

**T.C.  
PAMUKKALE ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ  
ELEKTRİK - ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM  
DALI**

**ENDÜSTRİYEL ASANSÖRLERDE KULLANILAN SÜREKLİ  
MIKNATISLI SENKRON MOTORLARIN ÖN YÜK TANIMLI  
V/F TABANLI AÇIK ÇEVİRİM DENETİMİ**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**ONUR BÜYÜKGÜMÜŞ**

**DENİZLİ, HAZİRAN - 2019**

**T.C.  
PAMUKKALE ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ  
ELEKTRİK - ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM  
DALI**



**ENDÜSTRİYEL ASANSÖRLERDE KULLANILAN SÜREKLİ  
MIKNATISLI SENKRON MOTORLARIN ÖN YÜK TANIMLI  
V/F TABANLI AÇIK ÇEVİRİM DENETİMİ**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**ONUR BÜYÜKGÜMÜŞ**

**DENİZLİ, HAZİRAN - 2019**

## KABUL VE ONAY SAYFASI

**Onur BÜYÜKGÜMÜŞ** tarafından hazırlanan “**Endüstriyel Asansörlerde Kullanılan Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorların Ön Yük Tanımlı V/f Tabanlı Açık Çevrim Denetimi**” adlı tez çalışmasının savunma sınavı 11.06.2019 tarihinde yapılmış olup aşağıda verilen jüri tarafından oy birliği ile Pamukkale Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik - Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı Yüksek Lisans Tezi olarak kabul edilmiştir.

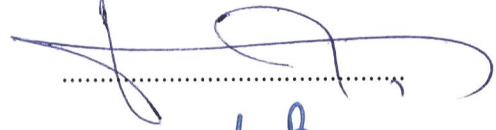
Jüri Üyeleri

İmza

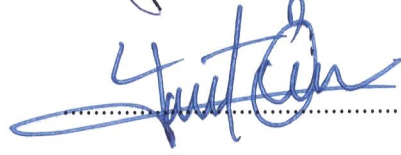
Danışman  
Doç. Dr. Selami KESLER



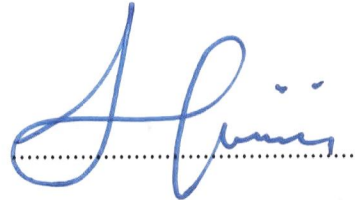
Üye  
Prof. Dr. Yüksel OĞUZ  
Afyon Kocatepe Üniversitesi



Üye  
Prof. Dr. Yusuf ÖNER  
Pamukkale Üniversitesi



Pamukkale Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun  
10/07/2019 tarih ve 28/07 sayılı kararıyla onaylanmıştır.



Prof. Dr. Uğur YÜCEL

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

**Bu tezin tasarımı, hazırlanması, yürütülmesi, araştırmalarının yapılması ve bulgularının analizlerinde bilimsel etiğe ve akademik kurallara özenle riayet edildiğini; bu çalışmanın doğrudan birincil ürünü olmayan bulguların, verilerin ve materyallerin bilimsel etiğe uygun olarak kaynak gösterildiğini ve alıntı yapılan çalışmalara atfedildiğine beyan ederim.**

**Onur BÜYÜKGÜMÜŞ**



## ÖZET

**ENDÜSTRİYEL ASANSÖRLERDE KULLANILAN SÜREKLİ  
MIKNATISLI SENKRON MOTORLARIN ÖN YÜK TANIMLI V/F  
TABANLI AÇIK ÇEVİRİM DENETİMİ  
YÜKSEK LİSANS TEZİ  
ONUR BÜYÜKGÜMÜŞ  
PAMUKKALE ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ  
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

**(TEZ DANIŞMANI: DOÇ. DR. SELAMİ KESLER)**

**DENİZLİ, HAZİRAN - 2019**

Bu tez çalışmasında, yeni bir açık çevrim kontrol yöntemi olarak endüstriyel asansörlerde kullanılmak üzere sürekli mıknatıslı senkron motorun ön yük tanımlı V/f tabanlı hız-moment denetimi önerilmiş ve gerçekleştirilmiştir. Önerilen bu yöntem, motor parametrelerine bağlı olmayan bir kontrol algoritması içermektedir bu nedenle bu yöntem motor parametre değişikliklerinden etkilenmemektedir. Geleneksel olarak bilinen sabit oranlı Volt-Hertz skaler kontrol metodu yerine motor yüküne bağlı bir Volt-Hertz oranını tanımlayan denetim yapısı içermektedir. Ayrıca, kapalı çevrim veya vektör tabanlı kontrol metotlarına göre daha az sensör kullanılan, daha düşük maliyetli ve daha az karmaşık olan yeni bir kontrol yöntemi elde edilmiştir.

Bu amaçla sürekli mıknatıslı senkron motorun benzetim çalışması için MATLAB/Simulink programı kullanılmıştır. Motor üzerinde belirli yüklenme aralıklarıyla yapılan benzetim çalışmalarında elde edilen değişken oranlı V/f değerleri tablo yapılmış, indekslenmiş ve eğri uydurma yöntemi ile de V/f oran değişiminin bağıntısı elde edilmiştir. Daha sonra, deneysel çalışmalar için bu motora uygun bir sürücü tasarımı yapılmıştır. Motorun boşa ve yük altındaki davranışı, önerilen bu yönteme göre analiz edilmiştir. Tasarımı gerçekleştirilen motor sürücü yazılımında da en son elde edilen Yük-V/f ilişkisi tanımlanmıştır. Motor parametrelerine bağlı olmadan tanımlandığı için, bu yöntem motor parametrelerinin değişiminden de etkilenmemektedir. Bu çalışmada, sürücü algoritmasında sadece yük parametresi girilerek bir sürekli mıknatıslı senkron motor kontrolünün başarılı bir şekilde yapılabileceği ortaya koyulmuştur. Böylece, endüstriyel asansörlerde kullanılacak basit, ucuz, gürbüz ve verimli bir kontrol yöntemi elde edilmiştir.

**ANAHTAR KELİMELELER:** Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor, V/f Kontrol, Ön Yük Tanımlı Kontrol, Endüstriyel Asansör, Açık Çevrim Sensörsüz Kontrol

## ABSTRACT

**PRE-LOAD DEFINED V/F BASED OPEN LOOP CONTROL OF  
PERMANENT MAGNET  
SYNCHRONOUS MOTORS USED IN INDUSTRIAL ELEVATORS  
MSC THESIS  
ONUR BÜYÜKGÜMÜŞ  
PAMUKKALE UNIVERSITY INSTITUTE OF SCIENCE  
ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERING  
(SUPERVISOR:ASSOC. PROF. SELAMİ KESLER)**

**DENİZLİ, JUNE 2019**

In this thesis, a new open loop control method with pre-load defined V/f based speed-moment control for permanent magnet synchronous motor (PMSM) used in industrial elevators, is proposed and implemented. This method includes a control algorithm independent from the motor parameters. Therefore, it is not affected by the parameter changes. Unlike conventional fixed-rate Volt-Hertz control, this method includes a control structure defining Volt-Hertz ratio depending on the pre-defined load interval. Also, compared with closed-loop and vector based control methods, the proposed method needs fewer sensors. It is lower-cost and less complicated.

MATLAB is used to simulate the permanent magnet synchronous motor. The variable ratio of V/f obtained from the simulations carried out at certain load intervals on the motor are tabulated and indexed. Thus, the relationship between a V/f ratio and defined load is achieved by curve fitting. For experiments, a suitable drive system is realized for this application. The motor with or without load is analyzed according to this proposed method. The latest Load-V/f relationship is defined in the designed motor drive software. This method is also unaffected by the change of motor parameters since it is defined irrespective of the motor parameters. In this study, it is concluded that a PMSM control can be performed successfully by simply entering the load parameter into the drive algorithm. Thus, a simple, inexpensive, robust and efficient control method for industrial elevators is achieved.

**KEYWORDS:** Permanent Magnet Synchronous Motor, V/f Control, Pre-Load Defined Control, Industrial Elevator, Open Loop Sensorless Control

# İÇİNDEKİLER

Sayfa

<b>ÖZET</b> .....	<b>i</b>
<b>ABSTRACT</b> .....	<b>ii</b>
<b>İÇİNDEKİLER</b> .....	<b>iii</b>
<b>ŞEKİL LİSTESİ</b> .....	<b>v</b>
<b>TABLO LİSTESİ</b> .....	<b>viii</b>
<b>SEMBOL LİSTESİ</b> .....	<b>ix</b>
<b>ÖNSÖZ</b> .....	<b>x</b>
<b>1. GİRİŞ</b> .....	<b>1</b>
1.1 Tezin Amacı .....	2
1.2 Tezin Konusu.....	2
1.3 Literatür Taraması .....	6
<b>2. SENKRON MOTOR</b> .....	<b>9</b>
2.1 Uyarımlı Mıknatıslı Senkron Motor .....	10
2.2 SM Senkron Motor .....	11
<b>3. SM SENKRON MOTOR KONTROL YÖNTEMLERİ</b> .....	<b>14</b>
3.1 Motor Matematiksel Modeli.....	14
3.1.1 Clarke Dönüşümü .....	14
3.1.2 Ters Clarke Dönüşümü .....	16
3.1.3 Park Dönüşümü.....	17
3.1.4 Ters Park Dönüşümü .....	18
3.1.5 Motorun Dinamik Modeli .....	19
3.2 Volt-Hertz Tabanlı Kontrol Yöntemi .....	27
3.3 Vektör Kontrol.....	32
3.3.1 Rotor Alan Yönlendirmeli Kontrol .....	33
3.3.2 Stator Alan Yönlendirmeli Kontrol .....	34
3.3.3 Mıknatıslanma Alan Yönlendirmeli Kontrol .....	34
3.4 Kapalı Çevrim Denetleyiciler.....	34
3.4.1 PID Denetleyiciler .....	34
3.4.2 Bulanık Mantık (Fuzzy) Denetleyici .....	36
3.4.3 Fuzzy PID Denetleyici.....	37
3.4.4 Yapay Sinir Ağı Denetleyici.....	38
<b>4. SM SENKRON MOTORUN ÖN-YÜK TANIMLI V/f TABANLI AÇIK ÇEVİRİM DENETİMİ</b> .....	<b>41</b>
<b>5. SENKRON MOTOR SÜRÜCÜ TASARIMI</b> .....	<b>45</b>
5.1 Motor Kontrolünde Kullanılan Modülasyon Türleri.....	47
5.1.1 Kare Dalga DGM.....	47
5.1.2 Sinüzoidal DGM.....	48
5.1.3 Uzay Vektör DGM.....	49
5.2 Doğrultma Devresi .....	50
5.3 Filtre Devresi .....	51
5.4 Buffer ve Optik Yalıtım Entegreleri.....	53
5.4.1 Buffer (Tampon) Devresi.....	53
5.4.2 Optik Yalıtım Devresi.....	54
5.5 Yalıtım Devreleri ve Önemi .....	55
5.5.1 Optik Yalıtım Devresi.....	57

5.6	Güç Anahtarlama Elemanı .....	59
5.7	Üç Faz Tam Köprülü Evirici .....	60
5.7.1	Entegre Güç Modülü .....	61
5.8	Mikrodenetleyici.....	63
5.9	Yalıtımlı Kaynaklar .....	64
<b>6.</b>	<b>SENKRON MOTOR ve SÜRÜCÜ SİSTEMİNİN BENZETİMİ .....</b>	<b>66</b>
<b>7.</b>	<b>TASARIMIN DENEYSEL MODELİ .....</b>	<b>83</b>
<b>8.</b>	<b>BULGULAR ve TARTIŞMA .....</b>	<b>94</b>
<b>9.</b>	<b>SONUÇ .....</b>	<b>96</b>
<b>10.</b>	<b>KAYNAKLAR.....</b>	<b>98</b>
<b>11.</b>	<b>ÖZGEÇMİŞ .....</b>	<b>102</b>



# ŞEKİL LİSTESİ

## Sayfa

Şekil 1.1: Geleneksel V/f kontrol eğrisi .....	3
Şekil 1.2: Önerilen V/f eğrisi.....	5
Şekil 2.1: Senkron motor çalışma prensibi .....	9
Şekil 2.2: Rotorunda uyartım sargıları bulunan senkron motor (Electrical4U 2018).....	10
Şekil 2.3: Rotoru SM senkron motorun yapısı (Jenkins 2017).....	12
Şekil 3.1: Üç faz akım vektörleri ve iki eksenli ortogonal sabit referans düzlem .....	16
Şekil 3.2: İki eksenli ortogonal sabit referans düzlemi ile 3 fazlı sabit referans düzleminde gösterimi .....	17
Şekil 3.3: Park dönüşümündeki akım vektörlerinin gösterimi .....	18
Şekil 3.4: Ters Park dönüşümündeki gerilim vektörlerinin gösterimi.....	19
Şekil 3.5: SM senkron motor eşdeğer devresi (Çelik E. 2012) .....	20
Şekil 3.6: Senkron motorun faz başına d-q eşdeğer modeli .....	24
Şekil 3.7: V/f açık çevrim kontrol diyagramı .....	28
Şekil 3.8: Başlangıçta uyarlanabilir (adaptive boost) gerilimi bulunan V/f kontrol yöntemi .....	31
Şekil 3.9: PID kontrolörün blok diyagramı. ....	35
Şekil 3.10: PID kontrolörü ile SM senkron motorun hız kontrolü uygulaması diyagramı .....	35
Şekil 3.11: Alan yönlendirmeli kontrolün bulanık mantık ile yapılması.....	36
Şekil 3.12: Fuzzy PID'nin kullanıldığı SM senkron motor sürücü şeması (Qi 2018) .....	37
Şekil 3.13: Temel yapay sinir ağı hücresi (Ünal 2009) .....	38
Şekil 3.14: Genelleştirilmiş basit bir yapay sinir ağı modeli.....	39
Şekil 3.15: YSA tahmin edicili motor kontrol yapısı (Ünal 2009).....	40
Şekil 4.1: Ön yük tanımlı V/f kontrol diyagramı.....	41
Şekil 4.2: Ön yük tanımlı V/f kontrolde kullanılan değişken V/f eğrileri .....	42
Şekil 5.1: Çeşitli güçte endüstriyel motor sürücüleri.....	45
Şekil 5.2: Kare dalga DGM sinyali üretimi .....	48
Şekil 5.3: Sinüzoidal DGM sinyali üretimi .....	49
Şekil 5.4: Uzay vektör DGM yönteminde kullanılan gerilim vektörleri .....	50
Şekil 5.5: 3 faz tam dalga doğrultucu devresi şeması.....	51
Şekil 5.6: Alternatif akımın filtrelemesi .....	52
Şekil 5.7: Bobin ve kondansatörün 3 faz tam doğrultma devresinde filtre elemanı olarak kullanılması .....	53
Şekil 5.8: 74HC541 entegresi iç şeması .....	54
Şekil 5.9: HCPL3120 optik yalıtım entegresi iç şeması .....	55
Şekil 5.10: Darbe trafolu manyetik yalıtım yönteminin kullanıldığı sürücü devresinin şeması .....	56
Şekil 5.11: Optik yalıtımın ilkesel devresi .....	56
Şekil 5.12: Sürücü tasarımında kullanılan optik yalıtım devre entegre devre şeması (Avago Technologies 2008) .....	57
Şekil 5.13: 3 faz tam köprü eviricide kullanılan optik yalıtım kartı.....	58
Şekil 5.14: IGBT'nin şematik gösterimi ve eşdeğer devresi.....	59

Şekil 5.15: 3 faz tam köprü evirici şeması.....	60
Şekil 5.16: FUJI firmasına ait IPM modül (Fuji Electric 2014).....	61
Şekil 5.17: FUJI firmasına ait IPM modülün iç yapısının şematik gösterimi (Fuji Electric 2014) .....	63
Şekil 5.18: STM32F4 discovery kiti (ST Microelectronics 2019) .....	64
Şekil 5.19: Birbirinden bağımsız dört gerilim kaynağının üretim devre şeması .....	65
Şekil 6.1: Deneysel modelde kullanılan SM senkron motorun etiketi .....	66
Şekil 6.2: Benzetimde kullanılan Matlab/Simulink diyagramı.....	69
Şekil 6.3: Motorun moment-yük grafiği.....	70
Şekil 6.4: Klasik V/f kontrolde 24-Hz için motor faz akımı .....	71
Şekil 6.5: Klasik V/f kontrolde 24-Hz için motor 3 faz akımları .....	71
Şekil 6.6: Klasik V/f kontrolde 24-Hz için motorun d-q düzlemindeki akımları.....	72
Şekil 6.7: Klasik V/f kontrolde 24-Hz için rotorun açısal hızı ve statora göre açısı .....	72
Şekil 6.8: Klasik V/f kontrolde 24-Hz için motorun ürettiği moment.....	73
Şekil 6.9: 25-Hz yüksüz çalışmada motor faz akımı .....	73
Şekil 6.10: 25-Hz yüksüz çalışmada motor 3 faz akımları .....	74
Şekil 6.11: 25-Hz yüksüz çalışmada motorun d-q düzlemindeki akımları.....	74
Şekil 6.12: 25-Hz yüksüz çalışmada rotorun açısal hızı ve statora göre açısı..	75
Şekil 6.13: 102-Hz yüksüz çalışma motor faz akımı .....	75
Şekil 6.14: 102-Hz yüksüz çalışma motorun 3 faz akımları.....	76
Şekil 6.15: 102-Hz yüksüz çalışma motorun d-q düzlemindeki akımları .....	76
Şekil 6.16: 102-Hz yüksüz çalışmada rotorun açısal hızı ve statora göre açısı.....	77
Şekil 6.17: 102-Hz yüksüz çalışmada motorun ürettiği moment .....	77
Şekil 6.18: 25-Hz çalışmada yük altında motor faz akımı.....	78
Şekil 6.19: 25-Hz çalışmada yük altında motor 3 faz akımları .....	78
Şekil 6.20: Yük altında 25-Hz çalışmada motorun d-q düzlemindeki akımları.....	78
Şekil 6.21: 25-Hz çalışmada motor yük altında rotorun açısal hızı ve statora göre açısı.....	79
Şekil 6.22: 25-Hz çalışmada motor yük altında motorun ürettiği moment .....	79
Şekil 6.23: 25-Hz yüklü çalışmada motor faz akımının THD'si .....	80
Şekil 6.24: 10-Hz'e kadar sabit duty değerinin motora bağlı yüke göre değişim eğrisi .....	81
Şekil 6.25: 102-Hz'de motora bağlı yüke göre maksimum duty değerinin eğrisi .....	81
Şekil 6.26: V/f eğrisindeki duty değerlerinin yüke göre değişimi.....	82
Şekil 7.1: Tez çalışmasında kullanılan 5.65 kW SM senkron motor.....	83
Şekil 7.2: IPM modül ve optik yalıtım kartı .....	84
Şekil 7.3: Deneysel çalışma için tasarlanan motor sürücüsü.....	85
Şekil 7.4: Deneysel çalışmada kullanılan bilgi ekranı.....	86
Şekil 7.5: Deneysel çalışmada kullanılan temsili kat butonları .....	87
Şekil 7.6: Mikrodenetleyici ile üretilen sinüzoidal DGM sinyalleri.....	87
Şekil 7.7: Senkron motor ve yük sistemi deney seti.....	88
Şekil 7.8: Motor yükleme sistemi izleme programı.....	89
Şekil 7.9: 24-Hz'de yüksüz geleneksel V/f deneyi motor faz akımı .....	90
Şekil 7.10: 25-Hz'de yüksüz çalışma motor faz akımı.....	91

<b>Şekil 7.11:</b> 102-Hz'de yüksüz çalışma motor faz akımı .....	91
<b>Şekil 7.12:</b> 102-Hz için motor hız bilgisi.....	92
<b>Şekil 7.13:</b> 25-Hz'de yüklü çalışma faz akımı .....	92
<b>Şekil 7.14:</b> Motorun çalışması esnasındaki yük grafiği.....	93

# TABLO LİSTESİ

## Sayfa

<b>Tablo 4.1:</b> Yük değerine göre örnek duty ve frekans kesim noktası değerleri.	43
<b>Tablo 6.1:</b> Benzetimde kullanılan motor parametreleri .....	67

## SEMBOL LİSTESİ

$V_a, V_b, V_c, V_{abc}, V_s$	:	Stator Faz Gerilimleri (V)
$i_a, i_b, i_c, i_{abc}, i_m$	:	Stator Faz Akımları (A)
$V_\alpha, V_\beta$	:	Ortogonal Referans Düzlemi Gerilimleri (V)
$I_\alpha, I_\beta$	:	Ortogonal Referans Düzlemi Akımları (A)
$V_d, V_q$	:	d-q Referans Düzlemi Gerilimleri (V)
$I_d, I_q$	:	d-q Referans Düzlemi Akımları (A)
$\theta$	:	Dönüş Açısı (Derece)
$\theta_r$	:	Rotorun Pozisyonu (Derece)
$R_a, R_b, R_c, R$	:	Stator Faz Sargılarının Direnç Değerleri ( $\Omega$ )
$L_{aa}, L_{bb}, L_{cc}, L$	:	Faz Sargılarının Toplam Endüktansları (H)
$L_{ab}, L_{bc}, L_{ca}, M$	:	Faz Sargıları Arasındaki Karşılıklı Endüktanslar (H)
$e_a, e_b, e_c$	:	Zıt Elektromotor Kuvveti (V)
$\Psi_a, \Psi_b, \Psi_c, \Psi_s$	:	Faz Sargılarının Toplam Akıları (Wb)
$\Psi_m$	:	Rotordaki Mıknatısların Manyetik Akısı (Wb)
$L_s$	:	Motorun Senkron Endüktans Değeri (H)
$T_e$	:	Motorun Elektriksel Momenti (Nm)
$T_L$	:	Yük Momenti (Nm)
$J$	:	Atalet Momenti ( $\text{kg.m}^2$ )
$B$	:	Sürtünme Momenti (Nm)
$\omega_r$	:	Rotorun Açısal Hızı (Rad/sn)
$\Psi_d, \Psi_q$	:	d-q Referans Düzlemi Akıları (Wb)
$L_d, L_q$	:	d-q Referans Düzlemi Endüktansları (H)
$f_s$	:	Motor Besleme Gerilimi Frekansı (Hz)
$N_s$	:	Stator Sargısının Sayısı
$k_\omega$	:	Sargı Faktörü
$Z_d$	:	Stator Sargısının Reaktansı
$e_f$	:	Rotor Manyetik Alanının İndüklediği Gerilim (V)
$t$	:	İletimde Kalma Süresi (Sn)
$\tau$	:	Periyod (Sn)
$K_p, K_i, K_d$	:	PID Parametre Sabitleri

## ÖNSÖZ

Bu tez çalışmasında, endüstriyel asansörlerde kullanılan sürekli mıknatıslı senkron motorun ön yük tanımlı V/f tabanlı açık çevrim kontrolü yapılmıştır. Çalışma için bu amaçla bir motor sürücüsü tasarlanmış olup, bu sürücü ile sürekli mıknatıslı senkron motorun kontrolü yapılmıştır. Farklı yük değerlerine göre sürücünün V/f eğrisinin otomatik ayarlandığı bu çalışmada sürücüye sadece yük parametresinin dışarıdan girilmesi yeterli olmaktadır. Ayrıca sürücünün açık çevrim ve sensörsüz tasarlanmış olması ile ekonomik ve verimli bir kontrol sistemi ortaya çıkarmıştır. Tezde benzetim çalışmasının yanı sıra deneysel çalışma da yapılmıştır.

Bu çalışmada büyük desteği olan eşime, aileme, danışman hocam Doç. Dr. Selami Kesler' e, Hakan Bilge'ye, desteklerini esirgemeyen arkadaşlarıma ve diğer öğretim elemanı hocalarıma teşekkürü bir borç bilirim.

# 1. GİRİŞ

Sürekli mıknatıslı (SM) senkron motorlar endüstride duyulan ihtiyaçlar doğrultusunda ilk çıktığı zamandan bu zamana büyük bir gelişme göstermiştir. Endüstride kullanılan konvansiyonel elektrik motorlarından daha verimli ve küçük boyutlu motorlara duyulan ihtiyaç, SM senkron motorların geliştirilmesine vesile olmuştur. Konvansiyonel elektrik motorlarına kıyasla SM senkron motorlar küçük yapısı ve yüksek güç yoğunluğuna sahip olduğundan endüstride ağırlık ve boyutun önemli olduğu yerlerde talep görmektedir. Bunların yanında SM senkron motorlar yüksek verimliliğe sahip olduğundan motorun sürekli çalıştığı yerlerde motorun ilk yatırım maliyetini kısa zamanda telafi etmesi ve kazancı arttırması endüstride bu motorların tercih edilmesindeki önemli sebeplerden biri olmuştur (Krishnan 1987).

SM senkron motorların hızlı bir şekilde gelişim göstermesi, aynı zamanda daha iyi sürekli mıknatısların geliştirilmesiyle de doğru orantılı olmuştur. Motorun rotor kısmında ihtiyaç duyulan manyetik alanı üreten mıknatısların kullanılması motorun hafiflemesine ve veriminin artmasına sebep olmuştur.

SM senkron motorların kontrolü için çeşitli yöntemler kullanılmaktadır. Bu yöntemlerden bazıları karmaşık hesaplamalar içermektedir. Bu karmaşık hesaplamaların hızlı bir şekilde yapılabilmesi SM senkron motorların düzgün kontrolü için büyük önem teşkil etmektedir. İşlem hızı ne kadar yüksek olursa SM senkron motorların kontrolü de daha doğru olmaktadır. Bu sebeple, kontrol için işlem yoğunluğu yüksek algoritmaların kullanıldığı SM senkron motorlar, teknolojinin yüksek işlem gücüne sahip mikrodenetleyicileri ve daha yüksek güçlerde anahtarlama kapasitesine sahip yarı-iletken elemanlarının geliştirebilmesi ile doğru orantılı bir gelişme göstermiştir (Çelik H. 2012).

SM senkron motorlar birçok avantaja sahip olmasına rağmen sürücü kısmında diğer motorlara kıyasla dezavantaja sahiptir. Çünkü motor kontrolünde ihtiyaç duyulan yüksek işlem yoğunluğu ve bu işlemlerin hızlı yapılmasının gerekliliği pahalı mikrodenetleyicilerin kullanılmasını gerektirmektedir. Bunun yanı sıra rotor konumunu öğrenmek için ihtiyaç duyulan konum ve hız algılayıcıları (sensör veya

transducer) ayrı bir masraf oluşturmaktadır. Bu sebeple SM senkron motorların sürücülerinde basit ve ucuz mikrodenetleyicilerin sensörsüz kontrol yöntemleriyle kullanılması daha çok tercih nedeni olsa da kararlı ve dayanıklı-güçlü kontrol metotları ve sürüş yöntemleri endüstri için vazgeçilmez olmuştur.

## **1.1 Tezin Amacı**

Bu tez çalışmasında, yük asansörlerinde kullanılmak üzere tasarlanmış düşük devirli yüksek momentli doğrudan sürümlü (redüktörsüz) yüksek güçlü SM senkron motorlar için motor parametrelerinden bağımsız, sadece kullanılacak yük aralığı tanımlanmış değişken Volt/Hertz (V/f) tabanlı açık çevrim denetiminin yapılması amaçlanmıştır. Daha ucuz, daha basit ve daha güvenilir bir kontrol metodu hedeflenmiştir.

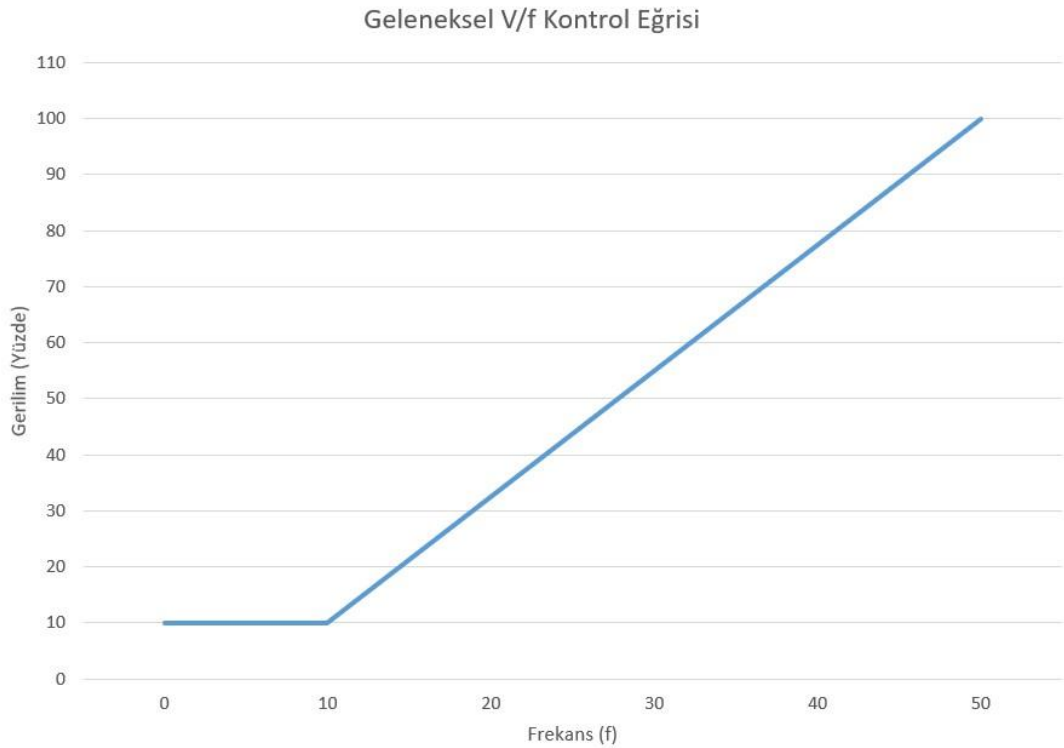
## **1.2 Tezin Konusu**

SM senkron motorun tanımının yapıldığı bu çalışmada, motor kontrol yöntemlerine ve motor sürücülerinin yapısına değinilmiştir. SM senkron motorun yapısıyla alakalı genelden özele anlatım yapılmıştır. Motorun yapısı anlatıldıktan sonra motorun matematiksel modeli verilerek bu tip motorların kontrolü için kullanılan kontrol yöntemleri anlatılmıştır. Daha sonra motor sürücüsünün genel özellikleri anlatılmış ve içyapısı hakkında detaylı bilgiler verilmiştir. Motor kontrolü esnasında eviriciye gönderilen sinyaller için kullanılan modülasyon teknikleri açıklanmıştır. Bilgisayar destekli benzetim çalışması için tezin amacına uygun kontrol yöntemi seçilmiş ve motor parametreleri ölçülünerek benzetim modeli MATLAB programında oluşturulmuştur. Oluşturulan benzetim modeli deneysel çalışmalarla desteklenmiştir. Benzetim ve deneysel çıktılar yorumlanarak tez çalışması sonuçlandırılmıştır.

