

T.C
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

MATRİS ÇEVİRİCİ İLE BESLENEN SÜREKLİ MİKNATISLI SENKRON MOTOR
SÜRÜCÜ TASARIMI VE ALGILAYICISIZ HIZ DENETİMİ

DOKTORA TEZİ

Ömür AYDOĞMUŞ

(06113207)

Anabilim Dalı: Elektrik-Elektronik Mühendisliği
Program: Elektrik Makinaları

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Sedat SÜNTER

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 10 Mart 2011

NİSAN-2011

T.C
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**MATRİS ÇEVİRİCİ İLE BESLENEN SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTOR
SÜRÜCÜ TASARIMI VE ALGILAYICISIZ HIZ DENETİMİ**

DOKTORA TEZİ

Ömür AYDOĞMUŞ

(06113207)

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 10 Mart 2011
Tezin Savunulduğu Tarih : 05 Nisan 2011

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Sedat SÜNTER (F.Ü)

Diğer Jüri Üyeleri: Prof. Dr. Hasan KÜRÜM (F.Ü)

Doç. Dr. Mehmet Timur AYDEMİR (G.Ü)

Doç. Dr. Yetkin TATAR (F.Ü)

Yrd. Doç. Dr. Mehmet ÖZDEMİR (F.Ü)



The image shows five handwritten signatures in blue ink, each on a dotted line. The signatures are: 1. Sedat Sünter (Tez Danışmanı), 2. Hasan Kürüm (Diğer Jüri Üyeleri), 3. Mehmet Timur Aydemir (Doç. Dr.), 4. Yetkin Tatar (Doç. Dr.), and 5. Mehmet Özdemir (Yrd. Doç. Dr.).

NİSAN-2011

ÖNSÖZ

Bu çalışmada, değerli zamanlarından ödün vererek fikir ve tecrübelerini eksik etmeyen danışmanım Sayın Prof. Dr. Sedat SÜNTER 'e teşekkür eder ve şükranlarımı sunarım.

Fırat Üniversitesi Bilimsel Araştırmaları Birimine (FÜBAP)-1698 nolu proje ile vermiş oldukları finansal destekten dolayı teşekkür ederim.

Çalışmalarım boyunca manevi desteklerini hissettiğim eşime ve oğlum Bilgealp'e teşekkür ederim.

Ömür AYDOĞMUŞ

ELAZIĞ - 2011

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa No</u>
ÖNSÖZ	I
İÇİNDEKİLER	II
ÖZET	V
SUMMARY	VI
ŞEKİLLER LİSTESİ	VII
TABLOLAR LİSTESİ	X
SEMBOLLER LİSTESİ	XI
KISALTMALAR LİSTESİ	XII

1.	GİRİŞ	1
1.2	Tezin Amacı	5
1.3	Tezin Organizasyonu	6
2.	MATRİS ÇEVİRİCİ	8
2.1	Giriş	8
2.2	Çift Yönlü Anahtarlar	9
2.3	Matris Çeviricilerde Koruma	12
2.4	Giriş Filtresi	15
2.5	Matris Çeviricide Kullanılan Modülasyon Algoritmaları	15
2.5.1	Venturini Algoritması	16
2.5.1.1	Çıkış Geriliminin Elde Edilmesi	17
2.5.1.2	Giriş Akımları Dalga Şekilleri	19
2.5.1.3	Giriş Yer Değiştirme Faktör Kontrolü	21
2.5.1.4	Maksimum Çıkış Geriliminin Elde Edilmesi	24
2.5.1.5	Maksimum Çıkış Gerilimi İçin Sadeleştirilmiş Venturini Algoritması	25
2.5.2	Skaler Kontrol Algoritması	26
2.5.3	Uzay Vektör Modülasyon Algoritması	28
2.6	Sonuç	33

3.	SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTOR VE VEKTÖR KONTROLÜ .	34
3.1	Giriş	34
3.2	PMSM'nin Genel Yapısı	34
3.3	PMSM'nin Matematiksel Modeli ve Vektör Kontrolü	37
3.4	PI Kontrolör Tasarımı	42
3.4.1	Akım Kontrolörü Tasarımı	42
3.4.2	Hız Kontrolörü Tasarımı	46
3.5	Sonuç	48
4.	SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN ALGILAYICISIZ HIZ KONTROLÜ.....	49
4.1	Giriş	49
4.2	Genişletilmiş Kalman Filtre Uygulamaları İçin Genel Bir Bakış	49
4.2.1	Zaman-Domeninde Makine Modelinin Seçimi	51
4.2.2	PMSM'nin Ayrık Zaman Durum-Uzay Modeli	52
4.2.3	GKF Algoritmasının Uygulanması	54
4.3	Sonuç	56
5.	SÜRÜCÜ SİSTEMİNİN MODELLENMESİ VE BENZETİM SONUÇLARI .	57
5.1	Giriş	57
5.2	Matris Çevirici ve Güç Devresi Benzetim Modeli	57
5.3	Vektör Kontrollü PMSM Sürücü Sisteminin Benzetimi	60
5.4	Algılayıcısız Vektör Kontrollü PMSM Benzetimi	63
5.5	Sonuç	67
6.	SÜRÜCÜ SİSTEMİNİN TASARLANMASI VE DENEYSEL SONUÇLAR ...	57
6.1	Giriş	68
6.2	Donanımsal Tasarım	68
6.2.1	Matris Çevirici Modülü	69
6.2.2	IGBT Sürme Devresi	71
6.2.3	Ölü Zaman Devresi	72
6.2.4	Aşırı Akım ve Kısa Devre Koruma Devresi	74
6.2.5	Snubber Devresi	76

6.1.6	Gerilim Kenetleme Devresi	76
6.2.7	Giriş Filtresi Devresi	77
6.2.8	Dijital Sinyal Denetleyicisi	78
6.3	Yazılımsal Tasarımı	78
6.4	DeneySEL Sonuçlar	80
6.5	Sonuç	89
7.	SONUÇLAR.....	90
	KAYNAKLAR.....	92
	EKLER	100
	ÖZGEÇMİŞ.....	

ÖZET

Birçok endüstriyel uygulamada, mekaniksel hareketler elektrik motorları kullanarak gerçekleştirilmektedir. Endüstride kullanılan elektrik motorları, üretilen enerjinin büyük bir oranını tüketmektedir. Elektrik motor kontrolü, sürekli artan elektrik enerji tüketiminde önemli bir rol oynar. Elektrik motoru sadece sabit hızda değil, aynı zamanda değişken hızlarda da çalışmaktadır. Teknolojideki son gelişmeler elektrik motoru sürücü sistemlerinin gelişimini desteklemiştir.

Ticari motor sürücü sistemleri genellikle iki-seviyeli eviriciler kullanılarak yapılmaktadır. Ancak, bu tip motor sürücüleri, büyük dc-link kapasitesine ihtiyaç duyması, çift-yönlü güç akışına müsaade etmemesi, düşük Toplam Harmonik Bozulması (THD) elde etmek için büyük giriş filtresine ihtiyaç duyması, dört-bölgeli çalışma kabiliyetinin olmaması gibi bazı dezavantajlara sahiptir. Tüm bu dezavantajlar, ac-ac dönüşümü doğrudan gerçekleştiren bir matris Çevirici kullanılarak giderilebilir.

Endüstrinin vazgeçilmez bir parçası olan asenkron motorlar, yerlerini son zamanlarda daha verimli, kompakt ve yüksek momente sahip Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorlara (PMSM) bırakmaya başlamıştır. Ayrıca, PMSM'nin algılayıcısız bir hız kontrolü yöntemiyle birleştirilmesi ile daha verimli bir motor sürücüsü elde edilebilir. Bunlara ek olarak, PMSM'nin algılayıcısız hız kontrolü bir matris Çevirici ile desteklendiğinde çok daha verimli motor-sürücü çifti elde etmek mümkündür.

Bu tez çalışmasında; matris çeviricilerin eviricilere, PMSM'nin asenkron motora ve algılayıcısız kontrolün algılayıcılı kontrole göre olan bazı avantajlardan dolayı, bu üç sistemin birleşmesi ile daha yüksek performans ve verimli bir sürücü sistemini göstermek amacıyla matris çeviriciden beslenen algılayıcısız PMSM sürücüsü tasarlanmıştır. Tasarlanan motor sürücü sistemi kompakt bir yapıya sahiptir. Ayrıca sistemin kontrolü düşük maliyetli bir dijital kontrolör kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Matris çevirici, PMSM, vector kontrol, Genişletilmiş Kalman Filtre (GKF).

SUMMARY

DESIGN OF PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR DRIVE FED BY A MATRIX CONVERTER

Most mechanical movements are performed by using electrical motors in almost every industrial process. In industry, electrical motors consume a large percentage of the produced electrical energy. The electrical motor control plays an important role in the electrical energy consumption which increases continuously. The electrical motor not only operates at constant speeds, but also operates at variable speeds. Recent advances in technology have supported the evolution of the electrical motor drive systems.

Generally, the commercial motor drive systems are designed using two-level inverters. However, this type of the motor drive systems have some disadvantages such as a requirement of a huge dc-link capacitor, no bi-directional power flow, huge input filter requirement to obtain low THD (Total Harmonic Distortion) of the input current, not allowing four-quadrant operation etc. All these disadvantages can be eliminated by using a matrix converter which performs the ac-ac conversion directly.

In this thesis, because of some advantages of matrix converter to the inverter, PMSM to the induction motor and sensorless to sensed control, a PMSM sensorless drive fed by a three-phase matrix converter has been designed to demonstrate that a drive system with high performance and efficiency can be constructed by combining the advantages of these systems. Also, the power/volume ratio can be maximized by making a compact design of the matrix converter fed PMSM sensorless drive. The designed motor drive system has a compact structure. In addition, the control of the system has been performed by using a low cost digital controller.

Keywords: Matrix converter, PMSM, Vector control, Extended Kalman Filter (EKF).

ŞEKİLLER LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Şekil 1.1	Elektrik motorlarının sınıflandırma şeması 1
Şekil 1.2	AC bir motoru süren 2-seviyeli evirici ve matris çevirici bağlantı şemaları 2
Şekil 2.1	Üç-fazlı matris çevirici devresi 8
Şekil 2.2	Çift yönlü anahtar yapıları a) Tek anahtarlı köprü diyot, b)Ortak emiterli anti- paralel IGBT-diyot çifti, c) Ortak kolektörlü anti-paralel IGBT-diyot çifti 10
Şekil 2.3	Çift yönlü anahtar modülü (DYNEX) 11
Şekil 2.4	Matris çevirici modülü (EUPEC) 12
Şekil 2.5	Matris çevirici koruma kenetleme devresi..... 13
Şekil 2.6	Matris çevirici için varistörlü koruma devresi bağlantı 14
Şekil 2.7	Matris çevirici giriş filtresi bağlantı şeması 15
Şekil 2.8	Matris çevirici anahtarın bağlantı şeması 16
Şekil 2.9	Akım sentezi için anahtarların yerleşim şeması 17
Şekil 2.10	Geride çıkış akımı için farklı çalışma modları ile giriş akımının faz açılarının değişimleri 22
Şekil 2.11	Üç fazlı giriş gerilimi referanslı sinüzaoidal çıkış gerilimi $f_i=50$ Hz, $f_o=150$ Hz.. 23
Şekil 2.12	($q=0.866$ ve $\omega_o=4\omega_i$) için üç faz giriş ve matris çevirici çıkış dalga şekilleri 25
Şekil 2.13	a) Üretilen çıkış faz gerilim vektörü, b) Üretilen giriş faz akım vektörü 29
Şekil 2.14	a) Çıkış gerilim vektörü, b) Çıkış akım vektörü 29
Şekil 2.15	Bir T_s periyodu için anahtarlama düzeni 32
Şekil 3.1	Mıknatıs dilimlerinin rotora farklı montaj şekilleri a) Yüzey, b) İçe doğru, c) Gömülü 37
Şekil 3.2	Üç faz a,b,c ve iki faz dq, $\alpha\beta$ uzay vektör diyagramı 38
Şekil 3.3	PMSM'nin dq eşdeğer devresi 40
Şekil 3.4	PMSM için genel vektör kontrol şeması 42
Şekil 3.5	Elektriksel dinamiklerin blok diyagramı 42
Şekil 3.6	Aktif sönümlleme blok diyagramı 43
Şekil 3.7	IMC yapısı 44
Şekil 3.8	Klasik kontrol yapısı 44
Şekil 4.1	PMSM'nin ayrık zamanlı durum uzay modeli blok diyagramı 53
Şekil 4.2	GKF için sistem modeli blok diyagramı 54

Şekil 4.3	GKF blok diyagramı	55
Şekil 5.1	Matlab/ <i>SimPowerSystems</i> kullanılarak elde edilen matris çevirici modeli	57
Şekil 5.2	Matlab/ <i>SimPowerSystems</i> blokları ile hazırlanan benzetim modeli	58
Şekil 5.3	Matris çevirici giriş/çıkış akım ve gerilim dalga şekilleri	59
Şekil 5.4	a) Matris çevirici çıkış gerilimi (V_{ab}), b) V_{ab} için harmonik spektrumu, c) Matris çevirici yük akımı (i_a), d) i_a için harmonik spektrumu, e) Kaynak akımı (i_A), f) i_A için harmonik spektrumu	59
Şekil 5.5	Matris çeviriciyle beslenen vektör kontrollü PMSM benzetim modeli blok diyagramı	60
Şekil 5.6	a) Motor hızı, b) i_d ve i_q akımları, c) Stator akımları d) Moment-hız grafiği	61
Şekil 5.7	a) Motor hızı, b) i_d ve i_q akımları, c) Stator akımları d) Moment-hız grafiği	62
Şekil 5.8	Matris çeviriciyle beslenen algılayıcısız vektör kontrollü PMSM benzetimi	63
Şekil 5.9	Farklı Q ve R kovaryans matrisleri için GKF hız tahmini ve ölçülen hız grafikleri	64
Şekil 5.10	a) Ölçülen ve tahmin edilen motor hızı, b) Hız tahmin hatası, c) Ölçülen ve tahmin edilen konum (θ), d) i_a , i_b ve i_c stator akımları, <i>Yatay eksenler: t [s]</i>	65
Şekil 5.11	a) Ölçülen ve tahmin edilen motor hızı, b) Hız tahmin hatası, c) Ölçülen ve tahmin edilen konum (θ), d) i_a , i_b ve i_c stator akımları, <i>Yatay eksenler: t [s]</i>	66
Şekil 6.1	Sistemin blok şeması	68
Şekil 6.2	Güç devresi bağlantı şeması	69
Şekil 6.3	FM35R12KE IGBT-Modülün iç bağlantı şeması	70
Şekil 6.4	Matris çevirici ve soğutucu	70
Şekil 6.5	IGBT sürücü devresi +15V, -8V d.a. besleme kartı	71
Şekil 6.6	IGBT sürücü devresi	72
Şekil 6.7	1 μ s ölü zaman süresinin osiloskop ile ölçümü	73
Şekil 6.8	Ölü zaman kartı ve bağlantı şeması	73
Şekil 6.9	Aşırı akım koruma	74
Şekil 6.10	Kısa devre koruma	75
Şekil 6.11	RC snubber devresi	76
Şekil 6.12	Gerilim Kenetleme Devresi	77
Şekil 6.13	Giriş filtresi devresi	77
Şekil 6.14	ezDSP Delfino-28335 kartının görünümü	78
Şekil 6.15	TMS320F28335 ezDSP için geliştirilen yazılım blokları	79

Şekil 6.16	Code Composer Studio programı ile gerçek zamanlı alınmış bir görüntü	79
Şekil 6.17	Lojik Analizör ile ölçülen anahtar sinyalleri	80
Şekil 6.18	RL yükü için <i>Üst</i> : Çevirici çıkış gerilimi ve yük akımı, <i>Alt</i> :1 periyot V_{ab} sinyali	80
Şekil 6.19	Matris çevirici ile beslenen PMSM sürücü sistemi deney düzeneği	81
Şekil 6.20	Yüksüz durum için; a)Referans ve motor hızı, b) i_d ve i_q akımları, c) i_a stator akımı, tam yük durumu için; a)Referans ve motor hızı, b) i_d ve i_q akımları, c) i_a stator akımı	82
Şekil 6.21	a) Referans ve motor hızı, b) Matris çevirici V_{ab} çıkış gerilimi ve i_a yük akımı, c) 250d/d sabit hızda dönerkenm çevirici V_{ab} çıkış gerilimi ve i_a yük akımı, d) 10d/d sabit hızda dönerken matris çevirici V_{ab} çıkış gerilimi ve i_a yük akımı ..	83
Şekil 6.22	a) Motor hızı, b) Tahmin hızı, c) Hız tahmin hatası	84
Şekil 6.23	Algılayıcılı çalışma; a) Referans ve motor hızı, b) i_d ve i_q akımları, Algılayıcısız çalışma; c) Referans ve motor hızı, d) i_d ve i_q akımları	85
Şekil 6.24	Şekil 6.23'e ilişkin matris çevirici V_{ab} çıkış gerilimi ve i_a motor akımı, <i>Sol</i> : Algılayıcılı çalışma <i>Sağ</i> : Algılayıcısız çalışma; a,e) V_{ab} çıkış gerilimi ve motor akımı $100x i_a$ (A). b,f) 0 d/d'dan sinüs referansa geçiş, c,g) Sinüs referanstan 250d/d'ya geçiş, d,h) 250d/d'dan -250d/d'ya geçiş detayları	85
Şekil 6.25	Algılayıcılı çalışma durumu için; a) Matris çevirici V_{ab} çıkış gerilimi ve i_a yük akımı, b) V_{ab} gerilimi harmonik spektrumu c) i_a yük akımı harmonik spektrumu, Algılayıcısız çalışma durumu için; d) Matris çevirici V_{ab} çıkış gerilimi ve i_a yük akımı, e) V_{ab} gerilimi harmonik spektrumu f) i_a yük akımı harmonik spektrumu	86
Şekil 6.26	a) Motor ve tahmin edilen hız, b) Matris çevirici çıkış gerilimi ve motor akımı, c) %25 yüklü çalışma durumu için V_{ab} gerilimi ve i_a akımı, d) %90 yüklü çalışma durumu için V_{ab} gerilimi ve i_a akımı	87
Şekil 6.27	a) Motor hızı, b) i_d ve i_q akımları, c) V_{An} şebeke gerilimi ve i_A kaynak akımı	88

TABLÖLAR LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Tablo 2.1 UVM algoritmasında kullanılan anahtarlama durumları	28
Tablo 2.2 Çıkış gerilimi ve giriş akımı sektörleri için anahtarlama durumlarının seçimi	30

SEMBOLLER LİSTESİ

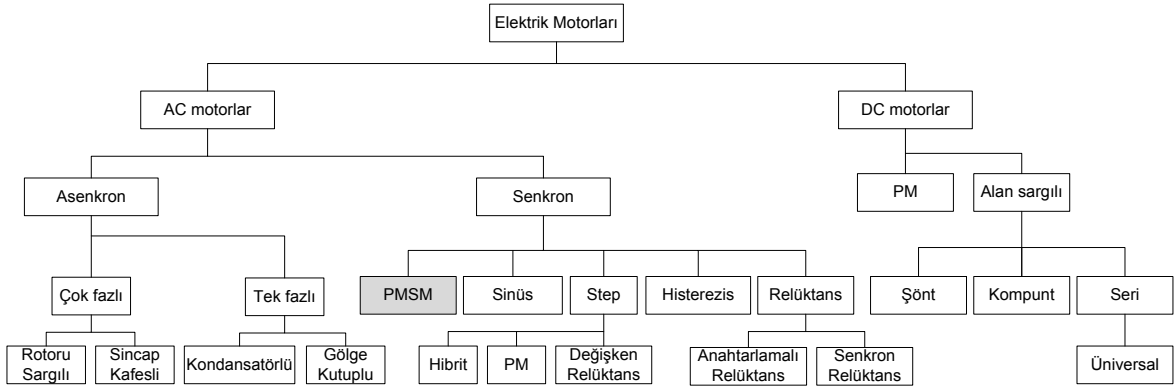
V_A, V_B, V_C	: Giriş gerilimleri
V_a, V_b, V_c	: Çıkış gerilimleri
i_A, i_B, i_C	: Giriş faz gerilimleri
i_a, i_b, i_c	: Çıkış faz gerilimleri
T_s	: Anahtarlama süresi
f_s	: Anahtarlama frekansı
ω_i	: Giriş gerilimi açısal frekansı
ω_o	: Çıkış gerilimi açısal frekansı
ω_m	: Modülasyon sinyali açısal frekansı
θ	: Bağlı fazı
q	: Gerilim oranını “Çıkış geriliminin giriş gerilimine oranı”
q_m	: Maksimum gerilim oranını
ϕ_o	: Yük faz açısı
ψ_β	: Giriş gerilimi için $0, 2\pi/3, 4\pi/3$ faz farkı
ψ_γ	: Çıkış gerilimi için $0, 2\pi/3, 4\pi/3$ faz farkı
d	: Direkt eksen “d - eksen”
q	: Kuadratik eksen “q - eksen”
R	: Direnç
L	: İndüktans
C	: Kondansatör
i_d	: d-ekseni akım
i_q	: q-ekseni akım
ψ	: Akı yoğunluğu
ω_e	: Elektriksel açısal hız
ω_m	: Mekaniksel açısal hız
p	: Çift kutup sayısı
T_L	: Yük momentini
J	: Atalet momentini
B	: Sürtünme katsayısı

KISALTMALAR LİSTESİ

ac	: Alternatif akım
dc	: Doğru akım
PMSM	: Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor
GKF	: Genişletilmiş Kalman Filtre
PWM	: Darbe Genişlik Modülasyonu
SVM	: Uzay Vektör Modülasyonu
PI	: Oransal İntegral Kontrolörü
THD	: Toplam Harmonik Bozulması
DSP	: Dijital Sinyal İşlemci
DSC	: Dijital Sinyal Kontrolör
ADC	: Analog/Dijital Dönüştürücü
CCS	: Code Composer Studio
IGBT	: Kapısı İzoleli Bipolar Jonksiyon Transistör
MOSFET	: Metal Oksit Yarıiletken Alan-Etkili Transistör

1. GİRİŞ

Günümüzde endüstri ile birlikte diğer tüm ticari sektörler artan enerji tüketimi problemleri ile karşı karşıya kalmaktadır. International Energy Agency (IEA)'nın araştırmaları 2030 yılına kadar dünyanın bugünkü enerji talebinin neredeyse iki katına çıkacağını tahmin etmektedir. Teknolojideki gelişmelere paralel olarak enerji ihtiyacının her geçen gün artması, enerjinin daha verimli kullanılmasını gerektirmektedir. Elektrik enerjisi tüketiminin büyük bir kısmını elektrik motorları oluşturduğundan, motorun ve kontrolünün verimliliği enerji tüketimini doğrudan etkilemektedir. Elektrik motorları Şekil 1.1'de gösterildiği gibi temel olarak ac ve dc motorlar olarak sınıflandırılabilirler.



Şekil 1.1 Elektrik motorlarının sınıflandırma şeması

Elektrik makinaları elektriksel enerjiyi mekaniksel enerjiye çevirebildikleri gibi tersi durumu da sağlayabilirler. Endüstriyel uygulamaların birçoğunda motor çalışma olarak adlandırılan elektriksel enerjiyi mekanik enerjiye çeviren motor sürücü sistemleri kullanılmaktadır. Motor sürücü sistemleri; pompalar, fanlar, taşıyıcı bantlar, kâğıt ve tekstil makinaları, vinçler, elektrikli taşıma araçları, ev uygulamaları, rüzgâr santralleri, servo ve robotik uygulamalar, bilgisayar çevreirimleri, gemi tahrik sistemleri gibi birçok uygulamada kullanılmaktadırlar [1].

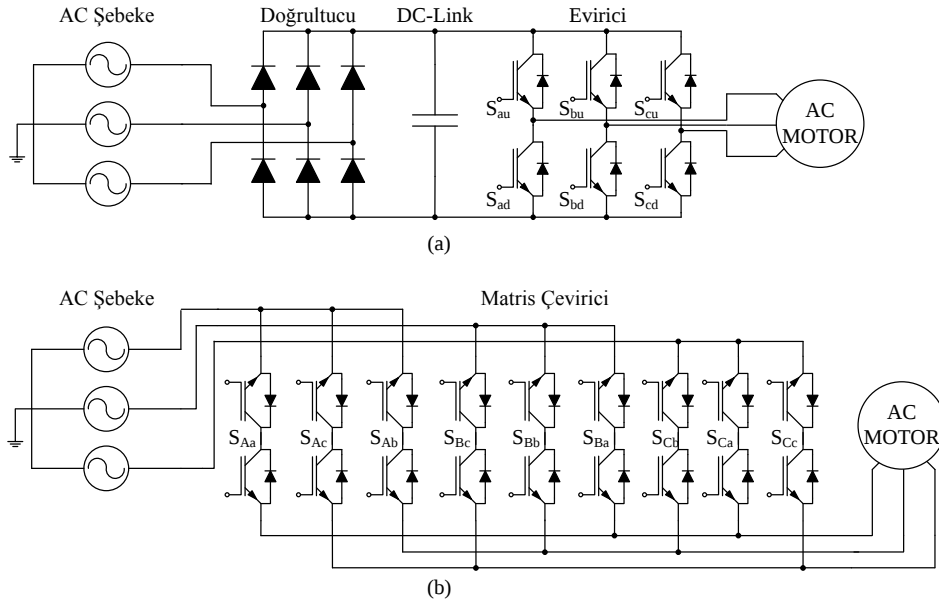
Motor kontrolünün modern çağı 1950'lerde güç yarıiletkenlerinin kullanılması ile başlamıştır. Güç elektroniği elemanları ve mikroişlemcilerdeki gelişim, ayarlanabilir hız kontrol sürücüleri teknolojisini tetiklemiş ve gelişmesini sağlamıştır. Hız kontrolü gerektiren endüstriyel uygulamalarda, daha önceleri dc motorlar kullanılmaktaydı. Fakat dc motorun yapısından kaynaklanan problemlerden dolayı günümüzde dc motorlar yerini

ac motorlara bırakmaya başlamıştır. Geleneksel sürücü sistemlerinin bir parçası olarak dc motorların günümüze kadar birçok endüstriyel uygulamada tercih edilme nedenleri kontrol prensibi açısından basit yapılı olmalarıdır. Ancak en büyük dezavantajı komütatör ve fırçaların sıkça bakıma ihtiyaç duymasıdır. Ayrıca komütatör ve fırçaların sürtünmesi sırasında patlayıcı ortamlara tehdit oluşturabilecek istenmeyen kıvılcımlar oluşabilir. Diğer bir taraftan sincap kafesli ac motorlar sağlam ve daha az bakım gerektirirler. Geçmişte ac motorlar sabit-hız sürücü sistemlerinde tercih edilmekteydi. Değişken hızlı sürücü sistemlerinde ac motorların kullanılabilmesi için pahalı ve karmaşık sistemlere ihtiyaç duyulmaktaydı. Ancak, F. Blaschke'nin vektör kontrol teorisini 1971 yılında açıklamasıyla birlikte ac motorların hız kontrolüne olan ilgi artmaya başlamıştır[2]. Vektör kontrol teorisi, basit bir şekilde bir ac motorun dc motor kontrolüne benzer şekilde kontrol edilebileceği fikrini içermektedir. Buna bağlı olarak, ac sürücülerinin düşen fiyatlarının yanı sıra performansları ve endüstrideki kullanımı da her geçen gün artmaktadır.

Ayarlanabilir hız kontrol sürücülerinin genel olarak kullanıldıkları uygulamaların başında robotik, endüstriyel otomasyon, taşıma sistemleri, elektrikli araçlar, ısıtma havalandırma ve iklimlendirme, gemi ve uçak tahrik sistemleri v.s. sayılabilir. Uygulama alanlarının genişlemesiyle birlikte ayarlanabilir hız kontrol sürücülerinin dünya pazarındaki yeri hızlı bir şekilde artmaktadır [3,4]. Ac sürücülerin dc sürücülere benzer bir kontrol performansı sağlayabilmesi daha hızlı işlem gücüne sahip ve daha karmaşık kontrol algoritmalarını çalıştırabilen işlemcilerin kullanılması ile mümkündür. Teknolojideki bu yenilikler dc sürücülerin kullanıldığı birçok endüstriyel uygulamada ac sürücülerin kullanılmasına olanak sağlamıştır [5]. Günümüzde ac motor sürücüsü kontrolünde kullanılan vektör kontrol algoritması ucuz bir mikrodenetleyiciyle bile elde edilebilmektedir.

Şekil 1.2(a)'da gösterilen geleneksel ac sürücü sistemlerinde doğrultucu, dc-link ve eviricinin oluşturduğu yapı yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. Ancak dc-link, enerji depolama elemanı olarak büyük bir kondansatöre ihtiyaç duyar. Kondansatörler; büyük, pahalı ve çalışma ömürlerinin sınırlı olmalarından dolayı, sistem tasarımı açısından kritik bir elemandır. Geleneksel bir eviricinin ac giriş tarafındaki akım harmoniklerinin içeriği yeterince iyi değildir. Ek bir dezavantaj olarak, sürücü sisteminin frenleme esnasında enerjiyi aktarabileceği tek yer dc-linktir ve bazı durumlarda bu enerjinin harcanabilmesi için dc-linkte bir dirence (braking-resistor) ihtiyaç duymaktadır. Bütün bu olumsuzluklar, Şekil 1.2(b)'de gösterilen ac-ac dönüşümü sağlayan matris çeviricilere olan ilginin gittikçe

artmasına neden olmuştur. Matris çevirici, ayarlanabilir genlik ve frekanslı bir sinüzoidal çıkış gerilimi sağlamaktadır, bunun yanında ac kaynaktan sinüzoidal bir akım çekmektedir. Ayrıca, ac-ac dönüşümü tek aşamalı olarak gerçekleştirmesi, büyük enerji depolama elemanlarına ihtiyaç duymaması gibi bazı avantajlara sahiptir. Ek olarak, matris çeviricili bir sürücü sistemi, çift yönlü güç akışı ile birlikte birim güç faktörlü bir sinüzoidal giriş akımına sahiptir [6].



Şekil 1.2 AC bir motoru süren 2-seviyeli evirici ve matris çevirici bağlantı şemaları

Matris çevirici fikri ilk olarak 1976 yılında Gyugyi tarafından ortaya atılmıştır [7]. Devre, kullanılan anahtarların tam kontrollü olduğu bir saykılkonverter olarak göz önüne alınmıştır, bu yüzden matris çevirici bazen zorlamalı komutasyonlu saykılkonverter olarak da adlandırılmıştır. 1980 yılında Venturini'nin ilk matris çevirici çalışmasının ardından, birçok araştırmayla sağlam matematiksel esaslara dayanan matris çevirici kontrol algoritmaları geliştirilmiştir [8,9]. Son zamanlarda, geleneksel bir eviricinin üstünde potansiyel avantajlara sahip olan matris çeviriciye olan ilgi gittikçe artmaktadır. Ana devresinin kompakt olması ve dc-link kapasitörün bertaraf edilmesi matris çeviriciye olan ilginin artma sebeplerinin başında gelmektedir [10-14]. Bahsedilen bu özellikler, matris çeviricili sürücülerin geliştirilmesinin önemini artırmaktadır. Ticari amaçlı matris çeviricili ac sürücüler, YASKAWA (Yaskawa Electric Corporation) firması tarafından üretilmeye başlanmıştır. İlerleyen zamanlarda özellikle büyük güçlü uygulamalarda ticari amaçlı matris çeviricili ac sürücü sistemler üreten firmaların artacağı düşünülmektedir.

Birçok araştırmacı, matris çevirici ile beslenen ac motor sürücü sistemleri üzerine çalışmalar yapmaktadır. Optimum genlik kontrolü ile matris çevirici çıkış gerilimi artırılmış ve anahtarlama stratejisi ile dengesiz çalışma şartlarında giriş akımının harmonik içeriğini düşürebileceği, böylece matris çeviricinin daha yüksek bir performansta çalışabileceği gösterilmiştir. Matris çeviriciler ile ilgili çalışmaların bir kısmını modülasyon stratejileri ve ayarlanabilir hız kontrolü oluşturmaktadır. Matris çeviricili ac sürücü sistemleri özellikle asenkron motorlar üzerine geliştirilmiştir. Ayrıca elektrikli araçlarda, özellikle askeri araçlarda ağırlık ve hacmin küçük olması istenir. Bundan dolayı matris çeviricilere olan talep farklı alanlara yayılmaktadır [15]. Son zamanlarda ise matris çevirici tarafından beslenen PMSM sürücü sistemleri üzerine ilgi artmıştır [16].

PMSM'ler asenkron motorlara karşı ilgi çekici bir alternatif olmaya başlamıştır. Bu motorların, daha yüksek verim, daha yüksek güç yoğunluğu ve daha iyi dinamik performans sağlaması ilgi çekici avantajlarının arasında sayılabilir [17]. PMSM için etkin bir kontrol sağlamak ancak mutlak rotor konum bilgisi ile mümkündür. Genellikle, makinanın miline yerleştirilen bir algılayıcı (enkoder, resolver v.b.) kullanılarak bu bilgi ölçülür. Fakat bu durum sistemin maliyetini, hacmini, ağırlığını ve donanımsal karmaşıklığını artırır. Ayrıca zorlu çalışma ortamlarında sürücü sisteminin genel dayanıklılık kabiliyetini düşürür [18]. Bundan dolayı algılayıcısız PMSM sürücü sistemleri üzerinde önemli çalışmalar gerçekleştirilmiş ve daha düşük maliyetli, sağlam ve küçük boyutlu sistemler elde edilmiştir [19-23].

Rotor konum bilgisinin algılayıcısız olarak tahmini için motor modeli veya rotor çıkıntısı ile elde edilen iki temel metot kullanılmaktadır [24]. Algılayıcısız PMSM hız kontrolü için literatürde genellikle Kayan-mod (Sliding-Mode), Kalman Filtre, Genişletilmiş Kalman Filtre (GKF), Luenberger ve yapay sinir ağları tabanlı gözlemleyiciler üzerine çalışılmaktadır [25-28]. Motor modeli tabanlı algılayıcısız hız kontrolü tahmini; motorun zıt elektro motor kuvvetini (e.m.k.) kullanarak [29-31]'de açık çevrim ile [32-37]'de ise kapalı çevrim kullanarak elde edilmiştir. Ayrıca, motor modeli tabanlı tekniği elde etmek için rotor akı vektörü doğrudan tahmin edilebilir [38-40]. Stator akımı, rotor hızı ve konumu adaptif gözlemleyiciler kullanılarak da tahmin edilebilmektedir [41-44]. GKF tabanlı algoritmalar ise rotor hızı ve konum tahmini için yoğun işlem ve uygun başlangıç değerlerinin belirlenmesi gerekmektedir. Ancak, GKF tabanlı algılayıcısız hız tahmini algoritmaları kararlı ve sağlam bir yapıya sahiptir [45-46].

Çoğunlukla, algılayıcısız PMSM hız kontrolünde iki seviyeli gerilim beslemeli eviriciler

kullanılmaktadır. Ancak, çok az sayıda matris çevirici ile beslenen PMSM'nin algılayıcısız hız kontrolü üzerine çalışmalar bulunmaktadır. Bunlardan bazıları şunlardır; yüksek basınç altında çalıştırılan uzaktan kontrollü bir su altı aracı için matris çevirici beslemeli algılayıcısız PMSM kontrolünün gerçekleştirilmesi [47], matris çevirici ile beslenen PMSM'nin konum kontrolünün sıfır ile yüksek hızlar arasında gerçekleştirilmesi [48], motor miline herhangi bir algılayıcı bağlamadan matris çevirici beslemeli PMSM sürücüsünün tasarımı ve gerçekleştirilmesi [49], yüzey montajlı PMSM için sıfır ve düşük frekanslarda matris çevirici ile beslenen algılayıcısız sürücünün yüksek frekans enjeksiyon metodu ile elde edilmesi [50].

Matris çevirici ve PMSM'nin birlikte kullanılması ile daha yüksek verimli ve performanslı bir ac sürücü sistemi elde etmek mümkündür. Ancak, matris çeviricide en büyük çıkış gerilimi girişin % 86,6 ile sınırlıdır, bu durum bir dezavantaj olarak görülebilir. Fakat sürücü sistemi ile birlikte imal edilecek motorlarda stator sargıları istenilen gerilim seviyesinde çalışabilecek şekilde tasarlanabilir. Böylece bu problemi bu yolla gidermek mümkündür. Matris çevirici ve PMSM'nin birlikte kullanılmasının yanında algılayıcısız bir kontrol algoritması eklenmesi durumunda sürücü sistemi ile maksimum güç/hacim oranları elde edilerek daha kompakt bir PMSM sürücü sistemini elde etmek mümkündür.

1.2 Tezin Amacı

Matris çevirici ile beslenen vektör kontrollü PMSM sürücü sisteminin herhangi bir konum/hız algılayıcısı kullanmadan kompakt bir yapıda, maksimum güç/hacim oranının elde edilmesi tezin amaçlarından biridir. Ayrıca matris çeviricilerin geleneksel eviricilere göre bazı üstünlükleri ve PMSM'lerin diğer motorlara olan üstünlüklerinden dolayı, bu iki sistemin birleşmesiyle daha yüksek verimli ve performanslı bir sürücü sistemi oluşturabileceğini göstermektir. Algılayıcılı ve algılayıcısız çalışan PMSM'nin performansı ile birlikte her iki durum için matris çeviricinin akım ve gerilim dalga şekilleri incelenerek arasındaki farklar gösterilecektir. Tezin diğer bir amacı ise düşük maliyetli olan bir DSP kartı kullanarak sistemin daha ucuza tasarlanabileceğini ve kontrolünün etkin bir şekilde yapılabileceğini göstermektir.

1.3 Tezin Organizasyonu

Tez genel hatlarıyla matris çevirici, PMSM, vektör kontrol, genişletilmiş Kalman filtre tabanlı algılayıcısız kontrol bölümlerinden oluşmaktadır. Tezin bölümleri ile ilgili kısa açıklamalar aşağıdaki gibidir.

İkinci bölümde; matris çevirici hakkında detaylı bilgiler verilmiştir. Matris çeviriciyi oluşturan çift yönlü anahtar yapıları ve matris çeviricide kullanılması gereken koruma yöntemlerine yer verilmiştir. Ayrıca matris çevirici için Venturini, skaler ve uzay vektör modülasyon teknikleri incelenmiştir.

Üçüncü bölümde; sürekli mıknatıslı senkron motorun genel yapısı ile birlikte matematiksel modeli elde edilmiştir. PMSM'nin vektör kontrolünde kullanılan hız ve akım PI kontrolörleri iç model kontrol (IMC) metodu kullanılarak tasarlanmıştır.

Dördüncü bölümde; PMSM'nin algılayıcısız hız kontrolü yöntemlerinden biri olan genişletilmiş Kalman filtre tasarımı yapılmıştır. Kalman filtre için gerekli PMSM'nin matrisel formdaki ayrık zaman modeli elde edilmiş ve detaylandırılmıştır. Kalman filtrenin tahmin ve filtre aşaması için algoritma detayları verilmiştir.

Beşinci bölümde; PMSM sürücü sisteminin modellenmesi ve MATLAB ortamında benzetimi yapılmıştır. Güç devresinin benzetimi için MATLAB/SimPowerSystems blokları kullanılarak gerçeğe yakın bir model oluşturulmuştur. Gerçek sürücü sisteminin oluşturulmasından önce Venturini anahtarlama algoritması, vektör kontrolü ve algılayıcısız kontrol algoritması için C-programlama dilinde oluşturulan bloklar test edilmiştir. Elde edilen bu algoritma blokları DSP'nin programlanması için bir ön adım oluşturmuştur. Elde edilen benzetim modeli; RL yükü, algılayıcı vektör kontrollü PMSM ve algılayıcısız vektör kontrollü PMSM olarak üç farklı durum için test edilmiş ve benzetim sonuçları sunulmuştur.

Altıncı bölümde; matris çeviriciden beslenen vektör kontrollü PMSM sürücü sisteminin tasarımı ayrıntılı bir şekilde anlatılmıştır. Bu bölümde, tasarlanan matris çeviricili sürücü sistemi ile beslenen vektör kontrollü PMSM'nin, algılayıcı ve algılayıcısız olarak elde edilen deneysel sonuçlar sunulmuştur. Matris çevirici güç devresini oluşturan EUPEC firmasının ürettiği modül, IGBT'ler için sürme devresi, koruma devreleri ve kontrol kartı detayları açıklanmıştır. Matris çevirici önce bir RL yükü için test edilmiştir. Daha sonra algılayıcı ve algılayıcısız vektör kontrollü PMSM için farklı yön, hız ve yük koşullarında test edilmiştir. Bu durumlar için matris çeviricinin akım ve gerilim sinyalleri harmonik

spektrumları ile birlikte gözlemlenmiştir. Ayrıca PMSM'nin performansının incelenmesi açısından önemli olan q-ekseni akımı, d-ekseni akımı ve motor hız sinyalleri gözlemlenmiştir.

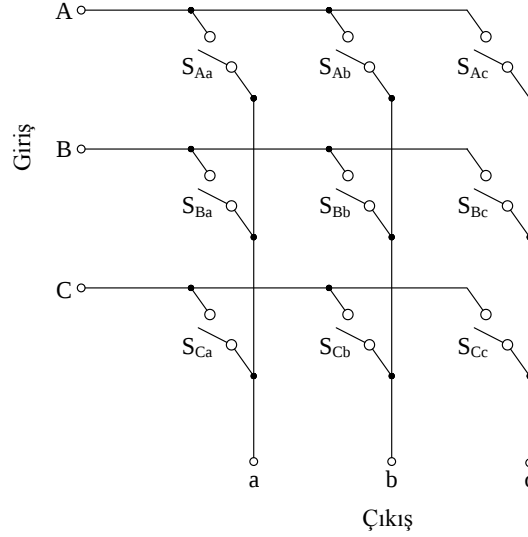
Bu çalışmanın literatüre katkısı; matris çevirici, PMSM ve algılayıcısız hız denetiminin birlikte kullanılması ile çok daha kompakt ve verimli bir sürücü sisteminin elde edilebileceğini göstermektedir.

