T.C.
ERCİYES ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

GÖMÜLÜ MIKNATISLI SENKRON MOTORLARDA AKIM BAŞINA MAKSİMUM TORK STRATEJİSİ İLE TORK KONTROLÜ

Hazırlayan
Osman Emre ÖZÇİFLİKÇİ

Danışmanlar
Dr. Öğr. Üyesi Serkan BAHÇECİ
Dr. Öğr. Üyesi Mikail KOÇ

Yüksek Lisans Tezi

Temmuz 2021
KAYSERİ

T.C.
ERCİYES ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

GÖMÜLÜ MIKNATISLI SENKRON MOTORLARDA AKIM BAŞINA MAKSİMUM TORK STRATEJİSİ İLE TORK KONTROLÜ

(Yüksek Lisans Tezi)

Hazırlayan
Osman Emre ÖZÇİFLİKÇİ

Danışmanlar
Dr. Öğr. Üyesi Serkan BAHÇECİ
Dr. Öğr. Üyesi Mikail KOÇ

Bu çalışma; 118E858 proje numaralı Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Projelerini Destekleme Programı (1001) aracılığıyla Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (TÜBİTAK) tarafından desteklenmiştir.

Temmuz 2021
KAYSERİ

BİLİMSEL ETİĞE UYGUNLUK

Bu çalışmadaki tüm bilgilerin, akademik ve etik kurallara uygun bir şekilde elde edildiğini beyan ederim. Aynı zamanda bu kural ve davranışların gerektirdiği gibi, bu çalışmanın özünde olmayan tüm materyal ve sonuçları tam olarak aktardığımı ve referans gösterdiğimi belirtirim.

Adı-Soyadı : Osman Emre ÖZÇİFLİKÇİ

İmza :

‘Gömülü Mıknatıslı Senkron Motorlarda Akım Başına Maksimum Tork Stratejisi ile Tork Kontrolü’ adlı Yüksek Lisans tezi, Erciyes Üniversitesi Lisansüstü Tez Önerisi ve Tez Yazma Yönergesi’ne uygun olarak hazırlanmıştır.

Tezi Hazırlayan	Danışmanlar	
Osman Emre ÖZÇİFLİKÇİ	Serkan BAHÇECİ	Mikail KOÇ
İmza	İmza	İmza

Elektrik Elektronik Mühendisliği ABD Başkanı

Ömer Galip SARAÇOĞLU

İmza

TEŞEKKÜR

Tez çalışmasının her aşamasında beni destekleyen ve her zaman çalışmaya teşvik eden değerli hocam Dr. Öğr. Üyesi Serkan BAHÇECİ'ye ve çalışmalarım boyunca farklı bakış açıları ve bilimsel katkılarıyla beni aydınlatan, yakın ilgisini ve yardımlarını esirgemeyen ve bu tezin hazırlanmasında büyük katkı sahibi değerli hocam Dr. Öğr. Üyesi Mikail KOÇ'a teşekkürü bir borç bilirim.

Ayrıca; çalışmalarım süresince sabır göstererek beni daima destekleyen aileme en içten teşekkürlerimi sunarım.

Osman Emre ÖZÇİFLİKÇİ

Kayseri, Temmuz 2021

GÖMÜLÜ MIKNATISLI SENKRON MOTORLARDA AKIM BAŞINA MAKSİMUM TORK STRATEJİSİ İLE TORK KONTROLÜ

Osman Emre ÖZÇİFLİKÇİ

Erciyes Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü
Yüksek Lisans Tezi, Temmuz 2021
Danışmanlar: Dr. Öğr. Üyesi Serkan BAHÇECİ
Dr. Öğr. Üyesi Mikail KOÇ

ÖZET

Konvansiyonel enerji kaynaklarının baskın olarak kullanıldığı sektörlerden biri olan ulaşım sektöründe, elektrikli araçlarla birlikte yenilenebilir ve sürdürülebilir enerji kaynaklarının kullanılması mümkün olmaktadır. Elektrikli araçlarda motor veriminin yüksek olmasının yanı sıra kontrol sisteminin de iyi olması enerjinin verimli olarak kullanılmasını sağlayacağından kontrol stratejisi önem arz etmektedir. Sabit mıknatıslı senkron motorlar (SMSM) yüksek verimlilik, yüksek güç yoğunluğu, küçük hacim, az gürültülü çalışma gibi üstün özelliklerinden dolayı elektrikli araçlarda yaygın olarak kullanılır. Gömülü mıknatıslı senkron motorlar (GMSM) SMSM'lerin alt grubu olmakla beraber mıknatıslardan kaynaklanan torka ek olarak eksenlerdeki endüktans değerleri farkından dolayı relüktans torku üretebilirler. SMSM'lerin kontrolünde basitliğinden dolayı genellikle $I_d = 0$ kontrol tekniği kullanılmaktadır. Fakat GMSM'lerin ürettiği relüktans torku her iki eksen akımına bağlı olduğu için dq- eksen akımlarının optimum değerlerinin tespit edilmesi gerekmektedir. Bu tez çalışmasında akım başına maksimum tork (ABMT) stratejisi kullanılarak talep edilen tork değerinin daha düşük akım büyüklüğü ile elde edilmesi sağlanmıştır. Gerçek motor parametreleri üzerinde sofistike benzetimler ile ABMT stratejisinin $I_d = 0$ kontrol tekniğinden daha verimli olduğu ispatlanmıştır. Benzetimler sonucunda motorun tork kontrolünün başarıyla sağlandığı gösterilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Akım Başına Maksimum Tork, Gömülü Mıknatıslı Senkron Motor, Yenilenebilir Enerji, Elektrikli Araçlar.

TORQUE CONTROL WITH MAXIMUM TORQUE PER AMPERE STRATEGY IN INTERIOR MOUNTED PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTORS

Osman Emre ÖZÇİFLİKÇİ

Erciyes University, Graduate School of Natural and Applied Sciences
Master of Science Thesis, July 2021
Supervisors: Assist. Prof. Dr. Serkan BAHÇECİ
Assist. Prof. Dr. Mikail KOÇ

ABSTRACT

It is possible to utilize renewable and sustainable energy technologies with electric vehicles in the transportation sector, which is one of the dominant sectors where conventional non-renewable energy resources are used. The control system is important to achieve high efficiency of the motors in the electric vehicles. Advanced control systems will ensure the efficient use of energy with improved output torque production. Permanent magnet synchronous motors (PMSM) are commonly employed in electric vehicles due to their superior features such as high efficiency, high power density, small volume, low noise operation and so on. Interior mounted permanent magnet synchronous motors (IPMSM) are classified in PMSMs. They facilitate reluctance torque production as well as magnet based torque production. In the control of PMSMs, $I_d = 0$ control technique is commonly used due to its simplicity which only produces magnet based torque. However, to facilitate the use of extra reluctance torque in IPM drives, online generation of optimum dq- axis current commands is a must. In this thesis, the desired torque value is achieved with a minimized stator current magnitude by employing online MTPA control strategy. By completing simulations on real motor parameters, it has been validated that MTPA strategy is more efficient than $I_d = 0$ control technique. As a result of the simulations, it has been shown that the torque control of the motor has been successfully achieved.

Key Words: Maximum Torque Per Ampere Strategy, Interior Mounted Permanent Magnet Synchronous Motors, Renewable Energy, Electric Vehicles

İÇİNDEKİLER

GÖMÜLÜ MIKNATISLI SENKRON MOTORLARDA AKIM BAŞINA MAKSİMUM TORK STRATEJİSİ İLE TORK KONTROLÜ

BİLİMSEL ETİĞE UYGUNLUK i
YÖNERGEYE UYGUNLUK ii
KABUL ONAY iii
TEŞEKKÜR iiv
ÖZET v
ABSTRACT vi
İÇİNDEKİLER vii
KISALTMALAR VE SİMGELER ix
TABLOLAR LİSTESİ xi
ŞEKİLLER LİSTESİ xii

GİRİŞ 1

1. BÖLÜM

GENEL BİLGİLER VE LİTERATÜR ARAŞTIRMASI

1.1 Sabit Mıknatıslı Senkron Motorlar 4
1.2 Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Kontrol Yöntemleri 7

2. BÖLÜM

YÖNTEM

2.1. $Id = 0$ Kontrol Yöntemi 12
2.1.1 Koordinat Dönüşümleri 13
2.1.2 Clarke Dönüşümü 13
2.1.3 Park Dönüşümü 13
2.1.4 SMSM'in Matematiksel Modeli 15
2.1.5 Eviriciler 17
2.1.6 DGM Teknikleri 19

a)Sinüzoidal DGM (SDGM) **19**

b) Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu (UVDGM) **21**

2.1.7. PI Parametrelerinin Ayarlanması **26**

2.1.8. Decoupling Kompanzasyonu **27**

2.1.9 Aşırı Modülasyon **28**

2.2 ABMT Stratejisinin Matematiksel İfadesi **29**

3. BÖLÜM

BULGULAR VE TARTIŞMA

3.1 Koordinat Dönüşümlerinin Modellenmesi ve Çıkışları **34**

3.2 UVDGM Tekniğinin Modellenmesi ve Adım Adım Çıkış İşaretlerinin Alınması **35**

3.3 $Id = 0$ Kontrol ile ABMT Stratejisinin Karşılaştırılması **38**

3.3.1. Değişken Tork ve Sabit Hızda Karşılaştırma **40**

3.3.2. Değişken Hız ve Sabit Tork Değerinde Karşılaştırma **43**

3.3.3. Verim Açısından Karşılaştırma **47**

3.4 Decoupling Kompanzasyonunun Etkisi **47**

3.5 SDGM ve UVDGM Tekniklerinin Kontrol Sistemi Üzerinde Karşılaştırılması **49**

4. BÖLÜM

SONUÇ VE ÖNERİLER

SONRAKİ ÇALIŞMALAR **54**

KAYNAKÇA **56**

EKLER **62**

a) Koordinat Dönüşümlerinin Simülasyon Modelleri **62**

b) GMSM Matematiksel Modeli **64**

c) UVDGM Tekniğinin Simülasyon Modeli **65**

d) SDGM Tekniğinin Simülasyon Modeli **66**

Fonksiyon Bloklarının Kodları **67**

ÖZGEÇMİŞ **70**

KISALTMALAR VE SİMGELER

AA : Alternatif Akım
ABMT : Akım Başına Maksimum Tork
ARM : Anahtarlamalı Relüktans Motor
AYK : Alan Yönlendirmeli Kontrol
DA : Doğru Akım
DGM : Darbe Genişlik Modülasyonu
DTK : Doğrudan Tork Kontrol
GMSM : Gömülü Mıknatıslı Senkron Motor
PI : Oransal ve İntegral
PID : Oransal, İntegral ve Türevsel
SDGM : Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu
SMSM : Sabit Mıknatıslı Senkron Motor
UVDGM : Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu
YMSM : Yüzey Mıknatıslı Senkron Motor

TABLOLAR LİSTESİ

Tablo 1.1: SMSM' lerin Avantaj ve Dezavantajları 5
Tablo 1.2: DA, Asenkron Motor, ARM ve SMSM Karşılaştırılması 6
Tablo 2.1: Anahtar Durumlarına Göre Evirici Çıkış Faz Gerilimleri 18
Tablo 2.2: Sektörlere Göre Anahtarlama Sırası 22
Tablo 2.3: Sektörlerin Belirlenmesi 23
Tablo 2.4: Her Anahtar İçin Anahtarlama Sırasının Belirlenmesi 25
Tablo 2.5: PID Parametrelerinin Ziegler-Nichols Yöntemi İle Ayarlanması 26
Tablo 3.1: Motor Parametreleri 39

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 1.1: a) GMSM Mıknatıs Yerleşimi b)YMSM Mıknatıs yerleşimi 6
Şekil 2.1: $Id = 0$ Kontrol Yönteminin Blok Diyagramı 12
Şekil 2.2: αβ ve dq- Eksenleri 14
Şekil 2.3: Eviricinin Şematiği 17
Şekil 2.4: SDGM Çalışma Prensibi 19
Şekil 2.5: Düşük Frekanslı SDGM Örneği 20
Şekil 2.6: 3 Fazlı Sistemde SDGM Tekniğinin Uygulanması 20
Şekil 2.7: Referans Vektörün Döndüğü Altıgen 22
Şekil 2.8: Anahtarlama Süreleri 24
Şekil 2.9: Decoupling Kompanzasyonu Blok Şeması 27
Şekil 2.10: Aşırı Modülasyon Bloğu 28
Şekil 2.11: Hedeflenen ABMT Kontrol Sistemi 29
Şekil 3.1: Hedeflenen Kontrol Sisteminin Simülasyon Modeli 33
Şekil 3.2: 3 Fazlı Akımlar 34
Şekil 3.3: Clarke Dönüşümü Sonrası Akımlar 34
Şekil 3.4: Park Dönüşümü 35
Şekil 3.5: Sektör Geçişleri 35
Şekil 3.6: T0, T1, T2 Zamanlarının Belirlenmesi 36
Şekil 3.7: Modüle Edilecek Sinyalin Elde Edilmesi 36
Şekil 3.8: Sektörlere Göre DGM Çıkışları 37
Şekil 3.9: Evirici Çıkış Gerilimleri 38
Şekil 3.10: Benzetimlerde Kullanılan Motorun Görseli 39
Şekil 3.11: Kontrol Stratejilerinin Tork Çıkışları 40
Şekil 3.12: Akım Çıkışları 41
Şekil 3.13: Stator Akıları 42
Şekil 3.14: Değişken Hızdaki Çıkışlar 44
Şekil 3.15: Batarya Değerinin Yükseltilmesi Durumunda Sonuçlar 46
Şekil 3.16: Verim Değerlerinin Hesaplanması 47
Şekil 3.17: Decoupling Kompanzasyonundaki İyileştirme 48
Şekil 3.18: SDGM ve UVDGM Tork Karşılaştırılması 49
Şekil 3.19: SDGM ve UVDGM Akım Karşılaştırılması 50

Şekil 4.1: Clarke Dönüşümü 62
Şekil 4.2: Park Dönüşümü 62
Şekil 4.3: abc Ekseninden dq- Eksenine Geçiş 62
Şekil 4.4: Ters Park Dönüşümü 63
Şekil 4.5: dq- Eksenlerinden abc' ye Geçiş 63
Şekil 4.6: Motorun Elektriksel Eşitlikleri 64
Şekil 4.7: Motorun Mekaniksel Eşitlikleri 64
Şekil 4.8: UVDGM Simülasyon Modeli 65
Şekil 4.9: SDGM Tekniğinin Simülasyon Modeli 66

GİRİŞ

Konvansiyonel enerji kaynaklarının hızla tükenmesi ve ülkelerin rezervler için çatışmaları enerji krizlerine yol açmaktadır. Enerjinin son derece önemli olduğu günümüz dünyasında sınırlı rezervi olan yenilenemeyen enerji kaynaklarının yerine sonsuz enerjiye sahip olan yenilenebilir ve sürdürülebilir enerji kaynaklarının kullanılması önem arz etmektedir ve bu sebeple güneş, rüzgar, biyokütle ve jeotermal gibi enerji kaynaklarının kullanımının arttırılması gerekmektedir. Ülke savaşlarının yanı sıra konvansiyonel enerji kaynaklarının kullanılması ozon tabakasının incelmesi, küresel ısınma, asit yağmurları gibi çevresel sorunları da beraberinde getirmektedir. Yenilenebilir enerji kaynaklarının kullanımının arttırılması bu açıdan küresel olarak avantaj sağlamaktadır.

Konvansiyonel enerji kaynaklarının baskın olarak kullanıldığı sektörlerden birisi de ulaşım sektörüdür. Taşımacılıkta fosil yakıtların kullanılması ve günümüzde araç sayısının oldukça artması küresel problemlerin yanı sıra gürültü kirliliği, akciğer hastalıkları, kanser gibi problemlere de neden olmaktadır. Bu problemlerin çözümü için, taşımacılıkta kullanılan fosil yakıtlı araçların yerini elektrikli araçların alması yenilenebilir enerji kaynaklarının kullanımını arttırır, doğaya zararlı sera gazları yayılımını engeller ve çevresel, sosyal problemlerin de azalmasına yardımcı olur. Çünkü elektrikli araçlar için gerekli olan enerji, yenilenebilir enerji kaynakları vasıtasıyla elde edilebilmektedir.

Elektrikli araçların yenilenebilir enerjiyi kullanabiliyor olması avantaj sağlasa da, elde edilen enerjinin verimli olarak kullanılması da çok önemlidir. Elektrikli araçlarda kullanılan motorların verimlerinin yüksek olması enerjinin doğru bir şekilde kullanılmasını sağlayacaktır. Bu amaçla elektrikli araçlarda diğer motor çeşitlerine göre daha verimli ve araç teknolojisi için daha uygun olan sabit mıknatıslı senkron motorlar

(SMSM) yaygın olarak tercih edilmektedir. Elektrikli araçlarda kullanılan diğer motor çeşitlerine göre yüksek güç yoğunluğu, az gürültülü çalışması ve yüksek verimliliği gibi özellikleri ile SMSM'ler üstün özellikler barındırmaktadır.

Elektrikli araçlarda kullanılan motor çeşitleri arasında asenkron motor ve anahtarlamalı relüktans motorlar (ARM) bulunmaktadır. Asenkron motorlarda bakır kayıplarının yüksek olması ve ARM'lerde tork dalgalanmalarının fazla olması gibi sebepler SMSM türlerini elektrikli araçlar için üstün kılmaktadır. Motorların kendi verimlerinin yanı sıra kontrol sistemlerinin de verimli olması elektrikli aracın bataryasının daha etkin kullanılmasını ve daha uzun menzile sahip olmasını sağlar. Buradan yola çıkılarak motor verimi konusunda SMSM'ler avantaj sahibidir ve SMSM'lerin kontrol sistemlerinin de verimli çalışması için çeşitli teknikler bulunmaktadır. Geleneksel olarak $I_d = 0$ kontrol tekniği SMSM'lerin maksimum verimle çalışması için kullanılan tekniktir. Fakat farklı motor tiplerinde ve çalışma durumlarında bu kontrol tekniği verimsiz olmaktadır. Bu sebeple bu tezde SMSM'lerin bir çeşidi olan gömülü mıknatıslı senkron motorun (GMSM) elektrikli araç uygulamaları için tork kontrolünün, geleneksel olarak kullanılan $I_d = 0$ kontrol tekniği yerine akım başına maksimum tork (ABMT) stratejisi ile yapılması hedeflenmiştir.

$I_d = 0$ kontrol tekniğinin kullanılarak kontrolün sağlandığı GMSM'lerde motorun tork kapasitesi tam kullanılamamaktadır. Yüzey mıknatıslı senkron motorlarda (YMSM) $I_d = 0$ kontrol tekniği uygulandığında, rotor çıkıntısı bulundurmadığı için akım başına maksimum tork üretilmesi yalnızca q- eksen akımı ile sağlanır. Fakat GMSM'lerde rotor çıkıntısından dolayı tork bileşenlerinden birisi olan relüktans torkun üretilebilmesi için d- ve q- eksen akımlarının her ikisinin de uygun olarak seçilebildiği kontrol sisteminin tasarlanması gerekmektedir.

GMSM'ler için $I_d = 0$ kontrol tekniğinin uygulanması ile motor verimli bir şekilde kontrol edilemezken motorun sahip olduğu tork kapasitesi de tam olarak kullanılmamış olur. Bu sebeple d- ve q- eksen akımlarının doğru bir şekilde seçilmesi için kullanılan ABMT stratejisi bu tez çalışmasında detaylandırılmıştır.

Motor sürücülerinde yaygın olarak kullanılan matematiksel ifadeler ve sürücü sisteminin teorik eşitlikleri simülasyon ortamında modellenmiştir. Ayrıca basitliği ve kolay uygulanabilirliği sebebiyle motor sürücü sistemlerinde yaygın olarak kullanılan sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu (SDGM) ve son yıllarda popüler olan ayrıca SDGM tekniğine göre üstün özellikler barındıran uzay vektör darbe genişlik modülasyonu (UVDGM) modellenerek karşılaştırılmıştır. Benzetimler doğrultusunda ABMT stratejisinin GMSM sürücüleri için daha verimli olduğu ispatlanmıştır. $I_d = 0$ kontrol tekniğinin motora uygulanması ile bataryadan daha fazla akım çekilerek referans tork değerine ulaşılırken, ABMT stratejili sürücüde daha az akım büyüklükleri ile referans tork değerine ulaşılmıştır. Ayrıca $I_d = 0$ kontrol tekniğinde motor kapasitesinin tam olarak kullanılabilmesi için batarya kapasitesinin yükseltilmesi gerekmektedir ve $I_d = 0$ kontrol tekniği ile motor sürüldüğünde, ABMT stratejisinin uygulandığı sürücü sistemine göre sistem veriminin oldukça düştüğü görülmüştür.

Modellemeler gerçek hayatta kullanılan motor parametreleri ile yapıldığı için simülasyon sonuçları gerçeği yansıtmaktadır. Ekler bölümünde sunulan modellemeler ve modellere ait kodlar farklı motor çeşitlerine kontrol sisteminin uygulanabilmesini sağlayacaktır.

1. BÖLÜM

GENEL BİLGİLER VE LİTERATÜR ARAŞTIRMASI

1.1 Sabit Mıknatıslı Senkron Motorlar

Alternatif akım (AA) motorları endüstride bakım onarım gereksinimlerinin az olması, maliyetlerinin düşük olması ve dayanıklılık gibi özelliklerinden dolayı çokça kullanılmaktadır. AA motorlarının bir grubu olan senkron motorlar, içerisindeki manyetik alan hızında yani senkron hızda dönen motorlardır. Asenkron motorlar ise içlerindeki manyetik alandan belli oranda kayma göstererek dönen motorlardır. Senkron motorlar sabit hızın gerekli olduğu endüstriyel uygulamalarda yaygın olarak kullanılır. AA motorlarının rotorlarında uyarma sargıları bulunmaktadır. Uyarma sargıları kullanılmadan sabit mıknatıslar yolu ile uyarılan senkron motorlara sabit mıknatıslı senkron motorlar (SMSM) denir. Rotorundaki sargıların mıknatıslarla yer değiştirmesi ile senkron motorlardaki bakır kayıpları azalarak daha verimli hale gelmektedir. Tablo 1.1'de SMSM'lerin avantaj ve dezavantajları verilmektedir [1, 2].

Elektrikli araçlarda kullanılan diğer motor çeşitlerine göre yüksek verim, düşük akustik gürültü, düşük rotor kayıpları gibi özellikleri ile SMSM'ler tercih sebebi olmaktadır [3]. SMSM'ler üstün özelliklerinden dolayı, 2010-2020 yılları arasında üretilen elektrikli ve hibrit araçlarda kullanılan motor çeşitleri içerisinde, diğer motor çeşitlerine göre daha fazla kullanılmıştır [4]. [5] numaralı çalışmada asenkron motor, doğru akım (DA) motoru, SMSM ve ARM karşılaştırılarak paralel hibrit araçlar için en uygun motorun SMSM olduğu gösterilmiştir. [6]'da SMSM'lerin asenkron motor ve ARM'ye göre elektrikli araç ve hibrit araç teknolojisi için günümüzde daha iyi çözüm olduğu ortaya konulmuştur. Elektrikli ve hibrit araçlarda kullanılan 4 farklı motor çeşidinin özelliklerinin karşılaştırılması Tablo 1.2'de verilmektedir.

Tablo 1.1: SMSM'lerin Avantaj ve Dezavantajları

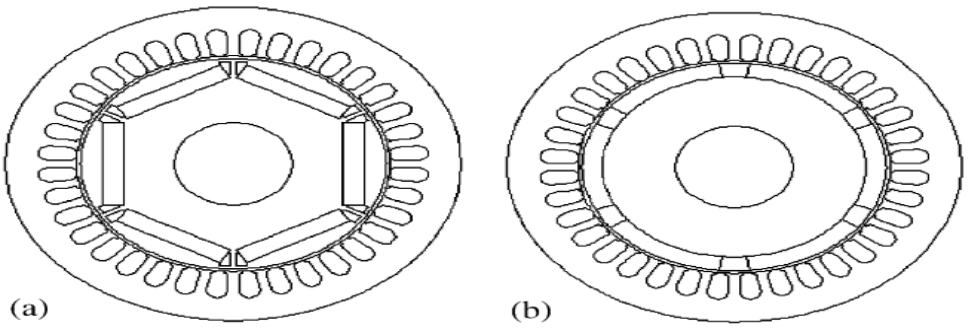
AVANTAJLAR	DEZAVANTAJLAR
Rotorunda sargı bulundurmadığı için bakır kayıpları azdır.	Sargı yerine mıknatıs bulundurduğu için diğer motor tiplerine göre maliyeti yüksektir.
Mıknatısların varlığından kaynaklı harici bir uyarılma akımına ihtiyaç duymaz.	Manyetik malzemelerin termik kısıtlamaları bulunmaktadır.
Sargı kullanılmamasından dolayı bakım ve onarım gibi işletme giderleri yok edilmiş olur.	Mıknatısların zaman içerisinde mıknatıslık özelliği azalabilir.
Motorun soğutulması sargı olmadığı için daha kolay olmaktadır.	Mıknatısların demanyetizasyon riski vardır ve sistemin güvenliğini etkiler.
Çalışırken ark çıkarmadıklarından her ortamda güvenle kullanılabilir.	Rotor statordan ayrılarak bakım yapıldığında çalışma noktasında kayma olabilir.
Fırça, bilezik ve kollektör olmadığından fazla bakım gerektirmezler. Bu durum motor verimini artırır.	Stator alanı ile rotor alanının senkronize edilmesi gerektiğinden hassas bir rotor konum bilgisine gerek duyarlar.
Hızları çok geniş sınırlar içerisinde kontrol edilebilir.	Rotor konum bilgisi için kullanılan konum sensörü maliyeti arttırır.
Rotorunda sargı bulunmadığından aynı güçteki diğer motorlara göre daha hafif olup atalet momenti düşüktür.	Doğrudan yol alamadıkları için harici güç elektroniği devrelerine ihtiyaç duyarlar.
Atalet momenti daha düşük olduğundan daha hızlı tepki verirler. Yani bu motorlarda moment/atalet momenti oranı daha yüksektir.	Sabit mıknatısların kalitesiz olması durumunda motorun performans özellikleri bozulur.
Asenkron motorlara göre verimi ve güç faktörü daha iyidir.	Yüzey mıknatıslı SMSM'lerde çok yüksek hızlarda sabit mıknatısların kopma riskleri vardır.

