T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

SENKRON RELÜKTANS MOTOR KONTROLÜ

MAHMUT CAN KOVAN

YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
ELEKTRİK MAKİNELERİ VE GÜÇ ELEKTRONİĞİ PROGRAMI

DANIŞMAN
DOÇ. DR. A. FARUK BAKAN

İSTANBUL, 2017

T.C.

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

SENKRON RELÜKTANS MOTOR KONTROLÜ

Mahmut Can KOVAN tarafından hazırlanan tez çalışması 01.11.2017 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Tez Danışmanı

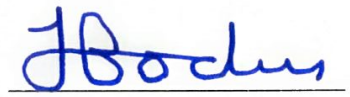
Doç. Dr. A. Faruk BAKAN

Yıldız Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri

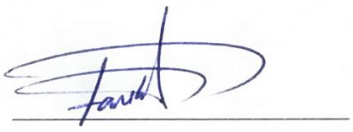
Prof. Dr. Hacı BODUR

Yıldız Teknik Üniversitesi



Doç. Dr. A. Faruk BAKAN

Yıldız Teknik Üniversitesi



Doç. Dr. Özgür ÜSTÜN

İstanbul Teknik Üniversitesi



ÖNSÖZ

Tez çalışmam süresince bana rehberlik eden tez danışmanım Faruk Bakan'a, tüm yüksek lisans maceramda bana katlanmayı başaran sevgili eşime, desteklerini hiç kesmeyen aileme sevgilerle. Pes Etmek YOK!

Kasım, 2017

Mahmut Can KOVAN

İÇİNDEKİLER

Sayfa

KISALTMA LİSTESİ viii

ŞEKİL LİSTESİ ix

ÇİZELGE LİSTESİ xi

ÖZET xii

ABSTRACT xiii

BÖLÜM 1

GİRİŞ 1

1.1 Literatür Özeti 1

1.2 Tezin Amacı 2

1.3 Orjinal Katkı 3

BÖLÜM 2

SENKRON RELÜKTANS MOTOR 4

2.1 Senkron Relüktans Motor Tarihi ve Günümüzdeki Yeri 4

2.2 Senkron Relüktans Motorun d-q Ekseni Matematiksel Modeli 9

2.2.1 Senkron Relüktans Motorun d-q ekseni Matematiksel Modeli 9

2.2.2 Senkron Relüktans Motor için Kararlı Hal Denklemleri 10

2.3 Senkron Relüktans Motorun abc Ekseni Matematiksel Modeli 10

BÖLÜM 3

SENKRON RELÜKTANS MOTORUN VEKTÖREL KONTROLÜ 14

3.1 Amper Başına En Yüksek Moment için Kontrol Algoritması 14

3.2 En Yüksek Güç Faktörü için Kontrol Algoritması 15

3.3 Clarke-Park Dönüşümleri 18

3.4 Modülasyon Teknikleri 24
3.4.1 Sinüs Darbe Genişlik Modülasyonu Tekniği 25
3.4.2 Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu 26
3.4.2.1 Anahtarlama Sürelerini Hesaplama 28
3.4.2.2 Anahtarlama Yöntemleri 30
3.5 Kontrol Algoritması Blok Diyagramı 36
3.5.1 Hız Kontrol Bloğu 38
3.5.2 Akım Kontrol Bloğu 38
3.5.3 Clarke-Park Dönüşümü Bloğu 39
3.5.4 Ters Park Dönüşümü Bloğu 39
3.5.5 İnverter Bloğu 39
3.5.6 Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu Bloğu 39
3.6 Benzetim 40
3.6.1 Motor ve Kontrolcü Parametreleri 40
3.6.2 Kontrolcü Parametrelerinin Belirlenmesi 41
3.6.2.1 Ki ve Kp Parametrelerinin Belirlenmesi 42
3.6.3 Benzetim Sonuçları 43
BÖLÜM 4
ROTOR HIZI VE POZİSYONU ALGILAMA 44
4.1 Genişletilmiş EMK Yöntemi 44
4.2 Yüksek Frekanslı Akım Enjeksiyonu Yöntemi 45
4.3 Stator Akım Eğimi Kullanılarak Pozisyon Tahmini 45
4.4 Stator Akım Eğimleri Farkı Kullanılarak Pozisyon Tahmini 52
BÖLÜM 5
SONUÇ VE ÖNERİLER 58
KAYNAKLAR 60
EK A
MATLAB KAYNAK KODLARI 62
ÖZGEÇMİŞ 69

SİMGE LİSTESİ

i_{as}	A fazı stator akımı
i_{bs}	B fazı stator akımı
i_{cs}	C fazı stator akımı
I_s	Stator akım vektörü
i_{alfas}	Alfa ekseni stator akımı
i_{betas}	Beta ekseni stator akımı
i_{ds}	d ekseni stator akımı
i_{qs}	q ekseni stator akımı
V_{as}	A fazı-Nötr stator gerilimi
V_{bs}	B fazı-Nötr stator gerilimi
V_{cs}	C fazı-Nötr stator gerilimi
V_s	Stator gerilim vektörü
V_{alfas}	Alfa ekseni stator gerilimi
V_{betas}	Beta ekseni stator gerilimi
V_{ds}	d ekseni stator gerilimi
V_{qs}	q ekseni stator gerilimi
λ_{as}	A fazı stator akısı
λ_{bs}	B fazı stator akısı
λ_{cs}	C fazı stator akısı
λ_{bs}^{g}	A fazı genişletilmiş stator akısı
λ_{bs}^{g}	B fazı genişletilmiş stator akısı
λ_{cs}^{g}	C fazı genişletilmiş stator akısı
λ_{ds}	d ekseni stator akısı
λ_{qs}	q ekseni stator akısı
L_{aa}	A fazı öz endüktans değeri
L_{bb}	B fazı öz endüktans değeri
L_{cc}	C fazı öz endüktans değeri
L_{ab}	A fazı ortak endüktans değeri
L_{ac}	B fazı ortak endüktans değeri
L_{bc}	C fazı ortak endüktans değeri
L_{aa}^{g}	A fazı genişletilmiş öz endüktans değeri
L_{bb}^{g}	B fazı genişletilmiş öz endüktans değeri

L_{cc}^{g}	C fazı genişletilmiş öz endüktans değeri
L_{ab}^{g}	A fazı genişletilmiş ortak endüktans değeri
L_{ba}^{g}	B fazı genişletilmiş ortak endüktans değeri
L_{ac}^{g}	C fazı genişletilmiş ortak endüktans değeri
L_{ls}	Kaçak endüktans
L_{0s}	Endüktansın sabit değerli bileşeni
L_{2s}	Endüktansın 2. harmonikli bileşeni
L_{md}	d ekseni mıknatıslanma endüktansı
L_{mq}	q ekseni mıknatıslanma endüktansı
L_{d}	d ekseni endüktansı
L_{q}	q ekseni endüktansı
L_{dur}	Anahtar durumu 4 ve 5 için endüktans denklem takımı
L_{durum3}	Anahtar durumu 3 ve 6 için endüktans denklem takımı
L_{durum}	Anahtar durumu 2 ve 7 için endüktans denklem takımı
p	kutup sayısı
r	rotor yarıçapı
l	rotor uzunluğu
N_s	faz başına sarım sayısı
g_{min}	d ekseni eşdeğer hava boşluğu
g_{max}	q ekseni eşdeğer hava boşluğu
r_s	Stator faz-nötr sargı direnci
ω_{re}	Rotor elektriksel açısal hız
ω_{rm}	Rotor mekanik açısal hız
ϑ_{re}	Rotor elektriksel pozisyon
ϑ_{rm}	Rotor mekanik pozisyon
ε	Manyeto motor kuvvet açısı
φ	Güç faktörü açısı
δ	Moment açısı
T_{re}	Rotor elektriksel moment
T_{rm}	Rotor mekanik moment
$P_{pf(max)}$	En yüksek güç faktörü durumu için giriş gücü
P_e	Elektriksel Güç
P_m	Mekanik Güç
$cos\varphi$	Güç faktörü
D_{ias}	A fazı akımı türevi
D_{ibs}	B fazı akımı türevi
D_{ics}	C fazı akımı türevi
D_{ialfas}	alfa ekseni stator akımı türevi
D_{ibetas}	beta ekseni stator akımı türevi
k_1	İlk vektör için pu cinsinden anahtarlama süresi katsayısı
k_2	İkinci vektör için pu cinsinden anahtarlama süresi katsayısı
f	Anahtarlama frekansı
T	Anahtarlama periyodu
T_1	İlk vektör süresi
T_2	İkinci vektör süresi
T_0	Sıfır vektör süresi

KISALTMA LİSTESİ

BLDC	Brushless Direct Current Machine
EMK	Elektro Motor Kuvvet
FOC	Field Oriented Control
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineer
IEx	Enerji Verimliliği Sınıfı
IM	Induction Machine
MMK	Manyeto Motor Kuvvet
MPF	Maximum Power Factor
MTPA	Maximum Current Per Ampere
PMSM	Permanent Magnet Synchronous Machine
PWM	Darbe Genişlik Modülasyonu
SPWM	Sinusoidal Darbe Genişlik Modülasyonu
SVPWM	Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu
SynRM	Synchronous Reluctance Machine

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2. 1 Kostko Rotor Tasarımı 5
Şekil 2. 2 Douglas rotor tasarımı 6
Şekil 2. 3 Bauer'in sincap kafesli rotor tasarımı 7
Şekil 2. 4 P. R. Armstrong'un rotor tasarımı 8
Şekil 3. 1 Ld/Lq oranı – güç faktörü 18
Şekil 3. 2 Clarke-Park dönüşümü 19
Şekil 3. 3 abc ve alfa beta ekseninde akım dalga şekilleri 20
Şekil 3. 4 Statordan rotora bakan gözlemci 20
Şekil 3. 5 Rotordan statora bakan gözlemci 21
Şekil 3. 6 alfa beta ekseninden d-q eksenine geçiş 22
Şekil 3. 7 alfa beta ekseni ve d-q ekseni akım dalga şekilleri 22
Şekil 3. 8 dq ekseni, alfa-beta ekseni ve abc ekseni dalga şekilleri 24
Şekil 3. 9 Darbe genişlik modülasyonu 24
Şekil 3. 10 Sinüs darbe genişlik modülasyonu 25
Şekil 3. 11 Üç fazlı sinüs darbe genişlik modülasyonu 26
Şekil 3. 12 Uzay vektörleri 28
Şekil 3. 13 Asimetrik yöntem 31
Şekil 3. 14 d0 veya d7'i kullanan simetrik yöntem 32
Şekil 3. 15 d0 ve d7'li simetrik yöntem 33
Şekil 3. 16 Sıfır vektörlerinin simetrik dağıltıldığı SVPWM algoritması 35
Şekil 3. 17 Kontrol sistemi blok diyagramı 36
Şekil 3. 18 Benzetim akış diyagramı 37
Şekil 3. 19 Motor modeli akış diyagramı 37
Şekil 3. 20 Kontrolcü bloğu akış diyagramı 38
Şekil 3. 21 Üç fazlı inverter 39
Şekil 3. 23 PI kontrolcü 42
Şekil 3. 24 SynRM hız kontrol simülasyonu sonuçları 43
Şekil 4. 1 Rotor pozisyonu öz-ortak endüktans değişimi 46
Şekil 4. 2 Örnek anahtar konumu ve akım yönleri 46
Şekil 4. 3 $Dias$ - $Ldurum1$ 49
Şekil 4. 4 $Dias, Dibs, Dics$ - ϑre 50
Şekil 4. 5 Gerçek pozisyon ile hesaplanan pozisyon 51
Şekil 4. 6 Akım Eğimleri Yöntemi Akış Diyagramı 51

Şekil 4. 7 Akım eğimleri farkı Yöntemi akış diyagramı 57

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 3. 1 Anahtar konumuna göre sargı gerilimleri 27
Çizelge 3. 2 Anahtarlama süreleri için bölgeye göre vektörleri 29
Çizelge 3. 3 Bölge seçim tablosu 30
Çizelge 3. 4 Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu için kullanılan yöntemler 31
Çizelge 3. 5 Bölgeye göre anahtarlama işareti seçim grubu 34
Çizelge 3. 6 Periyot zaman düzeni seçim tablosu 36
Çizelge 3. 7 Motor parametreleri 40
Çizelge 3. 8 Kontrolcü parametreleri 41
Çizelge 3. 10 Kontrolcü parametrelerinin çıkışa etkisi 42
Çizelge 4. 1 Anahtar pozisyonu – endüktans durum denklemi 49
Çizelge 4. 2 Anahtar durumları 54

ÖZET

SENKRON RELÜKTANS MOTOR KONTROLÜ

Mahmut Can KOVAN

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı

Yüksek Lisans Tezi

Tez Danışmanı: Doç. Dr. Ahmet Faruk BAKAN

IEC'nin AB ile birlikte çalışarak endüstriyel motorların verimlerinin arttırılması ile ilgili aldığı kararlar doğrultusunda üreticiler yüksek verimli ve düşük maliyetli elektrik motoru arayışına girmişlerdir. Rotor sargılarını ortadan kaldıran sabit mıknatıslı senkron motor, yüksek verimli olmasına karşın rotorunda bulunan değerli mıknatıslar nedeniyle ucuz değildir. Hem yüksek verim hem de düşük maliyetli elektrik motoru arayışı üreticileri relüktans makinelerine yönlendirmiştir. Asenkron motora göre verimi ve moment yoğunluğu yüksek, sabit mıknatıslı senkron motora göre ucuz olan senkron relüktans motor endüstride güçlü bir alternatif olarak yer almaya başlamıştır.

Bu tez çalışmasında asenkron motor ve sabit mıknatıslı senkron rotor ile hemen hemen aynı aynı stator yapısına sahip ve bu motor tipleriyle aynı sürücü donanımını kullanan SynRM'nin MATLAB üzerinde matematiksel modeli kurulmuştur. Bu model üzerinde sensörlü vektör kontrol algoritması incelenmiştir. Senkron relüktans motor için sensörsüz hız algılama yöntemleri genel olarak tanıtılmış ve motor akımın eğimi ve motor akımları eğimlerinin farkı ile sensörsüz hız ve konum algılama yöntemleri incelenmiştir.

Anahtar Kelimeler: Senkron Relüktans Motor, Vektör Kontrol, Sensörsüz Hız ve Pozisyon Algılama, MATLAB

ABSTRACT

SYNCHRONOUS RELUCTANCE MOTOR CONTROL

Mahmut Can KOVAN

Department of Electrical Engineering

MSc. Thesis

Adviser: Assoc.Prof.Dr. Ahmet Faruk BAKAN

Suppliers set off on a quest of highly productive and low priced electrical motor in accordance with IEC' s decision that made with EU to increase efficiency of industrial motors. PMSM is highly productive but it is not cheap because of the valuable magnets in its rotors. Searches for both highly productive and budget friendly electrical motor lead suppliers to reluctance motors. SynRM, which has higher efficiency and torque density in comparison with induction motor, and its cheaper in comparison with PMSM, is a powerful alternative in synchronous reluctance motor industry.

In this thesis, it is built a mathematical model of a synchronous reluctance motor on MATLAB which has almost the same structure and uses the same driver hardware as to induction motor and PMSM. It is analyzed the sensor- fitted vector control algorithm on this mathematical model. Afterwards, it is described, generally, the methods of sensorless speed control for synchronous reluctance motor and they are analyzed with the slope of motor current, and the difference of the slopes of motor currents.

Keywords: Synchronous Reluctance Motor, Vector Control, Sensorless speed and position sensing, MATLAB

BÖLÜM 1

GİRİŞ

1.1 Literatür Özeti

Senkron relüktans motor hakkında bilinen ilk çalışmayı Jaroslaw Kostko 1923 yılında AIEE'de ""Polyphase Reaction Synchronous Motors" adıyla yayınlamış ve 1927 yılında fikrin patentini (Patent No: US1697362) almıştır. Kostko bu çalışmasında günümüzde de yaygın olarak kullanılan "transverse laminated rotor" yapısı kullanmıştır [1].

1959 yılında John F. Douglas ve Pentti Rautimo, "Synchronous Induction Motor" adı ile aldıkları patentte yine relüktans momentini kullanan ve geçmişten günümüze yaygın olarak kullanılan rotor tiplerinden oldukça farklı bir rotor tipinin patentini almıştır [2].

Doğrudan şebeke gerilimi ile yol verilememesi konusunu çözmek için ilk patenti P. F. Bauer 1956 yılında rotora sincap kafes ekleyerek almıştır. 1967 yılında Krause [3], 1991 yılında ise Lipo rotora asenkron motorlardakine benzer bir sincap kafes yapısı ekleyerek doğrudan şebeke ile yol verilebilen bir rotor tasarımı ortaya çıkartmışlardır [4]. Bu tasarım senkron relüktans motorun büyük bir problemini çözmekte fakat sağladığı en önemli avantajları (ucuz ve kolay üretilebilen rotor yapısı) yok etmektedir. 1961 Yılında P. R. Armstrong, Kostko'nun rotoruna benzeyen bir rotor tasarımıyla patent almıştır [5].

70'li yıllarda bu motora olan ilgi azalmış fakat sürücü teknolojisinin gelişmesiyle birlikte senkron relüktans motorlara olan ilgi tekrar artmaya başlamıştır. 1988 yılında ABB relüktans momentini kullanan servomotor serisini piyasaya sürmüş, ardından 2000'li yılların başında senkron relüktans motor ürün ailesini (motor + sürücü) piyasaya

çıkartmıştır [6]. ABB ile hemen hemen aynı dönemde Siemens de senkron relüktans motor ürün ailesini duyurmuş ve piyasaya çıkartmıştır [11].

1994 yılında Matsuo, Lipo ile birlikte boyuna kesitli rotor tasarımı kullanarak bir motor tasarlamış ve sensörsüz kontrol yöntemi geliştirmiştir. Günümüzde senkron relüktans motora ilişkin moment dalgalılığını gidermek için vektör kontrol yöntemi haricinde yeni nesil kontrol yötemleri (bulanık mantık, yapay sinir ağları vs.),sensörsüz hız ve pozisyon belirleme üzerine araştırmalar yapılmaya devam etmektedir [7].

2013 yılında Abdel-Karim Daud ve Basim Alsayid kesidi boyuna kesitli rotora benzeyen fakat yapısı enine kesitli bir rotor tasarımlı bir senkron relüktans motor ile histeresiz akım kontrol yöntemi geliştirmişlerdir [8].

1.2 Tezin Amacı

Rotorunda mıknatıs veya sargı olmadığı için senkron veya asenkron motorlara göre daha ucuza üretilebilme imkanı olan ve asenkron motora göre daha iyi moment/ağırlık oranına [7] sahip olan senkron relüktans motorlar günümüzde pek çok firmanın üzerinde çalıştığı bir motor tipi haline gelmiştir. Ayrıca Avrupa birliğinin aldığı kararla AB ülkelerinde satılacak motorların verimlerinin kademeli olarak arttırılmasını sağlayan bir düzenleme yürürlüğe girmiş ve 1 Ocak 2017 tarihi itibariyle motorların sürücüsüz olarak IE3, sürücülü olarak IE2 verim sınıfını sağlamaları gerektiği yasal zorunluluk haline getirilmiştir [9]. Bu zorunluluk, fiyat ve performans bakımından senkron relüktans motorun sincap kafesli asenkron motor ve sabit mıknatıslı senkron motora göre popülerliğini arttırmaktadır. Bu tez çalışmasında senkron relüktans motorun matematiksel modeli kullanılarak vektör kontrol yöntemiyle hız kontrol simülasyonunun yapılması amaçlanmıştır. Bunun yanında literatürdeki sensörsüz hız ve pozisyon algılama yöntemlerinden sıfır -nominal hız aralığında çalışabilen iki yöntem gerçekleştirilen simülasyon altyapısı üzerinde analiz edilmiştir.

1.3 Orjinal Katkı

Senkron relüktans motorun matematiksel modeli kullanılarak MATLAB ortamında SynRM için simülasyon altyapısı oluşturulmuştur. Bu simülasyon altyapısı ile motorun vektörel kontrolü gerçekleştirilmiştir. Sensörsüz kontrol yöntemleri arasından belirlenen güncel iki yöntemin tüm çalışma aralığındaki performansları incelenmiştir.

BÖLÜM 2

SENKRON RELÜKTANS MOTOR

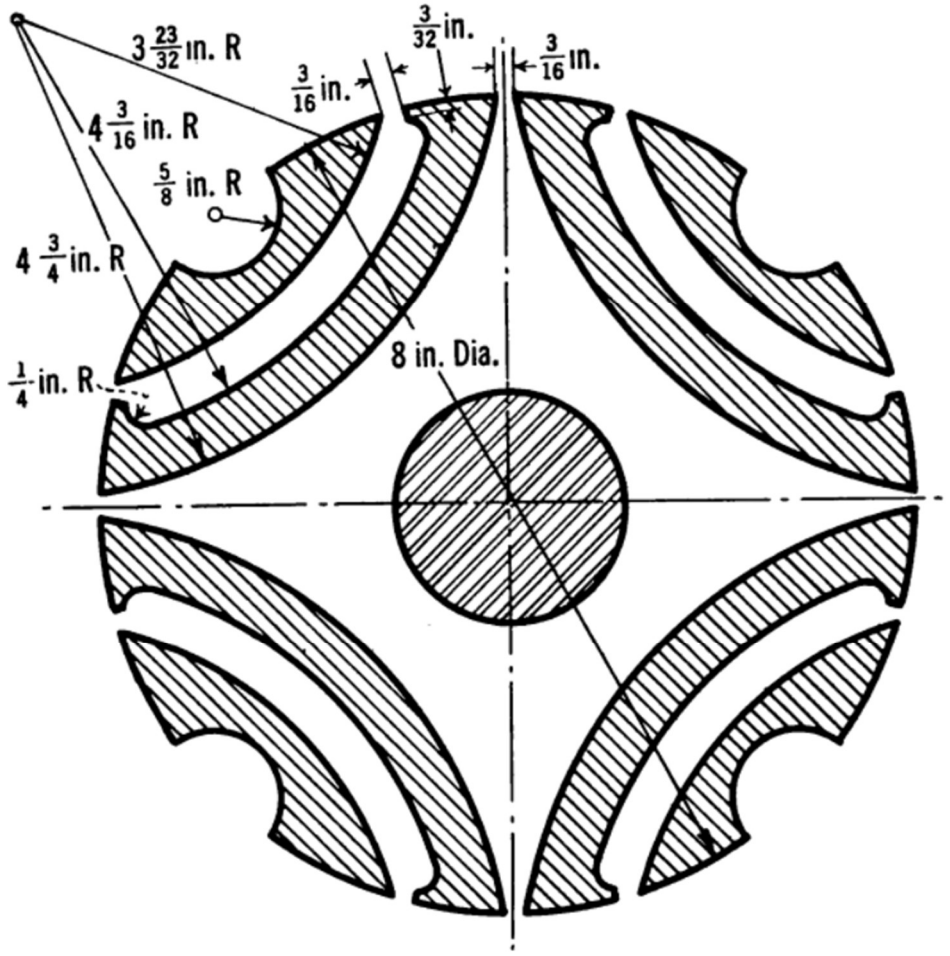
Relüktans momentini kullanan makineleri tarihte ilk kez 20. yüzyılın başlarında görmek mümkündür. Bu makineler şu an endüstride yaygın olarak kullanılan motorların aksine relüktans momenti adı verilen bir moment türüyle elektrik enerjisini mekanik enerjiye çevirmektedirler. Relüktans momenti; asenkron motor, rotoru uyartımlı senkron motor ve sabit mıknatıslı senkron motordan farklı olarak statorda oluşturulan manyetik alan çizgilerinin rotor üzerinde en düşük manyetik dirence sahip olduğu yolu takip etme eğilimi sayesinde oluşur ve bu moment vasıtasıyla dönme hareketi sağlanır.