V/f kontrol algoritmasının basit, uygulamasındaki kolaylık ve düşük maliyetle uygulanabilme gibi özelliklerinden dolayı endüstride kullanılan motor sürücülerin çoğunda tercih edilen bir yöntemidir. Bu kontrol yöntemi motor stator sargılarına uygulanan gerilimin genliği ile frekansın birbirine oranının sabit alınması esas alınarak

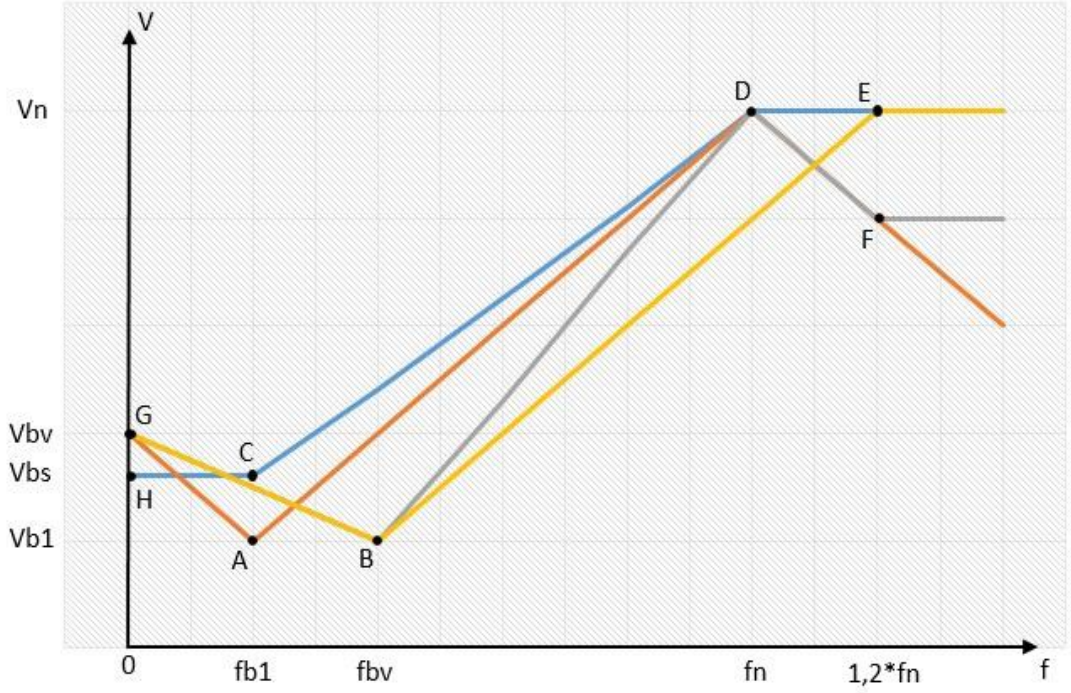


yapılır. Stator direnci ihmal edildiğinde V/f oranının sabit olması hava aralığında akımın sabit olması anlamına gelir. Motor miline yük bağlı iken motorun ilk kalkış anında stator sargı direnci üzerindeki gerilim düşümü fazla olmaktadır. V/f kontrol yönteminde birkaç Hertz'lik frekanslarda motor çalıştırılmaya başlandığında uygulanan gerilim çok düşük olacağından motor belirli bir frekansta dönmeye başlayana kadar motora arttırılmış gerilim uygulanır. Gerilimin genliği motor nominal çalışma hızına geldiğinde en fazla motorun nominal değerine kadar arttırılabilir. Motorun nominal çalışma hızının üstündeki hızlara çıkılması için daha yüksek frekans uygulanırsa, motora uygulanan gerilimin genliği arttırılmayacağı için, hız artarken moment düşer, böylece motor gücü sabit kalır. Şekil 1.1'de başlangıç frekansında bir süre sabit gerilimin uygulandığı geleneksel, standart bir V/f eğrisi verilmiştir. Bu çalışmada ise yeni ve farklı bir V/f tabanlı kontrol modeli önerilmiştir.



**Şekil 1.1:** Geleneksel V/f kontrol eğrisi

Şekil 1.2’de gösterildiği üzere motor çalışırken V/f eğrisi önceden belirlenen yük tanımına göre değişkenlik gösterecektir. Başlangıç gerilimi ( $V_{bs}$ ) motor dururken yani frekans değeri sıfır uygulanırken stator sargılarından motor nominal akımı geçene kadar arttırılarak bulunan gerilimdir. Bu başlangıç gerilimi statorun döner manyetik alanda ilk mıknatıslanmayı oluşturması ve başlangıç anında ihtiyaç duyulan momenti üretebilmesi için gereklidir. Fakat bu gerilim motor durur iken, motor ve motora bağlı yük ataletini yenmek için yeterli olmamaktadır. Dolayısıyla motor durur haldeyken başlangıç gerilimi ( $V_{bs}$ ) değerinden daha fazla gerilim uygulanarak ( $V_{bv}$ ) başlangıç ataleti yenilecek ve motorun dönmeye başlaması sağlanacaktır. Başlangıçtaki artırılmış (boost) gerilimden ( $V_{bs}$ ) daha yüksek olan bu gerilim değeri ( $V_{bv}$ ) çok az sürede uygulanacağı için motora herhangi bir zarar vermeyecektir. Motora uygulanan frekans arttırıldıkça geleneksel yöntemden farklı olarak gerilim değeri hesaplanan V/f oranına gelene kadar düşürülecektir. Bunun sebebi ise başlangıçta uygulanan yüksek gerilimin yüksek akımlara sebep olarak stator ile rotor arasındaki akıyı normal değerinden fazla yükseltmesi ve statoru doyuma götürmesidir. Bu da doğru akımda (DC) kısa devre davranışı gibidir. Başlangıçta motorun hızı arttıkça gerilimin düşürülmesinin amacı statorun doyumda çalışmasını önlemek, kayıpları azaltmak ve stator ile rotor arasındaki yüksek akıdan dolayı oluşan rotor hız salınımlarını önlemektir. Daha sonra yüke göre hesaplanan V/f eğrisine gelecek olan motor gerilim ve hızı sabit bir V/f oranıyla motorun nominal hızına kadar çıkacaktır. Motorun tam gücüne ihtiyaç olmayan yüklerde V/f eğrisi değiştirilerek (B-D, B-E eğrisi) motordaki kayıplar azaltılarak motorun daha verimli çalışması sağlanır.



**Şekil 1.2:** Önerilen V/f eğrisi

Motor tam yükte çalıştırılmadığı yani düşük moment ile çalıştığı durumlarda motorun hızını nominal hızın ( $F_n$ ) daha üstüne çıkarmak mümkündür. Motor nominal hızının üstüne çıktığında ters elektromotor kuvvet (back EMF) aynı oranda artacaktır. Motorun ürettiği ters elektromotor kuvvetin gerilim düzeyi sürücünün gerilimine yaklaşacağı hatta eşit olacağı için akım stator sargıları üzerinden daha az akacak hatta hiç akmayacaktır. Dolayısıyla motorda moment üretimi duracaktır. Bunun önüne geçebilmek için motorun stator ile rotor arasındaki hava boşluğunda bulunan akı düzeyi düşürülerek motorun ürettiği ters elektromotor kuvveti azaltılabilir. Bu bölge de alan zayıflatma bölgesi olarak bilinir. Bu bölgede, motoru daha yüksek hızda döndürebilme avantajına karşılık bu yöntemin dezavantajı, hava boşluğundaki akı değeri düşeceği için motorun ürettiği momentin de düşmesidir. Bu çalışmada kullanılacak yöntemde önceden tanımlı bir yük olduğu için motorun maksimum ne kadar moment üretmesi gerektiği bilinmektedir. Dolayısıyla, motor nominal hızından ne kadar daha hızlı döndürülebileceği, moment kaybı ile birlikte, hesaplanabilir. Alan zayıflatma yönteminin uygulanacağı nominal frekanstan ( $F_n$ ) sonraki aralık Şekil 1.2'de gösterilmiştir.

### 1.3 Literatür Taraması

Asenkron motorların miknatıslanma ve moment üretimi için stator akımını kullanması ve kaymaya bağlı verime sahip olmasından dolayı bu motorlar performanslı uygulamalar için yetersiz kalmaktadır. Bu sebeplerden dolayı yüksek verimli ve performanslı çalışan alternatif motorlar geliştirilmiştir (Pillay ve Krishnan 1989). Alternatif çözüm için geliştirilen motorlardan birisi de SM senkron motordur. Daha küçük hacime ve ağırlığa sahip bu motorlar daha yüksek moment, güç ve verime sahip olmasının yanı sıra sessiz de çalışmaktadır. Robotik ve uçaklarda arzu edilen bu kriterler bu motorların bu alanlarda tercih edilmelerine vesile olmaktadır.

Mikroişlemcilerin geliştirilmesiyle beraber karmaşık algoritmalar kullanılmaya başlanmıştır. Asenkron ve senkron motorlarda kullanılan vektör kontrol yöntemi, mikroişlemcilerin gücünün artmasına bağlı olarak 1960'lı yıllarda kullanılmaya başlanmıştır. Sistem benzetimi ve kontrol uygulamalarında değişik algoritmaların geliştirilmesi sonucunda servo akım sistemlerinde DC motoru kullanılan yerlerde asenkron ve senkron motorlar kullanılmaya başlanmıştır (Bose 1992).

Motor sürücüyü kullanan sinüzoidal elektro motor kuvvet'e (EMK) sahip SM senkron motor ve trapezoidal EMK'ya sahip fırçasız DC motorları servo uygulamalarında indüksiyon motorlarına ciddi rakip olmuştur. SM senkron motor'u sürmek için sinüzoidal, fırçasız DC motorunu sürmek için ise dikdörtgen dalga stator akımları gerekmektedir. SM senkron motorun rotoru, sargılı senkron motora konum bilgisi açısından benzetilmiştir (Pillay ve Krishnan 1988).

Vas (1998) yazdığı kitapta SM senkron motorun doğrudan moment kontrolünü vektör kontrol yöntemiyle sürülmesini anlatmıştır. Kitapta SM senkron motorun matematiksel modeli ve kontrol yönteminin blok diyagramları verilmiş ve detaylı anlatımları yapılmıştır.

Ong (1998) elektrik makinalarının benzetim ve simülasyonu için yazdığı bu kitapta elektrik motorlarının karmaşık dinamik eşitliklerini çözmek için karmaşık hesaplamalar yapabilen araçlara gerek olduğunu açıklamıştır. Kitabında çeşitli benzetim araçları arasında dinamik benzetimde kullanılabilirlik amacıyla

Matlab/Simülink programını tercih etmiştir. Matlab/Simülink'in basit kullanıcı arayüzü, yaygın olarak kullanılması ve güçlü bir hesaplama programı olmasından dolayı Matlab/Simülink'in tercih edildiğinden bahsedilmiştir.

Stulrajter ve diğ. (2007) SM senkron motorun matematiksel modelini vererek benzetim çalışması yapmışlardır. Yapılan çalışmada skaler ve vektör kontrol teorik olarak karşılaştırılmıştır. Benzetim çalışmasında skaler ve vektörel kontrolü yapılan SM senkron motorun sonuçları karşılaştırılmıştır.

Jahns vs Soong (1996) SM senkron motor ve diğer SM alternatif akım (AC) motorlarının moment düzgünlüğünün gerekli olduğu yüksek performanslı uygulamalarda kullanım alanı bulduğundan bahsetmiştir. Motorun çalışması esnasında meydana gelen cogging momenti ve moment dalgalanmaları oluşumunu en aza indirmek için daha önce yapılmış olan motor ve kontrolör tabanlı teknikleri incelemiştir. Cogging momentinin ve moment dalgalanmalarının rotor ve statorun manyetik alanları arasındaki etkileşime bağlı olarak aralarındaki açıdan kaynaklı meydana geldiğinden bahsetmektedir.

Pillay ve Krishnan (1988) SM senkron motorun dinamik modeli ve eşdeğer devresini sunmuştur.

Noriega ve Strefezza (2007) SM senkron motorun doğrudan moment kontrolü yöntemiyle yapılan uygulamalardan bahsetmiştir. Yaptıkları çalışmada SM senkron motorun doğrudan moment kontrolü ile yapılan çalışmayı bulanık mantık yöntemiyle birleştirmişlerdir. Bu sayede motorun dinamik tepkisinde, moment dalgalanmaları, akı ve moment tepkilerinde iyileştirme yapmışlardır.

Özçıra (2007) SM senkron motorda kullanılan çeşitli kontrol yöntemlerini sunmuş ve motorun özelliklerini, yapısını, matematiksel modelini sunmuştur. Yapılan çalışmada SM senkron motorun doğrudan moment kontrolü benzetim programı Matlab/Simülink'te yapılmıştır.

Öksüztepe ve Kürüm (2009) SM senkron motoru V/f kontrol yöntemi ve bulanık mantık denetleyicisiyle çalıştırmıştır. Motorun kullandığı aktif güçteki dalgalanmalar ölçümlenerek bulanık mantık denetleyicisine aktarılmış ve motora uygulanan gerilimin frekansı bu dalgalanmalara göre denetleyici tarafından

değiştirilmiştir. Bu çalışma benzetim yöntemiyle Matlab/Simülink programında doğrulanmıştır.

Asker ve diğ. (2009) uzay vektör darbe genlik modülasyonu ile sürülen SM senkron motoru V/f ve vektör kontrol tekniklerine dayanan hız kontrol yöntemleri ile çalıştırmıştır. Matlab/Simülink programının benzetimde kullanıldığı bu çalışmada vektör kontrolün V/f kontrole göre daha hassas çalışma ve yüksek performans istenen uygulamalarda tercih edilebileceğini belirtmiştir.

Tu ve diğ. (2017) fan pompa ve kompresör yüklerinde kullanılabilen SM senkron motor için uygun maliyetli V/f kontrolüne dayanan sensörsüz kontrol yöntemi sunmuştur. Motorun faz akımları okunarak kapalı çevrim hız kontrol algoritmasının kullanıldığı bu çalışma benzetim ve deneysel çalışmalarla desteklenmiştir.

Kim ve Kim (2018) SM senkron motorların sensörsüz V/f kontrolünde akım başına maksimum moment tekniği kullanmışlardır. Kapalı çevrim kontrolünün kullanıldığı bu yöntemde motor faz akımlarının okunması sonucunda ortaya çıkan yük değişim bilgisine göre motora uygulanan gerilim değeri ayarlanmıştır.

Paitandi ve Sengupta (2017) amortisör sargısız SM senkron motorun V/f yöntemiyle güvenilir ve verimli bir şekilde kontrolünü sunmuştur. Amortisör sargısı olmadan SM senkron motorun yüksek hızlarda açık çevrim V/f kontrolünde hızın kararsız olduğundan bahsetmiştir. Yapılan çalışmada motorun çektiği güç değişimlerinden motora uygulanan uygun modülasyon frekansı ayarlanarak açık çevrim V/f'deki yaşanan kararsızlık ortadan kaldırılmıştır.

## 2. SENKRON MOTOR

Senkron motorlar elektrik enerjisini mekanik enerjiye dönüştürmek için kullanılan sürekli durum koşulları altında hızı stator akımının frekansı ile orantılı olan bir alternatif akım makinesidir. Konvansiyonel elektrik motorlarına benzer şekilde senkron motorlar da hareketsiz olan stator ve hareketli olan rotor adları verilen iki ana bölümden oluşmaktadır. Her iki bölümde motorun mekanik gücünü üreten iki bağımsız manyetik alan bulunmaktadır (Sen 2007) (Fitzgerald 2003).



Şekil 2.1: Senkron motor çalışma prensibi

Senkron motorlarda ihtiyaç duyulan bağımsız iki manyetik alanlardan birisi stator sargıları tarafından üretilmektedir. Stator sargıları motor içerisinde döner manyetik alanı üretebilmek için üzerlerinden üç faz akım akacak şekilde statora özel bir şekilde konumlandırılarak yerleştirilmiştir. Diğer manyetik alan ise rotorda bulunmaktadır. Rotordaki manyetik alan rotor sargısı ile ya da mıknatıs yardımıyla üretilmektedir.

İki mıknatıs çubuğun birbirine yakın yerleştirildiklerinde zıt kutuplarının üst üste gelmeye çalışmalarındaki gibi rotor manyetik alanı, stator manyetik alanı ile çakışmaya çalışacaktır. Rotor manyetik alanı (ve rotorun kendisi) sürekli olarak dönen stator manyetik alanını yakalamaya çalışacaktır. İki manyetik alan arasındaki açının belirli bir açıya kadar büyümesi makinanın rotoru üzerindeki momenti daha büyük

yapacaktır. Dolayısıyla senkron motorun çalışmasının temel ilkesi; rotorun, kendi etrafında dairesel dönen stator manyetik alanını asla ona tam yetişmeden kovalamasıdır. Sadece tam boşta ilen rotor ve stator alanı kısmen birlikte hareket edebilmektedirler. Şekil 2.1’de senkron motorun çalışma prensibi görsel olarak verilmiştir.

## 2.1 Uyarımlı Mıknatıslı Senkron Motor

Rotorundaki sargı yardımıyla rotor manyetik alanı oluşturularak çalışan senkron motorlardır. Rotor manyetik alanı oluşturmak için rotor üzerindeki sargıya DC vermek gerekmektedir. Rotor döner bir yapıya sahip olduğundan rotoru beslemek için kablonun direk rotora sargılarına bağlanması mümkün değildir. Rotordaki sargılara direk kablo bağlanırsa kablolar rotor dönmeye başlayınca zarar görecektir ve kullanılamaz hale gelecektir.



**Şekil 2.2:** Rotorunda uyarım sargıları bulunan senkron motor (Electrical4U 2018)



Bunun yerine rotor sargılarının her iki bağlantısına bilezik takılmıştır. Bilezik yuvarlak bir iletkene sahip basit bir araçtır. Bilezikler rotorun dönen miline stator sargılarının dışında kalacak şekilde aralıklı olarak mesafe bırakılarak montajı yapılır. Bunun dışında bileziklere temas eden fırçalarda bileziklere hizalanarak temas etmesi sağlanır. Bu sayede motor mili dönse bile fırçalar bileziklere temas etmesini devam ettirir ve rotor sargılarına DC kesintisiz olarak verilebilmektedir. Şekil 2.2’de rotorun uyarım sargıları bulunan senkron motorun görünümü verilmiştir. Sargıya verilen akım ayarlanarak rotor manyetik alanının şiddeti değiştirilebilmektedir. Bu sayede senkron motorun moment ve hız değerleri değiştirilebilmektedir. Bu motorlardaki dezavantaj fırçaların bileziklere sürtünmesinden dolayı zamanla aşınması ve rotorun üzerindeki sargılardan dolayı büyük olmasıdır.

## **2.2 SM Senkron Motor**

SM senkron motorlar motorun dönen kısmında ihtiyaç duyulan manyetik alanın yüksek güçlü kalıcı mıknatıslar tarafından sağlandığı senkron motorlardır. SM senkron motorun görünümü Şekil 2.3’te verilmiştir. Rotorunda kalıcı mıknatısların bulunması bu motoru diğer konvansiyonel motorlardan ayırmaktadır. Kalıcı mıknatısların bu motorlarda kullanılması sayesinde alan sargılarında oluşan bakır kayıpları ortadan kaldırılmakta, daha düşük ağırlıklı ve daha küçük boyutlu elektrik motorları üretilerek verim arttırılmaktadır. Diğer taraftan sürekli mıknatıslı elektrik motorlarında mıknatıslar sabit bir alan akısı üretmektedir ve bu alan akısı konvansiyonel elektrik motorlarındaki gibi alan sargılarındaki akımın değiştirilmesiyle kolayca kontrol edilememektedir. SM senkron motorlarda stator ve rotor kısımlarının değişik kombinasyonları farklı motor tasarımlarını mümkün kılmaktadır.



**Şekil 2.3:** Rotoru SM senkron motorun yapısı (Jenkins 2017)

SM senkron motorlar DC ya da alternatif akım uyarımlı olmasına bağlı olarak iki grup içerisinde incelenebilir. DC uyarımıyla çalışan elektrik motorları SM DC (SMDC) tipi, alternatif akım uyarımıyla çalışan elektrik motorları ise SM alternatif akım (SMAC) tipi olarak adlandırılmaktadır. SMDC tipi elektrik motorlarının yapısı konvansiyonel DC motorlarla benzeşmektedir. İkisi arasındaki tek fark alan sargıları yerine kalıcı mıknatısların kullanılmasıdır. Bu motorlarda komütatör ve fırçalar hala bulunmakta ve konvansiyonel DC motorlarının karşılaştığı problemlerin aynısı SMDC tip elektrik motorlarında görülmektedir.

SMAC tip elektrik motorları alanı endüvide bulunan kalıcı mıknatıslar tarafından üretilen senkron motorlardır. Bu motorlarda SMDC tip elektrik motorlarda kullanılan fırçalardan kaynaklanan sorunlar görülmez. SMAC tip elektrik motorlarında bu tip sorunların olmaması SM senkron motorlar arasında en çok tercih edilmesinin en önemli sebebidir. SMAC tip elektrik motorları trapez ve sinüzoidal olmak üzere iki farklı sınıfa ayrılabilir.

Trapez SMAC tip motorlar döndüğü sürece her bir endüktör sargısında trapez şekilde zıt elektromotor kuvvet gerilimi üretir. Trapez SMAC tip elektrik motorlarında

moment (tork) üretmek için motora kare dalga formlu akım uygulanmalıdır. İlk olarak tasarlanan bu motorlar aynı zamanda “Fırçasız Doğru Akım Motoru” olarak da isimlendirmekte ve basit bir kontrol yapısına sahiptir. Basit bir şekilde kontrol edilebilmesine rağmen tork dalgalanmalarının görüldüğü bu motor yüksek performanslı uygulamalarda kullanılmamaktadır.

Sinüzoidal SMAC tip elektrik motorlarının geliştirilmesine yüksek performanslı vektör kontrolün yapılabilmesinin mümkün olmaya başladığı 1970 ve 1980’lerde başlanmıştır. Bu motorlar indüksiyon motorlarının kullanıldığı birçok uygulamada kullanılabilir. Ayrıca sinüzoidal SMAC tip elektrikli motorlar konvansiyonel senkron motorlara benzediğinden bu motorlar SM senkron motor olarak da adlandırılır.

Bu tip motorlar döndüğü sürece her bir endüktör sargısında sinüzoidal şekilde zıt elektromotor kuvvet gerilimi üretir. Sinüzoidal SMAC tip elektrik motorlarında tork üretmek için motora sinüzoidal dalga formlu akım uygulanmalıdır.

SM senkron motorda endüvi mıknatıs yerleşimlerine göre tasarımlar farklılık göstermektedir. Bu tasarımlar arasında en çok bilinen iki tip yüzey mıknatıs ve iç mıknatıs tipleridir. Yüzey mıknatıs biçiminde olan motorlarda sürekli mıknatıslar rotor yüzeyinde bulunmaktadır. İç mıknatıs tipli motorlarda sürekli mıknatıslar rotorun içerisinde gömülü bulunmaktadır.

### **3. SM SENKRON MOTOR KONTROL YÖNTEMLERİ**

SM senkron motorlar senkron motorlar olduğu için bu motorlara uygulanan alternatif akım frekansı rotor frekansı ile hassas bir şekilde senkronize edildiğinde kesin moment değeri elde edilebilir. Bundan dolayı SM senkron motoru kontrol ederken rotor frekansının, uygulanan alternatif akım frekansına hassas bir senkronize edilmesi büyük önem taşır.

SM senkron motorlar alternatif akım motorları gibi kontrol edilebildiğinden konvansiyonel motorlara benzer şekilde kontrol edilebilmektedirler. Fakat SM senkron motorlar ile konvansiyonel AC elektrik motorları arasındaki fark, SM senkron motorlarda rotorda üretilen bağımsız manyetik alandır. Konvansiyonel AC elektrik motorlarında rotorda manyetik alan üretilmemektedir, stator sargılarının oluşturduğu manyetik alanın etkisiyle rotor alanı yönetilmekte ve motorlar dönmektedir. Dolayısıyla SM senkron motorların kontrolünde kullanılan alternatif akım motor sürme yöntemleri de SM senkron motorun yapısına göre düzenlenmektedir

#### **3.1 Motor Matematiksel Modeli**

SM senkron motorlar, bağımsız uyarımlı klasik senkron motora benzer bir matematiksel modele sahiptir. Tek farkı, değişmeyen bir manyetik alan değerinin rotorda bulunmasıdır. Motor matematiksel modelini hesaplarken kolaylık olması için iki dönüşümden faydalanılır. Bu iki dönüşüm Clarke ve Park olarak adlandırılır.

##### **3.1.1 Clarke Dönüşümü**

Üç faz stator akım değerleri Clarke dönüşümü kullanılarak üç fazlı referans düzleminden iki eksenli ortogonal sabit referans düzlemine çevrilir. Clarke dönüşümü aşağıdaki eşitliklerle ifade edilir (Clarke 1943).

$$I_{\alpha} = \frac{2}{3}(i_a) - \frac{1}{3}(i_b - i_c) \quad (3.1)$$

$$I_{\beta} = \frac{2}{\sqrt{3}}(i_b - i_c) \quad (3.2)$$

Burada  $i_a$ ,  $i_b$  ve  $i_c$  Stator Faz Akım Değerlerini temsil eder.  $I_{\alpha}$  ve  $I_{\beta}$  ise iki eksenli sabit ortogonal referans düzlemi değerlerini temsil eder. Stator üç faz değerlerinin yani  $i_a$ ,  $i_b$  ve  $i_c$  'nin dengeli olduğunu varsayarsak;

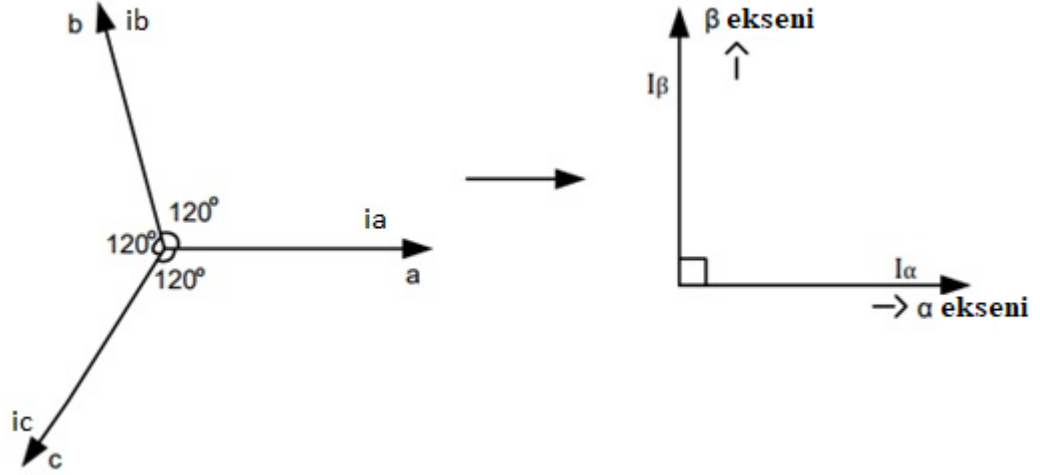
$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (3.3)$$

Olarak tanımlanabilir. Dolayısıyla  $i_a$ ,  $i_b$  ve  $i_c$  akımları:

$$I_{\alpha} = i_a \quad (3.4)$$

$$I_{\beta} = \frac{(i_a + 2i_b)}{\sqrt{3}} \quad (3.5)$$

biminde olacaktır. Üç fazlı akım vektörlerinin Clarke dönüşümünden önceki hali ve Clarke dönüşümü sonrası iki eksenli ortogonal sabit referans düzlemine çevrilmiş hali Şekil 3.1'de verilmiştir.



**Şekil 3.1:** Üç faz akım vektörleri ve iki eksenli ortogonal sabit referans düzlem

### 3.1.2 Ters Clarke Dönüşümü

İki eksenli bir ortogonal sabit referans düzleminden üç fazlı sabit referans görünümüne dönüşümü Ters Clarke dönüşümü kullanılarak gerçekleştirilir. Ters Clarke dönüşümü aşağıdaki eşitliklerle ifade edilir (Clarke 1943).

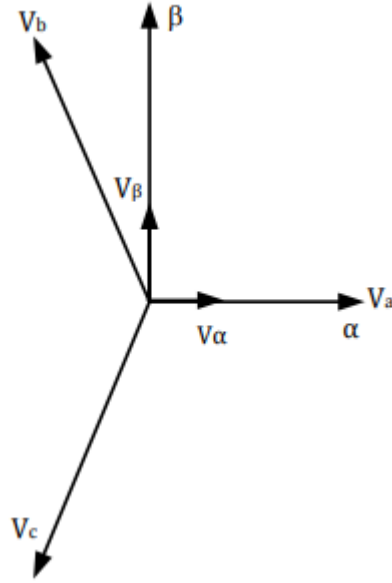
$$V_a = V_\alpha \quad (3.6)$$

$$V_b = \frac{-V_\alpha + \sqrt{3}V_\beta}{2} \quad (3.7)$$

$$V_c = \frac{-V_\alpha - \sqrt{3}V_\beta}{2} \quad (3.8)$$

Eşitlik (3.6), (3.7) ve (3.8) eşitliklerinde belirtilen  $V_\alpha$  ve  $V_\beta$ , sabit ortogonal referans düzlemi büyüklükeridir.  $V_a$ ,  $V_b$  ve  $V_c$  ise stator 3 faz sabit referans görünüm

değerleridir. Ters Clarke dönüşümündeki bahsi geçen değerlerin görünümü Şekil 3.2’de tek şekil ile gösterilmiştir.



**Şekil 3.2:** İki eksenli ortogonal sabit referans düzlemi ile 3 fazlı sabit referans düzleminde gösterimi

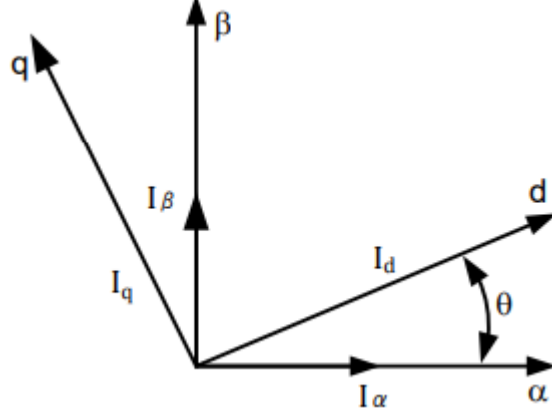
### 3.1.3 Park Dönüşümü

Clarke dönüşümünün sonucunda ortaya çıkan  $V_\alpha$  ve  $V_\beta$  sabit ortogonal eksenlerin, rotorun döner düzlemine dönüştürülmesi yöntemine Park dönüşümü denir. Park dönüşümünün sonucu olarak döner düzlemin d ve q eksenleri ortaya çıkar. Park dönüşümü aşağıdaki eşitliklerle ifade edilir (Park 1929).

$$I_d = I_\alpha \cos(\theta) + I_\beta \sin(\theta) \quad (3.9)$$

$$I_q = I_\beta \cos(\theta) - I_\alpha \sin(\theta) \quad (3.10)$$

Eşitlik (3.9) ve (3.10)'da  $I_\alpha$  ve  $I_\beta$  ortogonal sabit referans düzlem eksenleridir.  $I_d$  ve  $I_q$  döner düzlem eksen değerleridir.  $\theta$  ise dönüş açısını belirtir. Park dönüşümündeki değerlerin ve vektörlerin gösterimi Şekil 3.3'te verilmiştir.



**Şekil 3.3:** Park dönüşümündeki akım vektörlerinin gösterimi

### 3.1.4 Ters Park Dönüşümü

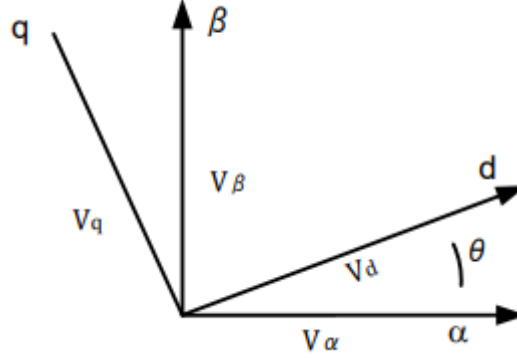
Döner referans düzlemindeki eksen değerleri Ters Park dönüşümü kullanılarak iki eksenli ortogonal sabit referans düzlemine dönüştürülür. Ters Park dönüşümü, aşağıdaki eşitliklerle ifade edilir (Park 1929).

$$V_\alpha = V_d \cos(\theta) - V_q \sin(\theta) \quad (3.11)$$

$$V_\beta = V_q \cos(\theta) + V_d \sin(\theta) \quad (3.12)$$

(3.11) ve (3.12) eşitliklerinde  $V_\alpha$  ve  $V_\beta$  ortogonal sabit referans düzlem eksenleridir.  $V_d$  ve  $V_q$  döner düzlem eksen değerleridir.  $\theta$  ise yine dönüş açısını belirtir. Ters Park dönüşümündeki değerlerin ve vektörlerin gösterimi Şekil 3.4'te verilmiştir.





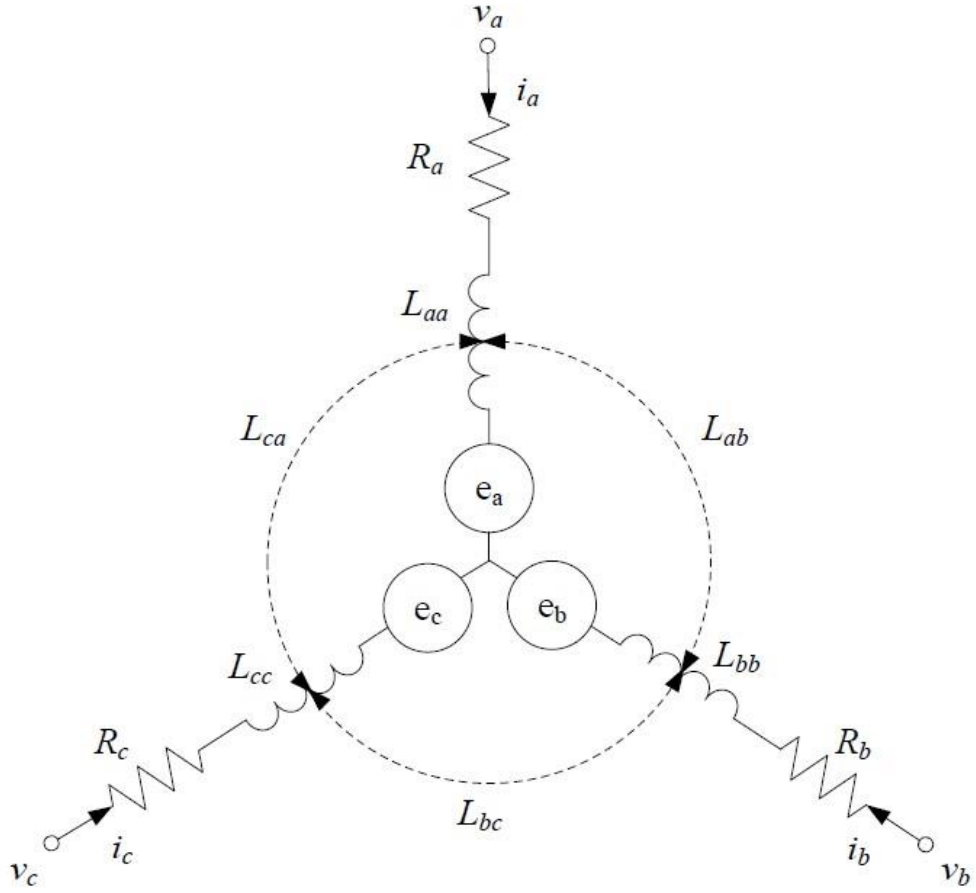
**Şekil 3.4:** Ters Park dönüşümündeki gerilim vektörlerinin gösterimi

### 3.1.5 Motorun Dinamik Modeli

Clarke ve Park dönüşümlerden faydalanılarak motorun aşağıda belirtilen varsayımlar çerçevesinde matematiksel modeli çıkartılmıştır (Krishnan 2001).