Tablo 1.2 : DA, Asenkron Motor, ARM ve SMSM Karşılaştırılması [5]

Özellikler	Doğru Akım Motoru	Asenkron Motor	Anahtarlamalı Relüktans Motor	Sabit Mıknatıslı Senkron Motor
Maliyet	İyi	Çok İyi	İyi	Kötü
Verimlilik	Kötü	İyi	İyi	Çok İyi
Kontrol Edilebilirlik	Çok İyi	Orta	Kötü	İyi
Dayanıklılık	Kötü	Çok İyi	İyi	Orta
Güç Yoğunluğu	Çok Kötü	Orta	Orta	Çok İyi

SMSM'ler elektrikli ve hibrit araçlar dışında günümüzde birçok alanda kullanılmaktadır. Kullanıldığı alanlara örnek olarak tren motorları, robot uygulamaları, pompa uygulamaları, çamaşır ve bulaşık makineleri, uçak teknolojisi alanı, servo sürücüler, otomasyon uygulamaları, enerji üretimi uygulamaları verilebilir [7].

SMSM'ler rotorlarındaki mıknatısların yerleşimlerine göre genel olarak iki gruba ayrılabilir. Eğer rotor yüzeyine yerleştirilmiş mıknatıslar var ise Yüzey Mıknatıslı Senkron Motor (YMSM), mıknatıslar rotorun içerisine gömülmüş durumda ise Gömülü Mıknatıslı Senkron Motor (GMSM) olarak adlandırılır. Şekil 1.1'de YMSM ve GMSM için mıknatısların rotordaki yerleşimi görülmektedir [8].



Şekil 1.1: a) GMSM Mıknatıs Yerleşimi b)YMSM Mıknatıs yerleşimi

GMSM ve YMSM arasındaki fark rotorlarında çıkıntı olup olmamasıdır. GMSM'nin rotorunda çıkıntı olduğu için d- ve q- eksenlerindeki endüktans değerleri arasında fark oluşmaktadır [9]. Bu çıkıntı mıknatıslardan kaynaklanan tork değerine ek olarak relüktans torkunun oluşmasını sağlamaktadır ve bu yüzden GMSM'nin tork kapasitesi daha yüksektir. Relüktans torkunun doğru bir şekilde kontrol edilmesi ile daha yüksek tork çıkışını daha düşük akım büyüklükleri ile elde etmek mümkündür.

[10]'da GMSM ve YMSM yüksek hız uygulamaları için termal, mekanik, elektromanyetik gibi özellikler açısından karşılaştırılarak GMSM'nin YMSM'ye göre maliyet açısından üstün olduğu, YMSM'lerin ise ısınma probleminin daha az olduğu ortaya konulmuştur. Aynı şekilde bu iki motor çeşidinin elektrikli araçlar için yüklenme durumları, kayıp oranları ve termal özellikleri [11]'de karşılaştırılarak GMSM'lerde düşük hızlarda kayıplarının arttığı ve bu kayıpları azaltmak için maliyetinin yükselebileceği, bunun yanı sıra YMSM'de ise ekstra enerji kayıpları oluştuğu gözlenmiştir.

1.2 Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Kontrol Yöntemleri

AA motorlarının skaler ve vektörel olmak üzere iki temel kontrol yöntemi vardır. Skaler kontrol yöntemi verimi düşük seviyelerde olduğu için hassas olmayan uygulamalarda basit ve uygulama kolaylığından dolayı kullanılmaktadır. Ayrıca geçici durum performansı düşüktür ve yüksek performans gerekli olan uygulamalar için uygun değildir [12]. Yüksek performans istenen uygulamalarda vektörel kontrol yöntemleri tercih edilmektedir. Vektörel kontrol yöntemleri Alan Yönlendirmeli Kontrol (AYK) ve Doğrudan Tork Kontrol (DTK) olmak üzere ikiye ayırılır. AYK tekniğinde referans girişler üzerinden, referans akımlar üretilir ve akımlar ile SMSM kontrol edilir. DTK tekniğinde ise doğrudan referans tork girişi üzerinden kontrol gerçekleştirilir. AYK tekniğinde rotor pozisyonunun kesinlikle bilinmesi gerektiği için maliyet açısından DTK tekniğine göre dezavantajlıdır [13]. DTK tekniği AYK'e göre daha hızlı dinamik cevap yeteneğine sahip olsa da tork çıkışındaki dalgalanmalar ve bozukluklar sebebi ile pürüzsüz çıkışın önemli olduğu uygulamalarda AYK tekniğinin kullanılması daha avantajlıdır [14].

Hem AYK hem de DTK tekniğinde 3 fazlı motorun sürülebilmesi için evirici kullanılması zorunludur. Çeşitli koordinat dönüşümleri ile 3 fazlı motor DA motoru gibi kolay bir şekilde kontrol edildikten sonra DA bileşenlerini AA bileşenlerine çevirerek motora geri beslemeye yarayan evirici devrelerinin sürülmesinde darbe genişlik modülasyonları (DGM) kullanılmaktadır. Motor sürücü sistemlerinde yaygın olarak kullanılan DGM çeşitleri sinüzoidal DGM (SDGM) [15] ve uzay vektör DGM (UVDGM)'dir [16-21]. SDGM tekniği basit ve uygulaması kolay olduğu için motor sürücü devrelerinde sıkça kullanılmasına rağmen UVDGM ile kıyaslandığında daha verimsizdir [22]. UVDGM, SDGM' den %15 civarında daha fazla batarya kullanımı, daha az anahtarlama kayıpları ve daha az harmonik bileşen oluşturma açısından sürücü sistemi için oldukça verimli bir DGM çeşididir [18]. [21] numaralı çalışmada UVDGM tekniğinin detaylı olarak matematiksel eşitlikleri verilerek motor kontrolde kullanımının simülasyon ortamında modellemesi verilmektedir. Bunun yanında UVDGM temel prensipleri değişmeden kendi içerisinde de daha verimli UVDGM teknikleri geliştirmek adına yapılan çalışmalar literatürde mevcuttur [23]. Bu tez çalışmasında kontrol yöntemi olarak AYK tekniği ve eviricinin sürülmesi için de UVDGM tekniği kullanılmıştır. Bunun yanında UVDGM tekniği ile SDGM tekniği kontrol sistemine uygulanarak tork çıkışları karşılaştırılmıştır.

AYK tekniği arzulanan tork veya hız değerine ulaşılabilmesi için referans akım değerleri üreterek motoru kontrol etmektedir. YMSM'nin d- ve q- eksen endüktans değerleri birbirine eşit olduğu için relüktans torku üretmemesi sebebiyle d-eksen akımına gerek kalmaksızın q-eksen akımı ile tork kontrolü sağlanabilir. Bu kontrol stratejisine $I_d = 0$ kontrol tekniği denir. d-eksen akımı 0 değerinde tutularak q-eksen akımı ile tork kontrolü sağlanır. $I_d = 0$ kontrol tekniği basit ve kolay uygulanabilir olduğu için SMSM sürmede sıklıkla kullanılır [13, 21, 22, 24, 25]. $I_d = 0$ tekniği [26, 27] çalışmalarda dijital sinyal işleyiciler ile YMSM'lere uygulanarak istenilen kontrolün başarıyla sağlandığı görülmüştür. YMSM'de maksimum tork çıkışı için gerekli olan akım değeri q-eksen akımı ile kontrol edilebilirken GMSM'lerin eksenleri arasındaki endüktans değerleri farklı olduğu için relüktans torku üretirler bu sebeple d- ve q- eksen akımlarının her ikisinin de doğru seçilmesi gereklidir. $I_d = 0$ kontrol tekniği relüktans tork üretiminin olduğu GMSM'lerin kontrolünde verimsiz bir teknik olmaktadır.

GMSM için ise referans tork değerine göre üretilecek d- ve q- eksen akımlarının optimum değerinin bulunmasında akım başına maksimum tork (ABMT) stratejisi kullanılır. Aslında YMSM için de aynı strateji kullanılmakta olsa da tork bileşeni q-ekseni boyunca kontrol edilebildiği için GMSM'lere uygulanan ABMT stratejisi kadar karmaşık strateji gerektirmemektedir.

Literatürde ABMT optimum çalışma noktasının bulunabilmesi için yapılan çalışmalar aşağıda verilen 3 farklı kategoride incelenebilir [28].

Bunlardan birincisi önceden hazırlanmış arama tabloları ile çalışan tekniklerdir. Motorun laboratuvar ortamında veya matematiksel hesaplamalar ile maksimum verimde çalıştığı noktaların tespit edilerek tablolar halinde kaydedilmesi ve referans girişlere göre akım değerlerinin üretilmesidir [29, 30]. Elektrikli araçlar için arama tablosu metodu kullanılarak GMSM'de ABMT noktaları [31]'de tespit edilerek deneylerle başarılı kontrol işlemi sağlanmıştır. [32]'de ise yine ABMT noktasının bulunması arama tabloları ile sağlanarak motorun zamanla değişen mıknatıs akı değerinin gözlemci yoluyla tahmin edilerek ABMT'nin daha doğru bulunmasını sağlamıştır.

ABMT noktasının bulunmasındaki ikinci yöntem çevrimiçi arama yöntemi kullanılarak ABMT'nin bulunmasıdır. Bu yöntemler arasında ABMT hesaplanması için kullanılan akım vektörünün açısına gerçek sinyal enjekte edilerek güç eşitlikleri üzerinden motorun optimum çalışma noktasının tespit edilmesine dayanan çalışmaları da kapsar [33, 34]. Son zamanlarda ise gerçek sinyal enjeksiyonunun bakır kayıplarını arttırması gibi dezavantajlarından dolayı sanal sinyal enjeksiyonu yöntemleri ABMT noktasının bulunmasında kullanılmıştır [35, 36]. [37]'de ise ABMT noktasının bulunması yine sanal sinyal enjeksiyonu ile yapılırken makine türev ifadelerinin dezavantajlarının yok edilmesi amacıyla yapay sinir ağları kullanılmıştır. Çevrimiçi arama yöntemleri motor parametrelerinden bağımsız bir şekilde ABMT noktasını bulan yöntemlerdir. ABMT noktasını bulmak için Tepe Tırmanma Algoritması [38] numaralı çalışmada gerçeklenmiş ve ABMT noktalarının bulunması sağlanmıştır. [39]'da sanal sinyal enjeksiyonu yönteminin geliştirilerek direkt arama metodu ile de ABMT noktası tespit edilmiş ve karşılaştırılmıştır. Çalışma sonucunda ise geliştirilmiş sanal sinyal enjeksiyonu yönteminin geleneksel olarak kullanılan yönteme göre daha doğru ABMT

noktasını bulduğu gösterilerek direkt arama metodunun ise kolay uygulanabilir ve basit olduğu gösterilmiştir.

Üçüncü yöntem olarak matematiksel ifadeler yoluyla ABMT noktasının bulunması verilebilir. Tork eşitlikleri üzerinden d- ve q- eksen akımları çekilerek oluşturulan 3. dereceden eşitlikler ile [40]'ta ABMT noktası elde edilmiştir. [41] numaralı çalışmada ise GMSM'in anlık tork kontrolü için ABMT noktasının matematiksel ifadeler ile bulunması sağlanmıştır. Matematiksel ifadeler ile elde edilen sonuçların [42]'de eğri uydurma metodu kullanılarak ABMT noktasının bulunmasında kullanılması amaçlanmıştır ve motorun geniş hız aralığında kontrolü gerçekleştirilmiştir. [43]'te ise araştırmacılar tork eşitliklerinden elde edilen yüksek dereceli denklemlerin Newton Raphson iterasyon metodu ile çözülmesini amaçlamış ve ABMT noktasını tespit ederek kontrol işlemini başarılı sonuçlar ile gerçekleştirmişlerdir. [44]'te GMSM ve ARM motorların özelliklerinin birleştirilmiş hali olan sabit mıknatıs destekli relüktans motorlar üzerinde ABMT noktasının bulunmasında Newton Raphson tekniği kullanılarak başarılı bir şekilde kontrol sağlanmıştır.

Bu tez çalışmasında relüktans torkunun doğru bir şekilde kontrol edilerek sistemin daha verimli çalışmasını sağlamak amaçlanmaktadır. $I_d = 0$ kontrol tekniğinin maksimum verimi sağlayamadığı GMSM'lerde, Newton Raphson iterasyon metodu kullanılarak daha verimli çalışma için torktan komut akım değerleri üretilmek suretiyle ABMT stratejisi uygulanmıştır. Simülasyon ortamında GMSM modellenerek verimli bir kontrol sistemi oluşturulmuştur. Öncelikle koordinat dönüşümleri ile motor eşitlikleri abc eksenlerinden dq- eksenlerine dönüştürülerek DA motorları gibi kolay bir şekilde kontrol edilmesi sağlanmıştır. Simülasyon ortamında dq- eksenlerinden matematiksel olarak abc sistemi için çıkışlar koordinat dönüşümleri vasıtasıyla elde edilebilse de gerçek hayatta bu mümkün değildir. Bu sebeple gerçek çalışma koşullarını simüle edebilmek için DA bileşenlerini AA bileşenlerine eviren evirici yapısı benzetimde kullanılmıştır. Evirici yapısının sürülebilmesi için gerekli DGM tekniklerinden UVDGM tekniği kullanılarak kontrol sistemi oluşturulmuştur. Ayrıca UVDGM tekniği ile yaygın olarak kullanılan SDGM tekniği kontrol sisteminde uygulanarak karşılaştırılmıştır.

Kontrol sisteminin geçiş anında daha kararlı çalışması için motorun içerisindeki d- ve q-ekseninde ikili olan bileşenler decoupling kompanzasyonu ile elimine edilerek sistemin geçici zaman performansı geliştirilmiştir. Simülasyon ortamında tork ve akım çıkışları izlenerek decoupling kompanzasyonunun kontrol sistemine olan katkısı çalışmada sunulmuştur. $I_d = 0$ kontrol tekniğinin GMSM'lerde kullanılması durumunda motorun tork kapasitesini kullanabilmesi için gerekli olan batarya gerilim değerinin yüksek olması gerekmektedir, bu da hem maliyet hem sistem verimi açısından büyük dezavantaj oluşturmaktadır. Bu tez çalışmasında $I_d = 0$ kontrol tekniğinin ve ABMT stratejisinin motor kontrol sisteminde uygulanması ile daha az akım çekilerek ve batarya kapasitesi daha düşük seviyelerde tutularak kontrol işleminin ABMT stratejisi ile gerçekleştirileceği kanıtlanmıştır.

Günlük yaşamın çoğu alanında kullanılan SMSM'lerin her iki çeşidi için de verimli kontrol teknikleri bu tez kapsamında detaylı olarak incelenmiştir. YMSM'lerde yaygın olarak kullanılan yöntem $I_d = 0$ kontrol tekniğidir ve bu tekniğin GMSM'lerde maksimum verim göstermediğinden dolayı ABMT stratejisi matematiksel bir yöntem olan Newton Raphson metodu ile uygulanarak daha verimli kontrol sistemi gerçekleştirilmiştir. Benzetimlerde gerçek motor parametrelerinin kullanılması ve evirici yapısıyla motorun sürülmesi ile gerçek hayattaki çalışma modellenerek simüle edilmiştir. Bu açıdan SMSM'lerin kullanıldığı alanlarda her iki çeşidi için de kontrol sistemi gerçekleştirilmiştir. Motor davranışının test edilebilmesi açısından oluşturulan simülasyon ortamındaki kontrol sistemlerinin kullanılması çeşitli değişikliklerin (batarya gerilim değerinin, motor parametrelerinin, maksimum tork kapasitesinin değiştirilerek sonuçların gözlemlenmesi) veya iyileştirmelerin yapılarak kolayca görülmesine imkan sağlaması açısından avantajlıdır.

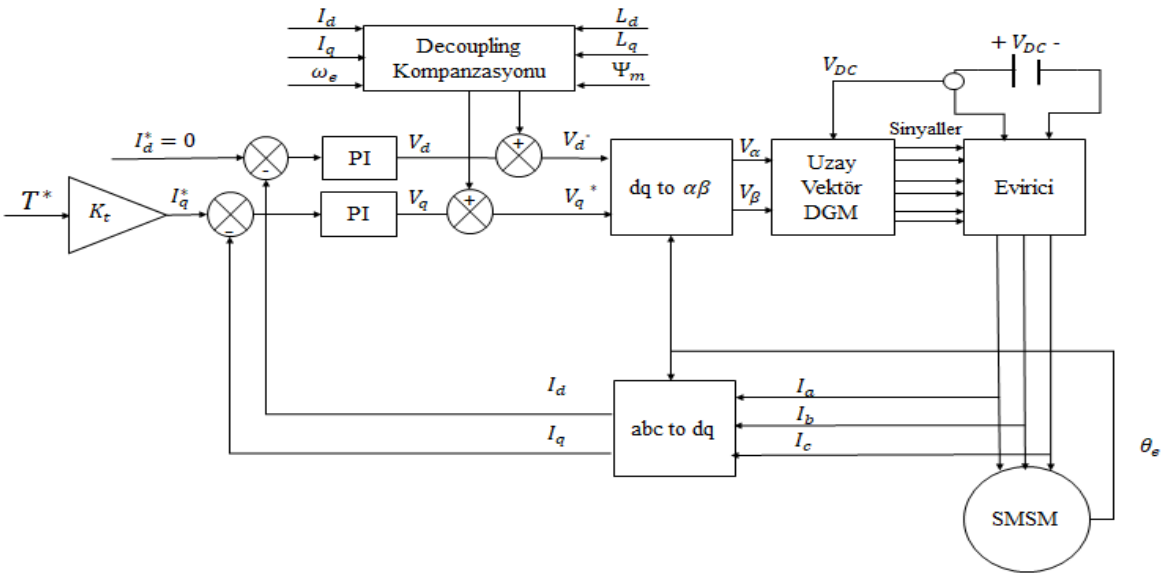
2. BÖLÜM

YÖNTEM

Bu bölümde kontrol sisteminin oluşturulabilmesi için gerekli matematiksel ifadeler verilerek kontrol sisteminin teorik altyapısı oluşturulmuştur. Ayrıca simülasyon ortamında oluşturulan kontrol sisteminin tasarımına dair blok diyagramlar verilmiştir.

2.1. $I_d = 0$ Kontrol Yöntemi

SMSM'lerin kontrol sistemlerinde basitliği ve kolay uygulanabilirliğinden dolayı sıkça kullanılan $I_d = 0$ kontrol tekniğine ait blok diyagram Şekil 2.1'de verilmiştir. Blok diyagramdaki her bir blok bu bölümde açıklanmaktadır. Blok diyagramdan görüleceği gibi tork yalnızca q- eksen akımı ile K_t gibi bir sabit ile kontrol edilmektedir.



Şekil 2.1: $I_d = 0$ kontrol yönteminin blok diyagramı

2.1.1 Koordinat Dönüşümleri [20]

3 fazlı motorların kontrolünün iyi performans ile sağlanabilmesi için koordinat dönüşümlerine ihtiyaç duyulur. 3 fazlı motoru DA motoru gibi kontrol edebilmek için önce Clarke dönüşümü ile abc eksenlerindeki eşitlikler $\alpha\beta$ durağan sisteminde tanımlanır. Daha sonra Park dönüşümü ile $\alpha\beta$ durağan sisteminden dq- eksenlerindeki döner sistem haline dönüşür ve abc sistemi d- ve q- eksenlerine ayrılarak kontrol işlemi sağlanır. d- ve q- eksen akımları DA motoruna göre düşünülürse, q- eksen akımı armatür akımı, d- eksen akımı ise uyartım akımı gibi düşünülebilir.

2.1.2 Clarke Dönüşümü

Abc sistemini durağan $\alpha\beta$ sistemine dönüştürürken Clarke dönüşümü kullanılmaktadır. Bu dönüşüme $\alpha\beta$ dönüşümü de denir. abc sisteminden $\alpha\beta$ durağan sistemine geçiş için kullanılan matris eşitlik (2.1)'de verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} * \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \tag{2.1}$$

$\alpha\beta$ sisteminden abc sistemine geçiş için kullanılan ters Clarke matrisi ise eşitlik (2.2)'deki gibidir.

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \tag{2.2}$$

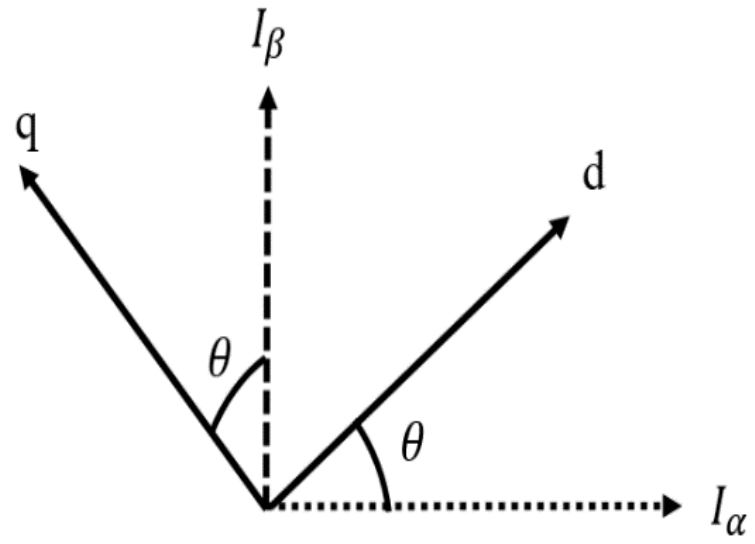
2.1.3 Park Dönüşümü

$\alpha\beta$ durağan sisteminden dq- döner sistemine geçiş için Park dönüşümü kullanılmaktadır. $\alpha\beta$ eksenlerinden θ açısı kadar farkla d- ve q- eksenlerinde döner bir

sistem elde edilmiş olur. Şekil 2.2'de dq- ve $\alpha\beta$ eksenleri verilmektedir. Eşitlik (2.3)'te Park dönüşümü ve eşitlik (2.4)'te ise ters Park dönüşüm matrisleri verilmektedir.

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \tag{2.3}$$

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \tag{2.4}$$



Şekil 2.2: αβ ve dq- eksenleri

Clarke ve Park dönüşümünün uygulanması ile dq- eksenlerinden abc eksenlerine geçiş için direkt olarak kullanılabilecek matris ise eşitlik (2.5)'te verilmektedir.

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \cos\theta - \frac{2*\pi}{3} & -\sin\theta - \frac{2*\pi}{3} \\ \cos\theta + \frac{2*\pi}{3} & -\sin\theta + \frac{2*\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \tag{2.5}$$

abc eksenlerinden dq- eksenine geçiş için kullanılan matris ise eşitlik (2.6)'daki gibidir.

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} * \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\theta - \frac{2*\pi}{3} & \cos\theta + \frac{2*\pi}{3} \\ -\sin\theta & -\sin\theta - \frac{2*\pi}{3} & -\sin\theta + \frac{2*\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Clarke ve Park dönüşümleri uygulanarak abc eksenlerinden dq- eksenlerine geçiş sağlanmış olur. Motora, kontrol sağlandıktan sonra gerilimlerin uygulanabilmesi için Clarke ve Park dönüşümlerinin tersleri işleme alınmalıdır. Kontrol sisteminde kullanılması için akım bileşenlerinin de Clarke ve Park dönüşümlerine uygulanması gerekmektedir. Sonuç olarak dönüşüm matrislerinde verilen 'x' değişkeni akım veya gerilim değerlerini temsil etmektedir. Clarke dönüşüm matrisindeki dönüşüm sabitinin seçimi kontrol sistemi için oldukça önemlidir ve dönüşüm sabitinin seçimi iki farklı şekilde yapılabilir. Bunların ilkinde, abc eksenlerinin $\alpha\beta$ durağan eksenlerine dönüştürüldüğünde total manyetik kuvvetin sabit kalması prensibi ile abc eksenlerindeki toplam gücün $\alpha\beta$ eksenindeki toplam güce eşit olması sağlanarak dönüşüm sabiti elde edilir. Bu şekilde elde edilen dönüşüm sabiti "$\sqrt{\frac{2}{3}}$"olur. Fakat iki sistemde de güç değişmezliği prensibi uygulansa da $\alpha\beta$ ve abc eksenlerindeki değişkenlerin genlikleri arasında fark oluşur. İkinci senaryonun uygulanması ise $\alpha\beta$ ve abc eksenlerindeki değişkenlerin genlik değerlerinin değişmemesi prensibine dayanır ve eşitlik (2.1)'de verilen denklem genliklerin değişmemesi prensibi ile çalışmaktadır. Bu çalışma sistemine göre dönüşüm sabitinin değeri "$\frac{2}{3}$" olur. Bu tez çalışmasındaki kontrol sisteminde genliklerin değişmemesi prensibine dayalı olarak dönüşüm sabiti "$\frac{2}{3}$" kullanılmıştır.

