağlantı şeması.	59
Şekil 3.21 : LES 15-NP akım sensörü (Url-11, 2024).....	60
Şekil 3.22 : LES 15-NP akım sensörü çıkış gerilimi-birincil akım grafiği.	60
Şekil 3.23 : Yarım köprü sürmek için IR2110 sürücü devresi (Url-7, 2024).	61
Şekil 3.24 : TMDSDOCK28335 deney kiti (Url-12, 2024).	62
Şekil 3.25 : TMDSDOCK28335 deney kitine ait pin bağlantıları.	63
Şekil 4.1 : Önerilen dönüştürücü devre topolojisi.	65
Şekil 4.2 : Önerilen DA -DA dönüştürücü güç anahtarının iletimde olduğu duruma ait eşdeğer devre.	66
Şekil 4.3 : Önerilen dönüştürücü anahtarın kesimde olduğu duruma ait eşdeğer devre.....	67
Şekil 4.4 : SAM’de tasarlanan dönüştürücünün bileşen dalga biçimleri.....	71
Şekil 4.5 : Önerilen dönüştürücü KAM'ye ait eşdeğer devre.	81
Şekil 4.6 : KAM çalışmada tasarlanan dönüştürücünün bileşen dalga biçimleri.....	82
Şekil 4.7 : Yapay sinir ağı ile önerilen kontrol şeması.	
Şekil 4.8 : a) Yapay sinir ağı gömülü sistem modeli, b)YSA blok şeması.....	85
Şekil 4.9 : Topolojilerin a) Görev oranı-gerilim kazancı, b) Çıkış gücü-verim açısından karşılaştırmaları.....	88
Şekil 5.1 : SMSM kontrol sistemi.	89
Şekil 5.2 : Enkoder açılı ve hız bilgisi gömülü sistem modellemesi.....	91
Şekil 5.3 : a)Yüksek, b)Düşük hızlar için gömülü sistem modellemesi.....	92
Şekil 5.4 : a) Motor enkoder terminallerinin DSP’nin eQep modülüyle bağlantı şeması, b) SMSM enkoder terminalleri.	92
Şekil 5.5 : a)Yapay sinir ağı gömülü sistem modellemesi, b) Eğitimde kullanılan değerler.....	94
Şekil 5.6 : LES 15-NP akım sensörü gömülü sistem modeli.....	95
Şekil 5.7 : TMS320F28335 kontrolörünün ADC ve ePWM ile gerçek zamanlı modellenmesi.....	96
Şekil 5.8 : ePWM blok konfigürasyonu a) ePWM1A, b) ePWM1B.	97
Şekil 5.9 : Laboratuvar test ortamı.	98
Şekil 5.10 : Optik enkoder diski (Url-12, 2024).	99
Şekil 5.11 : a) Saat yönü, b) Saat yönünün tersi enkoder çıkış sinyalleri.	100
Şekil 5.12 : Konum kontrolü gömülü sistem modellemesi.....	103
Şekil 5.13 : DA-DA giriş ve çıkış gerilimi.	104
Şekil 5.14 : Diyot gerilimleri a) D ₂ -D ₃ , b) D ₃ -D ₄ , c) D ₁ -D ₅	105
Şekil 5.15 : S ₇ mosfet dren-kaynak gerilimi ve anahtarlama sinyali.....	106

Şekil 5.16 : a) C_1 ve C_2 kodansatör gerilimleri, b) L_1 ve L_2 bobin gerilimleri.....	107
Şekil 5.17 : İnverter anahtarı üzerindeki gerilimler.	108
Şekil 5.18 : Faz-faz gerilimleri.	108
Şekil 5.19 : Servo motor faz akımları.....	109
Şekil 5.20 :Değişken referans hıza göre hız ve tork grafiği.....	110
Şekil 5.21 : Değişken referans konuma göre konum ve hız grafiği.	110
Şekil 5.22 : DA-DA giriş ve çıkış gerilimleri.	111
Şekil 5.23 : Diyot gerilimleri, a) D_2 - D_3 , b) D_3 - D_4 , c) D_1 - D_5	112
Şekil 5.24 : S_7 mosfet dren-kaynak gerilimi ve anahtarlama sinyali.....	112
Şekil 5.25 : a) C_1 ve C_2 kodansatör gerilimleri, b) L_1 ve L_2 bobin gerilimleri.	113
Şekil 5.26 :Faz gerilimleri, a) V_{ab} - V_{bc} , b) V_{bc} - V_{ca}	114
Şekil 5.27 : Bir örnekleme periyodunda UVDGM dalga şekilleri.	115
Şekil 5.28 : a) S_1 - S_3 , b) S_3 - S_5 , c) S_4 - S_6 , d) S_6 - S_2 anahtarlama sinyali.....	116
Şekil 5.29 : a) S_1 - S_4 , b) S_3 - S_6 , c) S_5 - S_2 anahtarlarına ait ölü zaman sinyalleri.	117
Şekil 5.30 : a) Saat yönünde, b)Saatin tersi yönünde, c) referans konum için enkoder darbeleri.	119
Şekil 5.31 :Referans 1000 rpm hız için hız, tork ve konum sinyalleri.	120
Şekil 5.32 : 5 rad referans konum değeri için hız, konum ve tork grafiği.....	120
Şekil 5.33 : Değişken referans hız değerlerine göre PI ve YSA karşılaştırması.....	121

3 FAZLI AA SERVO MOTORUN AKILLI YÖNTEMLERLE GERÇEK ZAMANLI YÖRÜNGE KONTROLÜ

ÖZET

Bu tez çalışmasında, 3 fazlı AA servo motorun hız ve konum kontrolünü sağlamak amacıyla Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu (UVDGM) tabanlı bir alan yönlendirmeli kontrol (AYK) yöntemi uygulanmıştır. AYK prensibi, üç fazlı stator akımının akı ve tork bileşenlerini ayırmaya dayanmaktadır. Bu sayede üç fazlı akımın, akı üreten ve tork üreten iki akım bileşeni ile ayrı ayrı kontrol edildiği, SMSM'nin ayrı uyarımlı bir DA makinesi gibi kontrol edilmesi amaçlanmaktadır. UVDGM anahtarlama tekniği ise, AYK yönteminde, motorun daha hassas ve verimli bir şekilde kontrol edilmesini sağlar. Üç fazlı gerilim veya akım vektörlerini optimize ederek, çıkış sinyalinin sinüs dalgasına yakınlaştırır. Bu sayede motorun tork üretimi artırılır, verimlilik iyileştirilir ve harmonik bozulma azaltılır. Üç fazlı inverter ile beslenen vektör kontrollü bir senkron motor sürücü sistemi geliştirmek için, yeni bir anahtarlama indüktör tabanlı transformatörsüz yükseltici DA-DA dönüştürücü tasarlanmış, anahtarlama tekniği olarak yeni bir YSA modeli kullanılmıştır. Daha sonra yükseltilmiş DA gerilimi üç fazlı H köprüsüyle AA gerilime dönüştürülmüştür. Temel yükseltici dönüştürücüler, gerçek zamanlı uygulamalar için gerekli gerilim artırma performansını karşılayamamaktadır. Gerilim kazancını yükseltmek amacıyla dönüştürücüler genellikle yüksek görev döngülerinde çalıştırılmakta, ancak bu durum diyotlarda ters kurtarma sorunlarına neden olabilmektedir. Ayrıca, yüksek görev döngüleri yarı iletken anahtarlar ve diyotlar üzerinde ciddi gerilim streslerine neden olmaktadır. Bu nedenle, yük gereksinimlerini karşılayabilecek ve yüksek performans sağlayan alternatif dönüştürücülere ihtiyaç duyulmaktadır. Önerilen yapı diğer topolojilerle karşılaştırılmış ve yüksek kazanç, yüksek verimlilik, düşük gerilim dalgalanmaları, daha az anahtarlama kaybı, kolay kontrol gibi özellikleriyle başarılı bir performans sergilemiştir. Önerilen DA-DA dönüştürücü, gerilim dalgalanmalarını ve güç değişimlerini azaltarak motorun performansını ve kontrol hassasiyetini artırmıştır. Bu sayede servo motor, yörüngede daha doğru ve kararlı bir şekilde hareket etmektedir. Düşük anahtarlama kayıplarının olması daha verimli enerji dönüşümü sağlayarak sistem performansını artırmakta, hız ve konum kontrol sinyallerinin daha temiz ve kararlı olmasını sağlayarak yörüngedeki değişikliklere daha iyi yanıt vermesine yardımcı olmaktadır. Önerilen yükseltici dönüştürücünün anahtarlama tekniğinde Yapay Sinir Ağı (YSA) kullanılmıştır. PI kontrolörünün giriş ve çıkış verilerinden yararlanılarak YSA'nın eğitimi için bir veri seti oluşturulmuştur. YSA, başarılı bir şekilde eğitilmiş ve tek bir ara katman ile 25 nörondan oluşan bir model kullanılarak oluşturulmuştur. Bu yapı, hem donanım hem de yazılım açısından oldukça basit ve uygulanabilir nitelikte olup, kolayca gerçekleştirilebilecek bir sistem tasarımı sunmaktadır. DA-DA tasarımı ve YSA anahtarlama tekniği, SMSM hız ve konum kontrolünü de doğrudan etkilemiştir. PI ile karşılaştırıldığında; hız-tork çevrimi için YSA yerleşme süresi 0.36 sn iken, PI için yerleşme süresi 0.55 sn'de olmaktadır. PI ile kıyaslandığında referans hız ve konum değerine yerleşme süresinin daha az, sistem

tepki hızının daha iyi olduğu benzetim sonuçlarından anlaşılmaktadır. Sonuçlar, DA-DA yükseltici dönüştürücüsünde YSA anahtarlama tekniğinin kullanılmasının olumlu bir yaklaşım olduğunu göstermektedir. Gerçek zamanlı modellemede ise Texas Instrument TMDSDOCK28335 DSP tabanlı deney kiti kullanılmıştır. Sistem performansı analiz edilmiş, model çıkışının referans girişlerini başarılı bir şekilde izlemesi ile model performansı sunulmuştur. Tüm sonuçlar ele alındığında, hız ve konum değişimi durumunda sistemin tepki hızının, stator akımının ve torkunun, kontrol modeli çalışma özelliklerine göre SMSM'lerle uyumlu sonuçların hızlı bir şekilde kararlı duruma geçme eğiliminde olduğunu göstermektedir.

Anahtar kelimeler: Sabit Mıknatıslı Senkron Motor (SMSM), Yörünge Kontrolü, İnverter, DA-DA Yükseltici Dönüştürücü, Yapay Sinir Ağı (YSA), Dijital Sinyal İşleyici (DSP).

REAL TIME TRAJECTORY CONTROL OF 3 PHASE AA SERVO MOTOR BASED ON INTELLIGENT METHODS

SUMMARY

In this thesis, a Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM) based Field-Oriented Control (FOC) method was applied for speed and position control of a three-phase AC servo motor. The FOC principle is based on separating the flux and torque components of the three-phase stator current. This allows the three-phase current to be controlled separately using two current components: one generating flux and the other generating torque, thus enabling the control of the Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) as if it were a separately excited DC machine. The SVPWM switching technique allows for more precise and efficient control of the motor within the FOC method. By optimizing the three-phase voltage or current vectors, it brings the output signal closer to a sinusoidal waveform. This increases the motor's torque production, improves efficiency, and reduces harmonic distortion. To develop a vector-controlled synchronous motor drive system powered by a three-phase inverter, a novel switched-inductor-based transformerless boost DC-DC converter was designed, and a new Artificial Neural Network (ANN) model was used for the switching technique. The boosted DC voltage was then converted to AC through a three-phase H-bridge. Conventional boost converters cannot meet the required voltage boost performance for real-time applications. To achieve a higher voltage gain, converters are often operated at high duty cycles, which can lead to reverse recovery issues in diodes. Moreover, high duty cycles can impose significant voltage stresses on semiconductor switches and diodes. Therefore, there is a need for alternative converters that can meet load requirements and provide high performance. The proposed topology was compared with other designs and demonstrated superior performance with characteristics such as high gain, high efficiency, low voltage ripples, reduced switching losses, and ease of control. The proposed DC-DC converter enhanced motor performance and control precision by reducing voltage fluctuations and power variations, allowing the servo motor to move more accurately and steadily along its trajectory. The low switching losses contributed to more efficient energy conversion, improving system performance and resulting in cleaner and more stable speed and position control signals, allowing the motor to respond better to changes in trajectory. In the switching technique of the proposed boost converter, an Artificial Neural Network (ANN) was used. A dataset was created using the input and output data of the PI controller to train the ANN. The ANN was successfully trained, and a model was created with a single hidden layer and 25 neurons. This structure is quite simple in terms of both hardware and software, offering a system design that can be easily implemented. The DC-DC design and ANN switching technique directly affected the speed and position control of the PMSM. Compared to the PI controller, the settling time for speed-torque convergence with ANN was 0.36 seconds, while it was 0.55 seconds with PI. The simulation results showed that the settling time to the reference speed and position values was shorter and the system response speed was better with ANN compared to PI. The results

demonstrate that using the ANN switching technique in the DC-DC boost converter is a favorable approach. In real-time modeling, the Texas Instruments TMDSDOCK28335 DSP based experiment kit was used. The system's performance was analyzed, and the model's performance was presented by successfully tracking the reference inputs with the model's output. Considering all the results, it was shown that in the case of speed and position changes, the system's response speed, stator current, and torque tend to quickly stabilize according to the control model's operating characteristics, yielding results compatible with PMSM performance.

Keywords: Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM), Trajectory Control, Inverter, DC-DC Boost Converter, Artificial Neural Network (ANN), Digital Signal Processor (DSP).

1.GİRİŞ

Fosil yakıtların zararlı etkilerini en aza indirmek amacıyla enerjinin sürdürülebilir üretimi ve tüketimi için dünya çapında çeşitli politikalar oluşturulmaktadır; bu da karbon emisyonlarının azaltılmasını ve yeşil enerjinin kullanılmasını içerir. Özellikle çevre kirliliği sorununu çözmek için otomobil, demiryolu ve gemi gibi fosil yakıtlarla çalışan makinelerin yerini elektrik motorları almaktadır. Bu tür tahrik sistemlerinde amacına veya kapasitesine bağlı olarak asenkron motor, senkron motor, fırçasız DA motor gibi çeşitli motorlar kullanılmaktadır. Son zamanlarda diğer motorlara göre yüksek verimlilik, yüksek güç yoğunluğu ve yüksek güvenilirlik avantajlarına sahip olan SMSM'ler kullanılarak çeşitli çalışmalar yapılmaktadır (Lee ve diğ, 2021).

SMSM esas olarak yenilenebilir enerji üretim uygulamalarının yüksek performansı veya doğru hız ve konum kontrolüne sahip endüstriyel servo uygulamaları nedeniyle yaygın olarak kabul görmüştür. Bunun nedeni yüksek güç yoğunluğu, yüksek tork/akım oranı, hızlı yanıt ve düşük gürültü gibi bazı özellikleridir. SMSM'lerin diğer makinelerle karşılaştırıldığında küçük boyutları, daha uzun ömürleri, daha yüksek tork/atalet oranı ve yüksek enerji yoğunluğu gibi avantajlarından dolayı, bu motorlar günümüzde daha popüler hale gelmektedir. Yüksek güvenilirlik ve yüksek güç kapasitesi bu makinelerin temel özellikleri olduğundan, elektrikli araçlar, gemi tahriki ve havacılık gibi birçok endüstriyel uygulama için daha uygundur (Gandomi ve diğ, 2019; Salah ve Tahar, 2015).

Tez çalışmasında, yüksek doğruluk ve performans sağlamak amacıyla DA-DA tarafında anahtarlamalı indüktör hücreleri kullanılmıştır. Anahtarlamalı indüktör hücreleri, geleneksel yükseltici dönüştürücülerdeki giriş filtre indüktörünün görevini üstlenerek giriş akımının gürültüsüz olmasını sağlar. Bu sayede, bileşenlerin akım stresi azalır. Giriş akımının aralıklı yapılar gibi indüktörlerde bölünmesi, diyotların akım stresini ve hatlardaki ohmik kayıpları düşürür. Bu durum, dönüştürücüde daha az ısınma sağlar ve kayıpları azaltır. Yüksek kazanç, giriş kısmındaki anahtarlamalı indüktörler ile elde edilir (Shaabani ve diğ, 2023). Önerilen topolojide yalnızca bir

anahtar bulunur, bu da dönüştürücünün karmaşıklığını benzer yapılara göre oldukça azaltır. Tasarlanan dönüştürücünün kontrolü YSA ile yapılır. Tek anahtarlı yapı sayesinde, geri besleme devresi ve kapı sürücüsü tasarımı diğer topolojilere kıyasla çok daha basittir.

Sinüsoidal darbe genişlik modülasyonu (SDGM) anahtarlama methodu, yaygın olarak kullanılmaktadır. DA gerilimi sinüs dalga gerilimine eşitlemek için yarı iletken anahtar cihazlarının kapı sinyalleri ile kontrolü sağlanır. Motor açısından bakıldığında, statorun üç fazlı sargı gerilimi alan kanununa uygun olmasına rağmen sinüzoidal simetrik koşulları sağlamasına karşın, sargıların harmonik bileşeni daha fazla olup, DA besleme geriliminin kullanımını düşüktür. Gerilim kontrollü inverterlerde (GKİ'lerde) kullanılan UVDGM yönteminde, üç fazlı motor dairesel dönen manyetik alanı yalnızca DA gücünün kullanım oranını değil, inverter anahtarını kontrol etmek için de benimsenmiştir. Besleme gerilimi iyileştirilebilir ancak aynı zamanda basit hesaplama ve anahtarlama kayıplarını azaltma, ardından motorun harmonik kaybını azaltma ve bu kontrol stratejisinde tork dalgalanmasını azaltma avantajlarına da sahiptir (Yu ve diğ., 2017). Motor açısından bakıldığında motor için manyetik alan dönen sabit büyüklükte bir değer elde etmeye çalışır. Bu yöntem inverter ve motoru bir bütün olarak ele alır, dolayısıyla modeli basit ve mikroişlemcinin gerçek zamanlı kontrolü için kolaydır. UVDGM anahtarlama sistemi, daha az tork dalgalanmasına ve daha düşük harmonik bozulmaya sahiptir, dolayısıyla daha iyi bir kontrol etkisine sahiptir (Li ve Wang, 2016).

SMSM servo sürücü sisteminde konum döngüsü, hız döngüsü ve akım döngüsü olmak üzere üç ana kontrol döngüsü vardır. En içteki döngü akım döngüsüdür. Hız kontrol döngüsü orta katmandadır ve en dıştaki döngü konum döngüsüdür. Akım döngüsünün temel amacı, hızı ve dolayısıyla konumu etkileyen torku kontrol etmektir. Akım döngüsü genellikle hız döngüsünün içinde yer alır. Akım döngüsü, sistemin tepki hızını ve parazit önleme yeteneğini belirler. Hız döngüsü, servo kontrol döngüleri arasında en yaygın olanıdır. Bu döngü, bir enkoder aracılığıyla belirlenen hızı gerçek hızla karşılaştırır ve motorun hızını artırmak veya azaltmak için gereken komutları verir (Koç ve diğ., 2021). Konum döngüsü, üç döngülü kontrol yapısının en dıştaki döngüsüdür ve servo sisteminin yüksek hassasiyetle ve kararlı bir şekilde çalışmasını sağlamak için önemlidir. Enkoderden gelen geri besleme ile hedef konum

karşılaştırıldığında, sistem bir sapma oluşturur ve bu sapma, konum regülatörü aracılığıyla hız komutlarına dönüştürülür.

Laboratuvar sonuçları, hız ve konum değişimi durumunda sistemin tepki hızının, stator akımının ve torkunun, UVDGM tabanlı AYK yönteminin doğruluğunu kanıtlamak için, kontrol modeli çalışma özelliklerine göre SMSM ile uyumlu sonuçların hızlı bir şekilde kararlı duruma geçme eğiliminde olduğunu göstermektedir. Bu çalışmada, 3 faz AA servo motorun önce hız kontrolüne daha sonra konum kontrolünün gerçek zamanlı modellenmesine odaklanılmıştır. Sistem önce Matlab/Simulink'te modellenmiştir. Gerçek zamanlı modellemede ise TI TMDSDOCK28335 DSP tabanlı mikroişlemcisi kullanılmıştır. Sistem performansı analiz edilmiş, model çıkışının referans girişleri başarı bir şekilde izlemesi ile model performansı sunulmuştur.

DA formdaki gerilimin istenilen genlikteki gerilim değerini elde etmek için öncelikle DA-DA dönüştürücüye ihtiyaç vardır. Daha sonrasında elde edilen DA gerilimin inverter aracılığıyla 3 faz AA gerilime dönüştürülmesi gerekmektedir. Çalışmadaki yenilikçi katkı olan DA-DA dönüştürücü modeli önerilen dönüştürücünün bir diğer yenilikçi yanı olan Yapay Sinir Ağı (YSA) anahtarlama tekniği ile uygulanmıştır. Önerilen YSA kontrolörü basitliği, uygulama kolaylığı, güvenilirliği ve sağlam performansı ile karakterize edilmektedir. Tez çalışmasının 2. bölümünde üç fazlı inverter topolojileri sunulmuştur. SMSM motor hız ve hassas konum gerektiren uygulamalar için tercih edilmektedir. 3. bölümde SMSM motor elektriksel modeli, hız ve konum kontrolü için kullanılan kontrol türlerinden bahsedilmiştir. Hız ve hassas konum uygulamalarında iyi performans sağlayan UVDGM tabanlı AYK yöntemi bu tez çalışmasında ele alınmıştır ve detaylı olarak incelenmiştir. Çalışmada kullanılan simülasyon modellerinin sanal ortamdan gerçekleşmesi gerekmektedir. Bunun için mikroişlemciler, akım gerilim sensörleri, hız ve konum bilgisi için geri besleme elemanları gibi komponentlere ihtiyaç duyulur. Çalışmada kullanılan ölçüm ve kontrol elemanları bu bölümde açıklanmıştır. 4. bölümde önerilen DA-DA dönüştürücü modeli ve YSA anahtarlama yöntemi detaylı olarak sunulmuştur. Simülasyonda elde edilen bulguların gerçeğe uyarlanabilirliği tasarlanan topolojiye, önerilen kontrol yöntemlerinin mikroişlemci aracılığıyla iletilmesi ile gerçekleştirilir. 5. bölümde hız ve konum kontrolü için gerekli yazılımın mikroişlemciye gömülmesi aşamasındaki gerekli detaylar ve daha önceki bölümlerde anlatılan tasarlanan DA-DA dönüştürücü,

inverter devresi ve hız ve konum kontrolü ile ilgili Matlab/Simulink benzetim sonuçları ve laboratuvar test sonuçları sunulmuştur. PI ile YSA karşılaştırmalı analizi bu bölümde incelenmiştir. 6.bölüm sonuç ve öneriler kısmını oluşturmaktadır.

1.1 Tezin Amacı

SMSM mıknatıs teknolojisinde yaşanan gelişmeler sayesinde daha uygun maliyetlerle üretilir hale gelmiş ve düşük enerji tüketimi avantajıyla pek çok endüstriyel alanda yaygın şekilde kullanılmaya başlanmıştır. SMSM'lerin popüler hale gelmesi, yüksek hassasiyetli ve başarılı kontrol performansına olan ihtiyacı da artırmıştır. Geleneksel kontrol yöntemlerine kıyasla modern kontrol tekniklerinin daha iyi sonuçlar vermesi, bu yeni yöntemlerin kullanımını teşvik etmiş ve modern kontrol stratejileri üzerine yapılan araştırmaların artmasına neden olmuştur.

Bu tez çalışmasında 3 faz AA servo motorun gerçek zamanlı hız ve konum kontrolü için UVDGM tabanlı AYK tekniği uygulanmıştır. AYK, stator akım veya gerilimlerinin vektörlerle ifade edilip, hem genlik hem de faz açısı bakımından kontrol edilmesini amaçlamaktadır. Bu kontrol stratejisi, üç fazlı bir sistemi zamandan bağımsız iki koordinat düzlemine (d-q) dönüştürmeyi gerektirir. UVDGM anahtarlama tekniği ise, AYK yönteminde, motorun daha hassas ve verimli bir şekilde kontrol edilmesini sağlar. Üç fazlı gerilim veya akım vektörlerini optimize ederek, çıkış sinyalini sinüs dalgasına yakınlaştırır. Bu sayede motorun tork üretimi artırılır, verimlilik iyileştirilir ve harmonik bozulma azaltılır. Üç fazlı inverter ile beslenen vektör kontrollü bir senkron motor sürücü sistemi geliştirmek için, yeni bir anahtarlama indüktör tabanlı transformatörsüz yükseltici DA-DA dönüştürücü tasarlanmış, anahtarlama tekniği olarak yeni bir YSA modeli kullanılmıştır. Daha sonra yükseltilmiş DA gerilimi üç fazlı H köprüsüyle AA gerilime dönüştürülmüştür.

Önerilen DA-DA topolojide yalnızca bir anahtar bulunur, bu da daha basit kontrol sağlar. Yüksek performans, kararlılık ve yüksek gerilim kazancının yanı sıra boyut ve maliyet açısından da önerilen topoloji avantajlara sahiptir. Önerilen dönüştürücünün kontrolü yapay sinir ağı (YSA) ile yapılır. Simülasyonun sonuçları, bu tip kontrolörün daha iyi bir kontrol etkisi sağlayabileceğini, daha az hesaplama sahip olduğunu ve kolayca gerçekleştirilebileceğini göstermektedir. Yapay sinir ağları (YSA), sistemin giriş ve çıkışları arasındaki bağlantıyı modelleyerek veri örüntülerini oluşturmak için

öğrenme aşaması yoluyla yapısını değiştirebilen veya kısaca bilinen örnekler yardımıyla eğitilerek bir problem hakkında bilgi elde edebilen kullanışlı bir tekniktir. Önerilen YSA kontrolörü, basitliği, uygulama kolaylığı, yüksek güvenilirliği ve sağlam performansı ile karakterize edilmektedir. Sistem DA-DA dönüştürücü tarafının YSA ile modellenmesinin ardından sürücü için önce hız daha sonra konum kontrolü üzerine çalışılmıştır. Elde edilen bulgular önerilen tekniğin etkinliğini ve güvenilirliğini doğrulamaktadır.

1.2 Literatür

Son yıllarda, iklim değişikliği ve fosil yakıtların tükenmesi gibi küresel sorunlar, yeşil enerji kaynaklarına olan ilgiyi artırmıştır. Bu bağlamda, sürdürülebilir enerji hedeflerine ulaşmak için enerji dönüşümünün önemi her geçen yıl daha da büyümektedir. Güç elektroniği dönüştürücü teknolojilerindeki ilerlemeler, bu dönüşüm sürecinde umut vadeden çözümler sunmaktadır. Bu bölümde literatürdeki DA-DA dönüştürücü ve inverter topolojileri, dönüştürücü anahtarlama teknikleri ve SMSM kontrol teknikleri sunulmaktadır.

1.2.1 DA-DA dönüştürücü ve inverter topolojileri

Temel yükseltici ve dönüştürücü topolojileri, darbe genişlik modülasyonu (DGM) anahtarlama tekniği ile düşük giriş gerilimlerini gereken seviyeye çıkarmayı başarmaktadır. Ancak, bu geleneksel dönüştürücüler gerçek zamanlı uygulamalar için gerekli gerilim yükseltme performansını sağlayamamaktadır. Gerilim kazancını artırmak amacıyla dönüştürücüler yüksek görev döngülerinde çalıştırılmakta; bu durum, diyotların ters kurtarma sorunlarına yol açabilmektedir. Ayrıca, yarı iletken anahtarlar ve diyotlar üzerindeki elektriksel stres, yüksek görev döngülerinde önemli derecede artmaktadır. DA -DA yükseltici dönüştürücüler, yalıtım faktörü açısından transformatör tabanlı ve transformatörsüz yapı olmak üzere iki ana gruba ayrılabilir. Transformatör tabanlı sistemlerde, çıkış gerilimi doğru oranlarla yükseltilir ancak büyük ve maliyetli transformatörler tasarımı zorlaştırabilir. Benzer şekilde, bağlı indüktör içeren dönüştürücüler, indüktörün sızıntı endüktansı nedeniyle anahtarlama geçişlerinde sorunlara neden olmaktadır (Subhani ve diğ., 2023). Dönüştürücülerin seri ve paralel kombinasyonlarıyla giriş geriliminden daha yüksek çıkış gerilimi elde etme yöntemi, özellikle yenilenebilir enerji uygulamalarında incelenmiştir. Ancak, kontrol

sistemlerinin artan karmaşıklığı, boyutu ve maliyeti nedeniyle bu yöntem, araştırmacılar arasında fazla ilgi görmemiştir (Shair ve diğ, 2019).

Bir inverterin maliyeti, bileşen sayısı, boyutu ve karmaşıklığı, anahtar ve kaynak sayısı ile orantılıdır. Anahtar ve kaynak sayısının azaltıldığı topolojilerin yenilenmesine yönelik araştırmalar oldukça önemli ve faydalıdır. Galvanik izolasyonlu inverterler genellikle izolasyonlu transformatörden dolayı düşük verimlilik, büyük boyut ve yüksek maliyet gibi sorunlarla karşı karşıyadır. Transformatörsüz inverterlerin hem akademik hem de endüstriyel alanlarda giderek daha fazla ilgi görmesinin nedeni budur. Ancak galvanik izolasyonun olmaması nedeniyle kaçak akım ortaya çıkabilir. İstenmeyen kaçak akım sistem kayıplarına, elektromanyetik girişimlere, akım harmonik bozulmasına ve güvenlik sorunlarına neden olur. Üç fazlı uygulamalar için klasik modülasyon stratejisine sahip geleneksel topoloji, kaçak akımı etkili bir şekilde azaltamamaktadır. Bu da birçok araştırmacıyı kaçak akımın ortadan kaldırılması için farklı topolojiler ve modülasyon stratejileri geliştirmeye odaklamıştır (Guo ve diğ, 2018).

Çok seviyeli inverterler (ÇSİ), DA 'dan AA'ya dönüştürücülerin gelişmiş ve modern kategorisidir. İki seviyeli inverterlerle karşılaştırıldığında ÇSİ'ler, daha düşük toplam harmonik bozulma (THB) ve geliştirilmiş harmonik spektrum ile yarı sinüzoidal çıkış gerilimi, daha yüksek güç ve gerilim kapasitesi, daha düşük anahtarlama kayıpları, daha düşük dv/dt ve azaltılmış ortak mod gerilimi gibi önemli avantajlara sahiptir. Ancak, çok sayıda güç yarı iletken anahtarı, birden fazla DA kaynağına duyulan gereksinim ve kontrol karmaşıklığı gibi ÇSİ'lerin bazı dezavantajları vardır (Qanbari ve Tousi, 2021). Üç tip klasik çok seviyeli dönüştürücü topolojisi vardır: nötr nokta kenetlemeli (NNK), uçan kapasitör (UK) ve kaskad H köprüsü (KHK). NNK dönüştürücüler, gelişmiş çıkış kalitesi ve daha düşük THB gibi özellikleri nedeniyle popüler çözümlerdir. Kenetleme diyotu yerine uçan kapasitör kullanan UK dönüştürücü, bir başka çok seviyeli topolojidir. NNK dönüştürücülerden farklı olarak UK gerilimlerinin regülasyonu bağımsızdır ve bu da kapasitörlerin denge kontrol stratejilerinin basitleştirilmesine katkıda bulunur. KHK dönüştürücüler, kenetleme diyotlarına veya UK'lere ihtiyaç duymaz ve NNK veya UK topolojilerine kıyasla daha düşük bileşen sayısına ulaşır. Bunlar aynı zamanda yüksek gerilim ve güç uygulamaları için de ortak topolojilerdir. Bu topolojilerin amacı sistem verimliliğini

optimize etmektir, ancak ilave aktif anahtarların benimsenmesi nedeniyle karmaşıklığın yanı sıra sistem maliyeti de artar (Zhu ve diğ, 2021).

Geleneksel çok seviyeli eviricilerin dezavantajlarını çözmek için önerilen topolojiler, tek aşamalı bir güç dönüşümü ile gerilimi hem düşürme hem yükseltme işlemini gerçekleştiren Z-kaynaklı inverter (ZKİ) veya yarı-Z-kaynaklı inverterler (YZKİ) 'dir. ZKİ/YZKİ, geçiş durumunu uygulayarak DA bağlantı gerilimini yükseltebilir. Böylece güç dönüşüm aşamasını azaltabilir ve güvenilirliği artırabilirler. YZKİ ve ÇSİ'lerin avantajlarını bütünleştirmek amacıyla YZKİ ağını çok seviyeli inverterlerle birleştiren çeşitli teknikler geliştirilmiştir (Ho ve Chun, 2018). Ancak, YZKİ ve ZKİ 'lerin kapasitörler arasında yüksek gerilim stresi vardır. Bu dezavantaj, kapasitör boyutunun büyük olmasına ve toplam maliyetin artmasına neden olur (Rostami ve diğ, 2021). Ayrıca, maksimum yükseltme kontrolü, geçiş durumlarını elde etmek için olası tüm geleneksel sıfır durumlarını kullanır; bu durum, değişken geçiş zaman aralıklarına neden olur. Böylece kapasitör geriliminde ve indüktör akımında düşük frekanslı dalgalanma bileşenleri üretilir (Liu ve diğ, 2014).

NNK'li çok seviyeli dönüştürücüler gerilim dalga biçimi kalitesi, orta gerilim uygulamaları için daha yüksek uyumluluk, daha düşük elektromanyetik girişim, azaltılmış ortak mod gerilimi, yarı iletken cihazlar arasında daha düşük gerilim stresi ve geliştirilmiş hat akımı bozulması gibi özellikleri açısından iyi bir performans sağlar. Aynı zamanda, ek bir anahtarlama seviyesi nedeniyle, iki seviyeli inverterle karşılaştırıldığında daha düşük bir anahtarlama frekansıyla karşılaştırılabilir kalitede çıkış dalga biçimi elde edilebilir. Bununla birlikte, daha yüksek gerilim seviyelerine genişletildiğinde, yalnızca diyot sayısı hızlı bir şekilde artmaz, aynı zamanda DA bağlantı nötr nokta potansiyellerinin de pasif ön uçlarla dengelenmesi zorlaşır. Nötr nokta gerilim dengesizliği problemi vardır. Dengeli şebeke koşullarında üç fazlı şebeke gerilimi dengesiz olduğunda, nötr nokta gerilim dengesizliği sorunu ciddi ve karmaşık hale gelir (Tripathi ve Narayanan, 2018; Lyu ve diğ, 2018; Wang ve diğ, 2020).

Başka en popüler topolojilerden biri de anahtarlama kapasitörlü (AK) gerilim yükseltme yöntemidir. Bu metodolojiye dayanan inverterler, popüler olarak anahtarlama kapasitörlü çok seviyeli inverter (AKÇSİ) olarak bilinir. AKÇSİ'lerde, yükteki farklı gerilim seviyelerini üretmek için kapasitörler besleme gerilimiyle şarj

edilir ve besleme gerilimiyle farklı seri ve paralel kombinasyonlarda deşarj edilir. İndüktörler veya transformatörler gibi manyetik elemanların bulunmaması nedeniyle bu inverterlerin boyutu küçülmüştür ve yüksek verimlidir (Roy ve diğ, 2021). Ancak AK inverterde sistemi karmaşık hale getiren birçok güç anahtarı da bulunur (Hinago ve Koizumi,2012).

Diyot kenetlemeli topoloji için ana dezavantaj, seri bağlı kapasitörler arasındaki eşit olmayan gerilim paylaşımıdır. Ek olarak, daha yüksek seviyeli çıkışlar için çok sayıda diyot gereklidir. T-tipi ve L-tipi gibi gelişmiş diyot kenetlemeli topolojiler bile önerilmiştir; çoğu diyotun yerini almak için aktif anahtarlar kullanır, ancak sıfır vektörlerde nispeten yüksek toplam iletim gerilimi ekstra iletim kaybına neden olur. Kapasitör kenetlemeli çok seviyeli topolojiler kullanılabilirken, bu topolojiler daha yüksek seviyeli sayımlarda kullanışsız hale gelir. Kaskad çok seviyeli inverterler, her ünite için ayrı DA kaynakları olan bir dizi H-köprü dönüştürücü ünitesinden oluşur; bu, kapasitör kenetlemeli ve diyot kenetlemeli dönüştürücüyle karşılaştırıldığında geleneksel çok seviyeli inverterler ailesinde en az sayıda bileşen gerektirir. Eşit DA gerilim kaynaklarına sahip simetrik topolojiyi ve eşit olmayan DA gerilim kaynaklarına sahip asimetrik topolojiyi içerir. Bununla birlikte, her iki topoloji de mutlak anlamda çok sayıda anahtar ve DA kaynağı gerektirir (He ve Cheng,2016; Barth, 2020).

Uçan kapasitör (UK) tabanlı inverterler, modülerlik, güç hücresinin yüksek gerilim ve seviyelere genişletilebilmesi kolaylığı ve hata toleranslı olma gibi belirgin özellikleri nedeniyle çok fazla ilgi görmektedir. UK geriliminin doğru bir şekilde dengelenmesi son derece önemlidir. Bu, güç anahtarlarının gerilimi toplam DA hat geriliminin bir kısmıyla sınırlandırır ve izole edilmiş kapılı iki kutuplu transistör (IGBT)'lerdeki aşırı gerilim stresini önler ve esasen çok seviyeli inverterin güvenli çalışmasına katkıda bulunur (Khoshkbar-Sadigh ve diğ, 2021). Uçan kapasitörlü çok seviyeli dönüştürücüler, geniş bant aralıklı yarı iletken komponentlerin ortaya çıkmasıyla daha yüksek güç yoğunluğuna ulaşabilir, çünkü uçan kapasitörlerin boyutu dönüştürücü anahtarlama frekansıyla ters orantılıdır. Ancak yarı iletken anahtar sayısının fazla olması sistemin güvenilirliğini azaltmaktadır (Fard ve diğ,2020).

Anahtarlama indüktörlü yükseltici inverteri, yükseltici dönüştürücünün tipik tam köprü inverter ile birleşimidir. Anahtarlama indüktör, bir çift eşit değerli indüktör ve

birden fazla pasif (diyot) elemanın birleşimidir. Böylece, bu anahtarlama indüktör konsepti, transformatörsüz yükseltici inverterine eklenerek yüksek kazanç, yüksek verimlilik, yüksek entegrasyon, az sayıda güç anahtarı, daha az anahtarlama kaybı ve kolay kontrol özelliklerine sahip olur. Anahtar açıldığında, enerji anahtarlanan indüktörlerde depolanır. Anahtar kapatıldığında ise bu enerji çıkışa aktarılır. Bu iki indüktör hücresi birleştirilir ve enerji depolayan elemanların sayısı azalır. Bu, önerilen devrenin sırasını azaltır ve dönüştürücünün kararlılığını artırır. Entegre anahtarlama indüktörlerin bu hücreleri, geleneksel yükseltici dönüştürücüde giriş filtresi indüktörü rolüne sahiptir ve bu, giriş akımının gürültüsüz olmasına neden olur (Mohan ve diğ., 2022). Sonuç olarak elemanların mevcut gerilimi iyileştirilir. Giriş akımını giriş indüktörlerine bölerek (aralıklı yapılara benzer şekilde), diyotların akım stresi ve ohmik kayıplar azaltılır. Bu nedenle dönüştürücüde daha az ısı üretilir ve yüksek güçlerde anahtarlar ve diyotlar için soğutucu kullanılmasına gerek kalmaz (Shaabani ve diğ., 2023).

1.2.2 DA-DA dönüştürücü anahtarlama teknikleri

Gerilim mod kontrol (GMK) yöntemi, kolay uygulanması nedeniyle endüstride olduğu gibi araştırmalarda da kullanılmaktadır. Referans gerilimiyle ilişkili GMK için ilk önce çıkış gerilimi ölçülür ve referans gerilimiyle karşılaştırılır. Kontrol gerilimi, sabit frekanslı dalga formuyla karşılaştırma yaparak anahtarlama görev oranını belirler. Bu görev oranı, indüktördeki ortalama gerilimi korumak için kullanılır. Böylece, çıkış gerilimini referans değerine getirecek ve herhangi bir değişiklik olmadan sabit gerilim sağlanmasına yardımcı olacaktır.

GMK kontrolünün ana anahtarın zayıf güvenilirliği ve kararlılığı, birden fazla dönüştürücünün tek bir yük ile paralel beslenmesi durumunda güvenilirlik, kararlılık veya performans açısından daha az olması, anahtarlama döngü yanıtının çok daha uzun olması ve çok yavaş bir sistem olması gibi çeşitli dezavantajları vardır (Verma ve diğ., 2013).

Akım mod kontrolör (AMK), gerilim ve akım kontrol döngülerini içeren ikili döngü içerdiğinden GMK'den daha karmaşıktır. Farklı uygulamalar için AMK'nin çeşitli uygulamaları vardır. İndüktör akımı algılandıktan sonra görev döngüsünü kontrol etmek için kullanılır. Çıkış gerilimi sabit referans gerilimi ile karşılaştırıldıktan sonra bir hata sinyali üretilir ve bu hata sinyali kontrol sinyalini oluşturmak için kullanılır.

Bir sonraki adım, indüktör akımını algılamak ve belirli bir frekansın görev döngüsünü oluşturmak ve dönüştürücünün anahtarını sürmek için kontrol sinyali ile karşılaştırmaktır. Akım modu kontrol tekniklerinin avantajları: Dönüştürücünün sırasını birinci dereceden bir sisteme indirgediği için gelişmiş geçici tepkiyi gösterir. Hat düzenlemesinde iyi ve geliştirilmiş performans sağlar. Paralel çalışan dönüştürücüler için daha uygundur. Aşırı yüke karşı koruma sağlar. Anti-doygunluk sonucu ana transformator çekirdeği B-H eğrisinin merkezinde bulunur. Akım mod kontrol tekniklerinin dezavantajları: Tepe akım modu kontrolünde görev oranı 0,5'i aştığında çok kararsızdır. Alt harmonik salınımları mevcuttur (Verma ve diğ, 2013).

PID denetleyici, basit yapısı, kolay uygulanması ve yalnızca kontrol parametrelerinin ayarlanmasına bağlı olarak net işlevselliği nedeniyle dönüştürücülerde uygulanan en yaygın geri beslemeli kontrol yöntemidir. PID kontrolünün geniş çapta uygulanması, analitik ve frekans tepkisi yöntemlerinin yanı sıra sezgisel, optimizasyon ve uyarlanabilir yöntemler gibi çeşitli ayarlama tekniklerinin geliştirilmesini teşvik etmiştir. En yaygın olanı, PID kontrol parametrelerini belirlemek için basit formüller sağlayan Ziegler-Nichols yöntemi gibi frekans tepkisi yöntemleridir. Ancak bunlar, gerçek dönüştürücü tesisinin tüm dinamiklerini ve doğrusal olmayan özelliklerini ihmal ederek dönüştürücünün doğrusal bir modeline dayanır. Ek olarak, analitik ve frekans tepkisi yöntemleri aracılığıyla karşıt kontrol hedefleri ve tasarım kriterlerinden taviz verilmesi zordur. Bu nedenle, ayarlama süreci daha subjektif hale gelir ve bu da zayıf ayarlanmış PID kontrolörlerine yol açar, sonuçta aşırı kontrol çabası gerektiren düşük performans sunar. Bununla birlikte, PID tasarım yaklaşımı, bilinen bir bozucu çıkış transfer fonksiyonunu ve dolayısıyla bilinen bir dış bozulma modelini gerektirir. Üstelik model belirsizlikleriyle başa çıkamamak, gerçek konvertörün bilinen bir modelini gerektirir. Bunlar gerçek dünya pratiğinde uygulanabilirliğini sınırlandırmaktadır. Dinamik tepkinin yetersizliğinden dönüştürücünün çıkış geriliminde aşımara neden olur. Dijital sinyal işlemede devam eden gelişmeler, DA - DA dönüştürücüler alanında model bazlı kontrol yöntemlerinin uygulanmasına olanak sağlamaktadır. Bu modern kontrol yöntemleri, hata tabanlı PID kontrolörüne göre bozulmalara karşı daha iyi performans ve sağlamlık sergiler (Korompili ve Monti, 2023).

Kayan modlu (KM) kontrol, mükemmel kararlılık özellikleri ve uygulama kolaylığı nedeniyle değişken yapıli sistemler ve doğrusal olmayan sistemler için iyi kurulmuş

bir başka kontrol stratejisidir. DA-DA dönüştürücüler doğası gereği değişken yapılı sistemler olduğundan, bir KM kontrolörü bu dönüştürücülerin düzenlenmesi için uygun bir adaydır (Chincholkar ve diğ, 2018a). DA-DA dönüştürücüler değişken yapılı sistemler olmasına rağmen, geleneksel KM kontrolörünün uygulanması, sonsuz ve değişken bir anahtarlama frekansının kullanılmasını gerektirir. Bu sadece aşırı anahtarlama kayıplarına, indüktör kayıplarına ve elektromanyetik girişim (EMI) oluşumuna yol açmakla kalmaz, aynı zamanda giriş ve çıkış filtre tasarımını da karmaşık hale getirir (Chincholkar ve diğ, 2018b).

Bulanık mantık, insan bilgisinin temsili, işlenmesi ve uygulanması ve bunun dinamik sistemlerin kontrolünde uygulanması için bir metodoloji sağlar. Bulanık mantık en yaygın olarak bağımsız kontrolörlerde, yani geleneksel PID kontrolörlerinin yerini alan bulanık mantık kontrolörlerinde (BMK) veya PID kontrolörlerinin adaptasyon kazanımları için kullanılır. Geleneksel kontrol yöntemlerinin aksine BMK'nin temel avantajı, bir sistemin matematiksel modelinin tam olarak bilinmesinin gerekli olmamasıdır. Matematiksel modeller yerine sisteme ilişkin dilsel bilgiler kullanılır ve sistemin kontrolü matematiksel forma aktarılır. Bu şekilde kontrollü sistemlerin sağlamlığını sağlamak mümkündür. Bulanık mantığın kontroldeki önemi birçok endüstriyel uygulamada doğrulanmıştır ve genellikle doğrusal olmayan sistemlerin ve parametrelerin belirlenmesinin zor olduğu veya parametrelerin değiştiği sistemlerin kontrolünde kullanılır. Bulanık kontrolün geleneksel PID kontrolöre göre temel avantajları şunlardır: Kontrollü sistemin kesin matematiksel modelini bilmeye ve ayrıca belirsiz girdilerle çalışma olasılığını bilmeye gerek yoktur. Ayrıca bulanık kontrol, doğrusal olmayan sistemlerin kontrolü için uygundur ve yüksek sağlamlık ile karakterize edilir (Leso ve diğ, 2018a). Bununla birlikte, BMK kontrolörleri, bulanıklaştırma, kural tabanı depolama, çıkarım mekanizması ve durulaştırma süreci gibi karmaşık ve sezgisel karar verme süreçleri nedeniyle önemli miktarda hesaplama gücü gerektirir (Leso ve diğ, 2018b).

Yapay Sinir Ağları (YSA), eksik bilgilere rağmen öğrenip sonuç çıkarabilen, insan beyin nöron modellerinden tasarlanmış algoritmalarıdır. YSA'lar özellikle doğrusal olmayan problemlerin çözümünde kullanılır. Bazı araştırmacılar çalışmalarında YSA kontrol yöntemlerini kullanmışlardır. YSA sistemlerinde çok katmanlı mimarilerin kullanılması bazen güvenilmez davranışların görülmesine neden olabilmektedir. Bu güvenilmezlik sorununun nedeni gizli katmanlardaki matematiksel modelin

belirsizliğidir. YSA çalışırken kendine bir matematiksel model belirler ve ona göre hesaplama yapar. Sistemin üstün kısmı aynı zamanda onun ustalaşmasını sağlayan bu matematiksel esnekliktir (Muderrisoğlu ve diğ, 2016). Öğrenme süreci nedeniyle herhangi bir sisteme uygulanabilen yapay sinir ağları (YSA), doğrusal olmayan kontrol sistemleri için uygundur. Bu yöntemin sistem hakkında detaylı bilgi gerektirmemesi, önceki verileri inceleyerek öğrenebilmesi, büyük ve karmaşık sistemleri yönetebilmesi gibi faydalı avantajları, onu karmaşık problemlerin çözümünde alternatif bir yol haline getirmektedir (Gorji ve diğ, 2019).

1.2.3 SMSM kontrol yöntemleri

SMSM'yi kontrol etmek için çeşitli kontrol yöntemleri geliştirilmiştir. Temel olarak SMSM'yi kontrol etmenin iki yolu vardır: skaler kontrol ve vektör kontrolü. Hertz başına sabit volt (V/f) kontrolü olarak bilinen skaler kontrol, SMSM için basit bir kontrol yöntemidir. Yöntem açık döngü kontrolü olarak kabul edildiğinden stator akımları kontrol edilmez ve motorun tepkisi yavaştır. En yaygın kullanılan tekniklerden biri olan ikinci teknik ise vektör kontrol tekniği olarak adlandırılmaktadır. Doğrudan tork kontrolü (DTK), alan etkili kontrol (alan yönlendirmeli ve alan zayıflatmalı) kontrol teknikleri vektör kontrol olarak kabul edilir (Ghanayem ve diğ, 2023).

