T.C.
İSTANBUL ÜNİVERSİTESİ-CERRAHPAŞA
LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

ALTERNATİF AKIM SERVO MOTORUN YÜKSEK HASSASİYETLİ HIZ KONTROLÜ

Ramazan ÇALIK

DANIŞMAN
Dr. Öğr. Üyesi Rana ORTAÇ KABAOĞLU

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Programı

İSTANBUL-2019

Bu çalışma 10.06.2019 Tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Programı Yüksek Lisans Tezi olarak kabul edilmiştir.

TEZ JÜRİSİ

Dr.Öğr.Üyesi Rana ORTAÇ KABAOĞLU
İstanbul Üniversitesi-Cerrahpaşa
Elektrik-Elektronik Mühendisliği

Dr.Öğr.Üyesi Hasan TİRYAKİ
İstanbul Üniversitesi-Cerrahpaşa
Elektrik-Elektronik Mühendisliği

Dr.Öğr.Üyesi Erdoğan AYDIN
İstanbul Medeniyet Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği

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

Bu tez, İstanbul Üniversitesi-Cerrahpaşa Bilimsel Araştırma Projeleri Yürütücü Sekreterliğinin ..... numaralı projesi ile desteklenmiştir.
Bu tez, ... numaralı ..... projesi ile desteklenmiştir.

ÖNSÖZ

Bu tez çalışmasında yardım ve desteklerini esirgemeyen Dr. Öğr. Üyesi Rana Ortaç KABAOĞLU ve Dr. Öğr. Üyesi Hasan TİRYAKİ' ye teşekkür ederim. Ayrıca bu çalışmanın gerçekleşmesinde katkıda bulunan Arçelik A.Ş. Elektrik Motorları İşletmesi ve ALTINAY Havacılık ve İleri Teknolojiler çalışan ve yöneticilerine teşekkür ederim.

Son olarak, tüm hayatım boyunca her konuda beni destekleyen ailem, dostlarım ve eşime çok teşekkür ederim.

Haziran 2019 Ramazan ÇALIK

İÇİNDEKİLER

Sayfa No

ÖNSÖZ ..... **iv**
İÇİNDEKİLER ..... **v**
ŞEKİL LİSTESİ ..... **vii**
TABLO LİSTESİ ..... **ix**
SİMGE VE KISALTMA LİSTESİ ..... **x**
ÖZET ..... **xii**
SUMMARY ..... **xiv**
1. GİRİŞ **1**
2. GENEL KISIMLAR **5**
2.1. GİRİŞ 5
2.2. UZAY VEKTÖRÜ GÖSTERİMİ 5
2.3. REFERANS EKSEN DÖNÜŞÜMLERİ 6
2.3.1. Clarke Dönüşümü 7
2.3.2. Ters Clarke Dönüşümü 8
2.3.3 Park Dönüşümü 9
2.3.4. Ters Park Dönüşümü 10
2.4. GERİLİM BESLEMELİ İNVERTER 10
2.4.1. Uzay Darbe Genişlik Modülasyonlu İnverter 12
2.5. IÇ SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTOR 14
2.6 İÇ SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTOR KONTROL STRATEJİSİ 19
3. MALZEME VE YÖNTEM **21**
3.1. ALAN ZAYIFLATMA OPERASYONU 21
3.2 GERİLİM BESLEMELİ İNVERTER ÜZERİNDE OLUŞAN LİNEER OLMAYAN ETKİLERİN KOMPANZASYONU 22
3.3. GEÇİCİ MIKNATISLI SENKRON MOTOR KONTROLÜ İÇİN AKIM VE HIZ KONTROLÖRÜ TASARIMI 28
3.3.1 Akım Döngüsü Matematiksel Modeli 28
3.3.2. Akım Kontrolörü 30
3.3.3. Akım Kontrolörü Parametre Belirleme Yöntemleri 31
3.3.3.1. Klasik kazanç belirleme yöntemi *31*

3.3.3.2. Kazanç belirleme yöntemi 2 ..... *32*
3.3.3.3. Parçacık sürüsü optimizasyonu ile akım kontrolör parametrelerinin belirlenmesi *35*
3.3.3. Hız Kontrol Döngüsü ve kontrolör tasarımı 37
4. BULGULAR 38
4.1.SİSTEMİN MODELLENMESİ 38
4.1.1. Hız Kontrolör Bloğu 40
4.1.2. Referans eksen dönüşümleri: Clarke, Park dönüşümü bloğu 40
4.1.3. Akım kontrolör bloğu 41
4.1.4. Ters park ve Lineer olmayan etkilerin kompanzasyonu bloğu 42
4.1.5. SVPWM bloğu 42
4.2. AKIM KONTROLÖRÜ PARAMETRELERİNİN OPTİMİZASYONU 43
4.3 SİSTEMİN DİNAMİK DAVRANIŞI 46
5. TARTIŞMA VE SONUÇ 52
KAYNAKLAR 54
EKLER 57
EK-1 57
ÖZGEÇMİŞ 58

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa No

Şekil 1.1: (a) SMPMSM, (b)IPMSM (Morkoç, 2014).....2

Şekil 2.1: Uzay akım vektörü ve izdüşümü 6

Şekil 2.2: Referans Eksenler (Bayka, 2014) 7

Şekil 2.3: Clarke Dönüşümü 8

Şekil 2.4: Clarke Dönüşümü-2.....8

Şekil 2.5: Stator akım uzay vektörü ve onun αβ ve dq bileşenleri.....9

Şekil 2.6: Gerilim Beslemeli İnverter 11

Şekil 2.7: Temel Durum Vektörü.....14

Şekil 2.8: PMSM Tek faz eşdeğer devre modeli (Bayka, 2014).....15

Şekil 2.9: IPMSM d-q ekseni eşdeğer devresi 18

Şekil 2.10: IPMSM d-q ekseni eşdeğer devre blok diyagramı.....18

Şekil 2.11: Alan yönlendirmeli vektör kontrol genel blok diyagramı 20

Şekil 3.1: Tork- Hız eğrisi (Akyol, 2015).....21

Şekil 3.2: VSI evirici bir fazı 23

Şekil 3.3: İdeal ve gerçekleşen anahtarlama sinyalleri 24

Şekil 3.4: VSI anahtarlama sinyalleri.....26

Şekil 3.5: VSI Lineer olmayan etkilerin kompanzasyonu blok diyagramı 27

Şekil 3.6: IPMSM kuplaj etkisi blok diyagramı 29

Şekil 3.7: Decoupling yöntemi blok diyagramı (Akyol, 2015).....30

Şekil 3.8: DQ referans ekseni akım kontrol döngüsü blok diyagramı 31

Şekil 3.9: Sadeleştirilmiş akım kontrol döngüsü blok diyagramı 32

Şekil 3.10: Sistem gecikmeleri ile oluşturulan akım kontrol döngüsü blok diyagramı 33

Şekil 3.11: PSO adımlarının akış şeması 36

Şekil 3.12: Sadeleştirilmiş hız kontrol döngüsü.....37

Şekil 4.1: Kontrol sistemi simülasyon modeli 40

Şekil 4.2: Hız kontrolör bloğu.....40

Şekil 4.3: Referans eksen dönüşümleri: Clarke ve Park dönüşümü 41

Şekil 4.4: Akım kontrolörü ve decoupling modeli.....41

Şekil 4.5: Ters Park dönüşümü ve kompenzasyon modeli 42

Şekil 4.6: Kapı Sinyallerinin üretilmesi.....43

Şekil 4.7: SVPWM modeli.....43

Şekil 4.8: Parametre optimizasyon yöntemi-1 birim basamak cevabı 44

Şekil 4.9: Parametre optimizasyon yöntemi-2 birim basamak cevabı 45

Şekil 4.10: PSO birim basamak cevabı.....46

Şekil 4.11: Kompanzasyon öncesi alpha-beta ekseni akımları 47

Şekil 4.12: Kompanzasyon sonrası alpha-beta ekseni akımları.....47

Şekil 4.13: Kompanzasyon öncesi elektromanyetik tork.....48

Şekil 4.14: Kompanzasyon uygulanması sonrası elektromanyetik tork 48

Şekil 4.15: Kompanzasyon öncesi d ve q ekseni akımları.....49

Şekil 4.16: Kompanzasyon sonrasında d ve q ekseni akımları 49

Şekil 4.17: 0-1000 rpm hız profili altında basamak yük uygulaması -1 50

Şekil 4.18: 0-1000 rpm hız profilinde basamak yük uygulaması -2 51

Şekil 4.19: 1Nm yük altında hız-zaman grafiği 51

TABLO LİSTESİ

Sayfa No

Tablo 2.1: Anahtar iletim durumlarına göre faz gerilimleri 13

Tablo 2.2: Anahtar durumlarına göre dq ekseni gerilimleri 14

Tablo 3.1: Dinamik performans indeksi ve sistem parametreleri arasındaki ilişki 34

Tablo 4.1: Motor Parametreleri 38

Tablo 4.2: Akım kontrolörü parametreleri optimizasyon yöntemleri basamak cevapları 44

SİMGE VE KISALTMA LİSTESİ

Simgeler **Açıklama**

R : Stator sargı direnci
$\mathbf{i_{u,v,w}}$: Faz akımları
$\mathbf{i_{d,q}}$: d ve q eksenleri akımı
$\mathbf{i_{\alpha,\beta}}$: α ve β eksenleri akımı
$\mathbf{i_{\gamma,\delta}}$: γ ve δ eksenleri akımı
$\mathbf{L_{u,v,u}}$: Faz endüktansı
$\mathbf{L_{d,q}}$: d ve q eksenleri endüktansı
$\mathbf{E_{u,v,w}}$: Faz zıt elektromotor kuvveti
$\mathbf{e_{d,q}}$: d ve q eksenleri zıt elektromotor kuvveti
$\mathbf{v_{u,v,w}}$: Faz gerilimleri
$\mathbf{v_{\alpha,\beta}}$: α ve β eksen gerilimleri
$\mathbf{v_{d,q}}$: d ve q eksen gerilimleri
$\boldsymbol{\omega_e}$: rotor elektriksel açısal hızı
$\boldsymbol{\omega_m}$: rotor mekanik açısal hızı
$\boldsymbol{\omega_{emax}}$: rotor maksimum elektriksel açısal hızı
J : Atalet momenti
B : Sürtünme katsayısı
$\mathbf{K_t}$: Tork sabiti
T : Örnekleme periyodu
$\boldsymbol{\theta_e}$: rotor elektriksel açısal pozisyonu

Kısaltmalar **Açıklama**

IPMSM : Gömülü mıknatıslı senkron motor
SMPMSM : Yüzey mıknatıslı senktron motor
AC : Altenatif akım
DC : Doğru akım

PI : Oransal, integral kazancı

PWM : Sinyal genişlik modülasyonu

VSI : Gerilim kaynaklı evirici

BEMF : Zıt elektromotor kuvveti

PSO : Parçacık sürüsü optimizasyonu

MMF : Manyetomotor kuvveti

ÖZET

YÜKSEK LİSANS TEZİ

ALTERNATİF AKIM SERVO MOTORUN YÜKSEK HASSASİYETLİ HIZ KONTROLÜ

Ramazan ÇALIK

İstanbul Üniversitesi-Cerrahpaşa

Lisansüstü Eğitim Enstitüsü

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman : Dr. Öğr. Üyesi Rana ORTAÇ KABAOĞLU

İç sabit mıknatıslı senkron motorlar motorlar, dinamik performansını artırmada etkili olan kütle başına üretebildikleri torkun yüksek olması, verimi ve kararlı çalışma aralığının yüksek olması nedeniyle günümüzde yaygın bir kullanım alanına sahiptirler. Senkron motorların temel çalışma prensibi, stator ve rotor üzerinde oluşan manyetik alanların birbirlerine göre eş zamanlı bir şekilde dönmesidir. Senkron motorların kontrolü için yüksek performans gerektirmeyen uygulamalarda skaler kontrol bir alternatif olsa da gerek kontrol performansının düşük olması gerekse motor üzerinde oluşan akı ve moment büyüklüklerinin ayrı ayrı kontrol edilememesi nedeniyle yüksek performans gerektiren uygulamalarda tercih edilmemektedir. Bu noktada alan yönlendirmeli kontrol moment ve akı büyüklüklerini ayrı ayrı kontrol edebilmesi, dinamik performansının yüksek olması ve kararlı yapısı nedeniyle tercih edilmektedir.

Alan yönlendirmeli kontrol yönteminde kullanılan clarke ve park dönüşümleri sayesinde birbirine dik ve rotor akısı ile aynı frekansta dönen eksen takımında(d-q) motor modeli ifade edilebilir. Bu sayede akı ve moment kontrolüne imkân sağlandığı gibi motor geçici hal performansının da kontrol edilebilmesine imkân sağlanmış olur.

Alan yönlendirmeli kontrol yönteminin karalı ve dinamik performansı yüksek bir kontrol yöntemi olmasına rağmen bazı ideal olmayan özellikler kaynaklı sistem üzerinde bozucu etkiler oluşmaktadır. Bu bozucu etkiler gerilim beslemeli eviricinin ideal olmayan özellikleri kaynaklı bozucular ve iç sabit mıknatıslı senkron motorun senkron referans ekseninde birbirine bağımlı

değişkenlerin oluşturmuş olduğu etkilerdir. Senkron referans eksende birbirine bağımlı değişkenlerin oluşturmuş olduğu kuplaj etkisini ortadan kaldırmak için bir ayrıştırıcı yöntemi önerilmiştir. Gerilim beslemeli evirici kaynaklı oluşan bozucu etkiler için bir yöntem belirlenerek sistem performansı üzerindeki etkileri detaylı olarak incelenmiştir.

Kontrol performansını etkileyen bir diğer konu ise kontrol döngüleri için tercih edilen kontrolör yapıları ve kontrolör parametreleridir. Kontrol parametrelerinin manuel olarak optimize edilmesi hem zaman kaybına yol açmakta hem de kontrol performansın da belirsizlikler oluşturmaktadır. Gerçekleştirilen çalışmada dayanıklı PI kontrolör yapısı tercih edilerek kontrolör parametrelerinin belirlenmesi konusunda çalışmalar gerçekleştirilmiştir.

Kontrol performansını iyileştirmek için önerilen sürüş sistemi Matlab/Simulink yazılımında modellenerek, simülasyon çıktıları detayları ile birlikte aktarılmıştır.

Haziran 2019, 73 sayfa.

Anahtar kelimeler: İç sabit mıknatıslı senkron motor, Alan yönlendirmeli kontrol, Evirici lineer olmayan etkilerini giderme, PI kontrolör kazançlarının belirlenmesi

SUMMARY

M.Sc. THESIS

HIGH PRECISION SPEED CONTROL OF AC SERVO MOTOR

Ramazan ÇALIK

Istanbul University-Cerrahpasa

Institute of Graduate Studies

Department of Electrical and Electronic Engineering

Supervisor : Assist. Prof. Dr. Rana ORTAÇ KABAOĞLU

Internal permanent magnet synchronous motors (IPMSM) have become more widely used due to their high torque to mass ratio,which are effective in increases the dynamic performance of the motors, efficiency and stable operating range. The basic operating principle of synchronous motors is the simultaneous rotation of the magnetic fields formed on the stator and the rotor. Although, scalar control is an alternative for application that don't require high performance for control of synchronous motors, it is not preffered in application requiring high performance due to its low performance in the transient regions and lack of controllability of torque and flux separately. However, field oriented control presents important advantages over scalar control.

By using field oriented control approach, PMSM is turned into a DC motor mathematically, allowing to control flux and torque separately and increase transiend performance of motor.

Thanks to the clarke and parking transformations used in the field oriented control method, the motor model can be expressed in rotating reference frame. This allows the control of the motor transient performance as well as the flux and torque separately.

Although the stability and dynamic performance of the field oriented control method is a high, some non-ideal properties cause disturbing effects on the welded system. this disturbance effects are voltage disturbance caused by non ideal characteristics of the voltage source inverter and coupled variables in the synchronous reference frame model of the PMSM. To overcome these effects, a decoupling control and methods for balancing VSI non-ideal characteristic effects were performed.

Another issue that affects control performance is controller structures and controller parameters. Generally, tuning controller gains is done arbitrarily and manualley by means of "trial and error" methods which are very hard and time consuming. In this study, optimization of PI controller parameters at current and speed loops is realized and clearly shows from simulation.

June 2019, 73 pages.

Keywords: IPMSM, Field oriented control, decoupling control, Inverter non-linearity compensation, PI controller gains tuning

1. GİRİŞ

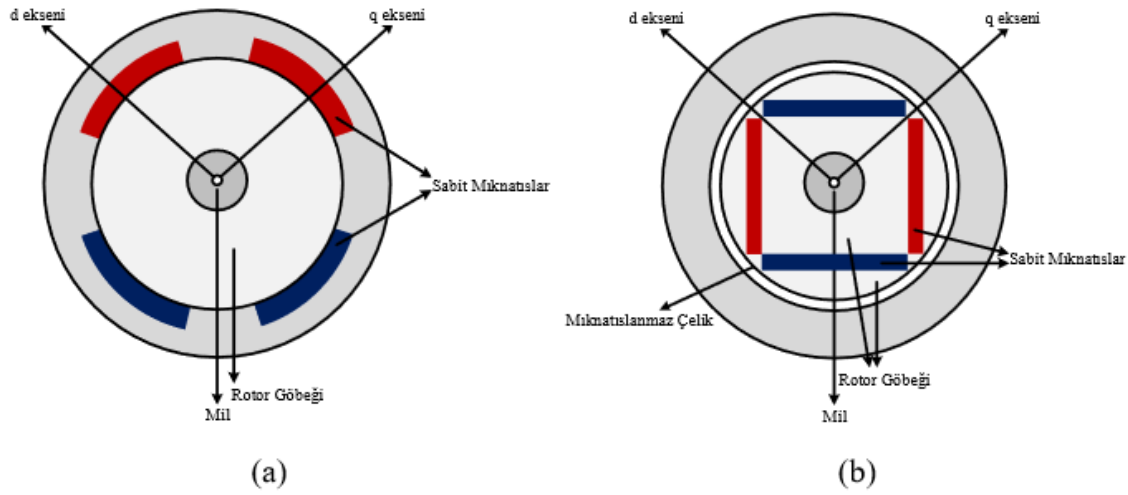
Elektrik motorları pompa, komprasör, asansör, beyaz eşya, makine imalat sanayi, elektrikli araçlar ve savunma sanayi uygulamaları gibi birçok alanda önemli bir görev üstlenmektedir. Son yıllara kadar sanayide yaygın olarak asenkron motorlar kullanılmakta iken bu motorların hacimlerinin büyük olması, verimlerinin diğer elektrikli motorlara oranla düşük olması ve yarı iletken ve mıknatıs teknolojilerinde görülen gelişmeler sonrasında birçok alanda yerlerini sabit mıknatıslı senkron motorlara ve doğru akım motorlarına bırakmışlardır (Vas, 1998).

Doğru akım motorları hem maliyetlerinin düşük olması hem de akım ve moment bileşenlerinin ayrı ayrı kontrol edilebilmesi ile motorun statik ve dinamik yüklere karşı vereceği tepkinin kontrol edilebilmesinin mümkün olması nedeniyle hız kontrol uygulamalarında daha fazla tercih edilmektedir. Ancak, alternatif akım motorunda akı ve moment bileşenlerinin özel yöntemler kullanılmadan birbirinden bağımsız olarak kontrolü mümkün değildir. Alan yönlendirmeli kontrol yöntemi kullanılarak alternatif akım motoruna matematiksel olarak doğru akım motorunun kolay kontrol edilebilirlik özelliği kazandırılabilir (Büyükkeleş, 2012). Bununla birlikte doğru akım motorlarının fırçalı bir yapıya sahip olmaları hem bakım hem de maliyet açısından bir dezavantaj yaratmaktadır (Bose, 1986). Ayrıca fırça ve komütatör yapısı nedeniyle yüksek hız gerektiren uygulamalarda popülerliğini kaybederken alternatif akım sabit mıknatıslı motorlarının yaygınlığı artmaktadır.

Alternatif akım sabit mıknatıslı senkron motorların en büyük avantajı, birim kütle başına üretilen tork kapasitesinin yüksek olmasıdır (Bayka, 2014). Bu sayede aynı güç gereksinimi için daha küçük hacimli bir motor kullanılabilmektedir. Motorun rotorunda bulunan sabit mıknatısların oluşturduğu manyetik akı sayesinde rotor sargılarına gerek olmaksızın motorun çalışması sağlanmış olur. Senkron motorların çalışabilmesi için, rotor ve stator manyetik alanlarının birbirlerine göre eş zamanlı bir şekilde dönmeleri gerekir. Dolayısıyla, motor hareket halinde iken mıknatıs konumlarının bilinmesi gerekmektedir (Harib, Khousa, & Ismail, 2011).

Alternatif akım sabit mıknatıslı senkron motorlar mıknatıs yerleşimine bağlı olarak ikiye ayrılmaktadır. Bunlardan ilki mıknatısların rotor yüzeyine yerleştirildiği yüzey mıknatıslı

senkron motor (SMPMSM), diğeri ise mıknatısları rotor içerisine gömülü olarak bulunan iç sabit mıknatıslı senkron motordur (IPMSM) (Vas, 1998).



Şekil 1.1: (a) SMPMSM, (b)IPMSM (Morkoç, 2014)

SMPMSM basit yapısı nedeniyle yaygın bir şekilde kullanılmakla birlikte yüksek hızlarda rotora yerleştirilen mıknatısların merkezkaç kuvvetine karşı koyamaması gibi bir dezavantaja sahiptir. Bu durum nedeniyle genellikle düşük hız uygulamalarında tercih edilmektedir. IPMSM' lerde mıknatıslar, rotorda açılan oluklara yerleştirilmektedir. Bu motor tipinde, mıknatısın etrafı hava yerine manyetik malzeme ile dolu olduğundan relüktans momenti oluşmaktadır. IPMSM'lerin SMPMSM'lere göre en büyük avantajı, mıknatıslarının rotora gömülü olmasından dolayı merkezkaç kuvvetine karşı koyabilmesi ve böylelikle yüksek hızlarda çalışabilmesidir. Ayrıca, SMPMSM'den daha dayanıklı bir mekanik yapıya sahiptir. Maliyetlerinin yüksek olması ve üretiminin zor olması ise dezavantajları arasında sayılabilmektedir. Ayrıca, IPMSM'nin q ekseni endüktansı, d ekseni endüktansından ihmal edilemeyecek seviyede daha büyüktür. Bu nedenle, q ve d ekseni endüktansları arasındaki bu farkın, denetleyici tasarımında dikkate alınması gerekmektedir ve bu durum da denetleyici tasarımının daha karmaşık olmasına neden olmaktadır (Morkoç, 2014).