2.1.4 SMSM' in Matematiksel Modeli

SMSM' nin dq- eksenlerinde modellenerek kontrolü gerçekleştirileceği için gerilim, akı, akım ve tork denklemleri eşitlik (2.7) - (2.10)'da verilmektedir. Verilen eşitlikler ile motor dq- ekseninde modellenecektir.

$$V_d = R * i_d + \frac{d\Psi_d}{dt} - \omega * \Psi_q$$
$$V_q = R * i_q + \frac{d\Psi_q}{dt} + \omega * \Psi_d \quad (2.7)$$

$$\Psi_d = \frac{1}{s}\left[V_d - R * i_d + \omega * \Psi_q\right]$$
$$\Psi_q = \frac{1}{s}\left[V_q - R * i_q - \omega * \Psi_d\right] \quad (2.8)$$

$$i_d = \frac{\Psi_d - \Psi_m}{L_d}$$
$$i_q = \frac{\Psi_q}{L_q} \quad (2.9)$$

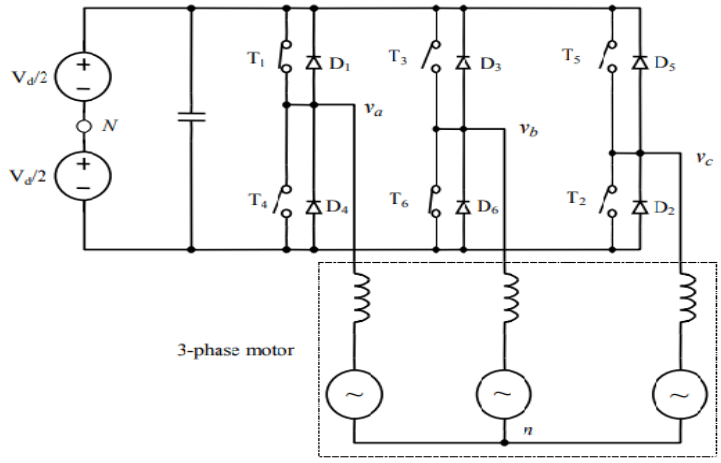
$$T_e = \frac{3 * p}{2}\left[\Psi_m * i_q + (L_d - L_q) * i_d * i_q\right]$$
$$\omega_m = \int \frac{T_e - T_m - B * \omega_m}{J} * dt \quad (2.10)$$

V_d ve V_q eksenlerdeki gerilim değerlerini (Volt), i_d ve i_q akım değerlerini (Amper), Ψ_d ve Ψ_q akı değerlerini (Weber) temsil etmektedir. ω elektriksel açısal hız değerini (rad/s), $L_d$ve L_q d ve q eksenlerindeki indüktans değerini (Henry), Ψ_m mıknatıslardaki sabit akı değerini (Weber) ifade etmektedir. Mekanik eşitliklerdeki T_m motordaki yük torkunu (N.m), J atalet momentini (kg.m^2), B ise sürtünme katsayısını göstermektedir. Mekanik eşitliklerdeki ω_m ifadesi mekanik açısal hız değerini temsil eder ve elektriksel açısal hız ile arasında kutup sayısı olan p değeri ile orantı vardır. Mekanik ve elektriksel hızlar arasındaki oransal durum mekanik pozisyon ve elektriksel pozisyon için de geçerli olmaktadır. Ayrıca eşitlik (2.11)'den görüleceği gibi hız değerlerinden pozisyon değerleri elde edilmektedir.

$$\omega_e = \omega_m * p$$
$$\theta_e = \theta_m * p$$
$$\theta_e = \int \omega_e * dt$$
$$\theta_m = \int \omega_m * dt \quad (2.11)$$

2.1.5 Eviriciler

Koordinat dönüşümleri ile motor DA motoru gibi kontrol edilebilir hale gelmekte ve kontrol işlemi sağlandıktan sonra d- ve q- eksenlerindeki gerilim değerlerini referans olarak üretmektedir. Simülasyon ortamında dq- eksenlerinden abc eksenine koordinat dönüşümleri ile yeniden dönüş yapılabiliyor olsa da gerçek hayatta bu gerilim değerleri ile 3 fazlı motoru beslemek mümkün olmamaktadır. Üretilen dq- eksenlerindeki gerilim değerlerini 3 fazlı AA enerjisine dönüştürebilmek için eviriciler kullanılmaktadır. Eviricilerin çeşitli fazlarda topolojileri bulunmakla birlikte 3 fazlı motor sürücülerinde kullanılan evirici topolojisi genellikle 3 fazlı eviricilerdir. 3 fazlı eviricilerde 6 adet anahtarlama elemanı bulunmaktadır ve üretilen DGM işaretlerine göre anahtarlama elemanları çıkış dalgasını oluşturmaktadır. Şekil 2.3'te 3 fazlı evirici devresinin şematik yapısı gösterilmiştir. Evirici devresinde bulunan 6 adet anahtar kontrolörden gelen bilgiler ile tetiklenerek 3 faz dalgaları üretirler. Anahtarların 1 veya 0 olma durumlarına göre evirici çıkış işareti ayarlanır. Aynı bacak üzerinde bulunan anahtarlardan birisi 1 durumunda iken diğeri 0 veya birisi 0 durumunda iken diğeri 1 olmalıdır. Aksi halde kısa devre veya açık devre problemleri oluşacaktır. Anahtarlama fonksiyonlarından yola çıkılarak faz gerilimleri kayıpsız veya ideal evirici için yazılacak olursa eşitlik (2.12) elde edilir [45]. Böylece motora beslenecek 3 fazlı gerilim sinyalleri anahtar fonksiyonları ile oluşturulur. Anahtar fonksiyonlarından eşitlik (2.12)'nin oluşturulmasında 3 faz simetrik elemanlardan faydalanılır.



Şekil 2.3: Eviricinin Şematiği

$$V_a = \frac{V_{dc}}{3} * (2S_a - S_b - S_c)$$
$$V_b = \frac{V_{dc}}{3} * (2S_b - S_a - S_c) \quad (2.12)$$
$$V_c = \frac{V_{dc}}{3} * (2S_c - S_a - S_b)$$

S_a , S_b ve S_c eviricinin bacaklarındaki üst ya da alt anahtarları temsil etmektedir. Anahtarların 1 veya 0 olması durumuna göre gerilim değerleri 8 farklı anahtarlama durumuna göre gösterilirse Tablo 2.1'de verildiği gibi olmaktadır.

S_a, S_b ve S_c anahtarları eviricinin üst anahtarları olarak kabul edilirse alt anahtarlar S_a, S_b ve S_c anahtar durumlarının tam tersi olarak hareket edecektir. Örneğin sırasıyla 0,0,1 anahtarlama durumunda alt anahtarlar 1,1,0 olacak şekilde anahtarlanır. Anahtarlama frekansını ve çıkış geriliminin genliğini ayarlayarak kontrol sisteminin doğru ve istenilen biçimde çalışabilmesi için DGM teknikleri ile evirici anahtarlanmalıdır.

Tablo 2.1: Anahtar Durumlarına Göre Evirici Çıkış Faz Gerilimleri

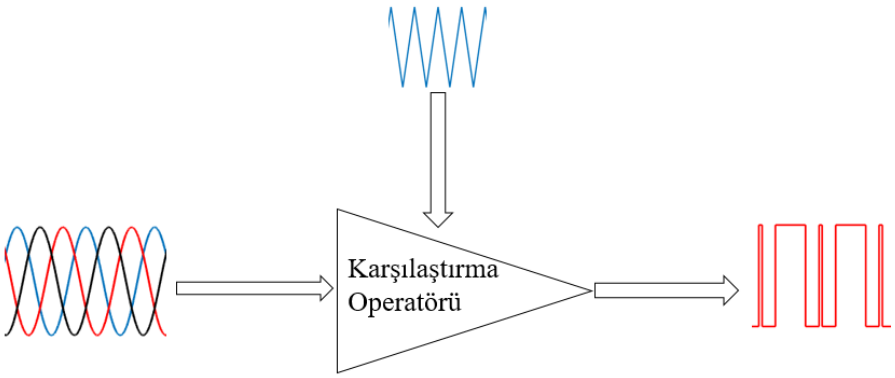
S_a	S_b	S_c	V_a	V_b	V_c
0	0	0	0	0	0
0	0	1	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$
0	1	0	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$
0	1	1	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$
1	0	0	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$
1	0	1	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$
1	1	0	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$
1	1	1	0	0	0

2.1.6 DGM Teknikleri

DGM işaretlerinin üretilmesindeki temel prensip taşıyıcı işaret ile modüle edilecek sinyali karşılaştırarak kare dalgalar üretilmesidir. Kare dalgalar 1 ve 0 anahtarlama modunda olduğu için anahtarlara uygulanarak eviricinin 3 fazlı çıkış işareti üretmesini sağlamaktadır. DGM teknikleri elektrik makineleri sistemleri haricinde haberleşme sistemleri gibi birçok alanda da kullanılmaktadır.

a) Sinüzoidal DGM (SDGM)

DGM teknikleri içerisinde basit ve kolay uygulanabilir olmasından ötürü sinüzoidal DGM (SDGM) tekniği yaygın olarak motor sürücü sistemlerinde kullanılmaktadır. SDGM tekniğinde motorun d- ve q- ekseninde üretilen gerilim bileşenleri abc eksenlerine dönüştürülüp üçgen işareti ile karşılaştırılarak DGM işaretleri elde edilir. Şekil 2.4'te SDGM tekniğinin çalışma prensibi şematik olarak sunulmaktadır.

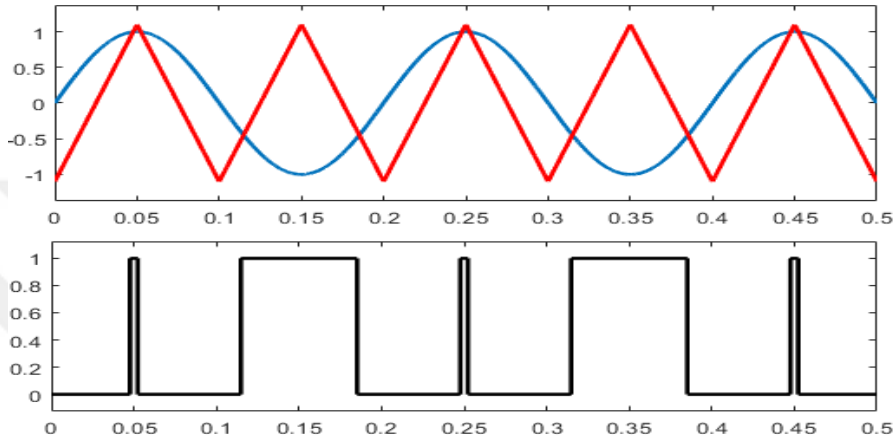


Şekil 2.4: SDGM Çalışma Prensibi

SDGM tekniğinde karşılaştırılan sinyal modülasyon sinyali, karşılaştırıcı sinyal ise taşıyıcı sinyal olarak adlandırılır. Modülasyon indeksi modülasyon sinyalinin genliğinin taşıyıcı sinyalin genliğine oranı olarak bulunur. Eşitlik (2.13)'te SDGM tekniğinin modülasyon indeksinin matematiksel ifadesi verilmektedir.

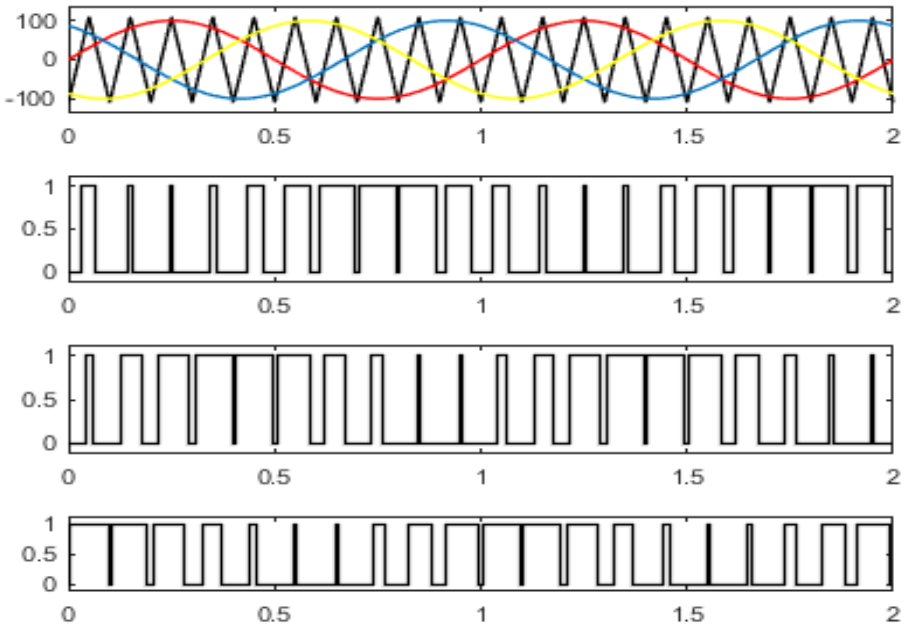
$$MI = \frac{V_{mod}}{V_{taş}} \tag{2.13}$$

SDGM tekniğinde modüle edilecek sinyalin genliği taşıyıcı sinyalin genliğinden büyük olduğunda 1, modüle edilecek sinyalin genliği taşıyıcı sinyalin genliğinden küçük olduğunda ise 0 değerinde darbeler üretilir. Üretilen DGM işaretleri evirici bacaklarına uygulanarak eviricinin anahtarlanmasını ve DA-AA dönüşümünü gerçekleştirmesini sağlar. Şekil 2.5'te SDGM tekniğinin DGM işaretlerini üretmesindeki karşılaştırma işlemi örneklendirilmiştir.



Şekil 2.5: Düşük Frekanslı SDGM Örneği

Şekil 2.6'da 3 fazlı gerilim değerleri için SDGM tekniğinin uygulaması sergilenmektedir. Her gerilim değeri arasında 120º faz farkı bulunmaktadır.



Şekil 2.6: 3 Fazlı Sistemde SDGM Tekniğinin Uygulanması

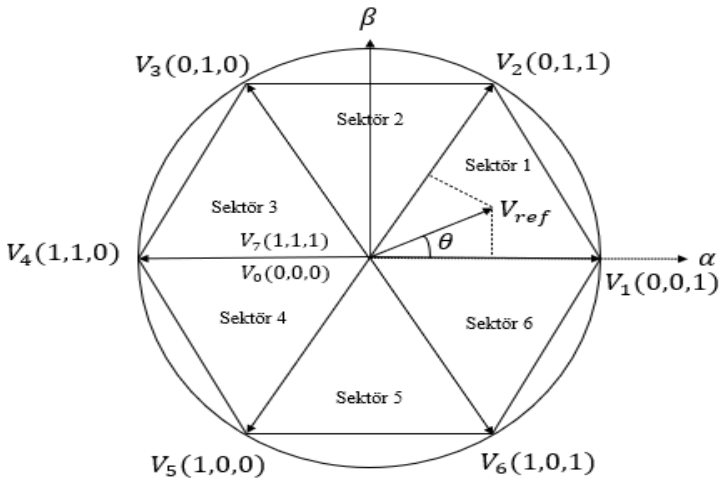
b) Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu (UVDGM)

Motor sürücülerinde yaygın olarak kullanılan modülasyon tekniği olan UVDGM literatürde kullanılan diğer modülasyon tekniklerine göre daha fazla batarya kullanım oranı, daha az anahtarlama kaybı oluşumu, harmonik oluşumunun daha az olması gibi özellikleri ile üstündür [18]. Sinüzoidal DGM (SDGM) tekniği de yaygın olarak kullanılmasına rağmen UVDGM tekniği %15 civarında daha fazla gerilim çıkışı sağlamakta ve SDGM'ye göre daha pürüzsüz çıkış üretmektedir [46]. UVDGM tekniğinin dezavantajı ise diğer modülasyon tekniklerine göre uygulamasının daha kompleks olmasıdır.

UVDGM tekniğinde durağan çerçevedeki $\alpha\beta$ bileşenleri kullanılarak modülasyon gerçekleştirilir. $\alpha\beta$ bileşenlerinin elde edilmesi için dq- ekseninden $\alpha\beta$-eksenine geçiş matrisleri kullanılır. $\alpha\beta$ bileşenleri elde edildikten sonra bu iki eksendeki gerilim değerlerinin vektörü referans vektör olarak adlandırılır. Bu vektörün bulunduğu bölgeye göre anahtarlama işlemi gerçekleştirilir. 360°'lik dönüş yolu bir altıgen ile temsil edilir ve 6 farklı sektöre ayrılır. Eşitlik (2.14)'te referans vektör genliği ve sektör seçimi için gerekli vektör açısının matematiksel ifadeleri verilmektedir.

$$V_{ref} = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2}$$
$$\theta = \tan^{-1}\frac{V_\alpha}{V_\beta} \tag{2.14}$$

Referans vektörün döndüğü altıgen biçimindeki sektörlere ayrılmış düzen Şekil 2.7'de verilmektedir. Referans vektörün dönüşünde 6 adet sıfır olmayan ve 2 adet sıfır olan 8 adet gerilim vektörü bulunur. Her sektör geçişinde en yakın iki sıfır olmayan vektör ile sıfır vektörünün toplamı referans vektörünü verir ve ona göre hareket edilerek her geçişte sadece 1 anahtar kullanılır. Böylece anahtarlama kayıpları azaltılmış olur.



Şekil 2.7: Referans Vektörün Döndüğü Altıgen

Örneğin referans vektör 1. Sektörde iken Şekil 2.7'den görüleceği gibi 0 ile 60° arasında dönmektedir. Bu dönüş sırasında referans vektör 2. Sektöre geçerken anahtarlama gerilim vektörleri arasında $V_0 - V_1 - V_2 - V_7 - V_2 - V_1 - V_0$ sırayla gerçekleşir. Her uzay vektörü değişirken sadece 1 anahtar durumu değiştirilmektedir. Tablo 2.2'de her bir sektör için anahtarlama sıraları verilmektedir. Bu anahtarlama sırası referans vektörün 1. sektörden başlayarak 360°'lik dönüşünü temsil etmektedir.

Tablo 2.2: Sektörlere Göre Anahtarlama Sırası

Sektör Numarası	Anahtarlama Sırası
1	$V_0 - V_1 - V_2 - V_7$
2	$V_7 - V_2 - V_3 - V_0$
3	$V_0 - V_3 - V_4 - V_7$
4	$V_7 - V_4 - V_5 - V_0$
5	$V_0 - V_5 - V_6 - V_7$
6	$V_7 - V_6 - V_1 - V_0$

UVDGM tekniği 3 adımda gerçekleştirilir. Bunlar sektörlerin belirlenmesi, anahtarlama sürelerinin belirlenmesi ve anahtarların anahtarlanma sırasının belirlenmesidir.

i) Sektörlerin belirlenmesi

Referans vektörünün hangi sektörde olduğu belirlenerek anahtarlama sıraları ve süreleri belirlenebilir. Sektörlerin belirlenmesi ise basit bir şekilde referans vektörün açısı ile gerçekleştirilebilir. Tablo 2.3'te referans vektörün dönüş açısına göre sektörlerin nasıl belirlendiği görülmektedir.

Tablo 2.3: Sektörlerin Belirlenmesi

Sektör	Referans Vektörün Açısı
1	$0 < \theta < 60°$
2	$60° < \theta < 120°$
3	$120° < \theta < 180°$
4	$180° < \theta < 240°$
5	$240° < \theta < 300°$
6	$300° < \theta < 360°$

ii) Anahtarlama Sürelerinin Belirlenmesi

Modülasyon indeksi anahtarlama süresinin bulunmasında kullanılacağından eşitlik (2.15)'te verilmiştir [46].

$$M = \frac{\sqrt{3} * V_{ref}}{V_{DC}} \tag{2.15}$$

V_{DC} eviriciyi besleyen bataryanın gerilim değeri olmak üzere modülasyon indeksinin lineer modülasyon bölgesindeki maksimum değeri V_{ref} vektörünün genliğinin maksimum olduğu noktadır. Altıgenin içerisinde kalan bölgeye lineer modülasyon bölgesi, altıgen ile onu saran çemberin arasında kalan bölgeye ise aşırı modülasyon bölgesi denir.

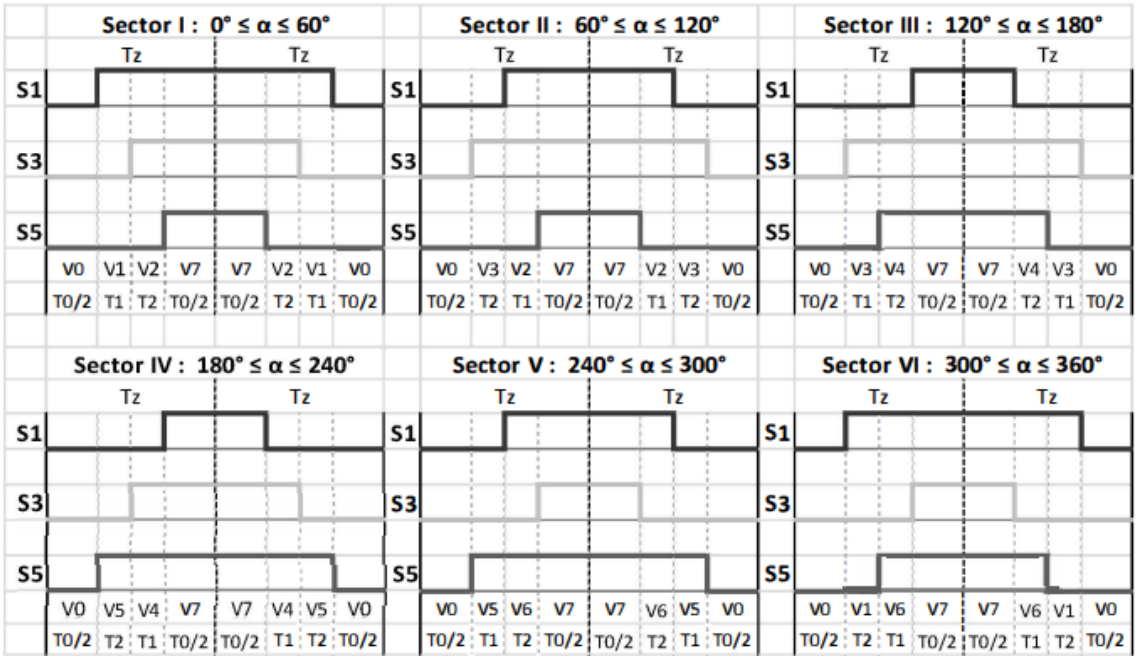
T_s anahtarlama süresi ve n sektör numarası olmak üzere her sektör için anahtarlama süreleri eşitlik (2.16)'da verilmektedir.

$$T_1 = M * T_s * \sin((n * \frac{\pi}{3}) - \theta)$$
$$T_2 = M * T_s * \sin(\theta - (n-1) * \frac{\pi}{3}) \quad (2.16)$$
$$T_0 = T_s - (T_1 + T_2)$$

'n' değeri yerine sektör numarası yazıldığında her bir sektör için hangi uzay vektörlerinin ne kadar süre ile anahtarlanacağı belirlenebilir.

iii) Her bir Sektör için Anahtarlanma Sıralarının Belirlenmesi

Eviricinin bir bacağındaki anahtarların aynı anda kapalı ya da açık olma durumu yoktur. Aynı anda açık olan anahtarlarda çıkış gerilimi görünmez, eğer aynı anda kapalı olursa kısa devre olur. Bu yüzden hesaplanan anahtarlama sürelerine göre üst ve alttaki anahtarların açık ve kapalı kalma süreleri belirlenmektedir. Şekil 2.8'de her sektör için anahtarların açık ve kapalı kalması gereken süreler verilmektedir [47]. Şekil 2.8'den görüleceği gibi $S_1\ S_3\ ve\ S_5$ anahtarının konumları 0 ise $S_2\ S_4\ ve\ S_6$ anahtarlarının konumları 1, $S_1\ S_3\ ve\ S_5$ anahtarının konumları 0 ise $S_2\ S_4\ ve\ S_6$ anahtarlarının konumları 1 olmaktadır.



Şekil 2.8: Anahtarlama Süreleri

Bütün anahtarlar için sektörlere göre anahtarlama sırası Tablo 2.4'te verilmektedir.