- Motorun doyuma gitmediği kabul edilmiştir.
- Açık devre stator faz gerilimlerinin sinüzoidal sinyal oluşturacak şekilde tasarlandığı düşünülmüştür.
- Stator akımlarının oluşturduğu güçlü manyetik alanın etkisi ile sabit mıknatısların mıknatısiyetlerini kaybetmeyecekleri düşünülmüştür
- Motordaki demir kayıpları, Eddy (girdap) akımlarından doğan kayıplar ve histerezis etkisi ihmal edilmiştir.
- Rotor silindirik yapıdadır ve mıknatıslar rotor yüzeyinde bulunmaktadır
- Motor parametrelerinin sıcaklık ve frekanstan etkilenmediği kabul edilmiştir

Bu kabullere göre eşitliklerinin çıkarılacağı motorun eşdeğer devresi Şekil 3.5'te verilmiştir:



Şekil 3.5: SM senkron motor eşdeğer devresi (Çelik E. 2012)

SM senkron motorun eşdeğer devreye göre üç faz eşitlikleri aşağıda verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ca} \\ L_{ab} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{bc} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Burada motor sargılarının aynı olduğu kabul edilirse  $R_a$ ,  $R_b$ ,  $R_c$  faz sargı dirençleri eşit olacağından, bu değerler (3.17) eşitliğindeki gibi tek bir ifade  $R$  ile belirtilebilir. (3.13) eşitliği faz endüktansları ve zıt emk ifadeleri manyetik akı bağlantıları kullanılarak tekrar düzenlenirse, eşitlik (3.14) gibi yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

(3.14) eşitliğindeki  $\Psi_a$ ,  $\Psi_b$ ,  $\Psi_c$  faz sargılarının toplam akılarını ifade etmektedir.  $\Psi_a$ ,  $\Psi_b$ ,  $\Psi_c$  değerleri (3.18) eşitliğinde tanımlanabilir. Motor sargılarının aynı olmasından dolayı faz sargısı toplam endüktansları ve karşılıklı endüktanslar (3.15) ve (3.16) eşitliklerindeki gibi tanımlanabilir..

$$L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} = L \quad (3.15)$$

$$L_{ab} = L_{bc} = L_{ca} = M \quad (3.16)$$

$$R_a = R_b = R_c = R \quad (3.17)$$

$$\begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ca} \\ L_{ab} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{bc} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Psi_m \cos \theta_r \\ \Psi_m \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \Psi_m \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

$$L_s = L - M \quad (3.19)$$

Eşitlik (3.18)'de  $\Psi_m$  rotordaki mıknatısların manyetik akı değeri,  $\theta_r$  ise statora göre rotorun pozisyonunu belirtmektedir. (3.19) eşitliğindeki  $L_s$  değeri motorun senkron endüktans değerine karşılık gelmektedir. Motor dengeli üç faz eşdeğer devreye sahip olduğu göz önüne alınıp (3.14), (3.15), (3.16), (3.17) ve (3.18) eşitlikleri birleştirilip düzenlenirse (3.20) eşitliği bulunmaktadır.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left\{ \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Psi_m \cos \theta_r \\ \Psi_m \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \Psi_m \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \right\} \quad (3.20)$$

Burada, parantez içerisinde türev işlemi yapıp sadeleştirme işlemi yapılırsa;

$$[V_{abc}] = R[i_{abc}] + \frac{dL_s}{d\theta_r} \omega_r [i_{abc}] + L_s \frac{d[i_{abc}]}{dt} + \frac{d\Psi_m}{d\theta_r} \omega_r \quad (3.21)$$

Motor gerilimi, (3.21) eşitliğindeki gibi bulunur. Eşitlikteki  $\omega_r$  rotorun hız ifadesidir. Motorun pozisyon ve hız eşitlikleri (3.22) ve (3.23) aşağıda verilmiştir.

$$\frac{d}{dt} \theta_r = \omega_r \quad (3.22)$$

$$\frac{d}{dt} \omega_r = \frac{\frac{p}{2} (T_e - T_L - B \left(\frac{2}{p}\right) \omega_r)}{J} \quad (3.23)$$

Burada,  $T_e$  motorun ürettiği elektriksel momenti,  $T_L$  yük momentini,  $J$  atalet momentini,  $B$  sürtünme momentini ve  $p$  motorun çift kutup sayısını göstermektedir. (3.24) eşitliğinde verilen akım eşitlikleri (3.25) eşitliğinde yerine konulursa motorun elektriksel moment ifadesi elde edilir.

$$i_a = I_m \sin \theta_r$$

$$i_b = I_m \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.24)$$

$$i_c = I_m \sin\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right)$$

$$T_e = \frac{p}{2} \left( \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega_r} \right) \quad (3.25)$$

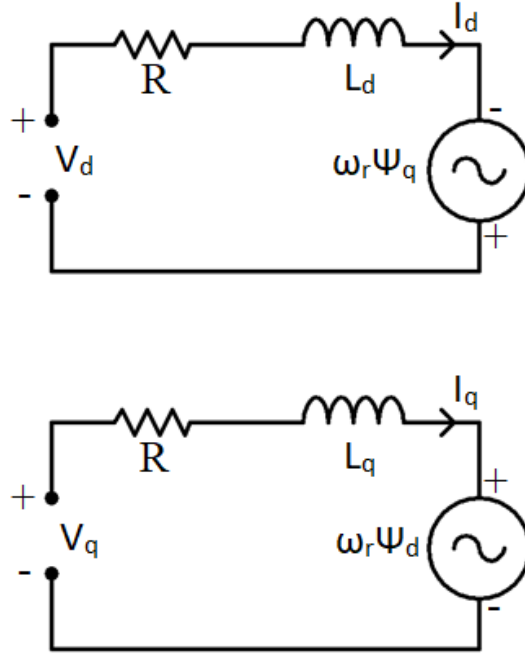
$$T_e = -\frac{p}{2} \Psi_m \left( i_a \sin \theta_r + i_b \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) + i_c \sin\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) \right)$$

(3.24) eşitliğinde  $I_m$  değeri stator faz akımlarının bileşke kuvvetini belirtmektedir. (3.25) eşitliğindeki ifade trigonometrik işlemler yapıldığında motorun ürettiği moment değeri eşitlik (3.26)'daki gibi bulunur.

$$T_e = -\frac{3p}{2} \Psi_m I_m \quad (3.26)$$

(3.26) ve (3.24) eşitlikleri incelendiğinde  $-\frac{3p}{2} \Psi_m$  değerinin sabit bir değer olduğu ve  $I_m$  değerinin de stator akımlarına bağlı olduğu görülmektedir. Bu sonuca bakılarak motordaki üretilen moment değerinin stator faz akımıyla doğrudan ilgili olduğu görülmektedir. Dolayısıyla motorda akım kontrolü yapılarak moment değeri istenildiği şekilde ayarlanabilir.

SM senkron motorun matematiksel modeli d-q referans düzlemlerine dönüştürüldüğünde ise motorun elektriksel devre şeması Şekil 3.6'daki gibi basitleştirilebilir.



Şekil 3.6: Senkron motorun faz başına d-q eşdeğer modeli

$$V_d = RI_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega_r \Psi_q \quad (3.27)$$

$$V_q = RI_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega_r \Psi_d \quad (3.28)$$

Burada manyetik akı bileşenleri:

$$\Psi_q = L_q I_q \quad (3.29)$$

$$\Psi_d = L_d I_d + \Psi_m \quad (3.30)$$

Eşitlik (3.29) ve (3.30), eşitlik (3.27) ve (3.28)'de yerine koyulup tekrar düzenlenirse (Pillay ve Krishnan 1988);

$$V_d = RI_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega_r L_q I_q \quad (3.31)$$

$$V_q = RI_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega_r L_d I_d + \omega_r \Psi_m \quad (3.32)$$

biçiminde motor gerilim eşitlikleri elde edilir. Motorun ürettiği moment değeri ise (3.33) eşitliği gibi olmaktadır.

$$T_e = \frac{3p}{2} (\Psi_m I_q - (L_d - L_q) I_d I_q) \quad (3.33)$$

Eşitlik (3.33), tüm SM senkron motorlar için geçerli bir eşitliktir. Yuvarlak kutuplu SM senkron motorlar için ise  $L_d$  ve  $L_q$  değerleri birbirine eşit olarak kabul edilmektedir. Birbirine eşit olan bu değerler (3.33) eşitliğinde yerine koyulursa yuvarlak kutuplu (rotorlu) SM senkron motorların moment denklemi eşitlik (3.34)'teki gibi olmaktadır.

$$T_e = \frac{3p}{2} (\Psi_m I_q) \quad (3.34)$$

Eşitlik (3.34) ve (3.26) incelendiğinde benzer moment değerlerinin ortaya çıktığı görülmektedir. Motorda üretilen moment stator akımlarına bağlı olmaktadır.

Eşitlik (3.34), motorun ürettiği momentin rotor mıknatıslarının manyetik akı değerine ( $\Psi_m$ ) ve d-q referans düzleminin q-vektör akımına ( $I_q$ ) bağlı olduğu görülmektedir.

Statora göre rotor konumunun ve hızının bilinmesi herhangi bir rotor pozisyonundaki motora nasıl bir gerilim vektörünün uygulanması gerektiğini belirler. Rotor konumu bilgisi bize motor milindeki istenilen moment değerinin üretilebilmesi için stator sargılarına uygulanacak gerilim ile stator akımının vektörel açısını da tanımlar. Rotor hızının bilinmesi ise stator sargılarına uygulanan elektrik akımının frekansını kesin olarak belirlememizi sağlamaktadır. Ayrıca, rotor konumu bilinirse rotor konumundaki değişimden motorun hızı da hesaplanabilir.

Rotor konumunu algılamak için çeşitli sensörlerden faydalanılmaktadır. Rotor konumunun belirlenebilmesi için kullanılan bu sensörler bize rotor manyetik alanının tam olarak nerede olduğu konusunda bilgi verir. Rotor konum bilgisi okunduktan sonra motor sürücüsü, konum bilgisine göre motoru sürmeye başlar.

Rotor miline ya da stator içerisine takılabilen konum ya da manyetik alan algılayan sensörler mevcuttur. Bu sensörler yardımıyla rotor konumu bilinmekte ve ona göre motor sürülmektedir. Farklı çeşitleri bulunan bu sensörler motor sürücü sistemine ek bir maliyet getirmektedir. Ayrıca sensörler vasıtasıyla çalışan motor kontrol yöntemleri güvenilir değildir. Sensör konum bilgilerinde oluşabilecek en küçük bir hata, motor kontrolünde sorunlara yol açabilir. Sensör kullanımından kaynaklı ek maliyet ve güvenlik problemi sorunlarını aşabilmek için sensörsüz çalışabilen yöntemler geliştirilmiştir. Sensörsüz çalışan yöntemlerde motor stator sargıları üzerinden akan akımların ve gerilimlerin ölçülmesi yapılarak akı değerleri ve açıları hesaplanarak rotor konumu tahmin edilebilmektedir. Bu yöntemlerde, sensörsüz rotor konum tahmini yapılabilmesi için karmaşık algoritmalar kullanılmaktadır. Yüksek hızlarda rotor konum bilgisi düzgün tahmin edilebilmekte iken düşük hızlarda, özellikle başlangıçta, konum bilgisi düzgün tahmin edilememektedir. SM senkron motorun rotor konum bilgisi tahmin edildikten sonra motorun sürme işlemi sensörlü kontrol yöntemleriyle benzer çalışmaktadır. Motor kontrol yöntemleri skaler ve vektörel kontrol olarak ikiye ayrılmaktadır.

Skaler kontrolde, motora uygulanan elektriksel gerilim ve frekans ayarlanarak stator ile rotor arasındaki manyetik akı sabit tutulmaya çalışılır. Açık çevrim ve kapalı

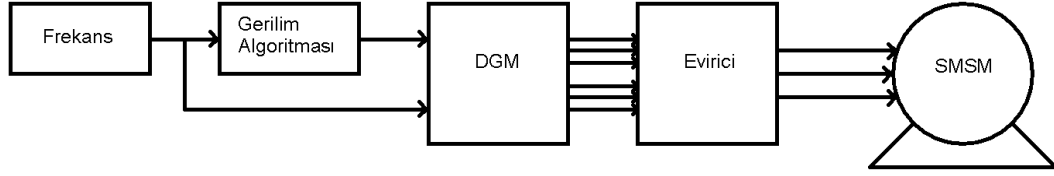


çevrim olarak uygulanabilen bu kontrol yönteminde karmaşık algoritmalara gerek duyulmamaktadır. Bu yöntemde kapalı çevrim uygulandığında rotor hızı ölçülerek geri besleme ile denetleyici üzerinden motorun istenen hızda kesin olarak çalışması sağlanır.

Vektörel kontrol yöntemlerinde, stator akımının manyetik alan ve moment üreten bileşenleri birbirinden ayrılarak motorun dinamik kontrolünün yapılması hedeflenir. Skaler kontrol yöntemiyle kıyaslandığında vektör kontrolde akımın, manyetik alan ve moment üreten bileşenlerinin ayrı ayrı kontrol edilebilmesi motorun limitleri dâhilinde anlık istenilen moment üretmesini, istenilen anlık referans hızına istenilen sürede ulaşılabilmesini, motorun sürülmesi esnasında sürücünün düşük harmonik üretmesini ve daha yüksek verimli motor sürüşü yapılmasını da sağlamaktadır. Karmaşık işlemler ve algoritmaların kullanılmasının gerektiği bu yöntem, yüksek işlem gücüne sahip donanım bileşenlerine ihtiyaç duymaktadır. Motor kontrolünün açık ve kapalı çevrim olarak yapılabilen bu kontrolde, motor akım değerlerinden en az iki tanesinin ve faz ya da DC bara geriliminin okunması düzgün bir kontrol için yeterli olmaktadır. Vektör kontrolde akım ve gerilim ölçüm devrelerine ve yüksek işlem gücüne sahip bir işlemciye gerek duyulmasından dolayı skaler kontrole göre daha maliyetlidir.

### **3.2 Volt-Hertz Tabanlı Kontrol Yöntemi**

Volt-Hertz (V/f) kontrol yöntemi, karmaşık işlemler gerektirmeyen sade ve herhangi bir geri besleme gerektirmeyen düşük maliyetli bir kontrol yöntemidir. Bu kontrol yöntemi; fan, pompa, ısıtma vb. gibi yüksek performans istenmeyen hız cevabı doğruluğunun önemli olmadığı uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadır. Açık çevrim V/f kontrol sisteminin örnek bir şeması Şekil 3.7’de verilmiştir (Asker 2009).



**Şekil 3.7:** V/f açık çevrim kontrol diyagramı

V/f kontrol yönteminde motora uygulanan gerilimin frekansı arttıkça uygulanan gerilimin de belirli oranda artışı yapılır. Motora uygulanan gerilimle frekansın oranı sabit tutulur. Bu sayede rotor ile stator arasında kalan hava aralığındaki manyetik akı sabit tutulmaya çalışılır. Bu şekilde manyetik akı her hızda sabit olacağından motorun üreteceği moment değeri de motorun miline bağlı yük değişmedikçe referans hızına kadar her hızda sabit olması beklenir.

Motorun mekanik açısal hızı, döner alan hızına senkron olup bu hız,  $\omega_r$  motora uygulanan besleme geriliminin ( $f_s$ ) frekansı ile orantılıdır.

$$\omega_r = \frac{2\pi f_s}{p} \quad (3.35)$$

Eşitlik (3.35)'de p değeri motorun çift kutup sayısını belirtmektedir. Eşitlik (3.36)'de ise alternatif akım motorlarının indüklenen geriliminin karekök ortalaması (RMS) değeri verilmiştir (Stulrajter ve diğ. 2007).

$$e_f = \sqrt{2}\pi f_s N_s k_\omega \Psi_s \quad (3.36)$$

Stator sargı direncinden kaynaklanan gerilim düşümü ihmal edildiğinde kararlı durum koşullarında stator gerilimi motorda indüklenen gerilime eşit olmaktadır. Manyetik akı ifadesi (3.37) eşitliğindeki gibi yazılabilir.

$$\psi_s = \frac{V_s}{\sqrt{2}\pi f_s N_s k_\omega} = c \frac{V_s}{f_s} \quad (3.37)$$

Motordaki stator manyetik akısını baz hızda sabit tutabilmek için sargılara uygulanan gerilim-elektriksel frekans oranı sabit tutulmaktadır. Sürekli mıknatıslı senkron motorun skaler kontrolü motorun moment eşitliğinden de bulunabilmektedir. Senkron motorun elektromanyetik momenti stator sargı direnci  $R$  ihmal edilemediğinde (3.38) eşitliğindeki gibi olmaktadır.

$$T_e = -\frac{3}{\omega_s} \left[ \frac{V_s e_f}{Z_d} \sin \left( \theta_L - \arcsin \frac{R}{Z_d} \right) - \frac{e_f^2 R}{Z_d} \right] \quad (3.38)$$

Eşitlik (3.38)'da  $V_s$  stator gerilimi,  $e_f$  rotor manyetik alanı ile indüklenen gerilim,  $R$  stator direnci,  $\theta_L$  yük açısını, stator direnci  $R$  ihmal edilirse reaktans  $Z_d = 2\pi f_s L$  olmakta ve köşeli parantez içerisindeki ikinci ifade iptal edilebilmektedir. Sürekli mıknatıslardan dolayı indüklenen gerilim eşitlik (3.39)'de verilmiştir.

$$e_f = 2\pi f_s \Psi_m \quad (3.39)$$

Stator direncini ihmal edilip reaktans ve açısal hız frekansın fonksiyonu olarak yerine koyulduğunda motorun maksimum moment değeri eşitlik (3.40)'deki gibi yazılabilir.

$$T_m = \frac{3p}{2\pi f_s} \frac{V_s e_f}{2\pi f_s L} \quad (3.40)$$

Burada  $e_f$  ve  $\omega_r$  değeri yerine koyulduğunda eşitlik (3.41) bulunur

$$T_m = \frac{3}{\omega_r} \frac{V_s 2\pi f_s \Psi_m}{2\pi f_s L} \quad (3.41)$$

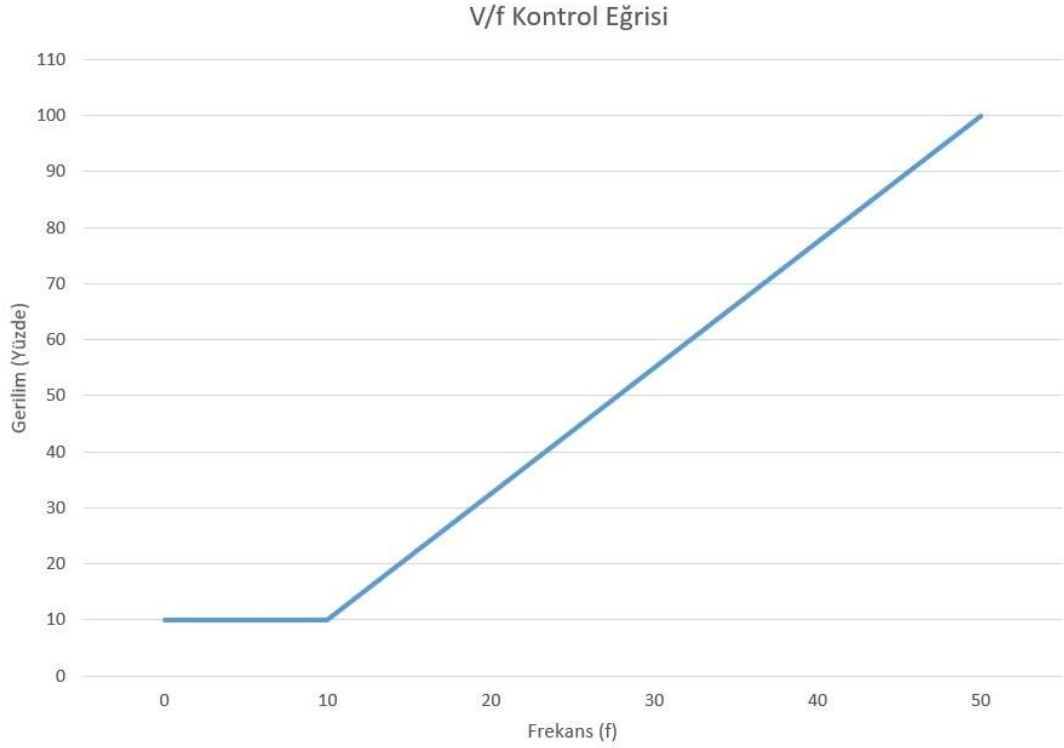
Eşitlik (3.41)'de gerekli sadeleştirmeler yapıp zamanla değişmeyen sabit değerler tek bir C değişkeni altında toplandığında eşitlik (3.42) elde edilir. Eşitlik (3.42)'teki moment eşitliği sürekli mıknatısların manyetik alanı sabit olacağından motorda üretilen moment değerinin gerilim ve frekansın oranıyla sabit olduğunu belirtmektedir.

$$T_m \equiv C \frac{V_s}{f_s} \quad (3.42)$$

$$C = \frac{3p\Psi_m}{2\pi L}$$

V/f oranı başlangıçta frekans değeri sıfıra eşit ya da sıfıra yakın olduğu için gerilim değeri de oranlı bir şekilde küçük olacaktır. Ayrıca stator sargıları üzerinden akım akmaya başladıkça stator direnci üzerinde gerilim meydana gelmektedir. Bu sebeple akan akım sargılara uygulanan gerilim düşük olduğu için stator direnci tarafından sınırlandırılır. Akımın sınırlanmasının bir sonucu olarak stator hava aralığında istenen manyetik akı üretilemez. Dolayısıyla bu sorunu aşabilmek için

motorun ilk kalkış anında ve düşük hızlarda başlangıç gerilimi sabit V/f oranının üstünde ilave (boost) sabit bir gerilim uygulanarak motor çalıştırılır. Bu sayede stator ile rotor arasındaki hava boşluğunda istenen manyetik akı üretilebilir.



**Şekil 3.8:** Başlangıçta uyarlanabilir (adaptive boost) gerilimi bulunan V/f kontrol yöntemi

V/f kontrol yönteminin avantajları ve dezavantajları maddeler halinde aşağıda verilmiştir.

V/f kontrol yönteminin avantajları:

- Motorun kalkış anında çektiği akımlar düşüktür
- Geri besleme gerektirmez
- Basit bir yapısı vardır
- Ucuz maliyetlidir

- Esnek bir kontrol yöntemidir
- Parametresi bilinmeyen ya da zamanla değişiklik gösteren motorlarda rahatlıkla kullanılabilir

V/f kontrol yönteminin dezavantajları:

- Herhangi bir geri besleme olmadığı için hız ve konum doğruluğu düşüktür
- Moment kontrolü bulunmamaktadır
- Dinamik performansı kötüdür

Bu çalışmada V/f kontrol yöntemi tercih edilmiştir. Bu yöntemin tercih edilmesinin sebepleri ucuz maliyetli olması, sensörsüz ve basit işlemlerle motor kontrolünün yapılabilmesi, yöntemin motor kontrolü esnasında motor parametrelerinin değişiminden etkilenmemesi ve motor çalışırken üretilebilecek momentin hesap edilip kontrol parametrelerinin ayarlanabilmesidir.

### **3.3 Vektör Kontrol**

Vektör kontrol elektrik motorunun moment vektörü ile akı vektörünün istenen referans değerlerinde tutularak motorun kontrolünün yapılmasını sağlayan bir kontrol tekniğidir. Alternatif akım elektrik motorlarında uygulanan vektör kontrol yöntemi ile bu motorların dinamik performansı ve verimliliği arttırılarak etkin bir şekilde hassas moment üretimi yapılmaktadır. Vektör kontrolün bu gibi avantajlarının yanı sıra bu yöntem ile motor kontrolü esnasında güç faktörü de kontrol edilebilmektedir (Vatansever 2009), (Orhan 1999).

Rotor manyetik alanının rotor sargılarından bağımsız olarak kontrol edilebiliyor oluşu bu kontrol tekniğinin SM senkron motorların kontrolünde de kullanılabilmesine olanak sağlamaktadır. Bu sayede rotorunda sargılar bulunan senkron motorlar rotorunda mıknatıs bulunanlarla aynı benzer şekilde kontrol edilebilmektedir. Vektör kontrol ile rotorunda mıknatıs bulunan senkron motorların kullanımı verimliliği arttırmaktadır.

Vektör kontrol karmaşık hesaplamalar içerdiğinden yüksek işlem gücü gerektirmektedir. Bu karmaşık hesapların hızlı bir şekilde yapılması motor kontrolü açısından hayati önem taşımaktadır. Vektör kontrolü için matematiksel işlemleri donanımsal olarak yapabilen yüksek hızlı işlemcilerin kullanılması gerekmektedir.

Alan yönlendirmeli kontrol ifadesi vektör kontrol tekniğinin ilk olarak motor sürücülerinde kullanılması nedeniyle ortaya çıkmıştır (Çelik H. 2012). Alternatif akım elektrik motorunda rotor manyetik akısına göre stator alanındaki manyetik akı ve stator akımının yönlendirilmesinden dolayı alan yönlendirme tabiri kullanılmıştır. Bunun dışında DGM doğrultucu devrelerinde akımın aktif ve reaktif bileşenleri gerilim vektörü ile kontrol edilmektedir. Bu kontrol yönteminde alan yönlendirmeli kontrol ifadesi tabiri anlamsız olacağından genel olarak vektör kontrol teriminin kullanılması uygun olmaktadır.

Vektör kontrol yöntemi kendi içerisinde kullanılan referans çerçevesine göre aşağıdaki 3 ayrı yonteme ayrılır:

- Rotor alan yönlendirmeli kontrol
- Stator alan yönlendirmeli kontrol
- Mıknatıslanma alan yönlendirmeli kontrol

### **3.3.1 Rotor Alan Yönlendirmeli Kontrol**

Motorun matematiksel eşitliklerinin rotor akı vektörüne göre tekrar düzenlenerek senkron motorun kontrolünün yapıldığı yöntemdir. Rotor alan yönlendirmeli kontrol diğer vektör kontrol yöntemlerine göre en basit, hızlı moment kontrolünün yapılabildiği, rotordaki manyetik alanının dışarıdan kontrole gerek olmadığı, SM senkron motorlarda da rahatlıkla kullanılabilen kontrol yöntemleri arasında yapılması en kolay yöntemdir. Stator sargılarına uygulanan akıma göre doğrusal moment değerlerinin elde edilebildiği bu yöntem yüksek reaktif güce ihtiyaç duyar. Bu sebeple bu yöntem yüksek güçlü makinalarda kullanılmak için uygun değildir. Rotor alan yönlendirmeli kontrol daha çok düşük güçlü ve rotorunda sürekli mıknatıs bulunduran senkron motorlarda uygulanmaktadır (Orhan 1999).

### **3.3.2 Stator Alan Yönlendirmeli Kontrol**

Motorun matematiksel eşitliklerinin stator akı vektörüne göre tekrar düzenlenerek senkron motorun kontrolünün yapıldığı yöntemdir. Bu yöntemle motorun çalışırken çektiği reaktif güç ayarlanabilmektedir. Motor milindeki yükten bağımsız olarak motorun çektiği reaktif güç ayarlanabildiğinden bu yöntemde motor sürücüsü üst düzey verimlilik ile çalışabilmektedir.

### **3.3.3 Mıknatıslanma Alan Yönlendirmeli Kontrol**

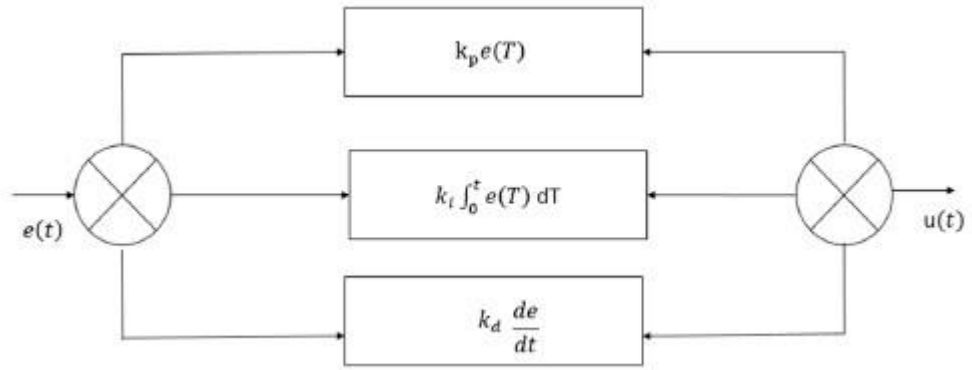
Motorun matematiksel eşitliklerinin mıknatıslanma akı vektörüne göre tekrar düzenlenerek senkron motorun kontrolünün yapıldığı yöntemdir. Basit referans değeri hesabının bulunduğu bu yöntemde stator alan yönlendirmeli kontroldeki gibi güç faktörünü kontrol etme imkânı vardır. Fakat güç faktörü kontrolü stator alan yönlendirme yöntemindeki kadar düzgün yapılamamaktadır. Yöntem bunun için tam olarak uygun değildir. Yüksek güçlerde bu yöntemle motor kontrolü yapılmaya çalışıldığında motorun çektiği reaktif güç artmakta ve kaçak akının artmasından dolayı moment değeri azalmaktadır. Bu sebeplerden dolayı yüksek güçlü motor kontrolünde verimsiz bir yöntemdir.

## **3.4 Kapalı Çevrim Denetleyiciler**

### **3.4.1 PID Denetleyiciler**

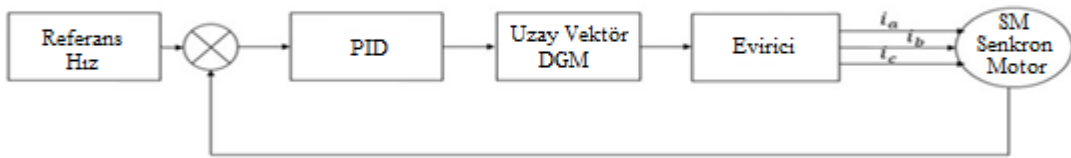
PID denetleyiciler motor kontrolünde kullanılan hızlı ve basit bir yöntemdir. Bu yöntem ile parametreleri belirli bir sistemin, uygulanan referans kontrol sinyaline en kısa sürede cevap vererek o sinyale ulaşması beklenir. Basit ve hızlı olmasının yanı sıra bu yöntemin en büyük dezavantajı kontrol ettiği sistemin parametrelerine bağımlı olarak çalışmasıdır. PID denetleyici parametrelere bağlı olarak önceden ayarlanmış  $K_p$ ,  $K_i$  ve  $K_d$  sabit değerlerine göre çalışmaktadır. PID denetleyicinin blok diyagramı Şekil 3.9'da verilmiştir (Ogata ve Yang 2002).





**Şekil 3.9:** PID kontrolörün blok diyagramı.

Bu denetleyici motor kontrolünde uygulandığında sabit motor parametrelerine göre ayarlanarak çalıştırılmaktadır. Fakat motor parametreleri değişken ve lineer olmadığı için PID denetleyicisinin düzgün çalışması için tekrar tekrar PID parametrelerinin ayarlanması gerekmektedir (Kesler 2006). Şekil 3.10'da SM senkron motorun PID denetleyicisi ile kapalı çevrim olarak yapılan çalışmanın blok diyagramı verilmiştir.