Bu tez çalışması, Fırat Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri (FÜBAP) Koordinasyon Birimi tarafından desteklenmiştir (FÜBAP Proje No: 1698)

2. MATRİS ÇEVİRİCİ

2.1 Giriş

Matris çevirici, ac-ac güç dönüşümünü doğrudan sağlayabilen ve yarıiletken elemanlardan oluşmuş bir çevirici devresidir. Çift-yönlü anahtarlar dizisinden oluşmuş bu devre, çeviricinin çıkış hatlarından herhangi birini giriş hatlarından herhangi birine bağlamak için düzenlenmiştir. Şekil 2.1’de çift-yönlü dokuz anahtara sahip üç fazlı tipik bir matris çevirici devresi gösterilmiştir. Burada A, B, C giriş fazlarını ve a, b, c ise çıkış fazlarını temsil etmektedir. Anahtarlar, herhangi bir giriş fazının herhangi bir çıkış fazına bağlanmasına müsaade ederler. Çıkış dalga şekli, normal bir eviriciye benzer şekilde uygun bir PWM sinyali kullanılarak oluşturulur, fakat burada çeviricinin girişi sabit bir dc gerilim kaynağı yerine üç fazlı sabit frekans ve sabit gerilimli bir ac kaynaktan beslenmektedir. Bu yaklaşım, geleneksel evirici tabanlı sistemlerde kullanılan büyük reaktif enerji depolama elemanlarına olan ihtiyacı ortadan kaldırmaktadır.



Şekil 2.1 Üç-fazlı matris çevirici devresi

Matris çeviricinin çıkış gerilimleri, girişi ile çıkışı arasında enerji depolama elemanlarının olmamasından dolayı doğrudan giriş gerilimlerinden üretilirler. Her bir çıkış gerilim dalga şekli, giriş gerilim dalga şekillerinin sıralı bir biçimde parça parça örneklenmesi ile sentezlenerek elde edilir [51].

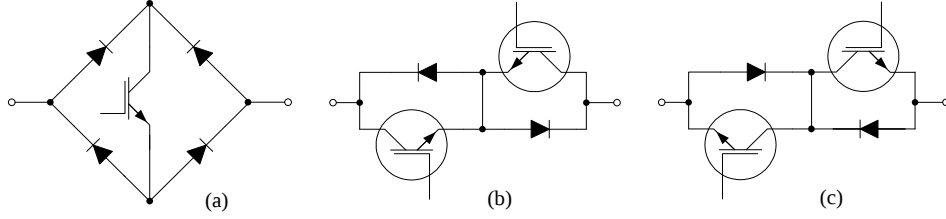
Matris çeviricilerin girişine yüksek frekanslı anahtarlama harmoniklerine dolaşım yolu sağlamak için bir filtre eklenmelidir. Matris çevirici, geleneksel çevirici ve eviriciye göre birçok avantaja sahiptir. Bu çeviriciler, anahtarların çift yönlü olmasından dolayı herhangi bir ilave eleman veya algoritmaya ihtiyaç duymadan regeneratif enerjiyi doğal olarak kaynağa geri aktarabilir. Ayrıca, matris çevirici sinüzoidal bir giriş akımına sahip olmasının yanı sıra modülasyon tekniğine bağlı olarak yükün güç faktöründen bağımsız bir şekilde kaynak tarafından birim yer değiştirme faktöründe çalışabilir. Geleneksel güç dönüşümü teknolojileri ile karşılaştırıldığında, yapısında kondansatör veya indüktans gibi büyük enerji depolama elemanlarının olmaması nedeniyle güç devresi boyutu oldukça düşürülebilir.

Matris çevirici fikri ilk olarak 1976 yılında ortaya atılmıştır. Devre, kullanılan anahtarların tam kontrollü olduğu bir saykılkonverter olarak göz önüne alınmıştır, bu yüzden matris çevirici bazen zorlamalı komutasyonlu saykılkonverter olarak da adlandırılmıştır. 1980 yılında Venturini'nin ilk matris çevirici çalışmasının ardından, birçok araştırma sayesinde sağlam matematiksel esaslara dayanan matris çevirici kontrol algoritmaları geliştirilmiştir. 80'li yıllarda endüstrinin ac-ac çeviriciye olan ilgisi; eleman sayısı, anahtarlar arasında akım komutasyonu problemleri ve kontrol algoritmasındaki zorluklardan dolayı çok fazla değildi. Günümüzde, bu problemler çözülmüş ve matris çevirici ile ilgili mevcut araştırmalar potansiyel uygulama alanlarına ve devre koruma konularına odaklanmıştır. Matris çeviricinin giriş ve çıkış arasındaki maksimum gerilim oranının % 86,6 olması ve standart asenkron motorlar ile birlikte kullanım için uygun olmasından dolayı endüstrideki kabul edilebilirliğini yavaşlatmıştır. Matris çeviricinin pratik uygulama alanları, uzay ve deniz araçlarına ait uygulamalar ile tümleşik motor sürücülerindeki gibi kaplanan alanın ve ağırlığın önem taşıdığı alanlara odaklanmıştır [52].

2.2 Çift Yönlü Anahtarlar

Matris çevirici, gerilimi ve akımı her iki yönde bloke edebilen çift yönlü bir anahtara ihtiyaç duyar. Günümüzde halen gerçek çift yönlü yarı-iletken anahtarlar mevcut değildir. Bu yapı, geleneksel tek yönlü yarı iletken anahtarların kombinasyonları ile elde edilebilmektedirler [53,54]. Farklı çift yönlü anahtar konfigürasyonları prototiplerde ve literatürde kullanılmaktadır. Günümüzde en sık kullanılan hücre yapıları Şekil 2.2'de gösterilmiştir. Başlıca kontrollü yarı iletken anahtarlar olarak IGBT, MOSFET, MCT ve

IGCT kullanılabilir. Ancak diğer güç elektroniği devrelerinde de olduğu gibi IGBT'ler daha fazla tercih edilmektedir.



Şekil 2.2 Çift yönlü anahtar yapıları a) Tek anahtarlı köprü diyot, b)Ortak emiterli anti-paralel IGBT-diyot çifti, c) Ortak kolektörlü anti-paralel IGBT-diyot çifti

Şekil 2.2a'da gösterilen tek anahtarlı köprü diyot yapısında, tek bir kontrollü yarıiletken anahtar kullanıldığından basit bir yapıya sahiptir. Burada kullanılan tek yönlü anahtara, çift yön özelliği kazandıran köprü diyot yapısıdır. Akım yönüne bağlı olarak çapraz iki diyot iletimdeyken akım yönüne ters duran diğer iki diyot kesimdedir. Akımın her iki yönünde de sadece iki diyot ve kontrollü anahtar iletimdedir. Bu durumda, anahtarlar üzerine düşen gerilim düşümlerine bağlı olarak toplam anahtar kayıpları, diğer çift yönlü anahtar bağlantı yapılarına göre daha fazladır.

Ortak emiterli anti-paralel IGBT-diyot çiftine sahip çift yönlü anahtar yapısında, iki diyot ve iki IGBT anti-paralel olarak Şekil 2.2b'de gösterildiği gibi bağlanmıştır. Diyotlar, ters gerilimi tutmak için eklenmiştir. Bu yapı, çift yönlü anahtarda akım yönünün birbirinden bağımsız olarak kontrol edilmesini sağlar. Çift yönlü her bir anahtarın sürülmesi için ayrı bir izoleli güç kaynağına ihtiyaç duyulur, fakat ortak emiter noktasına göre her iki eleman da aynı gerilim kaynağı ile sürülebilir.

Ortak kolektörlü anti-paralel IGBT-diyot çiftine sahip çift yönlü anahtar yapısında kullanılan yarıiletken elemanların bağlantıları Şekil 2.2c'de verilmiştir. İletim kayıpları ortak emiterli yapıyla aynıdır. Bu bağlantının avantajı, matris çeviricilerde kullanılan çift yönlü anahtarların gate sürme sinyalleri için sadece altı adet izoleli güç kaynağına ihtiyaç duymasıdır. Ancak, bu bağlantı yapısı, genellikle büyük pratik sistemlerde komutasyon hücreleri arasındaki indüktansın neden olduğu problemlerden dolayı uygun değildir. Eğer, çift yönlü anahtarlar için kullanılan anahtarlama elemanları ters gerilim tutma yeteneğine sahip ise, bu durumda iki anahtar basit bir şekilde anti-paralel bağlanarak çift yönlü anahtar

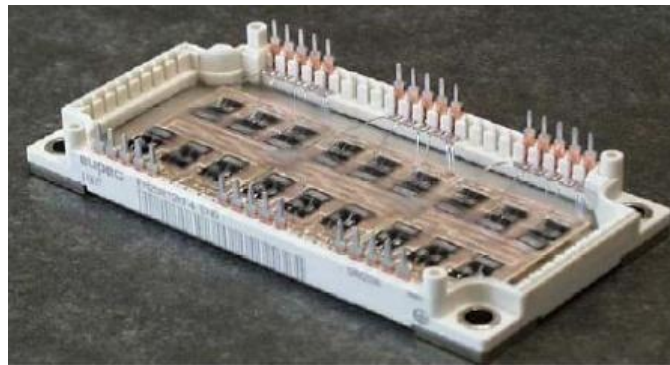
yapısı oluşturmak mümkündür. Bu düzenleme ile daha verimli ve çok kompakt bir çevirici elde edilebilir.

Yüksek güçlü çeviriciler için çift yönlü anahtarlar, her bir evirici bacağı için kullanılan modüler yapılara benzer olarak ayrı ayrı paketler halinde yapılabilir. Bu yapıya sahip Dynex firmasının ürettiği 400 A, 1700 V elektriksel değerlere sahip çift yönlü bir anahtar modülü Şekil 2.3’de gösterilmiştir. Standart altı-paketli IGBT modülündeki eleman bağlantıları, çeviriciye daha büyük güç yoğunluğu ve daha küçük kaçak indüktans sağlayacak şekilde yeniden düzenlenerek, matris çeviricinin bir bacağı tek parça olarak imal etmek mümkündür [52].



Şekil 2.3 Çift yönlü anahtar modülü (DYNEX)

Bu tezde kullanılan üç fazlı matris çevirici EUPEC firmasının ürettiği FM35R12KE3 IGBT modülü Şekil 2.4’te gösterilmiştir. Modül içinde toplam 18 IGBT anahtar bulunmaktadırlar, anahtarların ortak kolektörlü çift yönlü bağlantısı ile 9 adet çift yönlü anahtar elde edilmiştir. Matris çevirici modülü 1200 V kolektör-emiter gerilimine dayanabilmektedir, ayrıca 25 °C’de 55A ve 80 °C’de 35A dc kolektör akımına dayanabilmektedir.



Şekil 2.4 Matris çevirici modülü (EUPEC)

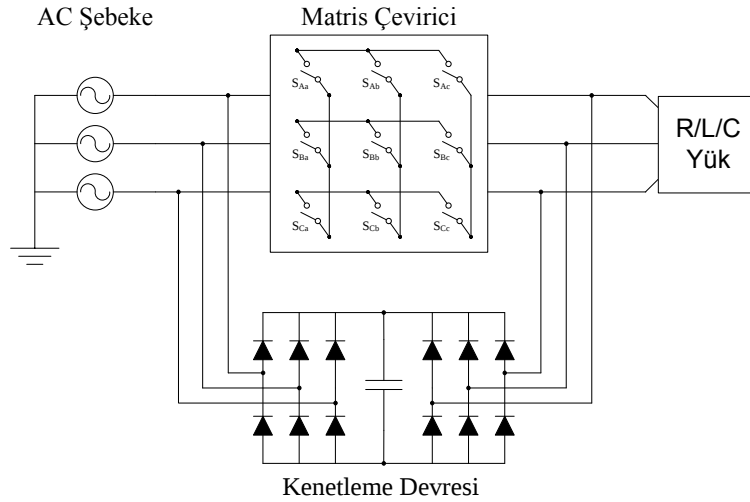
Matris çeviricide, geleneksel gerilim kaynaklı eviricilerde olduğu gibi boşluk diyotları bulunmadığından, serbest dolaşım yoluna sahip değildir. Bu durumda, anahtarlar arasındaki akım komutasyonunun sağlanması oldukça zordur ve komutasyon sürekli olarak kontrol edilmelidir. Bu nedenle, çeşitli komutasyon stratejileri üzerine çalışmalar yapılmıştır. Matris çeviricilerde uygun bir akım komutasyonu için, her bir çıkış bacağına yer alan çift yönlü anahtarlardan yalnızca bir tanesi anlık olarak iletimde kalabilir, aksi halde faz-faz kısa devresi meydana gelir ve devreden tahrip edici kısa devre akımları akar. Ayrıca, iki anahtar aynı anda açık devre olursa yani anahtarların ikisi birden kesimde ise bu durumda büyük $L di/dt$ geçici gerilimleri oluşur ve çeviriciyi tahrip edebilir. Eğer komutasyon süresi, anahtarlama periyodundan uzun ise, çeviricinin çıkış dalga şeklinde önemli bozulmalar görülür.

2.3 Matris Çeviricilerde Koruma

Matris çeviricide, akımlar için serbest dolaşım yollarının bulunmamasından dolayı, çeviricinin zarar görmesi ancak bir takım koruma stratejileri ile engellenebilir. Genel olarak, aşırı yük, kısa devre ve aşırı gerilimlere karşı koruma uygulanmaktadır. Yük akımı nominal akımdan daha büyük olduğunda, tüm anahtarların doğrudan kapatılması ile aşırı yük koruması gerçekleştirilir. Yükte oluşacak bir kısa devre sonucu anahtarların zarar görmesini önlemek için mikroişlemcinin örnekleme frekansının yeterince yüksek olmamasından dolayı, aşırı akım koruma donanımsal olarak gerçekleştirmek daha uygun bir koruma yöntemidir. Bundan dolayı kısa devreye karşı koruma, güç modüllerindeki tüm IGBT'lerin kolektör-emiter geriliminin izlenmesini gerektirir. Tüm anahtarları basit bir şekilde kesime sokmak, indüktif yük akımının kapalı bir yola sahip olmasını engellediğinden mümkün değildir.

En yaygın çözüm, Şekil 2.5'de gösterilen çeviricinin giriş ve çıkış tarafına eklenecek gerilim kenetleme köprü diyot devresi kullanmaktır. Kenetleme devresindeki küçük kapasitör, indüktif yük akımına karşılık gelen enerjiyi depolar. Yüksek gerilim seviyelerinde çalışırken aşırı gerilimden dolayı oluşacak problemleri önlemek için ek bir önlem olarak kapasitör üzerindeki gerilim sürekli olarak ölçülür ve kapasitör geriliminin sınır değeri geçmesi durumunda çevirici durdurulur. Ancak bu korumanın gerçekleştirilmesi için gerilim algılayıcısına ve ek donanımlara ihtiyaç duyması maliyeti arttıracığından birçok uygulamada tercih edilmemektedir. Bu tez çalışmasında gerilim

seviyesi yüksek olmadığından, dc gerilim ölçümüne ihtiyaç duyulmadan sadece kenetleme devresi ve varistör kullanılarak koruma gerçekleştirilmiştir. Matris çeviricinin, diğer çeviricilere göre güç şebekesindeki bozulmalardan daha fazla etkilenmesi bir başka koruma konusudur [55,56].

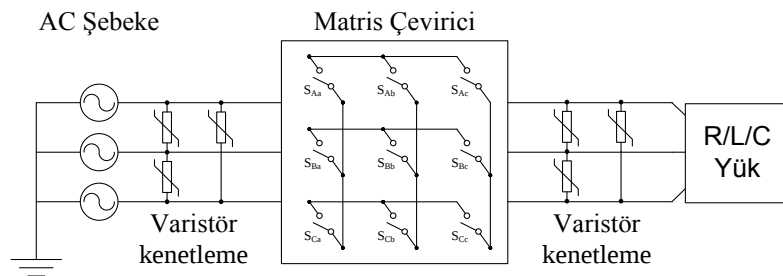


Şekil 2.5 Matris çevirici koruma kenetleme devresi

Yarıiletken anahtarların zarar görmemesi için matris çeviriciler de, diğer statik çeviriciler gibi aşırı gerilim ve aşırı akımlara karşı korunmaya ihtiyaç duyarlar. Etkin ve sağlam bir koruma stratejisi, güç çeviricilerinin kararlı ve güvenilir çalışmasında önemli bir rol oynar. Matris çeviricilerin ac sürücü uygulamasıyla ilgili olarak, aşırı gerilimler ac şebekeye bağlı gerilim dalgalanmaları ile harici bir şekilde veya anahtar komutasyon hataları ve zamanlama yanlışlıkları sonucu, çıkış motor akımının kesilmesi nedeniyle dahili olarak meydana gelebilirler. Çeviricinin aniden durdurulması durumunda, motorun enerjisiz kalması nedeniyle serbest dolaşım yoluna ihtiyaç duyulur. Bu durumda matris anahtarlar üzerinde görülen tahrip edici aşırı gerilimlerden korunmak için, motor akımlarına bir serbest dolaşım yolu sağlanmalıdır. Aşırı akımlar ile ilgili olarak, çeviricinin iki giriş fazının kısa devre olması veya çıkış hat-hat / hat-toprak kısa devresi nedeniyle, akımlar aşırı değerlere yükselebilir. Her iki durumda da koruma stratejisi genellikle bütün anahtarların kesime götürülmesi temeline dayanır [57]. Bu koruma stratejisi, ancak motor akımları için serbest dolaşım yolu mevcut ise kullanılabilir. [58, 59]'da verilen koruma stratejisi Şekil 2.5'de gösterildiği gibi, bütün giriş ve çıkış hatlarına bağlı üç fazlı iki diyot köprüsü ve bir kondansatörden oluşmuş gerilim kenetleme devresidir.

Ayrıca, matris çeviricilerde giriş hatlarının kısa devre durumunun üstesinden gelebilmek için ölü zaman kullanılmalıdır. Eğer ölü zaman kullanılmış ise, motorun kontrolsüz açık devre durumundan kurtulmak için gerilim kenetleme devresi veya alternatif bir akım yolu sağlanmalıdır [60]. Kenetleme devresi; anahtarları, çeviricinin aniden kapatılması durumunda oluşan çıkış tarafındaki dalgalanmalardan koruduğu gibi, ac hat girişinden gelen dalgalanmalardan da korur. Aslında, motorun indüktif akımı kesildiğinde yükte depolanan enerji kenetleme kondansatörüne transfer edilir ve eğer kondansatör yeterince büyük olursa kritik aşırı gerilim oluşmaz. Bundan başka kenetleme devresi, güç anahtarının parazitik indüktansı ve zamanlama hataları nedeniyle anahtarların komutasyonu sırasında oluşan çıkış gerilim sıçramalarından korur. Her bir anahtarlama, kondansatör gerilimi artacağından dolayı, kondansatörü deşarj etmek gerekir. Bu koruma devresinin; çok basit yapısı, küçük donanım ihtiyaçları ve tüm çalışma koşullarında güvenli olması gibi avantajlara sahiptir. Fakat 12 tane hızlı diyota ihtiyaç duyması bir dezavantajdır. Ancak, [61]'de önerilen kenetleme devresi konfigürasyonu ile bu sayı 6'ya düşürülebilir.

İkinci bir koruma stratejisi ise [62]'de verildiği gibi düşük güç uygulamaları için, Şekil 2.6'da gösterilen, çeviricinin giriş ve çıkışına üçgen bağlı varistör kullanılmasıyla elde edilen pasif koruma devresi ile sağlanabilir.



Şekil 2.6 Matris çevirici için varistörlü koruma devresi bağlantı

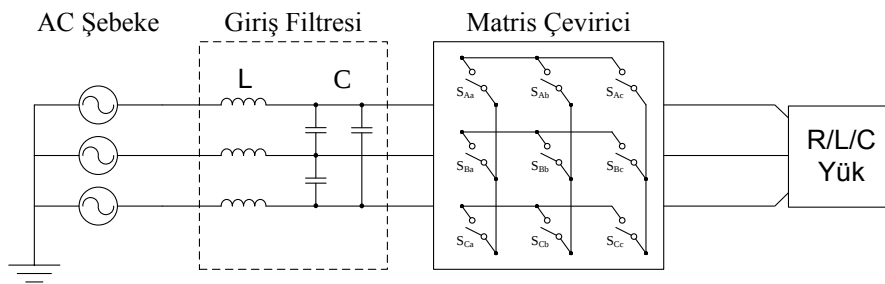
Girişteki üçgen varistör bağlantısı, çevirici anahtarlarını ac şebekeden gelebilecek gerilim dalgalanmalarına karşı korur. Çıkış tarafındaki varistörler ise çeviricinin aniden durdurulması sonucunda oluşan aşırı gerilimlerin meydana getirdiği riskleri önler. Çıkış geriliminin tahrip edici seviyelere yükselmesini önlemek için motor kaçak indüktansında depolanan enerji motor akımına serbest dolaşım yolu sağlayarak kontrol edilmelidir.

Depolanan bu enerjinin küçük olmasından dolayı, varistörler motor akımlarına serbest dolaşım yolu sağlayabilir ve enerjiyi kendi üzerinde harcayabilir.

2.4 Giriş Filtresi

Genel anlamda tamamen silikon yapıları olan matris çeviriciler, aslında giriş filtresinde kullanılması gereken küçük reaktif elemanlara ihtiyaç duyarlar. Giriş filtresi ac şebeke ve matris çevirici arasında Şekil 2.7’de gösterildiği gibi bir ara yüz rolü oynar. Giriş filtresinin temel özelliği her bir PWM sinyali boyunca çeviricinin giriş geriliminin önemli değişimlerini önlemek ve ac şebekeye doğru istenmeyen harmonik akımlarının akmasına engel olmaktır [58, 63].

Giriş akımındaki süreksizlik nedeniyle matris çevirici, akım harmoniklerini ac şebekeye geri enjekte eden bir kaynak gibi davranır [64]. Bu akım harmonikleri, ac sistemin çalışmasına etki eden gerilim bozulmalarına sebep olduğundan dolayı azaltılmalıdır. Statik çeviricilerin ürettiği harmoniklerin azaltılmasında başlıca yöntem, reaktif enerji depolama elemanları ile elde edilen bir giriş filtresi kullanmaktır [65]. Matris çevirici girişine bağlı giriş filtresine ilişkin bağlantı şeması Şekil 2.7’de gösterilmiştir. Giriş filtresi şebeke filtresi olarak da adlandırılmaktadır.



Şekil 2.7 Matris Çevirici giriş filtresi bağlantı şeması

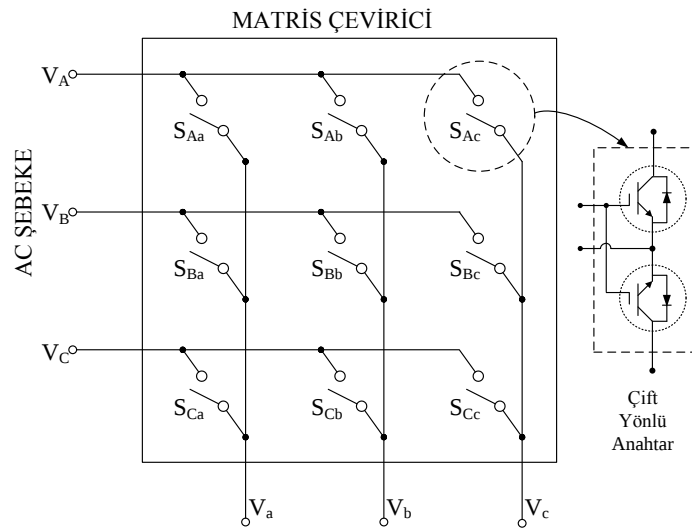
2.5 Matris Çeviricide Kullanılan Modülasyon Algoritmaları

Çeviricinin bağlı olduğu sabit genlik ve frekansa sahip bir kaynaktan ayarlanabilir genlik ve frekansa sahip bir çıkış elde etmek için anahtarların iletimde/kesimde kalma sürelerini ve sıralarını belirlemek gerekir. Ayrıca bu durumları sağlarken maksimum genlik ve düşük toplam harmonik bozulması ile çalışabilmesi arzu edilir. Tüm bunları

sağlayabilmek için bazı modülasyon algoritmaları geliştirilmiştir. Matris çeviricide kullanılan modülasyon algoritmaları; Venturini, skaler ve uzay vektör olarak sıralanabilir. Etkin olarak maksimum gerilim transfer oranı 0.866 olarak elde edilebilmektedir. Ancak maksimum gerilim transfer oranı 1.053 değerine kadar çıkarabilen algoritma da mevcuttur [66]. Bu algoritma, dalga şekillerini önemli ölçüde bozduğundan dolayı pratik uygulamalarda elverişli değildir ve burada incelenmemiştir.

2.5.1 Venturini Algoritması

Matris çevirici topolojisinin karmaşıklığı, uygun modülasyon stratejilerinin belirlenmesini zorlaştırmaktadır. Bu problem, Venturini Algoritması ve Uzay Vektör Modülasyonu olarak bilinen iki farklı matematiksel yaklaşım ile dikkate alınmaktadır. Alesina ve Venturini tarafından önerilen ilk modülasyon tekniği olması açısından AV metodu olarak isimlendirilir. AV metodu çıkış gerilimlerinin ve giriş güç faktörünün tam kontrolünü sağlar [67]. Önerilen algoritmanın maksimum gerilim transfer oranı 0,5 ile sınırlıdır. Ayrıca bu algoritma giriş güç faktörü kontrolü için çıkış güç faktörü bilgisine ihtiyaç duymaktadır. Maksimum gerilim transfer oranını 0.866 değerine kadar artırmak için, dengeli kaynak gerilimleri ve dengeli çıkış şartlarına sahip üç-faz girişli üç-faz çıkışlı bir matris çeviriciye özgün olarak giriş ve çıkış dalga şekillerine üçüncü harmoniklerin ilave edilmesi, [68]'de başarılı bir şekilde elde edilmiştir.



Şekil 2.8 Matris çevirici anahtarın bağlantı şeması

Matris çevirici, üç faz girişini üç faz çıkışına bağlayan 9 adet çift yönlü anahtarın Şekil 2.8’de gösterildiği gibi bağlanmasından oluşmaktadır. Matris çevirici çıkışında elde edilen gerilim, anahtarlama periyodu içinde giriş fazının anahtarlanması ile elde edilmektedir. Sabit frekans ve genliğe sahip olan bir ac kaynaktan beslenen matris çeviricinin değişken frekans ve genlikte ac gerilim elde edebilmesi için çift yönlü anahtarların iletimde kalma sürelerinin ayarlanması gerekmektedir. A, B, C giriş fazlarını ve a, b, c ise çıkış fazlarını temsil etmektedir. Buna göre A, B, C fazlarının dengeli 3 faz setinden oluşan saf sinüzoidal giriş dalga şekline sahip olduğu göz önüne alınarak, giriş gerilimi Denklem 2.1’deki gibi ifade edilebilir.

$$\begin{bmatrix} V_A(t) \\ V_B(t) \\ V_C(t) \end{bmatrix} = V_{im} \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t) \\ \cos(\omega_i t + 2\pi/3) \\ \cos(\omega_i t + 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Venturini algoritması çıkış frekansı, giriş frekansı, genlik ve giriş yer değiştirme faktörü ile birlikte sentezlenmiş çıkış gerilimlerinin düşük frekanslı parçalarını (V_a , V_b , V_c) ve giriş akımlarının (I_A , I_B , I_C) saf sinüzoidal olması için S_{Aa} , S_{Ab} , S_{Ac} , S_{Ba} , S_{Bb} , S_{Bc} , S_{Ca} , S_{Cb} ve S_{Cc} anahtarlarının kontrolünü sağlar. Her bir çıkış fazındaki anahtarlar belirlenen t_{Aa} , t_{Ab} , t_{Ac} , t_{Ba} , t_{Bb} , t_{Bc} , t_{Ca} , t_{Cb} ve t_{Cc} süreleri ile sıralı olarak kapatılır. Anahtarlama süresi T_s anahtarların iletimde kalma sürelerinin toplamına eşittir. Anahtarlama frekansı f_s sabittir.

$$T_s = t_{Aa} + t_{Ba} + t_{Ca} = t_{Ab} + t_{Bb} + t_{Cb} = t_{Ac} + t_{Bc} + t_{Cc} = 1/f_s \quad (2.2)$$

2.5.1.1 Çıkış Geriliminin Elde Edilmesi

Bir periyot dizisi içinde herhangi bir zamanda çıkış gerilimlerinin ortalama değerleri $V_a(t)$, $V_b(t)$, $V_c(t)$ olarak Denklem 2.3’teki gibi elde edilebilir.

$$\begin{aligned} V_a(t) &= V_{im} \cos(\omega_i t) \frac{t_{Aa}}{T_s} + V_{im} \cos(\omega_i t + \frac{2\pi}{3}) \frac{t_{Ba}}{T_s} + V_{im} \cos(\omega_i t + \frac{4\pi}{3}) \frac{t_{Ca}}{T_s} \\ V_b(t) &= V_{im} \cos(\omega_i t) \frac{t_{Ab}}{T_s} + V_{im} \cos(\omega_i t + \frac{2\pi}{3}) \frac{t_{Bb}}{T_s} + V_{im} \cos(\omega_i t + \frac{4\pi}{3}) \frac{t_{Cb}}{T_s} \\ V_c(t) &= V_{im} \cos(\omega_i t) \frac{t_{Ac}}{T_s} + V_{im} \cos(\omega_i t + \frac{2\pi}{3}) \frac{t_{Bc}}{T_s} + V_{im} \cos(\omega_i t + \frac{4\pi}{3}) \frac{t_{Cc}}{T_s} \end{aligned} \quad (2.3)$$

Elde edilen çıkış gerilimi dalga şekli üç fazlı giriş geriliminin kıyılmış parçacıklarını içeren süreksiz bir fonksiyondur. Genellikle, çıkış gerilim spektrumu giriş gerilimi, frekans ve anahtarlama stratejisine bağlıdır. Ancak, çıkış gerilimi spektrumunun düşük frekans bileşeni esas olarak ($2\pi f_s \gg \omega_i, \omega_o$) şartını sağlayan her bir dizideki ortalama çıkış değerine bağlıdır.

Eğer anahtar süreleri dinamik bir biçimde sinüzoidal şekilde ayarlanırsa, $\omega_o = \omega_i + \omega_m$ ifadesi göz önüne alınarak ve sabit T_s süresi ile ω_m 'ye bağlı olan değişken çıkış fazörü elde edilmiş olur. Üç faz için anahtarlama süreleri Denklem 2.4'te gösterildiği gibi hesaplanır [69].

$$\begin{aligned} t_{Aa} = t_{Bb} = t_{Cc} &= \frac{T_s}{3} (1 + 2q \cos(\omega_m t + \theta)) \\ t_{Ba} = t_{Cb} = t_{Ac} &= \frac{T_s}{3} \left(1 + 2q \cos(\omega_m t + \theta - \frac{2\pi}{3}) \right) \\ t_{Ca} = t_{Ab} = t_{Bc} &= \frac{T_s}{3} \left(1 + 2q \cos(\omega_m t + \theta - \frac{4\pi}{3}) \right) \end{aligned} \quad (2.4)$$

burada θ bağıl fazı, q gerilim oranını temsil etmektedir. Kontrol matrisi $M(t)$ ile giriş gerilim matrisi $V_i(t)$ 'nin çarpımından çıkış gerilim matrisi $V_o(t)$ 'yi elde etmek mümkündür.

$$V_o(t) = M(t).V_i(t) \quad (2.5)$$

burada $M(t)$ matrisinin elemanları 9 çift yönlü anahtarın görev periyodunu göstermektedir. $M(t)$ matrisi Denklem 2.4'ün Denklem 2.3'te yerine yazılması ile elde edilebilir. $M(t)$ kontrol matrisi Denklem 2.6'da gösterilmiştir.

$$M(t) = \begin{bmatrix} \frac{1}{3}(1 + 2q \cos(A)) & \frac{1}{3}(1 + 2q \cos(A - \frac{2\pi}{3})) & \frac{1}{3}(1 + 2q \cos(A - \frac{4\pi}{3})) \\ \frac{1}{3}(1 + 2q \cos(A - \frac{4\pi}{3})) & \frac{1}{3}(1 + 2q \cos(A)) & \frac{1}{3}(1 + 2q \cos(A - \frac{2\pi}{3})) \\ \frac{1}{3}(1 + 2q \cos(A - \frac{2\pi}{3})) & \frac{1}{3}(1 + 2q \cos(A - \frac{4\pi}{3})) & \frac{1}{3}(1 + 2q \cos(A)) \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

burada $A = \omega_m t + \theta$, $\omega_o = \omega_i + \omega_m$ dir.

Denklem 2.6 Denklem 2.5'te yerine yazılacak olursa Denklem 2.7 elde edilmiş olur.

$$\begin{bmatrix} V_a(t) \\ V_b(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{3}(1+2q \cos(A)) & \frac{1}{3}(1+2q \cos(A-\frac{2\pi}{3})) & \frac{1}{3}(1+2q \cos(A-\frac{4\pi}{3})) \\ \frac{1}{3}(1+2q \cos(A-\frac{4\pi}{3})) & \frac{1}{3}(1+2q \cos(A)) & \frac{1}{3}(1+2q \cos(A-\frac{2\pi}{3})) \\ \frac{1}{3}(1+2q \cos(A-\frac{2\pi}{3})) & \frac{1}{3}(1+2q \cos(A-\frac{4\pi}{3})) & \frac{1}{3}(1+2q \cos(A)) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{im} \cos(\omega_i t) \\ V_{im} \cos(\omega_i t + \frac{2\pi}{3}) \\ V_{im} \cos(\omega_i t + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Denklem 2.7'deki matris çarpımı daha basit şekilde Denklem 2.8'de gösterilmiştir.

$$\begin{bmatrix} V_a(t) \\ V_b(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix} = qV_{im} \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t + \theta) \\ \cos(\omega_o t + \theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\omega_o t + \theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

burada $0 \leq q \leq 0.5$ ve $\omega_o = \omega_i + \omega_m$ dir.

Böylece, Venturini algoritması ile çalışan bir matris çeviricinin ω_o frekansında, qV_{im} genliğinde ve bağıl fazı $t=0$ 'dan θ 'ya kadar olan bir çıkış gerilimi sağlayabileceğini göstermektedir. ω_m 'nin negatif olma durumunda $|\omega_m| > \omega_i$ çıkış gerilimi faz sırası ters dönecektir ($\omega_o < 0$). Eğer yük olarak bir ac motor bağlı ise bu durumda motorun her iki yönde dönmesi sağlanır. Diğer bir özel durum $\omega_m = 0$ olmasıdır, bu durumda giriş ve çıkış frekansları eşit olur ($\omega_o = \omega_i$). $\omega_m = -\omega_i$ olması durumunda ise çıkış; doğru gerilim ($\omega_o = 0$) olur ve matris çevirici bir doğrultucu gibi davranır.

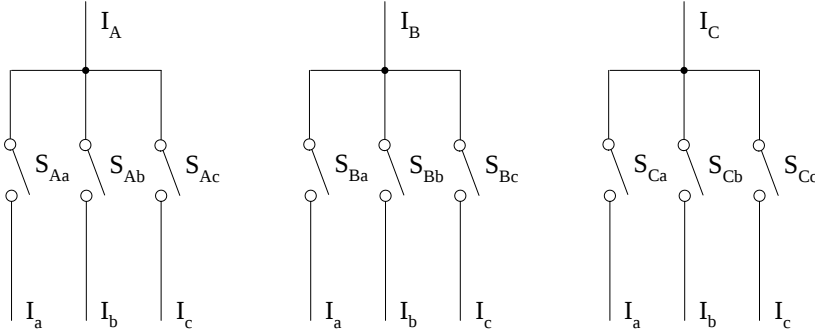
2.5.1.2 Giriş Akımları Dalga Şekilleri

Matris çeviricinin ϕ_o yük faz açılı üç fazlı omik-indüktif bir yüke bağlı olduğu durumunda çıkış akımları Denklem 2.9'daki gibi elde edilebilir. Burada; $\theta = 0$ alınarak Denklem daha sade hale getirilmiştir.

Giriş hat akımları, Şekil 2.9'da gösterildiği gibi aynı giriş hattına bağlı üç anahtar akımının toplamıyla oluşmaktadır. Denklem 2.10'da görülebileceği gibi giriş akımı, kontrol matrisi $M(t)$ 'nin transpozu ile çıkış akımlarının çarpımından hesaplanabilir.

$$\begin{bmatrix} I_a(t) \\ I_b(t) \\ I_c(t) \end{bmatrix} = I_{om} \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t + \phi_o) \\ \cos(\omega_o t + \phi_o + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_o t + \phi_o + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$$I_i(t) = M^T(t) \cdot I_o(t) \quad (2.10)$$



Şekil 2.9 Akım sentezi için anahtarların yerleşim şeması

Denklem 2.8 ve Denklem 2.6'daki kontrol matrisinin transpozunu Denklem 2.9'da yerine yazılırsa Denklem 2.11 elde edilir.

$$\begin{bmatrix} I_A(t) \\ I_B(t) \\ I_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{3}(1+2q \cos(A)) & \frac{1}{3}(1+2q \cos(A-\frac{4\pi}{3})) & \frac{1}{3}(1+2q \cos(A-\frac{2\pi}{3})) \\ \frac{1}{3}(1+2q \cos(A-\frac{2\pi}{3})) & \frac{1}{3}(1+2q \cos(A)) & \frac{1}{3}(1+2q \cos(A-\frac{4\pi}{3})) \\ \frac{1}{3}(1+2q \cos(A-\frac{4\pi}{3})) & \frac{1}{3}(1+2q \cos(A-\frac{2\pi}{3})) & \frac{1}{3}(1+2q \cos(A)) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{om} \cos(\omega_o t + \theta + \phi_o) \\ I_{om} \cos(\omega_o t + \theta + \phi_o + \frac{2\pi}{3}) \\ I_{om} \cos(\omega_o t + \theta + \phi_o + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

burada $A = \omega_m t + \theta$ ve $\omega_m = \omega_o - \omega_i$ dir.

Denklem 2.11 daha sade olarak Denklem 2.12'de gösterildiği gibi yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} I_A(t) \\ I_B(t) \\ I_C(t) \end{bmatrix} = qI_{om} \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t + \phi_o) \\ \cos(\omega_i t + \phi_o - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\omega_i t + \phi_o - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

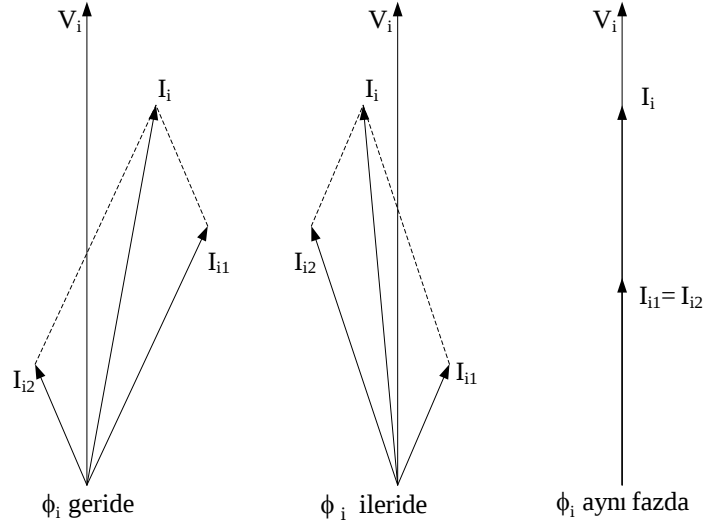
Kaynaktan çekilen ortalama akım, giriş tarafında ω_i frekansına sahip 3 fazlı dengeli bir sinyal setini oluşturur ve yer değiştirme faktörü yükün yer değiştirme faktörü $\cos(\phi_o)$ ile aynı olur. Pozitif faz dizisi olarak bilinen $\omega_m = \omega_o + \omega_i$ yerine, negatif faz dizisi $\omega_m = -(\omega_o + \omega_i)$ kullanıldığında çıkış geriliminin ifadesi Denklem 2.8'deki gibi olurken. Giriş akımının faz açısı Denklem 2.13'te görüldüğü gibi ters olacaktır.

$$\begin{bmatrix} I_A(t) \\ I_B(t) \\ I_C(t) \end{bmatrix} = qI_{om} \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t - \phi_o) \\ \cos(\omega_i t - \phi_o - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\omega_i t - \phi_o - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Sonuç olarak, indüktif yük karakteristiği çeviricinin giriş terminallerinde kapasitif karakteristiğe dönüştürülebileceği gibi tersi durum da söz konusudur. Bu özellik matris çeviricinin önemli avantajlarından biridir.

2.5.1.3 Giriş Yer Değiştirme Faktör Kontrolü

Kontrollü bir giriş yer değiştirme faktörünü gerçekleştirmek için aynı yükü besleyen iki çeviricinin paralel bağlanması gerekmektedir. Bu durum, Denklem 2.12 ve 2.13 ile açıldığı gibi çeviricilerden biri pozitif faz dizisini ($\omega_m = \omega_o + \omega_i$) diğeri ise negatif faz dizisini ($\omega_m = -\omega_o - \omega_i$) sağlamasıyla gerçekleştirilebilir. Duruma ilişkin fazör diyagramları Şekil 2.10'da gösterilmiştir. İki çeviricideki anahtarlara ilişkin görev periyotlarının ortalaması ile ayarlanan her bir anahtarın görev periyodu sayesinde tek bir çevirici ile de aynı sonuç elde edilebilir. Şekil 2.10'dan görülebileceği gibi çeviricinin, yükün yer değiştirme faktöründen bağımsız olarak omik, kapasitif ve indüktif yer değiştirme faktörü ile çalıştırılabilmesi mümkündür.



Şekil 2.10 Geride çıkış akımı için farklı çalışma modları ile giriş akımının faz açılarının değişimleri

Denklem 2.6’da tanımlanan $M(t)$ Denklem 2.14’te yeniden tanımlanmıştır.

$$M(t) = \frac{1}{3} \alpha_1 \begin{bmatrix} (1 + 2q \cos(A)) & (1 + 2q \cos(A - \frac{2\pi}{3})) & (1 + 2q \cos(A - \frac{4\pi}{3})) \\ (1 + 2q \cos(A - \frac{4\pi}{3})) & (1 + 2q \cos(A)) & (1 + 2q \cos(A - \frac{2\pi}{3})) \\ (1 + 2q \cos(A - \frac{2\pi}{3})) & (1 + 2q \cos(A - \frac{4\pi}{3})) & (1 + 2q \cos(A)) \end{bmatrix} + \frac{1}{3} \alpha_2 \begin{bmatrix} (1 + 2q \cos(B)) & (1 + 2q \cos(B - \frac{2\pi}{3})) & (1 + 2q \cos(B - \frac{4\pi}{3})) \\ (1 + 2q \cos(B - \frac{2\pi}{3})) & (1 + 2q \cos(B - \frac{4\pi}{3})) & (1 + 2q \cos(B)) \\ (1 + 2q \cos(B - \frac{4\pi}{3})) & (1 + 2q \cos(B)) & (1 + 2q \cos(B - \frac{2\pi}{3})) \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

burada $A = \omega_m t$, $B = -(\omega_m + 2\omega_i)t$ ve $\theta = 0$ ’dır. $\alpha_1 = \frac{1}{2} [1 + \tan \phi_i \cot \phi_o]$,

$\alpha_2 = 1 - \alpha_1 = \frac{1}{2} [1 + \tan \phi_i \cot \phi_o]$, $\phi_i = \arctan[(\alpha_1 - \alpha_2) \tan \phi_o]$, $q = \frac{V_o}{V_i}$ ile $1 > (\alpha_1 - \alpha_2) > -1$,

$0 \leq q \leq 0.5$ olarak tanımlanmıştır.