DTK 'de stator gerilim vektörleri, motor torku ve motor akısının referans değerleriyle karşılaştırma sonuçlarına göre doğrudan seçilir. Stator gerilim vektörünün bu şekilde seçilmesi, DGM sinyal üreticinin gerektirmediği duruma neden olur. Bu, uzay vektör modülasyonunun yardımıyla geliştirilen değişken anahtarlama frekansı performansı kavramını ortaya koymaktadır (Gashtil ve diğ, 2019).

Vektör kontrolü, ölçülebilir değişkenin büyüklüğünü ve fazını kontrol etmek anlamına gelir. Aslında vektör kontrolü, birleşik üç fazlı AA motor modelini, DA motorun doğrusal motor modeline çok benzeyen bir modele dönüştürmek için vektör denklemlerini ve rotor yönelimini kullanır. Karmaşık, bağlı bir AA motor modelinin basit bir doğrusal sisteme dönüştürülmesi; DA motora benzer şekilde akı ve momentin doğrudan kontrolü; hızlı dinamik tepki ve iyi geçici ve kararlı durum performansı; başlangıçta yüksek tork ve düşük akım; yüksek verim; akının doğrudan zayıflatılmasıyla geniş hız aralığı gibi vektör kontrolünün çeşitli faydaları vardır (Yolaçan, 2012). Bu kontrol tekniğinde tork doğrudan yalnızca akımla kontrol

edilebilir. Bu yaklaşım, torkun sargı akımıyla orantılı olduğu DA motor denkleminde benzer. Hız doğrudan torkla, tork da doğrudan q eksenine akımıyla ilişkili olduğundan, motor hızı q eksenine akımı değiştirilerek kontrol edilebilir. D ve q eksenine akımlarının belirlenebilmesi için faz akımlarının ölçülmesi gerekmektedir. Daha sonra bu akımları rotor eksenine dönüştürmek için rotor açısının ölçülmesi gerekir. Bu nedenle elektronik, akım sensörlerinin yanı sıra bir kodlayıcının takılı olmasını gerektirir (Veena, 2014). Alan etkili kontrol stratejisinde akım kontrolörleri, elektrik motorlarının rotor akısını ve torkunu kontrol etmede ana rolleri oynar. Bu kontrolörlerin çıkışları, DGM sinyal üreticinin sonucu olan güç anahtarlarının kapı sinyalinin uygulanmasıyla üretilen referans gerilim vektörünü şekillendirir. Bu nedenle kontrol platformu alan etkili kontrolde sabit anahtarlama frekansı şemasına dayalı olarak sağlanır. Ayrıca, herhangi bir stator akı tahmincisi uygulamadan, akım kontrolörünün d eksenindeki rotor akısının kontrol edilmesi sonucunda alan etkili kontrolde düşük hızlı çalışmada daha iyi kontrol performansı elde edilir (Casadei ve diğ., 2002). Akı zayıflatma kontrol stratejileri ise, vektör kontrol yöntemlerinden geliştirilmiştir. Bu yöntem iki orantısız integral regülatörünü koruyarak d-ekseni ve q-ekseni akımlarının kontrolünü gerçekleştirir (Liu ve C. Liu, 2018).

SMSM yüksek doğruluk, büyük güç yoğunluğu ve hızlı tepki gibi pek çok avantaj sunar. Küçük boyutu, basit yapısı, yüksek verimliliği, yüksek güç yoğunluğu ve yüksek tork performansı gibi avantajları sayesinde SMSM'ler, yüksek hassasiyet ve güvenilirlik gerektiren uygulamalarda giderek daha fazla tercih edilmektedir (Zhang ve diğ., 2015; Dursun, 2015). Bu nedenle, yaygın olarak kullanılırlar. PID kontrol yöntemi, kolay ve basit uygulanabilirliği nedeniyle pratik SMSM yörünge izleme kontrol sistemlerinde sıklıkla tercih edilir (Wang ve diğ., 2020). SMSM yörünge kontrol uygulamalarında sinir ağı kontrol algoritması, bulanık mantık kontrol algoritması, uyarlanabilir kontrol algoritması, tahmine dayalı kontrol algoritması, kayan modlu kontrol algoritması gibi farklı yöntemler de kullanılmıştır. Ancak, bu stratejiler çoğunlukla doğrusal tasarım modeline dayanmakta olup, bu nedenle sağlamlıkları garanti edilememektedir. Sinir ağları, kendi kendine öğrenme ve büyük ölçekli paralel işlem yeteneğine sahiptir, bu da onları bilişsel işlemler için ideal kılar. Öte yandan, bulanık mantık, insan beyninin mantıksal düşünme mekanizmasını taklit ederek bilinmeyen veya hatalı kontrol problemlerini ele alır. Bulanık kontrol, bilgiyi daha az kuralla ifade edebilir ve beceri işlemede daha iyidir. Sinir ağları düşük seviyeli

öğrenme ve hesaplama yetenekleri sağlar. Buna karşılık, bulanık sistemler üst düzey insani düşünce ve muhakeme kurallarını sinir ağlarına entegre edebilir (Liu ve diğ., 2018). Bu teknikler yüksek hassasiyet ve sağlamlık sağlar. Ancak, bu kontrol algoritmalarını uygulamak, çok sayıda matematiksel işlem gerektirir, bu da gerekli dijital işlemcinin (mikrodenetleyici, DSP veya FPGA) maliyetini artırır (Garcia ve diğ., 2011).

DA gerilimini, ihtiyaç duyulan 3 faz AA gerilime dönüştürmek için inverter gereklidir. Sonraki bölümde incelenen topolojiler tez çalışmasındaki gibi DA-DA-AA dönüşüm formundadır. Sonraki bölümde, tez çalışmasında kullanılan inverter modelinin mevcut diğer topolojilerden tasarımsal farkları çeşitli 3 faz inverter devre topolojileri incelenerek detaylandırılacaktır.

2. ÜÇ FAZLI İNVERTER DEVRE TOPOLOJİLERİ

Bu bölümde 3 faz inverter topolojileri incelenmiştir. Bu topolojiler hakkında genel hatlarıyla açıklamalar yapılmıştır.

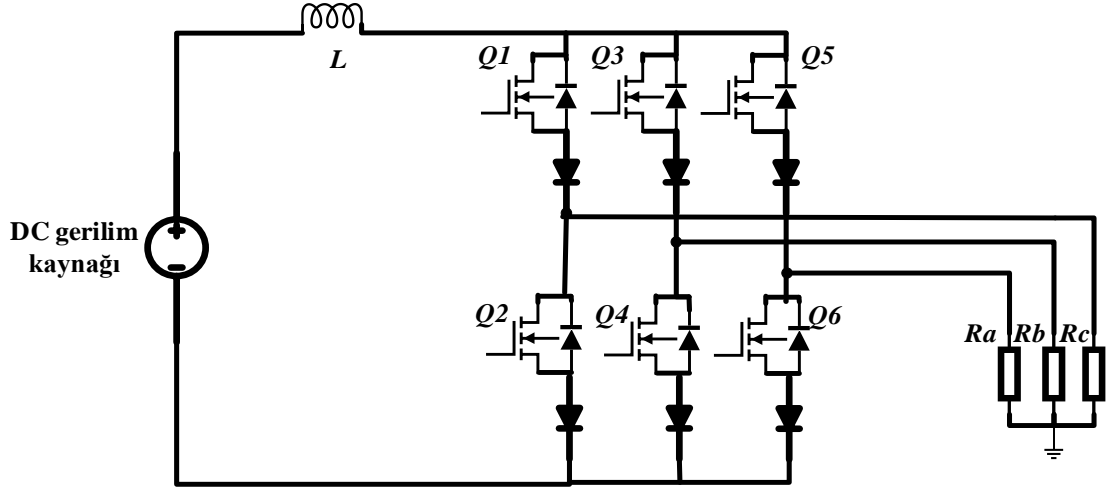
2.1 Gerilim Kaynaklı İnverter

Gerilim kaynaklı inverterler (GKİ'ler), yüksek enerji tasarrufu ve kontrol performansları nedeniyle güç kalitesi uygulamaları, değişken frekanslı sürücüler, yenilenebilir enerji sistemlerinin şebeke entegrasyonu, yüksek gerilim DA güç aktarımları, kesintisiz güç kaynağı devreleri ve motor sürücülerini gibi uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadır. Ancak çoğu zaman zorlu koşullarda çalıştıkları göz önüne alındığında başarısızlığa uğramaya eğilimlidirler (Chen ve Pan,2021; Ahmed ve diğ., 2023).

GKİ esas olarak sabit bir DA gerilimini değişken büyüklük ve frekansa sahip bir AA gerilimine dönüştürmek için kullanılır. Şekil 2.1'de GKİ topolojisi gösterilmektedir. İnverter, her faz çıkışının her inverter bacağına ortasına bağlandığı altı anahtardan oluşur. En basit biçimde, inverterin AA çıkış gerilimini kontrol etmek için üç referans sinyali yüksek frekanslı bir taşıyıcı dalga biçimiyle karşılaştırılır. Her bacadaki bu karşılaştırmanın sonucu, anahtarları AÇIK veya KAPALI duruma getirmek için kullanılır. DA kaynağının ölü kısa devresini önlemek için her bacadaki anahtarların birbirinin yerine çalıştırılması gerektiğine dikkat edilmelidir (Naidu ve diğ., 2019). İnverter bacağındaki alt ve üst anahtarların aynı anda iletme girmemesi gerekir. Elektromanyetik girişim (EMI)'den dolayı alt ve üst anahtarlar iletme geçerek risk oluşmasına neden olur. Aynı faz bacağındaki anahtarların aynı anda iletme girmelerini engellemek için uygulanan ölü zaman, inverter çıkış gerilim dalga şeklinde bozulmalara neden olur (Endiz ve Akkaya, 2022)

İnverterin esas işlevi, şebeke akımının büyüklüğünü ve faz açısını kontrol etmektir. Gerçek güç, akım büyüklüğü aracılığıyla kontrol edilir ve aktif güç, faz açısı

AKİ'lerde AA çıkış gerilimi DA giriş gerilimden daha büyüktür ya da DA giriş gerilimi AA çıkış gerilimden daha küçüktür. Bu nedenle AKİ'ler DA-AA devrelerinde yükseltici, AA-DA devrelerinde ise düşürücü olarak çalışırlar. AKİ'lerde aynı faz bacağındaki anahtarlar aynı anda iletimde olmamalıdır. Böyle bir durumun meydana gelmesi açık devre oluşturarak komponentlerin zarar görmesine neden olabilir. Aynı anda iletime girme durumunu önlemek amacıyla eklenen ölü zaman, çıkış akım dalga formunda bozulmalara neden olmaktadır. AKİ topolojilerinde tam sinüs çıkış dalgası elde etmenin yolu LC filtre kullanılmasını gerektirir, bu da ilave maliyet ve kayıplarla sonuçlanacaktır (Endiz, 2021). Şekil 2.2'de üç fazlı AKİ genel devre topolojisi gösterilmektedir.

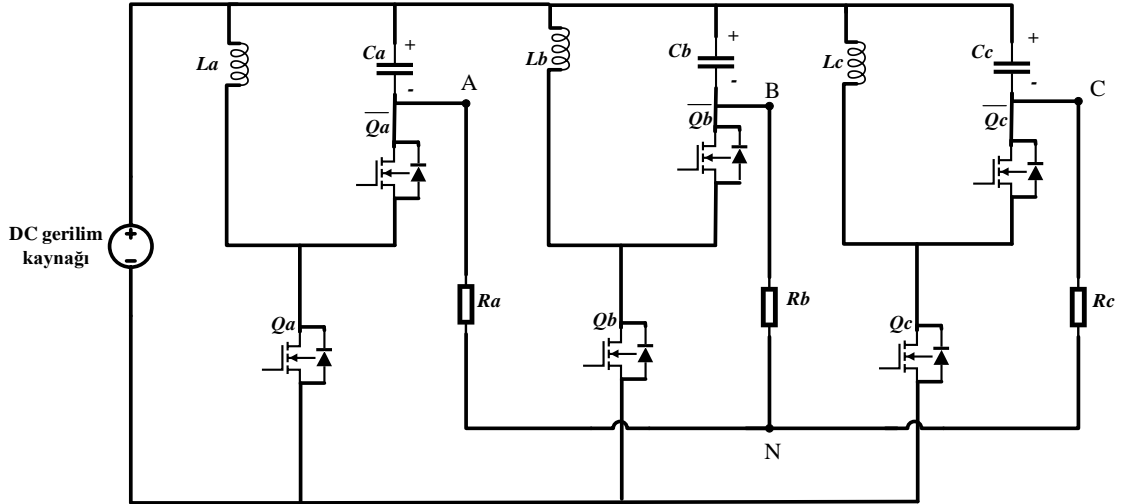


Şekil 2.2 : Üç fazlı AKİ genel devre topolojisi.

2.3 Z Kaynak İnverter (ZKİ) Topolojisi

Geleneksel GKİ ve AKİ'ler, sırasıyla düşürücü ve yükseltici DA-AA dönüştürücü özelliği gösterir; ancak iki özelliği bir arada tutamazlar. Dolayısıyla elde edilebilecek çıkış gerilim aralığı giriş geriliminden daha az veya daha fazla ile sınırlıdır. Hem düşürücü hem de yükseltici gerilim dönüşümü gerektiren uygulamalar için ZKİ, yakın zamanda çeşitli performans avantajlarıyla birlikte geçerli bir çözüm olarak önerilmiştir. ZKİ, DA gerilim kaynağı ile dönüştürücü devresi arasında bağlanan özel bir empedans ağı kullanır. Bu empedans ağı, Şekil 2.3'te gösterildiği gibi X şeklinde bağlanan indüktörler ve kapasitörlerden oluşur; bu, ZKİ'nin AA çıkış gerilimini düşürmesine veya yükseltmesine olanak tanır (Diab ve diğ, 2016).

dönüştürücünün çalışması, iki aşamalı DA-DA yükseltici dönüştürücü ile beslenen üç fazlı inverter veya empedans kaynak dönüştürücüsüne benzer. Kapasitörler, anahtarlar ve DA bağlantısı üzerindeki çalışma gerilimlerinin azaldığını doğrular; bu da dönüştürücünün yanı sıra kapasitörlerin (en zayıf eleman) güvenilirliğinde ve ömründe artışa yol açar. İnverterin aynı bacaktaki anahtarlar arasında ölü bant çalışmasını gerektirmesine rağmen inverterin güç kalitesinin etkilenmediği doğrulanmıştır. Bu topolojinin bir diğer avantajı ise ters gerilim engelleme özelliğine sahip anahtarlara ve büyük pasif elemanlara ihtiyaç duymamasıdır. Kapasitör kenetlemeli inverter topolojisi, Şekil 2.4'te gösterildiği gibi pasif filtreli GKI'ye benzer şekilde altı anahtar ve küçük pasif bileşenler (üç indüktör ve üç kapasitör) ile gerçekleştirilir. Diğer topolojilerden farklı olarak bu topoloji, devre elemanlarının düzeni ve modülasyonundaki farklılıkla değerlendirilmektedir. Bileşenlerin bu topolojik düzenlemesi, gerekli AA çıkış geriliminin besleme geriliminden büyük olması durumunda hem şebekeye bağlı uygulamalar hem de bağımsız uygulamalar için esneklik sağlar. Bu topoloji herhangi bir ters gerilim engelleme anahtarı olmadan geliştirilmiştir. Dolayısıyla aynı bileşenler kullanılarak genişletilebilir. Böylelikle, mevcut herhangi bir standart üç faz GKI'in aynı bileşenleri kullanılarak, bu bileşenler yeniden düzenlendikten sonra (bu topolojinin faydalarından yararlanmak için yükseltme özelliği) ve denetleyici değiştirilerek geliştirilebilir; bu da imalat sanayinin üzerindeki yükü azaltmış olur (Raveendhra ve Pathak, 2019).



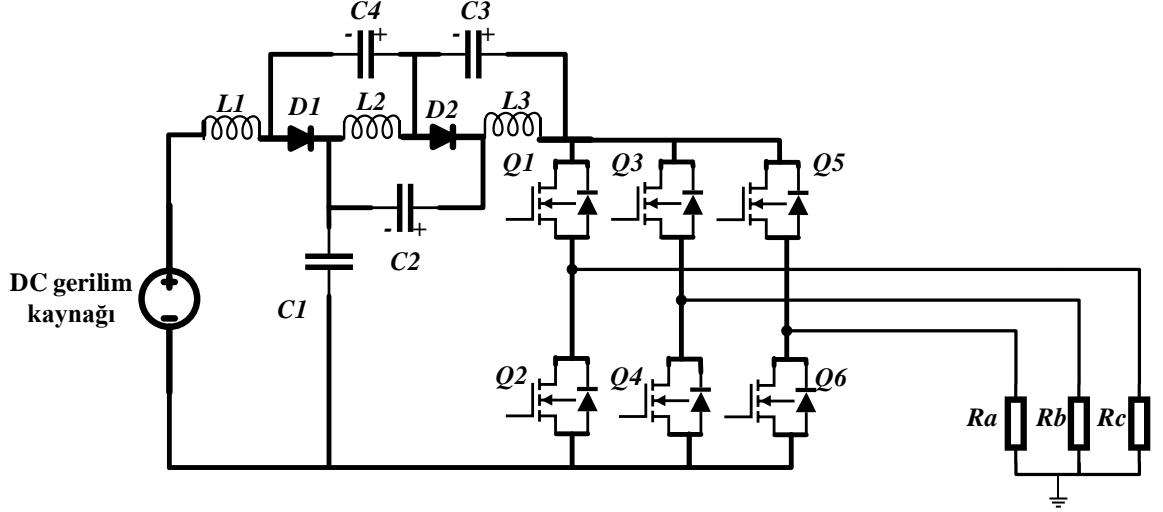
Şekil 2.4 : Kapasitör kenetlemeli inverter topolojisi.

2.5 Yarı Z Kaynak İnverter Topolojisi

Geleneksel AKİ'ler ve GKİ'ler sırasıyla yalnızca yükseltici veya düşürücü DA-AA dönüşümü sağlayabilir. Buna göre, GKİ'de daha yüksek AA çıkış gerilimi elde etmek için GKİ'nin, DA kaynağı ile inverter köprüsü arasına ekstra DA-DA yükseltici dönüştürücüsü eklenmesi gerekir. Ayrıca, inverterin faz-bacak veya iki-faz bacaklarında veya tüm üç-faz bacaklarında her iki anahtarın da açılması, güç yarı iletken cihazlarında tam kısa devre oluşmasına neden olabilir. Bu eksikliklerin üstesinden gelmek için yeni topolojilere ihtiyaç duyulmuştur.

ZKİ ve YZKİ inverter köprüsünün önünde aktif anahtarlar olmayan basit bir empedans ağı sunarlar ve DA-bara geriliminin büyüklüğünü düzenlemek için bir kontrol değişkeni olarak köprü çekimini kullanırlar ve daha sonra aktif durumlar sırasında enerjiyi yüke aktarırlar. YZKİ'ler, ZKİ'nin performansına, benzer çalışma prensibine ve kontrol stratejisine sahiptir.

Geliştirilmiş yükseltici ZKİ'lere benzer şekilde, bu önerilen inverter de gelişmiş kalitede bir çıkış gerilimi sağlamak için düşük görev oranında ve yüksek modülasyon indeksinde çok büyük yükseltme gerilim faktörüne sahiptir. Kapasitörlerdeki gerilim daha az olduğundan daha düşük değerli kapasitörler kullanılabilir, kaynak ve inverter ile ortak topraklama sağlar ve ani akım başlatma probleminin üstesinden gelir. Ayrıca önerilen inverterdeki giriş akımı dalgalanması da sıfırdır ve ihmal edilebilir düzeydedir. İki anahtarlamalı Z-kaynak empedans ağına sahip önerilen yükseltici ZKİ'lerle karşılaştırıldığında, bu önerilen inverter topolojisi, kaynak ve köprü inverteri ile ortak zemini paylaşır, başlangıç ani probleminin üstesinden gelir, kapasitörler üzerinde sürekli giriş akımı ve daha düşük gerilim mevcuttur. Ayrıca giriş dalgalanma akımı ihmal edilebilir düzeydedir (Jagan ve diğ, 2017, Zhou ve diğ, 2018).



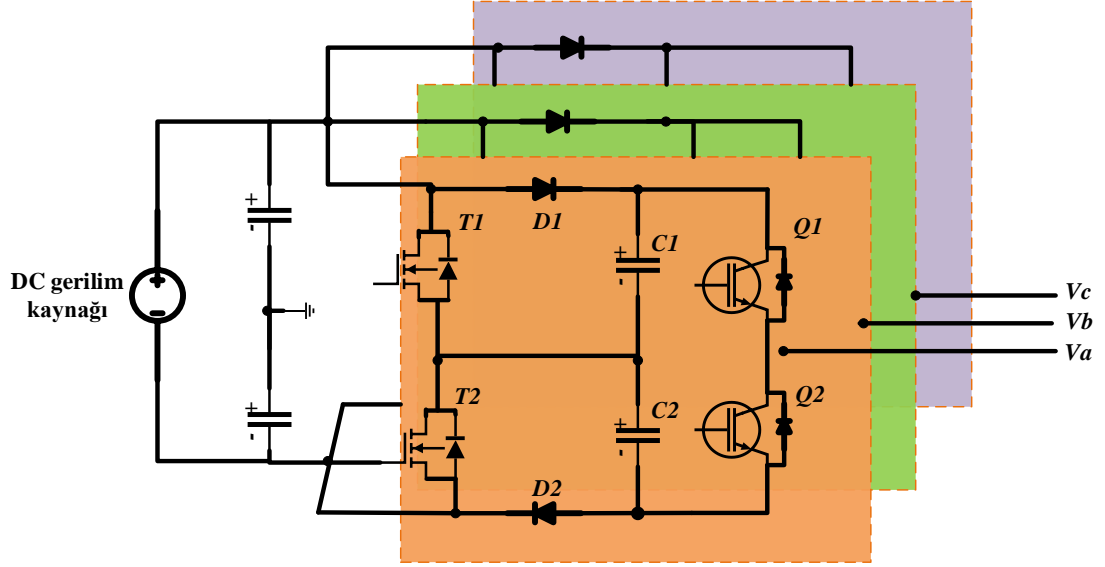
Şekil 2.5 : Genişletilmiş yükseltici yarı Z kaynak inverter topolojisi.

2.6 Anahtarlamalı Kapasitörlü İverter Topolojisi

Bu inverter tek bir DA gerilim kaynağı tarafından beslenir ve her fazda iki düşük gerilim transistörü, iki yüksek gerilim transistörü, iki diyot ve iki kapasitör bulunur. İki yüksek gerilim transistörünün DA giriş geriliminin iki katına dayanması dışında, diğer tüm bileşenler DA giriş gerilimine göre derecelendirilmiştir. Faz düzenlemeli darbe genişliği modülasyonu ile, iki tür yüksek ve düşük gerilimli transistör, sırasıyla düşük ve yüksek anahtarlama frekanslarında çalışır. Bu durum, anahtarlama kayıplarını azaltmak ve yarı iletken anahtarları seçmek için çok faydalıdır. İki kapasitör, DA kaynağına paralel ve seri olarak dönüşümlü bağlanır, bu da çok seviyeli yüksek AA çıkış gerilimi, kendi kendini dengeleyen kapasitör gerilimleri ve düşük gerilim dalgalanmaları sağlar. 3 faz AA gerilim elde etmek için geleneksel yöntem, yükseltici tipteki DA-DA dönüştürücüyü geleneksel iki seviyeli bir inverterle kademeli olarak bağlamaktır. Bu sistemde iki seviyeli eviricide kullanılan tüm transistörlerin yüksek gerilime dayanması ve yüksek anahtarlama frekansında çalışması gerekir, bu da daha fazla anahtarlama kaybına ve ciddi EMI sorununa neden olur. Bu sorunların üstesinden gelmek için anahtarlamalı kapasitör entegreli inverter yapıları geliştirilmiştir.

Orta ve yüksek gerilim uygulamalarında kullanılan geleneksel inverterlerden farklı olarak, AK tabanlı inverterler, gerilim yükseltme özelliği ve kapasitör gerilimlerinin kendi kendini dengeleme avantajlarına sahip olduklarından esas olarak düşük gerilim uygulamaları için geliştirilmiştir. Faz düzenlemeli darbe genişliği modülasyonu ile,

önerilen anahtarlama kapasitörlü inverterde kullanılan iki tip yüksek ve düşük gerimli transistör, sırasıyla düşük ve yüksek anahtarlama frekanslarında çalışır, böylece anahtarlama kaybı azaltılır. Ayrıca kapasitörün gerilim dalgalanmaları ve çıkış gerilimlerinin harmonikleri de azalır (Ye ve diğ., 2021).



Şekil 2.6 : Anahtarlama kapasitörlü inverter topolojisi.

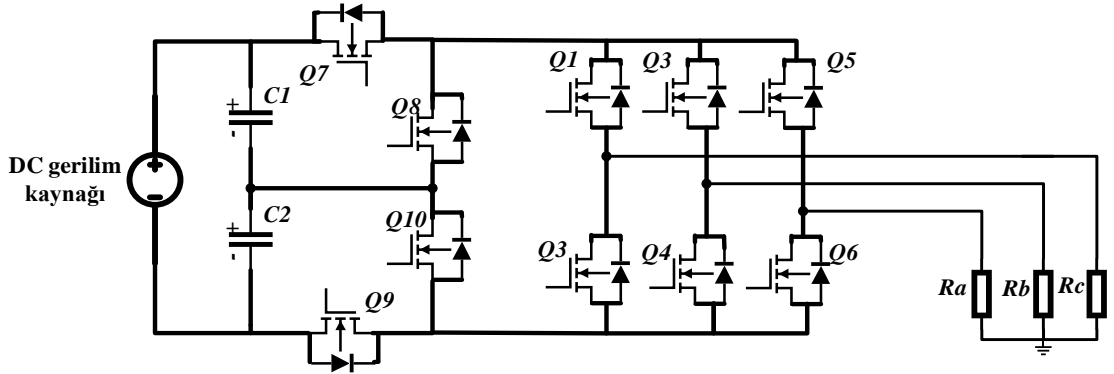
2.7 Nötr Noktası Kenetlemeli (NNK) İverter Topolojisi

Üç seviyeli NNK dönüştürücüye, dört anahtar ile dönüştürücüyü üç gerilim seviyesi yapmak için iki ilave DA kapasitörden oluşur. Ancak üç seviyeli NNK dönüştürücülerin dezavantajı, kapasitör geriliminin yanı sıra akımların da kontrol edilmesi gerekmesidir. Kapasitör gerilim dengesizliği sadece kontrol performansını düşürmekle kalmaz, aynı zamanda anahtar üzerindeki gerilimi de artırır, bu da dönüştürücünün tahrip olasılığını artırabilir. Üç seviyeli NNK inverterin en önemli kontrol elemanlarından biri nötr nokta gerilimidir ve bu gerilim her zaman dengelenmelidir (Jun ve diğ., 2020). Bunun yanı sıra, düşük harmonik, daha az sayıda anahtarlama elemanı ve DA -bara kapasitör gerilim dengesizliğinin daha az olması gibi avantajları vardır. Prensip olarak, $(V_{DC}/2, 0, -V_{DC}/2)$ dahil olmak üzere, DA hat gerilimi V_{DC} ve iki kapasitörden üç gerilim seviyesi üretir (Wang ve diğ., 2020).

Bu inverter, güç elektroniği komponentlerinde daha az stres, daha düzgün gerilim tepkisi ve dijital uygulama açısından başarılı performanslarıyla tanınmaktadır. Çıkış gerilim seviyesi kontrol karmaşıklığını artırır. Çıkış seviyesi sayısı n ise $(n-1)$ DA

bara kapasitörleri gereklidir; dolayısıyla sistemi daha maliyetli ve hantal hale getirir. Nötr nokta, DA bara geriliminin bölünmesiyle oluşturulur (Dyanamina ve Kakodia, 2021).

İki seviyeli inverter yapısından üç seviyeli geçişte nötr noktasının terminal olarak kullanılmasından dolayı, ilave yarı iletken güç anahtarlarına olan ihtiyacın fazla olması gibi dezavantajı vardır. İlave anahtarlar aynı DA bara geriliminde, gerilim stresini azaltarak dayanma gerilimleri yüksek olmayan güç anahtarlarının kullanılmasına olanak tanır. Dayanma gerilimi aynı olan güç anahtarları, DA bara gerilimini transformatöre ihtiyaç duymadan artırır. Dolayısıyla seviye artımında daha fazla anahtar kullanımından kaynaklı yüksek maliyetin dengelenmesini sağlar. Üç seviyeden fazla inverter tasarımının olması ise yarı iletken güç anahtarlarının yetersiz kalmasına ve kapasitif gerilim kaynaklarının sayısının da beraberinde artmasına neden olur. Böylece, maliyetin yanı sıra kontrol karmaşıklığı, anahtarlama kayıpları gibi sorunları da beraberinde getirir (Yağan, 2023).

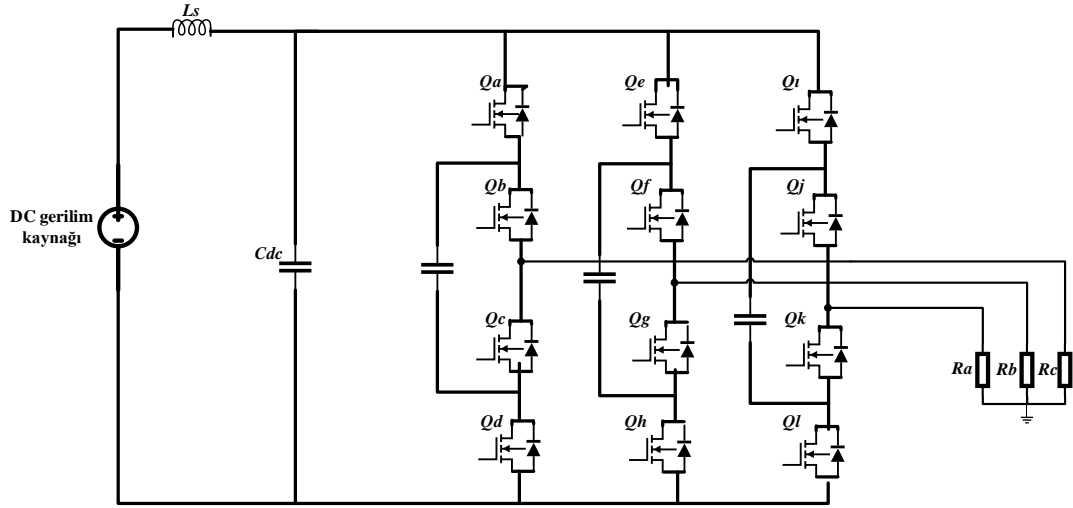


Şekil 2.7 : Nötr noktası kenetlemeli inverter topolojisi.

2.8 Uçan Kapasitör İnverter Topolojisi

Uçan kapasitör çok seviyeli dönüştürücü (UKÇSD), yüksek seviyeli ölçeklenebilen kapasitör tabanlı çok seviyeli topolojidir. Bir UKÇSD dönüştürücü için kapasitör boyutu, dönüştürücünün anahtarlama frekansı ile ters orantılıdır. Bu, UKÇSD dönüştürücünün toplam enerji depolamasının, tipik olarak temel frekanstan en az bir büyüklük mertebesinde ve iki kat daha yüksek olan anahtarlama frekansının artırılmasıyla azaltılmasına olanak tanır. Genel UKÇSD yapısı, düşük THB evirici veya doğrultucu olarak kullanılmasının yanı sıra, doğal gerilim stres dağılımının düşük gerilim anahtarları ile yüksek gerilim oranlarında dönüşüme izin verdiği gerilim

yükseltme ve darbeli güç uygulamaları için de kullanılabilir (Barth, 2020). UKÇSD, izole edilmiş DA kaynaklarına ve kenetleme diyotlarına ihtiyaç duymaz ve bastırma devreleri olmadan çalışabilir. Ayrıca, çok sayıda kapasitör, güç kesintisi sırasında ekstra çalışma kapasitesi sağlar. Her ne kadar çok sayıda seviyeye sahip UKÇSD mevcut anahtarlama cihazlarını kullanarak daha yüksek gerilim ve güç ve gelişmiş çıkış dalga biçimi sağlasa da, kullanımını iki ana zorlukla karşı karşıyadır. Öncelikle çok karmaşık bir modülasyonu vardır. İkincisi ve daha önemlisi, değişken kapasitör gerilimlerinin uygun sabit seviyelerde şarj edilmesi ve muhafaza edilmesi zorlu bir problemdir. Bu sorunlar UKÇSD 'lerin uygulanmasını yavaşlatan engeller olmuştur. Yüksek seviye sayısına sahip UKÇSD'nin avantajları göz önüne alındığında, bu sorunların çözülmesi halinde UKÇSD 'nin endüstride motor sürücüleri, aktif filtreler, aktif ve reaktif güç kontrolleri gibi birçok pratik uygulaması bulunacaktır (Amini, 2014).



Şekil 2.8 : Üç faz üç seviyeli uçan kapasitör topolojisi.

Bu tez çalışmasında, 3 faz AA SMSM kullanılmıştır. SMSM motor hız ve hassas konum gerektiren uygulamalar için tercih edilmektedir. Sonraki bölümde SMSM motor hakkında bilgi verilecek ve kullanılan kontrol methodları detaylandırılacaktır. Pres makinaları, robotik sistemler gibi endüstriyel uygulamalarda hız ve hassas konum kontrolüne ihtiyaç duyulur. Bu bağlamda iyi performans sağlayan vektör kontrol türlerinden biri olan AYK yöntemi bu tez çalışmasında ele alınmıştır. AYK'yı gerçekleştirmek için UVDGM anahtarlama tekniği kullanılmıştır ve sıradaki bölümde detaylı olarak incelenecektir.

3. SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTOR VE UVDGM İLE YÖRÜNGE KONTROLÜ

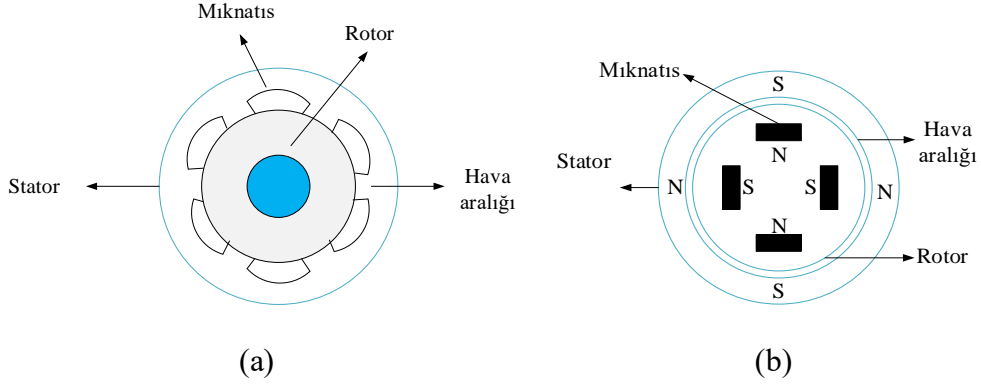
Bu bölümde SMSM hakkında detaylı bilgi verilmiştir. SMSM motor kontrolünde kullanılan teknikler incelenmiştir. Bu tekniklerin avantaj ve dezavantajları sunulmuştur. UVDGM anahtarlama tekniğinin teorik analizi yapılarak, SMSM için önce hız kontrolünde daha sonra da konum kontrolünde gerekli simülasyon adımları sunulmuş ve Matlab/Simulink benzetimleri adım adım açıklanmıştır. Tez çalışmasında kullanılan gerçek zamanlı ölçüm ve kontrol elemanları bu bölümde tanıtılmıştır.

3.1 Sabit Mıknatıslı Senkron Motor

SMSM yüksek tork yoğunluğu ve verimliliği nedeniyle endüstriyel servo sürücülerden, elektrikli araçlara, havacılık uygulamalarına kadar birçok uygulamada yaygın olarak kullanılmaktadır. Ancak manyetik doygunluk nedeniyle SMSM'nin endüktansları akımlara göre doğrusal olmayan bir şekilde değişir. Ayrıca sargı direnci ve rotor akısı sıcaklığına bağlıdır (Feng ve diğ, 2016). SMSM'de, stator faz gerilimleri ve akımları ideal olarak sinüzoidaldir. Makinedeki akı esas olarak rotordaki sabit mıknatıslar tarafından ayarlanır; bu mıknatıslar ideal olarak hava boşluğunda sinüzoidal olarak dağıtılmış bir akı üretir (Andersson ve diğ, 1999).

SMSM'ler gömülü mıknatıslı ve yüzey mıknatıslı senkron motor olmak üzere iki sınıfta incelenir. Gömülü mıknatıslı SMSM'lerde, rotor açısına göre değişen değişken bir relüktans mevcuttur. Gömülü mıknatıslı SMSM'lerin aksine, yüzeye monteli SMSM'ler, düzgün bir hava boşluğundan dolayı herhangi bir rotor açısı için sabit bir relüktansa sahiptir. Yüzeye monte mıknatıslarda, Şekil 3.1(a) rotor demiri yaklaşık olarak yuvarlaktır, stator endüktansı düşüktür ve ayrıca rotor konumundan bağımsızdır (Sakarya,2009). Relüktans etkilerinin hesaba katılmasına gerek olmadığından makinenin kontrolü basitleşir. Düşük stator endüktansı nedeniyle alan zayıflaması uygulamak zordur ve dolayısıyla nominal hızın üzerinde çalışma zorlaşır. Gömülü mıknatıslarla, Şekil 3.1(b) stator endüktansı konuma bağlı hale gelir. Alan kontrolü

sırasında belirli miktarda relüktans torku elde edilir ve bu da nominal hızın üzerinde çalışmayı daha uygun hale getirir. Bu konfigürasyon, nominal hızın üzerinde çalışmanın sık olduğu çekiş uygulamalarına yönelik SMSM'lerde popülerdir (Kuvvetli, 2022).



Şekil 3.1 : a)Yüzey mıknatıslı, b)Gömülü mıknatıslı senkron motor.

Bu iki tasarım türüne ek olarak, radyal ve aksenal mıknatıslanmalı tasarımlar da vardır ve bunlar aslında dahili mıknatıslı SMSM modellerinin farklı biçimlerde tasarlanmasından ibarettir. Bu karma rotor tasarımında sabit mıknatısların yanı sıra kısa devre çubukları da yer alabilir. Bunun amacı, senkron motorlarda karşılaşılan kalkış problemlerini çözmektir. Yüzey mıknatıslı senkron makinada sabit mıknatısların alan şiddeti (H_c) yüksek olduğundan kolay demagnetize olmamaktadır. Bu motor türünde etkin hava aralığı geniş olduğundan, bu durum endüktansın (L_d) düşük olmasına neden olur. Yani, sabit mıknatıslar bulunan ve bulunmayan rotor bölümlerinde endüktans sabit ve eşit olarak kabul edilebilir ($L_q=L_d$). Mıknatısların hava aralığındaki kaçaklara göre daha az olması, daha küçük mıknatısların kullanılmasına olanak tanır (Yüzer, 2016).

3.1.1 Sabit mıknatıslı senkron motorların avantajları ve dezavantajları

SMSM'lerin avantajları:

- Fırça ve kollektörlere ihtiyaç duyulmaması nedeniyle fazla bakım gerektirmez, rotor kayıpları azalır ve verimlilik artar.
- Rotordaki bakır ve demir kayıpları statorda yoğunlaştığından motor daha kısa sürede soğur.
- Rotorda uyartım sargıları yerine mıknatıslar olduğundan uyartım kayıpları meydana gelmez.

- Güç yoğunluğu ve verim asenkron motora göre daha yüksektir.
- Rotorunda sargı bulunmadığı için hafif olup, düşük eylemsizlik momentine sahiptir.

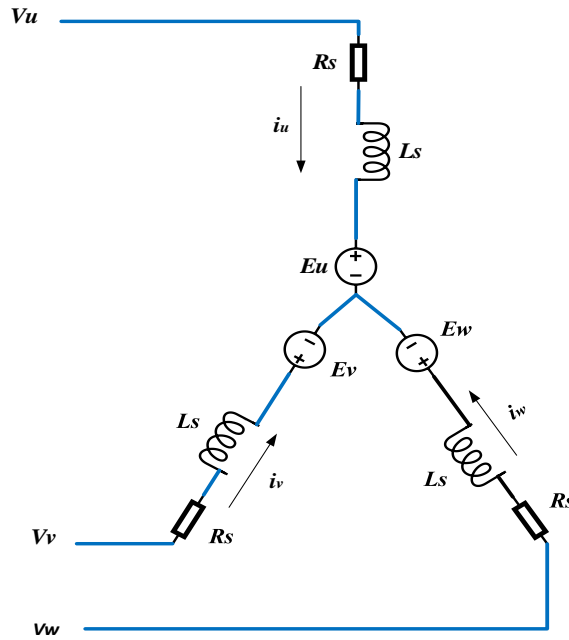
SMSM'lerin dezavantajları:

- Hassas konum algılayıcıları ile stator ve rotorun uyumlu çalışması sağlanabildiğinden maliyet yüksektir.
- Mıknatıs kullanıldığından asenkron motor ile kıyaslandığında yüksek maliyetlidir.
- Mıknatıslar zaman içinde karakteristik özelliklerini kaybeder (Fidan, 2019).

3.1.2 Sabit mıknatıslı senkron motorların matematiksel modeli

SMSM'ler genellikle, mıknatısların motorun içine yerleştirildiği ve yıldız bağlantılı nötr noktası olacak şekilde tasarlanır. Elektriksel modelleme için her faz, bir sargı direnci R_s ve sargı öz endüktansı L_s ile modellenir ve geri EMF gerilimi E_{uvw} belirtilir. Kirchhoff'un gerilim yasası Şekil 3.2'ye göre her bir faza uygulandığında, zaman içindeki gerilim denklemi şu şekildedir:

$$\begin{bmatrix} V_u \\ V_v \\ V_w \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \Psi_u \\ \Psi_v \\ \Psi_w \end{bmatrix} \quad (3.1)$$



Şekil 3.2: SMSM elektriksel modeli.

Burada Ψ_m , sabit bir katsayıyı temsil eder ve kalıcı mıknatısların akı bağlantısını gösterir. Bu akı bağlantısı, rotorun elektriksel açısının kosinüsü ($\cos(\theta_e)$) ile çarpılır. L , zamana bağlı olarak makinenin genel endüktans matrisini ifade eder ve bu matris aşağıdaki gibi gösterilebilir:

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{uu} & M_{vu} & M_{wu} \\ M_{uv} & L_{vv} & M_{wv} \\ M_{uw} & M_{vw} & L_{ww} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

M_{uv} , M_{uw} , M_{vu} , M_{vw} , M_{wu} ve M_{wv} sargılar arasındaki karşılıklı endüktansları temsil eder ve bu değerler, esas olarak uyarma torkunun oluşumunda rol oynar. L_{uu} , L_{vv} ve L_{ww} ise sargıların öz endüktanslarıdır ve bu değerler de eylemsizlik torkunun üretilmesine katkı sağlar.

Matematiksel ifadelerin faz gerilim matris denklemlerine yerleştirilmesi Denklem 3.3'teki gibidir.

$$\begin{bmatrix} V_u \\ V_v \\ V_w \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + p [L] \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + [L]p \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_u \\ e_v \\ e_w \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

e_u , e_v ve e_w 'nin indüklenen geri EMF gerilimlerini temsil ettiği ve akı bağlantısının zamana göre türetilmesinden Denklem 3.4 elde edilir.

$$\begin{bmatrix} e_u \\ e_v \\ e_w \end{bmatrix} = \frac{d\theta_e}{dt} \Psi_m p \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) \\ \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Matematiksel işlemler, özellikle sinüzoidal sinyallerin zaman türevleri ve beygir gücünün hesaplanması, oldukça zaman alıcı olabilir. Bu nedenle matematikçiler ve mühendisler, sinüzoidal sinyalleri hem zamana hem de konuma bağlı değişkenler üzerinden ele alarak bu zorlu sinyal işleme süreçlerini basitleştirmek için referans eksen teorisini geliştirmişlerdir. Bu teori, matematiksel işlemler kullanarak sinyallerin işlenmesini kolaylaştırır.

Belirtildiği gibi zaman referans alanında SMSM matematiksel modeliyle çalışmak çok daha karmaşıktır. Bu nedenle referans zaman alanında kontrol ve gözlemci algoritmalarının uygulanması imkansız hale gelir. Modellemeyi basit ve yeterli hale

getirmek için yörünge yaklaşımları uygulanabilir. Yörünge dönüşümlerinin uygulanması zamanla değişen endüktansları ortadan kaldırır ve AA makinelerinin analizini çok daha basit hale getirir.

Bu yaklaşım, dönüşüm matrisinin K_s sabit elemanlarla çarpılmasıyla elde edilebilir ve bu çarpımın sonucu, zamanla değişmeyen dönen dq eksen değişkenleridir. Matematiksel yaklaşım aşağıdaki gibidir.

$$f_{dq0} = K_s f_{abc} \quad (3.5)$$

K_s 'ye dönüşüm matrisi adı verilirken, f_{dq0} ve f_{abc} sırasıyla dönen referans vektör değişkenleri ve sabit referans eksenidir.

$$(f_{dq0})^T = [f_q \quad f_d \quad f_0] \quad (3.6)$$

$$(f_{abc})^T = [f_a \quad f_b \quad f_c] \quad (3.7)$$

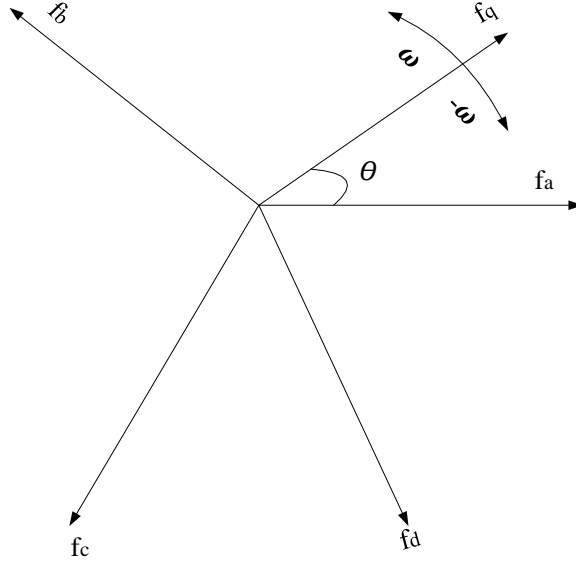
$$[K_s] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Eksene bağlı dönme hızı Denklem 3.9 ile verilir:

$$\omega_{frame} = \frac{d\theta}{dt} \quad (3.9)$$

Sabit zaman alanı bileşenlerini elde etmek için ters dönüşüm matrisi aşağıdaki gibi kullanılabilir:

$$[K_s]^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (3.10)$$



Şekil 3.3: Dönüşümün vektör tabanlı gösterimi.

Daha önce belirtildiği gibi, dönüşüm matrisinin makinenin sabit referans eksenindeki denklemlerine uygulanmasıyla, SMSM'nin dönen referans eksen denklemleri elde edilir. Bu dönen eksende büyüklükler, değerler ve denklemler zamandan bağımsız hale gelir. Dönen bir eksen ile çalışırken tek önemli nokta, sistemin dönme hızıdır. Eksen dönüşümünün vektör tabanlı gösterimi Şekil 3.3'te gösterilmiştir. Çoğu matematiksel yöntemde bu eksenin hızı elektriksel açısal hız olarak belirlenir. Bu nedenle, denklemler ve matematiksel işlemler üzerinde çalışabilmek için rotorun konum bilgisinin bilinmesi gerekir. Dönüşüm matrisi, stator gerilim denklemlerine uygulanır (Avcı, 2023).

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & -\omega_e \\ \omega_e & 1 \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

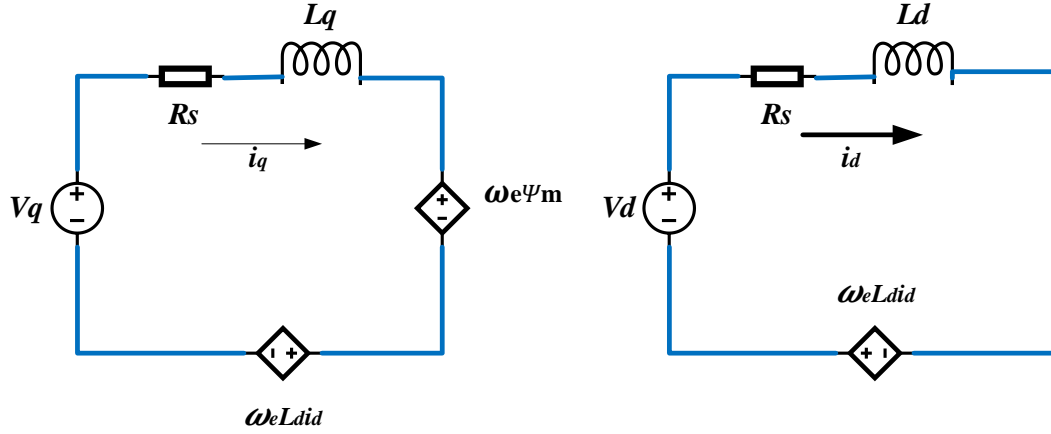
Gerilim denklemleriyle çalışmak için akı bağlantılarının tanıtılması gerekir. Makine endüktans matrisi, rotor miktarlarını sırasıyla L_d ve L_q doğrudan ve karesel eksen endüktansları olarak ifade eder. Daha önce de belirtildiği gibi, bu endüktanslar önemlidir ve rotorun manyetik yapısıyla doğrudan ilgilidir. Buna göre, daha önce de belirtildiği gibi belirginlik, makinenin akı zayıflama bölgesindeki performansını belirler. Akı bağlantısı değişkenleri endüktans verimleri cinsinden ifade edilirse Denklem 3.12 yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \Psi_m \begin{bmatrix} I \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

Makinenin genel dönel referans eksen modeli, akı bağlantısı tanımlarındaki ifadelerin gerilim denklemlerine uygulanmasıyla ortaya çıkar.

