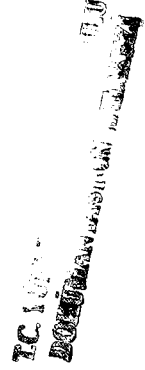


**ASANSÖRLERDE DOĞRUDAN MOMENT KONTROLLU
ASENKRON MOTOR SÜRÜCÜLERİ**



YÜKSEK LİSANS TEZİ
Elektrik Müh. Süleyman Bahadır KÖROĞLU
504940330011

98401

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 23 Eylül 1999
Tezin Savunulduğu Tarih : 18 Kasım 1999

Tez Danışmanı : Prof. Dr. M. Emin TACER 28/12/1999 
Diğer Jüri Üyeleri : Prof. Dr. R. Nejat TUNÇAY 28.12.99 
Prof. Dr. Faik MERGEN 28/12/99 

KASIM 1999

ÖNSÖZ

Bu çalışmanın hazırlanmasında bana büyük destek veren değerli hocam Prof. Dr. M. Emin TACER'e , tezin hazırlanması aşamasında devamlı yanımda olup bana yardım eden kardeşlerim Bahri ve Füsun KÖROĞLU'ya , beni destekleyen tüm arkadaşlarıma ve dostlarıma , öğrenim yaşamım boyunca yardımlarını esirgemeyen anne ve babama teşekkürlerimi sunuyorum.

KASIM 1999

Süleyman Bahadır KÖROĞLU



İÇİNDEKİLER

KISALTMALAR	v
TABLO LİSTESİ	vi
ŞEKİL LİSTESİ	vii
SEMBOL LİSTESİ	viii
ÖZET	xii
SUMMARY	xiv
1. GİRİŞ	1
2. UZAY VEKTÖRLERİ	4
2.1. Uzay Vektörlerinin Tanımı	4
2.1.1. Bir sargının oluşturduğu uzay dalgalarının uzay vektörleri şeklinde tanımı	4
2.1.2. Üç faz sargılı bir statorun oluşturduğu uzay dalgalarının uzay vektörü şeklinde tanımı	7
2.1.3. Üç faz sargılı bir rotorun oluşturduğu uzay dalgalarının uzay vektörü şeklinde tanımı	11
2.1.4. Üç faz sargılı bir stator ve rotorun oluşturduğu uzay dalgalarının uzay vektörü şeklinde tanımı	14
3. ASENKRON MAKİNEİNİN MATEMATİKSEL MODELİ	19
3.1. Model Oluşturulurken Uygulanan Yöntem	19
3.2. Asenkron Makinenin Matematiksel Modeli	20
3.3. Uzay Fazörleri Kullanılarak Düzgün Hava Aralığına Sahip Bir Asenkron Makinenin Matematiksel Modelinin Oluşturulması	26
3.3.1. Stator döner alan uzay fazörü (vektörü)	26
3.3.2. Stator akımları uzay fazörü	26
3.3.3. Rotor döner alan uzay fazörü	28
3.3.4. Rotor akımları uzay fazörü	28
3.3.5. Mıknatıslama akımı uzay fazörü	29
3.3.6. Stator halkalanma akısı uzay fazörü	30
3.3.7. Rotor halkalanma akısı uzay fazörü	31
3.3.8. Stator gerilimi uzay fazörü	33
3.3.9. Rotor gerilimi uzay fazörü	34
3.3.10. Uzay fazörleri kullanılarak oluşturulan ani moment ifadesi	34
4. ASENKRON MAKİNEDE DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜ	35
4.1. Genel Tanım	35
4.2. Gerilim Kaynaklı Evirici Tarafından Beslenen Asenkron Motorda DTC Yöntemi	36
4.2.1. Hızlı moment cevabı	36