Tablo 2.4: Her Anahtar İçin Anahtarlama Sırasının belirlenmesi

Sektör Numarası	**Üst Anahtarlar** $(S_1\ S_3\ ve\ S_5)$	**Alt Anahtarlar** $(S_2\ S_4\ ve\ S_6)$
1	$S_1 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_3 = T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_5 = \frac{T_0}{2}$	$S_2 = \frac{T_0}{2}$ $S_4 = T_1 + \frac{T_0}{2}$ $S_6 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$
2	$S_1 = T_1 + \frac{T_0}{2}$ $S_3 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_5 = \frac{T_0}{2}$	$S_2 = T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_4 = \frac{T_0}{2}$ $S_6 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$
3	$S_1 = \frac{T_0}{2}$ $S_3 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_5 = T_2 + \frac{T_0}{2}$	$S_2 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_4 = \frac{T_0}{2}$ $S_6 = T_1 + \frac{T_0}{2}$
4	$S_1 = \frac{T_0}{2}$ $S_3 = T_1 + \frac{T_0}{2}$ $S_5 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$	$S_2 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_4 = T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_6 = \frac{T_0}{2}$
5	$S_1 = T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_3 = \frac{T_0}{2}$ $S_5 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$	$S_2 = T_1 + \frac{T_0}{2}$ $S_4 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_6 = \frac{T_0}{2}$
6	$S_1 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_3 = \frac{T_0}{2}$ $S_5 = T_1 + \frac{T_0}{2}$	$S_2 = \frac{T_0}{2}$ $S_4 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_6 = T_2 + \frac{T_0}{2}$

Özetle UVDGM tekniğinde öncelikle $\alpha\beta$ bileşenleri üzerinden referans vektör ve açısı belirlenir. Akabinde referans vektörün hangi sektörde olduğu açı üzerinden belirlenir. Daha sonra anahtarlama süreleri hesaplanır ve anahtarların hangi sürelerde açık veya kapalı durumda olacağı belirlenir. Anahtarlama periyotları da belirlendikten sonra elde edilen işaretler taşıyıcı işaret ile karşılaştırılarak DGM işaretleri üretilmiş olur.

2.1.7. PI Parametrelerinin Ayarlanması

PI parametrelerinin sisteme uygun seçilmesi ile kontrol sistemi kararlı bir şekilde çalışır. Eğer PI parametrelerinin değerleri kötü seçilmiş ise sistem istenilen cevabı arzu edilen düzeyde veremeyebilir ve kararlılık problemi ortaya çıkabilir. Bu sebeplerle PI parametrelerinin sisteme uygun olarak seçilmesi gerekmektedir. PI parametrelerinin ayarlanmasında Ziegler-Nichols yöntemi yaygın olarak kullanılır [48-50]. Bu yöntemde integral sabiti (K_I) kazanç değeri sıfıra eşitlenerek etkisi yok edilir. Sistem sadece oransal kontrolde çalışıyorken (P kontrol) çıkış işareti gözlenerek oransal sabit (K_p) yavaş yavaş arttırılır. Sistem çıkışında salınımlar gözlenmeye başladığındaki K_{pmax} değeri ve salınım periyodu T_0 bilgisinden K_p ve K_I değerleri Tablo 2.5'e göre belirlenir. Amaçlanan $I_d = 0$ kontrol tekniğinde hem I_d hem I_q akımlarının kontrolü sağlanacağı için her iki eksen için de PI parametreleri bu şekilde ayarlanır.

Tablo 2.5: PID Parametrelerinin Ziegler-Nichols Yöntemi ile Ayarlanması

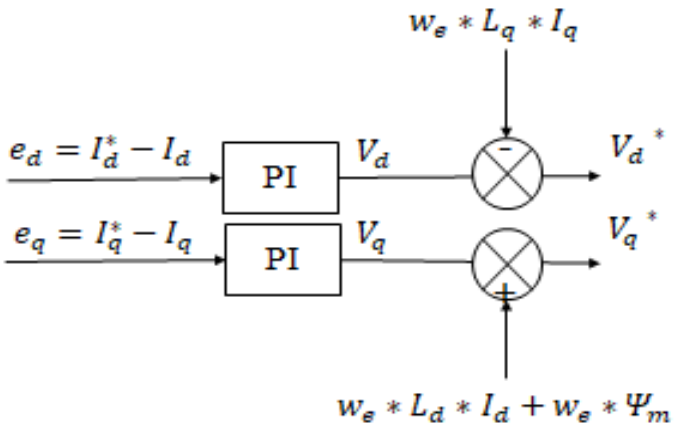
Kontrol Tipi	K_p	K_I	K_D
P	$0.5*K_{pmax}$	-	-
PI	$0.45*K_{pmax}$	$0.825*T_0$	-
PID	$0.6*K_{pmax}$	$0.5*T_0$	$0.125*T_0$

PID kontrolde K_p değeri arttıkça sistemin tepki hızı artar, kalıcı durum hatası azalır, yerleşme süresi azalır fakat aşım miktarını da arttırdığı için çok yüksek değerlerde olmamalıdır. K_I değerinin artması ile sistemin kalıcı durumdaki hatası sıfıra çekilir fakat sistemin referans değere oturma süresini geciktirerek sistemi yavaşlatır. K_D değeri aşım miktarını azaltmak için kullanılsa da D tipi kontrol gürültüye oldukça duyarlıdır. Bu yüzden motor kontrol sistemindeki gürültüden kaynaklı PID kontrolör yerine PI kontrolör seçilerek kontrol sistemi gerçekleştirilmiştir.

2.1.8. Decoupling Kompanzasyonu

Decoupling kompanzasyonu motorun içerisindeki ikili terimlerin etkisini elimine etmek için uygulanır. Eşitlik (2.17)'de PI kontrolör çıkışından alınan gerilim değerlerine uygulanan kompanzasyon eşitlikleri verilmektedir. Kompanzasyon eşitliklerinden görüldüğü gibi motorun denkleminden gelen ifadeler decoupling kompanzasyonu ile telafi edilmektedir. Uygulanan kompanzasyon şeması Şekil 2.9'daki gibidir.

$$V_d^* = V_d - w_e * L_q * I_q$$
$$V_q^* = V_q + w_e * L_d * I_d + w_e * \Psi_m \quad (2.17)$$



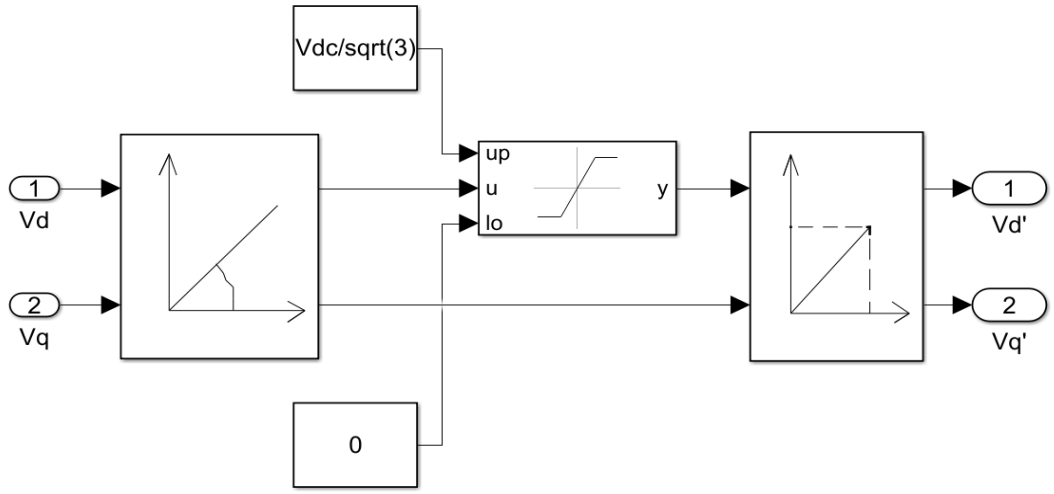
Şekil 2.9: Decoupling Kompanzasyonu Blok Şeması

Decoupling kompanzasyonu uygulandığında akımların referans değerlerine oturma süresi, yükselme süresi, aşım değeri gibi özellikler geçici durumlar için iyileştirilmektedir. Bulgular ve Tartışma bölümünde detaylı olarak çıkış işaretleri verilmiştir. Hem $I_d = 0$ kontrolde hem de ABMT stratejisi ile motor kontrol edildiğinde kontrol sisteminde decoupling kompanzasyonu uygulanmıştır. Literatürde decoupling kompanzasyonunun teorik olarak geliştirilmesine ilişkin fazlaca çalışma mevcuttur [51, 52]. Motorun hızının artması ile kompanzasyon gerekliliği daha da artmaktadır çünkü eşitliklerden görüleceği gibi kompanzasyonun hız ve motor parametrelerine karşı hassasiyeti bulunmaktadır [53].

2.1.9 Aşırı Modülasyon

DGM teknikleri ile motor sürülürken DGM tekniğinin çeşidine göre değişen batarya kullanım limitleri mevcuttur. SDGM tekniği için mevcut olan batarya geriliminin maksimum %50'si kullanılabilirken UVDGM için batarya geriliminin maksimum %57.7'sini kullanabilir. UVDGM tekniğinin SDGM tekniğine göre önemli üstünlüklerinden biri olan batarya kullanım oranı simülasyon ortamında sınırlandırılmadığında sistem batarya kapasitesinden fazlasını talep edebilir. Fakat benzetimlerin gerçeği yansıtabilmesi için eviriciyi süren DGM tekniğine göre üretilen komut gerilim değerlerinin sınırlandırılması gerekmektedir. $I_d = 0$ kontrol tekniğinde de ABMT stratejisinde de UVDGM tekniği kullanılarak motor sürüldüğü için batarya kullanım oranını limitinin %57.7 olarak belirlenmesi ve sistemin sınırlandırılması gerekmektedir.

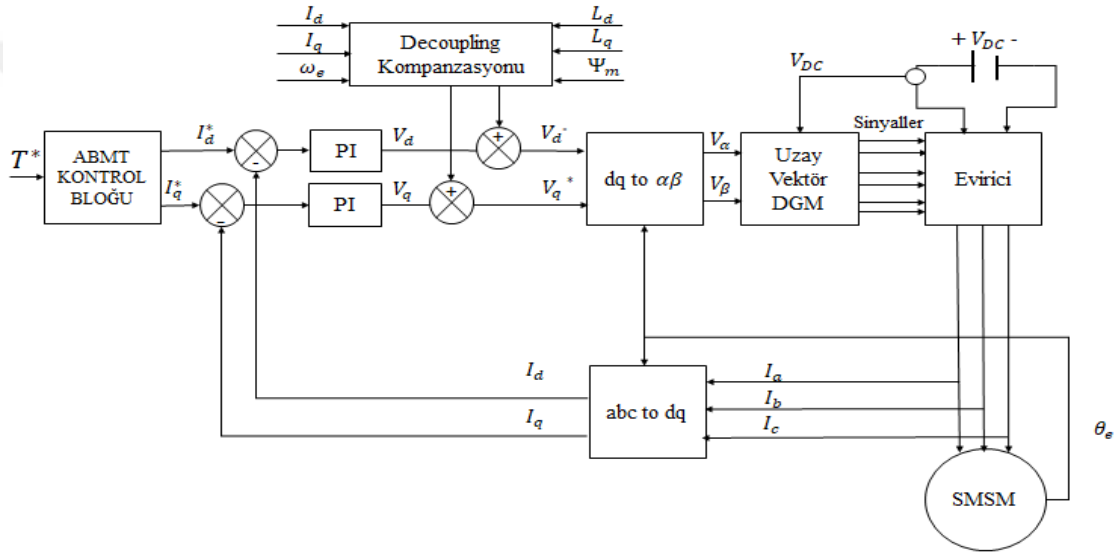
PI kontrolörlerden alınan d- ve q- eksen gerilim değerleri üzerinden batarya kullanım oranı sınırlandırılarak benzetim tamamlanmıştır. Şekil 2.10'da verilen blok diyagrama göre V_d ve V_q gerilim değerleri sınırlandırılmıştır. V_d ve V_q gerilim büyüklüklerinin referans vektöre dönüştürülmesi ile açısı sabit tutularak genlik değeri üzerinden sınırlandırma yapılmaktadır. Böylece benzetim pratikteki motor kontrol sistemini daha doğru temsil edebilmektedir.



Şekil 2.10: Aşırı Modülasyon Bloğu

2.2 ABMT Stratejisinin Matematiksel İfadesi

$I_d = 0$ kontrol tekniğinde tork sadece I_q akımına bağlı olarak K_t gibi bir sabitle kontrol edilmektedir. Fakat ABMT stratejisinde referans akım değerlerinin torka göre üretilmesi gerekmektedir. Hem I_d hem de I_q akımlarının istenen tork değerine göre optimum çalışma noktasının bulunması için daha farklı kontrol algoritması gereklidir. Hedeflenen sistemin blok diyagramı Şekil 2.11'de verilmektedir.



Şekil 2.11: Hedeflenen ABMT Kontrol Sistemi

I_d ve I_q akımları stator akımının vektörel bileşenleri olmak üzere;

$$I_d = -I_s * \sin\beta$$
$$I_q = I_s * \cos\beta \qquad (2.18)$$
$$|I_s| = \sqrt{{I_d}^2 + {I_q}^2}$$

I_s stator akım vektörünü β ise optimum stator akımının açısını temsil etmektedir. Eşitlik (2.18), eşitlik (2.10)'da yerine yazılır ve optimum çalışma noktasının bulunması için tork değerinin akım açısına göre türevinin sıfıra eşit olduğu nokta bulunur. Eşitlik (2.19)'da tork denklemi ve türev ifadeleri verilmektedir [43].

$$T_e = \frac{3*p}{2} * (\Psi_m * I_s * \cos\beta + (L_q - L_d) * {I_s}^2 * \sin\beta * \cos\beta)$$
$$\frac{dT_e}{d\beta} = \frac{3*p}{2}[-\Psi_m * I_s * \sin\beta + (L_q - L_d) * {I_s}^2 * \cos 2\beta] \qquad (2.19)$$

Eşitlik (2.19)'daki türev ifadesi sıfıra eşitlenerek β açısının değeri bulunur. Motor parametrelerinin sabit olduğu varsayımı ile elde edilen β açısı eşitlik (2.20)'deki gibidir.

$$\beta = \sin^{-1}\left(\frac{-\Psi_m + \sqrt{{\Psi_m}^2 + 8 * \left(L_q - L_d\right)^2 * {I_s}^2}}{4 * \left(L_q - L_d\right) * I_s}\right) \tag{2.20}$$

Eşitlik (2.18), eşitlik (2.19)'da yerine yazılıp I_d akımına göre çözülürse eşitlik (2.21) elde edilir.

$$I_d = \frac{\Psi_m}{2 * \left(L_q - L_d\right)} - \sqrt{\frac{{\Psi_m}^2}{4 * \left(L_q - L_d\right)^2} + {I_q}^2} \tag{2.21}$$

elde edilir. Eşitlik (2.21) tork eşitliğinde yerine yazılıp çözülürse eşitlik (2.22) ile verilen I_q eksen akımının fonksiyonu bulunmuş olur.

$$\left(L_q - L_d\right)^2 * {I_q}^4 + \frac{2 * T_e}{3 * p} * \Psi_m * I_q - \left(\frac{2 * T_e}{3 * p}\right)^2 = 0 \tag{2.22}$$

I_q akımının fonksiyonu 4. dereceden lineer olmayan bir fonksiyon olduğu için lineer olmayan fonksiyonların çözümünde Newton Raphson iterasyon metodu kullanılabilir. Newton Raphson metodunun çözüm denklemi eşitlik (2.23)'te verilmiştir.

$$f(n+1) = f(n) - \frac{f(n)}{f'(n)} \tag{2.23}$$

I_q akımının fonksiyonunun türevi alınırsa eşitlik (2.24) elde edilir.

$$4 * \left(L_q - L_d\right)^2 * {I_q}^3 + \frac{2 * T_e}{3 * p} * \Psi_m = 0 \tag{2.24}$$

Newton Raphson iterasyonunun başlaması için I_q akımının başlangıç değerinin belirlenmesi gerekmektedir. Bu değerin hesaplanması için eşitlik (2.25) kullanılır.

$$I_q^{ABMT}(0) = \frac{2 * T_e}{3 * p * \Psi_m} \tag{2.25}$$

I_q akımının optimum değeri bulunduktan sonra, I_d akımının optimum değeri için tork denkleminde I_q akımının değeri yerine yazılır ve I_d akımı için de referans değer üretilmiş olur. Eşitlik (2.26)'da I_d akımının optimum değerinin formülü verilmektedir.

$$I_d^{ABMT} = \frac{2 * T_e}{3 * p * I_q^{ABMT} * \left(L_d - L_q\right)} - \frac{\Psi_m}{\left(L_d - L_q\right)} \tag{2.26}$$

Newton Raphson iterasyon metodu lineer olmayan ifadelerin çözümünde kullanılırken iterasyon değeri istenen hata oranına göre değişmektedir. Eğer hata oranı çok düşük seçilirse iterasyon sayısı artmaktadır ve bu da hesaplama yükünün artmasına sebep olmaktadır. Uygulamaların hassasiyetine göre hata değeri seçilmeli ve optimal çalışma noktası belirlenmelidir.

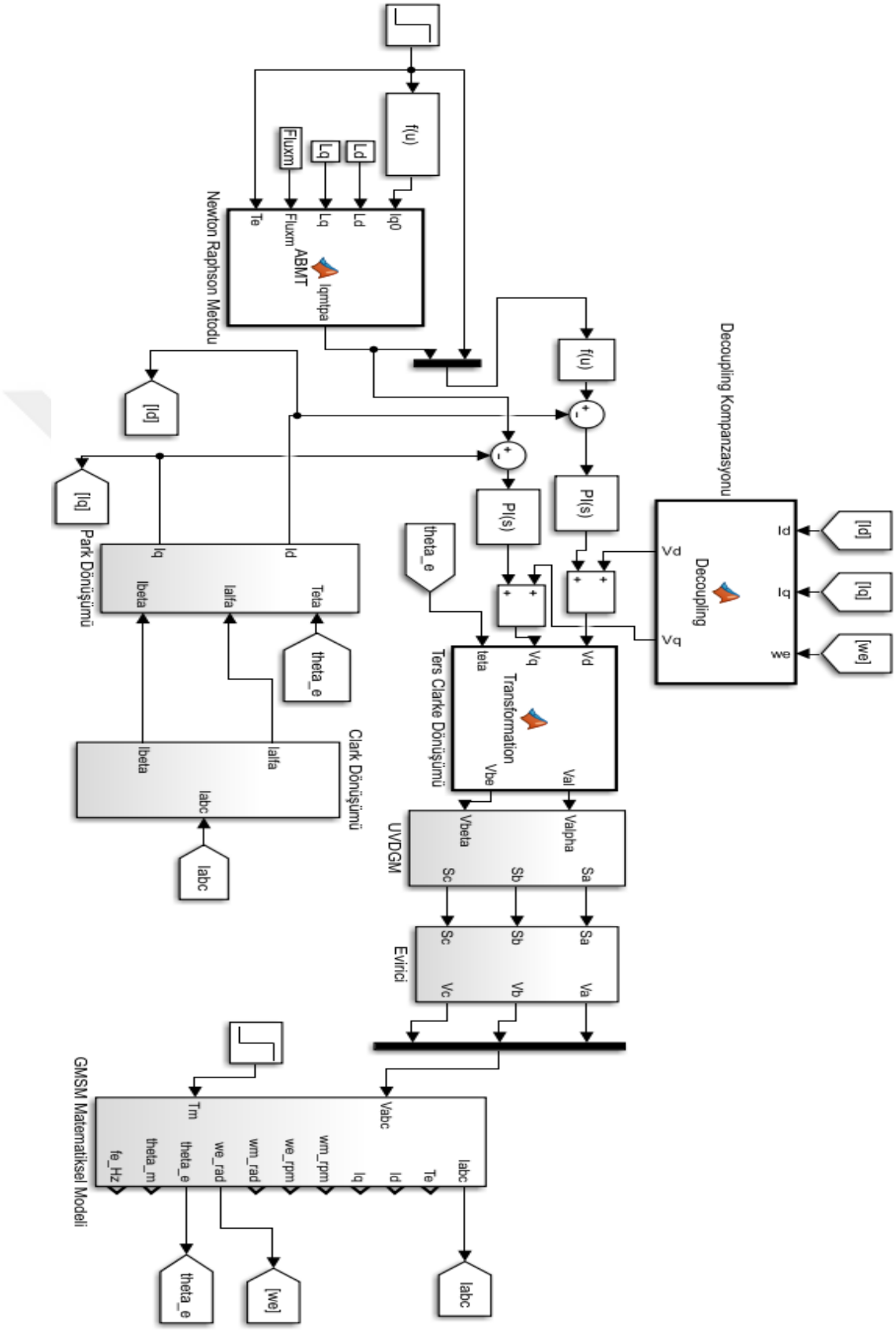
3. BÖLÜM

BULGULAR VE TARTIŞMA

Bu bölümde hedeflenen kontrol sisteminin geleneksel kontrol yöntemine göre daha yüksek olan verimi, benzetimlerden alınan sonuçlar ile ispatlanarak, tasarımda kullanılan diğer tekniklerin uygulamaları ve sonuçları kıyaslamalı olarak tartışılmıştır. Şekil 2.11'de gösterilen sistemin şematik diyagramı üzerindeki blokların her biri için simülasyon uygulamalarının sonuçları ayrıca alınarak bu bölümde sunulmuştur. Hedeflenen ABMT stratejisine ait benzetimin görüntüsü Şekil 3.1'de verilmiştir. Koordinat dönüşümlerinin teorik eşitlikleri simülasyon ortamında uygulanarak hem Clarke hem Park dönüşümlerinin uygulandıktan sonraki çıkış işaretleri bu bölümde sunulmuştur.

Ayrıca benzetimde kullanılan bloklarının ayrıntıları Ekler kısmında verilmiştir. UVDGM tekniğinin içerisinde uygulanan sektör belirlenmesi, anahtarlama sürelerinin belirlenmesi ve anahtarların anahtarlama sıralarının belirlenmesi işlemleri ayrı bir benzetim modeli oluşturularak UVDGM tekniğinin çalışma prensibinin anlaşılması için bu bölümde ayrıca verilmiştir. Her aşamada çıkış işaretleri gösterilerek UVDGM tekniğinin tasarım aşaması adım adım sunulmuştur. SDGM tekniğinin benzetim modeli ise Ekler kısmında verilmiştir. Ayrıca UVDGM ve SDGM, kontrol sisteminde test edilerek tork ve akım çıkışları üzerindeki etkileri tartışılmıştır. Decoupling kompanzasyonunun kontrol sistemine olumlu etkisi çıkış görüntüleri ile gösterilmiştir.

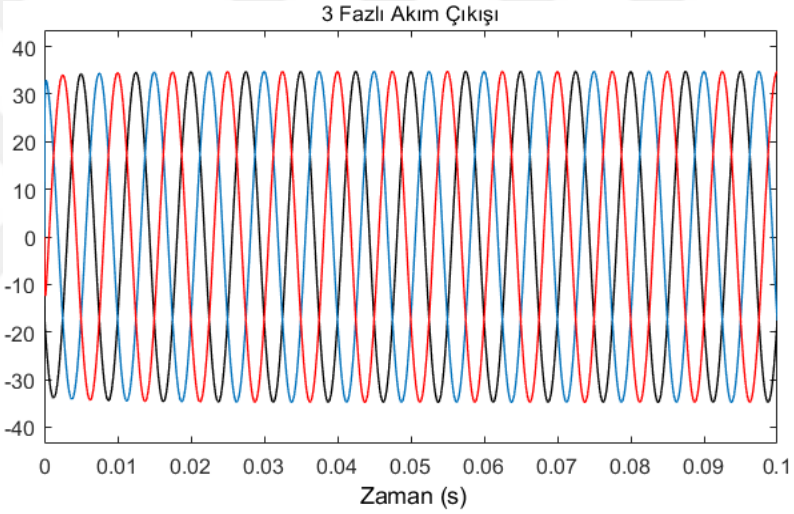
Önceki bölümde verilen matematiksel eşitliklerin simülasyon ortamında benzetimi gerçekleştirilerek teorik bilgiler doğrulanmıştır. Öte yandan benzetimler gerçek motor parametreleri ile oluşturulduğu için alınan sonuçlar gerçek hayattaki sürücü sistemi davranışını yansıtmaktadır.



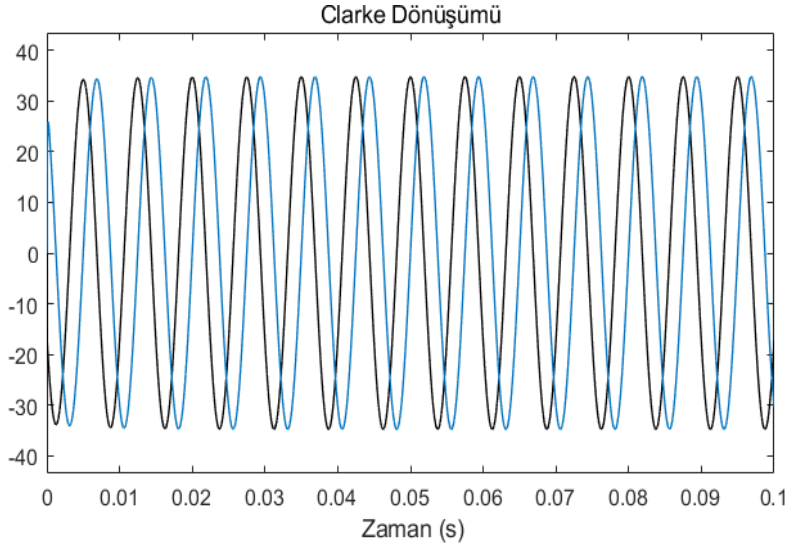
Şekil 3.1: Hedeflenen Kontrol Sisteminin Simülasyon Modeli

3.1 Koordinat Dönüşümlerinin Modellenmesi ve Çıkışları

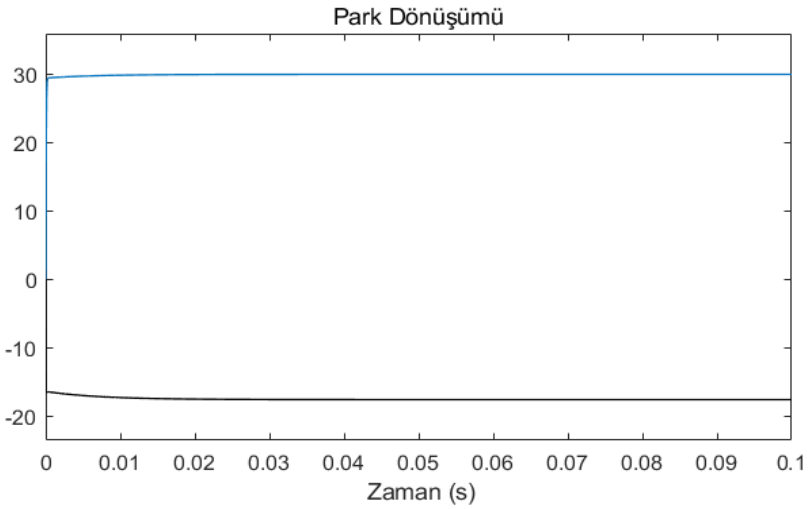
Benzetimde UVDGM ve evirici bloğu kullanılması sistemde dalgalanmalara sebep olduğu için, koordinat dönüşümlerinin çıkış görüntülerinin net olarak alınabilmesi amacıyla UVDGM ve evirici bloğu benzetimden kaldırılarak sonuçlar elde edilmiştir. Şekil 3.2'de motor çıkışından alınan abc eksenindeki akım çıkışları verilmektedir ve Şekil 3.3'te Clarke dönüşümünün uygulanması ile abc eksenindeki akımların $\alpha\beta$ durağan sistemindeki çıkışları görülmektedir. Şekil 3.4'te ise Clarke dönüşümünden sonra Park dönüşümü uygulanmasıyla elde edilen dq- eksenindeki akım çıkışları görülmektedir.