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -L_q\omega_e \\ L_d\omega_e & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega_e \Psi_m \begin{bmatrix} I \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Asenkron, relüktans, DA ve senkron makineler gibi her türlü makinede tork üretimi doğrudan makine ile ilgili sabit bir parametrenin, akı bağlantısının ve tork üreten akımın çarpımı ile ilgilidir. Şekil 3.4'te eşdeğer bir devre modeli gösterilmektedir. Aynı kuralların uygulanmasıyla indüklenen tork denklemi Denklem 3.14 ile ifade edilebilir.



Şekil 3.4: Dönen eksende SMSM eşdeğer devre modeli.

$$T_e = \frac{3}{2} n_p (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d) \quad (3.14)$$

Tork denklemi, endüktans miktarları kullanılarak düzenlenir ve makinenin belirgin olduğu varsayılarak tork denklemi elde edilir.

$$T_e = \frac{3}{2} n_p (\Psi_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \quad (3.15)$$

Denklemden görülebileceği gibi indüklenen tork ifadesi, uyarma torku ve relüktans torkundan oluşur. Öte yandan, yukarıdaki makine göze çarpan tipte değilse eylemsizlik torku kısmı sıfırdır. Tork denklemi kullanılarak mekanik yan modelleme şu şekilde incelenebilir:

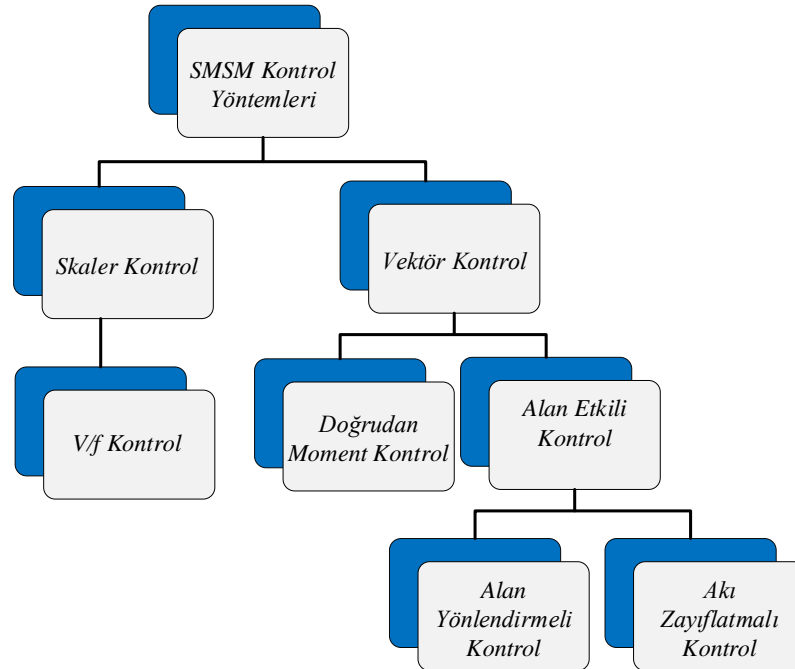
$$\int d\omega_r = \int \left(\frac{T_e - T_L}{J} - \frac{B\omega_r}{J} \right) dt \quad (3.16)$$

Burada ω_r mekanik açısal hız, T_L yük torku, B sürtünme katsayısı ve J ise toplam mekanik sistem eylemsizliğidir (Avcı, 2023).

3.2 SMSM Kontrol Yöntemleri

SMSM'ler stator sargı yapısından dolayı AA motorların senkron sınıfına dahil olurken sinüzoidal çıkış vermesi nedeniyle asenkron motora uygulanan kontrol yöntemleri SMSM'lerde de geçerlidir.

SMSM'ler skaler ve vektör kontrol olmak üzere iki yöntemle kontrol edilir. Yüksek performansa gerek duyulmayan uygulamalarda skaler kontrol yöntemi kullanılırken, yüksek performans ve hassasiyet gerektiren uygulamalarda ise vektör kontrol kullanılır. Skaler kontrol V/f oranının aynı oranda artırılarak sabit bir manyetik akı elde edilmesi yöntemine dayanırken, vektörel kontrol ise doğrudan ve alan etkili kontrol olmak üzere iki kısımda incelenir. Şekil 3.5, SMSM kontrol yöntemlerini sunmaktadır.



Şekil 3.5 : SMSM kontrol yöntemleri.

3.2.1 Skaler kontrol yöntemi

Yüksek performansa ihtiyaç duyulmayan, orta hızlardaki uygulamalar için, maliyetinin az olması ve kolay uygulanabilirliği nedeniyle V/f kontrolü tercih edilir (Sakarya, 2009). V/f oranı aynı oranda artırılarak sabit manyetik akı elde edilmeye çalışılır. Ancak yüksek frekanslarda stator sargı direnci üzerindeki gerilim düşümü nedeniyle hava aralığındaki manyetik akı azalır ve tork seviyesini korumak için gerilimin de artırılması gerekir (Kocabıyık, 2019).

Genellikle V/f kontrol yöntemleri hareket sensörleri veya hız, akım, tork veya akı için kontrol döngülerini kullanmaz. Fanlar, pompalar, turbo fanlar, kompresörler, mikro gaz türbinli jeneratörler gibi endüstriyel uygulamalarda, orta ila çok yüksek hız arasındaki değişken hızlı sürücüler için önerilirler (Andreescu ve diğ, 2012). Bu kontrol yönteminin en büyük dezavantajı düşük hızda torkun olmamasıdır ve bu nedenle kararlı bir başlangıç torku gerektiren uygulamalar için uygun değildir (Sala-Perez ve diğ, 2013).

V/f kontrol kalkış akımının düşük olması, sensör ihtiyacı olmaması, geri besleme elemanlarına ihtiyaç duymaması, basit ve ucuz olması gibi avantajlarının yanı sıra doğruluğunun düşük olması, moment kontrolünün yapılamaması ve düşük performans gibi dezavantajları vardır.

3.2.2 Vektör kontrol

Yüksek performans gerektiren uygulamalarda hız, tork ve hareket kontrolü için en iyi performans vektör kontrol ile sağlanır. Vektör kontrol akı ya da akımın kontrol edilmesi ilkesine dayanır. Üç fazlı gerilim veya akım büyüklükleri öncelikle Clark dönüşümü kullanılarak 2 fazlı sabit eksene, daha sonra Park dönüşümü yardımıyla bu sefer iki fazlı sabit eksenindeki büyüklükler yine iki fazlı fakat senkron hız ile dönel eksen bileşenlerine ayrılır.

AYK yönteminde stator akımları d-q dönel eksenindeki d bileşen akımının değerine göre alan yönlendirmeli ve alan zayıflatmalı kontrol olmak üzere iki grupta incelenir. Bu kontrol yöntemlerinde moment doğrudan kontrol edilmez. “q eksen” bileşen akımı kontrol edilerek belirli bir stator akımında yüksek momentlere ulaşılır. Diğer bir deyişle, moment her iki yöntemde de q bileşen akımıyla ilişkilendirilebilir. Alan yönlendirmeli kontrol d bileşen akım değerinin sıfır alınmasıyla sağlanırken, alan

zayıflatmalı yöntemde ise d bileşen akım değeri azaltılarak sağlanmış olur (Camgöz, 2019).

3.2.2.1 Doğrudan tork kontrolü

Doğrudan tork kontrolü (DTK) vektör kontrolüne alternatif olarak geliştirilmiştir. Referans akı ile hesaplanan akı arasındaki fark alınarak momentte ortaya çıkacak olan hataları gidermek amacıyla önceden belirlenmiş bir anahtarlama tablosundan uygun anahtarlama diziliminin seçilerek invertere uygulanması esasına dayanır. Stator akı ve momentinin uygun gerilim vektörlerinin seçilmesi ile doğrudan kontrol edilmesinden dolayı doğrudan tork kontrolü ile adlandırılmıştır (Asker, 2009). Kontrol sisteminin makine parametrelerinin yanı sıra rotor konumuna bağımlılığını ortadan kaldırmak için doğrudan tork kontrolü yöntemi kullanılır. DTK 'de inverter ve makine bir bütün olarak düşünülür, böylece stator gerilim vektörleri referans ve gerçek torklar ile stator akı bağlantıları arasındaki farklara göre doğrudan tercih edilebilir. Bu yöntem yalnızca karmaşık hesaplama ihtiyacını ve akım kontrolünün makine parametrelerine yüksek bağımlılığını ortadan kaldırmakla kalmaz, aynı zamanda daha hızlı bir tork yanıtı da sunar. Öte yandan, bir DTK sisteminin performansı stator akı bağlantısıyla yakından ilişkilidir, çünkü tork ve akı değişkeninin her ikisi de stator akı bağlantısından sağlanır. DTK şemasında stator akı bağlantısı genellikle stator kaynaklı gerilimin entegre edilmesiyle elde edilir. Bununla birlikte, stator direnç değişiminin yanı sıra DA bara gerilim dalgalanması gibi birçok faktör, hataların birikmesine neden olacağından kontrolör performansını bozacaktır (Zhang ve diğ, 2014).

Basit bir yapıya sahip olan DTK devreleri, DGM'li bir inverter, hız sensörü ve transformatör kullanımını zorunlu kılmazlar. Bu tür sistemlerde rotorun tam konumu hakkında bilgi gerekli değildir (başlatma durumu hariç), bu nedenle tüm hesaplamalar stator referans ekseninde yapılır. Kontrolörlerin hesaplama gereksinimleri nispeten düşüktür. Bu sistemler yüksek kaliteli dinamik özelliklere sahiptir, hızlı yük değişikliklerine hızlı yanıt verir ve motor parametrelerindeki değişikliklere daha az duyarlıdır. Bununla birlikte, kararlı durum çalışmaları özellikle düşük hızlarda, yüksek hassasiyetli sürücüler için kullanımlarını büyük ölçüde sınırlayan, stator akımında, akı bağlantısında ve torkta yüksek dalgalanma seviyeleri ile karakterize edilir (Bida ve diğ, 2018; Yolaçan, 2012). Ayrıca, yeterli kontrol performansı elde etmek amacıyla kontrolörün dijital uygulaması için istenmeyen yüksek örnekleme frekansı gereklidir.

Yüksek örnekleme frekansı, her kontrol döneminde artan hesaplama yüküyle birleştiğinde uygulama zorluğu artar (Niu ve diğ, 2016).

3.2.2.2 Akı zayıflatmalı kontrol

Akı zayıflatmalı kontrol algoritmaları SMSM'lerin çalışma hızı aralığını genişletmek için gereklidir. Akı zayıflatma kontrol şemasının temel konsepti, SMSM'yi nominal hızın (sabit bara gerilimiyle) üzerinde çalışmasını sağlamak için rotordaki aktif akıyı negatif d eksenini akımları ile azaltmaktır. Bu kavram geleneksel üç fazlı SMSM'de yaygın olarak uygulanmıştır. Genel olarak üç fazlı SMSM'deki akı zayıflatma kontrol şeması iki türe ayrılır. İlk konsept, referans d eksenini akımının, temel gerilim limiti ile gerekli gerilim genliği arasındaki ilişkiye göre belirlendiği geri besleme yöntemidir. Bu kontrol stratejileri motor parametrelerine bağlı değildir ve başarılı kararlı durum performansına sahiptir. Diğer bir kavram ise akı zayıflatma akımının doğrudan hesaplandığı ileri besleme yöntemidir. Ancak bu kontrolörler her zaman direncin neden olduğu gerilim düşüşünü ihmal ederler. Ayrıca parametre uyumsuzlukları algoritma performansını düşürecektir. Hızlı dinamik performans ve iyi kararlı durum performansı elde etmek için bazı hibrit yaklaşımlar geliştirilmiştir (Liu ve diğ, 2023).

3.2.2.3 Alan yönlendirmeli kontrol

Senkron motorun torku, dönen manyetik alan ile rotor arasındaki faz farkına bağlıdır. Rotor ve dönen manyetik alan arasında küçük bir faz farkı olduğunda tork düşük olacaktır. Faz farkı arttıkça tork da artar. Sonuç olarak bu faz farkı 90 dereceye yaklaştığında tork daha büyük olacaktır. Bu nedenle senkron bir motor değişken yük koşullarında uygun tork üretebilir. Maksimum torkun büyüklüğü, giriş akımının tepe büyüklüğü kontrol edilerek düzenlenir. Torkun yükten bağımsız olarak değiştirilmesi gerekiyorsa vektör kontrolü uygulanabilir. Alan yönlendirmeli kontrol prensibi, stator akımının akı ve tork bileşenlerini ayırmaya dayanmaktadır. Bu sayede akı üreten ve tork üreten akımların ayrı ayrı kontrol edildiği SMSM'nin ayrı uyarımlı bir DA makinesi gibi kontrol edilmesi amaçlanmaktadır (Irmak, 2019).

D eksenini akımının 0 olarak tutulduğu $i_d=0$ kontrolü, SMSM'ler için en yaygın kullanılan kontrol yöntemidir. Üç geri besleme döngüsü, bir konum döngüsü, bir hız döngüsü ve bir akım döngüsü vektör kontrol sistemini oluşturur. Üç döngü seri olarak bağlanmıştır. Akım döngüsü, SMSM'nin torkunu ve uyarılmasını doğrudan kontrol

eden iç döngüdür. İki akım sensörü tarafından algılanan iki fazlı akımlara göre, bunların Clark dönüşümü ve Park dönüşümü sonrasında gerçek motorun tork bileşenini ve uyarma bileşenini elde edebiliriz. İki PI denetleyicinin yardımıyla tork bileşenini ve uyarma bileşenini istenilen değerlere ayarlayabiliriz, yani uyarma bileşeni 0'a ayarlanır ve tork bileşeni hız döngüsü çıkışının değerine ayarlanır. İki PI kontrol cihazının çıkışları önce bir ters Park dönüşüm modülünden ve UVDGM üretim modülünden geçer ve daha sonra üç fazlı bir inverter köprüsüne beslenir (Xu ve diğ., 2014; Yolaçan, 2012). Sensörlü ve sensörsüz uygulamaları vardır. Sensörlü alan yönlendirmeli kontrolde, rotor akı konum bilgisi ve hız bilgisi enkoder/resolver tarafından sağlanır. Ancak sensörsüz uygulamalarda konum ve hız bilgisi gözlemci tarafından alınır.

3.3 UVDGM Anahtarlama Tekniği ile SMSM Yörünge Kontrolü

Bu bölümde, ilk olarak UVDGM anahtarlama tekniği teorik analizi yapılarak, SMSM için önce hız kontrolünde daha sonra da pozisyon kontrolünde gerekli simülasyon adımları sunulmuştur. Matlab/Simulink benzetimleri adım adım açıklanmıştır.

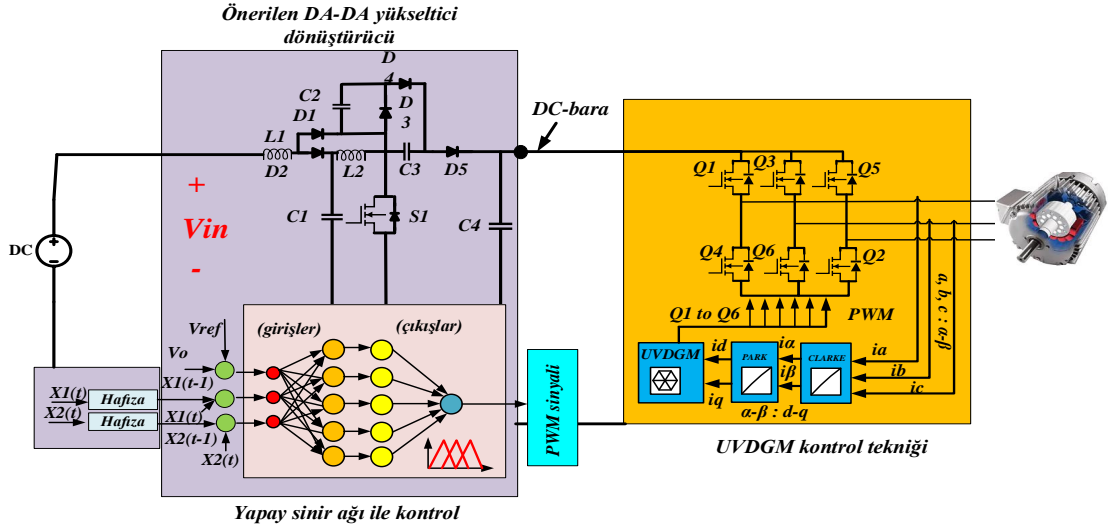
3.3.1 UVDGM matematiksel modeli ve hız kontrolü simülasyon adımları

Önerilen inverter yapısı Şekil 3.6'da gösterilmiştir. Şekil incelendiğinde inverterin çıkış gerilimleri V_a , V_b , V_c olarak ifade edilmiştir. Bu inverter devresinde, 6 adet anahtar bulunmakta ve sekiz uzay vektörü kombinasyonu (V_0 - V_7 olmak üzere) bulunmaktadır. Anahtarlama sırasında üst anahtar kapandığında, alt anahtarın eşzamanlı olarak açık konuma getirilmesi gereklidir. İverter kayıplarının ve anahtarlama zaman aralıklarının sıfır olduğu düşünülerek, anahtarlama durumları kontrol edilebilir üç lojik büyüklük ile tanımlanabilir S_i ($i=a,b,c$).

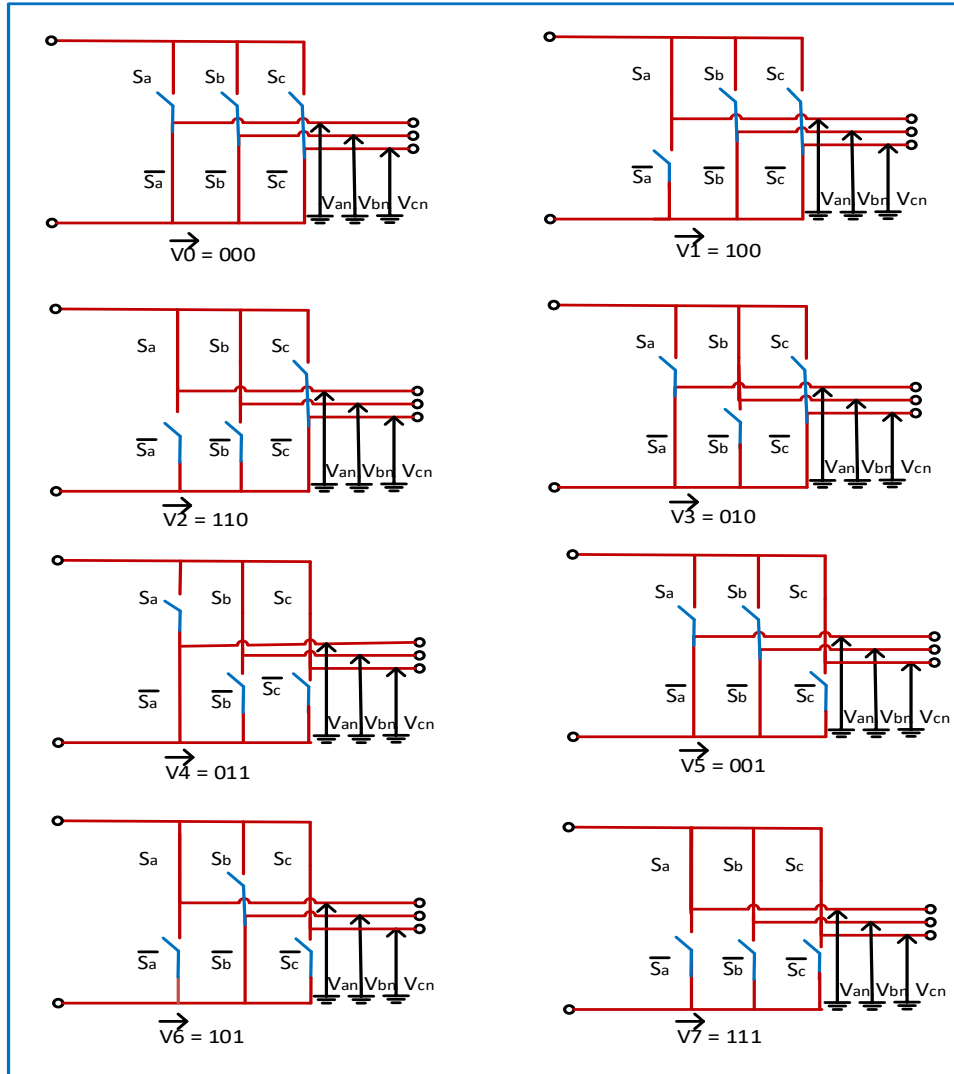
$S_i = 1$ Üst anahtarlar kapalıdır ve alt anahtar açıktır ($S_{a,b,c}=1$).

$\overline{S_i} = 0$ Üst anahtarlar açıktır ve alt anahtar kapalıdır ($\overline{S_{a,b,c}} = 0$).

Bu üç mantıksal büyüklük, sekiz anahtarlamaı sağlar, bu nedenle sekiz farklı vektör konfigürasyonu mümkündür. Her konfigürasyonda, anahtarların pozisyonlarına bağlı olarak bir çıkış gerilim vektörü oluşur. Şekil 3.7'de anahtarların yerleşimine göre gösterilen gerilim vektörleri bulunmaktadır.



Şekil 3.6 : Önerilen inverter devre topolojisi.



Şekil 3.7 : Anahtar konumlarına karşılık gelen gerilim vektörleri.

Buradan yola çıkarak, V_{ab} , V_{bc} ve V_{ca} faz-faz gerilimleri aşağıdaki denklemler yoluyla yazılabilirler:

$$\begin{cases} V_{ab}=(S_a-S_b)V_{DC} \\ V_{bc}=(S_b-S_c)V_{DC} \\ V_{ca}=(S_c-S_a)V_{DC} \end{cases} \quad (3.17)$$

Buradan sayısal değerler için aşağıdaki matris elde edilir.

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = V_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

Faz nötr gerilimleri, faz-faz gerilimleriyle ilişkili olarak anahtarlara bağlı da yazılabilirler:

$$\begin{cases} V_{an}=(V_{ab}-V_{ac})1/3 \\ V_{bn}=(V_{bc}-V_{ab})1/3 \\ V_{cn}=(V_{ca}-V_{bc})1/3 \end{cases} \quad (3.19)$$

Faz-faz gerilim ifadelerini değiştirerek Denklem 3.20'yi elde edebiliriz:

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

Burada " n " nötr noktasıdır ve buna göre aşağıdaki denklem yazılabilir.

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (3.21)$$

İnverterin bir kolunun işleyişini örnek alarak inverter tarafının gerilimleri belirlenebilir. Anahtarlama durum değişkenleri S_a , S_b , S_c olarak ifade edilecek olursa, hat-hat çıkış gerilimleri vektörü $[V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}]$ ve faz- nötr gerilimleri $[V_{an}, V_{bn}, V_{cn}]$ arasındaki ilişki Denklem 3.22 ve Denklem 3.23'te verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = V_{DC} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{DC}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

Çizelge 3.1’de S_a, S_b, S_c üst anahtarlarının açık veya kapalı durumlarına bağlı olarak 8 farklı senaryo bulunmaktadır. Bu 8 senaryo için V_{DC} gerilimine göre faz gerilimleri ve faz-faz gerilim değerleri verilmiştir. UVDGM yöntemi, SDGM metodunda olduğu gibi 3 üst anahtarın durumuna bağlı olarak 8 farklı anahtarlama durumunu belirlemek için başka bir yöntemdir. Bu yöntemle, SDGM metoduna göre daha düşük toplam harmonik bozulma değerleri elde edilebilir ve inverter girişindeki besleme gerilimi daha verimli bir şekilde kullanılabilir (Sakarya, 2009).

Bir üç fazlı gerilim sisteminin genel ifadesi Denklem 3.24 ile ifade edilir. V_{an}, V_{bn} ve V_{cn} , aynı genlik ve frekansta olup birbirlerinden 120° faz farkıyla ayrılan sinüzoidal üç fazlı gerilimlerdir. A sabit bir değerdir ve ωt ($2\pi f$) sinyal hızını ifade eder. Referans gerilimler, her karmaşık düzlem sektöründe inverter çıkışında benzer gerilimler üretmek için altı uzay aktif vektörünün ikisi tarafından oluşturulur. Bu üç fazlı referans gerilim sistemi vektörel olarak ifade edilebilir. Aynı zaman aralığında aynı faz bacağındaki anahtarlardan sadece biri iletimde olmalıdır. Aksi takdirde kısa devre meydana gelir. Bunu engellemek için anahtarlara gecikme zamanı uygulanmalıdır. Gecikme zaman etkisi gerilim eğrisinde nonlineer duruma neden olur. Bundan dolayı, bu etkinin yok edilmesi gerekmektedir. Denklem 3.25’te, V_{ref} vektörü ifade edilmiştir. V_{an}, V_{bn} ve V_{cn} faz-nötr gerilimleridir.

$$\begin{cases} V_{an} = A \cos(\omega t) \\ V_{bn} = A \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{cn} = A \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (3.24)$$

$$V_{ref} = \frac{2}{3} \left(V_{an} + V_{bn} e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{cn} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (3.25)$$

Şekil 3.6’da sunulduğu gibi 3 fazlı inverterde her faz bacağındaki üç anahtar için toplamda sekiz adet anahtarlama durumu vardır. Sekiz vektör, altısı aktif olmak üzere karmaşık bir düzlemde 60° faz farkıyla konumlandırılmıştır ve vektörel

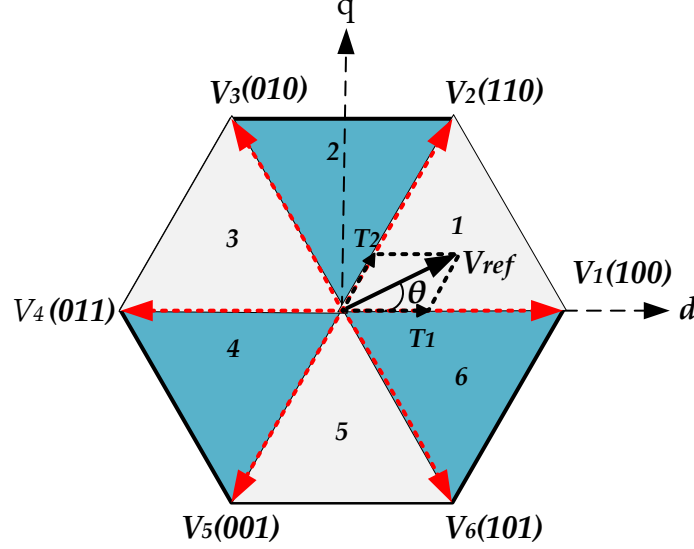
olarak bir altıgen oluşturur. Bu altıgen, eşit altı sektöre bölünmüştür. V_{ref} referanslı gerilim uzay vektörü, birbirine bitişik iki aktif vektör ve bir sıfır vektörün toplamıdır. Uzay vektörleri modelleme tekniği, inverter çıkışında v_{ref} referanslı gerilimine yaklaşmayı amaçlar. Alt anahtar iletim kesim durumları, üst anahtarların zıttı olduğu için kolayca belirlenir.

Çizelge 3.1: Gerilim vektörleri ve iletim- kesim durumları.

Gerilim Vektörü	Switch $S_1S_3S_5$	Faz-nötr			Faz-Faz		
		V_a	V_b	V_c	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}
V_0	000	0	0	0	0	0	0
V_1	100	$2/3$	$-1/3$	$-1/3$	1	0	-1
V_2	110	$1/3$	$1/3$	$-2/3$	0	1	-1
V_3	010	$-1/3$	$2/3$	$-1/3$	-1	1	0
V_4	011	$-2/3$	$1/3$	$1/3$	-1	0	1
V_5	001	$-1/3$	$-1/3$	$2/3$	0	-1	1
V_6	101	$1/3$	$-2/3$	$1/3$	1	-1	0
V_7	111	0	0	0	0	0	0

UVDGM anahtarlama tekniği çıkış gerilim dalgalanmasını ve şebeke akım dalgalanmalarını minimum seviyelere getirdiğinden araştırmacılar için cazip hale gelmiştir. Bu tekniği diğer DGM tekniklerinden ayıran özellik ise istenen çıkış geriliminin, saat yönünün tersine dönen eşdeğer bir vektör V_{ref} ile temsiline dayanmasıdır. Altı anahtarlı gerilim kaynaklı inverter için UVDGM üç faz niceliklerinin iki boyutlu bir düzlemde vektörler olarak ifade edilmesidir. Gerilim kazancı sürekli iletim süresi ayarlanarak kontrol edilebilir. UVDGM tekniği ile, güç anahtarlarının doğru anahtarlama modellerini ayarlayarak istenen çıkış gerilimine yaklaşırız. Park dönüşümü ile Şekil 3.8'de verilen temel anahtarlama vektörünün tümü

için bileşen vektörlerini bulabiliriz. 1,2,3,4,5 ve 6 numaralı bölgeler sektörleri temsil eder. V_{ref} herhangi bir sektörde yer alabilir ve olduğu sektöre en yakın üç vektörden oluşur.



Şekil 3.8 : UVDGM gerilim vektörleri.

Aynı zaman aralığında aynı faz bacağındaki anahtarlardan sadece biri iletimde olmalıdır. Aksi takdirde kısa devre meydana gelir. Bunu engellemek için anahtarlara gecikme zamanı uygulanmalıdır. V_{ref} Şekil 3.8’de gösterildiği gibi iki boyutlu d-q eksenleri etrafında döner. Bu denklem aracılığıyla Clark ($\alpha\beta$) ve Park (dq) dönüşümleri uygulanarak üç boyutlu düzlemden iki boyutlu düzleme geçilir. Bu dönüşümler aşağıdaki denklemlerde verilmiştir.

$$abc \longrightarrow \alpha\beta \text{ dönüşümü; } \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

$$\alpha\beta \longrightarrow abc \text{ dönüşümü; } \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

$$\alpha\beta \longrightarrow dq \text{ dönüşümü; } \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

$$dq \longrightarrow \alpha\beta \text{ dönüşümü; } \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

$$abc \longrightarrow dq \text{ dönüşümü; } \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

$$dq \longrightarrow abc \text{ dönüşümü; } \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

$$\theta = \omega t = 2\pi f t$$

Üç faz akımların iki fazlı akımlara dönüştürülürken vektörlerin düzenlenmesinin tork ve akıyı ayrı ayrı kontrol etmesi beklenir. Burada i_{sq} torku oluşturan bileşendir ve i_{sd} akıyı oluşturan bileşendir. Bu nedenle kontrol için iki farklı döngü vardır:

Hız döngüsü: Motor hızını düzenleyen ve q eksenini ile akım kontrolü için sinyal üreten en dış döngüyü oluşturur.

Akım döngüsü: Motor akısını ve torkunu düzenleyen en içteki döngüdür.

Maksimum hız aralığına sahip bir motor sürücü sistemi için, hız kontrol döngüsü bir motordan, bir inverterden ve referans hız ile PI kontrolörüne gerçek hız arasındaki farklılığı ölçen bir kontrolörden oluşur. Hareket kontrol sistemi için yaygın olarak PI kontrolörler kullanılmaktadır (AL-Mansory, 2022).

3 faz inverter anahtarlama sinyallerini oluşturmak için şu yollar izlenir:

- V_α , V_β ve V_{ref} gerilimleri kullanılarak θ açısı hesaplanır ve V_{ref} 'in ait olduğu sektör belirlenir.
- Sektörlerdeki T_1 , T_2 süreleri hesaplanır.
- Anahtarlama süreleri belirlenir.
- Hesaplanan sürelere göre belirlenen anahtarlama dizilimleri için anahtarlama sinyalleri üretilir.
- θ açısı hesabı ve V_{ref} 'in ait olduğu sektörü belirleme:

Sektör, her bir sektördeki V_α , V_β ve V_{ref} arasındaki ilişkiye göre belirlenebilir. V_{ref} 'in hangi sektöre düştüğünü belirlemek için genlik ve açığa ihtiyaç vardır. Sektör karar modeli, kontrol uygulamasında α - β koordinatı ifadesine dayalı olarak sektörü belirlemek için aşağıdaki teknik kullanılır:

Şekil 3.6'dan abc koordinat sistemindeki inverterin üç fazlı sinüzoidal çıkış gerilimi ve akımı için Denklem 3.32 ve Denklem 3.33 kolayca yazılabilir.

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad (3.32)$$

$$I_a + I_b + I_c = 0 \quad (3.33)$$

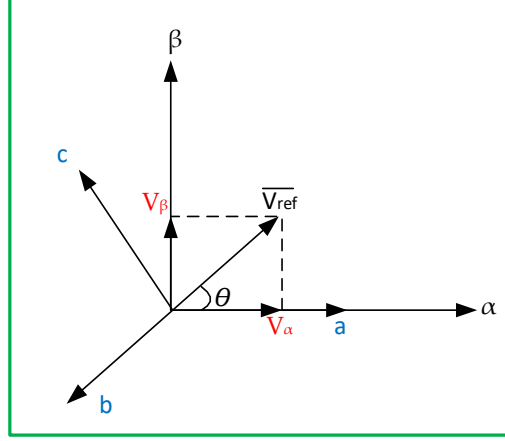
Dq iki boyutlu düzleminde dönen V_{ref} 'e Clark dönüşümü uygulanarak düzenlenirse Denklem 3.34 elde edilir.

$$V_{ref} = V_d + jV_q = (V_\alpha + jV_\beta) e^{-j\omega t} = \frac{2}{3} \left(V_{an} + V_{bn} e^{-j\frac{2\pi}{3}} + V_{cn} e^{j\frac{2\pi}{3}} \right) e^{-j\omega t} \quad (3.34)$$

V_{ref} 'in hangi sektöre düştüğünü belirlemek için genlik ve açığa ihtiyaç vardır. Denklem 3.35 ve Denklem 3.36'de bu kavramlar belirtilmiştir.

$$|V_{ref}| = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \quad \theta = \tan^{-1} \left(\frac{V_\beta}{V_\alpha} \right) = 2\pi f \quad (3.35)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_\alpha + jV_\beta = \frac{2}{3} \left(V_{an} + \cos\left(\frac{2}{3}\pi\right) V_{bn} + \cos\left(\frac{2}{3}\pi\right) V_{cn} \right) \\ \quad + j\frac{2}{3} \left(\sin\left(\frac{2}{3}\pi\right) V_{bn} - \sin\left(\frac{2}{3}\pi\right) V_{cn} \right) \\ V_\alpha = \frac{2}{3} \left(V_{an} - \frac{1}{2} V_{bn} - \frac{1}{2} V_{cn} \right) \\ V_\beta = \frac{2}{3} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} V_{bn} - \frac{\sqrt{3}}{2} V_{cn} \right) \end{array} \right. \quad (3.36)$$



Şekil 3.9 : UVDGM'in referans gerilim vektörü.

UVDGM tekniğini uygulamak için öncelikle gerilim vektörünün içinde bulunduğu sektörün belirlenmesi istenir. α - β koordinatındaki vektör ifadesinin kontrol uygulamasına uygun olduğu dikkate alınarak sektörün belirlenmesinde aşağıdaki prosedür uygulanır (Wang ve diğ, 2008).

$V_\beta > 0$ iken $A = 1$, değilse $A = 0$

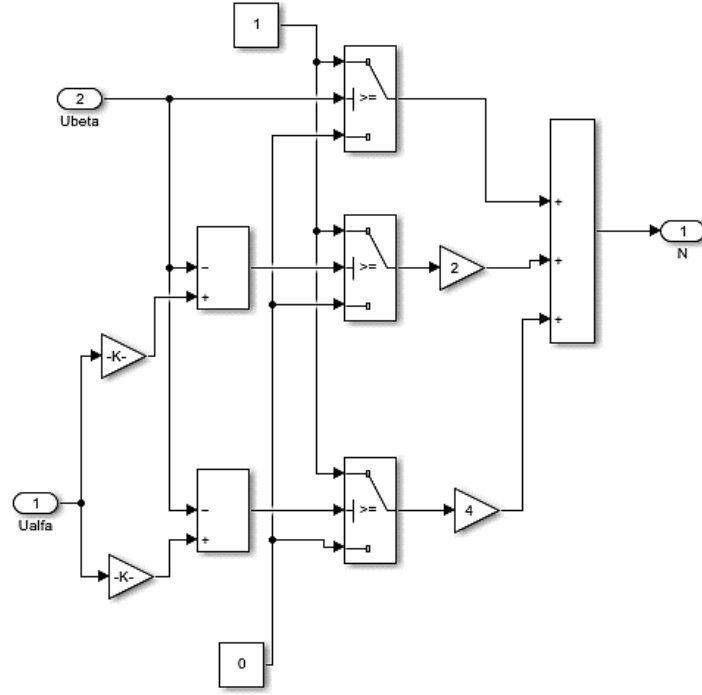
$\sqrt{3}V_\alpha - V_\beta > 0$ iken $B = 1$, değilse $B = 0$

$\sqrt{3}V_\alpha + V_\beta < 0$ iken $C = 1$, değilse $C = 0$

Gerilim vektörünün hangi sektöre düştüğü $N = A + 2B + 4C$ ifadesine göre Çizelge 3.2' deki gibi belirlenir.

Çizelge 3.2 : N'e göre gerilim vektörünün karşılık geldiği sektör.

Sektör	I	II	III	IV	V	VI
N	3	1	5	4	6	2



Şekil 3.10 : Sektör belirleme.

Çizelge 3.3'te θ açısına göre V_{ref} 'in ait olduğu sektörler belirtilmiştir.

Çizelge 3.3: V_{ref} 'in ait olduğu sektör.

V_{ref} 'in bulunduğu sektör	θ
Sektör 1	$0 \leq \theta < \frac{\pi}{3}$
Sektör 2	$\frac{\pi}{3} \leq \theta < \frac{2\pi}{3}$
Sektör 3	$\frac{2\pi}{3} \leq \theta < \pi$
Sektör 4	$\pi \leq \theta < \frac{4\pi}{3}$
Sektör 5	$\frac{4\pi}{3} \leq \theta < \frac{5\pi}{3}$
Sektör 6	$\frac{5\pi}{3} \leq \theta < 2\pi$

- Anahtarlama sürelerinin hesaplanması:

Şekil 3.8'deki uzay gösterimi sektör 1 için incelenirse anahtarlama süreleri aşağıdaki denklemler kullanılarak hesaplanır. Sektör numaraları “k” ile gösterilir.

$$V_k = \begin{cases} \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} e^{\frac{j(k-1)\pi}{3}} & k=1 \dots 6 \\ 0 & k=0,7 \end{cases} \quad (3.37)$$

$$\begin{cases} \int_0^{T_s} |V_{ref}| = \int_0^{T_1} V_1 dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} V_2 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_s} V_0 \\ T_s \cdot V_{ref} = (T_1 \cdot V_1 + T_2 \cdot V_2) \\ T_s \cdot |V_{ref}| \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \sin(\theta) \end{bmatrix} = T_1 \cdot \frac{2}{3} \cdot V_{dc} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_2 \cdot \frac{2}{3} \cdot V_{dc} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\pi/3) \\ \sin(\pi/3) \end{bmatrix} \\ 0 \leq \theta \leq \pi/3 \end{cases} \quad (3.38)$$

T_0, T_1, T_2 için gerekli düzenlemeler yapılırsa Denklem 3.39 elde edilir.

$$\begin{cases} T_1 = T_s \cdot k \cdot \frac{\sin(\pi/3 - \theta)}{\sin(\pi/3)} \\ T_2 = T_s \cdot k \cdot \frac{\sin(\theta)}{\sin(\pi/3)} \\ T_0 = T_s - (T_1 + T_2) \quad ; \quad \left(T_s = \frac{1}{f_s} \quad k = \frac{|V_{ref}|}{\frac{2}{3} V_{dc}} \right) \end{cases} \quad (3.39)$$

Benzer şekilde $k=1, 2, 3, 4, 5$ ve $6, 0 \leq \theta \leq \pi/3$, buradan yola çıkarak diğer sektörler için de anahtarlama süre denklemleri türetilir. Çizelge 3.4'te diğer sektörler için anahtarlama süreleri ifade edilmektedir (Yüksək, 2019).

$$\begin{aligned} T_1 &= \frac{\sqrt{3} \cdot T_s \cdot |V_{ref}|}{V_{dc}} \left(\sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta + \frac{n-1}{3} \pi \right) \right) = \frac{\sqrt{3} \cdot T_s \cdot |V_{ref}|}{V_{dc}} \sin \left(\frac{n}{3} \pi - \theta \right) \\ &= \frac{\sqrt{3} \cdot T_s \cdot |V_{ref}|}{V_{dc}} \left(\sin \left(\frac{n}{3} \pi \right) \cdot \cos \theta - \cos \left(\frac{n}{3} \pi \right) \sin \theta \right) \\ T_2 &= \frac{\sqrt{3} \cdot T_s \cdot |V_{ref}|}{V_{dc}} \left(\sin \left(\theta - \frac{n-1}{3} \pi \right) \right) \end{aligned} \quad (3.40)$$

$$= \frac{\sqrt{3} \cdot T_s \cdot |V_{ref}|}{V_{dc}} \left(-\cos\theta \cdot \sin\left(\frac{n-1}{3}\pi\right) + \sin\theta \cdot \cos\left(\frac{n-1}{3}\pi\right) \right) \quad (3.41)$$

$$T_0 = T_s - (T_1 + T_2) \quad \begin{matrix} (n=1 \dots 6) \\ (0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{3}) \end{matrix} \quad (3.42)$$

Çizelge 3.4 : Anahtarlama sürelerinin (T_0, T_1, \dots, T_7) belirlenmesi.

$$T_1 = T_s \frac{|V_{ref}| \sqrt{3}}{2 \frac{2}{3} V_{dc}} \left\{ \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) \right\} \quad T_2 = T_s \frac{|V_{ref}| \sqrt{3}}{2 \frac{2}{3} V_{dc}} \left\{ \sin(\alpha) \right\}$$

Sektör 1

Sektör 2

$$T_2 = T_s \frac{|V_{ref}| \sqrt{3}}{2 \frac{2}{3} V_{dc}} \left\{ \sin(\alpha) \right\} \quad T_3 = T_s \frac{|V_{ref}| \sqrt{3}}{2 \frac{2}{3} V_{dc}} \left\{ \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right) \right\}$$

$$T_3 = T_s \frac{|V_{ref}| \sqrt{3}}{2 \frac{2}{3} V_{dc}} \left\{ \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right) \right\} \quad T_4 = T_s \frac{|V_{ref}| \sqrt{3}}{2 \frac{2}{3} V_{dc}} \left\{ \sin\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \right\}$$

Sektör 3

Sektör 4

$$T_4 = T_s \frac{|V_{ref}| \sqrt{3}}{2 \frac{2}{3} V_{dc}} \left\{ \sin\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \right\} \quad T_5 = T_s \frac{|V_{ref}| \sqrt{3}}{2 \frac{2}{3} V_{dc}} \left\{ \sin(\alpha - \pi) \right\}$$

$$T_5 = T_s \frac{|V_{ref}| \sqrt{3}}{2 \frac{2}{3} V_{dc}} \left\{ \sin(\alpha - \pi) \right\} \quad T_6 = T_s \frac{|V_{ref}| \sqrt{3}}{2 \frac{2}{3} V_{dc}} \left\{ \sin\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) \right\}$$

Sektör 5

Sektör 6

$$T_6 = T_s \frac{|V_{ref}| \sqrt{3}}{2 \frac{2}{3} V_{dc}} \left\{ \sin\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) \right\} \quad T_1 = T_s \frac{|V_{ref}| \sqrt{3}}{2 \frac{2}{3} V_{dc}} \left\{ \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) \right\}$$

V_{ref} ifadesinden bağımsız olarak da anahtarlama sürelerini türetmek için Denklem 3.43-3.49 kullanılır. Burada T_1 ve T_2 , aynı bölgedeki iki komşu sıfır olmayan gerilim uzay vektörünün çalışma sürelerine karşılık gelir. Burada T_s , anahtarlama için harcanan toplam süreyi belirtir. Çalışma süreleri ise Çizelge 3.5'ten faydalanılarak belirlenir. Çizelge 3.5, N'e karşılık gelen gerilim vektörlerin çalışma sürelerini sunmaktadır. T_1 ve T_2 'nin toplamı T_s 'ye eşit veya küçük olmalıdır. Eğer $T_1+T_2>T_s$ ise, $T_1=T_1[T_s/(T_1+T_2)]$, $T_2=T_2[T_s/(T_1+T_2)]$ olarak alınmalıdır.

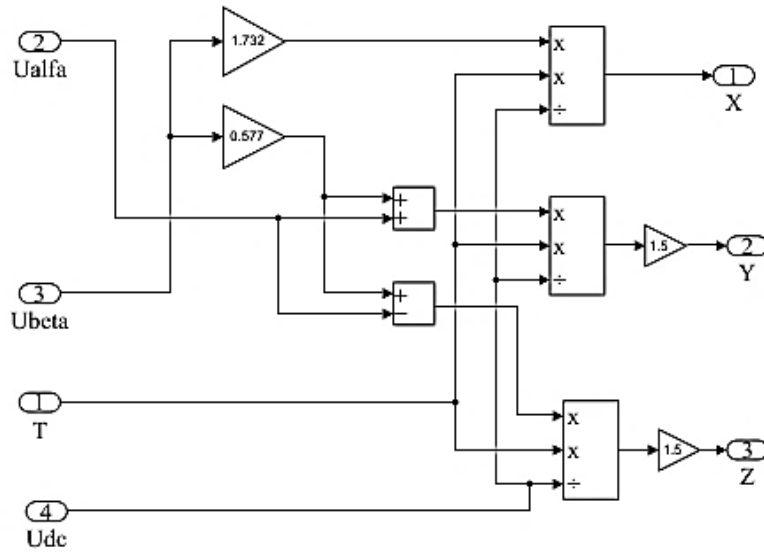
$$X = \sqrt{3} \frac{T_s}{V_{dc}} V_\beta \quad (3.43)$$

$$Y = \frac{3 T_s}{2 V_{dc}} \left(V_\alpha + \frac{1}{\sqrt{3}} V_\beta \right) \quad (3.44)$$

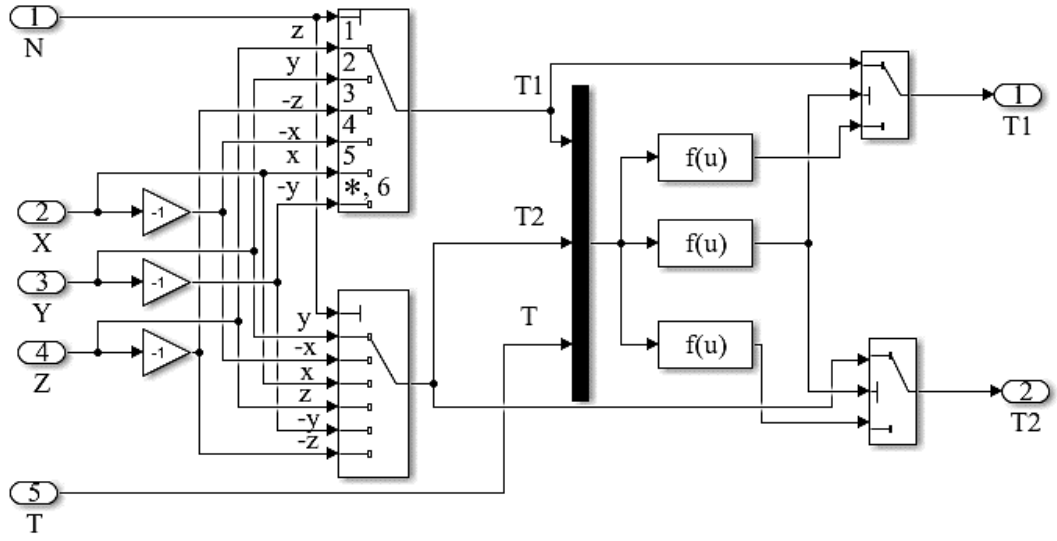
$$Z = \frac{3 T_s}{2 V_{dc}} \left(\frac{1}{\sqrt{3}} V_\beta - V_\alpha \right) \quad (3.45)$$

Çizelge 3.5 : T_1 ve T_2 'nin belirlenmesi.

Sektör	1	2	3	4	5	6
T_1	-Z	Y	X	Z	-Y	-X
T_2	X	Z	-Y	-X	-Z	Y



(a)



(b)

Şekil 3.11 : a) X,Y,Z' nin hesaplanması, b) Anahtarlama sürelerinin hesaplanmasına ait Simulink benzetimi.