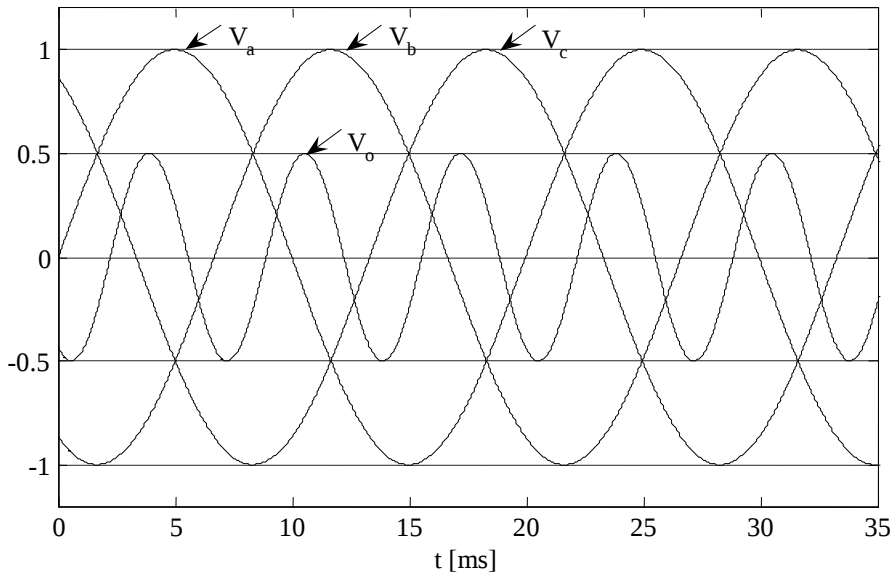
- İndüktif karakteristikli bir yükün beslenmesi durumunda çeviricinin giriş karakteristiği α_1 ve α_2 ’nin değerine göre rezistif, indüktif ve kapasitif karakteristikli yapılabilir.

- $\alpha_1 = \alpha_2$, rezistif karakteristik (birim giriş yer değıştirme faktörü; akım ve gerilim aynı fazda)
- $\alpha_1 > \alpha_2$, indüktif karakteristik (geride giriş yer değıştirme faktörü; akım ϕ kadar geride)
- $\alpha_1 < \alpha_2$, kapasitif karakteristik (ilerde giriş yer değıştirme faktörü; akım ϕ kadar ilerde)

Giriş ve çıkış dalga şekillerinin sadece düşük frekans bileşenleri göz önüne alınarak çevirici çıkış gerilimi $V_o(t)$ ve giriş akımı $I_i(t)$ aşağıda verilen eşitlikler kullanılarak hesaplanabilir.

$$\begin{aligned} V_o(t) &= M(t).V_i(t) \\ I_i(t) &= M^T(t).I_o(t) \end{aligned} \quad (2.15)$$

Denklem 2.15 sadece $q \leq 0.5$ olması durumu için geçerlidir. Şekil 2.11’de görüldüğü gibi değışken çıkış frekansı için çıkış gerilimi, giriş geriliminin yarısıyla sınırlanmıştır. Çıkış gerilimindeki bu sınırlama standart dc link eviricilere göre matris çeviricinin önemli bir dezavantajıdır.



Şekil 2.11 Üç fazlı giriş gerilimi referanslı sinüzoidal çıkış gerilimi $f_i=50$ Hz, $f_o=150$ Hz

2.5.1.4 Maksimum Çıkış Geriliminin Elde Edilmesi

Matris çeviricinin çıkış gerilim dalga şekli, üç fazlı giriş gerilim dalga şekli zarfının içinde olmak zorundadır. Maksimum çıkış genliği, Denklem 2.16’da gösterildiği gibi minimum giriş geriliminin ani değişiminden elde edilir.

$$\min_{0 \leq \omega_i t \leq 2\pi} (V_{i \max} - V_{i \min}) = \max_{0 \leq \omega_o t \leq 2\pi} (V_{o \max} - V_{o \min}) \quad (2.16)$$

Giriş ve çıkış dalga şekilleri Denklem 2.16’da yerine yazılırsa,

$$\frac{3}{2}V_i = \sqrt{3}V_o \quad (2.17)$$

olur. Böylece, mümkün olan maksimum çıkış geriliminin $0.866V_i$ olacağı Denklem 2.18’de görülmektedir.

$$V_{o \max} = \frac{\sqrt{3}}{2}V_i = 0.866V_i \quad (2.18)$$

Giriş gerilimi dalga şeklinin 1/4 genlikli üçüncü harmoniği çıkış sinyaline eklenerek maksimum çıkış geriliminin değerinin giriş geriliminin %75’ine kadar arttırılabileceği Denklem 2.19’da görülmektedir.

$$V_o(t) = \left[V_o \cos\left(\omega_o t + (k-1)\frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{4}V_i \cos(3\omega_i t) \right]_{k=1}^3 \quad (2.19)$$

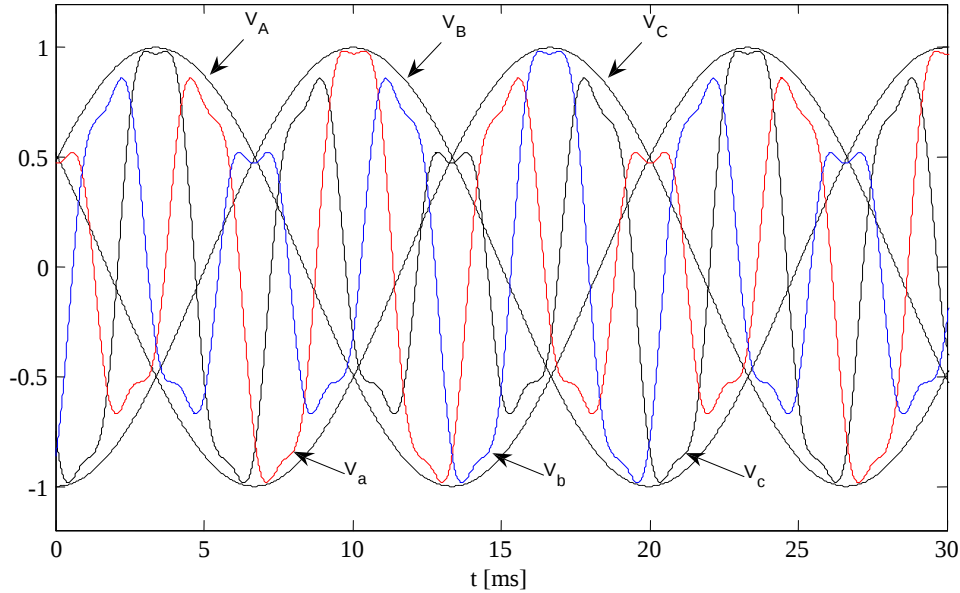
burada $0 \leq \frac{V_o}{V_i} \leq 0.75$ olmaktadır.

Üçüncü harmoniğin eklenmesi sonucunda çıkış geriliminin dalga şeklinin nötr noktası giriş dalga şeklinin nötr noktasına bağlı olarak salınır. Ancak, matris çeviricinin bağlı bulunduğu kaynak ve yük arasında nötr noktası bulunmadığından, bu durum yük tarafını etkilememekte ve sonuç olarak üçüncü harmoniğin eklenmesi yükte bir akım akışına neden olmamaktadır. Daha fazla bir çıkış gerilimi elde etmek için çıkış geriliminin 1/6 genlikli

üçüncü harmoniği çıkışa eklenmelidir. Bu durumda çıkış gerilimi teorik olarak giriş geriliminin %86.6'sına kadar çıkabilecektir [68]. Şekil 2.12'de hedef çıkış gerilimi dalga şeklinin, giriş gerilimi dalga şeklinin zarfında olduğu görülebilmektedir. Bu durumda hedeflenen gerilim Denklem 2.20'de verilmiştir.

$$V_o(t) = \left[V_o \cos\left(\omega_o t + (k-1) \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{4} V_i \cos(3\omega_i t) - \frac{1}{6} V_o \cos(3\omega_o t) \right]_{k=1}^3 \quad (2.20)$$

burada $0 \leq \frac{V_o}{V_i} \leq 0.866$ olmaktadır.



Şekil 2.12 ($q=0.866$ ve $\omega_o=4\omega_i$) için üç faz giriş ve matris çevirici çıkış dalga şekilleri

2.5.1.5 Maksimum Çıkış Gerilimi İçin Sadeleştirilmiş Venturini Algoritması

Venturini algoritması giriş yer değiştirme faktörünün kontrolü ile birlikte maksimum gerilim genliğini elde etmek için yeniden düzenlenebilir [65]. Temel algoritmada her zamanlama anını ve giriş gerilim dalga şeklinin sıfır geçiş noktalarını bulmak gerekmektedir, fakat bunun yerine Venturini algoritması sadeleştirilerek daha basit bir şekilde her sıralı zamanda giriş gerilimleri cinsinden tanımlanarak kullanılabilir. Birim giriş yer değiştirme faktöründe giriş fazı β ve çıkış fazı γ arasına bağlanan anahtar için görev periyodu Denklem (2.21)'de tanımlanmıştır [69].

$$T_{\beta\gamma} = T_s \left[\frac{1}{3} + \frac{2V_{o\gamma}V_{i\beta}}{3V_{im}^2} + \frac{2q}{9q_m} \sin(\omega_i t + \psi_\beta) \sin(3\omega_i t) \right] \quad (2.21)$$

$$V_{o\gamma} = qV_{im} \cos(\omega_o t + \psi_\gamma) - \frac{q}{6} V_{im} \cos(3\omega_o t) + \frac{q}{4q_m} V_{im} \cos(3\omega_i t) \quad (2.22)$$

Burada maksimum gerilim oranı (q_m) 0.866'dır. q ise istenilen gerilim oranını gösterir.

$\psi_\beta : 0, \frac{2\pi}{3}, \frac{4\pi}{3}$ sırasıyla A, B, C giriş fazlarını, $\psi_\gamma : 0, \frac{2\pi}{3}, \frac{4\pi}{3}$ sırasıyla a, b, c çıkış fazlarını temsil eder.

$$V_{im} = \sqrt{\frac{V_A^2 + V_B^2 + V_C^2}{1.5}} \quad (2.23)$$

Burada V_A , V_B , V_C ani giriş gerilimlerini ve V_{im} maksimum giriş gerilimini belirtmektedir. Denklem 2.21 ve 2.22 ile matris çeviricinin anahtarlarının görev periyodu hesaplanabilir. Bu algorithmada sadece üç faz ani giriş gerilimlerinin ölçülmesi yeterlidir, bu gerilimler yardımıyla giriş vektör pozisyonu hesaplanabilir. Matris çeviricinin giriş ve çıkış frekansları tamamen asenkronizedir ve bu yüzden kontrolör veya kullanıcı girişinden ihtiyaç duyulan çıkış frekansı için her bir örnekleme zamanında anahtarlama görev periyodu tekrar hesaplanarak kolayca elde edilebilir.

2.5.2 Skaler Kontrol Algoritması

[70]'de önerilen bu metot, anahtarların görev periyotlarını üretmek için, belirli giriş faz gerilimlerinin anlık oranlarını kullanmaktadır. Kontrol algoritması, yükün yer değiştirme faktöründen bağımsız olarak ayarlanabilir giriş yer değiştirme faktörünün yanı sıra hem senkron ve hem de asenkron çalışmaya olanak sağlar. Kontrol algoritmasına göre bir periyot boyunca, bir faz için çıkış geriliminin ortalama değeri aşağıdaki gibi tanımlanır;

$$V_o(t) = \frac{1}{T_s} [t_k + V_k + t_L V_L + t_M V_M] = V_{om} \cos(\omega_o t) \quad (2.24)$$

burada $t_K + t_L + t_M = T_s$ dir.

K - L - M indisleri, aşağıdaki kurallara göre A - B - C indisli herhangi bir giriş fazını temsil eder;

Kural 1: M indisi, diğer iki giriş fazından farklı polariteye sahip olan giriş fazını temsil eder.

Kural 2: K ve L indisleri, aynı polariteye sahip fazları temsil ederler ve L , mutlak değer olarak K 'dan büyüktür.

Bir T_s periyodu için görev periyotları $0 \leq (V_K/V_L) \leq 1$ şartı ile;

$$t_L = \frac{(V_o - V_M)}{1.5V_{im}^2} V_L \quad (2.25)$$

$$t_K = \frac{(V_o - V_M)}{1.5V_{im}^2} V_K \quad (2.26)$$

$$t_M = T_s - (t_L + t_K) \quad (2.27)$$

Hedef çıkış gerilimi V_o , Denklem 2.24'de verilen Venturini algoritmasında kullanıldığı gibi, Denklem 2.25-2.27'nin hesaplanmasında da benzer şekilde kullanılmıştır. Bundan dolayı, bu kontrol algoritması da 0.866 maksimum gerilim oranıyla çalışabilir. Denklem 2.25 ve 2.26'dan görüldüğü gibi çeviricinin anahtarlama düzenleri (sıraları), sadece giriş faz gerilimleri ile talep edilen çıkış geriliminin anlık değerinin skaler karşılaştırmasına bağlıdır.

Bu algoritmanın asıl dezavantajı; giriş gerilimlerine K , L ve M indisleri tanımlandığından, bu üç fazlı giriş geriliminin yüksek doğrulukta bilinmesine ihtiyaç duymasıdır. Giriş hat veya faz gerilimlerinin sıfır geçişlerinin ölçümleri esnasında herhangi bir gürültüden dolayı bu noktada K , L ve M giriş fazları arasında istenmeyen anahtarlama durumları olabilir. Bundan dolayı, Denklem 2.24-2.25'e göre anahtarlama düzenlerindeki (sıralarındaki) görev periyotlarında büyük hatalar oluşabilmektedir.

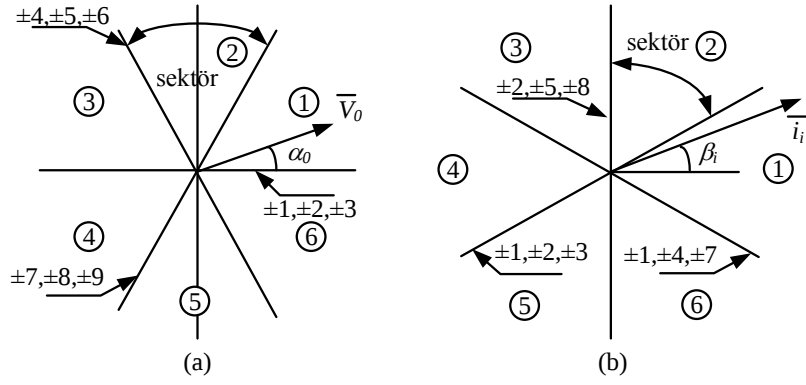
2.5.3 Uzay Vektör Modülasyon Algoritması

Matris çeviriciler için uzay vektör modülasyon (SVM) algoritmasına dayanan anahtarlama stratejisi ilk olarak 1989’da Huber ve Borojecevic tarafından önerilmiştir [71]. SVM algoritması, üç faz giriş akımlarının ve üç faz çıkış hat gerilimlerinin uzay vektör düzleminde gösterilmesine dayandırılır. Matris çevirici toplam 27 adet anahtarlama durumuna izin verir [51]. Ancak matris çevirici için geliştirilmiş SVM algoritmasında sadece 21 tane anahtarlama durumu söz konusudur. Anahtarlama durumları Tablo 2.1’de gösterilmiştir.

Tablo 2.1 SVM algoritmasında kullanılan anahtarlama durumları

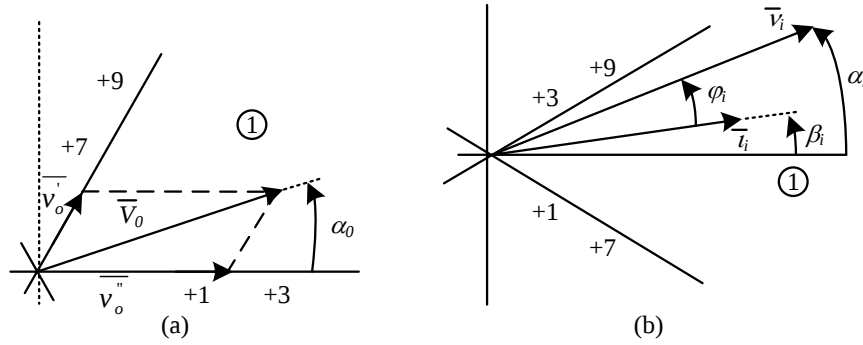
Anahtar Konfigürasyonu	İletimdeki Anahtarlar			V_o	α_o	i_i	β_i
+1	S_{Aa}	S_{Bb}	S_{Bc}	$2/3 v_{12i}$	0	$2/\sqrt{3} i_{o1}$	$-\pi/6$
-1	S_{Ba}	S_{Ab}	S_{Ac}	$-2/3 v_{12i}$	0	$-2/\sqrt{3} i_{o1}$	$-\pi/6$
+2	S_{Ba}	S_{Cb}	S_{Cc}	$2/3 v_{23i}$	0	$2/\sqrt{3} i_{o1}$	$\pi/2$
-2	S_{Ca}	S_{Bb}	S_{Bc}	$-2/3 v_{23i}$	0	$-2/\sqrt{3} i_{o1}$	$\pi/2$
+3	S_{Ca}	S_{Ab}	S_{Ac}	$2/3 v_{31i}$	0	$2/\sqrt{3} i_{o1}$	$7\pi/6$
-3	S_{Aa}	S_{Cb}	S_{Cc}	$-2/3 v_{31i}$	0	$-2/\sqrt{3} i_{o1}$	$7\pi/6$
+4	S_{Ba}	S_{Ab}	S_{Bc}	$2/3 v_{12i}$	$2\pi/3$	$2/\sqrt{3} i_{o2}$	$-\pi/6$
-4	S_{Aa}	S_{Bb}	S_{Ac}	$-2/3 v_{12i}$	$2\pi/3$	$-2/\sqrt{3} i_{o2}$	$-\pi/6$
+5	S_{Ca}	S_{Bb}	S_{Cc}	$2/3 v_{23i}$	$2\pi/3$	$2/\sqrt{3} i_{o2}$	$\pi/2$
-5	S_{Ba}	S_{Cb}	S_{Bc}	$-2/3 v_{23i}$	$2\pi/3$	$-2/\sqrt{3} i_{o2}$	$\pi/2$
+6	S_{Aa}	S_{Cb}	S_{Ac}	$2/3 v_{31i}$	$2\pi/3$	$2/\sqrt{3} i_{o2}$	$7\pi/6$
-6	S_{Ca}	S_{Ab}	S_{Cc}	$-2/3 v_{31i}$	$2\pi/3$	$2/\sqrt{3} i_{o2}$	$7\pi/6$
+7	S_{Ba}	S_{Bb}	S_{Ac}	$2/3 v_{12i}$	$4\pi/3$	$-2/\sqrt{3} i_{o3}$	$-\pi/6$
-7	S_{Aa}	S_{Ab}	S_{Bc}	$-2/3 v_{12i}$	$4\pi/3$	$2/\sqrt{3} i_{o3}$	$-\pi/6$
+8	S_{Ca}	S_{Cb}	S_{Bc}	$2/3 v_{23i}$	$4\pi/3$	$-2/\sqrt{3} i_{o3}$	$\pi/2$
-8	S_{Ba}	S_{Bb}	S_{Cc}	$-2/3 v_{23i}$	$4\pi/3$	$2/\sqrt{3} i_{o3}$	$\pi/2$
+9	S_{Aa}	S_{Ab}	S_{Ac}	$2/3 v_{31i}$	$4\pi/3$	$-2/\sqrt{3} i_{o3}$	$7\pi/6$
-9	S_{Ca}	S_{Cb}	S_{Ac}	$-2/3 v_{31i}$	$4\pi/3$	$2/\sqrt{3} i_{o3}$	$7\pi/6$
0_1	S_{Aa}	S_{Ab}	S_{Bc}	0	-	0	-
0_2	S_{Ba}	S_{Bb}	S_{Cc}	0	-	0	-
0_3	S_{Ca}	S_{Cb}	S_{Cc}	0	-	0	-

Tablodaki ilk 18 anahtarlama durumu Şekil 2.13’de gösterildiği gibi $\overline{V_o}$ çıkış gerilim vektörü ve $\overline{i_i}$ giriş akım vektörü ile belirlenir. Bu vektörlerin büyüklükleri giriş hat gerilimi ve çıkış hat akımı anlık değerlerine bağlıdır. Son 3 anahtarlama durumu sıfır giriş akımı ve çıkış gerilimi vektörü ile temsil edilir.



Şekil 2.13 a) Üretilen çıkış faz gerilim vektörü, b) Üretilen giriş faz akım vektörü

Matris çevirici için SVM algoritması, çıkış gerilim vektörünü ve anlık giriş yer değiştirme açısının her ikisini de tam olarak kontrol etme kabiliyetine sahiptir. Herhangi bir örnekleme anında çıkış gerilim vektörü $\bar{V}_o$ ve giriş yer değiştirme açısı φ_i Şekil 2.14'te gösterilmiştir [72].



Şekil 2.14 a) Çıkış gerilim vektörü, b) Çıkış akım vektörü

φ_i 'nin kontrolü ile giriş akım vektörünün faz açısı, β_i kontrol edilebilir. SVM algoritması, her T_s periyodu içinde uygun zaman aralığı için uygulanan 4 aktif duruma bağlıdır. Sıfır durumları T_s 'yi tamamlamak için uygulanmıştır. Modülasyon algoritmasını açıklamak için, sektör 1'de $\bar{V}_o$ ve $\bar{i}_i$ 'in her ikisinin de geri fazda olduğu varsayılarak Şekil 2.14'ten yararlanılacaktır.

$\bar{V}_o$ referans gerilim vektörü $\bar{v}_o'$ ve $\bar{v}_o''$ bileşenlerine ayrılarak iki vektör biçiminde gösterilebilir. Mümkün olan altı anahtarlama durumu arasında ($\pm 7, \pm 8, \pm 9$), sadece bir tanesi giriş akımı modülasyon yönünün seçilmesine izin verir. Bu durumda +8 ve -8 anahtarlama durumları elenir. Geri kalan dört durum arasında pozitif anahtarlama olarak

+7 ve +9 olduğu kabul edilir. Aynı zamanda $\overline{v_o''}$ bileşenin sentezlenmesine ihtiyaç duyulur, benzer şekilde anahtarlama durumları +1 ve +3'de göz önüne alınır.

Benzer prosedür kullanılarak, dört anahtarlama durumuna ait çıkış gerilimi ve giriş akımı bileşenlerini belirlemek mümkündür. Bu durum Tablo 2.2'de özetlenmiştir. Böylece, SVM algoritmasını, aynı zamanda referans çıkış gerilim vektörüne ve giriş yer değiştirme açısına ihtiyaç duyan dört temel eşitliği genel formda yazmak mümkündür. Çıkış gerilim vektör referansı, Denklem 2.28 ve 2.29'da iki eşitlik olarak yazılabilir.

Tablo 2.2 Çıkış gerilimi ve giriş akımı sektörleri için anahtarlama durumlarının seçimi

Giriş akımı vektörünün sektörü	Çıkış gerilim vektörünün sektörü											
	1 veya 4				2 veya 5				3 veya 6			
1 veya 4	+9	+7	+3	+1	+6	+4	+9	+7	+3	+1	+6	+4
2 veya 5	+8	+9	+2	+3	+5	+6	+8	+9	+2	+3	+5	+6
3 veya 6	+7	+8	+1	+2	+4	+5	+7	+8	+1	+2	+4	+5
	I	II	III	IV	I	II	III	IV	I	II	III	IV

$$\overline{v_o'} = \overline{v_o^I} \delta^I + \overline{v_o^{II}} \delta^{II} = \frac{2}{\sqrt{3}} v_o \cos(\tilde{\alpha}_o - \frac{\pi}{3}) e^{j[(K_v-1)\pi/3 + \pi/3]} \quad (2.28)$$

$$\overline{v_o''} = \overline{v_o^{III}} \delta^{III} + \overline{v_o^{IV}} \delta^{IV} = \frac{2}{\sqrt{3}} v_o \cos(\tilde{\alpha}_o + \frac{\pi}{3}) e^{j[(K_v-1)\pi/3]} \quad (2.29)$$

β_i ile yönleri belirlenmiş $(\overline{i_i^I} \delta^I + \overline{i_i^{II}} \delta^{II})$ ve $(\overline{i_i^{III}} \delta^{III} + \overline{i_i^{IV}} \delta^{IV})$ vektörlerinden yararlanılarak giriş yer değiştirme açısı referanslı iki eşitlik 2.30 ve 2.31'de elde edilmiştir. Bu, $e^{j\beta_i}$ 'ye dik doğrultudaki iki vektör bileşeni değeri sıfır alınarak elde edilebilir.

$$(\overline{i_i^I} \delta^I + \overline{i_i^{II}} \delta^{II}) j e^{j\tilde{\beta}_i} e^{j(K_i-1)\pi/3} = 0 \quad (2.30)$$

$$(\overline{i_i^{III}} \delta^{III} + \overline{i_i^{IV}} \delta^{IV}) j e^{j\tilde{\beta}_i} e^{j(K_i-1)\pi/3} = 0 \quad (2.31)$$

Denklem 2.28-2.31'deki $\tilde{\alpha}_o$ ve $\tilde{\beta}_i$, karşılıklı sektörleri ayıran çizgiye göre ölçülmüş çıkış gerilimi ve giriş akımı faz açılarıdır. α_o ve β_i , çıkış gerilimi ve giriş akımı sektörlerine göre farklılık gösterir. Denklem 2.32'de ise bu açıların sınırları verilmiştir.

$$-\frac{\pi}{6} < \tilde{\alpha}_o < +\frac{\pi}{6}, \quad -\frac{\pi}{6} < \tilde{\beta}_i < +\frac{\pi}{6} \quad (2.32)$$

4 anahtarlama durumunun görev periyotları δ^I , δ^{II} , δ^{III} , δ^{IV} ile gösterilmiştir. K_v çıkış gerilim sektörlerini ve K_i giriş akım sektörlerini temsil etmektedir.

Denklem 2.28- 4.33, görev periyoduna göre çözüldükten sonra gerekli sadeleştirmeler ile görev periyotlarına ait denklem aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$\delta^I = (-1)^{K_v+K_i} \frac{2}{\sqrt{3}} q \frac{\cos(\tilde{\alpha}_o - \pi/3) \cos(\tilde{\beta}_i - \pi/3)}{\cos \varphi_i} \quad (2.33)$$

$$\delta^{II} = (-1)^{K_v+K_{i+1}} \frac{2}{\sqrt{3}} q \frac{\cos(\tilde{\alpha}_o - \pi/3) \cos(\tilde{\beta}_i + \pi/3)}{\cos \varphi_i} \quad (2.34)$$

$$\delta^{III} = (-1)^{K_v+K_{i+1}} \frac{2}{\sqrt{3}} q \frac{\cos(\tilde{\alpha}_o + \pi/3) \cos(\tilde{\beta}_i - \pi/3)}{\cos \varphi_i} \quad (2.35)$$

$$\delta^{IV} = (-1)^{K_v+K_{i+1}} \frac{2}{\sqrt{3}} q \frac{\cos(\tilde{\alpha}_o + \pi/3) \cos(\tilde{\beta}_i + \pi/3)}{\cos \varphi_i} \quad (2.36)$$

Bu, temel denklemler sadece pozitif anahtarlama durumlarını gösterdiğinden görev periyodunun negatif değerde olması, pozitif anahtarlama durumu yerine karşılık gelen negatif anahtarlama durumunun kullanıldığı anlamına gelir. Ayrıca, kontrol stratejisinin uygulanabilirliği için dört görev periyodunun mutlak değerleri toplamalarının 1'den küçük olması gerekmektedir.

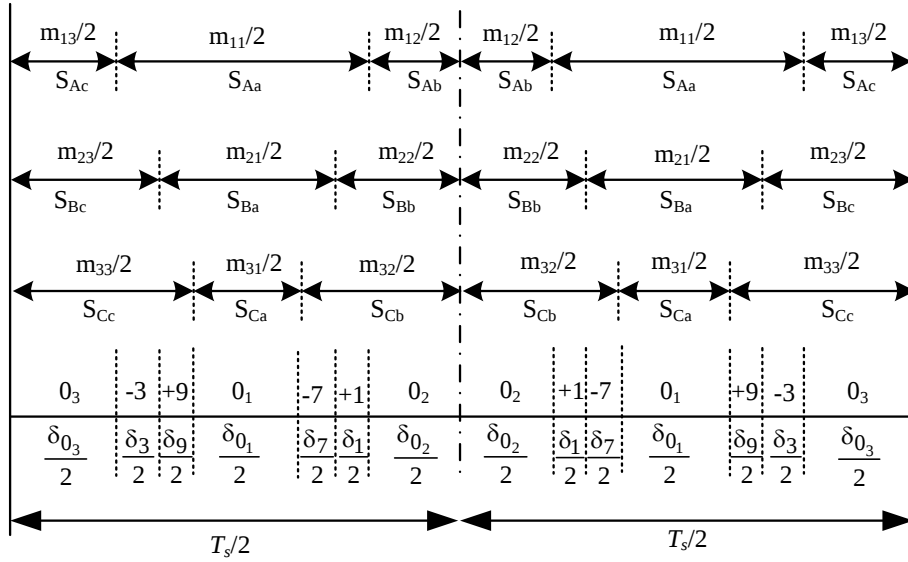
$$|\delta^I| + |\delta^{II}| + |\delta^{III}| + |\delta^{IV}| \leq 1 \quad (2.37)$$

Sıfır durumları periyodu tamamlamak için uygulanmıştır. Denklem 2.33-2.36 ve 2.37 yardımıyla gerekli sadeleştirmeler ve düzenlemeler yapıldıktan sonra Denklem 2.38 elde edilebilir.

$$q \leq \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{|\cos \varphi_i|}{\cos \tilde{\beta}_i \cos \tilde{\alpha}_o} \quad (2.38)$$

Denklem 2.38, herhangi bir andaki çıkış gerilimi, giriş akımı faz açıları ve giriş akım vektörünün yer değiştirme açısına bağlı olan maksimum gerilim transfer oranını ifade eder. $\cos \tilde{\beta}_i$ ve $\cos \tilde{\alpha}_o$ 1'e eşit olduğu durumda maksimum gerilim transfer oranı meydana gelir. Bu durum Denklem 2.39 da ifade edilmiştir.

$$q \leq \frac{\sqrt{3}}{2} |\cos \varphi_i| \quad (2.39)$$



Şekil 2.15 Bir T_s periyodu için anahtarlama düzeni

Denklem 2.39'dan görüldüğü gibi birim güç faktöründe, matris çeviricinin maksimum gerilim transfer oranı olan 0.866 elde edilir.

Referans ile sektör 1'de çıkış gerilim vektörünün ve giriş akım vektörünün belirli durumları $0_1, 0_2, 0_3, +1, -3, -7, +9$ olarak seçilir. $0_3, -3, +9, 0_1, -7, +1, 0_2$ olan her bir anahtarlama durum değişimi için sadece bir anahtar komutasyonu elde edilir. Bu duruma karşılık gelen çift taraflı anahtarlama düzeni Şekil 2.15'de gösterilmiştir. Şekilde gösterilen S_{xx} anahtarları iletimdeki anahtarları temsil etmektedir [72].

2.6 Sonuç

Matris çevirici geleneksel bir evirici ile kıyaslandığında bazı avantajlara sahiptir. En önemli avantajlarından biri ac-ac dönüşümün tek bir adımda doğrudan gerçekleştirilmesi ve büyük enerji depolama elemanlarına ihtiyaç duymamasıdır. Motor sürücü sistemlerinin ihtiyaç duyduğu regeneratif çalışma durumlarına doğal olarak müsaade etmesi bir diğer avantajıdır. Ayrıca giriş ve çıkış dalga şekillerinin sinüzoidal olması önemli bir özelliğidir. Bu özelliklerine ilave olarak matris çevirici tam kontrollü giriş yer değiştirme faktörüne sahiptir.

Matris çevirici için Venturini, skaler ve uzay vektör modülasyon teknikleri incelenmiştir. Bu modülasyon algoritmaları kullanılarak maksimum gerilim transfer oranı 0.866'ya kadar çıkarılabilmektedir. Skaler kontrol algoritmasının giriş fazlarının sıfır geçişlerine ihtiyaç duyması, ölçüm hassasiyetinin yüksek olmasını gerektirmektedir. Ayrıca, ölçüm gürültüleri anahtarlama algoritmasını büyük ölçüde olumsuz olarak etkilemektedir. Uzay vektör algoritmasında kullanılan tablo ve formüller mikroişlemci döngü hızını yavaşlatmaktadır. Uzay vektör algoritmasının harmonik içeriği Venturini algoritmasına göre daha kötüdür. Bundan dolayı, bu çalışmada Venturini algoritması kullanılarak anahtarların anahtarlama süreleri hesaplanmıştır.

Matris çeviricinin girişin maksimum %86,6 oranında çıkış gerilimine müsaade etmesi bir dezavantajıdır. Ancak motor sargılarının bu gerilim oranına göre modifiye edilmesi üretici firma tarafından kolaylıkla gerçekleştirilebilir. Ayrıca günümüzde kullanılan PMSM'ler sürücüsüyle birlikte satıldıkları için standart bir gerilim seviyesine sahip değillerdir. Böylece bu problem bu tip yüklerde kolaylıkla giderilebilir.

3. SÜREKLİ MİKNATISLI SENKRON MOTOR VE VEKTÖR KONTROLÜ

3.1 Giriş

Yüksek performans gerektiren birçok uygulamada kullanılan dc motorlar, 1970-1980'lerde samaryum-kobalt (SmCo) ve neodim-demir-bor (NdFeB) gibi mıknatıslı malzemelerin çıkması ile birlikte, yerini rotoru sürekli mıknatıs uyarımlı senkron motorlara bırakmaya başlamıştır. Bu durum özellikle birkaç kW'a kadar yüksek performans gerektiren uygulamalarda göze çarpmaktadır. Düşük ve orta güçlü uygulamalarda, sürekli mıknatıs uyarımlı rotora sahip motorların diğer tüm motorlar ile kıyaslandığında üstün dinamiği, küçük boyutu ve yüksek verimliliği bilinmektedir. Bu gelişmelerden önce küçük servo motorlarda ferrit ve alnico mıknatıslar statorda uyarımı sağlamak için kullanılmıştır. Bu tip motorlar fırça-komütatör kullanarak armatüre güç sağladıkları için bazı problemleri de beraberlerinde getirmişlerdir. Komütatör-fırça sisteminin oluşturacağı problemler günümüzde rotora mıknatısların yerleştirilmesi ve statordaki üç fazlı sargıların bir evirici tarafından beslenmesi ile çözülmüştür. Bu düzenleme ile elde edilen sistem geleneksel bir senkron motora benzemektedir [73]. Teknolojiye bağlı olarak PMSM'lerin ayarlanabilir hız sürücüleri, klasik ac-dc-ac dönüşümü gerçekleştiren sistemlerle elde edilmekte ve genel anlamda gelişimini tamamlamış durumdadır. Bu tür sürücü sistemler, birkaç watt ile MW arasında güçlere sahiptirler [74]. Birkaç kW civarındaki bu sürücüler, özellikle konum ve geniş bir aralıkta hız kontrolü gerçekleştirirler. Bu sistemler, saatte 0.1 devir gibi çok düşük hızlarda bile yüksek verimde ve büyük moment/hacim oranında çalışabilmeyi sağlayabilmektedirler [75]. Ticari PMSM sürücüleri gerilim kaynaklı PWM eviriciler kullanılarak elde edilmektedir. Ancak, son zamanlarda doğrudan ac-ac dönüşümü sağlayan çevirici ile oluşturulan kompakt PMSM sürücülerine olan ilgi giderek artmaktadır.

3.2 PMSM'nin Genel Yapısı

Senkron makinalar, armatür ve alan sargısı olmak üzere iki farklı sargıdan oluşmaktadır. Armatür olarak isimlendirilen stator sargısı üç fazlı bir ac gerilim kaynağından beslenirken rotor üzerindeki elektriksel uyarımı sağlayan alan sargısı ise bir dc gerilim kaynağından beslenmektedir. Senkron makinanın armatür sargıları, üç fazlı bir indüksiyon makinanın

stator sargına benzer bir yapıya sahiptir. Senkron makina, besleme kaynağının frekansına ve kutup sayısına bağlı olarak daima senkron hızda dönen sabit hızlı bir makinedir. Alan sargısının oluşturacağı elektriksel uyartım rotora bağlanacak sürekli mıknatıslar ile de elde edilebilir ve bu durumda, alan sargısında bulunan fırçalar ve bileziklerin kullanılmaması ve rotor bakır kayıplarının ortadan kalkması gibi avantajlara sahip olunur. Böylece daha yüksek verimli bir sistem elde edilmiş olunur. Bakır ve demir kayıplarının sadece statorda olduğu söylenebilir bu nedenle makinanın soğutulması çok daha kolay gerçekleştirilir. Genellikle indüksiyon makinalarda kullanılan soğutucu fana gerek kalmadan motor gövdesindeki yüzey arttırma kanatçıkları sayesinde soğutma gerçekleştirilebilir. Düşük bir seviyede de olsa, soğutma fanının motora eklediği yük momenti de ortadan kalkmış olur. Tüm bu avantajlar sayesinde daha yüksek verimli bir sistem oluşturulur.

Konumlandırmaya ihtiyaç duyulan uygulamalar, tekstil makinaları ve robotik uygulamalar gibi düşük güçlü makina tezgâhları içeren servo sürücülerde yaygın olarak PMSM'ler kullanılır. Ayrıca PMSM'ler, gemi tahrik sistemlerinde 1 MW'a kadar olan büyük güçlerde de kullanılmaktadırlar. PMSM'lerden elektrik üretimi, rüzgâr enerjisi uygulamaları ve güneş enerjisi ile çalışan düşük gerilimli pompalar gibi farklı alanlarda da faydalanılmaya başlanmıştır. Bu motorların sahip olduğu bazı özellikler; yüksek hava aralığı akı yoğunluğu, yüksek güç/ağırlık oranı, yüksek moment/atalet oranı, çok düşük hızlarda düzgün moment, sıfır hızda kontrollü moment, çok yüksek hızlarda çalışma, kısa sürede çabuk hızlanma/yavaşlama, yüksek verim ve kompakt tasarım şeklinde sıralanabilir.

Mıknatıs dilimleri farklı şekillerde ve sayılarda rotor yüzeyine monte edilebileceği gibi rotorun içine de monte edilebilmektedir. Yüksek özdirence sahip olan makinanın, rotorun çıkıntı etkilerinin ihmal edildiği geniş bir efektif hava aralığına sahip olduğu söylenebilir. Bundan başka, geniş hava aralığından dolayı senkron indüktans küçüktür ve bu nedenle armatür reaksiyonu ihmal edilebilir. Geniş hava aralığının oluşturacağı bir diğer sonuç da, stator sargısının elektriksel zaman sabitinin küçük olmasıdır. Mıknatıslar farklı şekillere sahip olabilirler. Çubuk şekilli mıknatıslar ve 90° açılı çember dilimleri şeklindeki mıknatıslar, birkaç milimetre kalınlığındadırlar. Radyal olarak mıknatıslanmış çember şeklindeki parçalar düzgün bir hava aralığı akı yoğunluğu dağılımı üretirler ve bu nedenle momentteki salınımlar daha azdır. Momentteki bu salınımlar, stator sargılarının uygun tasarımı ile de azaltılabilir. Mıknatıslar rotorun içine gömülü olarak yerleştirilirse yüksek hız uygulamalarında mekaniksel açıdan sağlam bir yapı elde edilir. Ancak, içe doğru yerleştirilmiş sürekli mıknatıs yapısı ile makina düzgün bir hava aralığı dağılımı

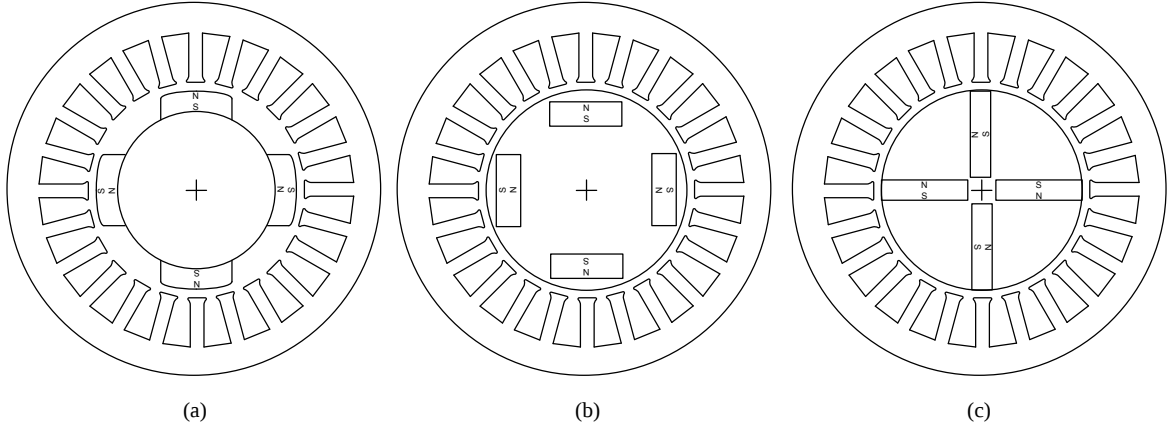
oluşturamaz. Bu durumda, mıknatıslar çelik rotor içine monte edilir ve fiziksel olarak mıknatıs geometrisinin yüzeyinde değişim yokmuş gibi görünür. Ancak, her bir mıknatıs çelik bir kutup parçası ile örtüldüğünden, makinanın manyetik devresi önemli ölçüde değişir. Bu kutup parçalarından dolayı, kutuplara karşı düşen manyetik akı için yüksek geçirgenliğe sahip bir yol oluşur [76].