**Şekil 3.10:** PID kontrolörü ile SM senkron motorun hız kontrolü uygulaması diyagramı

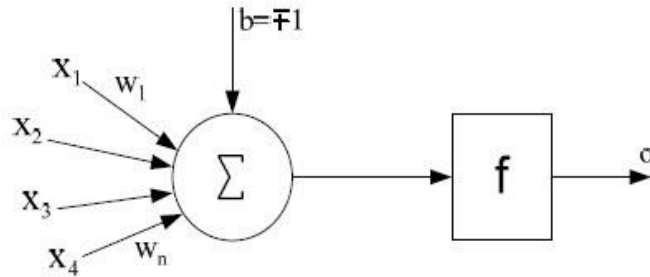




görülmektedir. Burada motordan ölçümlenen hız verisi referans hız değeriyle karşılaştırılarak fuzzy PID algoritmasına girilmektedir. Burada fuzzy PID algoritması motoru referans hıza en kısa zamanda getirebilmek için uygun kontrol sinyallerinin değerlerini üretmektedir. Fuzzy PID kontrol sayesinde motor konvansiyonel PID kontrole göre daha performanslı ve güvenilir çalışmaktadır (Qi 2018).

#### 3.4.4 Yapay Sinir Ağı Denetleyici

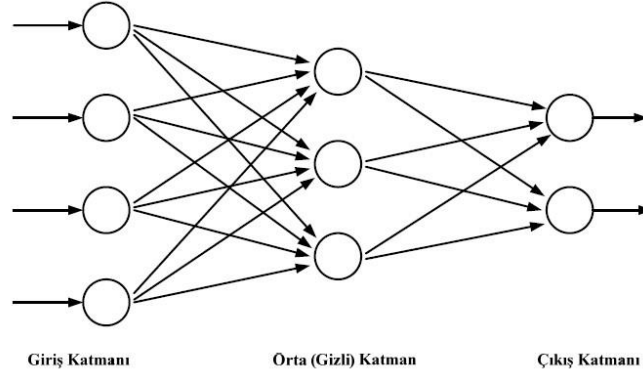
Yapay sinir ağı (YSA) insan yapısındaki sinirlerden esinlenerek ortaya çıkmış bir bilgi işleme tekniğidir. YSA insan beyninin öğrenme, hafızaya alma ve bilgiler arasında ilişki kurma gibi özelliklerini en basit şekliyle taklit etmektedir. YSA'da insan bedenindeki sinirlere benzer oluşturulan yapay sinirler birbirleriyle çeşitli şekilde bağlantı kurarak yapay sinir ağı dediğimiz yapıyı meydana getirirler. YSA'lar kompleks, çözülmesi zor veya ekonomik olmayan problemleri çözmek için birçok alanda kullanılmaktadır (Ünal 2009) (Lin ve diğ. 2001) (Elbuluk ve diğ. 2002) (Zare 2008).



Şekil 3.13: Temel yapay sinir ağı hücresi (Ünal 2009)

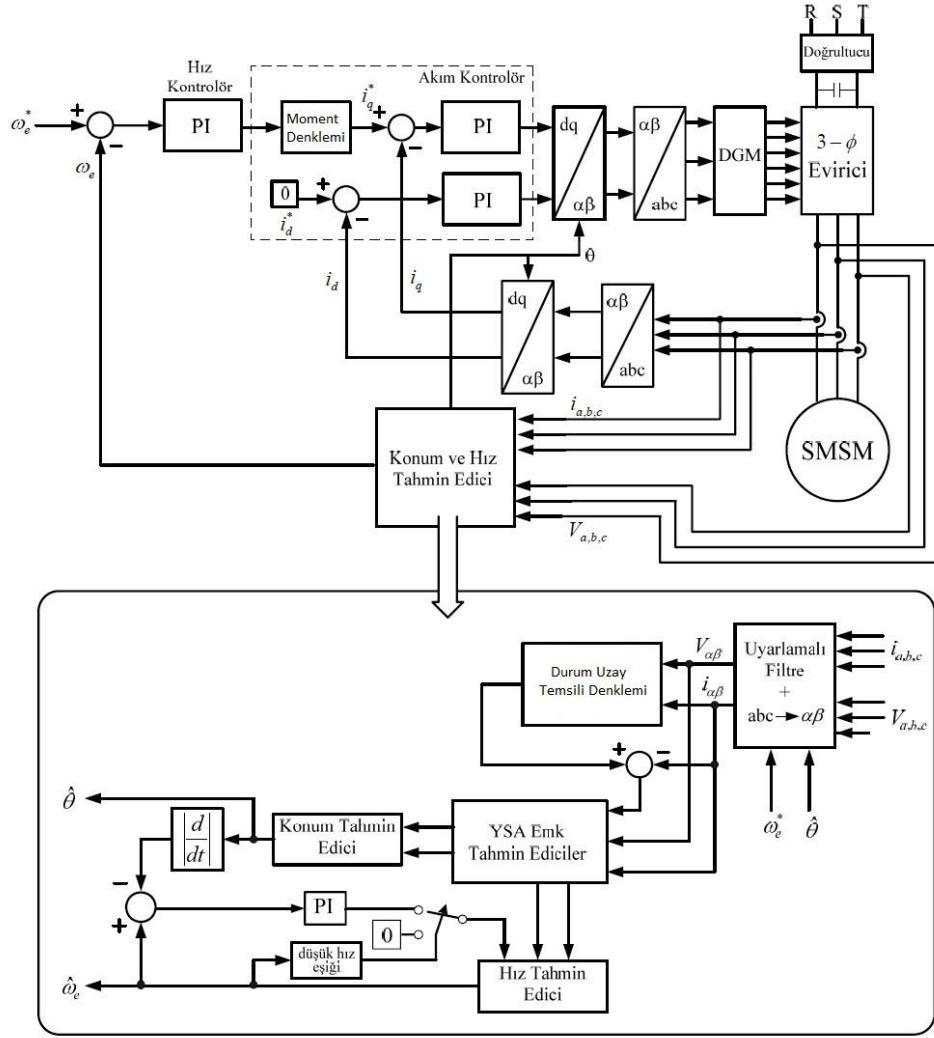
YSA'da kullanılan en temel yapılardan biri Şekil 3.13'de verilmiştir. Bu yapay sinir ağı hücresine dışarıdan gelen bilgiler ( $X_1$ ,  $X_2$ ,  $X_3$ ,  $X_4$ ) belirli sayılarla çarpılarak toplanmakta ve üretilen çıkış fonksiyonu yapılan uygulamaya göre istenen şekilde üretilebilmektedir. Birden çok yapay sinir ağı hücresi bir araya gelerek Şekil 3.14'te

verilmiş olan yapay sinir ağını oluşturmaktadır. Yapay sinirler hangi çıkışa etki ediyorsa ve hangi diğer yapay sinirle alakalıysa farklı katmanlarda birbiriyle bağlantı kurarlar..



**Şekil 3.14:** Genelleştirilmiş basit bir yapay sinir ağı modeli

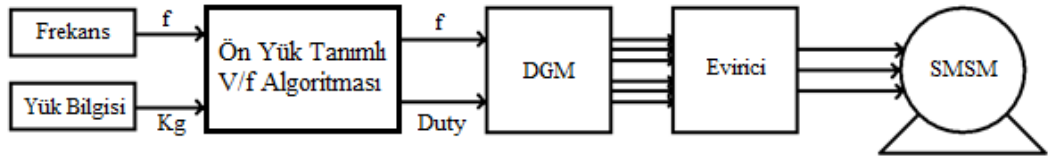
Şekil 3.15'teki YSA sistemi ile SM senkron motora uygulanan gerilim ve akım verilerini işleyerek motorun statora göre rotorun açısını ve rotorun dönme hızını tahmin etmektedir. Tahmin edilen değerler referans değerleri ile karşılaştırılıp PI denetleyicilere aktarılmaktadır. PI denetleyiciler referans değerleri ile tahmin değerleri arasındaki fark sıfırlanıncaya kadar motora uygulanan gerilim ve frekansı düzenlemektedir.



Şekil 3.15: YSA tahmin edicili motor kontrol yapısı (Ünal 2009)

#### 4. SM SENKRON MOTORUN ÖN-YÜK TANIMLI V/f TABANLI AÇIK ÇEVİRİM DENETİMİ

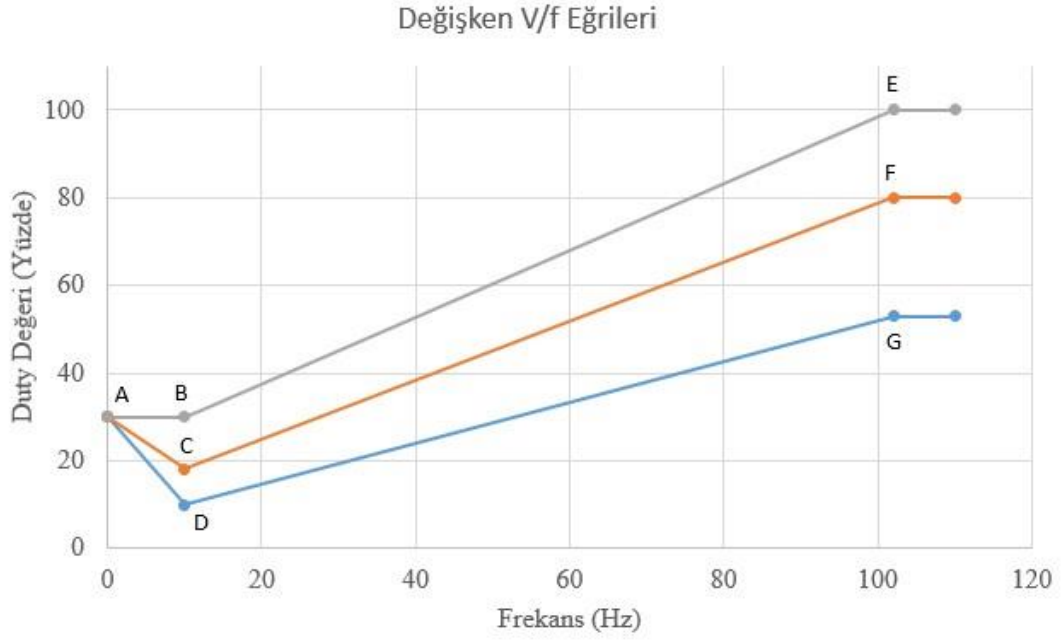
Motora zamanla frekansı ve genliği değişen sinüs sinyalinin uygulandığı bu yöntemde sürücü sadece kendisine girdi olarak verilen yük bilgisine göre çalışmaktadır. Açık çevrim denetimin kullanıldığı bu yöntemde motorla ilgili herhangi bir bilgi (akım, gerilim, konum hız, vs...) motor sürücüsüne aktarılmamaktadır.



Şekil 4.1: Ön yük tanımlı V/f kontrol diyagramı

Sürücüye girdi olarak verilen yük bilgisine göre sürücünün motora uyguladığı sinüs sinyalinin genliği ve frekansının değişme hızı değişmektedir. Şekil 4.1’de ön yük tanımlı V/f kontrol yönteminin uygulandığı motor sürücüsünün kontrol diyagramı verilmiştir. Kontrol diyagramında görüldüğü üzere ön yük tanımlı kontrol algoritmasının bulunduğu sürücü kontrol programına sadece frekans ve yük bilgisinin girilmesi ile motora uygulanacak sinyaller otomatik olarak üretilmektedir.

Motor sürücüsüne yük bilgisi girildiğinde sürücü otomatik olarak V/f eğrisini değiştirecek biçimde tasarlanmıştır. Sürücüdeki ön yük tanımlı kontrol algoritmasında oluşturulan V/f eğrileri Şekil 4.2’de verilmiştir. Şekilde başlangıç frekansındaki duty değeri (A noktası), Fboost frekansı ve Vboost duty değerleri(B, C, D noktaları) ve Fnominal frekansı ve Vnominal duty değerleri (E, F, G noktaları) sabit olmayıp sürücüde otomatik olarak yük bilgisine göre ayarlanmaktadır. Algoritma bu eğrileri üretirken motoru sürücüye girilen yük bilgisine göre en verimli şekilde çalıştırmaktadır.



**Şekil 4.2:** Ön yük tanımlı V/f kontrolde kullanılan değişken V/f eğrileri

Motorun kaldırabileceği yük değerleri motor milinin bağlı olduğu kasağın yarıçapına ve asansörler için askı tipine göre değişkenlik göstermektedir. Bu bağlamda motorun ürettiği momente göre kaldırabileceği yükün ağırlığı hesaplanmalıdır. Daha sonra motora belirli aralıklarla artan yük uygulanmak suretiyle motorun her bir yük değerinde minimum V/f değerleriyle dönmesi sağlanmalıdır. Her bir aralık için yapılan deneysel ya da benzetim sonuçlarına göre motorun yol alabildiği minimum V/f değerleri kaydedilir. Tablo 4.1’de 5.65 kW güç değerine sahip bir motor için yapılan bir benzetim çalışmasının sonucu verilmiştir. Bu tabloda yazılı olan yük moment değerleri için V/f eğrisinde kullanılması gereken minimum değerler verilmiştir.



**Tablo 4.1:** Yük değerine göre örnek duty ve frekans kesim noktası değerleri

<b>Yük (Kg)</b>	<b>Karşılık Gelen Moment (Nm)</b>	<b>Duty (Minimum)</b>	<b>Fboost (Min Duty)</b>	<b>Duty (Maksimum)</b>	<b>Fnominal (Max Duty)</b>
50	37.5	0.10	10-Hz	0.53	102-Hz
100	75	0.14	10-Hz	0.6	102-Hz
150	112.5	0.18	10-Hz	0.7	102-Hz
200	150	0.22	10-Hz	0.78	102-Hz
250	187.5	0.30	10-Hz	0.85	102-Hz
300	225	0.46	10-Hz	0.92	102-Hz
350	262.5	0.61	10-Hz	0.99	102-Hz

Tablo 4.1'deki değerler göz önüne alınarak yöntemin çalışmasına örnek verilirse 100 Kg ağırlığındaki yükün kaldırılabilmesi için motorun 75 Nm moment üretmesi gerekmektedir. Motorun 75 Nm moment üretebilmesi için motorun 10-Hz'e kadar başlangıç duty'si 0.14 ve 10-Hz'den sonra ise 102-Hz değerinde 0.6 duty değerinde çalışması gerekmektedir. 10-Hz ile 102-Hz arasında motora uygulanan gerilim ile frekans orantılı olarak sabit artmaktadır. Kontrol sinyalleri bu parametrelere göre üretilip motora uygulandığında motor 100 Kg ve altındaki yükleri rahatlıkla kaldırabilmektedir. Yük ve moment hesaplamaları motorun miline bağlı kasnak çapının 210mm ve asansör askı oranının 1:1 olduğu varsayılarak hesaplanmıştır.

Tablo 4.1'de sürücüye girilen yük bilgisindeki değer arttıkça sinüs sinyalinin genliği artmakta, yük değeri azaldıkça sinüs sinyalinin genliği azalmaktadır. Sinüs sinyalinin genliğinin değişmesi ile motorun ürettiği moment değerinde değişiklik meydana gelmektedir. Bu sayede motorun momenti yükün değerine göre artırılıp azaltılabilmektedir.

Benzetim ya da deneysel çalışma sonucunda kaydedilen değerler daha sonra bir araya getirilerek Fboost frekansındaki minimum duty değerleri için bir fonksiyon ve Fnominal değerindeki maksimum duty değerleri için ayrı bir fonksiyon oluşturulur. Daha sonra bu fonksiyonlar ön yük tanımlı V/f algoritmasında kullanılmak üzere mikrodenetleyiciye yüklenir.

Ön yük tanımlı kontrol yönteminde frekansın değişme süresi ise yükün motor senkron hızdan kopmadan istenilen hıza ulaştırılabilmesi için gereklidir. Eğer frekans çok kısa sürede arttırılırsa yük başlangıçta ve ara hızlanmalarda istenilen hıza ulaşmadan daha yüksek hızlarda döndürülmeye çalışacağından bu da SM senkron motorda senkron hızdan kopmaya sebep olur. Asansör uygulamasının yapıldığı bu tez çalışmasında maksimum yük değerine göre sabit hızlanma rampası ayarlanarak tüm yük değerlerinde tek bir hızlanma değeri kullanılmıştır.

Yeni kontrol metodunun açık çevrim olması sayesinde motor parametrelerinden bağımsız bir sürme işleminin yapılması mümkün olmuştur. Motor parametrelerinin motorun çalışması esnasında ve her bir motor için değişkenlik gösterebilmesi bu kontrol yöntemi için herhangi bir sorun teşkil etmemektedir. Motor sürücüsü hangi güçte SM senkron motora göre tasarlandıysa o güçte herhangi bir motorun sürücüyeye takılarak kontrol edilebilmesi mümkün olmaktadır. Metodun motor parametrelerinden bağımsız olması sayesinde gürbüz (robust) bir kontrol metodu elde edilmiştir. Ayrıca kontrol metodunun açık çevrim olmasının başka bir avantajı da motorun kontrolünde kullanılan sensörlere gerek kalmadan kontrol edilebilmesidir. Bu sayede daha ucuz bir kontrol sistemi tasarlanabilmektedir. Kontrol yönteminin V/f olması, açık çevrim olması ve sensörsüz olması özelliklerinden kaynaklanan sadeliği aynı zamanda basit olmasını da sağlamaktadır. Sadece yük bilgisi ile motorun kontrolü kolay bir şekilde yapılabilir. Yük bilgisinin motor sürücüsüne girilmesi ile V/f eğrisinin ayarlanması yani motorun çektiği gücün yüke göre değiştirilebilmesi sayesinde motorun verimli çalışması sağlanmaktadır. Bunun için V/f eğrilerinde ayarlanan noktaların motorun minimum reaktif güç çekerek çalışmasını sağlayacak şekilde optimize edilmesi önemlidir. Bu sağlandığı takdirde motor yüksek verimle çalıştırılabilmektedir.

## 5. SENKRON MOTOR SÜRÜCÜ TASARIMI

Motor sürücüleri, elektrik motorlarının kontrollü olarak sürülmesinde kullanılan elektronik cihazlardır. Bu cihazlar frekans ve gerilimi istenildiği şekilde düzenleyerek motora uygular. Motora uygulanan kontrollü frekans ve gerilimin sonucu olarak motor istenen hızda istenen momenti üreterek çalışır.

Motor sürücüleri, sürülecek motor gücüne göre tasarlanır. Tasarlanan güce göre motor sürücüleri tek faz ya da üç faz kaynakla beslenebilmektedir. Şekil 5.1’de verildiği üzere akım kuvvetine göre motor sürücülerinin boyutları değişiklik göstermektedir. 3kW’a kadar tasarımı yapılan motor sürücülerde tek faz ya da üç faz besleme kullanılabilir. Fakat 3kW ve üzerindeki motorları süren sürücülerde 3 faz kullanılmaktadır. Bunun sebebi motorlarda oluşturulan döner manyetik alan oluşturmada en verimli şebeke beslemesinin 3 faz olmasıdır.



Şekil 5.1: Çeşitli güçte endüstriyel motor sürücüleri

Sürücüler evirici olarak da çalışmaktadır. DC'yi AC gerilime evirerek alternatif akım motoru sürmektedir. Yani DC, motor fazlarına farklı uçlardan uygulanarak döner manyetik alanın motor içinde oluşturulması prensibine dayalı olarak çalışır. Bunu yaparken motor sürücüsü uygulanan akımın darbe genliğini kontrol ederek motor içinde oluşturulan döner manyetik alanı kontrol eder.

Akım darbe genliğinin kontrolünde motor sürücüsü elektronik yüksek güç anahtarlama elemanlarından faydalanır. Elektronik yüksek güç anahtarlama elemanları belirli sürelerde açılıp kapanarak motora kontrollü akım uygular. Farklı kuvvetlerdeki motorlar için farklı elektronik güç anahtarlama elemanları kullanılmaktadır. Motor sürücülerinde çıkış gücü değeri arttıkça sürücü boyutu büyümekte aynı zamanda içerisinde kullanılan elektronik güç anahtarlama elemanının boyutları da büyümektedir.

Elektronik güç anahtarlama elemanlarının kontrol edebileceği güç değeri arttıkça, elektronik güç anahtarlama elemanlarının kontrolünde farklı yöntemlere başvurulmaktadır. Anahtarlama gücü düşük olan devrelerde genellikle basit ve ucuz olan bootstrap yöntemi kullanılmaktadır. Anahtarlama gücü yüksek olan devrelerde ise her elektronik güç anahtarlama elemanı için farklı kaynak oluşturularak bu elemanları kontrol eden özel devreler kullanılmaktadır.

Motor sürücüsünün gücü arttıkça sürücü içerisinde yüksek güçlü anahtarlama yapıları. Yüksek güçlü anahtarlama devrelerinde gürültüye sebep olmaktadır. Bu gürültüler elektronik güç anahtarlama cihazının kontrolünü sağlayan sürücü devrelerinde sorunlara sebep olmaktadır. Bu gürültülerin elektronik güç kontrol elemanlarının kontrolünde soruna yol açmaması için elektronik güç kontrol elemanlarını kontrol eden sürücü devreleri ve kontrol sinyalini üreten ana işlemci devreleri birbirinden izole edilir, sürücü devreleri özel kontrol yöntemleriyle korunur. Sürücü devrelerini koruma yöntemlerinden biri her bir sürücü devresinin toprakları yalıtılmış farklı kaynaktan beslenmesidir. Sürücü devrelerine ulaşan kontrol sinyalleri de farklı yöntemler kullanılarak elektriksel olarak yalıtılmaktadır.

SM senkron motorların çalışma şekli alternatif akımla çalışan diğer konvansiyonel motorlara benzemektedir. Bu sebeple SM senkron motorlar alternatif akımla çalışan motorlara uygulanan kontrol yöntemleriyle çalıştırılabilirler. Bazı yöntemler uygulanırken karmaşık hesaplamalara ihtiyaç duyarken bazıları basit hesaplarla yapılmaktadır. Örneğin Doğrudan Moment Kontrol ve Alan Yönlendirmeli Kontrol yöntemleri karmaşık hesaplamalara ihtiyaç duymaktadır ve motoru yüksek performanslı çalıştırmaktadır. V/f kontrol yönteminde ise basit hesaplamalar ile motor kontrolü yapılmakta ama diğer yöntemlere göre motor daha düşük performansla çalıştırılmaktadır. Uygulanan yöntemlerde karmaşık hesaplamalar arttıkça kontrol yönteminin performansı da doğru orantılı olarak artmaktadır. SM senkron motorlara uygulanan yöntemlerden bazıları: V/f kontrol, Vektör kontrolü (Alan yönlendirmeli kontrol AYK veya FOC), Doğrudan moment kontrolü (DMK veya DTC). Bu yüksek lisans çalışmasında V/f kontrol yöntemi üzerinde durulacaktır.

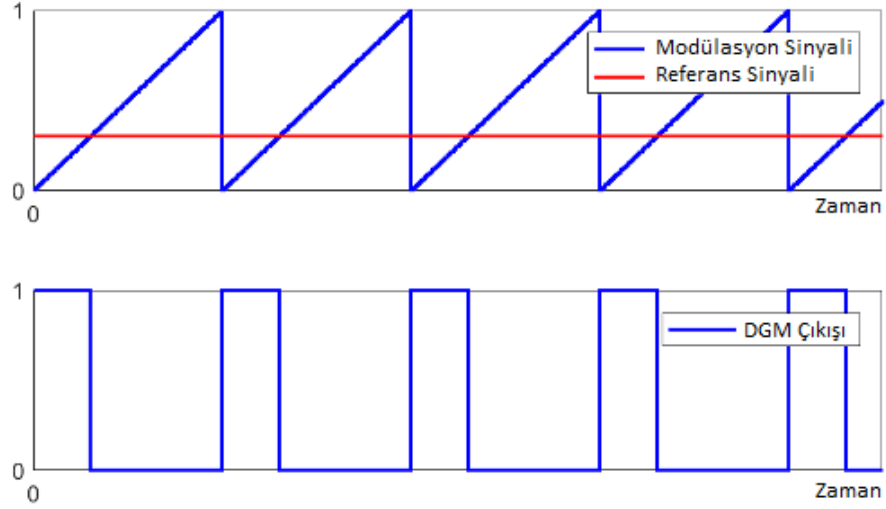
## **5.1 Motor Kontrolünde Kullanılan Modülasyon Türleri**

Darbe Genişlik Modülasyonu (DGM ya da PWM) herhangi bir analog sinyalin kendisinden yüksek frekansta bir modülasyon sinyaliyle karşılaştırılması ve bu işlemin sonucu olarak sabit frekanslı fakat değişken genişlikli dijital bir kare dalga sinyal üretilmesi işlemidir. Bu dijital sinyalle motor sürücülerinde kullanılan eviricilerinin anahtarlanması kontrol edilerek kontrol sinyallerinin elektrik motoruna ulaşması sağlanır. Motor sargılarında bobin bulunduğundan yüksek frekanslı DGM sinyali bu bobinlere uygulandığında filtrelenerek içerisinde barındırdığı düşük frekanslı sinyallerin motor sargıları üzerinde belirmesini sağlar. Bu sayede istenilen türde sinyal motora gönderilebilmektedir.

DGM'nin motor sürücülerinde uygulanan 3 çeşidi mevcuttur bunlar; Kare dalga DGM, Sinüzoidal DGM, Uzay Vektör DGM'dir.

### **5.1.1 Kare Dalga DGM**

Kare Dalga DGM'de, referans yani modüle edilecek sinyal olarak periyodik olarak değişmeyen sabit bir sinyal kullanılır.

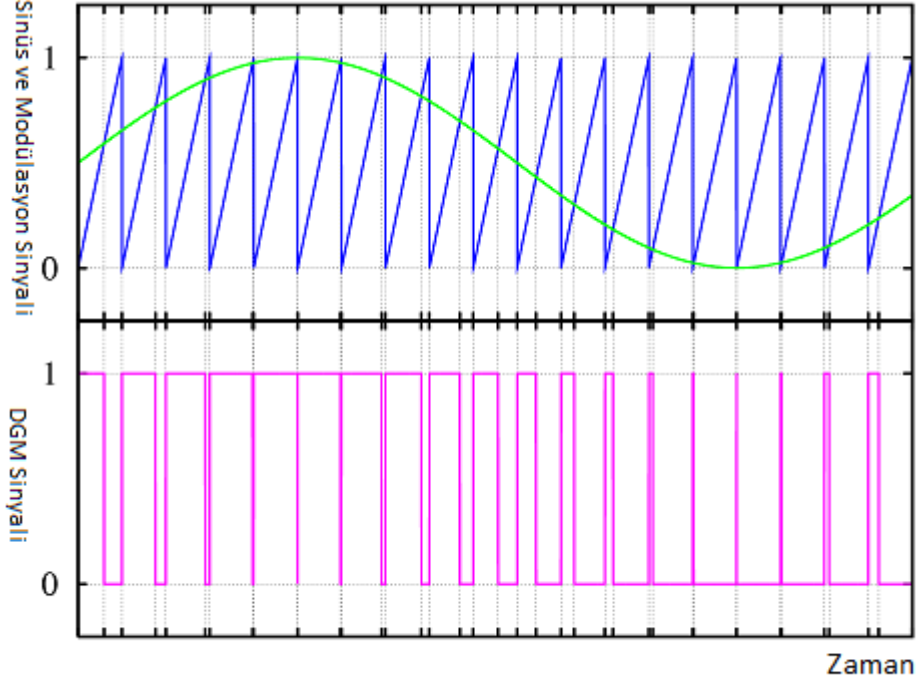


**Şekil 5.2:** Kare dalga DGM sinyali üretimi

Bu şekilde kontrol sinyallerindeki genişlik miktarı referans sinyaline bağlı olarak sürekli sabit kalacak şekilde 6 basamaklı eviriciyi tetikleyen sinyaller üretilir. Kare dalga DGM darbe şekilleri üretilen altı basamaklı dalganın tüm harmoniklerini ve ek olarak yüksek frekanslı anahtarlar harmoniklerini meydana getirir. Bu yöntemin ürettiği harmoniklerin sonucu olarak da motor kayıpları artar, düşük devirlerde moment salınımları artar ve alçak hızlarda motor mili düzensiz bir şekilde döner. Kare Dalga DGM örneği Şekil 5.2’de verilmiştir.

### 5.1.2 Sinüzoidal DGM

Sinüzoidal DGM’de referans sinyali şebeke sinyalinde olduğu gibi sinüs dalgasıdır. Bu Sinüs dalgası üçgen bir dalga ile karşılaştırılarak eviriciyi tetikleyen sinyaller üretilir.

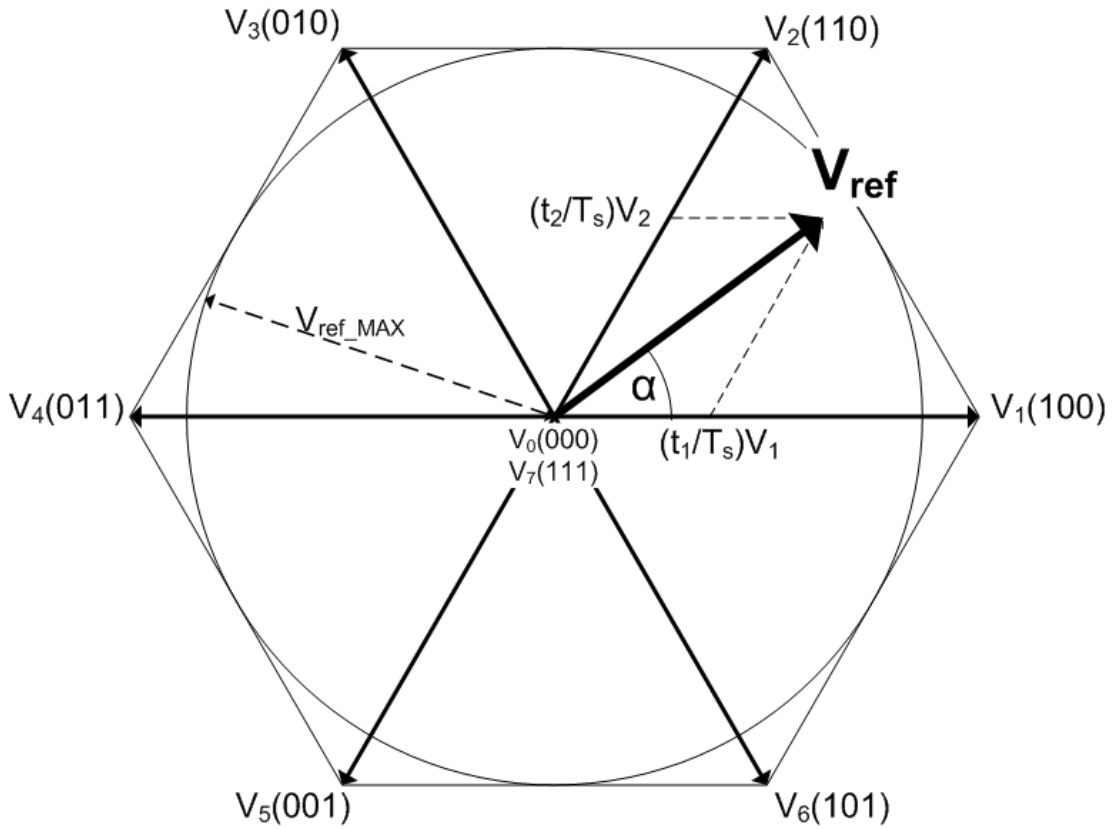


**Şekil 5.3:** Sinüzoidal DGM sinyali üretimi

Bu teknik piyasada kullanılan en yaygın tekniktir. Sinüzoidal DGM’de motoru istenilen hızda ve güçte kontrol edebilmek için referans sinüzoidal sinyalin genliğinin ve frekansının değiştirilmesi yeterli olur. Sinüzoidal DGM örneği Şekil 5.3’de verilmiştir.

### 5.1.3 Uzay Vektör DGM

Uzay Vektör DGM sinüzoidal DGM’ye sayısal bir alternatif olarak geliştirilmiştir. Sinüzoidal DGM’ye göre daha düşük harmonik distorsiyonlu çıkış akımı ile daha yüksek çıkış gerilimi üretmesi nedeniyle endüstriyel uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadır.



**Şekil 5.4:** Uzay vektör DGM yönteminde kullanılan gerilim vektörleri

3 faz tam köprü eviricide kullanılan anahtarlama vektörleri Şekil 5.4'te verilmiştir. Şekildeki  $V_0$ 'dan  $V_7$ 'ye kadar olan vektörler eviricinin anahtar sinyallerine göre oluşturulmaktadır. Motorun hareketi için gerekli olan  $V_{ref}$  gerilim vektörü 8 vektörün farklı zamanlamalarla anahtarlama yapılmasıyla üretilmektedir.