Alternatif akım motorların kontrolü için temel olarak 2 kontrol yöntemi kullanılmaktadır. Bunlardan birincisi motorun sürekli hal modeline bağlı olan ve besleme gerilimi, akımı veya akının sadece birinin genlik ve frekansı değiştirilerek kontrol sağlayan skaler kontroldür. Skaler kontrol yönteminin motorun sürekli hal modeline bağlı olması geçici durumlarda oluşan

etkilere tepki verememesine neden olmakta ve bu nedenle hassas kontrol gerektiren uygulamalarda bu kontrol yöntemi tercih edilmemektedir (Seung-ki, 2011). Bir diğer kontrol yöntemi ise vektör kontrol olarak bilinmektedir. Vektör kontrol yönteminde manyetik akı bileşeninin pozisyonu bilinerek hem geçici durum hem de sürekli halde motor kontrolü gerçekleştirilmektedir. Bu nedenle vektör kontrol yöntemi hassas kontrole imkân sağlamakta ve yüksek hassasiyet gerektiren uygulamalarda tercih edilmektedir (Joshi & Deshmukh, 2008).

Alan yönlendirmeli kontrol (AYK) vektör kontrol yönteminin bir türüdür. Alan yönlendirmeli kontrolde vektör koordinat dönüşümü temel alınmaktadır. Bu sayede akı, mmf ve bunlar arasındaki açı bağımsız olarak kontrol edilebilmektedir. Tork ve akı bileşeninin birbirinden bağımsız olarak kontrol edilebilmesi sayesinde dc makine kontrolünde oluşturulan akım kontrol döngüsü burada da oluşturulabilir (Eun-Chun, Tae-Sik, Won-Hyun, & Ji-Yoon, 2003).

Genellikle akım kontrolörü tasarımı senkron referans koordinat ekseninde tasarlanır, bu sayede daha dayanıklı bir kontrol döngüsü elde edilir. PMSM senkron referans koordinat ekseni çok giriş çok çıkışlı (MIMO) bir sistemdir. Bu sistemde d ve q ekseni gerilimleri, akımları birer giriş ve rotor hızı çıkıştır. Bununla birlikte, d ve q ekseni akımları, gerilimleri ve rotor hızı birbirlerine bağımlıdır (Jeong & Sul, 2005) (Briz, Degner, & Lorenz, 2000).Bu bağımlılık özellikle yüksek hız bölgesinde kontrol performansını olumsuz olarak etkilemektedir.

PMSM' lerin beslemesi için genellikle gerilim kaynaklı evirici kullanılmaktadır. Ancak gerilim kaynaklı evirici üzerinde oluşan bazı lineer olmayan etkiler çıkış gerilimi üzerinde bozucu etkilerin oluşmasına neden olmaktadır (Mese & Ersak, 2012). Çıkış geriliminde görülen bozulmalar motor harmoniklerini ve kayıpları artırmakta bununla birlikte kontrol performansını olumsuz olarak etkilemektedir. Lineer olmayan etkilerin bazıları anahtarlamalarda kısa devre oluşumunu engellemek için konulan ölü zamanlar, yarı iletkenler üzerinde görülen gerilim düşümleri ve güç yarı iletkenlerinin açılma, kapanma süreleri olarak tanımlanabilir (Wiedemann & Kennel, 2018).

Bununla birlikte PMSM' un alan yönlendirmeli kontrolünde geri besleme olarak kullanılan sensörlerin hassasiyeti ve sensörlerde oluşan sinyallerin kontrol sistemine girdi olarak sağlanması süresince görmüş oldukları işlemlerde kontrol performansı için önemli bir parametredir. Kontrol sisteminde motor faz akımlarının ölçülmesi için akım sensörü kullanılmaktadır. Ayrıca, rotor hızı ve konumunun ölçülmesi içinde hız sensörü

kullanılmaktadır. Her iki sensör verisinin de yüksek hassasiyetli ve işlem görmemiş olması kontrol performansını artıracaktır (Doğan, 2009).

Temel olarak alan yönlendirmeli kontrol yöntemi iç içe geçmiş kontrol döngülerinden oluşmaktadır. En içte bulunan kontrol döngüsü en hızlı, en dışta bulanan kontrol döngüsü ise en yavaş olarak ayarlanmaktadır. Kontrol döngülerinin hızlı olması geçici durumlarda kontrol performansının iyi olmasını sağlamaktadır. Bu nedenle yüksek hassasiyet gerektiren uygulamalarda kontrol döngü genişliğinin yüksek olması beklenmektedir. Kontrol döngü genişliği için temel parametre anahtarlama frekansıdır. Kontrol performansının artırılması için anahtarlama frekansının artırılması ise kayıpların ve yarı iletken maliyetlerinin artması nedeniyle belirli bir noktada sınırlandırılmaktadır (Hongjia, Ming, Li, & Dianguo, 2010). Bu nedenle farklı anahtarlama yöntemleri ve kontrol teknikleri kullanılarak, kontrol döngü genişlikleri artırılarak kontrol performansı iyileştirilmektedir.

Gerçekleştirilen araştırma ve geliştirme çalışması kapsamında 5 bölüme yer verilmiştir. Bölüm 2’ de elektrik motorlarına değinilerek bu motorların genel özellikleri belirtilmiştir. Ayrıca PMSM ile ilgili literatür araştırması gerçekleştirilerek motor denklemleri çıkarılmıştır. Bununla birlikte bölüm 2 ‘de motor kontrol yöntemleri irdelenmiş ve tez kapsamsında üzerinde çalışılacak olan alan yönlendirmeli kontrol yöntemi ve kontrol yöntemi için gerekli olan temel dönüşümler detaylı olarak aktarılmıştır.

Bölüm 3’ de PMSM’ un hassas kontrolü için gerekli olan yöntemler belirlenerek ilgili yöntemlerle detay bilgiler paylaşılmıştır. Bununla birlikte kontrol döngülerinde kullanılan kontrolör parametrelerinin belirlenmesi için parametre belirleme çalışmaları gerçekleştirilmiştir.

Bölüm 4’ te önceki bölümlerde literatür çalışması gerçekleştirilen konular ile ilgili modelleme ve simülasyon çalışması gerçekleştirilerek simülasyon çıktıları detayları ile birlikte paylaşılmıştır.

Çalışmanın son bölümde teze ait genel bilgilere değinilerek ortaya çıkan sonuçlar değerlendirilmiş ve tez hakkında, ilerde gerçekleştirilecek farklı çalışmalara referans taşıması adına akademik yorumlara yer verilmiştir.

2. GENEL KISIMLAR

2.1. GİRİŞ

Alternatif akım makinelerin analizi faz başına eş değer modeli çıkarılarak gerçekleştirilir. Ancak makinenin karşılaşacağı dinamik durumlarda geçici davranışın modellenmesinde bu yöntem yetersiz kalmaktadır. Elektrik motorunun kontrol edilmesi için öncelikle elektrik motorunun modelinin geliştirilmesi gerekmektedir, bu noktada modelin geçici ve kalıcı durum davranışlarında yeterli olabilmesi için dinamik modelin geliştirilmesi ve kontrol algoritmasının bu model temel alınarak oluşturulması gerekmektedir.

Bu bölümde Uzay vektörü gösterimi ve motor kontrolü için temel dönüşümleri oluşturan referans çerçeve dönüşümleri açıklanmış, motor kontrolü için gerekli besleme sinyallerinin oluşturulmasında kullanılan gerilim beslemeli invertör detayları aktarılmıştır. Sonrasında iç sabit mıknatıslı senkron motor matematiksel modeli geliştirilmiştir iç sabit mıknatıslı senkron motor modelleri detaylandırılarak, elektromanyetik tork denklemleri ve elektromekanik denklemler elde edilmiştir. Makinenin blok şeması sunulmuştur.

Motor modelinin oluşturulması sonrasında iç sabit mıknatıslı senkron motorların kontrolü için kullanılan yöntemler karşılaştırılarak, ilgili yöntemler detaylandırılmıştır.

2.2. UZAY VEKTÖRÜ GÖSTERİMİ

Motor faz akımları olarak adlandırılan i_a, i_b ve i_c'nin anlık dengelenmiş üç faz stator akımları olduğunu kabul edelim;

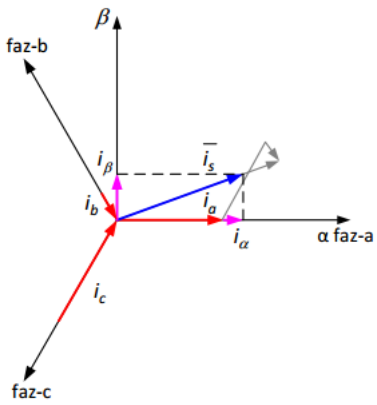
$$\vec{i}_a + \vec{i}_b + \vec{i}_c = 0 \tag{2.1}$$

Böylece stator akımı uzay vektörü aşağıdaki gibi tanımlanabilir;

$$\vec{i}_s = k(i_a + a i_b + a^2 i_c) \tag{2.2}$$

Burada $a=e^{j2\pi/3}$ ve $a^2=e^{j4\pi/3}$ uzay vektör operatörleri ve k=2/3 transformasyon sabitidir.

Şekil 2.1' de stator akımı uzay vektörü izdüşümü gösterilmiştir.



Şekil 2.1: Uzay akım vektörü ve izdüşümü

Denklem 2.3 ile tanımlanmış olan uzay vektörünün reel kısmı, enine eksen stator akım bileşeninin i_α ani değeri ile, imajiner kısmı ise boyuna eksen stator akım bileşeni i_β ile eşittir. Böylece sabit referans sisteminde, stator akımı uzay vektörü tanımlanmış olur ve şöyle ifade edilebilir;

$$i_s = i_\propto + j i_\beta \tag{2.3}$$

Gerilim ve manyetik akı uzay vektörleri denklem 2.4 ve 2.5 'te tanımlanabilir;

$$\vec{u}_s = k(u_a + a u_b + a^2 u_{c)} \tag{2.4}$$

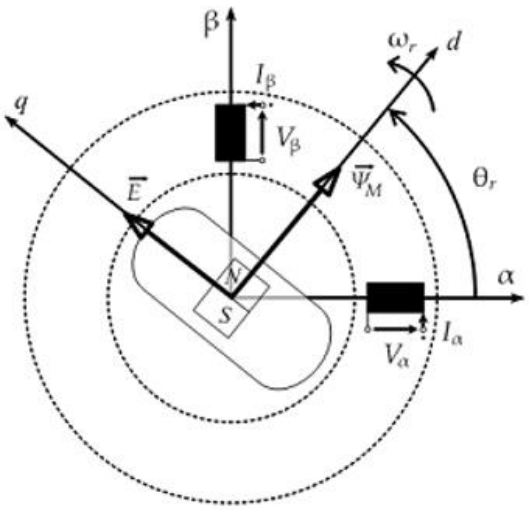
$$\overrightarrow{\psi_s} = k(\psi_a + a\psi_b + a^2\psi_c) \tag{2.5}$$

2.3. REFERANS EKSEN DÖNÜŞÜMLERİ

Asenkron motor, Senkron relüktans motor veya sabit mıknatıslı senkron motor gibi alternatif akım motorlarında yüksek performanslı bir sürücü geliştirmek için referans eksen düzlemleri arasında dönüşümler gerçekleştirilmektedir. Referans eksen dönüşümlerini kullanarak motor dinamik eşitliklerinde değişkenlerin sayısı ve bağımlılıkları azaltılmakta ve böylece eşitliklerin çözümü daha hızlı gerçekleştirilebilmektedir. Bu sayede bilgisayar veya mikro denetleyici kullanılarak motor kontrol işlemleri rahatlıkla geliştirilebilmektedir.

Faz dönüşüm işlemleri için öncelikle 3-faz sabit eksenden 2-faz sabit eksene (Clarke dönüşümü), 2-faz sabit eksenden 3-faz sabit eksene (Ters Clarke dönüşümü), 2-faz sabit eksenden 2-faz döner eksenine (Park dönüşümü) ve 2-faz döner ekseninden 2-faz sabit eksene

(Ters Park dönüşüm) şeklinde gerçekleştirilir. Şekil 2.2'de referans eksenler koordinat düzleminde gösterilmiştir.



Şekil 2.2: Referans Eksenler (Bayka, 2014)

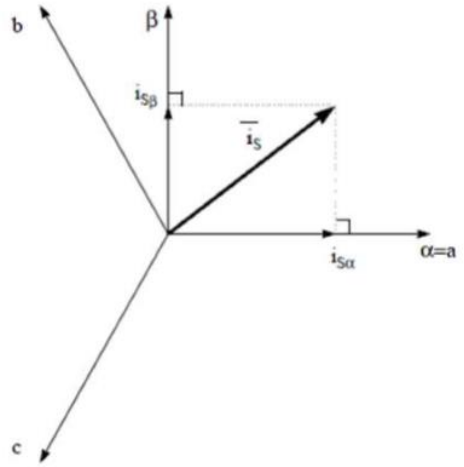
Burada f, gerilim, akım ya da manyetik akıyı temsil edebilir. fa, fb, fc birbirinden 120º faz farklı 3-faz sabit referans ekseni, f_α, f_β, birbirinden 90º faz farklı 2-faz sabit referans ekseni ve f_d, f_q birbirinden 90º faz farklı 2-faz döner referans eksenini ifade etmektedir. θ_r açısı ise rotor referans ekseninin dönme açısını göstermektedir.

2.3.1. Clarke Dönüşümü

Uzay vektörü, (α,β) eksenli birbirlerini dik açıyla kesen iki vektöre ayrılır. "a "ekseni ile "α" ekseni aynı yöndedir. (α,β) iki-faz sabit referans modeli, motor performansının analizinde kullanılmamasına rağmen, akım denetim yapısının oluşturulmasında, konum ve hız tahmininde kullanılmaktadır. Bu modelde α ile β eksenleri arasında 90° faz farkı vardır. Clarke dönüşümüyle stator akımı üç eksen takımından 2 eksen takımına dönüştürülmektedir (Wach, 2011).

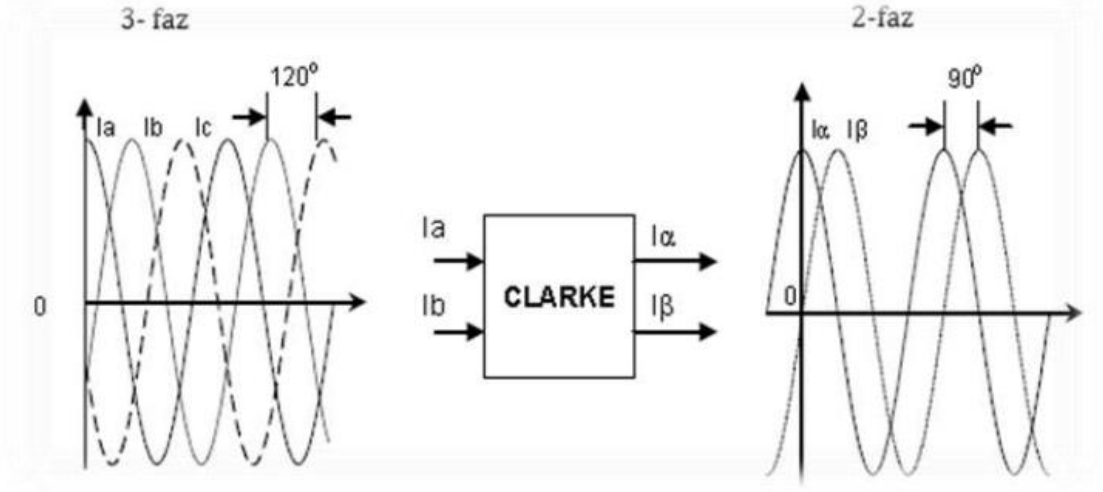
$$i_{s\alpha} = i_a \tag{2.6}$$

$$i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} i_a + \frac{2}{\sqrt{3}} i_b \tag{2.7}$$



Şekil 2.3: Clarke Dönüşümü

İki faz stator akımı (α,β) hala zaman ve hıza bağlıdır.



Şekil 2.4: Clarke Dönüşümü-2

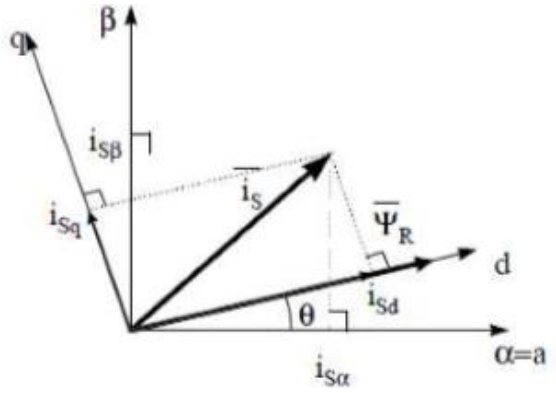
2.3.2. Ters Clarke Dönüşümü

2-faz sabit eksenden 3 faz sabit eksene dönüşüm için kullanılan referans eksen dönüşümüdür.

$$\begin{bmatrix} fa \\ fb \\ fc \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ \frac{-1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f\alpha \\ f\beta \\ f0 \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

2.3.3 Park Dönüşümü

Bu dönüşüm, vektör kontrol için en önemli dönüşümdür. Alpha ve beta eksenleri d, q eksenlerine çevrilir. is_d akı bileşeni, is_q moment bileşenidir. Akım vektörü şekil 2.5'de görülmektedir.



Şekil 2.5: Stator akım uzay vektörü ve onun αβ ve dq bileşenleri

A ekseni (ve tabii ki α) genellikle 0° referans olarak alınır. I_s akımı maksimum akım limitleri ve kontrolör doyum sınırlamaları altında dq ekseni referanslı ani akım değeridir.

$$i_{sd} = i_{sa}.cos\theta + i_{s\beta}.sin\theta \quad (2.9)$$

$$i_{sq} = i_{sa}.sin\theta + i_{s\beta}.cos\theta \quad (2.10)$$

Yukarıda gösterilmekte olan denklemlerin matris formu denklem 2.11' de belirtilmektedir.

$$\begin{bmatrix} fd \\ fq \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f\alpha \\ f\beta \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Park transformu d,q dönüşüm matrisi,

$$T_{dq0}(\theta) = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Akım vektörünün d ve q bileşeni, akım vektörünün α,β bileşenlerine ve rotor akısı konumu θ'ya bağlıdır (Vas, 1998). Bu sayede, bu dönüşüm ile rotor akı pozisyonu bilinirse, d ve q bileşenleri sabit olur. İki faz akımlarının DC yani zamanla değişmeyen büyüklüklere dönüşümü tamamlanır. Böylece tork kontrolü sabit i_{sq} (tork bileşeni) ve i_{sd} (akı bileşeni) akım bileşenleri birbirinden bağımsız kontrol edilebilir.

2.3.4. Ters Park Dönüşümü

Rotor düzleminden iki faz sabit α,β düzlemine çeviren dönüştürücüdür.

$$\begin{bmatrix} f\alpha \\ f\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} fd \\ fq \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Ters park dönüşüm matrisi;

$$[T_{dq0}(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

şeklinde ifade edilebilir.

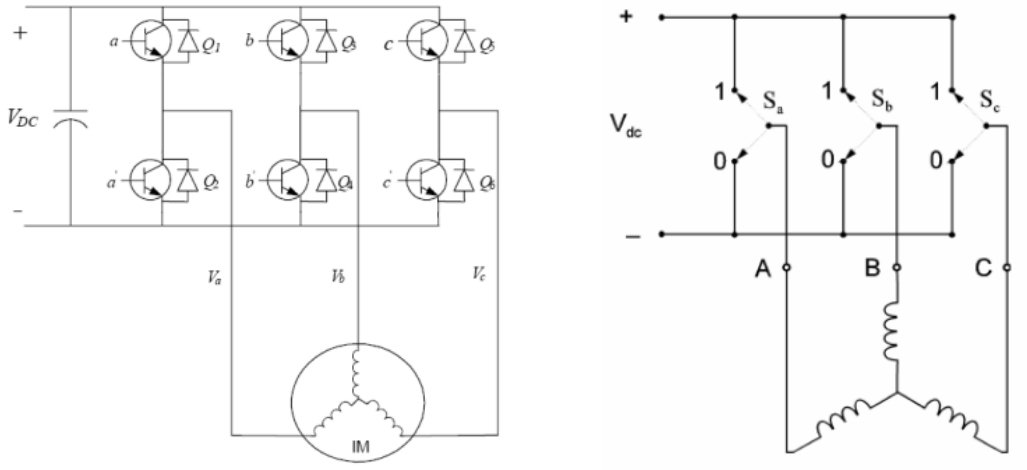
2.4. GERİLİM BESLEMELİ İNVERTER

Eviriciler doğru akımı alternatif akıma çeviren DC-AC dönüştürücülerdir. Bir eviricinin görevi girişindeki DC gerilimi, çıkışında istenen frekans ve genlikte simetrik bir alternatif akım gerilime dönüştürmektir. Çıkışta elde edilen gerilim ve frekans değerleri değişken veya sabit olarak üretilebilir. Girişteki DC gerilim değiştirilerek ve evirici kazancı sabit tutularak, değişken bir çıkış gerilimi elde edilebilir. Giriş DC geriliminin sabit olduğu bu eviricilere gerilim beslemeli evirici(VSI) adı verilmektedir (Bose, 1986).