- N ile vektör anahtarlama süreleri arasındaki bağlantı aşağıdaki gibi belirlenir:

$$T_a = \frac{T_0}{4} \quad (3.46)$$

$$T_b = \frac{T_0}{4} + \frac{T_1}{2} \quad (3.47)$$

$$T_c = \frac{T_0}{4} + \frac{T_1}{2} + \frac{T_2}{2} \quad (3.48)$$

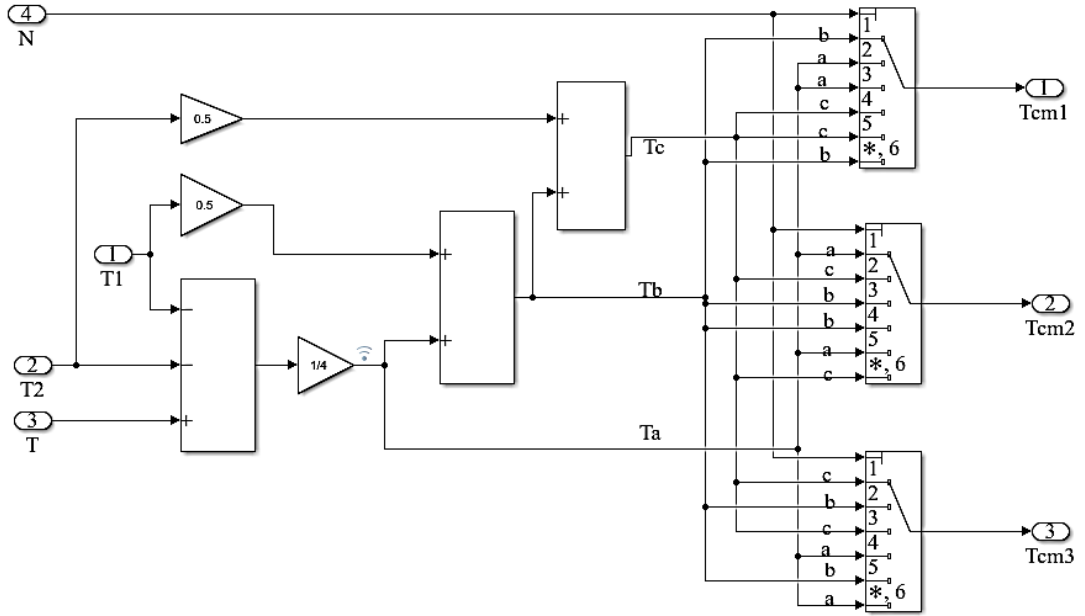
T_s anahtarlama süresidir. T_1 ve T_2 mevcut sektördeki gerilim vektörünün çalışma süreleridir.

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2 \quad (3.49)$$

Üç faza ait çalışma süreleri T_{cm1} , T_{cm2} ve T_{cm3} ile ifade edilir ve Çizelge 3.6'da verilmiştir.

Çizelge 3.6: Anahtarlama sürelerinin belirlenmesi.

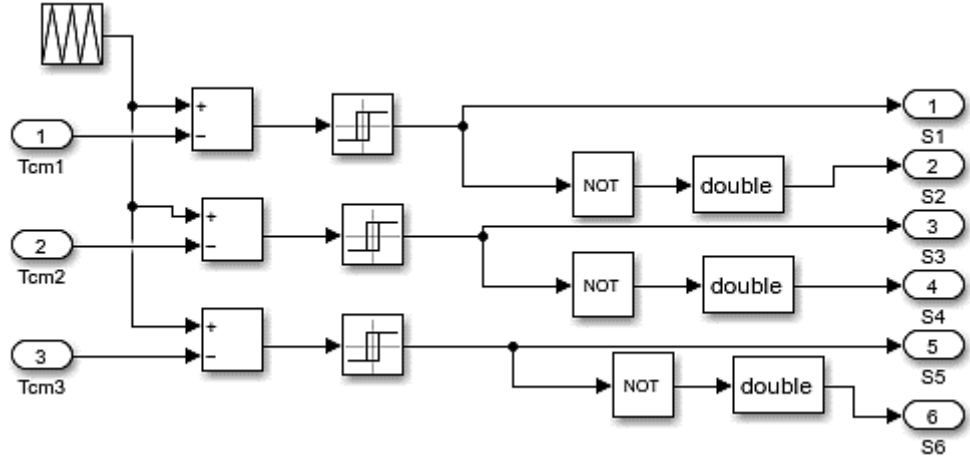
Anahtarlama süreleri	Sektör					
	1	2	3	4	5	6
T_{cm1}	T_a	T_b	T_c	T_c	T_b	T_a
T_{cm2}	T_b	T_a	T_a	T_b	T_c	T_c
T_{cm3}	T_c	T_c	T_b	T_a	T_a	T_b



Şekil 3.12: Anahtarlama sürelerinin belirlenmesi Simulink benzetimi.

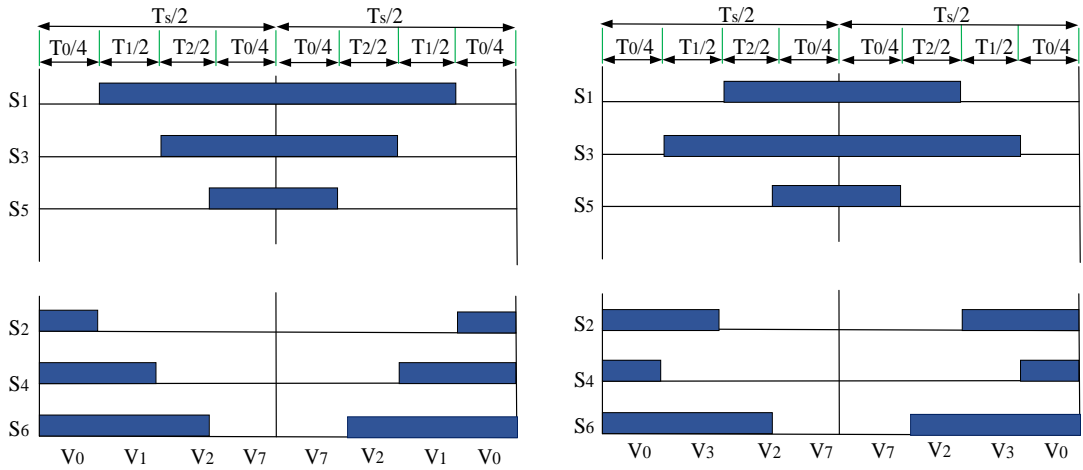
- Hesaplanan sürelere göre belirlenen anahtarlama dizilimleri için anahtarlama sinyalleri üretilmesi:

DGM darbeleri, ikizkenar üçgen sinyal ile T_{cm1} , T_{cm2} ve T_{cm3} karşılaştırılarak oluşturulabilir. DGM4, DGM6, DGM2'yi oluşturmak için DGM1, DGM3 ve DGM5 “DEĞİL” operasyonu kullanılarak ayarlanabilir. 3 fazlı gerilim kaynaklı inverterde kullanılan DGM dalga biçimi simetrik uzay vektörü aşağıda UVDGM yönteminin tasarımı yer almaktadır. Bu kontrolde kullanılan UVDGM'nin anahtarlama frekansı (f_s) (5 kHz), örnekleme süresi (T_s) (0,0002 sn) ve inverter tarafı için DA giriş gerilimi 157 V'dir.



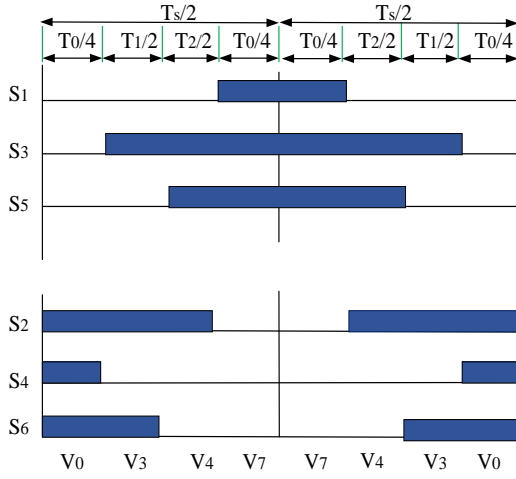
Şekil 3.13 : Anahtarlama sinyallerinin oluşturulması.

Bir örnekleme periyodundaki UVDGM dalga formu Şekil 3.14'te gösterilmektedir, Burada S_a , S_b ve S_c üst anahtardır ve vektörlerin anahtarlama durumları her sektörde belirlenebilir. T_s örnekleme zamanını, T_0 sıfır vektör çalışma süresini, aynı sektördeki T_1 ve T_2 ise iki bitişik sıfır olmayan gerilim uzay vektörünün çalışma sürelerini ifade eder, burada ortaya çıkan tork $\sqrt{3}$ katına çıkar. Her 60 elektriksel derecede, bir faz bir sonraki faza geçer. Her bir dalgaının çalışma süresi 120 elektriksel derecedir. Her döngünün iletim süresi pozitif yön için 120 derece ve negatif yön için 120 derece olmak üzere 240 elektriksel derecedir.

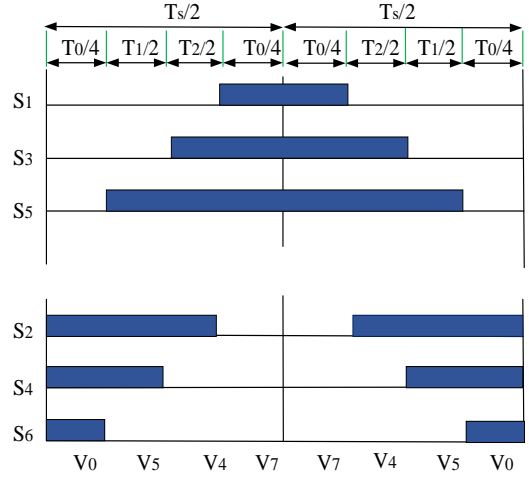


a) Sektör 1

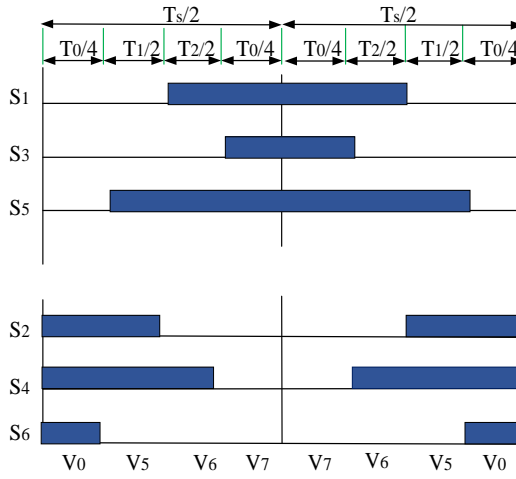
b) Sektör 2



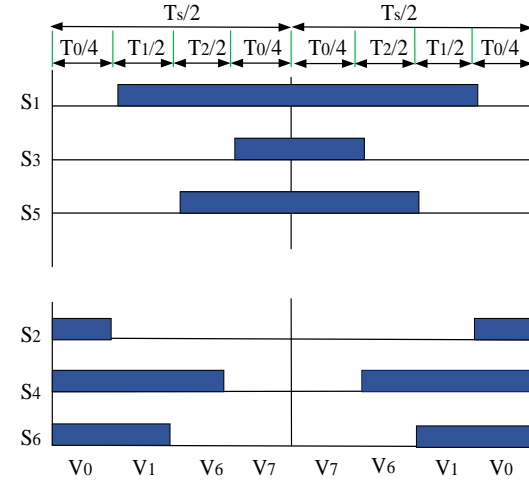
c) Sektör 3



d) Sektör 4



e) Sektör 5



f) Sektör 6

Şekil 3.14: a) Sektör 1, b) Sektör 2, c) Sektör 3, d) Sektör 4, e) Sektör 5, f) Sektör 6 için anahtarlama dizilimleri.

Yukarıdaki her sektörün üç fazlı modülasyonunun anahtarlama dizilimleri Çizelge 3.7'de belirlenmiştir. Buradan yola çıkarak, her sektörün iletim kesim zamanı Çizelge 3.8'de özetlenebilir.

Çizelge 3.7 : Anahtarlama durumlarına göre vektörel dizilimler.

Sektör	Anahtarlama Dizilimleri
1	$\vec{V}_0 \vec{V}_1 \vec{V}_2 \vec{V}_7 \vec{V}_2 \vec{V}_1 \vec{V}_0$
2	$\vec{V}_0 \vec{V}_3 \vec{V}_2 \vec{V}_7 \vec{V}_2 \vec{V}_3 \vec{V}_0$
3	$\vec{V}_0 \vec{V}_3 \vec{V}_4 \vec{V}_7 \vec{V}_4 \vec{V}_3 \vec{V}_0$
4	$\vec{V}_0 \vec{V}_5 \vec{V}_4 \vec{V}_7 \vec{V}_4 \vec{V}_5 \vec{V}_0$
5	$\vec{V}_0 \vec{V}_5 \vec{V}_6 \vec{V}_7 \vec{V}_6 \vec{V}_5 \vec{V}_0$
6	$\vec{V}_0 \vec{V}_1 \vec{V}_6 \vec{V}_7 \vec{V}_6 \vec{V}_1 \vec{V}_0$

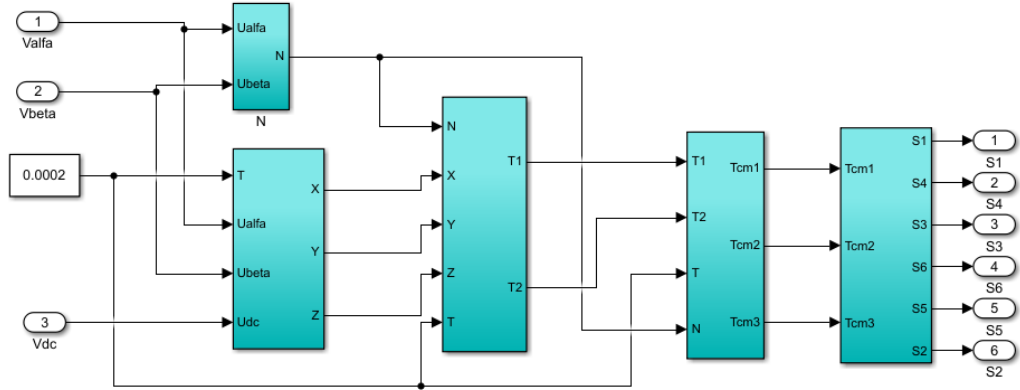
Çizelge 3.8 : Sektör anahtar dizilimleri.

Sektör	S_a, S_b, S_c	$\overline{S_a}, \overline{S_b}, \overline{S_c}$
1	$S_1=T_1/2+T_2/2+T_0/4$	$S_2= T_0/4$
	$S_3=T_2/2+T_0/4$	$S_4=T_1/2+T_0/4$
	$S_5= T_0/4$	$S_6= T_1/2+T_2/2+T_0/4$
2	$S_1=T_1/2+ T_0/4$	$S_2=T_2/2+T_0/4$
	$S_3=T_1/2+T_2/2+T_0/4$	$S_4= T_0/4$
	$S_5= T_0/4$	$S_6= T_1/2+T_2/2+T_0/4$
3	$S_1= T_0/4$	$S_2=T_1/2+T_2/2+T_0/4$
	$S_3=T_1/2+T_2/2+T_0/4$	$S_4= T_0/4$
	$S_5= T_2/2+T_0/4$	$S_6= T_1/2+ T_0/4$
4	$S_1= T_0/4$	$S_2=T_1/2+T_2/2+T_0/4$
	$S_3= T_1/2+T_0/4$	$S_4= T_2/2+T_0/4$
	$S_5= T_1/2+T_2/2+T_0/4$	$S_6= T_0/4$

Çizelge 3.8 (devam) : Sektör anahtar dizilimleri.

Sektör	S_a, S_b, S_c	$\overline{S_a}, \overline{S_b}, \overline{S_c}$
5	$S_1 = T_2/2 + T_0/4$	$S_2 = T_1/2 + T_0/4$
	$S_3 = T_0/4$	$S_4 = T_1/2 + T_2/2 + T_0/4$
	$S_5 = T_1/2 + T_2/2 + T_0/4$	$S_6 = T_0/4$
6	$S_1 = T_1/2 + T_2/2 + T_0/4$	$S_2 = T_0/4$
	$S_3 = T_0/4$	$S_4 = T_1/2 + T_2/2 + T_0/4$
	$S_5 = T_1/2 + T_0/4$	$S_6 = T_2/2 + T_0/4$

UVDGM tekniğinde kullanılan bütün alt modellerin bir araya gelmesiyle oluşan uygulama adımlarını içeren Simulink benzetimi Şekil 3.15'te sunulmuştur.



Şekil 3.15 : UVDGM'in uygulama adımları.

3.3.2 Konum kontrolü simülasyon adımları

Yüksek performanslı ve hassas konum kontrol uygulamalarında, AYK tekniği sıklıkla tercih edilir. Bu algoritmanın etkili bir biçimde çalışabilmesi için rotor konumunun yüksek çözünürlükle belirlenmesi gerekmektedir. Bu amaçla genellikle rotorun miline monte edilen bir enkoder veya çözücü kullanılır (Shi ve diğ, 2007). Enkoderler ve çözücüler, rotorun dönüş açısını ve hızını hassas bir şekilde ölçerek bu verileri sağlar. Bu bilgiler, alan yönlendirmeli kontrol algoritmasının motor akımlarını doğru fazlarda ve doğru zamanlarda uygulayarak maksimum tork ve verimlilik elde etmesine olanak tanır. Böylece, motorun performansı iyileşir ve hassas konum kontrolü sağlanır.

referans konum arasındaki hatayı tespit eder ve bu hatayı azaltmak veya ortadan kaldırmak için hız komutları verir.

Konum döngüsü, üç döngülü kontrol yapısının en dıştaki döngüsüdür ve servo sisteminin yüksek hassasiyetle ve kararlı bir şekilde çalışmasını sağlamak için önemlidir. Enkoderden gelen geri besleme ile hedef konum karşılaştırıldığında, sistem bir sapma oluşturur ve bu sapma, konum regülatörü aracılığıyla hız komutlarına dönüştürülür. Akım döngüsü ve hız döngüsü ile kıyaslandığında, konum döngüsünün kontrol süresi daha uzundur; bu nedenle konum denetleyicisi, servo sürücü ünitesine entegre edilebildiği gibi DSP, dSPACE gibi üst düzey denetleyiciler tarafından da gerçekleştirilebilir. Bu denetleyiciler, daha güçlü veri işleme kapasitelerine sahip olup, daha gelişmiş, karmaşık ve yüksek seviyeli kontrol algoritmaları gerçekleştirebilir.

Endüstriyel servo uygulamalarında olduğu gibi, yüksek tepki süresi gerektiğinde akım kontrolü kritik öneme sahiptir. Akım döngüsünün temel amacı, hızı ve dolayısıyla konumu etkileyen torku kontrol etmektir. Akım döngüsü genellikle hız döngüsünün içinde yer alır; böylece akım döngüsü en içte, hız döngüsü ortada ve konum döngüsü en dışta olacak şekilde bir yapı oluşur. Akım döngüsü, sistemin tepki hızını ve parazit önleme yeteneğini belirler. Akım döngüsünün bileşenleri arasında motor sargısı, inverter, vektör kontrolörü, akım kontrolörü ve akım algılama elemanları bulunur. Ayrıca, servo motor bobininin akım sinyali, mevcut talimatı doğru ve hızlı bir şekilde takip edebilmesi için uygulanır (Koç ve diğ., 2021).

Kaskad PI denetleyici yapısıyla oluşturulan kontrol sistemi, gözlemlere dayalı olarak PI kontrol katsayılarını belirlemiştir. İlk olarak iç döngüden (akım döngüsü) başlayarak, ardından hız ve son olarak dış döngüden (konum döngüsü) devam edilerek optimize edilmiştir. Çizelge 3.9'da gösterilen PI katsayıları, bu deneysel çalışmaların sonucunda elde edilmiştir. Konum sinyali konum denetleyicisine, hız sinyali ise hız denetleyicisine geri besleme olarak sağlanmıştır.

Kaskad PI denetleyici yapısında, konum kontrolörünün çıkışı hız kontrolcüsünün referansı olarak kullanılırken, hız kontrolcüsünün çıkışı ise sistemin nihai çıkışını oluşturur. Konum kontrolcü bloğu, giriş olarak hata ve PI parametreleri (konum) almakta ve bu parametreler hata sinyali üzerinde K_p ve K_i parametreleri ile gerekli işlemleri yaparak kontrol sinyalini üretmektedir. Hız kontrol sinyali ise benzer şekilde

elde edilen konum kontrol sinyali ve PI parametreleri (hız) ile hız kontrolcü bloğuna uygulanarak elde edilmektedir. Son olarak akım denetleyicisine aktarılmaktadır (Koç ve diğ., 2021). Hız ve konum kontrolünde PI kontrolör basit uygulaması ve karmaşık modellere dayanmaması, hızlı yanıt ve kalıcı hata bırakmamasından dolayı tercih edilmiştir. PI katsayıları Matlab/Simulink'te PID Turner aracılığıyla hesaplanmıştır.

Çizelge 3.9 : Denetleyici katsayıları.

Parametre	Konum çevrimi	Hız çevrimi	Akım çevrimi
Kp	40.51	20	3
Ki	4.27	1	1

3.4 Gerçek Zamanlı Ölçüm ve Kontrol Elemanları

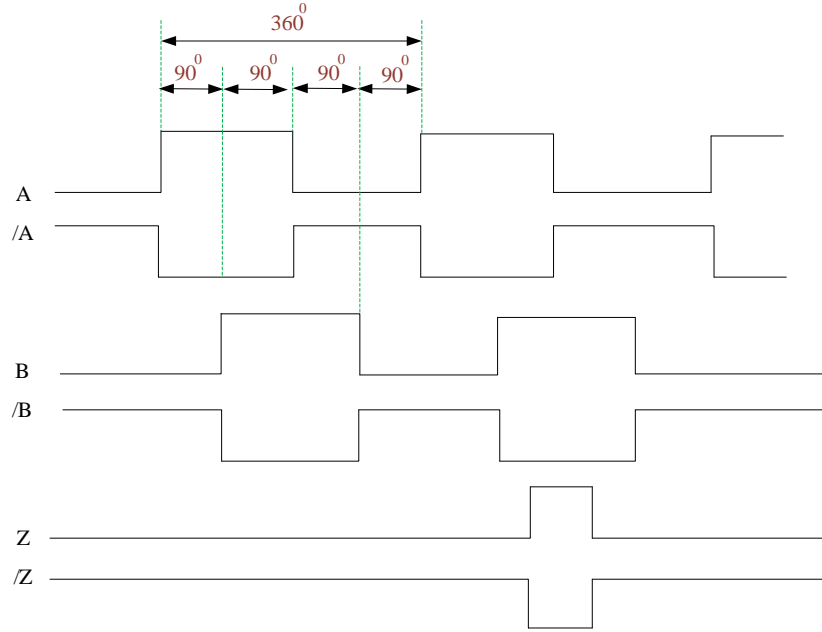
Tez çalışmasının bu bölümünde, öncelikle SMSM hız ve pozisyon bilgisi almada kullanılan geri besleme elemanları detaylı olarak incelenmiş, daha sonra çalışmada kullanılan her eleman detaylandırılmıştır. Daha sonra inverter tarafında kullanılan tetikleme devresi sunulmuş ve kullanılan mikroişlemci Texas Instrument TMS320F28335 kayan noktalı dijital sinyal işlemcisi (DSP) hakkında bilgi verilmiştir.

3.4.1 Artımlı enkoder

Artımlı enkoder, bir cihazın döner ya da doğrusal hareketini izleyen ve hareketle birlikte iki çıkış sinyali (A ve B) üreten elektromekanik bir cihazdır. Enkoder ile SMSM'den hız ve konum bilgisi alınır. A ve B sinyalleri, hem hareketin gerçekleştiğini hem de yönünü belirtir. Artımlı kodlayıcılar, genellikle referans konumu işaret eden bir sinyal daha üretirler; bu sinyal genelde "indeks" ya da "Z" sinyali olarak bilinir. Kodlayıcının A ve B çıkışları dörtlü sinyaller kullanılarak üretilir ve bu çıkışlar kare dalga şeklindedir. Sabit bir hızda dönen artımlı kodlayıcı, A ve B sinyallerinin kare dalgalarını üretir ve bu sinyaller arasında 90 derece faz farkı bulunur. Kodlayıcının hareket yönüne göre A ve B sinyalleri arasındaki faz farkı pozitif ya da negatif olabilir. Dönüş yönüne bağlı olarak, saat yönünde dönen bir kodlayıcıda bu faz farkı $+90^\circ$, saat yönünün tersine dönerken ise -90° olabilir (Url-1, 2024). Şekil 3.18'de artımlı enkoder sinyallerinin gösterimi bulunmaktadır.



Şekil 3.17 : Artımlı enkoder (Url-2, 2024).



Şekil 3.18 : Artımlı enkoder çıkış sinyalleri.

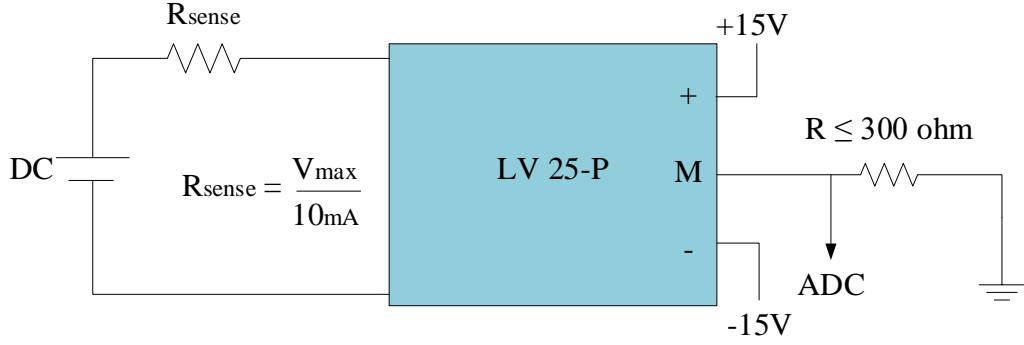
3.4.2 Gerilim sensörü

Gerilim sensörleri AA giriş gerilimiyle orantılı ve üniteden alınan akımla orantılı bir gerilim çıkışı üretirler. Bu çalışmada gerilim sensörü olarak LV25-P kullanılmıştır.



Şekil 3.19 : LV25-P gerilim sensörü (Url-3, 2024).

LEM LV 25-P, birincil ve ikincil devreler arasında galvanik izolasyona sahip elektronik gerilim ölçümleri (DA, AA, darbeli vb.) için bir gerilim dönüştürücü modülüdür. Bu gerilim dönüştürücü Hall etkisine dayalıdır. Sensör, birincil ve ikincil devreler arasında galvanik izolasyon sunar. Bir gerilimi ölçmek için, kullanıcı tarafından seçilen harici bir direnç aracılığıyla ölçülen gerilimle orantılı bir akımın toplanması gerekir. Dolayısıyla bu komponentte elektronik olarak ölçülebilen DA, AA ve darbe devreleriyle ilgili gerilimler için uygundur (Url-4, 2024).



Şekil 3.20 : LV 25-P gerilim sensörü bağlantı şeması.

Bu çalışmada, YSA ile kontrol tarafında 157 V_{DC} çıkış gerilimi arzu edildiğinden 10 mA akım elde etmek için 15K direnç birincil kısma seri bağlanmıştır. Gerilim sensörü dönüşüm oranı 2500:1000 olduğundan çıkışta 25 mA çıkış elde edilir. TMS320f28335 kontrol kartının ADC pini 0-3 V arası desteklediğinden gerilim sensörü ikincil tarafına seri 120 ohm direnç seri bağlanarak istenilen dönüşüm sağlanmış olur.

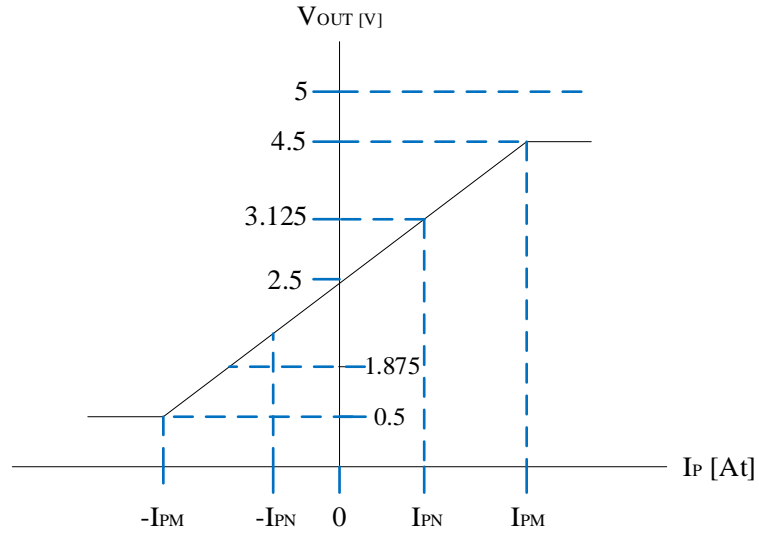
3.4.3 Akım sensörü

Akım ölçüm devrelerinde Hall Etkisi tabanlı akım sensörü LES 15-NP kullanılmıştır. Bu tip sensörler, AA ve DA akımlarını hassas doğrulukla ölçmek için kullanılabilir, ayrıca kullanımı kolaydır. LES sensörü, 5 V'lik tek kutuplu beslemeye sahiptir. 0 A yük akımında, bu sensörün çıkışı $2.5 \pm 0.625 \text{ V}$ 'dir ve dahili bant aralığı referans gerilimi ile aynıdır. Nominal birincil akımda, LES sensörü çıkış gerilimi 3.125V'dir, sadece offset gerilimi (2.5V) artı nominal birincil akımın cihaz hassasiyeti ile çarpımıdır. LES 15-NP sensörü 41.6mV/A hassasiyete sahiptir. Akım sensörünün çıkış gerilimi $V_{out} = 2.5 \pm (0.625 \times I_P / I_{PN})$ ile verilebilir. İkincil tarafa dönüş oranı N_s 2000'dir ve 3 tura kadar dönüş sayısına sahiptir. TMS320F8335 kontrol kartı ADC pini 0-3 V arası gerilimi destekler. 12 bitlik bir ADC modülü içerir, pozitif gerilim

referansı 2.5V'dir, 3.125V'un dijital olarak 4095 ile temsil edildiği ve 0 V'nin 0 ile temsil edildiği anlamına gelir.



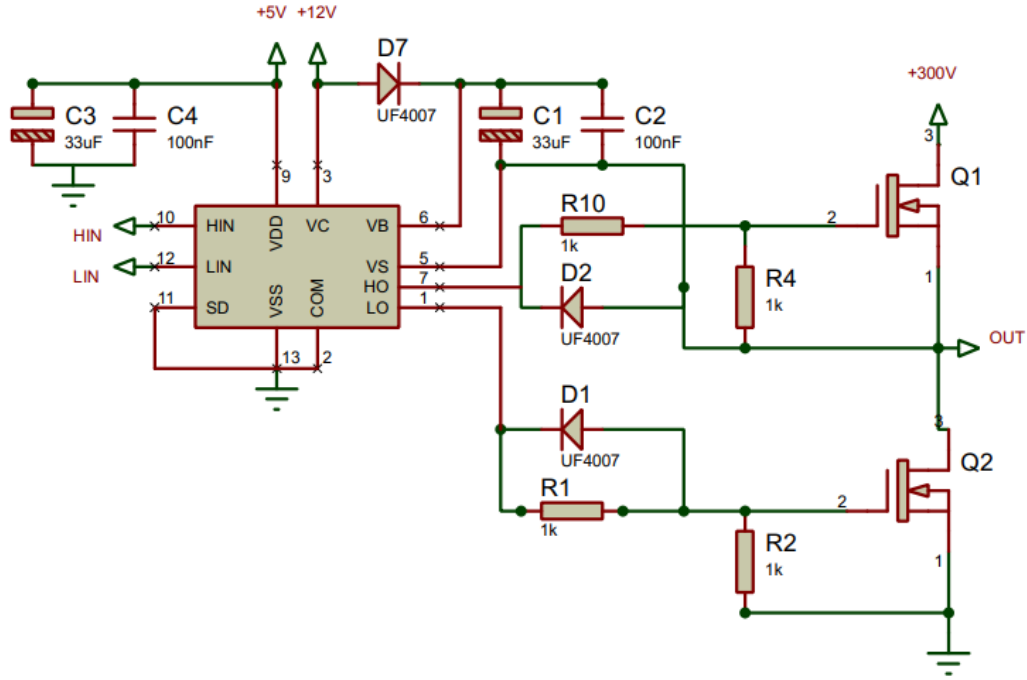
Şekil 3.21 : LES 15-NP akım sensörü (Url-5, 2024).



Şekil 3.22 : LES 15-NP akım sensörü çıkış gerilimi-birincil akım grafiği.

3.4.4 İnverter tetikleme devresi

MOSFET'leri sürmenin yaygın yolu, yüksek-düşük taraf MOSFET sürücülerini kullanmaktır. Bu tür en popüler sürücülerden biri de IR2110'dur. Şekil 3.23'te yarım köprü sürmek için IR2110 sürücü devresi sunulmaktadır.



Şekil 3.23 : Yarım köprü sürmek için IR2110 sürücü devresi (Url-6, 2024).

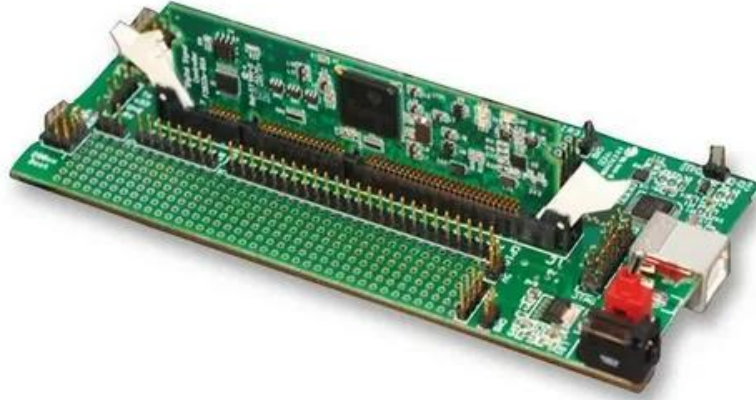
Görev döngüsü ne kadar yüksek olursa, C_1 için gereken kapasitans da o kadar yüksek olur. 50 Hz gibi düşük frekanslar için $47\mu\text{F}$ ila $68\mu\text{F}$ arası kapasitans kullanılmaktadır. 30 kHz ile 50 kHz gibi yüksek frekanslar için $4.7\mu\text{F}$ ila $22\mu\text{F}$ arası kullanılır. Elektrolitik kondansatör kullandığımız için bu kondansatöre paralel olarak seramik kondansatör kullanılmalıdır. Önyükleme kapasitörü tantal ise seramik kapasitör gerekli değildir. D_2 ve D_3 , kapı dirençlerini atlayarak MOSFET'in kapı kapasitanslarını hızlı bir şekilde boşaltır ve kapanma süresini azaltır. R_1 ve R_2 kapı akım sınırlayıcı dirençlerdir (Url-5, 2024).

3.4.5 TMS320F28335 kontrol kartı

Kapalı döngü geri beslemeli çoklu DGM kontrol şemalarının tasarlanması, Code Composer Studio (CCS)'de MATLAB Simulink Embedded Coder for Texas Instruments™ TMS320F28335 Dijital Sinyal İşlemcisine (DSP) göre çok daha zor ve daha fazla zaman alıcıdır. TMS320F28335 DSP, başarılı yakınsama ve çıkış dalgalanmasının önemli ölçüde azaltılması için gerçek zamanlı kontrol sağlayan daha ucuz bir kontrol cihazıdır. Kod, yerleşik kodlayıcı kullanılarak otomatik olarak oluşturulur ve böylece programlama ve kontrol uygulaması için gereken süre azalır. DSP denetleyicisi için MATLAB Simulink, kontrol algoritması için model tasarımı, simülasyon, kod oluşturma, hata ayıklama ve çalıştırma gerçekleştirilebildiğinden

oldukça değerlidir. MATLAB Simulink ortamı özellikle mikro denetleyiciye kontrol algoritması uygulaması için tavsiye edilmektedir (Elrajoubi ve diğ, 2017).

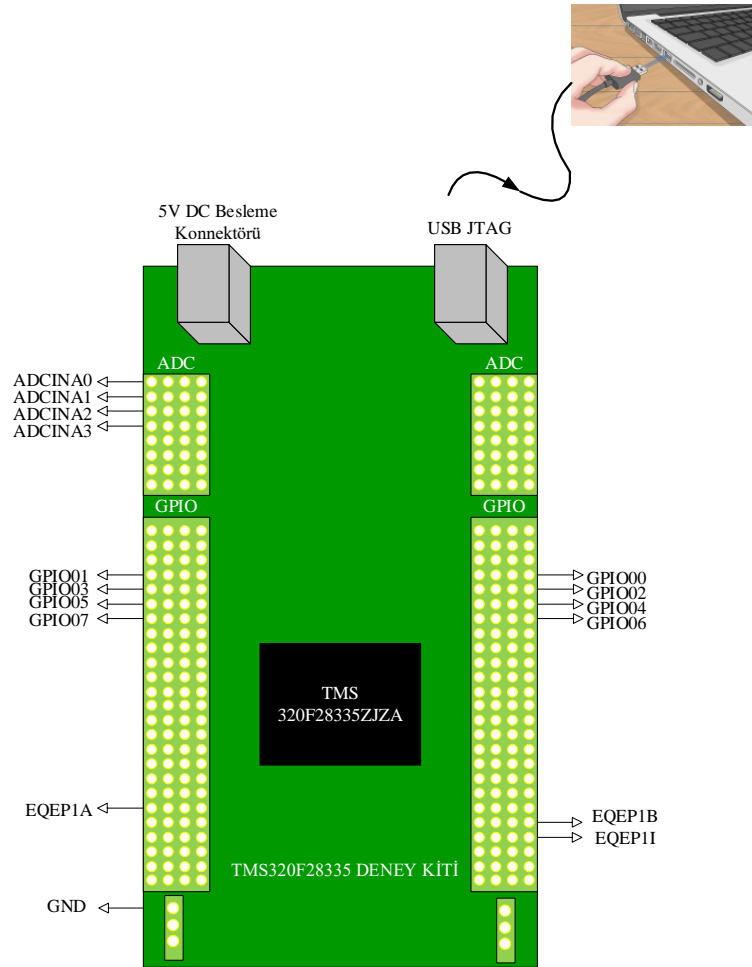
İnverter anahtarlama işlemi, her anahtarlama durumu için kontrol algoritmasında çok sayıda matematiksel hesaplama gerektirir. Bu işlemlerin kısa sürede gerçekleştirilebilmesi için hızlı bir kontrol platformuna ihtiyaç duyulmaktadır. Bu projede kullanılan kontrol platformu, Şekil 3.24'te gösterildiği gibi 150 MHz'de çalışan Texas Instrument TMS320F28335 kayan noktalı dijital sinyal işlemcisine (DSP) dayanmaktadır.



Şekil 3.24 : TMSDOCK28335 deney kiti (Url-7, 2024).

DSP Kontrol Platformu Tasarımı TMS320F28335 DSP'nin kendi kontrol platformu kullanılmıştır. Önerilen DSP, yüksek performanslı 32 bit CPU, 150 MHz'e kadar çalışma (6.67 ns çevrim süresi), 12 bit 16 ADC kanalı (80 ns dönüşüm oranı) ve 10 DGM çıkış pinine sahiptir. Kontrol kartında, EMI filtrelerinin yanı sıra ESD koruma bileşenleri, akım kesici sigortası güç girişi için, dijital tampon entegrasyonları, iletişim alıcı ve verici entegrasyonları ve anahtarlama güç kaynakları bulunmaktadır. Analog ve dijital giriş ve çıkışların tamamında, elektromanyetik gürültünün dışarıdan içeriye veya içeriden dışarıya sızmasını engellemek için EMI filtreleri bulunmaktadır. Devrede, 2 adet dört kanallı kodlayıcı girişi ve her biri için ayrı konnektörler bulunmaktadır; sinyal dönüştürücüler, kodlayıcı sinyallerinin diferansiyel yapıda olmasını sağlayacak şekilde yapılandırılabilir. Kullanılan anahtarlama güç kaynağı da arka kısımda yer almakta olup elektromanyetik yayılımı en aza indirecek şekilde tasarlanmıştır (Ortatepe, 2020; Ürünü, 2014).

Üzerinde geliştirme kartı için kullanılan pinleri gösteren Şekil 3.25'te, TMS320F28335 DSP kontrol kartının belirli pinleri koyu renkle vurgulanmıştır. Bu pinler, GPIO00-GPIO11 arasında yer alır ve ePWMxA veya ePWMxB fonksiyonlarına ayarlanarak DGM çıkışları elde edilir. P8 konnektöründe EQEP1A, EQEP1B ve EQEP1I pinleri bulunur ve bunlar pozisyon algılayıcısından gelen A, B ve Z (indeks) çıkış sinyallerini alır. P10 konnektörü ise GPIO58'den GPIO63'e kadar olan pinlerle inverter anahtarları için DGM denetim sinyalleri sağlar. P9 ANALOG konnektöründe ADCINA0, ADCINA1 ve ADCINA2 pinleri ise akım algılayıcı ünitesinden ia, ib ve ic gerçek faz akımlarını alır. Ayrıca, DC besleme konnektörü ve bilgisayar ile iletişimi sağlayan USB JTAG konnektörü de kullanılmıştır (Çelik, 2016).



Şekil 3.25 : TMDSDOCK28335 deney kitine ait pin bağlantıları.

Temel yükseltici ve dönüştürücü topolojileri, darbe genişlik modülasyonu (PWM) anahtarlama tekniği kullanılarak düşük giriş gerilimlerini istenilen seviyelere çıkarmayı başarmaktadır. Ancak, bu geleneksel dönüştürücüler, gerçek zamanlı

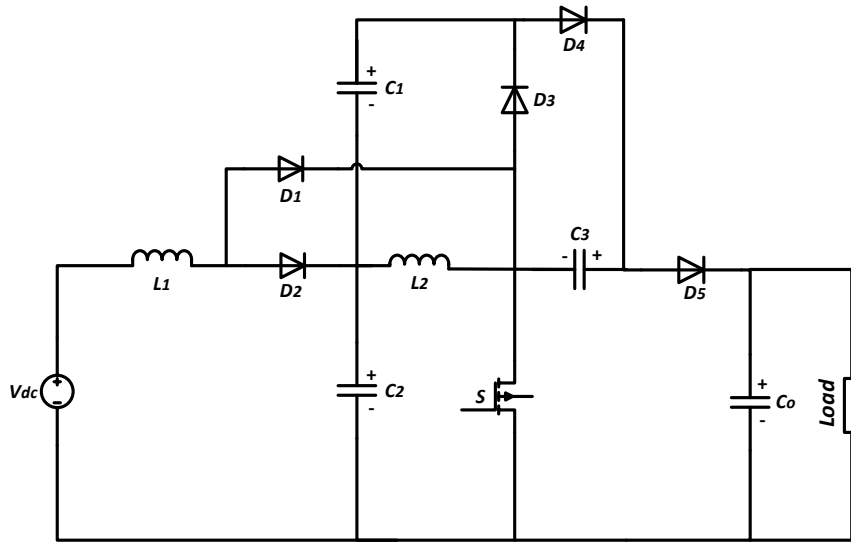
uygulamalarda istenen gerilim yükseltme performansını sağlayamamaktadır. Gerilim kazancını artırmak için dönüştürücüler yüksek görev döngülerinde çalıştırılmakta, bu da diyotların ters kurtarma problemlerine neden olabilmektedir. Tez çalışmasında kullanılan SMSM motor üç faz 157 V tepe gerilimi ile beslenmektedir. Bu nedenle DA formdaki gerilimin istenilen genlikteki gerilim değerini elde etmek için öncelikle iyi performans sağlayan DA-DA dönüştürücüye ihtiyaç vardır. Daha sonrasında elde edilen DA gerilim üç faz H köprüsü aracılığıyla 3 faz AA gerilime dönüştürülmesi gerekmektedir. Sonraki bölümde, tez çalışmasında tasarlanan DA-DA yükseltici dönüştürücüsü detaylandırılacaktır. YSA anahtarlama tekniği açıklanacak ve topolojinin diğer topolojilerle karşılaştırmalı performansları incelenecektir.

4. ÖNERİLEN DÖNÜŞTÜRÜCÜ VE KONTROL TEKNİĞİ

Bu bölümde motor referans değerlerini elde etmek için çalışmadaki yenilikçi katkımız olan DA-DA dönüştürücü modeli anlatılmış, daha sonra dönüştürücü teorik analizi ve çalışma modları açıklanmıştır. Önerilen dönüştürücünün bir diğer yenilikçi yanı olan YSA anahtarlama tekniği detaylandırılmıştır. Son olarak önerilen topoloji ile diğer topolojilerin gerilim kazancı ve verim açısından karşılaştırmalı performansları sunulmuştur.

4.1 Güç Anahtarı Çalışma Modları

Önerilen dönüştürücü topolojisi Şekil 4.1 'de sunulmuştur. Yapı L_1 ve L_2 indüktörü, S güç anahtarı, C_1 , C_2 , C_3 , C_4 ve C_o kapasitörleri, D_1 , D_2 , D_3 , D_4 ve D_5 diyotlarından oluşmaktadır. Önerilen dönüştürücünün işleyişi Sürekli Akım Modu (SAM)'nda iki farklı durum altında incelenebilir. Anahtar iletim modundayken indüktörde biriken enerji diyot ve kapasitörler üzerinden akar. Anahtar kesim modundayken indüktör üzerinden sürekli akım akar ve yükü besler. Bu iki durum incelenerek, dönüştürücünün gerilim kazancı, enerji kayıpları ve performansı belirlenir.



Şekil 4.1 : Önerilen dönüştürücü devre topolojisi.

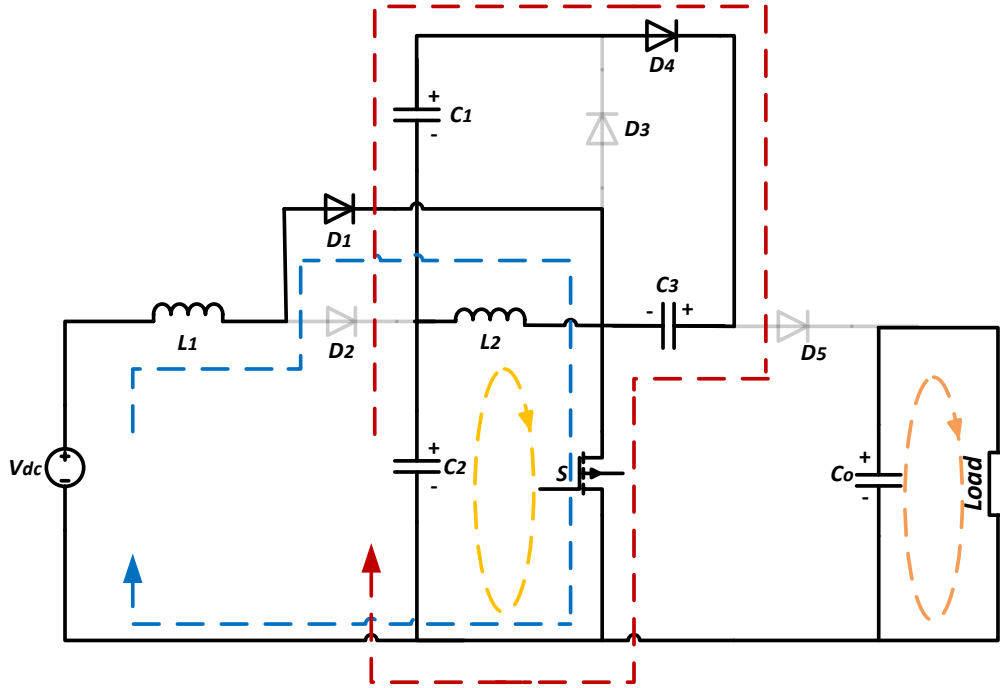
Mod 1: Güç anahtarının iletimde olduğu zaman aralıklarında D_1 ve D_4 diyotları iletimde, D_2 , D_3 ve D_5 diyotları kesimdedir. Anahtar iletim durumuna ait eşdeğer devre Şekil 4.2’de gösterilmektedir. L_1 indüktörü giriş kaynağı tarafından doğrusal olarak şarj olacak ve giriş kaynak gerilimine eşit olacaktır. C_2 kondansatörü üzerindeki gerilim L_2 indüktörü üzerinden deşarj olacaktır. L_2 indüktörü ise üzerindeki gerilim pozitif olduğundan şarj olmaya başlayacaktır. Bu çalışma aralığında, C_3 kondansatörü C_1 ve C_2 kondansatörleri tarafından şarj edilir. C_0 kapasitörü ise yükü besler. Kirchhoff Gerilim Yasası (KVL)’ndan yola çıkarak bu modda, komponentler üzerindeki gerilimler için aşağıdaki denklemler türetilebilir.

$$V_{L1} = V_{DC} \quad (4.1)$$

$$V_{L2} = V_{C2} \quad (4.2)$$

$$V_{C3} = V_{C2} + V_{C1} \longrightarrow V_{L2} = V_{C3} - V_{C1} \quad (4.3)$$

Bu denklemlerde, V_{DC} ve V_o giriş ve çıkış gerilimleridir. V_{L1} ve V_{L2} sırasıyla L_1 , L_2 indüktörleri üzerindeki gerilimlerdir ve V_{C1} , V_{C2} , V_{C3} ve V_{C0} , sırasıyla C_1 ile C_3 ve C_0 kapasitörleri üzerindeki gerilimlerdir.