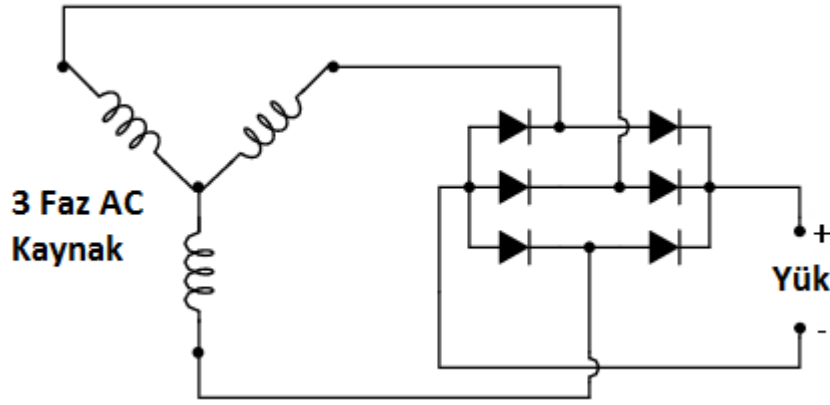
Evirici ve anahtarlama kayıplarının büyük ölçüde azaldığı bu sistemden kaliteli bir alternatif akım elde edilebilir. Bu kontrol yönteminde motor akımlarının ve gerilimlerinin okunması gerekmektedir.

## 5.2 Doğrultma Devresi

Alternatif akım negatif ve pozitif alternans olmak üzere iki kısımdan oluşmaktadır. Yani alternatif akımda elektrik pozitif ve negatif gerilim arasında periyodik olarak değişim gösterir. Doğrultma devresi alternatif akımdaki pozitif ve



negatif alternansı düzenleyerek devre çıkışında sadece pozitif alternans oluşmasını sağlar. Bunu tek yönde akım akmasını sağlayan diyot adı verilen bir devre elemanı sayesinde yapar. Birden çok diyotun kombinasyonu ile alternatif akımdaki negatif alternanslar pozitif alternansa çevrilir. Bu sayede devre çıkışındaki pozitif alternanslar bir sonraki aşama yani filtre işlemi için hazır olur.



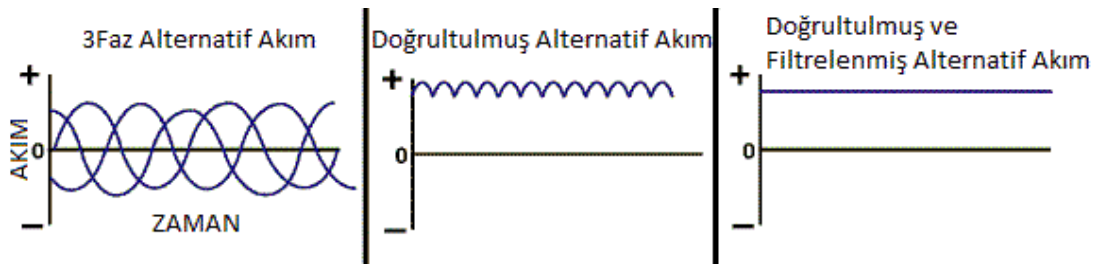
**Şekil 5.5:** 3 faz tam dalga doğrultucu devresi şeması

Şekil 5.5'te 3 faz alternatif akım kaynağına belirli bir şekilde bağlanmış olan diyot grubu görünmektedir. Bu diyotlar ile 3 faz alternatif akım kaynağı DC kaynağına çevrilmek için negatif alternansları pozitive çevirilmektedir. Devrenin yük kısmında ise genelde filtre devresi bulunmaktadır.

### 5.3 Filtre Devresi

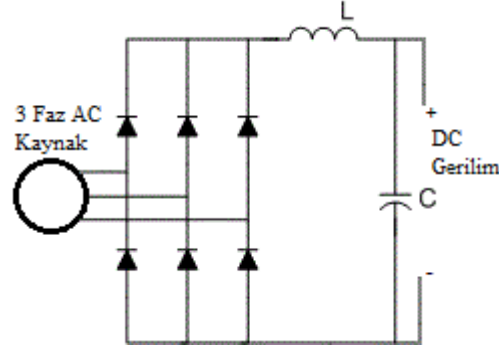
Filtre devresi elektrik sinyallerini süzmek için kullanılır. Filtre elemanı olarak kondansatör, bobin ya da her iki elemanda kullanılabilir. Kullanılan malzemenin değerine göre filtrenin kesim frekansı belirlenerek istenilen frekansların süzme işlemi gerçekleştirilir.

Kondansatör elektrik enerjisini geçici olarak elektrik alanda depolayan temel devre elemanıdır. İki bağlantı ucuna sahip bu devre elemanları elektrik ve elektronik devrelerinde filtre ve bastırma amaçlı kullanılmaktadır. Filtre amaçlı kullanılan kondansatörler belirli frekanstan daha yüksek frekanslı sinyalleri süzme amaçlı veya doğrultma devrelerinin çıkışında alternatif akım elektriğin doğrultulmasında kullanılır. Şekil 5.6’da doğrultma ve filtreleme işlemlerinin uygulandığı şebeke 3 faz geriliminin her adımda değişimi gösterilmektedir.



**Şekil 5.6:** Alternatif akımın filtrelemesi

Bastırma kondansatörleri gerilim yükselmelerinin kontrollü bir şekilde belirli bir değerde tutmak amacıyla evirici ve dönüştürücü devrelerinde kullanılmaktadır. Bu kondansatörler çok düşük sürelerde yüksek akım piklerine dayanıklı olacak şekilde üretilir. Kutupsuz üretilen bu kondansatörlerde aranan en önemli özellik ESR (eşdeğer seri direnç) ve kondansatörün iç yapısından kaynaklı parazitik endüktif değerinin çok düşük olmasıdır.



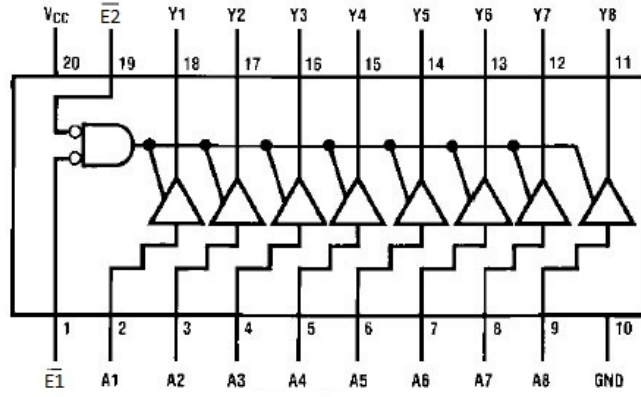
**Şekil 5.7:** Bobin ve kondansatörün 3 faz tam doğrultma devresinde filtre elemanı olarak kullanılması

Reaktörler bobinlerden oluşan devre elemanlarıdır. Bobin elektrik enerjisini geçici olarak manyetik alanda depolayan temel devre elemanıdır. İki bağlantı ucuna sahip bu devre elemanları elektrik ve elektronik devrelerinde filtre ve bastırma amaçlı kullanılmaktadır. Filtre amaçlı kullanılan bobinler belirli frekanstan daha düşük frekanslı sinyalleri süzme amaçlı veya anlık olarak çok fazla akım yükselmesinin istenmediği yerlerde kullanılır. Reaktör ve kondansatörlerin bir arada kullanıldığı bir devrenin şeması Şekil 5.7’de verilmiştir.

## 5.4 Buffer ve Optik Yalıtım Entegreleri

### 5.4.1 Buffer (Tampon) Devresi

74HC541 entegresi, girişine uygulanan sinyalleri kuvvetlendirerek çıkışına veren bir entegredir. Çıkıştaki sinyaller giriş sinyalleri ile aynıdır, bu sinyaller iki enable pini ile kontrol edilebilmektedir. Enable sinyallerinden herhangi birine Lojik 1 sinyali uygulandığında bütün çıkışlar yüksek empedansa çekilmektedir. 74HC541 entegresinin şeması Şekil 5.8’de verilmiştir.

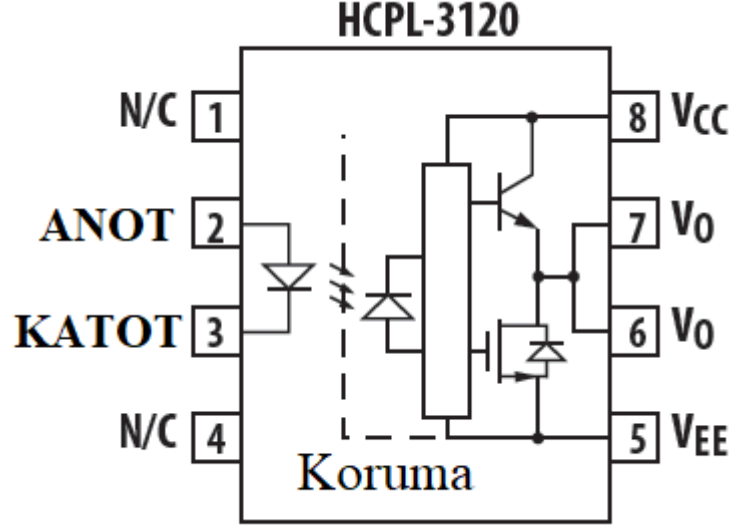


74HC541 Entegresi Şeması

Şekil 5.8: 74HC541 entegresi iç şeması

#### 5.4.2 Optik Yalıtım Devresi

HCPL3120 entegresi girişine uygulanan sinyali ışık enerjisine dönüştürerek entegrenin çıkışına aktaran bir optik yalıtım elemanıdır. Bu entegre kaynakları yalıtımlı devreler arasında sinyal aktarımını sağlamak ve bu sinyal aktarılırken besleme kaynaklarının birbiri ile etkileşimini engellemek amacıyla kullanılır. IGBT sürebilme özelliğine sahip bu optik yalıtımlı entegre üretilen IGBT kontrol sinyallerinin yalıtımlı ve güvenli bir şekilde IGBT'ye aktarılmasını sağlar. HCPL3120 entegresinin şeması Şekil 5.9'de verilmiştir.

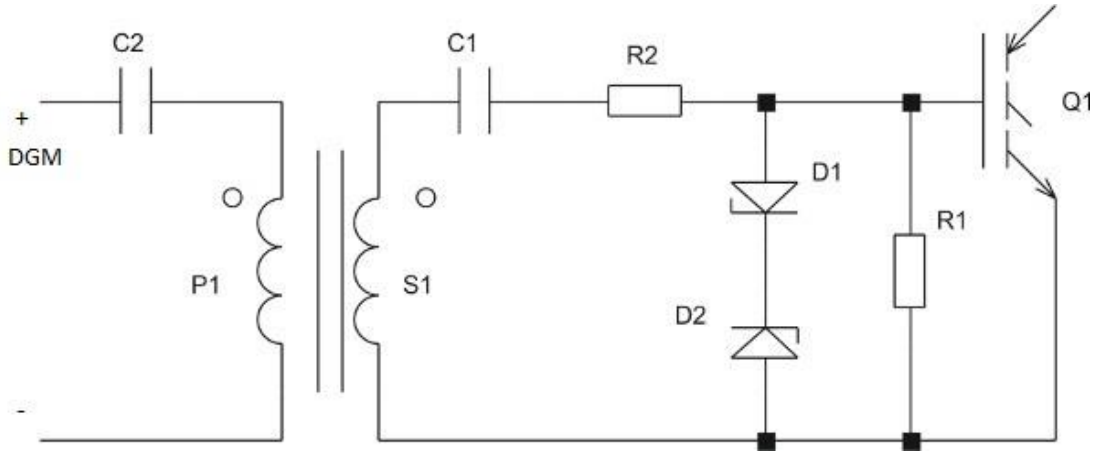


Şekil 5.9: HCPL3120 optik yalıtım entegresi iç şeması

### 5.5 Yalıtım Devreleri ve Önemi

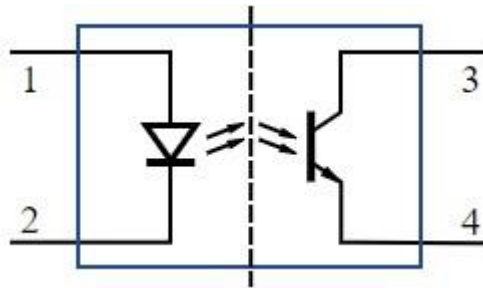
Yalıtım devreleri besleme kaynakları farklı iki devre arasında sinyal ya da enerji aktarımının yanında elektriksel yalıtım da sağlamaktadır. İki devre arasında elektriksel yalıtım olduğundan devrelerin birisinde oluşan elektrik kaynaklı gürültü öteki devreyi etkilemez. Bunun yanı sıra bir devrede oluşan besleme kaynaklı problemler diğer devreyi etkilemez. Yüksek güçlü anahtarlamaların olduğu devreyi kontrol devresinden yalıtım yüksek güçlü anahtarlamalardan meydana gelen akım ve gerilim salınımlarının kontrol devresinin düzgün çalışması için bir gerekliliktir. Ayrıca kablo boyu uzun dolayısıyla uzak mesafeden gelen kontrol sinyalleri parazitik endüktif ve kapasitif etkilere maruz kalacağı için sinyalin ulaştığı devre ile kablo arasında yalıtım devresi koymak fayda sağlamaktadır. Çünkü parazitik endüktif ve parazitik kapasitif etkilerden meydana gelen tehlikeli yüksek gerilimler ve gürültüye maruz kalan kontrol sinyali, düşük gerilimle çalışan hassas kontrol devrelerinin sapıtmasına hatta kullanılamaz hale gelmesine sebep olmaktadır. Elektrik ve elektronik devrelerde iki çeşit yalıtım tekniği kullanılmaktadır. Bunlar optik yalıtım ve manyetik yalıtımdır. Devrelerin optik olarak yalıtılmasında ışıktan faydalanılmaktadır. Manyetik yalıtımda

ise devreler manyetik olarak birbirinden yalıtılmaktadır. Şekil 5.10'da manyetik yalıtımla yapılmış kapı sürücü devresi şeması verilmiştir.



**Şekil 5.10:** Darbe trafolu manyetik yalıtım yönteminin kullanıldığı sürücü devresinin şeması

Optik yalıtımda iki devre arasında bir tarafta ışık üreten diğer tarafta üretilen ışığı algılayan sensör bulunmaktadır.



**Şekil 5.11:** Optik yalıtımın ilkesel devresi

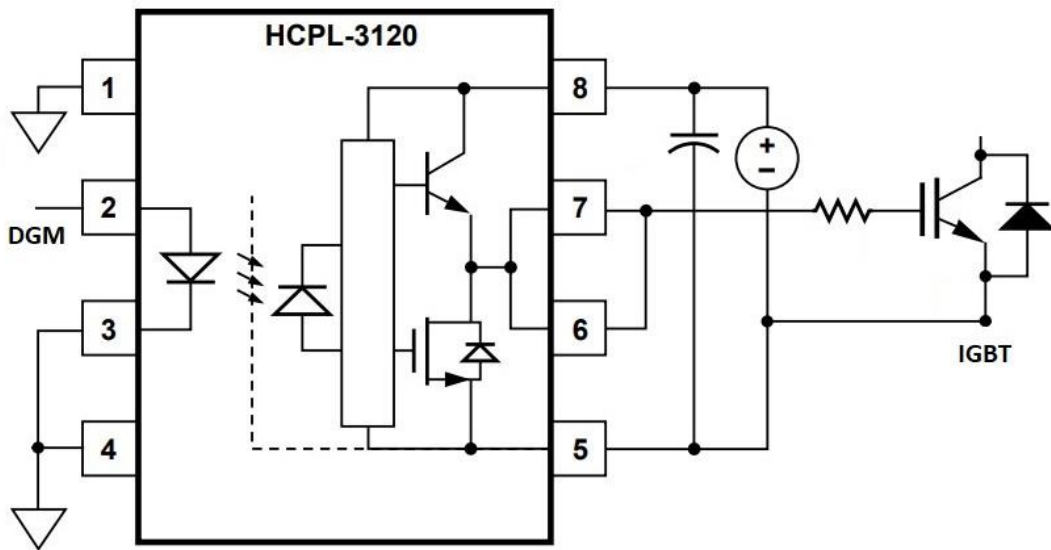
Işık üretilen tarafa sinyal uygulandığında karşı taraftaki ışığı algılayan eleman aktif hale gelmektedir. Bu şekilde bir devreden diğerine sinyal aktarımı yalıtımlı bir

şekilde yapılmaktadır. Şekil 5.11’de optik yalıtım yöntemini kullanan bir entegrenin basit içyapısı verilmiştir.

Manyetik yalıtımda ise değişen manyetik alan esas alınmaktadır. Manyetik geçirgenliği yüksek bir elemana en az 2 adet sargı sarılmakta ve bir bobinden uygulanan sinyal diğer bobinlerde gerilim oluşturur. Bu sayede sinyal karşı tarafa yalıtımlı bir şekilde aktarılır.

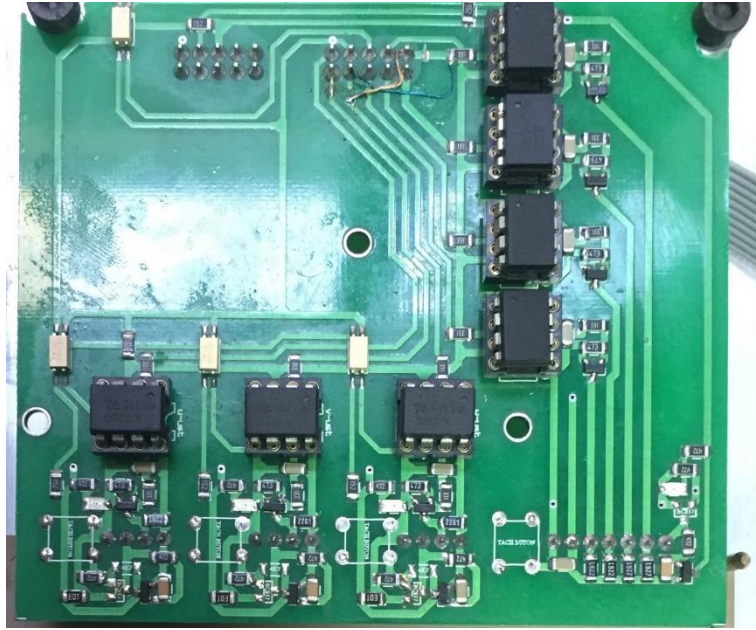
### 5.5.1 Optik Yalıtım Devresi

Optik yalıtım (Optokuplör) devresi elektrik sinyalini yalıtarak başka bir devreye aktarırken kullanılmaktadır. Optik yalıtım yöntemi kullanılarak elektriksel yalıtımın sağlandığı optokuplör devresinde optokuplör olarak adlandırılan entegreler kullanılmaktadır. Optokuplör entegreleri, girişinde bir adet led bulunan çıkışında ise ihtiyaca yönelik çeşitli anahtarlamalar yapabilen donanımın bulunduğu bir yarı iletken malzemedir. Şekil 5.12’de optik yalıtım yöntemiyle yapılan bir kapı sürme devresinin basit şeması verilmiştir.



Şekil 5.12: Sürücü tasarımında kullanılan optik yalıtım devre entegre devre şeması  
(Avago Technologies 2008)

Bu entegreler kontrol sinyalleri gibi düşük güçlü ve düşük gerilimli sinyallerin yüksek gerilim ve akımın anahtarlandığı güç katındaki elektriksel gürültülerden etkilenmesini engellemek amacıyla kullanılmaktadır. Ayrıca optokuplörler IGBT mosfet gibi yarı iletken malzemelerin iletme ve kesime götürülmesinde de kullanılmaktadır. Yarım köprü, tam köprü veya 3 faz tam köprü devrelerinde yarı iletken yüksek güç anahtarlama elemanlarının tetiklemesinde kullanılan kaynaklar bağımsız ve yalıtımlı ise optokuplör entegresi kullanmak bir gerekliliktir. Yarı iletken malzemelere giden kontrol sinyalleri tek bir kaynaktan üretildiği için birbirinden bağımsız yalıtımlı kaynaklara bu kontrol sinyali direk iletilemez. Bunun sebebi bağımsız ve yalıtımlı olması istenen kaynaklar direk kontrol sinyaline bağlandığında bu kaynakların yalıtımının ortadan kalkacağıdır. Bu sebeple yarı iletken elemanları tetikleyen bağımsız kaynaklarda yalıtımın kaybolmaması amacıyla optokuplörler yarım köprü, tam köprü ve 3 faz tam köprü devrelerinde sıklıkta kullanılmaktadır. Şekil 5.13'te 3 faz tam köprü eviricide kullanılan optik yalıtım devresi verilmiştir.

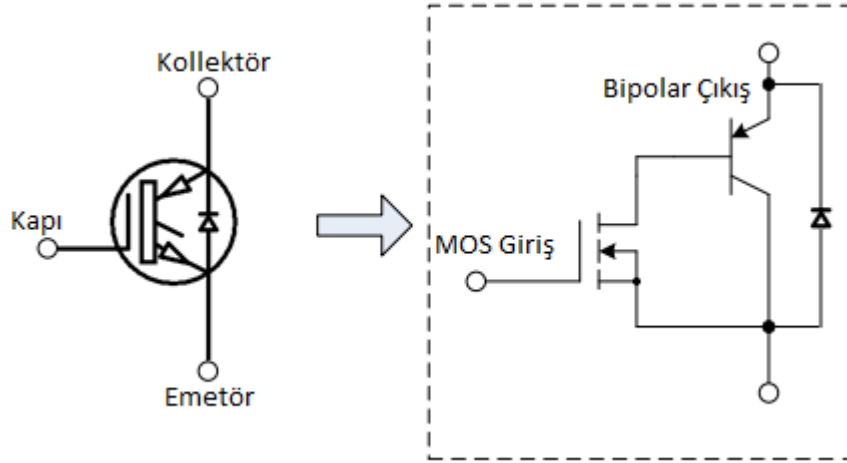


**Şekil 5.13:** 3 faz tam köprü eviricide kullanılan optik yalıtım kartı



## 5.6 Güç Anahtarlama Elemanı

Yalıtımlı Kapılı İki Kutuplu Transistörler (IGBT) 3 bağlantı ucu olan, 40 kHz frekansına kadar yüksek hızlı anahtarlama yapabilen yarı iletken bir malzemedir. IGBT'lerde bağlantı uçları Kolektör, Kapı ve Emetör olarak adlandırılmaktadır. IGBT'lerin kontrolü Kapı – Emetör bağlantı uçları arasında uygulanan gerilimle yapılmaktadır.



Şekil 5.14: IGBT'nin şematik gösterimi ve eşdeğer devresi

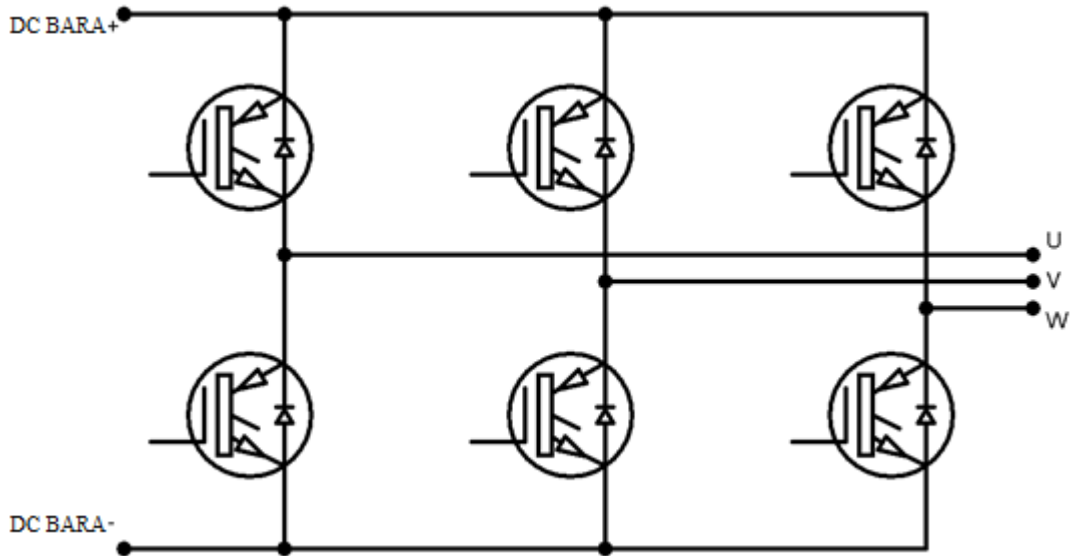
IGBT'ler iki yarı iletken malzemenin birleştirilmesiyle oluşturulmuş bir yarı iletken malzemedir. Bu iki yarı iletken malzeme BJT ve MOSFET'tir. İki yarı iletken malzemenin birleştirilmesinin sebebi her iki malzemenin olumlu yönlerinden faydalanılarak daha verimli çalışan bir eleman üretmektir. IGBT'nin şematik gösterimi ve yapısında kullanılan elemanların gösterimi Şekil 5.14'te verilmiştir. BJT'nin yüksek gerilimlerde anahtarlendiğinde üzerine düşen düşük gerilimle verimli çalışması ve MOSFET'in yüksek frekanslarda verimli anahtarlama yapma özellikleri tek bir yarı iletken malzemede toplanarak yüksek gerilim ve akımlarda verimli ve hızlı

çalışabilen bir malzeme meydana gelmiştir. IGBT'ler 3500V ve 2000 amper değerlerine kadar verimli çalışabilmektedirler.

IGBT'ler yüksek gerilim ve akımlarda verimli çalışmasının sebebi anahtarlama için, MOSFET gibi, sadece gerilime ihtiyaç duymasındır. Bunun dışında iletim anında üzerine düşük gerilim düştüğü için yüksek akımlarda güç kaybı diğer yarı iletken malzemelere göre daha düşük olmaktadır. Buda malzemenin az ısınması ve uzun ömürlü olması anlamına gelir.

### 5.7 Üç Faz Tam Köprülü Evirici

Tam köprü bağlantı 3-faz evirici, 3 adet yarım köprü bağlantıdan oluşan bir elektronik devredir (Şekil 5.15). 3-faz tam köprü bağlantı motorlarda ihtiyaç duyulan döner manyetik alanın oluşturulması için gereklidir. 6 adet yarı iletken anahtarlama devre elemanı ikişerli seri olarak 3 grup halinde oluşturulur. Her bir grup birbirine paralel olarak bağlanır. Seri olarak bağlanan devre elemanlarından; DC baranın pozitif kutbuna direkt bağlı olan üst kol, DC baranın negatif kutbuna direkt bağlı olan ise alt kol olarak adlandırılır.



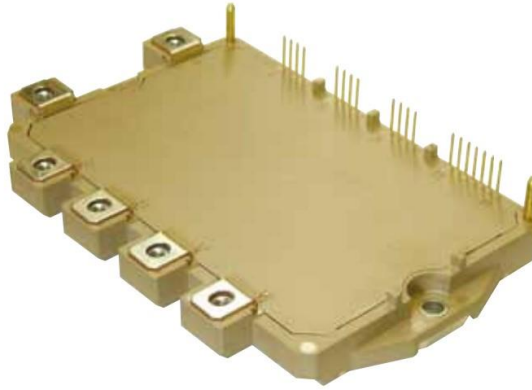
Şekil 5.15: 3 faz tam köprü evirici şeması

3-faz tam köprü eviricide dikkat edilmesi gereken bazı noktalar bulunmakta bunlar:

- Seri bağlanan yarı iletken elemanların aynı anda ilettime geçmemesi
- Her bir yarı iletken elemanın anahtarlanmasında kullanılan beslemelerin topraklarının birbirinden izole olması
- Alt kollarda yarı iletken elemanların anahtarlanmasında kullanılan toprakları izole kaynaklar tek bir izole kaynak olarak kullanılarak maliyet azaltılabilir. Fakat bu yüksek güçlü IGBT'lerde tercih edilmemektedir.
- 3-faz tam köprü eviricide elemanlar arasındaki bağlantılarda kaçak endüktansın tercihen hiç olmaması ya da minimum düzeyde olması gerekir. Bundan dolayı eviricide kablolamalara ve bağlantılara dikkat etmek gerekir.

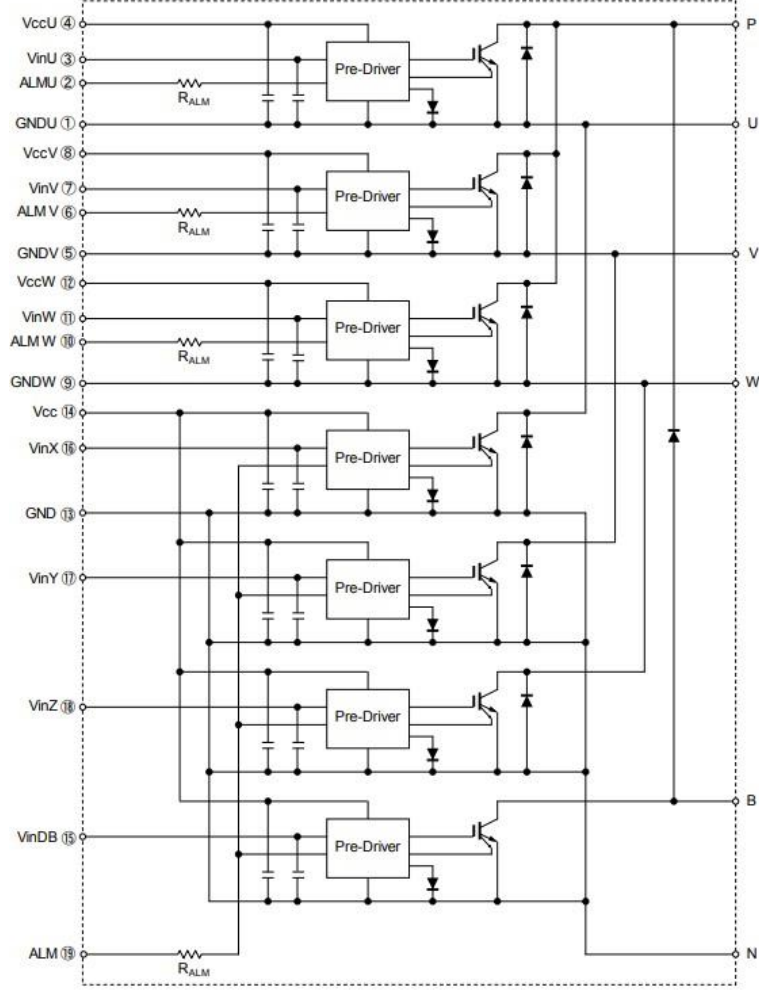
### 5.7.1 Entegre Güç Modülü

Akıllı güç modülü (IPM) IGBT çipine sahip standart bir IGBT modülünü, IGBT modülüne bağlı ters paralel diyotla, sürücü entegresiyle ve çeşitli koruma fonksiyonlarıyla bir araya getirip birleştiren akıllı bir cihazdır (Şekil 5.16).



**Şekil 5.16:** FUJI firmasına ait IPM modül (Fuji Electric 2014)

IPM modüller küçük boyuta, yüksek verimliliğe, düşük gürültüye ve uzun çalışma ömrüne sahip olduklarından motor sürücülerinde, genel amaçlı eviricilerde ve servo sürücülerde yaygın olarak kullanılmaktadır. Şekil 5.17’de gösterildiği üzere IPM modülün içyapısında bazı yapılar görülmektedir. Bu yapılar ön sürücü ve IGBT modüllerdir. Bu yapıların küçük bir alanda hazır olarak gelmesi bu cihazın kullanımında büyük kolaylık ve fayda sağlamaktadır. Yapıların bir arada küçük bir yerde olması parazitik endüktanstan kaynaklanabilecek sorunları minimuma indirmekte ve modülün soğutucuya montajı esnasında kolaylık sağlamaktadır. Her bir IGBT’nin kendine özgü sürücüsünün olduğu bu modülde her bir kolda bulunan IGBT’lerin üst kolda olanlarında ayrı ayrı alarm sinyali bulunurken alt koldakilerin birleşik alarm sinyali bulunmaktadır. Herhangi bir arıza durumunda (aşırı akım, aşırı sıcaklık, kısa devre ve kontrol kısmı için düşük gerilim) alarm sinyali üretilmekte ve arızanın bağlı ilgili IGBT’ler kesime götürülmektedir. IPM modülün çıkışına da verilen alarm sinyali vasıtasıyla arızanın hangi kısımda oluştuğu tespit edilebilmektedir. Modüldeki her bir ön sürücü yapısı ayrı bir beslemeye ihtiyaç duymaktadır.