Eviricilerin yaygın kullanım alanları, AC makinaların sürülmesi, ayarlı gerilim ve frekanslı güç kaynakları, kesintisiz güç kaynakları(UPS), indüksiyonlu ısıtma ve buna benzer uygulama alanları olarak bilinmektedir.

Gerilim beslemeli eviricide, motora uygulanan gerilimin genliği ve frekansı evirici katında yer alan güç yarı iletken anahtar elemanlarının uygun bir şekilde tetiklenmeleri ile değiştirildiğinden giriş katında diyotlardan oluşan kontrolsüz bir doğrultucu kullanılması yeterlidir. Bu sayede şebekeden kontrollü doğrultucu durumuna göre daha az harmonikli akımlar çekilir. Gerilim beslemeli eviricilerde, ara devrede eviricilere uygulanacak olan DC gerilimi sabit tutabilecek büyüklükte paralel bir kondansatör yer almaktadır (Büyükkeleş, 2012).

Gerilim beslemeli eviriciler ile sabit bir DC gerilim kaynağından üç fazlı AC gerilimler elde etmenin temel prensibi, şekil 2.6'da verildiği gibi iki yönlü üç mekanik anahtarın (Sa, Sb, Sc) uygun şekilde pozitif ve negatif DC baraya bağlanmasına dayanır.



Şekil 2.6: Gerilim Beslemeli İnverter

Motor kontrol uygulamalarında kayıpların minimum olması gözetildiğinden genellikle kullanılan eviriciler, anahtarlama gücü yüksek ve iletim kayıpları düşük olan elemanlar ile gerçekleştirilmektedir.

2.4.1. Uzay Darbe Genişlik Modülasyonlu İnverter

Son yıllara kadar güç elektroniği devrelerinde yaygın olarak kullanılan modülasyon metodu sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu (SPWM) iken bu metotta, maksimum çıkış geriliminin düşük ve anahtarlama sayısının yüksek olması nedeniyle yüksek kayıplar yaşanmaktadır. Bu olumsuz durumları ortadan kaldırmak için çeşitli metotlar üzerinde çalışmalar gerçekleştirilmiştir. Bu metotlar hala kullanılsa da özel olarak seçilen referans dalga ve onunla senkronize olan bir taşıyıcı dalga gerektirdiğinden kontrol devresi oldukça karmaşıktır.

Özellikle son yıllarda, sinüzoidal modülasyonun sayısal bir alternatifi olarak, PWM dalga şekilleri üretmek amacıyla, uzay vektör fikrine dayanan bir PWM metodu geliştirilmiştir. Uzay vektör modülasyon tekniği (SVPWM) olarak adlandırılan bu metot, sinüzoidal modülasyona göre daha düşük çıkış akımı harmoniği ve yüksek çıkış gerilimi üretmesi nedeniyle endüstriyel uygulamalarda yaygın bir şekilde kullanılmaktadır (Büyükkeleş, 2012). Bununla birlikte anahtarlama kayıpları büyük ölçüde azalıp, aynı zamanda kaliteli bir çıkış akımı sağlanabilmektedir.

Üç fazlı gerilim beslemeli eviricilerin (VSI) çalışması için farklı kollarda bulunan anahtarların aynı anda açılması ile bir akım geçişi sağlanmaktadır. Aynı kolda bulunan anahtarlar aynı anda açılması durumunda kısa devre durumu oluşur ve eviriciye zarar verilebilir. Bu noktada eviricilerin sıkıntısız bir şekilde kontrol edilebilmesi ve kayıpların minimize edilmesi için anahtarların açılma ve kapanma adımları arasında belirli bir süre beklenmelidir. Bu süre ölü zaman olarak adlandırılır, ölü zamanın belirlenmesinde kullanılan anahtarların karakteristiği büyük önem taşımaktadır. Bununla birlikte anahtarlama işlemi her bir inverter faz kolunun anahtarlama durumu ayrı ayrı a, b ve c anahtarlama fonksiyonları tarafından kontrol edilmesi ile gerçekleştirilir. Anahtarlama fonksiyonları ve bu durumda oluşan faz-nötr ve faz-faz gerilimleri tablo 2.1’de belirtilmiştir.

Tablo 2.1: Anahtar iletim durumlarına göre faz gerilimleri

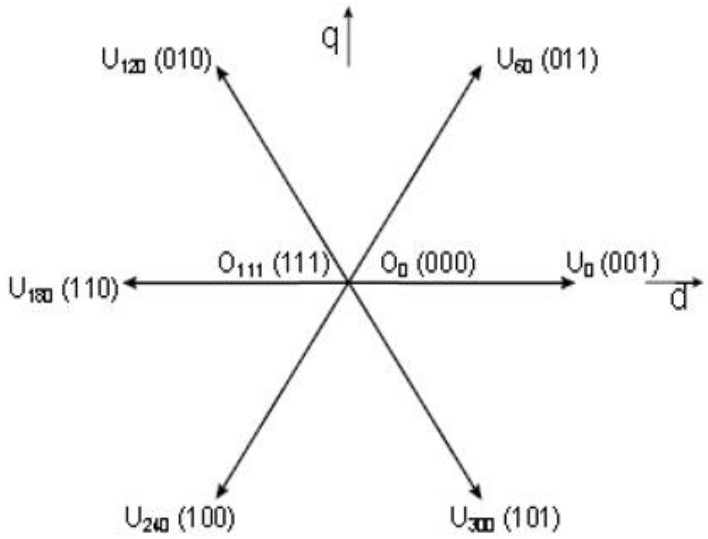
c	**b**	**a**	$\mathbf{V_{AN}}$	$\mathbf{V_{BN}}$	$\mathbf{V_{CN}}$	$\mathbf{V_{AB}}$	$\mathbf{V_{BC}}$	$\mathbf{V_{CA}}$
0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	$2/3V_{DC}$	$-1/3V_{DC}$	$-1/3V_{DC}$	V_{DC}	0	$-V_{DC}$
0	1	0	$-1/3V_{DC}$	$2/3V_{DC}$	$-1/3V_{DC}$	$-V_{DC}$	V_{DC}	0
0	1	1	$1/3V_{DC}$	$1/3V_{DC}$	$-2/3V_{DC}$	0	V_{DC}	$-V_{DC}$
1	0	0	$-1/3V_{DC}$	$-1/3V_{DC}$	$2/3V_{DC}$	0	$-V_{DC}$	V_{DC}
1	0	1	$1/3V_{DC}$	$-2/3V_{DC}$	$1/3V_{DC}$	V_{DC}	$-V_{DC}$	0
1	1	0	$-2/3V_{DC}$	$1/3V_{DC}$	$1/3V_{DC}$	$-V_{DC}$	0	V_{DC}
1	1	1	0	0	0	0	0	0

8 farklı anahtarlama durumu için oluşan gerilimlere, Clarke dönüşümü uygulanarak sabit eksen takımındaki (α, β) gerilim bileşenlerine dönüştürülür.

Tüm anahtar durumları için, sabit eksen takımındaki gerilim bileşenleri aşağıda bulunan Tablo 2.2 ’de verilmiştir.

Tablo 2.2: Anahtar durumlarına göre dq ekseni gerilimleri

c	b	a	V_α	V_β	Vektör
0	0	0	0	0	O_0
0	0	1	$2/3V_{DC}$	0	U_0
0	1	0	$-1/3V_{DC}$	$1/\sqrt{3}V_{DC}$	U_{120}
0	1	1	$1/3V_{DC}$	$1/\sqrt{3}V_{DC}$	U_{60}
1	0	0	$-1/3V_{DC}$	$-1/\sqrt{3}V_{DC}$	U_{240}
1	0	1	$1/3V_{DC}$	$-1/\sqrt{3}V_{DC}$	U_{300}
1	1	0	$-2/3V_{DC}$	0	U_{180}
1	1	1	0	0	O_{111}



Şekil 2.7: Temel Durum Vektörü

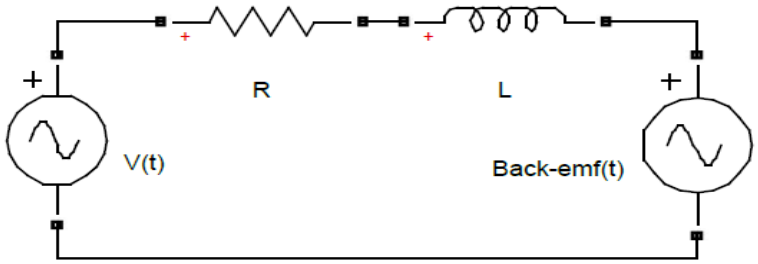
2.5. IÇ SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTOR

İç sabit mıknatıslı senkron motorlar, sabit mıknatıslı senkron motorların bir alt kategorisidir. Bu motorlarda üç faz sargısı stator içerisine 120° faz farkı oluşturacak şekilde yerleştirilmiştir.

Rotor içerisinde ise gömülü olarak sabit mıknatıslar bulunmaktadır. Bu motorlarda, rotor manyetik alanı rotorda bulunan sabit mıknatıslar yardımı ile yarılmaktadır. Bu nedenle motordaki tek akım stator manyetik alanını oluşturan stator sargılarına aittir. Bu iki manyetik alan arasındaki etkileşim rotoru döndüren elektromanyetik torku üretir. Motorda rotor sargıları veya fırça bağlantıları bulunmamaktadır.

İç sabit mıknatıslı senkron motorun yapısı aşağıda şekil 2.8'de gösterilmektedir. Faraday yasası gereğince değişen manyetik alan gerilim üretimini tetiklemektedir. Buna paralel olarak dönen sabit mıknatıslar stator sargılarında geri elektro motor kuvveti olarak adlandırılan bir gerilim indükler. Stator sargılarında bulunan bobinler nedeniyle kendi iç direncine ve endüktansına sahiptir. Bu bilgiler kullanılarak bir faza ait eş değer devre modeli şekil 2.8' de oluşturulmuştur. Matematiksel model oluşturulurken aşağıda belirtilen varsayımlar kullanılmıştır.

- Stator sargıları sinüzoidal MMF dağılımı üretmektedir.
- Hava boşluğu uzay harmonikleri ihmal edilmiştir.
- 3 faz sinüzoidal gerilimler dengelidir.
- Histerisis ve eddy akımları yok sayılmıştır.



Şekil 2.8: PMSM Tek faz eşdeğer devre modeli (Bayka, 2014)

Faraday yasası şekil 2.8'de belirtilen devreye uygulandığında aşağıda belirtilen denklemler elde edilebilir.

$$v_u(t) = R_u i_u(t) + L_u \frac{di_u(t)}{dt} + E_u(t) \tag{2.15}$$

$$v_v(t) = R_v i_v(t) + L_v \frac{di_v(t)}{dt} + E_v(t) \tag{2.1}$$

$$v_w(t) = R_w i_w(t) + L_w \frac{di_w(t)}{dt} + E_w(t) \tag{2.17}$$

Burada E(t) indüklenen geri elektromotor kuvvetini göstermektedir. Back-emf, rotor sürekli mıknatıslarının neden olduğu stator akı bileşeninin zamana bağlı türevidir. Denklemlerin okunabilirliği ve sadeliği için bundan sonraki denklemlerde zaman bağımlılığı ifade edilmeyecektir. Her bir faza ait stator akı bileşenleri aşağıda tanımlanmıştır.

$$\Psi_u^s = L_u i_u + \Psi_u^{pm} \tag{2.18}$$

$$\Psi_v^s = L_v i_v + \Psi_v^{pm} \tag{2.19}$$

$$\Psi_w^s = L_w i_w + \Psi_w^{pm} \tag{2.20}$$

Denklem 2.15 ve 2.18 birleştirilerek, 2.21 denklemi elde edilebilir.

$$v_u = R i_u + \frac{d\Psi_u^s}{dt} \tag{2.21}$$

$$v_v = R i_v + \frac{d\Psi_v^s}{dt} \tag{2.22}$$

$$v_w = R i_w + \frac{d\Psi_w^s}{dt} \tag{2.23}$$

3 fazlı sinyallerin anlık değerlerinin toplamı denklem 2.24 ve 2.25'te belirtildiği üzere 0 değerini vermektedir.

$$0 = v_u + v_u + v_w \tag{2.24}$$

$$0 = i_u + i_u + i_w \tag{2.25}$$

Bu sonuç 3 fazlı sistemlerin gösterimi için 2 fazın bilinmesinin yeterli olacağını göstermektedir. Bu nedenle 3 fazlı sistemler denklem 4 ile 2 fazlı bir sisteme indirgenebilir.

3 fazlı sistemlerde her bir faz çifti arasında 120˚ faz farkı bulunmaktadır. Fazların uzayda yönelimlerini dikkate alabilmek için uzay vektör gösterimi tanımlanmıştır. Uzay vektör gösteriminde akım, gerilim ve akı gibi elektriksel büyüklüklerin tamamı 2 boyutlu vektörler ile ifade edilebilmektedir.

Bu iki boyutlu vektörler stator ekseninin sabit referans ekseninde ifade edilebileceği gibi rotor ekseninin döner referans ekseninde de ifade edilebilir. İfadelerin her ikisi de motor kontrol uygulamalarında yaygın olarak kullanılmaktadır. İlgili dönüşümler bölüm 2.3 referans eksen dönüşümleri başlığında detaylı olarak aktarılmıştır.

İç sabit mıknatıslı senkron motorun denklem 2.15, 2.16 ve 2.17'de belirtilen gösterimleri clarke dönüşümü kullanılarak 2 faz sabit eksende denklem 2.26 ve 2.27' de belirtildiği üzere oluşturulabilir.

$$v_\alpha = Ri_\alpha + (L_0 + L_1\cos(2\theta))\frac{di_\alpha}{dt} + L_1\sin(2\theta)\frac{di_\beta}{dt} - w\Psi_{pm}\sin(\theta) \tag{2.26}$$

$$v_\beta = Ri_\beta + (L_1\sin(2\theta))\frac{di_\alpha}{dt} + (L_0 - L_1\cos(2\theta))\frac{di_\beta}{dt} + w\Psi_{pm}\cos\theta \tag{2.27}$$

Burada,

$$L_0 = \frac{(L_d + L_q)}{2} \tag{2.28}$$

$$L_1 = \frac{(L_d - L_q)}{2} \tag{2.29}$$

İç sabit mıknatıslı senkron motorların yapısı gereği d ekseninde bulunan endüktans değeri q ekseninde bulunan endüktans değerinden farklıdır. Bu durum deneniyle denklem oldukça karmaşık bir hale gelebilmektedir. Denklemin karmaşık olması analiz çalışmalarını zorlaştırmaktadır. Bu durumun üstesinden gelmek için sabit referans eksenden döner referans eksene Park dönüşümü yapılarak geçiş yapılabilir. Denklem 2.26 ve 2.27 'e Park dönüşümü uygulanması sonrasında denklem 2.28 ve 2.29 elde edile bilinir.

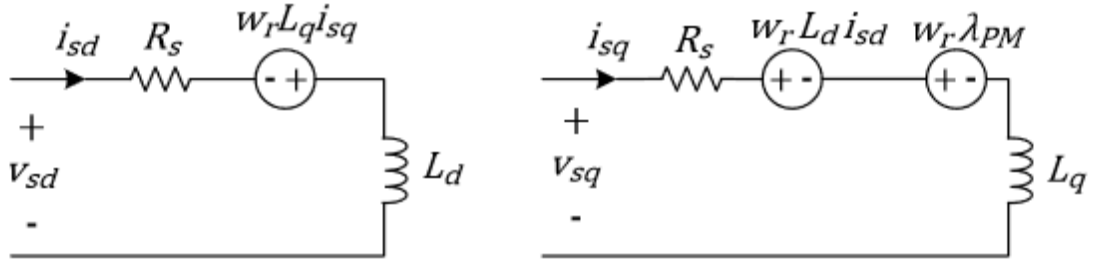
$$v_d = Ri_d + L_d\frac{di_d}{dt} - wL_q i_q \tag{2.30}$$

$$v_q = Ri_q + L_q\frac{di_q}{dt} + wL_d i_d + w\Psi_{pm} \tag{2.31}$$

Burada i_d ve i_q d-q referans eksen takımı akımlarını, V_d ve V_q ise d-q referans eksen takımı gerilimlerini göstermektedir. İç sabit mıknatıslı senkron motorun eş değer devre gösterimi sonrasında elde edilen denklemler Clarke ve Park dönüşümü sonrasında daha basit bir hal

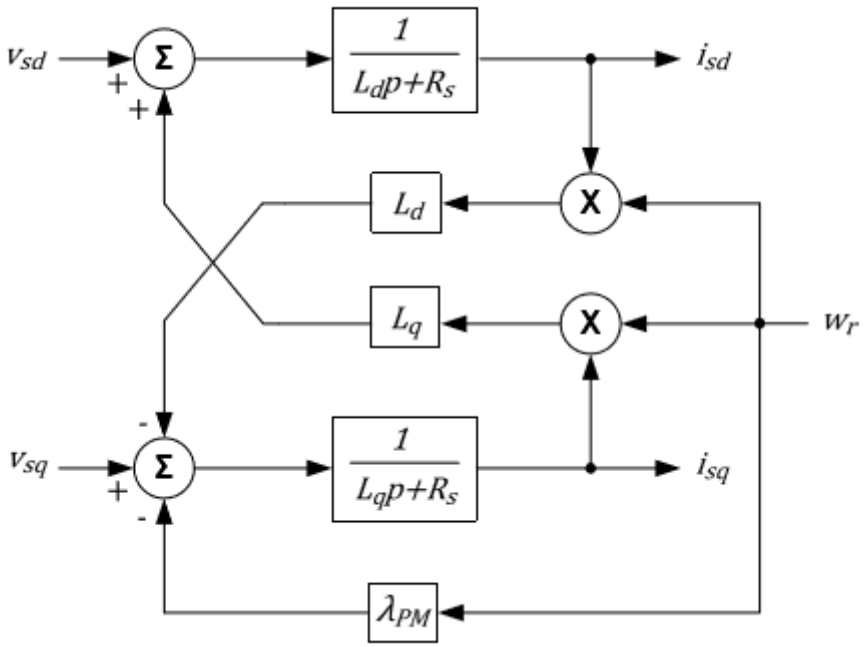
almaktadır. Bununla birlikte d-q referans eksen takımlarında gerilim ve akım bileşenleri sinüzoidal değildir. Ayrıca bu gösterim sonrasında motora ait akı ve tork bileşenleri ayrı ayrı görülebilmektedir. Burada q ekseni bileşeni üretilen tork ile d ekseni bileşeni ise akı ile ilişkilidir.

Motor eş değer devresinin d-q referans ekseninde gösterimi şekil 2.9'da görülmektedir.



Şekil 2.9: IPMSM d-q ekseni eşdeğer devresi

d-q referans ekseninde gösterilen denklemlerin blok diyagramı şekil 2.10 'da bulunmaktadır. Burada p türev operatörüdür.



Şekil 2.10: IPMSM d-q ekseni eşdeğer devre blok diyagramı

Motora ait elektromanyetik güç denklem 2.32'de gösterilmektedir.

$$P_{em} = \frac{3}{2} w_r [(L_d - L_q) i_{sd} i_{sq} + \lambda_{PM} i_{sq}] \quad (2.32)$$

Motora ait mekanik çıkış gücü ise açısal hız ile çıkış torkunun çarpımına eşittir.

$$P_{em} = w_m T_{em} \quad (2.33)$$

Burada T_{em} elektromanyetik torku, w_m ise rotora ait mekanik açısal hızı ifade etmektedir. Rotor mekanik açısal hızı elektriksel açısal hızın kutup çifti sayısı ile çarpımı sonrasında elde edilebilmektedir.

$$w_r = \frac{P}{2} w_m \quad (2.34)$$

Burada P kutup sayısını ifade etmektedir.

Elektromanyetik tork;

$$P_{em} = \frac{3}{2}\frac{P}{2} [(L_d - L_q) i_{sd} i_{sq} + \lambda_{PM} i_{sq}] \quad (2.35)$$

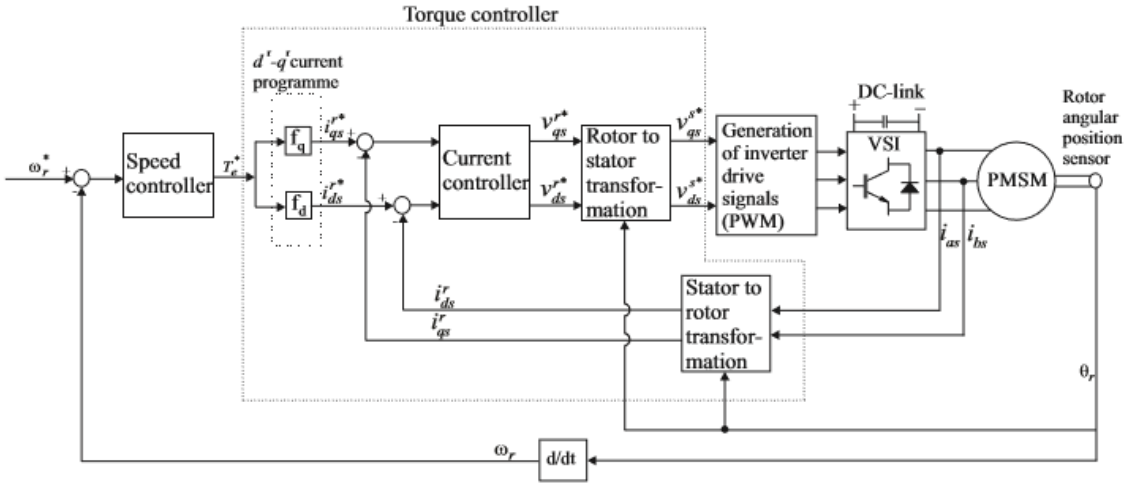
Elektromanyetik tork denklemi incelendiğinde 2 ana kısımdan oluştuğu görülmektedir. Burada ilk kısım $\frac{3}{2}\frac{P}{2} [(L_d - L_q) i_{sd} i_{sq}$relüktans torku olarak adlandırılırken, diğer kısım $\frac{3}{2}\frac{P}{2} \lambda_{PM} i_{sq}$ mıknatıslanma torku olarak adlandırılır. Yüzey mıknatıslı senkron motorlarda $L_d \approx L_q$ olduğundan relüktans torku ihmal edilebilir. Ancak iç mıknatıslı senkron motorlarda $L_d > L_q$ olduğundan relüktans torku ihmal edilemez (Akyol, 2015).