Mıknatısları yüzeye yerleştirilmiş bir PMSM düşük değerli stator indüktansına sahiptir. Yüksek enerjili mıknatısların düşük geçirgenliklerinden dolayı, eşdeğer hava aralığı artırılabilir. Stator indüktansı düşük olduğundan, stator akımı, stator akısı üzerinde çok az bir etkiye sahiptir. Akı, akımdan etkilenmediği durumda, momentten bağımsızdır. Böylece, makinadaki akının sabit ve akımdan bağımsız olması sayesinde demir kayıpları da akımdan ve momentten bağımsız bir şekilde sadece hıza bağımlı olacaktır. Bakır kayıpları sadece akıma (momente) bağımlı ve hızdan bağımsız olacaktır. Sonuç olarak, akının sabit olması ve bu nedenle momentle akım arasındaki ilişkinin lineer olarak kabul edilebilmesinden dolayı, armatür reaksiyonu ihmal edilebilir olacaktır. Bakır kayıpları akımın karesi ile orantılı olduğundan, momentin karesi ile de orantılıdır, böylece momentin efektif değeri bakır kayıplarının hesaplanmasında kullanılabilir. Demir kayıpları aynı şekilde sadece akı seviyesine ve hıza bağlıdır. Demir kayıplarının hızın karesi ile orantılı olduğu kabul edilirse demir kayıpları, hız değerinin efektif değeri ile orantılı olacaktır. Bu kabullerle, kayıplar hız ve momentin maksimum değerlerine değil, efektif değerlerine bağlıdır [77].

Sürekli mıknatıslı senkron makinada stator faz gerilimleri ve akımları ideal olarak sinüzoidaldir. Makinadaki akı, sürekli mıknatısların rotora monte edilmesi ile hava aralığında ideal olarak sinüzoidal bir akı dağılımı sağlar.

PMSM için farklı mıknatıs ve rotor biçimleri Şekil 3.1’de gösterilmiştir. Mıknatısların rotora montajı, Şekil 3.1’de gösterildiği gibi yüzey montajlı mıknatıslar, içe doğru mıknatıslar ve gömülü mıknatıslar olarak farklı şekillerde yapılmaktadır. Yüzey montajlı mıknatısların konumuna ve biçimine bağlı olarak makinadan farklı özellikler elde edilir. Şekilde 3.1a’da gösterilen rotor demiri yaklaşık olarak daire biçimindedir ve rotor pozisyonuna da bağlı olarak stator indüktansı düşüktür. Böylece makinanın kontrolü basit olur, ayrıca relüktans etkisi hesaba katılmayacak kadar küçüktür. Ancak, düşük stator indüktansından dolayı, alan zayıflatması ve nominal hız üstündeki hızlarda çalışmak zordur. Şekil 3.1b’de görülen içe doğru mıknatıslı durumda ise stator indüktansı pozisyona bağımlıdır. Alan zayıflatması esnasında, bir miktar relüktans momenti elde edildiğinden,

bu tip bir rotor ile nominal hızın üstünde çalışmak daha uygundur. Şekil 3.1c’de gösterilen gömülü mıknatıslar ile akı yoğunlaşması mümkündür, örneğin hava aralığındaki akı yoğunluğu mıknatıs içindekinden daha yüksek olur.



Şekil 3.1 Mıknatıs dilimlerinin rotora farklı montaj şekilleri a) Yüzey, b) İçe doğru, c) Gömülü

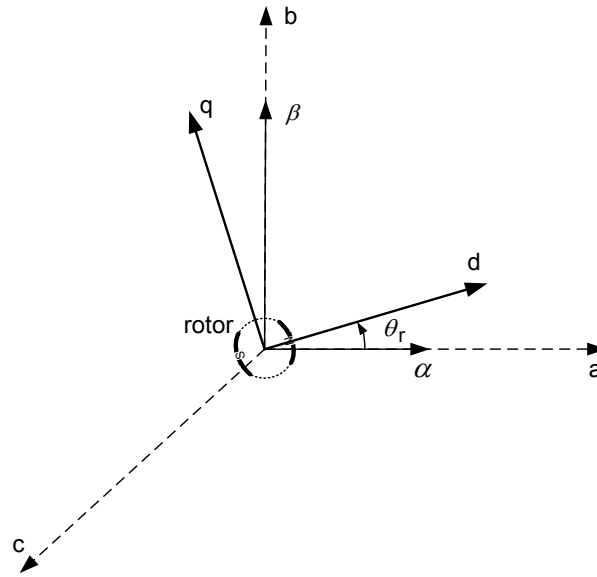
3.3 PMSM’nin Matematiksel Modeli ve Vektör Kontrolü

Kontrolünün kolay olması nedeniyle dc motor; uzun yıllar boyunca konum ve hız kontrolü uygulamalarında rekabetsiz bir yere sahip olmuştur. Ancak 1970’lerde vektör kontrol teorisinin ortaya atılması ile senkron ve asenkron motorların da tıpkı bir dc motor gibi kontrol edilebileceği fikri oluşmuştur. Bu teoriye F. Blaschke ve K.Hasse’nin çalışmaları öncülük etmiştir [2,78].

Hız veya moment, dc motor armatür akımının kontrolü ile kolayca ayarlanabilir. Ancak, senkron veya asenkron motorlar gibi ac sürücülerinde hız veya moment kontrolü kolay değildir. Ac motorlarda akım ve indüklenen gerilim arasındaki faz açısını kontrol etmek gerekir. Dc motordaki bu açı komütatör ve fırçalar ile mekanik olarak sabitlenmiştir. Ac sürücüler için akım vektörünün genliği ve açısı kontrol algoritması tarafından denetlenir. Bu algoritma stratejisi vektör kontrolü olarak isimlendirilir. Eğer akım vektörü tam anlamıyla kontrol edilemezse, uygun bir çalışma sağlanamayacak ve yük momentinde arzu edilmeyen bozulmalar oluşacaktır. Dört-bölgeli sürücüye ihtiyaç duyan uygulamalarda dc motorların yerine vektör kontrol algoritması kullanan senkron veya asenkron motorlar kullanılabilir. Böylece dc motorların dezavantajlarından kurtulmak mümkün olur [76].

Genel anlamda, vektör kontrollü bir ac motor sürücüsü, harici uyarımlı bir dc motor sürücüsüne benzer yapıya sahiptir. Dc motorda armatür ve alan olmak üzere iki ayrı

bileşeni bulunan akımlar sonucunda moment üretilir. Benzer şekilde ac motorlarda 3 fazdan 2 faza indirgenmiş d ve q akımları sırasıyla alan ve armatür akımını belirtmektedir. Ac makinaların kontrolü, Şekil 3.2’de gösterilen durağan ve dönen referans çatılar kullanılarak farklı algoritmalar ile elde edilebilir [79]. Koordinat sistemi genellikle, $\alpha\beta$ -durağan referans çatısı Clarke dönüşümü ile, dq -dönen referans çatısı Park dönüşümü ile elde edilir. Burada d direkt eksen q ise kuadratik eksen sembolize eder [80].



Şekil 3.2 Üç faz a,b,c ve iki faz dq, $\alpha\beta$ uzay vektör diyagramı

Burada, sadece makinadaki akı ve akımın temel dağılımı göz önüne alınmıştır. PMSM’nin stator sargıları için elektriksel denklemler vektör formunda aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\vec{u}_s^{\alpha\beta}(t) = R_s \vec{i}_s^{\alpha\beta}(t) + \frac{d\vec{\psi}_s^{\alpha\beta}(t)}{dt} \quad (3.1)$$

burada u gerilim vektörünü, R direnci, i akım vektörünü ve ψ akı vektörünü göstermektedir. s alt indisi stator ve $\alpha\beta$ üst indisleri $\alpha\beta$ düzlemini göstermektedir.

Senkron referans çatı rotorun ω_e elektriksel hızı ile döner, bu durumda senkron koordinatlardaki stator gerilim denklemi aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\vec{u}_s^{dq}(t) = R_s \vec{i}_s^{dq}(t) + \frac{d\vec{\psi}_s^{dq}(t)}{dt} + j\omega_e \vec{\psi}_s^{dq}(t) \quad (3.2)$$

Dönme hareketini ifade etmek için ek bir terim ($j\omega_e \vec{\psi}_s^{dq}(t)$) denkleme eklenmiştir. d reel eksen ve q imajiner eksenine ait ifadeler Denklem 3.3 ve Denklem 3.4'te gösterildiği gibi ayrı ayrı yazılabilir.

$$u_d(t) = R_s i_d(t) + \frac{d\psi_d(t)}{dt} - \omega_e \psi_q(t) \quad (3.3)$$

$$u_q(t) = R_s i_q(t) + \frac{d\psi_q(t)}{dt} + \omega_e \psi_d(t) \quad (3.4)$$

d ve q yönlerindeki akı ifadeleri Denklem 3.5 ve Denklem 3.6'da verilmiştir.

$$\psi_d = \psi_m + L_d i_d \quad (3.5)$$

$$\psi_q = L_q i_q \quad (3.6)$$

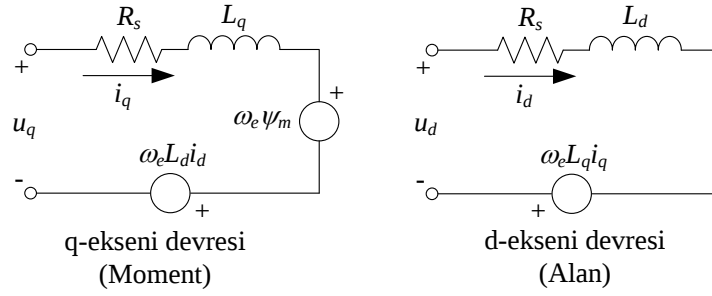
Stator indüktansları d ve q yönlerinde sırasıyla L_d ve L_q olarak ifade edilir. Denklem 3.5 ve 3.6 birleştirildiğinde manyetik akı kaçaklarının temel bileşeninin sabit olmasıyla, $\frac{d}{dt}(\psi_m) = 0$ ifadesi yerine yazıldığında Denklem 3.7 ve Denklem 3.8 elde edilir.

$$u_d(t) = R_s i_d(t) + \frac{d}{dt}(L_d i_d(t)) - \omega_e L_q i_q(t) \quad (3.7)$$

$$u_q(t) = R_s i_q(t) + \frac{d}{dt}(L_q i_q(t)) + \omega_e L_d i_d(t) + \omega_e \psi_m \quad (3.8)$$

burada ψ_m sürekli mıknatıs akı miktarını göstermektedir.

Denklem 3.7 ve Denklem 3.8 temel alınarak Şekil 3.3'te gösterilen PMSM'nin dq eşdeğer devresi elde edilmiştir.



Şekil 3.3 PMSM'nin dq eşdeğer devresi

Elektriksel hız ve mekaniksel hız arasında $\omega_e = p\omega_m$ gibi bir ilişki söz konusudur. Elektriksel hız mekaniksel hızdan çift kutup sayısı katı kadar daha büyüktür. Giriş gücü Denklem 3.9'da gösterildiği gibi ifade edilebilir.

$$P_i = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \quad (3.9)$$

Şekil 3.3'te gösterilen modele ilişkin giriş anlık gücü Denklem 3.10'da verilmiştir.

$$P_i = \frac{3}{2}(v_d i_d + v_q i_q) \quad (3.10)$$

Denklem 3.3 ve Denklem 3.4 kullanılarak Denklem 3.9 yeniden düzenlenirse;

$$P_i = \frac{3}{2}(R_s i_d^2 + R_s i_q^2) + \frac{3}{2}\left(i_d \frac{d\psi_d}{dt} + i_q \frac{d\psi_q}{dt}\right) + \frac{3}{2}\omega_e(\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (3.11)$$

Denklem 3.11'deki birinci terim iletkenlerdeki güç kayıplarını, ikinci terim manyetik alanda depolanan enerji değişiminin zamana oranını ve üçüncü terim elektriksel enerjinin mekaniksel enerjiye dönüşümünü temsil eder. Moment; güç eşitliğinin üçüncü terimi kullanılarak aşağıdaki gibi elde edilebilir,

$$P_e = \omega_m T_e = \frac{3}{2}\omega_e(\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (3.12)$$

dq ekseninde senkron makina için elektriksel moment aşağıdaki gibi ifade edilir,

$$T_e = \frac{3}{2}p(\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (3.13)$$

Motorun mekaniksel denklemi ise aşağıdaki gibidir.

$$T_e = T_L + J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m \quad (3.14)$$

burada T_L yük momentini, J atalet momentini ve B sürtünmeyi temsil etmektedir.

Denklem 3.5 ve Denklem 3.6 kullanılarak moment denklemi yeniden düzenlenirse;

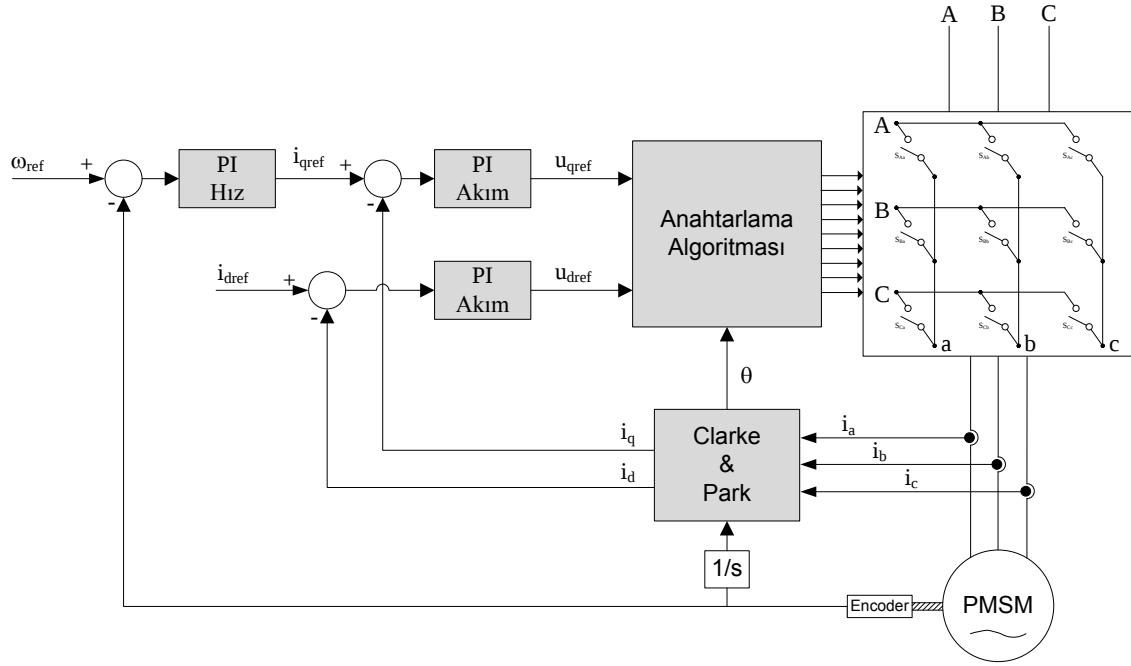
$$T_e = \frac{3}{2}p(\psi_m i_q + (L_d - L_q)i_d i_q) \quad (3.15)$$

olur. Burada birinci terim, i_q ve sürekli mıknatıs arasında meydana gelen ortak reaksiyon momentini temsil eder. İkinci terim ise d ve q eksenlerindeki indüktansların farkından dolayı oluşan relüktans momentini temsil eder. Ancak yüzey montajlı PMSM’de relüktans moment sıfırdır.

Kutup çifti sayısı ve manyetik akı bağı sabit olduğundan dolayı moment q eksen akımı ile doğru orantılıdır. Bu durumda $T_e = K_t i_q$ şeklinde ifade edilir ve harici uyarımlı dc motorun moment ifadesi ile benzer olur. Burada i_q dc makinanın armatür akımı ile ilişkilidir ve moment i_q ile kontrol edilebilir [81].

Sabit moment kontrol stratejisi alan yönlendirme kontrolünden türetilmiştir, böylece dc motora benzer şekilde istenilen anda maksimum moment üretilebilir. Bu durum i_q akımının kaynak akımı i_s ’ye eşitlenmesi ve i_d akımının sıfırda tutulması ile gerçekleştirilir. i_d ve i_q akımları PI kontrolörler yardımıyla istenilen değerlerde tutulabilir.

PMSM’ye ilişkin vektör kontrol diyagramı Şekil 3.4’te gösterildiği gibidir. Şekilde ω_{ref} , i_q ve i_d referanslarını kontrol etmek için üç adet PI kontrolör kullanılmıştır. i_{dref} daha önceden de bahsedildiği gibi sıfırdır. Ayrıca i_q referansı hız kontrolörünün çıkışından elde edilmektedir. Böylece motora uygulanması gereken üç faz gerilimlerinin dq -eksenine ilişkin gerilim bilgileri elde edilmekte ve anahtarlama algoritması kullanılarak motoru besleyen çevirici anahtarları sürülmektedir.

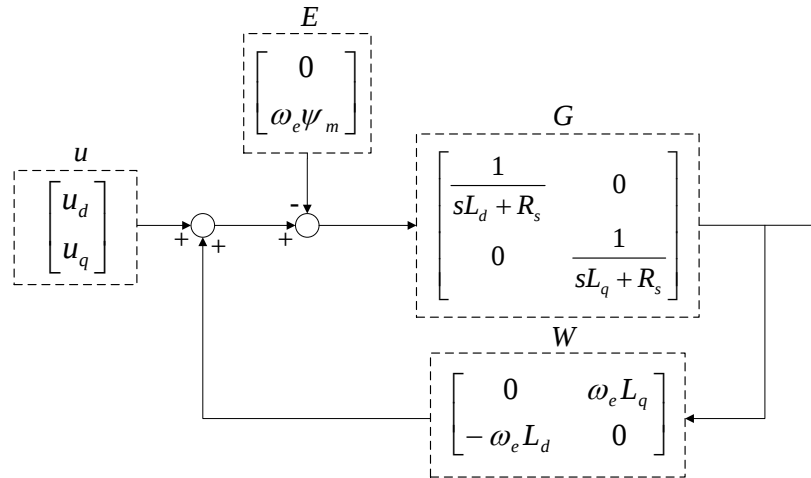


Şekil 3.4 PMSM için genel vektör kontrol şeması

3.4 PI Kontrolör Tasarımı

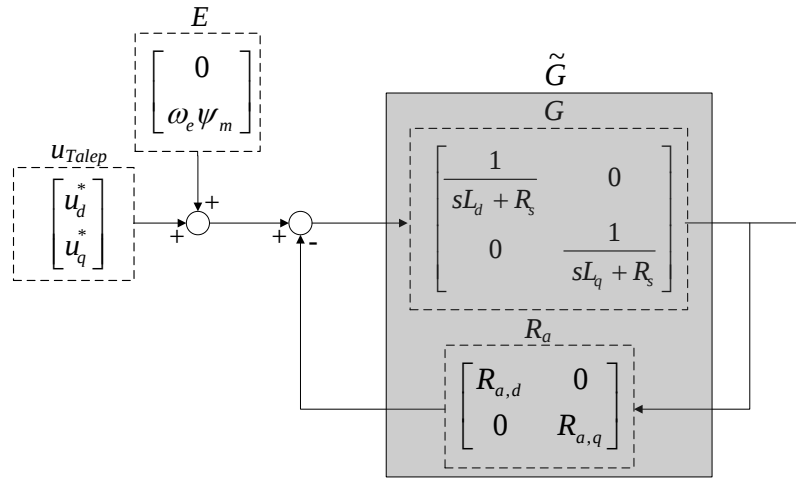
3.4.1 Akım Kontrolörü Tasarımı

Akım kontrolörü elde edilirken elektriksel dinamiklerin, mekanik dinamiklerden çok daha hızlı olduğu kabul edilir. Denklem 3.7 ve Denklem 3.8’de tanımlanan elektriksel dinamikler Şekil 3.5’teki gibi blok diyagram şekline getirilebilir.



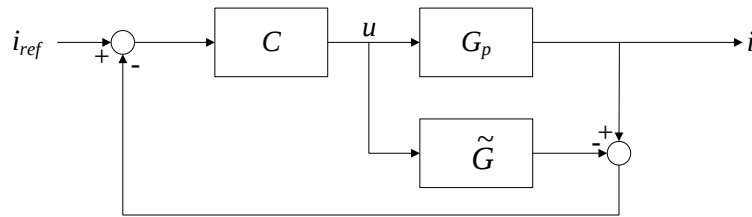
Şekil 3.5 Elektriksel dinamiklerin blok diyagramı

Burada u giriş matrisi, E zıt e.m.k matrisi, W birleşim matrisi ve G fonksiyon matrisini temsil etmektedir. Blok çıkışında elde edilen $i = [i_d \ i_q]^T$, d ve q eksenlerine ilişkin akımları göstermektedir. Yük bozulması E 'nin negatif etkisini azaltmak için aktif bir sönümlleme terimi eklenmelidir. Bunun için u yerine $u^* - W \cdot i - R_a \cdot i$ yazılmalıdır, burada R_a aktif sönümlleme matrisini ve u^* talep edilen gerilimi göstermektedir. u 'nun bu şekildeki seçimi ile Şekil 3.6'daki blok diyagramı çizilebilir.



Şekil 3.6 Aktif sönümlleme blok diyagramı

Akım kontrolörü, "C" iç model kontrol metodu (IMC) kullanılarak tasarlanabilir. IMC ayrıntılı bir şekilde [81]'de ele alınmıştır. Metodun temel fikri, bozulmalar ve model hataları bilgilerini içeren geri besleme algoritmasına dayanmaktadır. IMC'nin yapısı Şekil 3.7'de gösterilmiştir. G_p gerçek makine modelini temsil etmektedir. Birinci dereceden sistem olan $\tilde{G}$ Şekil 3.6'da gösterilmiştir ve $C = \tilde{G}^{-1}L$ ifadesi ile C 'nin belirlenmesinde kullanılır burada $L = \text{diag}\left(\frac{\alpha_c}{s+\alpha_c}, \frac{\alpha_c}{s+\alpha_c}\right)$ dir ve α_c tasarım parametresidir.



Şekil 3.7 IMC yapısı

Şekil 3.7'deki yapıda G_p tam olarak bilinmediğinden dolayı IMC yapısı klasik negatif geri besleme yapısı gibi Şekil 3.8'de gösterildiği şekilde gerçekleştirilebilir. Şekil 3.7 incelendiğinde aşağıdaki denklemi elde etmek mümkündür.

$$u = -C(i - \tilde{G}u) + Ci_{ref} \quad (3.19)$$

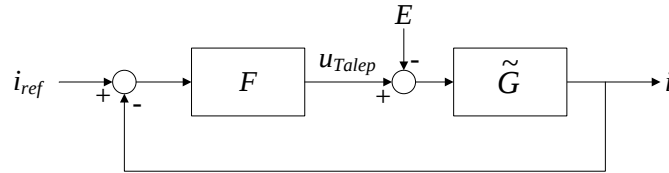
u 'yu çözmek için aşağıdaki denklem elde edilebilir.

$$u = \left(C^{-1}(I - C\tilde{G}) \right)^{-1} (i_{ref} - i) \quad (3.20)$$

Burada I birim matristir. Denklem 3.20 düzenlenirse Denklem 3.21 elde edilmiş olur.

$$u = (I - C\tilde{G})^{-1} C(i_{ref} - i) \quad (3.21)$$

Şekil 3.8'de E bozulması ihmal edilirse $u_{Talep} = F(i_{ref} - i)$ olur. Denklem 3.21 ile karşılaştırıldığında IMC kontrolörü, “ C ” klasik bir “ F ” kontrolör gibi gerçekleştirilebilir.



Şekil 3.8 Klasik kontrol yapısı

$$F = (I - C\tilde{G})^{-1}C = \alpha_c \begin{bmatrix} L_d + \frac{R_s + R_{a,d}}{s} & 0 \\ 0 & L_q + \frac{R_s + R_{a,q}}{s} \end{bmatrix} = \frac{\alpha_c}{s} \tilde{G}^{-1} \quad (3.22)$$

Denklem 3.22'de görüldüğü gibi “ F ”, d ve q akımları için iki PI kontrolörü içermektedir. Kapalı çevrim sistemi G_{cl} aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$G_{cl} = (I + \tilde{G}F)^{-1} \tilde{G}F = \begin{bmatrix} \frac{\alpha_c}{s + \alpha_c} & 0 \\ 0 & \frac{\alpha_c}{s + \alpha_c} \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

Kapalı çevrimli sistem, kökleri $s = -\alpha_c$ olan kararlı iki ayrı birinci dereceden sistem içerir. Temel kontrol teorisinden bilindiği gibi, birinci dereceden sistemin yükselme zamanı $t_{r,c} = \frac{\ln 9}{\alpha_c}$ ile elde edilir. Böylece tasarım parametresi α_c , istenen yükselme zamanı ile belirlenir. PI kontrolörler sadece makina parametreleri ve α_c ile ifade edildiklerinden dolayı şimdi tasarlanabilirler.

Aktif sönümleme seçimi için, Şekil 3.8 aşağıdaki denklem haline getirilebilir.

$$i = \underbrace{(I + \tilde{G}F)^{-1} \tilde{G}F i_{ref}}_{G_{cl}} - \underbrace{(I + \tilde{G}F)^{-1} \tilde{G}E}_{G_{dist}} \quad (3.24)$$

G_{dist} hesaplanırsa;

$$G_{dist} = \begin{bmatrix} \frac{s}{(s+\alpha_c)(sL_d+R_s+R_{a,d})} & 0 \\ 0 & \frac{s}{(s+\alpha_c)(sL_q+R_s+R_{a,q})} \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

Kapalı çevrim G_{cl} 'de olduğu kadar hızlı bir şekilde bozulmaların sönümlenmesi istenir, bunun için $R_{a,d} = \alpha_c L_d - R_s$ ve $R_{a,q} = \alpha_c L_q - R_s$ alınarak denklem tekrar düzenlenirse;

$$G_{dist} = \begin{bmatrix} \frac{s}{L_d(s+\alpha_c)^2} & 0 \\ 0 & \frac{s}{L_q(s+\alpha_c)^2} \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

elde edilir. Bozulmalar $s = -\alpha_c$ 'de tek köke sahip G_{cl} kadar hızlı sönümleyebilecek olan iki kutba sahiptir.

IMC kullanılarak elde edilen akım kontrolörü için PI parametreleri d ve q eksenleri için sırasıyla $kp_d = \alpha_c L_d$, $ki_d = \alpha_c (R_s + R_{a,d})$ ve $kp_q = \alpha_c L_q$, $ki_q = \alpha_c (R_s + R_{a,q})$ şeklinde hesaplanabilir [83].

IMC ile tasarlanan akım kontrolörünün birçok üstünlükleri vardır. Bunlardan biri, aşırı taşma olmadan çok hızlı bir basamak cevabı vermesidir. G_{cl} 'nin kutuplarının gerçek ve negatif olmasından dolayı kararlı olduğu ispatlanmıştır. En kullanışlı üstünlüğü, kontrolörlerin sadece makina parametreleri ve arzu edilen yükselme zamanı ile ifade

edilmesidir. Böylece, köklerin yer eğrisi ve Bode diyagramı çizimleri gibi zaman alan tasarım işlemlerine ihtiyaç duyulmaz.

3.4.2 Hız Kontrolörü Tasarımı

Denklem 3.14'te verilen mekaniksel dinamiğe ilişkin eşitlik ω_e ile yeniden düzenlenirse;

$$\frac{d\omega_e}{dt} = \frac{1}{J} (pT_e - pT_L - B\omega_e) \quad (3.27)$$

elde edilir. i_d sıfır olarak alınarak Denklem 3.15'de verilen T_e eşitliğindeki $\frac{3}{2}p\psi_m$ moment katsayısıdır ve K_t ile ifade edilir. Bu değer Denklem 3.27'de yerine konulur ve Laplace dönüşümü ile yapılırsa;

$$\omega_e = \frac{1}{sJ+B} pK_t \left(i_q - \frac{T_L}{K_t} \right) \quad (3.28)$$

elde edilir.

ω_e 'nin dolaylı olarak i_q 'ya bağımlı olduğu görülebilir. Elektriksel dinamiklerin mekaniksel dinamiklerden çok daha hızlı olduğu göz önüne alınırsa IMC akım kontrolünde olduğu gibi $i_q = i_{qref}$ olarak ayarlanabilir ve bu; Denklem 3.14'e bir giriş sinyali olarak dikkate alınabilir. Yük momenti etkisi bozulma olarak kabul edilirse hız kontrolörünü IMC kullanarak tasarlayabiliriz. Sonuç olarak PI parametreleri $k_p = \frac{\alpha_s J}{pK_t}$, $k_i = \frac{\alpha_s B}{pK_t}$ şeklinde yazılabilir. Burada α_s hız kontrolörünün bant genişliğidir ve $\alpha_s = \frac{\ln 9}{t_{r,s}}$ ile hesaplanabilir. $t_{r,s}$ hız döngüsünün arzu edilen yükselme zamanıdır. Ancak IMC tasarım prosedürünün dezavantajı integral terimi k_i 'nin sürtünme katsayısı B 'ye bağlı olmasıdır. Sürtünme katsayısı hız, sıcaklık ve mil üzerindeki ağırlık değişimlerine duyarlı olduğundan belirlenmesi oldukça zordur bu durumda integral teriminin B 'ye bağlı olması iyi bir özellik değildir. Bir çözüm olarak değer bakımından çok küçük olmasından dolayı $B=0$ kabul edilebilirse ancak bu durumda PI kontrolörün integral terimi ortadan kalkar ve sadece P oransal yapıya dönüşmüş olur. İntegral terimi sürekli durumdaki hataları ve osilasyonları ortadan kaldırmaya yaradığı için bu durumda integral terimine ihtiyaç vardır. k_p oransal

terimi, B ile ifade edilmediğinden bu terim aktif sönümlleme olarak i_{qref} 'e aşağıdaki gibi eklenebilir.

$$i_{qref} = i_{qref}^* - \frac{B}{K_t} \omega_e \quad (3.29)$$

Burada $\frac{B}{K_t} \omega_e$ aktif sönümlleme terimidir. ω_e ve i_{qref}^* 'den transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$G(s) = \frac{\omega_e}{i_{qref}^*} = \frac{\frac{K_t p}{J}}{s + \frac{p B_a}{J} + \frac{B}{J}} \quad (3.30)$$

$G(s)$ 'yi basitleştirmek için $\alpha_s = p B_a / J + B / J$ olarak ayarlanabilir. Buradan B_a çözülürse;

$$B_a = \frac{J \alpha_s - B}{p} \approx \frac{J \alpha_s}{p} \quad (3.31)$$

Buradaki yaklaşım ancak $\alpha_s J \gg B$ olduğunda geçerli olur. B_a 'nın bu şekilde seçimi ile $G(s)$ tekrar ifade edilirse;

$$G(s) = \frac{p K_t}{J s + J \alpha_s} \quad (3.32)$$

e hız hatası, k_p oransal terim ve k_i integral terimi olmak üzere IMC tasarım prosedürü kullanılarak PI kontrolör; $G_{PI} = k_p e + \frac{k_i}{s} e$ eklenecek olursa kapalı çevrim sistemi;

$$G_{cl}(s) = \frac{G_{PI} G}{1 + G_{PI} G} = \frac{k_i p K_t + J \alpha_s s}{k_i p K_t + J s (s + 2 \alpha_s)} \quad (3.33)$$

şeklinde yazılabilir. Burada birinci dereceden kapalı çevrim sistemine ihtiyaç duyulur ve

$G_{cl}(s) = \frac{\alpha_s}{s + \alpha_s}$ ile Denklem 3.33 çözülürse integral terimi $k_i = \frac{J \alpha_s^2}{K_t p}$ olarak bulunur. α_s α_c 'den 10 kat daha küçük olarak seçilebilir [84].

3.5 Sonuç

Konum/hız kontrolüne ihtiyaç duyulan uygulamalarda daha önceleri, kontrolü basit olmasından dolayı dc motorlar yaygın olarak kullanılmaktaydılar. Ancak dc motor, fırça ve kolektör sisteminin oluşturduğu dezavantajlarından dolayı birçok problemi de beraberinde getirmekteydi. Ac motorlarında dc motora benzer bir şekilde kontrol edilebileceği fikrinin ortaya çıkmasıyla ac sürücü teknolojisi hızlı bir şekilde gelişmiştir. Vektör kontrolü olarak adlandırılan bu kontrol yöntemi sayesinde ac motorlarda dc motorlar gibi basit bir şekilde kontrol edilebilmektedir. Artık günümüzde hız kontrolü ihtiyacı gerilim kaynaklı bir PWM evirici ve asenkron motor çiftinin oluşturduğu bir sistem ile basit bir şekilde çözülebilmektedir. Konum/hız ve moment kontrolünün önemli olduğu uygulamalarda evirici-asekron motor çifti doğru bir çözüm olmamakla birlikte istenilen anlık yön, hız ve yük değişimlerine de yüksek bir dinamik performans sağlayamazlar. Bu tip uygulamalarda ihtiyaç duyulan yüksek dinamik performans en etkin şekilde PMSM'ler ile çözülebilir. Yüksek güç/ağırlık oranı, yüksek moment/atalet oranı, yüksek verimlilik, sıfır hızda moment kontrolü, referans hızları çok kısa sürede yakalaması PMSM'lerin önemli özelliklerindendir.

Endüstride kullanılan motorların çok büyük bir kısmını asenkron motorlar oluşturmaktadır. Bundan dolayı asenkron motorların verimliliğini yükseltmek için birçok çalışma yapılmış ve yüksek verimli asenkron motorlar üretilmiştir. Ancak, bir PMSM kadar verimli asenkron motor üretmek mümkün değildir. Özellikle, asenkron motorlar istenilen yüksek moment değerlerini verimsiz olan redüktör ve kayış-kasnak sistemleri ile elde etmek zorunda kalmaları nedeniyle genel anlamda toplam bir verimlilikten söz edilemez. Son zamanlarda bazı elektrik motoru üreticileri ürün yelpazesine asenkron motorlara bu alanda rakip olacak PMSM'leri eklemişlerdir. Leroy-Somer firmasının ürettiği Dyneo PMSM; 0.75kW-400 kW değerine kadar olan motorların redüktör ve diğer ara elemanlara ihtiyaç duymadan istenilen moment değerini sağladığını göstermektedir [85]. Ayrıca makina imalatçıları için önemli olan motor boyutlarının ve ağırlıklarının daha az olması PMSM'lerin gelecekte fiyatlarının düşmesi ile birlikte asenkron motorların yerini alabileceklerini göstermektedir. Tüm bu avantajlarının yanı sıra PMSM'ler tesislerin enerji tüketimlerini de büyük ölçüde azaltmaktadırlar.

Sonuç olarak, her geçen gün teknolojinin gelişmesi ile birlikte PMSM'lere olan ilgi giderek artmakta ve diğer motorların yerine kullanılmaktadır.

4. SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN ALGILAYICISIZ HIZ KONTROLÜ

4.1 Giriş

PMSM'lerin vektör kontrolünü etkin bir şekilde gerçekleştirmek için mutlak rotor konum bilgisine ihtiyaç duyulur. Rotor konum bilgisi, artımsal enkoder, mutlak değer enkoder veya resolver adı verilen hız/konum algılayıcıları kullanılarak elde edilir. Ancak hız/konum algılayıcısı, sistem maliyetini, sistem hacmini, motor ağırlığını ve sistemin donanımsal karmaşıklığını artırır. Ayrıca, bu algılayıcılar zorlu çalışma ortamlarında sürücünün güvenilirliğini önemli ölçüde düşürmektedir [19-21]. Sistem maliyetini düşürmek ve sağlamlılık ve güvenilirliği arttırmak için rotorun hız/konum bilgisi, gözlemleyici kullanılarak tahmin edilebilir [28]. Rotor hız/konum bilgisi; Kayma-Modu, Kalman Filtre, Genişletilmiş Kalman Filtre, Luenberger ve Yapay Sinir Ağları tabanlı gözlemleyiciler kullanılarak tahmin edilebilir.

4.2 Genişletilmiş Kalman Filtre Uygulamaları İçin Genel Bir Bakış

Genişletilmiş Kalman Filtresi, rastgele gürültü ile bozulmuş sinyalleri kullanarak gerçek zamanlı lineer olmayan dinamik bir sistemin bağlantı durumu ve parametre tahmininde kullanılabilen tekrarlamalı bir optimum durum tahmin edicisidir. Ölçüm gürültüsü ve bozulma gürültüsü birbirine bağlı değildir. Genel anlamda gürültü, ölçüm ve modelleme hatalarına bağlıdır. Hesaplamaların ilk aşamasında, önceki tahmini içeren matematiksel bir model kullanılarak durumlar tahmin edilir ve ikinci aşamada, geri besleme düzeltme sistemi kullanılarak tahmin edilen bilgiler sürekli olarak düzeltilir. Bu sistem, tahmin edilmiş bilgilere bir terim ekleyerek gerçek ölçüm değerlerini oluşturur. Eklenen terim ölçülen ve tahmin edilen çıkış sinyallerinin ağırlıklı farkını içerir. Tahmin edilen değere olan uzaklığı temel alarak, GKF bir sonraki anlık girişte optimum çıkış değerini elde eder. Bir PMSM sürücüsünde GKF, rotor konumu ve hızının gerçek zamanlı tahmini için kullanılabilir. Bu, makinanın matematiksel dinamik modelinin yeterince iyi bilinmesi durumunda mümkündür. Bu amaç ile stator gerilimleri ve akımları ölçülür ve örneğin, makinanın hız ve konumu GKF ile hızlı ve doğru bir şekilde elde edilebilir [76].

Daha özel bir durum olarak, Kalman filtresinin amacı, ölçülen değerleri ve gürültü ve ölçüm istatistiklerini (örneğin; sistem gürültü vektörü, ölçüm gürültü vektörü ve sistem durum vektörü (x))'in sırasıyla kovaryans matrisleri Q , R , P) kullanarak ölçülemeyen değerleri (örneğin; hız ve rotor konumu gibi) elde etmektir. Genellikle gürültü girişiyle; hesaplama hataları, modelleme hataları ve ölçümlerdeki hataların tümünü göz önüne almak mümkündür. ($\hat{x}$) Filtre tahmini; (x) durumunun tahmin edilen değerlerinden elde edilir ve Kalman kazancı (K) ve tahmin edilen ölçme çıkış vektörünün sapması, gerçek çıkış vektörünün ($y - \hat{y}$) çarpımı olan düzeltme terimi kullanılarak tekrarlamalı bir şekilde düzeltilir. Böylece, filtre algoritması basitçe tahmin ve filtreleme olmak üzere iki ana durumu içerir. Tahmin durumu esnasında, matematiksel model (durum denklemleri) ve tahmin edilen durumların önceki değerleri kullanılarak $x(k + 1)$ durumlarının bir sonraki tahmin değerleri elde edilir. Ayrıca, tahmin edilen durum kovaryans matrisi (P), yeni ölçümlerden önce elde edilir ve bu amaç için matematiksel model ve sistemin kovaryans matrisi (Q) kullanılır. Filtreleme aşaması olan ikinci aşamada, bir sonraki tahmin edilen durum $\hat{x}(k + 1)$; tahmin edilen $x(k + 1)$ değerine, $K(y - \hat{y})$ düzeltme teriminin eklenmesi ile elde edilir.

Ağırlıklı fark olan düzeltme terimi; K Kalman kazancı ile gerçek çıkış değeri (y) ve tahmin edilen çıkış değeri ($\hat{y}$) arasındaki farkın çarpımına eşittir. Böylece, tahmin edilen durum değeri ve onun kovaryans matrisi gerçek ölçüm değerlerini kullanan geri besleme sistemiyle düzeltilir. Kalman kazancı, tahmin edilen durumların tahmin hatalarındaki değişimleri en aza indirgeyecek şekilde seçilir. Hesaplamalar, tekrarlamalı bir algoritma kullanarak gerçekleştirilir.

Bu algoritmanın hesaplamaları yoğunudur ve doğruluğu kullanılan model parametrelerine bağlıdır. Çeşitli kovaryans matrisleri için başlangıç değerlerinin doğru kullanımı, tasarımın kritik bir parçasıdır. Bu başlangıç değerleri, ilgili gürültülerin olasılıklı özelliklerinin dikkate alınması ile elde edilebilir. Bunlar genellikle bilinmediğinden, birçok durumda ağırlık matrisi olarak kullanılırken bazen basit niteliksel kurallar, gürültü vektöründeki kovaryansları elde etmek için oluşturulabilir. DSP teknolojisindeki ilerlemeler, GKF'nin gerçek zamanlı uygulamalarda kullanılmasına olanak sağlamıştır.

Ayrık zamanlı GKF algoritması kullanan hız ve konum algılayıcısız PMSM sürücü için ana tasarım basamakları; Zaman-domeninde makina modelinin seçimi, makina modelinin

ayrık zamana uyarlanması ve ayrık zamanlı GKF algoritmasının gerçekleştirilmesi şeklinde sıralanabilir.

4.2.1 Zaman-Domeninde Makina Modelinin Seçimi

Sabit referans çatıda veya rotor referans çatıda ifade edilen zaman domenindeki makina modelleri kullanılarak GKF'yi gerçekleştirmek mümkündür. Referans çatının seçimi özellikle GKF filtresinin hesaplama yoğunluğundan dolayı, kritik bir faktör olan işlem süresinde önemli bir etkiye sahiptir. GKF algoritmasında kullanılmak için PMSM'nin matematiksel modeline ait denklemler aşağıdaki gibi matris formunda tekrar düzenlenebilir.

$$\frac{1}{dt} \begin{bmatrix} di_d \\ di_q \\ d\omega_m \\ d\theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s/L_d & p.\omega_m & 0 & 0 \\ -p.\omega_m & -R_s/L_q & -p.\psi_m/L_q & 0 \\ 0 & 1.5p\psi_m/J & -B/J & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_m \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_d & 0 & 0 \\ 0 & 1/L_q & 0 \\ 0 & 0 & -1/J \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ T_L \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

PMSM'ye ait Denklem 4.1 aşağıdaki denklemlerle açıklanmıştır.

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (4.2)$$

$$y = Cx \quad (4.3)$$

burada x durum vektörü $x = [i_d \ i_q \ \omega_m \ \theta]^T$, u giriş vektörü $u = [u_d \ u_q \ T_L]^T$, y çıkış vektörü $y = [i_d \ i_q \ 0 \ 0]^T$ şeklinde ifade edilir. A durum matrisi, B giriş matrisi ve C dönüşüm matrisi olarak isimlendirilir.

$$A = \begin{bmatrix} -R_s/L_d & p.\omega_m & 0 & 0 \\ -p.\omega_m & -R_s/L_q & -p.\psi_m/L_q & 0 \\ 0 & 1.5p\psi_m/J & -B/J & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

$$B = \begin{bmatrix} 1/L_d & 0 & 0 \\ 0 & 1/L_q & 0 \\ 0 & 0 & -1/J \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

GKF'nin DSP'de gerçekleştirilebilmesi için ayrıklaştırma işleminin yapılması gerekmektedir.