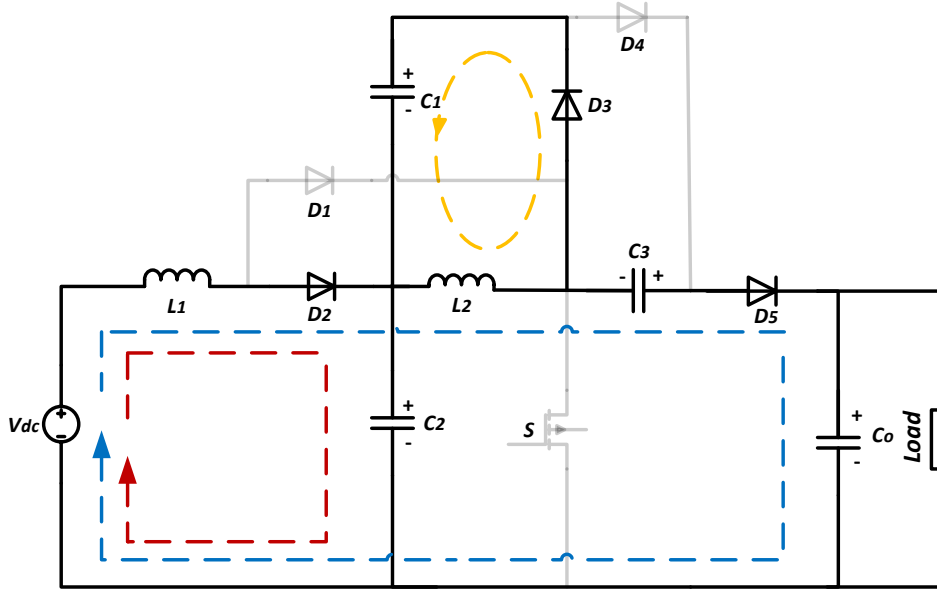
Şekil 4.2 : Önerilen DA -DA dönüştürücü güç anahtarının iletimde olduğu duruma ait eşdeğer devre.

Mod 2: Bu çalışma aralığına ait eşdeğer devre Şekil 4.3'te sunulmaktadır. Güç anahtarı kesim durumundadır. D_1 ve D_4 diyotları bu zaman aralığında kesimde, diğer diyotlar ise aktiftir. Şarj olmuş olan L_1 indüktörü D_2 diyodu üzerinden deşarj olarak C_2 kondansatörünü şarj ederken L_2 indüktörü ise deşarj olarak C_1 kapasitörünü şarj etmeye başlar. Bu aralıkta C_3 kapasitörü D_5 diyodu üzerinden deşarj olur. Kirchhoff Gerilim Yasası (KVL)'ndan yola çıkarak bu modda, komponentler üzerindeki gerilimler için aşağıdaki denklemler türetilir.

$$V_{L1} = V_{DC} - V_{C2} \quad (4.4)$$

$$V_{L2} = -V_{C1} \quad (4.5)$$

$$V_{C3} = V_{L2} + V_{L1} + V_O - V_{DC} \longrightarrow V_{L1} = V_{C3} - V_{L2} - V_O + V_{DC} \quad (4.6)$$



Şekil 4.3 : Önerilen dönüştürücü anahtarın kesimde olduğu duruma ait eşdeğer devre.

4.2 Sürekli Akım Modunda Matematiksel Analiz

4.2.1 Gerilim kazancı hesabı

Güç anahtarları üzerindeki görev oranı Denklem 4.7'deki gibidir.

$$D = \frac{T_{on}}{T} \quad (4.7)$$

Şekil 4.4, SAM’de tasarlanan dönüştürücünün bileşen dalga biçimlerini göstermektedir. Denklem 4.7’de T_{on} anahtarın iletimde olduğu zaman aralığını ifade eder. Bu aralıkta güç anahtarına kapı sinyali gönderilerek aktifleştirilir. T anahtarlama periyodudur. Kararlı durum gerilim dengesi teoremine göre, bir indüktör üzerindeki gerilim ortalama değeri sıfıra eşittir. Bu yasaı L_2 indüktörü için uygulayacak olursak Denklem 4.2 ve 4.5’ten Denklem 4.8 türetilir.

$$\int_0^{DT} V_{C2} dt + \int_{DT}^T (-V_{C1}) dt = 0 \quad (4.8)$$

C_1 ve C_2 kapasitörü üzerindeki gerilim Denklem 4.9 ve 4.10’dan elde edilir.

$$V_{C1} = \frac{V_{C2} \cdot D}{1-D} \quad (4.9)$$

$$V_{C2} = \frac{V_{DC}}{1-D} \quad (4.10)$$

Denklem 4.9 ve 4.10’dan yola çıkarak C_1 kapasitörü üzerindeki gerilim Denklem 4.11’deki gibi tekrar düzenlenebilir.

$$V_{C1} = \frac{V_{DC} \cdot D}{(1-D)^2} \quad (4.11)$$

Denklem 4.2 ve 4.3 kullanılarak L_2 için bu yasa tekrar uygulanırsa şu denklemler türetilir.

$$\int_0^{DT} (V_{C3} - V_{C1}) dt + \int_{DT}^T (-V_{C1}) dt = 0 \quad (4.12)$$

Buradan;

$$V_{C3} = \frac{V_{C1}}{D} \quad (4.13)$$

Denklem 4.1 ve 4.6’dan Denklem 4.14 yazılabilir.

$$\int_0^{DT} (V_{DC}) dt + \int_{DT}^T (V_{C3} - V_{L2} - V_O + V_{DC}) dt = 0 \quad (4.14)$$

Denklem 4.14 çözümlerse önerilen dönüştürücünün SAM'deki gerilim kazancı (M_{CCM}) elde edilir.

$$M_{CCM} = \frac{V_o}{V_{DC}} = \frac{2}{(1-D)^2} \quad (4.15)$$

4.2.2 Önerilen dönüştürücü komponentlerindeki akım hesabı

Şekil 4.2'de anahtarın açık olduğu durumda komponent akımları şu şekilde açıklanabilir. Bu denklemlerde, $I_{C1,on}$, $I_{C2,on}$ ve $I_{C3,on}$ C_1 , C_2 ve C_3 kondansatörlerinin anahtarın açık olduğu durumdaki (birinci mod) akımlarıdır.

$$I_{C3,on} = -I_{C1,on} \quad (4.16)$$

$$I_{L2} = I_{C1,on} - I_{C2,on} \quad (4.17)$$

Şekil 4.3'te sunulan önerilen dönüştürücü topolojilerine dayanarak C_3 kapasitöründen ve L_1 , L_2 indüktörlerinden geçen akımlar Denklem 4.18, 4.19 ve 4.20'den elde edilebilir.

$$I_{C3,off} = -I_o \quad (4.18)$$

$$I_{L2} = I_{C1,off} - I_{C3,off} \quad (4.19)$$

$$I_{L1} = I_{C2,off} - I_{C3,off} \quad (4.20)$$

Bu denklemde $I_{C1,off}$, $I_{C2,off}$ ve $I_{C3,off}$ C_1 , C_2 ve C_3 kondansatörlerinin ikinci çalışma modu için akımlarıdır. İndüktör için açıklandığı gibi, benzer bir yasa kapasitör için geçerlidir ve bir kapasitörün ortalama akımı, anahtarlama süresi boyunca sıfırdır. Böylece, C_3 kondansatörü için Denklem 4.21 yazılabilir.

$$\int_0^{DT} I_{C3,on} dt + \int_{DT}^T I_{C3,off} dt = 0 \quad (4.21)$$

C_1 , C_2 ve C_3 kapasitörleri üzerindeki akım anahtar kapalı olduğu durumda Denklem 4.16 ve 4.17'den şu şekilde yazılabilir.

$$I_{C3,on} = -I_{C1,on} = \frac{I_o(1-D)}{D} \quad (4.22)$$

$$I_{C1,off}=I_o \quad (4.23)$$

$$I_{C2,on} = -I_o \frac{1+2D-D^2}{(1-D)D} \quad (4.24)$$

$$I_{C2,off}=I_o \left(\frac{2}{(1-D)^2} - 1 \right) \quad (4.25)$$

Şekil 4.1 dikkate alınarak L_1 ve L_2 indüktörlerine ait akımlar hesaplanabilir. Denklem 4.26'da görüldüğü üzere I_o çıkış akımını, I_{dc} ise giriş akımını temsil etmektedir.

$$V_{dc}I_{dc}=V_oI_o \rightarrow \frac{I_o}{I_{dc}} = \frac{V_{dc}}{V_o} = \frac{(1-D)^2}{2} \quad (4.26)$$

Buradan;

$$I_{L1}=I_{dc} \rightarrow I_{L1} = \frac{2}{(1-D)^2} I_o \quad (4.27)$$

$$I_{L2}=I_{C1,off}-I_{C3,off}=2I_o \quad (4.28)$$

D_1 , D_2 , D_3 , D_4 ve D_6 diyotları için akım denklemleri Denklem 4.29, 4.30, 4.31 ve 4.32 ise kapasitör akımlarından elde edilebilir.

$$I_{D1}=I_{D2}=I_{L1} = \frac{2}{(1-D)^2} I_o \quad (4.29)$$

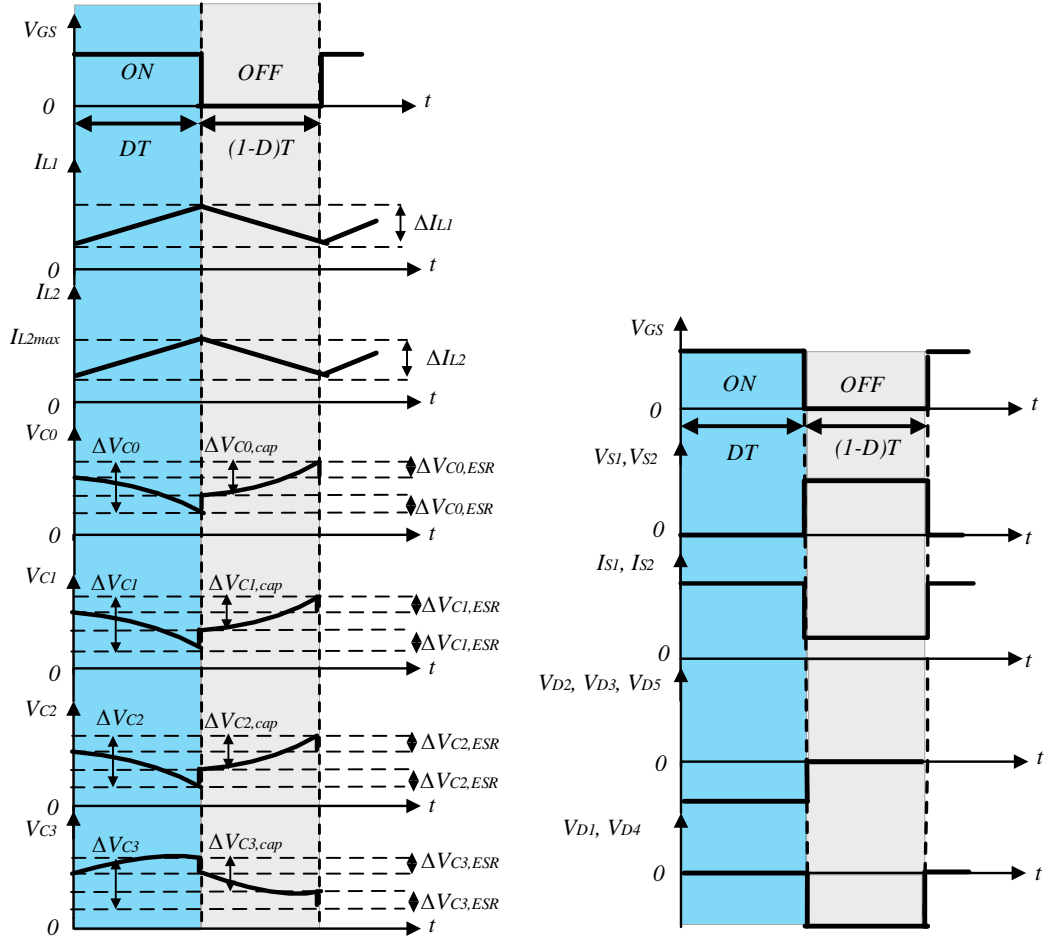
$$I_{D3}=I_o \quad (4.30)$$

$$I_{D4}=-I_{C1,on} = \frac{I_o(1-D)}{D} \quad (4.31)$$

$$I_{D5}=-I_{C3,off}=I_o \quad (4.32)$$

Güç anahtarı üzerindeki akım için denklemler aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$I_S=I_{L1}+I_{L2}+I_{C3,on}=I_o \left(\frac{2}{(1-D)^2} + \frac{1+D}{D} \right) \quad (4.33)$$



Şekil 4.4 : SAM’de tasarlanan dönüştürücünün bileşen dalga biçimleri.

4.2.3 İndüktörlerdeki akım dalgalanmaları hesabı

Anahtar iletim durumundayken indüktör akımları için Denklem 4.34 ve 4.35 yazılabilir.

$$I_{L1}(t) = \frac{1}{L_1} \int_0^{DT} V_{DC} + I_{L1}(0) \quad (4.34)$$

$$I_{L2}(t) = \frac{1}{L_2} \int_0^{DT} V_{C2} + I_{L2}(0) \quad (4.35)$$

İndüktör akım dalgalanmaları Denklem 4.36 ve 4.37’de hesaplanmıştır.

$$\Delta I_{L1} = \frac{DV_{DC}}{L_1 f_S} = \frac{D(1-D)^2 V_o}{2L_1 f_S} \quad (4.36)$$

$$\Delta I_{L2} = \frac{DV_{C2}}{L_2 f_S} = \frac{D(1-D)V_o}{2L_2 f_S} \quad (4.37)$$

Burada, ΔI_{L1} , ΔI_{L2} sırasıyla L_1 ve L_2 indüktörleri için dalgalanma miktarlarıdır. f_S ise anahtarlama frekansıdır. İndüktörlere ait max. akım değerleri Denklem 4.38 ve 4.39 ile elde edilebilir.

$$\Delta I_{L1,max} = \frac{D_{min} V_{DC,max}}{L_1 f_S} = \frac{D_{min} (1-D_{min})^2 V_o}{2L_1 f_S} \quad (4.38)$$

$$\Delta I_{L2,max} = \frac{D_{min} V_{C2,max}}{L_2 f_S} = \frac{D_{min} (1-D_{min}) V_o}{2L_2 f_S} \quad (4.39)$$

$\Delta I_{L1,max}$, $\Delta I_{L2,max}$ sırasıyla L_1 ve L_2 indüktörleri için max dalgalanma miktarlarıdır. Maksimum akım bu indüktörler için Denklem 4.40 ve 4.41 ile hesaplanır.

$$I_{L1,max} = I_{L1,av} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} = \frac{2}{(1-D)^2} I_o + \frac{D(1-D)^2 V_o}{4L_1 f_S} \quad (4.40)$$

$$I_{L2,max} = I_{L2,av} + \frac{\Delta I_{L2}}{2} = 2I_o + \frac{D(1-D)V_o}{2L_2 f_S} \quad (4.41)$$

Çıkış gerilim dalgalanması için genelleştirilmiş formül Denklem 4.42-4.44'teki gibidir.

$$I_{L2} = 2I_o \quad (4.42)$$

$$\Delta I_{L2} = \frac{DV_{C2}}{L_2 f_S} = \frac{D(1-D)V_o}{2L_2 f_S} \quad (4.43)$$

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C_o} = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{C_o} \cdot \frac{\Delta I_{L2}}{2} \cdot \frac{T}{2} \cdot \frac{1}{2} = \frac{D(1-D)V_o}{15L_2 C_o f_S^2} \quad (4.44)$$

4.2.4 Verim hesabı

Verimlilik hesaplarında dikkate alınması gereken en önemli parametre bileşenlerin iç direncidir. Yarı iletken güç anahtarı ve diyotlar yalnızca iletim durumunda bu dirence sahip iken, indüktör ve kapasitör gibi diğer elemanlar ise hem açık hem kapalı durumlar için iç dirence sahiptir.

Güç anahtarı, diyotlar, kapasitörler ve indüktörler için iç direnç sırasıyla r_{DS} , $P_{RF1} - P_{RF5}$, $R_{C1} - R_{C3}$ ve R_{CO} ve r_{L1} ve r_{L2} ile gösterilebilir. İlk adımda, güç anahtarı için dinamik kayıplar hesaplanır. Anahtardan geçen akımın ortalama karekök (RMS) değeri $I_{S,rms}$ ile gösterilir ve şu şekilde hesaplanır:

$$I_{S,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{DT} (I_{L1} + I_{L2} + I_{C3,on})^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{DT} \left(I_O \frac{2}{(1-D)^2} + I_O \frac{1+D}{D} \right)^2 dt} \quad (4.45)$$

$$= I_O \sqrt{D} \left(\frac{2}{(1-D)^2} + \frac{1+D}{D} \right)$$

Anahtar dinamik güç kaybı Denklem 4.46 kullanılarak aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$P_{rDS} = r_{DS} I_{S,rms}^2 = r_{DS} I_O^2 D \left(\frac{2}{(1-D)^2} + \frac{1+D}{D} \right)^2 \quad (4.46)$$

Anahtarlama güç kaybı ise Denklem 4.47 'deki gibi hesaplanabilir. C_s , güç anahtarı üzerindeki parazit kapasitör değeridir ve V_s , güç anahtarının kapalı durum için anahtar üzerindeki gerilimi temsil eder.

$$P_{Sw} = f_s C_s V_s^2 = f_s C_s \left(\frac{V_{DC}}{(1-D)^2} \right)^2 \quad (4.47)$$

Anahtarın dinamik ve anahtarlama kayıpları toplamı Denklem 4.48 ile ifade edilir.

$$P_{Switch} = P_{rDS} + \frac{P_{Sw}}{2} \quad (4.48)$$

D_1 , D_2 , D_3 , D_4 ve D_5 güç diyotları RMS akım değerleri aşağıdaki gibidir.

$$I_{D1,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{DT} \left(\frac{2}{(1-D)^2} I_O \right)^2 dt} = \frac{2}{(1-D)^2} I_O \sqrt{D} \quad (4.49)$$

$$I_{D2,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{DT}^T \left(\frac{2}{(1-D)^2} I_o \right)^2 dt} = \frac{2I_o}{(1-D)\sqrt{1-D}} \quad (4.50)$$

$$I_{D3,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{DT}^T (I_o)^2 dt} = I_o \sqrt{1-D} \quad (4.51)$$

$$I_{D4,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{DT} \left(\frac{I_o(1-D)}{D} \right)^2 dt} = \frac{I_o(1-D)}{\sqrt{D}} \quad (4.52)$$

$$I_{D5,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{DT}^T (I_o)^2 dt} = I_o \sqrt{1-D} \quad (4.53)$$

D_1 , D_2 , D_3 , D_4 ve D_5 diyotlarının dinamik kayıpları aşağıdaki denklemler ile hesaplanır.

$$(P_{RF})_{D1} = R_{F1} I_{D1,rms}^2 = R_{F1} \frac{4D I_o^2}{(1-D)^4} \quad (4.54)$$

$$(P_{RF})_{D2} = R_{F2} I_{D2,rms}^2 = R_{F2} \frac{4I_o^2}{(1-D)^3} \quad (4.55)$$

$$(P_{RF})_{D3} = R_{F3} I_{D3,rms}^2 = R_{F3} I_o^2 (1-D) \quad (4.56)$$

$$(P_{RF})_{D4} = R_{F4} I_{D4,rms}^2 = R_{F4} \frac{I_o^2 (1-D)}{D} \quad (4.57)$$

$$(P_{RF})_{D5} = R_{F5} I_{D5,rms}^2 = R_{F5} I_o^2 (1-D) \quad (4.58)$$

D_1 , D_2 , D_3 , D_4 ve D_5 diyotlarının ortalama akım değerleri ise şu şekilde ifade edilebilir:

$$I_{D1,ave} = \frac{1}{T} \int_0^{DT} \frac{2}{(1-D)^2} I_o dt = \frac{2D}{(1-D)^2} I_o \quad (4.59)$$

$$I_{D2,ave} = \frac{1}{T} \int_{DT}^T \frac{2}{(1-D)^2} I_o dt = \frac{2}{(1-D)} I_o \quad (4.60)$$

$$I_{D3,ave} = \frac{1}{T} \int_{DT}^T I_o dt = I_o(1-D) \quad (4.61)$$

$$I_{D4,ave} = \frac{1}{T} \int_0^{DT} \frac{I_o(1-D)}{D} dt = I_o(1-D) \quad (4.62)$$

$$I_{D4,ave} = \frac{1}{T} \int_0^{DT} \frac{I_o(1-D)}{D} dt = I_o(1-D) \quad (4.63)$$

Diyotlar iletimdeyken güç kayıpları Denklem 4.64 - 4.68 ile elde edilir.

$$(P_{VF})_{D1} = V_{F1} I_{D1,ave} = V_{F1} \frac{2D}{(1-D)^2} I_o \quad (4.64)$$

$$(P_{VF})_{D2} = V_{F2} I_{D2,ave} = V_{F2} \frac{2}{(1-D)} I_o \quad (4.65)$$

$$(P_{RF})_{D3} = V_{F3} I_{D3,ave} = V_{F3} I_o(1-D) \quad (4.66)$$

$$(P_{RF})_{D4} = V_{F4} I_{D4,ave} = V_{F4} R_{F4} I_o(1-D) \quad (4.67)$$

$$(P_{RF})_{D5} = V_{F5} I_{D5,ave} = V_{F5} I_o(1-D) \quad (4.68)$$

C₁, C₂, C₃ kapasitörlerinin efektif akım değeri Denklem 4.69 ve 4.70'teki gibi hesaplanır.

$$I_{C1,rms} = I_{C3,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} \left(\frac{(1-D)I_o}{D} \right)^2 dt + \int_{DT}^T (I_o)^2 dt \right]} = I_o \sqrt{\frac{(1-D)}{D}} \quad (4.69)$$

$$I_{C2,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} \left(-\frac{(1+2D-D^2)I_o}{(1-D)D} \right)^2 dt + \int_{DT}^T \left(I_o \left(\frac{2}{(1-D)^2} - 1 \right) \right)^2 dt \right]} = I_o \frac{((D-2)\sqrt{D}-1)(1+2D-D^2)}{(1-D)^4} \quad (4.70)$$

Bu kapasitörler için seri eşdeğer dirence bağlı kayıplar şu şekilde elde edilir.

$$P_{RC1,3} = r_{C1,3} I_{C1,3,rms}^2 = r_{C1,3} \frac{(1-D)I_o^2}{D} \quad (4.71)$$

$$P_{RC2} = r_{C2} I_{C2,rms}^2 = r_{C2} \left[I_o \frac{((D-2)\sqrt{D}-1)(1+2D-D^2)}{(1-D)^4} \right]^2 \quad (4.72)$$

Çıkış kapasitör akımının $0 \leq t \leq DT$ ve $DT \leq t \leq T$ aralıklarındaki değerleri Denklem 4.73 - 4.75 ile hesaplanır.

$$I_{L2} = 2I_o \quad (4.73)$$

$$I_{Co,on} = \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta I_{L2} t}{DT} - \frac{\Delta I_{L2}}{2} \right) \quad (4.74)$$

$$I_{Co,off} = \frac{1}{2} \left(-\frac{\Delta I_{L2}(t-DT)}{(1-D)T} + \frac{\Delta I_{L2}}{2} \right) \quad (4.75)$$

Çıkış kapasitörü akım efektif değeri Denklem 4.76 ile hesaplanabilir.

$$I_{Co,rms} = \frac{DI_o R(1-D)}{2L_2 \sqrt{f_s}} \quad (4.76)$$

C_o iç direncinin neden olduğu kayıp aşağıdaki eşitlikle elde edilir.

$$P_{RCO} = r_{CO} I_{CO,rms}^2 = r_{CO} \frac{D^2 I_o^2 R^2 (1-D)^2}{4L_2^2 f_s} \quad (4.77)$$

L_1 ve L_2 indüktörleri için RMS akım değerleri sırasıyla $I_{L1,rms}$ ve $I_{L2,rms}$ ile ifade edilir. Bu indüktörlerdeki güç kayıpları (P_{rL1} - P_{rL3}) denklemlerle hesaplanabilir.

$$I_{L1,rms} = \frac{2}{(1-D)^2} I_o \quad (4.78)$$

$$P_{rL1} = R_{L1} I_{L1,rms}^2 = R_{L1} \left(\frac{2}{(1-D)^2} \right)^2 I_o^2 \quad (4.79)$$

$$I_{L2,rms} = 2I_o \quad (4.80)$$

$$P_{rL2} = R_{L2} I_{L2,rms}^2 = R_{L2} 4I_o^2 \quad (4.81)$$

Komponentler üzerindeki bütün kayıplardan toplam güç kaybı Denklem 4.82'den elde edilir.

$$P_{loss} = P_{Switch} + \sum_{a=1}^5 (P_{RF})_{Da} + \sum_{a=1}^5 (P_{VF})_{Da} + \sum_{a=1}^3 P_{RCa} + P_{rL1} + P_{rL2} + P_{RCo} \quad (4.82)$$

Verim genel ifadesi aşağıdaki eşitlikten elde edilir.

$$\eta = \frac{P_o}{P_o - P_{loss}} = \frac{1}{1 + \frac{P_{loss}}{P_o}} \quad (4.83)$$

Buradan dönüştürücü verimi Denklem 4.84 - 4.85 ile hesaplanır.

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{\gamma}{I_o^2 R} + r_{CO} \frac{D^2 R (1-D)^2}{4L^2 f_s} + \frac{f_s C_s}{2I_o^2 R} \left(\frac{V_{DC}}{(1-D)^2} \right)^2} \quad (4.84)$$

$$\begin{aligned} \gamma = & r_{DS} I_o^2 D \left(\frac{2}{(1-D)^2} + \frac{1+D}{D} \right)^2 \\ & + \sum_{a=1}^5 (P_{RF})_{Da} + \sum_{a=1}^5 (P_{VF})_{Da} + \sum_{a=1}^3 P_{RCa} + P_{rL1} + P_{rL2} \end{aligned} \quad (4.85)$$

Verimlilik tanımına dayalı olarak, bileşenlerin parazitik dirençleri göz önünde bulundurularak önerilen dönüştürücünün verimliliği şu şekilde elde edilebilir:

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{V_o I_o}{V_{in} I_{in}} = \frac{M_{CCM}(1-D)^2}{2} \quad (4.86)$$

Güç anahtarı (S) üzerindeki gerilim stresi Denklem 4.87'dan elde edilir. Buradan anlaşılacağı üzere güç anahtarı üzerindeki gerilim stresi çıkış geriliminden daha azdır ve dinamik kayıplar daha küçüktür.

$$V_s = \frac{V_{C2}}{(1-D)} = \frac{V_{DC}}{(1-D)^2} = \frac{V_o}{2} \quad (4.87)$$

4.2.5 Kondansatör gerilim dalgalanma hesapları

Şekil 4.4'teki, C₁-C₃ kapasitörleri boyunca beklenen gerilim dalga şekilleri dikkate alındığında ΔV , herhangi kapasitörler için dalgalanma miktarıdır. $\Delta V_{C, ESR}$ ve $\Delta V_{C, cap}$ sırasıyla kondansatör başına iç direncin neden olduğu dalgalanmayı ve kondansatörler için şarj-deşarj zaman aralıklarına dayanan dalgalanma değerlerini gösterir. Bu nedenle, gerilimin toplam dalgalanma değeri, bu dalgalanmaların her ikisi de dikkate alınarak hesaplanmalıdır (Qun ve diğ., 2021). C₃ kondansatörü için Denklem 4.88 yazılabilir:

$$\Delta V_{C3} = \Delta V_{C3, ESR} + \Delta V_{C3, cap} \quad (4.88)$$

C₃ kondansatörü için $\Delta V_{C, ESR}$ dikkate alınarak max dalgalanma miktarı aşağıdaki gibi hesaplanabilir:

$$\Delta V_{C3, ESR} = ESR_{C3} \Delta I_{C3} \cong ESR_{C3} (I_{C3, on} - I_{C3, Off}) = \frac{ESR_{C3} I_o}{D} \quad (4.89)$$

ESR_{C3} ifadesi Denklem 4.90 ile yazılabilir. $\tan \delta_{C3}$ kayıp katsayısıdır.

$$ESR_{C3} = \frac{\tan \delta_{C3}}{2\pi f_s} \quad (4.90)$$

ΔV_{3cap} basitleştirilirse Denklem 4.91 elde edilir.

$$\Delta V_{C3, cap} = \frac{I_{C3, on} DT}{C} = \frac{V_o (1-D) T}{RC_3} \quad (4.91)$$

Benzer denklemler diğer kapasitörler için de uygulanabilir.

$$\Delta V_{C1} = \Delta V_{C1,ESR} + \Delta V_{C1,cap} \quad (4.92)$$

$$\Delta V_{C1,ESR} = ESR_{C1} \Delta I_{C1} \cong ESR_{C1} (I_{C1,off} - I_{C1,on}) = \frac{ESR_{C1} I_O}{D} \quad (4.93)$$

$$ESR_{C1} = \frac{\tan \delta_{C1}}{2\pi f_S} \quad (4.94)$$

$$\Delta V_{C1,cap} = \frac{I_{C1,off}(1-D)T}{C} = \frac{V_O(1-D)T}{RC_1} \quad (4.95)$$

$$\Delta V_{C2} = \Delta V_{C2,ESR} + \Delta V_{C2,cap} \quad (4.96)$$

$$\Delta V_{C2,ESR} = ESR_{C2} \Delta I_{C2} \cong ESR_{C2} (I_{C2,off} - I_{C2,on}) = \frac{ESR_{C2} I_O (1+2D-D^2)}{(1-D)^2 D} \quad (4.97)$$

$$ESR_{C2} = \frac{\tan \delta_{C1}}{2\pi f_S} \quad (4.98)$$

$$\Delta V_{C2,cap} = \frac{I_{C2,off}(1-D)T}{C} = \frac{V_O(1+2D-D^2)T}{(1-D)RC_1} \quad (4.99)$$

Denklem 4.100 çıkış kondansatörü için gerilim dalgalanmasını gösterir ve görev döngüsü D, L₂ indüktör değeri, çıkış kondansatör değeri C_o ve anahtarlama frekansı f_S gibi parametrelere bağlıdır:

$$\Delta V_o = \frac{D(1-D)V_o}{15.L_2 C_o f_S^2} \quad (4.100)$$

4.3 Kesintili Akım Modu'nda Çalışma Durumu

Dönüştürücünün düşük yük uygulamalarında daha verimli çalışması amacıyla Kesintili Akım Modu (KAM) fayda sağlayabilir. İndüktör akımı sıfıra düşer ve sonraki döngüde tekrar başlar, böylelikle kayıpları minimize edebilir. Bu modda genellikle düşük frekanslar tercih edilir, bu sayede anahtarlama ve iletim kayıpları da azalmış olur. Bununla beraber sürekli akım dalgalanması daha az olduğundan hassas devrelerde gürültünün neden olduğu etkiler azaltılır. KAM çalışma modları üç moda ayrılabilir. KAM'deki ilk mod, SAM'deki ilk mod ile aynıdır (Banaei ve Bonab, 2016).

İkinci modda diyot akımları azalır ve üçüncü modda D_1 - D_5 diyotlarının akımları sıfır olacaktır. Eşdeğer devre ve üçüncü moddaki tipik dalga biçimi, Şekil 4.5 ve 4.6'da gösterilmektedir. Bu çalışma modunda, indüktörlerden geçen akımlar sabittir, bu nedenle L_1 ve L_2 indüktörlerinin gerilimi sıfır olacaktır. D_1 ila D_5 diyotlarının akımları sırasıyla şu şekilde sunulabilir:

$$I_{D1} = I_{L1} - I_{D2} \quad (4.101)$$

$$I_{D2} = I_{L1} - I_{D1} \quad (4.102)$$

$$I_{D3} = I_{L2} + I_{C3,off} \quad (4.103)$$

$$I_{D4} = -I_{C1,on} \quad (4.104)$$

$$I_{D5} = -I_{C3,off} \quad (4.105)$$

Bu denklemler göz önüne alınırsa Denklem 4.106 yazılabilir.

$$I_{D3} + I_{D5} = I_{L2} \quad (4.106)$$

D_3 ve D_5 diyotları ortalama akımları aşağıdaki gibidir.

$$I_{D3,ave} = I_{D5,ave} = \frac{V_o}{R} \quad (4.107)$$

İndüktör üzerindeki pozitif ve negatif gerilimler toplamı sıfıra eşit olacağından KAM çalışma durumu D_m için görev döngüsü Denklem 4.108 ile elde edilebilir.

$$D_m = \frac{2V_{in}}{(1-D)V_o} \quad (4.108)$$

Şekil 4.5'e göre Denklem 4.109 yazılabilir.

$$I_{D3,ave} + I_{D5,ave} = \frac{1}{2} D_m I_{D,Peak} \quad (4.109)$$

Burada $I_{D,Peak}$, D_3 ve D_5 diyotları tepe akımları toplamıdır ve şu şekilde hesaplanır.

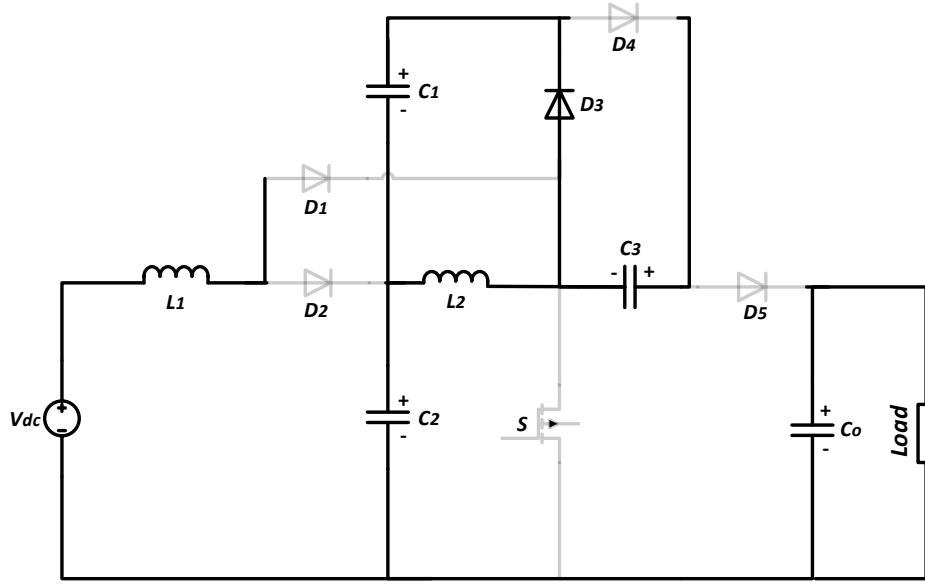
$$I_{D,Peak} = I_{L2} = \frac{DT_S V_{C2}}{L_2} \quad (4.110)$$

Yukarıdaki denklemler kullanılarak KAM durumundaki çalışma gerilim kazancı elde edilebilir.

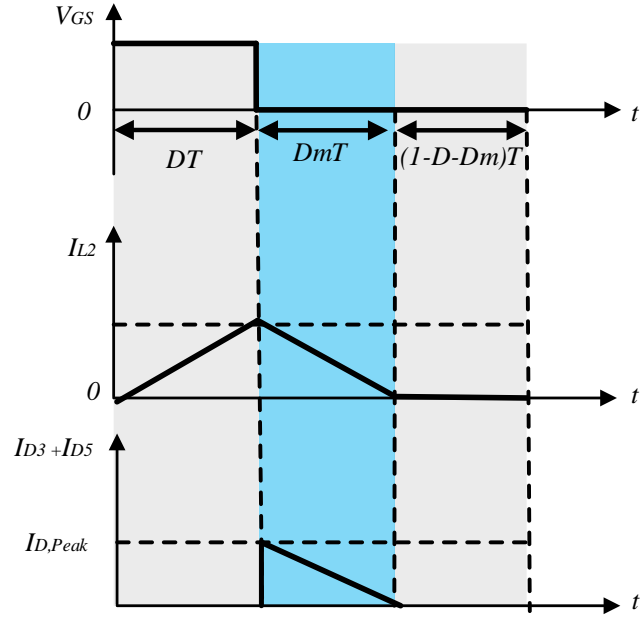
$$M_{DCM} = \frac{1}{1-D} \sqrt{D\tau} \quad (4.111)$$

Bu denklemde R yükü temsil eder, τ ise aşağıdaki eşitlikle ifade edilir.

$$\tau = \frac{T_S \cdot R}{2L_2} \quad (4.112)$$



Şekil 4.5 : Önerilen dönüştürücü KAM'ye ait eşdeğer devre.



Şekil 4.6 : KAM çalışmada tasarlanan dönüştürücünün bileşen dalga biçimleri.

4.4 Önerilen Dönüştürü Yapay Sinir Ağı ile Anahtarlama Tekniği

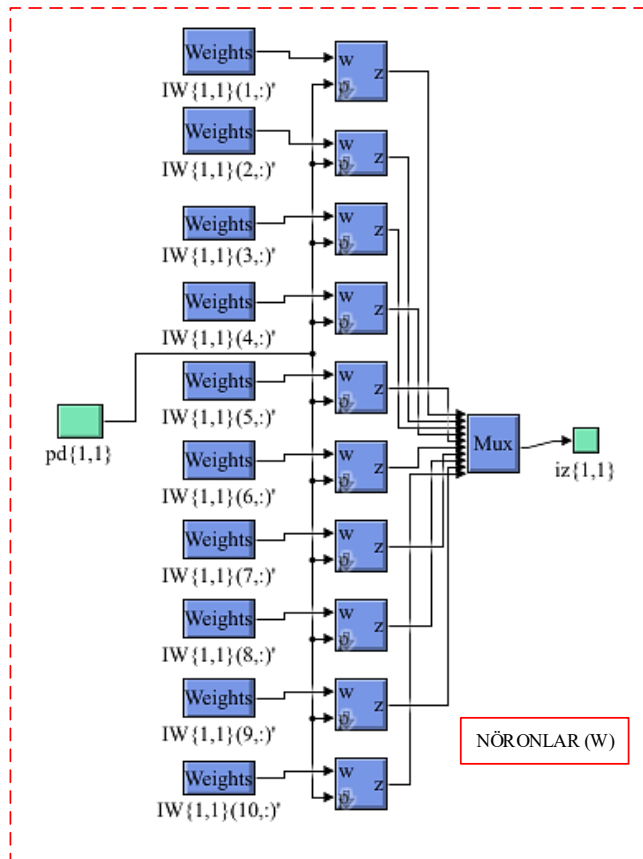
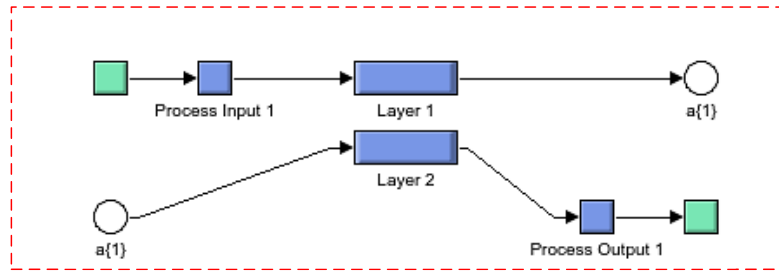
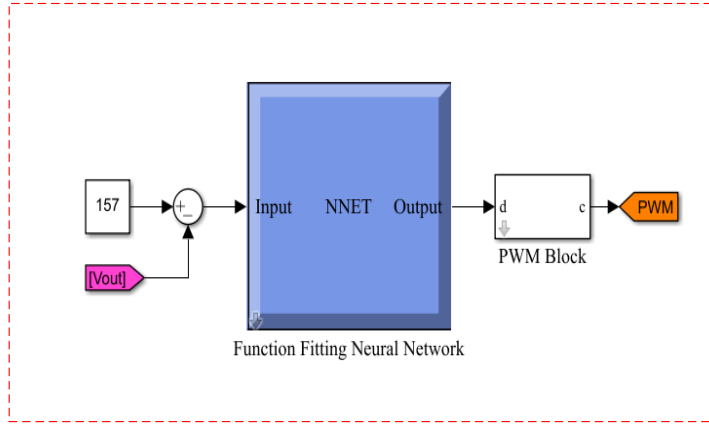
Anahtarlama gücü kaynağında dijital kontrol, geleneksel analog kontrol yöntemiyle karşılaştırıldığında birçok avantaja sahip olduğundan dikkat çekmiştir. Özellikle DA - DA dönüştürücüler için sayısal kontrol yönteminin karmaşık hesaplamaları mümkün kılması nedeniyle üstün bir performansa sahip olması beklenmektedir. Popüler dijital kontrol yöntemlerinden biri olan PID kontrolü iyi bilinmektedir. Ancak DA-DA dönüştürücü doğrusal olmayan bir sistemdir ve bu nedenle yalnızca PID kontrolü ile üstün bir geçici yanıtın gerçekleştirilmesi sınırlıdır. Bu nedenle geçici tepkinin iyileştirilmesi amacıyla esnek kontrol yöntemlerine ihtiyaç duyulmaktadır. Makine öğrenmesinin bir türü olan sinir ağı ile dijital güç kaynağı alanında bazı çalışmalar yapılmıştır. Sinir ağı, karmaşık doğrusal olmayan bir ilişkiye ve basit bir algoritmaya yaklaşma konusunda güçlü bir potansiyele sahip olduğundan yaygın olarak kullanılmaktadır. Önerilen yöntemde sinir ağı kontrolü, geleneksel PID kontrolü verileriyle birleşerek çıkış geriliminin bir denetleyicisi olarak çalışır (Maruta ve diğ., 2016).

Karmaşık sistem modelleme, tahmin, kontrol ve performans açısından YSA çok geniş yetenekler sunar. PID kontrol sistemi ayarı her zaman basit değildir ancak yine de birçok kontrol sistemine uygulanabilir. Yapay sinir ağı öğrenme ve sonuçları tahmin

etme kapasitesine sahiptir. Ayrıca yapay sinir ağının öğrenme süreçleri insan katılımından ve uzman deneyiminden bağımsızdır. Birçok çalışma, YSA denetleyicisini anlamak için belirli koşullarda PID formülünü yaklaşık olarak kullanmak üzere YSA'yı kullanmıştır. Ancak delta yasası, Boltzman algoritma, geri yayılım öğrenme algoritması, düzenli genetik algoritma varyantı dahil olmak üzere bazı geleneksel algoritmalar tipik olarak YSA'nın öğrenme sistemi tarafından uygulanır. Bu geleneksel YSA öğrenme yöntemlerinin, yavaş yakınsama hızı, yerel minimumlar ve önemli miktarda ağ hesaplaması vb. gibi çeşitli dezavantajları vardır ve bu da aslında YSA denetleyicisinin kullanımını zorlaştırır (Efheij, ve Albagul, 2021). Bu çalışmada YSA denetleyicisi önerilmektedir.

YSA denetleyicisi altında önerilen sistemin şematik diyagramı Şekil 4.7'de gösterilmektedir. Şekil 4.8a'da YSA gömülü sistem modeli ve Şekil 4.8b'de ise YSA blok şeması sunulmaktadır. DA-DA dönüştürücü çıkış gerilimi LV25-P gerilim sensörü ile 0-3 V arası gerilime dönüştürülerek TMS320F28335 mikroişlemcisinin ADC bloğuna iletilir. Arzu edilen 157 V referans gerilimi ile ADC'den gelen dönüştürücünün anlık çıkış gerilimi arasındaki fark alınarak hata hesaplanır. Hata değeri YSA'nın girişini oluşturur. Şekil 4.8b'de devreyi kontrol etmek amacıyla görev döngüsü oranı oluşturmak için iki katmanlı bir yapay sinir ağı kullanılmıştır. Ağın ilk katmanında 25 nöron, ikinci katmanında ise bir nöron bulunmaktadır. Sinir ağının ağırlıkları Levenberg-Marquardt eğitim algoritması kullanılarak elde edilmiş ve tüm nöronlar için Tansig aktivasyon fonksiyonu kullanılmıştır. Eğitim verileri PI tabanlı kontrol algoritmasının giriş-çıkış özelliklerinden elde edilir. Kesin bir referans gerilim değeri için, görev döngüsü değerlerine karşı hata değerlerini içeren 100001 veri noktası elde edilir. Eğitimde 1000 epoch seçilmiş olup, eğitim verilerinin %15'i test için ayrılmış, %15'i ise ağın doğrulama aşamasında kullanılmıştır. Ağın ortalama kare hata kriterlerine göre performans değerleri eğitim aşaması için 5.56×10^{-3} , test aşaması için 5.57×10^{-4} ve doğrulama aşaması için 5.49×10^{-3} olarak elde edilmiştir. Kontrol döngüsünde, referans ve çıkış gerilimleri arasındaki hata sinyali ağa uygulandığında, 0-1 aralığında karşılık gelen görev döngüsü oranı, aşağıdaki denkleme göre YSA tarafından üretilir.

$$Duty\ ratio = tansig \left(\sum_{j=1}^{25} (w_{1,j} \cdot input + b_{1,j}) \cdot w_{2,j} + b_{2,j} \right) \quad (4.113)$$



(b)

Şekil 4.8 : a) Yapay sinir ağı gömülü sistem modeli, b)YSA blok şeması.

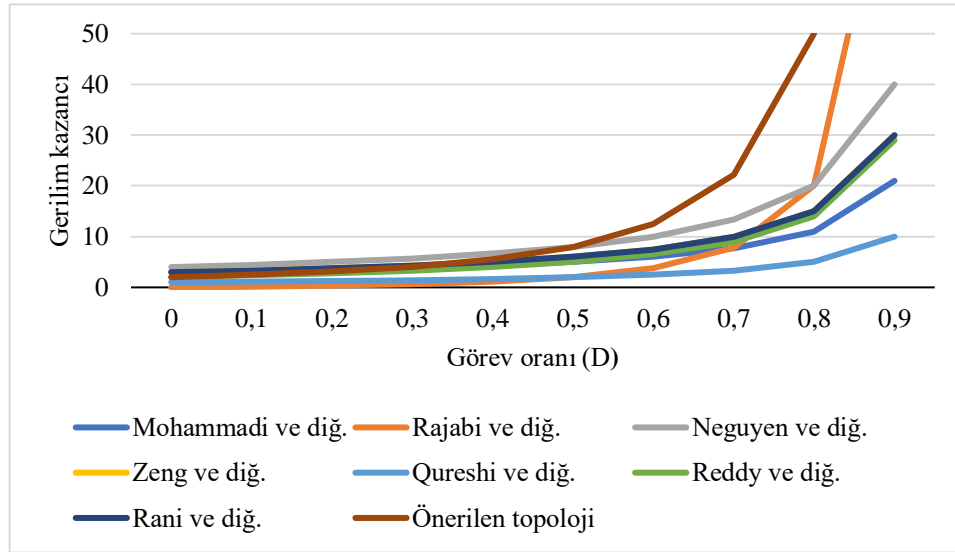
Çizelge 4.1’de önerilen topoloji ve diğer topolojiler arasında karşılaştırmalar gösterilmiştir. Önerilen dönüştürücü karmaşık olmayan anahtarlama tekniği, düşük gerilim stresi, az sayıda komponentlerden oluşma gibi özelliklerinden dolayı önem arz etmektedir. Şekil 4.9, Çizelge 4.1’e göre gerilim kazancı ve verim bakımından karşılaştırmalı grafikleri sunmaktadır. Buna göre önerilen dönüştürücü gerilim kazancı diğer topolojilere kıyasla daha fazladır ve düşük görev oranlarında yüksek çıkış gerilimi sağlamaktadır. Önerilen topoloji verimi yüksektir. Eğer hedef daha yüksek gerilim kazancı elde etmekse, önerilen dönüştürücü, diğer topolojilere göre daha küçük darbe genişliğiyle bile istenilen gerilim kazancını sağlayarak verimliliği dengelemektedir.

Çizelge 4.1 : Önerilen topoloji ile diğer topolojilerin karşılaştırmaları.