2.6 İÇ SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTOR KONTROL STRATEJİSİ

Alternatif akım motorların pozisyon, hız ve tork kontrol performanslarının iyileştirilmesi için literatürde ve endüstriyel sanayide alternatif akım motor sürücülerinde vektör kontrol yaygın olarak kullanılan bir yöntemdir (Mishra, Makwana, Agarwal, & Srivastava, 2012).

Vektör kontrol yönteminde çıkış torku motor akımları ile doğrudan ilişkilidir. Denklem 2.35 incelendiğinde i_d akımının sabit tutulması durumunda üretilen elektromanyetik torkun doğrudan i_q akımı ile ilişkili olduğu görülebilmektedir. Motor çıkış torkunun kontrolü q eksenine ait akımın kontrol edilmesi ile sağlanabilir. Bununla birlikte tork sabiti d ekseni

akımının kontrol edilmesi ile ayarlanabilir. Her iki eksene ait akım değerlerinin kontrol edilebilmesi alan zayıflatma işlemine olanak sağlamaktadır. Vektör kontrol iç içe geçmiş kontrol döngülerinden oluşmaktadır. Burada en içte bulunan döngü akım kontrol döngüsü, onun dışında hız kontrol döngüsü ve pozisyon kontrol uygulamalarında en dışta pozisyon kontrol döngüsü bulunmaktadır. Çalışmada hız kontrolü gerçekleştirileceğinden en dış çevrim hız kontrol çevrimidir. Hız kontrolünün çıkışı q ekseni akım kontrolörüne giriş olarak sağlanmaktadır. Akım kontrolörleri çıkışında elde edilen sinyaller motor stator sargılarına gönderilecek gerilim değerlerini göstermektedir. Burada motor akımlarının sensörler kullanılarak ölçülmesi sonrasında motor faz akımları elde edilmektedir. Faz akımlarının elde edilmesi sonrasında Clarke ve Park dönüşümleri gerçekleştirilerek d ve q eksenlerine ait akım değerleri elde edilebilir. Park dönüşümü için gerekli olan rotor konum bilgisi pozisyon veya hız sensörü kullanılarak ve çeşitli tahmin yöntemleri kullanılarak elde edilebilir. Rotor açısal hızı aynı zamanda hız kontrolöründe geri besleme olarak kullanılmaktadır. Alan yönlendirmeli vektör kontrol yöntemine ait genel blok şema şekil 2.11'de gösterilmektedir.

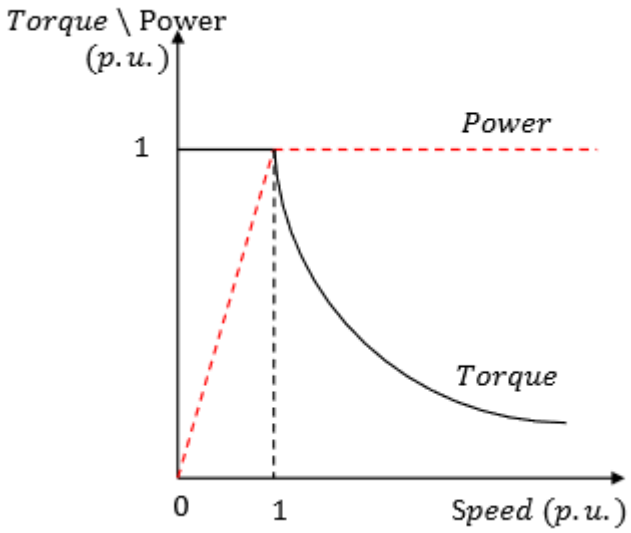


Şekil 2.11: Alan yönlendirmeli vektör kontrol genel blok diyagramı

3. MALZEME VE YÖNTEM

3.1. ALAN ZAYIFLATMA OPERASYONU

Motor hızının nominal hız seviyesine gelmesi durumunda, BEMF gerilimi maksimumum kullanılabilir gerilim seviyesine erişmektedir. Şekil 3.1'de görüleceği üzere motor hızının nominal hız değerinden yüksek olması durumunda motor torku hızlı bir şekilde azalmaktadır. Nominal hız değeri üzerinde motorun çalışması istendiğinde bu problemin çözümü için d ekseni akımı arttırılarak hava aralığı akısı azaltılır ve motorun nominal hız değeri üzerinde çalışması sağlanabilir. Bu işlem alan zayıflatma işlemi olarak adlandırılır.



Şekil 3.1: Tork- Hız eğrisi (Akyol, 2015)

$$v_d = Ri_d - wL_q i_q \quad (3.1)$$

$$v_q = Ri_q + wL_d i_d + w\Psi_{pm} \quad (3.2)$$

Maksimum hıza erişildiğinde i_q = 0 olarak kabul edilebilir.

$$v_d = Ri_d \quad (3.3)$$

$$v_q = w_{emax} L_d i_d + w_{emax} \Psi_{pm} \quad (3.3)$$

$$v_{max}^2 = v_d^2 + v_q^2 = (Ri_d)^2 + w_{emax}^2(L_d i_d + \Psi_{pm})^2 \tag{3.5}$$

Sonuç olarak maksimum hız denklem 3.6'da elde edilebilir.

$$w_{emax} = \frac{\sqrt{v_{max}^2 - (Ri_d)^2}}{L_d i_d + \Psi_{pm}} \tag{3.6}$$

Denklem 3.6'da görüleceği üzere maksimum açısal frekansın değiştirilmesi için i_d akımı ayarlanabilir.

3.2 GERİLİM BESLEMELİ İNVERTER ÜZERİNDE OLUŞAN LİNEER OLMAYAN ETKİLERİN KOMPANZASYONU

Gerilim beslemeli eviriciler idealde lineer olarak çalışıyor kabul edilse de pratikte VSI çıkış gerilimi üzerinde ideal olmayan sinyaller görülebilmektedir (Wiedemann & Kennel, 2018). Çıkış geriliminde lineer olmayan etkiler kaynaklı görülen hata motor performansını olumsuz olarak etkilemektedir. Bu gerilim hatasının oluşmasının başlıca nedenleri;

- Anahtarlama elemanlarının kısa devre olmasını engellemek için eklenen ölü zaman
- Yarı iletkenler ve anahtarlama elemanları üzerinde gerilim düşümleri
- Anahtarlama elemanlarının on-off süreleri

olarak sıralanabilir.

Yukarıda belirtilen nedenlerin etkisi çalışma şartlarına bağlı olarak değişkenlik göstermektedir. VSI üzerinde lineer olmayan gerilim değişimlerini anlık olarak etkileyebilen parametreler aşağıdaki gibi belirtilebilir.

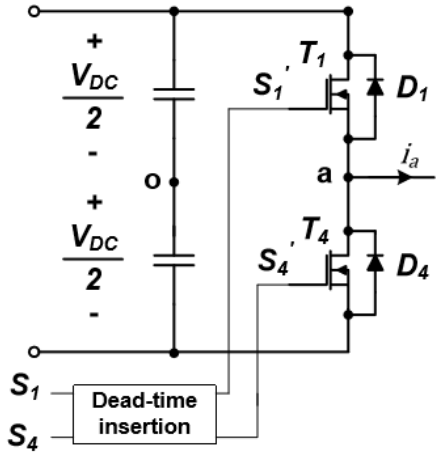
- Anahtarlama frekansı
- DC bara gerilimi
- Akımın genliği ve işareti
- Çıkış kapasitesi
- Sıcaklık

Bu etkiler sonrasında,

- Faz akımı harmonikleri artar
- Tork ripple artar
- Akım kontrolü ve üzerinde bulunan diğer döngülerin performansı azalır
- Uygulanan gerilim ile uygulanması gereken gerilim arasında bulunan fark nedeniyle motor parametre kestirimi gibi tüm sistemi etkileyecek çalışmalarda kullanılması sonrasında sistem etkilenebilir.

Faz gerilimlerinde görülen hatanın minimize edilmesi için literatürde birçok yöntem üzerinde çalışmalar gerçekleştirilmiştir (Büyükkeleş, 2012). Bu çalışmalar online ve offline düzeltme olarak 2 temel başlık altında toplanmaktadır. Offline kompanzasyon yönteminde çalışma şartları önceden belirlenerek bir tablo oluşturulur. Elde edilen veriler çalışma esnasında değerlendirilerek düzeltme terimi eklenir, online kompanzasyon yönteminde ise invertör çalışması esnasında hata gerilimi kestirilerek kompanzasyon işlemi gerçekleştirilir.

Şekil 3.2'de 3 faz VSI' a ait bir faz gösterilmektedir. Burada V_{dc} DC link gerilimi, i_a faz akımı, S_1 ve S_4 ideal anahtarlama sinyalleri, S'_1 ve S'_4 ölü zaman eklenerek oluşturulan anahtarlama sinyallerini göstermektedir. Şekil 3.3'de ise ideal anahtarlama sinyalleri görünmektedir. Burada t_a ideal on süresini, t_d ise ölü zamanı göstermektedir.

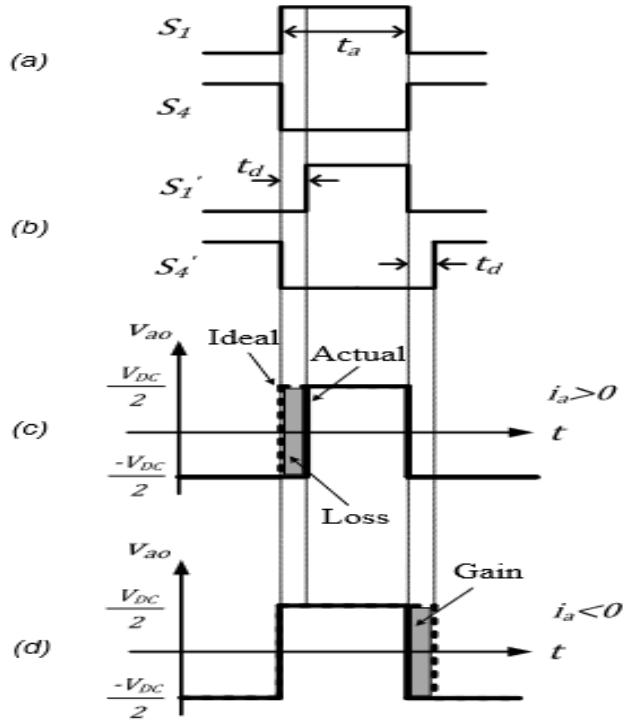


Şekil 3.2: VSI evirici bir fazı

Gerilim beslemeli eviricinin aynı bacağında bulunan T_1 ve T_4 güç anahtarlarının aynı anda on durumda olması kısa devre hatasına neden olmaktadır. Kısa devre hatası sonrasında güç anahtarlama elemanları zarar görmekte ve çoğunlukla tekrar kullanılamamaktadırlar. Bu hata durumunun önüne geçmek için anahtarların on-off konumları öncesinde bir bekleme zamanı

tanımlanmaktadır. Anahtarlar için tanımlanan bekleme süresi uygulamaya ve anahtarların güç seviyelerine göre değişkenlik göstermektedir (Bose, 1986). Bu süre ölü zaman olarak adlandırılmaktadır. Ölü zaman süresinde her iki anahtarda kapalı konumda kalmaktadır. Motor yükünün endüktif olması nedeniyle, diyotlardan birini faz akımının yönüne göre zorlamaya çalışan bir akım kaynağı gibi davranır. Bu nedenle, ölü zaman süresince, çıkış voltajı diyota ve dolayısıyla faz akımının yönüne bağlıdır. Bu, çıkış geriliminin anlık bir kontrol kaybına neden olur.

İnverter üzerinden motora iletilen faz akımının yönü pozitif, ters akım yönü ise negatif olarak adlandırılır. Ölü zaman süresinde i_a akımı pozitif ise D_4 diyotu iletimdedir, i_a akımı negatif ise D_1 diyodu iletimdedir. İdeal çıkış voltajı ile karşılaştırıldığında, Şekil 3.4 (c) ve Şekil 3.4 (d) 'de gösterildiği gibi, negatif çıkış akımında bir kazanç, pozitif çıkış akımında ise bir kayıp vardır. Bununla birlikte güç anahtarlarının açılış süresi t_{on} ve kapanış süresi t_{off} aynı şekilde çıkış gerilimi üzerine etki etmektedir (Büyükkeleş, 2012).



Şekil 3.3: İdeal ve gerçekleşen anahtarlama sinyalleri

Burada çıkış gerilimi üzerine etki eden toplam süre denklem 3.7'de belirtildiği gibi hesaplanabilir.

$$\Delta t = t_d + t_{on} - t_{off} \tag{3.7}$$

Bir diğer lineer olmayan etki kaynağı ise güç anahtarlama elemanları üzerinde oluşan gerilim düşümleridir. Pozitif faz akımı için i_a>0, VSI bir kolunda bulunan üst anahtar açık ve alt anahtar kapalı olması durumunda burada oluşan gerilim $V_{dc}/2 - V_{ds}$ ' ye eşittir. Burada V_{ds} drain-source on state gerilim düşümüdür.

$$V_{DS} = R_{DS}|i_a| \tag{3.8}$$

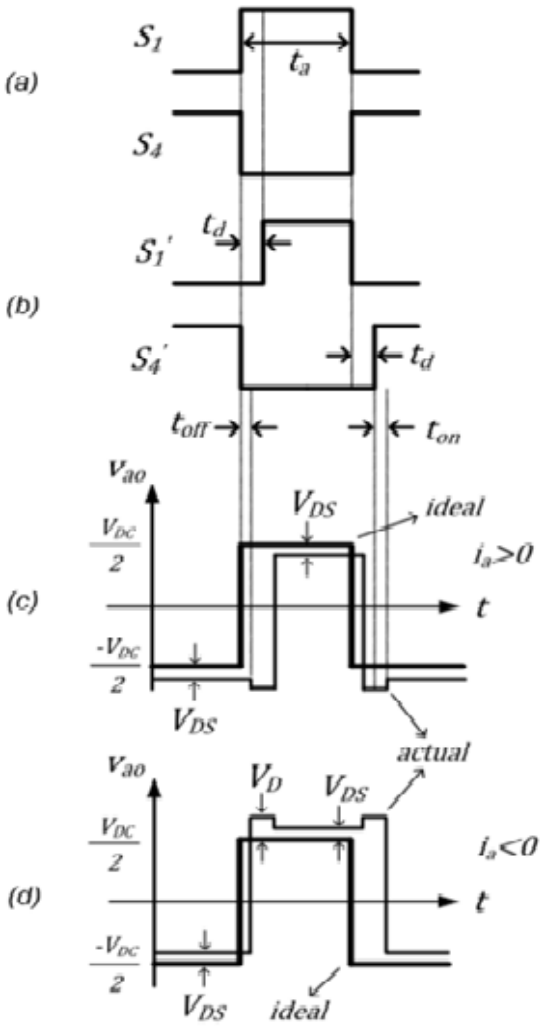
Benzer şekilde negatif faz akımı oluştuğunda, V_{ao} gerilimi $V_{dc}/2 + V_{ds}$ 'ye eşit olacaktır. Ölü zaman süresinde pozitif akımda D_4 diyotu iletimde olacağından V_{ao} gerilimi $-V_{dc}/2 - V_d$ 'ye eşit olacaktır. Burada V_d diyot ileri gerilimi olarak adlandırılır.

$$V_d = Vth + R_d|i_a| \tag{3.9}$$

Vth= treshold gerilimi

R_d =Güç anahtarı on state direnci

İdeal olmayan davranışların gerilim beslemeli evirici çıkış gerilimi üzerindeki etkisi şekil 3.4' te gösterilmektedir.



Şekil 3.4: VSI anahtarlama sinyalleri

- Ölü zaman kaynaklı oluşan gerilim hatası aşağıda belirtildiği gibi hesaplanabilir.

$$Vdt = \frac{4}{3}.\Delta t\,.\,fs\,.\,Vdc.\,sign(i) \tag{3.10}$$

Burada;

Δt =Toplam ölü zaman

f_s = anahtarlama frekansı

V_{dc}=DC bara gerilimi

Sign(i) = faz akımı işareti' dir.

Faz akımı işaretinin bulunmasında denklem 3.11'den faydalanılabilir.

$$sign(i) = \frac{1}{2}[sign(ia) + e^{j\left(\frac{2\pi}{3}\right)}.sign(ib) + e^{j\left(\frac{4\pi}{3}\right)}.sign(ic)] \quad (3.11)$$

- Anahtarlama elemanları on durumu kaynaklı gerilim düşümleri denklem 3.12' de belirtilmektedir.

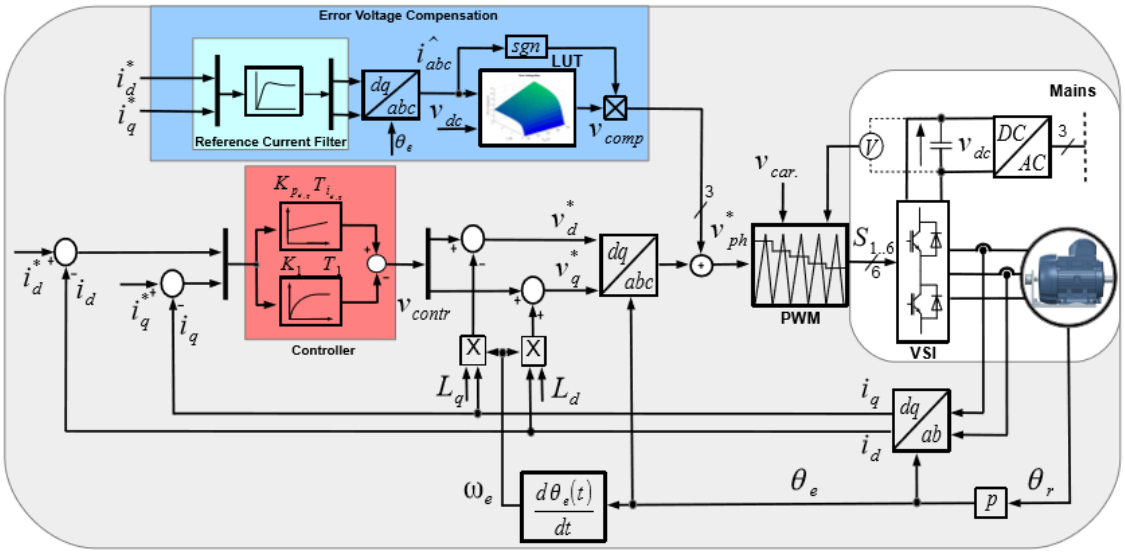
$$Von = \frac{4}{3}.\mathrm{Vth}.sign(i) + \mathrm{Rd}.|\mathrm{i}| \quad (3.12)$$

Toplam evirici hata gerilimi;

$$Verr = \frac{4}{3}.Vth'.sign(i) + \mathrm{Rd}.|i| + V_{DS} \quad (3.13)$$

$$Vth' = Vth + \Delta\mathrm{t}.fs.Vdc \quad (3.13)$$

Akım döngüsü çıkışına lineer olmayan etkilerin kompanzasyonu için hesaplanan terimler ileri besleme olarak eklenmektedir.



Şekil 3.5: VSI Lineer olmayan etkilerin kompanzasyonu blok diyagramı

Özellikle düşük hız bölgesinde VSI'ın lineer olmayan davranışı sonucu ortaya çıkan etkiler kontrol sistemi üzerinde daha baskın etkiler ortaya koymaktadır. Bu etkilerin giderilmesi için kontrol döngüleri çalışıyor olsa da kontrol bant genişliğinin sınırlı olması nedeniyle bunu tam

olarak gerçekleştiremezler, bu nedenle ilgili düzeltme çalışmasının gerçekleştirilmesi kontrol hassasiyeti için büyük önem arz etmektedir.

Bununla birlikte faz akımlarında görülen hormoniklerin artması motor kayıplarının artmasına neden olmaktadır. Bu nedenle hem sistem verimi azalmakta hem de ısı açığa çıkmaktadır. Açığa çıkan ısı stator sargı izolasyon ömrünü önemli bir şekilde etkilemektedir. Aşağıda bulunan denklem incelendiğinde motorun kararlı hal sıcaklığının sargı izolasyon ömrüne etkisi açık bir şekilde görülebilmektedir.

$$\%\Delta L = \frac{20 - 6{,}0e^{[0{,}0815(14{,}77-\Delta Tc)}}{20}.100 \tag{3.15}$$

3.3. GEÇİCİ MIKNATISLI SENKRON MOTOR KONTROLÜ İÇİN AKIM VE HIZ KONTROLÖRÜ TASARIMI

3.3.1 Akım Döngüsü Matematiksel Modeli

Akım döngüsüne ait matematiksel model aşağıda belirtilmektedir.