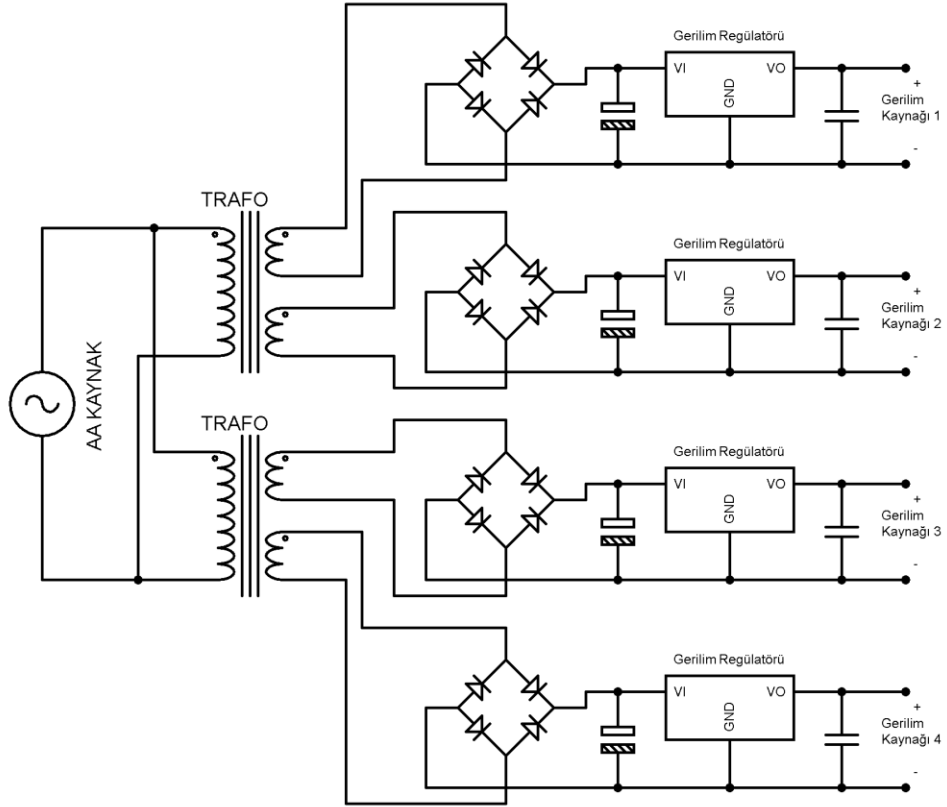
**Şekil 5.17:** FUJI firmasına ait IPM modülün iç yapısının şematik gösterimi (Fuji Electric 2014)

## 5.8 Mikrodenetleyici

STM32F4 Discovery kiti yüksek performanslı STM32F4 mikro denetleyicisiyle hızlı bir şekilde proje geliştirmeye olanak sağlayan düşük fiyatlı, kullanımı kolay bir devredir. Kiti görünümü Şekil 5.18’de verilmiştir.



yalıtılmış olması gerekmektedir. Üst kol IGBT'lerin tetiklemesi için gereken besleme kaynağının negatif bağlantısı alt koldaki IGBT'nin tetikleme için gerekli besleme kaynağının negatif bağlantısından yalıtlılmış olması gerekir. Eğer bu koşul sağlanmaz ise bir koldaki herhangi bir IGBT ilettime geçtiğinde IGBT kısa devre olur ve yanar. İstisna olarak alt koldaki IGBT'lerin tetiklemesi için gerekli olan besleme kaynakları tek kaynak olarak kullanılabilir. Çünkü alt koldaki IGBT'lerin toprakları zaten birbiriyile bağlantılıdır dolasıyla devrenin çalışmasını doğrudan etkileyecek bir arızaya sebebiyet vermeyecektir. Bu sebeplerden ötürü yalıtlımlı beslemelerden en az 4 en fazla 6 adet birbirinden yalıtlılmış bağımsız kaynak kullanılması gerekmektedir. Bağımsız kaynakların üretiminde kullanılabilir devrenin şeması şekil 5.19'da verilmiştir.



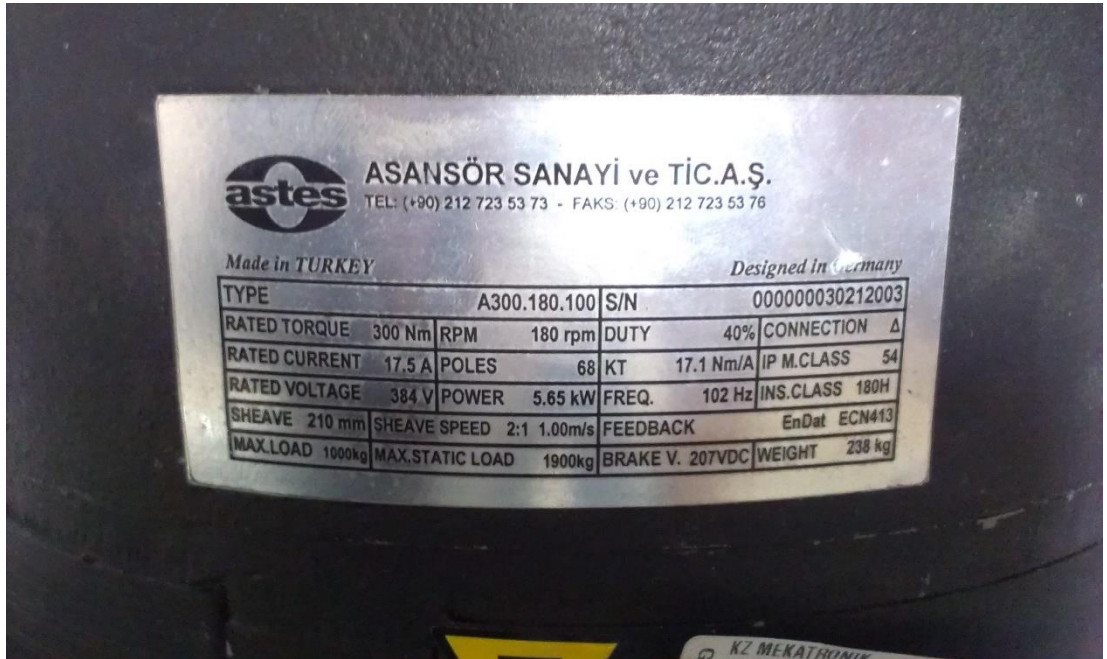
**şekil 5.19:** Birbirinden bağımsız dört gerilim kaynağının üretim devre şeması

## 6. SENKRON MOTOR ve SÜRÜCÜ SİSTEMİNİN BENZETİMİ

SM senkron motorun açık çevrim V/f kontrolünün sayısal benzetimini (simülasyon) yapabilmek için MATLAB/Simülink programı kullanılmıştır.

MATLAB/Simülink karmaşık sistemlerin matematiksel modellerinin benzetiminin, kontrolünün ve çözümlemesinin karmaşık yazılım dili kullanılmadan görsel öğelerle basit olarak yapılabildiği kullanışlı bir programdır. Bünyesindeki kütüphanede karmaşık sistemlerin blok olarak hazır bulunduğu bu program ayrıca temel işlemlerinde bulunduğu basit bloklara sahiptir. Bu temel işlemlerin bulunduğu bloklar birleştirilerek daha büyük sistemlerin modellenmesi yapılabilmektedir.

SM senkron motorun benzetiminde Tablo 6.1’de verilen motor parametreleri kullanılmıştır. Motor parametreleri bulunurken motor üzerinde yapılan ölçümler, testler ve motor etiketinden faydalanılmıştır (Şekil 6.1).



Şekil 6.1: Deneysel modelde kullanılan SM senkron motorun etiketi



**Tablo 6.1:** Benzetimde kullanılan motor parametreleri

R (Ohm)	L (mH)	Motor Moment Sabiti (Nm/A)	J (kg.m <sup>2</sup> )	Pole-pair
9	32	17.1	0.006	34

Motor sargıları yıldız bağlı iken motorun parametrelerinin ölçümü yapılmıştır. Motordaki stator sargılarının direnç değeri basit bir multimetre ile iki faz bağlantısı üzerinden yapılmıştır. Multimetre üzerinde ölçülen direnç değeri iki stator sargısının dirençlerinin toplamına eşit olacağından motor sargıları eşit dirence sahip olduğu varsayımı yapıldığında multimetre üzerindeki değer yarısı bir faz sargısının direncine (R) eşit olmaktadır. Motorun endüktans değeri L'nin ölçümü için motorun herhangi iki sargısı birleştirilmiştir üçüncü sargı ise boşa durmaktadır. Üçüncü sargının olduğu uca DC kaynağının pozitif, uçları birleştirilmiş sargıların ucuna ise DC kaynağının negatif ucu bağlanmıştır. Motora ilk başta akım verilerek rotorun manyetik alanının stator manyetik alanına hizalanması sağlanmıştır. Rotor manyetik alanının stator manyetik alanına hizalanması bittikten sonra uygulanan DC kapatılmıştır. Aynı sistem akımın yükselmesini grafikte görebilmek için akım probu vasıtasıyla osiloskopa bağlanmıştır. DC kaynağından sabit bir gerilim verilerek akımın yükselme grafiği osiloskopta incelenmiştir.

$$I_d = \frac{V}{R} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \quad (3.43)$$

Eşitlik (3.43) 1. dereceden RL devresinin akım cevabını göstermektedir. Burada  $\tau$  değeri (3.44) eşitliğindeki gibi olmaktadır.

$$\tau = \frac{L}{R} \quad (3.44)$$

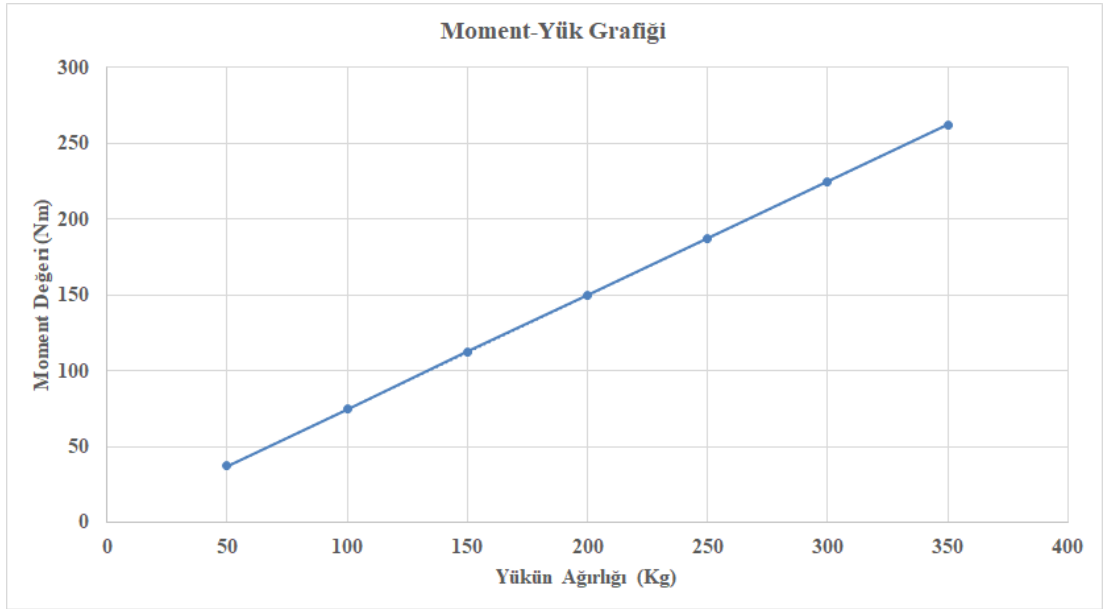
Sargılara uygulanan akım sabit bir değere ulaştığında başlangıç noktasıyla sabit değere ulaşma noktası arasındaki süre hesaplanmaktadır. Hesaplanan süre  $5\tau$  değerine denk gelmektedir. Akımın sabit değere ulaşma süresi ve multimetre ile hesaplanan sargı direnci (3.44) eşitliğinde yerine yazıldığında motorun endüktans değeri bulunmaktadır.

Şekilde belirtilen motor etiketine göre motor sürekli olarak %40 güçte çalıştırılabileceğinden motor benzetimi esnasında bu faktör göz önüne alınmıştır. Motor miline uygulanan maksimum moment miktarı 120Nm olarak belirlenmiştir.

Şekil 6.2’de benzetimde kullanılan Matlab Simülink şeması verilmiştir. Benzetimde V/f kontrolü esnasında 3 farklı eğrinin motora uygulanabileceği bir kontrol algoritması tasarlanmıştır. Algoritma kendisine verilen frekans verisine göre motora uygulanacak gerilimin yüzde miktarını 0-1 değeri arasında frekansa istenilen şekilde oranlayarak üretmektedir. Algoritmanın çalışması esnasında 3 farklı gerilim eğrisi üretebilmesi için algoritma girişine eğrilerin çalışacağı maksimum ve minimum gerilim ve frekans değerleri ayrı ayrı girilmektedir. V/f algoritmasından sonra motora uygulanacak 3 faz sinüs sinyali üretebilmek için 3 faz sinüs üreten bloktan faydalanılmıştır. Bu 3 faz sinüs sinyali üreten blok girişine uygulanan 0-1 aralığındaki gerilim datası, frekans datası ve 0. saniyedeki sinüsün başlangıç derecesine göre 3 ayrı sinüs sinyali üretmektedir. Bu 3 ayrı sinüs sinyalinin aralarında 120 derece faz farkı bulunmakta, hepsi aynı genlikte ve frekanstadır sinyal üretmektedir. 0-1 aralığında üretilen 3 ayrı sinüs sinyali evirici bloğuna aktarılmak üzere tümleyenli (komplementer) iki ayrı DGM sinyali üretir. Her bir sinyal için iki ayrı sinyal üreten bu blok üç sinüs sinyali için toplamda altı adet sinyal üreterek evirici bloğuna aktarır. Evirici bloğu 6’lı IGBT’nin 2’li grup halinde birleşiminden oluşan bir yapıyı temsil etmektedir. Evirici bloğundaki IGBT’lerin özellikleri deneysel çalışmada kullanılan 7MBP100VDA-120-50 Fuji IPM modülden alınmıştır.



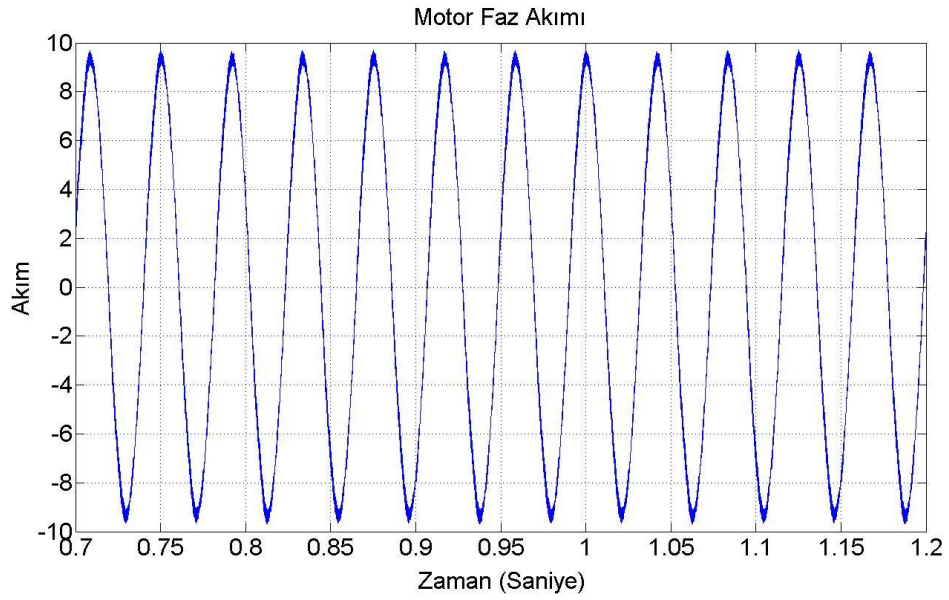
Eviricinin girişine DC baranın gerilimini temsilen 560 Volt değerinde bir gerilim kaynağı bağlanmıştır. Evirici bloğunun 3 fazı temsil eden çıkışları SM senkron motoru temsil eden bloğa bağlanmaktadır. SM senkron motor bloğu deneysel çalışmada kullanılan SM senkron motorun Matlab/Simülink ortamında benzetimi için kullanılmıştır. Motor parametrelerin SM senkron motor bloğuna girilerek motorun hangi özelliklerde olduğu benzetim programına tanıtıldıktan sonra program motoru 3 fazı temsil eden girişlere göre döndürür. Program benzetimi yapılan sistemi çalıştırmaya başladığında motoru temsil eden blokta motora ait veriler üretmektedir. Bu çalışmada motora ait faz akımları, Clarke - Park dönüşümü esnasında üretilen d-q eksenlerinin akımları, motorun dönüş hızı, rotorun açısı ve motorun rotor milinde ürettiği moment değerleri çıktı olarak simülink- scope bloklardan okunmaktadır.



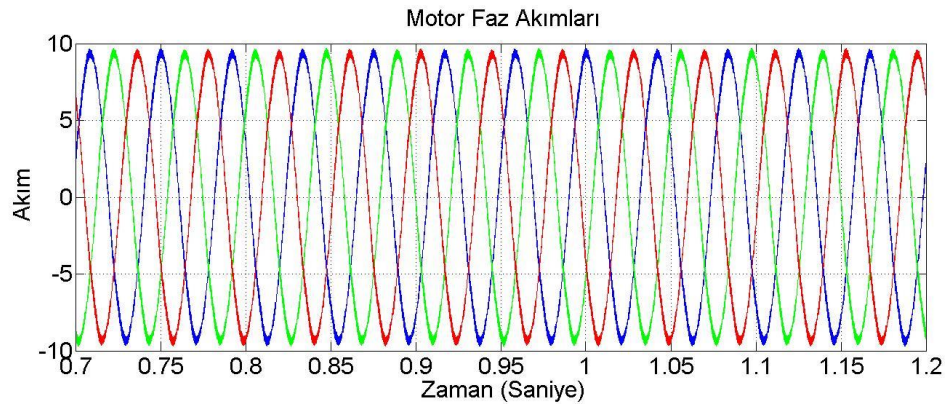
**Şekil 6.3:** Motorun moment-yük grafiği

Şekil 6.3'te motor etiketindeki yazan kasnak çapı (sheave), asansör askı oranı (sheave speed) ve motorun üretebileceği moment değerine göre motorun ne kadar ağırlıkta yükü kaldırabileceği hesap edilmiştir.

SM senkron motorun benzetim çalışması için gerekli parametre değerleri girildikten sonra motor yüksüz halde iken çalıştırılmıştır. Motor boşta iken (yüksüz) yapılan çalışmada SM senkron motora geleneksel yöntem V/f uygulanmıştır. 10-Hz'e kadar motora %10 duty değeri verilerek motor 24-Hz'e kadar döndürülmüştür. 24-Hz'de motorun tek faz akımı Şekil 6.4'te, üç faz akımları ise Şekil 6.5'te verilmiştir.

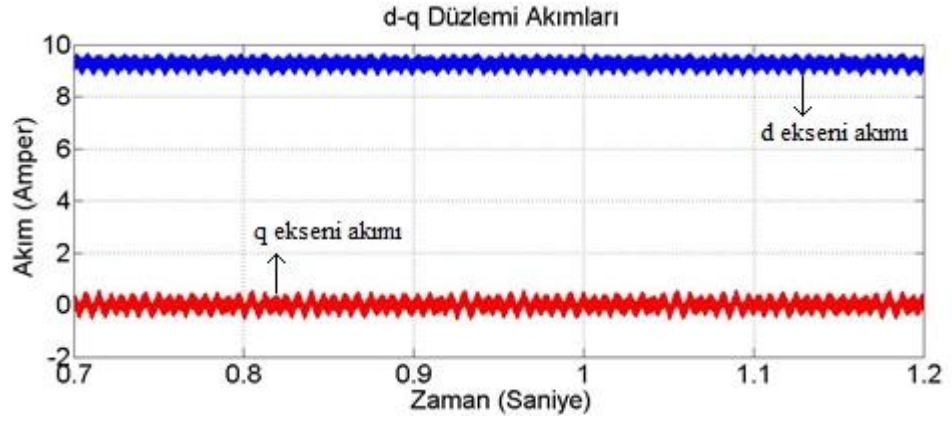


**Şekil 6.4:** Klasik V/f kontrolde 24-Hz için motor faz akımı

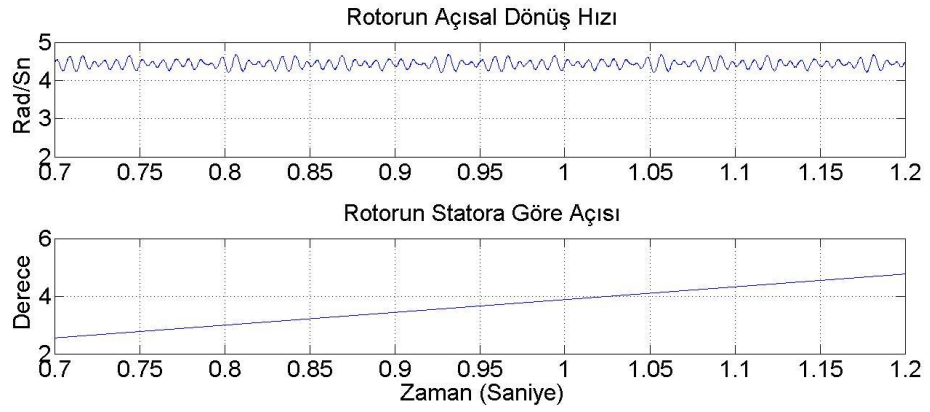


**Şekil 6.5:** Klasik V/f kontrolde 24-Hz için motor 3 faz akımları

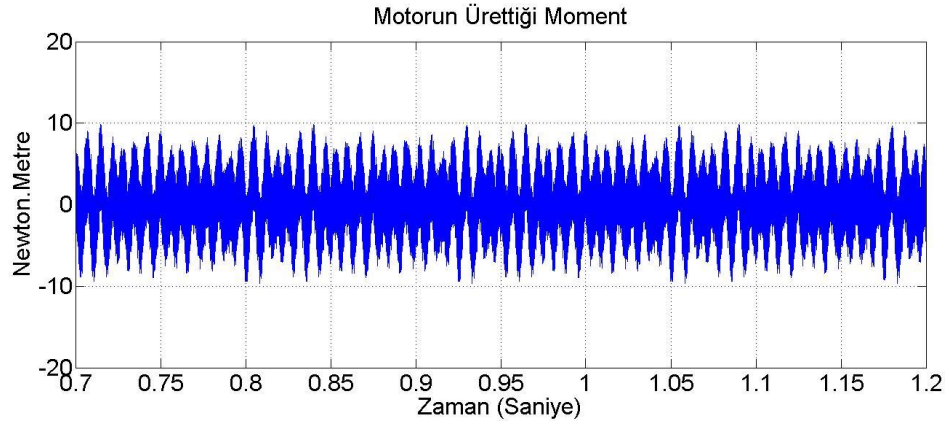
24-Hz'de motorun d-q düzlemindeki akımları Şekil 6.6'de verilmiştir.



Şekil 6.6: Klasik V/f kontrolde 24-Hz için motorun d-q düzlemindeki akımları



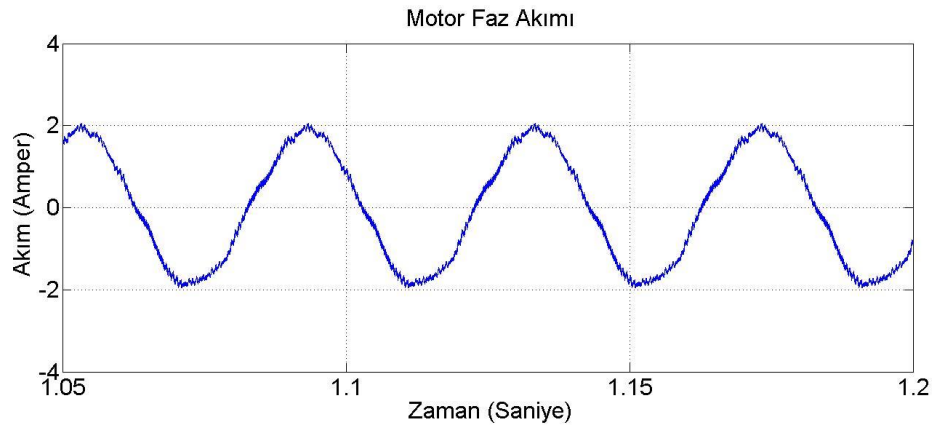
Şekil 6.7: Klasik V/f kontrolde 24-Hz için rotorun açısal hızı ve statora göre açısı



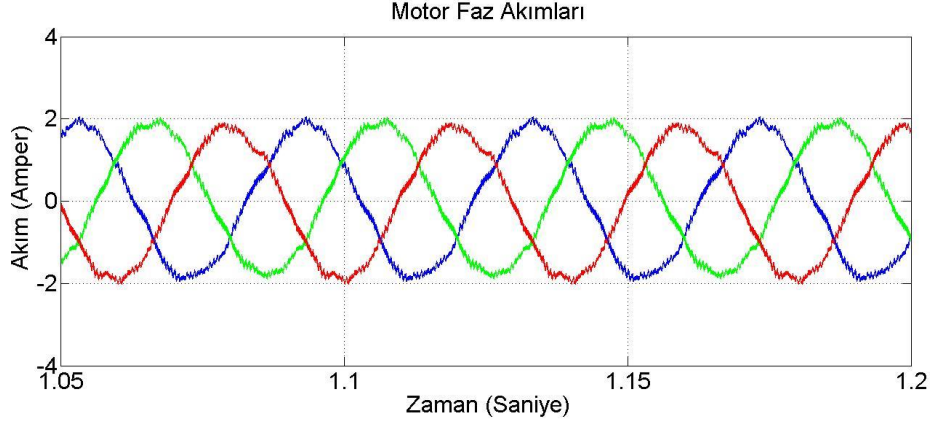
**Şekil 6.8:** Klasik V/f kontrolde 24-Hz için motorun ürettiği moment

Şekil 6.7’de motorun 24-Hz çalışması esnasındaki açısal hızı ve rotorun statora göre açısı verilmiştir. Şekil 6.8’de ise 24-Hz çalışmada motorun ürettiği moment verilmiştir.

Sonraki çalışmada V/f değeri değiştirilerek motorun düşük akım değerlerinde düzgün çalışabildiği benzetim çalışması yapılmıştır. Motorun hız ilk olarak 25-Hz’de daha sonra 102-Hz için elde edilmiştir..

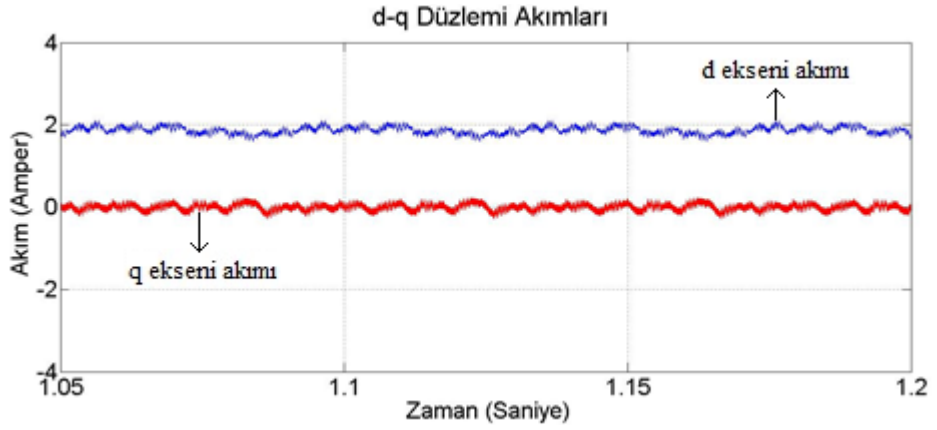


**Şekil 6.9:** 25-Hz yüksüz çalışmada motor faz akımı



**Şekil 6.10:** 25-Hz yüksüz çalışmada motor 3 faz akımları

Motorun 25-Hz frekansı uygulanarak çalışması esnasında motorun çektiği tek faz akımı Şekil 6.9’de, Şekil 6.10’da ise motorun üç faz akımları verilmiştir.



**Şekil 6.11:** 25-Hz yüksüz çalışmada motorun d-q düzlemindeki akımları

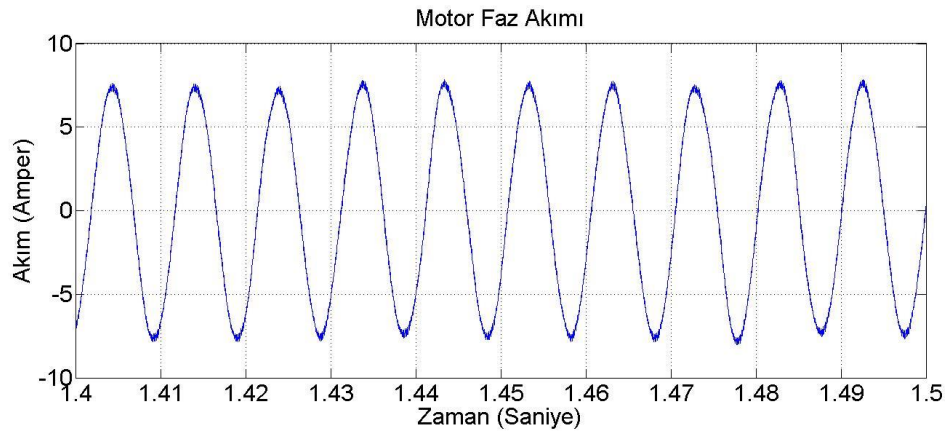
25-Hz’de motorun d-q düzlemindeki akımları Şekil 6.11’da verilmiştir. Şekil 6.12’de ise motorun 25-Hz çalışması esnasındaki açısal hızı ve rotorun statora göre açısı verilmiştir.



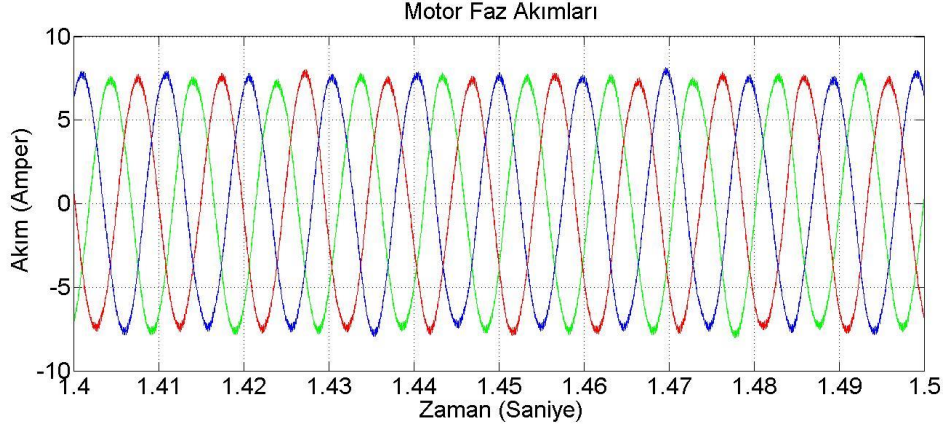


**Şekil 6.12:** 25-Hz yüksüz çalışmada rotorun açısal hızı ve statora göre açısı

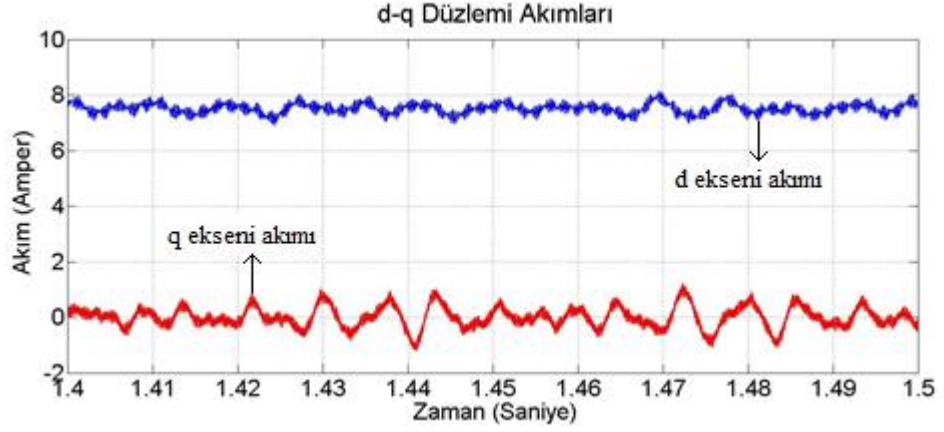
Daha sonra V/f değeri motora uygulanabilecek en yüksek frekans olan 102-Hz için tekrar düzenlenerek motorun benzetim çalışması tekrar yapılmıştır. Motorun 102-Hz hızında çalışması esnasında motorun çektiği tek faz akımı Şekil 6.13’de, Şekil 6.14’de ise motorun üç faz akımları verilmiştir.