2.1 Senkron Relüktans Motor Tarihi ve Günümüzdeki Yeri

Geçmişte relüktans momentini kullanan ilk makinenin anahtarlamalı relüktans motoru olduğu görülmektedir. Günümüzde yüksek dayanıklılık gerektiren projelerde kendine yer bulabilen bu motor tipi, düşük hızlarda yüksek moment dalgalılığı, duyulabilir gürültü gibi nedenlerle endüstride yaygın olarak kullanılan motorlardan ucuz olmasına karşın tercih edilmemektedir. Anahtarlamalı relüktans motor, doğası gereği şebekeden doğrudan beslenememektedir. Bu yüzden sabit hız gerektiren uygulamalarda motora ek olarak bir de sürücü maaliyeti gelmektedir.

Anahtarlamalı relüktans motorundan birkaç on yıl sonra Kostko [1] o dönem için yeni bir senkron motor olarak isimlendirdiği senkron relüktans motorun patentini almıştır. Kostko aldığı bu patentte yaptığı açıklamada rotordaki d ve q eksenlerinin yüksek endüktans farkı sayesinde relüktans momenti oluşturduğunu anlatmaktadır. Anahtarlamalı relüktans motorundan farklı olarak statoru senkron ve asenkron makine

ile tamamen aynıdır. Bu farklılık anahtarlamalı relüktans motora göre daha az moment dalgalılığı, dolayısıyla daha az duyulabilir gürültü anlamına gelmektedir. Buna karşın bu motoru döndürebilmek için de bir sürücü gerekmektedir.



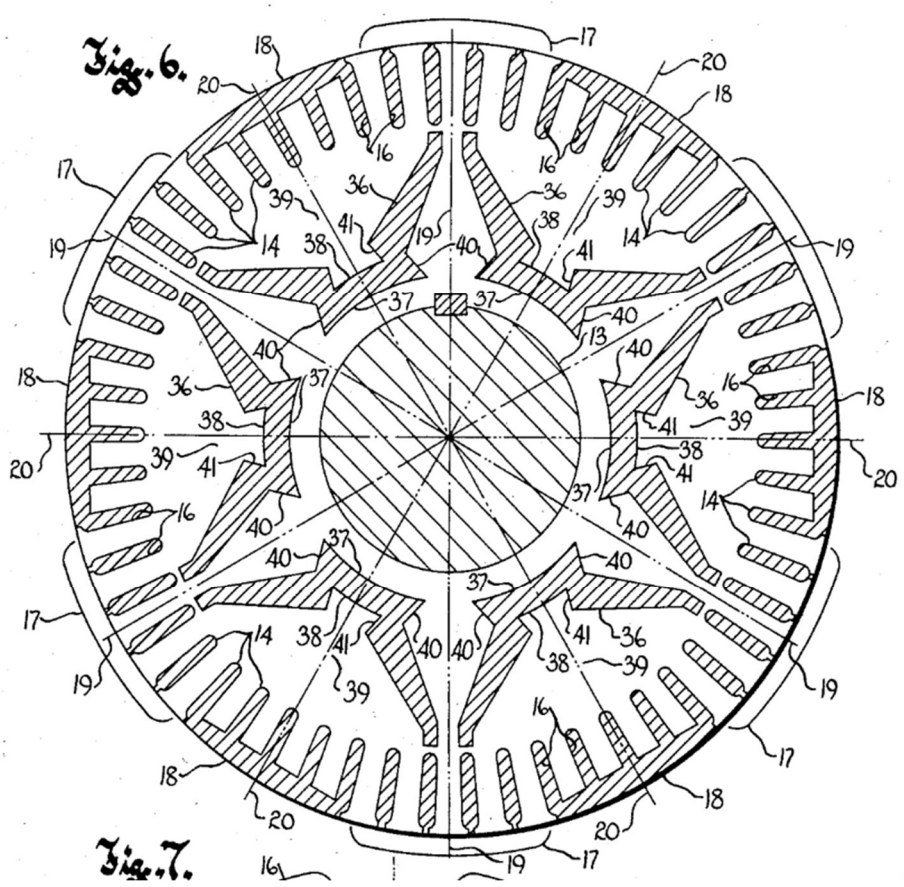
Şekil 2. 1 Kostko rotor tasarımı

Senkron relüktans motorun ilk örneklerinde, rotordaki çıkık kutup yapısı, sincap kafesli asenkron motorun belli başlı dişlerinin rotorundan çıkartılmasıyla elde edilmiştir. Kostko'nun patenti ve bu ilk denemelere bakarak, senkron relüktans motoru, rotoru çıkık kutuplu, uyartımsız ve statoru üç fazlı sargılardan meydana gelen makine olarak tariflemek mümkündür.

Yukarıda bahsedilen ilkel senkron relüktans makineler o dönemde diğer makine türlerine göre düşük performanslı ve görece yüksek maaliyetli olmaları nedeniyle endüstride oldukça az tercih edilen bir motor türü olmuştur. Buna karşın araştırma faliyetleri devam etmiş, rotor yapısı geliştirilerek daha dayanıklı ve üretimi kolay hale getirilmiş ve

motorun toplam performansı arttırılmıştır. Bu sayede endüstriyel kullanımda asenkron makineyle rekabet edecek fiyat performans seviyelerine ulaşmıştır. Rotorda sargı olmaması ve senkron hızda dönmesi (kayma olmaması) asenkron motora karşı en büyük avantajlarındandır.

1959 yılında John F. Douglas ve Pentti Rautimo, "Synchronous Induction Motor" adı ile aldıkları patentte yine relüktans momentini kullanan ve geçmişten günümüze yaygın olarak kullanılan rotor tiplerinden oldukça farklı bir rotor tipinin patentini almıştır [2].

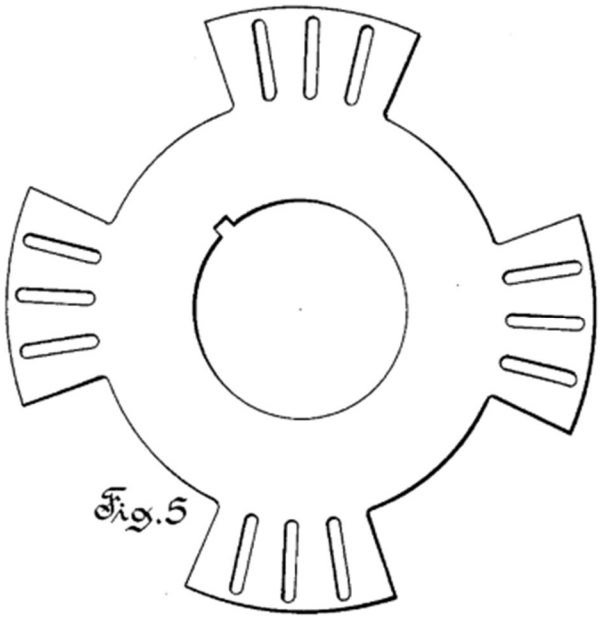


Şekil 2. 2 Douglas rotor tasarımı

Senkron relüktans motor başlangıç momentine sahip olmadığı için yukarıda da belirtildiği üzere sabit frekans kaynağı ile (örneğin şebeke ile) döndürülmesi mümkün değildir. İlk dönme hareketini sağlamak için ya bir sürücü kullanılmalı ya da rotora asenkron motordaki sincap kafes yapısına benzer bir sargının yerleştirilmesi gerekmektedir. Senkron relüktans motorun rotoruna sargı eklenirse bir sürücü kullanılmadan sabit frekans kaynağıyla senkron hızda dönmesi sağlanabilir fakat bu güç

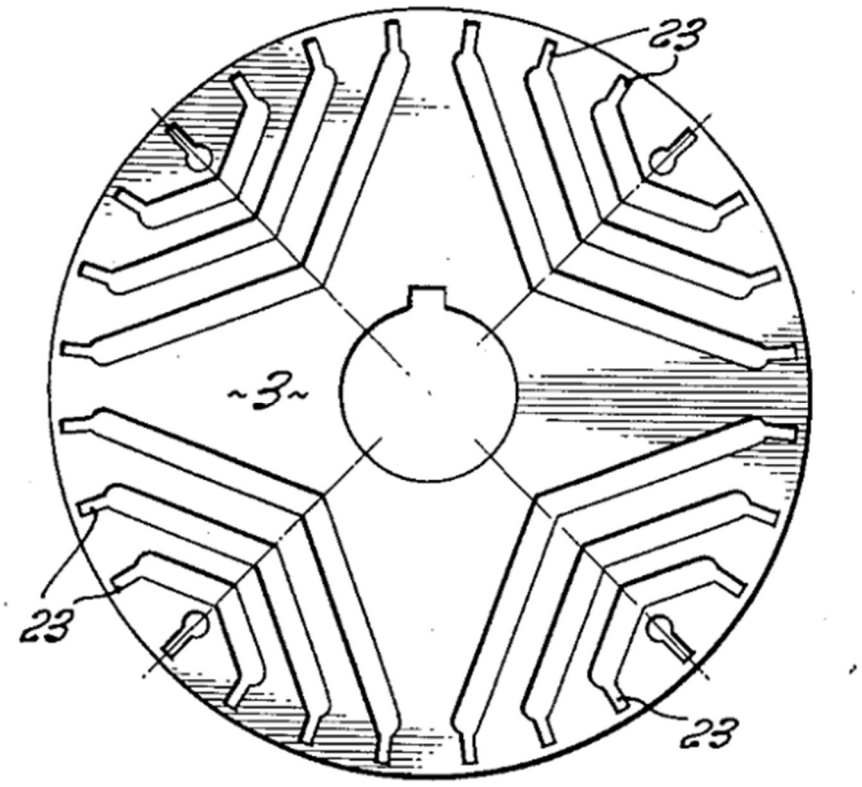
faktörünün düşmesine, verimin azalmasına, rotor kayıplarına ve daha düşük moment/ağırlık oranına neden olur [10].

Doğrudan şebeke gerilimi ile yol verilememesi konusunu çözmek için ilk patenti P. F. Bauer 1956 yılında rotora sincap kafes ekleyerek almıştır. 1967 yılında Krause, 1991 yılında ise Lipo rotora asenkron motorlardakine benzer bir sincap kafes yapısı ekleyerek doğrudan şebeke ile yol verilebilen bir rotor tasarımı ortaya çıkartmışlardır. Bu tasarım senkron relüktans motorun büyük bir problemini çözmekte fakat sağladığı en önemli avantajları (ucuz ve kolay üretilebilen rotor yapısı) yok etmektedir.



Şekil 2. 3 Bauer'in sincap kafesli rotor tasarımı

1961 Yılında P. R. Armstrong, Kostko'nun rotoruna görece benzeyen bir rotor tasarımıyla patent almıştır [5].



Şekil 2. 4 P. R. Armstrong'un rotor tasarımı

70'li yıllarda bu motora olan ilgi azalmış fakat elektronik sürücü teknolojisinin gelişmesiyle birlikte senkron relüktans motorlara olan ilgi tekrar artmaya başlamıştır. 1988 yılında ABB relüktans momentini kullanan servomotor serisini piyasaya sürmüş, 2000'li yılların başında senkron relüktans motor ürün ailesini (motor + sürücü) piyasaya çıkartmıştır. ABB ile hemen hemen aynı dönemde Siemens de senkron relüktans motor ürün ailesini duyurmuş ve piyasaya çıkartmıştır [11].

1994 yılında Matsuo, Lipo ile birlikte boyuna kesitli rotor tasarımı kullanarak bir motor tasarlamış ve sensörsüz kontrol yöntemi geliştirmiştir. Günümüzde senkron relüktans motora ilişkin moment dalgalılığını gidermek için vektör kontrol yöntemi haricinde yeni nesil kontrol yötemleri (bulanık mantık, yapay sinir ağları vs.) ve sensörsüz hız ve pozisyon belirleme üzerine çeşitli araştırmalar yapılmaya devam etmektedir [7].

2013 yılında Abdel-Karim Daud ve Basim Alsayid kesidi boyuna kesitli rotora benzeyen fakat yapısı enine kesitli bir rotor tasarımlı bir senkron relüktans motor ile histerezis akım kontrol yöntemi geliştirmişlerdir [8].

2.2 Senkron Relüktans Motorun d-q Ekseni Matematiksel Modeli

Bu bölümde Senkron relüktans motorun kararlı haldeki matematiksel modeli işlenecektir. Senkron relüktans motorun rotorunda bir uyarma sargısı veya sabit mıknatıs bulunmadığı için denklem takımları asenkron motor, rotoru uyartımlı senkron motor ve sabit mıknatıslı senkron motora göre daha sadedir. Motora ilişkin denklem takımları d-q ekseninde verilerek motorun davranışının incelenmesi kolaylaştırılmıştır.

2.2.1 Senkron Relüktans Motorun d-q ekseni Matematiksel Modeli

Senkron relüktans motorun stator sargıları sinüsoidal şekilde dağıldığı için, hava aralığındaki akı harmonikleri sadece stator sızıntı endüktansına katkıda bulunur. Bu yüzden de bu makineye ilişkin denklemler klasik çıkık kutuplu senkron makine denklemlerinden elde edilebilir. Rotorunda uyarma sargısı olmadığı için, çıkık kutuplu senkron makinenin d-q eksenindeki denklemlerinden rotor uyartımı ile ilgili ifadeler çıkartılarak senkron relüktans motora ilişkin denklemler aşağıdaki gibi yazılabilir [10].

$$V_{ds} = r_s i_{ds} + p\lambda_{ds} - \omega_{re}\lambda_{qs} \tag{2.1}$$

$$V_{qs} = r_s i_{qs} + p\lambda_{qs} - \omega_{re}\lambda_{ds} \tag{2.2}$$

$$\lambda_{ds} = L_{ls} i_{ds} + L_{md} i_{ds} \tag{2.3}$$

$$\lambda_{qs} = L_{ls} i_{qs} + L_{mq} i_{qs} \tag{2.4}$$

$$T_{re} = \frac{3}{2}\frac{p}{2}(\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) \tag{2.5}$$

Burada L_{ls}, L_{md}, L_{mq} parametreleri sırasıyla kaçak endüktans, d ekseni mıknatıslanma endüktansı ve q ekseni mıknatıslanma endüktansını, λ_{ds}, λ_{qs} d ve q eksenini akılarını, r_s stator sargısı direnci (tek faza ait), p kutup sayısını, ω_{re} rotora ilişkin elektriksel açısal hızını, T_{re} rotor elektriksel momentini, i_{ds}, i_{qs} d ve q ekseni stator akımlarını ifade eder.

2.2.2 Senkron Relüktans Motor için Kararlı Hal Denklemleri

Bir önceki bölümde motora ilişkin d-q denklemleri verilmiştir. Stator akımlarının d-q ekseninde fiziksel davranışları yukarıdaki gibi ifade edilebilir. Dengeli üç fazlı sinüsoidal gerilim motor sargılarına uygulandığında, (eğer döner alan ile rotor hızı aynı ise) rotor eksen takımı referans alınarak gözlemlendiğinde gerilimin sabit genlikte d-q ekseninde rotor hızıyla aynı hızda dönen vektöre (Vs) dönüştüğü görülecektir. Bu gerilim vektörünün d-q eksenindeki bileşenleri aşağıdaki gibidir [10].

$$V_{ds} = V_s \cos(\delta) \tag{2.6}$$

$$V_{qs} = -V_s \sin(\delta) \tag{2.7}$$

Burada δ açısı V_s vektörünün q ekseniyle yaptığı açıyı ifade eder.

Stator gerilimlerinin d-q bileşenleri sabit hale geldiğinde 2.1 ve 2.2 no'lu denklemlerdeki değişkenler de (kararlı halde) sabit hale gelir. Yani $p\lambda_{ds}$ bileşeni sıfır olur. Kararlı halde akım denklemleri aşağıdaki gibi yazılır.

$$i_{ds} = \frac{\omega_{re} L_{qs} V_{qs} + r_s V_{ds}}{r_s^2 + \omega_{re}^2 L_{ds} L_{qs}} \tag{2.8}$$

$$i_{qs} = \frac{-\omega_{re} L_{ds} V_{ds} + r_s V_{qs}}{r_s^2 + \omega_{re}^2 L_{ds} L_{qs}} \tag{2.9}$$

Eğer stator dirençlerini ihmal edersek yukarıdaki denklemler oldukça sadeleşecek ve aşağıdaki gibi olacaktır.

$$i_{ds} = \frac{V_{qs}}{\omega_{re} L_{ds}} \tag{2.10}$$

$$i_{qs} = \frac{V_{ds}}{\omega_{re} L_{qs}} \tag{2.11}$$

2.3 Senkron Relüktans Motorun abc Ekseni Matematiksel Modeli

Bu bölümde senkron relüktans motora ilişkin abc ekseni gerilim ve akı denklemleri açıklanacaktır. Bir önceki bölümde dönen eksen takımında (d-q ekseninde) senkron relüktans motora ilişkin denklem takımları verilmiştir. Bu bölümde ise yine bu motora

ilişkin abc eksenindeki denklemler verilecektir. Bu denklemler pozisyon algılama bölümünde kullanılmak üzere referans teşkil etmektedir. Senkron relüktans motorun a-b-c eksen takımında gerilim ifadeleri aşağıdaki gibidir [15].

$$V_{as} = r_s i_{as} + \frac{d}{dt}\lambda_{as} \tag{2.12}$$

$$V_{bs} = r_s i_{bs} + \frac{d}{dt}\lambda_{bs} \tag{2.13}$$

$$V_{cs} = r_s i_{cs} + \frac{d}{dt}\lambda_{cs} \tag{2.14}$$

Burada $\frac{d}{dt}\lambda_{as}$, $\frac{d}{dt}\lambda_{bs}$ ve $\frac{d}{dt}\lambda_{cs}$ Stator akılarının türevini ifade eder.

Yukarıda görülen stator akılarını; stator akımları, öz endüktans ve ortak endüktans olarak aşağıdaki gibi yazabiliriz [15].

$$\lambda_{as} = L_{aa} i_{as} + L_{ab} i_{bs} + L_{ac} i_{cs} \tag{2.15}$$

$$\lambda_{bs} = L_{ab} i_{as} + L_{bb} i_{bs} + L_{bc} i_{cs} \tag{2.16}$$

$$\lambda_{cs} = L_{ac} i_{as} + L_{bc} i_{bs} + L_{cc} i_{cs} \tag{2.17}$$

Burada L_{aa}, L_{bb}, L_{cc} öz endüktansları, L_{ab}, L_{bc}, L_{ac} ortak endüktansları ifade eder.

Yüksek harmonikli ifadeleri ihmal edersek, makinedeki her endüktans; bir ikinci harmonikli elemanı ve sabit değerli bir elemanından oluşur. öz endüktans değerlerinin içinde ortak endüktanstan farklı olarak o faza ilişkin kaçak endüktansı da vardır. Öz endüktansı ve ortak endüktansı aşağıdaki gibi yazabiliriz [15].

$$L_{aa} = L_{ls} + L_{0s} - L_{2s}\cos(2\theta_{re}) \tag{2.18}$$

$$L_{bb} = L_{ls} + L_{0s} - L_{2s}\cos(2\theta_{re} + \frac{2\pi}{3}) \tag{2.19}$$

$$L_{cc} = L_{ls} + L_{0s} - L_{2s}\cos(2\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}) \tag{2.20}$$

$$L_{ab} = -\frac{1}{2}L_{0s} - L_{2s}\cos(2\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}) \tag{2.21}$$

$$L_{ac} = -\frac{1}{2}L_{0s} - L_{2s}\cos(2\theta_{re}) \tag{2.22}$$

$$L_{bc} = -\frac{1}{2}L_{0s} - L_{2s}\cos(2\theta_{re} + \frac{2\pi}{3}) \tag{2.23}$$

Burada L_{0s} değeri endüktansın sabit değerli bileşeni, L_{2s} değeri endüktansın 2. harmonikli bileşenini temsil etmektedir. Bu iki değer motorun mekanik özellikleri ile belirlenir. Bu değerlerin motora ilişkin mekanik değerlerle ifadesi aşağıdaki gibidir [15].

$$L_{0s} = \mu_s r l N_s^2 \left(\frac{\pi}{8}\right) \left(\frac{1}{g_{min}} + \frac{1}{g_{max}}\right) \quad (2.24)$$

$$L_{2s} = \mu_s r l N_s^2 \left(\frac{\pi}{8}\right) \left(\frac{1}{g_{min}} + \frac{1}{g_{max}}\right) \quad (2.25)$$

Burada g_{min} d ekseni eşdeğer hava boşluğunu, g_{max} q ekseni eşdeğer hava boşluğunu, r rotor yarı çapını, l rotor uzunluğunu N_s faz başına sarım sayısını temsil eder.

d-q ekseni mıknatıslanma endüktanslarını L_{0s} ve L_{2s} cinsinden aşağıdaki gibi yazabiliriz:

$$L_{md} = \frac{3}{2}(L_{0s} + L_{2s}) \quad (2.26)$$

$$L_{mq} = \frac{3}{2}(L_{0s} - L_{2s}) \quad (2.27)$$

Buna göre L_{0s} ve L_{2s} değerlerini de d-q ekseni mıknatıslanma endüktansları cinsinden yazabiliriz:

$$L_{0s} = \frac{1}{3}(L_{md} + L_{mq}) \quad (2.28)$$

$$L_{2s} = \frac{1}{3}(L_{md} - L_{mq}) \quad (2.29)$$

Ayrıca d-q ekseni endüktansları mıknatıslanma endüktansına kaçak endüktans değeri eklenerek bulunabilir.

$$L_d = L_{ls} + \frac{3}{2}(L_{0s} + L_{2s}) \quad (2.30)$$

$$L_q = L_{ls} + \frac{3}{2}(L_{0s} - L_{2s}) \quad (2.31)$$

2.28 ve 2.29 numaralı denklemleri 2.18-2.23 arasındaki denklemlerde yerine yazarak mıknatıslanma endüktansları cinsinden öz ve ortak endüktansları elde edebiliriz:

$$L_{aa} = L_{ls} + \frac{1}{3}L_{md}(1 - \cos(2\theta_{re})) + \frac{1}{3}L_{mq}(1 + \cos(2\theta_{re})) \quad (2.32)$$

$$L_{bb} = L_{ls} + \frac{1}{3}L_{md}\left(1 - \cos\left(2\theta_{re} + \frac{2\pi}{3}\right)\right)$$

$$+\frac{1}{3} * L_{mq}\left(1 + \cos\left(2\theta_{re} + \frac{2\pi}{3}\right)\right) \quad (2.33)$$

$$L_{bb} = L_{ls} + \frac{1}{3}L_{md}\left(1 - \cos\left(2\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}\right)\right)$$

$$+\frac{1}{3}L_{mq}(1 + \cos\left(2\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}\right)) \quad (2.34)$$

$$L_{ab} = -\frac{1}{3}L_{md}\left(\frac{1}{2} + \cos\left(2\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}\right)\right)$$

$$-\frac{1}{3} * L_{mq}(\frac{1}{2} - \cos\left(2\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}\right)) \quad (2.35)$$

$$L_{ac} = -\frac{1}{3}L_{md}\left(\frac{1}{2} + \cos(2\theta_{re})\right) - \frac{1}{3}L_{mq}(\frac{1}{2} - \cos(2\theta_{re})) \quad (2.36)$$

$$L_{ab} = -\frac{1}{3}L_{md}\left(\frac{1}{2} + \cos\left(2\theta_{re} + \frac{2\pi}{3}\right)\right)$$

$$-\frac{1}{3}L_{mq}(\frac{1}{2} - \cos\left(2\theta_{re} + \frac{2\pi}{3}\right)) \quad (2.37)$$

Buna göre öz ve ortak endüktansların, d-q ekseni mıknatıslanma endüktanslarına ve rotor pozisyonuna bağlı olduğu görülebilir. Bu bilgi daha sonra rotor pozisyonu algılama bölümünde kullanılacaktır.