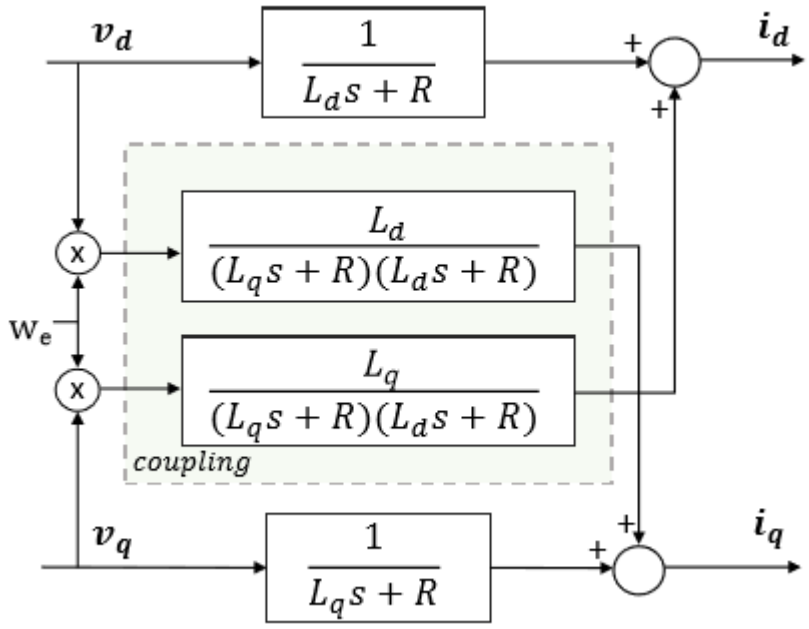
$$v_d = Ri_d + L_d \frac{di_d}{dt} - wL_q i_q \tag{3.16}$$

$$v_q = Ri_q + L_d \frac{di_d}{dt} + wL_d i_d + w\Psi_{pm} \tag{3.4}$$

Denklem 3.1 ve 3.2 incelendiğinde modelin açısal hız ve akımların çarpımını içerdiği görülmektedir. Ancak, açısal hız akıma göre daha yavaş değişmektedir. Bu nedenle açısal hız, bir durum yerine zamana göre değişen bir parametre olarak ele alınacaktır. Yukarıdaki matematiksel modelin kontrol döngüsü üzerindeki en büyük olumsuz etkisi, d ve q eksen akımları arasındaki birleştirme etkileridir. Ayrıca, bu birleştirme etkileri açısal hız arttıkça güçlenir. Bu nedenle, yüksek hızlı uygulamalarda bu bağlantı etkilerini baskılamadan tatmin edici bir performans elde etmek çok zordur.

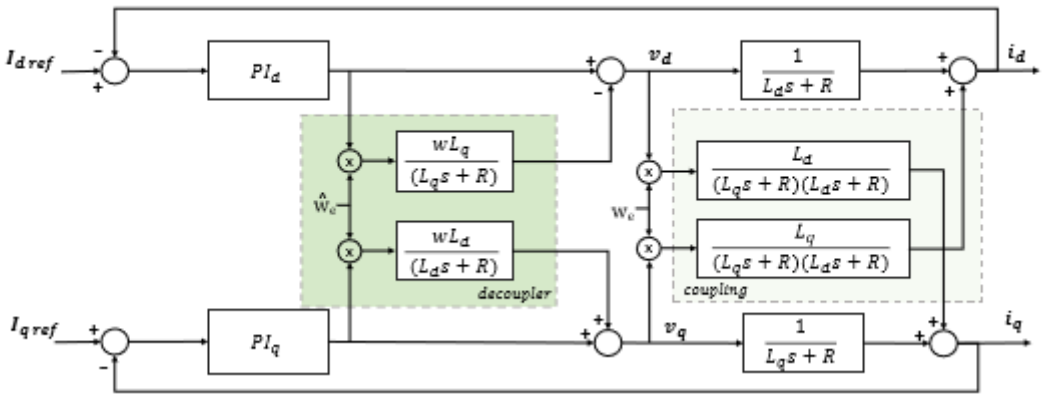
Çok değişkenli ve etkileşimli bir tasarım üzerine çalışma gerçekleştirmek yerine tasarımı SISO bir sistem olarak ele almak kontrol açısından kolaylık sağlayacaktır. Şekil 3.6'da görülebileceği üzere, girişler (V_d ve V_q) hem I_d hem de I_q'dan etkilenmektedir. Bozulma etkilerini bastırmak için agresif denetleyici yaparak, küçük eşleştirme etkilerinin mevcut olduğu durumlarda tatmin

edici performans sağlayabiliriz. Bununla birlikte, denklem 3.1 ve denklem 3.2' de belirtilen matematiksel model, birleştirme etkilerinin açısal hız arttıkça çarpıcı bir şekilde arttığını göstermektedir. Bu yüzden, yüksek hızlı hassas kontrol gerektiren uygulamalarda kuplaj etkileri uygun bir yapı kullanılarak telafi edilmelidir.



Şekil 3.6: IPMSM kuplaj etkisi blok diyagramı

Akım kontrol döngüsünde kuplaj etkisinin ortadan kaldırılması amacıyla birden fazla yöntem bulunmaktadır. Bu yöntemlerin ele almış oldukları problemler ve uygulamaları birbirlerine göre farklılık gösterebilir (Hariz & Bouani, 2015).Sadeleştirilmiş decoupling yöntemi blok diyagramı şekil 3.7' de gösterilmektedir (Akyol, 2015). Burada gerçekleştirilen işlemin temel amacı hıza bağlı olarak birbirlerini etkileyen terimlerin etkisinin yok edilmesidir. Ancak decoupling yönteminde kullanılan motor eşdeğer devre parametrelerinin yanlış olması sistem girişinde bozucu etki yapabilmektedir. Oluşabilecek bozucu etkiler parametre değişikliğine duyarlı olarak tasarlanan bir kontrolcü ile giderilebilir.

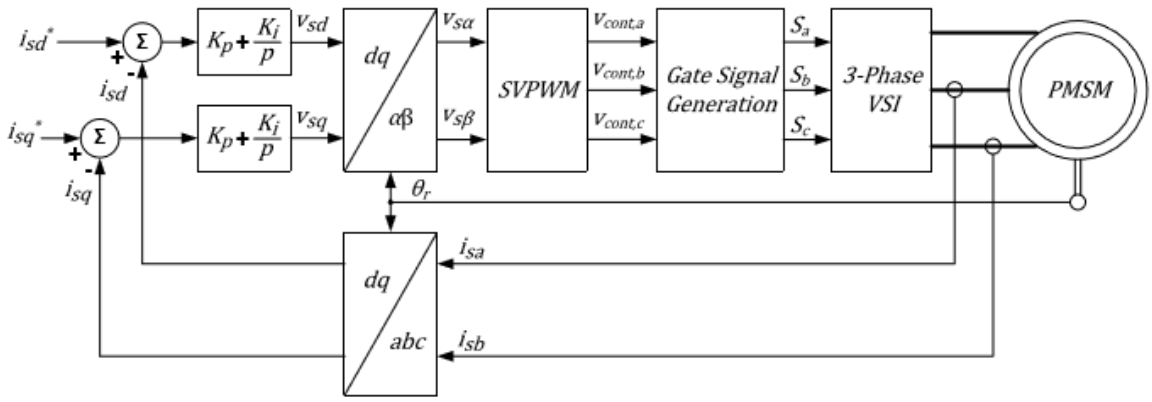


Şekil 3.7: Decoupling yöntemi blok diyagramı (Akyol, 2015)

3.3.2. Akım Kontrolörü

Alternatif akım geçici mıknatıslı senkron motorların akım kontrolünü gerçekleştirmek için çeşitli kontrolörler kullanılmaktadır (Doğan, 2009). Bunlar arasında iyi bilenen ve en yaygın olarak kullanılan kontrolör P-I kontrolördür. PI kontrolörü döner referans eksende veya sabit referans eksende kullanılabilir. Senkron referans eksende kullanılan PI kontrolörler 30 yılı aşkın süredir alternatif akım motorların akım kontrolü için endüstride kullanılmaktadır. Senkron referans eksende stator akımlarının dc özellikle olması nedeniyle çok geniş bir hız aralığında akım kontrolörü efektif bir şekilde çalışabilmektedir (Jeong & Sul, 2005).

Senkron referans eksene akım kontrolörlerinin eklenmesi sonrasında elde edilen sistem blok diyagram şekil 3.8'de mevcuttur. Burada is_q akım tork bileşeni, is_d ise akı bileşenidir. PI kontrolör K_p+K_i/p olarak ifade edilir. K_p oransal kazanç, K_i integral kazancı, p ise türev operatörünü ifade etmektedir. Bununla birlikte, abc to dq bloğu Clarke ve Park transformunu, dq to αβ ters park transformunu ve SVPWM uzay vektör modülasyonunu göstermektedir.



Şekil 3.8: DQ referans ekseni akım kontrol döngüsü blok diyagramı

D ekseni referans akımı alan zayıflatma işlemlerinde veya güç faktörü kontrolü işlemleri dışında şekil de görüldüğü üzere 0 değerine sahiptir. Akımın tork komponenti referans değeri is_q ise hız kontrolör çıkış değeridir.

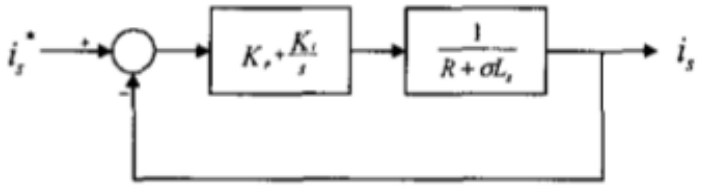
Akım kontrol döngüsü sistemde en içte bulunan ve en hızlı döngü olması nedeniyle sistem performansı için büyük önem arz etmektedir. Sistemin tanımlı hız bölgelerinde dinamik yük değişimleri durumunda hızlı cevap verebilmesi için akım döngüsü parametreleri sistem parametrelerine göre optimize edilerek belirlenmelidir.

3.3.3. Akım Kontrolörü Parametre Belirleme Yöntemleri

PI kontrolör parametrelerinin optimizasyonu için klasik tuning yöntemleri, parçacık sürüsü optimizasyonu, yapay arı kolonisi gibi birçok yöntem kullanılmaktadır (Tiryaki, Çalık, & Çetin, 2018).

3.3.3.1. Klasik kazanç belirleme yöntemi

Şekil 3.9'da görüldüğü üzere klasik kazanç belirleme yönteminde akım döngüsü tek bir faz düşünülerek ele alınmaktadır. Burada gerçekleştirilen işlemler d ve q ekseni için ayrı ayrı gerçekleştirilebilir.



Şekil 3.9: Sadeleştirilmiş akım kontrol döngüsü blok diyagramı

Yukarıda belirtilen sistemin açık çevrim transfer fonksiyonunu denklem 3.18'de gösterildiği üzere yazılabilir.

$$G_i^o(s) = \left(k_p + \frac{k_i}{s}\right)\left(\frac{1}{R + Ls}\right) = \frac{k_p}{s}(s + \frac{k_i}{k_p})\frac{\frac{1}{Ls}}{\frac{R}{Ls} + s} \tag{3.18}$$

Kutup sıfır iptali için denklem 3.19 denklem 3.18'de yazılırsa, denklem 3.20 elde edilir.

$$\frac{k_i}{k_p} = \frac{R}{L} \tag{3.19}$$

$$G_i^1(s) = (\frac{k_p}{s})(\frac{1}{Ls}) \tag{3.20}$$

Sistem kapalı çevrim transfer fonksiyonunda kesim frekansı 0 frekansının -3 db altından geçmektedir. Kontrolör kazançları denklem 3.21 ve 3.22'de hesaplanabilir.

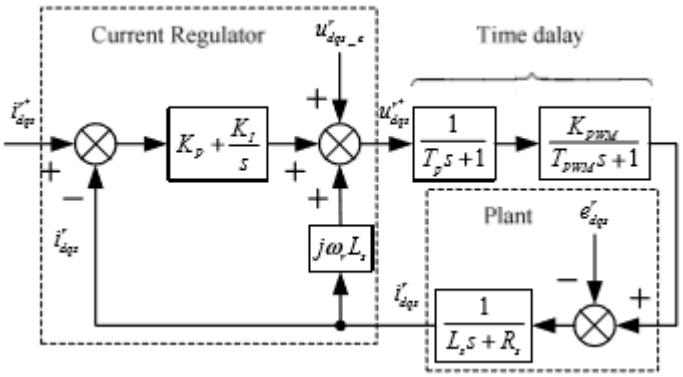
$$k_p = w_c L \tag{3.21}$$

$$k_i = w_c R \tag{3.22}$$

3.3.3.2. Kazanç belirleme yöntemi 2

Akım kontrol döngüsünün sadeleştirilmiş blok diyagramı bölüm 3.3.3.1' de aktarılmıştır. Ancak gerçek sistemde kontrolör çıkışında sisteme uygulanacak sinyallerin belirlenmesi sonrasında, evirici üzerinde bulunan yarı iletken anahtarlama elemanlarının belirli bir anahtarlama frekansında tetiklenmesi sonrasında sisteme aktarılır. Sistem çıkışında elde edilen geri besleme sinyalleri tanımlı örnekleme periyodu içerisinde ölçülerek sisteme geri besleme olarak eklenmektedir. Akım sinyallerinin örneklenmesi ve PWM sinyallerinin güncellenmesi arasında geçen zaman (T_p), akım regülasyonu zaman gecikmesi olarak tanımlanır. Bu değer

anahtarlama frekansı ve PWM sinyallerinin güncellenme yöntemi ile doğrudan ilişkilidir. PWM evirici ise T_{PWM} zaman sabiti ve K_{PWM} kazanç sabitine sahiptir. Akım kontrol sistemi üzerinde gerçekleşen zaman gecikmelerinin dikkate alınarak oluşturulan sadeleştirilmiş sistem blok diyagramı şekil 3.10'da görülmektedir.



Şekil 3.10: Sistem gecikmeleri ile oluşturulan akım kontrol döngüsü blok diyagramı

PI akım kontrolörü transfer fonksiyonu denklem 3.23'de belirtilmiştir. T_{cr} kontrolör zaman sabitini göstermektedir.

$$G_{cr}(s) = K_p + \frac{K_I}{s} = K_p \frac{T_{cr}s + 1}{T_{cr}s} \tag{3.23}$$

$$T_{cr} = \frac{K_p}{K_I} \tag{3.24}$$

Şekil 3.10'da gösterilen sistem blok diyagramı kullanılarak oluşturulan akım kontrol döngüsü açık çevrim transfer fonksiyonu denklem 3.25'te görülmektedir. T_i motor armatür elektromanyetik zaman sabitidir ve değerinin diğer zaman sabitlerine göre yüksek olması nedeniyle sistem üzerinde baskın bir etkisi bulunmaktadır. .($T_i \gg T_p$ ve T_{PWM})

$$G_{oi}s = \frac{K_P K_{PWM}(1/R_s)(T_{cr}s + 1)}{T_{cr}s(T_p s + 1)(T_{PWM}s + 1)(T_i s + 1)} \tag{3.25}$$

$$T_i = \frac{L}{R_s} \tag{3.26}$$

Sistemin sadeleştirilmiş açık çevrim transfer fonksiyonu denklem 3.27' de belirtilmiştir.

$$G_{oi}s = \frac{K_P K_{PWM}(1/R_s)(T_{cr}s + 1)}{T_{cr}s(T_{\sum}s + 1)(T_i s + 1)} \tag{3.27}$$

Sistem akım döngüsünde hızlı bir dinamik performans elde edebilmek için $T_{cr} = T_i$ olarak alınabilir.

Sistemin kapalı çevrim transfer fonksiyonu denklem 3.28' de elde edilebilir.

$$G_{ci}s = \frac{K_P K_{PWM}(1/R_s)}{T_i T_{\sum}s^2 + T_i s + K_P K_{PWM}(1/R_s)} \tag{3.28}$$

Sistem sönüm oranı (ζ), açık çevrim kesim frekansı w_c, -3 dB genlik band genişliği ve -45˚ faz kayması bant genişliği gibi sistem dinamik performans indeksleri ve bu indekslerin sistem parametreleri ile ilişkileri Tablo 3.1' de belirtilmektedir (Hongjia, Ming, Li, & Dianguo, 2010).

Tablo 3.1: Dinamik performans indeksi ve sistem parametreleri arasındaki ilişki

Parameters	Expressions
ζ	$\frac{1}{2}\sqrt{\frac{T_i}{T_{\Sigma i}K_p K_{pwm}(1/R_s)}}$
ω_c	$\sqrt{\frac{K_p K_{pwm}(1/R_s)}{T_i T_{\Sigma i}}}\sqrt{\sqrt{4\zeta^4+1}-2\zeta^2}$
−3 dB BW ω_{cb1}	$\sqrt{\frac{K_p K_{pwm}(1/R_s)}{T_i T_{\Sigma i}}}\sqrt{1-2\zeta^2+\sqrt{2-4\zeta^2+4\zeta^4}}$
−45° BW ω_{cb2}	$\sqrt{\frac{K_p K_{pwm}(1/R_s)}{T_i T_{\Sigma i}}}\left(\sqrt{1+\zeta^2}-\zeta\right)$

Sistem sönümleme oranı ζ =0.707 olarak belirlendiğinde, akım kontrolörü oransal sabiti denklem 3.29'da belirtildiği şekilde elde edilebilir.

$$K_p = \frac{T_i}{2K_{PWM}(1/R_s)T_{\sum}} \tag{3.29}$$

Akım döngüsü açık çevrim kesim frekansı ve kapalı çevrim band genişliği denklem 3.30 ve 3.31' de elde edilebilir.

$$w_c = \frac{1}{T_\Sigma}\sqrt{\frac{\sqrt{2}-1}{2}} \tag{3.30}$$

$$w_{cb} = \frac{\sqrt{3}-1}{2T_\Sigma} \tag{3.5}$$

$$f_{cb} = \frac{w_{cb}}{2\pi} \tag{3.6}$$

3.3.3.3. Parçacık sürüsü optimizasyonu ile akım kontrolör parametrelerinin belirlenmesi

Parçacık sürüsü optimizasyonu popülasyon temelli stokastik bir optimizasyon yöntemidir. 1995 yılında Eberhart ve Kennedy tarafından kuş sürülerinin davranışlarından esinlenerek geliştirilmiştir (Kennedy & Erbrhart, 1995). Geleneksel olarak birçok optimizasyon yöntemi bulunuyor olsa da PSO kolay entegrasyonu, kararlılığı ve kısa işlem süresi gibi özellikleri ile diğer yöntemlere göre öne çıkmaktadır (Tiryaki, Çalık, & Çetin, 2018).

Herhangi bir parçacığın pozisyonu, kendi deneyimi olan en iyi çözüm ve bütün sürüde ziyaret edilen en iyi konumdan etkilenmektedir. Her bir parçacığın performansı uyumluluk fonksiyonundan faydalanılarak hesaplanabilir (Bayoumi, Awadallah, & Soliman, 2011).

Her parçacık iki boyutlu düzlemde çözüm aramaktadır. Parçacıkların hızı v_x ve v_y olarak tanımlanmaktadır. Her birey kendi en iyi değerini tanımlamaktadır. Her parçacık grubu en iyi değeri olan g_{best} bilgisini ve p_{best} bilgisini hafızasında tutmaktadır. Her bir bireyin pozisyon ve hız bilgisi denklem 3.33 ve denklem 3.34 kullanılarak hesaplanabilir.

$$v_{id} = \omega v_{id} + c_1 r_1 (p_{id} - x_{id}) + c_2 r_2 \left(p_{gd} - x_{id}\right) \tag{3.33}$$

$$x_{id} = x_{id} + v_{id} \tag{3.34}$$

Hızı belli bir oranda sönümlemek ve çıkış osilasyonlarını sınırlandırmak için denklem 3.35 ve 3.36 kullanılabilir.

$$v^{maks.} = \left(x^{maks.} - x^{\min.}\right).(\%10 \sim \%20) \tag{3.35}$$

$$v^{min.} = -v^{maks.} \quad (3.7)$$

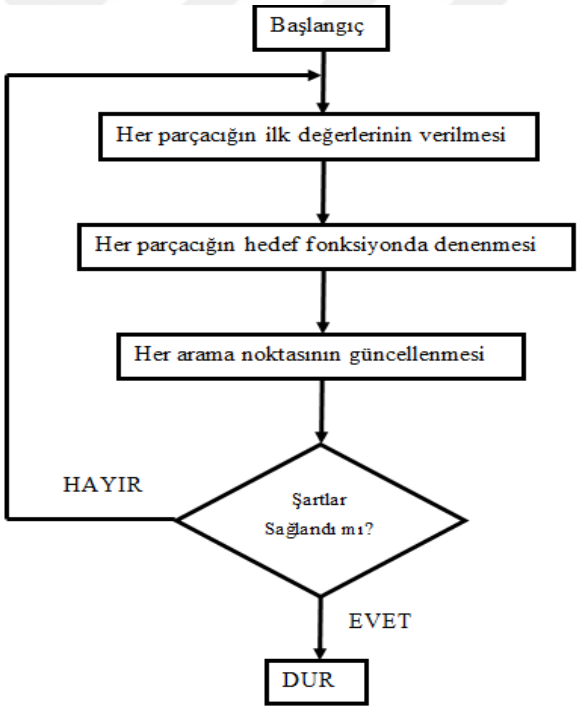
Denklem 3.37' de kullanılan metot ile parçacıklar kısıtlama katsayıları kullanılarak belli değerler arasında sınırlandırılmaktadır.

$$\vartheta_i^{k+1} = X.[\vartheta_i^{k} + c_1 rand_1.(p_{best_i} - s_i^{k}) + c_2 rand_2.(g_{best} - s_i^{k})] \quad (3.37)$$

X, kısıtlama katsayısıdır ve denklem 3.38'de belirtilen şekilde hesaplanabilir:

$$X = \frac{2}{|2 - \varphi - \sqrt{\varphi^2 - 4\varphi}|}, \varphi = c_1 + c_2, \varphi > 4 \quad (3.38)$$

Kısıtlama katsayısı sayesinde optimizasyonun ilerleyen adımlarında parçacıklar tek bir noktaya yakınlaşmaya başlayacaktır. Şekil 3.11'de PSO adımlarının akış şeması verilmektedir (Xie, Wang, & Li, 2012);

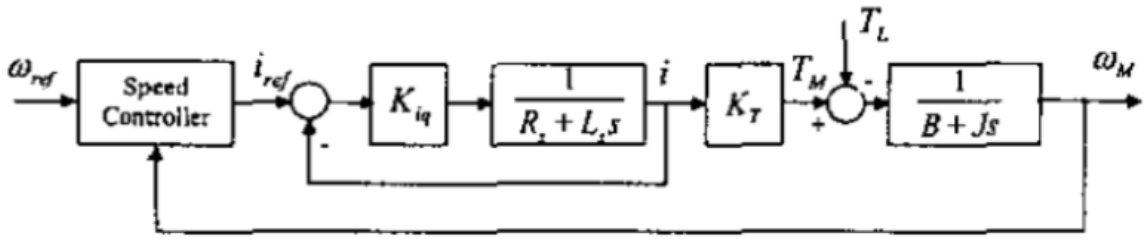


Şekil 3.11: PSO adımlarının akış şeması

Parçacık sürüsü optimizasyonu yöntemini kullanmak amacıyla Matlab programında bir yazılım geliştirilmiş ve sadeleştirilmiş akım kontrol döngüsü kontrolör katsayılarının belirlenmesi için optimizasyon gerçekleştirilmiştir.