Şekil 3.2: 3 Fazlı Akımlar



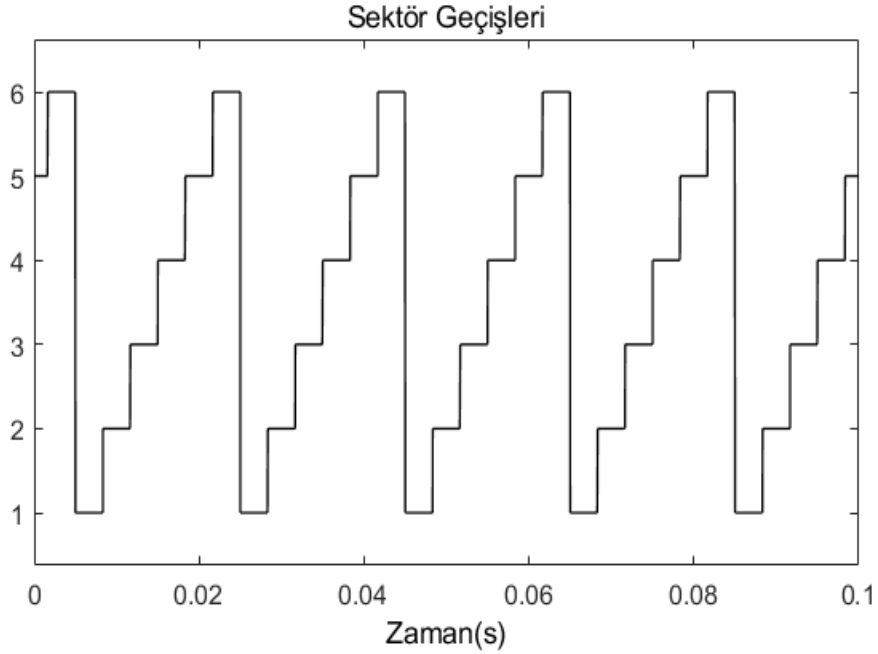
Şekil 3.3: Clarke Dönüşümü Sonrası Akımlar



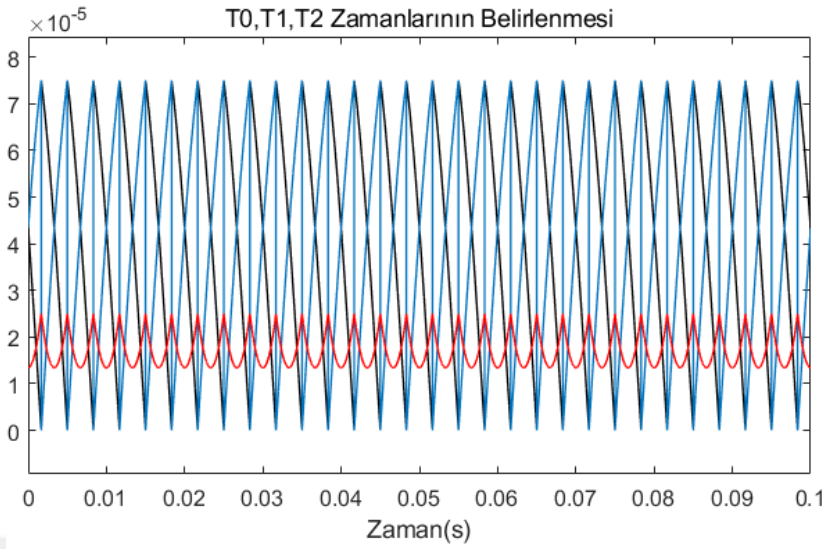
Şekil 3.4: Park Dönüşümü

3.2 UVDGM Tekniğinin Modellenmesi ve Adım Adım Çıkış İşaretlerinin Alınması

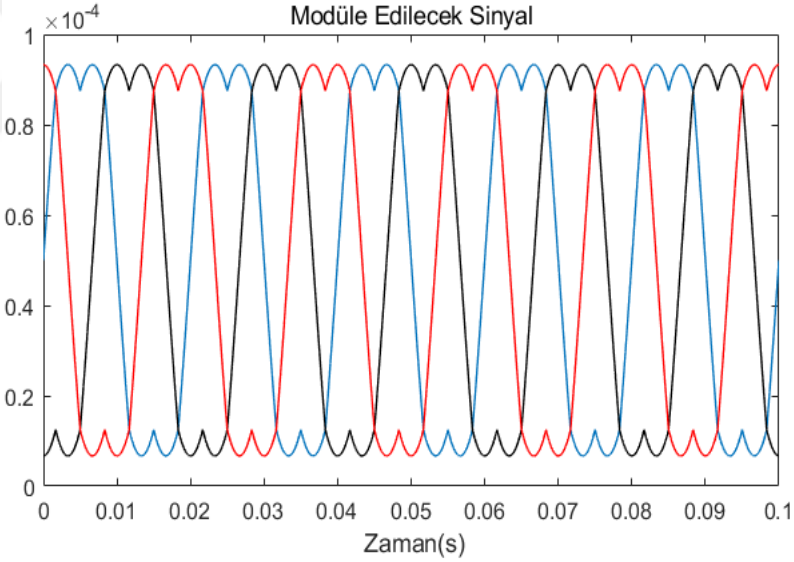
UVDGM tekniğinin uygulamasının daha net görülebilmesi için kontrol sistemi dışında simüle edilerek sonuçları çalışmaya eklenmiştir. Yapılan benzetim çalışmasında anahtarlama frekansı 10 kHz olarak belirlenmiştir. Sektör geçişlerine ait grafik Şekil 3.5'te verilmiştir.



Şekil 3.5: Sektör Geçişleri

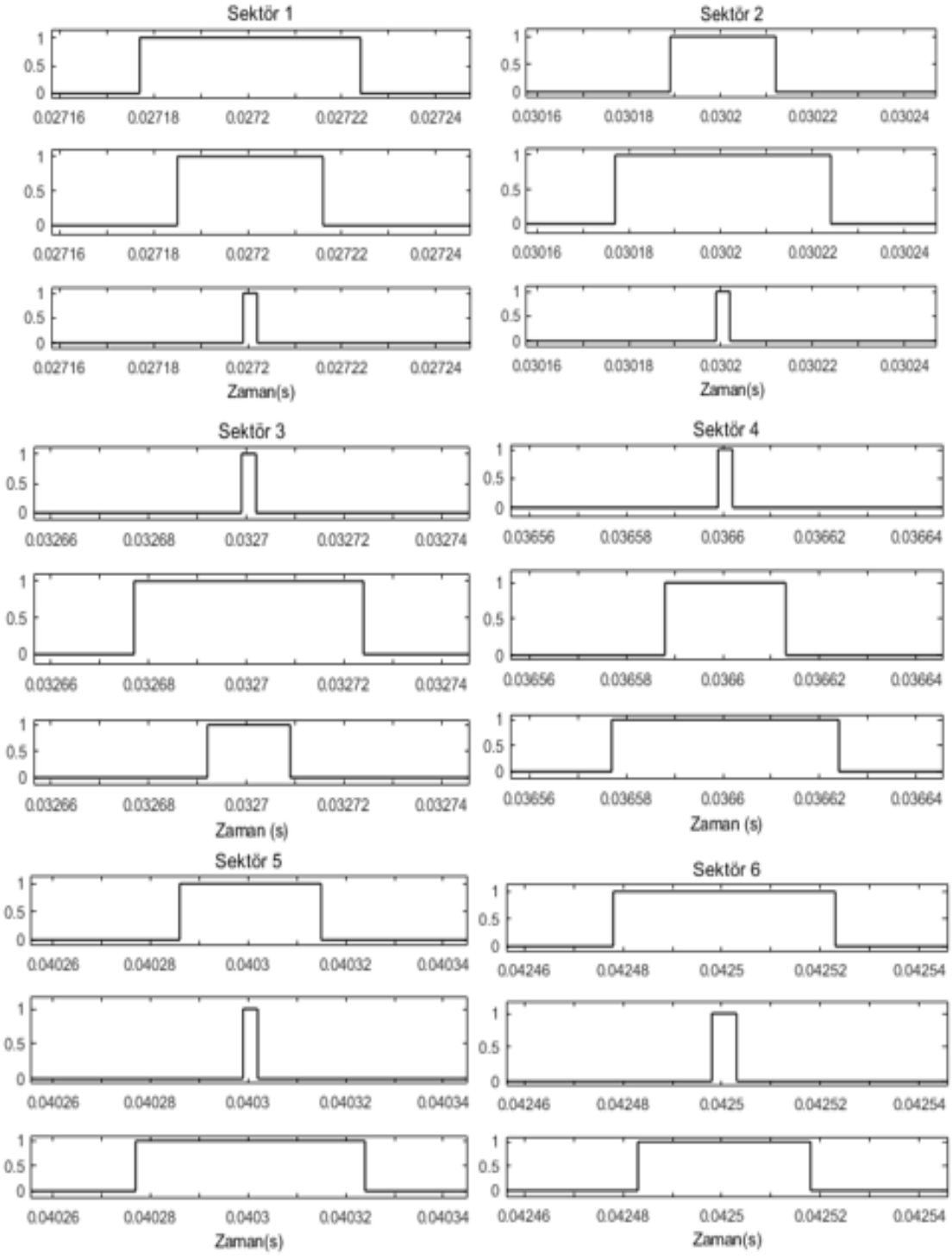


Şekil 3.6: T0, T1, T2 Zamanlarının Belirlenmesi



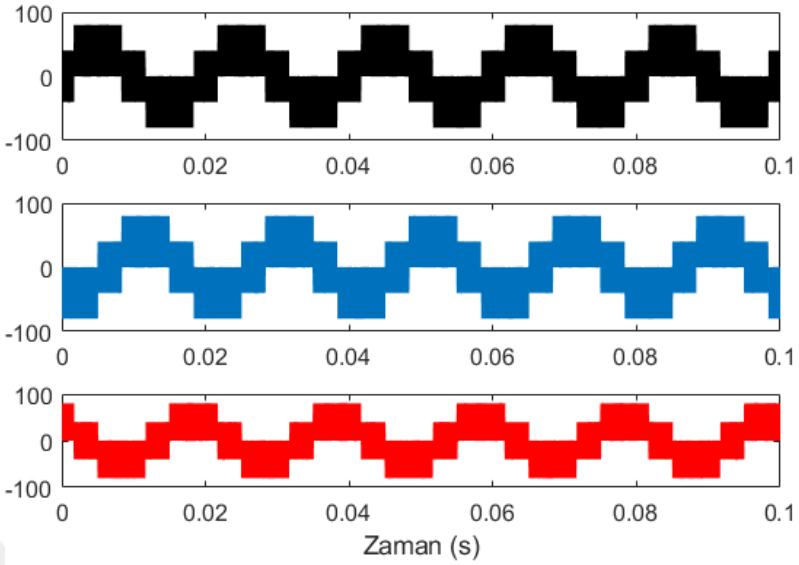
Şekil 3.7: Modüle Edilecek Sinyalin Elde Edilmesi

Anahtarların anahtarlanma sürelerinin ayarlanmasında kullanılan T0, T1, T2 süreleri Şekil 3.6'da verilmektedir. Modüle edilecek sinyalin elde edilmesi ise Şekil 3.7'de görülmektedir. DGM işaretlerinin oluşturulması için modüle edilecek sinyal ile üçgensel taşıyıcı işaret karşılaştırılır. Şekil 3.8'de her sektör için oluşan DGM işaretleri verilmektedir. İşaretler Şekil 3.8'den görülebileceği gibi 0.027 ile 0.042 saniye arasındaki tam olarak değişen sektör bölgesinden alınmıştır. Benzetim modeli 0.1 s çalıştırılarak sonuçlar alınmıştır.



Şekil 3.8: Sektörlere göre DGM Çıkışları

DGM işaretlerinin evirici bacaklarına uygulanması ile evirici çıkış gerilim biçimleri ise Şekil 3.9'daki gibi olmaktadır. Bir alçak geçiren filtre kullanılarak ayrık olan sinyaller sürekli hale getirilebilir.



Şekil 3.9: Evirici Çıkış Gerilimleri

3.3 $I_d = 0$ Kontrol ile ABMT Stratejisinin Karşılaştırılması

Kontrol sistemi, hem $I_d = 0$ kontrol tekniği hem de ABMT stratejisi ile gerçekleştirilerek elde edilen sonuçların yorumlanması ve karşılaştırılması bu bölümde verilecektir. Kontrol sisteminde tork değerinden üretilerek motorun kontrolünü sağlayan I_d ve I_q akımlarından I_d akımı 0 değerinde tutularak tork üzerinden K_t sabiti ile I_q akımı oluşturulur ve tork kontrolü direkt olarak q- eksen akımı ile gerçekleştirilir. Eşitlik (2.10)'daki tork ifadesinde I_d yerine 0 yazılırsa tork ifadesi eşitlik (3.1)'deki gibi olmaktadır. Böylece K_t sabiti de eşitlik (3.1)'den tork ve akım arasındaki ilişkiye göre eşitlik (3.2)'de verilmektedir.

$$T_e = \frac{3 * p}{2} * \varphi_M * i_q \tag{3.1}$$

$$K_t = \frac{2}{3 * p * \varphi_M} \tag{3.2}$$

ABMT stratejisinde ise önceki bölümde detaylandırılan Newton Raphson metodu kullanılarak üretilen referans akım değerleri ile tork kontrolü gerçekleştirilmektedir. Her iki stratejinin de karşılaştırıldığı benzetimler farklı hız ve tork taleplerinde test edilerek sonuçlar elde edilmiştir. Ayrıca UVDGM tekniğinin anahtarlama frekansı 5 kHz seçilerek, evirici ideal ve kayıpsız olarak kullanılmıştır. Koordinat dönüşümlerinde

önceki bölümde açıklandığı gibi genlik değişmezliği modeline göre “ $\frac{2}{3}$ ” oranında dönüşümler gerçekleştirilmiştir. Testler sabit tork bölgesinde yani motorun baz hızı ve altındaki seviyelerde tork kontrolünün her iki strateji için de farklı durumlar göz önüne alınarak gerçekleştirilmiştir. Ayrıca testlerin sonuçlarında ABMT stratejisinde üretilen tork değeri, daha düşük akım büyüklükleri ile elde edilmiştir. Böylece GMSM’ler için daha verimli ve uygun bir teknik olduğu ispatlanmış olmaktadır. Benzetimde kullanılan motor parametreleri Tablo 3.1’de verilmiştir. Benzetimde parametreleri kullanılan motorun görüntüsü ise Şekil 3.10’da görülmektedir.



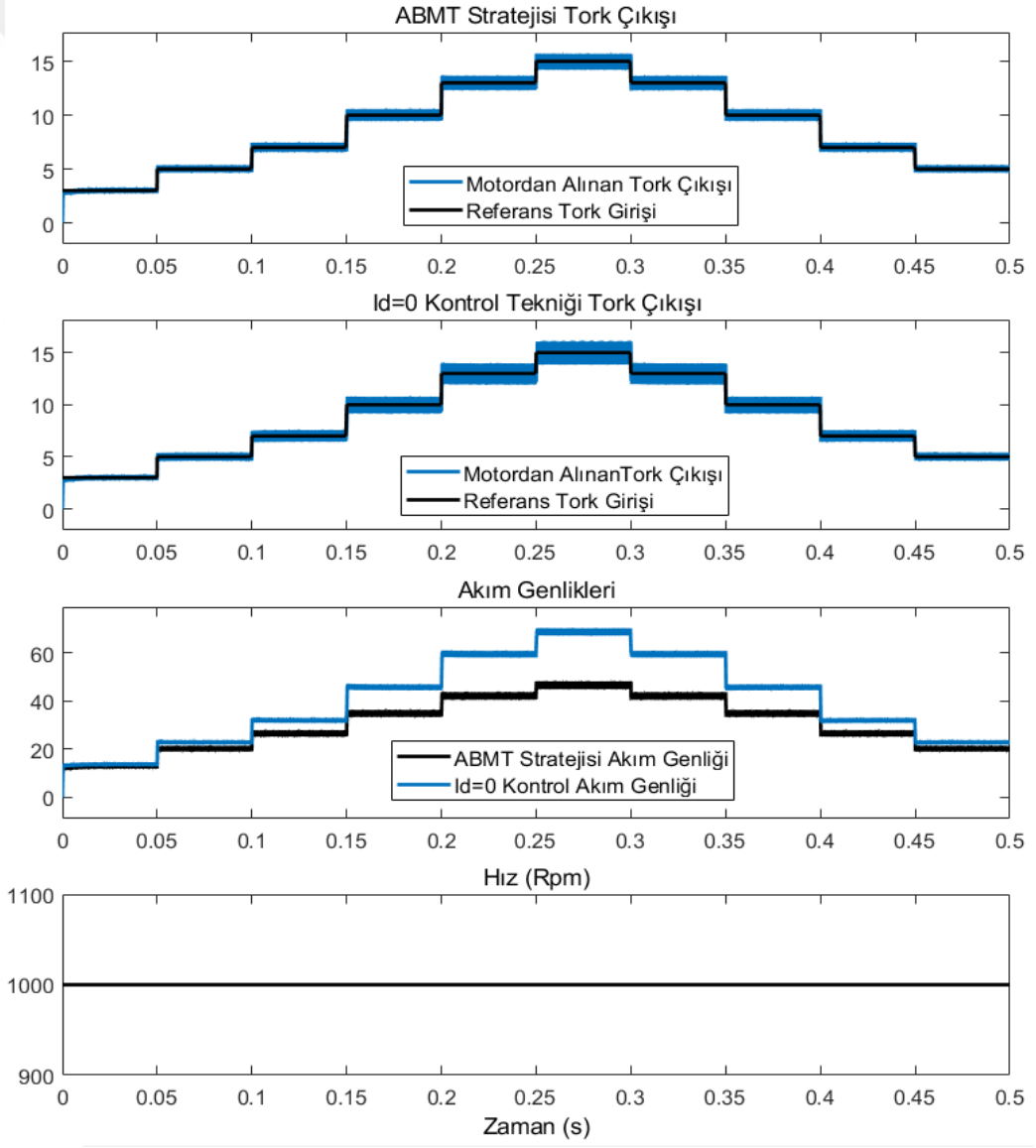
Şekil 3.10: Benzetimlerde Kullanılan Motorun Görseli

Tablo 3.1: Motor Parametreleri

Motor Tipi	Gömülü Mıknatıslı Senkron Motor
Faz sayısı/Kutup Sayısı	3/8
Nominal Hız	2500 rpm @120 V DC
Sürekli Tork Değeri	15.7 N.m @51.6 A rms
Sürekli Güç Değeri	4.1 kW @120 V DC
Giriş Gerilim Aralığı	12 V-600 V
Nominal d ekseni Endüktansı	0.282 mH
Nominal q ekseni Endüktansı	0.827 mH
Nominal Mıknatıs Akısı	0.0182 Wb
Nominal Faz Direnci	0.0463 Ω
Atalet Momenti	0.0072 kgm^2

3.3.1. Değişken Tork ve Sabit Hızda Karşılaştırma

Şekil 3.11'de ABMT stratejisi ve $I_d = 0$ kontrol için sürekli tork değerine kadar olan, farklı referans tork girişlerine karşılık çıkış torklarının grafikleri ve bu torku oluşturmak için gerekli akım büyüklükleri verilmektedir. Sonuçlar motor hızı 1000 rpm seçilerek alınmıştır. Konvansiyonel vektör kontrol tekniği olan $I_d = 0$ kontrol tekniği q- eksen akımı değişkenine göre motorun kolay kontrol edilmesini sağlasa da motorun bütün potansiyelinin kullanılmasına engel olmaktadır [33]. Bu görsellere göre ABMT stratejisiyle daha az akım büyüklüğü ile aynı tork çıkışı elde edilmiştir ve motorun kapasitesini kullanabilmesi sağlanmıştır.

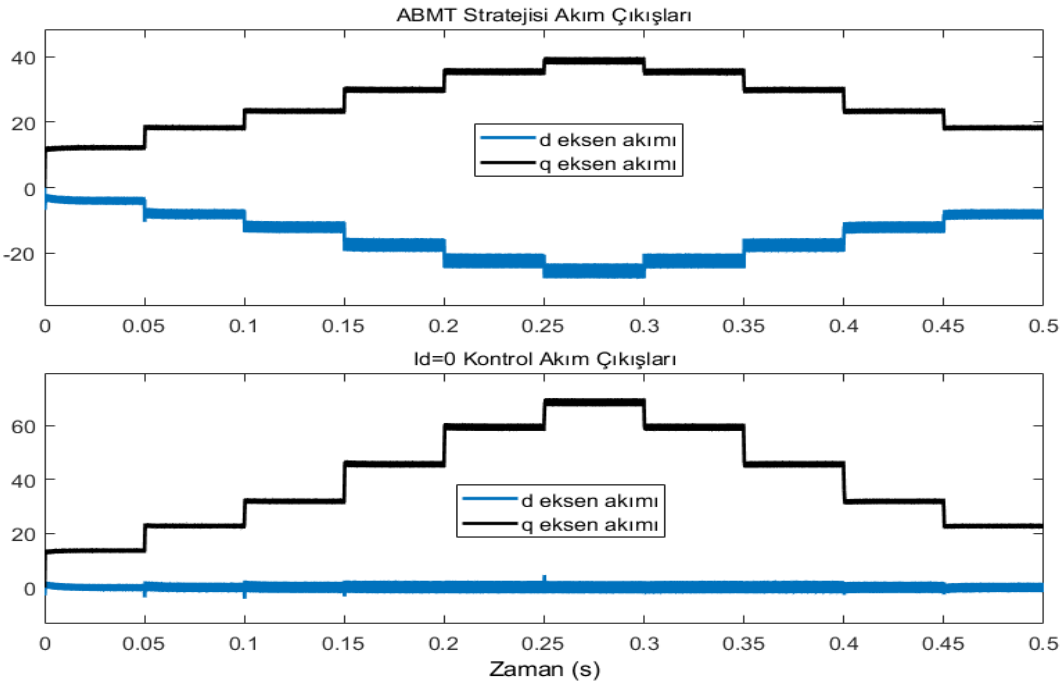


Şekil 3.11: Kontrol Stratejilerinin Tork Çıkışları

Tork değerleri daha yüksek seviyelere çıktığında akım genlikleri de büyümekte ve iki strateji arasındaki stator akım büyüklüğü farkı da tork arttıkça artmaktadır. Buna göre motor sürekli tork değerinde çalışırken ABMT stratejili sürücü sisteminde stator akım büyüklüğü değeri yaklaşık 48 A iken $I_d = 0$ kontrol tekniğinde çekilen akım genliği 72 A değerine yükselmektedir. Bu iki değere göre ABMT stratejisi aynı tork komutu için gerekli akım değerini %33,33 oranında azaltarak verimi oldukça arttırmaktadır. Ayrıca Şekil 3.11'den görüleceği gibi $I_d = 0$ kontrolde tork değeri akım büyüklüğüne bağlı olarak tork dalgalanmalarında belirgin artış oluşmaktadır. ABMT stratejisinde ise daha pürüzsüz tork çıkışı elde edilmektedir.