BÖLÜM 3

SENKRON RELÜKTANS MOTORUN VEKTÖREL KONTROLÜ

Alternatif akım makinelerinin (asenkron motor, sabit mıknatıslı senkron motor, fırçasız dc motor vs.) doğru akım makineleri gibi hassas kontrolünü sağlamak, doğru akım makinelerine yakın dinamik cevap sürelerine erişebilmek için vektörel kontrol yöntemleri kullanılmaktadır.

Bu bölümde senkron relüktans motor için vektörel kontrol yöntemleri incelenmiştir. Bu bölümde sıfır hız ile nominal hız arasındaki kontrol incelenmiş, alan zayıflatma konusuna girilmemiştir.

Senkron relüktans motora ilişkin vektör kontrolü pek çok yönüyle asenkron ve sabit mıknatıslı senkron motorun vektör kontrolüne benzerdir. Buna karşın rotorda akı üretilmediği için kontrol algoritmalarındaki rotorda üretilen akıyla ilgili bölümler senkron relüktans motorun kontrolünde yer almamaktadır.

Aşağıda ilk olarak amper başına en yüksek momenti elde etmek için uygulanması gereken kontrol stratejisi incelenecektir. Bunun ardından en yüksek güç faktörü için uygulanması gereken kontrol stratejisi incelenecektir.

3.1 Amper Başına En Yüksek Moment için Kontrol Algoritması

Bu kontrol stratejisinde amaç isminden de anlaşılacağı üzere şebekeden çekilen akımı mümkün olan en yüksek oranda döndürme momentine çevirebilmektir. Bu kontrol stratejisi doğası gereği güç faktörüyle ilgilenmez. Bu yüzden istenilen güç faktörü elde edilemeyebilir.

Daha önceki bölümlerde senkron relüktans motora ilişkin moment denklemi aşağıdaki gibi verilmiştir.

$$T_{re} = \frac{3}{2}\frac{p}{2}(\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) \tag{3.1}$$

d-q ekseni akımları I_s vektörü cinsinden aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$i_{ds} = I_s \cos(\varepsilon) \tag{3.2}$$

$$i_{qs} = -I_s \sin(\varepsilon) \tag{3.3}$$

Burada ε manyeto motor kuvvet açısını temsil etmektedir.

Yukarıda 3.1'de verilen moment ifadesini 3.2 ve 3.3 ifadelerinde verilen eşitlikleri kullanarak yeniden düzenlersek;

$$T_{re} = \frac{3}{2}\frac{p}{2}\left(L_{ds} - L_{qs}\right) I_s^2 \frac{\sin(2\varepsilon)}{2} \tag{3.4}$$

ifadesini elde ederiz. Burada I_s akımı sabitken momentin en yüksek değerini etkileyen değişken sinüslü ifadedir. Sinüs ifadesini en büyük yapan açıyı elde etmeye çalışarak yapılan motor kontrol stratejisi bize akım başına en yüksek moment değerini verecektir. Buna göre $\sin(2\varepsilon)$ ifadesini en büyük yapacak MMF açısının $\varepsilon = 45^0$ olduğu kolaylıkla görülebilir.

3.2 En Yüksek Güç Faktörü için Kontrol Algoritması

Bu kontrol stratejisinde amaç inverter girişinde en yüksek güç faktörünü elde etmektir. Bu yöntemde motorun performansı belli koşullarda sınırlanmak zorunda kalır. Güç faktörüne ilişkin bir kontrol stratejisinin geliştirilmesinin altında yatan asıl neden, senkron relüktans motorun rakip makinelere göre düşük güç faktörüne sahip olmasıdır. Buna karşın bu kontrol stratejisiyle eşdeğer güç faktörü değerleri elde edilebilir.

Senkron relüktans motorun güç faktörü (eğer stator direncini ihmal edersek) aşağıdaki gibi ifade edilir [15].

$$\cos(\varphi) = \frac{V_{qs}\sin(\varepsilon) + V_{ds}\cos(\varepsilon)}{\sqrt{V_{qs}^2 + V_{ds}^2}} \tag{3.5}$$

V_{ds} ve V_{qs} değişkenlerini 2.10 ve 2.11'de yer alan kararlı hal denklemleriyle genişletirsek güç faktörü denklemi aşağıdaki gibi olur.

$$\cos(\varphi) = \frac{\omega_{er} L_{ds} i_{ds} \sin(\varepsilon) + \omega_{er} L_{qs} i_{qs} \cos(\varepsilon)}{\sqrt{(\omega_{er} L_{ds} i_{ds})^2 + (\omega_{er} L_{qs} i_{qs})^2}} \tag{3.6}$$

i_{ds} ve i_{qs} değerlerini I_s cinsinden yazıp, $\frac{L_{ds}}{L_{qs}}$ değerine κ dersek yukarıda 3.6'de verilen denklemimiz aşağıdaki gibi sadeleşmiş olacaktır.

$$\cos(\varphi) = \frac{(\kappa - 1)}{\sqrt{\kappa^2 \frac{1}{sin^2(\varepsilon)} + \frac{1}{cos^2(\varepsilon)}}} \tag{3.7}$$

3.7 numaralı denkleme göre güç faktörü, manyeto motor kuvvet açısının bir fonksiyonu olarak ifade edilmiştir. Burada, $sin^2(\varepsilon)$ ifadesini x'e eşitleyip ardından $\cos(\varphi)$ 'yi x'e bağlı bir fonksiyon olarak yazıp türevini alırsak güç faktörünün en büyük değerini elde edebiliriz.

$$\cos\varphi(x) = \frac{(\kappa - 1)}{\sqrt{\kappa^2 \frac{1}{x} + \frac{1}{1-x}}} \tag{3.8}$$

$$\frac{dcos\varphi(x)}{dx} = \frac{(\kappa - 1)}{(\kappa^2 \frac{1}{x} + \frac{1}{1-x})^{-3/2}} \left(\frac{-\kappa^2}{x^2} + \frac{1}{(1-x)^2} \right) = 0 \tag{3.9}$$

Bu denkleme göre $\frac{L_{ds}}{L_{qs}}$ oranı 0 veya 1 olamaz. Bu oranın 0 olması için $L_{ds} = 0$ olmalıdır fakat bu pratikte mümkün değildir. Relüktans momentinin oluşabilmesi için $L_{ds} \neq L_{qs}$ olması gerekmektedir. $\kappa = 1$ olması için $L_{ds} = L_{qs}$ olmalıdır ki bu da makinenin doğasına aykırıdır. $x = 0$ durumu da denklemi tanımsız yapacağı için yine bir çözüm değildir. Yukarıdaki denklemi sadeleştirirsek aşağıdaki denklemi elde ederiz.

$$-\kappa^2 (1-x)^2 + x^2 = 0 \tag{3.10}$$

Buna göre;

$$x = \kappa(1 - x) \tag{3.11}$$

Yazılabilir. Bu durumda;

$$\tan(\varepsilon) = \sqrt{\kappa} \tag{3.12}$$

olacaktır. Yukarıdaki eşitliği 3.8 numaralı denklemde yerine yazarsak en yüksek güç faktörünü motorun d-q ekseni endüktanslarına göre bulmuş oluruz. Buna göre en büyük güç faktörü aşağıdaki gibidir.

$$\cos(\varphi)_{max} = \frac{(\kappa-1)}{(\kappa+1)} \tag{3.13}$$

En yüksek güç faktörü durumu için giriş gücü aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$P_{pf(max)} = \frac{3}{2} V_s I_s \frac{L_{ds}-L_{qs}}{L_{ds}+L_{qs}} \tag{3.14}$$

Stator dirençlerini ihmal edersek d-q ekseninde gerilim değerleri aşağıdaki gibidir.

$$V_{qs} = V_s \cos(\delta) = X_{ds} i_{ds} \cos(\varepsilon) \tag{3.15}$$

$$V_{ds} = V_s \sin(\delta) = X_{qs} i_{qs} \sin(\varepsilon) \tag{3.16}$$

Burada X_{ds} ve X_{qs} ifadeleri aşağıdaki gibi tanımlanmıştır:

$$X_{qs} = \omega_{re} L_{ds} \tag{3.17}$$

$$X_{ds} = \omega_{re} L_{qs} \tag{3.18}$$

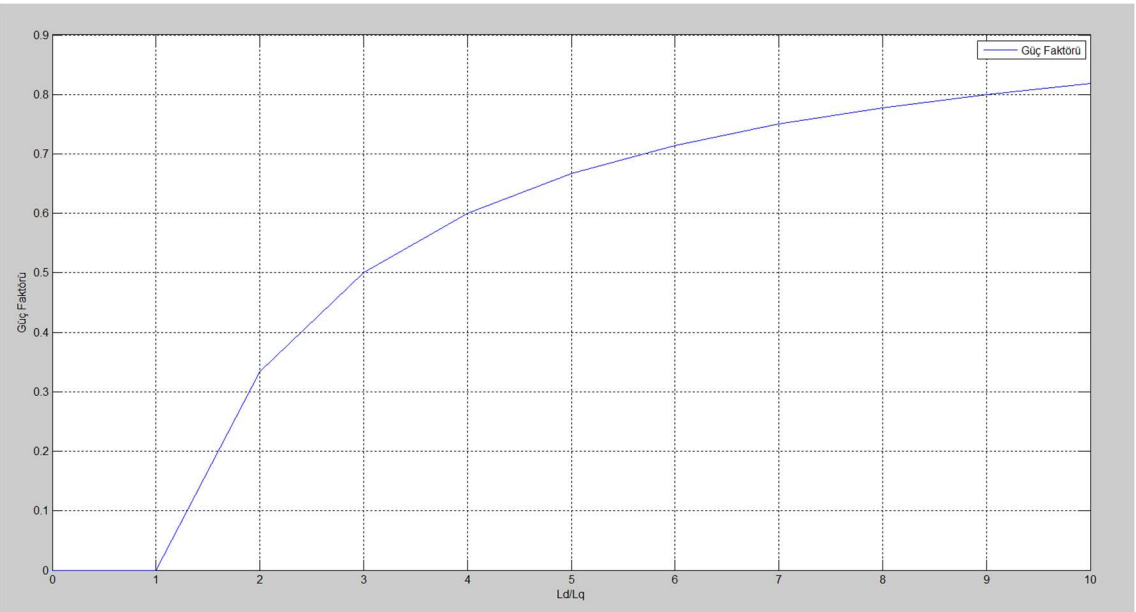
3.15 ve 3.16'daki denklemleri taraf tarafa böler ve $\tan(\varepsilon)$ ifadesininin yerine 3.12'deki eşitliği koyarsak en yüksek güç faktörü için moment açısı δ 'yi aşağıdaki gibi buluruz.

$$\tan(\delta) = \sqrt{\frac{L_{qs}}{L_{ds}}} \tag{3.19}$$

3.15 ve 3.16'daki denklemleri taraf tarafa böler ve $\tan(\varepsilon)$ ifadesininin yerine 3.12'deki eşitliği koyarsak en yüksek güç faktörü için moment açısı δ 'yi aşağıdaki gibi buluruz.

$$P_{pf(max)} = \frac{3}{2} \frac{V_s^2}{\omega_{re}} \frac{1}{\sqrt{L_{ds} - L_{qs}}} \frac{L_{ds} - L_{qs}}{L_{ds} + L_{qs}} \tag{3.20}$$

Burada görüleceği üzere motor hızı arttıkça en yüksek güç faktörü koşulunda elde edeceğimiz gücün azaldığını en azından matematiksel olarak öngörebiliriz. En yüksek güç faktörü koşulu için elde edeceğimiz en yüksek güç değerinin rotor tasarımıyla ilişkili olduğunu da görmekteyiz. d-q eksenindeki endüktans değerleri oranı arttıkça daha yüksek güç değerleri için en yüksek güç faktörünü elde edebileceğimiz de yine yukarıdaki denkleme bakılarak öngörülebilir.



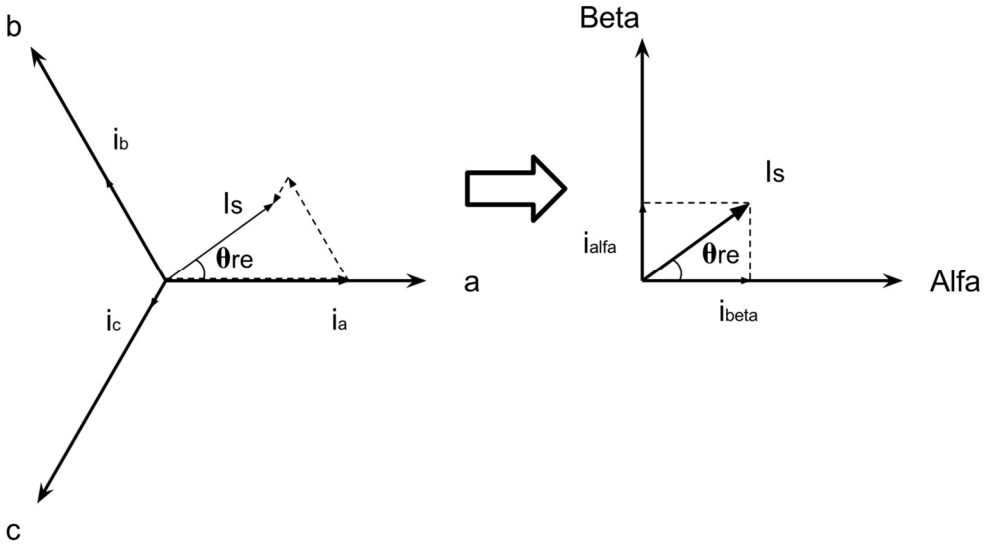
Şekil 3. 1 Ld/Lq oranı – güç faktörü

3.3 Clarke-Park Dönüşümleri

3 fazlı makinelere ilişkin elektriksel devre incelendiğinde, ilgili makinenin denklem sisteminin oldukça karışık olduğu ilk bakışta farkedilmektedir. Makinenin matematiksel olarak incelenmesi bu haliyle oldukça zordur çünkü birbiri içine geçmiş diferansiyel denklemleri çözmek gerekmektedir.

Karışık denklem sistemlerini bazı eksen dönüşümleri yaparak sadeleştirmek mümkündür. Bu sayede 3 fazlı ac motoru dc motor gibi incelemek ve buna ilişkin çeşitli hesaplamalar yapmak mümkün olacaktır.

Üç fazlı bir motorun $i_{as},\ i_{bs},\ i_{cs}$ akım vektörleri aşağıdaki gibidir. Bu üç akım vektörün bileşkesi I_s vektörüdür ve şekildeki gibi gösterilebilir.



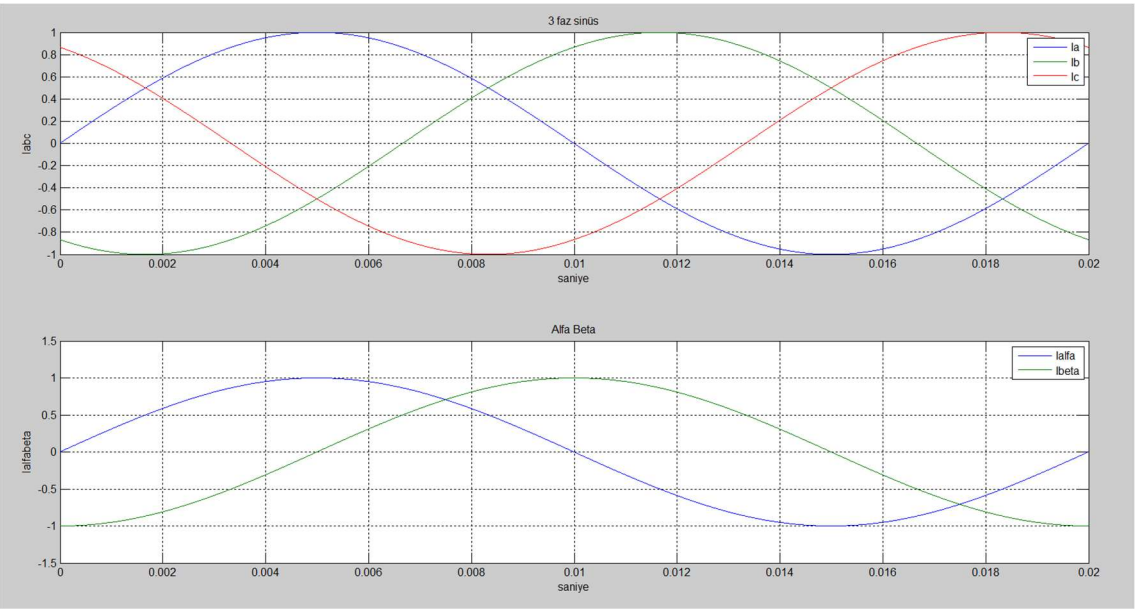
Şekil 3. 2 Clarke-Park dönüşümü

Burada a, b ve c fazları için akımları vektörel olarak toplayarak elde ettiğimiz bileşke vektörü I_s'yi, bundan sonra sabit eksen takımı olarak adlandıracağımız alfa beta ekseninde bileşenlerine ayırırsak i_{alfa} ve i_{beta} adlı iki vektör elde ederiz. Bu vektörler bizim 3 fazlı sistemde yazdığımız motor akımlarının iki fazlı sisteme dönüştürülmüş halidir. Matematiksel olarak bu dönüşüm aşağıdaki gibi elde edilir.

$$I_{alfa} = i_{as} - \frac{1}{2} i_{bs} - \frac{1}{2} i_{cs} \tag{3.21}$$

$$I_{beta} = \sqrt{\frac{3}{2}} (i_{bs} - i_{cs}) \tag{3.22}$$

Aşağıda şekil 3.3'de abc eksenindeki ve alfa beta eksenindeki akım dalga şekilleri verilmiştir.



Şekil 3. 3 abc ve alfa beta ekseninde akım dalga şekilleri

Bir sonraki bölümde anlatılacak olan Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu (SVPWM) ile ilgili hesaplamalarda sabit eksen takımı değişkenleri kullanılacaktır.

a,b,c ekseninden alfa beta eksenine geçiş Clarke dönüşümü olarak da isimlendirilir. İsmini dünyanın ilk kadın elektrik mühendisi ve ilk kadın elektrik mühendisliği profesörü olan Edith Clarke'tan almıştır [12].



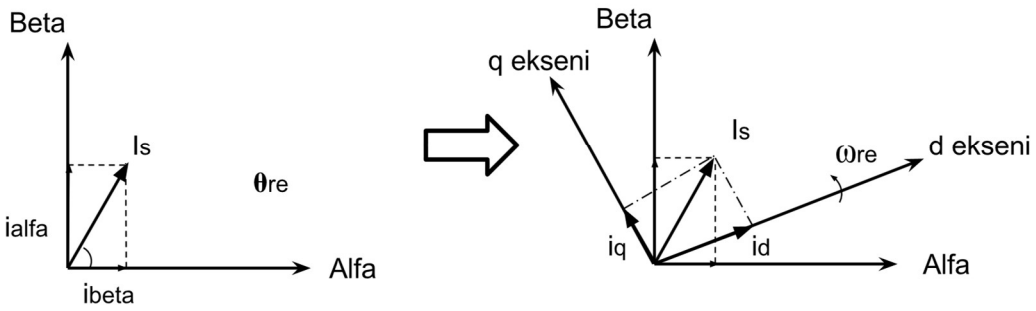
Şekil 3. 4 Statordan rotora bakan gözlemci

abc ekseninden alfa-beta eksenine geçişle birlikte artık elimizde 2 fazlı bir sistem olacaktır. Daha kolay anlaşılması için şöyle bir örnek verilebilir: Sabit eksen takımındaki denklem sistemini betimlemek için statordan rotora bakan bir gözlemciyi (bkz: şekil 3.4) düşünelim. Buna göre statordan rotora bakan bir gözlemci dönen bir sistem görecektir. Denklem sistemini 2 fazlı sisteme indirgemek, yukarıda da anlatıldığı gibi matematiksel modeli sadeleştirmiş olabilir ancak yine de elimizde dönen bir sistemi hesaplamaya çalışan bir gözlemci olacaktır. Bu engeli aşmak için ya dönen sistemi durdurmak ya da dönen sistemi kendisi üzerinden gözlemlemek, yani gözlemciyi rotorun üstüne yerleştirmek (bkz: şekil 3.5) gerekmektedir.



Şekil 3. 5 Rotordan statora bakan gözlemci

Rotor ekseninde duran gözlemci için hesaplamaları yapmak yukarıda bahsedildiği gibi oldukça kolaydır. Çünkü pozisyona bağlı olarak değişen değerler artık sabit genlikte DC sinyal şeklindedir. Bu eksen takımına literatürde dönen eksen takımı ya da kısaca d-q eksen takımı denir. Sabit eksen takımından dönen eksen takımına dönüşüm aşağıdaki gibi elde edilir:

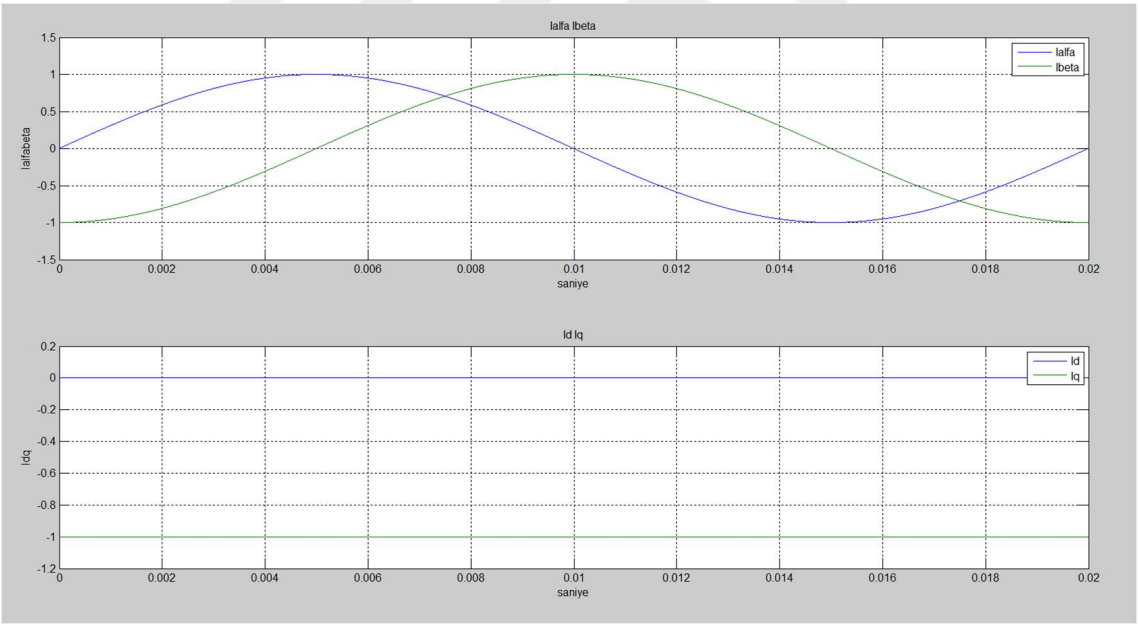


Şekil 3. 6 alfa beta ekseninden d-q eksenine geçiş

$$i_{ds} = i_{alfa}\cos(\theta_{re}) + i_{beta}\sin(\theta_{re}) \tag{3.23}$$

$$i_{qs} = i_{alfa}\cos(\theta_{re}) + i_{beta}\sin(\theta_{re}) \tag{3.24}$$

Aşağıda şekil 3.7'de alfa beta eksenindeki ve d-q eksenindeki akım dalga şekilleri görülmektedir.