**Şekil 6.13:** 102-Hz yüksüz çalışma motor faz akımı

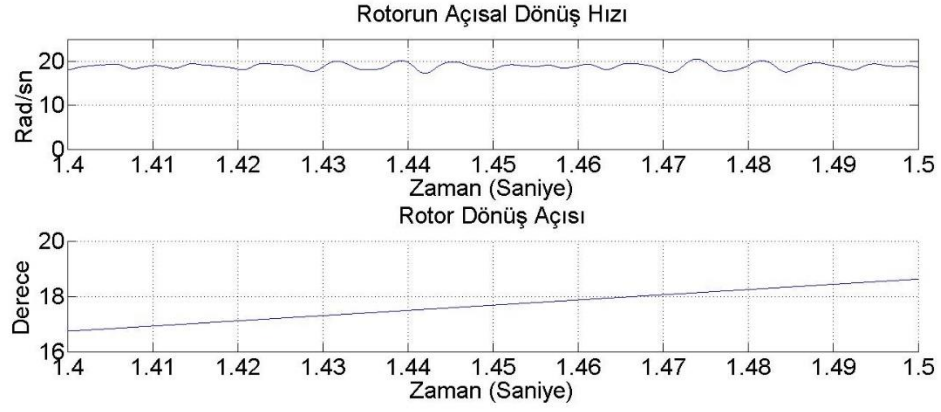


**Şekil 6.14:** 102-Hz yüksüz çalışma motorun 3 faz akımları

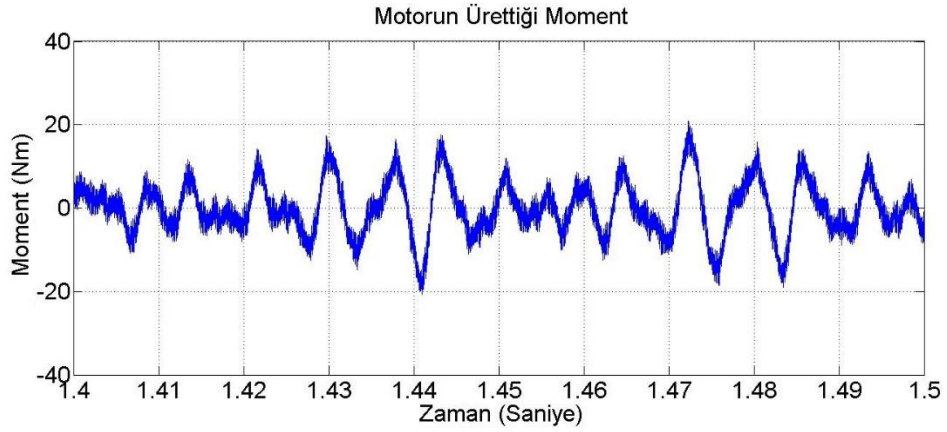


**Şekil 6.15:** 102-Hz yüksüz çalışma motorun d-q düzlemindeki akımları

102-Hz’de motorun d-q düzlemindeki akımları Şekil 6.15’te verilmiştir. Şekil 6.16’te ise motorun 25-Hz çalışması esnasındaki açısız hızı ve rotorun statora göre açısı verilmiştir.



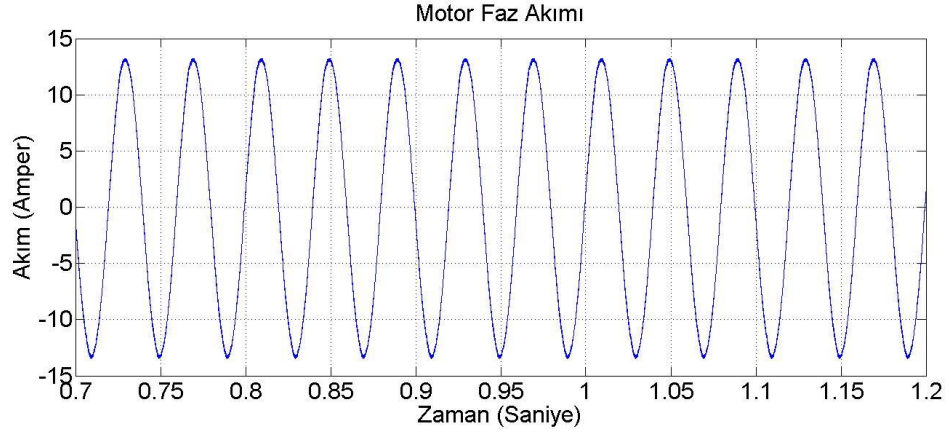
**Şekil 6.16:** 102-Hz yüksüz çalışmada rotorun açısal hızı ve statora göre açısı



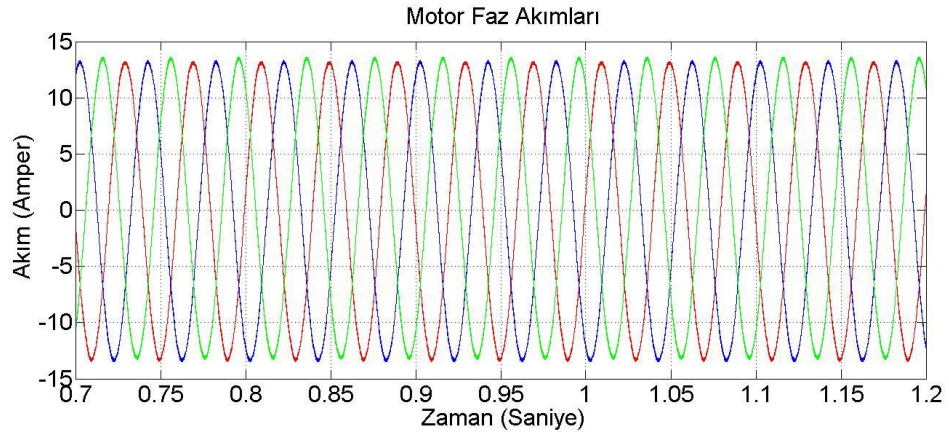
**Şekil 6.17:** 102-Hz yüksüz çalışmada motorun ürettiği moment

Şekil 6.17’de ise 102-Hz çalışmada motorun ürettiği moment verilmiştir.

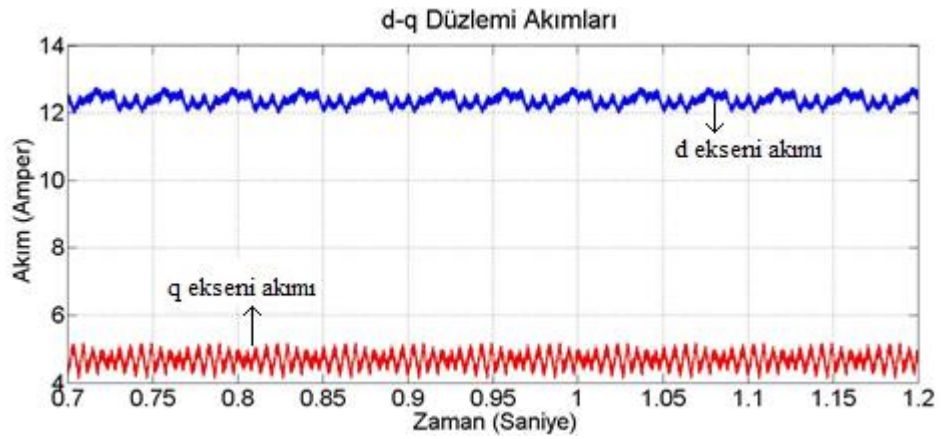
Motorun yüksüz benzetim çalışmaları yapıldıktan sonra motora 80N yük bağlanarak 25-Hz çalışma frekansında simülasyonu yapılmıştır. Simülasyon sonucunda Şekil 6.18’de motorun tek faz akımı ve Şekil 6.19’de motorun üç faz akımları verilmiştir. Şekil 6.20’de ise motorun d-q düzlemindeki akım vektörü değerleri verilmiştir.



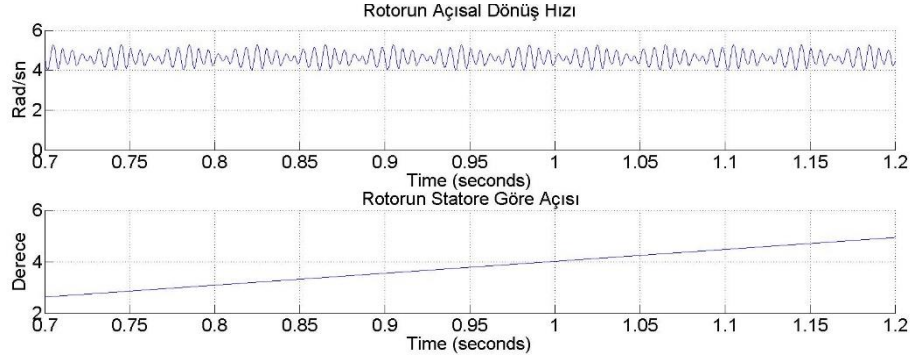
**Şekil 6.18:** 25-Hz çalışmada yük altında motor faz akımı



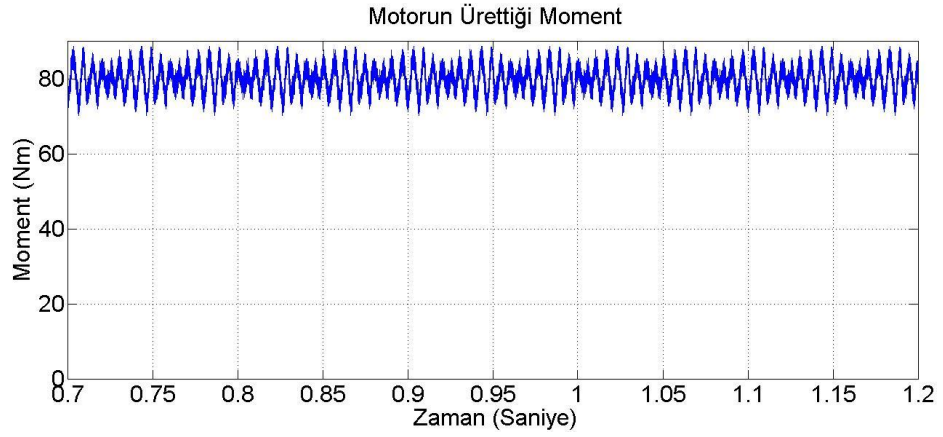
**Şekil 6.19:** 25-Hz çalışmada yük altında motor 3 faz akımları



**Şekil 6.20:** Yük altında 25-Hz çalışmada motorun d-q düzlemindeki akımları

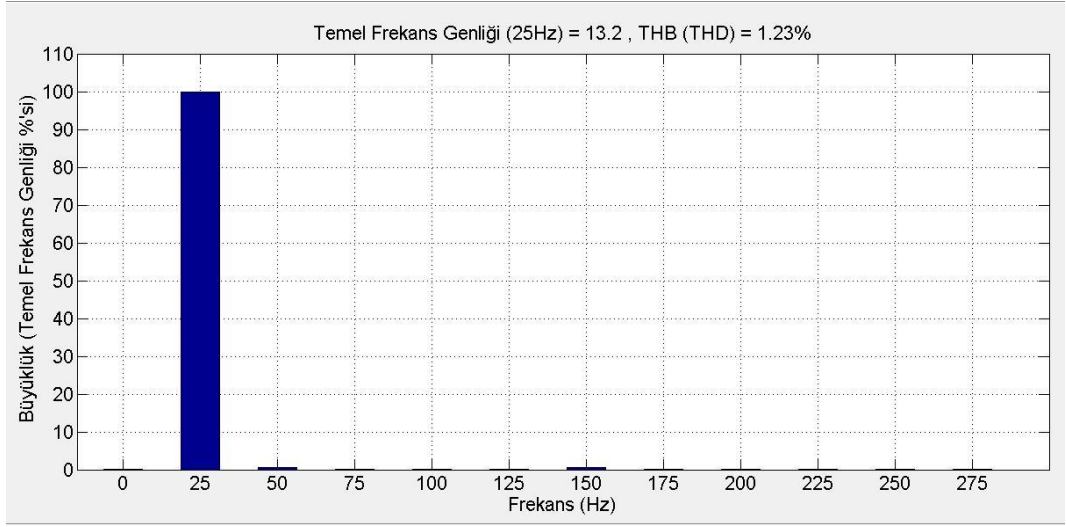


**Şekil 6.21:** 25-Hz çalışmada motor yük altında rotorun açısal hızı ve statora göre açısı



**Şekil 6.22:** 25-Hz çalışmada motor yük altında motorun ürettiği moment

Şekil 6.21’de motorun açısal hızı ve dönüş açısı, Şekil 6.22’de ise motorun ürettiği moment verilmiştir. Şekil 6.23’te ise motor fazının toplam harmonik bozulması (THD) verilmiştir.

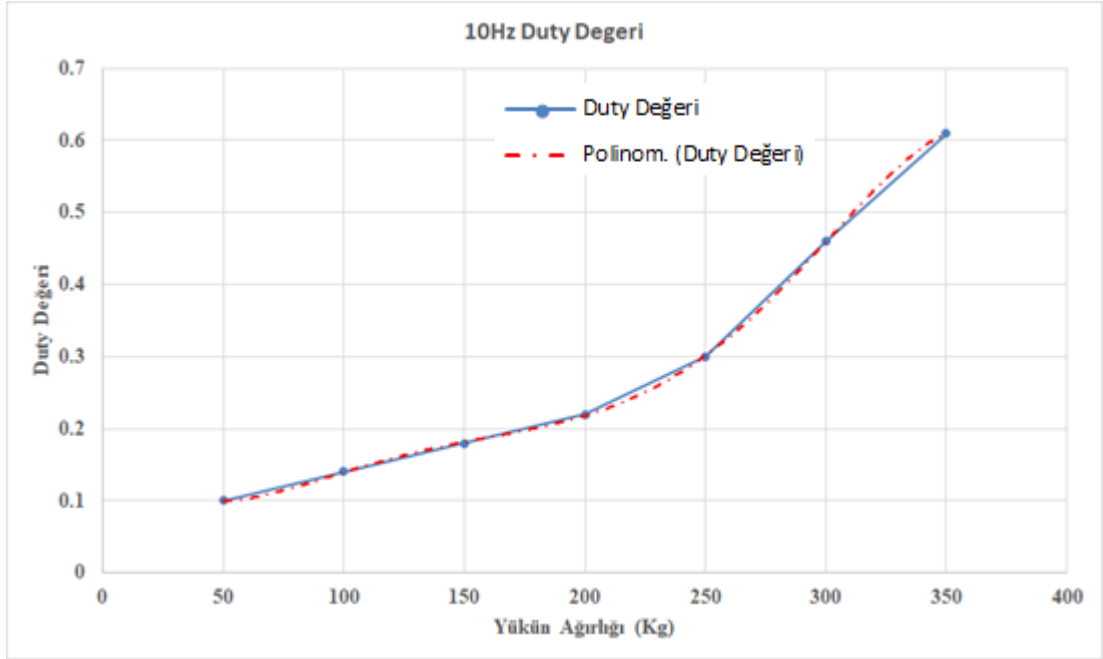


**Şekil 6.23:** 25-Hz yüklü çalışmada motor faz akımının THD'si

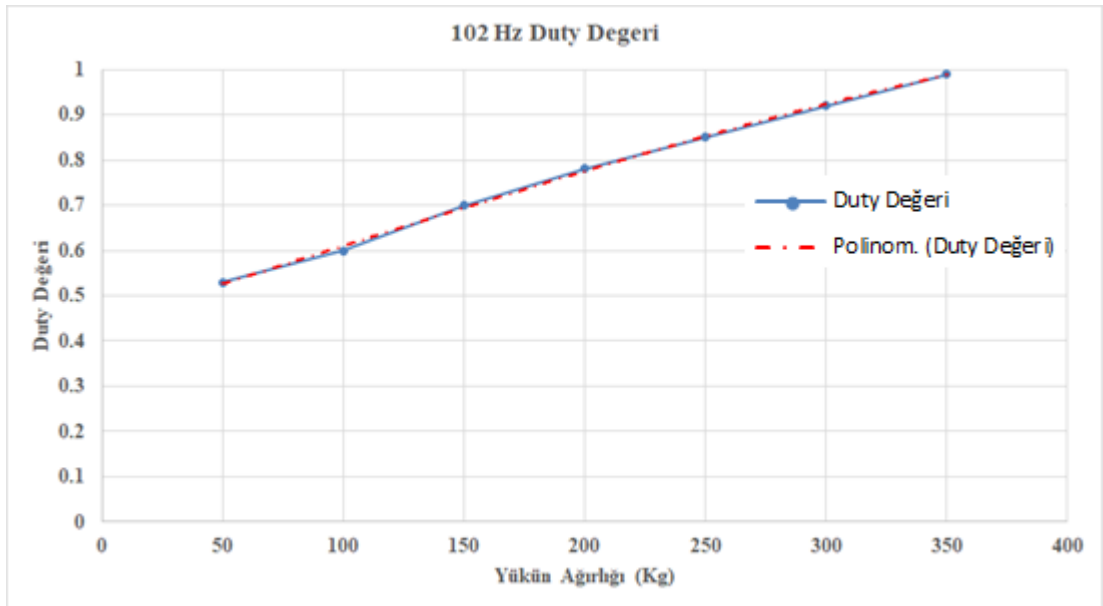
Tezin amacı ön yük tanımlı motor kontrolü olduğundan, motorun hangi duty değerlerinde ne kadar yükü döndürebileceğinin önceden bilinmesi gerekmektedir. Bu bağlamda 50'şer kg yük artışlarıyla simülasyon ortamında motor duty değerleri değiştirilerek çalıştırılmıştır. Verimlilik ve motorun senkron hızdan kopmaması göz önüne alınarak her bir ağırlık değişikliğinde minimum duty değerinin ne olması gerektiğinin simülasyonu yapılmıştır. Simülasyon sonucu olarak belirli ağırlıklar için gereken duty değerleri ortaya çıkmıştır. Bu veriler kullanılarak Microsoft Excel programı vasıtasıyla yüksek dereceli polinomlar hesaplanmıştır. Hesaplanan ağırlık-duty değeri polinomları eşitlik (3.45) ve (3.46)'da verilmiştir. Şekil 6.24 ve Şekil 6.25'de bu polinomların ve benzetim çalışmasındaki 50'şer kg ağırlık artışıyla yapılan çalışma sonuçlarının grafiksel çizimi verilmiştir. Benzetim çalışması sonucu çıkan bu formüller sayesinde istenilen herhangi bir ağırlık için ne kadar duty değeri ile motorun döndürülmesi gerektiği bu polinomlar yardımıyla hesap edilebilmektedir.

$$y = -2e^{-12}x^5 + 2e^{-9}x^4 - 7e^{-7}x^3 + 0.0001x^2 - 0.006x + 0.2171 \quad (3.45)$$

$$y = -2e^{-9}x^3 + 5e^{-7}x^2 + 0.0016x + 0.4429 \quad (3.46)$$



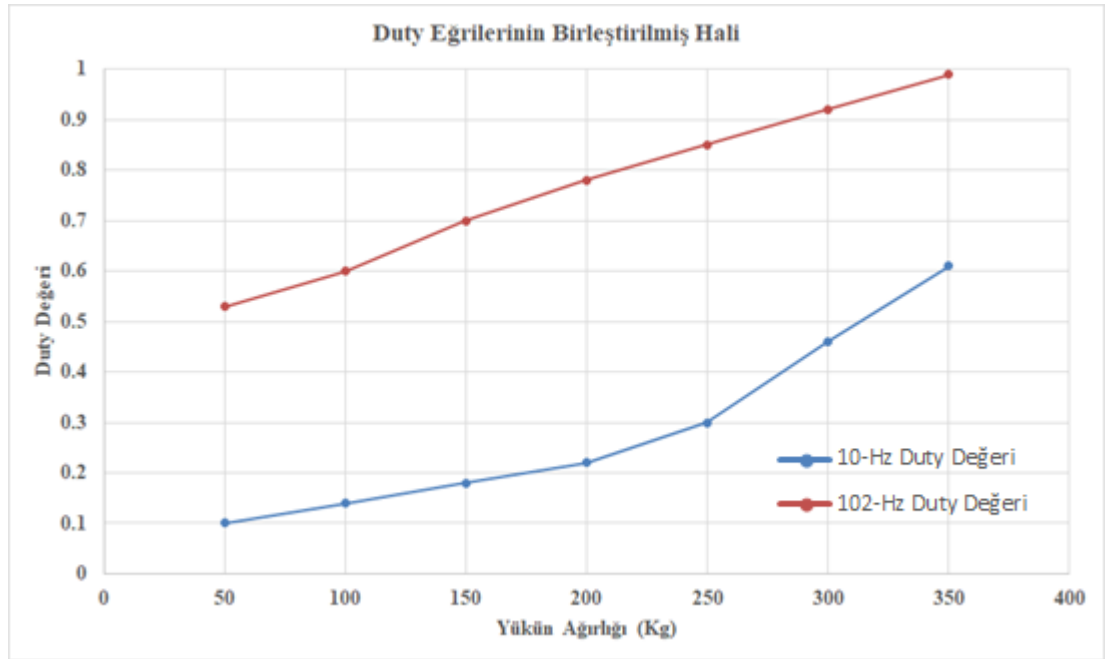
Şekil 6.24: 10-Hz'e kadar sabit duty değerinin motora bağlı yüke göre değişim eğrisi



Şekil 6.25: 102-Hz'de motora bağlı yüke göre maksimum duty değerinin eğrisi

Motora bağlanan yüke göre uygulanan 10-Hz ve 102-Hz'deki maksimum duty değerleri Şekil 6.26'te birleştirilerek tek grafik olarak verilmiştir.

Motorun döndürebileceği ağırlık değerleri motor etiketinde verilmiş olan mile bağlı kasnağın yarıçapı yardımıyla hesaplanmıştır. Motorun ürettiği moment ile kaldırabileceği yük değeri Şekil 6.3'te grafik olarak verilmiştir.



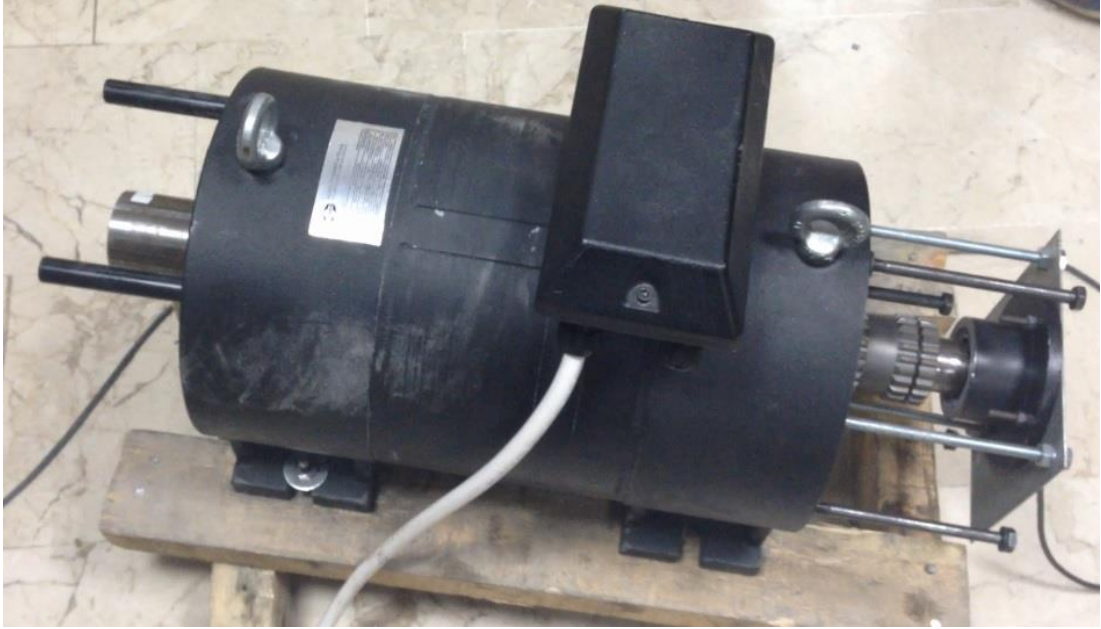
Şekil 6.26: V/f eğrisindeki duty değerlerinin yüke göre değişimi



## 7. TASARIMIN DENEYSEL MODELİ

Bu çalışmada 5.65 kW gücünde 34 çift kutuplu yüzeysel SM senkron motor 3 faz evirici ile sürülürken kontrolü STM32F4 serisi bir mikrodenetleyici tarafından yapılacaktır.

Çalışmada kullanılan SM senkron motor rotorunda yüzeysel mıknatıslara sahip 34 çift kutuptan oluşan 5.65kW gücünde bir motordur (Şekil 7.1). Motor asansör sistemlerinde kullanılmak üzere tasarlanmıştır. Motorda kutup sayısının çok olması düşük devirli dönüş hızı ve yüksek moment üretilmesini sağlamaktadır. Motor 3 Faz 380V alternatif akımla beslenen sürücü ile kontrol edilmektedir.

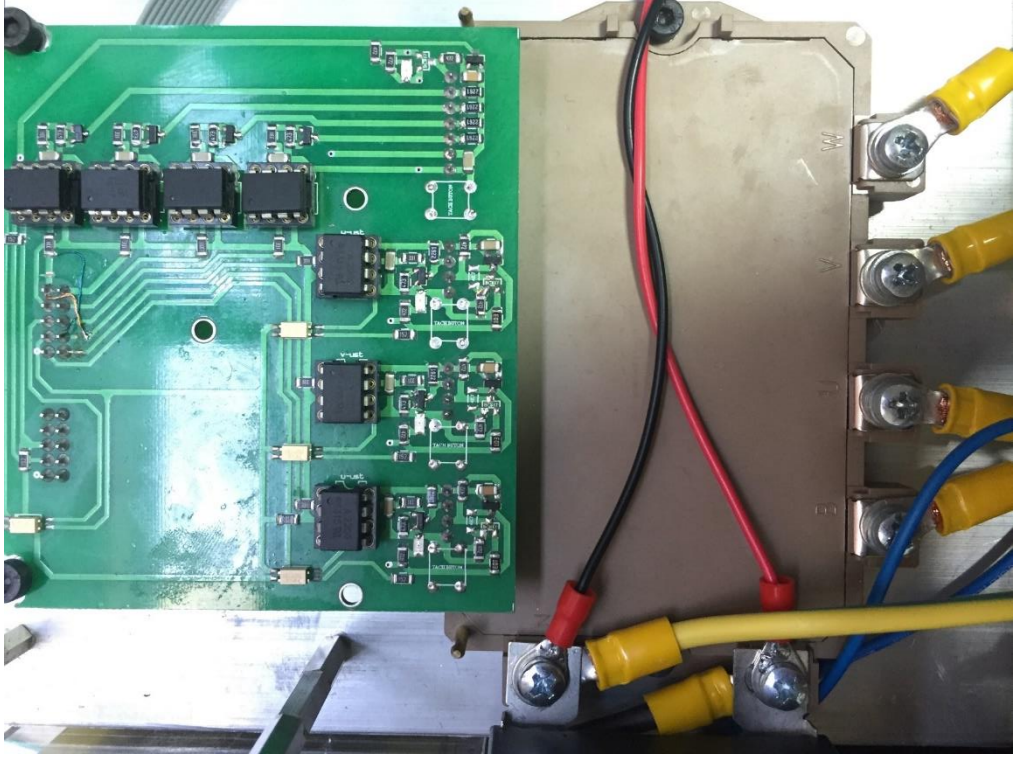


**Şekil 7.1:** Tez çalışmasında kullanılan 5.65 kW SM senkron motor

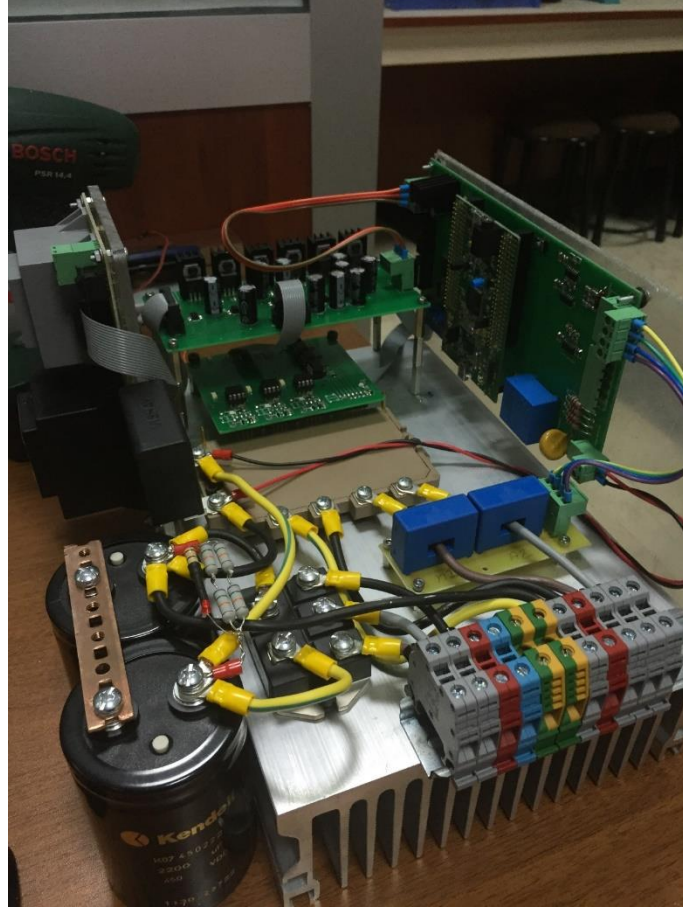
3 faz evirici; doğrultucu ve filtre, bağımsız kaynak devresi ve IPM modülden oluşmaktadır. Toplamda 38-kVA çıkış gücüne sahiptir. Doğrultucu ve Filtre devresinde doğrultma kısmında 1200 V 100 A tam köprü diyot doğrultucu, filtre kısmında ise hat reaktörü ve kutuplu 1100 uF kondansatör bulunmaktadır.

Bağımsız kaynak devresinde 2 adet trafo, doğrultucu diyotlar, filtre kondansatörleri, bobin, lineer regülatörler ve anahtarlamalı regülatörler

bulunmaktadır. Fuji elektronik firmasının 100A'lik akıllı güç modülünü (IPM) kullanan evirici iç yapısında 7 adet yüksek gerilim ve kuvvetli akımlarda güç anahtarlama yapabilen IGBT bulundurmaktadır. IPM modülün ve optik yalıtım devresinin soğutucu bloğuna bağlanmış hali Şekil 7.2'de verilmiştir. Motoru sürmek için kullanılan sürücü ise Şekil 7.3'de verilmiştir.