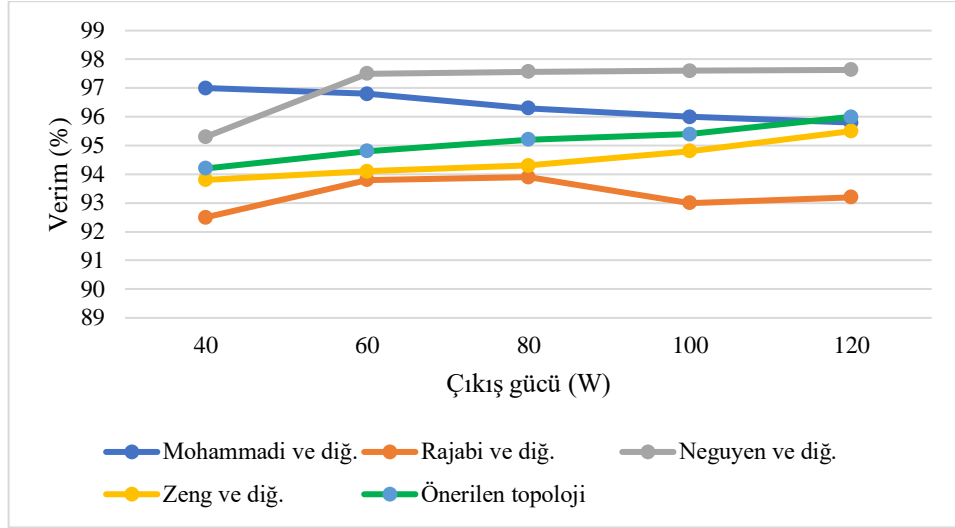
Referans	Topoloji	Kontrol	Komponent	Gerilim kazancı	Anahtar üzerindeki gerilim stresi (Vs)	Verim	Avantaj/Dezavantaj
Mohammadi ve diğ, 2023	Anahtarlama kapasitörlü yapı	PI	10			%95	Uygulaması basittir, birçok kontrol tekniğine uyarlanabilir. Detaylı model iyi bilinmelidir.
Rajabi ve diğ, 2022	İzolesiz yapı	DGM	8			%96.5	Elektromanyetik girişimin azdır, kayıplar yüksek anahtarlamalarda verimi azaltır.
Neguyen ve diğ, 2021	Yarı Z kaynaklı yapı	DGM	15	n: Dönüşüm oranı=1:8		%97	Farklı giriş çıkış gerilimlerine kolayca uyum sağlar, dinamik tepki ve kararlılık dikkatlice incelenmelidir.
Zeng ve diğ, 2021	Kapasitör kenetlemeli yapı	-	10			%97	Düşük giriş akım dalgalanması, farklı çıkış gerilimlerine uyarlanabilir. Yüksek frekanslarda elektromanyetik girişime sebep olabilir.
Qureshi ve diğ, 2018	Yarı Z- kaynaklı yapı	Kayan mod kontrolü	6			-	Uygulaması basittir, üst aşımalar fazladır.

Çizelge 4.1(devam) : Önerilen topoloji ile diğer topolojilerin karşılaştırmaları.

Referans	Topoloji	Kontrol	Komponent	Gerilim kazancı	Anahtar üzerindeki gerilim stresi (Vs)	Verim	Avantaj/Dezavantaj
Reddy ve diğ, 2018	Kademeli yükseltici yapısı	Sinir ağı	12			-	Doğrusal olmayan yük ve giriş koşullarını öğrenebilir, eğitim verileri dışındaki durumlarda performansı düşebilir.
Rani ve diğ, 2019	Çok girişli-izolesiz yapı	Bulanık mantık	10			%75.86	Matematiksel model gerekmez. Üst aşım az. Yüksek hesaplama yükü vardır.
Önerilen topoloji	Anahtarlamalı indüktör tabanlı yapı	YSA	12			%96	Karmaşık model gerektirmez, doğrusal olmayan ilişkileri öğrenir. Doğru ve kapsamlı veri gerektirir.



(a)



(b)

Şekil 4.9 : Topolojilerin a) Görev oranı-gerilim kazancı, b) Çıkış gücü-verim açısından karşılaştırmaları.

SMSM motor hız ve konum kontrolü sağlamak için simülasyon ortamında oluşturulan modelin gerçekleşmesi gerekir. Simülasyonda elde edilen bulguların gerçeğe uyarlanabilirliği tasarlanan topolojiye, önerilen kontrol yöntemlerinin mikroişlemci aracılığıyla iletilmesi ile gerçekleştirilir. Sonraki bölümde hız ve konum kontrolünde gerekli yazılımın mikroişlemciye gömülmesi için gerekli detaylar anlatılacaktır. Simülasyon ve laboratuvar test sonuçları değerlendirilecek, PI ile YSA performans karşılaştırması yapılacaktır.

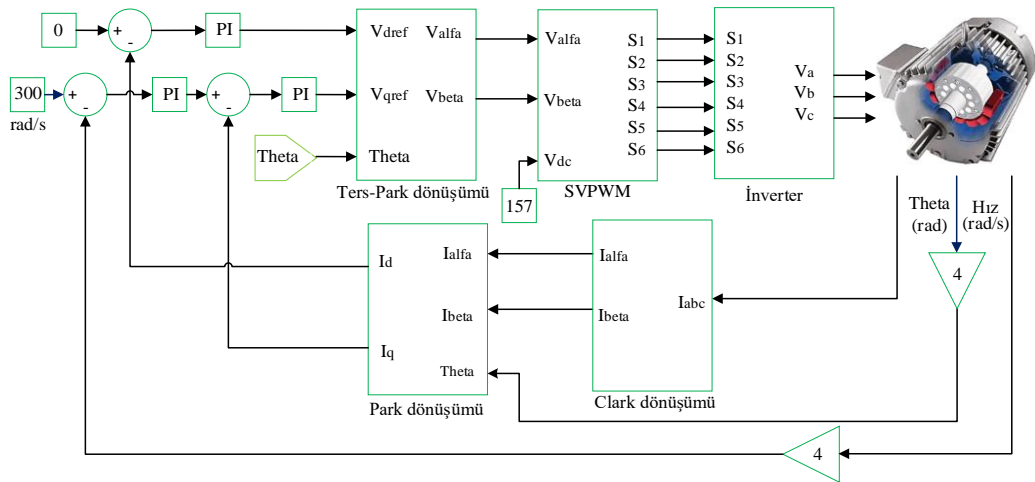
5. BULGULAR VE TARTIŞMA

Bu bölümde, SMSM hız ve yörünge kontrolü, DA-DA tarafında kullanılan YSA kontrol tekniği gömülü sistem modellemesi hakkında bilgi verilmiştir. Laboratuvar test ortamı sunulmuştur, daha önceki bölümlerde anlatılan, tasarlanan DA-DA dönüştürücü, inverter devresi, hız ve konum kontrolü ile ilgili Matlab/Simulink benzetim sonuçları ve laboratuvar test sonuçları sunulmuştur. PI Matlab/Simulink benzetimi ve deneysel çalışmalar karşılaştırıldığında sonuçların benzer olduğu doğrulanmıştır. Son olarak, PI ile YSA performans karşılaştırılması yapılarak sonuçlar değerlendirilmiştir.

5.1 DSP'nin Gelişmiş Dörtlü Kodlayıcı Darbesi (eQEP) Modülü ve Gömülü

Kodlayıcı Ara Yüzünü Kullanarak Rotor Konumu ve Hız Algılama

SMSM simülasyon modeli aşağıdaki alt modellerin bir araya gelmesiyle oluşur. SMSM'den ölçülen rotor açısı ve hız mekanik derece cinsinden olduğundan, ancak gerçek koordinat dönüşümünde elektriksel açı benimsendiğinden ölçülen hız ve açı motorun kutup çifti sayısı ile çarpılır (Wang ve diğ., 2008). Kontrol sisteminin simülasyon modeli Şekil 5.1'de gösterilmektedir.



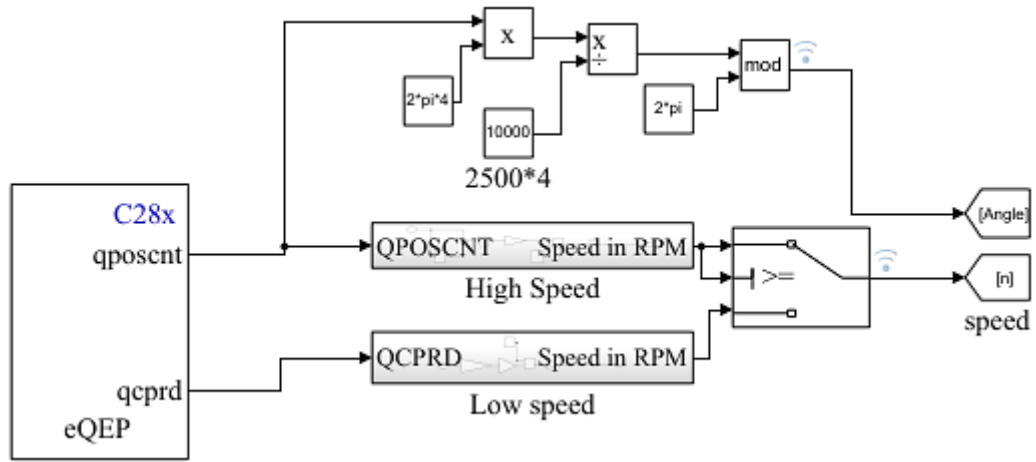
Şekil 5.1 : SMSM kontrol sistemi.

DGM'in örnekleme periyodu 10 μ s olduğunda, DA bara gerilimi 157 V, DGM taşıyıcı frekansı 5 kHz'dir. Hız kontrolörünün parametreleri $K_p=1.5$, $K_i=10.5$ olarak ayarlandığında; q eksenini akım kontrolcüsü $K_p=3$, $K_i=1$ olarak ayarlanmıştır; d eksenini akım kontrolörü $K_p=3$, $K_i=1$ olarak ayarlanmıştır. Simülasyon modelinde kullanılan SMSM modeli 1FL6042-2AF21-1AA1'dir, ana parametreleri Çizelge 5.1'de SMSM parametre değerleri sunulmuştur.

Çizelge 5.1 : SMSM parametre değerleri.

Parametreler	Değerler
Nominal hız	3000 rpm
Nominal gerilim	111 V
Nominal tork	2.39 Nm
Nominal akım	4.7 A
Nominal güç	0.75 kW
Max. hız	5000 rpm
Max. tork	7.20 Nm
Max. akım	14.2 A
Atalet momenti	0.897 kgm ²
Motor tipi	SMSM
Tork sabiti	0.51/A
Stator faz direnci	0.82 ohm
Armatür endüktansı	0.00239 H
Kutup çifti	4

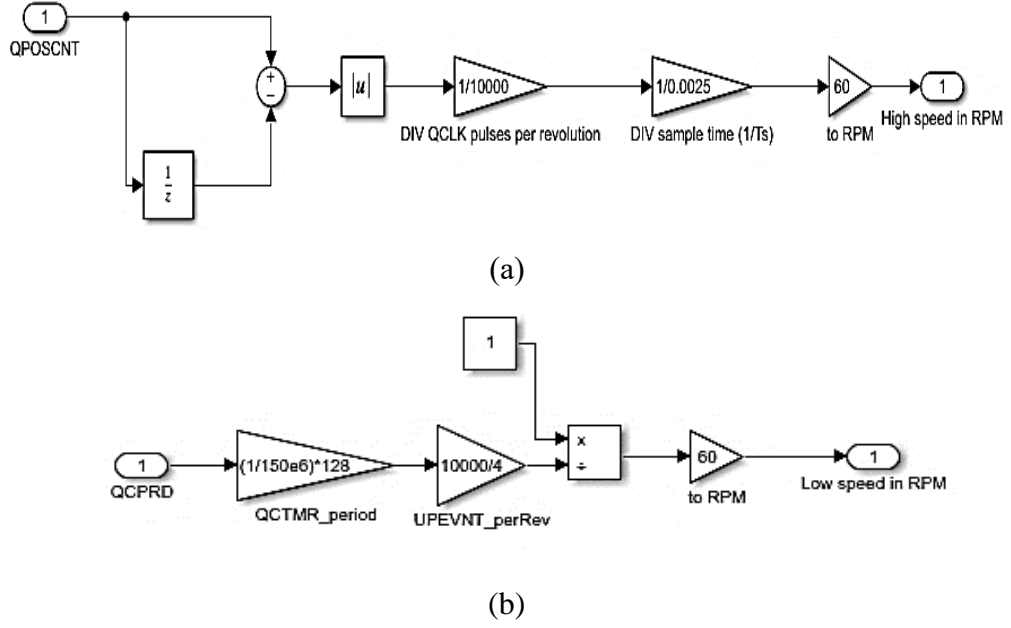
DSP TMS320F28335'in eQEP modülü, dönen bir makinenin şaftından konum ve hız bilgisi almak için artımlı kodlayıcı ile doğrudan arayüz sağlar. Rotor konumu ve hız bilgilerinin eQEP modülünden işlenmesi, Mathworks Inc. tarafından belirli bir işlemci için gömülü kod oluşturmak amacıyla tasarlanan Embedded Coder adlı Simulink araç kutusu yardımıyla gerçekleştirilmiştir. MATLAB platformunda gömülü kodlayıcı araç kutusu için (Texas Instruments) C2000 destek paketinin kurulumuyla Simulink kütüphanesi, C2000 serisi DSP'lerin modüllerini farklı parça adları altında doldurur. F28335'ler altında listelenen Simulink kütüphanesinden eQEP bloğunun içe aktarılmasıyla yeni bir Simulink modeli oluşturulur. Şekil 5.2-5.3, rotor konum ve hızını yakalamak için Simulink modelini göstermektedir. eQEP bloğunun 'qposcnt' çıkışı, 'Konum Sayacı' kaydının çıkışını sağlar (Jayal ve diğ., 2020).



Şekil 5.2 : Enkoder açı ve hız bilgisi gömülü sistem modellemesi.

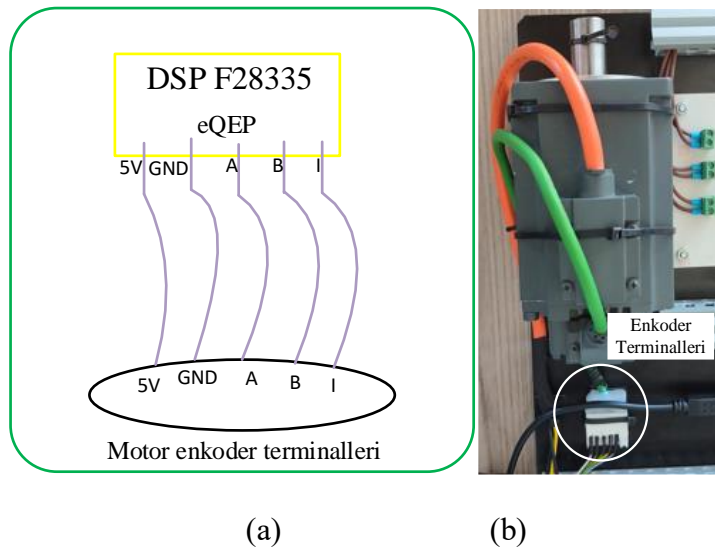
Bu çalışmada SMSM kodlayıcı, devir başına 2500 darbe (ppr) çözünürlüğe sahip dörtlü artımlı bir kodlayıcıdır. Bu çözünürlük, döngü başına dört konum sayımı ve dolayısıyla devir başına 10000 konum sayımı anlamına gelir. Dolayısıyla, bir 'pozisyon' 10000 değeri 2π mekanik radyana karşılık gelir. 'Poscnt' kaydının herhangi bir rastgele değeri için, elektrik radyan cinsinden rotor konumu θ Denklem 5.1 ile verilmiştir. 'qposcnt' çıkışı, 'Konum Sayacı' kaydının çıkış değerini, "P" rotor kutup sayısını ifade eder.

$$\theta = \frac{2 * \pi * qposcnt}{10000} * \frac{P}{2} \quad (5.1)$$



Şekil 5.3 : a) Yüksek, b) Düşük hızlar için gömülü sistem modellemesi.

TMS320F28335 DSP'nin iki eQEP modülü vardır. Her eQEP bağlantı noktasında GND, Vcc (+5V), indeks darbe girişi, karesel darbe B girişi ve karesel darbe A girişi olmak üzere beş pin bulunur. Şekil 5.4(a), DSP'nin eQEP modülünün SMSM motorunun kodlayıcı pinleriyle ayrıntılı bağlantısını gösterir. TMS320F28335 DSP'de iki eQEP modülü vardır. Her eQEP bağlantı noktasında beş pin GND, Vcc(+5V), indeks darbe girişi, karesel darbe B girişi ve karesel darbe A girişi bulunur. Şekil 5.4b, bu çalışmada kullanılan 0.75 kW SMSM'nin kodlayıcı terminallerini göstermektedir.

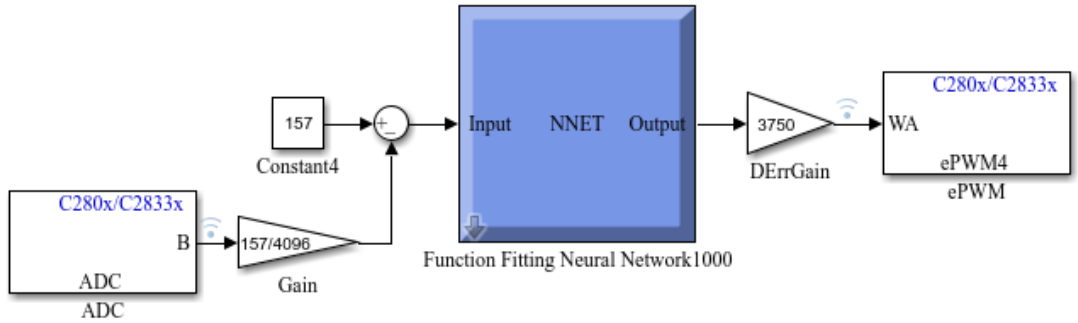


Şekil 5.4 : a) Motor enkoder terminallerinin DSP'nin eQEP modülüyle bağlantı şeması, b) SMSM enkoder terminalleri.

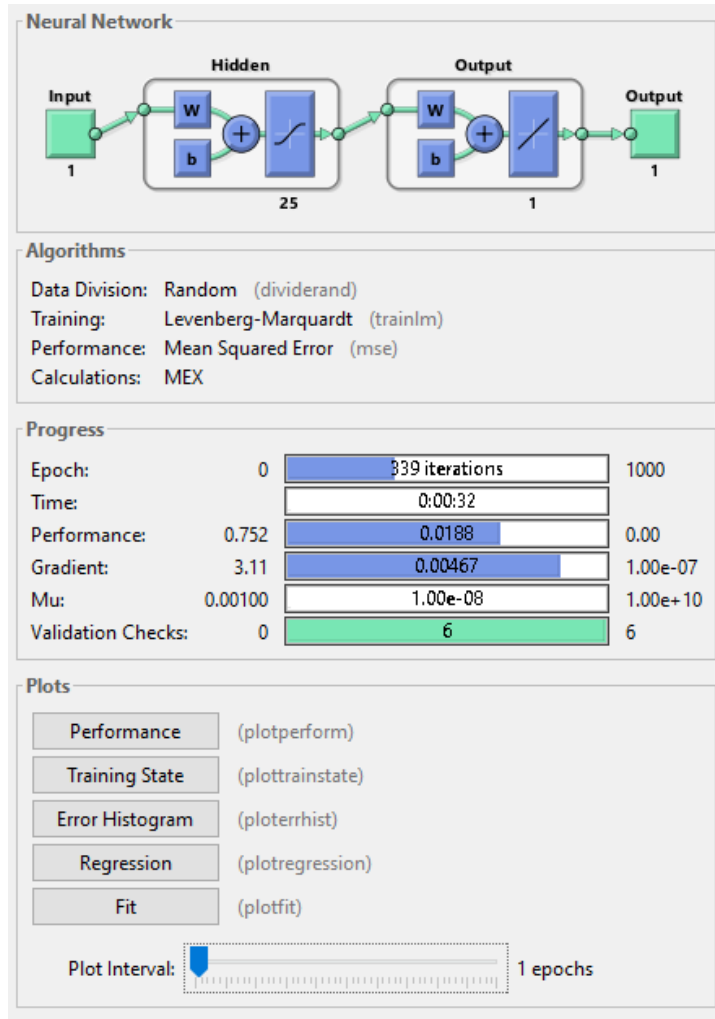
5.2 DSP'nin ePWM ve ADC Modülü ve Gömülü Kodlayıcı Ara Yüzünü Kullanarak Yapay Sinir Ağı Modellenmesi

DSP-TMS320F28335 kontrol kartı aracılığıyla gerçek zamanlı model uygulamasındaki en önemli bloklar ePWM bloklarıdır. ePWM blokları MOSFET anahtarlama sinyalini üretmekten sorumludur. DSP TMS320F28335 için merkezi işlem birimi saati 150 MHz'dir ve anahtarlama frekansı 20 kHz'dir. 20 kHz frekansta 0.5 görev döngüsünde DGM sinyali üretmek için zamanlayıcı periyodu $3750 \times 0.5 = 1875$ olur, ancak yukarı sayma modu için zamanlayıcı periyodu $= (150 \text{ MHz}) / (2 \times 20 \text{ kHz}) = 3750$ olmalıdır. Kontrolörün çıkışı (V_{DC}) birim genlik cinsindedir. Kalibrasyon için (V_{DC}) sinyalleri 3750 ile çarpılmalıdır. Son olarak, elde edilen anahtarlama sinyali IGBT kapı seviyesi gereksinimiyle eşleşecek şekilde anahtarlama sinyali seviyesini arttırmak için kapı sürücü devrelerine beslenir. Şekil 5.5'te eğitimde kullanılan değerler sunulmaktadır. Levenberg-Marquart geri yayılım algoritması yüksek kararlılık ve hızlı tepki gibi özelliklerinden dolayı ağ eğitiminde kullanılmıştır. Performans değerlendirmesi için hata kareleri ortalaması tercih edilmiştir. Ağ eğitimi performans verileri kararlı olana kadar sürdürülmüştür.

ADC girişlerine uygulanan analog sinyal, 0 ila +3 V arasında olmalıdır. Daha önceki bir bölümde kullanılan akım ölçüm sensörünün, AA ölçümlerinde 2.5 ± 0.625 V aralığında bir çıkış sağladığı bilinmektedir. Gerilim sensörü için tasarlanan devre, sinyali 0 ila 3 V aralığına ölçeklendirir. Üretilen sinyal koşullandırma devreleri, sensör çıkışlarını işlemci için uygun seviyelere dönüştürmek üzere tasarlanmıştır, böylece ADC girişlerine uygun hale getirilir. 12 bitlik bir ADC modülü içerir, pozitif gerilim referansı 2.5 V'dir, 3.125 V'nin dijital olarak 4095 ile temsil edildiği ve 0 V'nin 0 ile temsil edildiği anlamına gelir.



(a)



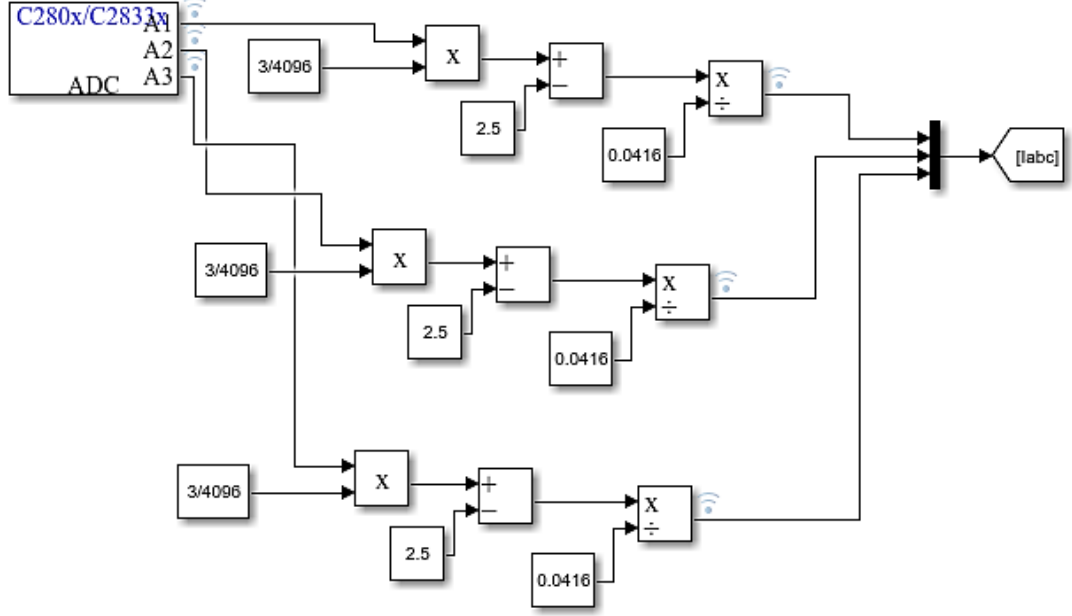
(b)

Şekil 5.5: a)Yapay sinir ağı gömülü sistem modellemesi, b) Eğitimde kullanılan değerler.

5.3 LES 15-NP Akım Sensörü Gömülü Sistem Modellemesi

Akım ölçüm devrelerinde Hall Effect tabanlı akım sensörü LES 15-NP kullanılmıştır. Bu tip sensörler, AA ve DA akımlarını çok iyi bir doğrulukla ölçmek için kullanılabilir. LES sensörü 5 V'lık tek kutuplu beslemeye sahiptir. 0 A yük akımında, bu sensörün çıkışı 2.5 V'dir ve bu, dahili bant aralığı referans gerilimi ile aynıdır. Nominal birincil akımda, LES sensörü çıkış gerilimi 3.125 V'dir, sadece ofset gerilimi (2.5V) artı nominal birincil akımın cihaz hassasiyeti ile çarpımıdır. LES 15-NP sensörü 41.6 mV/A hassasiyete sahiptir. Akım sensörünün çıkış gerilimi $V_{out} = 2.5 \pm (0.625 \times I_P / I_{PN})$ ile verilebilir. İkincil tarafa dönüş oranı N_s 2000'dir ve 3 tura kadar dönüş sayısına sahiptir. TMS320F8335 kontrol kartı ADC pini 0-3 V arası gerilimi

destekler. 12 bitlik bir ADC modülü içerir, pozitif gerilim referansı 2.5V'dir, 3.125 V'nin dijital olarak 4095 ile temsil edildiği ve 0 V'nin 0 ile temsil edildiği anlamına gelir.



Şekil 5.6 : LES 15-NP akım sensörü gömülü sistem modeli.

5.4 UVDGM Gömülü Sistem Modellemesi

DSP-TMS320F28335 kontrol kartı aracılığıyla gerçek zamanlı model uygulamasındaki en önemli bloklar ePWM bloklarıdır. Şekil 5.7'deki gibi üç ePWM bloğu kullanılır. ePWM blokları MOSFET anahtarlama sinyallerini üretmekten sorumludur.

Deneysel DGM anahtarlama tasarımında göz önünde bulundurulması gereken önemli faktör, üst anahtarın (örn. IGBT1) AÇIK konuma gelme süresi ile alt anahtarın (örn. IGBT4) KAPALI konuma gelme süresi arasındaki zaman gecikmesi olan ölü zamandır. Her iki IGBT'nin aynı bacakta çalışması, DA giriş kaynağının kısa devre yapabileceği, geçiş olayına yol açar. Bu olay IGBT'ler üzerinden büyük akım akışına neden olur ve yalnızca cihazlara değil aynı zamanda korumasız giriş kaynağına da zarar verir. Üst ve alt anahtarlar arasındaki gecikme miktarı, ölü bant yükselen kenar (D_{RED}) ve ölü bant düşen kenar (D_{FED}) kayıtları kullanılarak programlanır ve 10 bit olduğu göz önüne alındığında, bu parametreler 0'dan 1023'e kadar değerlere

5 kHz frekansta 0.5 görev döngüsünde DGM sinyali üretmek için zamanlayıcı periyodu $15000 \times 0.5 = 7500$ olur, ancak yukarı sayma modu için zamanlayıcı periyodu $= (150 \text{ MHz}) / (2 \times 5 \text{ kHz}) = 15000$ olmalıdır.

C280x/C2833x ePWM (mask) (link)
Configures the Event Manager of the C280x/C2833x DSP to generate ePWM waveforms.

General ePWMA ePWMB Deadband unit Event Trigger PWM chopper c

Enable ePWM1A

CMPA units: Clock cycles

Specify CMPA via: Input port

CMPA initial value: 7500

Reload for compare A Register (SHDWAMODE): Counter equals to zero

Action when counter=ZERO: Do nothing

Action when counter=period (PRD): Do nothing

Action when counter=CMPA on up-count (CAU): Set

Action when counter=CMPA on down-count (CAD): Clear

Action when counter=CMPB on up-count (CBU): Do nothing

Action when counter=CMPB on down-count (CBD): Do nothing

Compare value reload condition: Load on counter equals to zero (CTR=Zero)

< [OK] [Cancel] [Help] [Apply]

(a)

C280x/C2833x ePWM (mask) (link)
Configures the Event Manager of the C280x/C2833x DSP to generate ePWM waveforms.

General ePWMA ePWMB Deadband unit Event Trigger PWM chopper c

Enable ePWM1B

CMPB units: Clock cycles

Specify CMPB via: Input port

CMPB initial value: 7500

Reload for compare B Register (SHDWBMODE): Counter equals to zero

Action when counter=ZERO: Do nothing

Action when counter=period (PRD): Do nothing

Action when counter=CMPA on up-count (CAU): Do nothing

Action when counter=CMPA on down-count (CAD): Do nothing

Action when counter=CMPB on up-count (CBU): Set

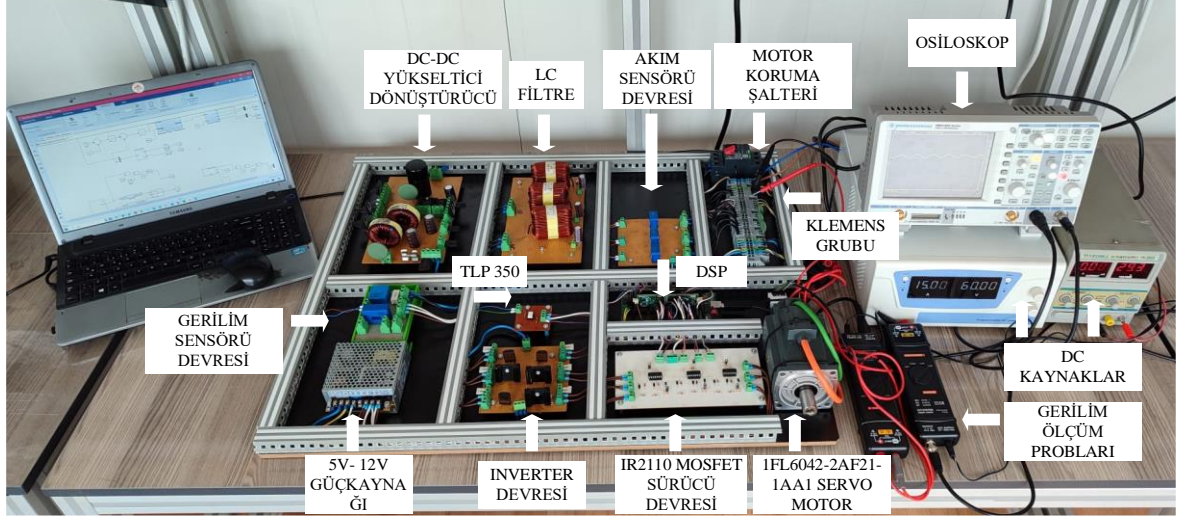
Action when counter=CMPB on down-count (CBD): Clear

Compare value reload condition: Load on counter equals to zero (CTR=Zero)

< [OK] [Cancel] [Help] [Apply]

(b)

Şekil 5.8 :ePWM blok konfigürasyonu a) ePWM1A, b) ePWM1B.



Şekil 5.9 : Laboratuvar test ortamı.

Çizelge 5.2’de ePWM sinyallerinin TMS320F28335 kontrol kartı üzerindeki pin yapılandırmaları yer almaktadır.

Çizelge 5.2 : ePWM çıkış pinleri.

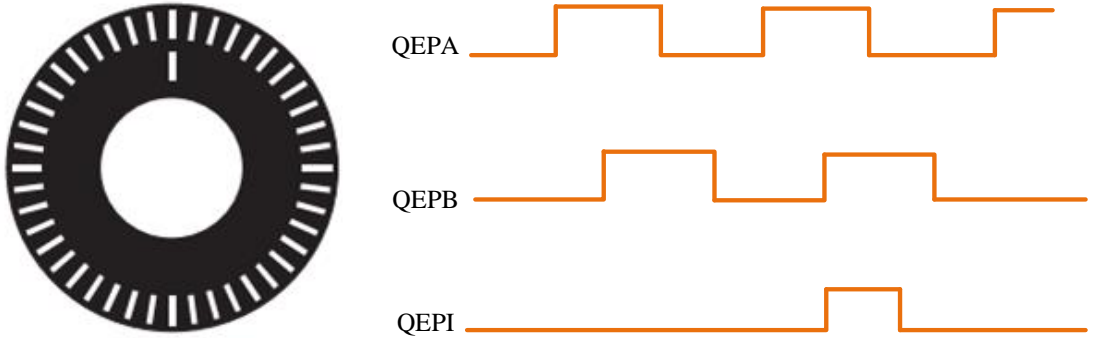
ePWM Modül	Modül Çıkışları	GPIO Pin
ePWM1	ePWM1A	GPIO00
	ePWM1B	GPIO01
ePWM2	ePWM2A	GPIO02
	ePWM2B	GPIO03
ePWM3	ePWM 3A	GPIO04
	ePWM3B	GPIO05
ePWM4	ePWM4A	GPIO06
	ePWM4B	GPIO07
ePWM5	ePWM 5A	GPIO08
	ePWM 5B	GPIO09

Çizelge 5.2 (devam) : ePWM çıkış pinleri.

ePWM Modül	Modül Çıkışları	GPIO Pin
ePWM6	ePWM 6A	GPIO10
	ePWM 6B	GPIO11

5.5 eQEP ve ADC Blokları

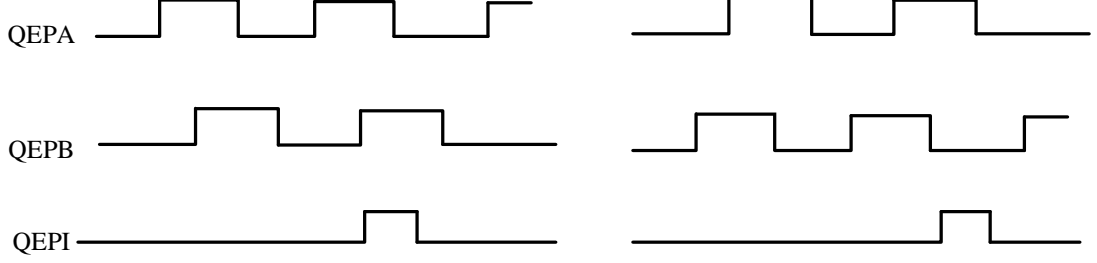
Geliştirilmiş dörtlü kodlayıcı darbesi (eQEP) modülü, yüksek performanslı bir hareket ve konum kontrol sisteminde kullanılmak üzere dönen bir makineden konum, yön ve hız bilgilerini almak için doğrusal veya döner artımlı kodlayıcıyla doğrudan arayüz oluşturmak için kullanılır. Artımlı bir kodlayıcı diski, Şekil 5.10'da gösterildiği gibi, çevresi boyunca bir yuva izi ile desenlendirilmiştir. Bu yuvalar, alternatif bir koyu ve açık çizgi deseni oluşturur. Disk sayısı, devir başına oluşan koyu ve açık çizgi çiftlerinin sayısı (devir başına çizgi) olarak tanımlanır. Kural olarak, mutlak bir konumu belirtmek için kullanılabilen, devir başına bir kez oluşan bir sinyalin (indeks sinyali) QEPI üretilmesi için ikinci bir iz eklenir.



Şekil 5.10: Optik enkoder diski (Url-12, 2024).

Yön bilgisini elde etmek için, disk üzerindeki çizgiler, aralarındaki çizgi çiftinin aralığının 1/4'ü kadar mekanik bir kayma ile disk desenine bakan iki farklı foto-eleman tarafından okunur. Bu kayma, fotoğraf öğesinin görünümünü disk çizgilerinin istenen kısmıyla sınırlayan bir retikül veya maske ile tespit edilir. Disk döndükçe, iki foto-eleman birbirinden 90° faz farklı olarak kaydırılan sinyaller üretir. Bunlara genel

olarak karesel QEPA ve QEPB sinyalleri denir. Çoğu kodlayıcı için saat yönü, Şekil 5.11'de gösterildiği gibi, QEPA kanalının QEPB kanalından önce pozitif gitmesi ve tersi yönde olması olarak tanımlanır.



Şekil 5.11 : a) Saat yönü, b) Saat yönünün tersi enkoder çıkış sinyalleri.

Kodlayıcı çarkı tipik olarak motorun her devri için bir devir yapar veya çark motora göre dişli dönüş oranında olabilir. Bu nedenle QEPA ve QEPB çıkışlarından gelen dijital sinyalin frekansı, motorun hızıyla orantılı olarak değişir. Örneğin, dakikada 5000 devir (rpm) hızında çalışan bir motora doğrudan bağlanan 2000 hatlı bir kodlayıcı, 166.6 kHz frekansla sonuçlanır, böylece işlemci, QEPA veya QEPB çıkışının frekansını ölçerek motorun hızını belirleyebilir.

Dijital konum sensöründen hızı tahmin etmek, motor kontrolünde uygun maliyetli bir stratejidir. Hız için iki farklı birinci dereceden yaklaşım şu şekilde yazılabilir:

$$v(k) = \frac{x(k) - x(k-1)}{T} = \frac{\Delta X}{T} \quad (5.4)$$

$$v(k) = \frac{X}{t(k) - t(k-1)} = \frac{X}{\Delta T} \quad (5.5)$$

Burada;

$v(k)$: k anında hız

$x(k)$: k anında pozisyon

$x(k-1)$: k-1 anında pozisyon

T : Sabit birim zaman ve ya hız hesaplama oranının tersi

ΔX : Birim zamanda artan konum hareketi

$t(k)$: k anında zaman

$t(k-1)$: k-1 anında zaman

X : Sabit birim konumu

ΔT : Birim konum hareketi için geçen süre

F28335 DSP uygulama geliştirme kartı, toplam sekiz adet 12 bitlik analog sinyal ADC kanalı üzerinden örnekleme yapabilir. ADC girişlerine uygulanan analog sinyal, 0 ila +3 V arasında olmalıdır. Kullanılan akım ölçüm sensörünün, AA ölçümlerinde 2.5 ± 0.625 V aralığında bir çıkış sağladığı bilinmektedir. Gerilim sensörü için tasarlanan devre, sinyali 0 ila 3 V aralığına ölçeklendirir. ADC girişlerini işlemek için tasarlanmış olan bu sinyal koşullama devreleri, sensörlerden gelen ölçüm sinyallerini işlemcinin kabul edebileceği doğru gerilim seviyelerine dönüştürmek amacıyla kullanılır (Çelik,2016). Bu devreler, giriş gerilimlerini belirli sensör çıkışlarına göre ayarlanmış ve optimize edilmiş şekilde işler.

ADC arayüzü, 25 MHz ADC saat hızında hızlı bir dönüşüm oranına (80 ns'ye kadar) sahip, hızlı ve 12 bitlik bir ADC modülü etrafında oluşturur. ADC modülü, iki bağımsız 8 kanallı modül olarak yapılandırılabilen 16 kanala sahiptir. İki bağımsız 8 kanallı modül, 16 kanallı bir modül oluşturacak şekilde kademelendirilebilir. Birden fazla giriş kanalı ve iki sıralayıcı olmasına rağmen, ADC modülünde yalnızca bir dönüştürücü bulunmaktadır. ADC'nin çıkışı uint16 değerlerinin bir vektörüdür. Çıkış değerleri 0 ile 4095 ve 0-3V arasındadır.

Gerçek zamanlı kontrolde inverter DA-DA yükseltici çıkış gerilimi ve inverter çıkış akımlarını örnekleme için ADC pinleri kullanılır. Gerilim ve akım sensörlerinden gelen 0-3V çıkışlar ADCINA0, ADCINA1, ADCINA2 ve ADCINA3 pinlerine beslenir. Elde edilen çıkış değerleri aşağıdaki eşitliklerle sağlanır.

$$\left\{ \begin{array}{ll} ADC_{output} = 0 & ADC_{input} \leq 0V \\ ADC_{output} = 4096 \times \frac{ADC_{input}}{3} & 0V < ADC_{input} < 3V \\ ADC_{output} = 4095 & ADC_{input} \geq 3V \end{array} \right. \quad (5.6)$$

5.6 Konum Kontrolü Gömülü Sistem Modellemesi

Şekil 5.12’de konum kontrolü gömülü sistem modellemesi sunulmaktadır. Hız kontrolünden farklı olarak referans hız parametresi yerine konum kontrolü PI denetleyici çıkışından gelen sinyal yer almaktadır. ePWM bloğunda, DGM periyodunu sistem saatine uyumlu hale getirilmesi gerekir. Sistem saati $T_{SYCLKOUT}$ olarak bilinir ve periyot T_{TBCLK} olarak adlandırılır. Zaman tabanlı saat periyodu, sistem saat periyodunun belirli katları olacak şekilde ayarlanabilir. Bu ayarlama, zaman tabanlı kontrol kaydındaki $CLKDIV$ ve $HSPCLKDIV$ bitleri ile yapılır; bu bitler, zaman tabanlı saatin ölçeklenmesini sağlar. T_{PWM} , DGM sinyalinin periyodunu, T_{TBCLK} ise zaman tabanlı saatin süresini temsil eder. Bu iki bileşen arasındaki ilişkiyi dikkate alarak, zaman tabanlı periyot kaydında kullanılacak değer şu şekilde belirlenebilir (Babaihgari, 2015).

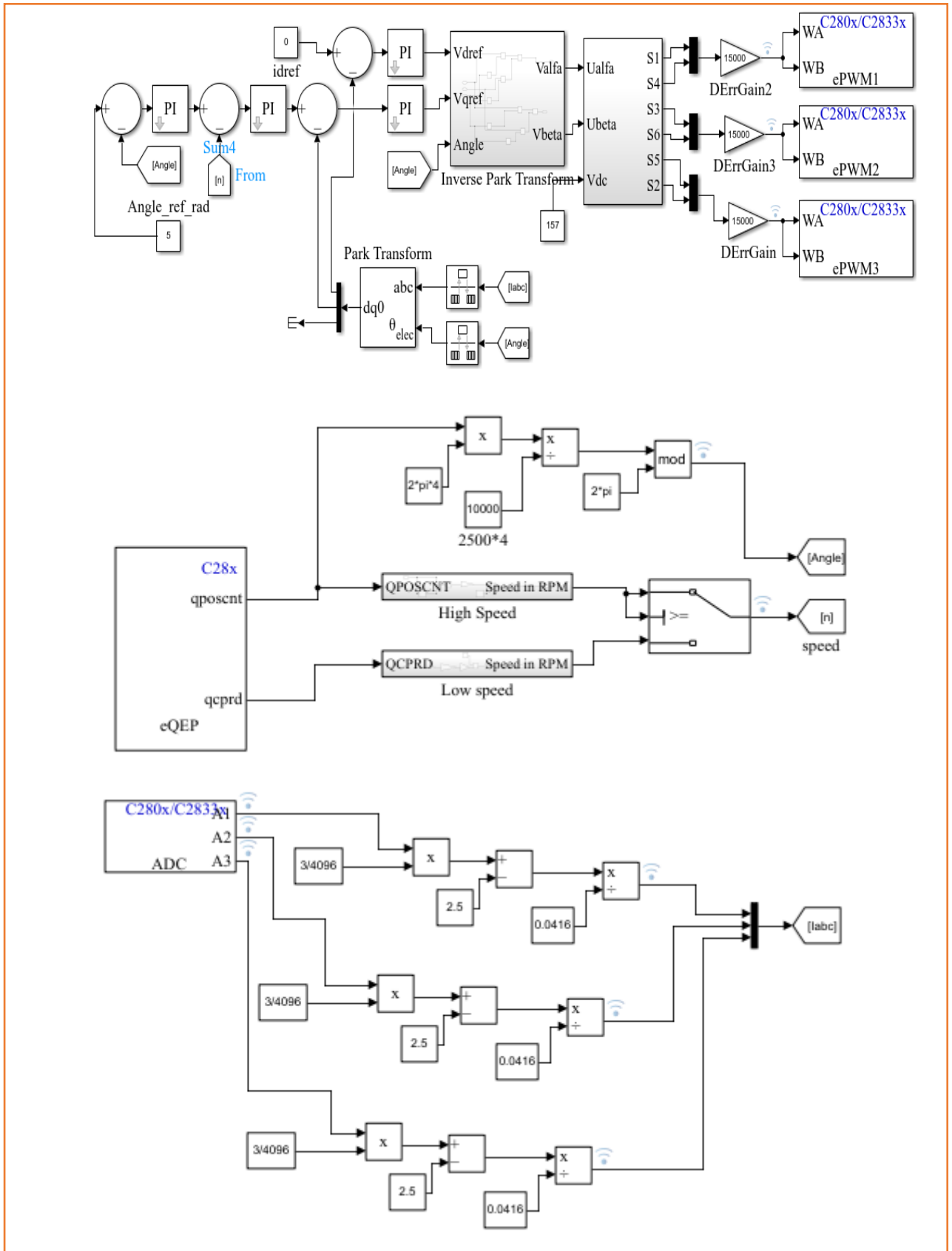
$$T_{TBCLK} = T_{SYCLKOUT} \times CLKDIV \times HSPCLKDIV \quad (5.7)$$

$$T_{PWM} = 2 \times TBPRD \times HSPCLKDIV \times T_{TBCLK} \quad (5.8)$$

$$f_{PWM} = \frac{1}{T_{PWM}} \quad (5.9)$$

$$TBPRD = \frac{1}{2} \times \frac{f_{SYCLKOUT}}{f_{PWM} \times CLKDIV \times HSPCLKDIV} \quad (5.10)$$

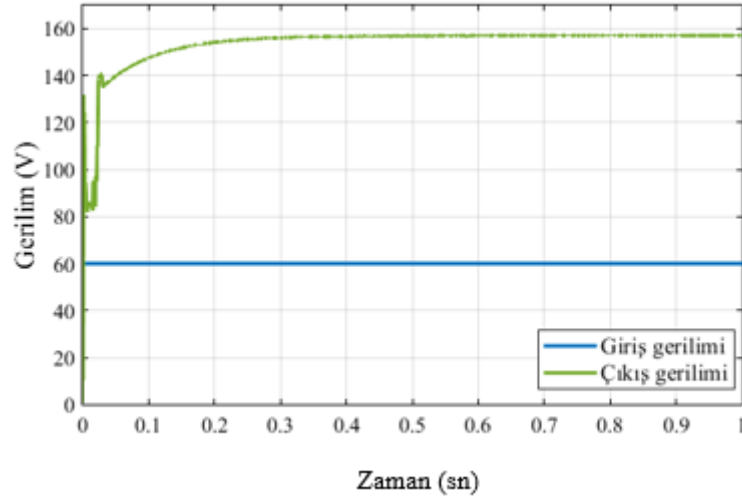
$$TBPRD = \frac{1}{2} \times \frac{150M}{5k \times 1 \times 1} = 15000 \quad (5.11)$$



Şekil 5.12 : Konum kontrolü gömülü sistem modellemesi.

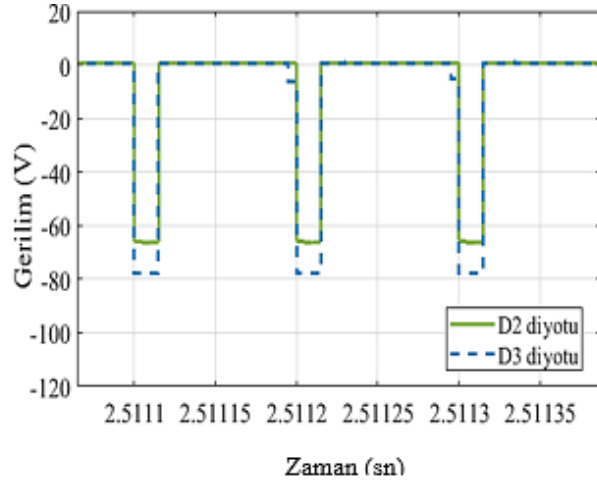
5.7 Simülasyon Sonuçları

Şekil 5.13, inverter DA-DA tarafına ait giriş ve çıkış gerilimlerini göstermektedir. YSA, DA-DA dönüştürücü çıkış gerilimini referans gerilim ile karşılaştırır, sonraki aşamada inverter köprüsü aracılığıyla 3 faz AA gerilimine dönüştürülür. 60 V_{DC} giriş gerilimi, 157 V_{DC} çıkış gerilimi elde edilmiştir ve bu çıkış gerilimi arzu edilen gerilim değerini sunmaktadır. Aynı zamanda, gerilim kazancı denkleminin doğru yaklaşımla yapıldığı Şekil 5.13'te doğrulanmıştır.

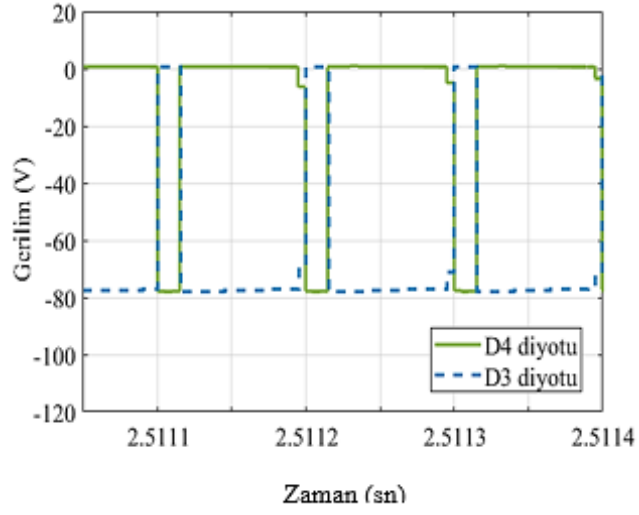


Şekil 5.13 : DA -DA giriş ve çıkış gerilimi.