Şekil 3. 7 alfa beta ekseni ve d-q ekseni akım dalga şekilleri

alfa beta ekseninden d-q eksenine geçiş literatürde Park dönüşümü olarak adlandırılır. ABD'li elektrik mühendisi Robert H. Park tarafından 1929 yılında önerilen bu dönüşüm abc ekseninden d-q eksenine geçişi anlatmaktadır. Elektrik makineleri alanında abc eksen takımından d-q eksen takımına geçiş doğrudan doğruya değil önce abc'den alfa-beta'ya sonra alfa-beta'dan d-q eksenine şeklinde yapılmaktadır. Zira alfa-beta ekseni

bileşenleri daha sonra SVPWM için kullanılacaktır. Bu 2 adımlı dönüşüme Clarke-Park dönüşümü ismi verilmiş ve alfa-beta eksen takımından d-q eksen takımına geçiş için Park dönüşümü ismi kullanılmaktadır.

abc eksen takımından doğrudan doğruya d-q eksen takımına geçiş için aşağıdaki denklem sistemi kullanmaktadır.

$$i_{ds} = i_{as}\cos(\theta_{re}) + i_{bs}\cos\left(\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}\right) + i_{cs}\cos\left(\theta_{re} + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.25)$$

$$i_{qs} = -i_{as}\sin(\theta_{re}) - i_{bs}\sin\left(\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}\right) - i_{cs}\sin\left(\theta_{re} + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.26)$$

abc ekseninden alfa-beta'ya ve d-q eksenine geçişin tam tersi de yapılabilir. Kontrol algoritması blok diyagramında görülebileceği üzere d-q eksenine geçiş yapıldıktan sonra kontrol ile ilgili algoritmalar çalıştırılıp yeni değerler elde edilmiştir. d-q ekseninde elde edilen yeni değerler önce alfa-beta ve sonra abc eksenine dönüştürülmüştür. Aşağıda 3.27 ve 3.28 numaralı denklemler d-q ekseninden alfa-beta eksenine geçiş ile ilgili, 3.29-3.31 arasındaki denklemler ise alfa-beta ekseninden abc eksenine geçiş ile ilgili denklem sistemleridir.

$$i_{alfa} = i_{ds}\cos(\theta_{re}) - i_{qs}\sin(\theta_{re}) \quad (3.27)$$

$$i_{beta} = i_{ds}\sin(\theta_{re}) + i_{qs}\cos(\theta_{re}) \quad (3.28)$$

$$i_a = i_{alfa} \quad (3.29)$$

$$i_b = -\frac{1}{2}i_{alfa} + \sqrt{\frac{3}{2}}i_{beta} \quad (3.30)$$

$$i_c = -\frac{1}{2}i_{alfa} - \sqrt{\frac{3}{2}}i_{beta} \quad (3.31)$$

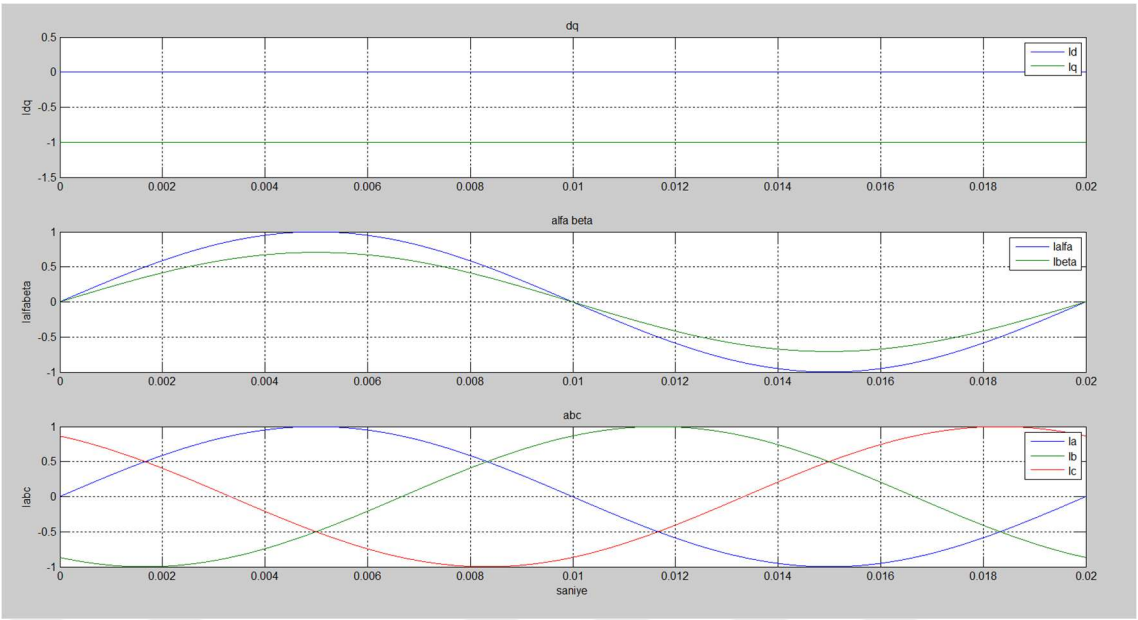
Yukarıda bahsedildiği gibi abc'den d-q eksenine geçiş gibi d-q ekseninden de doğrudan doğruya abc eksenine geçilebilir. İlgili denklemler aşağıdaki gibidir.

$$i_a = i_{ds}\cos(\theta_{re}) - i_{qs}\sin(\theta_{re}) \quad (3.32)$$

$$i_b = i_{ds}\cos\left(\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}\right) - i_{qs}\sin\left(\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.33)$$

$$i_c = i_{ds}\cos\left(\theta_{re} + \frac{2\pi}{3}\right) - i_{qs}\sin\left(\theta_{re} + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.34)$$

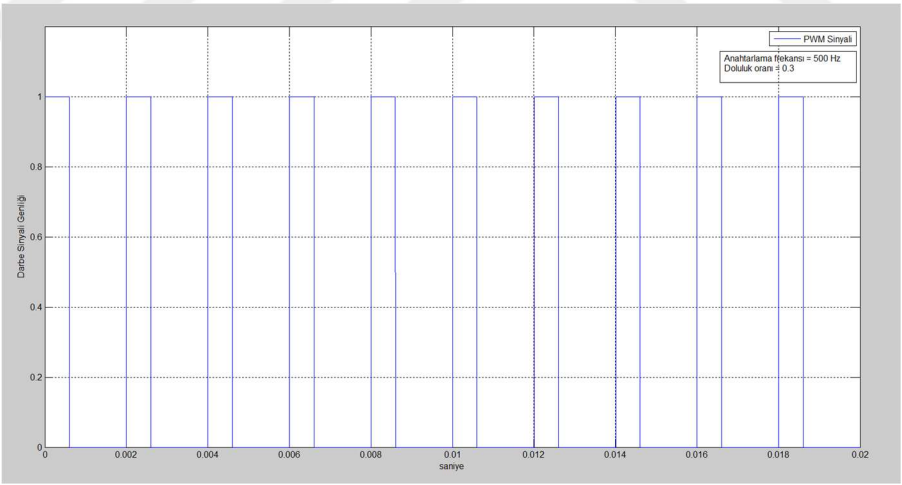
Aşağıdaki şekilde ters Clarke-Park dönüşümü akım dalga şekilleri görülmektedir.



Şekil 3. 8 dq ekseni, alfa-beta ekseni ve abc ekseni dalga şekilleri

3.4 Modülasyon Teknikleri

Arzu edilen referans sinyalin (sabit, sinüs dalga, kare dalga vs.) yüksek frekanslı kare dalgalar vasıtasıyla elde edilmesine darbe genişlik modülasyonu denir.

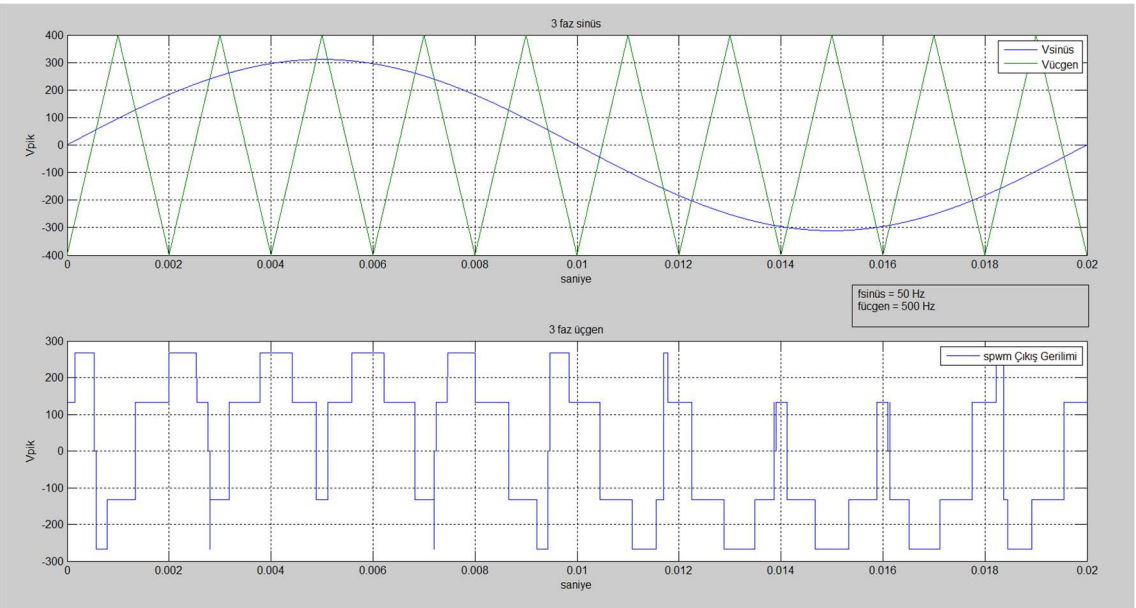


Şekil 3. 9 Darbe genişlik modülasyonu

Yukarıdaki şekilde temel bir darbe genişlik modülasyonu (PWM) uygulaması görülmektedir. AC motor kontrol uygulamalarında ise motor sargılarına Sinüs şeklinde bir gerilim uygulanması gerekmektedir. Bunu sağlayan yöntemlerden biri sinusoidal darbe genişlik modülasyonudur (SPWM).

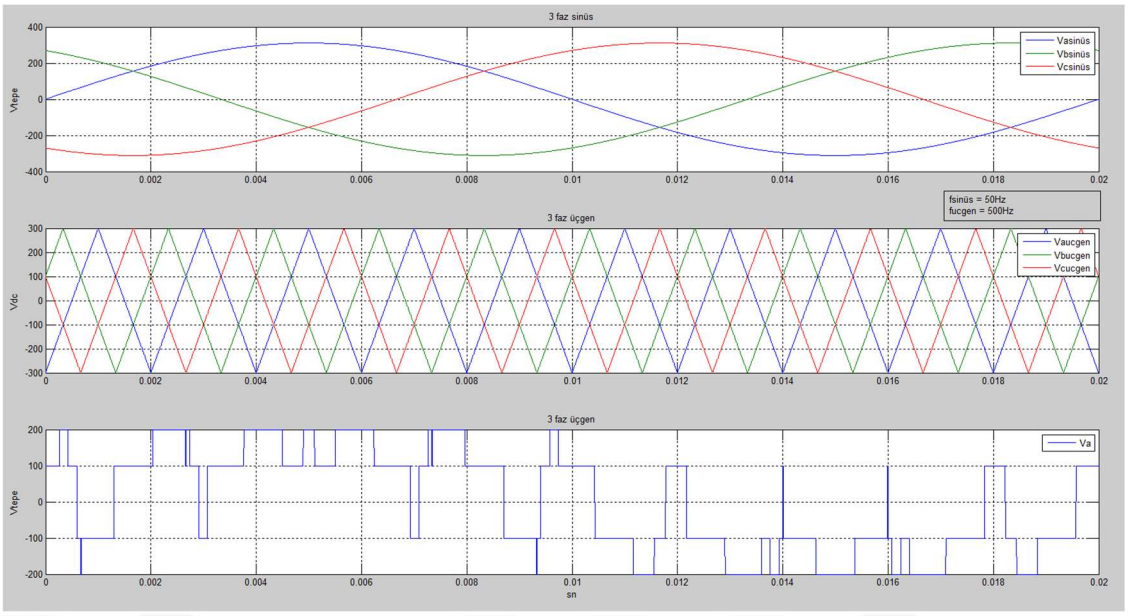
3.4.1 Sinüs Darbe Genişlik Modülasyonu Tekniği

PWM yönteminde referans sinyal ile testere dişi veya üçgen dalga karşılaştırılarak anahtarların sürme sinyalleri elde edilir. Bu işaretlerin anahtarlara uygulanmasıyla birlikte istenilen çıkış gerilimi üretilmiş olur.



Şekil 3. 10 Sinüs darbe genişlik modülasyonu

Yukarıdaki şekilde bir SPWM uygulamasından alınan gerilim değişimi görülmektedir. abc eksen takımı kolay uygulanması nedeniyle tercih edilir. Fakat bu yöntemin bazı kısıtları vardır. Üç fazlı SPWM uygulamasında motor sargılarına (faz-nötr) DC bara geriliminin en çok ⅔ kadarı uygulanabilir [13].



Şekil 3. 11 Üç fazlı sinüs darbe genişlik modülasyonu

3.4.2 Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu

Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu (SVPWM), yüksek frekanslı bir testere dişi sinyal ile bir referans sinyalin karşılaştırılması ile üretilir. SVPWM tekniği SPWM'e göre DC bara gerilimini daha etkin kullanır. Bunun nedeni referansa üçüncü harmonik ilave edilmesidir. SVPWM yöntemi SPWM'e göre DC bara gerilimini %15 daha fazla kullanabilmektedir [13].

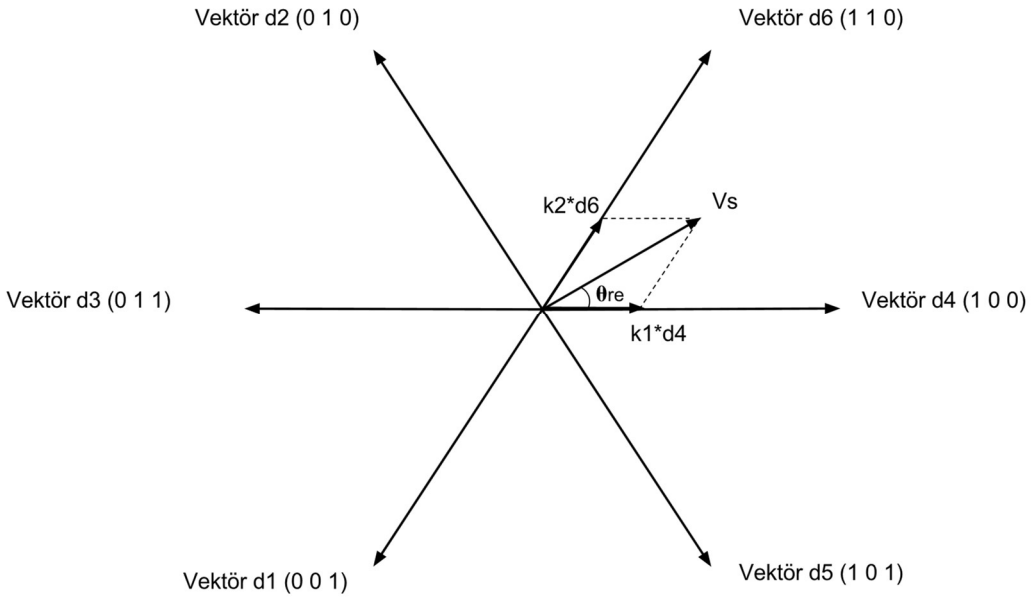
Bu tezde bu gelişmiş yöntemler anlatılmayacak, temel seviyede uzay vektör darbe genişlik modülasyonu (kısaca SVPWM) anlatılacak ve kullanılacaktır.

Üç fazlı motorlarda kullanılan 6 anahtarlı inverter donanımında anahtarları 8 farklı konumda kullanabiliriz. Bu farklı 8 anahtar konumuna göre sargı gerilimleri aşağıdaki tabloda verilmiştir. Bu tabloya göre 1. ve 8. durumda sargı gerilimlerinin DC bara ile bağlantısı kesildiği için sargılarda gerilim olmaz. Bu durumlara sıfır vektör adı verilir.

Çizelge 3. 1 Anahtar konumuna göre sargı gerilimleri

Durum	**Vektör Adı**	**A**	**B**	**C**	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}
1	d0	0	0	0	0	0	0
2	d1	0	0	1	$-\frac{1}{3} * V_{dc}$	$-\frac{1}{3} * V_{dc}$	$\frac{2}{3} * V_{dc}$
3	d2	0	1	0	$-\frac{1}{3} * V_{dc}$	$\frac{2}{3} * V_{dc}$	$-\frac{1}{3} * V_{dc}$
4	d3	0	1	1	$-\frac{2}{3} * V_{dc}$	$\frac{1}{3} * V_{dc}$	$\frac{1}{3} * V_{dc}$
5	d4	1	0	0	$\frac{2}{3} * V_{dc}$	$-\frac{1}{3} * V_{dc}$	$-\frac{1}{3} * V_{dc}$
6	d5	1	0	1	$\frac{1}{3} * V_{dc}$	$-\frac{2}{3} * V_{dc}$	$\frac{1}{3} * V_{dc}$
7	d6	1	1	0	$\frac{1}{3} * V_{dc}$	$\frac{1}{3} * V_{dc}$	$-\frac{2}{3} * V_{dc}$
8	d7	1	1	1	0	0	0

Aşağıdaki şekilde genliği sıfır olan 1 ve 8 numaralı durum (d0 ve d7) haricinde yer alan altı durumun vektörel gösterimi yer almaktadır. Bu vektörler eksen takımını 60° aralıklarla 6 eşit bölgeye bölerler. Motor kontrolcüsü tarafından üretilen referans gerilim vektörü V_s bu 6 eşit bölgeden herhangi birinde (şekildeki örnekte 1. bölgede) yer almaktadır. Burada temel felsefe; V_s vektörünü bulunduğu bölgenin sınırlarını oluşturan 2 durum ve tercihe göre bir ya da iki sıfır vektörünü sırayla veya eş zamanlı olarak kullanarak sargılarda arzulanan gerilim değerini oluşturmaktır.



Şekil 3. 12 Uzay vektörleri

3.4.2.1 Anahtarlama Sürelerini Hesaplama

Yukarıdaki şekilde verilen örnekte V_s vektörünü; d4, d6 ve sıfır vektörlerini basit trigonometrik hesaplamalar yaparak elde edebiliriz. Buna göre V_s vektörü aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$V_s = k_1 * d_4 + k_2 * d_6 \tag{3.35}$$

$k_1 * d_4$ ve $k_2 * d_6$ vektörlerini Vs cinsinden elde edip k_1 ve k_2 yi yalnız bırakırsak aşağıdaki denklem takımını elde etmiş oluruz. Elde ettiğimiz bu denklemlerde k_1 ve k_2 pu cinsinden d_4 ve d_6 vektörlerini sağlayan anahtar kombinasyonunun kullanım süresini verir.

$$k_1 = \sqrt{3}\frac{V_s}{V_{dc}}\sin(\frac{\pi}{3} - \theta_{re}) \tag{3.36}$$

$$k_2 = \sqrt{3}\frac{V_s}{V_{dc}}\sin(\theta_{re}) \tag{3.37}$$

Elde ettiğimiz pu cinsinden süreleri anahtarlama periyodu ile çarparsak Vs vektörünü elde etmek için hangi anahtar grubunu ne kadar süre kullanacağımızı bulabiliriz. Bir anahtarlama periyodunu aşağıdaki gibi tanımlayabiliriz:

$$T = T_1 + T_2 + T_0 \tag{3.38}$$

Burada T anahtarlama periyodunu, T_1 ilk vektör süresini, T_2 ikinci vektör süresini, T_0 sıfır vektör süresini temsil etmektedir. Buna göre anahtarlama süreleri aşağıdaki gibi olmalıdır:

$$T_0 = (1 - k_1 - k_2)T \tag{3.39}$$

$$T_1 = k_1 T \tag{3.40}$$

$$T_2 = k_2 T \tag{3.41}$$

İlerleyen bölümlerde kolaylık sağlaması için hangi vektöre T_1 hangi vektöre T_2 süresinin atanacağını belirlemek yerinde olacaktır. Buna göre Saat yönünün tersine dönen Vs vektörünün bölgeye girerken çakıştığı vektör dx için T_1; bölgeden çıkarken çakıştığı vektör dx için T_2 süresi atanmalıdır. Aşağıda tablo 3.2'de bahsedilen yönteme göre hangi bölgede T_1 ve T_2 sürelerinin hangi vektör için atanacağı yazılmıştır.

Çizelge 3. 2 Anahtarlama süreleri için bölgeye göre vektörleri

Bölge No	**1**	**2**	**3**	**4**	**5**	**6**
$\boldsymbol{T_1}$	d4	d6	d2	d3	d1	d5
$\boldsymbol{T_2}$	d6	d2	d3	d1	d5	d4

3.36 ve 3.27'de verilen denklemler 1. bölgeyi hesaplamak için kullanılmaktadır. Fakat bu formül tüm bölgeler için genelleştirilebilir. V_s vektörünü herhangi bir bölgede evirici çıkışına uygulamak için gerekli olan k_1 ve k_2 süreleri (pu) süreleri aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$k_1 = \sqrt{3}\frac{V_s}{V_{dc}}\sin(\frac{\pi}{3} - \theta_{re} + (b-1)\frac{\pi}{3}) \tag{3.42}$$

$$k_2 = \sqrt{3}\frac{V_s}{V_{dc}}\sin(\theta_{re} + (b-1)\frac{\pi}{3}) \tag{3.43}$$

3.42 ve 3.43 denklemlerinde b, bölge numarasını temsil etmektedir.

V_s vektörün hangi bölgede olduğunu tespit etmek için aşağıdaki tablo kullanılır.

Çizelge 3. 3 Bölge seçim tablosu

V_s vektörü açısı	Bölge No
$0 \leq V_s < \frac{\pi}{3}$	1
$\frac{\pi}{3} \leq V_s < \frac{2\pi}{3}$	2
$\frac{2\pi}{3} \leq V_s < \pi$	3
$\pi \leq V_s < \frac{4\pi}{3}$	4
$\frac{4\pi}{3} \leq V_s < \frac{5\pi}{3}$	5
$\frac{5\pi}{3} \leq V_s < 2\pi$	6

3.4.2.2 Anahtarlama Yöntemleri

Hangi anahtar grubunun ne kadar süre kullanılacağı bilgisi hesaplandıktan sonra anahtarlama işlemine geçilmelidir. Anahtarlama işleminin hangi sıraya göre yapılacağı ise bu bölümün konusudur.