Akım genlikleri ifadesi d- ve q- eksen akımlarının genliklerini yani stator akımını temsil etmek üzere eşitlik (3.3)'te formülizasyonu verilmektedir. Sürücü sisteminde test edilen her iki stratejinin dq- eksen akım çıkışları Şekil 3.12'de verilmektedir. Şekil 3.12'den dq- eksen akım değerlerinin talep tork için optimum değerlerinin ABMT stratejili sürücü kullanılması durumunda daha düşük olduğu görülmektedir.

$$I_s = \sqrt{I_d^2 + I_q^2} \tag{3.3}$$

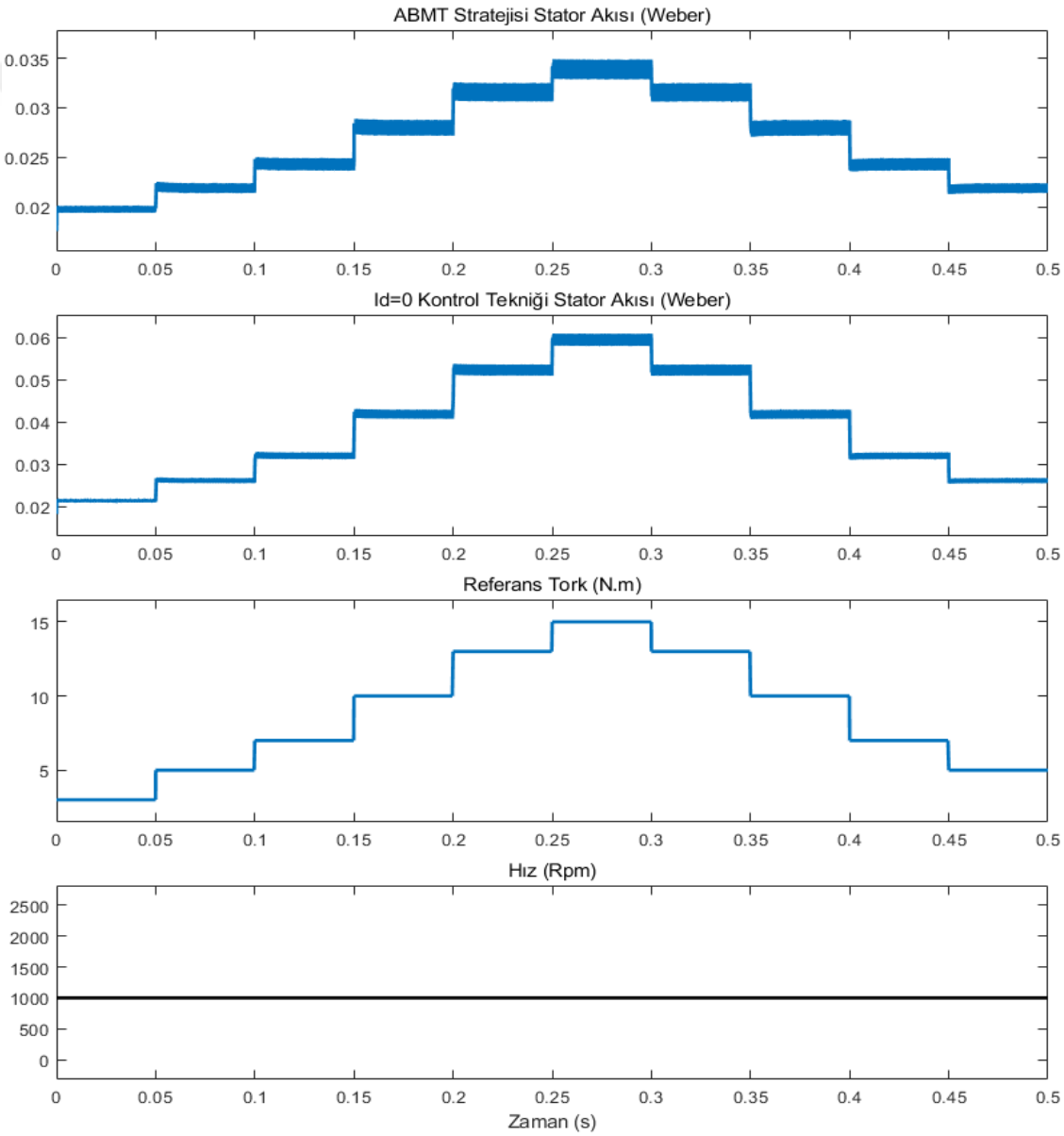


Şekil 3.3: Akım Çıkışları

Statordaki üretilen akı değerlerine göre her iki tekniğin karşılaştırılması yapılabilmektedir. Şekil 3.13'te ABMT stratejisi ve $I_d = 0$ kontrol tekniğinin kontrol sistemine uygulandığında referans torka göre oluşturdukları stator akı değerleri görülmektedir. Stator akısının matematiksel ifadesi eşitlik (3.4)'te verilmektedir.

$$\Psi_s = \sqrt{\Psi_d^2 + \Psi_q^2} \tag{3.4}$$

Ψ_d ve Ψ_q ifadeleri önceki bölümde sunulan motorun matematiksel ifadelerinden elde edilmektedir.



Şekil 3.13: Stator Akıları

Şekil 3.13'te hız sabit 1000 rpm değerinde tutularak referans tork değeri adım fonksiyonları ile 3 N.m 'den 15.7 N.m' ye kadar değiştirilerek stator akıları elde edilmiştir. Buna göre ABMT stratejisi uygulandığında referans torku motorun üretebilmesi için gerekli stator akı değeri 15.7 N.m tork için 0.034 değerinde iken ve $I_d = 0$ kontrol tekniğinde ise gerekli stator akı değeri 0.06 Weber değerindedir. $I_d = 0$ kontrol tekniğinin uygulandığı sürücüde motorun beklenen referans torku üretebilmesi için ABMT stratejisine göre %43,33 oranında daha fazla stator akı değerine ihtiyaç duyulmaktadır. Bir başka deyişle ABMT stratejisi başarı ile uygulandığında motor aynı hızda aynı torku dolayısıyla aynı çıkış gücünü daha düşük stator akı büyüklüğü ile yani daha düşük giriş gücü ile üretebilmektedir ve bu motor ve sürücü sisteminin toplam verimini doğrudan artırmaktadır.

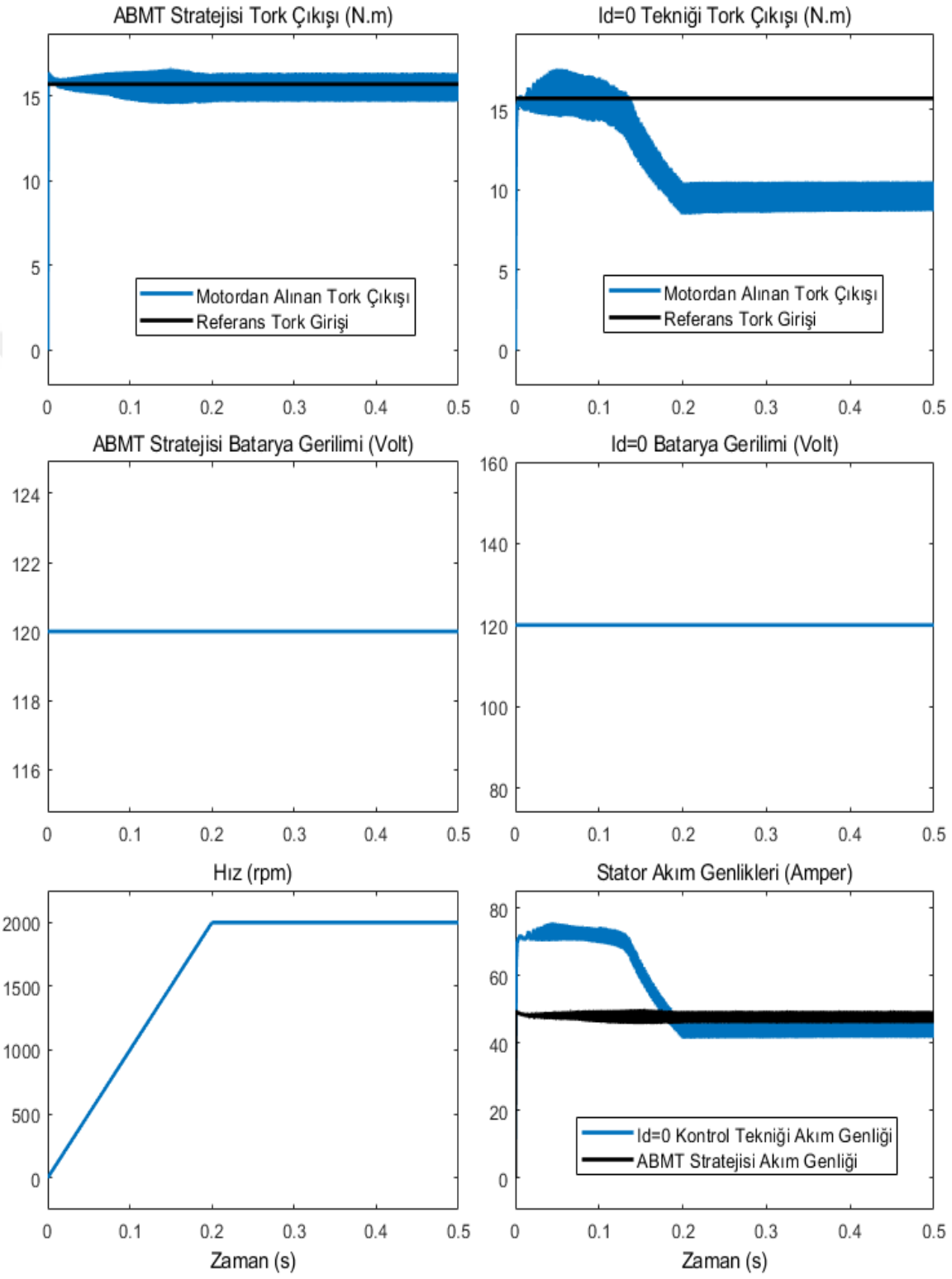
3.3.2. Değişken Hız ve Sabit Tork Değerinde Karşılaştırma

Baz hız değerinin altındaki bölgelere sabit tork bölgesi, baz hızın üzerinde kalan kontrol bölgesine ise alan zayıflatma bölgesi denir. $I_d = 0$ kontrol tekniği ve ABMT stratejisi sabit tork bölgesinde kullanılan kontrol yöntemleridir.

ABMT stratejisi ve $I_d = 0$ kontrol tekniği kontrol sisteminde uygulandığında ABMT stratejisi ile kontrol edilen sistemde batarya enerjisi daha verimli kullanılabilmektedir ve $I_d = 0$ kontrolde verim düşük olduğu için gerilim daha düşük hızlarda maksimum seviyeye ulaşır. Bu durum $I_d = 0$ kontrol tekniği ile kontrol edilen sistemin ABMT' ye göre daha düşük hızlarda alan zayıflatma tekniğinin uygulanmasını gerektirir. $I_d = 0$ kontrol tekniği ile ABMT stratejisindeki baz hız değerlerinde kontrol kıyaslaması yapılması için $I_d = 0$ kontrollü benzetimde batarya kapasitesinin yükseltilmesi gerekmektedir. Yani $I_d = 0$ kontrol yöntemi motorun kullanılabilir tork kapasitesini kullanamamaktadır ya da kullanabilmesi için daha yüksek kapasiteli bataryaya ihtiyaç duymaktadır.

Şekil 3.14'ten görüleceği gibi tork değeri sürekli tork değerinde ve hız değeri 0'dan 2000 rpm'e yükseltildiğinde $I_d = 0$ kontrol tekniği ile kontrol edilen sistemde belli bir hıza ulaşıldığında istenilen tork artık üretilemezken ABMT stratejisi ile kontrol edilen

sistemde 2000 rpm değerine kadar olan geniş hız aralığında talep edilen tork üretilebilmektedir.



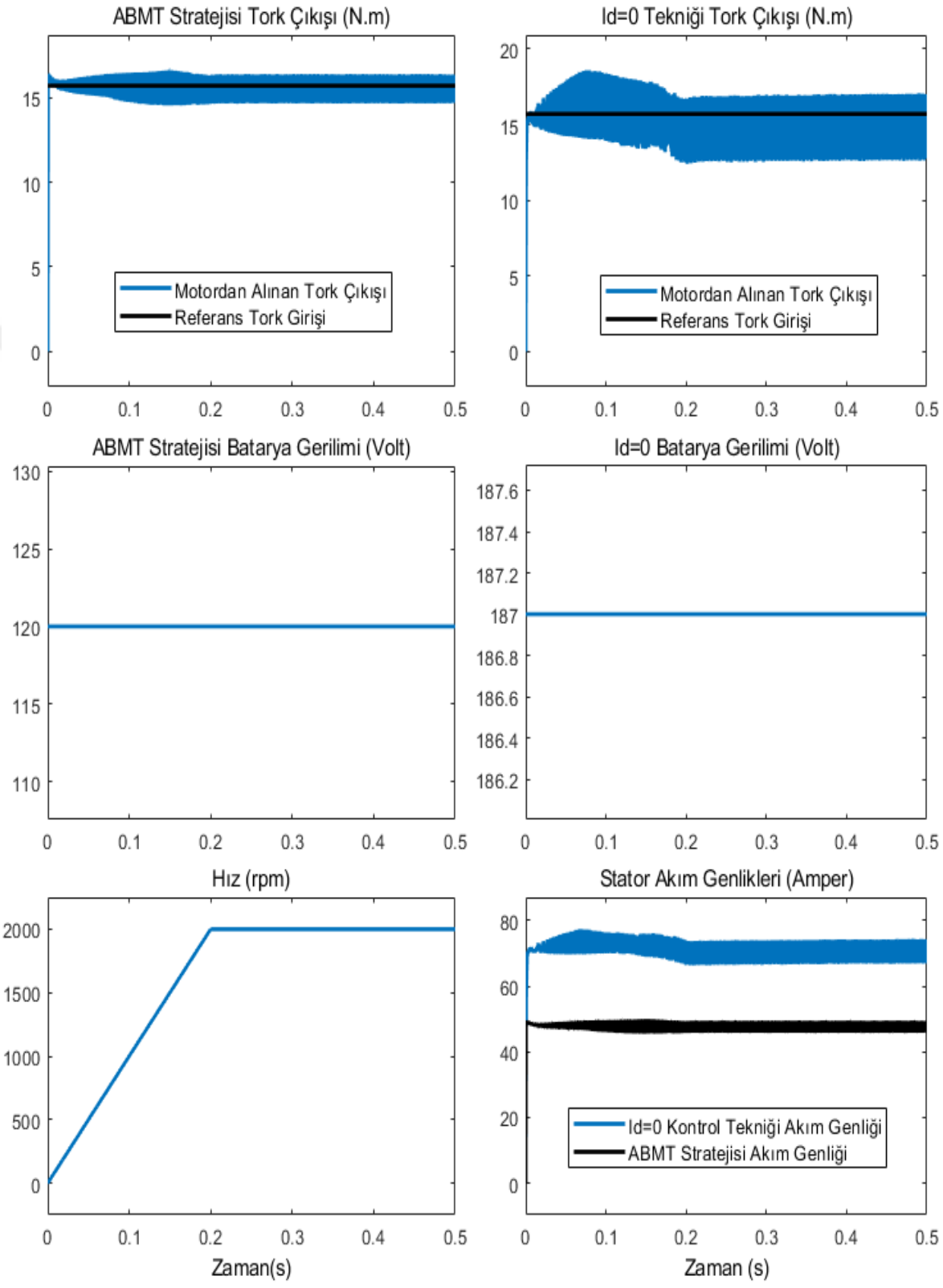
Şekil 3.14: Değişken Hızdaki Çıkışlar

Şekil 3.14'te torkların karşılaştırmasından anlaşılacağı gibi, hız 0'dan 2000 rpm değerine kadar yükseltildiğinde referans olarak sistemden istenen tork değerini ABMT stratejisi ile kontrol edilen sistem takip etmektedir ve tork kontrolünü sağlamaktadır. Fakat $I_d = 0$ kontrol tekniği ile kontrol edilen sistemde 0.13. saniye itibariyle sistemden istenen tork takibi gerçekleştirilememektedir. $I_d = 0$ kontrol tekniğinde talep edilen tork değeri ancak 1340 rpm hız değerine kadar üretilebilmektedir. Bir başka deyişle $I_d = 0$ kontrol tekniği uygulandığında 1340 rpm hızda maksimum gerilim değerine ulaşılmaktadır. ABMT stratejisi ise 2000 rpm hız değerinde motordan talep edilen tork değerini halen karşılamaktadır.

$I_d = 0$ kontrol tekniğinin motordan beklenen tork değerini bütün hızlarda elde edebilmesi için batarya kapasitesinin yükseltilmesi gereklidir. Şekil 3.15'ten görüleceği gibi $I_d = 0$ kontrol tekniği ile kontrol edilen sistemin yüksek hızlardaki talep torkunu karşılayabilmesi için daha fazla gerilim seviyesine ihtiyaç duyulmaktadır. Sabit tork bölgesinde çalışıldığı için ve $I_d = 0$ kontrol tekniğinin ABMT stratejisine göre verim karşılaştırması yapılacağından batarya kapasitesi yükseltilerek hangi seviyede ABMT stratejisi gibi çıkış verdiği izlenmiştir. Batarya gerilim değeri rampa fonksiyonu ile değiştirilerek 187 V değerine ulaşıldığında $I_d = 0$ kontrol tekniğinin ABMT stratejisine benzer şekilde referans torku takip ettiği gözlenmiştir. Buna göre ABMT stratejisi 120 V batarya ile girilen referans torku takip edebiliyorken $I_d = 0$ kontrol tekniği ile kontrol edilen sistem 187 V batarya gerilimi ile aynı referans tork değerini ancak takip edebilmektedir. Bu durumda test sistemindeki motor $I_d = 0$ kontrol tekniği ile kontrol edilmek istenirse %55,83 oranında daha fazla gerilim değerine sahip olan bir batarya kullanılmasının gerekmekte olduğu sonucu çıkmaktadır.

Batarya gerilim değerinin yükseltilerek her iki stratejinin de karşılaştırılması Şekil 3.15'te verilmektedir. Buna göre $I_d = 0$ kontrol tekniği Şekil 3.15'ten görüleceği gibi istenen torku üretebilmesi için hem stator akım değerinin hem de batarya gerilim seviyesinin yüksek olması gerekliliğinden dolayı aynı kontrolü sağlayan ABMT stratejisine göre oldukça verimsiz olmaktadır. Referans tork, sürekli tork değerinde olduğunda $I_d = 0$ kontrol tekniği için gerekli stator akım değeri %33,33 oranında

ABMT stratejisinden fazladır ve buna bağlı olarak torkta oluşturduğu dalgalanma oranı ABMT stratejisine göre daha fazla olmaktadır.

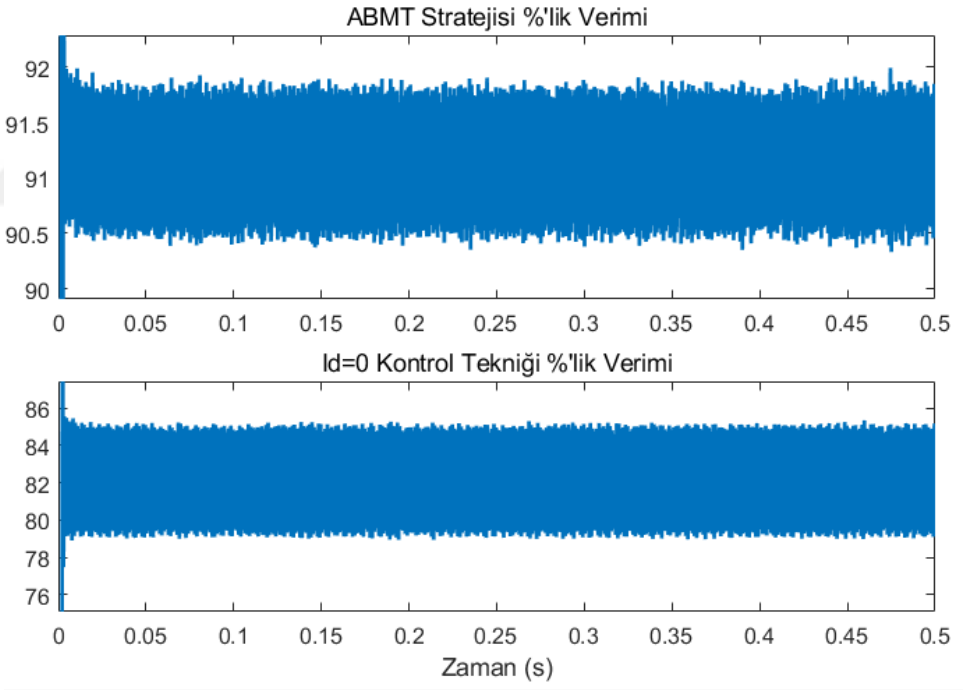


Şekil 3.15: Batarya Değerinin Yükseltilmesi Durumunda Sonuçlar

3.3.3. Verim Açısından Karşılaştırma

Her iki stratejinin verim açısından karşılaştırılması için giriş ve çıkış güçleri eşitlik (3.5)' te verilen denklemler ile hesaplanarak ABMT stratejili sürücü sisteminin yaklaşık %91 civarında verim değeri varken $I_d = 0$ kontrollü sistemin verimi yaklaşık %82'dir. Verim değerleri motor 1000 rpm hızda sürekli tork değerini (15.7 N.m) üretirken elde edilmiştir. Şekil 3.16'da motorun çalıştığı anda iki farklı kontrol stratejisinin verim değerleri verilmektedir.

$$P_{Giriş} = \frac{3}{2} * (V_d * I_d + V_q * I_q)$$
$$P_{Çıkış} = w_m * T_e \qquad (3.5)$$
$$\%\, Verim = \frac{P_{Çıkış}}{P_{Giriş}} * 100$$

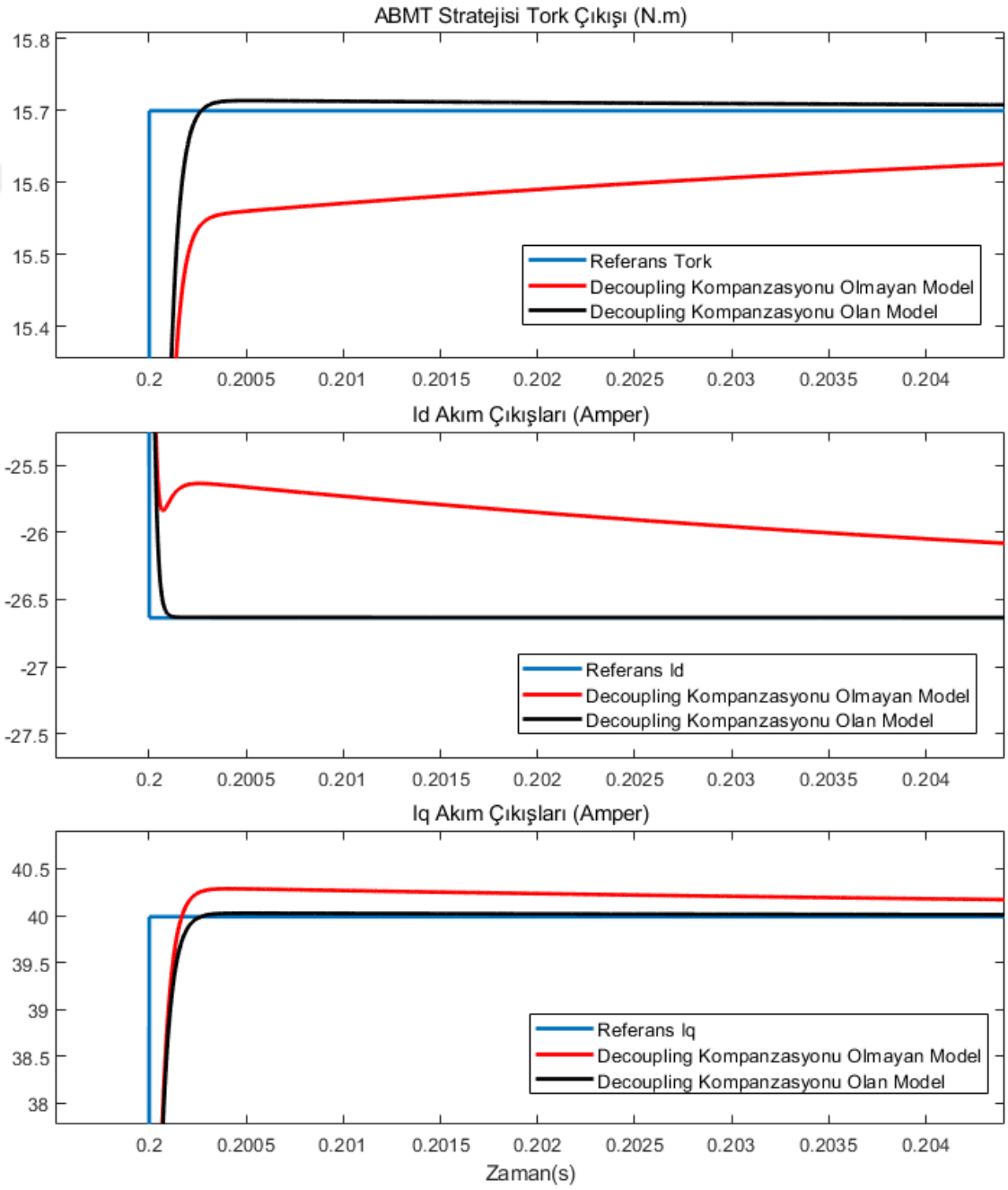


Şekil 3.16: Verim Değerlerinin Hesaplanması

3.4 Decoupling Kompanzasyonunun Etkisi

Decoupling kompanzasyonunun ABMT stratejisi uygulanırken kullanılması ile tork cevabında, d- ve q- eksen akımlarının cevaplarında oturma sürelerinde, yükselme sürelerinde olumlu sonuçlar elde edilmiştir. Şekil 3.17'de verilen çıkış görüntüsüne göre

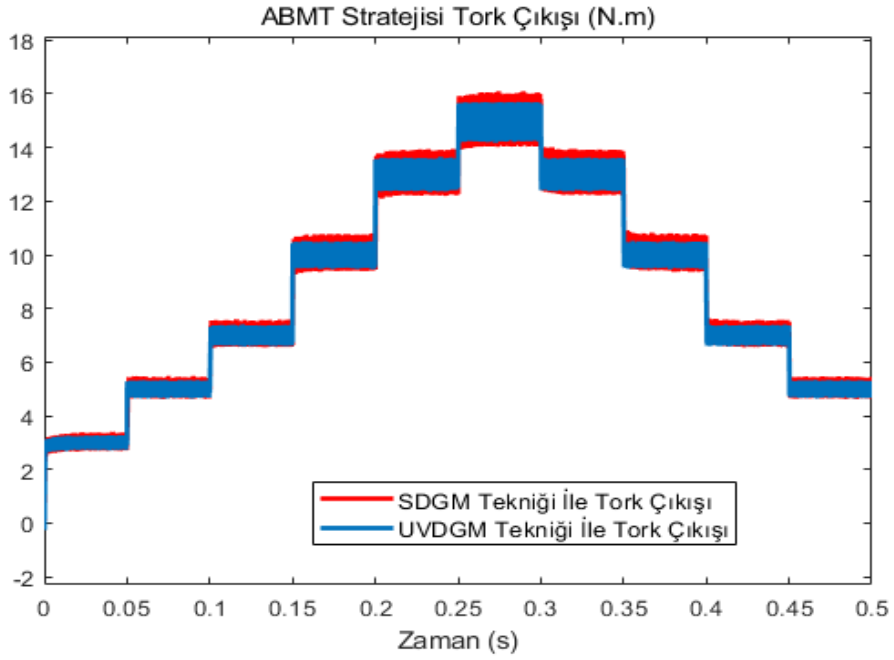
decoupling kompanzasyonu olmadan çalıştırılan benzetimde tork cevabının referans değere daha geç ulaştığı gözlenmektedir. Decoupling kompanzasyonu kontrol sistemine olumlu etki ederek cevabı iyileştirmiştir. Sistem cevaplarının daha anlaşılabilir olması için DGM ve evirici yapısı simülasyondan kaldırılmıştır çünkü DGM ve evirici yapısı gerçek sistemdekine benzer dalgalanma ve bozulmalar getirmektedir. Böylece gürültülü ve dalgalı sonuçlar yerine net sonuçlar elde edilmiştir.