4.2.2 PMSM'nin Ayrık Zaman Durum-Uzay Modeli

PMSM'nin ayrık zaman durum-uzay modeli aşağıdaki gibi Denklem 4.7 ve 4.8'den elde edilebilir.

$$x(k+1) = A_d x(k) + B_d(k)u(k) \quad (4.7)$$

$$y(k) = C_d(k)x(k) \quad (4.8)$$

burada k ayrık zamanda örnekleme adımını temsil etmektedir. Buna göre A ve B matrisleri aşağıdaki gibi tekrar elde edilmiştir [76].

$$A_d = \exp[A(k)] \approx I + A(k)T \quad (4.9)$$

$$B_d \approx B(k)T \quad (4.10)$$

burada I bir birim matristir ve C_d ayrık dönüşüm matrisi ise Denklem 4.11'de gösterildiği gibi kullanılabilir.

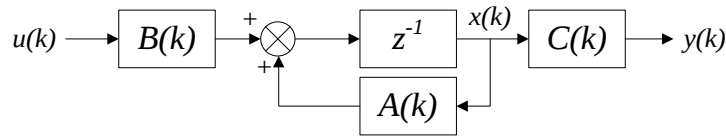
$$C_d = C(k) \quad (4.11)$$

Denklem 4.9 ve 4.10 kullanıldığında kararlı ve doğru bir ayrıklaştırma işlemi çok düşük bir örnekleme zamanı içinde elde edilebilir. Ancak daha iyi bir yaklaşım Denklem 4.12 ve 4.13'te gösterildiği gibi ikinci dereceden bir açılım ile gerçekleştirilebilir. Tam bir doğruluk elde etmek için örnekleme zamanının makinanın zaman sabitinden daha küçük olması gerekmektedir. Bundan dolayı ikinci dereceden bir teknik kullanıldığında hesaplama süresinin arttığına dikkat edilmelidir.

$$A_d = \exp[A(k)] \approx I + A(k)T + [A(k)T]^2 \quad (4.12)$$

$$B_d \approx B(k)T + A(k)B(k)\frac{T^2}{2} \quad (4.13)$$

Denklem 4.7 ve 4.8 kullanılarak, Şekil 4.1'de gösterildiği gibi PMSM'nin ayrık zamandaki durum uzay modeli blok diyagramı elde edilebilir. Elde edilen ayrık zaman modeli dördüncü dereceden bir modeldir, lineer değildir ve zamana bağlıdır. Eğer stator gerilimleri ve akımları izlenmişse (ve örneklenmişse), bu model uzay vektörünün tahmini için GKF'de kullanılır.



Şekil 4.1 PMSM'nin ayrık zamanlı durum uzay modeli blok diyagramı

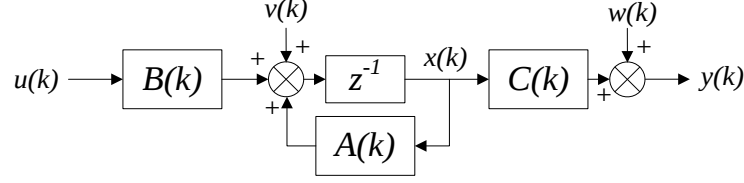
Ayrık zamanda GKF, Denklem 4.7 ve 4.8 ile verilen PMSM'nin ayrık zamanlı modelinin durum denklemlerini kullanır. Ancak, uzay vektörü, gürültü vektörü v ile bozulur. Sistem gürültü vektörünün eklenmiş hali Denklem 4.14'te gösterilmiştir.

$$x(k+1) = A_d(k+1)x(k) + B_d(k)u(k) + v(k) \quad (4.14)$$

Ölçüm gürültü vektörü w 'nin eklenmesi ile elde edilen çıkış denklemi aşağıda verilmiştir.

$$y(k) = C_d(k)x(k) + w(k) \quad (4.15)$$

Sistem gürültüsü v ile ölçüm gürültüsü w 'nin eklenmesi ile ayrık zamandaki PMSM modeli için GKF sistem modeli blok diyagramı Şekil 4.2'de gösterildiği gibi elde edilir.



Şekil 4.2 GKF için sistem modeli blok diyagramı

Girişlere gelen istenmeyen gürültüler, sayısal hatalar, modelleme hataları ve ölçüm hatalarından dolayı makinanın gerçek uygulamadaki modelini elde edebilmek için sistemin ideal modeline gürültü eklenmelidir. Sistem gürültüsü v 'nin ortalama değeri sıfır olmalıdır. Bunu sağlamak için terminolojide beyaz gürültü (*White Gaussian Noise*) olarak adlandırılan gürültü kaynağı kullanılabilir. Bu gürültü kaynağının bir önceki değeri ile bir sonraki değeri tamamen rastgele elde edilir ve ortalama değeri sıfırdır. v sistem gürültüsü Q kovaryans matrisine, w ölçüm gürültüsü R kovaryans matrisine bağlıdır.

4.2.3 GKF Algoritmasının Uygulanması

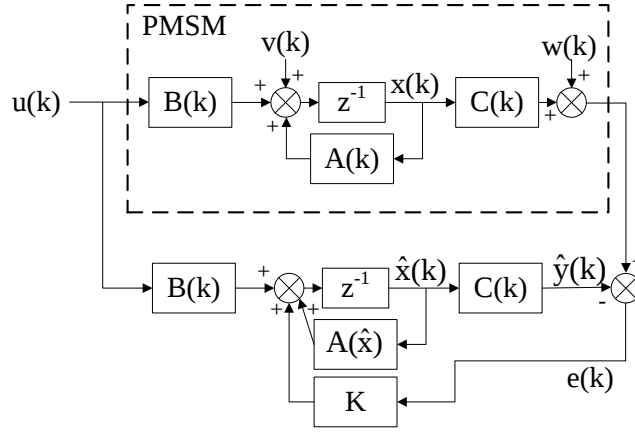
GKF tekrarlamalı bir optimum durum tahmin edici algoritmadır. Tahmin aşaması ve filtre aşaması olarak iki önemli aşamadan oluşur. Tahmin aşamasında; makinanın durum değişken denklemleri ile sistem kovaryans matrisi Q kullanılarak, $x(k+1)$ durumunun bir sonraki tahmin değeri ve tahmin kovaryans matrisi P elde edilir. Filtre aşamasında; filtrelenmiş $\hat{x}$ değeri; tahmin edilen değeri x 'e düzeltme teriminin $K_E = K(y - \hat{y})$ eklenmesi ile elde edilir.

Durum değişken tahmini aşağıdaki adımlar ile elde edilir;

1.Adım: Durum vektörü x , gürültü kovaryans matrisleri Q ve R , tahmin kovaryans matrisi P 'nin başlangıç değerlerinin ayarlanması.

2.Adım: $A_d(k)$ ve $B_d(k)$ kullanılarak, $u(k)$ giriş vektörü ve $x(k)$ durum vektörünün bir önceki örnekleme zamanındaki değerleri ile $k+1$ örnekleme zamanında durum vektörünün Denklem 4.16 ile tahmin edilmesi.

$$x(k+1) = A_d(k)x(k) + B_d(k)u(k) \quad (4.16)$$



Şekil 4.3 GKF blok diyagramı

3.Adım: Tahmin kovaryans matrisinin elde edilmesi için Denklem 4.17 kullanılır.

$$P(k+1) = f(k+1)P(k)f^T(k+1) + Q \quad (4.17)$$

Burada f eğim (gradient) matristir ve aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$f(k+1) = \left. \frac{\partial [A_d(k)x + B_d(k)u(k)]}{\partial x} \right|_{x=\hat{x}(k+1)} \quad (4.18)$$

4.Adım: Kalman filtre kazancı (düzeltme matrisi) aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$K(k+1) = P(k+1)h^T(k+1)[h(k+1)P(k+1)h^T(k+1) + R]^{-1} \quad (4.19)$$

h eğilim matrisi aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$h(k+1) = \left. \frac{\partial [C_d(k)x]}{\partial x} \right|_{x=\hat{x}(k+1)} \quad (4.20)$$

5.Adım: $k+1$ anındaki durum vektör tahmini aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$\hat{x}(k+1) = x(k+1) + K(k+1)[y(k+1) - \hat{y}(k+1)] \quad (4.21)$$

burada y çıkış matrisinin tahmin edilmiş değeri $\hat{y}$ aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\hat{y}(k + 1) = C_d(k + 1)x(k + 1) \quad (4.22)$$

6.Adım: Tahmin hatasının kovaryans matrisi Denklem 4.23'ten elde edilebilir.

$$\hat{P}(k + 1) = P(k + 1) - K(k + 1)h(k + 1)P(k + 1) \quad (4.23)$$

7.Adım: $k = k + 1, x(k) = x(k - 1), P(k) = P(k - 1)$ ve 1.Adıma tekrar dönülür.

GKF algoritmasının gerçekleştirilmesi için yeterli bir sayısal işlem kabiliyetine sahip uygun bir işlemci kullanılmalıdır. Çünkü tüm bu sayısal işlemlerin hızlı bir şekilde bir örnekleme periyodu içinde bitirilmesi gerekmektedir. Genişletilmiş Kalman filtre sürekli durum ve geçici durum koşullarında rotor hızı ve rotor açısının tahmini için kullanılabilir. Bu filtrenin bir sürücü sisteminde kullanılması ile ekstra konum ve hız algılayıcısına ihtiyaç duyulmaz. GKF geniş ve doğru bir hız tahminini gerçekleştirebilmektedir. Ayrıca çok düşük hızlarda bile kullanılabilir. Ancak tahmin edilen değerlerin doğruluğu, motor parametrelerinin iyi bilinmesine ve kovaryans matrislerin doğru belirlenmesine bağlıdır. Q ve R kovaryans matrisleri filtrenin geçici ve sürekli durumunu etkiler. Bundan dolayı farklı Q ve R kovaryans matrisleri için GKF performansı test edilerek uygun değerler elde edilmelidir.

4.3 Sonuç

Endüstride kullanılan birçok makineye elektrik motorları hareket verir. Ayrıca bazı uygulamalarda motorun hız veya konum bilgisine ihtiyaç duyulur. Motor hızını/konumunu ölçmek için motor miline bağlanan bir enkoder, resolver veya tako generatör gibi algılayıcılar tercih edilmektedir. Kullanılan bu algılayıcılar, sistemin toplam maliyetini, boyutunu ve bakımını arttırmaktadır. Bundan dolayı motorun hız/konum bilgisi motor miline bağlı bir algılayıcı olmadan bir gözlemleyici kullanılarak tahmin edilebilir. GKF, algılayıcısız motor hız kontrolü uygulamalarında tercih edilebilir bir algoritmadır.

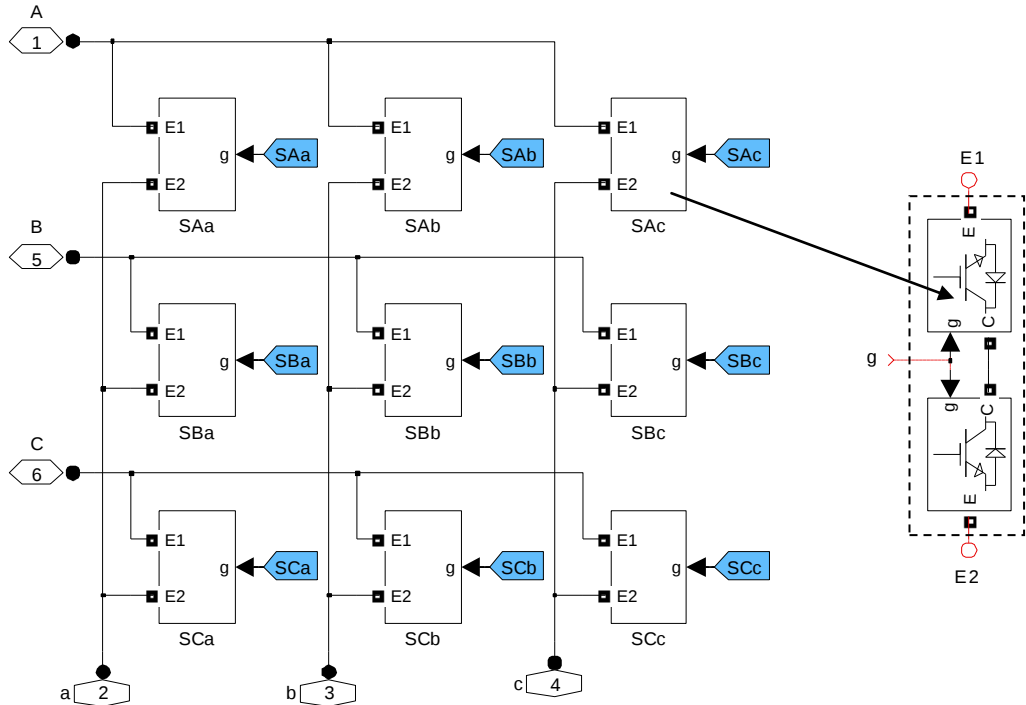
5. SÜRÜCÜ SİSTEMİNİN MODELLENMESİ VE BENZETİM SONUÇLARI

5.1 Giriş

Gerçek bir sistem uygulamasından önce anahtarlama sinyalleri ve güç bağlantılarının oluşturacağı devrelerin bir benzetim programında test edilmesi, oluşabilecek hataların önceden tespit edilmesinde büyük önem taşımaktadır. Bunun için sistemin gerçeğe yakın bir modeli oluşturulmalı ve test edilmesi gerekmektedir. Bu tezde kullanılan sistemin benzer bir modeli Matlab benzetim programı ile elde edilmiştir

5.2 Matris Çevirici ve Güç Devresi Benzetim Modeli

Üç fazlı bir matris çevirici, toplam 18 IGBT anahtarın ikişerli olarak çift yönlü bağlanması ile elde edilebilir. Uygun bir anahtarlama tekniği kullanılarak 9 adet çift yönlü anahtar için PWM sinyalleri üretilerek direkt ac-ac dönüşüm gerçekleştirilebilir.

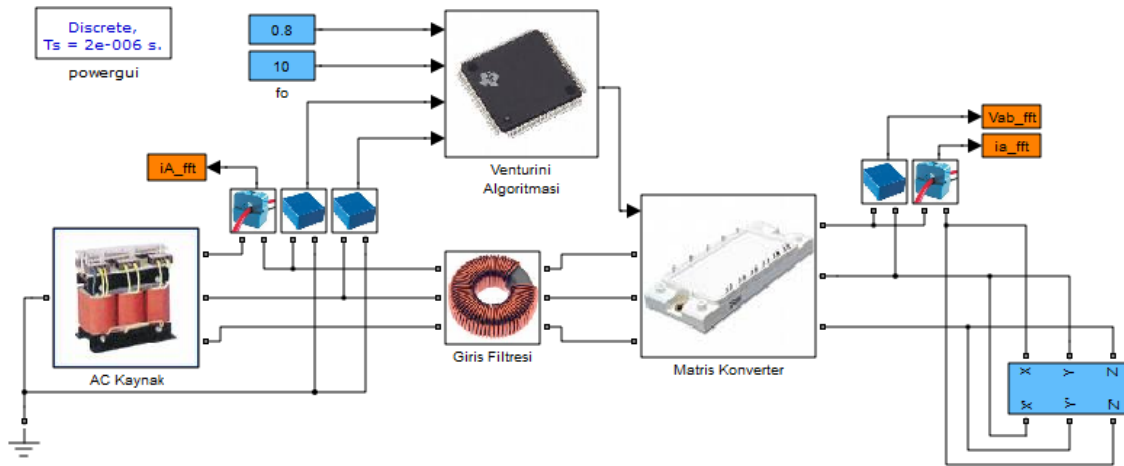


Şekil 5.1 Matlab/SimPowerSystems kullanılarak elde edilen matris çevirici modeli

Benzetimde kullanılan matris çevirici, uygulamada kullanılacak olan EUPEC firmasının ürettiği FM35R12KE3 matris çevirici modülünde olduğu gibi ortak kolektörlü anti-paralel

IGBT-diyot çifti yapısı ile gerçekleştirilmiştir. Elde edilen 9 adet çift yönlü anahtar Şekil 5.1’de gösterildiği gibi Matlab/SimPowerSystems blokları kullanılarak matris çevirici modeli oluşturulmuştur. Burada A, B ve C giriş fazlarını a, b ve c çıkış fazlarını temsil etmektedir. Buna göre, a çıkış fazını SAa, SBa ve SCa anahtarları, b çıkış fazını SAB, SBb ve SCb anahtarları, c çıkış fazını SAC, SBc ve SCc anahtarları oluşturmaktadır.

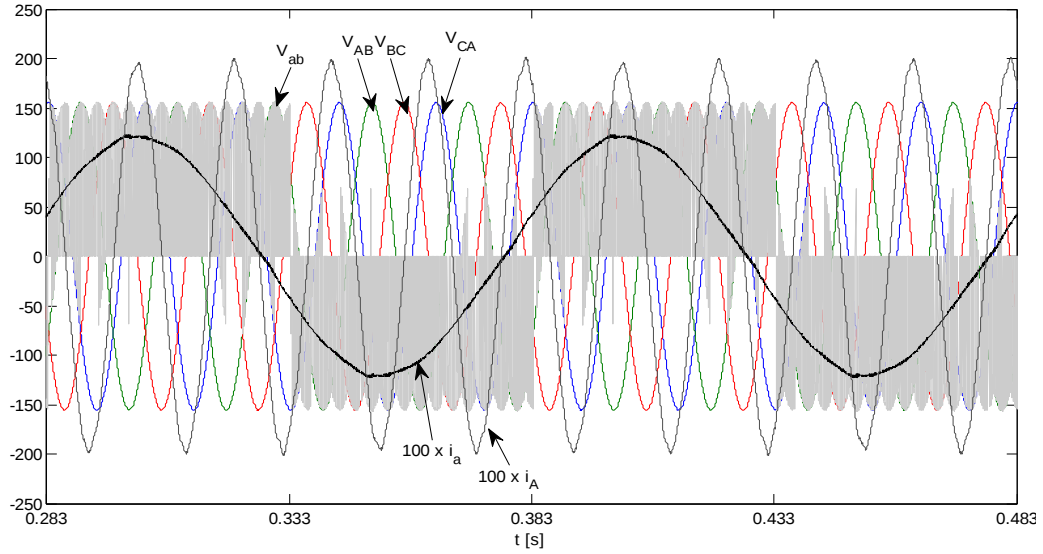
Matris çeviricinin çalıştırılması için Venturini anahtarlama algoritması kullanılmıştır. Benzetimde kullanılan giriş filtresi, uygulamada kullanılacak filtre parametreleri ile aynı seçilmiştir ($L_f=1,5$ mH, $C_f=20$ μ F). Matris çeviricinin ve Venturini algoritmasının test edilmesinde üçgen bağlı RL ($R=185\Omega$, $L=418$ mH) yükü kullanılmıştır. Anahtarlama frekansı 5 kHz olup, Venturini algoritması bloğu 200 μ s örnekleme zamanı ile çalışmaktadır. Ancak gerçeğe yakın olması bakımından güç devresini oluşturan elemanlar için örnekleme zamanı 2 μ s olarak seçilmiştir. Benzetim modeline ilişkin blok diyagramı Şekil 5.2’de gösterilmiştir.



Şekil 5.2 Matlab/SimPowerSystems blokları ile hazırlanan benzetim modeli

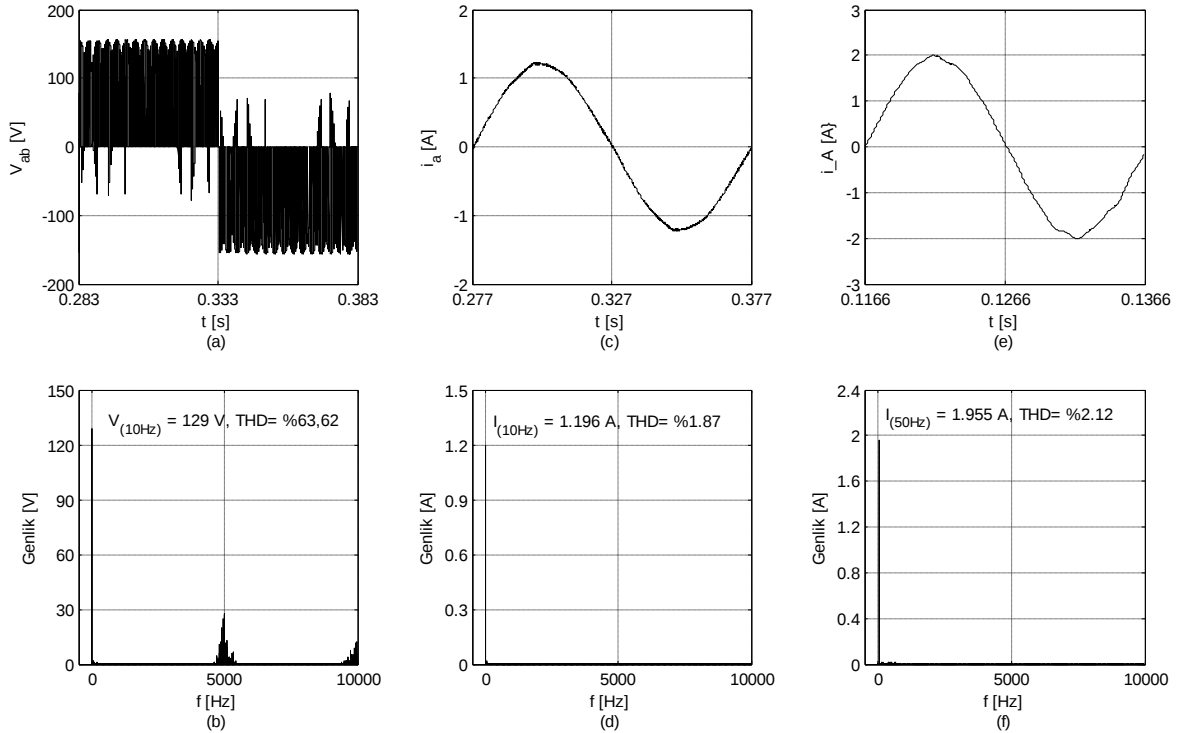
Matris çevirici çıkışından elde edilen gerilimin frekansı 10 Hz ve maksimum genliği $q=0.8$ değerine bağlı olarak belirlenmiştir. İlk olarak giriş hat gerilimleri ve giriş faz akımı ile birlikte matris çevirici çıkış akımı ve gerilimi sinyalleri Şekil 5.3’te gösterildiği gibi elde edilmiştir. RL indüktif yükünden dolayı çıkış gerilimi ve akım arasında faz farkı oluşmuştur. 110 V efektif değere sahip 50 Hz frekanslı kaynak gerilimine ilişkin V_{AB} , V_{BC} ve V_{CA} giriş hat gerilimleri ile matris çeviricinin a ve b fazları arasında elde edilen V_{ab} gerilim sinyalinin giriş gerilimlerinin sentezlenmesinden oluştuğu Şekil 5.3’te görülebilir.

Ayrıca akım sinyallerinin daha iyi gözlemlenebilmesi için akım sinyalleri 100 kat büyütülerek çizdirilmiştir.



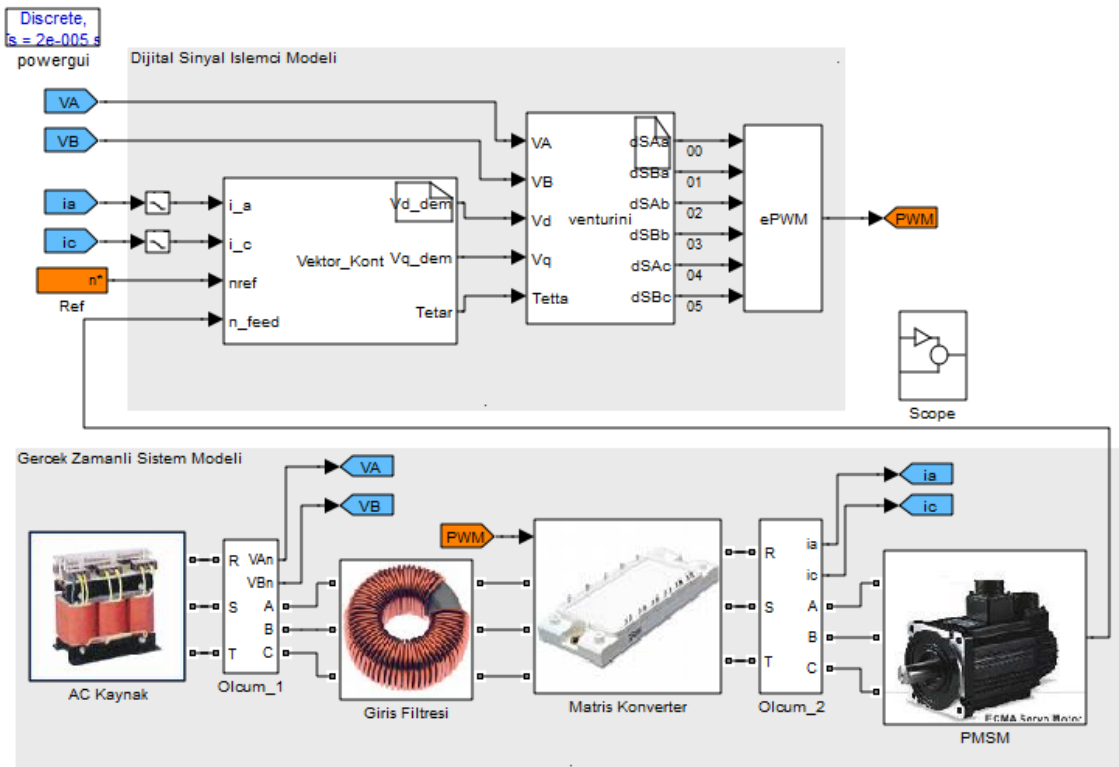
Şekil 5.3 Matris çevirici giriş/çıkış akım ve gerilim dalga şekilleri

Matris çeviriciye ilişkin çıkış gerilimi, yük akımı ve kaynak akımına ilişkin harmonik spektrumları Şekil 5.4'te verilmiştir. V_{ab} 'nin ana harmonik değeri 129 V ve THD değeri %63,62'dir. i_a 'nın ana harmonik değeri 1.196 A ve THD değeri %1,87'dir. i_A 'nın ana harmonik değeri 1,95 A ve THD değeri %2,12'dir.



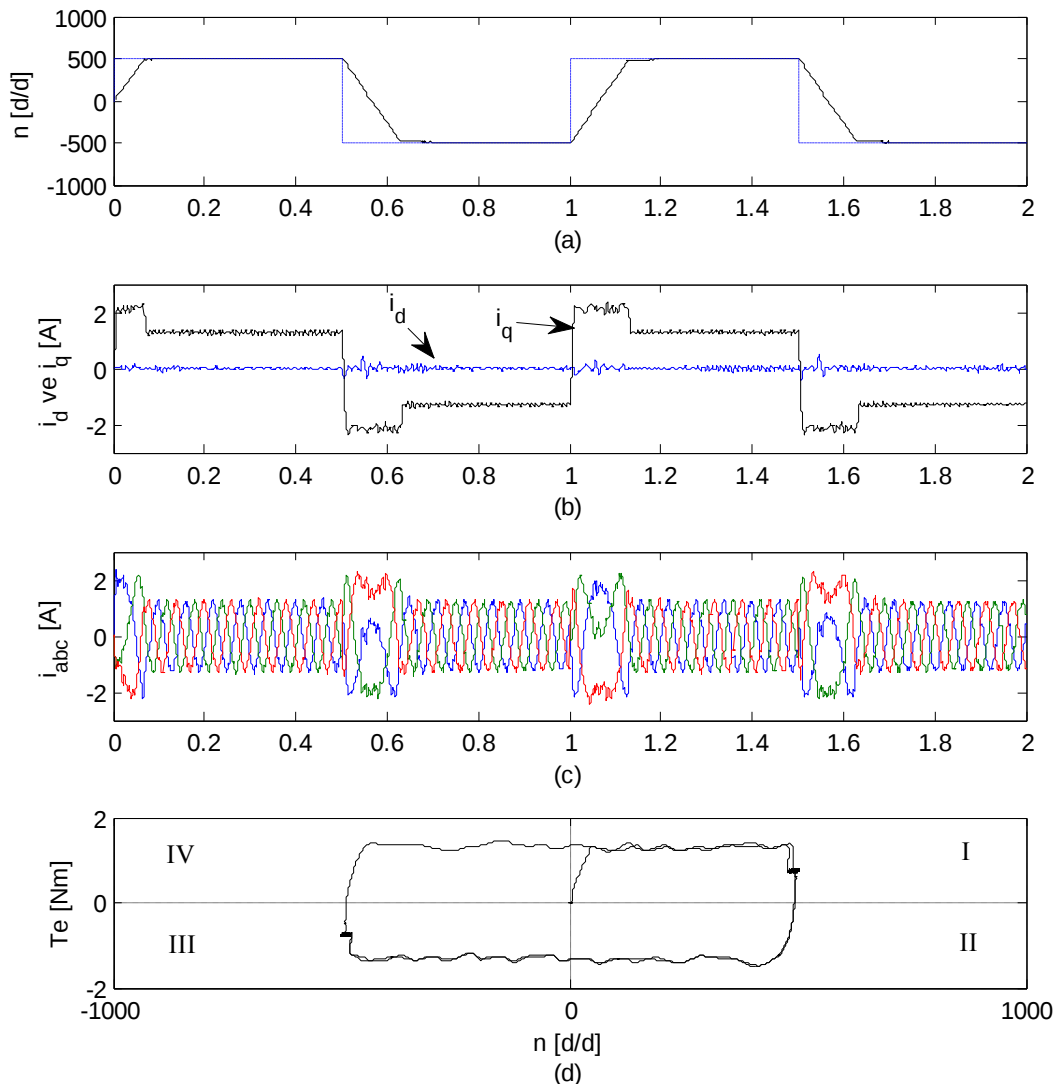
5.3 Vektör Kontrollü PMSM Sürücü Sisteminin Benzetimi

PMSM modeline ait matematiksel denklemler Bölüm 3'te verilmiştir. Matlab/SimPowerSystems bloklarında bulunan PMSM modeli kullanılmıştır. Şekil 5.5'te gösterilen vektör kontrol ve Venturini algoritması blokları C-dilinde geliştirilmiştir ve sayısal bir işlemciye uygun olarak tasarlanmıştır. Gerçek uygulamaya uygun olarak “Dijital Sinyal İşlemci Modeli” ve “Gerçek Zamanlı Sistem Modeli” olarak iki ana model kullanılmıştır. Her iki model farklı örnekleme zamanları ile çalıştırılarak gerçeğe daha yakın sonuç elde edilmeye çalışılmıştır. Dijital Sinyal İşlemci Modeli 200µs örnekleme zamanı ile çalışırken Gerçek Zamanlı Sistem Modeli 20µs örnekleme zamanı ile çalışmaktadır. Venturini algoritması için gerekli olan kaynak faz gerilimleri V_A ve V_B ile vektör kontrol algoritması için ihtiyaç duyulan yük akımları i_a ve i_c ölçülerek Dijital Sinyal İşlemci Modeline analog giriş olarak bağlanmıştır. Bunlara bağlı olarak Şekil 5.5'te gösterildiği gibi 6 adet PWM çıkış sinyali elde edilmiştir. Gösterilen bu bloklar gerçek uygulamada kullanılan DSC için de uygun olarak elde edilmiştir. DSC'nin 4 adet analog giriş ve 6 adet dijital çıkışa sahip olacağı görülmektedir. Gerçek Zamanlı Sistem Modeli üç fazlı ac kaynak, giriş filtresi, matris çevirici ve PMSM modelinden oluşmaktadır.



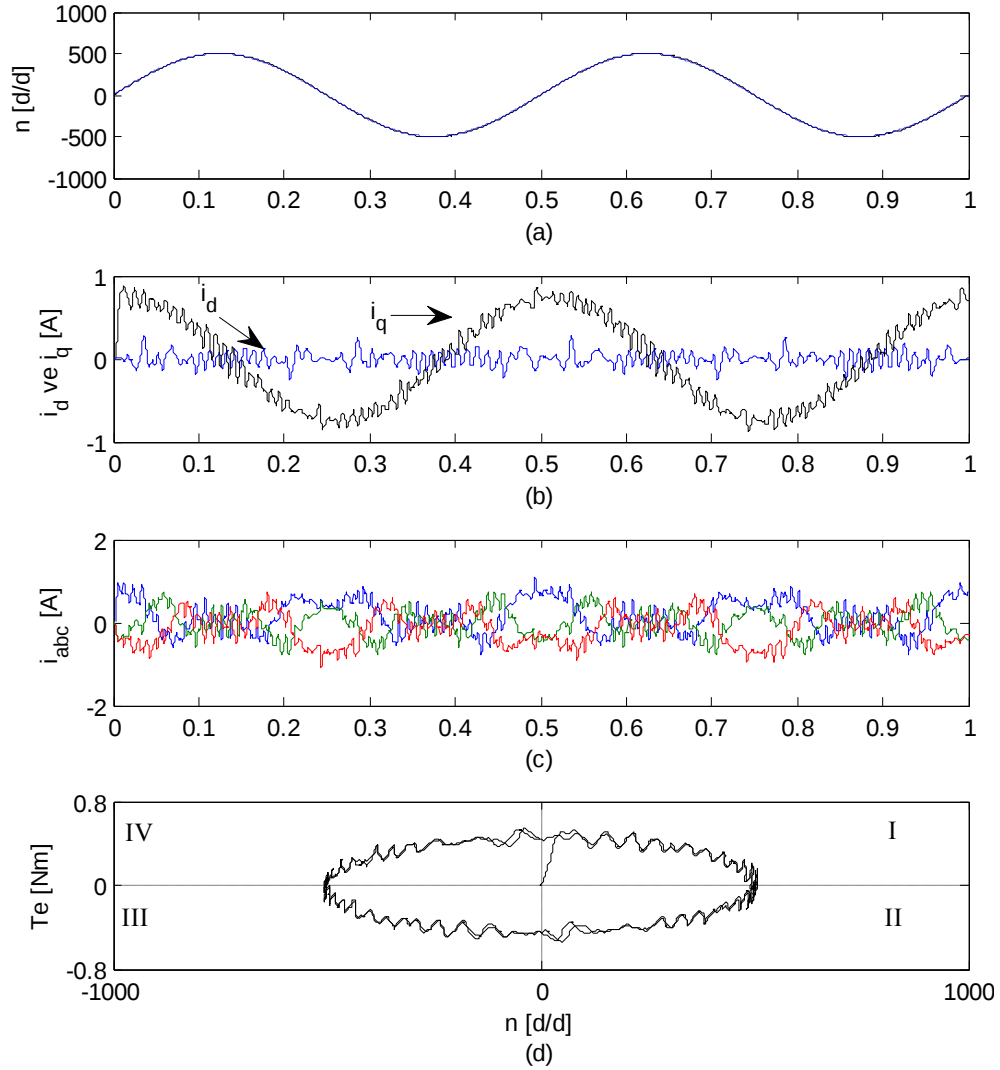
Şekil 5.5 Matris çeviriciyle beslenen vektör kontrollü PMSM benzetim modeli blok diyagramı

Motor %75 yük koşulunda, önce 500 d/d sonra ters yönde 500 d/d referans hız için çalıştırılmıştır. Şekil 5.6(a)'da motorun hızlanması ve sürekli durumda çalışması görülmektedir. Vektör kontrolünün motorun nominal akımından daha yüksek akım çekmesini sınırladığı Şekil 5.6(b)'de gösterildiği gibi i_q akımından gözlemlenebilir. Ayrıca i_d akımının da sıfır değerinde sabit tutulduğu görülmektedir. I. bölgeden III. bölgeye geçiş süresince motor üç faz akımlarının yön değiştirdiğini ve nominal akımı geçmediği Şekil 5.6(c)'de gösterilmiştir. Dört bölge çalışmaya ilişkin moment-hız grafiği Şekil 5.6(d)'de gösterildiği gibi elde edilmiştir.



Şekil 5.6 a) Motor hızı, b) i_d ve i_q akımları, c) Stator akımları d) Moment-hız grafiği, Yatay eksenler: t [s]

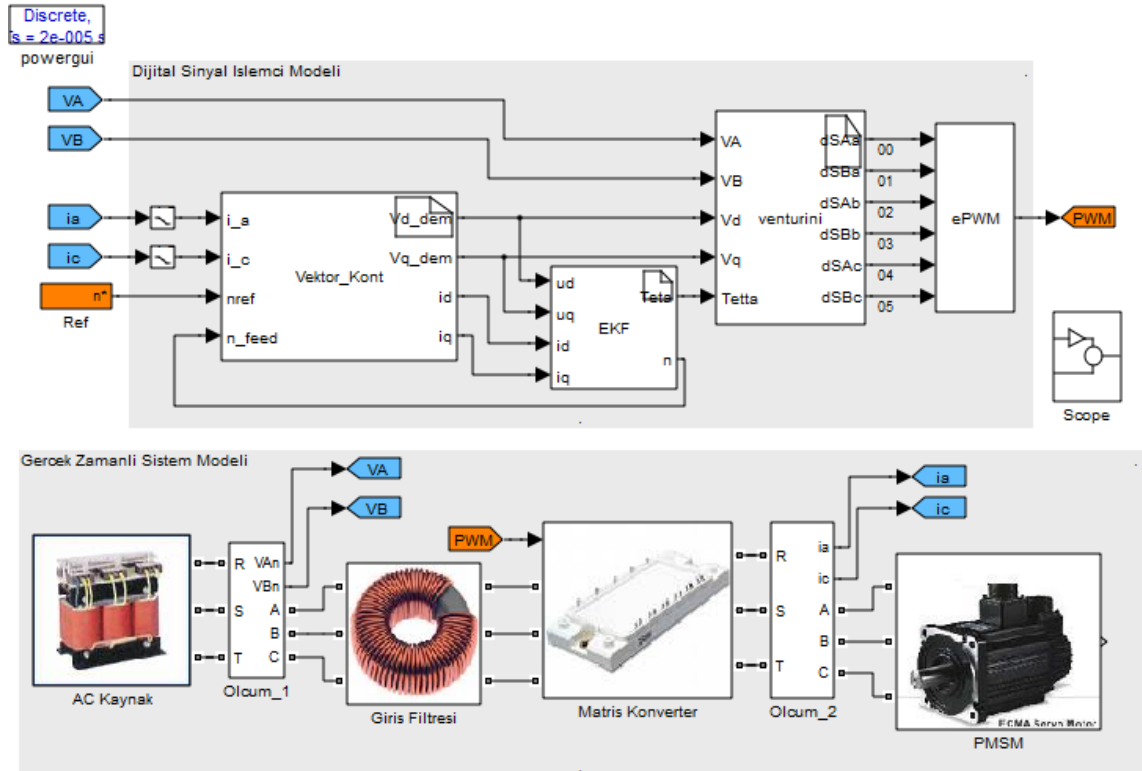
Motor yüksüz durumda 2 Hz frekansında ve 500 d/d tepe değere sahip bir sinüs hız referansı ile çalıştırılmıştır ve Şekil 5.7(a)'da motor hızı gösterilmiştir. Şekil 5.7(b)'de i_d ve i_q akımları gösterilmiştir. Şekil 5.7(c)'de ise motorun üç faz stator akımları gösterilmiştir. Dört bölge çalışmaya ilişkin moment-hız grafiği Şekil 5.7(d)'de gösterildiği gibi elde edilmiştir.



Şekil 5.7 a) Motor hızı, b) i_d ve i_q akımları, c) Stator akımları, Yatay eksenler: t [s], d) Moment- hız grafiği

5.4 Algılayıcısız Vektör Kontrollü PMSM Sürücü Sisteminin Benzetimi

Vektör kontrolü için gerekli hız/konum geri beslemesi, GKF tarafından tahmin edilerek, algılayıcısız vektör kontrollü PMSM sürücü sistemi gerçekleştirilmiştir. Bir önceki uygulamaya, genişletilmiş Kalman filtresi eklenerek Matlab benzetim blok şeması Şekil 5.8'deki gibi elde edilmiştir. Diğer uygulamaya benzer şekilde sistem iki ana modelden oluşmaktadır. Gerçek Zamanlı Sistem Modeli, bir önceki benzetim ile aynıdır. Dijital Sinyal İşlemci Modeline sadece GKF bloğu eklenerek hız bilgisi tahmin edilmiş ve vektör kontrolü için geri besleme olarak kullanılmıştır.

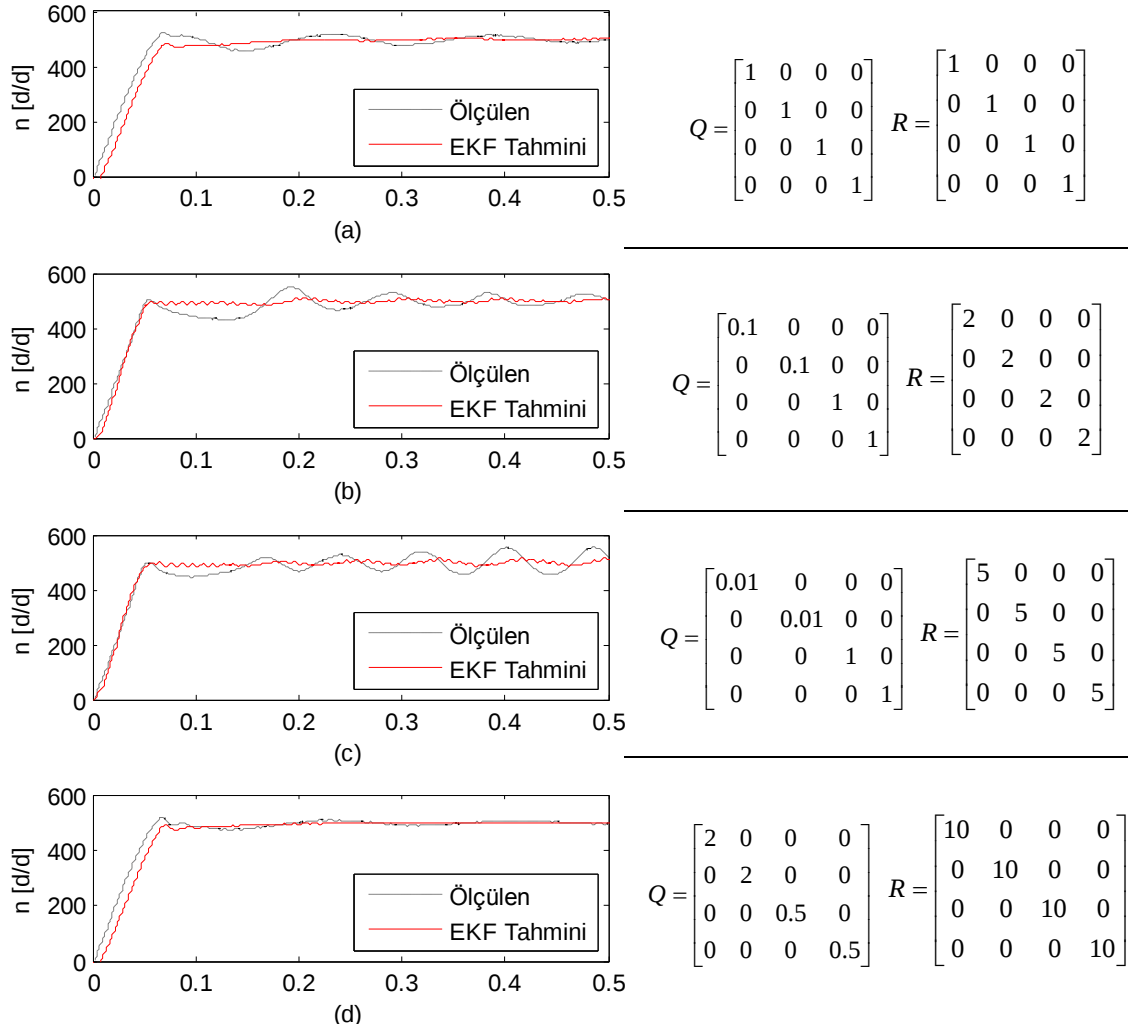


Şekil 5.8 Matris çeviriciyle beslenen algılayıcısız vektör kontrollü PMSM benzetimi

Q ve R kovaryans matrislerinin elemanları filtre tahmininde önemli rol oynamaktadır. Bundan dolayı Q ve R kovaryans matrislerinin farklı değerleri için GKF performansı test edilmiş ve uygun Q ve R matrisleri aşağıdaki gibi tespit edilmiştir.