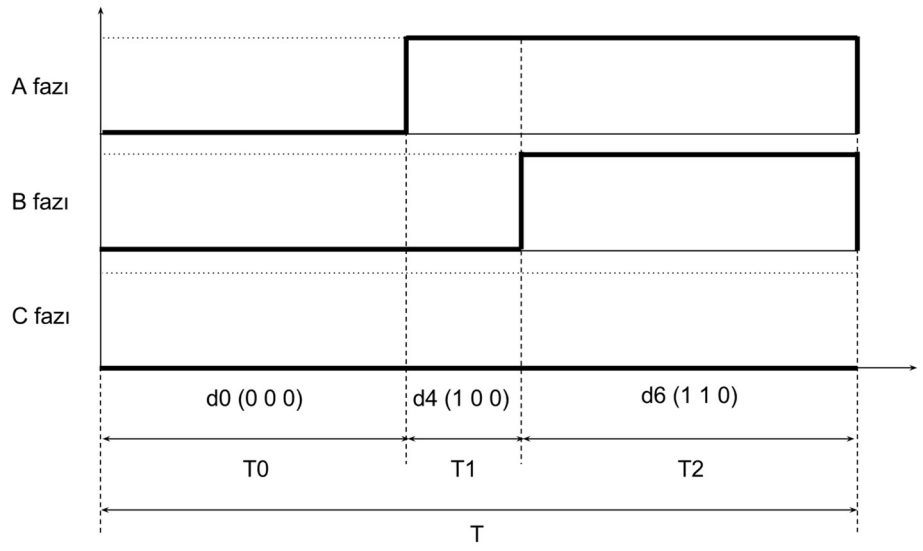
Uzay vektör darbe genişlik modülasyonunda anahtarlama sırası için birden fazla alternatif vardır. Bu yöntemler aşağıdaki tabloda sıralanmıştır.

Çizelge 3. 4 Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu için kullanılan yöntemler

d0 vektörünü sıfır vektör olarak kullanan asimetrik yöntem
d7 vektörünü sıfır vektör olarak kullananan simetrik yöntem
d0 vektörünü sıfır vektör olarak kullanana simetrik yöntem
hem d0 hem d7 vektörlerini sıfır vektör olarak kullanan simetrik yöntem

d0 Vektörünü Sıfır Vektör Olarak Kullanan Asimetrik Yöntem

Uygulaması en kolay yöntemdir fakat 3 fazlı inverterdeki iki kol aynı anda kesime girmek zorundadır. Bu durum nedeniyle çok fazla harmonik gürültü oluşacaktır.

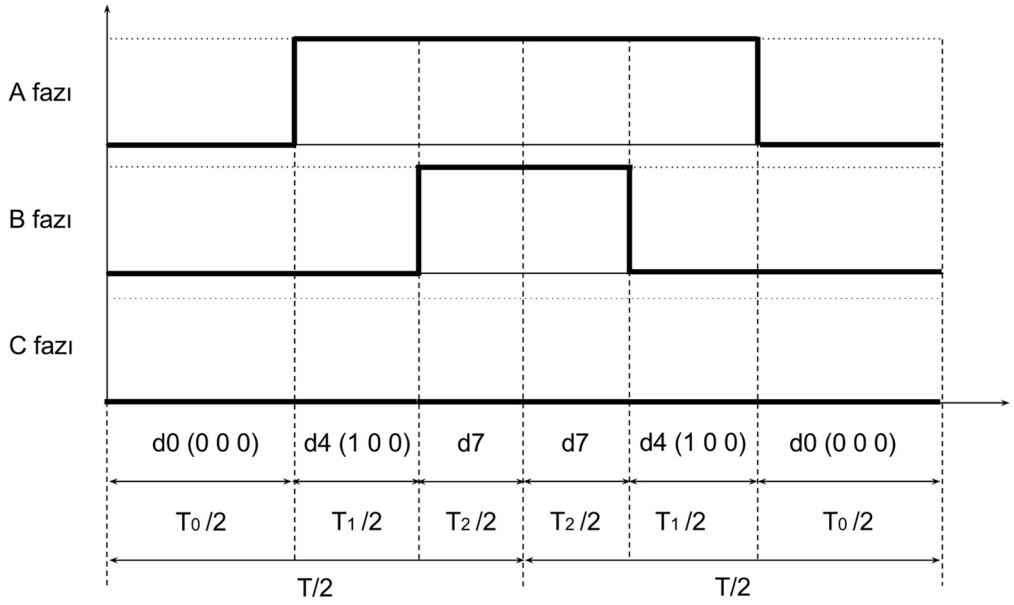


Şekil 3. 13 Asimetrik yöntem

d0 veya d7 Vektörünü Sıfır Vektör Olarak Kullananan Simetrik Yöntem

Yukarıdaki tabloda 2. ve 3. sırada yer alan bu yöntemler birbirlerine çok benzedikleri için aynı başlık altında incelenecektir. Her iki yöntem de şekilde görüldüğü üzere aynı anda sadece tek anahtarın durumu değiştiği için harmonikler ilk yönteme göre daha azdır. Fakat bir periyot içinde kollardan biri uzun süre iletimde, diğeri uzun süre kesimde

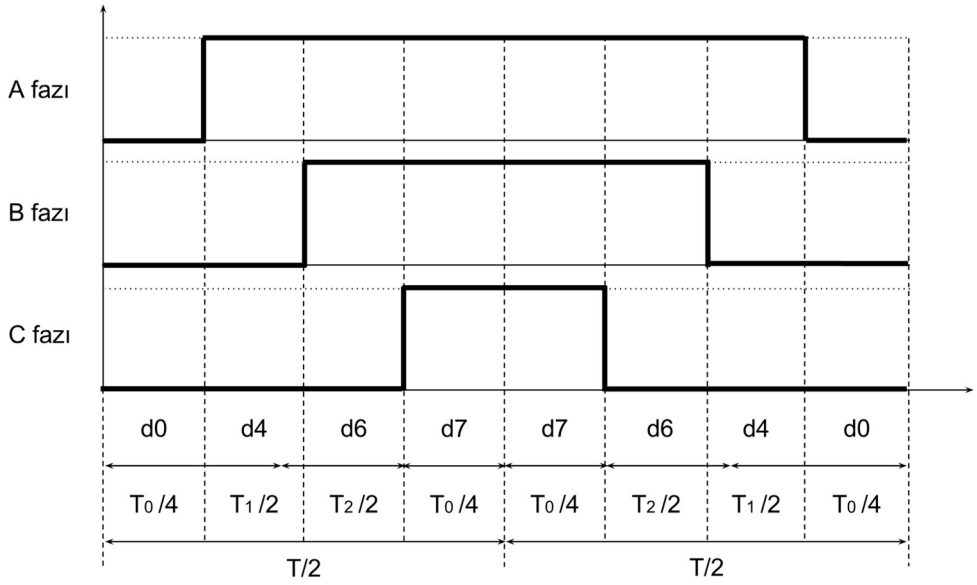
olduğu için asimetrik yük durumu oluşmasına neden olur. Bu asimetrik yük durumu da harmoniğe neden olmaktadır.



Şekil 3. 14 d0 veya d7'i kullanan simetrik yöntem

Hem d0 Hem de d7 Vektörlerini Sıfır Vektör Olarak Kullanan Simetrik Yöntem

İncelenen yöntemlerden en karışık olanıdır. Bu yöntemde hem d0 hem de d7 vektörlerini sıfır vektör olarak kullanır. Bu nedenle yukarıda bahsedilen ve harmoniğe neden olan bir kolun uzun süre iletimde diğer kolun uzun süre kesimde olması durumu kısmen ortadan kaldırılmıştır. Bu yöntem sayesinde daha dengeli bir yük durumu bulunmaktadır. Dolayısıyla harmonikler üstteki yönteme göre daha azdır.



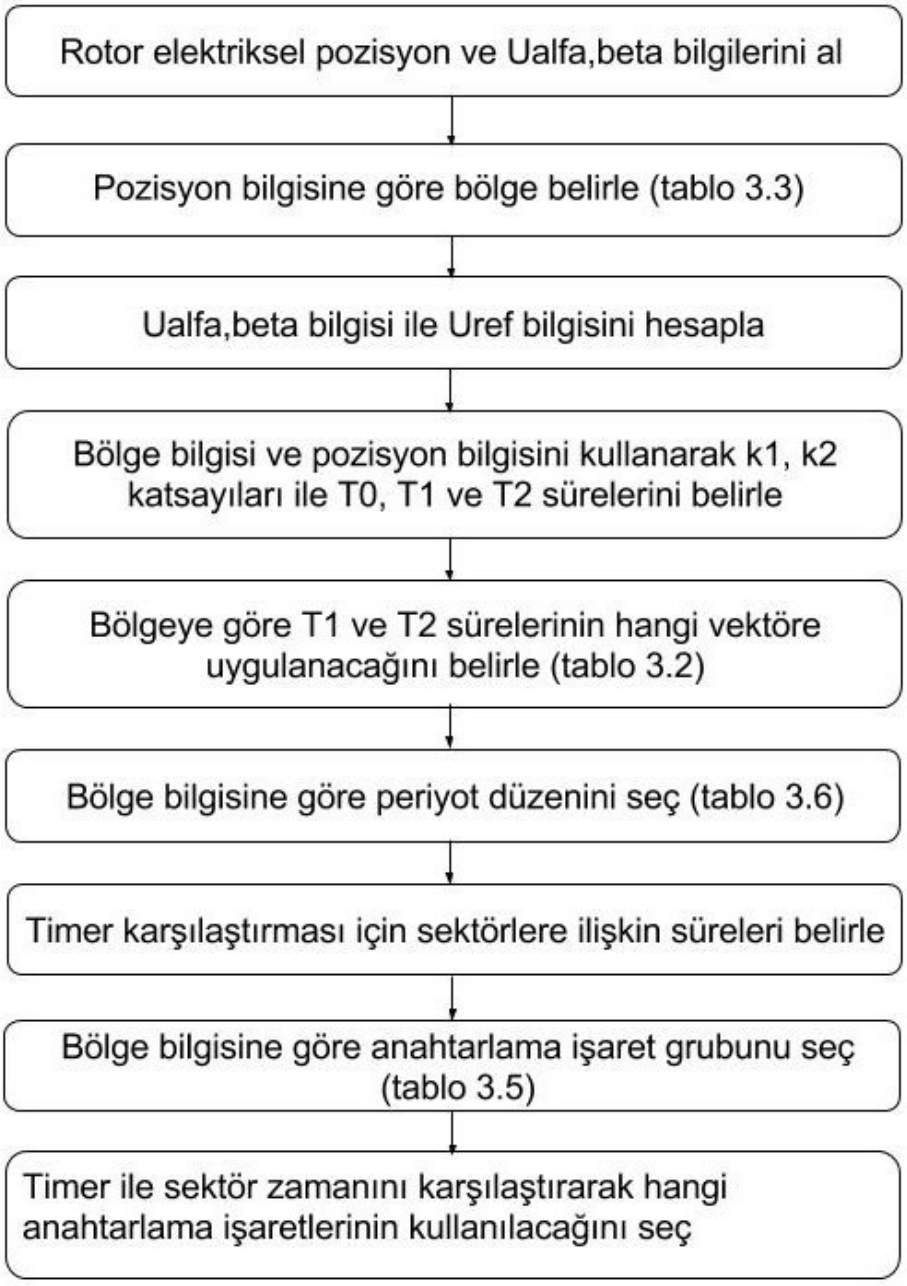
Şekil 3. 15 d0 ve d7'li simetrik yöntem

Bu yönteme göre bir periyot 8 parçaya ayrılır. d0 vektörüyle başlanır ve her parçada yalnızca tek bir anahtarın durumu değiştirilerek ilgili bölgeye göre ikili vektörler uygulanır ve sonrasında d7 vektörü uygulanarak periyotun yarısı tamamlanmış olur. Diğer yarısı da ilk yarısının simetrik hali uygulanarak (d7 dx dx d0) bir periyot için anahtarlama işlemleri tamamlanmış olur.

Çizelge 3. 5 Bölgeye göre anahtarlama işareti seçim grubu

Bölge No	**Anahtarlama Adımı**							
	1	**2**	**3**	**4**	**5**	**6**	**7**	**8**
1	d0	d4	d6	d7	d7	d6	d4	d0
2	d0	d2	d6	d7	d7	d6	d2	d0
3	d0	d2	d3	d7	d7	d3	d2	d0
4	d0	d1	d3	d7	d7	d3	d1	d0
5	d0	d1	d5	d7	d7	d5	d1	d0
6	d0	d5	d6	d8	d8	d6	d5	d0

Bu anahtarlama işlemi bittikten sonra ilgili timer resetlenir ve kontrolcü çıkışlarından gelen yeni referans gerilim vektörü ve pozisyon bilgisine göre tekrar aynı işlemler yapılır. Aşağıdaki şekilde hem d0 hem de d7 vektörünü sıfır vektör olarak kullanan simetrik yöntem için temel algoritma akışı görülmektedir.



Şekil 3. 16 Sıfır vektörlerinin simetrik dağıltıldığı SVPWM algoritması

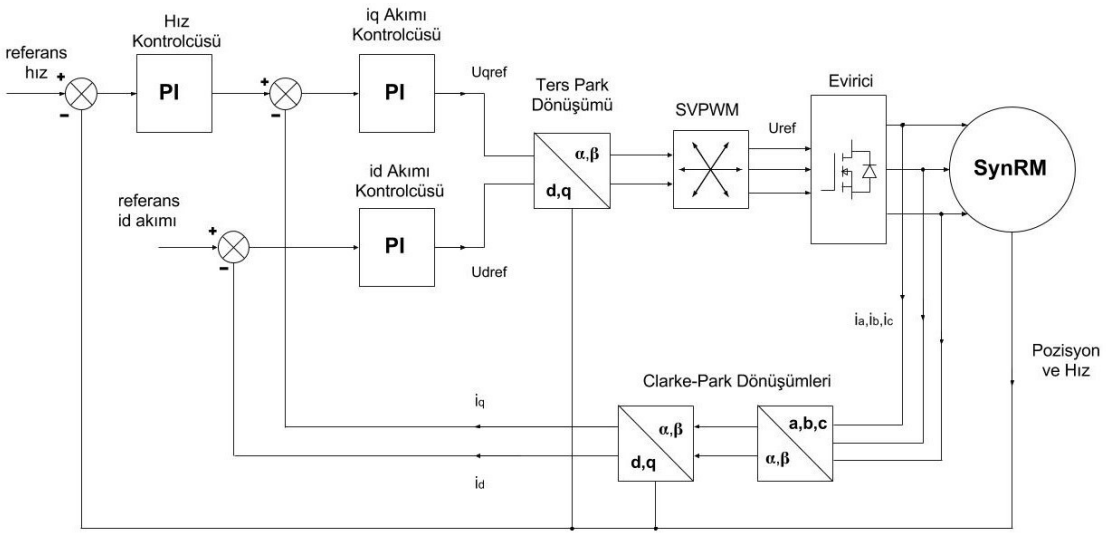
Her seferinde tek anahtarın iletime veya kesime girmesini sağlamak için aşağıdaki tabloda görülen zaman düzeni uygulanmalıdır. Gerilim vektörü V_s 2. 4. Ve 6. Bölgede iken ancak T_1ve T_2'nin yerleri değiştirilerek yukarıda sözü edilen her seferinde tek anahtarın iletime veya kesime girmesi sağlanabilir.

Çizelge 3. 6 Periyot zaman düzeni seçim tablosu

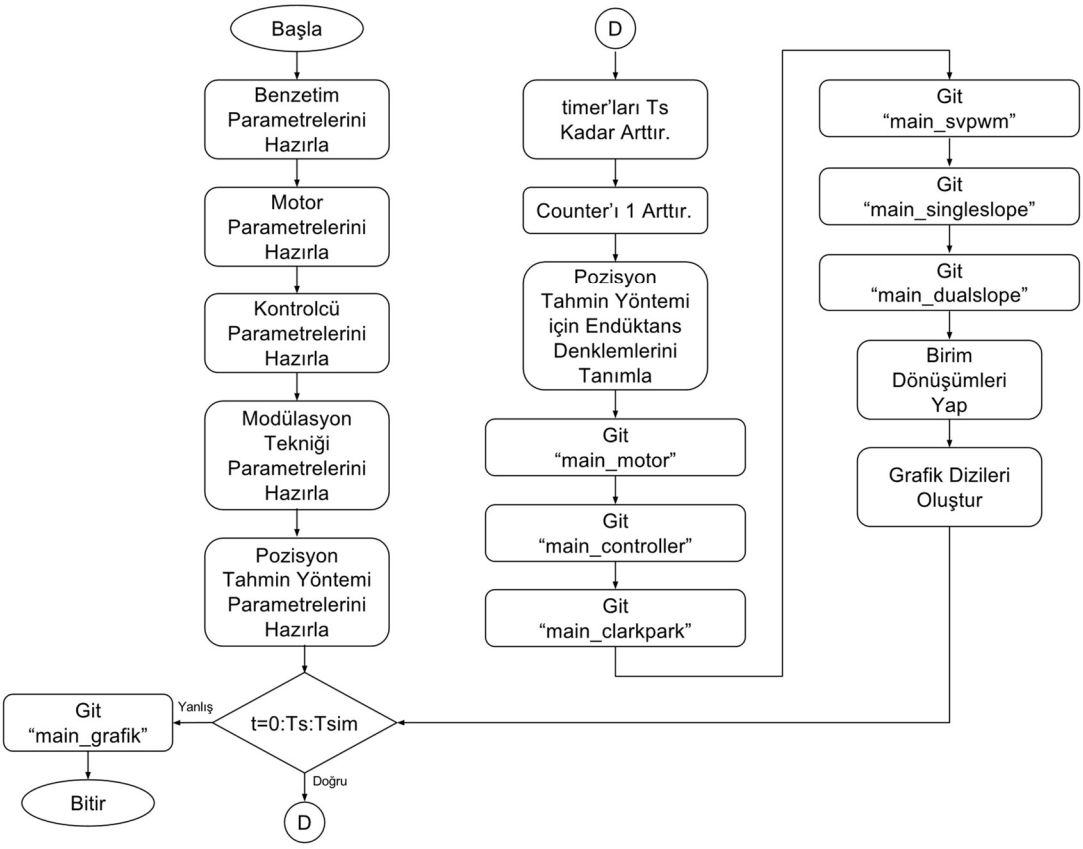
Sektör No:	**1**	**2**	**3**	**4**	**5**	**6**	**7**	**8**
Bölge: 1,3,5	$T_0/_4$	$T_1/_2$	$T_2/_2$	$T_0/_4$	$T_0/_4$	$T_2/_2$	$T_1/_2$	$T_0/_4$
Bölge: 2,4,6	$T_0/_4$	$T_2/_2$	$T_1/_2$	$T_0/_4$	$T_0/_4$	$T_1/_2$	$T_2/_2$	$T_0/_4$

3.5 Kontrol Algoritması Blok Diyagramı

Senkron relüktans motorun sadeleştirilmiş kontrol blok diyagramı Şekil 3.17'de verilmiştir. Sistemin çalışmasını anlatan akış diyagramı Şekil 3.18'te yer almaktadır.

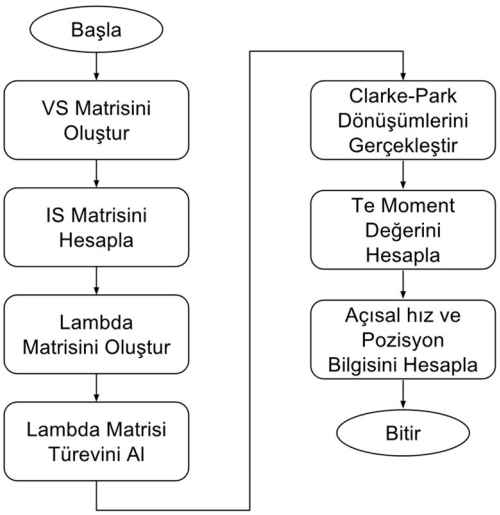


Şekil 3. 17 Kontrol sistemi blok diyagramı



Şekil 3. 18 Benzetim akış diyagramı

Şekil 3.17'de görülen kontrol sistemi blok diyagramında motor modeli, şekil 3.18'de verilen akış diyagramında "main_motor" ismiyle yer almaktadır. Bu modele ilişkin akış diyagramı aşağıda şekil 3.19'da görülmektedir.



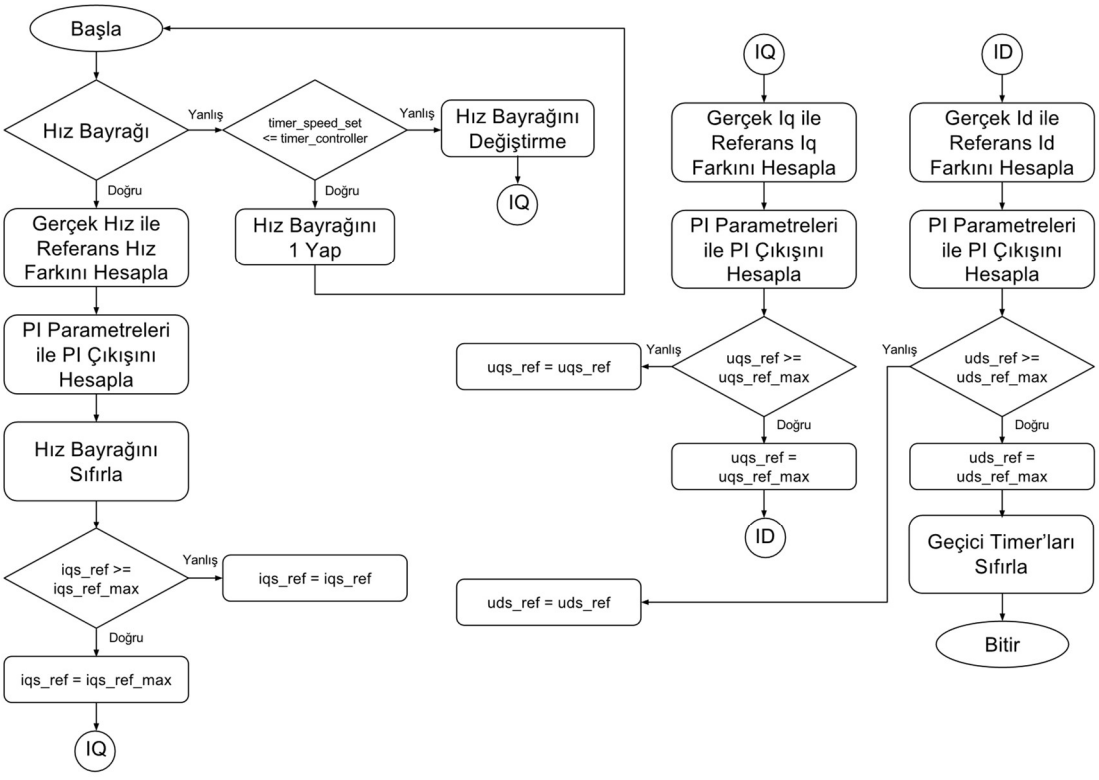
Şekil 3. 19 Motor modeli akış diyagramı

3.5.1 Hız Kontrol Bloğu

Gerçek hız (ω_{re}) ve referans hızın (ω_{re_ref}) farkı PI kontrolcüye verilir. Kontrolcü i_{qs_ref} akım referans sinyalini üretir. Kontrolcü, hızı akıma göre daha uzun periyotlarla kontrol etmektedir. Bu sistemin kararlılığını artırır.

3.5.2 Akım Kontrol Bloğu

Hız kontrolcüsünden üretilen referans akım sinyali i_{qs_ref} değeri ile gerçek akım i_{qs} değerinin farkı bir PI kontrolcüye girer ve bu kontrolcü referans V_{qs_ref} gerilim sinyali üretir. Yine benzer olarak seçilen kontrol stratejisine göre üretilen referans akım siyali i_{ds_ref} değeri ile gerçek akım i_{ds} değeri farkı bir PI kontrolcüye girer ve bu kontrolcü referans V_{ds_ref} gerilim sinyali üretir. Burada i_{ds_ref} seçilen kontrol stratejisine göre üretilmektedir. Kontrol stratejisi akım başına maksimum moment üretimini veya güç faktörünü minimize etmeyi hedefleyebilir.