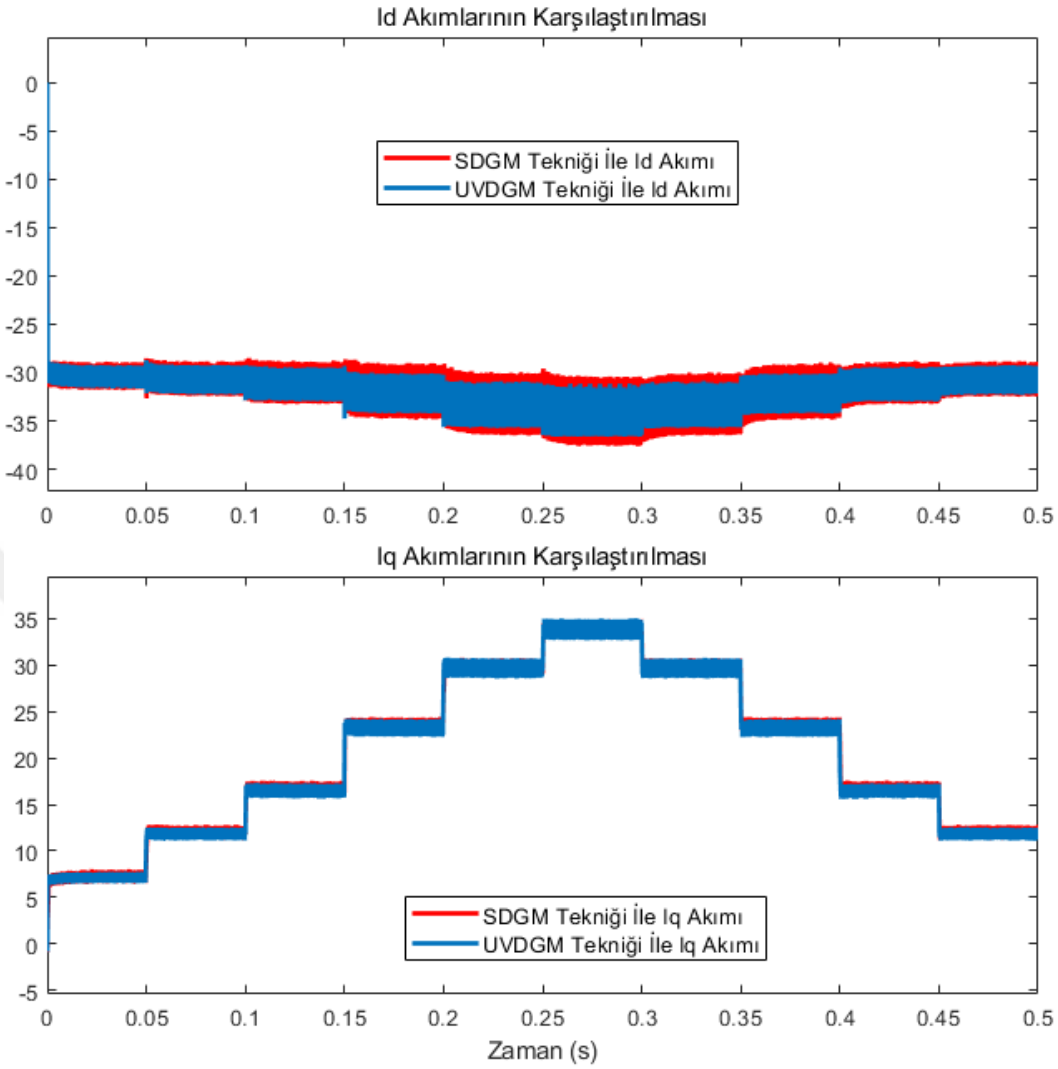
Şekil 3.17: Decoupling Kompanzasyonundaki İyileştirme

3.5 SDGM ve UVDGM Tekniklerinin Kontrol Sistemi Üzerinde Karşılaştırılması

Teorik olarak SDGM ve UVDGM arasından UVDGM tekniğinin harmoniklerinin nispeten az olması, bataryayı kullanma oranının daha yüksek olması, anahtarlama kayıplarının daha az olması gibi avantajlarından dolayı SDGM tekniğine göre daha avantajlı olduğu literatürde yaygın olarak bilinmektedir. ABMT stratejisi ile kontrol edilen GMSM üzerinde SDGM ve UVDGM teknikleri uygulanarak alınan sonuçlardan yola çıkarak tork ve akım çıkışlarında SDGM tekniğinin UVDGM tekniğine göre daha fazla dalgalanmaya sebep olduğu gözlenmiştir. Benzetim lineer modülasyon bölgesinde DGM işaretleri üretilecek şekilde çalıştırılmıştır. Şekil 3.18'den görüldüğü gibi tork değeri düşük seviyelerde iken SDGM ve UVDGM tekniği arasındaki dalgalanma farkı daha az iken, tork değeri yükseldikçe SDGM tekniği ile çalışan eviricinin olduğu kontrol sistemindeki tork ve akım çıkışlarındaki dalgalanmalar artmaktadır. UVDGM tekniğinin SDGM'ye göre daha avantajlı olduğu durum, tork değeri 15 N.m değerine ulaştığında net şekilde görülmektedir. UVDGM tekniği kontrol sisteminden istenen referans tork değerini daha pürüzsüz bir şekilde sağlamaktadır. Motorun mekanik hız değeri 1000 rpm değerinde tutularak benzetim 0.5 s boyunca adım fonksiyonları ile değiştirilen tork değerlerinde test edilmiştir. SDGM ve UVDGM tekniklerinin anahtarlama frekansı 5 kHz olarak belirlenmiştir.



Şekil 3.18: SDGM ve UVDGM Tork Karşılaştırılması



Şekil 3.19: SDGM ve UVDGM Akım Karşılaştırılması

Şekil 3.19'da d- ve q- eksen akımlarının her iki modülasyon tekniğine göre çıkışları karşılaştırılmıştır. I_d akımının karşılaştırılmasında SDGM tekniğinin UVDGM tekniğine göre daha fazla bozulmaya sebep olduğu net bir şekilde görünmektedir. I_q akım çıkışlarında ise tork değerleri yükseldikçe SDGM tekniği ile anahtarlanan eviricinin olduğu benzetim sonucu yine daha fazla dalgalanmaya sahip olmaktadır. Ayrıca SDGM tekniği ancak bataryanın %50'sini kullanabildiği için gerekli torku elde edebilmek için gerekli batarya gerilim değerinin daha yüksek olması da UVDGM tekniğine göre dezavantajıdır. SDGM tekniğinin uygulandığı kontrol sisteminin 15 N.m tork talebindeki motor çıkışından elde edilen tork değerindeki dalgalanma oranı %6,83

iken UVDGM tekniği ile sürülen motordan alınan tork dalgalanması %4,33 oranında olmaktadır.

Özetle $I_d = 0$ kontrolün ve ABMT stratejisinin karşılaştırılmasında, motor kapasitesinin tam olarak kullanıldığı durumlarda $I_d = 0$ kontrolün daha fazla akım kullanarak istenen torku elde ettiği, ABMT stratejisinin ise daha az akım büyüklükleri ile aynı torku ürettiği sonucu çıkarılmıştır. Ayrıca ABMT stratejisi sabit tork bölgesinin her alanında, baz hız ve altındaki değerlerde referans tork değerini üretebilmekte iken $I_d = 0$ kontrol tekniği ile kontrol edilen motor belli hız değerlerinin üzerinde referans torku üretemeyerek motor kapasitesini kullanamamaktadır, batarya kapasitesinin yükseltilmesi gerekmektedir. Decoupling kompanzasyonun kullanılması ile kontrol sisteminin geçiş anında daha hızlı cevap vermesi sağlanmıştır. SDGM ve UVDGM tekniklerinin teorik olarak açıklanan avantaj ve dezavantajları kontrol sistemine uygulanarak UVDGM tekniğinin daha pürüzsüz tork ve akım çıkışları verdiği pratik uygulamaya yakın bir şekilde sistemi temsil eden sofistike benzetimler ile ispatlanmıştır.

4. BÖLÜM

SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında gömülü mıknatıslı senkron motorun (GMSM) sürücü sistemlerinin pratik uygulamayı temsil edecek nitelikte sofistike benzetimler ile kontrolü gerçekleştirilmiştir ve yaygın kontrol yöntemleri karşılaştırılarak akım başına maksimum tork (ABMT) stratejisinin, geleneksel olarak kullanılan $I_d = 0$ kontrol tekniğine göre avantajları ortaya konulmuştur.

Tezin 1. bölümünde SMSM ve alt grubu olan GMSM'lerin genel özellikleri, avantaj ve dezavantajları, diğer motorlara göre üstünlükleri, genel kontrol yöntemleri ve tezin konusunu içeren $I_d = 0$ kontrol ve ABMT' ye ait genel bilgiler geniş literatür araştırmaları ile sunulmuştur.

Tezin 2. bölümünde motor kontrol sisteminin oluşturulabilmesi için gerekli olan koordinat dönüşümlerinin matematiksel ifadesi, GMSM modelinin oluşturulması için matematiksel ifadeler ve teori, motoru sürmek için kullanılan eviricinin topolojisi, anahtarlanması için kullanılan UVDGM ve SDGM tekniğinin teorik analizleri verilerek tezde kullanılan yöntem ve teknikler açıklanmıştır.

Tezin 3. bölümünde koordinat dönüşümleri, UVDGM tekniği ve decoupling kompanzasyonunun matematiksel ifadelerinin gerçekçi benzetim ortamında gerçekleştirilerek giriş-çıkış işaretleri, uygulama aşamaları ve sonuçları $I_d = 0$ kontrol ve ABMT stratejisinin farklı hızlarda testleri ve verim değerleri kapsamlı bir şekilde karşılaştırılarak ABMT stratejisinin sözü geçen kompanzasyon ve UVDGM tekniği ile birlikte geliştirilen kontrol stratejisinin üstün özellikleri farklı testlerle ispatlanmıştır.

Tez çalışmasının sonucunda SMSM'lerin bütün çeşitleri için $I_d = 0$ kontrol tekniğinin en verimli kontrol yöntemi olmadığı ispatlanmıştır. Rotorunda çıkıntı olan GMSM'lerin relüktans torku üretebilme özelliklerinden dolayı d-eksen akımı 0 değerinde tutulduğunda verimi daha düşük bir kontrol sistemi geliştirilmiş olduğu, ABMT stratejisi ile kontrol sisteminde daha yüksek verim ve yüksek çıkış torku gibi avantajların sürücü sisteme kazandırıldığı yaygın benzetimlerle kanıtlanmıştır. ABMT stratejisi ile torktan üretilen dq- eksen akımları tarafından kontrol sağlandığında motorun optimum çalışma noktası bulunmakta ve verimli bir kontrol sistemi oluşturulmaktadır.

Ayrıca SDGM tekniği ile UVDGM tekniği kontrol sistemi üzerinde kıyaslanarak UVDGM tekniğinin daha az tork dalgalanmasına sebep olduğu ve özellikle yüksek tork değerlerinde daha pürüzsüz tork ve akım çıkışı verdiği gösterilmiştir. Bunun yanında decoupling kompanzasyonu ile motorun geçici durumdaki performansı iyileştirilerek ABMT stratejisinin uygulandığı kontrol sisteminden alınan sonuçlara göre motorun tork ve akım çıkışlarında referans değerlere daha hızlı yerleştiği ispatlanmıştır.

$I_d = 0$ kontrol tekniğinin uygulandığı kontrol sisteminde motorun doğru kontrol tekniği uygulandığında normal şartlarda verebileceği tork değeri elde edilememektedir. Bunun sebebi ise motorun maksimum akım seviyesine daha düşük hız ve tork değerlerinde ulaşması yani daha verimsiz olmasıdır. Gerçekleştirilen benzetimler sonucunda $I_d = 0$ kontrol tekniğinin kullanıldığı kontrol sisteminde 120 V'luk batarya yerine 187 V değerinde batarya kullanılması durumunda ABMT stratejisinin performansına ulaşılabildiği görülmüştür. Batarya kapasitesinin yükselmesi de çeşitli olumsuzluklar yaratmaktadır. Ayrıca yüksek tork ve hız değerlerinin dışında her iki tekniğin de normal çalışabildiği hız aralıklarında ABMT stratejisinin motoru sürmek için kullandığı akım değeri $I_d = 0$ kontrol tekniğindeki bataryadan çektiği akım değerinden %33,33 oranına kadar daha az olduğu benzetimler sonucunda gözlenmiştir. Elektrikli araç uygulamaları için önemli olan menzilin uzaması, çıkış torkunda daha az dalgalanmalar olması gibi arzu edilen özellikler bataryadan daha az güç çekerek aynı torku üreten ABMT stratejisi ile sağlanabilir.

Bu sebeple rotorunda çıkıntı olan GMSM'lerde sabit tork bölgesinde, ABMT stratejisinin geleneksel olarak kullanılan $I_d = 0$ kontrol tekniği yerine elektrikli araç uygulamalarında tercih edilmesinin daha faydalı olacağı sonucuna ulaşılmıştır.

SONRAKİ ÇALIŞMALAR

Tez çalışması kapsamında GMSM'nin sabit tork bölgesindeki tork kontrolü simüle edilerek basitliğinden dolayı yaygın olarak tercih edilen $I_d = 0$ kontrol tekniği ile ABMT tekniği karşılaştırılarak ABMT stratejisinin GMSM'ler için sabit tork bölgesindeki verimli teknik olduğu ispatlanmıştır. Tez çalışmasını takip ederek aşağıdaki öneriler sonraki çalışmalar olarak gerçekleştirilebilir.

1) Sabit tork bölgesinde yapılan çalışmaların üzerine motorun alan zayıflatma bölgesindeki kontrolü de gerçekleştirilerek geniş hız aralığında kontrol sağlanabilecektir.
2) ABMT yöneliminin tespit edilmesindeki çeşitli yöntemler (arama yöntemleri, sinyal enjeksiyonlu yöntemler vb.) birbiri ile kıyaslanarak daha verimli tekniklerin kullanımı ile kontrol sisteminin veriminde iyileştirme yapılabilecektir.
3) Motor operasyonda olduğu sürece çeşitli sebeplerle parametreleri değişiklik göstermektedir. Değişen parametrelerin takip edilmemesi kontrol sisteminin verimini etkileyecektir. Parametrelerin değişimlerinin herhangi bir yöntem ile takibi gerçekleştirilerek ABMT stratejisinin daha verimli çalışması sağlanabilecektir.
4) Tez çalışmasında kullanılan AYK tekniği yerine DTK tekniğinin kullanılması ile iki farklı kontrol tekniği arasındaki farklar gözlemlenerek birbiri arasındaki üstün özellikleri sınıflandırılabilecektir.
5) AYK tekniğinde rotor pozisyonu gerekliliği sistemin maliyetini arttırdığı için sensörsüz kontrol algoritmaları kullanılarak kontrol sistemi geliştirilebilecektir.

KAYNAKÇA

1. Kazan, F.A., 2009, "Kalıcı Mıknatıslı Senkron Motorun Kontrolü", Selçuk Üniversitesi, Yüksek Lisans Tezi, Konya, s.117.
2. Özçıra, S., 2013, "Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Doğrudan Moment Kontrolünün DSP Tabanli Yeni Bir Algoritma Geliştirilerek Gerçekleştirilmesi", Yıldız Teknik Üniversitesi, Doktora Tezi, İstanbul, s.189.
3. Koç, M., 2016, "Efficiency Optimised Control Of Interior Mounted Permanent Magnet Machines For Electric Vehicle Traction", The University of Sheffield, PhD Thesis, Sheffield, p. 219.
4. Wang, Z., Ching, T. W., Huang, S., Wang, H., Xu, T. 2021, "Challenges faced by electric vehicle motors and their solutions", **Institute of Electrical and Electronics Engineer Access, 9**: p. 5228-5249.
5. Finken, T., et al. 2008. "Comparison and design of different electrical machine types regarding their applicability in hybrid electrical vehicles". pp. 1-5, in 2008 **18th International Conference on Electrical Machines.** 6-9 Sept. 2008, Vilamoura, Portugal.
6. Lulhe, A.M., Date, T.N., 2015. "A technology review paper for drives used in electrical vehicle (EV) & hybrid electrical vehicles (HEV)". pp. 632-636, in 2015 **International Conference on Control, Instrumentation, Communication and Computational Technologies (ICCICCT)**, 18-19 Dec. 2015, Kumaracoil, India.
7. Camgöz, M.S., 2019. "Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Alan Yönlendirmeli Kontrolünün DSP Üzerinde Gerçekleştirilmesi", Afyon Kocatepe Üniversitesi Yüksek Lisans Tezi, Afyon, s.63.
8. Hwang, C.C., Chang, C.M., Cheng, S.P., Chan, C.K., Pan, C.T., Chang, T.Y., 2004, "Comparison of performances between IPM and SPM motors with rotor eccentricity". **Journal of Magnetism and Magnetic Materials, 282**: p. 360-363.
9. Guo, H., Xu,Q., Jia, Z. 2001. "Effects and compensation of magnetic saturation in flux-weakening controlled interior permanent magnet linear synchronous motor". pp. 913-916, in 2001 **Proceedings of the Fifth International**

Conference on Electrical Machines and Systems (IEEE Cat. No.01EX501). 18-20 Aug. 2001, Shenyang, China.

10. Dong, J., Huang, Y., Jin, L., Lin, H., 2016. "Comparative study of surface-mounted and interior permanent-magnet motors for high-speed applications". **Institute of Electrical and Electronics Engineer Transactions on Applied Superconductivity, 26**(4): p. 1-4.
11. Pellegrino, G., Vagati, A., Guglielmi, P., Boazzo, B., 2012. "Performance comparison between surface-mounted and interior pm motor drives for electric vehicle application." **Institute of Electrical and Electronics Engineer Transactions on Industrial Electronics, 59**(2): p. 803-811.
12. Dwivedi, S.K., Laursen, M., Hansen, S., 2010. "Voltage vector based control for PMSM in industry applications". pp. 3845-3850, in 2010 **Institute of Electrical and Electronics Engineer International Symposium on Industrial Electronics.** 4-7 July 2010, Bari, Italy.
13. Abassi, M., et al. 2015. "Performance analysis of FOC and DTC for PMSM drives using SVPWM technique". pp. 228-233, in 2015 **16th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering** (STA). 21-23 Dec. 2015, Monastir, Tunisia.
14. Korkmaz, F., et al. 2013. "Comparative performance evaluation of FOC and DTC controlled PMSM drives". pp. 705-708, in **4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives**. 13-17 May 2013, Istanbul, Turkey.
15. Waghmare, M.K. and Patil, S.V. 2019. "Speed control strategy of permanent magnet synchronous motor drive using SPWM technique". pp. 1328-1332, **4th International Conference on Recent Trends on Electronics, Information, Communication & Technology (RTEICT)**. 17-18 May 2019, Bangalore, India.
16. Aberkane, H., Sakri, D. and Rahem, D., 2019. "A new predictive torque control approach using space vector modulation for PMSM drive". pp. 1-2, in 2019 **19th International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics, Electrical and Electronic Engineering (ISEF)**. 29-31 Aug. 2019, Nancy, France.

17. Iqbal, A., et al. 2016. "Matlab/Simulink model of space vector PWM for three-phase voltage source inverter". pp. 1096-1100, in Proceedings of the **41st International Universities Power Engineering Conference**. 6-8 Sept. 2006, Newcastle upon Tyne, UK.

18. Rathnakumar, D., LakshmanaPerumal, J. and Srinivasan, T. 2005. "A new software implementation of space vector PWM". pp. 131-136, **in Proceedings. Institute of Electrical and Electronics Engineer SoutheastCon**. 8-10 April 2005, Ft. Lauderdale, FL, USA.

19. Sharifian, M.B.B., Herizchi, T. and Firouzjah, K.G. 2009. "Field oriented control of permanent magnet synchronous motor using predictive space vector modulation". pp. 574-579, in 2009 **Institute of Electrical and Electronics Engineer Symposium on Industrial Electronics & Applications**. 4-6 Oct. 2009, Kuala Lumpur, Malaysia.

20. Yan, G. 2015. "Simulation for the vector control algorithm of permanent magnet synchronous motor". pp. 456-459, in 2015 **7th International Conference on Intelligent Human-Machine Systems and Cybernetics**. 26-27 Aug. 2015, Hangzhou, China.

21. Yu, L., et al. 2017. "Simulation of PMSM field-oriented control based on SVPWM". pp. 7407-7411, in 2017 **29th Chinese Control And Decision Conference (CCDC)**. 28-30 May 2017, Chongqing, China.

22. Chethan, G.N.,Kumaran, G.K. 2019. "Performance analysis of PMSM drive with space vector PWM and sinusoidal PWM fed VSI". pp. 1-6, in 2019 **International Conference on Power Electronics Applications and Technology in Present Energy Scenario (PETPES)**. 29-31 Aug. 2019, Mangalore, India.

23. Kumar, A., Chatterjee, D. 2017. "A survey on space vector pulse width modulation technique for a two-level inverter". pp. 78-83, in 2017 **National Power Electronics Conference (NPEC)**. 18-20 Dec. 2017, Pune, India.

24. Li, X., Xi, D., Zhang, Y. 2017. "Permanent magnet synchronous motor vector control based on MATLAB/Simulink". pp. 1-6, in 2017 **First International Conference on Electronics Instrumentation & Information Systems (EIIS)**. 3-5 June 2017, Harbin, China.

25. Ping, L., Lan, C. "Study on controlling and simulation of drive system for permanent magnet synchronous motor in electrical vehicle." pp. 1-4, in 2012 **Power Engineering and Automation Conference**. 18-20 Sept. 2012, Wuhan, China.

26. Li, L. 2014. "DSP based digital control system implementation of permanent magnet synchronous motor". pp. 3527-3531, in The **26th Chinese Control and Decision Conference** (2014 CCDC). 31 May-2 June 2014, Changsha, China.

27. Tiecheng, S., et al. 2012. "Design of PMSM vector control system based on TMS320F2812 DSP". pp. 2602-2606, in **Proceedings of The 7th International Power Electronics and Motion Control Conference.** 2-5 June 2012, Harbin, China.

28. Sun, T., Koç, M., Wang, J. 2018. "MTPA control of IPMSM drives based on virtual signal injection considering machine parameter variations". **Institute of Electrical and Electronics Engineer Transactions on Industrial Electronics. 65**(8): p. 6089-6098.

29. Gubae, R., et al. 2004. "A MTPA control scheme for an IPM synchronous motor considering magnet flux variation caused by temperature". pp. 1617-1621, in **Nineteenth Annual Institute of Electrical and Electronics Engineer Applied Power Electronics Conference and Exposition,** APEC '04. 22-26 Feb. 2004, Anaheim, CA, USA.

30. Morimoto, S., Hatanaka, K., Tong, Y.,Takeda, Y., Hirasa,T. 1993. "Servo drive system and control characteristics of salient pole permanent magnet synchronous motor". **Institute of Electrical and Electronics Engineer Transactions on Industry Applications,29**(2): p. 338-343.