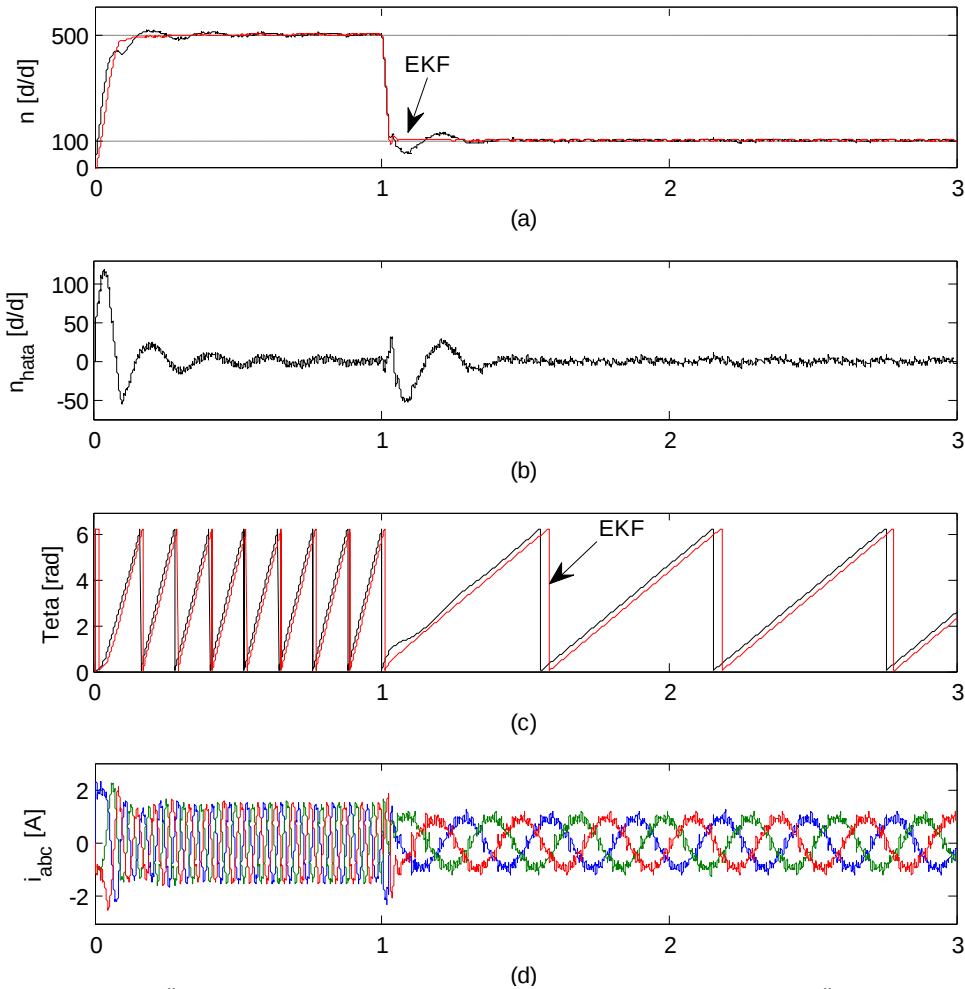
$$Q = \begin{bmatrix} 2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.5 \end{bmatrix}, R = \begin{bmatrix} 10 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 10 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 10 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 10 \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

Q ve R kovaryans matrislerinin farklı değerleri için GKF'nin motor hızı tahmini ve ölçülen gerçek motor hızı grafikleri Şekil 5.9'da gösterilmiştir. Vektör kontrolü GKF'den gelen hız bilgisine göre hesap yaptığı için tahmindeki hata miktarı gerçek motor hızında yüksek salınımlar oluşturmaktadır ve bu durumla birlikte GKF hız tahminine ait sonuçlar Şekil 5.9'da görülebilmektedir.



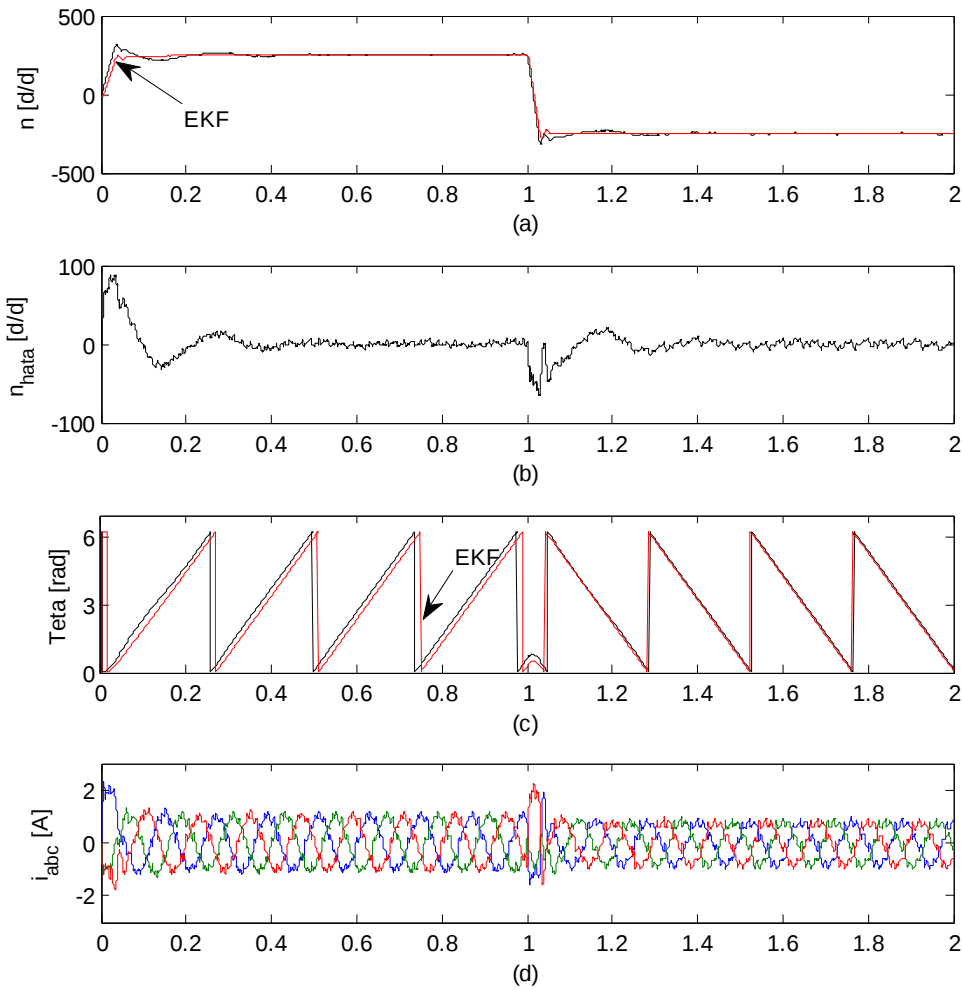
Şekil 5.9 Farklı Q ve R kovaryans matrisleri için GKF hız tahmini ve ölçülen hız grafikleri, Yatay eksenler: $t [s]$

Algılayıcısız vektör kontrollü PMSM %50 yük şartlarında önce 500 d/d sonra 100 d/d referans hızı için çalıştırılmıştır. GKF ve gerçek motor hızı Şekil 5.10'da gösterildiği gibi elde edilmiştir. Ayrıca GKF ve gerçek motor hızı arasındaki fark sürekli durum çalışmasında sıfıra yakın değerde olduğu Şekil 5.10(b)'de görülmektedir. Motorun konumu θ motor sürücüsü için önemli diğer bir parametredir ve GKF tahmini ile gerçek θ Şekil 5.10(c)'de gösterilmiştir. PMSM motorun mutlak rotor pozisyon bilgisinin bilinmesi gerekmektedir, aksi halde elektriksel olarak stator ve rotor senkronizasyonu sağlanamaz ve motor nominal akımın üzerinde bir akım çeker ve moment üretemez. Şekil 5.10(d)'de PMSM'nin üç faz stator akımları gösterilmiştir ve algılayıcısız vektör kontrollü PMSM'nin nominal sınırlar içinde çalıştığı görülebilmektedir.



Şekil 5.10 a) Ölçülen ve tahmin edilen motor hızı, b) Hız tahmin hatası, c) Ölçülen ve tahmin edilen konum (θ), d) i_a , i_b ve i_c stator akımları, Yatay eksenler: t [s]

Aynı yük şartlarında GKF'nin performansını göstermek için PMSM Şekil 5.11(a)'da gösterildiği gibi önce 250 d/d hızda daha sonra ters yönde 250 d/d hızda çalıştırılmıştır. Birinci saniyede motor yön değiştirmiş ve vektör kontrol tarafından sınırlanan akım değerinin aşılmadığı Şekil 5.11(d)'de görülmektedir. Algılayıcısız PMSM sürücüsünde gerçek θ ile GKF'nin tahmin ettiği değer arasındaki farkın küçülmesi oranında motorun çektiği akım da azalmaktadır. Bu durum Şekil 5.11(c) ve Şekil 5.11(d)'de görülebilmektedir.



Şekil 5.11 a) Ölçülen ve tahmin edilen motor hızı, b) Hız tahmin hatası, c) Ölçülen ve tahmin edilen konum (θ), d) i_a , i_b ve i_c stator akımları, Yatay eksenler: t [s]

5.5 Sonuç

Gerçek uygulama aşamasına geçilmeden önce Venturini, vektör kontrol ve GKF algoritmalarına ilişkin yazılımlar Matlab benzetim ortamında geliştirilmiş ve test edilmiştir. Matlab/*SimPowerSystems* blokları ile matris çevirici ve PMSM modelleri elde edilerek gerçeğe yakın bir modelleme yapılmıştır.

Elde edilen sistem modeli önce üç fazlı RL yüküne uygulanmıştır. Böylece Venturini algoritması yazılımı test edilmiştir. Ayrıca matris çeviricinin giriş/çıkış gerilim ve akım sinyallerinin harmonik spektrumu elde edilerek sinyaller gözlemlenmiştir. Vektör kontrol algoritmasının test edilmesi için algılayıcı vektör kontrollü PMSM sürücü sistemi kullanılmış ve motor farklı yük koşullarında ve dört-bölgeli çalışmayı elde edecek şekilde farklı hız referanslarında çalıştırılmıştır. Özellikle vektör kontrolü için önemli parametreler olan i_d ve i_q akımları incelenmiştir.

Son uygulama olarak GKF algoritması test edilmiştir. GKF için önemli Q ve R kovaryans matrislerinin farklı değerleri için filtre tahmini test edilmiş ve uygun bir Q ve R kovaryans matris değeri bulunmuştur. Elde edilen vektör kontrollü PMSM sürücü sistemi farklı hız referansları için test edilmiş ve gerçek hız ile GKF tahmininden elde edilen hız grafikleri gösterilmiştir. Ayrıca gerçek konum bilgisi θ ile GKF'nin tahmin ettiği θ arasındaki fark gözlemlenmiş ve PMSM'nin vektör kontrolü için gerekli hız/konum bilgilerinin GKF ile tahmin edilebileceği gösterilmiştir.

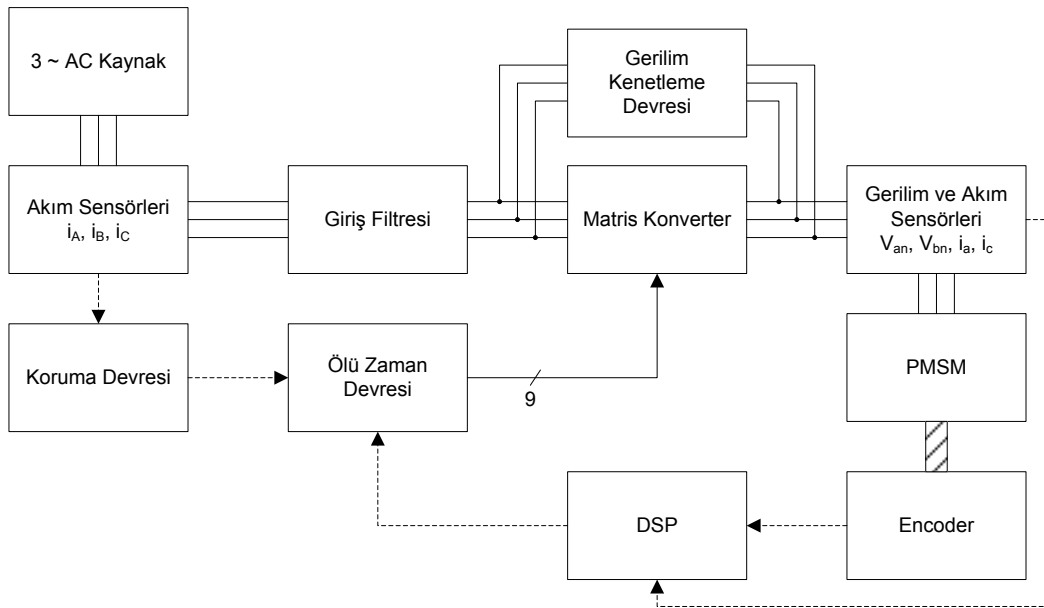
6. SÜRÜCÜ SİSTEMİNİN TASARLANMASI VE DENEYSEL SONUÇLAR

6.1 Giriş

PMSM sürücü tasarımı, yazılım ve donanım olmak üzere iki temel kısımdan oluşmaktadır. Günümüzde benzetim programlarının gelişmiş olması ve birçok farklı dilde program yazılmasına müsaade etmesinden dolayı yazılım geliştirmek oldukça kolaylaşmıştır. Donanım tasarımı için ise birçok hazır modüler elemanlar ve entegreler geliştirilmiştir. Böylece donanımı oluşturmak hem daha az zaman almakta, hem de oluşturulan sistemin daha az yer kaplaması sağlanmaktadır.

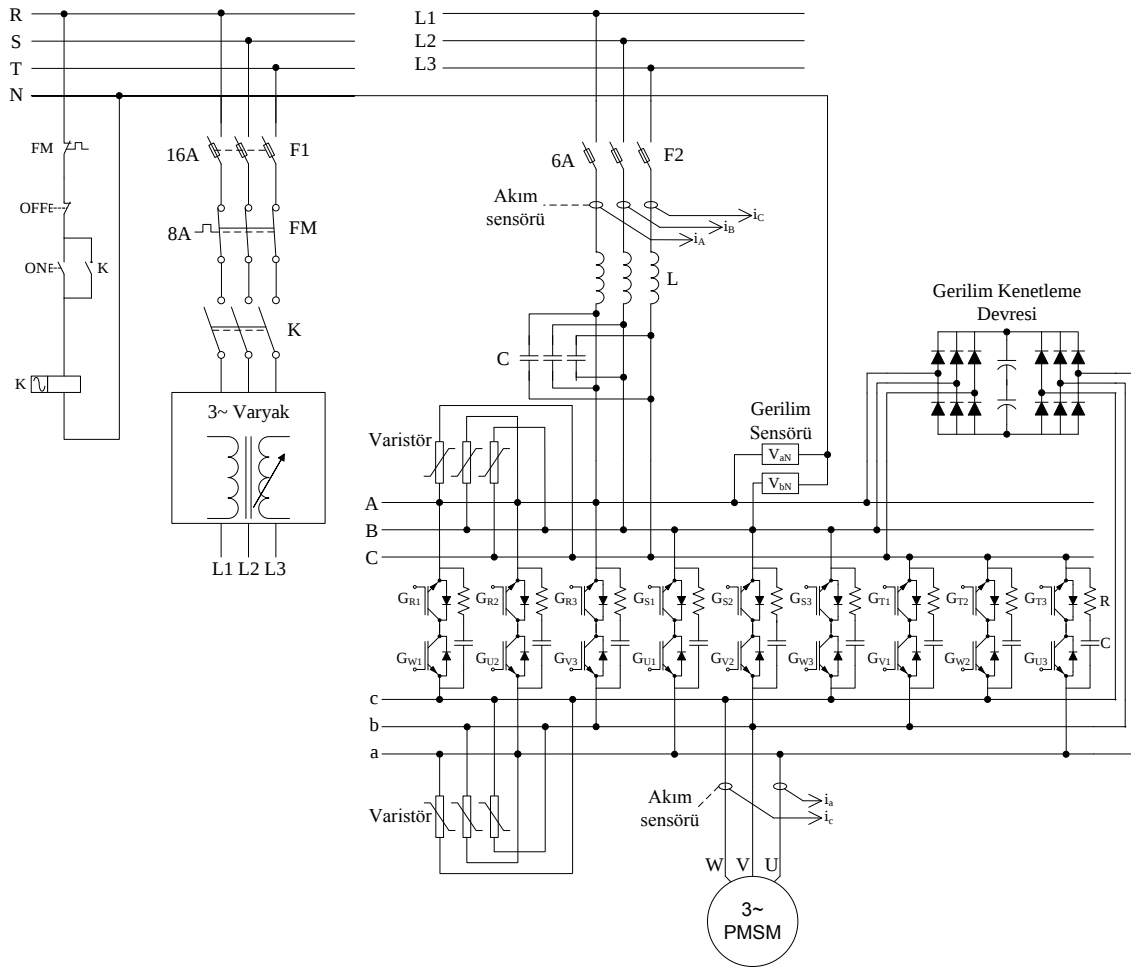
6.2 Donanımsal Tasarım

PMSM sürücü sistemi, güç devresi ve kontrol devresi olmak üzere iki kısımdan oluşmaktadır. Güç devresi; 3 fazlı şebeke, giriş filtresi, matris çevirici, gerilim kenetleme devresi ve PMSM'den oluşmaktadır. Kontrol devresi; koruma, ölü zaman, ölçümler ve DSP'den oluşmaktadır. Güç ve kontrol devrelerini içeren blok şema Şekil 6.1'de gösterilmiştir.



Şekil 6.1 Sistemin blok şeması

Sistemin ihtiyaç duyduğu 110 V alternatif gerilim ayarlanabilir bir kaynak kullanılarak elde edilmiştir (DL1013T1, De Lorenzo). Ayarlı gerilim kaynağı, matris çeviriciyi 6 A'lık hızlı karakteristikli bir sigorta ile LC giriş filtresi üzerinden beslemektedir. Matris çevirici; gerilim sıçramalarına karşı gerilim kenetleme devresi ve varistörler yardımıyla korunmaktadır. Ayrıca indüktif akıma yol oluşturmak amacıyla turn-off snubber devresi eklenmiştir. Güç devresine ilişkin elemanların ayrıntılı bağlantı şeması Şekil 6.2'de gösterilmiştir.

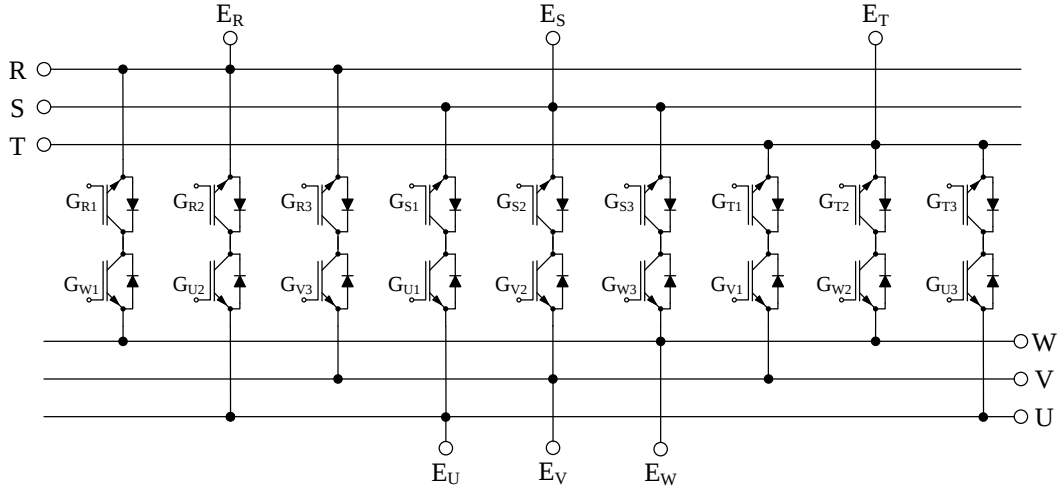


Şekil 6.2 Güç devresi bağlantı şeması

6.2.1 Matris Çevirici Modülü

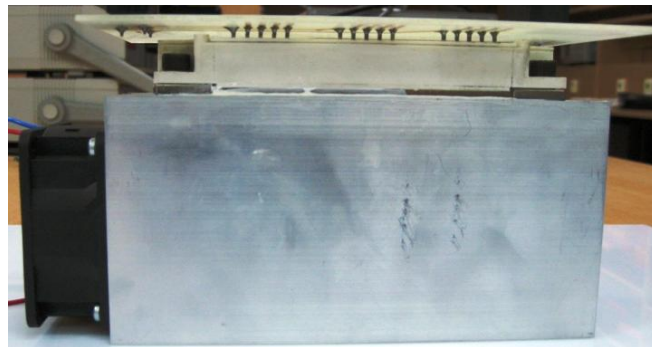
Matris çevirici kaçak indüktansları azaltmak, karmaşık bağlantı yapısından kurtulmak ve daha az yer kaplaması için tek tek IGBT-Diyot elemanları kullanılarak oluşturulmak yerine tek bir modül kullanılmıştır. Eupec firmasının üretmiş olduğu FM35R12KE IGBT-Modül

18 IGBT ve 18 hızlı diyottan oluşmaktadır. Şekil 6.3'te gösterildiği gibi anahtarlar ortak kolektörlü çift yönlü yapıyı oluşturacak şekilde bağlanmıştır. Modül içerisinde 18 tanesi IGBT kapı ucu, 6 tanesi IGBT-emiter ucu ve 6 tanesi 3 faz giriş ve çıkış ucu olmak üzere toplam 30 adet bağlantı ucu bulunmaktadır. Burada R, S, T matris çeviricinin giriş fazlarını U, V, W matris çeviricinin çıkış fazlarını temsil etmektedir.



Şekil 6.3 FM35R12KE IGBT-Modülün iç bağlantı şeması

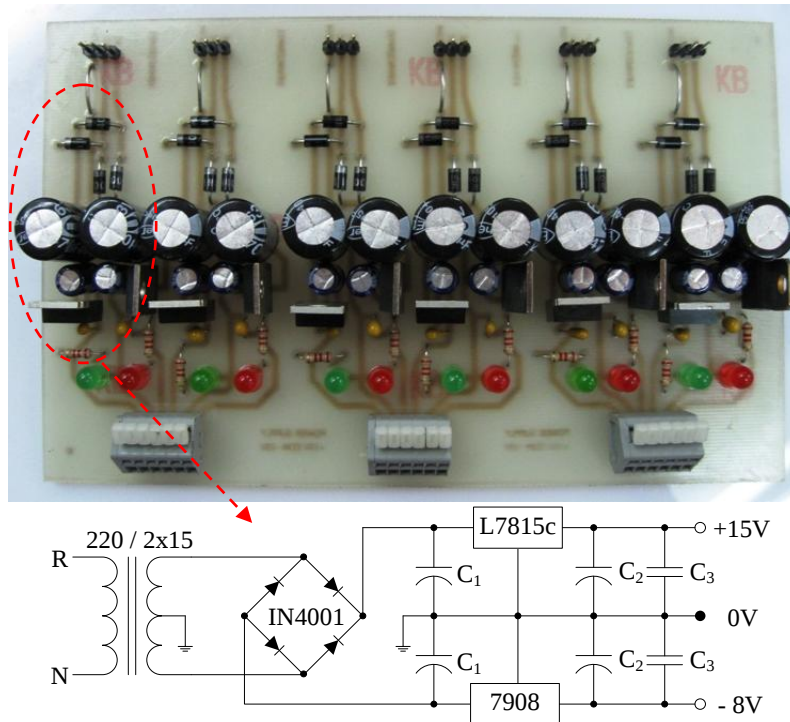
Matris çeviricide kullanılan anahtarlar maksimum 1200 V kolektör-emiter gerilimine ve 35 A (80 °C'lik jonksiyon sıcaklığında) kolektör akımına dayanabilmektedir. IGBT'lerin katalog değerlerine yakın değerlerde akım taşıyabilmesi ancak doğru bir soğutmayla mümkün olduğu için Şekil 6.4'te gösterilen 0.175 °C/W termal direncine sahip bir soğutucu kullanılmıştır. IGBT jonksiyon-gövde termal direnci 0.6 °C/W, diyotun jonksiyon-gövde termal direnci 0.95 °C/W ve her bir modülün gövde-kılıf termal direnci 0.01 °C/W dir. Matris çevirici modülünün dayanabileceği maksimum jonksiyon sıcaklığı 150 °C'dir.



Şekil 6.4 Matris çevirici ve soğutucu

6.2.2 IGBT Sürme Devresi

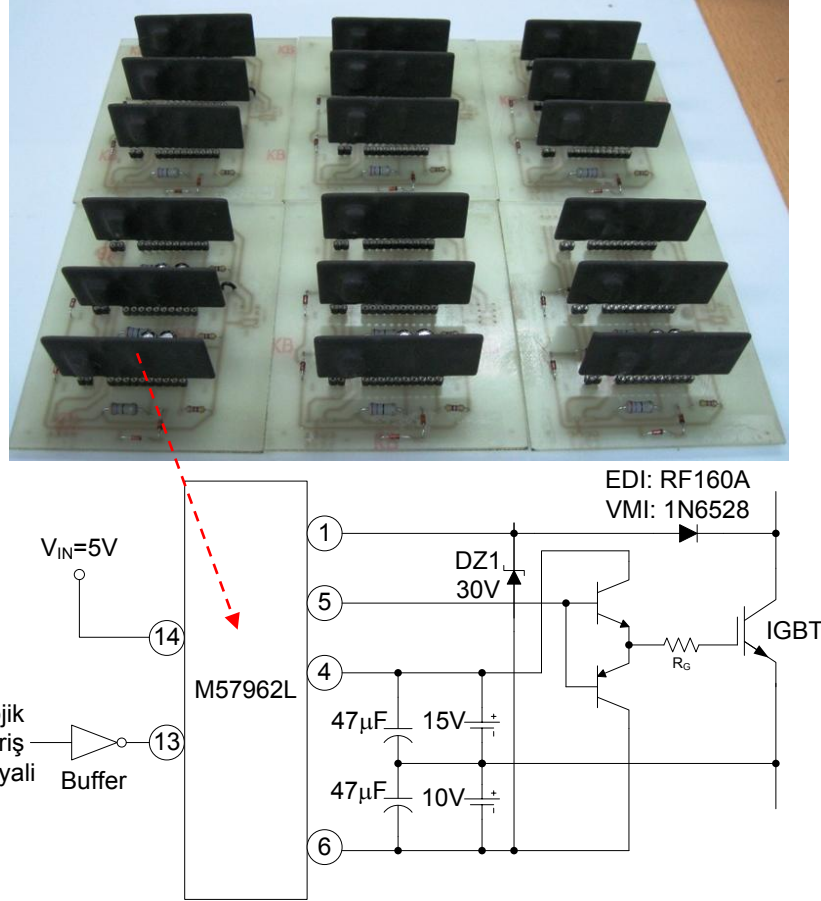
IGBT kapı sürme devresi 18 anahtar için sadece 6 tane izoleli kaynağa ihtiyaç duyar. Bu durum ortak kolektörlü çift yönlü yapının sunduğu bir avantajdır. IGBT anahtarların kapı-emiter arasında maksimum $\pm 20V$ 'a uygulanabilmektedir, ancak kapı sürme entegresi +15V ile -8V arasında bir gerilim ile IGBT'yi sürdüğü için kapı-emiter gerilim seviyesi belirlenen sınırlar içinde tutulmuştur. IGBT sürücü devresini beslemek için kullanılan besleme kartı Şekil 6.5'te gösterildiği gibi tasarlanmıştır. Bu kartta gerekli olan +15V için 7815 ve -8V için 7908 pozitif ve negatif gerilim regülatör entegreleri kullanılmıştır ($C_1=470 \mu F$, $C_2=100 \mu F$ ve $C_3=100 nF$). Bazı firmaların üretmiş olduğu izoleli dc/dc dönüştürücüler kullanılarak daha kompakt bir besleme kartı yapmak mümkündür ancak bunların fiyatları oldukça yüksektir.



Şekil 6.5 IGBT sürücü devresi +15V,-8V dc besleme kartı

Matris çevirici içinde bulunan her bir IGBT anahtar ayrı bir sürme devresine ihtiyaç duyar. Sürme devresi mikroişlemci ile IGBT arasında yer alan bir devredir. Bundan dolayı DSP ile IGBT arasında elektriksel bir bağ olmaması gerekmektedir. Bunu sağlamak için anahtarlama hızına tepki verebilecek bir hıza sahip optik bağlantı entegresi kullanılmalıdır. Ayrıca IGBT kapı-emiter arasına uygulanacak sinyalin pozitif ve negatif gerilim ihtiyacını

sağlayabilecek bir sürücü tasarlamak gerekmektedir. Tüm bu özellikleri tek bir entegrede kullanmak büyük bir avantaj olacağından dolayı 18 tane M57962L IGBT sürücü entegresi kullanılmıştır. IGBT sürücü entegresine ilişkin devre şeması Şekil 6.6’da gösterilmiştir.

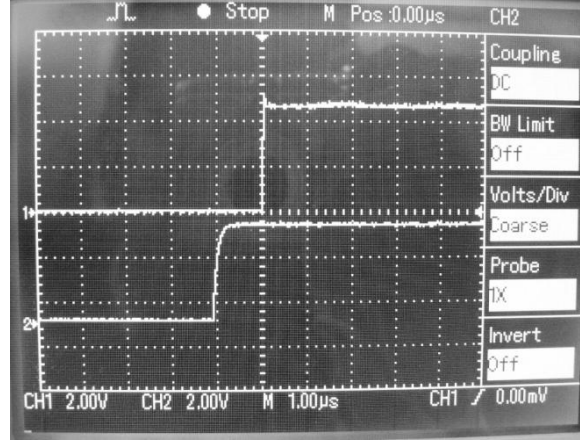


Şekil 6.6 IGBT sürücü devresi

6.2.3 Ölü Zaman Devresi

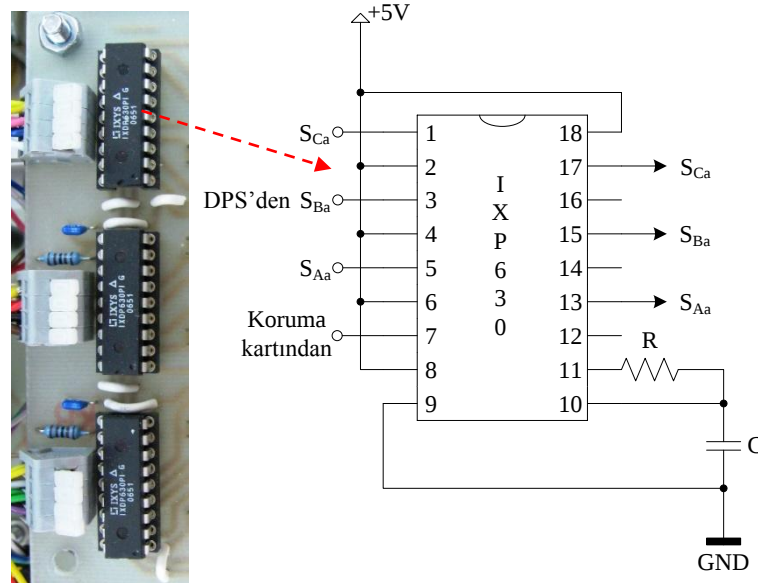
Matris çeviriciyi oluşturan IGBT’lerin ilettime ve kesime girme gecikme zamanları, anahtarlama sırasında sağlıklı bir komutasyon gerçekleştirebilmeleri için oldukça önemlidir. Anahtarın ilettime girme gecikme zamanı yaklaşık 85 ns iken, kesime girme zamanı indüktif bir yük için 500 ns civarındadır. Matris çeviricinin aynı çıkış fazını oluşturan anahtarların aynı anda iletimde olması durumunda, giriş fazları kısa devre olacaktır. Aynı çıkış faz bacağında iletimde olan bir anahtar kesime götürülürken, aynı anda diğer bir anahtar ilettime sokulmak istendiğinde yaklaşık 400 ns boyunca iki anahtar

iletimde kalacak ve ilgili giriş fazlarında kısa devre oluşturacaktır. Bu durumu önlemek için donanımsal olarak ölü zaman entegresi kullanılmıştır.



Şekil 6.7 1 μ s ölü zaman süresinin osiloskop ile ölçümü

IXDP630PI entegresi özellikle eviriciler sürücü sistemleri için tasarlanmış olup matris çevirici için aşağıdaki bağlantı şekli ile kullanılabilir. Entegre Şekil 6.7’de gösterildiği gibi 1 μ s gecikme sağlanmıştır.



Şekil 6.8 Ölü zaman kartı ve bağlantı şeması

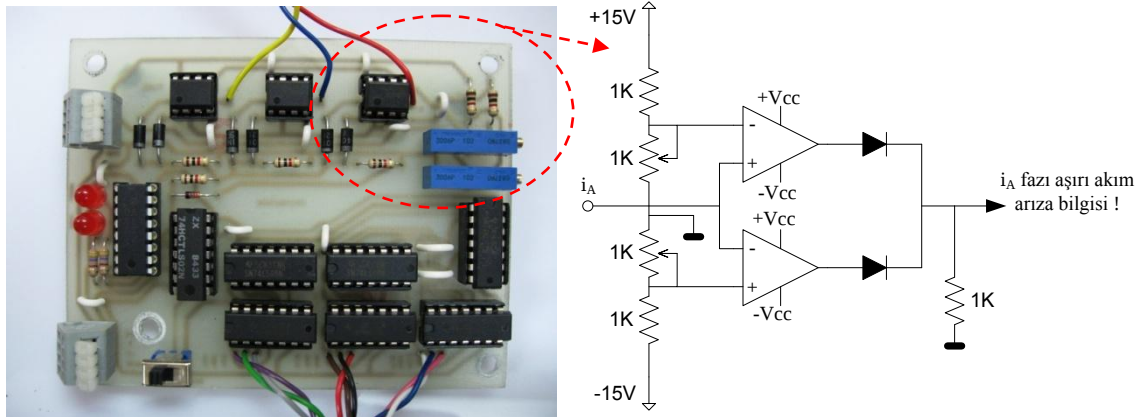
Aynı çıkış fazını oluşturan iki anahtarın konum değiştirmeleri için gerekli minimum yaklaşık süre 500 ns’dir. Bundan dolayı anahtarların konum değiştirmeleri için 1 μ s süre verilmiş ve iki anahtarın fazları kısa devre etmeden konum değiştirebilmeleri sağlanmıştır. Ayrıca ölü zaman entegresi enable ucu ile tüm çıkışları aynı anda lojik 0 yapabilmesi sayesinde koruma devresi ile koordineli olarak çalışabilmektedir.

Ölü zamanın seçimi kritiktir. Eğer olması gerekenden daha büyük bir zaman seçilirse belli bir süre aynı çıkış fazına bağlı anahtarlar açık kalacağından indüktif yük akımı snubber devreleri üzerinden akmak zorunda kalacaktır. Bu da ilave kayıplara ve snubber dirençlerinin fazla ısınmasına neden olacaktır. Konuyla ilgili detaylı tasarım [69]'da incelenmiştir.

6.2.4 Aşırı Akım ve Kısa Devre Koruma Devresi

Matris çeviricinin aşırı akım çekmesi ve aynı çıkış fazına bağlı anahtarların giriş fazını kısa devre etmesini önlemek amacı ile koruma kartı tasarlanmıştır. Op-amp ve lojik kapılardan oluşan devreye ilişkin bağlantılar Şekil 6.9'da gösterilmiştir.

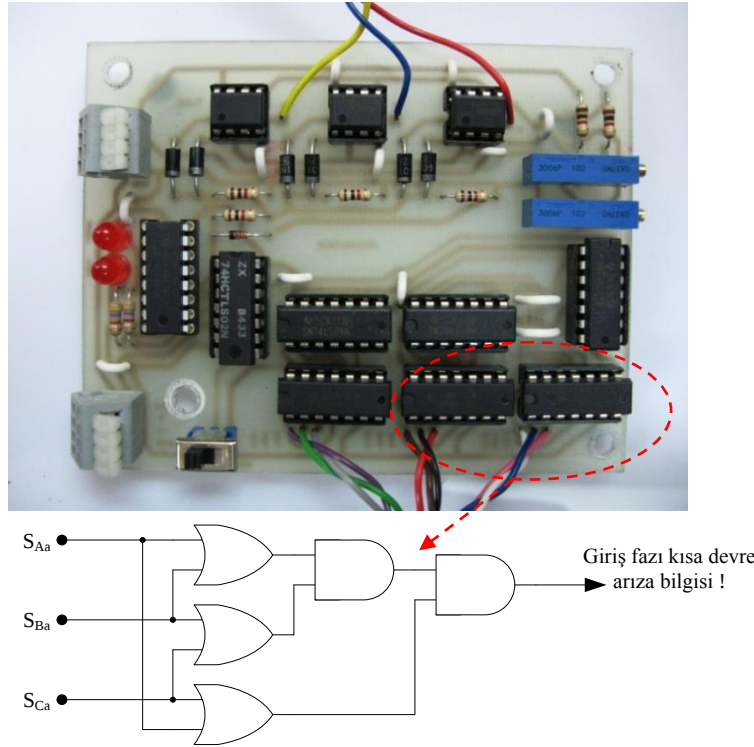
Şekil 6.9'da gösterilen koruma kartının giriş i_A fazına ilişkin aşırı akım koruma devresinin açık şemasında gösterilen ayarlı dirençler, akımın pozitif ve negatif tepe sınır değerlerini belirler. Belirlenen akım sınır değerleri, bir karşılaştırıcı devresi ile kontrol edilir. Referans, sınır akım değerinden büyük olduğu zaman koruma kartı arıza çıkışı ucundan bilgi gönderir ve arızanın set edilmesini sağlar. Böylece IGBT'lere giden tüm PWM sinyaller arıza resetlenene kadar lojik 0 seviyesinde tutulur. Bu koruma devresi her bir giriş faz akımı için ayrı ayrı yapılarak, matris çeviricinin şebekeden aşırı akım çekmesi önlenmiştir. Koruma sistemi, donanımsal olarak tasarlandığı için koruma devresi, sistemde oluşacak olası aşırı akımlara hızlı cevap vererek anında PWM sinyallerinin kesilmesini sağlayacak, böylece sistemin zarar görmesini engelleyecektir.



Şekil 6.9 Aşırı akım koruma

Giriş tarafında kullanılacak hızlı yarıiletken sigortalar da aşırı akımlara karşı koruma sağlayabilirler ancak bu sigortaların fiyatları oldukça yüksektir ve aşırı bir akım darbesinden sonra tekrar kullanılamazlar. Ayrıca ek bir önlem alınmadığı takdirde, özellikle motor sürücü uygulamalarında üç faz girişine bağlanmış sigortalardan yalnızca birinin açması sonucunda motor iki faz ile dönemeyeceğinden sistem koruması etkin bir şekilde sağlanmamış olur ve motor zarar görecektir kadar ısınır. Bununla birlikte, elektroniksel donanım ile yapılmış aşırı akım koruması, sisteme ek bir maliyet gerektirmeden defalarca koruma yapabilir.

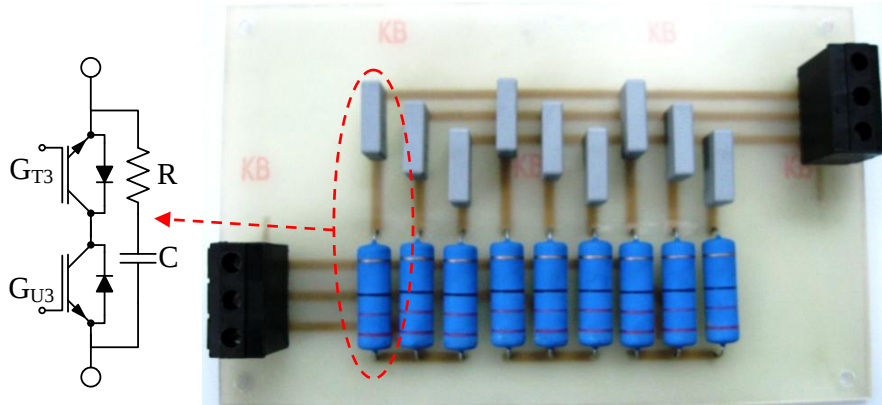
V_a çıkış fazını oluşturan S_{Aa} , S_{Ba} ve S_{Ca} anahtarlarının aynı anda anahtarlanması durumunda giriş fazları kısa devre olur. Bu durumu önlemek için Şekil 6.10'da tek bir çıkış faz bacağı için verilen koruma devresi kullanılır. Kısa devre koruma kartında şekilde gösterilen bağlantıdan üç tane bulunmaktadır ve arıza bilgisi çıkışları bir "VEYA" lojik kapısından geçirilmiştir. Daha sonra aşırı akım korumada olduğu gibi arıza set edilmiştir. Şekil 6.10'daki fotoğrafta gösterilen LED'ler aşırı akım/kısa devre durumlarında ikaz amacıyla kullanılmıştır. Aç/Kapa anahtar ise set olan arızanın resetlenmesi için kullanılmıştır.