Şekil 3. 20 Kontrolcü bloğu akış diyagramı

3.5.3 Clarke-Park Dönüşümü Bloğu

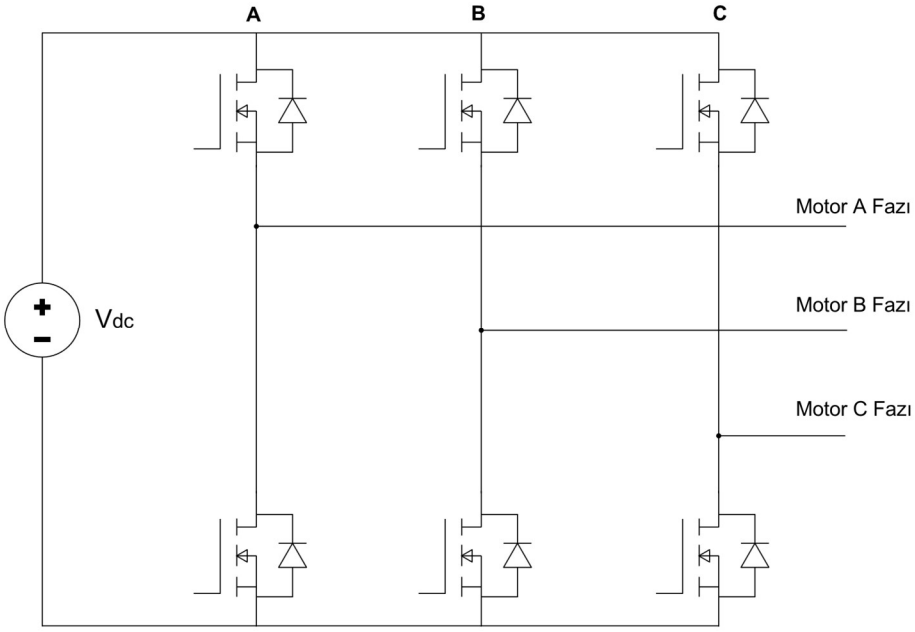
Bölüm 3.3'de anlatılan Clarke-Park dönüşümleri kullanılarak ölçülen i_{as}, i_{bs}, i_{cs} akım değerleri i_{ds} ve i_{qs} akım değerlerine dönüştürülür.

3.5.4 Ters Park Dönüşümü Bloğu

d-q ekseninde elde edilen referans stator gerilimleri bu blokta SVPWM bloğunun uygun anahtar işaretlerini üretebilmesi için ihtiyaç duyduğu alfa-beta eksenine dönüştürmektedir.

3.5.5 İnverter Bloğu

SVPWM bloğundan çıkan anahtarlama işaretlerinin yarı iletken anahtarlara uygulanmasını sağlayan bloktur. DC bara gerilimi, evirici içindeki 6 adet anahtarın iletime ve kesime girmesiyle stator sargılarına uygulanır.



Şekil 3. 21 Üç fazlı inverter

3.5.6 Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu Bloğu

Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu bölümünde detaylı olarak anlatılan bu blok, U_{alfa} ve U_{beta} gerilim sinyallerini işleyerek evirici için anahtarlama sinyallerine dönüştürür.

3.6 Benzetim

Benzetim çalışmaları MATLAB kullanılarak yapılmıştır. Bloklar ayrı ayrı m-file olarak oluşturulmuş, algoritmanın anlaşılırlığının arttırılması hedeflenmiştir. Geliştirilen m-file dosyası Ek-1'de verilmiştir.

3.6.1 Motor ve Kontrolcü Parametreleri

Çizelge 3.7'de motor, Çizelge 3.8'de kontrolcü parametreleri yer almaktadır. Benzetim çalışmasında bu parametreler kullanılmıştır.

Çizelge 3. 7 Motor parametreleri

Parametre Adı	**Değer**
Kutup Sayısı (p)	4
r_s	1,58 ohm
L_d	0,095 H
L_q	0,0084 H
L_{ls}	0,0077 H
J	0,0062
B	0,003025
Yük	2,2 Nm
Hedef Hız	157 rad/sn

Çizelge 3. 8 Kontrolcü parametreleri

Parametre Adı	**Değer**
I_{dsmax}	6 A
I_{qsmax}	6 A
V_{dsmax}	300 V
V_{qsmax}	300 V
K_p	8
K_i	5

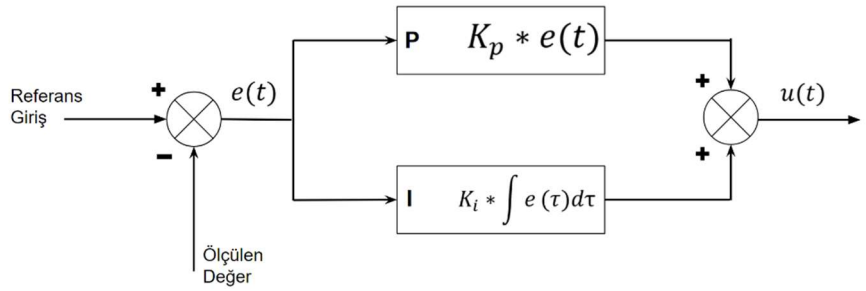
3.6.2 Kontrolcü Parametrelerinin Belirlenmesi

Kontrolcüde kullanılan I_{dsmax}, I_{qsmax}, V_{dsmax}, V_{qsmax} parametreleri motor sınır koşullarına göre belirlenmiştir. Geçici rejim sonrasında hatanın sıfır veya sıfıra yakın olması beklenir. Kararlı hal hatasını yok edebilen en basit kontrolcü olan PI tercih edilir.

PI kontrolcü doğru parametre seçimi ile kararlı hal hatasını sürekli sıfırda tutabilecek bir kontrolcüdür. PI kontrolcünün frekans tanım bölgesi için transfer fonksiyonu

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{K_i[1 + \left(\frac{K_p}{K_i}\right)s]}{s} \tag{3.43}$$

olarak verilir [17]. Şekil 3.19'da PI kontrolcünün t domeninde iç yapısı görülmektedir. Buna göre referans giriş ile ölçülen gerçek değer arasındaki fark, P ve I bloklarına girip işleme tabi tutulduktan sonra toplanarak çıkışa aktarılmaktadır. Burada I blokunda görünen τ birim zaman farkını ifade etmektedir.



Şekil 3. 22 PI kontrolcü

K_p ve K_i parametrelerinin kontrol sistemine genel olarak etkisi aşağıdaki tabloda görülebilir. K_p ve K_i parametrelerinin nasıl belirlendiği ise aşağıdaki bölümde açıklanmıştır.

Çizelge 3. 9 Kontrolcü parametrelerinin çıkışa etkisi

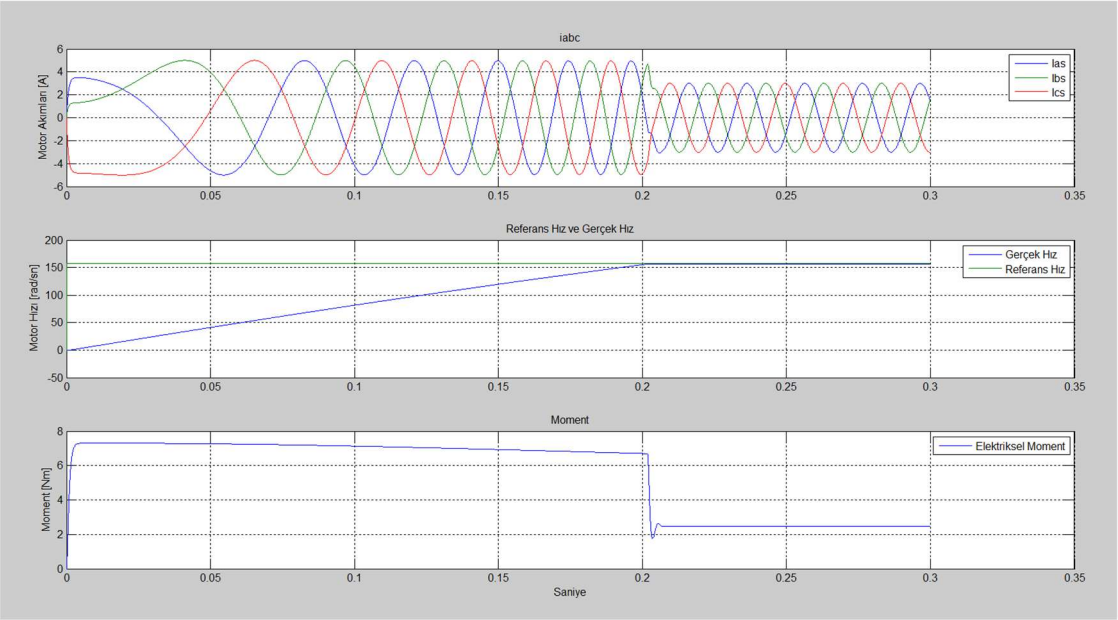
Parametre	Yükselme Süresi	Aşım	Oturma Süresi	Kararlı Hal Hatası
$\boldsymbol{K_p}$	Azaltır	Arttırır	Etkisiz	Azaltır
$\boldsymbol{K_i}$	Azaltır	Arttırır	Arttırır	Yok Eder

3.6.2.1 Ki ve Kp Parametrelerinin Belirlenmesi

Parametre belirleme işlemi el yordamıyla veya çeşitli yazılımlar kullanılarak yapılabilir. Parametre belirlerken kontrolcüden beklenen maksimum aşım, oturma süresi gibi etkenler dikkate alınmalıdır. El yordamıyla paramete belirlemede en yaygın yöntem önce her iki kontrolcü parametresini de sıfır yaptıktan sonra osilasyon olana kadar K_p parametresini arttırmaktır. Daha sonra osilasyonun zamanla sönümlendiği durum tespit edilene kadar parametre değiştirilmeye devam edilir ve bu durum yakalanınca K_p geçici olarak sabitlenir. Daha sonra K_i arttırılarak çıkışın referansa oturması sağlanır. Her iki parametre geçici olarak sabitlendikten sonra hızlı cevap için yükselme süresi kısaltılabilir. Bunun için K_p ve K_i parametrelerinin kademeli olarak arttırılması gerekir. K_p çok fazla arttırılırsa osilasyona ve aşıma, K_i çok fazla arttırılırsa kararsızlığa neden olabilir.

3.6.3 Benzetim Sonuçları

Yukarıdaki parametreler doğrultusunda benzetim yapılarak motor akımları, hız ve moment değişimleri Şekil 3.24'de verilmiştir. Motor kalkış anında faz başına 5 A akım (3,54 Arms) çekmiş, referans hıza oturduğunda ise 2,72 A akım ile (1,92 Arms) çalışmayı sürdürmüştür. 0,3 sn süren benzetimde motorun referans hıza (157rad/sn) ulaşması 0,2 sn sürmüştür. Oturma süresinin azaltılması mümkün olmakla beraber bu durumda salınım ortaya çıkması sözkonusudur.



Şekil 3. 23 SynRM hız kontrol simülasyonu sonuçları

BÖLÜM 4

ROTOR HIZI VE POZİSYONU ALGILAMA

Senkron relüktans motorda vektör kontrol uygulanması için pozisyon ve hız geri beslemesine ihtiyaç duyulmaktadır. Geri beslemenin doğruluğu kontrol yönteminin başarısını doğrudan etkiler. Pozisyon ve hız bilgisi uygulamada motorun rotoruna bağlı bir encoder veya "hall effect sensor" ile doğrudan ya da statordaki akım ve gerilim bileşenleri kullanılarak dolaylı olarak elde edilebilir. Encoder/hall effect algılayıcılar her ne kadar çok keskin pozisyon ve hız bilgisi verseler de uygulama aşamasında sürücü sistemine maliyet eklemektedirler. Ayrıca bu sensörler bazı endüstriyel şartlarda istenilen şekilde çalışmamakta ve bozulabilmektedirler. Pozisyon ve hız bilgisini dolaylı olarak algılamamızı sağlayan sensörsüz yöntemler ise hem maliyet hem de dayanıklılık açısından sensörlü yöntemlere göre daha avantajlıdır.

Senkron relüktans motorun çıkık kutuplu yapısı ve senkron çalışma özelliği nedeniyle asenkron motorlara ve sabit mıknatıslı senkron motorlara göre pozisyonun algılanması daha kolaydır.

Bu bölümde endüstride kullanılan pozisyon ve hız algılama yöntemleri kısaca tanıtılacak daha sonra stator akım eğimi yöntemi kullanılarak pozisyon tahmini simülasyon ortamında gerçekleştirilmiştir.

4.1 Genişletilmiş EMK Yöntemi

SynRM için yaygın olarak kullanılan bir pozisyon algılama yöntemidir. Bu yöntem orta ve yüksek hızlarda iyi sonuç vermesine karşın düşük hızlarda ve rotor hareketsiz halde iken

ters elektromotor kuvvet neredeyse sıfır olduğundan bu yöntem kullanılamamaktadır [10].

Düşük hızlarda ve rotor dururken pozisyon ve hız algılamak için genişletilmiş EMK yönteminin farklı yöntemlerle bir arada kullanılması gerekmektedir. Bu da kontrol sisteminin daha karmaşık algoritmalara ve daha yüksek işlem gücüne ihtiyaç duymasına neden olur.

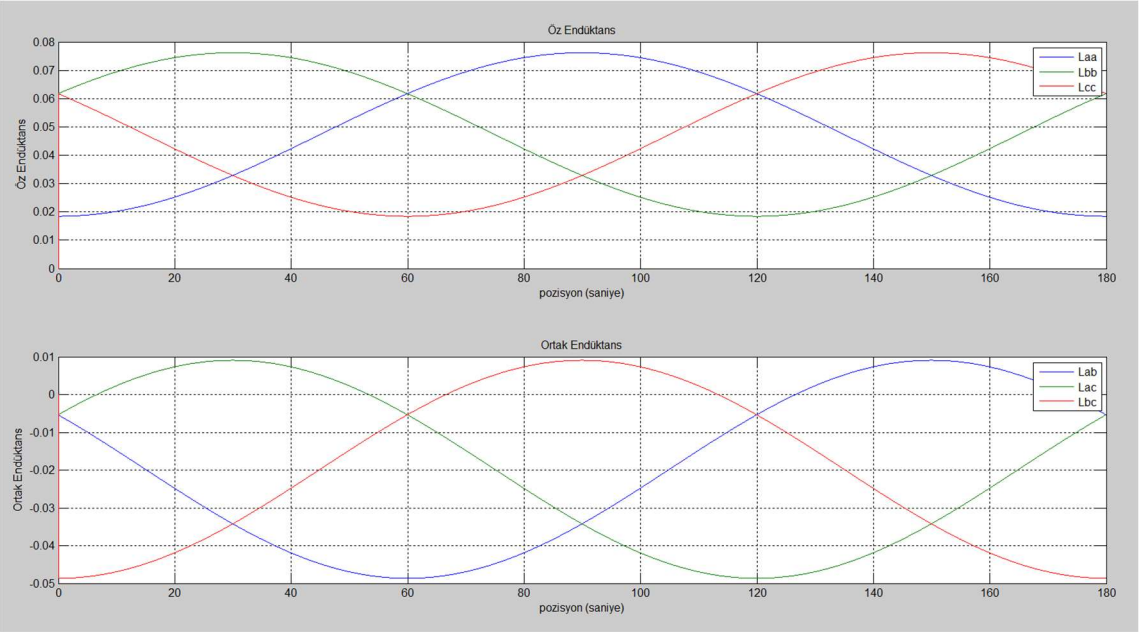
4.2 Yüksek Frekanslı Akım Enjeksiyonu Yöntemi

Bu yöntemle düşük hızlarda ve rotor hareketsiz haldeyken dahi pozisyon ve hız bilgisi elde edilebilir. Genişletilmiş emk yönteminin kullanıldığı sistemlerde ters elektromotor kuvvetinin küçük olduğu bölgelerde bu yöntem ile düşük hızlarda veya rotor hareketsiz haldeyken pozisyon ve hız algılama sağlanır. Bu yöntem genişletilmiş emk yönteminden bağımsız olarak kendi başına da pozisyon ve hız algılama için kullanılabilir [14].

4.3 Stator Akım Eğimi Kullanılarak Pozisyon Tahmini

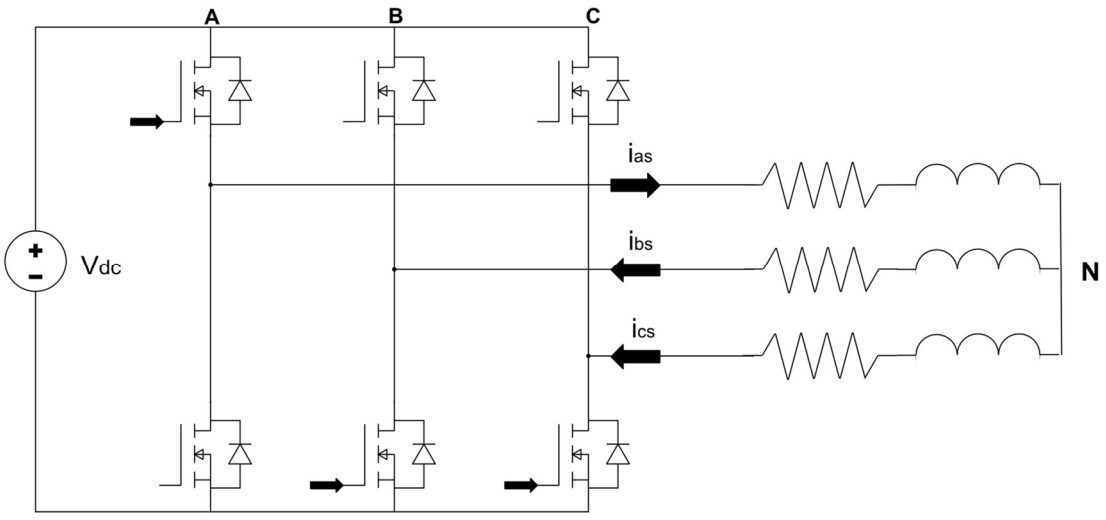
Nominal hıza kadar olan bütün hızlarda pozisyon ve hız algılamayı sağlar. Senkron relüktans motorda öz ve ortak endüktans değerleri rotor pozisyonuyla ilişkilidir. Burada incelenen yöntem bu ilişkiyi kullanarak rotor pozisyonunu tespit etmeyi hedeflemektedir [15].

SynRM abc ekseninde gerilim denklemlerinin öz ve ortak endüktans değerlerinin mıknatıslanma ve rotor pozisyonuna bağlı olduğu görülecektir. Mıknatıslanma endüktansı aynı motor için sabit olacağından öz ve ortak endüktans değerlerinin rotor pozisyonuna bağlı olarak değiştiği söylenebilir. Bu durumda eğer öz ve ortak endüktans değerleri hesaplanabilirse rotor pozisyonu da herhangi bir pozisyon sensörüne ihtiyaç duymadan matematiksel olarak hesaplanabilir.



Şekil 4. 1 Rotor pozisyonu öz-ortak endüktans değişimi

İnverterin her bir anahtarlama konumu için yarı iletken anahtarlar üzerinden geçen akım değerleri motor modeli kullanılarak hesaplanabilir. Bu akımın zamana göre değişimi ise (birkaç matematiksel işlemin ardından) öz ve ortak endüktanslarla ilişkili olduğu görülecektir. Buna göre akımın zamana göre değişiminden öz ve ortak endüktansın anlık değeri ve bu değer ile rotor pozisyonu tespit edilebilir. Bunun nasıl yapıldığı aşağıda detaylı olarak incelenecektir.



Şekil 4. 2 Örnek anahtar konumu ve akım yönleri

$$V_{dc} = V_{an} - V_{bn} \tag{4.1}$$

$$V_{bn} = V_{cn} \tag{4.2}$$

$$i_{as} = -(i_{bs} + i_{cs}) \tag{4.3}$$

Basitleştirmek için denklemdeki stator direnci, anlık akım ve rotor hızı ihmal edilmiştir. Bu durumda 4.1, 4.2 ve 4.3 no'lu denklemler, abc ekseni matematiksel modeli bölümünde verilen 2.12, 2.13, 2.14 no'lu denklemler kullanılarak aşağıdaki forma getirilebilir.

$$V_{dc} = \frac{d\lambda_{as}}{dt} - \frac{d\lambda_{bs}}{dt} \tag{4.4}$$

$$V_{dc} = L_{aa}Di_{as} + L_{ab}Di_{bs} + L_{ac}Di_{cs}$$

$$-(L_{ab}Di_{as} + L_{bb}Di_{bs} + L_{bc}Di_{cs}) \tag{4.5}$$

$$\frac{d\lambda_{bs}}{dt} = \frac{d\lambda_{cs}}{dt} \tag{4.6}$$

Burada $Di_{as},\ Di_{bs},\ Di_{cs}$ değişkenleri sırasıyla i_{as}, i_{bs} ve i_{cs} akımlarının türevlerini temsil etmektedir.

2.16 ve 2.17'de verilen denklemler ile 4.6 denklemi genişletilirse aşağıdaki eşitlik elde edilir:

$$L_{ab}i_{as} + L_{bb}i_{bs} + L_{bc}i_{cs} = L_{ac}i_{as} + L_{bc}i_{bs} + L_{cc}i_{cs} \tag{4.7}$$

Burada i_{as} akımının eğimini aradığımız için yukarıdaki denklemde i_{as}'yi yalnız bırakacak olursak;

$$L_{ab}i_{as} = L_{ac}i_{as} + L_{bc}i_{bs} + L_{cc}i_{cs} - L_{bb}i_{bs} - L_{bc}i_{cs} \tag{4.8}$$

$$i_{as} = \frac{L_{bc} - L_{bb}}{L_{ab} - L_{ac}} * i_{bs} + \frac{L_{cc} - L_{bc}}{L_{ab} - L_{ac}} * i_{cs} \tag{4.9}$$

elde edilir. 4.3 ve 4.9 numaralı denklemlerin her iki tarafının da türevini alıp, elde edilen yeni denklem takımını kullanarak 4.2 numaralı denklemdeki $Di_{bs},\ Di_{cs}$ ifadelerini Di_{as} cinsinden ifade edebiliriz. Buna göre;

$$Di_{bs} = \frac{L_{cc} - L_{bc} + L_{ab} - L_{ac}}{2L_{bc} - L_{bb-L_{cc}}} Di_{as} \tag{4.10}$$

$$Di_{cs} = -\frac{L_{bc} - L_{bb} + L_{ab} - L_{ac}}{2L_{bc} - L_{bb-L_{cc}}} Di_{as} \quad (4.11)$$

elde edilir. 4.10 ve 4.11 numaralı denklemleri 4.5 numaralı denklemde yerine yazıp düzenlersek aşağıdaki denklemi elde edilir.

$$V_{dc} = Di_{as}[(L_{aa} - L_{ab} * L_{ac} - L_{bc})$$
$$+(-L_{ab} + L_{bb} + L_{ac} - L_{bc})\frac{L_{ab} - L_{bc} + L_{ac} - L_{cc}}{L_{bb} - 2L_{bc} - L_{cc}}] \quad (4.12)$$

Buna göre i_{as} akımının zamana göre değişimi aşağıdaki gibi olacaktır.