3.3.3. Hız Kontrol Döngüsü ve kontrolör tasarımı

Geçici mıknatıslı senkron motora ait sadeleştirilmiş hız kontrol döngüsü blok diyagramı şekil 3.12' de bulunmaktadır. T_M makine tarafından üretilen tork, T_L yük torku, J ataleti, B sürtünmeyi ifade etmektedir. Hız kontrol döngüsü kontrol sisteminde en dışta bulunan döngü olduğundan akım kontrolörü performansı ve sistem dinamikleri hız kontrolörü performansını doğrudan etkilemektedir.



Şekil 3.12: Sadeleştirilmiş hız kontrol döngüsü

Sistem üzerinde akım kontrol döngüsü ideal kabul edilerek oluşturulan kapalı çevrim transfer fonksiyonu denklem 3.39'da gösterilmektedir.

$$G_{ci}(s) = \frac{w_m}{w_{ref}} = \frac{K_T K_P s + K_T K_i}{Js^2 + (B + K_T K_P)s + K_T K_i} \tag{3.39}$$

Burada, K_T tork sabiti, K_P oransal kazanç, K_i kontrolör integral kazancıdır.

Sistemin sönümleme oranı ve doğal frekansı belirlenerek kontrolör katsayıları elde edilebilir. Kontrol sisteminin dinamik etkilere karşı hızlı cevap verebilmesi için hız kontrol döngüsünün kontrol bant genişliğinin akım kontrol döngüsü bant genişliğine oranla 10 kat daha az olması tavsiye edilmektedir (Bayka, 2014).

$$K_P = \frac{2\zeta w_n J - B}{K_T} \tag{3.40}$$

$$K_i = \frac{w_n^2}{K_T} J \tag{3.8}$$

Hız kontrolörü parametrelerinin belirlenmesinde temel faktörler sistemin doğal frekansı ve mekanik parametrelerdir.

4. BULGULAR

4.1.SİSTEMİN MODELLENMESİ

Geçici mıknatıslı senkron motorun alan yönlendirmeli kontrolü için MATLAB/Simulink ortamında öncelikle sistem karakteristiklerinin anlaşılması için bölüm 2.5'de belirtilen iç sabit mıknatıslı senkron motor modeli oluşturulmuştur. Oluşturulan modele ait parametreler tablo 4.1'de paylaşılmıştır.

Tablo 4.1: Motor Parametreleri

Stator Resistance	3,4 Ohm
d-eksen endüktans	4,6 mH
q-eksen endüktans	3,3 mH
Rotor ataleti	0,095 kg cm^2
Kutup sayısı	8

Kontrol sisteminin modellenmesinde sistem hız referansının verilmesi için simulink rampa bloğu kullanılmıştır. Hız referansı bloğu hız kontrolörü bloğuna giriş olarak tanımlanmıştır. Hız kontrol bloğunun bir diğer girişi ise motor çıkışından elde edilen hız geri beslemesidir. Hız kontrol bloğunun giriş parametrelerinin elde edilmesi sonrasında MATLAB function bloğu kullanılarak PI hız kontrolörü gerçeklenmiştir.

PI hız kontrolörü çıkışında akım döngüsü giriş parametrelerinden q ekseni referans akım değeri elde edilmiştir. D ekseni referans akım değeri olarak 0 tanımlanmıştır. Akım döngüsü diğer giriş parametreleri ise motor faz akımlarının evirici çıkışında ölçülmesi sonrasında referans eksen dönüşümlerinin gerçeklenmesiyle elde edilen d ve q ekseni akımlarıdır. Bu akımlar akım kontrol bloğuna giriş olarak eklenen parametrelerin diğerleridir.

Akım döngüsü giriş parametrelerinin elde edilmesi sonrasında d ve q ekseni için 2 ayrı PI akım kontrolörü MATLAB function bloğu kullanılarak gerçeklenmiştir. PI kontrolörlerin modellenmesi için MATLAB simulink blokları yerine MATLAB function bloğunun kullanılmasındaki temek amaç geliştirilen modelin gömülü sistem üzerinde koşacak modele olabildiğince yakın olmasını sağlamaktır. Bölüm 3.3.1' de detayları paylaşılan decoupling yöntemi sisteme uygulanarak çıkış gerilimleri elde edilmiştir.

Akım kontrol döngüsü çıkışında d ve q ekseni referans gerilimleri elde edilmiştir. D ve q ekseni gerilimleri öncelikle Invpark- compensation bloğuna giriş parametresi olarak tanımlanmıştır. İlgili blokta bölüm 3.2'de detaylandırılan evirici üzerinde oluşan lineer olmayan etkilerin kompanzasyonu için MATLAB function bloğu kullanılarak kompanzasyon algoritması gerçekleştirilmiştir. Ters Park transformu için ise yine MATLAB function bloğu kullanılarak ters park algoritması gerçekleştirilmiş ve ters park bloğu çıkışında alpha ve beta eksenlerinde referans gerilimler elde edilmiştir. Elde edilen referans gerilimler, kompanzasyon bloğunda elde edilen hata gerilimleri ile toplanarak gerçek referans gerilimleri elde edilmiştir.

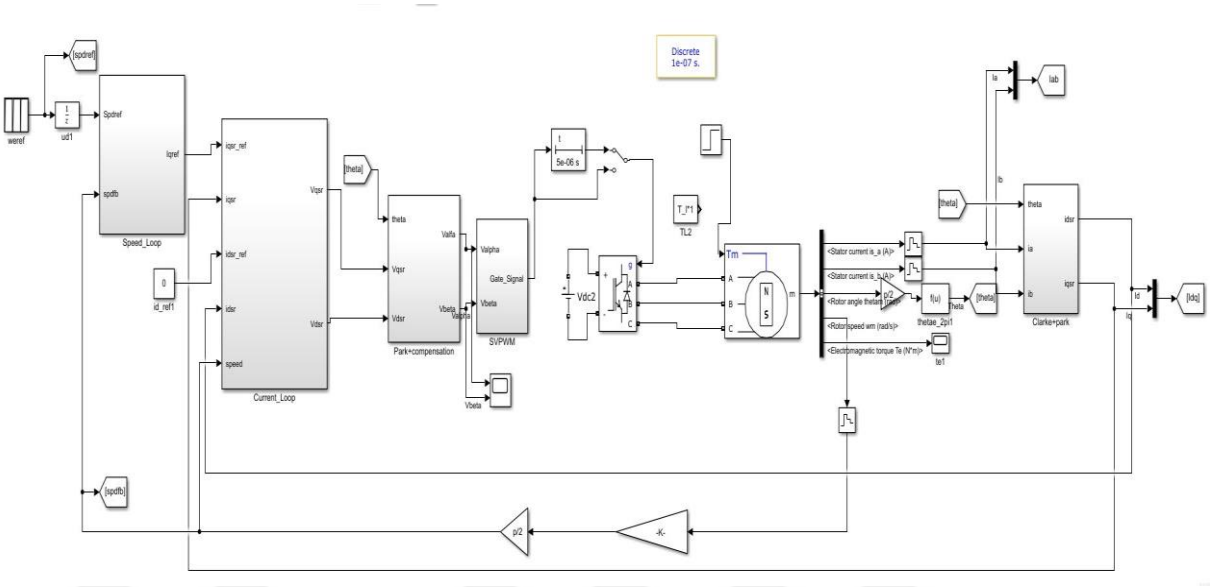
Alpha ve beta eksenlerinde elde edilen referans gerilimler SVPWM bloğu olarak adlandırılan uzay darbe genişlik modülasyonunun gerçekleştirildiği bloğa girmektedir. İlgili blokta öncelikle alpha ve beta eksen gerilimlerinden bölüm 2.4.1'de detaylandırılan sektör bilgileri ve a, b, c eksen gerilimleri elde edilmiştir. Faz gerilimlerinin elde edilmesi sonrasında simulink blokları ile oluşturulmuş SVPWM anahtarlama sinyallerini üreten blok çıkışında kapı sinyalleri elde edilmiştir.

SVPWM bloğu çıkışında elde edilen kapı sinyalleri bölüm 3.2'de detayları paylaşılan gerçek hayatta evirici üzerinde aynı kolda bulunan güç yarı iletken anahtarlama elemanlarının kısa devre olmasını engellemek için anahtarlama sinyalleri arasında bir ölü zaman oluşmasını sağlayan simulink bloğuna giriş olarak aktarılmıştır. Burada sinyallere yükselen kenarlarda ve alçalan kenarlarda gecikme uygulanmaktadır.

Ölü zaman eklenerek elde edilen kapı sinyalleri universal-bridge MATLAB bloğuna giriş parametresi olarak tanımlanmıştır. Universal bridge bloğunun bir diğer giriş parametresi ise DC bara gerilimidir. DC bara gerilimi 310V olarak tanımlanmıştır.

Evirici çıkışında elde edilen faz gerilimleri motor bloğuna uygulanmıştır. Motor çıkışında faz akımları, rotor açısı, rotor hızı, elektromanyetik tork gibi birçok parametre çıkış parametresi olarak alınmıştır. İlgili parametreler referans eksen dönüşümleri kullanılarak diğer bloklara giriş parametresi olarak tanımlanmıştır.

Tüm sisteme ait model şekil 4.1' de bulunmaktadır. Sistem modeli birim sistem tasarımı kullanılarak modellenmiştir.

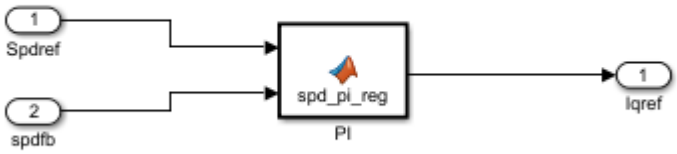


Şekil 4.1: Kontrol sistemi simülasyon modeli

Oluşturulan alt sistemlere ait modeller ilerleyen bölümlerde detaylandırılmıştır.

4.1.1. Hız Kontrolör Bloğu

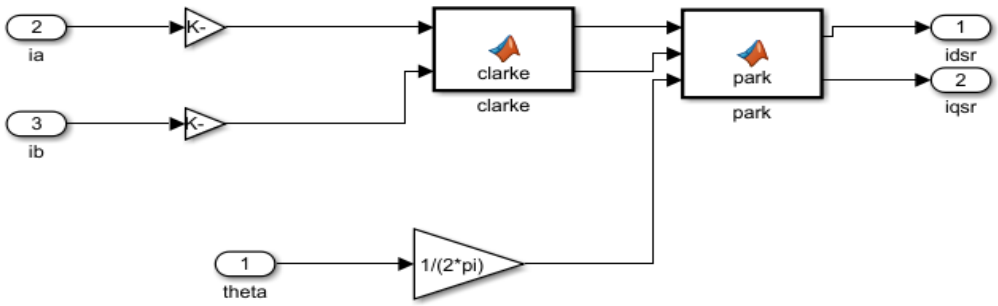
Hız PI kontrolörüne ait fonksiyon EK-1 de bulunmaktadır. Sistem blok diyagramı şekil 4.2' de belirtilmiştir. Sistem giriş parametreleri hız referansı ve motor çıkışından elde edilen hız geri beslemesidir. Sistem çıkışında q ekseni referans akımı elde edilmektedir.



Şekil 4.2: Hız kontrolör bloğu

4.1.2. Referans eksen dönüşümleri: Clarke, Park dönüşümü bloğu

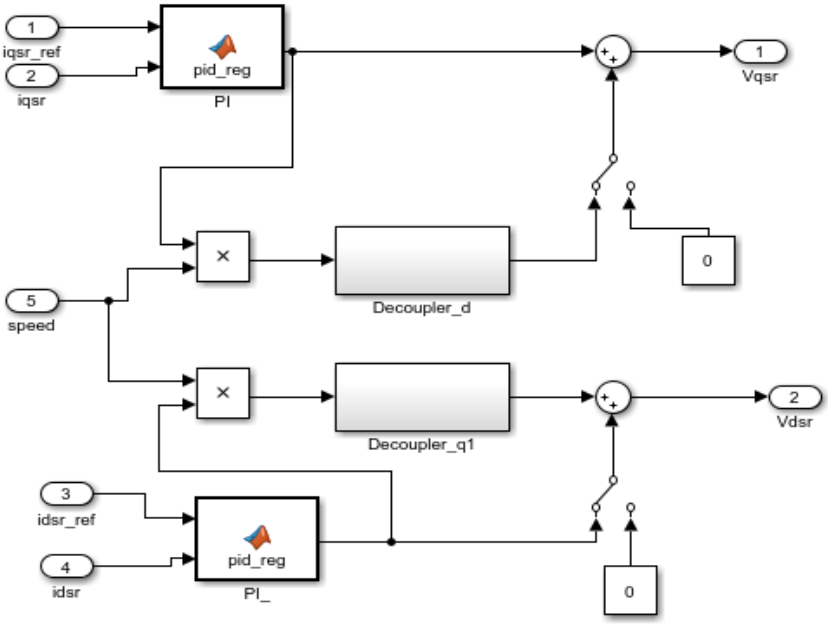
Bölüm 2.3' de detayları paylaşılan sisteme ait blok diyagram şekil 4.3'de bulunmaktadır. Sistem giriş parametreleri rotor açısı, a ekseni akımı ve b ekseni akımıdır. Sistem çıkışında d ve q eksenleri akım değerleri elde edilmektedir.



Şekil 4.3: Referans eksen dönüşümleri: Clarke ve Park dönüşümü

4.1.3. Akım kontrolör bloğu

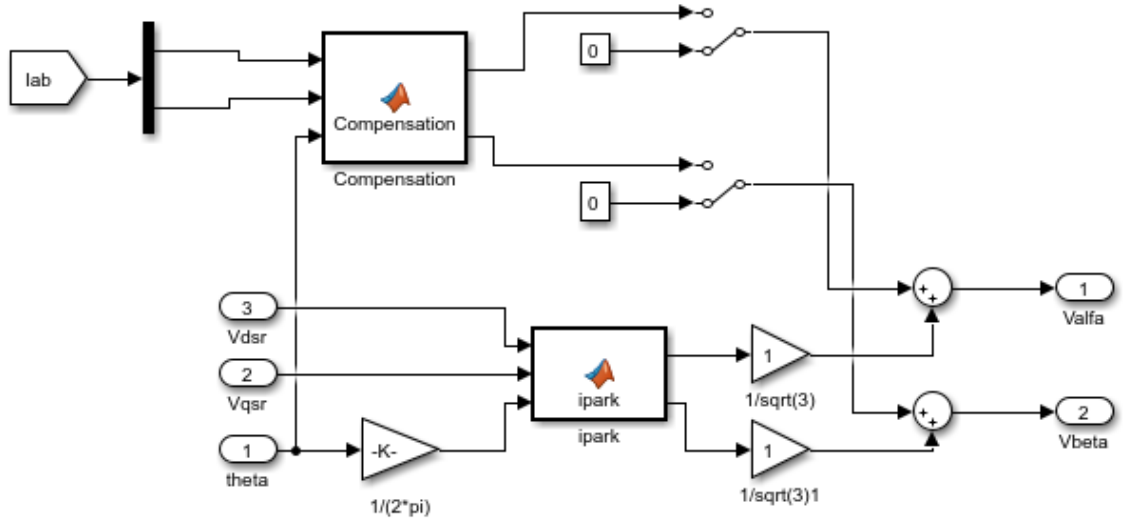
Sistem blok diyagramı Şekil 4.4'de bulunmaktadır. Sistem bloğu içerisinde bölüm 3.3.1' de detayları paylaşılan decoupling işlemi ve akım kontrolörleri bulunmaktadır. Kontolör çıkışında kuplaj etkisini azaltmak için decoupling kontrolü gerçekleştirilmiştir. Sistem giriş parametreleri hız, d ve q ekseni akım değerleri ve d ve q ekseni referans akım değerleridir. D ekseni referans akım değeri 0 alınmıştır. Sistem çıkışında d ve q ekseni gerilim değerleri elde edilmektedir.



Şekil 4.4: Akım kontrolörü ve decoupling modeli

4.1.4. Ters park ve Lineer olmayan etkilerin kompanzasyonu bloğu

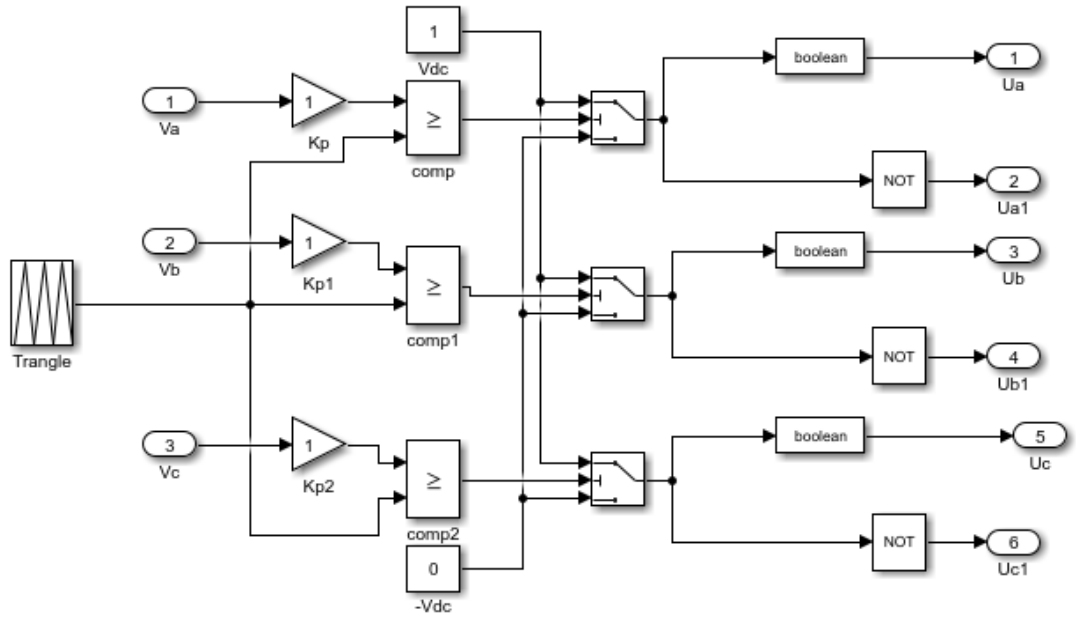
Sistem blok diyagramı şekil 4.5'te görülmektedir. Sistem giriş parametreleri rotor açısı d ve q ekseni gerilimleridir. Sistem içerisinde bulunan Compensation alt bloğunda MATLAB function bloğu kullanılarak kompenzasyon alpha ve beta eksenlerinde düzeltme gerilimleri elde edilmektedir. Sistem giriş parametreleri kullanılarak gerçekleştirilen park dönüşümü sonrasında düzeltme terimleri eklenerek alpha ve beta eksenlerinde referans gerilimler elde edilmektedir.



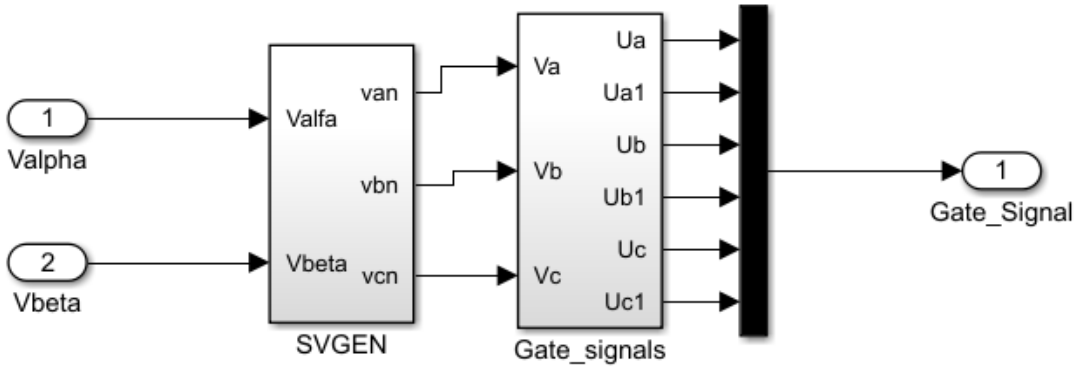
Şekil 4.5: Ters Park dönüşümü ve kompenzasyon modeli

4.1.5. SVPWM bloğu

Bölüm 2.4.1'de detayları paylaşılan blokta giriş parametresi olarak alpha ve beta eksen gerilimleri kullanılmaktadır. Öncelikle SVGEN bloğunda sektörler belirlenerek a,b,c eksen gerilimleri elde edilmektedir. Sistemde 2. Alt sistem bloğu olan Gate_signal bloğunda kapı sinyalleri elde edilmektedir, gate sinyalleri 10 kHz anahtarlama frekansında gerçekleştirilmektedir. Gate_signal bloğu modeli şekil 4.6'da sistem modeli ise şekil 4.7'de bulunmaktadır.