Şekil 6.10 Kısa devre koruma

6.2.5 Snubber Devresi

IGBT'ler güvenli çalışma alanı (SOA) içinde çalışabilmeleri için birçok uygulamada snubber devrelerine ihtiyaç duyarlar. Ancak matris çeviricilerde serbest dolaşım yolunun bulunmamasından dolayı snubber devreleri kullanımı çok önemlidir. Matris çeviricilerde yük akımı her zaman kontrollü anahtardan bir diğerine aktarılır. Buna karşı geleneksel gerilim kaynaklı eviricilerde komutasyon daima kontrollü anahtardan bütünleşik boşluk diyotuna veya tersi durumda gerçekleşir. Geleneksel eviricilerde anahtarların aynı anda iletimde kalmasını önlemek için aynı kol üzerindeki anahtarlar sürme sinyalleri arasına ölü zaman eklemek kolaydır. Bu zaman gecikmesi esnasında indüktif yük akımının boşluk diyotları tarafından akması doğal bir şekilde olur. Ancak matris çeviricilerde buna benzer bir boşluk dolaşım yolu olmadığından giriş hatlarının kısa devresini engellemek için sürme sinyalleri arasına ölü zaman eklenmelidir. Matris çeviricide ölü zaman esnasında indüktif yük akımının çift yönlü anahtara Şekil 6.11'de gösterildiği gibi paralel bağlanacak bir RC snubber devresinden akması sağlanır. Böylece çift yönlü anahtar üzerindeki gerilim uygun bir seviyede tutulur [69].



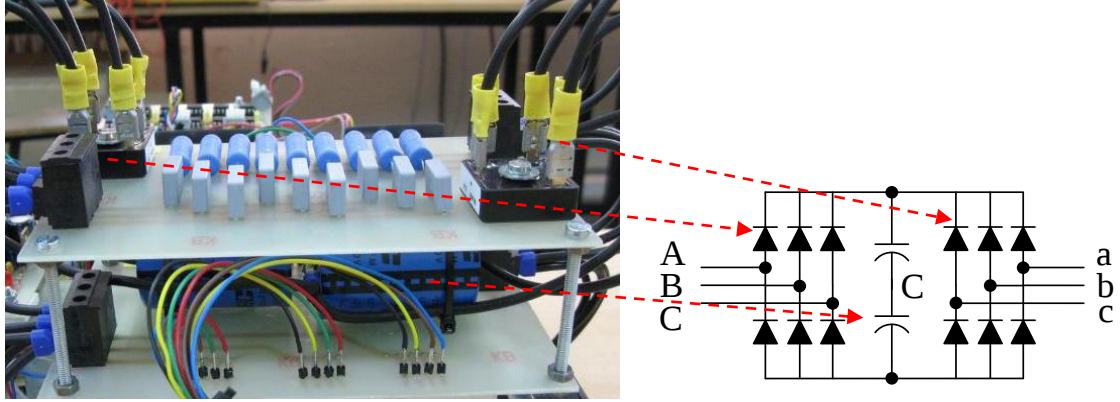
Şekil 6.11 RC snubber devresi

Burada C kondansatörünün deşarj olma süresine dikkat edilmelidir. Bu sürenin minimum darbe genişliğinden daha küçük olması sağlanmalıdır. Bu durumda $R=22\ \Omega$ ve $C=22\text{nF}$ olarak belirlenmiştir [89].

6.1.6 Gerilim Kenetleme Devresi

Gerilim kenetleme devresine ilişkin açıklamalar 2. Bölümde “Matris Çeviricilerde Koruma” başlığı altında ayrıntılı olarak ele alınmıştır. Gerilim kenetleme devresi matris

çeviricinin aniden tüm anahtarların kesime götürülmesi sonucunda indüktif yükün anahtarlara zarar verebilecek çok yüksek gerilimlere çıkmasını önlemek için kullanılan etkin bir çözüm yöntemidir. Burada kullanılan her bir kondansatör 330 μF , 450 V değerindedir.

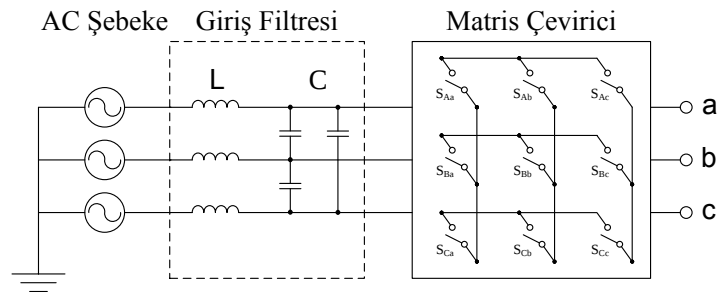


Şekil 6.12 Gerilim Kenetleme Devresi

6.2.7 Giriş Filtresi Devresi

Matris çevirici ile şebeke arasına Şekil 6.13'te gösterildiği gibi küçük bir değerde LC filtresi eklenerek kaynaktan çekilen anahtarlama frekansı civarındaki akımın harmonik bileşenleri büyük ölçüde azaltılabilir ve düzgün bir sinüzoidal akım çekilmesi sağlanabilir. Küçük bir giriş filtresi ile elde edilen bu durum matris çeviricilerin önemli bir özelliğidir.

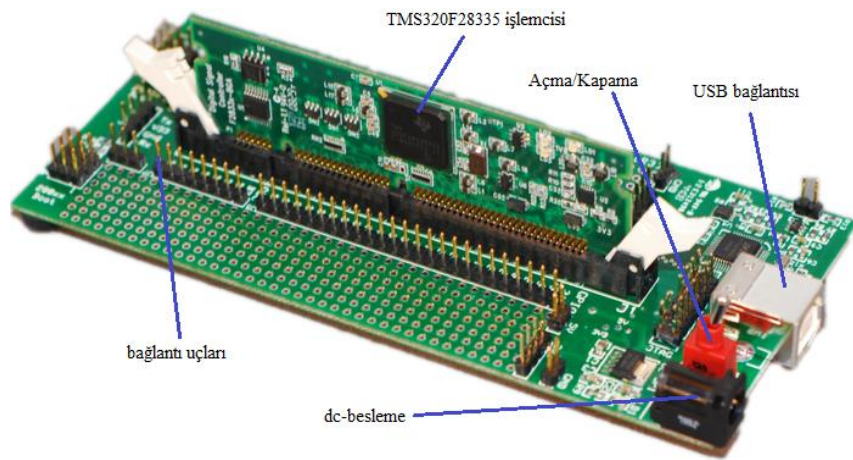
Giriş filtre değerleri köşe frekansı yaklaşık 1300 Hz olacak şekilde belirlenmiştir. Buna göre $L = 2.5 \text{ mH}$ ve $C = 6 \mu\text{F}$ olarak hesaplanmıştır.



Şekil 6.13 Giriş filtresi devresi

6.2.8 Dijital Sinyal Denetleyicisi

Sistem kontrolü düşük maliyetli bir DSP kullanılarak elde edilmiştir. TMS320F28335 işlemcisine sahip olan ezDSP Delfino kartı Şekil 6.14'te gösterilmiştir. TMS320F28335 32-bitlik bir floating-point dijital işlemcidir. 150 MHz'lık bir osilatörle çalışan işlemci 512 KB flash hafıza, 68 KB RAM, 12-bit ADC, 12 adet PWM modülü ve 2 adet enkoder girişi gibi özelliklere sahiptir. Kart üzerinde USB bağlantılı XDS-100 emülatör bulunmaktadır. Bu sayede Code Composer Studio (CCS) editörü ile kullanıcı arayüzü ve gerekli değişkenlerin grafik çizimleri elde edilmektedir.



Şekil 6.14 ezDSP Delfino-28335 kartının görünümü

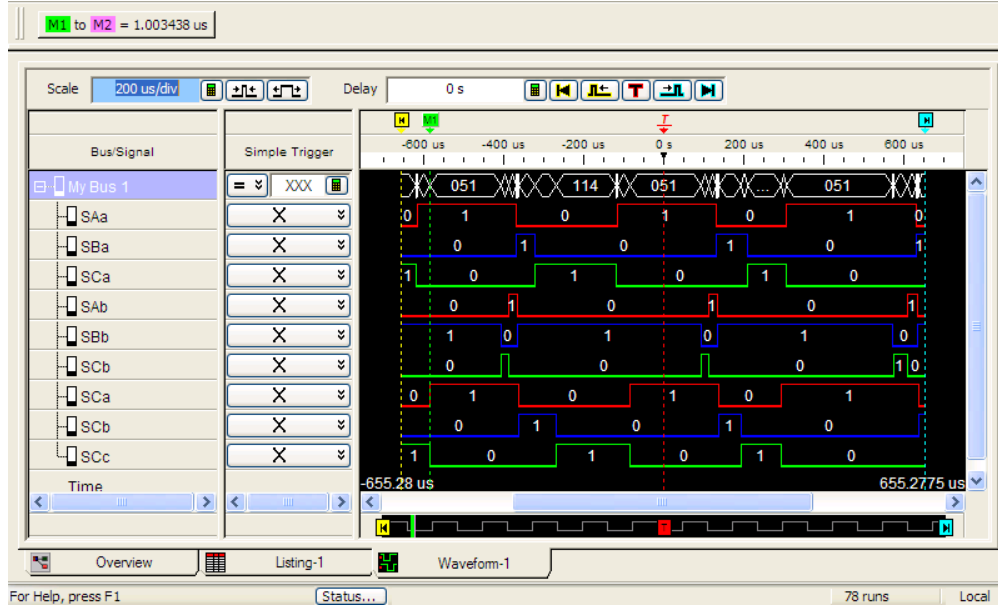
6.3 Yazılımsal Tasarımı

DSP programı Matlab ortamında geliştirilmiştir. TMS320F28335 işlemcisi için hazırlanmış programın blok diyagramı Şekil 6.15'te gösterilmiştir. Program temel olarak vektör kontrolü, Venturini algoritması ve GKF olarak üç kısımdan oluşmaktadır. Vektör kontrolü denklemleri ve Venturini algoritması 2 ve 3. Bölümlerde verilen ilgili denklemler kullanılarak C-dilinde yazılmıştır. GKF'de kullanılan matris işlemlerinin fazla olmasından dolayı matris işlemlerinde kolaylık sağlayan Embedded Matlab Editorü kullanılmıştır. Tüm işlemler 400 µs süresinde bitmektedir buna bağlı olarak anahtarlama frekansı 2,5 kHz olarak belirlenmiştir.

TMS320F28335 işlemcisinin 4 adet analog girişi "C280x ADC", 6 adet PWM çıkışı "ePWMx" ve 1 adet enkoder modülü "eQEP" Şekil 6.15'te gösterildiği gibi kullanılmıştır. Mavi renkli etiket çıkışları Code Composer Studio arayüzünde görüntülenmek için

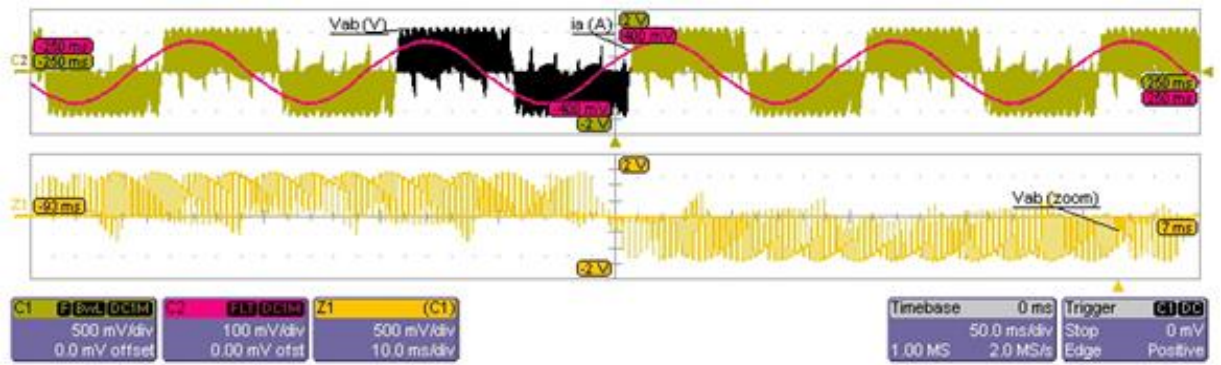
6.4 Deneysel Sonuçlar

DSP ile elde edilen PWM sinyalleri Lojik Analizör (Agilent Technologies-Logic Analyzer-1683A) kullanılarak test edilmiş ve Şekil 6.17’de gösterildiği gibi sırası ile SAa, SBa, SCa, SAb, SBb, SCb, SAc, Sbc ve SCc anahtarları için PWM sinyalleri gösterilmiştir.



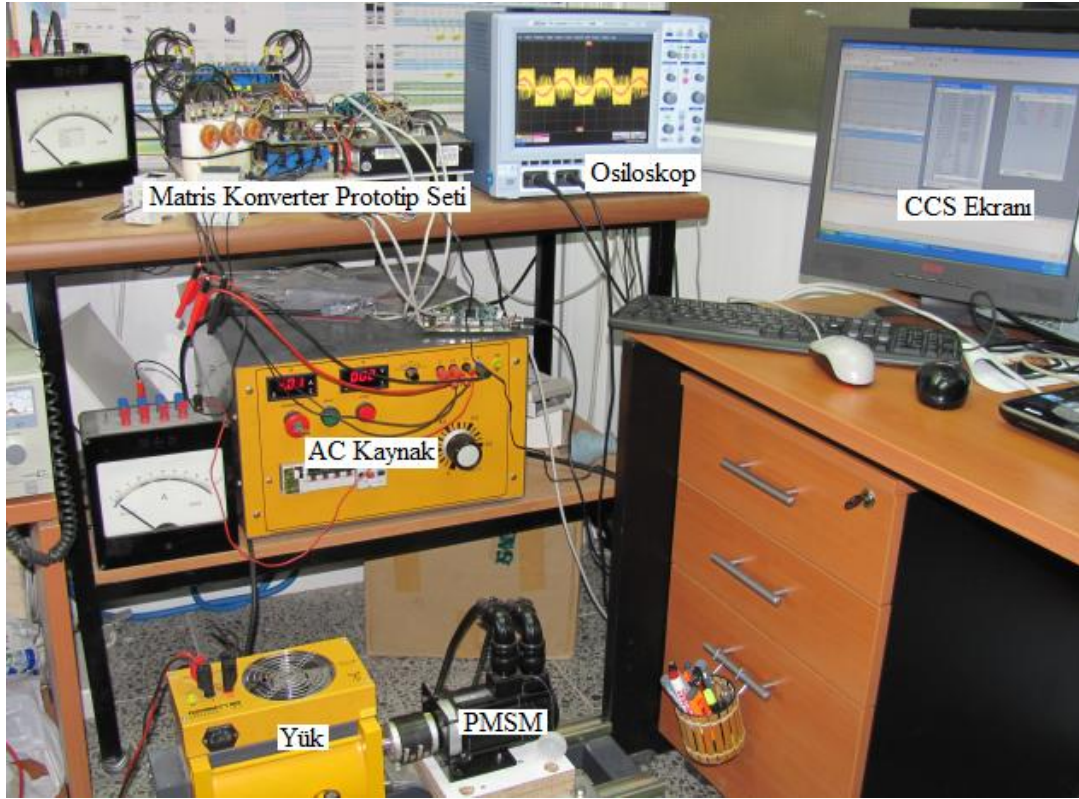
Şekil 6.17 Lojik Analizör ile ölçülen anahtar sinyalleri

Şekil 6.17’de elde edilen sinyallerin kontrolünden sonra güç devresi ile birlikte bir RL ($R=185\Omega$, $L=418$ mH) yükü için Şekil 6.18’de gösterildiği gibi çıkış hat gerilimi V_{ab} ve yük akımı i_a elde edilmiştir. Burada $q=0.8$ ve $f_0=10$ Hz olarak belirlenmiştir.



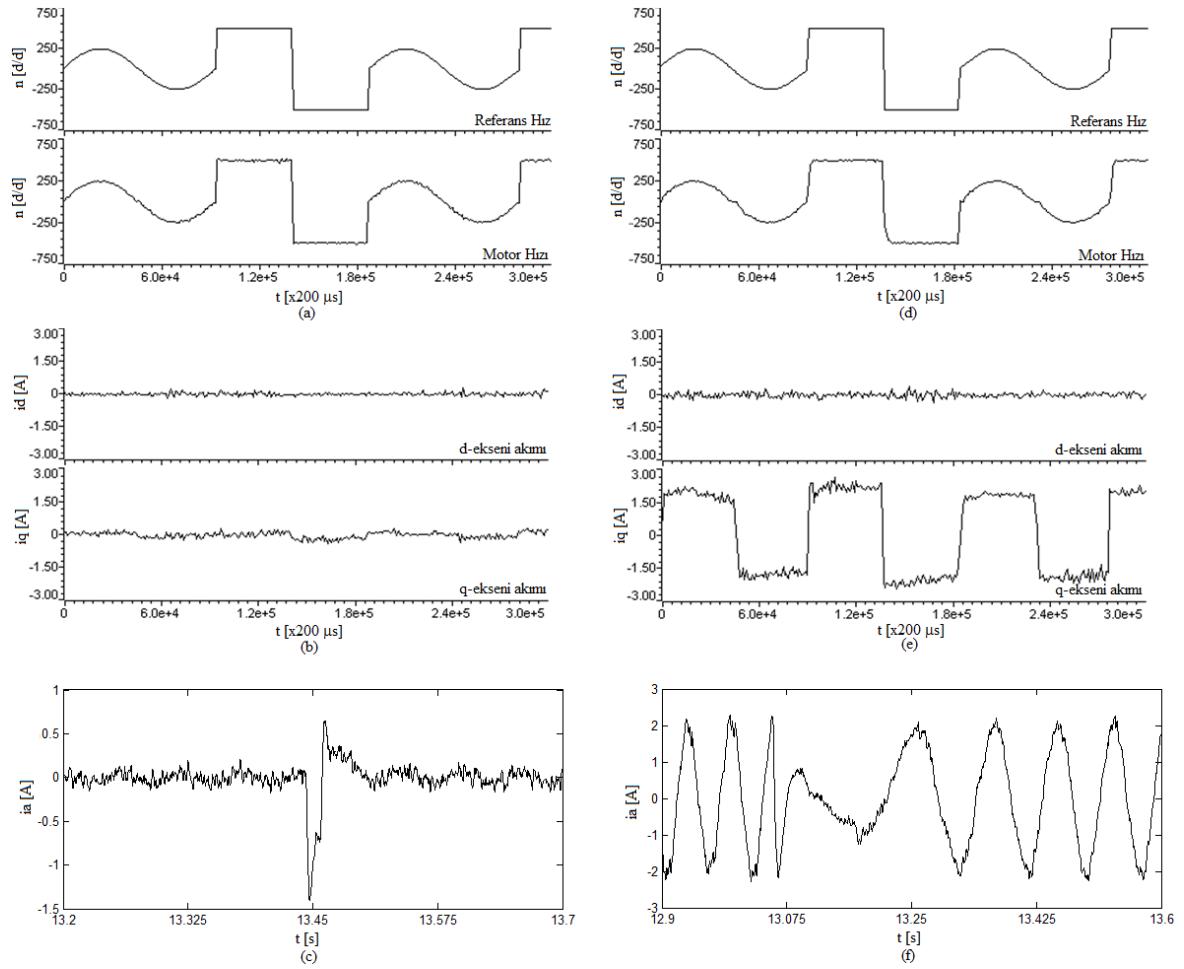
Şekil 6.18 RL yükü için $\vec{U}_{st}$: Çevirici çıkış gerilimi ve yük akımı, Alt:1 periyot V_{ab} sinyali

Matris çevirici ile beslenen PMSM sürücü sistemini test etmek için hazırlanan deney düzeneğinin fotoğrafı Şekil 6.19’da gösterilmiştir. Akım ve gerilim dalga şekilleri osiloskop ile gözlemlenirken motor hızı ve diğer değişkenler için CCS ekran arayüzü kullanılmıştır. Motoru yüklemek için Şekil 6.19’da gösterilen ayarlı bir manyetik fren kullanılmıştır. Kullanılan PMSM 0.15 kW, 110V ve 1.6A nominal değerlere sahiptir.



Şekil 6.19 Matris çevirici ile beslenen PMSM sürücü sistemi deney düzeneği

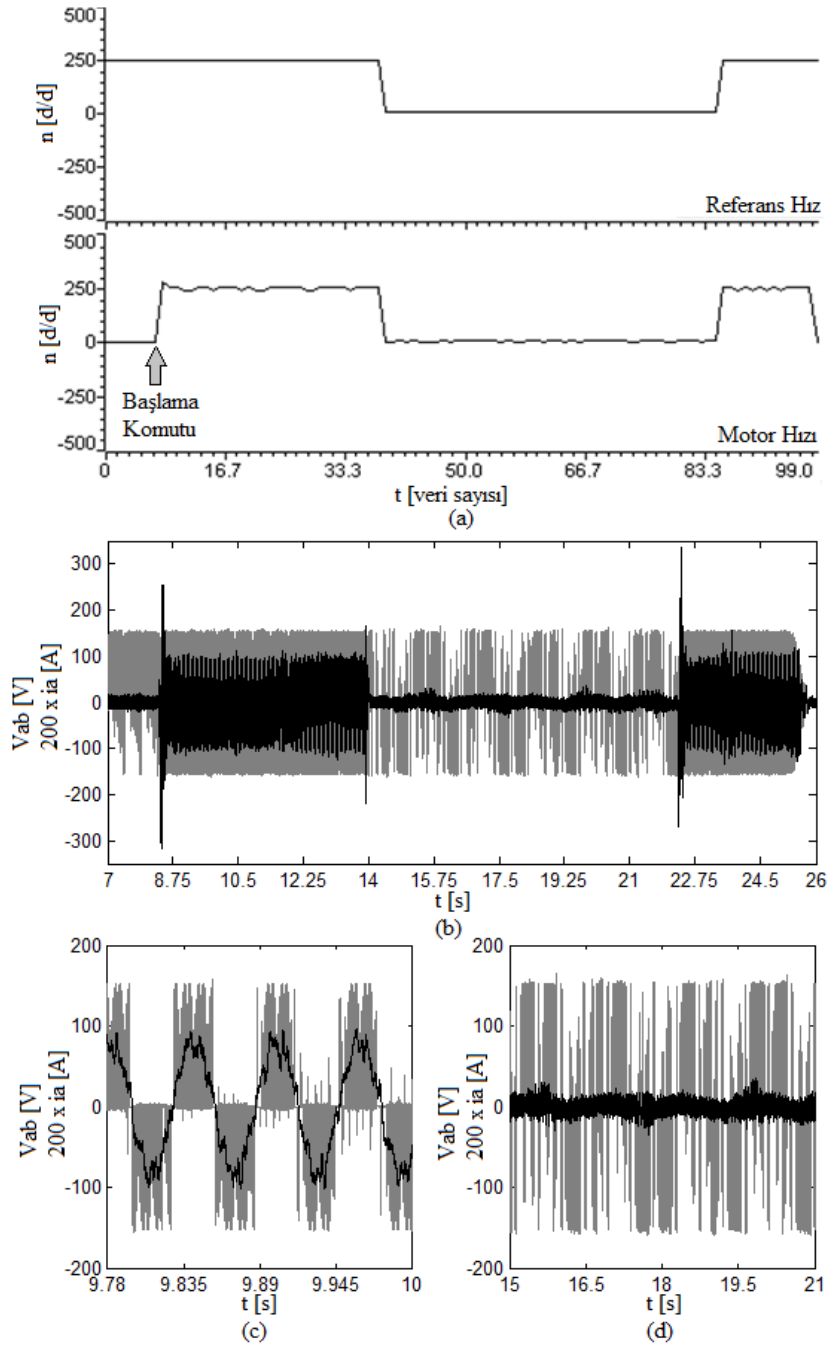
PMSM farklı hız ve yük değerleri için algılayıcılı ve algılayıcısız olarak çalıştırılmıştır. Matris çeviriciden beslenen vektör kontrollü PMSM ilk olarak algılayıcılı olarak 1Hz frekansında ve 250d/d tepe değere sahip bir sinüs referansı ve ± 500 d/d referans hızlar için çalıştırılmıştır. Buna bağlı olarak, vektör kontrolü için önemli olan i_d ve i_q akım bileşenleri incelenmiştir. Şekil 6.20(a,b,c)’de gösterilen sonuçlar yüksüz durum için, Şekil 6.20(d,e,f)’de gösterilen sonuçlar ise tam yük koşulu için elde edilmiştir. Motor önce yüksüz durumda çalıştırılmış ve Şekil 6.20(a)’da gösterildiği gibi referans hız ve motor hızı elde edilmiştir. Motor yüksek bir performans ile referans hızı çok kısa sürede yakalamıştır. Vektör kontrolü için önemli olan i_d ve i_q akım bileşenleri Şekil 6.20(b)’de gösterildiği gibi elde edilmiştir. PMSM vektör kontrolünde d-ekseni akım bileşeni sıfır olarak alındığından dolayı i_d sıfır ekseninde sabit tutulmuştur.



Şekil 6.20 Yüksüz durum için; a)Referans ve motor hızı, b) i_d ve i_q akımları, c) i_a stator akımı, tam yük durumu için; d)Referans ve motor hızı, e) i_d ve i_q akımları, f) i_a stator akımı

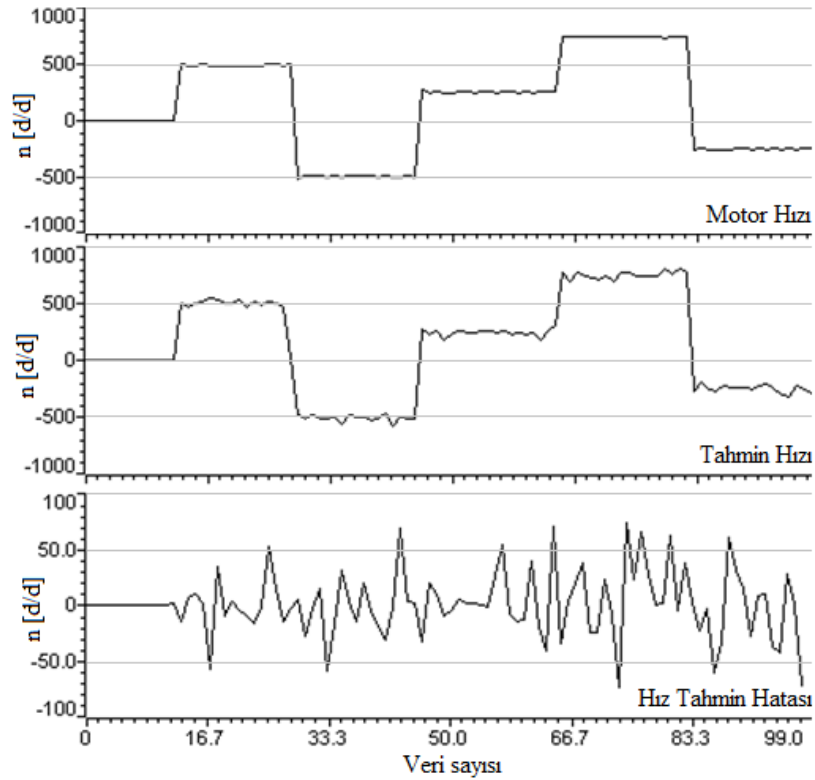
Ayrıca motor yüksüz olarak çalıştırıldığı için motor akımı sıfıra yakın bir değerde olduğundan q-ekseni bileşeni akımının da sıfır değeri civarında kaldığı görülmektedir. Motorun 500d/d referans hızından -500d/d hızına geçişi süresince i_a stator akımı Şekil 6.20(c)'de gösterildiği gibi ölçülmüştür. Hız geçişi yaklaşık 50ms gibi çok kısa bir sürede gerçekleşmiştir. Motor daha sonra tam yük koşulunda çalıştırılmış ve Şekil 6.20(d)'de gösterildiği gibi boşa çalışmada görülen performansa yakın bir şekilde referans hızı yakalayabilmiştir. Bu durumda i_d akımı sıfırda tutulmuş ve i_q akımı yük talebine göre yükü karşılayacak şekilde değişim göstermiştir. Motor tam yüklü iken pozitif yönlü 500d/d hızından negatif yönlü 500d/d hızına geçiş süresinin yaklaşık 180ms olduğu Şekil 6.20(f)'de gösterilen i_a stator akımı ile görülebilmektedir. Burada elde edilen deneysel sonuçlar vektör kontrolörünün doğru bir şekilde çalıştığını göstermektedir. Ayrıca PMSM'nin yüksek bir performans ile hız geçişlerini sağlayabildiği gösterilmiştir.

Matris çeviricinin V_{ab} çıkış gerilimini ve yük akımını birlikte incelemek için Şekil 6.21'de gösterildiği gibi motor önce 250d/d hızda sonra 10d/d hızda çalıştırılmıştır. Şekil 6.21(c)'de motor 250d/d sabit hızda dönerken ölçülen V_{ab} gerilimi ve i_a motor akımı gösterilmiştir. Şekil 6.21(d)'de ise motor 10d/d hızında çalışırken ölçülen V_{ab} gerilimi ve i_a akımı gösterilmiştir.



Şekil 6.21 a) Referans ve motor hızı, b) Matris çevirici V_{ab} çıkış gerilimi ve i_a yük akımı, c) 250d/d sabit hızda dönerken matris çevirici V_{ab} çıkış gerilimi ve i_a yük akımı, d) 10d/d sabit hızda dönerken matris çevirici V_{ab} çıkış gerilimi ve i_a yük akımı

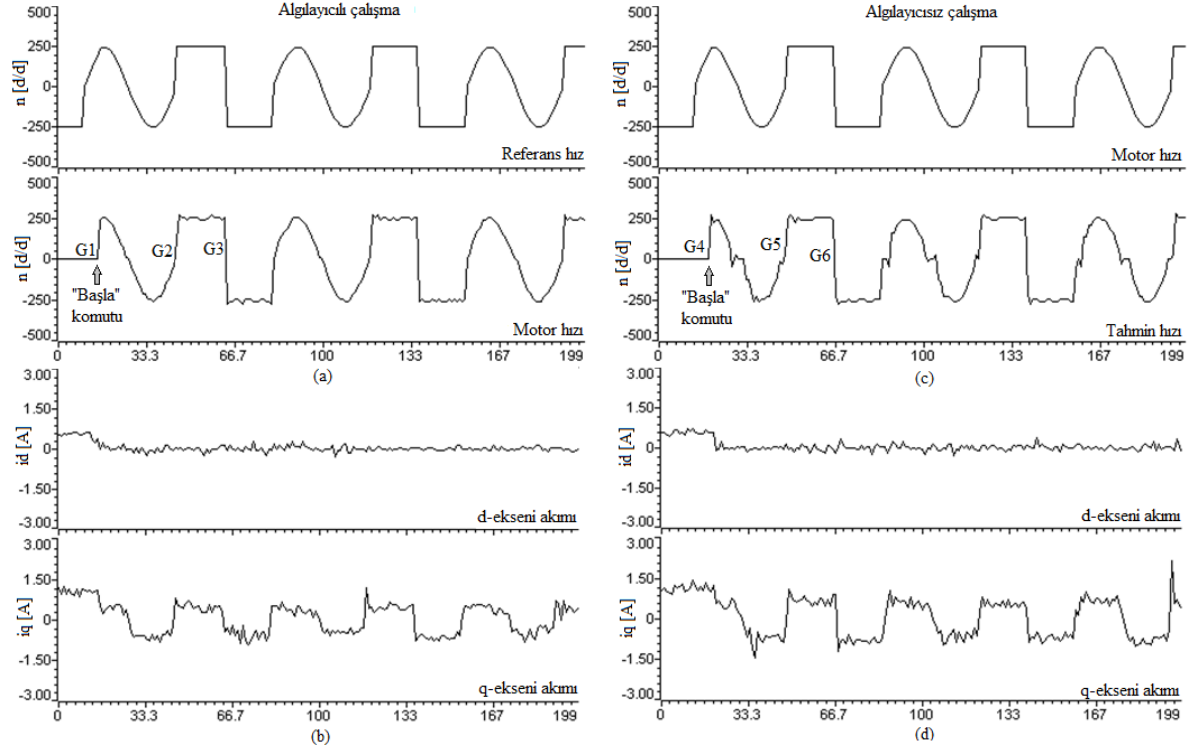
Matris çevirici ve vektör kontrol algoritması PMSM üzerinde test edildikten sonra PMSM algılayıcısız olarak GKF tahmini kullanılarak %25 yük şartlarında çalıştırılmış ve Şekil 6.22’de gösterildiği gibi 500d/d, -500d/d, 250d/d, 750d/d ve -250d/d hız referanslarında çalıştırılmıştır. Tahmin edilen hız ile motor hızı arasında oluşan fark Şekil 6.22(c)’de gösterilmiştir. Burada oluşan maksimum hata 70d/d civarındadır. Ancak GKF hız tahminindeki küçük salınımlar motor hızında görülmemektedir. Motor dinamiği nedeniyle motor ve mili hızlı değişimlere tepki göstermemekte ve motor hızı, referans değer üzerindeki sürekliliğini korumaktadır. Ayrıca, hız tahmin hata grafiğini çizdirmek için DSP’den alınan data sayısının az sayıda olması hata grafiğini önemli ölçüde etkilemektedir.



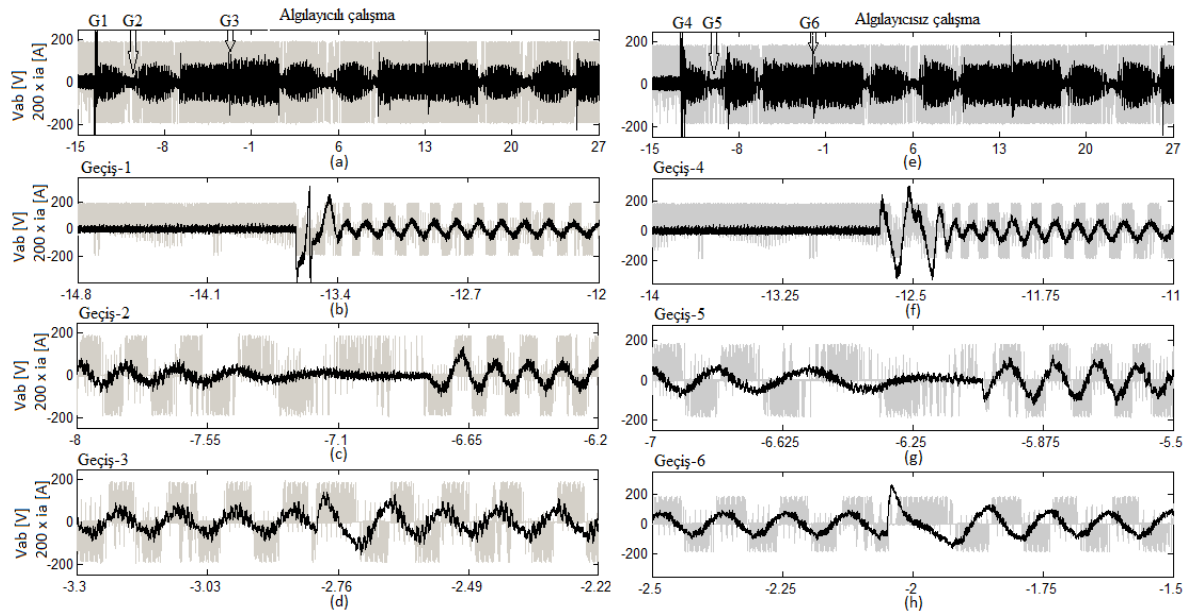
Şekil 6.22 a) Motor hızı, b) Tahmin hızı, c) Hız tahmin hatası

Aynı hız referansları için %25 yük koşulunda algılayıcılı ve algılayıcısız PMSM sonuçları ayrıntılı olarak Şekil 6.23 ve 6.24’te verilmiştir. Şekil 6.23 ve Şekil 6.24’de verilen sol taraftaki sonuçlar algılayıcılı, sağ taraftaki sonuçlar ise algılayıcısız çalışma durumu kullanılarak elde edilmiştir. Şekil 6.23(a,c)’de G1, G2, G3, G4, G5 ve G6 olarak işaretlenen hız geçişleri sırasında ölçülen matris çevirici çıkış gerilimi ve motor akımı ayrıntılı olarak Şekil 6.24’te detaylı bir şekilde incelenmiştir. G1 hız geçişi motor duruyorken başlama komutu verilmiş ve motor 0.125Hz’lik tepe değeri 250d/d olan bir sinüs referans ile başlatılmıştır. G2 hız geçişinde ise motorun sinüs referanstan 250d/d’lık

adım referansa geçişi sağlanmıştır. Son olarak G3 hız geçişi 250d/d referans hızından -250d/d referans hıza geçişi gösterilmektedir. Aynı hız referansları algılayıcısız kontrol içinde G4, G5 ve G6 olarak işaretlenmiş ve incelenmiştir.



Şekil 6.23 Algılayıcılı çalışma; a) Referans ve motor hızı, b) i_d ve i_q akımları, Algılayıcısız çalışma; c) Referans ve motor hızı, d) i_d ve i_q akımları

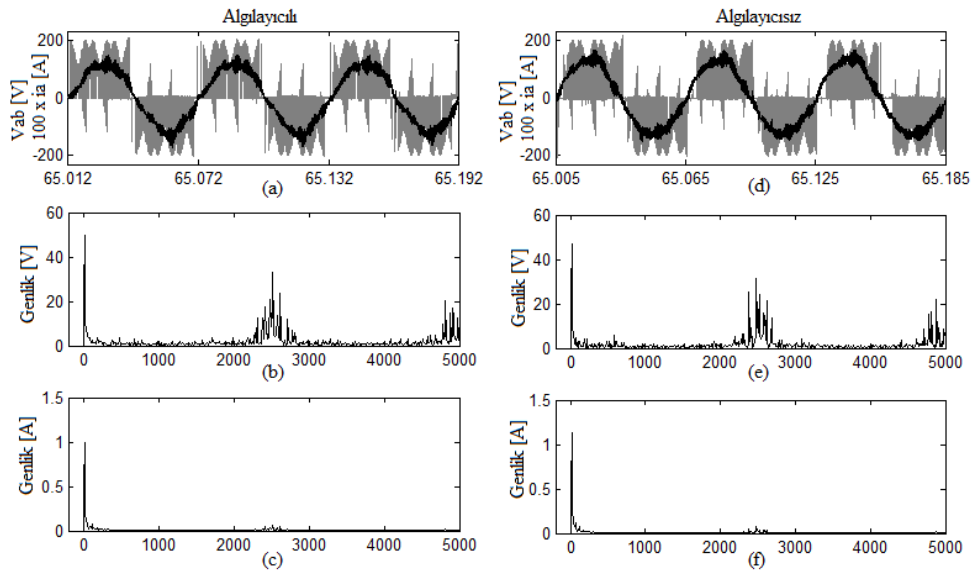


Şekil 6.24 Şekil 6.23'e ilişkin matris çevirici V_{ab} çıkış gerilimi ve i_a motor akımı, Sol: Algılayıcılı çalışma Sağ: Algılayıcısız çalışma; **a,e**) V_{ab} çıkış gerilimi ve motor akımı 100xi_a (A). **b,f**) 0 d/d'dan sinüs referansa geçiş, **c,g**) Sinüs referanstan 250d/d'ya geçiş, **d,h**) 250d/d'dan -250d/d'ya geçiş detayları

Şekil 6.23(a)'da elde edilen algılayıcıli durumda motor, hız geçişlerini başarılı bir şekilde gerçekleştirmiştir. Ancak Şekil 6.23(c)'de gösterilen algılayıcısız çalışma durumu için özellikle sinüs referans geçişlerinde küçük bir bozulma görülmüş ve kısa sürede motor tekrar referans hız değerine ulaşabilmiştir. Burada oluşan problemin sebebi; GKF hız tahminini çok düşük hızlarda gerçekleştirememesidir. Fakat orta ve yüksek hızlarda başarılı bir şekilde hız tahminini gerçekleştirmiştir. Şekil 6.23(c)'ye dikkat edilecek olursa motor 250d/d'dan -250d/d'ya ani hız geçişini başarılı bir şekilde sağlamıştır.

Şekil 6.23(a,c)'de işaretlenen hız geçişleri sırasında matris çevirici çıkış gerilimi ve motor akımı algılayıcıli ve algılayıcısız çalışma durumları için ayrı ayrı Şekil 6.24'te incelenmiştir. PMSM vektör kontrolü için en önemli değişken olan motor rotor konum bilgisi sistemin etkin bir şekilde kontrol edilebilmesini sağlamaktadır. Konum bilgisi tahmininde oluşacak bir tahmin hatası motor akımının nominal değerinin üzerinde bir değere çıkması ile sonuçlanır. Bu duruma sürücü sistemi ve motor, aşırı akımdan dolayı zarar görebilir. Algılayıcıli ve algılayıcısız durumda ölçülen gerilim ve akım sinyallerinde herhangi bir problem gözlenmemiştir. Böylece algılayıcısız PMSM çalışmasının özellikle orta ve yüksek hızlarda başarılı bir şekilde gerçekleştiği söylenebilir.

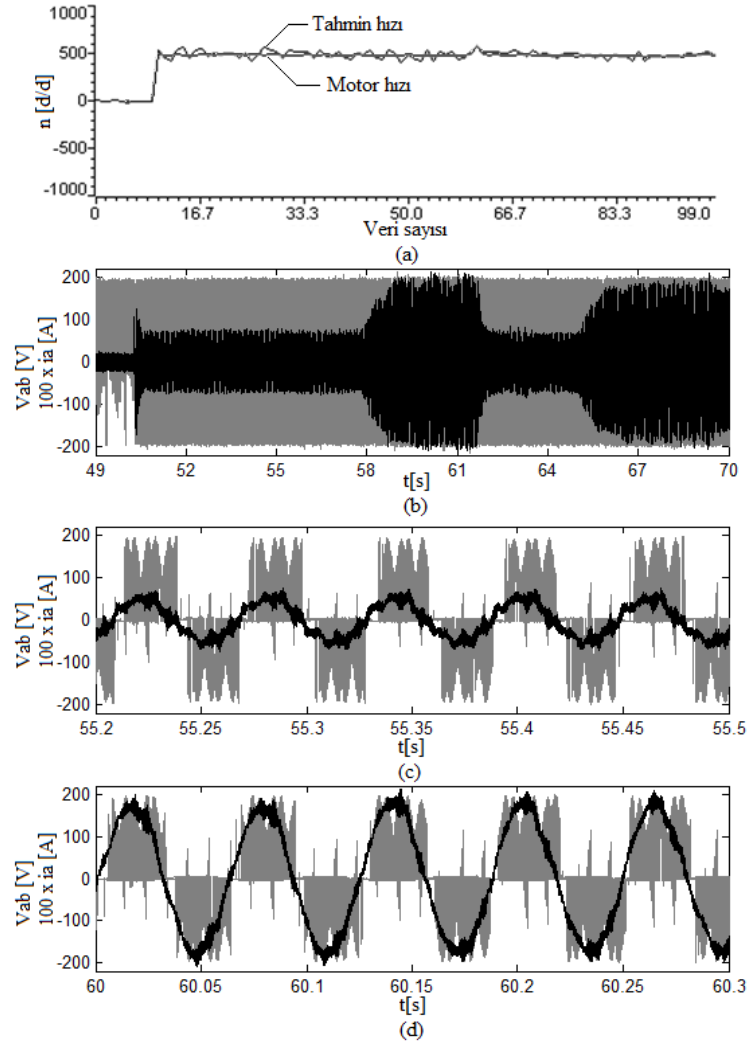
Motor 250d/d hızda sabit olarak çalışırken algılayıcıli ve algılayıcısız çalışma durumlarında ölçülen matris çevirici çıkış gerilimi ve motor akımı Şekil 6.25(a) ve Şekil 6.25(d)'de gösterilmiştir.