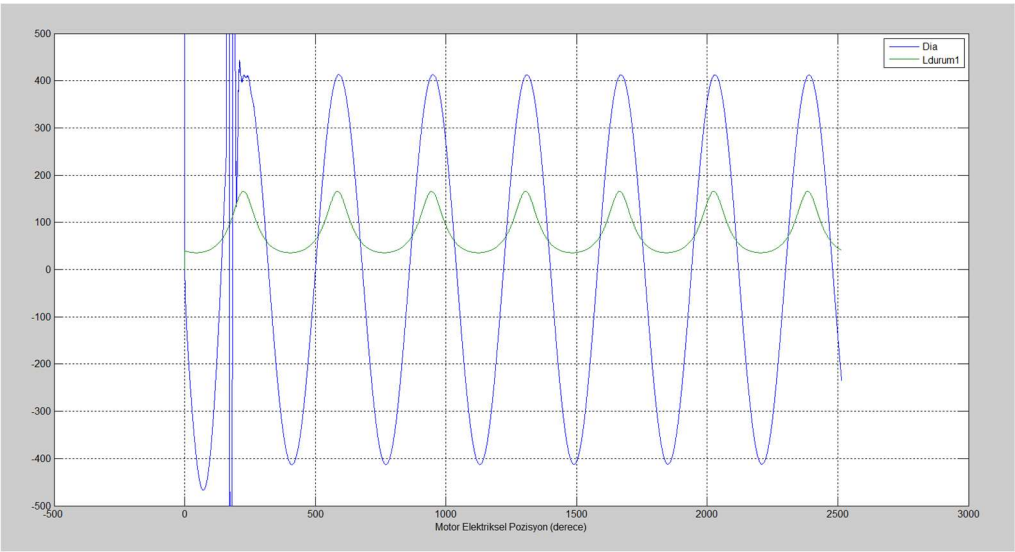
$$Di_{as} = \frac{V_{dc}}{L_{durum1}} \quad (4.13)$$

$$L_{dur} = L_{aa} - L_{ab}L_{ac} - L_{bc}$$
$$+(-L_{ab} + L_{bb} + L_{ac} - L_{bc})\frac{L_{ab} - L_{bc} + L_{ac} - L_{cc}}{L_{bb} - 2 * L_{bc} - L_{cc}} \quad (4.14)$$

2.14 numaralı denklemde öz ve ortak endüktans değerleri, 2.32-2.37 arasındaki denklemler kullanılarak mıknatıslanma endüktansları cinsinden aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$L_{durum1} = L_{ls} + L_{md}\left(\frac{1}{2} - \cos(2\theta_{re})\right) + L_{mq}\left(\frac{1}{2} + \cos(2\theta_{re})\right)$$
$$+ (L_{ls} + L_{md}(\frac{1}{2} + \cos\left(2\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}\right))) + L_{mq}\left(\frac{1}{2} + \cos\left(2\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}\right)\right))$$
$$* (L_{ls} + L_{md}(\tfrac{1}{2} + \cos\left(2\theta_{re} + \tfrac{2\pi}{3}\right))) + L_{mq}\left(\tfrac{1}{2} + \cos\left(2\theta_{re} + \tfrac{2\pi}{3}\right)\right)$$
$$/ (2L_{ls} + L_{md} + L_{mq} + \left(L_{md} - L_{mq}\right)\cos(2\theta_{re})) \quad (4.15)$$

4.14 numaralı eşitlikte L_{durum} için 4.15 numaralı denklemi yazıp her rotor pozisyonu için bir Di_{as} değeri hesaplayabiliriz. Bu hesaplamadan sonra motor akımlarının eğimine bakarak ilgili değerin hangi pozisyona denk geldiği bulunabilir.



Şekil 4. 3 Di_{as} - L_{dur}

Yukarıda anlatılan matematiksel yöntem ile anahtar konumlarının dördüncü ve beşinci durumdaki hali için L_{dur} değeri bulunmaktadır. Diğer anahtar pozisyonları için hangi endüktans denklem takımının kullanılacağı aşağıdaki tabloda verilmiştir.

Çizelge 4. 1 Anahtar pozisyonu – endüktans durum denklemi

Endüktans Denklemi	**Anahtar Durum No**	**A**	**B**	**C**
L_{durum1}	4	1	0	0
	5	0	1	1
L_{durum3}	3	0	1	0
	6	1	0	1
L_{durum5}	2	1	1	0
	7	0	0	1

Yukarıda 4 numaralı anahtar durumu için Di_{as} ve hesaplanmıştır. 5 numaralı anahtar durumunda sadece stator sargılarından akan akımın yönünün değiştiği görülmektedir. Yani 4 numaralı anahtar durumu için yapılan hesabın negatif işaretlisi 5 numaralı anahtar

durumu için uygulanabilir. Benzer matematiksel yöntemle diğer anahtar durumları için Di_{bs} ve Di_{cs} aşağıdaki şekilde hesaplanabilir.

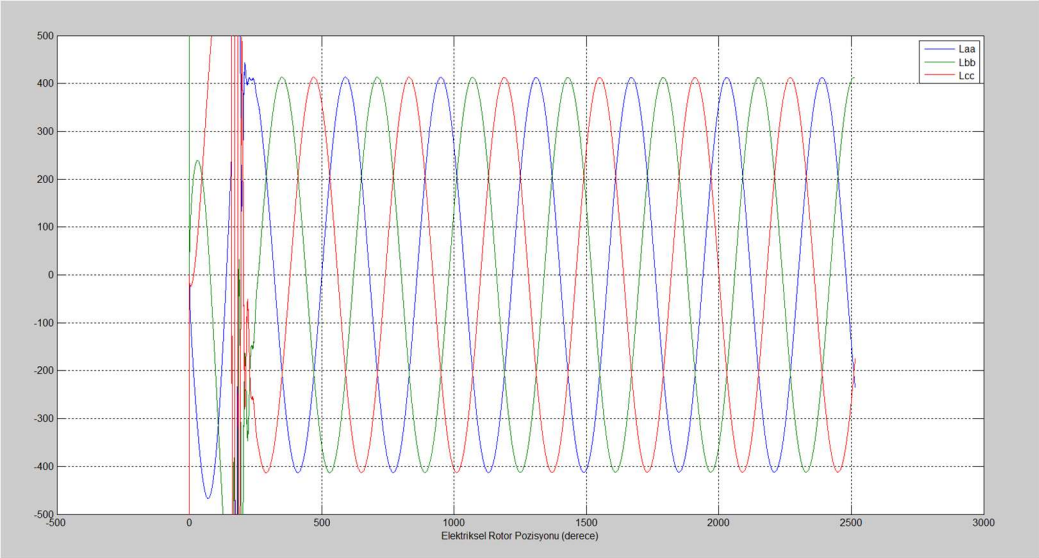
$$Di_{bs} = \frac{V_{dc}}{L_{durum3}} \tag{4.16}$$

$$Di_{bs} = \frac{V_{dc}}{L_{durum5}} \tag{4.17}$$

$$L_{dur} = L_{bb} - L_{ab}L_{bc} - L_{ac}$$
$$+(-L_{ab} + L_{aa} + L_{bc} - L_{ac})\frac{L_{ab} - L_{ac} + L_{bc} - L_{cc}}{L_{aa} - 2L_{ac} - L_{cc}} \tag{4.18}$$

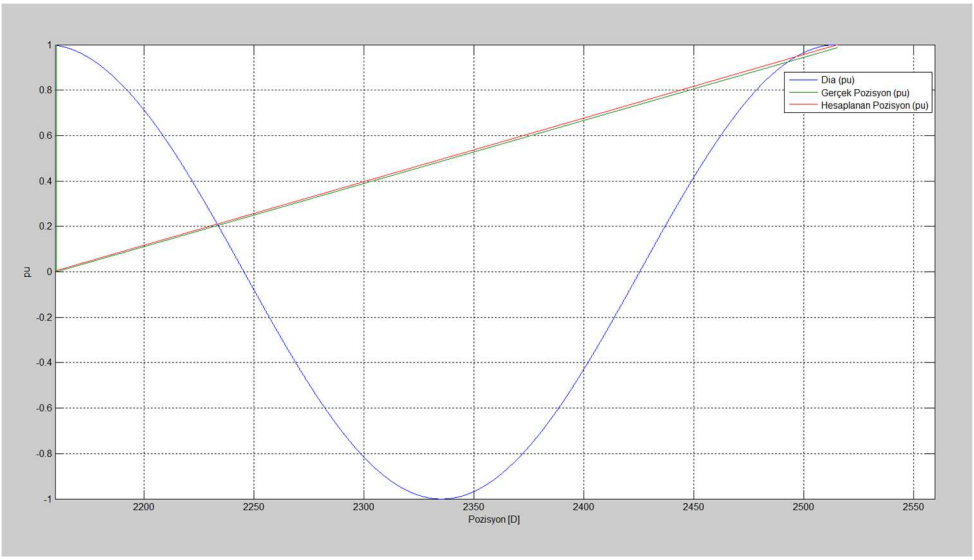
$$L_{durum5} = L_{cc} - L_{bc}L_{ac} - L_{ab}$$
$$+(-L_{bc} + L_{bb} + L_{ac} - L_{ab})\frac{L_{bc} - L_{ab} + L_{ac} - L_{aa}}{L_{bb} - 2 * L_{ac} - L_{aa}} \tag{4.19}$$

Di_{as}, Di_{bs}, Di_{cs} değerleri ile rotor pozisyonu arasındaki ilişki aşağıdaki şekilde gösterilmektedir. Bu değerler, motor iki kutup çiftine sahip olduğu için elektriksel pozisyon bilgisine eşitlenmelidir.



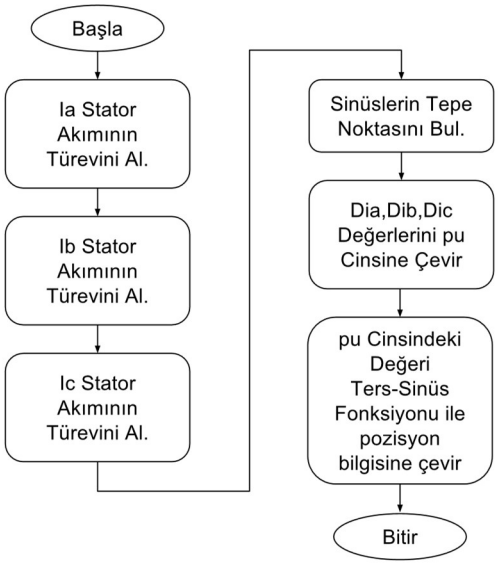
Şekil 4. 4 Di_{as}, Di_{bs}, Di_{cs} - ϑ_{re}

4.13, 4.16 ve 4.17 numaralı denklemlerde görüleceği üzere rotor pozisyon bilgisi ile rotor öz/ortak endüktans bilgisi birbiriyle ilişkilidir ve bu ilişki kullanılarak sensörsüz hız ve pozisyon algılama yapılabilir.



Şekil 4. 5 Gerçek pozisyon ile hesaplanan pozisyon

Aşağıda benzetim akış diyagramı görülmektedir. Burada amaçlanan akış diyagramında da görüleceği gibi pozisyon bilgisini elde etmektir. Benzetim sırasında pozisyon algılama bu yöntem kullanılarak yapılmamıştır. Buna karşın kıyaslama için benzetimin yapılması zaruridir. Aşağıdaki akış küçük düzenlemeler ile rotor pozisyon ve hız algılama için (yani sensörsüz kontrol algoritması için) kullanılabilir. Şekil 4.5'te gerçek pozisyon bilgisi ile yöntem sayesinde hesaplanan pozisyon bilgisi grafiği yer almaktadır. Buna göre %2 civarı sapma ile pozisyon bilgisinin hesaplandığı görülmektedir.



Şekil 4. 6 Akım Eğimleri Yöntemi Akış Diyagramı

4.4 Stator Akım Eğimleri Farkı Kullanılarak Pozisyon Tahmini

Pozisyon algılama konusunda bir önceki yönteme göre teorik olarak %50 daha iyi sonuç vermesi hedeflenmiştir. Ekstra bir donanım gerekmediğinden sadece algoritma değişikliği ile mevcut sürücü sistemlerine entegre edilebilmesi, yöntemin en büyük avantajıdır. Stator akımları eğimi yöntemine göre bara gerilimi ve endüktans değişimlerinden daha az etkilenmektedir. Bu aynı zamanda ilgili parametrelerin bozucu etkisini de ortadan kaldırmaktadır [16].

Yöntem bir önceki bölümde anlatılan stator akımları eğimi yöntemine benzemesine karşın matematiksel modeli daha farklı kurgulanmıştır. Buna göre daha önce ikinci bölümde verilen senkron relüktans motorun abc ekseninde matematiksel modelinde 2.32-2.37 arası denklemlerine ait q ekseni mıknatıslanma endüktansı olan L_q, motor akılarından bağımsız olarak yazılarak "genişletilmiş akı denklemleri" elde edilir ve 2. bölümde verilen motor denklemlerine benzer yeni bir matematiksel model elde edilir. Buna göre senkron relüktans motorun genişletilmiş akı denklemleri ile birlikte abc eksenindeki matematiksel modeli aşağıda verilmiştir [16].

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_q & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda^e_{as} \\ \lambda^e_{bs} \\ \lambda^e_{cs} \end{bmatrix} \tag{4.20}$$

Yeni modele göre motorun öz ve ortak endüktans denklemleri de aşağıdaki gibi değişmek durumundadır:

$$L_{AA} = -\frac{1}{2}L_{0s} + \frac{3}{2}L_{2s} + L_{2s}\cos(2\theta_{re}) \tag{4.21}$$

$$L_{BB} = -\frac{1}{2}L_{0s} + \frac{3}{2}L_{2s} + L_{2s}\cos(2\theta_{re}) - \sqrt{3}L_{2s}\sin(2\theta_{re}) \tag{4.22}$$

$$L_{CC} = -\frac{1}{2}L_{0s} + \frac{3}{2}L_{2s} + L_{2s}\cos(2\vartheta_{re}) + \sqrt{3}L_{2s}\sin(2\vartheta\theta_{re}) \tag{4.23}$$

$$L_{AB} = -\frac{1}{2}L_{0s} + L_{2s}\cos(2\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}) \tag{4.24}$$

$$L_{AC} = -\frac{1}{2}L_{0s} + L_{2s}\cos(2\theta_{re} + \frac{2\pi}{3}) \tag{4.25}$$

$$L_{BA} = -\frac{1}{2}L_{0s} - L_{2s}\cos(2\theta_{re}) \tag{4.26}$$

Buna göre genişletilmiş akı ifadeleri aşağıdaki gibidir.

$$\lambda^e_{as} = L_{AA}i_{as} + L_{AB}i_{bs} + L_{AC}i_{cs} \tag{4.27}$$

$$\lambda_{bs}^{e} = L_{BA} i_{as} + L_{BB} i_{bs} + L_{BC} i_{cs} \quad (4.28)$$

$$\lambda_{cs}^{e} = L_{CA} i_{as} + L_{BC} i_{bs} + L_{CC} i_{cs} \quad (4.29)$$

Eviricinin 1 0 0 iletim modunda olduğunu düşünelim. Kirşof akım ve gerilim kanunları kullanılarak aşağıdaki denklemler aynı stator akımları eğimi yöntemindeki gibi elde edilebilir.

$$V_{dc} = V_{an} - V_{bn} \quad (4.30)$$

$$V_{bn} = V_{cn} \quad (4.31)$$

$$i_{as} = -(i_{bs} + i_{cs}) \quad (4.32)$$

abc ekseni genişletilmiş akılar ile kurulmuş matematiksel modeli (denklem 4.20) stator sargı direnci r_s yüzünden oluşan gerilim düşümü, anlık akım ve rotor hızı ihmal ederek 4.30 numaralı denklemde yerine koyulursa aşağıdaki eşitlik elde edilir.

$$V_{dc} = V_{an} - V_{bn} = L_{mq} \frac{d(i_{as} - i_{bs})}{dt} + \frac{d}{dt}(\lambda_{as}^{e} - \lambda_{bs}^{e}) \quad (4.33)$$

4.27 ve 4.28 numaralı genişletilmiş akı denklemleri 4.33 numaralı gerilim denkleminde yerine yazılırsa aşağıdaki eşitlik elde edilir.

$$V_{dc} = L_{mq} \frac{d(i_{as} - i_{bs})}{dt} + (L_{AA} - L_{BA}) \frac{di_{as}}{dt}$$

$$+(L_{AB} - L_{BB}) \frac{di_{bs}}{dt} + (L_{AC} - L_{BC}) \frac{di_{cs}}{dt} \quad (4.34)$$

Aynı şekilde 4.31 ve 4.32 denklemlerindeki ifadeler 4.20 denklemi kullanılarak genişletilirse aşağıdaki iki denklem elde edilir:

$$0 = L_{mq} \frac{d(i_{bs} - i_{cs})}{dt} + (L_{BA} - L_{CA}) \frac{di_{as}}{dt}$$

$$+(L_{BB} - L_{CB}) \frac{di_{bs}}{dt} + (L_{BC} - L_{CC}) \frac{di_{cs}}{dt} \quad (4.35)$$

$$\frac{di_{as}}{dt} = -(\frac{di_{bs}}{dt} + \frac{di_{cs}}{dt})\ \frac{di_{cs}}{dt} \tag{4.36}$$

4.35, 4.36 ve 4.37'yi L_{AC} (denklem 4.25) ve L_{BB} (denklem 4.22) kullanarak birleştirirsek aşağıdaki matrisi elde edilir.

$$\begin{bmatrix} V_{dc} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{AA} - L_{BA} + L_q & L_{AB} - L_{BB} + L_q & 0 \\ 0 & L_{BB} - L_{CB} + L_q & L_{BC} - L_{CC} + L_q \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (\frac{di_{as}}{dt})|_{durum} \\ (\frac{di_{bs}}{dt})|_{durum4} \\ (\frac{di_{cs}}{dt})|_{durum4} \end{bmatrix} \tag{4.37}$$

Çizelge 4. 2 Anahtar durumları

Anahtar	**A**	**B**	**C**
Durum 3	0	1	0
Durum 4	1	0	0
Durum 7	0	0	1

Yukarıda 4.37'de verilen matriste motorun öz ve ortak endüktans değerleri ($L_{AA}, L_{BB}, L_{CC}, L_{AB}, L_{AC}, L_{BB}$) 4.21-4.26 arası verilen denklemler kullanılarak genişletilirse anahtar durumu 4 için aşağıdaki denklem sistemi elde edilir.

$$\left(\frac{di_{as}}{dt}\right)|_{durum4} = \frac{\left(-3 * L_{2s} - 2 * L_q + 3 * cos(2\theta_r)\right) * V_{dc}}{\frac{3}{4} * [-12 * L_{2s} * L_{mq} - 4 * L_{mq}^2]} \tag{4.38}$$

$$\left(\frac{di_{bs}}{dt}\right)|_{durum4} = \frac{\left(\frac{3}{2}L_{2s} + L_q + \frac{3\sqrt{3}}{2}L_{2s}\sin(2\theta_r) - \frac{3}{2}L_{2s}cos(2\theta_r)\right)V_{dc}}{\frac{3}{4} * [-12L_{2s}L_{mq} - 4L_{mq}^2]} \tag{4.39}$$

$$\left(\frac{di_{cs}}{dt}\right)|_{durum4} = \frac{\left(\frac{3}{2}L_{2s} - L_q + \frac{3\sqrt{3}}{2}L_{2s}\sin(2\theta_r) - \frac{3}{2}L_{2s}cos(2\theta_r)\right)V_{dc}}{\frac{3}{4}[-12L_{2s}L_{mq} - 4L_{mq}^2]} \tag{4.40}$$

Durum 3 ve durum 7 için yukarıdaki denklem sistemi bulunurken kullanılan mantık kullanılarak aşağıdaki denklem sistemleri elde edilebilir. 4.41-4.43 denklemleri durum 3 için, 4.44-4.46 denklemleri ise durum 7 için aşağıdaki gibi verilmiştir.

$\left(\frac{di_{as}}{dt}\right)\|_{durum3} = \frac{\left(\frac{3}{2}L_{2s} + L_q + \frac{3\sqrt{3}}{2}L_{2s}\sin(2\theta_r) - \frac{3}{2}L_{2s}cos(2\theta_r)\right)V_{dc}}{\frac{3}{4}[-12L_{2s}L_{mq} - 4L_{mq}^2]}$	(4.41)
$\left(\frac{di_{cs}}{dt}\right)\|_{durum3} = \frac{\left(-3L_{2s} - 2L_q - \frac{3\sqrt{3}}{2}L_{2s}\sin(2\theta_r) - \frac{3}{2}L_{2s}cos(2\theta_r)\right)V_{dc}}{\frac{3}{4}[-12L_{2s}L_{mq} - 4L_{mq}^2]}$	(4.42)
$\left(\frac{di_{bs}}{dt}\right)\|_{durum3} = \frac{\left(\frac{3}{2}L_{2s} + L_q + 3L_{2s}cos(2\theta_r)\right)V_{dc}}{\frac{3}{4}[-12L_{2s}L_{mq} - 4L_{mq}^2]}$	(4.43)
$\left(\frac{di_{as}}{dt}\right)\|_{dur} = \frac{\left(\frac{3}{2}L_{2s} + L_q - \frac{3\sqrt{3}}{2}L_{2s}\sin(2\theta_r) - \frac{3}{2}L_{2s}cos(2\theta_r)\right)V_{dc}}{\frac{3}{4}[-12L_{2s}L_{mq} - 4L_{mq}^2]}$	(4.44)
$\left(\frac{di_{bs}}{dt}\right)\|_{durum7} = \frac{\left(\frac{3}{2}L_{2s} + L_q + 3L_{2s}\sin(2\theta_r)\right)V_{dc}}{\frac{3}{4}[-12L_{2s}L_{mq} - 4L_{mq}^2]}$	(4.45)
$\left(\frac{di_{cs}}{dt}\right)\|_{durum7} = \frac{\left(-3L_{2s} - 2L_q - \frac{3\sqrt{3}}{2}L_{2s}\sin(2\theta_r) - \frac{3}{2}L_{2s}cos(2\theta_r)\right)V_{dc}}{\frac{3}{4}[-12L_{2s}L_{mq} - 4L_{mq}^2]}$	(4.46)

Yukarıda verilen anahtar modlarına göre eşitlikliklerin farkları alınarak pozisyon bilgisini verecek denklem elde edilebilir. Bunun için fark matrisi oluşturulup Clarke dönüşümü yapılmalıdır.

$$\begin{bmatrix} \left(\frac{di_{as}}{dt}\right)|_{dur} & -\left(\frac{di_{as}}{dt}\right)|_{durum3} \\ \left(\frac{di_{bs}}{dt}\right)|_{durum4} & -\left(\frac{di_{bs}}{dt}\right)|_{duru} \\ \left(\frac{di_{cs}}{dt}\right)|_{durum4} & -\left(\frac{di_{cs}}{dt}\right)|_{dur} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{9}{2} & -\frac{3*\sqrt{3}}{2} & -3 \\ 0 & 3\sqrt{3} & 3 \\ 0 & 3\sqrt{3} & 3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Di_{alfa} \\ Di_{beta} \\ \mathrm{N} \end{bmatrix} \quad (4.47)$$

4.47 denkleminde yer alan N aşağıda 4.48'de verilen denklemi ifade etmektedir. Matrisin daha kolay okunabilmesi için ilgili denklem takımı N değişkenine eşitlenmiştir.

$$N = \frac{V_{dc}}{\frac{3}{4}[-12L_{2s}L_{mq} - 4L_{mq}^2]}\left(\frac{3}{2}L_{2s} + L_q\right) \quad (4.48)$$

Yukarıda verilen matriste Di_{alfa} ve Di_{beta}'lı bölüm yalnız bırakılıp çözülürse aşağıdaki denklem takımları elde edilir:

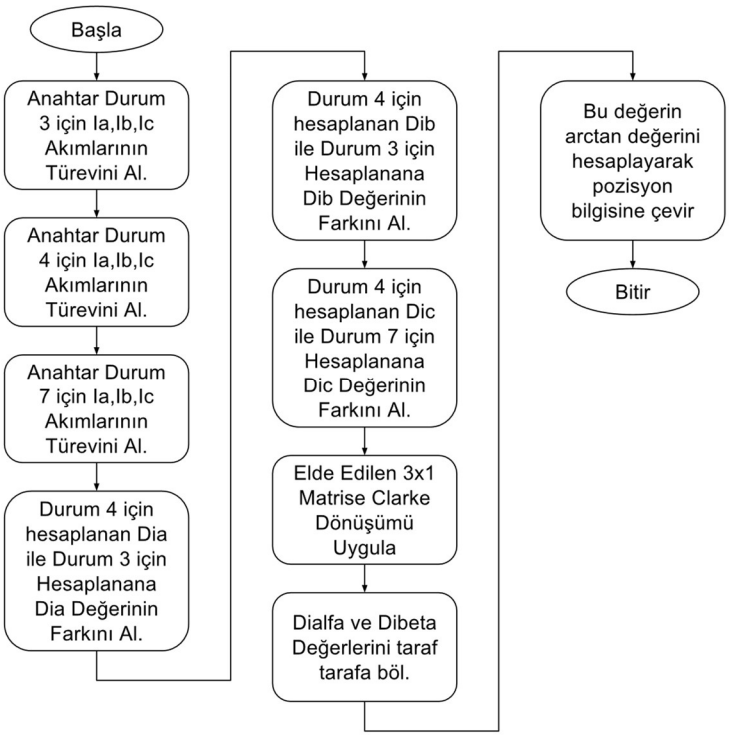
$$Di_{alfa} = \frac{4V_{dc}L_{2s}\cos(2\theta_r)}{3[-12L_{2s}L_{mq} - 4L_q^2]} \quad (4.49)$$

$$Di_{beta} = \frac{4V_{dc}L_{2s}\sin(2\theta_r)}{3[-12L_{2s}L_{mq} - 4L_q^2]} \quad (4.50)$$

Bu iki denklemi taraf tarafa bölüp $\theta_r$ifadesini yalnız bırakırsak aşağıdaki eşitliği elde ederiz.

$$\theta_r = \frac{1}{2}\tan^{-1}\left(\frac{D_{ibeta}}{D_{ialfa}}\right) \quad (4.51)$$

Yukarıdaki denklemde görüldüğü üzere rotor açısı sadece Dialfa/Dibeta oranına bağlıdır. Stator Akımı Eğimi ile Pozisyon ve Hız Algılama yönteminden farklı olarak burada bara gerilimi ve motor endüktans bilgisine ihtiyaç yoktur.