Şekil 4.6: Kapı Sinyallerinin üretilmesi



Şekil 4.7: SVPWM modeli

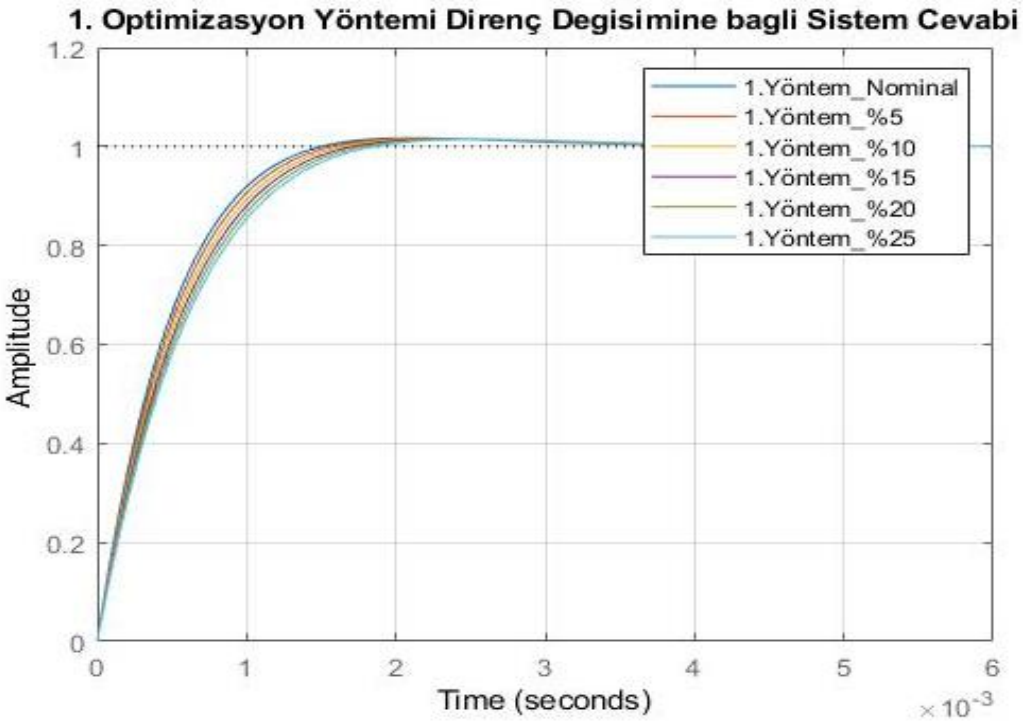
4.2. AKIM KONTROLÖRÜ PARAMETRELERİNİN OPTİMİZASYONU

Bölüm 3.3.2' de detayları paylaşılan kontrolör parametreleri optimizasyonu yöntemleri ile ilgili MATLAB fonksiyonları hazırlanarak sistemlerin birim basamak cevapları incelenmiştir. Akım kontrol döngüsü en içte bulunan döngü olduğundan öncelikle akım kontrolörü parametrelerinin optimizasyonu konusunda çalışma gerçekleştirilmiştir. Karar verme noktasında motor parametrelerinin değişimi durumunda sistem cevabının en iyi olduğu yöntem seçilerek model

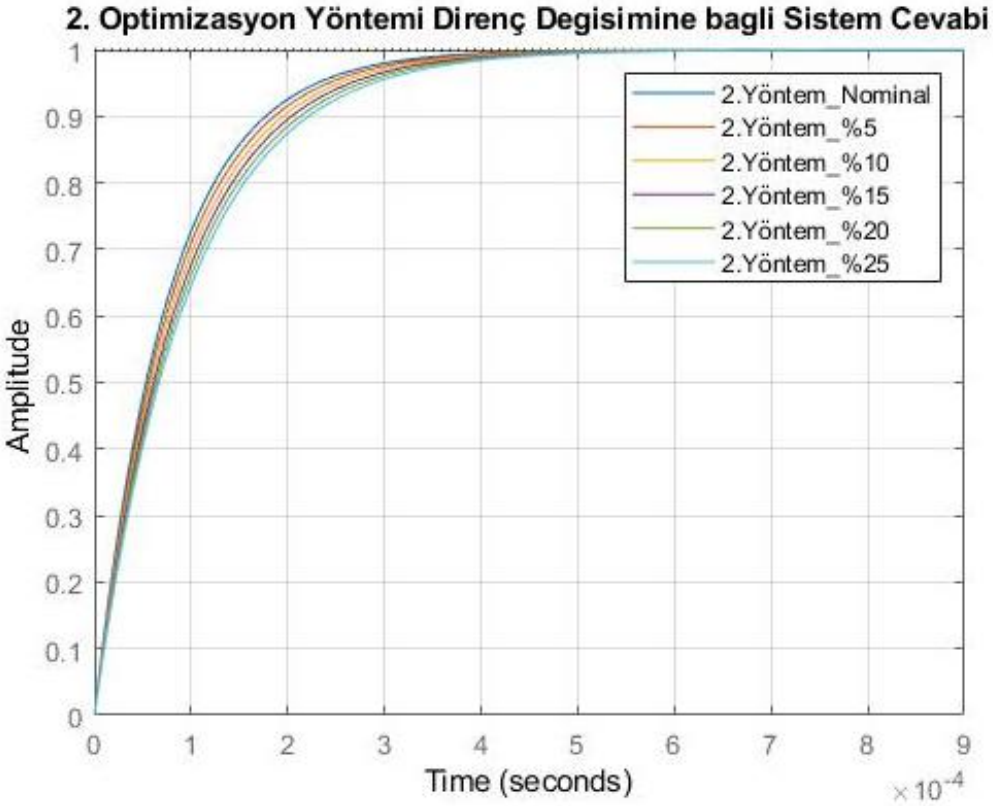
üzerinde performansı incelenmiştir. Gerçekleştirilen çalışma sonrasında elde edilen birim basamak cevapları şekil 4.8, 4.9, 4.10'da bulunmaktadır.

Tablo 4.2: Akım kontrolörü parametreleri optimizasyon yöntemleri basamak cevapları

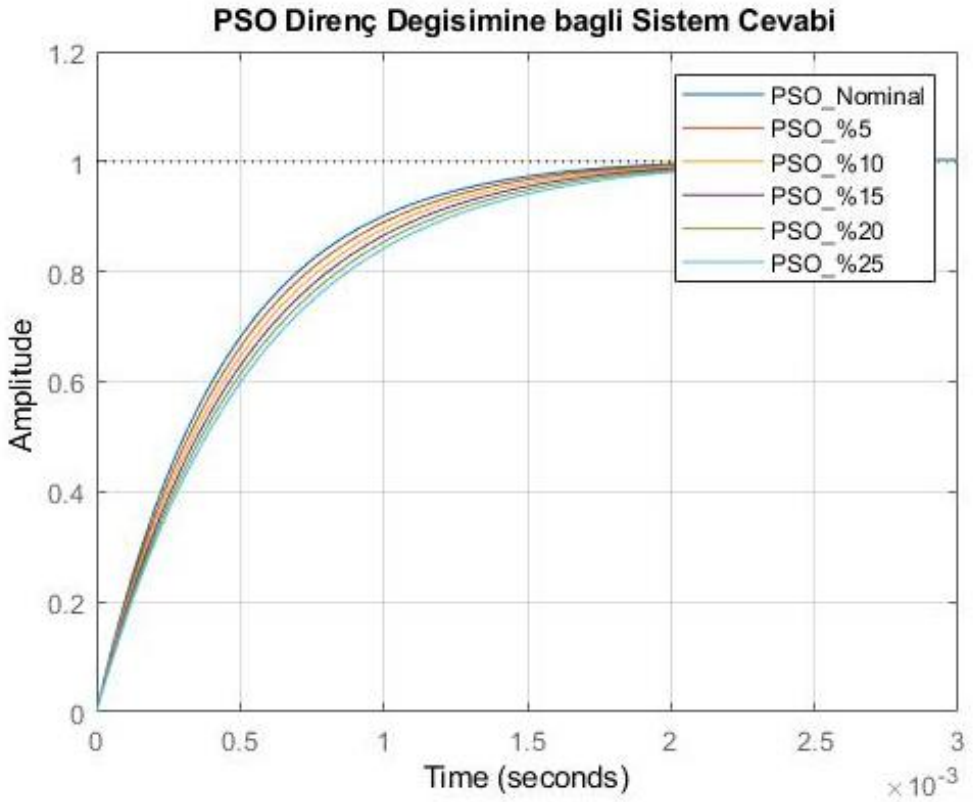
	Yöntem-1	Yöntem-2	PSO
Yükselme Zamanı	8,86E-04	1,69E-04	0,0016
Oturma Zamanı	0,0013	3,00E-04	0,0076
Aşma	1,7035	0	0
Tepe	1,017	1	0,9982
Tepe Zamanı	0,0021	8,12E-04	0,0166



Şekil 4.8: Parametre optimizasyon yöntemi-1 birim basamak cevabı



Şekil 4.9: Parametre optimizasyon yöntemi-2 birim basamak cevabı



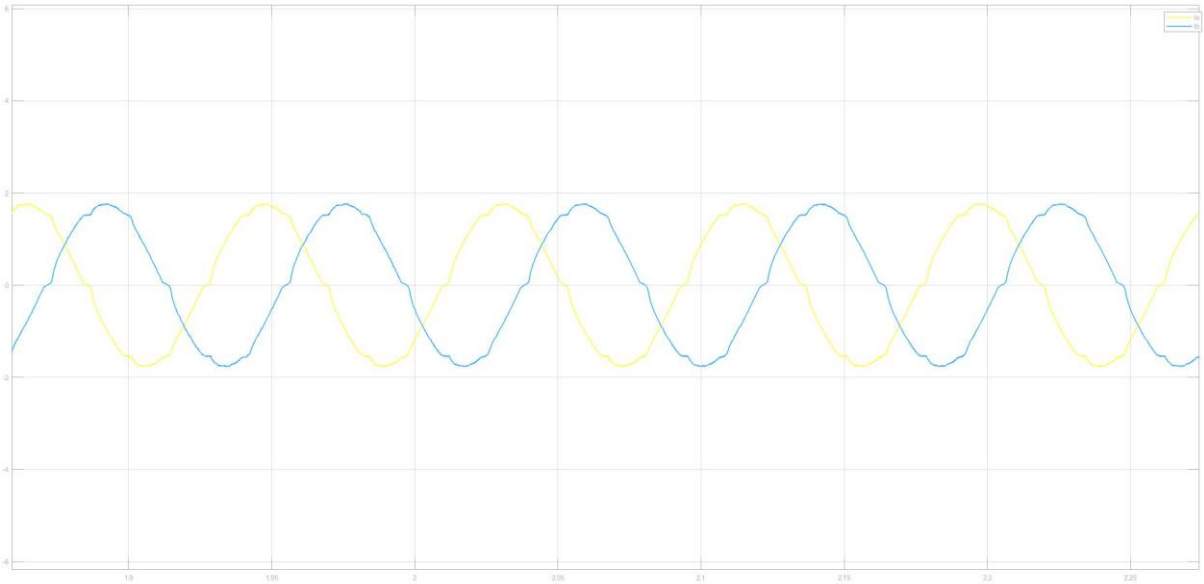
Şekil 4.10: PSO birim basamak cevabı

4.3 SİSTEMİN DİNAMİK DAVRANIŞI

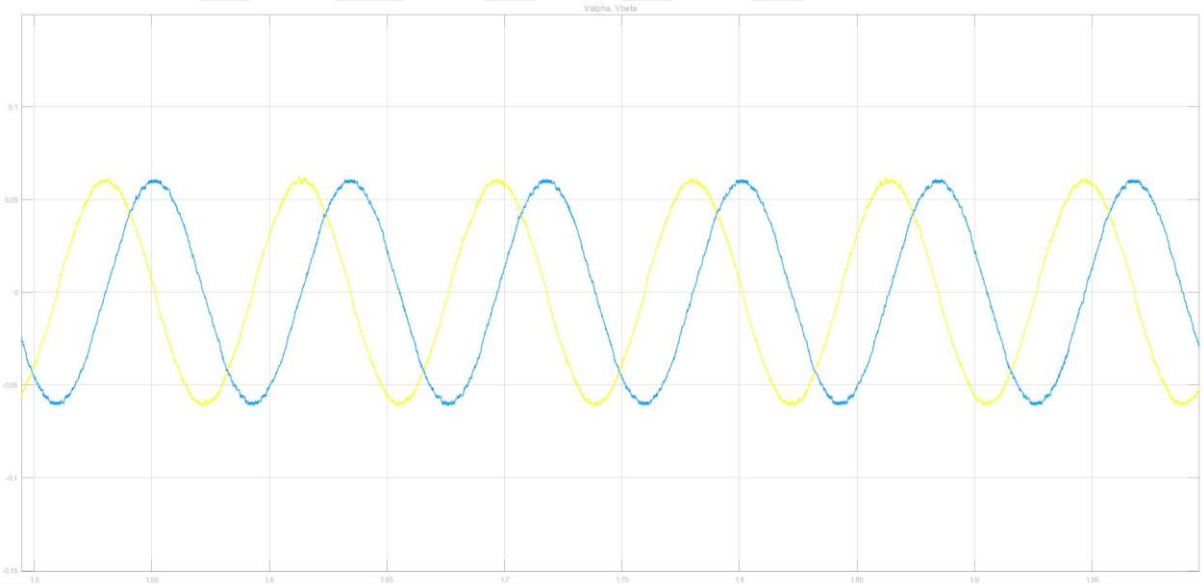
Sistemin dinamik davranışının incelenmesi için simulasyon değişken hız ve tork değerlerinde koşturularak sistem parametreleri incelenmiştir.

Sistem performansının iyileştirilmesi için gerçekleştirilen gerilim kaynaklı eviricinin lineer olmayan davranışlarının kompanzasyonu ve akım döngüsü içerisinde gerçekleşen kuplaj etkisinin kompanzasyonu çalışmasının sonuçlarına ait görseller aşağıda gösterilmektedir.

600 rpm sabit hız bölgesinde evirici lineer olmayan etkileri kompanze edilmeden ve 5 µsn ölü zaman uygulandığında alpha ve beta eksenlerinde oluşan akıma ait grafik şekil 4.11'de gösterilmektedir. Şekil 4.12'de ise kompanzasyon ve kuplaj etkisinin giderilmesi sonrasında alpha ve beta ekseni akımları gösterilmektedir.

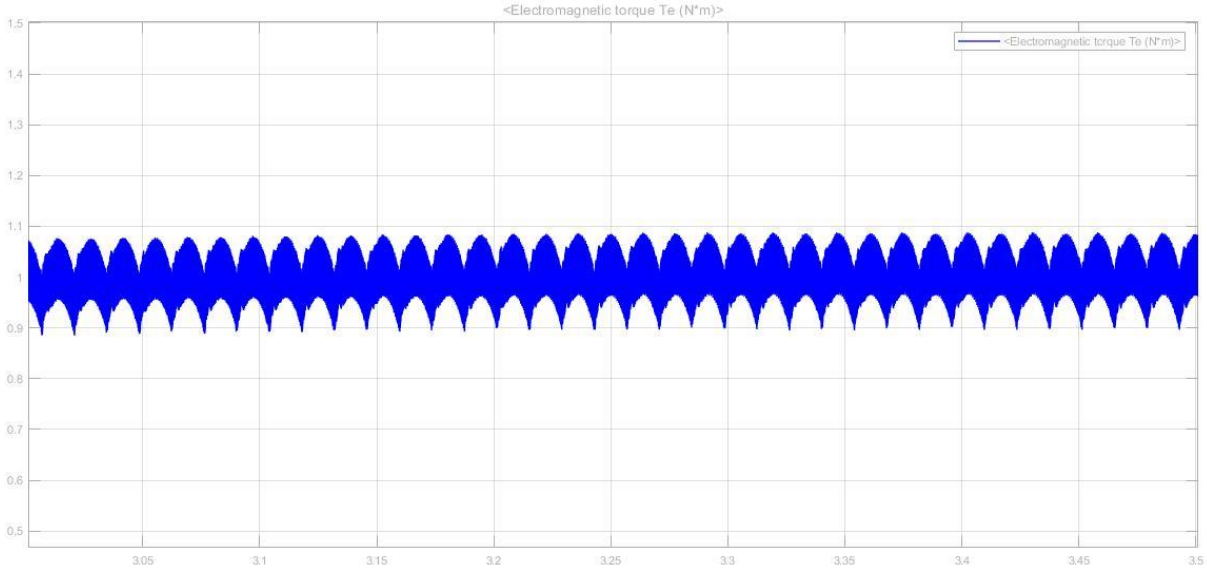


Şekil 4.11: Kompanzasyon öncesi alpha-beta ekseni akımları

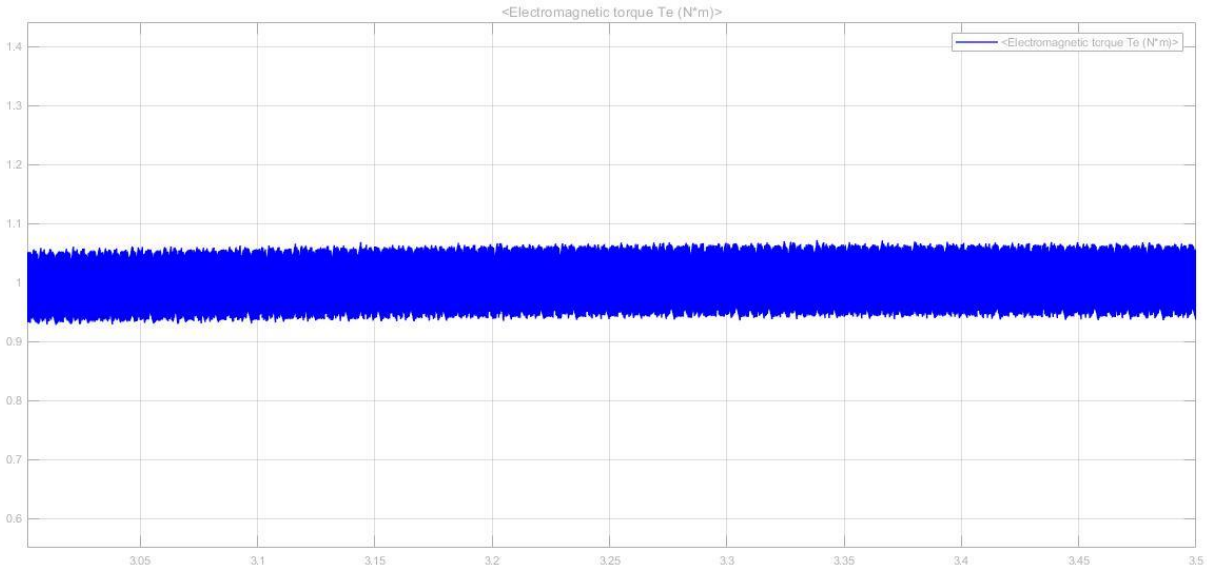


Şekil 4.12: Kompanzasyon sonrası alpha-beta ekseni akımları

Motor sabit hız referansı ile hareket ederken 1 Nm tork uygulanması durumunda motor elektromanyetik torkunun kompanzasyon öncesi ve sonrası grafikleri şekil 4.13 ve şekil 4.14' de bulunmaktadır.



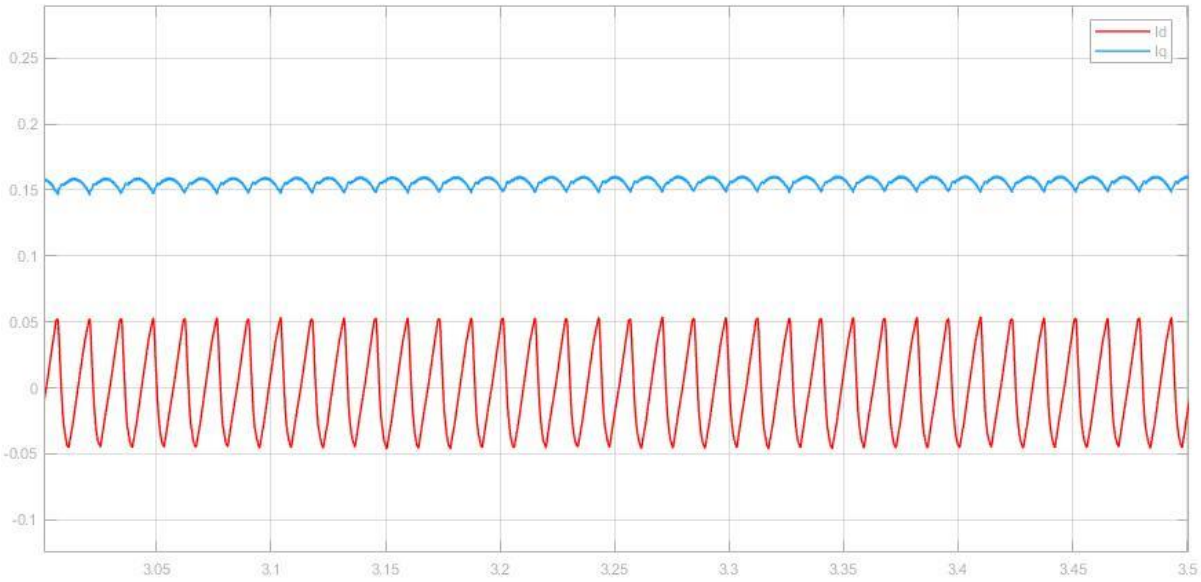
Şekil 4.13: Kompanzasyon öncesi elektromanyetik tork



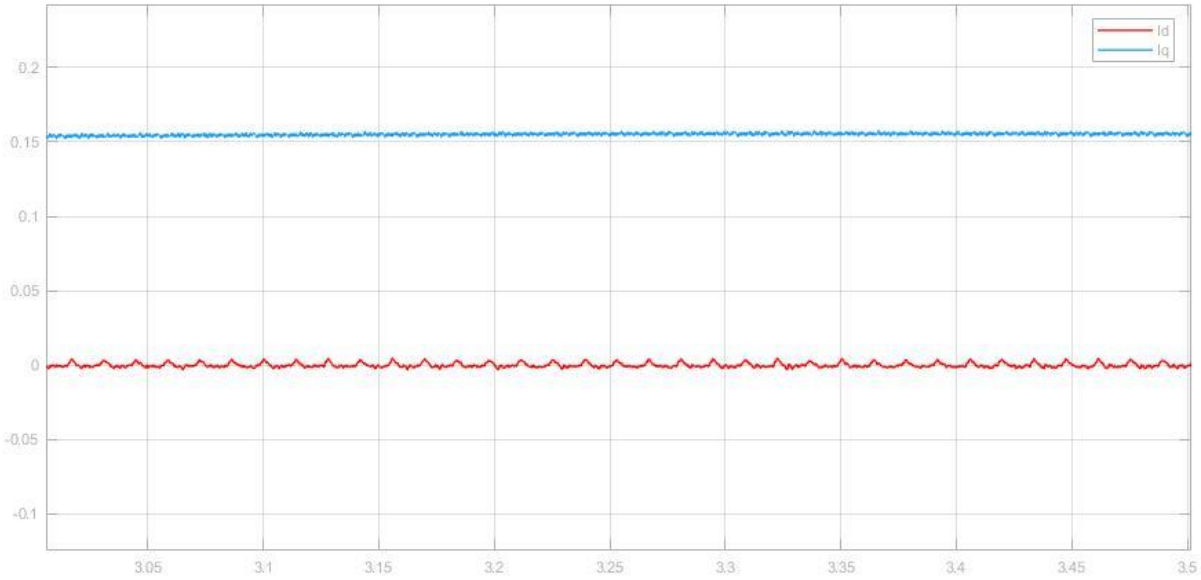
Şekil 4.14: Kompanzasyon uygulanması sonrası elektromanyetik tork

Şekil 4.13 ve 4.14 incelendiğinde kompanzasyon öncesinde ölü zaman ve yarı iletken elemanlar kaynaklı gerçekleşen gerilim düşümleri nedeniyle tork üzerinde aşırı derecede salınımlar olduğu görülmektedir. Kompanzasyon sonrasında tork salınımının büyük oranda giderildiği görülmektedir.