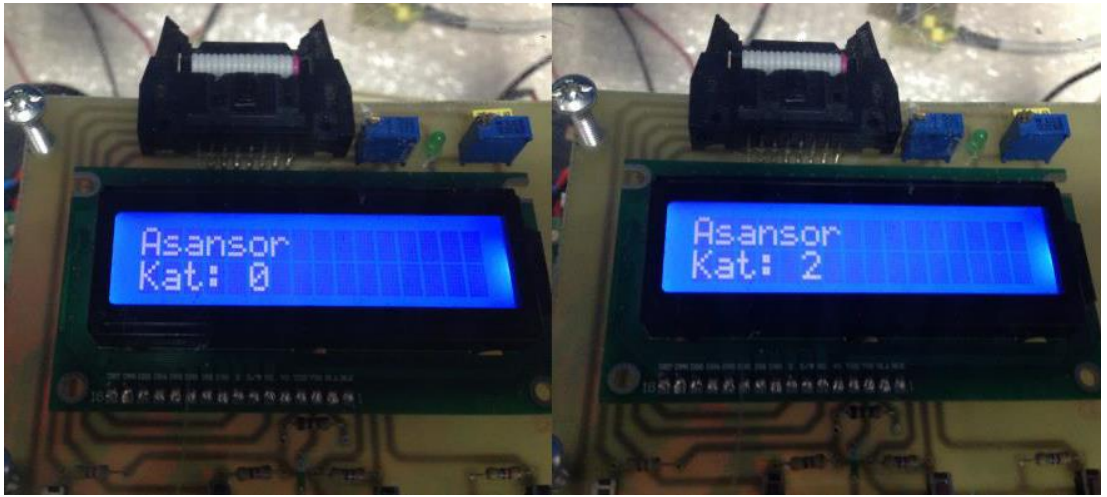
**Şekil 7.2:** IPM modül ve optik yalıtım kartı



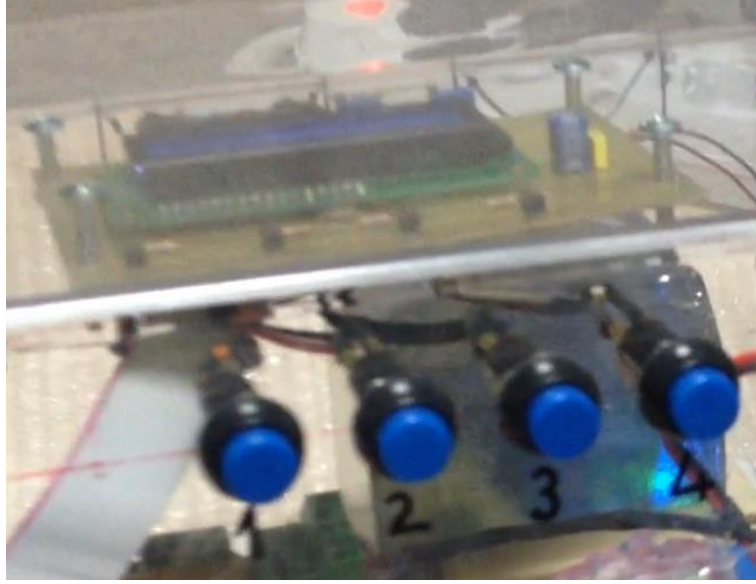
**Şekil 7.3:** Deneysel çalışma için tasarlanan motor sürücüsü

Motoru kontrol etmek için mikrodenetleyici olarak STM firmasına ait STM32F4 serisi işlemci kullanılan deneysel çalışmada SM senkron motor 3 faz eviriciye bağlanarak açık çevrim V/f kontrolü yapılmıştır. Programın çalışması hakkında bilgi almak için bir adet LCD ekranın (Şekil 7.4) kullanıldığı deneysel çalışmada asansör uygulamalarındaki çağırma butonunu temsil edecek şekilde 4 adet buton sürücünün üstüne yerleştirilmiştir (Şekil 7.5). Mikrodenetleyici programı V/f sinyallerini sinüzoidal DGM oluşturarak 3 faz tam köprü devresinin bulunduğu IPM modüle aktarmak için optik yalıtım devresini kullanmaktadır. Optik yalıtım devresiyle yüksek akım ve yüksek gerilim bölgesinden yalıtılan bu düşük gerilimli düşük akımlı kontrol sinyalleri IPM modüle ulaşmaktadır. Böylelikle düşük gerilimle çalışan mikrodenetleyici kartı yüksek frekanslı gürültülerin olduğu IPM modülden yalıtılır. Bu sayede yüksek frekanslı gürültüler mikrodenetleyicinin çalışmasına engel teşkil etmemektedir. IPM modüle aktarılan kontrol sinyalleri yüksek frekansta yüksek

gerilim ve kuvvetli akım anahtarlama yapılarak üretilen sinüzoidal DGM'nin motora aktarılmasını sağlar. Yüksek frekanslı SDGM sinyali motora aktarıldığında motor sargılarının filtre görevi görmesinden dolayı yüksek frekanslı modülasyon sinyali süzülür ve düşük frekanslı sinüzoidal sinyal motor sargıları üzerinde akım olarak ortaya çıkar. Bu şekilde motorun dönmesi için gerekli olan döner manyetik alanı oluşturan akımlar motor sargılarında oluşturulmuş olur. Mikrodenetleyici tarafından üretilen sinüzoidal DGM sinyalleri Şekil 7.6'te verilmiştir.



**Şekil 7.4:** Deneysel çalışmada kullanılan bilgi ekranı



Şekil 7.5: Deneysel çalışmada kullanılan temsili kat butonları

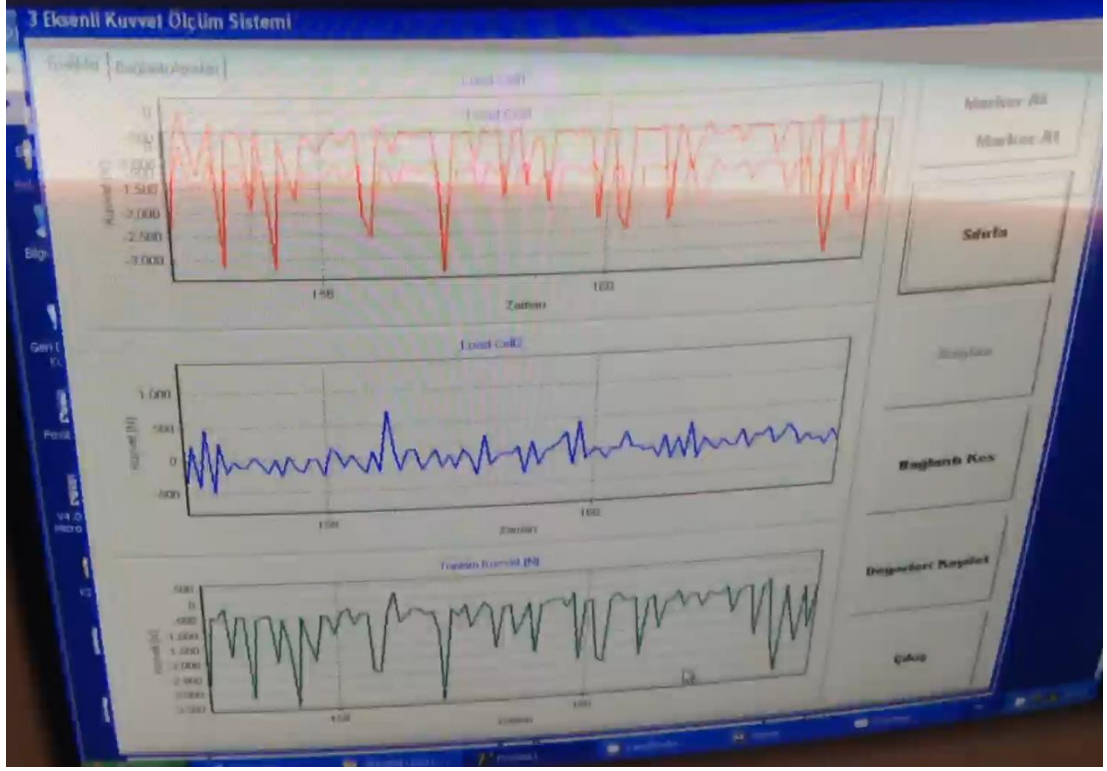


Şekil 7.6: Mikrodenetleyici ile üretilen sinüzoidal DGM sinyalleri



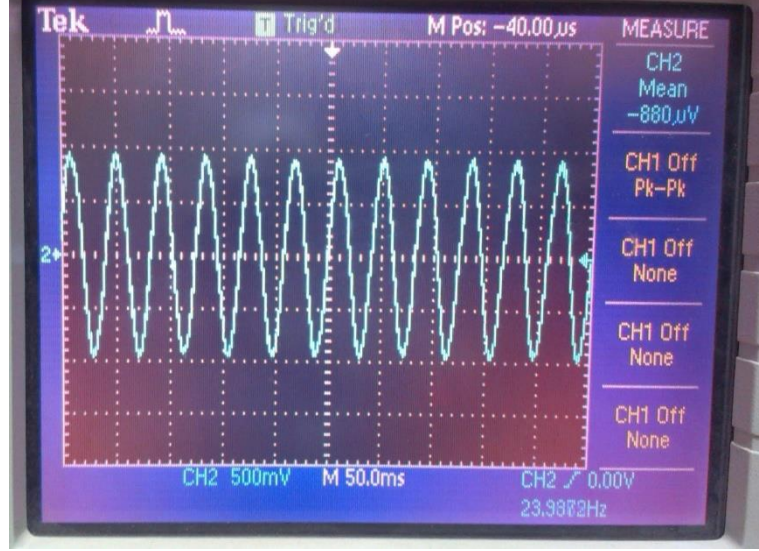
**Şekil 7.7:** Senkron motor ve yük sistemi deney seti

SDGM'nin genliği frekansa ve motora bağlı mikrodenetleyiciye önceden yük tanımı yapılmış parametrelere göre değiştirilmektedir. Bu şekilde SM senkron motorun öncelikle boşta çalışması yapılmıştır.



**Şekil 7.8:** Motor yükleme sistemi izleme programı

Boşta çalışmada konvansiyonel V/f sistemi ile SM senkron motorun sürme işlemi yapılmıştır. Motor 10-Hz frekansına gelene kadar sabit duty değeri ile daha sonra 24-Hz frekansına kadar duty değeri arttırılarak çalıştırılmıştır. Motor 24-Hz’de çalışırken motor tek faz akımı Şekil 7.9’te verilmiştir.



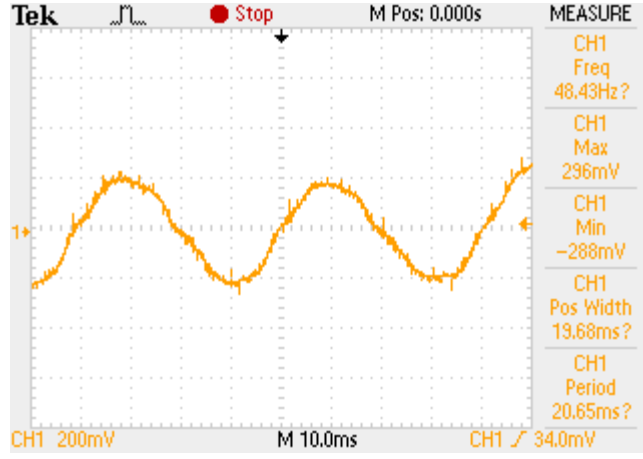
**Şekil 7.9:** 24-Hz'de yüksüz geleneksel V/f deneyi motor faz akımı

(Prob: 100 mV/A)

Sonraki deneysel çalışmada ise motor 25-Hz frekansında yüksüz minimum akımla düzgün dönecek şekilde çalıştırılmıştır. Motor faz akımı Şekil 7.10'te verilmiştir. 102-Hz frekansında yapılan çalışmada ise motora uygulanan V/f eğrisi tekrar düzenlenerek motor son hızda çalıştırılmıştır ve motor faz akımı Şekil 7.11'daki gibi olmuştur.

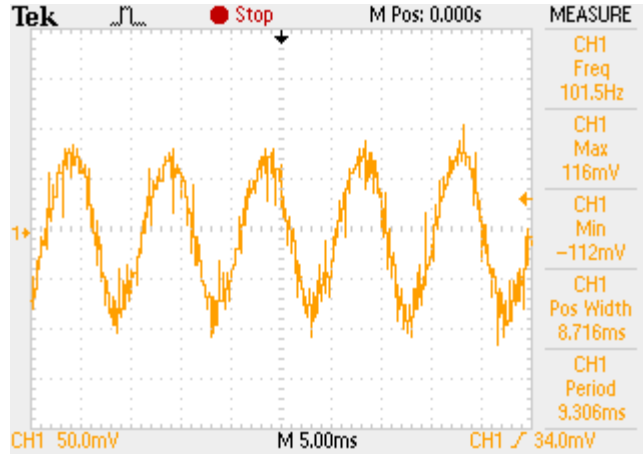
Bir sonraki deneysel çalışmada ise motorun miline yük bağlanmıştır. Motor tekrar çalıştırılmış ve motor 25-Hz frekansında çalışırken Şekil 7.13'deki motor faz akımı elde edilmiştir.





Şekil 7.10: 25-Hz'de yüksüz çalışma motor faz akımı

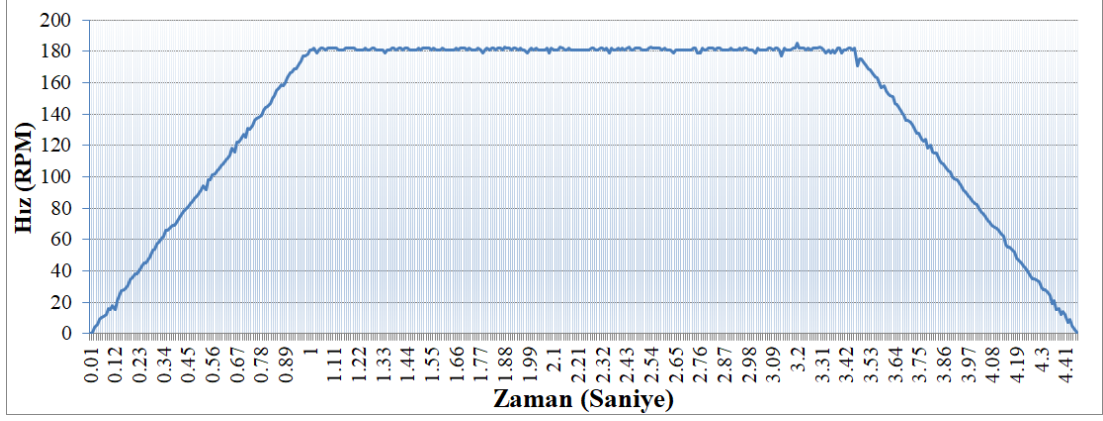
(Prob: 100 mV/A)



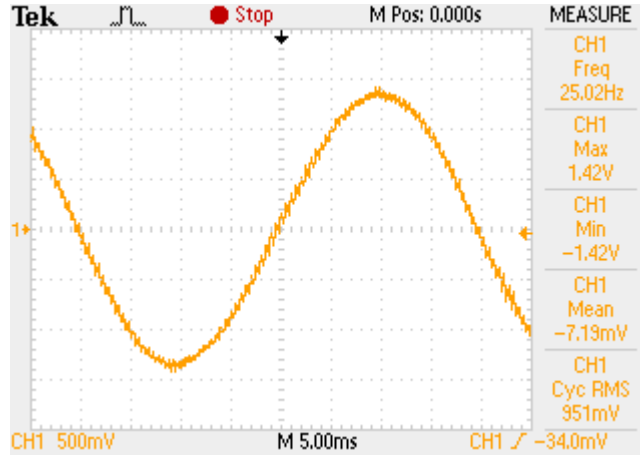
Şekil 7.11: 102-Hz'de yüksüz çalışma motor faz akımı

(Prob 10 mV/A)

Deneyisel modelde motorun kata gitmesi esnasında kullandığı hız eğrisi Şekil 7.12'de verilmiştir. Her yük değeri için standart bir hızlanma ve yavaşlama eğrisi kullanılmıştır. Maksimum yük göz önüne alınarak hızlanma süresi oluşturulmuştur.



Şekil 7.12: 102-Hz için motor hız bilgisi

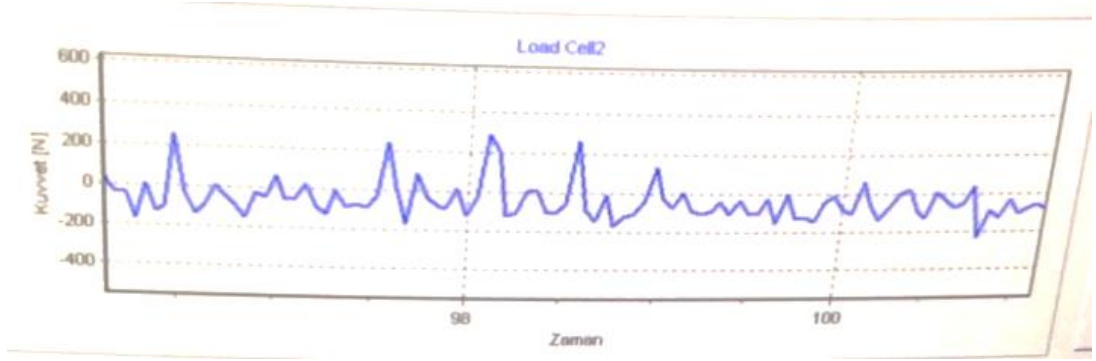


Şekil 7.13: 25-Hz'de yüklü çalışma faz akımı

(Prob 100mV/A)

25-Hz yüklü çalışmada SM senkron motorun rotor miline hidrolik yük sistemi bağlanmıştır. Hidrolik pompa milinde yük oluşturmak için pompanın hidrolik sıvı çıkışında direnç oluşturacak bir vana bulunmaktadır. Hidrolik pompasının bağlı olduğu metal levhada basınç sensörü bulunmaktadır. Mil dönmeye zorlandıkça metal levhada oluşan basınç sensör tarafından algılanmaktadır. Basınç sensöründen alınan veriler ile rotor milinde ne kadarlık bir yük momenti oluşturulduğu hesap edilmektedir. Bu basınç sensöründen gelen veri özel bir devre ile çözümlenerek motor milindeki

kuvvet hesaplanmaktadır. Deneysel çalışmada yük ünitesi motor miline 80Nm yükü uygulayacak şekilde ayarlanmıştır (Şekil 7.14).



**Şekil 7.14:** Motorun çalışması esnasındaki yük grafiği

## 8. BULGULAR ve TARTIŞMA

Deneysel çalışmada motor ilk olarak rastgele V/f değerleri ile yük bağlı değil iken sürülmüştür. Rastgele verilen değerler ile motor 24-Hz frekansına kadar düzgün bir şekilde çalışmış fakat 25-Hz seviyesine çıktığında rotorun dönüş hızında salınımlar ve motorda titreme meydana gelmiştir. Deneysel çalışmadaki değerlerle benzetim çalışması yapıldığında akımların düzgün sinüs oluşturmadığı görülmüştür. Hem deneysel hem benzetim çalışmasında benzer akım değerleri görülmesine rağmen, akımların düzgün sinüs sinyalinin görülmemesi motordaki titreme ve hız salınımlarının sebebini açıklamaktadır. Akımlarda düzgün sinüs sinyali görülmemesinin sebebi ise V/f eğrisinin rastgele değerlerle oluşturulmuş olmasıdır. Motor çalışırken daha çok reaktif güç çekerek çalıştığı benzetim sonuçlarından anlaşılmaktadır. Kontrol yönteminin açık çevrim olması hız geri beslemesinin olmaması motordaki hız salınımları ve titreme meydana gelmesinin başka bir sebebidir.

V/f eğrisi değiştirilerek yapılan benzetim çalışmasında motor minimum akım çekerek çalışması sağlanmıştır. Bir önceki çalışmayla kıyas yapılabilmesi için motorun 25-Hz ve 102-Hz hızındaki akım, hız ve rotor konumu çıktıları alınmıştır. V/f eğrisinin değiştirilmesiyle 25-Hz hızındaki akımdaki bozukluklar düzeltilmiş olup motor rahat bir şekilde 102-Hz hızına kadar sürülebilmştir. Motorun çalışması esnasında akımlarda görülen eser miktarda bozukluklar hız geri beslemesi olmadan açık çevrim kontrol yönteminin uygulanmasının bir sonucudur.

Sonraki çalışmada değiştirilmiş V/f eğrisi değerleriyle deneysel çalışmalar yapılmıştır. Yapılan deneysel çalışmada motora yük bağlanmamıştır. Benzetim sonuçlarından alınan scope sonuçları ile deneysel çalışmada alınan sonuçlar birbiriyle örtüşmüş ve motor nominal hızına kadar rahatça döndürülebilmştir. Benzetim çalışmasında 25-Hz ve 102-Hz hızlarında alınan akım scope görüntüleri ile deneysel çalışmadaki alınanlar birbiriyle uyumaktadır.

Motorun boşta yapılan çalışmasından sonra motora yük bağlanarak benzetim ve deneysel çalışmalar yapılmıştır. Yapılan çalışmada yük düzeneği yüksek hızlarda ısınma ve yükte süreksizlik sorunları gösterdiğinden motor 25-Hz hız ve 80-Nm yük ile sürekli olarak çalıştırılabilmştir. 25-Hz hızında çalışmada motorun boşta

çalışmasıyla kıyaslandığında faz akımlarında 4.70 Amper RMS değeri artış gözlemlenmiştir. 4.70 Amper RMS değeri motor etiketindeki 17.1Nm/A değeri ile çarpıldığında 80.3-Nm lik bir yük motor milinde üretildiği hesaplanabilmektedir. Motor milindeki kayıplarda göz önüne alındığında motor, rotor miline uygulanan yükü öngörülen bir şekilde döndürebilmiştir. 25-Hz hızında yükte yapılan benzetim çalışmalarının akım grafikleri ile deneysel çalışmanın akım scope çıktıları birbiri ile örtüşmektedir. Motor 25-Hz hızında sorunsuz bir şekilde çalıştırılmış ve benzetim çalışması deneysel çalışma ile ispatlanmıştır.

Motorun hem boşta hem yük altında benzetim ve deneysel çalışmalarının sonuçları örtüştüğü için tezin konusu olan ön yük tanımlı V/f kontrol için yapılan çalışmalar benzetim çalışmasıyla devam etmiştir. Motor etiketinde yazılı kasnak değeriyle hesaplama yapıldığında motorun ürettiği moment ile kaldırabileceği yükün ağırlığı bulunmuştur. Daha sonra 50'şer kg yük artışları yapılarak her bir yük değeri için motorun benzetim çalışması yapılmıştır. Her yük artışında V/f eğrisinin değiştiği çalışmada Fboost, Vboost duty, Fnominal ve Vnominal duty değerleri kaydedilmiştir. Vboost duty ile Vnominal duty değerleri yüksek dereceden polinom uydurma yöntemi kullanılarak fonksiyon haline çevrilmiştir. Bu sayede benzetimde yapılan çalışmaların haricinde bir yük değeri girişi yapıldığında motor sürücüsü fonksiyon yardımıyla gerekli duty değerlerini hesap ederek motoru çalıştırabilmektedir.

Yüksüz yapılan benzetim çalışmalarında motor daha çok reaktif akım çekerek dönmektedir. Motorun çektiği Id akımlarından ne kadar reaktif güç çekerek çalıştığı hesaplanabilir. Bunun yanı sıra Iq akımlarının sıfıra yakın olması motorun neredeyse sıfır aktif güç çekerek çalıştığını göstermektedir. Aktif güç sadece motorun mekanik sürtünmesinden kaynaklanan kayıpları göstermektedir. Bunun yanı sıra V/f eğrisi için oluşturulan duty formüllerinde minimum reaktif kayıp ile motorun istenilen yükü kaldırabilmesi sağlanmıştır.

## 9. SONUÇ

Bu yüksek lisans çalışmasında endüstriyel asansörlerde kullanılan sürekli mıknatıslı senkron motorların ön yük tanımlı V/f tabanlı açık çevrim denetimi yapılmıştır.

Bu amaç doğrultusunda SM senkron motorun kontrolünde kullanılmak üzere motor sürücüsü tasarlanmıştır. Ayrıca SM senkron motor yük ünitesine bağlanarak yük altında çalışması da gerçekleştirilmiştir.

Çalışmada SM senkron motorun açık çevrim V/f kontrolü yapılmış olup sürücünün ve motorun benzetim ve deneysel çalışması yapılmıştır. Benzetim çalışmasının sonuçlarında alınan veriler ile deneysel çalışmanın sonucundaki veriler karşılaştırılmış ve sonuçların birbiriyle örtüştüğü doğrulanmıştır.

Yapılan deneysel çalışmalarda SM senkron motorun kontrolü esnasında motor titremesi ve hızda salınımlar meydana geldiği görülmüştür. Bunun sebebinin V/f eğrisinin uygun değerlerde ayarlanmadığından kaynaklandığı tespit edilmiştir. V/f eğrisinin düzeltilmesiyle motorun çalışması esnasındaki olumsuzluklar giderilmiştir.

SM senkron motorun çalışması esnasında alınan sonuçlarda, akım değerlerinin tam sinüs olmadığı akımda bozulmaların olduğu görülmüştür. Açık çevrim kontrolün yapıldığı hız geri beslemesinin olmadığı uygulamalarda meydana geldiği bilinen bu durumun aynısı bu çalışmada da görülmüştür. Bu amaçla filtre devreleri tasarlanmaktadır.

Benzetim çalışmasından elde edilen sonuçlar deneysel çalışmayla doğrulandıktan sonra çalışmanın esas konusu olan ön yük tanımlı kontrol için benzetim çalışmalarıyla devam edilmiştir. Sabit aralıklarla motora yük uygulayarak her bir yük değeri için farklı V/f parametreleri elde edilmiştir. Motorun açık çevrim kontrolünde en verimli şekilde çalışması için parametreler ayarlanmıştır. Daha sonra elde edilen bu parametreler ile yük bilgisine bağlı olarak her bir parametre değeri için eşitlik üretilmiştir. Üretilen bu eşitlikler sayesinde motor sürücüsüne herhangi bir değerde yük bilgisi girildiği zaman motor V/f eğrisini otomatik olarak ayarlamaktadır.

Önerilen bu yöntemde, motorun parametre değişimlerinden etkilenmeyen gürbüz, basit, ucuz ve verimli şekilde kontrolü sağlanmıştır.

## 10.KAYNAKLAR

Asker, M. E., “Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorlara Vektör Ve Doğrudan Moment Kontrol Yöntemlerinin Uygulanması”, Yüksek Lisans Tezi, *Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı*, Elazığ, (2009).

Asker, M. E., Özdemir, M., and Bayındır, M. İ., "Kalıcı Mıknatıslı senkron motorun Hız Kontrol Sisteminde UVDGM ile Yapılan V/f ve Vektör Kontrol Yöntemlerinin İncelenmesi.", 5. *Uluslararası İleri Teknolojiler Sempozyumu (IATS'09)*, Karabük, Türkiye, 13-15, (2009).

Avago Technologies, “HCPL-3120/J312, HCNW3120 2.5 Amp Output Current IGBT Gate Drive Optocoupler [online]”, (4 July 2008), [https://www.promelec.ru/pdf/HCPL-3120-J312\\_HCNW3120.pdf](https://www.promelec.ru/pdf/HCPL-3120-J312_HCNW3120.pdf), (2008).

Bose, B., “Evaluation of Modern Power Semiconductor Devices and Future Trends of Converters”, *IEEE Transactions on Ind. App.*,28, 2, 403-413, (1992).

Clarke, E., *Circuit Analysis of AC Power Systems*, 1, Wiley, (1943).

Çelik, E., “Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor Hız Denetiminin Genetik Tabanlı Bulanık Mantık Denetleyici İle Arayüz Destekli Simülasyonu”, Yüksek Lisans Tezi, *Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Eğitimi Anabilim Dalı*, Ankara, (2012).

Çelik, H., “Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun DSP Tabanlı Doğrudan Moment Kontrolü”, Doktora Tezi, *Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı*, Elazığ, (2012).

Elbuluk, M. E., Tong, L., and Husain, I., “Neural-network-based model reference adaptive systems for high-performance motor drives and motion controls”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 38(3), 879-886, (2002).

Electrical4U, “Construction of Synchronous Motor [online]”, (19 March 2018), <https://www.electrical4u.com/images/2018/march18/1521166468.png>, (2018).



Fitzgerald, A. E. Kingsley, C. Umans, S. D. & James, B., *Electric machinery*, 5, New York: McGraw-Hill, (2003).

Fuji Electric, "7MBP100VDA120-50 [online]", (March 2014), [https://www.fujielectric-europe.com/downloads/7MBP100VDA120-50\\_1737010.PDF](https://www.fujielectric-europe.com/downloads/7MBP100VDA120-50_1737010.PDF), (2014).

Jahns, T. M., and Soong, W. L., "Pulsating torque minimization techniques for permanent magnet AC motor drives-a review.", *IEEE transactions on industrial electronics*, 43.2, 321-330, (1996).

Jenkins, J., "A Closer Look At Rare Earth Permanent Magnets", (10 September 2017), <https://468y981o84o43v2wo2600a0gcj-wpengine.netdna-ssl.com/wp-content/uploads/2017/08/Permanent-Magnets4.png>, (2017).

Kesler, S., "Bilezikli Asenkron Makinaların Bilezikleri Üzerinden Bulanık Mantık Tabanlı Hız Denetiminin Tms320f2812 DSP İle Gerçekleştirilmesi", Doktora Tezi, *Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı*, Trabzon, (2006).

Kim, W., and Kim, S., "A Sensorless V/f Control Technique based on MTPA Operation for PMSMs.", *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*., IEEE, (2018).

Krishnan, R., "Selection Criteria For Servo Motor Drives.", *IEEE Transactions on Industry Applications* 2, 270-275, (1987).

Krishnan, R., *Electric Motor Drives: Modeling, Analysis And Control*, Prentice Hall, New Jersey, (2001).

Lin, F. J., Lin, C. H., and Shen, P. H., "Self-Constructing Fuzzy Neural Network Speed Controller For Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive." *IEEE transactions on fuzzy systems*, 9.5, 751-759, (2001).

Noriega, G., and Strefezza M., "Direct Torque Control Of A Permanent Magnet Synchronous Motor With Pulse Width Modulation Using Fuzzy Logic.", *WSEAS Transactions on Electronics*, 4.11, (2007).

Ogata, K. & Yang, Y., *Modern Control Engineering*, 4, London, (2002).

Ong, C., *Dynamic Simulation of Electric Machinery: Using MATLAB/SIMULINK.*, 5, Upper Saddle River, NJ: Prentice hall PTR, (1998).

Orhan, A., "Büyük Güçlü Senkron Motorların Vektör Kontrolü İçin Yeni Bir Yöntem", Doktora Tezi, *Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı*, Elazığ, (1999).

Öksüztepe, E., and Kürüm H., "Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Bulanık Mantık Denetleyicili V/f Kontrolü.", *Fırat University Journal of Engineering*, 21.2, (2009).

Özçıra, S., "Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Kontrol Yöntemleri Ve Endüstriyel Uygulamaları", Yüksek Lisans Tezi, *Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı*, İstanbul, 88, (2007).

Paitandi, S., and Sengupta, M., "Analysis, Design And İmplementation Of Sensorless V/F Control İn A Surface-Mounted PMSM Without Damper Winding.", *Sādhanā*, 42.8, 1317-1333, (2017).

Park, R. H., "Two-Reaction Theory Of Synchronous Machines Generalized Method Of Analysis-Part I", *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, 48(3), 716-727, (1929).

Pillay, P., and Krishnan R., "Modeling of permanent magnet motor drives.", *IEEE Transactions on industrial electronics*, 35.4, 537-541, (1988).

Pillay, P., and Krishnan R., "Modeling, simulation, and analysis of permanent-magnet motor drives. II. The brushless DC motor drive.", *IEEE transactions on Industry applications*, 25.2, 274-279, (1989).

Qi, R., and Zhang, G., "Permanent Magnet Synchronous Motor Vector Control System Based on the Fuzzy PID Controller.", *2018 3rd International Workshop on Materials Engineering and Computer Sciences (IWMECS 2018)*, Atlantis Press, (2018).

Sen, P. C., *Principles Of Electric Machines And Power Electronics*, John Wiley & Sons, (2007).

STMicroelectronics, "STM32F4DISCOVERY [online]", (2019), [https://www.st.com/content/ccc/fragment/product\\_related/rpn\\_information/board\\_photo/17/e9/78/47/7c/f4/42/e1/stm32f4\\_discovery.jpg/files/stm32f4\\_discovery.jpg/\\_jcr\\_content/translations/en.stm32f4\\_discovery.jpg](https://www.st.com/content/ccc/fragment/product_related/rpn_information/board_photo/17/e9/78/47/7c/f4/42/e1/stm32f4_discovery.jpg/files/stm32f4_discovery.jpg/_jcr_content/translations/en.stm32f4_discovery.jpg), (2019).

Štulrajter, M., Hrabovcova, V., and Franko, M., "Permanent Magnets Synchronous Motor Control Theory.", *Journal of electrical engineering*, 58.2, 79-84, (2007).

Tu, W., Xiao, G., Suo, C., Yang, K., "A Design Of Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Based On V/F Control.", *2017 20th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*., IEEE, (2017).

Ünal, S., "Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorlarda Yapay Sinir Ağları Kullanarak Algılayıcısız Konum Tahmini", Doktora Tezi, *Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı*, Elazığ, (2009).

Vas, P., *Sensörless Vector and Direct Torque Control*, New York:Oxford University Press, (1998).

Vatansever, A., "AC Motor Kontrol Yöntemlerinin İncelenmesi ve Bir Uygulama Devresi Gerçekleştirilmesi", Yüksek Lisans Tezi, *Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı*, İstanbul, (2009).

Zare, J., "Vector Control Of Permanent Magnet Synchronous Motor With Surface Magnet Using Artificial Neural Networks.", *2008 43rd International Universities Power Engineering Conference IEEE*, (2008).

## 11.ÖZGEÇMİŞ

Adı Soyadı : Onur BÜYÜKGÜMÜŞ  
Doğum Yeri ve Tarihi : Nazilli / 22.06.1989  
Lisans Üniversite : Pamukkale Üniversitesi  
Elektronik posta : onurbykgms@hotmail.com  
İletişim Adresi : Fesleğen Mah. 1008 Sokak No:31  
Daire:8 Pamukkale/DENİZLİ

### **Yayın Listesi :**

- Yenil, V., Kesler, S., Tumbek, M., & Buyukgumus, O., "A Comparison Study on Performance Investigation of Speed Estimation Methods for the Sensorless DTC Based AC Drives."