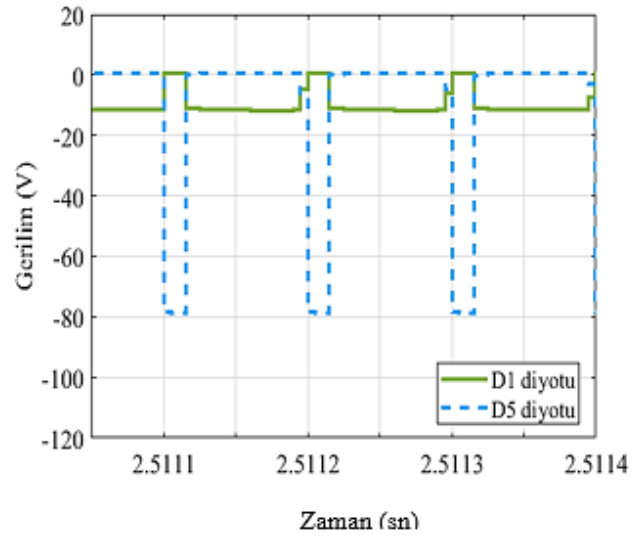
Anahtar iletim durumuna ait eşdeğer devre Şekil 5.14'te gösterilmektedir. Burada, dönüştürücü çalışma modlarında gösterildiği gibi anahtarın iletim ve kesim durumuna ait diyot durumları sunulmaktadır. Şekil 5.14 dikkate alındığında, güç anahtarının iletimde olduğu zaman aralıklarında D₂ ve D₄ diyotları iletimde, D₁, D₃ ve D₅ diyotları kesimdedir. Bunun tersi de kabul edilir. D₁, D₃ ve D₅ diyotları, yarı iletken güç anahtarı etkinleştirildiğinde ters kutuplu oldukları için kesim durumunda çalışırlar. Bu sırada, D₂ ve D₄ diyotları üzerinden pozitif akım geçtiğinden iletim durumunda çalışır.



(a)



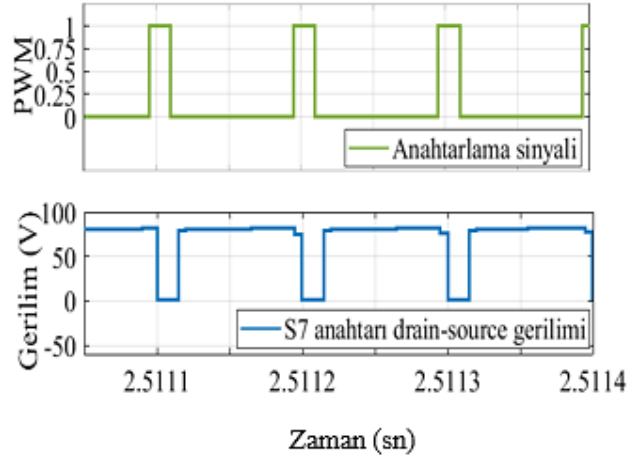
(b)



(c)

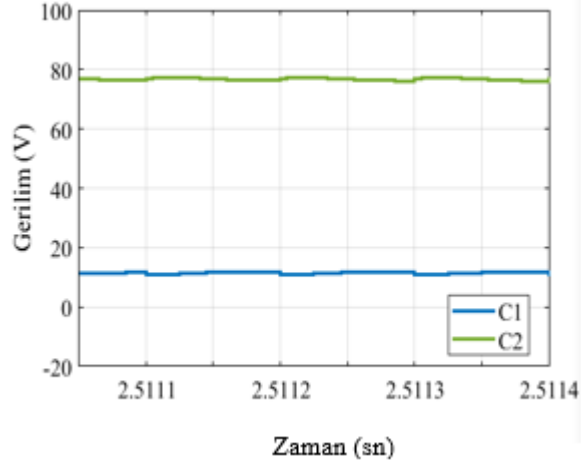
Şekil 5.14 : Diyot gerilimleri a) D_2 - D_3 , b) D_3 - D_4 , c) D_1 - D_5 .

Şekil 5.15, S_7 yarı iletken güç anahtarının dren-kaynak gerilimini ve anahtarlama sinyalini göstermektedir. S_7 yarı iletken güç anahtarının dren-kaynak gerilimi $76 V_{DC}$ olarak ölçülmüştür. Kapı pinine pozitif gerilim geldiğinde dren-kaynak pinleri kısa devre olur ve S_7 yarı iletken güç anahtarı aktif olur. Sinyaller anahtarlama frekansı 10 kHz, 0.3 görev oranında ölçülmüştür. S_7 anahtarı üzerindeki gerilim stresi DA bara çıkış geriliminin yaklaşık yarısı kadardır. Dönüştürücülerde, komponentler üzerinde gerilim stresinin fazla olması kullanılan komponentlerin değerlerini artırıp maliyetin de artmasına neden olurlar. Bunun yanı sıra, gerilim stresinin az olması verimlilik açısından önem arz eder.

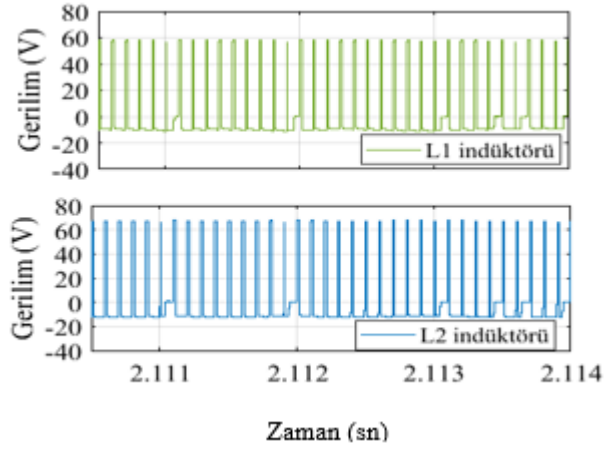


Şekil 5.15 : S_7 mosfet dren-kaynak gerilimi ve anahtarlama sinyali.

Şekil 5.16a'da C_1 ve C_2 kapasitör gerilimleri sunulmaktadır. Buna göre, C_1 kapasitörünün gerilimi $20 V_{DC}$ iken C_2 kapasitör gerilimi ise $60 V_{DC}$ 'dir. C_1 ve C_2 kondansatörleri aynı anda şarjdeşarj olmaktadır. Şekil 5.16b'de L_1 ve L_2 bobin gerilimlerine ait dalga şekilleri sunulmaktadır. Burada, L_1 bobin gerilimi $60 V_{DC}$ iken L_2 bobin gerilimi ise $78 V_{DC}$ 'dir. Tahmin edildiği üzere, alınan ölçümler L_1 ve L_2 bobinlerinin aynı anda şarjdeşarj olduklarını göstermektedir. S_7 anahtarı iletimdeyken L_1 indüktörü giriş kaynağı tarafından doğrusal olarak şarj edilir ve giriş kaynak gerilimine eşit olur. C_2 kondansatörü üzerindeki gerilim L_2 indüktörü üzerindendeşarj olur. Anahtar kesim durumundayken ise L_2 indüktörü ise üzerindeki gerilim pozitif olduğundan şarj olmaya başlamaktadır. Şarj olmuş olan L_1 indüktörü D_2 diyodu üzerindendeşarj olarak C_2 kondansatörünü şarj ederken L_2 indüktörü isedeşarj olarak C_1 kapasitörünü şarj etmeye başlar.



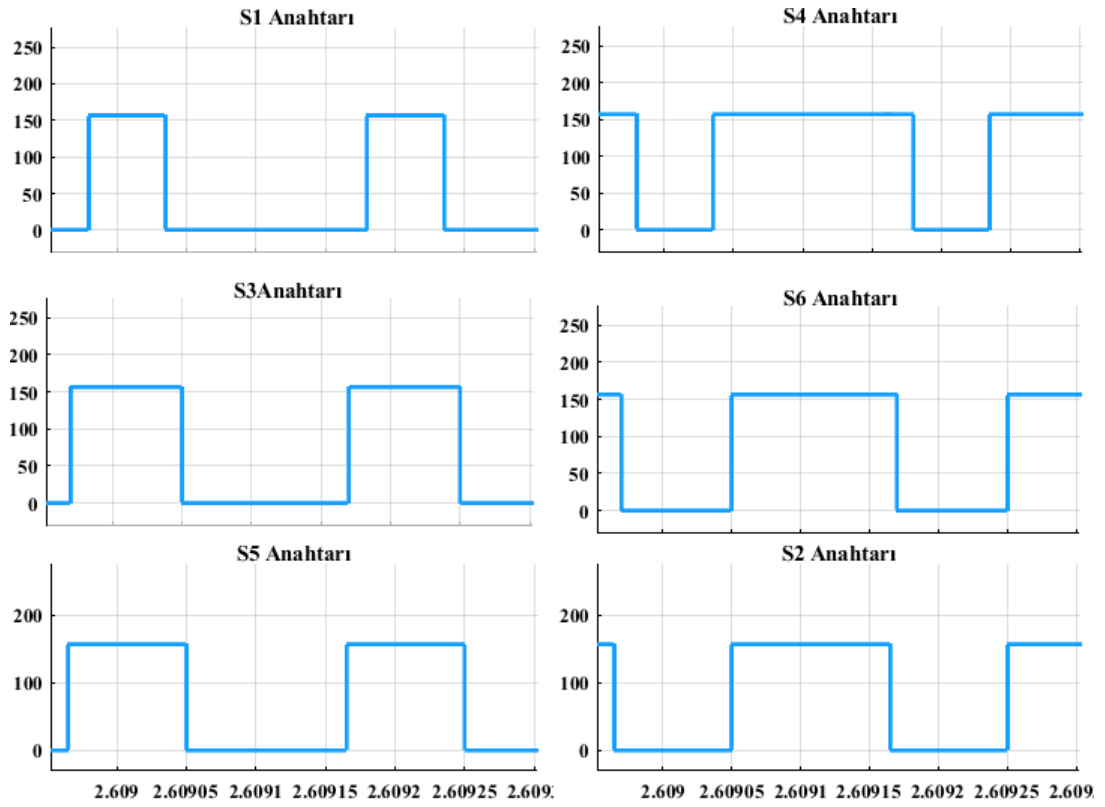
(a)



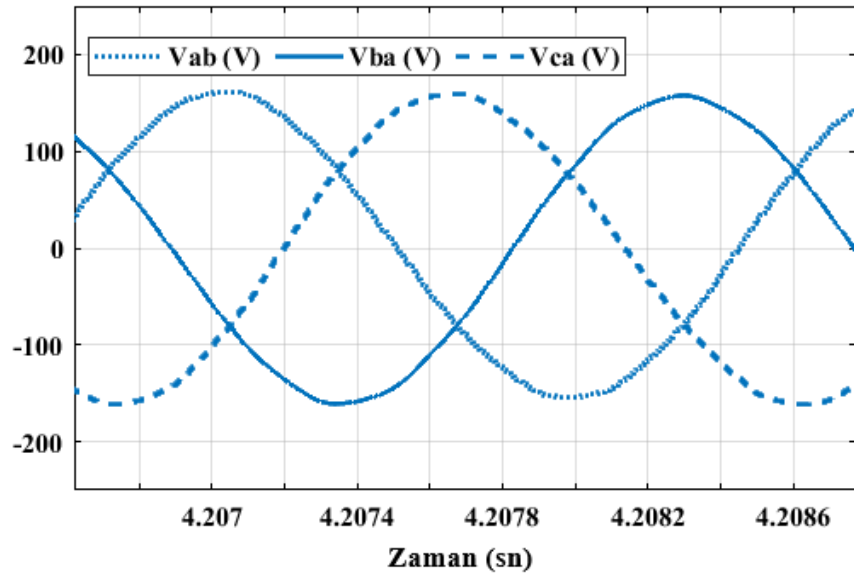
(b)

Şekil 5.16 : a) C_1 ve C_2 kodansatör gerilimleri, b) L_1 ve L_2 bobin gerilimleri.

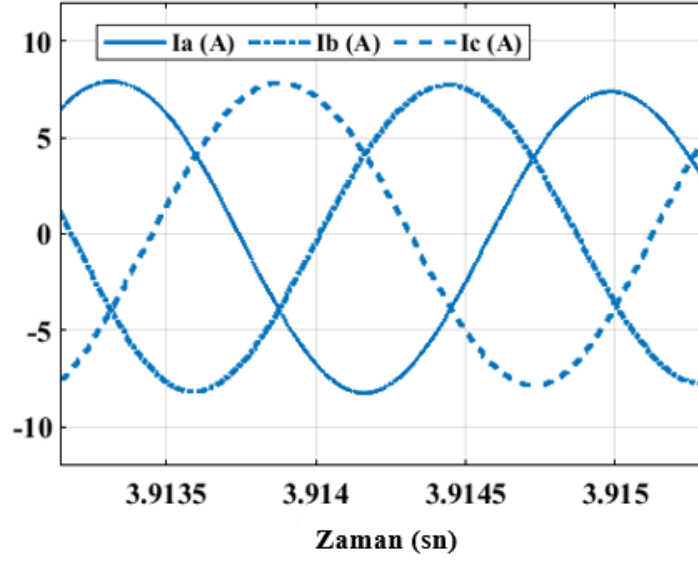
Şekil 5.17’de inverter anahtarlarına ait gerilim dalga şekilleri verilmektedir. Anahtarlar üzerinde 157 V gerilim mevcuttur. Şekil 5.18 ve 5.19’da ise üç faz servo motor faz-faz gerilimleri ve faz akımları sunulmaktadır. Servo motor nominal 111 V_{rms} (faz-faz) ve 4.7 A_{rms} akım ile çalışmaktadır. Kalkış anında torkun yüksek olmasından dolayı akım değeri önce artmış, daha sonra düşerek nominal değere yerleşmiştir. Faz gerilimleri arasında 90° faz farkı mevcuttur. SMSM üç fazlı stator akımının ana işlevi, dönen bir manyetik alan üretmektir. Sistem çalışma koşulları için istenen değerlerin elde edildiği doğrulanmaktadır.



Şekil 5.17 : İnverter anahtarı üzerindeki gerilimler.

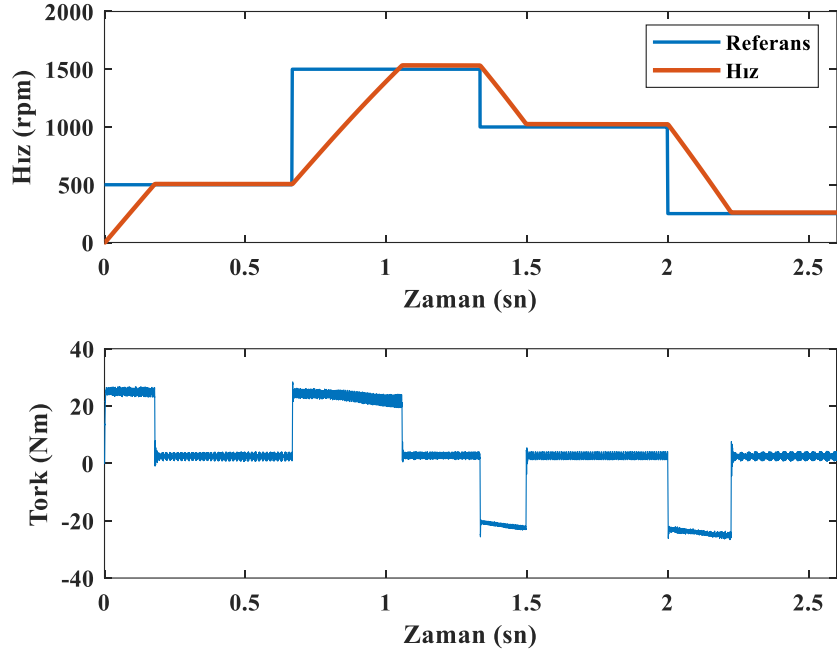


Şekil 5.18: Faz-faz gerilimleri.

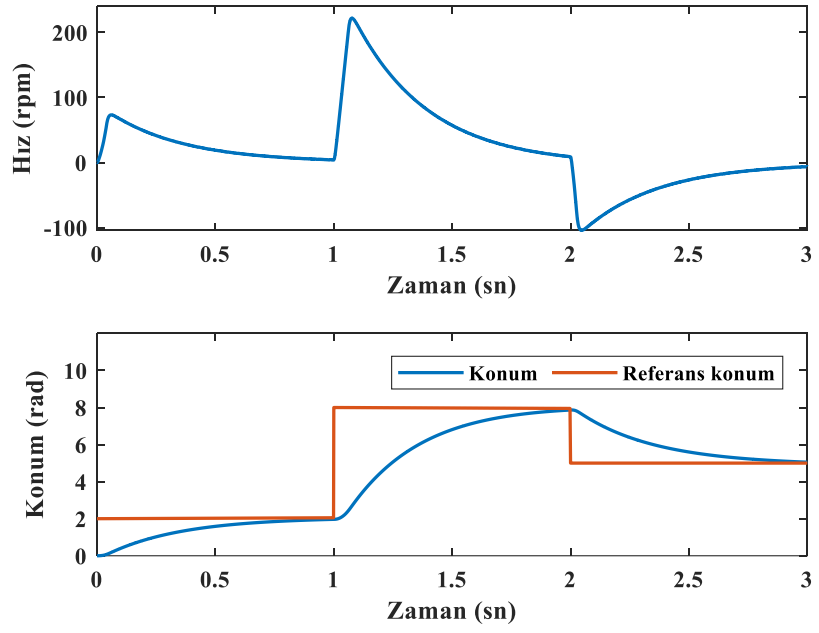


Şekil 5.19: Servo motor faz akımları.

Şekil 5.20’de hız-tork çevriminde değişen referans hız değerlerine göre hız ve tork grafikleri sunulmuştur. Referans hız girişleri 0.65 sn aralıklarla uygulanmıştır. 200,500,1000,1500 rpm referans hız değerlerini oluşturmaktadır. Hız grafiğinde yerleşme süresi 0.33 sn iken; aşım oranı PI için 3.33 YSA için ise 0.13’tür. Ani hız değişimlerinde referans hıza ulaşma süresi 1500 rpm hız için 0.45 sn iken, 200 rpm hız için 0.24 sn kadardır. Referans hıza ulaşana kadar tork artma eğilimindedir. Referans hıza ulaşıldığında, tork azalır ve nominal 2.39 Nm tork değerinde kararlı hale gelir. Referans hız değeri arttığında, tork sinyalinin yerleşme süresi daha uzundur. Şekil 5.21’de konum-hız çevriminde değişen referans konum değerlerine göre konum ve hız grafikleri sunulmuştur. 2, 5 ve 8 rad referans değerleri oluşturmaktadır. Grafiklerden anlaşılacağı üzere, sistem enerjilendikten yaklaşık olarak 1 sn sürede referans konum sinyali kararlı duruma geçmiş ve sistem çıkışları referans sinyallerini başarıyla izlemiştir. Gözlemlendiği üzere, referans konum elde edilene kadar hız artmış ve arzu edilen konuma yaklaşırken hız yavaşlayarak sıfırlanmaktadır. Sistem cevapları incelendiğinde kontrolcünün referans çıkışları iyi bir şekilde izleme performansı göstermektedir.



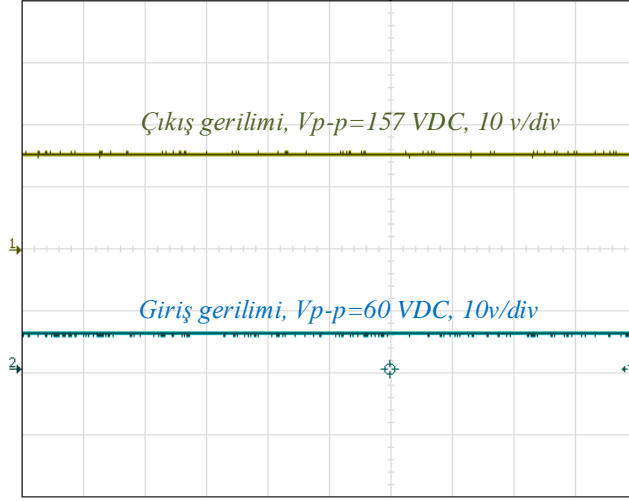
Şekil 5.20 :Değişken referans hıza göre hız ve tork grafiği.



Şekil 5.21 : Değişken referans konuma göre konum ve hız grafiği.

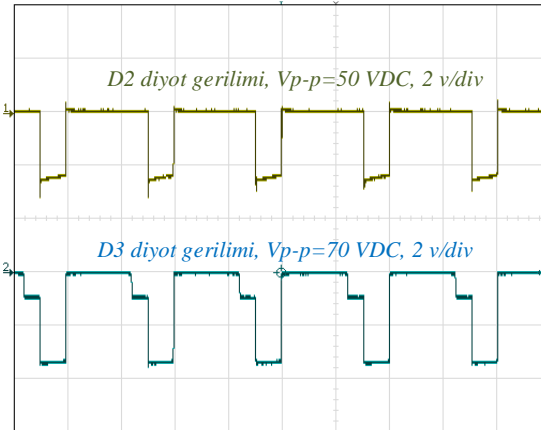
5.8 Deneysel Sonuçlar

Şekil 5.22, inverter DA-DA tarafına ait giriş ve çıkış gerilimlerini göstermektedir. Diferansiyel prob 10 kademesine alınarak ölçüm gerçekleştirilmiştir. Bu, ölçülen osiloskop görüntülerinin 10 ile çarpılması gerektiğini belirtir. 60 V_{DC} giriş gerilimi, 157 V_{DC} çıkış gerilimi elde edilmiştir.

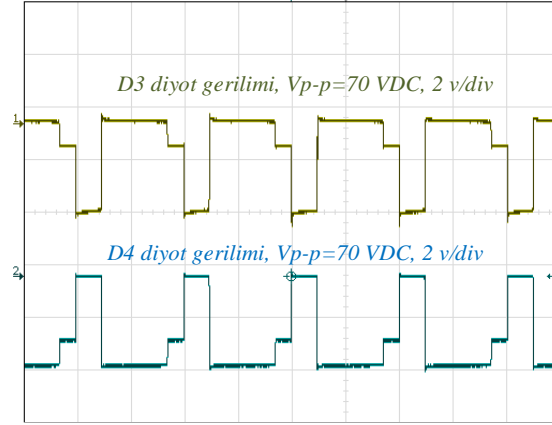


Şekil 5.22 : DA-DA giriş ve çıkış gerilimleri.

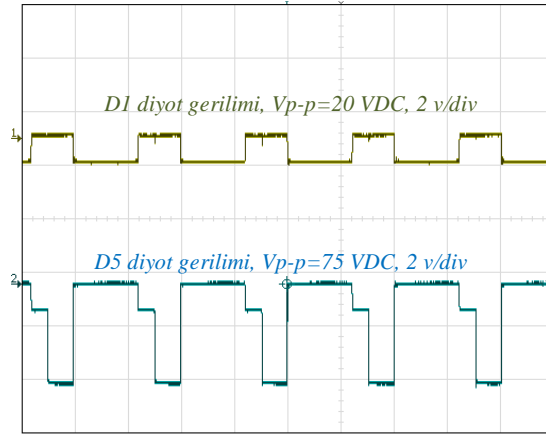
Anahtar iletim durumuna ait eşdeğer devre Şekil 5.23'te gösterilmektedir. Ölçümler, diferansiyel prob 20 kademesine alınarak gerçekleştirilmiştir. Şekil 5.24-5.25'te sırasıyla S₇ mosfet anahtarlama sinyalleri ve C₁-C₂ kapasitörü ile L₁-L₂ indüktör gerilimleri sunulmaktadır. Dönüştürücü çalışma modları incelendiğinde diyot, kapasitör ve bobinlerin şarj deşarj durumları simülasyon sonuçlarını doğrulamaktadır.



(a)

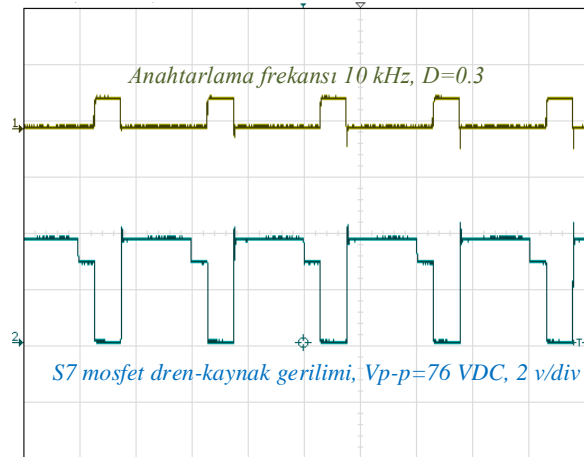


(b)

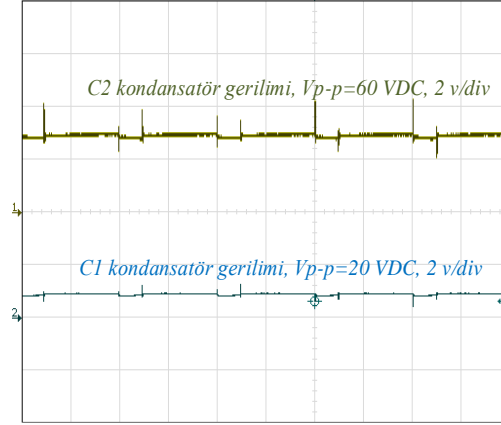


(c)

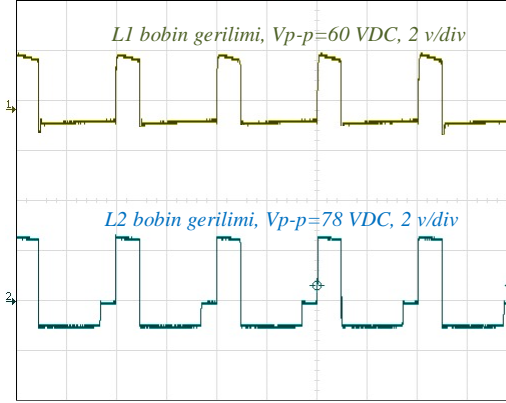
Şekil 5.23 : Diyot gerilimleri, a) D₂-D₃, b) D₃-D₄, c) D₁-D₅.



Şekil 5.24 : S₇ mosfet dren-kaynak gerilimi ve anahtarlama sinyali.



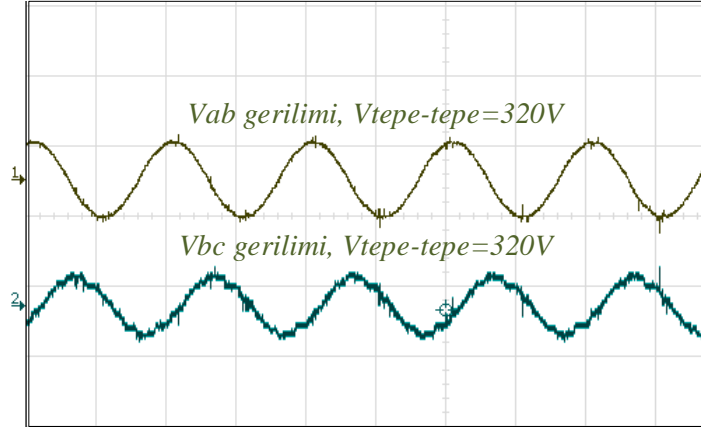
(a)



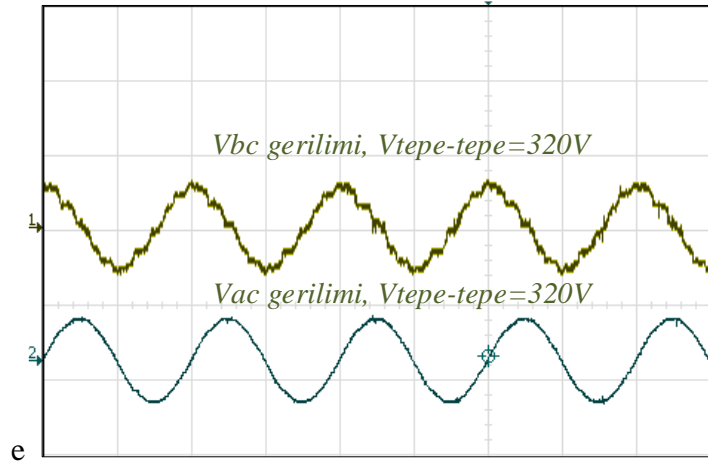
(b)

Şekil 5.25 : a) C_1 ve C_2 kodansatör gerilimleri, b) L_1 ve L_2 bobin gerilimleri.

Şekil 5.26'da 3 faz çıkış gerilimi sunulmaktadır. V_{bc} faz gerilimindeki dalgalanma mevcuttur. Gerçek zamanlı uygulamalarda kullanılan komponentler, bağlantılar gibi durumlar bu ölçümü olumsuz etkileyebilmektedir. Özellikle ölçülen sinyale karışan gürültü, sistemde istenmeyen etkilerin başında gelir. Gerçek zamanlı ölçümlerde doğru davranışı sağlamak için gürültülerin kontrolcünün performansını olumsuz etkilememesi önemlidir. Arzu edilen 157 V tepe gerilimi gerçek ölçümlerde yaklaşık 160 V olarak ölçülmüştür. Laboratuvar test sonuçları, simülasyon sonuçlarını doğrulamaktadır.



(a)

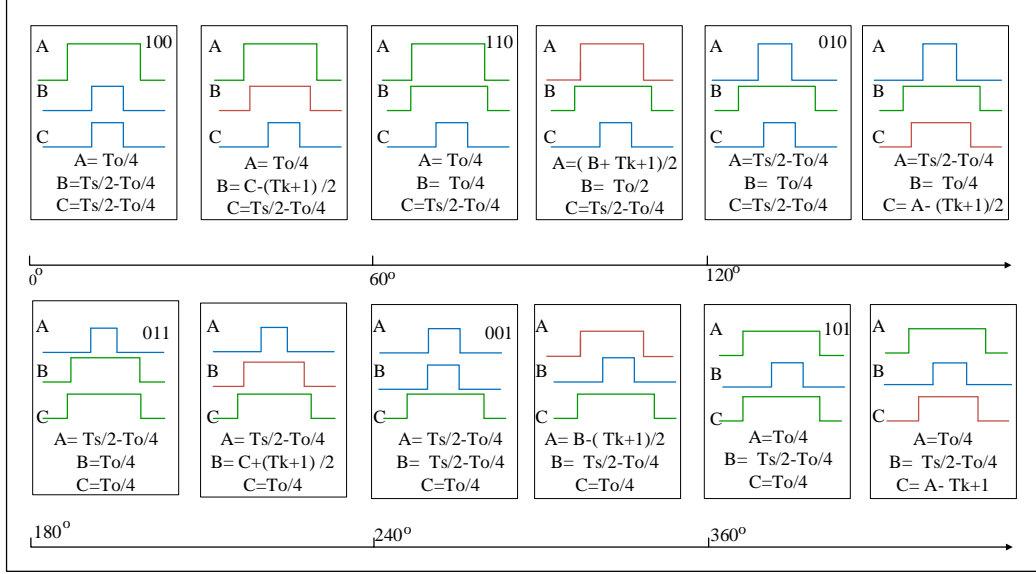


(b)

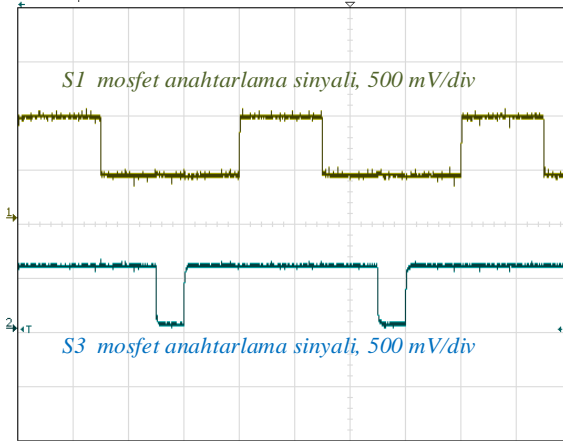
Şekil 5.26 :Faz gerilimleri, a) $V_{ab} - V_{bc}$, b) $V_{bc} - V_{ca}$.

Şekil 5.27’de bir örnekleme periyodunda UVDGM dalga şekilleri açıklanmaktadır. Örnekleme süresi T_s , sıfır vektörünün çalışma süresi T_0 , sıfır olmayan iki bitişik gerilim uzay vektörü ise T_k ve T_{k+1} ‘dir. Her sarımın çalışma süresi pozitif yön için 120 derece ve negatif yön için 120 derece olmak üzere 240 elektriksel derecedir. Bir fazdan sonraki faza 60 elektriksel derecede geçer. Şekil 5.28 ve 5.29’da S_1 - S_6 anahtarlarına ait anahtarlama sinyallerini ve ölü zaman sinyalleri izlenmektedir. Darbe sinyallerinin örnekleme periyodu 0.0002 s, anahtarlama frekansı 5 kHz, ölü zaman 4.6 μ s’dir. Bir güç anahtarının kapanmasıyla açılması arasında belirli bir süre geçmesi gereklidir. Bir anahtar kapatılırken diğeri açılırken, tetikleme zamanları arasında bir ölü zaman

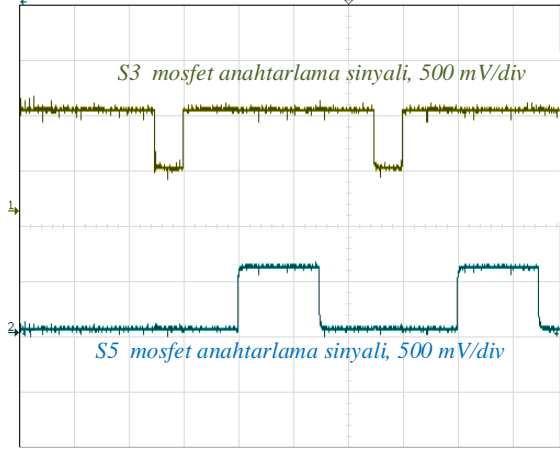
eklenir. Bu, aynı faz bacağındaki yarı iletken güç anahtarlarının kısa devre olmasını önlemeye yardımcı olur.



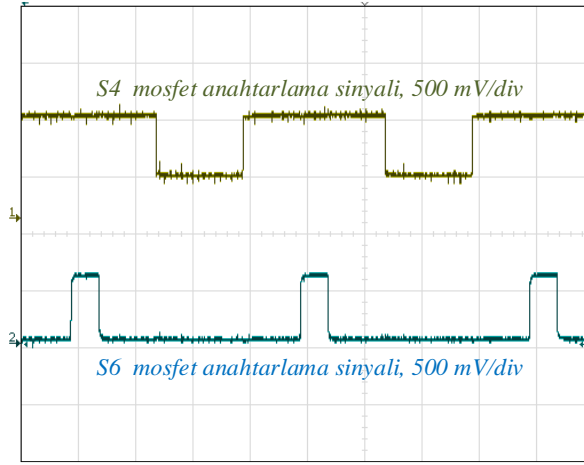
Şekil 5.27 : Bir örnekleme periyodunda UVDGM dalga şekilleri.



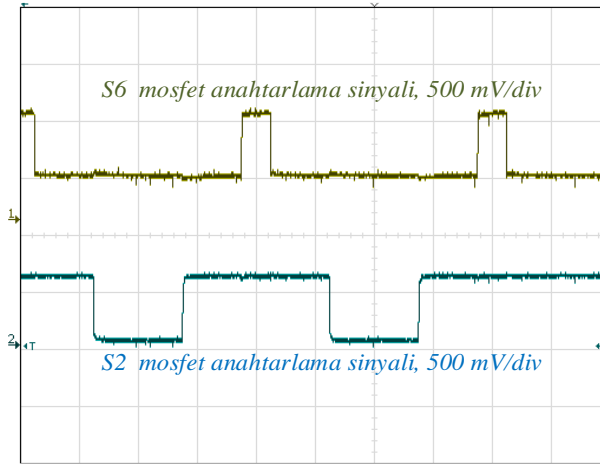
(a)



(b)

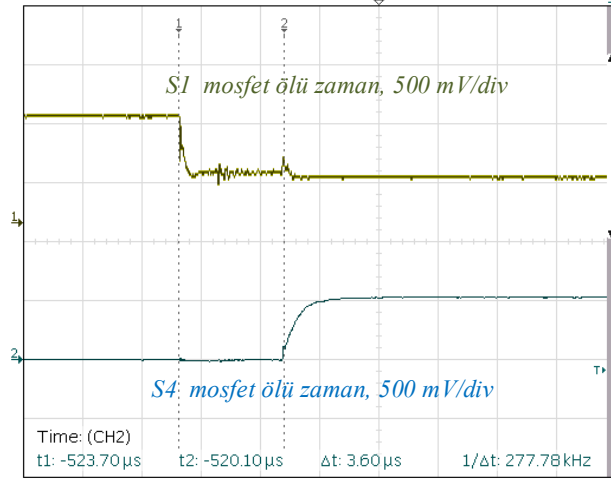


(c)

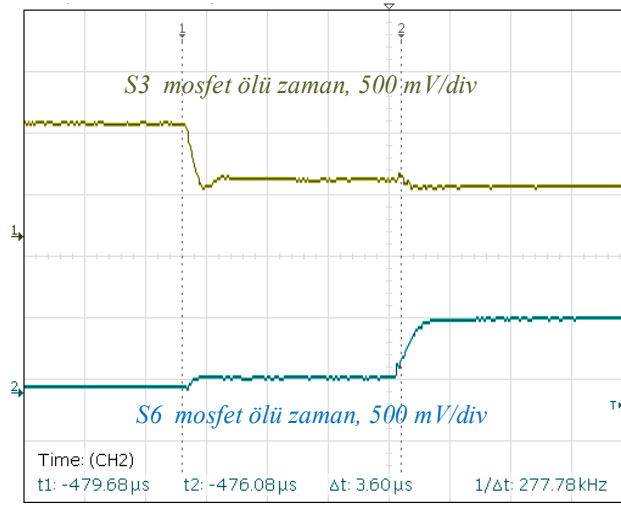


(d)

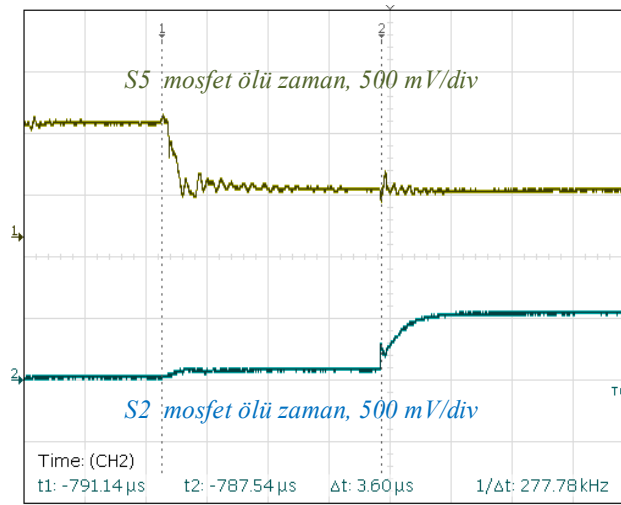
Şekil 5.28 : a) S₁-S₃, b) S₃-S₅, c) S₄-S₆, d) S₆-S₂ anahtarlama sinyali.



(a)



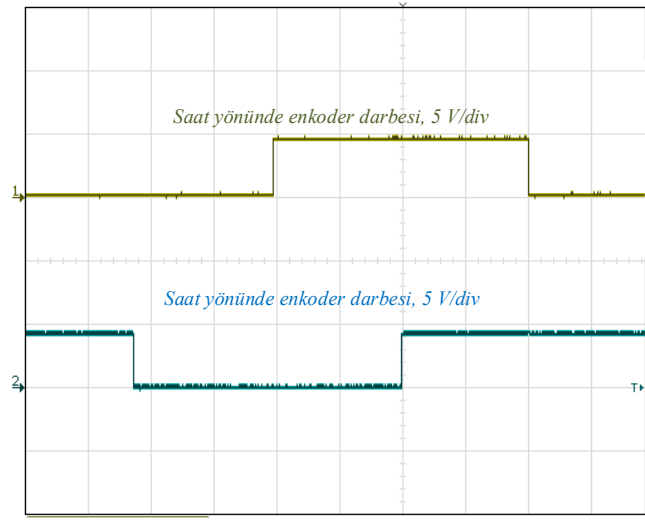
(b)



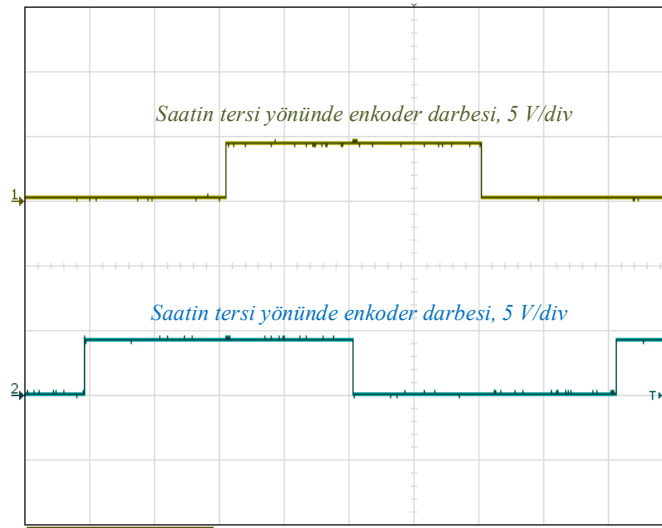
(c)

Şekil 5.29 : a) S₁-S₄, b) S₃-S₆, c) S₅-S₂ anahtarlarına ait ölü zaman sinyalleri.

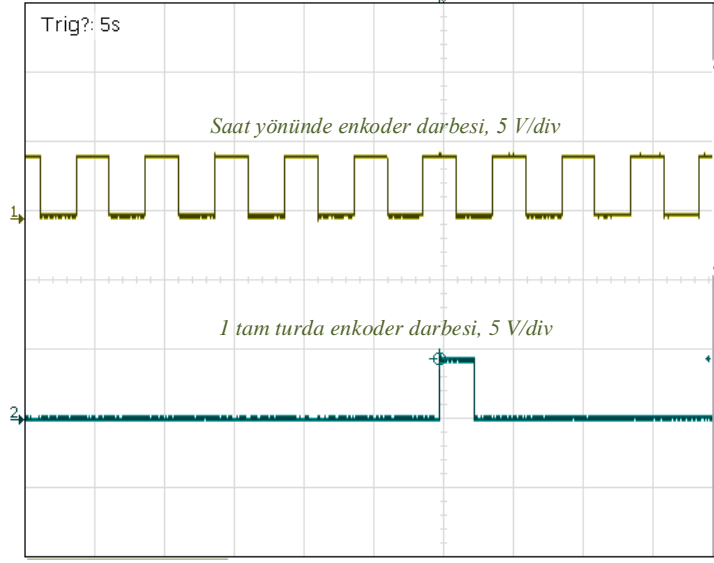
Şekil 5.30'da hız ve konum ölçümü için enkoder darbeleri izlenmektedir. A ve B darbeleri enkoderden 90° faz farklı dalga sinyalleri olarak oluşur. Enkoder ekseninin dönme hızı sinyal frekansıyla orantılıdır. Şekil 5.30a'daki gibi A sinyali B sinyalinden önde ise motor şaftı saat yönünde, Şekil 5.30b'de görüldüğü gibi B sinyali A sinyalinden önde ise motor şaftı saatin tersi yönünde döner. Şekil 5.30c'deki "Z" ve ya "indeks" ise enkoderin belirli bir referans konumunda olduğunu gösterir. Yani her bir tam tur için Z kanalı bir darbe üreterek motor şaftının dönüş sayısı hakkında bilgi verir. Tez çalışmasında motorda kullanılan enkoder devir başına 2500 darbe üretir, bu da hassasiyetinin yüksek olduğu anlamına gelir. Enkoder hız, konum ve açı belirlemek amacıyla her tur başına gönderilen A ve B enkoder darbeleri kontrol ünitesi aracılığıyla sayarak açısal pozisyonu belirler.



(a)



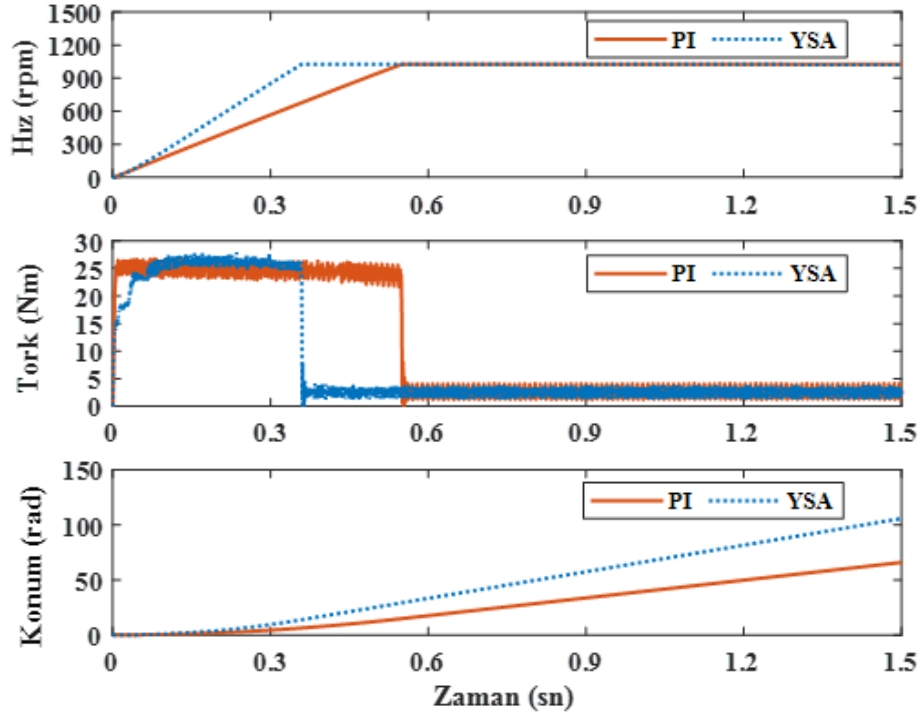
(b)



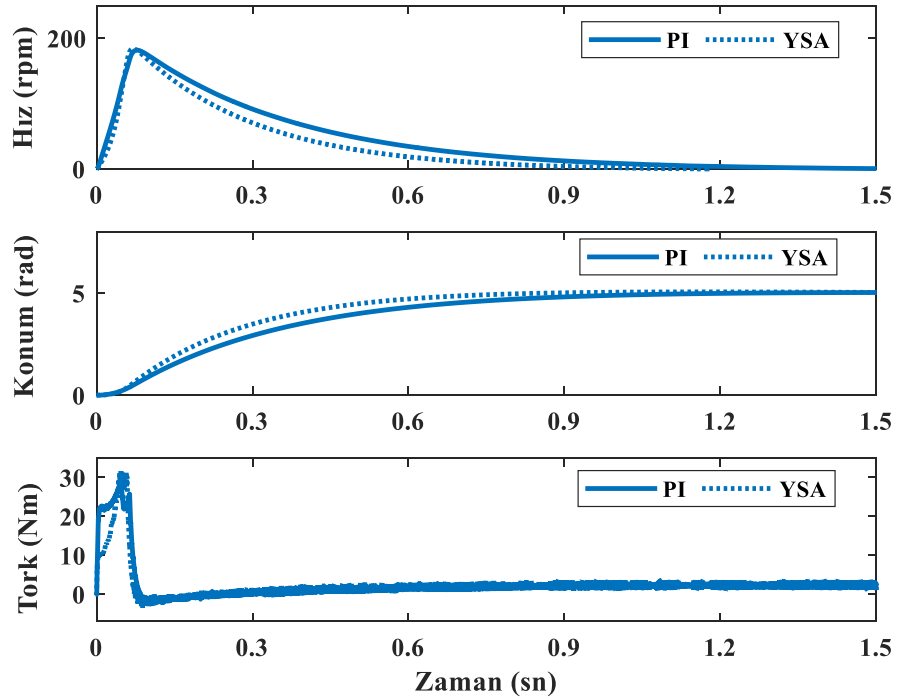
(c)

Şekil 5.30 : a) Saat yönünde, b)Saatin tersi yönünde, c) referans konum için enkoder darbeleri.

Şekil 5.31’de hız-tork çevrimi için PI ile YSA kontrolör hız, tork ve konum açısından karşılaştırmalı grafiği sunulmuştur. YSA kontrolörün referans hıza ulaşma durumunda yerleşme süresi açısından daha iyi performans sergilediği belirlenmiştir. PI kontrolörü daha lineer bir konum artışı sağlarken, YSA kontrolörü daha hızlı bir başlangıç eğilimi göstererek referans konuma daha hızlı ulaşmaktadır. YSA için yerleşme süresi 0.36 sn, PI için 0.55 sn’dir. Referans hıza ulaşana kadar tork artar ve referans hız değerine ulaşıldığında tork düşerek 2.39 Nm nominal değerinde sabit kalır. Genel olarak, YSA, PI’den daha hızlı ve kısa sürede kararlılığa ulaşmaktadır. Şekil 5.32’de konum-hız çevrimi için referans 5 rad konumda hız, konum ve tork sinyallerinin PI ile karşılaştırmalı grafiği sunulmaktadır. Buna göre YSA için kalkış anında motor 30 Nm tork ile 200 rpm hıza ulaşmış, 0.1 sn’den sonra yavaşlayarak 0.9 sn’de referans konuma ulaşmıştır. YSA, PI kontrolcüsüne göre referans konuma daha hızlı bir şekilde ulaşmıştır. YSA, PI kontrolörüne göre hem referans konuma ulaşma hem de yerleşme süresi bakımından daha başarılı performans sergilemiştir.