Benzer şartlar altında alan yönlendirmeli kontrol en iç döngüsü olan akım kontrol döngüsüne ait geri besleme akımları incelemesi şekil 4.15 ve şekil 4.16' da bulunmaktadır.



Şekil 4.15: Kompanzasyon öncesi d ve q ekseni akımları

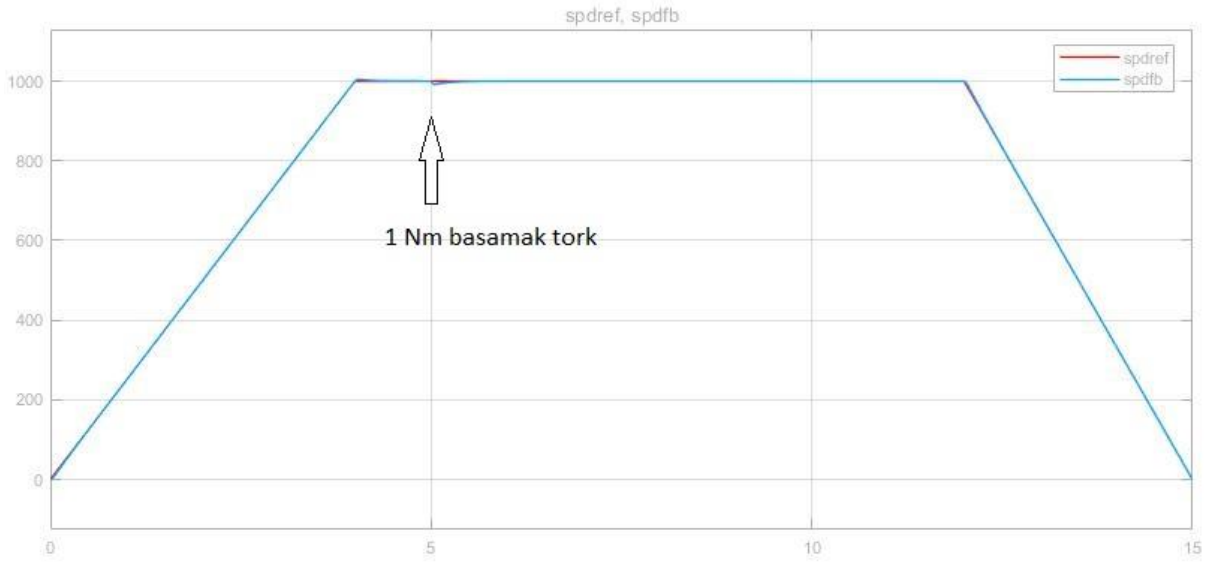


Şekil 4.16: Kompanzasyon sonrasında d ve q ekseni akımları

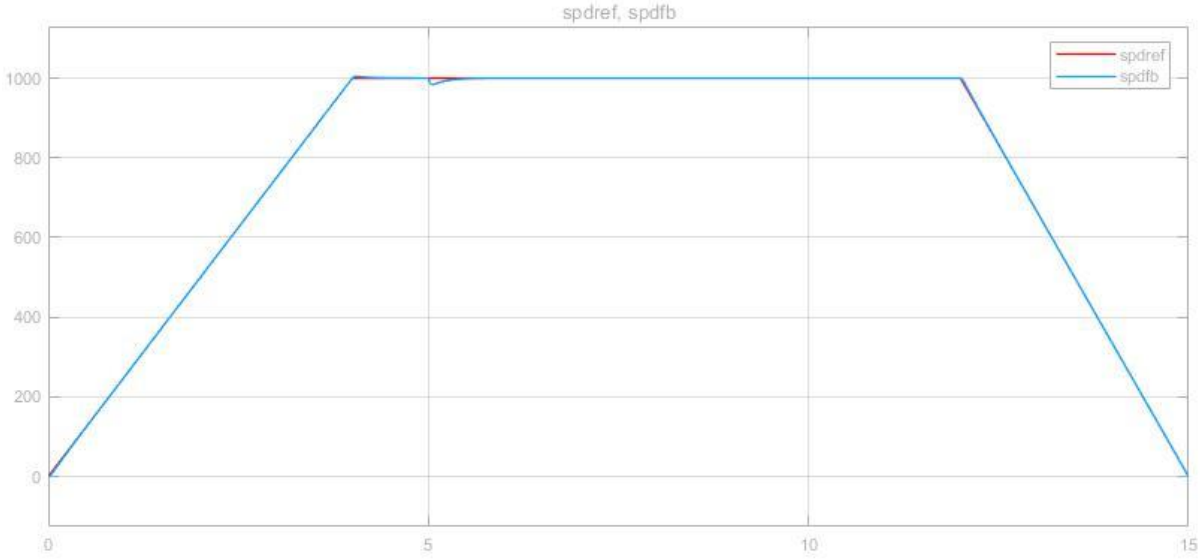
Şekil 4.15 incelendiğinde 1Nm sabit tork altında denge durumunda, 0 referansı bulunan d ekseni akımının -0.05 ile 0.05 aralığında salındığı görülmektedir, aynı şekilde 0.15 referansı bulunan q ekseni akımının 0.14-0.16 aralığında salındığı görülmektedir. Kompanzasyon

sonrasında d ekseni akımı salınımının minimize edildiği, q ekseni akımının da 0.15 referansına oturduğu görülmektedir.

Motora 0-100 rpm aralığında belirli hız profili tanımlanarak hız referansı ve hız geri besleme sinyalleri ölçülmüştür. Motor tanımlı hız profilinde ilerliyor iken 5.sn' de 1 Nm basamak tork uygulanmıştır. Gerçekleştirilen simülasyona ait görsel şekil 4.17' de görülmektedir.



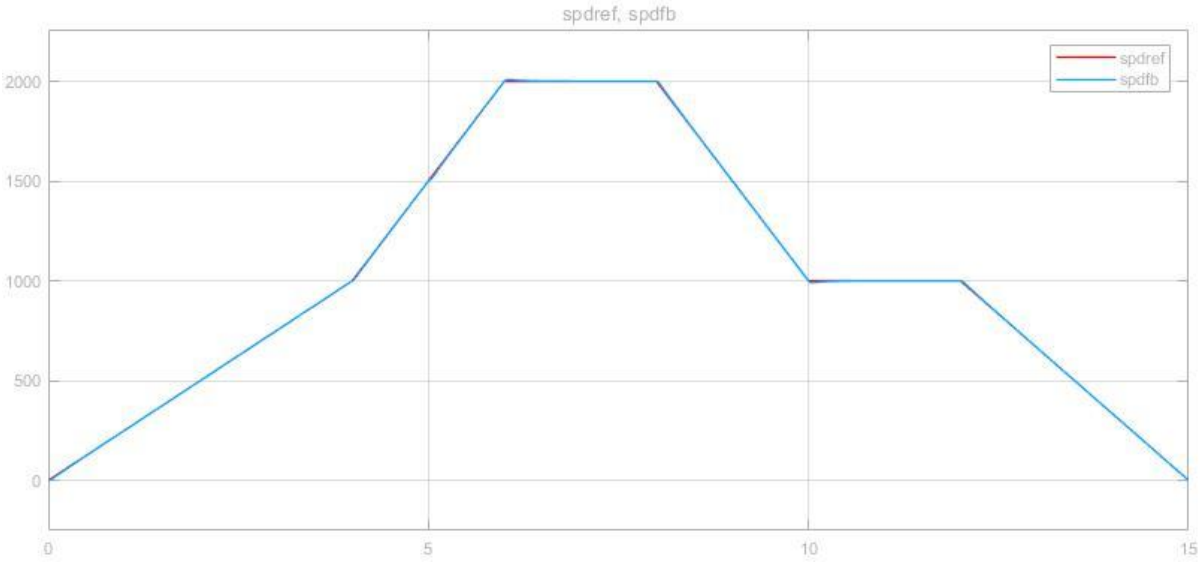
Şekil 4.17: 0-1000 rpm hız profili altında basamak yük uygulaması -1



Şekil 4.18: 0-1000 rpm hız profilinde basamak yük uygulaması -2

Şekil 4.18’ de şekil 4.17’ de gerçekleştirilen basamak yük 2 Nm olarak uygulanmıştır. Sistem cevabı incelendiğinde basamak yük uygulanması sonrasında 0.5 sn sonrasında sistem hatayı gidererek referansa oturmuştur.

Sabit 1 Nm yük altında hız uygulanan hız profili ve çıkış hızına ait görsel şekil 4.19’ da bulunmaktadır.



Şekil 4.19: 1Nm yük altında hız-zaman grafiği

5. TARTIŞMA VE SONUÇ

Gerçekleştirilen çalışmada iç sabit mıknatıslı senkron motorun alan yönlendirmeli kontrolü gerçekleştirilmiştir. İç sabit mıknatıslı senkron motor d ve q eksenlerinde farklı endüktans değerlerine sahip olması nedeniyle diğer sabit mıknatıslı senkron motor tiplerinden farklı olarak relüktans torkuna da sahiptir. Bu nedenle hem birim hacimde üretilebilen tork oranının yüksek olması, hem de yüksek hız ve ivme gerektiren uygulamalarda kontrol kolaylığı gibi nedenlerden dolayı çalışma için tercih edilmiştir. Alan yönlendirmeli kontrolün tercih edilme sebebi ise diğer kontrol yöntemlerine göre daha kararlı ve dinamik performansının daha iyi olmasıdır.

Gerçekleştirilen çalışmanın temel amacı kontrol hassasiyeti yüksek bir alternatif akım motor sürücü sistemi geliştirmektir. Bu kapsamda alan yönlendirmeli kontrol için temel fonksiyonların geliştirilmesi ile birlikte kontrol hassasiyetini arttırmak için sistem üzerinde kontrol performansını bozucu etki oluşturarak, olumsuz olarak etkileyebilecek konular üzerine çalışmalar gerçekleştirilmiştir.

PI kontrolörler alan yönlendirmeli kontrol uygulamalarında uzun yıllardır kullanılıyor olmasının yanında tanımlı sistem için en uygun kontrolör katsayılarının belirlenmesi her zaman bir zorluk olarak karşımıza çıkmaktadır. Gerçekleştirilen çalışmada hem hız kontrolü hem de akım kontrolü için PI kontrolör katsayılarının optimize edilmesi için çeşitli yöntemler üzerinde çalışmalar gerçekleştirilmiştir. Bu kapsamda en içte bulunan kontrol döngüsü olan akım kontrolörünün performansı hem akım hem de hız kontrol döngüsünü direk etkilediğinden bu noktaya odaklanılmıştır. Çalışmalar esnasında 3 farklı yöntem üzerinde yoğunlaşılmıştır, çalışılan diğer yöntemlere göre 5 kat daha iyi sistem cevabı veren bir optimizasyon yöntemi elde edilmiştir. Kullanılan yöntemin diğer yöntemlere göre daha iyi cevap vermesinin temel nedeni akımların örneklenmesi ve yeni akım değerlerinin güncellenmesi dahil birçok parametrenin hesap içerinde kullanılıyor olmasıdır.

Kontrol performansını etkiyen bir diğer konu ise iç sabit mıknatıslı motorun doğası kaynaklı karşımıza çıkan kuplaj etkisidir. Etkinin hıza ve motor parametrelerine bağlı olarak değişkenlik göstermesi kontrol performansını olumsuz etkilediğinden gerçekleştirilen çalışma ile bu etki giderilmiştir.

Elektrikli sürüş sistemlerinin en yaygın problemlerinden birisi olan evirici kaynaklı oluşan lineer olmayan etkilerin giderilmesi konusunda bir çalışma gerçekleştirilerek, bu ideal olmayan davranışlar sonucu oluşan etkiler giderilmiştir. Çalışma kapsamında güç anahtarlama elemanlarının kısa devre olmasını engellemek için ayarlanan ölü zaman süresi, yarı iletken elemanlar üzerinde gerçekleşen gerilim düşümleri ve güç anahtarlama elemanlarının açılma ve kapanma süreleri oluşturulan model üzerine eklenerek, etkilerinin kompanzasyonu üzerine çalışılmıştır. Etkinin özellikle düşük hız bölgesinde yüksek olması nedeniyle düşük hızlarda d ve q ekseni akımları ve elektromanyetik çıkış torku incelenmiştir. Çalışma sonrasında hem d ve q ekseni üzerinde oluşan akım salınımı hem de elektromanyetik tork salınımı minimize edilmiştir.

Sistem dinamik performans göstergelerinden bir diğeri de basamak yük durumunda sistemin tepkisidir. Sistem davranışını gözlemlemek için uygulanan basamak yük sonrasında sistemin çok kısa bir sürede oluşan etkiyi topladığı görülmektedir.

Gerçekleştirilen tez çalışması sonrasında elde edilen bilgiler bu alanda gerçekleştirilecek kontrol hassasiyetini iyileştirmeye yönelik birçok akademik çalışma için referans oluşturacaktır.

KAYNAKLAR

Akyol, E., 2015, *Position Sensorless Field Oriented Control of IPMSM under Parameters Uncertainties.* Master's Thesis: ITU.

Bayka, K., 2014, *Comperasion of 3 IPMSM Sensorless Position Estimation Methods Thtough Simulation And Experiments.* Master's Thesis: ITÜ.

Bayoumi, E., Awadallah, M., & Soliman, H., 2011, Deadbeat Performance of Vector Controlled Induction Motor Drives using Particle Swarm Optimization and Adaptive Neuro-fuzzy Inferance System. *Electromotion Scientific Journal*, 231-242.

Bose, B. (1986). *Power Electronics and AC Drives.* Prentice Hall.

Briz, F., Degner, M., & Lorenz, R., 2000, Analysis and Design of Current Regulators Using Complex Vectors. *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, (s. 817-825).

Büyükkeleş, Ü., 2012, *Improved Torque and Speed Control Performance in a Vector Controlled PWM-VSI Fed Surface-Mounted PMSM Drive with Conventional P-I Controller.* METU: Master's Thesis.

Doğan, Z., 2009, *Alternatif Akım Servo Motorun Farklı Kontrol Yöntemleri ile Hız Kontrolü.* Marmara Üniversitesi: Yüksek Lisans.

Eun-Chun, S., Tae-Sik, P., Won-Hyun, O., & Ji-Yoon, Y., 2003, A Design Method of PI Controller for an Induction Motor with Parameter Variation. *IECON'03* (s. 408-413). IEEE.

Harib, K., Khousa, E., & Ismail, A., 2011, Field Oriented Motion Control of a 3 Phase Permanent Magnet Synchronous Motor. *2nd International Conference on Electric Power and Energy.* Sharjah.

Hariz, M., & Bouani, F., 2015, Design of Controllers for Decoupled TITO systems using different decoupling techniques. *20th International Conference on Methods and Models in Automation and Robotics(MMAR).* Miedzyzdroje.

Hongjia, W., Ming, Y., Li, N., & Dianguo, X., 2010, Current Loop Bandwidth Expansion Strategy for Permanent Magnet Synchronous Motor Drives. *5th IEEE Conferance on Industrial Electronic and Application*, (s. 1340-1345).

Jeong, Y., & Sul, S., 2005, Analysis and Design of Decoupling Current Controller for AC Machines. *Proc. of IEEE IAS Annual Meeting*, (s. 751-758). Hong Kong.

Jidin, A., Idris, N., Yatim, A., Elbuluk, M., & Sutikno, T., 2012, A Wide Speed High Torque Capability Utilizing Overmodulation Strategy in DTC of Induction Machines with Constant Switching Frequency Controller. *IEEE Transaction on Power Electronics*, 2566-2575.

Joshi, P., & Deshmukh, A., 2008, Vector Control: A New Control Technique for Latest Automative Application. *1st International Conferance on Emerging Trends in Engineering and Technology*, (s. 911-916). Kuttakuzhi.

Kennedy, J., & Erbrhart, R., 1995, Particle Swarm Optimization. *Proc. IEEE Int. Conf. Neural Networks*, (s. 1942-1948).

Krishnan, R., 2001, *Electric Motor Drives: Modelling Analysis and Control.* Prentice Hall.

Kürüm, H., 2018, *SMSM için Online Eşdeğer Devre Parametrelerinin Tespiti.* Fırat Üniversitesi: Yüksek Lisans.

Mese, H., & Ersak, A., 2012, Compensation of Nonlinear Effect in Tree Level Neutral Point Clamped Inverters Based on Field Oriented Control. *15th International power Electronics and Motion Control Conferance.* Novi Sad.

Mishra, A., Makwana, J., Agarwal, P., & Srivastava, P., 2012, Modelling and İmplementation of Vector Control for PM Synchronous Motor Drive. *International Conferance on Advances in Engineering, Science and Management.* Nagapattinam.

Momanescu, M., & Betzel, T., 2007, Design of Current Controllers in Sensorless Induction Motor Application Speed Control versus Torque Control. *International Aegean Conferance on Electrical Machine and Power Electronics*, (s. 425-429).

Monajemy, R., 2010, *Control Strategies and Parameter Compensation for Permanent Magnet Synchronous Motor Drives.* Virginia Polytechnic Institute and State University: PhD Thesis.

Morkoç, C., 2014, *SMSM Denetim Sisteminin Hızlı Modellenmesi ve DSP Gömülü Kodlarının Otomatik Üretilmesi.* Bilecik Şeyh Edebali Üniversitesi: Yüksek Lisans.

Ogata, K., 2010, *Modern Control Engineering.* New Jersey: Prentice Hall.

Sakunthala, S., Kirinmayi, R., & Nagaraju, M., 2018, A Review on Speed Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Using Different Control Techniques. *International Conferance on Power, Energy, Control and Transmission Systems*, (s. 97-102).

Seung-ki, S., 2011, *Control of Electrical Machine Drive Systems.* New Jersey: IEEE Press.

Tiryaki, H., Çalık, R., & Çetin, Y., 2018, Optimization of PI Controller Parameters of Vector Controlled Induction Motor Drive by Using Particle Swarm Optimization Technique. *1st International Symposium on Graduate Research in Science: Focus on Entepreneurship and Innovation.* Istanbul.

Vas, P., 1998, *Sensorless Vector and Direct Torque Control.* Oxford Universty Press.

Vijay, A., & Kannan, K., 2016, Analysis of Different Speed Control Techiques Using PMSM. *IJIREEICE*, (s. 11-17).

Wach, P., 2011, *Dynamics and Control of Electrical Drves.* Berlin: Springer.

Wiedemann, S., & Kennel, M., 2018, Modelling of Inverter Nonlinear Effects. *PCIM Europe 2018.* Nuremberg.

Xie, F., Wang, G., & Li, G., 2012, Optimization Research of FOC Based on PSO of Induction Motors. *15th International Conferance on Electrical Machines and Systems.*

EKLER

EK-1

```
function Out = spd_pi_reg(spref,spfb,Ksp,Tsp,Ts,iq_lim)

persistent ui;

if isempty(ui)
    ui=0;
end

    err = spref - spfb;
    ui = ui + err * Ksp / Tsp * Ts;

    if (ui >= iq_lim)
        ui = iq_lim;
    end
    if (ui <= -iq_lim)
        ui = -iq_lim;
    end
    Out = err * Ksp  + ui;

    if (Out >= iq_lim)
        Out = iq_lim;
    end
    if (Out <= -iq_lim)
        Out = -iq_lim;
    end

end
```

ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler	
Adı Soyadı	Ramazan Çalık
Doğum Yeri	Çiçekdağı
Doğum Tarihi	20.03.1992
Uyruğu	☑ T.C. ❒ Diğer:
Telefon	+905545777293
E-Posta Adresi	calkramazan@gmail.com
Web Adresi	



Eğitim Bilgileri	
Lisans	
Üniversite	İstanbul Üniversitesi
Fakülte	Mühendislik Fakültesi
Bölümü	Elektrik Elektronik Mühendisliği
Mezuniyet Yılı	2015

Yüksek Lisans	
Üniversite	İstanbul Üniversitesi-Cerrahpaşa
Enstitü Adı	Lisansüstü Eğitim Enstitüsü
Anabilim Dalı	Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Programı	Elektrik-Elektronik Mühendisliği Programı

Makale ve Bildiriler
Tiryaki, H., Çalık, R., & Çetin, Y.,2018, Optimization of PI Controller Parameters of Vector Controlled Induction Motor Drive by Using Particle Swarm Optimization Technique. *1st International Symposium on Graduate Research in Science: Focus on Entepreneurship and Innovation.* Istanbul.