Şekil 4. 7 Akım eğimleri farkı Yöntemi akış diyagramı

BÖLÜM 5

SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında asenkron motor ve sabit mıknatıslı senkron rotor ile hemen hemen aynı aynı stator yapısına sahip ve bu motor tipleriyle aynı sürücü donanımını kullanan senkron relüktans motorun MATLAB üzerinde matematiksel modeli kurulmuştur. Bu matematiksel model üzerinde sensörlü vektör kontrol algoritması incelenmiştir. Ardından senkron relüktans motor için sensörsüz hız kontrol yöntemleri genel olarak tanıtılmış; motor akımlarının eğimi ve motor akımları eğimlerinin farkı ile sensörsüz hız ve konum algılama yöntemleri incelenmiştir.

Kontrol algoritması sabit mıknatıslı senkron motorun kontrol algoritmasına bir hayli benzemektedir. Bu benzerlikle birlikte senkron relüktans motorun rotorunda mıknatıs olmadığı için matematiksel model ve dolayısıyla kontrol algoritması sabit mıknatıslı senkron motora göre daha sadedir. Ayrıca senkron relüktans motorun rotorunda mıknatıs bulunmaması, uygulama esnasında ortaya çıkan mıknatıs maliyeti ve yüksek sıcaklıkta demanyetize olma gibi sorunların ortadan kalkmasını sağlar.

Akımın eğimi yöntemiyle sensörsüz pozisyon ve hız algılama algoritması geniş hız aralığında çalışabilmesi ve görece basit algoritması sayesinde akım eğimleri farkı algoritmasına göre daha düşük işlemci gücüyle sağlanabilir. Buna karşın bu yöntem bozucu etkilere açıktır ve hassasiyeti akım eğimleri farkı yöntemine göre daha düşüktür.

Stator akımı eğimleri farkı yöntemi bara gerilimi ve endüktans ölçümüne ihtiyaç duymadığı için pozisyon ve hız bilgisini bozucu etkilerden bağımsız olarak sağlayabilmektedir. Buna karşın matematiksel modeli ve algoritması diğer yöntemlere

göre daha karışıktır. Uygulama için yüksek güçlü işlemcilerin seçilmesi zaruridir. Bu da maliyeti arttıran bir etkendir. Buna karşın gerilim sensörüne ihtiyaç duymaması daha sade bir elektronik kart tasarımını mümkün kılmaktadır. Bu durum, maliyet ve robust tasarım bakımından pozitif etkiye sahiptir.

Senkron relüktans motor hem görece basit matematiksel modeli, hem de aynı sürücü donanımına gelecek yazılım güncellemesiyle çalışabilme yeteneği sayesinde elektronik sürücü tasarımı için alternatif motor tiplerine göre avantaja sahiptir. Senkron relüktans motor ve sürücü sistemi; sadece yazılım güncellemesiyle mevcut sürücü sistemlerine entegre olabilmesi ve motorun kendisinin ucuz ve dayanıklı olması sayesinde yüksek verimli elektrik motor ve sürücüleri kategorisinde önemli ve güçlü bir alternatif haline getirmiştir.

Algoritma her ne kadar diğer sistemlere göre basit olsa da manyetik doyum bölgesinde davranış gibi bazı sınır koşulların etkisi ihmal edilmiştir. Bu durum, sistemin gerçeklenmesi sırasında sorunlara yol açabilir. Bu çalışmanın devamında bu sınır koşulların etkileri incelenebilir. Ayrıca Akım eğimleri farkı yönteminin daha az matematiksel işleme ihtiyaç duyacak şekilde geliştirilmesi, sistemin gerçeklenmesini kolaylaştıracak bir çalışma olabilir.

KAYNAKLAR

[1] Kostko J. K., (1923). "Polyphase Reaction Synchronous Motors", Journal AIEE: 1162-1168

[2] Douglas J. F. H., "Synchronous Induction Motor", U.S. Patent 2 913 607, 17 Kasım 1959

[3] Lipo T.A. ve Krause P. C. (1967). "Stability Analysis of a Reluctance-Synchronous Machine" IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, 86(7): 825-834

[4] Lipo T.A. vd. (1994). "A New Variable Reluctance Motor Utilizing an Auxiliary Commutation Winding" IEEE Transactions on Industry Applications 30(2):219-225

[5] Armstrong P., "Rotor Structure for Synchronous Induction Motors" U.S. Patent 2 975 310, 14 Mart 1961

[6] ABB (2014). Motor Revolution: Synchronous Reluctance Motor Technology, Melbourne

[7] Matsuo, T., (1994). Design and Control of a Syncronous Reluctance Motor Drive, Doktora Tezi, University of Wisconsin-Madison, Madison

[8] Daud A. ve Alsayid B. (2013). "DSP Based Simulator for Speed Control of the Synchronous Reluctance Motor Using Hysteresis Current Controller" Energy and Power Engineering, 5:363-371

[9] Avrupa Birliği, (2014). Guidelines accompanying ecodesign requirements for electric motors 640-2009, Brüksel

[10] Vas P., (1998). Sensorless Vector and Direct Torque Control, Oxford University Press, Londra

[11] Siemens, Duyurular, https://goo.gl/5Jajf7, 21 Nisan 2017

[12] Brittain J. (1996). "Scanning the Past, Edith Clarke and Power System Stability" Proceedings of the IEEE, 84(1) : 90

[13] Kennel R., (2013). Power Electronics Exercise: Space Vector Modulation, https://goo.gl/GTc4RF, 21 Nisan 2017

[14] Kim H. ve Lorenz R. (2004). “Carrier Signal Injection Based Sensorless Control Methods for IPM Synchronous Machine Drives” IEEE IAS 2004:977-984

[15] Matsuo T. ve Lipo T. (1995). “Rotor Position Detection Scheme for Synchronous Reluctance Motor Bases on Current Measurements”, IEEE Transactions on Industry Applications, 31(4): 860-868

[16] Wei M. ve Liu T. (2012). “A High-Performance Sensorless Position Control System of a Synchronous Reluctance Motor Using Dual Current-Slope Estimating Technique”, IEEE Transactions on Electronics, 59(9):3411-3426

[17] Kuo, B. (2006). Otomatik Kontrol Sistemleri, 7. Basımdan Çeviri, Literatür Yayınları, İstanbul

EK A

MATLAB KAYNAK KODLARI

```
clc
clear all

%--------------Simulasyon Parametreleri---------------%
Ts = 1e-6                               %Örnekleme zamanı  (sn)
Tsim = 0.3                              %simulasyon süresi (sn).
timer = 0
timer_tsim = 0;
theta_sin = 0;
f = 50;
c=1;                                    %Dizi eleman sayacı
format long

%-----------------Motor Parametreleri-----------------%
P=2;                                    %kutup çifti sayısı
rs=1.58;                                %Stator direnci
Ld=0.095;                               %d ekseni endüktansı
Lq=0.0084;                              %q ekseni endüktansı
Lls=0.0077;                             %Kaçak endüktans

J = 0.0062;                             %Rotor eylemsizlik
B = 0.003035;                           %Viskoz Sürtünme
Tload = 2;                              %Yük Nm

%Endüktans Denklemleri
Lmd = Lls + Ld;
Lmq = Lls + Lq;
LA = (Ld + Lq + 2*Lls) / 3;
LB = (Ld - Lq) / 3;
L0 = LA;
L2 = LB;

%R ve L matrisleri
RS = [rs 0 0; 0 rs 0; 0 0 rs];
LQ = [Lq 0 0; 0 Lq 0; 0 0 Lq];

LQx = inv(LQ);
```

```
IS = [0; 0; 0;];                    %stator Akımları
FI = [0; 0; 0;];                    %Genişletilmiş Stator Akıları
DFI = [0; 0; 0;];                   %Stator Akılarının Türevi

tetare=0;                           %Elektriksel açı
tetarm=0;                           %Mekanik Açı
wrm=0;                              %Mekanik Hız

LamdaA_old=0;
LamdaB_old=0;
LamdaC_old=0;

timer_motor = 0;
timer_motor_old = 0;

%------PI Kontrolcü Parametreleri------%
timer_controller = 0;
timer_controller_old = 0;

timer_controller_speed_period = 1e-4; %(us)
timer_controller_speed_set_time = 0;
timer_controller_speed_set_time_old = 0;
timer_controller_test = 0;
timer_controller_speed_flag = 1;

iqs_ref_max = 6;                    %Iq Akım Limiti
ids_ref_max = 6;                    %Id Akım Limiti
uqs_ref_max = 300;                  %Uq Gerilim Limiti
uds_ref_max = 300;                  %Ud Gerilim Limiti
iqs_ref = 0;                        %Kontrolcü çıkışı iq ref akımı
ids_ref = 0;                        %Kontrolcü çıkışı id ref akımı
uqs_ref = 0;                        %Kontrolcü çıkışı uq ref ger.
uds_ref = 0;                        %Kontrolcü çıkışı ud ref ger.

Kp = 8;
Ki = 5;

%------Ters Clarke-Park Dönüşümü Parametreleri------%
ualphas_ref = 0;                    %Kontrolcü çıkışı u alfa ref
ubetas_ref = 0;                     %Kontrolcü çıkışı u beta ref
uas_ref = 0;                        %Kontrolcü çıkışı ua ref
ubs_ref = 0;                        %Kontrolcü çıkışı ub ref
ucs_ref = 0;                        %Kontrolcü çıkışı uc ref

ialphas_ref = 0;
ibetas_ref = 0;
ias_ref = 0;
ibs_ref = 0;
ics_ref = 0;

DiAlfa = 0;
DiBeta = 0;
```

```
%-----------------SVPWM Parametreleri----------------------%
bolge = 0;
Vsref = 0;
k_1 = 0;
k_2 = 0;
f_switching = 5000;
T = 1/f_switching;
T_0 = 0;
T_1 = 0;
T_2 = 0;
svpwm_period = 0;
svpwm_period_1 = 0;
svpwm_period_2 = 0;
timer_svpwm = 0;
switch_state = 0;
secili_bolge = 0;
sektor_number = 0;
A_top = 0;
B_top = 0;
C_top = 0;
A_bottom = ~A_top;
B_bottom = ~B_top;
C_bottom = ~C_top;
Voan = 0;
Vobn = 0;
Vocn = 0;

%-----------------Single Slope Parametreleri-----------------%
ias_old = 0;
ibs_old = 0;
ics_old = 0;

for t=0:Ts:Tsim
timer_svpwm = timer_svpwm + Ts;
timer_controller = timer_controller + Ts;
timer_motor = timer_motor + Ts;
c=c+1
timer_tsim = Tsim*1000000;
wrm_ref = ((2*pi*f)/P)

%Single Slope için Endüktans Tanımları
Laa = Lls + L0 - L2*cos(2*tetare) ;
Lbb = Lls + L0 - L2*(cos(2*tetare+2*pi/3)) ;
Lcc = Lls + L0 - L2*(cos(2*tetare-2*pi/3)) ;
Lab = -1/2*L0 - L2*(cos(2*tetare-2*pi/3)) ;
Lac = -1/2*L0 - L2*(cos(2*tetare+2*pi/3));
Lbc = -1/2*L0 - L2*(cos(2*tetare));

main_test_motor                  %Motor ve iabctoidq
main_test_controller             %Hız Kontrolcüsü
main_test_inverse_clarkepark     %Ters Park Dönüştürücü
main_test_svpwm
main_test_singleslope            %Single Slope Denklemleri

%Birim Dönüşümleri
```

```
tret = tetare * 180 / pi;
tetaretest = mod(tret,360);       %Elektriksel Pozisyon

tetarm_deg = tetarm * 180 / pi;   %Mekanik Pozisyon
tetarm_deg_cycle = mod(tetarm_deg, 360);

%----------------Grafik için diziler-------------------%
x(c)= t      ;

y7(c) = Voan * 1 ;        %svpwm çıkış gerilimleri
y8(c) = Vobn * 1 ;
y9(c) = Vocn * 1 ;
y10(c) = ias * 1  ;       %Stator Akımları
y11(c) = ibs * 1  ;
y12(c) = ics * 1  ;
y13(c) = Te * 1 ;         %Elektriksel Moment
y14(c) = wrm * 1  ;       %Mekanik Hız
y15(c) = wrm_ref * 1  ;   %Mekanik Hız ref
y18(c) = ids * 1 ;        %DQ akımları
y19(c) = iqs * 1 ;
y20(c) = Lamda_ds * 1 ;   %DQ endüktansları
y21(c) = Lamda_qs * 1 ;
y28(c) = Dia * 1;         %Single Slope Değişkenleri
y29(c) = Dib * 1;
y30(c) = Dic * 1;
y32(c) = PI_speed_output * 1;
y33(c) = PI_Iq_output * 1;
y34(c) = PI_Id_output * 1;
y35(c) = timer_controller_test * 1;
y36(c) = timer_controller_speed_set_time * 1;
y37(c) = timer_controller_speed_flag * 1;
y38(c) = timer_controller * 1;
y39(c) = ias_ref * 1;
y40(c) = ibs_ref * 1;
y41(c) = ics_ref * 1;
y42(c) = PI_Iq_input * 1;
y43(c) = uqs_ref * 1;
y44(c) = ids_ref * 1;
y45(c) = iqs_ref * 1;
y46(c) = Laa * 1;
y47(c) = Lbb * 1;
y48(c) = Lcc * 1;
y49(c) = tetaretest * 1;
y50(c) = tetarm_deg_cycle * 1;
y51(c) = Ldurum1 * 1;
y52(c) = Lmode1a * 1;
y53(c) = Lmode1a2 * 1;
y54(c) = uds_ref * 1;
y55(c) = uqs_ref * 1;
y56(c) = Dia2 * 1;
y57(c) = tetarm_deg * 1;
y58(c) = tret * 1;
y59(c) = Dib * 1;
y60(c) = Dic * 1;
end
```

```
main_test_grafik     %Grafik Çizdirme Fonksiyonu


%----------------main_test_motor-------------------%

%Dual Slope makalesindeki motorun matematiksel modeli
VS = [Voan; Vobn; Vocn];
IS = IS + Ts * LQx *(VS - RS*IS) - DFI;

    ias=IS(1); ibs=IS(2); ics=IS(3);


    LamdaA = LAA * ias + LAB * ibs + LAC * ics;
    LamdaB = LBA * ias + LBB * ibs + LBC * ics;
    LamdaC = LCA * ias + LCB * ibs + LCC * ics;

    DFI = [ (LamdaA-LamdaA_old); (LamdaB-LamdaB_old); (LamdaC-
LamdaC_old); ] ;

    LamdaA_old=LamdaA;
    LamdaB_old=LamdaB;
    LamdaC_old=LamdaC;

%-----abc to alpha beta-----
    iAlfa = ias - 0.5*ibs - 0.5*ics;
    iBeta = sqrt(3)/2*(ibs-ics);

    ids = iAlfa*cos(tetare) + iBeta*sin(tetare);
    iqs = -iAlfa*sin(tetare) + iBeta*cos(tetare);

    Lamda_ds = Ld*ids;
    Lamda_qs = Lq*iqs;

    Te = 1.5*P*(Lamda_ds*iqs - Lamda_qs*ids) ;  %Moment

    wrm = wrm + ((Te-B*wrm-Tload) * Ts) / J;    %Açısal Hız
(Mekanik)
    tetarm = tetarm + wrm*Ts;                   %Pozisyon
(Mekanik)
    tetare = tetarm*P;                          %Pozisyon
(Elektriksel)
    wre = wrm*P;                                %Açısal Hız
(Elektriksel)

%----------------main_test_controller-------------------%

if timer_controller_speed_flag == 1

    PI_speed_input = wrm_ref - wrm;
    PI_speed_input_integral = (timer_controller_speed_set_time -
timer_controller_speed_set_time_old) * PI_speed_input;
    PI_speed_output = Kp * PI_speed_input + Ki *
PI_speed_input_integral;
```

```
    timer_controller_speed_flag = 0;
    timer_controller_speed_set_time_old =
timer_controller_speed_set_time
    timer_controller_speed_set_time =
timer_controller_speed_set_time + timer_controller_speed_period

%------Hız PI Çıkış Sınırlayıcı------%

    iqs_ref = PI_speed_output;

    if iqs_ref >= iqs_ref_max
      iqs_ref = iqs_ref_max;
    end

elseif timer_controller_speed_flag == 0
    %Do Something
end

%Hız kontrolcüsünün çalışma periyodunu kontrol eden blok
if timer_controller_speed_set_time <= timer_controller
    timer_controller_speed_flag = 1;
    timer_controller_test = timer_controller_test + Ts
elseif timer_controller_speed_set_time >= timer_controller
    %Do Something
end

%------Iq Akım Kontrolcüsü------%
PI_Iq_input = iqs_ref - iqs;
PI_Iq_input_integral = (timer_controller - timer_controller_old)
* PI_Iq_input;
PI_Iq_output = Kp * PI_Iq_input + Ki * PI_Iq_input_integral;

%------Iq Akım PI Çıkış Sınırlayıcı------%

uqs_ref = PI_Iq_output;
if uqs_ref >= uqs_ref_max
    uqs_ref = uqs_ref_max;
end

%------Id Akım Kontrolcüsü------%
ids_ref = iqs_ref
PI_Id_input = ids_ref - ids;
PI_Id_input_integral = (timer_controller - timer_controller_old)
* PI_Id_input;
PI_Id_output = Kp * PI_Id_input + Ki * PI_Id_input_integral;

%------Id Akım PI Çıkış Sınırlayıcı------%

uds_ref = PI_Id_output;
if uds_ref >= uds_ref_max
    uds_ref = uds_ref_max;
end

timer_contoller_old = timer_controller;
```

```
%----------------main_test_inverse_clarkepark-----------------%

%Ters-Park Dönüşümü
ualphas_ref = (cos(tetare) * uds_ref - sin(tetare) * uqs_ref);
ubetas_ref = (sin(tetare) * uds_ref + cos(tetare) * uqs_ref);

%Ters-Clark Dönüşümü
uas_ref = 1 * ualphas_ref;
ubs_ref = -1/2 * ualphas_ref + sqrt(3) / 2 * ubetas_ref;
ucs_ref = -1/2 * ualphas_ref - sqrt(3) / 2 * ubetas_ref;

%Ters-Park Dönüşümü ****Kontrolcü****
ialphas_ref = (cos(tetare) * ids_ref - sin(tetare) * iqs_ref);
ibetas_ref = (sin(tetare) * ids_ref + cos(tetare) * iqs_ref);

%Ters-Clark Dönüşümü  ****Kontrolcü****
ias_ref = 1 * ialphas_ref;
ibs_ref = -1/2 * ialphas_ref + sqrt(3) / 2 * ibetas_ref;
ics_ref = -1/2 * ialphas_ref - sqrt(3) / 2 * ibetas_ref;


%----------------main_test_singleslope-----------------%

Lmode1a = (Laa-Lab-Lac+Lbc)+(-Lab+Lbb+Lac-Lbc)*((Lab-Lbc-
Lac+Lcc)/(Lbb-2*Lbc+Lcc));
Lmode1a2 = Lls + Lmd * ( 1/2 - cos(aci) ) + Lmq * ( 1/2 +
cos(aci) )...
    + ( Lls + Lmd * ( 1/2+cos(acieksi) ) + Lmq * ( 1/2 -
cos(acieksi) ) )...
    * ( ( Lls + Lmd * ( 1/2+cos(aciarti) ) + Lmq * ( 1/2-
cos(aciarti) ) ) / ( 2*Lls + Lmd + Lmq + (Lmd-Lmq) * cos(aci) )
);

Lomde1a3 = 0;
% Dia = Vdc/Ldurum1;
% Dib = Vdc/Ldurum3;
% Dic = Vdc/Ldurum5;

Dia = (ias - ias_old)/Ts;
ias_old = ias;

Dib = (ibs - ibs_old)/Ts;
ibs_old = ibs;

Dic = (ics - ics_old)/Ts;
ics_old = ics
```

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı	:Mahmut Can KOVAN
Doğum Tarihi ve Yeri	: 03.05.1990 / Elazığ
Yabancı Dili	: İngilizce
E-posta	: mahmutcankovan@gmail.com

ÖĞRENİM DURUMU

Derece	**Alan**	**Okul/Üniversite**	**Mezuniyet Yılı**
Lisans	Elektrik Müh.	YTÜ	2013
Lise	Fen Bilimleri	Denizli Anadolu Lisesi	2008

İŞ TECRÜBESİ

Yıl	**Firma/Kurum**	**Görevi**
2017 - Devam	Odin Teknoloji Ltd. Şti.	Mesul Müdür
2014 – 2015	Arçelik A.Ş.	Ar-Ge Mühendisi

YAYINLARI

Bildiri

1. KOVAN, M.C. ve BAKAN, F., (2017). “Senkron Relüktans Motor Kontrolü”, 1. Ulusal Elektrik Enerjisi Dönüşüm Kongresi, Elazığ