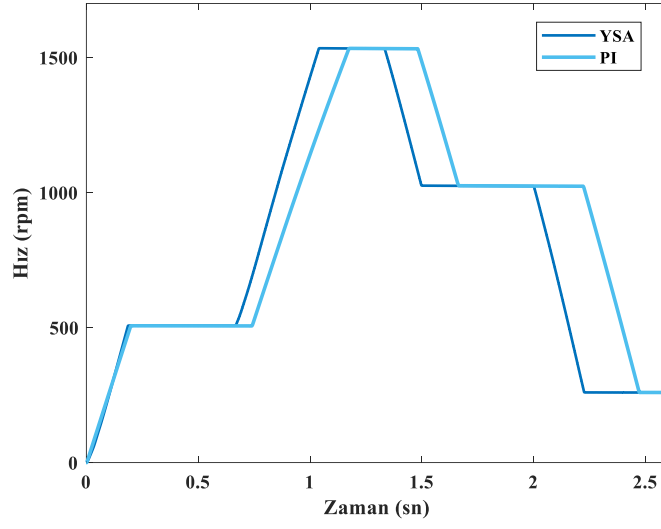
Şekil 5.31 : Referans 1000 rpm hız için hız, tork ve konum sinyalleri.



Şekil 5.32: 5 rad referans konum değeri için hız, konum ve tork grafiği.

Şekil 5.33'te sırasıyla 500,1500, 1000 ve 200 rpm değişen hız değerlerine göre PI ile YSA karşılaştırmalı grafiği sunulmaktadır. Grafik incelendiğinde, YSA'nın belirlenen referans değerlerine çok daha kısa sürede ulaştığı açıkça görülmektedir. 0-500 rpm

hıza ulaşmada çok büyük bir fark yok iken; 1500 rpm referans hız değerinde YSA 0.9. sn'de PI kontrolör ise 1.2. sn'de ulaşmaktadır.



Şekil 5.33: Değişen referans hız değerlerine göre PI ve YSA karşılaştırması.

6. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında 3 faz AA servo motorun gerçek zamanlı hız ve konum kontrolü için UVDGM tabanlı AYK tekniği uygulanmıştır. AYK, stator akım veya gerilimlerinin vektörlerle ifade edilip, hem genlik hem de faz açısı bakımından kontrol edilmesini amaçlamaktadır. Bu kontrol stratejisi, üç fazlı bir sistemi zamandan bağımsız iki koordinat düzlemine (d-q) dönüştürmeyi gerektirir. Üç fazlı inverter ile beslenen vektör kontrollü bir senkron motor sürücü sistemi geliştirmek için, yeni bir anahtarlama indüktör tabanlı transformatörsüz yükseltici DA-DA dönüştürücü tasarlanmış, anahtarlama tekniği olarak yeni bir YSA modeli kullanılmıştır. Daha sonra yükseltilmiş DA gerilimi üç fazlı H köprüsüyle AA gerilime dönüştürülmüştür.

Bu çalışmada, yeni bir anahtarlama indüktörlü bir yükseltici DA-DA dönüştürücü tasarımı sunulmuştur. Bu tasarım, tez çalışmasındaki diğer topolojilerle kıyaslandığında yüksek kazanç, sabit çıkış gerilimi, düşük gerilim dalgalanmaları, minimum anahtarlama kaybı ve kolay kontrol gibi özellikler sunar. Gerilim kazancının yüksek olması, düşük görev oranlarında yüksek gerilim sağlayarak anahtarlama kayıplarını minimize eder ve diyot ters kurtarma gibi problemleri ortadan kaldırır. DA-DA dönüştürücü güç anahtarı üzerindeki gerilim stresi $V_o/2$ kadardır. İyi bir dönüştürücüde komponentler üzerinde gerilim stresinin fazla olması kullanılan komponentlerin değerlerini artırıp maliyetin de artmasına neden olur. Bunun yanı sıra, gerilim stresinin az olması verimlilik açısından önem arz eder. Önerilen dönüştürücü, gerilim dalgalanmalarını azaltarak motor performansını ve kontrol hassasiyetini artırır. Bu sayede, SMSM daha doğru ve kararlı bir şekilde hareket eder. Ayrıca, düşük anahtarlama kayıpları sayesinde enerji dönüşümü daha verimli hale gelir ve sistem verimliliği de artar, bu durum motorun çalışma süresini uzatır. Motorun hız ve konum kontrol sinyalleri daha temiz ve istikrarlı hale gelir, böylece yörüngedeki değişikliklere daha iyi bir yanıt sağlar.

YSA anahtarlama tekniği, DA-DA dönüştürücü anahtarlama tekniği olarak uygulanmıştır. YSA, başarılı bir şekilde eğitilmiş ve tek bir ara katman ile 25 nöron dan

oluşan bir model kullanılarak oluşturulmuştur. Bu yapı, hem donanım hem de yazılım açısından oldukça basit ve uygulanabilir nitelikte olup, kolayca gerçekleştirilebilecek bir sistem tasarımı sunmaktadır. PI ile karşılaştırıldığında; hız-tork çevrimi için YSA yerleşme süresi 0.36 sn iken, PI için yerleşme süresi 0.55 sn'de olmaktadır. PI ile kıyaslandığında referans hız ve konuma yerleşme süresinin daha az, sistem tepki hızının daha iyi olduğu benzetim sonuçlarından anlaşılmaktadır. Sonuçlar, DA-DA yükseltici dönüştürücüsünde YSA anahtarlama tekniğinin kullanılmasının olumlu bir yaklaşım olduğunu göstermektedir. Eğitim ve test verilerinden elde edilen hata değerleri, tahminlerin yüksek doğrulukta gerçekleştirildiğini göstermektedir. Böylece, sistemde daha hassas ve etkili bir yöntem sunulmaktadır. Elde edilen sonuçlardan, YSA'nın değişen yük ve çalışma koşullarına hızlı bir şekilde uyum sağladığı görülmüştür.

UVDGM tabanlı AYK yöntemi yüksek başlangıç momenti sağlama, değişen hız ve konum referanslarına karşı dinamik tepki verme gibi gereksinimleri karşılayabilme yeteneğine sahiptir. AYK, motor manyetik alanını biri tork oluşturan diğeri akı oluşturan iki farklı bileşene ayırarak kontrol etmektedir. Bu teknik, DA motor sistemine benzer bir yaklaşım sunarak motor performansını optimize etmektedir. Böylece, hız ve konumdaki ani değişimlere hızlı yanıt sağlayarak performansı iyileştirmektedir. Ayrıca, yüksek tork gereksinimi olan uygulamalarda, özellikle motorun kalkış anında güçlü bir başlangıç momenti sağlamaktadır. UVDGM anahtarlama tekniği, geleneksel DGM tekniklerine kıyasla, daha az harmonik bileşen içerir, böylece motorun daha sessiz ve daha az titreşimle çalışmasını sağlamaktadır. Fazların anahtarlama sıklığı UVDGM ile optimize edilmektedir ve bu sayede anahtarlama kayıpları azaltılmış olur. Kayıpların azalması, enerji tüketimini düşürerek maliyetlerin düşmesine katkıda bulunur. UVDGM, motorun daha geniş bir hız aralığında kararlı ve verimli çalışmasına imkan tanımaktadır. Bu durum, özellikle düşük hızlarda tork üretimi ve yüksek hızlarda güç kayıplarının azaltılması açısından avantaj sağlamaktadır. Özellikle yüksek hızlarda veya değişken yük koşullarında motor kontrol sisteminin kararlılığını artırır. Böylelikle, özellikle endüstriyel uygulamalarda sürekli ve güvenilir çalışma sağlar. UVDGM, motor fazlarına uygulanan gerilim ve akımları hassas bir şekilde kontrol edilmektedir. Bu sayede, motorun performansı daha stabil olur ve istenmeyen anlık dalgalanmalar minimize edilir.

Gelecek alışmalarda, YSA ile anahtarlamaşı yapılan DA-DA dönüştürücü daha karmaşık tekniklerle (bulanık mantık, genetik algoritmalar... vb.) geliştirilerek, bu methodların sistem performansına etkileri araştırılabilir. Alan yönlendirmeli kontrol tekniği yerine, diğer motor kontrol yöntemleri test edilerek, tork ve hız tepkileri açısından performans karşılaştırmalarının yapılması faydalı olabilir. Motor hız ve konum bilgisi sensörlerden alınmak yerine, sensörsüz vektör kontrol yöntemleri kullanılarak motor hızı stator akımlarından tahmin edilebilir. Bu yöntem, sensör maliyetini ortadan kaldırarak daha ekonomik bir sürücü sağlar.

KAYNAKLAR

- Ahmed, A., Biswas, S. P., Anower, M. S., Islam, M. R., Mondal, S. & Muyeen, S. M.** (2023). A Hybrid PWM Technique to Improve the Performance of Voltage Source Inverters, *in IEEE Access*, vol. 11, pp. 4717-4729, doi: 10.1109/ACCESS.2024.3235791.
- AL-Mansory, D., Abed, I.A. & AL-Thammer. D.** (2022). Speed Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Using SVPWM Vector Control. *Proceedings of 2nd International Multi-Disciplinary Conference Theme: Integrated Sciences and Technologies, IMDC-IST 2021*, Sakarya, Turkey.
- Almawlawe, M.D.H., Al-Badri, M. & Alsakini, I.** (2020). Performance Improvement of a DC/DC Converter Using Neural Network Controller in comparison with Different Controllers Performance Improvement of a DC/DC Converter Using Neural Network Controller in comparison with Different Controllers. *IOP Conference Series Materials Science and Engineering*, 870. 1-9, 10.1088/1757-899X/870/1/012119.
- Amini, J.** (2014). An Effortless Space-Vector-Based Modulation for N -level Flying Capacitor Multilevel Inverter With Capacitor Voltage Balancing Capability, *in IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 11, pp. 6188-6195, doi: 10.1109/TPEL.2014.2299715.
- Andersson, S.K., Alaküla, M., & Lejonberg, T.** (1999). Optimization of a servo motor for an industrial robot application.
- Andreescu, G. -D., Coman, C. -E ., Moldovan, A. & Boldea, I.** (2012) .Stable V/f control system with unity power factor for SMSM drives, *2012 13th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)*, Brasov, Romania, pp. 432-438, doi: 10.1109/OPTIM.2014.6231936.
- Asghari Gorji, S., Ghasemi Sahebi, H., Ektesabi, M. & Rad, A.** (2019). Topologies and Control Schemes of Bidirectional DC-DC Power Converters: An Overview. *IEEE Access*. PP. 1-1, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2937239.
- Asker, M.E.** (2009).*Sürekli mıknatıslı senkron motorlara vektör ve doğrudan moment kontrol yöntemlerinin uygulanması.* (Yüksek Lisans Tezi). Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.
- Avcı, M.M.A.** (2023). *Wide Speed Sensorless Control of SMSM Drive With Smooth Transition Between HFSI and Extended Luenberger Observer.* (Yüksek Lisans Tezi). İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı, İstanbul.

- Babaiahgari, B.** (2015). *Development of Field Oriented Vector Controller for An Induction Motor Using Matlab Embedded Coder*. (Thesis of Master). Jawaharlal Nehru Technological University, Electrical Engineering.
- Banaei, M.R. & Bonab, Hossein.** (2016). A Novel Structure for Single-Switch Nonisolated Transformerless Buck-Boost DC-DC Converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. PP. 1-1. 10.1109/TIE.2015.2608321.
- Barth, C. B., Assem, P., Foulkes, T., Chung, W.H. & Modeer, T.** (2020). Design and Control of a GaN-Based, 13-Level, Flying Capacitor Multilevel Inverter, in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 8, no. 3, pp. 2179-2191, doi: 10.1109/JESTPE.2019.2956165.
- Bida, V. M., Samokhvalov, D. V. & Al-Mahturi, F. S.** (2018). SMSM vector control techniques — A survey, *2018 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus)*, Moscow and St. Petersburg, Russia, pp. 577-581, doi: 10.1109/EIConRus.2016.8317164.
- Boralessa, K., Walakadawattage, H., Senarathna, S., Vithanage, V. & Hemapala, K.T.M. U.** (2019). Developing a Three Phase Z Source Inverter Model and Simulating the Bidirectional Functionality, 144-146. 10.1109/R10-HTC47129.2019.9042451.
- Camgöz, M.S.** (2019). *Sabit miknatıslı senkron motorun alan yönlendirmeli kontrolünün DSP üzerinde gerçekleştirilmesi*. (Yüksek Lisans Tezi). Afyon Kocatepe Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Afyon.
- Casadei, D., Profumo, F., Serra, G. & Tani, A.** (2002). FOC and DTC: two viable schemes for induction motors torque control," *IEEE transactions on Power Electronics*, vol. 17, pp. 779-787, 2004.
- Cha, H., Li, Y. & Zheng Peng, F.** (2016). Practical Layouts and DC-Rail Voltage Clamping Techniques of Z-Source Inverters, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 11, pp. 7471-7479, doi: 10.1109/TPEL.2015.2518806.
- Chen, T. & Pan, Y.** (2021). A Novel Diagnostic Method for Multiple Open-Circuit Faults of Voltage-Source Inverters Based on Output Line Voltage Residuals Analysis, in *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 68, no. 4, pp. 1343-1347, doi: 10.1109/TCSII.2020.3034494.
- Chincholkar, S. H., Jiang, W. & Chan, C. Y.** (2018a). A Modified Hysteresis-Modulation-Based Sliding Mode Control for Improved Performance in Hybrid DC–DC Boost Converter, in *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 65, no. 11, pp. 1683-1687, doi: 10.1109/TCSII.2016.2784549.
- Chincholkar, S.H., Jiang, W. & Chan, C. -Y.** (2018b). An Improved PWM-Based Sliding-Mode Controller for a DC–DC Cascade Boost Converter," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 65, no. 11, pp. 1639-1643, doi: 10.1109/TCSII.2016.2754294.

- Çelik, E.** (2016). *Üç fazlı fırçasız doğru akım motorları için komütasyon akım salınımının azaltılmasına yönelik yeni bir yaklaşım.* (Doktora Tezi). Gazi Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara.
- Dhaouadi, G., Ounnas, D., Soufi, Y., Bouden, A.** (2023). PID based on a single artificial neural network algorithm for DC-DC boost converter. *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*. 31. 160-169. 10.11591/ijeecs.v31.i1.pp160-169.
- Diab, M. S. , Elserougi, A. A., Massoud, A. M., Abdel-Khalik, A. S. & Ahmed,S.** (2016). A Pulsewidth Modulation Technique for High-Voltage Gain Operation of Three-Phase Z-Source Inverters, in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 4, no. 2, pp. 521-533, doi: 10.1109/JESTPE.2015.2472526.
- Ding, X., Liu, Y., Zhao, D. & Wu, W.** (2020). Generalized Cockcroft-Walton Multiplier Voltage Z-Source Inverters, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 7, pp. 7175-7190, doi: 10.1109/TPEL.2019.2957016.
- Dursun, Mustafa.** (2015). *Hibrit Adaptasyon Mekanizması ile Sabit Miknatıslı Senkron Motorun Algılayıcısız Hız Kontrolü.* (Doktora Tezi).Sakarya Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Sakarya.
- Dyanamina, G. & Kakodia, S. K.** (2021). Adaptive neuro fuzzy inference system based decoupled control for neutral point clamped multi level inverter fed induction motor drive, in *Chinese Journal of Electrical Engineering*, vol. 7, no. 2, pp. 70-82, doi: 10.23919/CJEE.2021.000016.
- Efheij, H. & Albagul, A.** (2021). Comparison of PID and Artificial Neural Network Controller in on line of Real Time Industrial Temperature Process Control System, *2021 IEEE 1st International Maghreb Meeting of the Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering MI-STA*, Tripoli, Libya, pp. 110-115, doi: 10.1109/MI-STA52234.2021.9464484
- Elrajoubi, A., Ang, S.S. & Abushaiba, A.** (2017). MATLAB Simulink gömülü kodlayıcıyı kullanan TMS320F28335 DSP programlama: Teknikler ve ilerlemeler, *2017 IEEE 16. Güç Elektroniği Kontrolü ve Modelleme Çalıştayı (COMPEL)*, Stanford, CA, ABD, 2017, s. 1-7, doi: 10.1109/COMPEL.2016.8013416.
- Endiz, M. S., & Akkaya, R.** (2022). Yarı empedans kaynaklı bir inverterin tasarımı ve gerçekleştirilmesi. *Pamukkale Üniversitesi Mühendislik Bilimleri Dergisi*, 28(2), 240-246.
- Endiz, M.S.** (2021). *Anahtarlama İndüktörlü Yarı Empedans Kaynaklı Bir İnverterin Geliştirilmesi.* (Doktora Tezi). Konya Teknik Üniversitesi, Lisansüstü Eğitim Enstitüsü, Konya.
- Ertekin D., Özden, M. & Bayrak, G.** (2023). ANN-Based Intelligent Controller Design for a Bidirectional Converter Topology Considering in Fuel Cell-Powered EV Charging Applications, *7th International Hydrogen Technologies Congress* , Elazığ.

- Fard, M.T., Khan, W. A. , He, J., Weise N. & Abarzadeh, M.** (2020). Fast online diagnosis of open-circuit switching faults in flying capacitor multilevel inverters," in *Chinese Journal of Electrical Engineering*, vol. 6, no. 4, pp. 53-62, doi: 10.23919/CJEE.2020.000030.
- Feng, G., Lai, C. & Kar, N. C.** (2016). A Novel Current Injection-Based Online Parameter Estimation Method for SMSMs Considering Magnetic Saturation, in *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 52, no. 7, pp. 1-4, Art no. 8106004, doi: 10.1109/TMAG.2015.2525805.
- Fidan, O.** (2019). *Dengesiz yüklü sabit mıknatıslı senkron motorlarda hız dalgalanmaları ve titreşimlerin azaltılması.* (Yüksek Lisans Tezi). Kastamonu Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Kastamonu.
- Gandomi, A. A., Saeidabadi, S. & Parsa, L.** (2019). A Fault Tolerant T-type Inverter for Five-phase SMSM Drives," *IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Lisbon, Portugal, pp. 834-839, doi: 10.1109/IECON.2019.8927164.
- García, R. C., Suemitsu, W. I. & Pinto, J. O. P.** (2011). Precise position control of a SMSM based on new adaptive PID controllers, *XI Brazilian Power Electronics Conference*, Natal, Brazil, 2011, pp. 1081-1086, doi: 10.1109/COBEP.2011.6085329.
- Gashtil, H., Pickert, V., Atkinson, D., Giaouris, D. & Dahidah, M.** (2019).Comparative Evaluation of Field Oriented Control and Direct Torque Control Methodologies in Field Weakening Regions for Interior Permanent Magnet Machines, *2019 IEEE 13th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG)*, Sonderborg, Denmark, pp. 1-6, doi: 10.1109/CPE.2019.8862320.
- Geng, Y., Yang, K., Lai, Z., Zheng, P., Liu, H. & R. Deng.** (2019). A Novel Low Voltage Ride Through Control Method for Current Source Grid-Connected Photovoltaic Inverters, in *IEEE Access*, vol. 7, pp. 51735-51748, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2911476.
- Ghanayem, H., Alathamneh, M. & Nelms, R.M.** (2023). Three-phase SMSM vector control using decoupled flux and speed controller, *Energy Reports*, Volume 9, Supplement 3, Pages 645-652,ISSN 2352-4847, <https://doi.org/10.1016/j.egy.2024.04.090>.
- Guo, X.,Yang, Y. & Zhu, T.** (2018). ESI: A Novel Three-Phase Inverter With Leakage Current Attenuation for Transformerless PV Systems, in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 4, pp. 2967-2974, doi: 10.1109/TIE.2016.2757915.
- Hinago, Y. & Koizumi, H.** (2012).A Switched-Capacitor Inverter Using Series/Parallel Conversion With Inductive Load," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 2, pp. 878-887, doi: 10.1109/TIE.2011.2158766.
- Ho, A.V. & Chun, T.W.** (2019). Topology and Modulation Scheme for Three-Phase Three-Level Modified Z-Source Neutral-Point-Clamped Inverter,

- in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 11, pp. 11014-11025, doi: 10.1109/TPEL.2019.2901964.
- Irmak, G.** (2019). *FPGA implementation of field oriented control for permanent magnet synchronous motor*. (Yüksek Lisans Tezi), ODTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara.
- Jagan, V., Kotturu, J. & Das, S.** (2017). Enhanced-Boost Quasi-Z-Source Inverters With Two-Switched Impedance Networks, in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 9, pp. 6885-6897, doi: 10.1109/TIE.2016.2688964.
- Jayal, P., Rawat, S. & Bhuvaneswari, G..** (2020). Simplified Sensor Based Vector Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Drive, *2020 IEEE International Conference on Power Electronics, Smart Grid and Renewable Energy (PESGRE)*, 1-5. doi: 10.1109/PESGRE45664.2020.9070639.
- Jun, E.-S., Nguyen, M. H. & Kwak, S. -S.** (2020). Model Predictive Control Method With NP Voltage Balance by Offset Voltage Injection for Three-Phase Three-Level NPC Inverter, in *IEEE Access*, vol. 8, pp. 172175-172195, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3024634.
- Khoshkbar-Sadigh, A., Dargahi, V., Khorasani, R.R., Corzine, K.A. & Babaei, E.** (2021). Simple Active Capacitor Voltage Balancing Method Without Cost Function Optimization for Seven-Level Full-Bridge Flying-Capacitor-Multicell Inverters, in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 57, no. 2, pp. 1629-1643, doi: 10.1109/TIA.2021.3052155.
- Kocabıyık, H.** (2019). *Sabit mıknatıslı senkron motorun uzay vektör modülasyonlu alan yönlendirme ve doğrudan moment kontrolünün benzetim ve analizi*. (Yüksek Lisans Tezi). Pamukkale Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Denizli.
- Koç, H., Berzener, B. S., Yaren, T. & Kızır, S.** (2021). Gerçek Zamanlı DC Motor Konum-Hız ve Konum-Hız-Tork Kaskad PID Denetleyici Performanslarının Karşılaştırılması. *Afyon Kocatepe Üniversitesi Fen Ve Mühendislik Bilimleri Dergisi*, 21(4), 985-995, <https://doi.org/10.35414/akufemubid.867825>.
- Korompili, A. & Monti, A.** (2023). Review of Modern Control Technologies for Voltage Regulation in DC/DC Converters of DC Microgrids. *Energies*, doi:16(12):4564. <https://doi.org/10.3390/en16124563>.
- Kuvvetli, İ.** (2022). Modeling, simulation and implementation of a permanent magnet synchronous motor drive system using ANFIS technique. (Yüksek Lisans Tezi). İTÜ, Lisansüstü Eğitim Enstitüsü, İstanbul.
- L. He & C. Cheng.** (2016). A Flying-Capacitor-Clamped Five-Level Inverter Based on Bridge Modular Switched-Capacitor Topology, in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 12, pp. 7814-7822, doi: 10.1109/TIE.2015.2607155.

- Lee, H-J. & Shon J-G.** (2021). Improved Voltage Flux-Weakening Strategy of Permanent Magnet Synchronous Motor in High-Speed Operation. *Energies*.14(22):7464, <https://doi.org/10.3390/en14227464>.
- Lee, K.-m., Gu, T. & Bang, Y. -b.** (2020). Analysis of Accuracy and Measuring Range of Dual Absolute Encoder System, in *IEEE Sensors Journal*, vol. 20, no. 6, pp. 2997-3004, doi: 10.1109/JSEN.2019.2955381.
- Leso, M., Zilkova, J., Biros, M. & Talian, P.** (2018a). Survey of Control Methods for DC-DC Converters, *Acta Electrotechnica et Informatica*, 16. 41-46, doi: 10.15546/aei-2018-0024.
- Leso, M., Zilkova, J. & Girovsky, P.** (2018b). Development of a Simple Fuzzy Logic Controller for DC-DC Converter," *2018 IEEE 18th International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*, Budapest, Hungary, pp. 86-93, doi: 10.1109/EPEPMC.2016.8521895.
- Li, B. & Wang, C.** (2016).Comparative analysis on SMSM control system based on SPWM and SVPWM, *2016 Chinese Control and Decision Conference (CCDC)*, Yinchuan, China, pp. 5071-5075, doi: 10.1109/CCDC.2015.7531904.
- Liu, S., & Liu, C.** (2018). Flux Weakening Control for Dual Three-Phase SMSM," *2018 Asia-Pacific Magnetic Recording Conference (APMRC)*, Shanghai, China, pp. 1-2, doi: 10.1109/APMRC.2016.8601056.
- Liu, S., Song, Z., Zhang, B. & Liu, C.** (2023). Flux Weakening Controller Design for Series-Winding Three-Phase SMSM Drive Systems. *World Electric Vehicle Journal*, 14(4):106. <https://doi.org/10.3390/wevj14040107>
- Liu, Y., Ge, B., Abu-Rub, H. & Peng, F.Z.** (2014). Overview of Space Vector Modulations for Three-Phase Z-Source/Quasi-Z-Source Inverters, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 4, pp. 2098-2108, doi: 10.1109/TPEL.2014.2269539.
- Liu, Q. & Chang, X.-H.** (2018). Position IP control of a permanent magnet synchronous motor based on fuzzy neural network, *2018 Chinese Control And Decision Conference (CCDC)*, Shenyang, China, pp. 1081-1086, doi: 10.1109/CCDC.2016.8407290.
- Lyu, J., Wang, J., Hu, W. & Yan, Y.** (2020). A Neutral-Point Voltage Controller With Hybrid Parameters for NPC Three-Level Grid-Connected Inverters Under Unbalanced Grid Conditions, in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 8, no. 4, pp. 4367-4381, doi: 10.1109/JESTPE.2019.2930570.
- Manias, S.N.** (2017). 6 - Inverters (DC–AC Converters), *Power Electronics and Motor Drive Systems*, Academic Press, Pages 271-500, ISBN 9780128117989, <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-811798-9.00006-6>.
- Maruta, H., Taniguchi, H. & Kurokawa, F.** (2016). A Study on Effects of Different Control Period of Neural Network Based Reference Modified PID Control for DC-DC Converters, *2016 15th IEEE International*

Conference on Machine Learning and Applications (ICMLA), Anaheim, CA, USA, pp. 460-465, doi: 10.1109/ICMLA.2015.0081.

- Mohan, M., Joy, J., James, G. & Paulose, S.** (2022). Switched inductor based transformerless boost inverter, *Materials Today: Proceedings*, Volume 58, Part 1, Pages 496-503, ISSN 2214-7853, <https://doi.org/10.1016/j.matpr.2024.04.010>.
- Muderrisoğlu, K., Arisoy, D. O., Ahan, A. O. & Akdogan, E.** (2016). PID Parameters Prediction Using Neural Network for A Linear Quarter Car Suspension Control. *International Journal of Intelligent Systems and Applications in Engineering*, 4(1), 20-24, <https://doi.org/10.18201/ijisae.75361>.
- Mutlag, A., Mahdi, S. & Mohammed Salim, O.** (2017). Experimental investigation of SVM switching controller based two-level voltage source inverter for photovoltaic system using DSP-TMS320F28335, *COMPUSOFT, An international journal of advanced computer technology*, 6 (3), Volume-VI, Issue-III.
- Naidu, B.R., Panda, G. & Chitti Babu, B.** (2019). 3-Dynamic energy management and control of a grid-interactive DC microgrid system, *Smart Power Distribution Systems, Academic Press*, Pages 41-67, ISBN 9780128121542, <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-812154-4.00003-1>.
- Niu, F., Wang, B., Babel, A. S., Li, K. & Strangas, E. G.** (2016). Comparative Evaluation of Direct Torque Control Strategies for Permanent Magnet Synchronous Machines, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 2, pp. 1408-1424, doi: 10.1109/TPEL.2015.2421321.
- Ortatepe, Z.** (2020). *A new model implementation for doubly fed induction generator used in variable speed wind turbines.* (Doktora Tezi). Yıldırım Beyazıt Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara.
- Qanbari, T. & Tousi, B.** (2021). Single-Source Three-Phase Multilevel Inverter Assembled by Three-Phase Two-Level Inverter and Two Single-Phase Cascaded H-Bridge Inverters, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 5, pp. 5204-5212, doi: 10.1109/TPEL.2020.3029870.
- Qi, Q., Ertekin, D. & Guerrero, J.** (2021). Sliding mode controller-based switched-capacitor-based high DC gain and low voltage stress DC-DC boost converter for photovoltaic applications. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*. 125. 106495. [10.1016/j.ijepes.2020.106495](https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2020.106495).
- Raveendhra, D. & Pathak, M. K.** (2019). Three-Phase Capacitor Clamped Boost Inverter, in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 7, no. 3, pp. 1999-2011, doi: 10.1109/JESTPE.2016.2873154.
- Rostami, H., Azizian, M.R., Davari, S.A. & Mahdiyoun Rad, S.**(2021). Single-Phase Three-Level Neutral-Point-Clamped Inverter Based on Modified Z-Source Network With Reduced Voltage Stress on Capacitors, in *IEEE*

Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 9, no. 1, pp. 980-993, doi: 10.1109/JESTPE.2020.2966285.

- Roy, T., Tesfay, M.W., Nayak, B. & Panigrahi, C.K.** (2021). A 7-Level Switched Capacitor Multilevel Inverter With Reduced Switches and Voltage Stresses, in *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 68, no. 12, pp. 3587-3591, doi: 10.1109/TCSII.2021.3078903.
- Sakarya, H.** (2009). *Sürekli mıknatıslı senkron motorların alan etkili sürücü düzeneği tasarımı ve uygulaması*. (Yüksek Lisans Tezi). Konya Selçuk Üniversitesi. Fen Bilimleri Enstitüsü, Konya.
- Salah, L. & Tahar, B.** (2015). SVPWM Performance of SMSM Variable Speed and Impact of Diagnosis Sensors Faults, *Energy Procedia*, Volume 74, Pages 679-689, ISSN 1876-6102.
- Sala-Perez, P., Galceran-Arellano, S. & Montesinos-Miracle, D.** (2013). A sensorless stable V/f control method for a five-phase SMSM, *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, Lille, France, pp. 1-10, doi: 10.1109/EPE.2014.6631944.
- Shaabani, M., Mirzaei A., Rezvanyvardom M., Khosravi F. & Gorji SA.** (2023). A Hybrid Switched-Inductor/Switched-Capacitor DC-DC Converter with High Voltage Gain Using a Single Switch for Photovoltaic Application. *Energies*, 16(14):5524, <https://doi.org/10.3390/en16145524>.
- Shahir, F. M., Babaei, E. & Farsadi, M.** (2019). Extended Topology for a Boost DC-DC Converter, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 3, pp. 2375-2384, doi: 10.1109/TPEL.2016.2840684.
- Shi, J. -L., Liu, T.H. & Chang, Y.C.** (2007). Position Control of an Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor Without Using a Shaft Position Sensor, in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 4, pp. 1989-2000, doi: 10.1109/TIE.2006.895136.
- Subhani, N., May, Z., Alam, M. K., Khan, I., Hossain, M. A. & Mamun, S.** (2023). An Improved Non-Isolated Quadratic DC-DC Boost Converter With Ultra High Gain Ability," in *IEEE Access*, vol. 11, pp. 11350-11363, doi: 10.1109/ACCESS.2024.3241864.
- Tripathi, A. & Narayanan, G.** (2018). Torque Ripple Minimization in Neutral-Point-Clamped Three-Level Inverter Fed Induction Motor Drives Operated at Low-Switching-Frequency, in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, no. 3, pp. 2370-2380, doi: 10.1109/TIA.2016.2804325.
- Ürünlü, G.** (2014). *Sabit mıknatıslı senkron motorların servo uygulamalarında PID kontrolör parametrelerinin otomatik ayarlanması*. (Yüksek Lisans Tezi). İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- Vázquez, N. & López, J.V.** (2018). Inverters, *Power Electronics Handbook (Fourth Edition)*, Butterworth-Heinemann, Pages 289-338, ISBN 9780128114070, <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-811407-0.00011-6>.

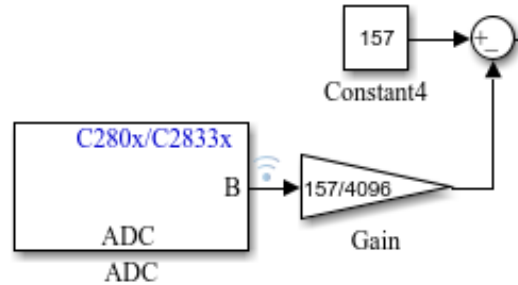
- Veena, V. S., Achari, S., Ravichandran, M. H. & Praveen, R. P.** (2014). Vector control of three phase SMSM drive using power transformations for future spacecraft application, *2014 International Conference on Circuits, Power and Computing Technologies [ICCPCT-2014]*, Nagercoil, India, pp. 313-319, doi: 10.1109/ICCPCT.2014.7054924.
- Verma, S., Singh, S.K. & Rao, A.G.** (2013). Overview of control Techniques for DC-DC converters, *Research Journal of Engineering Sciences*, ISSN 2278 – 9472, Vol. 2(8), 18-21.
- Wang, B., Zhang, Jia, C. Q., Liu, X. & Yang, G.** (2020). Robust Continuous Sliding Mode Control for Manipulator SMSM Trajectory Tracking System Under Time-Varying Uncertain Disturbances, in *IEEE Access*, vol. 8, pp. 196618-96632, 2020, doi:10.1109/ACCESS.2020.3034220.
- Wang, F., Li, Z. & Liu, Z.** (2020). Model Predictive Control Methods for Three-Level Sparse Neutral Point Clamped Inverter, in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 8, no. 4, pp. 4355-4366, doi: 10.1109/JESTPE.2019.2914764.
- Wang, K., Zheng, Z. & Li, Y.** (2020). Topology and Control of a Four-Level ANPC Inverter, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 3, pp. 2342-2352, doi: 10.1109/TPEL.2019.2927500.
- Wang, Y., Feng, Y., Zhang, X. & Liang, J.** (2020). A New Reaching Law for Antidisturbance Sliding-Mode Control of SMSM Speed Regulation System, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 4, pp. 4117-4126, doi: 10.1109/TPEL.2019.2933613.
- Wang, Z.G., Jin, J.X., Guo, Y. & Zhu, J.G.** (2008). SVPWM techniques and applications in HTS SMSM machines control. *Journal of Electronic Science and Technology of China*. 5. 191-196.
- Xu, K., Chen, W., Xu, Y., Gao, M. & Zhiwei, H.** (2014). Vector control for SMSM. *Sensors and Transducers*. 170. 227-234.
- Yağan, Y.E.** (2023). *Üç fazlı nötr noktası kenetli eviriciler için YSA tabanlı kontrolcüler tasarlanması ve uygulanması.* (Doktora Tezi). Kütahya Dumlupınar Üniversitesi, Lisansüstü Eğitim Enstitüsü, Kütahya.
- Ye, Y., Chen, S., Sun, R., Wang, X. & Yi, Y.** (2021). Three-Phase Step-Up Multilevel Inverter With Self-Balanced Switched-Capacitor, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 7, pp. 7652-7664, doi: 10.1109/TPEL.2020.3047196.
- Yolaçan, E.** (2012). *Küçük güçlü yüzey mıknatıslı ve dahili mıknatıslı senkron motorlara vektör kontrol yönteminin deneysel olarak uygulanması.* (Yüksek Lisans Tezi). Kocaeli Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Kocaeli.
- Yu, L., Wang, C., Shi, H., Xin, R. & Wang, L.** (2017). Simulation of SMSM field-oriented control based on SVPWM, *2017 29th Chinese Control And Decision Conference (CCDC)*, Chongqing, China, pp. 7407-7411, doi: 10.1109/CCDC.2016.7978524.

- Yüksek, H.İ.** (2019). *Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu yöntemi ile üç faz üç seviyeli doğrultucunun Matlab/Simulink ortamında modellenmesi*. Yüksek Lisans Tezi. Sakarya Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Sakarya.
- Yüzer, E.Ö.** (2011). *Düşük düşümlü mikro hidroelektrik santralleri için sabit mıknatıslı bir senkron generatör tasarımı*. (Yüksek Lisans Tezi). Gazi Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara.
- Zeng, Q. & Chang, L.** (2008). Development of an SVPWM-based predictive current controller for three-phase grid-connected VSI. *In: Proceedings of industry applications conference, Hong Kong, China, , pp 2395–2400.*
- Zhang, Z., Zhao, Y., Qiao, W. & Qu, L.** (2014). A space-vector-modulated sensorless direct-torque control for direct-drive PMSG wind turbines, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 50 (4), 2331-2341.
- Zhang, X., Xie, X. & Yao, R.** (2015). Field oriented control for permanent magnet synchronous motor based on DSP experimental platform. 1870-1875. 10.1109/CCDC.2015.7162224.
- Zhong, C.-Q., Wang, L. & Xu, C.-F.** (2021). Path Tracking of Permanent Magnet Synchronous Motor Using Fractional Order Fuzzy PID Controller. *Symmetry*, 14. 1116. 10.3390/sym13071116.
- Zhou, Y., Wu, Q., Li, Z. & Hong, F.** (2018). Research on a Time-Variant Shoot-Through Modulation Strategy for Quasi-Z-Source Inverter, *in IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 11, pp. 9104-9109, doi: 10.1109/TPEL.2016.2815034.
- Zhu, X., Wang, H., Deng, X., Zhang, W., Wang, H. & Yue, X.** (2021). Coupled Three-Phase Converter Concept and an Example: A Coupled Ten-Switch Three-Phase Three-Level Inverter, *in IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 6, pp. 6457-6468, doi: 10.1109/TPEL.2020.3036391.
- Url-1** < <https://tr.wikipedia.org> > erişim tarihi 20.09.2024.
- Url-2** < <https://www.dynapar.com> > erişim tarihi 21.04.2024.
- Url-3** < <https://www.alldatasheet.com> > erişim tarihi 05.06.2024.
- Url-4** < <https://www.circuits-diy.com> > erişim tarihi 21.04.2024.
- Url-5** < <https://www.lem.com> > erişim tarihi 05.06.2024.
- Url-6** < <https://tahmidmc.blogspot.com> > erişim tarihi 21.04.2024.
- Url-7** < <https://www.ti.com> > erişim tarihi 05.06.2024.

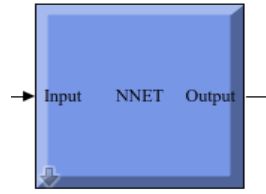
EKLER

EK A: YSA C dili komutları.

EK A



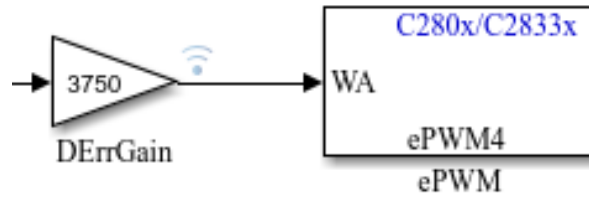
```
#include "enkoder_yapay_akimsensoru.h"
#include "enkoder_yapay_akimsensoru_private.h"
static RT_MODEL_enkoder_yapay_akimsens enkoder_yapay_akimsensoru_M_;
RT_MODEL_enkoder_yapay_akimsens *const enkoder_yapay_akimsensoru_M =
&enkoder_yapay_akimsensoru_M_;
uint16_T MW_adcInitFlag = 0;
void enkoder_yapay_akimsensoru_step(void)
{
    real_T rtb_Addminy;
    int16_T i;
    {
        enkoder_yapay_akimsensoru_B.ADC = (AdcRegs.ADCRESULT8) >> 4;
        AdcRegs.ADCTRL2.bit.RST_SEQ2 = 0x1;
    }
    rtb_Addminy = ((enkoder_yapay_akimsensoru_P.Constant4_Value -
    enkoder_yapay_akimsensoru_P.Gain_Gain *
    enkoder_yapay_akimsensoru_B.ADC) +
    -enkoder_yapay_akimsensoru_P.mapminmax_xmin) *
    ((enkoder_yapay_akimsensoru_P.mapminmax_ymax -
    enkoder_yapay_akimsensoru_P.mapminmax_ymin) /
    (enkoder_yapay_akimsensoru_P.mapminmax_xmax -
    enkoder_yapay_akimsensoru_P.mapminmax_xmin)) +
    enkoder_yapay_akimsensoru_P.mapminmax_ymin;
```



```

enkoder_yapay_akimsensoru_B.dv[0] =
(enkoder_yapay_akimsensoru_P.IW111_Value *
rtb_Addminy + enkoder_yapay_akimsensoru_P.b1_Value[0]) *
enkoder_yapay_akimsensoru_P.Gain_Gain_j;
enkoder_yapay_akimsensoru_B.dv[1] =
(enkoder_yapay_akimsensoru_P.IW112_Value *
rtb_Addminy + enkoder_yapay_akimsensoru_P.b1_Value[1]) *
enkoder_yapay_akimsensoru_P.Gain_Gain_j;
enkoder_yapay_akimsensoru_B.dv[2] =
(enkoder_yapay_akimsensoru_P.IW113_Value *
rtb_Addminy + enkoder_yapay_akimsensoru_P.b1_Value[2]) *
enkoder_yapay_akimsensoru_P.Gain_Gain_j;
enkoder_yapay_akimsensoru_B.dv[3] =
(enkoder_yapay_akimsensoru_P.IW114_Value *
rtb_Addminy + enkoder_yapay_akimsensoru_P.b1_Value[3]) *
enkoder_yapay_akimsensoru_P.Gain_Gain_j;
enkoder_yapay_akimsensoru_B.dv[4] =
(enkoder_yapay_akimsensoru_P.IW115_Value *
rtb_Addminy + enkoder_yapay_akimsensoru_P.b1_Value[4]) *
enkoder_yapay_akimsensoru_P.Gain_Gain_j;
enkoder_yapay_akimsensoru_B.dv[5] =
(enkoder_yapay_akimsensoru_P.IW116_Value *
rtb_Addminy + enkoder_yapay_akimsensoru_P.b1_Value[5]) *
enkoder_yapay_akimsensoru_P.Gain_Gain_j;
enkoder_yapay_akimsensoru_B.dv[6] =
(enkoder_yapay_akimsensoru_P.IW117_Value *
rtb_Addminy + enkoder_yapay_akimsensoru_P.b1_Value[6]) *
enkoder_yapay_akimsensoru_P.Gain_Gain_j;
enkoder_yapay_akimsensoru_B.dv[7] =
(enkoder_yapay_akimsensoru_P.IW118_Value *
rtb_Addminy + enkoder_yapay_akimsensoru_P.b1_Value[7]) *
enkoder_yapay_akimsensoru_P.Gain_Gain_j;
enkoder_yapay_akimsensoru_B.dv[8] =
(enkoder_yapay_akimsensoru_P.IW119_Value *
rtb_Addminy + enkoder_yapay_akimsensoru_P.b1_Value[8]) *
enkoder_yapay_akimsensoru_P.Gain_Gain_j;
enkoder_yapay_akimsensoru_B.dv[9] =
(enkoder_yapay_akimsensoru_P.IW1110_Value *
rtb_Addminy + enkoder_yapay_akimsensoru_P.b1_Value[9]) *
enkoder_yapay_akimsensoru_P.Gain_Gain_j;
rtb_Addminy = 0.0;
for (i = 0; i < 10; i++) {
rtb_Addminy += (1.0 / (exp(enkoder_yapay_akimsensoru_B.dv[i]) +
enkoder_yapay_akimsensoru_P.one_Value) *
enkoder_yapay_akimsensoru_P.Gain1_Gain -
enkoder_yapay_akimsensoru_P.one1_Value) *
enkoder_yapay_akimsensoru_P.IW211_Value[i];
}

```



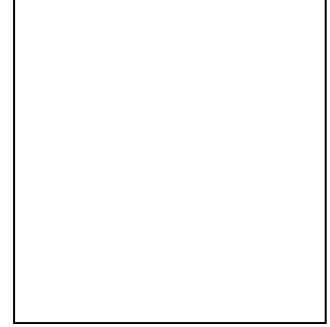
```

enkoder_yapay_akimsensoru_B.DErrGain1 =
((enkoder_yapay_akimsensoru_P.mapminmax_reverse_xmax -
enkoder_yapay_akimsensoru_P.mapminmax_reverse_xmin) /
(enkoder_yapay_akimsensoru_P.mapminmax_reverse_ymax -
enkoder_yapay_akimsensoru_P.mapminmax_reverse_ymin) * ((rtb_Addminy +
enkoder_yapay_akimsensoru_P.b2_Value) +
-enkoder_yapay_akimsensoru_P.mapminmax_reverse_ymin) +
enkoder_yapay_akimsensoru_P.mapminmax_reverse_xmin) *
enkoder_yapay_akimsensoru_P.DErrGain1_Gain;
{
EPwm4Regs.CMPA.half.CMPA =
(uint16_T)(enkoder_yapay_akimsensoru_B.DErrGain1);
}
rtExtModeUploadCheckTrigger(1);
{
rtExtModeUpload(0, (real_T)enkoder_yapay_akimsensoru_M-
>Timing.taskTime0);
}
{
.
.
.
}
{
EPwm4Regs.TBPRD = 3750;
EPwm4Regs.TBCTL.all = (EPwm4Regs.TBCTL.all & ~0x3FBF) | 0x12;
EPwm4Regs.TBPHS.all = (EPwm4Regs.TBPHS.all & ~0xFFFF0000) | 0x0;
EPwm4Regs.TBCTR = 0x0000;
EPwm4Regs.CMPCTL.all = (EPwm4Regs.CMPCTL.all & ~0x5F) | 0x0;
EPwm4Regs.CMPA.half.CMPA = 1875;
EPwm4Regs.CMPB = 1875;
EPwm4Regs.AQCTLA.all = 144;
EPwm4Regs.AQCTLB.all = 2304;
EPwm4Regs.AQSFRC.all = (EPwm4Regs.AQSFRC.all & ~0xC0) | 0x0;
EPwm4Regs.AQCSFRC.all = (EPwm4Regs.AQCSFRC.all & ~0xF) | 0x0;
EPwm4Regs.DBCTL.all = (EPwm4Regs.DBCTL.all & ~0x3F) | 0x0;
EPwm4Regs.DBRED = 0;
EPwm4Regs.DBFED = 0;
EPwm4Regs.ETSEL.all = (EPwm4Regs.ETSEL.all & ~0xFF0F) | 0x1901;

```

Şekil A.1 : YSA C dili komutları.

ÖZGEÇMİŞ



Ad-Soyad : Kübra BALTACI

Doğum Tarihi ve Yeri :

E-posta :

ÖĞRENİM DURUMU:

- **Lisans** : 2016, Yıldız Teknik Üniversitesi, Elektrik Elektronik Fakültesi, Elektrik Mühendisliği
- **Yüksek Lisans** : 2020, Bursa Teknik Üniversitesi, Lisansüstü Eğitim Enstitüsü, Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

MESLEKİ DENEYİM VE ÖDÜLLER:

Sibernetik Makine&Otomasyon Uygulamaları – ARGE Mühendisi.

TEZDEN TÜRETİLEN ESERLER, SUNUMLAR VE PATENTLER:

- **Baltacı, K., Ertekin, D., Bayrak, G.** (2024). Design and experimental validation of an artificial neural network-SVPWM controller for a novel micro grid-tied fuel cell-based 3-phase boost inverter, *International Journal of Hydrogen Energy*, Volume 52, Part C, Pages 1247-1265, ISSN 0360-3199.
- **Baltacı, K. & Ertekin, D. & Bayrak, G.** (2023). An improved SVPWM switching control strategy for a quasi-impedance source-based inverter considering hydrogen energy-based microgrids, *7 th International Hydrogen Technologies Congress*, Türkiye : Fırat University, May 10-12.
- **Baltacı, K. & Ertekin, D. & Bayrak, G.** (2023). A Space Vector PWM Switching and DSP-based Inverter Controller Design for Fuel Cell- Integrated

Microgrids: Design and Experimental Validation, *7 th International Hydrogen Technologies Congress*, Türkiye : Fırat University, May 10-12.

DİĞER ESERLER, SUNUMLAR VE PATENTLER:

- **Ertekin, D., Baltacı, K., Toprak, M.Z., Çelebi, M., Özden, M. and Siano, P.** (2024). The Design and Practical Realization of an Adaptable Grid Integrating Hydrogen Fuel Cell Setup With a Fuzzy-Logical Controller-Based SVPWM Boosted Inverter, in *IEEE Access*, vol. 12, pp. 123489-123513, 2024, doi: 10.1109/ACCESS.2024.3453659.
- **Ertekin, D., Baltacı, K., Çelebi, M.** (2023). Advancing Renewable Energy: An Experimental Study of a Switched-Inductor, Switched-Capacitor Luo Boost Converter for Low-Voltage Applications, *Electronics*, 12, 5005.
- **Tekin, H. & Bulut, K. & Ertekin, D.** (2022). A novel switched-capacitor and fuzzy logic-based quadratic boost converter with mitigated voltage stress, applicable for DC micro-grid, *Electrical Engineering*, 04, 4391–4413 (2022). <https://doi.org/10.1007/s00202-022-01631-3>.
- **Ertekin, D., Bulut, K., Tekin, H., & Moschopoulos, G.** (2022). A design for switched capacitor and single-switch DC–DC boost converter by a small signal-based PI controller. *International Journal of Circuit Theory and Applications*, 50(5), 1620-1651.
- **Bulut, K. ve Ghaderi, D.** (2020). Maximum Power Point Tracking by the Small-Signal-Based PI and Fuzzy Logic Controller Approaches for a Two-stage Switched-Capacitor DC-DC Power Boost Converter; *Applicable for Photovoltaic Utilizations, ECJSE*, c. 7, sy. 3, ss. 1167–1190.