31. Yang, N., et al. 2012 "Interior permanent magnet synchronous motor control for electric vehicle using look-up table." pp. 1015-1019, in **Proceedings of The 7th International Power Electronics and Motion Control Conference**. 2-5 June 2012, Harbin, China.

32. Choi, S., Lee, S. Lee, J.S. 2019. "torque error reduction of interior permanent magnet synchronous motor drives using a stator flux linkage observer". pp. 280-285, in 2019 **International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics (ACEMP) & 2019 International Conference on**

Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM). 27-29 Aug. 2019, Istanbul, Turkey.

33. Dianov, A., et al. 2008. "Robust self-tuning MTPA algorithm for IPMSM drives". pp. 1355-1360, in 2008 **34th Annual Conference of Institute of Electrical and Electronics Engineer Industrial Electronics.** 10-13 Nov. 2008, Orlando, FL, USA.
34. Kim, S., et al. 2010. "Parameter independent maximum torque per ampere (MTPA) control of IPM machine based on signal injection". pp. 103-108, in 2010 **Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition** (APEC). 21-25 Feb. 2010, Palm Springs, CA, USA.
35. Sun, T., Wang, J., Koc. M., 2016. "Virtual signal injection-based direct flux vector control of IPMSM drives". **Institute of Electrical and Electronics Engineer Transactions on Industrial Electronics, 63**(8): p. 4773-4782.
36. Li, M., Huang, S., Wu, X., Liu, K., Peng, X., Liang, G., 2020. "A virtual HF signal injection based maximum efficiency per ampere tracking control for IPMSM drive". **Institute of Electrical and Electronics Engineer Transactions on Power Electronics, 35**(6): p. 6102-6113.
37. Zhang, B., Sun, T., Jia, C., Yang, R., Long, L., Liang, J., 2020. "MTPA control of IPMSM drives assisted by deep neural network". **Journal of Physics: Conference Series, 1585**: p. 012036.
38. Itoh, J., Toi, T., Kato, M. 2016. "Maximum torque per ampere control using hill climbing method without motor parameters based on V/f control". pp. 1-10, in 2016 **18th European Conference on Power Electronics and Applications** (EPE'16 ECCE Europe). 5-9 Sept. 2016, Karlsruhe, Germany.
39. Zhu, D., et al. 2016. "A comparison of two MTPA algorithms for an interior permanent magnet synchronous motor drives". pp. 1-5, in 2016 **19th International Conference on Electrical Machines and Systems** (ICEMS). 13-16 Nov. 2016, Chiba, Japan.
40. Hyunbae, K., Hartwig, J., Lorenz, R.D. 2002. "Using on-line parameter estimation to improve efficiency of IPM machine drives". pp. 815-820, in 2002 **Institute of Electrical and Electronics Engineer 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings** (Cat. No.02CH37289). 23-27 June 2002, Cairns, QLD, Australia.

41. Jahns, T.M., Kliman, G.B., Neumann, T.W. 1986. "Interior permanent-magnet synchronous motors for adjustable-speed drives". **Institute of Electrical and Electronics Engineer Transactions on Industry Applications, IA-22**(4): p. 738-747.

42. Shoudao, H., et al. 2010. "Maximum torque per ampere and flux-weakening control for PMSM based on curve fitting." pp. 1-5, in 2010 **Institute of Electrical and Electronics Engineer Vehicle Power and Propulsion Conference**. 1-3 Sept. 2010, Lille, France.

43. Hoang, K.D., et al. 2013. "Feed-forward torque control of interior permanent magnet brushless AC drive for traction applications". pp. 152-159, in 2013 **International Electric Machines & Drives Conference**. 12-15 May 2013. Chicago, IL, USA.

44. Wang, S., et al. 2018."A novel Newton-Raphson-based searching method for the MTPA control of pmasynrm considering magnetic and cross saturation". pp. 1360-1366, in 2018 **XIII International Conference on Electrical Machines** (ICEM). 3-6 Sept. 2018, Alexandroupoli, Greece.

45. Kim, S.-H.,2017. "Chapter 7 - Pulse width modulation inverters," p. 265-340. In: Electric Motor Control, S.-H. Kim, Editor. 2017, Elsevier.

46. Srivastava, S., Chaudhari, M.A. 2020. "Comparison of SVPWM and SPWM schemes for NPC multilevel inverter". pp. 1-6, in 2020 **Institute of Electrical and Electronics Engineer International Students' Conference on Electrical,Electronics and Computer Science** (SCEECS). 22-23 Feb. 2020, Bhopal, India.

47. Siwakoti, Y., Town, G. 2013. "Design of FPGA-controlled power electronics and drives using MATLAB Simulink". pp. 571-577, 2013 **Institute of Electrical and Electronics Engineer ECCE Asia Downunder**., 3-6 June 2013, Melbourne, VIC, Australia,

48. Bhatti, S.A., Malik, S.A., Daraz, A. 2016. "Comparison of P-I and I-P controller by using Ziegler-Nichols tuning method for speed control of DC motor". pp. 330-334, in 2016 **International Conference on Intelligent Systems Engineering** (ICISE). 15-17 Jan. 2016, Islamabad, Pakistan.,

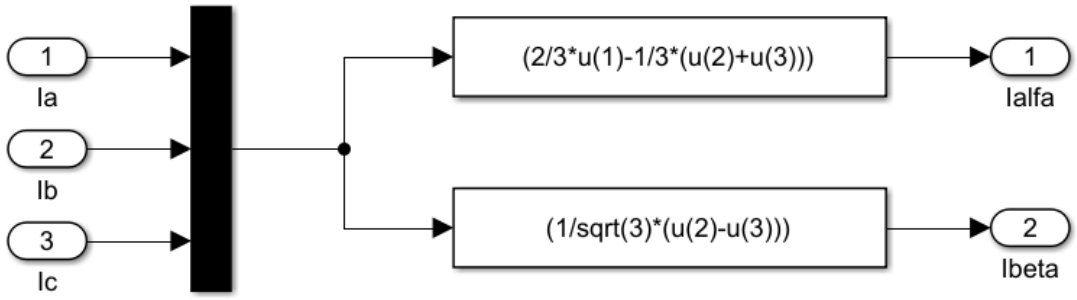
49. Jaganathan, B., et al. 2010. "Ziegler-Nichol's method of online tuning of PMSM for improved transient response". pp. 1-4, in 2010 **International Conference on**

Power, Control and Embedded Systems. 29 Nov.-1 Dec. 2010, Allahabad, India.

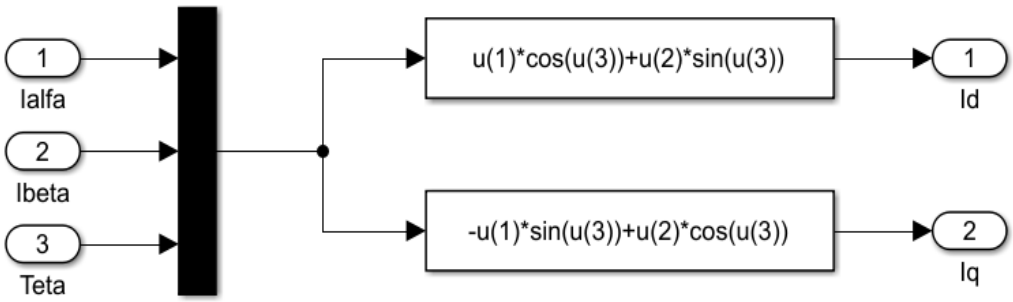
50. Meshram, P.M., Kanojiya, R.G. 2012. "Tuning of PID controller using Ziegler-Nichols method for speed control of DC motor". pp. 117-122, in **Institute of Electrical and Electronics International Conference On Advances In Engineering, Science And Management** (ICAESM -2012). 30-31 March 2012, Nagapattinam, India.
51. Lee, K., Ha, J. 2017. "Dynamic decoupling control method for PMSM drive with cross-coupling inductances". pp. 563-569, in 2017 **Institute of Electrical and Electronics Engineer Applied Power Electronics Conference and Exposition** (APEC). 26-30 March 2017, Tampa, FL, USA.
52. Xingye, G., et al. 2016. "Analysis and dynamic decoupling control schemes for PMSM current loop". pp. 570-574, in 2016 **Institute of Electrical and Electronics Engineer International Conference on Aircraft Utility Systems** (AUS). 10-12 Oct. 2016, Beijing, China.
53. Zhihong, W., Sibei, W., Yuan., Z. 2012. "Driving system stability analysis and improving of IPMSM". pp. 260-263, in 2012 2nd **International Conference on Uncertainty Reasoning and Knowledge Engineering**. 14-15 Aug. 2012, Jalarta, Indonesia.

EKLER

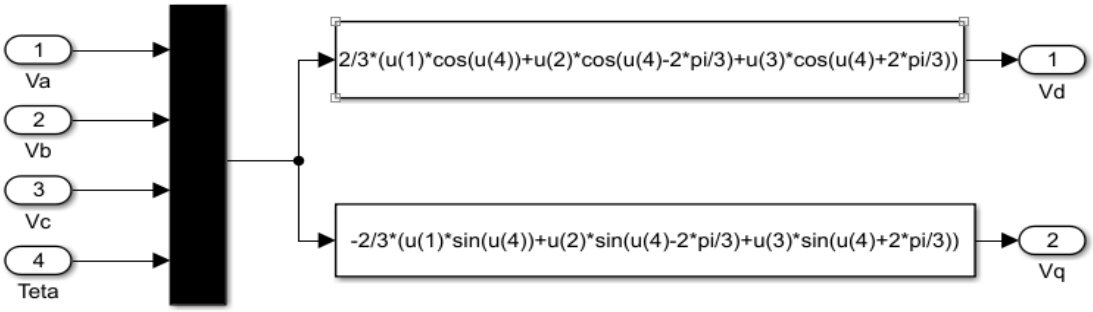
a) Koordinat Dönüşümlerinin Simülasyon Modelleri



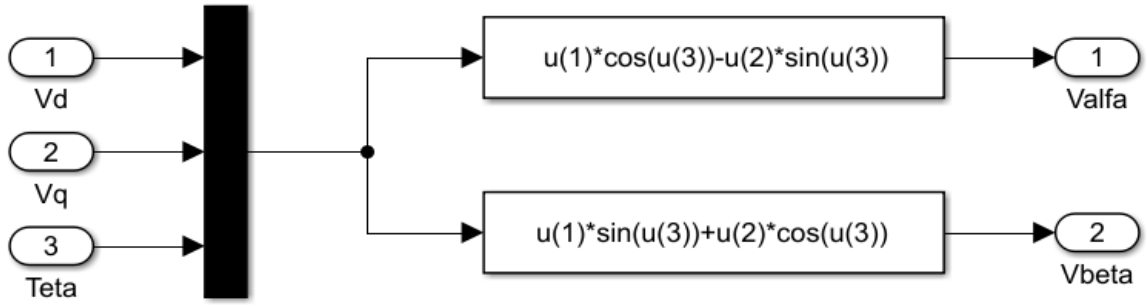
Şekil 4.1: Clarke Dönüşümü



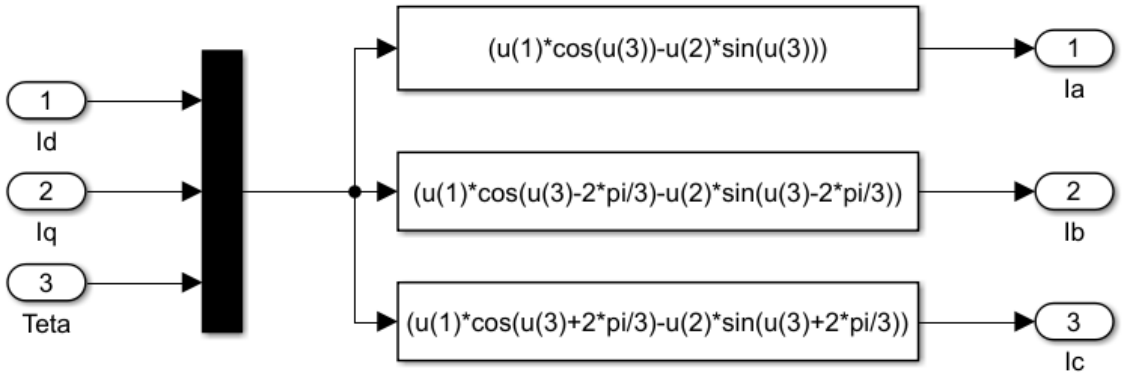
Şekil 4.2: Park Dönüşümü



Şekil 4.3: abc ekseninden dq- eksenine geçiş

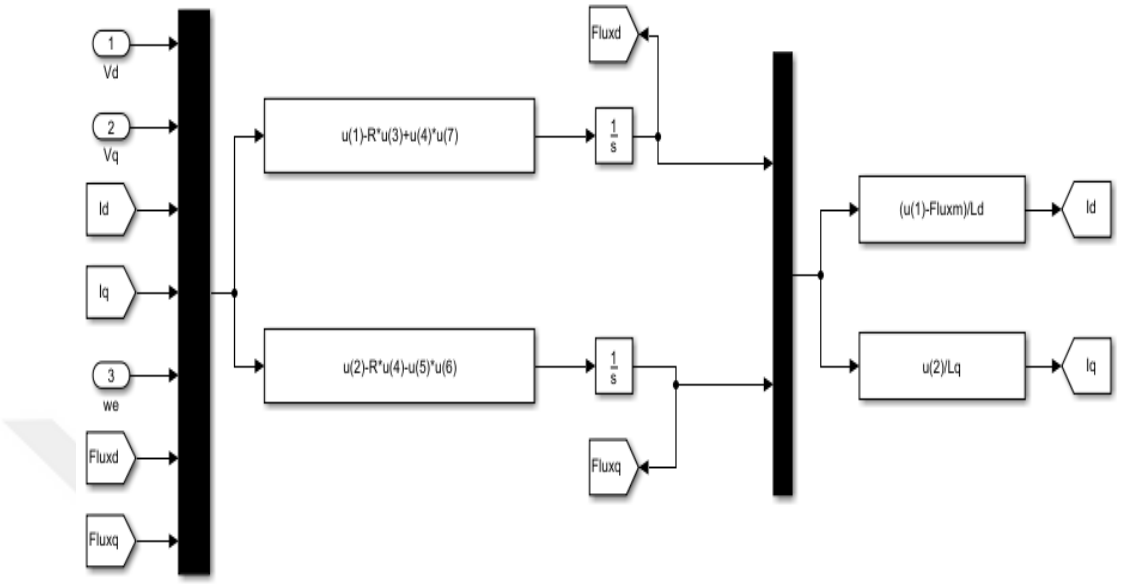


Şekil 4.4: Ters Park Dönüşümü

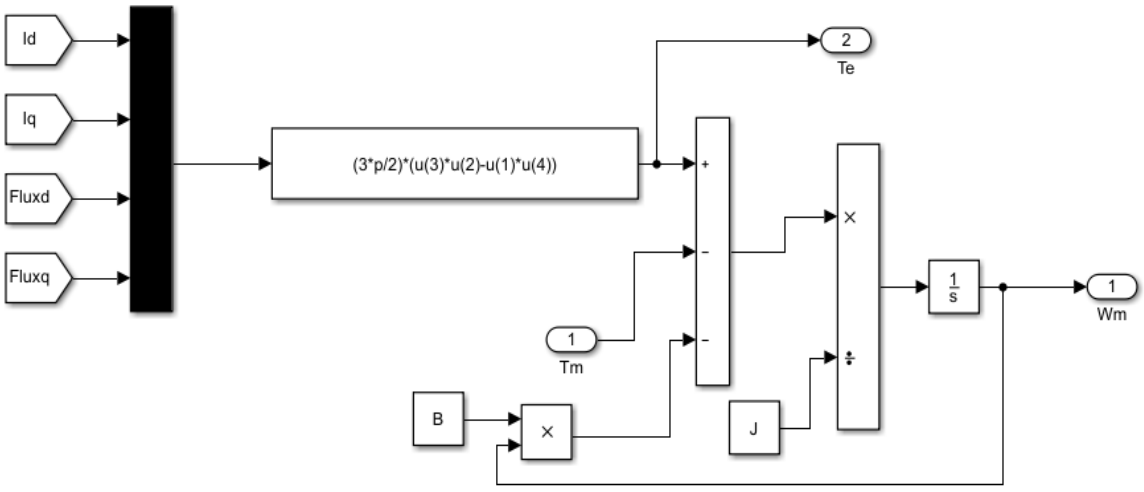


Şekil 4.5: dq- eksenlerinden abc'ye geçiş

b) GMSM Matematiksel Modeli

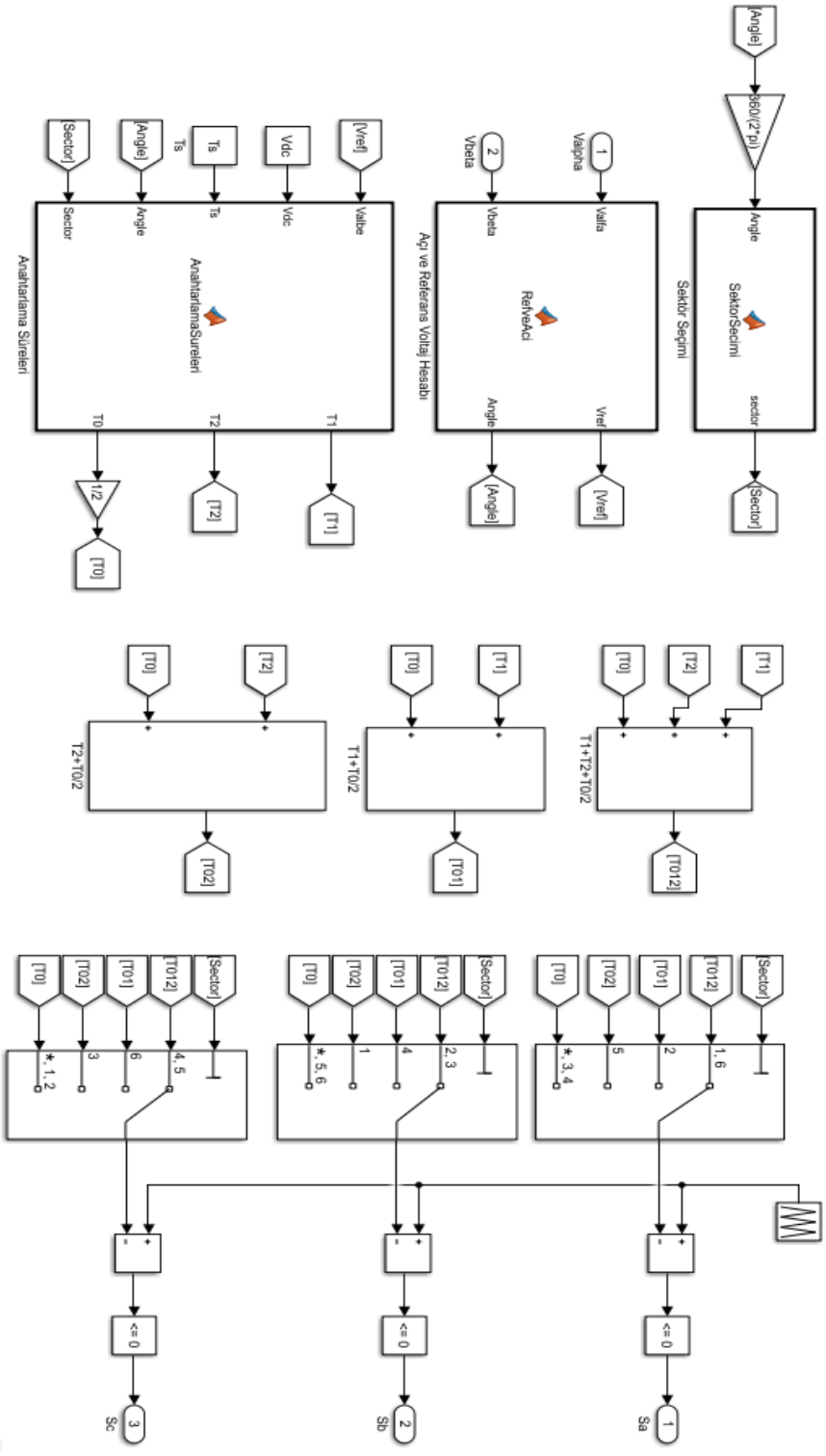


Şekil 4.6: Motorun Elektriksel Eşitlikleri



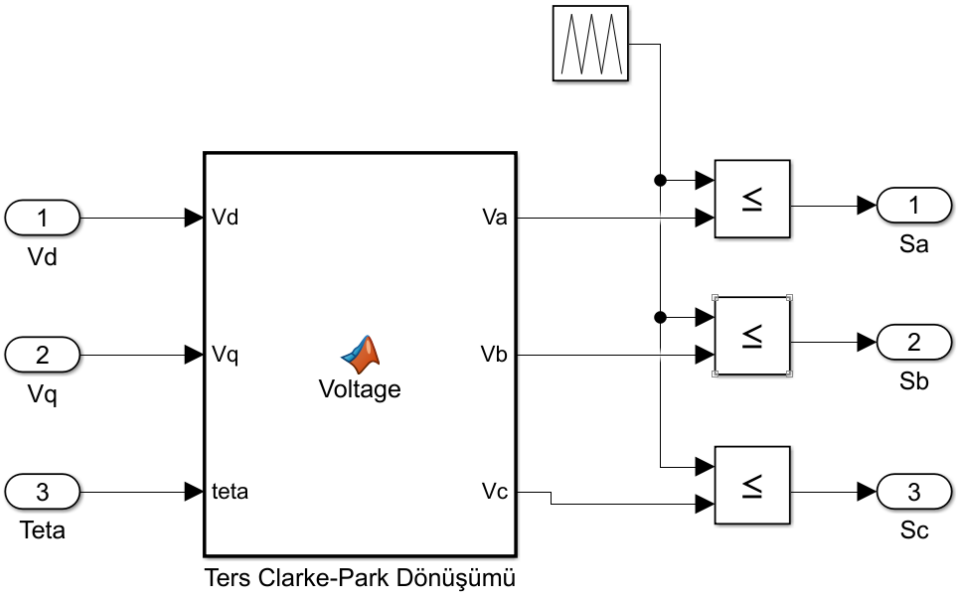
Şekil 4.7: Motorun Mekaniksel Eşitlikleri

c) UVDGM Tekniğinin Simülasyon Modeli



Şekil 4.8: UVDGM Simülasyon Modeli

d) SDGM Tekniğinin Simülasyon Modeli



Şekil 4.9: SDGM Tekniğinin Simülasyon Modeli

Fonksiyon Bloklarının Kodları

ABMT Stratejisi Fonksiyon Blok Kodları

```
function Iqmtpa = fcn(Iq0,Ld,Lq,Fluxm,Te)
p=8;
Iqmtpa=Iq0;
AA=0;
while(AA==0)

    fx=((Ld-Lq)^2)*(Iqmtpa^4)+((2*Te)/(3*p))*Fluxm*Iqmtpa-
((2*Te)/(3*p))^2;
    fdx=4*((Ld-Lq)^2)*(Iqmtpa^3)+(2*Te*Fluxm)/(3*p);
    Iqmtpa=Iqmtpa-(fx/fdx);
    hata=abs(Iqmtpa-Iq0);
    Iq0=Iqmtpa;
    if hata<=0.00000001
        AA=1
    end

end
```

UVDGM Tekniği Fonksiyon Blok Kodları

```
%Referans Vektörün Genliği ve Açısının Belirlenmesi
function [Vref,Angle] = VrefandAngle(Valfa,Vbeta)
Vref=sqrt((Valfa^2+Vbeta^2));
Angle=atan2(Vbeta,Valfa);
% Sektörlerin Belirlenmesi
function sector = ChooseSector(Angle)
sector=0;
if ( Angle>0 )&& (Angle <= 60)
    sector=1;
end

if (Angle > 60 ) && (Angle <= 120)
    sector=2;
end
if (Angle > 120) && ( Angle <= 180)
```

```
    sector=3;
end
if ( Angle >-180 ) && ( Angle <= -120 )
    sector=4;
end
if (Angle > -120) && (Angle <= -60)
    sector=5;
end
if (Angle > -60) && ( Angle <= 0)
    sector=6;
end
%Anahtarlama Sürelerinin Belirlenmesi
function [T1,T2,T0] = SwitchTiming(Valbe,Vdc,Ts,Angle,Sector)
n=Sector;
M= sqrt(3)*Valbe/Vdc;              % Modülasyon İndeksinin hesaplanması
T1= M*Ts*sin((n*pi/3)-Angle);
T2= M*Ts*sin(Angle-(n-1)*pi/3);
T0=Ts-T1-T2;
```

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı, Soyadı: Osman Emre ÖZÇİFLİKÇİ
Uyruğu: Türkiye (T.C)

EĞİTİM

Derece	Kurum	Mezuniyet Tarihi
Lisans	Erciyes Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği	2019
Lise	75. Yıl Cumhuriyet Anadolu Lisesi	2014

İŞ DENEYİMLERİ

Yıl	Kurum	Görev
2020-Devam	Kırşehir Ahi Evran Üniversitesi	Araştırma Görevlisi

YABANCI DİL

İngilizce

YAYINLAR

1. Özçiflikçi O.E., Koç M., Bahçeci S. “Sürekli Mıknatıslı Motorlarda Vektör Kontrolü” 5. Uluslararası Bilimsel Çalışmalar Kongresi, s.293-302, 2021.
2. Özçiflikçi O.E., Koç M., Bahçeci S. “Maximum Torque per Ampere Strategy in IPM Drives for Electric Vehicles” ECJSE. 2021. (Accepted).