Şekil 6.25 Algılayıcıli çalışma durumu için; a) Matris çevirici V_{ab} çıkış gerilimi ve i_a yük akımı, b) V_{ab} gerilimi harmonik spektrumu c) i_a yük akımı harmonik spektrumu, Algılayıcısız çalışma durumu için; d) Matris çevirici V_{ab} çıkış gerilimi ve i_a yük akımı, e) V_{ab} gerilimi harmonik spektrumu, f) i_a yük akımı harmonik spektrumu

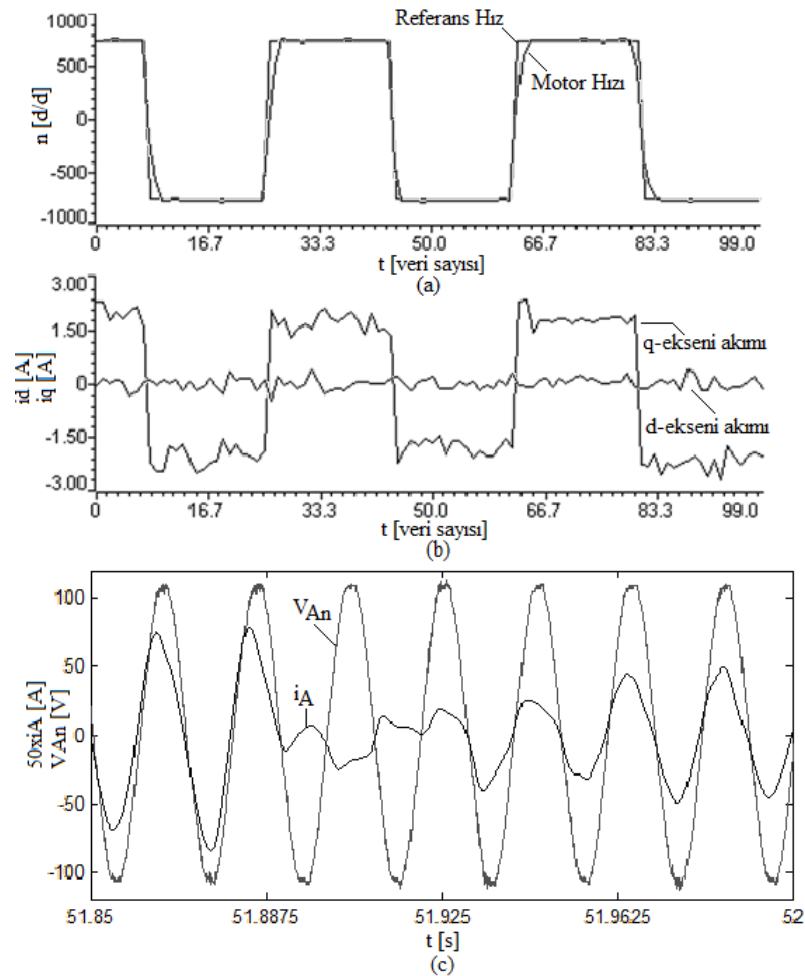
Ayrıca matris çevirici çıkış gerilimi ve motor faz akımına ilişkin algılayıcı ve algılayıcısız harmonik spektrumları incelenmiştir. Şekil 6.25(b,e)'de görülebileceği gibi anahtarlama frekansı harmonikleri 2.5kHz frekansında görülmektedir. Ancak motor, matris çeviriciden çektiği akımı filtre ettiğinden akım için hesaplanan harmonik spektrumunda anahtarlama frekansı harmoniklerinin giderildiği Şekil 6.25(c,f)'de görülmektedir.

Algılayıcısız olarak motor 500d/d sabit hızda Şekil 6.26(a)'da gösterildiği gibi çalıştırılmıştır. Motor farklı yük koşullarında çalıştırılmış ve hız tahmini üzerindeki etkisi incelenmiştir. Motor önce %25 yükte çalışırken ölçülen matris çevirici çıkış gerilimi ve motor akımı Şekil 6.26(c)'de gösterilmiştir. Daha sonra motor %90 yüklenmiş ve bu durumdaki matris çevirici çıkış gerilimi ve motor akımı Şekil 6.26(d)'de gösterildiği gibi ölçülmüştür



Şekil 6.26 a) Motor ve tahmin edilen hız, b) Matris çevirici çıkış gerilimi ve motor akımı, c) %25 yüklü çalışma durumu için V_{ab} gerilimi ve i_a akımı, d) %90 yüklü çalışma durumu için V_{ab} gerilimi ve i_a akımı

Matris çeviricinin çift yönlü güç akışını sağlayabildiğini göstermek için Şekil 6.27’de gösterilen deneysel sonuç elde edilmiştir. Motor pozitif ve negatif yönde 750 d/d referans hızı için tam yük şartlarında çalıştırılmıştır. Motor hızının pozitiften negatife geçmesi sırasında matris çeviricinin giriş tarafından ölçülen şebeke faz gerilimi ve faz akımı Şekil 6.27(c)’de gösterilmiştir. Şekil 6.27(c)’nin ilk iki periyodunda motorun ileri yönde motor olarak çalıştığını söyleyebiliriz. Bu durumda matris çevirici birim güç faktöründe çalışmaktadır. Daha sonra motor pozitif hızdan negatif hıza geçerken ileri generatör olarak çalışmış ve şebekeden çekilen akımın şebeke gerilimine göre 180° faz farkı ile akması sağlanmıştır. Bu esnada matris çevirici motorun generatör çalışması sırasında ürettiği akımı şebekeye aktarmasına müsaade etmektedir. Daha sonra motor negatif hız bölgesine geçmiş ve motor olarak çalışmasına devam etmiştir. Elde edilen bu sonuç ile matris çeviricinin çift yönlü akım akışını sağlayabildiği gözlemlenmiştir.



Şekil 6.27 a) Motor hızı, b) i_d ve i_q akımları, c) V_{An} şebeke gerilimi ve i_A kaynak akımı

6.5 Sonuç

Matris çevirici ile beslenen vektör kontrollü PMSM sürücü sistemi için ilk olarak güç devresi, gerekli koruma kartları ile birlikte tasarlanmıştır. Motor ve güç devresinin koordineli olarak çalışmasını sağlamak için TMS320F28335 işlemcili bir DSP kartı kullanılmıştır. DSP programı; vektör kontrolü, Venturini algoritması ve GKF algoritması olmak üzere üç temel kısımdan oluşturulmuştur. Bu işlemler, 32-bit virgüllü (32bits floating) işlemler ile yapılmasına rağmen 400 µs'lik bir süre içinde bitirilmiştir.

Matris çevirici ile oluşturulan deney düzeneği Venturini algoritmasının denenmesi için bir RL yükü ile çalıştırılmış ve çevirici çıkış gerilimi ve yük akımı sinyalleri incelenmiştir. Bir sonraki aşamada PMSM, algılayıcı olarak vektör kontrollü olarak farklı hız ve yük koşullarında çalıştırılmıştır. Matris çevirici çıkış hat gerilimi, yük akımı, d-ekseni akımı, q-ekseni akımlarının dalga şekilleri deneysel olarak elde edilmiş ve incelenmiştir. GKF tabanlı algılayıcısız PMSM kontrolü için de benzer sonuçlar alınmıştır.

Matris çevirici ile beslenen PMSM'nin hız tahmini ile ilgili olarak diğer çalışmalarda konum hatası; [47]'de 2.8 derece, [49]'da 1.5 derece ve [50]'de 15 derece civarındadır. Bu tez çalışmasında kullanılan DSP yüksek işlem hızına ve hızlı bir veri transferine sahip olmadığından dolayı yaklaşık 25 derece konum hatası ile algılayıcısız hız kontrolünü gerçekleştirmiştir. Yüksek işlem hızına ve hızlı bir veri transferine sahip DSP kullanılarak daha iyi bir sonuç elde etmek mümkündür.

Ayrıca, algılayıcı ve algılayıcısız çalışma durumlarında elde edilen sonuçlar karşılaştırılmıştır. Her iki durum için incelenen çevirici çıkış hat gerilimi ve yük akımı harmonik spektrumları gözlemlenmiştir. Bunlara ek olarak matris çeviricinin önemli özelliklerinden biri olan çift yönlü güç akışı sağlayabildiğini gösteren bir uygulama da yapılmıştır.

Matris çeviriciden beslenen vektör kontrollü PMSM sürücü sistemi; algılayıcı ve algılayıcısız olarak başarılı bir şekilde gerçekleştirilmiştir.

7. SONUÇLAR

Günümüzde elektrik enerjisi talebinin hızlı bir şekilde artmasının yanı sıra, güç elektroniği kullanan cihazların da artması nedeniyle güç kalitesi problemlerinin giderilmesi önem kazanmıştır. Endüstrideki elektrik enerjisinin büyük bir kısmını elektrik motorları tükettiğinden, verimi yüksek motor sürücü sistemlerine ihtiyaç duyulmaktadır. Endüstride kullanılan motorların çok büyük bir kısmını asenkron motorlar oluşturmaktadır. Bundan dolayı asenkron motorların verimliliğini yükseltmek için birçok çalışma yapılmış ve yüksek verimli asenkron motorlar üretilmiştir. Ancak yine de PMSM'nin verimliliğini elde etmek mümkün olmamıştır. Özellikle, asenkron motorlarda istenilen yüksek moment değerleri, verimsiz olan redüktör ve kayış-kasnak sistemleri ile elde etmek zorunda kaldığından genel anlamda toplam bir verimlilikten söz edilemez. Son zamanlarda bazı elektrik motoru üreticileri ürün yelpazesine asenkron motorlara bu alanda rakip olacak PMSM'leride eklemişlerdir. Ayrıca makina imalatçıları için önemli olan motor boyutlarının ve ağırlıklarının daha az olması gibi unsurlar, PMSM'lerin gelecekte fiyatlarının düşmesi ile birlikte asenkron motorların yerini alabileceklerini göstermektedir. Tüm bu avantajlarının yanı sıra PMSM'ler tesislerin enerji tüketimlerini de büyük ölçüde azaltmaktadırlar.

Ticari olarak kullanılan motor sürücü sistemleri genellikle iki-seviyeli eviriciler kullanılarak oluşturulmaktadır. Bilindiği gibi kontrolsüz doğrultucuyla beslenen bu tür sürücü sistemler; giriş akımının yüksek harmonik içeriği, çift yönlü güç akışına müsaade etmemesi, sürücünün $1/3$ 'ü oranında yer kaplayan büyük dc-link kondansatörlerine ihtiyaç duyması gibi bazı dezavantajlara sahiptir. Bu tür bir sistem PWM bir doğrultucudan beslenen eviriciler (back-to-back) yardımıyla giderilebilir ancak bu durum tam bir çözüm oluşturmaz. Ac-ac dönüşümü tek bir adımda gerçekleştirebilen bir matris çevirici ile tüm bu problemler giderilebilir. Matris çevirici ac-ac dönüşümü tek bir adımda gerçekleştirdiği için dc-link kondansatörüne ihtiyaç duymaz. Ayrıca doğal yapısından dolayı çift yönlü güç akışına müsaade eder. Tüm bu avantajlar bir motor sürücü sistemi için çok önemli özelliklerdir. Özellikle, çift yönlü güç akışının sağlanabilmesi verimlilik açısından oldukça önemli bir özelliktir. Tüm bu avantajların yanı sıra matris çevirici ile oluşturulan bir motor sürücü sisteminin giriş ve çıkış akımlarının harmonik içeriklerinin ticari olarak kullanılan motor sürücü sistemlerine göre daha iyi olduğu söylenebilir. Bu özelliklere ilave olarak matris çevirici tam kontrollü giriş yer değiştirme faktörüne sahiptir. Matris çeviricinin giriş geriliminin

maksimum değerinin %86,6 oranında çıkış gerilimine müsaade etmesi bir dezavantajdır. Ancak motor sargılarının bu gerilim oranına göre modifiye edilmesi üretici firma tarafından kolaylıkla gerçekleştirilebilir. Ayrıca günümüzde kullanılan PMSM'ler, sürücüsüyle birlikte satıldıkları için standart bir gerilim seviyesine sahip değillerdir. Böylece bu problem bu tip motorlar ile kolaylıkla giderilebilir.

Endüstride kullanılan birçok makineye elektrik motorları hareket verir. Ayrıca bazı uygulamalarda motorun hız veya konum bilgisine ihtiyaç duyulur. Motor hızını/konumunu ölçmek için, motor miline bağlanan enkoder, resolver veya tako generatör gibi algılayıcılar tercih edilmektedir. Kullanılan bu algılayıcılar, sistemin toplam maliyetini, boyutunu ve bakımını arttırmaktadır. Bundan dolayı motorun hız/konum bilgisi motor miline bağlı bir algılayıcı olmadan bir gözlemleyici kullanılarak tahmin edilebilir.

Bu tezde; PMSM'in asenkron motorlara, matris çeviricinin eviriciye ve algılayıcısız kontrolün algılayıcılı kontrole olan üstünlükleri göz önünde bulundurularak matris çevirici ile beslenen GKF tabanlı algılayıcısız bir PMSM sürücü tasarımı gerçekleştirilmiştir. PMSM sürücü sistemini kontrol etmek için TMS320F28335 işlemcili bir DSP kartı kullanılmıştır. DSP programı; vektör kontrolü, Venturini algoritması ve GKF algoritması olmak üzere üç temel kısımdan oluşturulmuştur. Bu işlemler, 32-bit virgüllü (32bits floating) işlemler ile yapılmasına rağmen 400 µs'lik bir süre içinde elde edilebilmektedir. Kullanılan DSP kartının fiyatının çok düşük olması sürücü sisteminin toplam maliyetini önemli ölçüde azaltmıştır. Böylece ucuz ve kompakt bir PMSM sürücü sistemi elde edilmiştir. Matris çevirici ile oluşturulan motor sürücüsü farklı yük koşullarında ve dört-bölgeli çalışmayı elde edecek şekilde farklı hız referanslarında çalıştırılmıştır. Ayrıca algılayıcılı ve algılayıcısız PMSM sürücü sistemi karşılaştırılmış ve GKF tabanlı bir algılayıcısız sürücünün tercih edilebilir bir gözlemleyici olduğu gösterilmiştir. Gelecekte PMSM'ler asenkron motorların yerini alabileceği ve matris çeviricilerin özellikle büyük güçlü PMSM'ler için iyi bir motor sürücüsü olabileceği, yarıiletken teknolojisindeki yeniliklerle fiyatların düşmesi sonucunda daha popüler olacağı söylenebilir.

Gelecek çalışmalar için daha hızlı bir DSP veya DSP-FPGA çifti kullanılarak daha yüksek anahtarlama frekansında matris çevirici anahtarlabilir ve kontrol döngüsü hızı arttırılabilir. Böylece, kontrol performansı açısından daha iyi sonuç elde edilebilir. Ek olarak çok düşük hızlarda ve sıfır hızda algılayıcısız hız/konum kontrolü gerçekleştirilebilir.

KAYNAKLAR

- [1] **Bose, B. K.**, 2002. Modern Power Electronics and AC Drives, *Prentice Hall PTR*.
- [2] **Blaschke, F.**, 1972. The principle of field-orientation as applied to the new Transvektor closed-loop control system for rotating machines, *Siemens review* **34**, 217-220.
- [3] **Thoenes, P., Blaabjerg, F.**, 2004. Adjustable Speed Drives in the Next Decade, Future Steps in Industry and Academia, *Electric Power Components and Systems*, **32**, 13-31.
- [4] **Bose, B. K.**, 1996. Power Electronics and Variable Frequency Drives: Technology and Applications, *IEEE Press, New York*.
- [5] **Paresh, C. S.**, 1990. Electric Motor Drives and Control-Past, Present, and Future, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, **37**(6), 562-575.
- [6] **Klumpner, C., Nielsen, P., Boldea, I. ve Blaabjerg, F.**, 2002. New solutions for a low-cost power electronic building block for matrix converters, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, **49**(2), 336-342.
- [7] **Gyugyi, L. ve Pelly, B.R.**, 1976. Static power chargers theory, performance and application, *John Wiley&Son Inc.*
- [8] **Venturini, M. ve Alesina, A.**, 1980. The generalized transformer: A new bi-directional wave form frequency converter with continuously adjustable input power factor, *IEEE PESC*, 242-252.
- [9] **Venturini, M.**, 1980. A new sine wave in, sine wave out conversion technique eliminates reactive elements, *Proceeding of Powercon7*, E3-1-E3-15.
- [10] **Wheeler, P. W., Rodriguez, J., Clarke J. C., Empringham L. ve Weinstein A.**, 2002. Matrix converters: a technology review, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, **49**(2), 276-288.
- [11] **Huber, L., Borojevic, D.**, 1995. Space vector modulated three-phase to three-phase matrix converter with input power factor correction, *IEEE Trans. on Industry Applications*, **31**, 1234-1246.
- [12] **Milanovic M., Dobaj B.**, 2000. Unity input displacement factor correction principle for direct AC to AC matrix converters based on modulation strategy, *IEEE Trans. on Circuits and Systems.*, **47**(2), 221-230.

- [13] **Casadei D., Serra G., ve Tani A.,** 1998. Reduction of the input current harmonic content in matrix converters under input/output unbalance, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, **45**(3), 401-411.
- [14] **Kim S., Sul S. K., ve Lipo T. A.,** 2000. AC/AC power conversion based on matrix converter topology with unidirectional switches, *IEEE Trans. on Industry Applications*, **36**(1), 139-145.
- [15] **Podlesak, T. F., Katsis, D. C., Wheeler, P. W., Clare, J. C., Empringham, L. ve Bland, M.,** 2005. A 150-kVA vector-controlled matrix converter induction motor drive, *IEEE Trans. on Industry Applications*, **41**(3), 841-847.
- [16] **Bouchiker S., Capolino G. A., ve Poloujadoff M.,** 1998. Vector control of a permanent-magnet synchronous motor using ac-ac matrix converter, *IEEE Trans. on Power Electronics*, **13**(6), 1089-1099.
- [17] **Piippo, A., Hinkkanen, M. ve Luomi, J.,** 2009. Adaptation of motor parameters in sensorless PMSM drives, *IEEE Trans. on Industry Applications*, **45**(1), 203-212.
- [18] **Staines, C.S., Cilia, J., Michallef, B. ve Apap, M.,** 2002. Sensorless Vector Control of Surface Mount PMSM using High Frequency Injection, *Power Electronics Machines and Drives*, Conference Publication, 44-48.
- [19] **Jang, J., Sul, S., Ha, J., Ide, K., ve Sawamura, M.,** 2003. Sensorless Drive of Surface-Mounted Permanent-Magnet Motor by High-Frequency Signal Injection Based on Magnetic Saliency”, *IEEE Trans. on Industry Applications*, **39**(4), 1031 - 1039.
- [20] **Arias, A., Silva, C. A., Asher, G. M., Clare, J. C. ve Wheeler, P.W.,** 2006. Use of a Matrix Converter to Enhance the Sensorless Control of a Surface-Mount Permanent-Magnet AC Motor at Zero and Low Frequency, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, **53**(2), 440 – 449.
- [21] **Bolognani, S., Oboe, R. ve Zigliotto, M.,** 1999. Sensorless Full-Digital PMSM Drive with EKF Estimation of Speed and Rotor Position, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, **46**(1), 184 –191.
- [22] **Batzel, T. D. ve Lee, K. Y.,** 2005. Electric Propulsion With Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motor: Implementation and Performance, *IEEE Trans. on Energy Conversion*, **20**(3), 575-583.

- [23] **Bolognani, S., Tubiana, L. ve Zigliotto, M.**, 2003. Extended Kalman Filter Tuning in Sensorless PMSM Drives, *IEEE Trans. on Industry Applications*, **39**(6), 1741-1747.
- [24] **Rashed, M., MacConnell, P. F., Stronach, A. A. F. ve Acarnley, P.**, 2007. Sensorless Indirect-Rotor-Field-Orientation Speed Control of a Permanent-Magnet Synchronous Motor With Stator-Resistance Estimation, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, **54**(3), 1664-1675.
- [25] **Wlas, M., Krzeminski, Z., Guzinski, J., Abu-Rub, H., ve Toliyat, H.A.**, 2005. Artificial-Neural-Network-Based Sensorless Nonlinear Control of Induction Motors”, *IEEE Trans. on Energy Conversion*, **20**(3), 520-528.
- [26] **Kwon, T.-S., Shin, M.-H. ve Hyun, D.-S.**, 2005. Speed sensorless stator flux-oriented control of induction motor in the field weakening region using Luenberger observer, *IEEE Trans. on Power Electronics*, **20**(4) 864-869.
- [27] **Gadoue, S.M., Giaouris, D. ve Finch, J.W.**, 2010, MRAS Sensorless Vector Control of an Induction Motor Using New Sliding-Mode and Fuzzy-Logic Adaptation Mechanisms, *IEEE Trans. on Energy Conversion*, **25**(2), 394-402.
- [28] **Raca, D., Garcia, P., Reigosa, D.D., Fernando, B. ve Lorenz, R.D.**, 2010. Carrier-signal selection for sensorless control of PM synchronous machines at zero and very low speeds, *IEEE Trans. on Industry Applications*, **46**(1), 167-178.
- [29] **Chen, D., Liu, T. ve Hung, C.**, 2004. Design and Implementation of a Sensorless PMSM Drive Including Standstill Starting, *The 30th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Busan, 87-992.
- [30] **Kim, J., Sul, S.**, 1997. New approach for high performance PMSM drives without rotational position sensors, *IEEE Trans. on Power Electronic*, **12**(5), 904–911.
- [31] **Matsui, N., Shigyo, M.**, 1992. Brushless dc motor control without position and speed sensors, *IEEE Trans. on Industry Applications*, **28**(1), 120–127.
- [32] **Matsui, N.**, 1996. Sensorless PM brushless dc motor drives, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, **43**(2), 300–308.
- [33] **Ertugrul, N., Acarnley, P.**, 1994. A new algorithm for sensorless operation of permanent magnet motors, *IEEE Trans. on Industry Applications*, **30**(1), 126–133.

- [34] **Solsona, J., Valla, M. I. ve Muravchik, C.,** 1996. A nonlinear reduced order observer for permanent magnet synchronous motors, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, **43**(4), 492–497.
- [35] **Solsona, J., Valla, M. I.,** 2003. Disturbance and nonlinear luenberger observers for estimating mechanical variables in permanent magnet synchronous motors under mechanical parameters uncertainties, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, **50**(4), 717–725.
- [36] **Tomita, M., Senjyu, T., Doki, S. ve Okuma, S.,** 1998. New sensorless control for brushless DC motors using disturbance observers and adaptive velocity estimators, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, **45**(2), 274–282.
- [37] **Chen, Z., Tomita, M., Doki, S. ve Okuma, S.,** 2003. An extended electromotive force model for sensorless control of interior permanent-magnet synchronous motors, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, **50**(2), 288–295.
- [38] **Ichikawa, S., Chen, Z., Tomita, M., Doki, S. ve Okuma, S.,** 2004. Sensorless controls of salient-pole permanent magnet synchronous motors using extended electromotive force models, *Electrical Engineering in Japan*, **146**(3), 55–64.
- [39] **Chen, Z., Tomita, M., Doki, S. ve Okuma, S.,** 2000. New adaptive sliding observers for position and velocity-sensorless controls of brushless DC motors, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, **47**(3), 582–591.
- [40] **Shinnaka, S.,** 2006. New sensorless vector control using minimum-order flux state observer in a stationary reference frame for permanent-magnet synchronous motors, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, **53**(2), 388–398.
- [41] **Jones, L. A., Lang, J. H.,** 1989. A state observer for the permanent magnet synchronous motor, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, **36**(3), 374–382.
- [42] **Solsona, J., Valla, M. I. ve Muravchik, C.,** 2000. Nonlinear control of a permanent magnet synchronous motor with disturbance torque estimation, *IEEE Trans. on Energy Conversion*, **15**(2), 163–168.
- [43] **Sepe, R. B., Lang, J. H.,** 1992. Real-time observer-based (adaptive) control of a permanent-magnet synchronous motor without mechanical sensors, *IEEE Trans. on Industry Applications*, **28**(6), 1345–1352.
- [44] **Low, T. S., Lee, T. H. ve Chang, K. T.,** 1993. A nonlinear speed observer for permanent-magnet synchronous motors, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, **40**(3), 307–316.

- [45] **Bolognani, S., Oboe, R. ve Zigliotto, M.,** 1999. Sensorless full-digital PMSM drive with EKF estimation of speed and rotor position, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, **46**(1), 184–191.
- [46] **Boussak, M.,** 2005. Implementation and experimental investigation of sensorless speed control with initial rotor position estimation for interior permanent magnet synchronous motor drive, *IEEE Trans. on Power Electronics*, **6**(6), 1413–1422.
- [47] **Snary, P., Bhangu, B., Bingham, C.M. ve Stone, D.A.,** 2005. Matrix converters for sensorless control of PMSMs and other auxiliaries on deep-sea ROVs, *Electric Power Applications, IEE Proceedings*, **152**(2), 382-392.
- [48] **Ojang, G., Asher, G.M., Sumner, M. ve Empringham, L.,** 2009. Position estimation of a Matrix-Converter-Fed AC PM Machine From Zero to High Speed Using PWM Excitation, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, **56**(6), 2030-2038.
- [49] **Liu, T.H., Chen, S.H., Chen, D.F.,** 2003. Design and implementation of a matrix converter PMSM drive without a shaft sensor, *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, **39**(1), 228-243.
- [50] **Arias, A., Silva, C. A., Asher, G. M., Clare, J. C. ve Wheeler, P. W.,** 2006. Use of a Matrix Converter to Enhance the Sensorless Control of a Surface-Mount Permanent-Magnet AC Motor at Zero and Low Frequency, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, **53**(2), 440-449.
- [51] **Alesina, A., Venturini, M.,** 1989. Analysis and Design of Optimum-Amplitude Nine-Switch Direct AC-AC Converters, *IEEE Trans. on Power Electronics*, **4**(1), 101-112.
- [52] **Wheeler, P.W., Clare, J., Empringham, L., Apap, M. ve Bland, M.,** 2002. Marix Converters, *Power Engineering Journal*, **16**(6), 273-282.
- [53] **Xu, S., Plikat, R., Constapel, R., Korec, J. ve Silber, D.,** 1997. Bidirectional LIGBT on SOI substrate with high frequency and high temperature capability, *Proceedings of IEEE International Symposium on Power Semiconductor Devices and IC's, ISPSD '97*, Weimar, Germany, 37-40.
- [54] **Li, H.h.,** 1998. Bidirectional lateral insulated gate bipolar transistor, *U.S.Patent* #5,793,064, Rockwell.

- [55] **Nielsen, P., Blaabjerg, F. ve Pedersen, J.K.**, 1999. New protection issues of a matrix converter design considerations for adjustable-speed drives, *IEEE Trans. on Industry Applications*, **35**(5), 1150-1161.
- [56] **Klumpner, C., Blaabjerg, F.**, 2004. Short term braking capability during power interruptions for integrated matrix converter-motor drives, *IEEE Trans. on Power Electronics*, **19**(2), 303-311.
- [57] **Beasant, R.R., Beattie, W.C. ve Refsum, A.**, 1990. An Approach to the Realisation of a High Power Venturini Converter, *Proceedings of IEEE/PESC'90*, 291-297.
- [58] **Alesina, A., Venturini, M.**, 1989. Analysis and Design of Optimum-Amplitude Nine-Switch Direct AC-AC Converters, *IEEE Trans. on Power Electronics*, **4**(1), 101-112.
- [59] **Neft, C.L., Schauder, C.D.**, 1988. Theory and Design of a 30-Hp Matrix Converter, *in Conference Records of IEEE/IAS Annual Meeting*, 934-939.
- [60] **Wheeler, P.W.**, 1997. A True Four Quadrant Matrix Converter Induction Motor Drive with Servo Performance, The Matrix Converter - Future Possibilities, *IEE Colloquium on 'Update on New Power Electronic Techniques*, London, 1/1-1/5.
- [61] **Nielsen, P. Blaabjerg, F. ve Pedersen, J.K.**, 1999. New Protection Issues of a Matrix Converter: Design Considerations for Adjustable-Speed Drives, *IEEE Trans. on Industry Applications*, **35**(5), 1150-1161.
- [62] **Mahlein, J., Braun, M.**, 2000. A Matrix Converter without Diode clamped Over-Voltage Protection, *Proceedings of IEEE-IPEMC-2000*, **2**, 817-822.
- [63] **Matsuo, T., Bernet, S., Colby, R.S. ve Lipo, T.A.**, 1996. Application of the Matrix Converter to Induction Motor Drives, *Conference Record of Thirty-First IEEE/IAS Annual Meeting*, **1**, 60-67.
- [64] **Huber, L., Borojevic, D.**, 1991. Input Filter Design of Forced Commutated Cycloconverters, *Proceedings of 6th Mediterranean Electrotechnical Conference*, **2**, 1356-1359.
- [65] **Zargari, N.R., Joos, G. ve Ziogas, P.D.**, 1993. Input Filter Design for PWM Current-Source Rectifiers, *Proceedings of Applied Power Electronics Conference and Exposition*, APEC'93, 824-830.

- [66] **Ziogas, P.D., Khan, S.I. ve Rashid, M.H.**, 1986. Analysis and design of forced commutated cycloconverter structures with improved transfer characteristics, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 1E-33(3), 271-280.
- [67] **Alesina, A., Venturini, M.**, 1981. Solid-state power conversion: a fourier analysis approach to generalized transformer synthesis, *IEEE Trans. on Circuits and Systems*, 28(4), 319-330.
- [68] **Maytum, M.J., Colman, D.**, 1983. The implementation and future potential of the venturini converter, in *Proc. Drives, Motors and Controls*, 108- 117.
- [69] **Sünter, S.**, 1995. A vector controlled matrix converter induction motor drive, *PhD Thesis*, University of Nottingham, U.K.
- [70] **Roy, G., Duguay, L., Manias, S. ve April, G.E.**, 1987. Asynchronous operation of cycloconverter with improved voltage gain by employing a scalar control algorithm, *IEEE-IAS*, 891-898.
- [71] **Huber, L., Borojevic, D.**, 1989. Space vector modulator for forced commutated cycloconverters, *Proceedings of IEEE PESC'89*, 871-876.
- [72] **Zari, L.**, 2007. Control of matrix converters, *Ph.D. Thesis*, University of Bologna.
- [73] **Rashid, M.H.**, 2001. Power Electronics Handbook, *Academic Press*.
- [74] **Nerowski, G., Plackner, K., Piepenbreier, B. ve Tolle, H. J.**, 1990. New Permanent-field Synchronous Motor with Integrate Inverters, *Proceedings of ICEM'90*, MIT, 124-131.
- [75] **Pfaff, G., Weschta, A ve Wicki A. F.**, 1984. Design and Experimental Results of a Brushless DC Servodrive, *IEEE Trans. on Industry Applications*, IA-20(4), 814-821.
- [76] **Vas, P.**, 1998, Sensorless, Vector and Direct Torque Control, *Oxford Science Publications*.
- [77] **Andersson, S.**, 2000. Optimization of a Servo Motor for an Industrial Robot Application, *Lund Institute of Technology Lund University*, 9-13.
- [78] **Hasse, K.**, 1972. Speed control methods for fast-reversing drives using controlled rectifier fed induction motors with squirrel-cage rotors, *Regelungstechnik-und-Prozess-Datenverarbeitung*, 20(2), 60-66.
- [79] **Harnefors, L.**, 1997. On Analysis, Control and Estimation of Variable Speed Drives, *KTH*, Stockholm.

- [80] **Persson, J.**, 2005. Innovative standstill position detection combined with sensorless control of synchronous motors, *M.Sc. in Applied Physics and Electrical Engineering*, Linköpings University.
- [81] **Novotny, D.W., Lipo, T.A.**, 1996. Vector control and dynamics of ac drives, *Oxford science publication*.
- [82] **Morari, M., Zafiriou, E.**, 1989. Robust Process Control, *Prentice-Hall*, New Jersey.
- [83] **Wallmark, O.**, 2001. Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor with Non-Sinusoidal Flux Density Distribution, *MSc Thesis*, Chalmers University of Technology, Göteborg, Sweden.
- [84] **Sünter, S., Altun, H.**, 2005. Control of A Permanent Magnet Synchronous Motor Fed By A Direct AC-AC Converter, *Electrical Engineering*, **87**(2), 83-92.
- [85] www.leroy-somer.com
- [86] **Erdem, E.**, 2007. Matris Çeviriciden Beslenen Bir Asenkron Motor Sürücüsünün Tasarımı ve Kontrol Algoritmalarının Uygulamasında Yeni Bir Yaklaşım, *Doktora Tezi*, Fırat Üniversitesi.

ÖZGEÇMİŞ

Ömür AYDOĞMUŞ

Fırat Üniversitesi
Teknik Eğitim Fakültesi
Elektrik Eğitimi Bölümü
Elazığ

oaydogmus@firat.edu.tr

- | | |
|------------------|--|
| 1977 | Elazığ 'da doğdu. |
| 1996-2000 | Fırat Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Bölümünden mezun oldu. |
| 2000-2003 | Elektrik motorları üreten SEZAL Elektrik Enerji A.Ş.'de kalite kontrol ve işletme mühendisi olarak görev yaptı. |
| 2003-2004 | Endüstriyel otomasyon sektöründe elektrik mühendisi olarak görev yaptı. |
| 2004-2007 | Fırat Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Elektrik Eğitimi Bölümünde Araştırma Görevlisi olarak görev yaptı. |
| 2007- | Fırat Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Elektrik Eğitimi Bölümünde Öğretim Görevlisi olarak görev yapmaya devam etmektedir. |

EKLER

EK-1: Motor Parametreleri;

P_n : 150 W

V_n : 110 V

I_s : 1.6 A

n_s : 1500 d/d

T_n : 0.96 Nm

K_T : 0.6 Nm/A

R_s : 7.3 Ω

L_d : 9.02 mH

L_q : 9.02 mH

p : 2

T_n : 0.96 Nm

J : $7 \cdot 10^{-3}$ kg.m²

B : 0 Nm s/rad



vorläufige Daten
preliminary data

Höchstzulässige Werte / maximum rated values

Elektrische Eigenschaften / electrical properties

Kollektor Emitter Sperrspannung collector emitter voltage		V_{CES}	1200	V
Kollektor Dauergleichstrom DC collector current	$T_c = 80^\circ\text{C}$ $T_c = 25^\circ\text{C}$	$I_{C, \text{nom}}$ I_C	35 55	A A
Periodischer Kollektor Spitzenstrom repetitive peak collector current	$t_p = 1\text{ms}$, $T_c = 80^\circ\text{C}$	I_{CRM}	70	A
Gesamt Verlustleistung total power dissipation	$T_c = 25^\circ\text{C}$	P_{tot}	200	W
Gate Emitter Spitzenspannung gate emitter peak voltage		V_{GES}	± 20	V
Dauergleichstrom DC forward current		I_F	35	A
Periodischer Spitzenstrom repetitive peak forward current	$t_p = 1\text{ms}$	I_{FRM}	70	A
Grenzlastintegral I^2t value	$V_R = 0\text{V}$, $t_p = 10\text{ms}$, $T_{vj} = 125^\circ\text{C}$	I^2t	300	A^2s
Isolations Prüfspannung insulation test voltage	RMS, $f = 50\text{Hz}$, $t = 1\text{min}$	V_{ISOL}	2,5	kV

Charakteristische Werte / characteristic values

Transistor Wechselrichter / transistor inverter

			min.	typ.	max.	
Kollektor Emitter Sättigungsspannung collector emitter saturation voltage	$V_{GE} = 15\text{V}$, $T_{vj} = 25^\circ\text{C}$, $I_C = I_{C, \text{nom}}$ $V_{GE} = 15\text{V}$, $T_{vj} = 125^\circ\text{C}$, $I_C = I_{C, \text{nom}}$	V_{CESat}	- -	1,7 2,0	2,1 t.b.d.	V V
Gate Schwellenspannung gate threshold voltage	$V_{CE} = V_{GE}$, $T_{vj} = 25^\circ\text{C}$, $I_C = 1,5\text{mA}$	$V_{GE(th)}$	5,0	5,8	6,5	V
Gateladung gate charge	$V_{GE} = -15\text{V} \dots +15\text{V}$	Q_G	-	0,33	-	μC
Eingangskapazität input capacitance	$f = 1\text{MHz}$, $T_{vj} = 25^\circ\text{C}$, $V_{CE} = 25\text{V}$, $V_{GE} = 0\text{V}$	C_{ies}	-	2,5	-	nF
Rückwirkungskapazität reverse transfer capacitance	$f = 1\text{MHz}$, $T_{vj} = 25^\circ\text{C}$, $V_{CE} = 25\text{V}$, $V_{GE} = 0\text{V}$	C_{res}	-	0,09	-	nF
Kollektor Emitter Reststrom collector emitter cut off current	$V_{CE} = 1200\text{V}$, $V_{GE} = 0\text{V}$, $T_{vj} = 25^\circ\text{C}$	I_{CES}	-	-	5	mA
Gate Emitter Reststrom gate emitter leakage current	$V_{CE} = 0\text{V}$, $V_{GE} = 20\text{V}$, $T_{vj} = 25^\circ\text{C}$	I_{GES}	-	-	400	nA

prepared by: M. Münzer

date of publication: 2001-08-16

approved: M. Hierholzer

revision: 3



vorläufige Daten
preliminary data

Charakteristische Werte / characteristic values

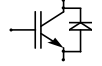
Transistor Wechselrichter / transistor inverter

			min.	typ.	max.	
Einschaltverzögerungszeit (induktive Last) turn on delay time (inductive load)	$I_C = I_{C, nom}, V_{CC} = 600V$	$t_{d, on}$	-	85	-	ns
	$V_{GE} = \pm 15V, R_G = 27\Omega, T_{vj} = 25^\circ C$					
	$V_{GE} = \pm 15V, R_G = 27\Omega, T_{vj} = 125^\circ C$					
Anstiegszeit (induktive Last) rise time (inductive load)	$I_C = I_{C, nom}, V_{CC} = 600V$	t_r	-	30	-	ns
	$V_{GE} = \pm 15V, R_G = 27\Omega, T_{vj} = 25^\circ C$					
	$V_{GE} = \pm 15V, R_G = 27\Omega, T_{vj} = 125^\circ C$					
Abschaltverzögerungszeit (induktive Last) turn off delay time (inductive load)	$I_C = I_{C, nom}, V_{CC} = 600V$	$t_{d, off}$	-	420	-	ns
	$V_{GE} = \pm 15V, R_G = 27\Omega, T_{vj} = 25^\circ C$					
	$V_{GE} = \pm 15V, R_G = 27\Omega, T_{vj} = 125^\circ C$					
Fallzeit (induktive Last) fall time (inductive load)	$I_C = I_{C, nom}, V_{CC} = 600V$	t_f	-	65	-	ns
	$V_{GE} = \pm 15V, R_G = 27\Omega, T_{vj} = 25^\circ C$					
	$V_{GE} = \pm 15V, R_G = 27\Omega, T_{vj} = 125^\circ C$					
Einschaltverlustenergie pro Puls turn on energy loss per pulse	$I_C = I_{C, nom}, V_{CC} = 600V, L_\sigma = 70nH$ $V_{GE} = \pm 15V, R_G = 27\Omega, T_{vj} = 125^\circ C$	E_{on}	-	3,5	-	mJ
Ausschaltverlustenergie pro Puls turn off energy loss per pulse	$I_C = I_{C, nom}, V_{CC} = 600V, L_\sigma = 70nH$ $V_{GE} = \pm 15V, R_G = 27\Omega, T_{vj} = 125^\circ C$	E_{off}	-	4,8	-	mJ
Kurzschlussverhalten SC data	$t_P \leq 10\mu sec, V_{GE} \leq 15V, T_{vj} \leq 125^\circ C$ $V_{CC} = 900V, V_{CEmax} = V_{CES} - L_{\sigma CE} \cdot di/dt$	I_{SC}	-	140	-	A
Modulinduktivität stray inductance module		$L_{\sigma CE}$	-	-	-	nH
Leitungswiderstand, Anschluss-Chip lead resistance, terminal-chip	$T_c = 25^\circ C$	$R_{CC'/EE'}$	-	8	-	mΩ

Charakteristische Werte / characteristic values

Diode Wechselrichter / diode inverter

Durchlassspannung forward voltage	$I_F = I_{C, nom}, V_{GE} = 0V, T_{vj} = 25^\circ C$	V_F	-	1,65	2,1	V
	$I_F = I_{C, nom}, V_{GE} = 0V, T_{vj} = 125^\circ C$		-	1,65	t.b.d.	V
Rückstromspitze peak reverse recovery current	$I_F = I_{C, nom}, -di_F/dt = 1500A/\mu s$	I_{RM}	-	49	-	A
	$V_R = 600V, V_{GE} = -15V, T_{vj} = 25^\circ C$					
	$V_R = 600V, V_{GE} = -15V, T_{vj} = 125^\circ C$					
Sperrverzögerungsladung recovered charge	$I_F = I_{C, nom}, -di_F/dt = 1500A/\mu s$	Q_r	-	3,7	-	μQ
	$V_R = 600V, V_{GE} = -15V, T_{vj} = 25^\circ C$					
	$V_R = 600V, V_{GE} = -15V, T_{vj} = 125^\circ C$					
Ausschaltenergie pro Puls reverse recovery energy	$I_F = I_{C, nom}, -di_F/dt = 1500A/\mu s$	E_{rec}	-	1,4	-	mJ
	$V_R = 600V, V_{GE} = -15V, T_{vj} = 25^\circ C$					
	$V_R = 600V, V_{GE} = -15V, T_{vj} = 125^\circ C$					



vorläufige Daten
preliminary data

Gehäusemaße / Schaltbild Package outline / Circuit diagram