4.2.2. Öngörüsüz optimum anahtarlama vektör seçimi	48
4.2.3. Stator halkalanma akısı tahmininin temelleri	52
4.2.4. Stator akısı temelli DTC yöntemini kullanan motor sürücüleri	53
4.2.5. DTC yönteminin temel özellikleri	60
4.2.6. Stator halkalanma akısının geliştirilmiş tahmini	62
4.2.7. Alan zayıflatması	66
4.2.8. Verimin optimum kontrolü	69
4.2.9. Geliştirilmiş anahtarlama vektör şemaları, öngörülü şema	70
4.2.10. Hız sensörsüz DTC sürücü uygulaması	85
5. ASANSÖRLERDE DOĞRUDAN MOMENT KONTROL YÖNTEMİNİN	
UYGULANMASI	93
5.1 Asansörlerin Çalışma Prensipleri	93
5.2 Doğrudan Moment Kontrollü Bir sistemin Simulasyonu	94
5.2.1 Öngörülü olmayan yöntemi kullanarak optimum anahtarlama vektör seçimi için simulasyon programı	94
6. SONUÇLAR VE TARTIŞMA	98
KAYNAKLAR	100
EKLER	101
ÖZGEÇMİŞ	103

KISALTMALAR

DSP	: Dijital İşaret İşlemci
DTC	: Doğrudan Moment Kontrol
FLC	: Bulanık Mantıklı Kontrolör
RHA	: Rotor Halkalanma Akısı
SHA	: Stator Halkalanma Akısı
SSE	: Stator Sabit Eksen
PWM	: Darbe Genişlik Modülasyonu
VSI	: Gerilim Kaynaklı Evirici
FI	: Akı artışı
TI	: Moment artışı
FD	: Akı azalması
TD	: Moment azalması



TABLO LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Tablo 4.1. Optimum anahtarlama gerilim vektörü belirleme tablosu	49
Tablo 4.2. Stator halkalanma akısı uzay vektörünün seçilmesi	50
Tablo 4.3. Temel bulanık kurallar	58
Tablo 4.4. Momentte geçici durum oluştuğunda anahtarlama gerilim vektör seçimi	82
Tablo 4.5. Stator halkalanma akısında geçici durum oluştuğunda anahtarlama gerilim vektör seçimi	82
Tablo 4.6. Geçici durumun hem momentte hem de akıda olduğu durumda anahtarlama gerilim vektör seçimi	82
Tablo 5.1. Optimum anahtarlama gerilim vektörü belirleme tablosu	96

ŞEKİL LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Şekil 2.1 : Tek bir “a” sargısının simetrik asenkron makinede şematik gösterimi	5
Şekil 2.2 : Makine çevresinde bir sargının alan dağılımı	6
Şekil 2.3 : Üç faz stator sargılarının şeması	9
Şekil 2.4 : Üç faz sargılı makinenin şeması	15
Şekil 3.1 : Stator akımı uzay vektörünün gösterimi	27
Şekil 4.1 : Stator halkalanma akısı ve stator akımı uzay fazörleri	37
Şekil 4.2 : Stator ve rotor halkalanma akısı uzay vektörleri ile stator akımı uzay vektörü	40
Şekil 4.3 : PWM gerilim kaynaklı evirici, sekiz anahtarlama konumu ve anahtarlama vektörleri	43
Şekil 4.4 : Stator halkalanma akısı uzay vektörünün kontrolü	44
Şekil 4.5 : Stator halkalanma akısı uzay vektörünün değişik konumları	47
Şekil 4.6 : Stator halkalanma akısı uzay vektörünün diğer bileşenlerle ilişkisi	50
Şekil 4.7 : Gerilim kaynaklı eviricili DTC yöntemini kullanan asenkron motor sürücü şeması	54
Şekil 4.8 : Bulanık mantık çalışma oranı tahmin edicisi ve üyelik fonksiyonları	59
Şekil 4.9 : Alan zayıflatma işlemi	69
Şekil 4.10 : Alternatif öngörülü anahtarlama vektör seçimi	84
Şekil 4.11 : Değişik referans eksenlerinde stator ve rotor halkalanma akıları	91
Şekil 5.1 : Asenkron makinenin stator sabit eksen takımına göre eşdeğer devre şeması	95
Şekil 5.2 : Simulasyon için kullanılan kontrol şeması	96
Şekil 5.3 : EK 1’de yazılımı verilen simulasyon programının akış diyagramı	97
Şekil A.1 : Öngörüsüz anahtarlama gerilim vektörü seçim yönteminin simulasyon sonucu	101
Şekil B.1 : Öngörülü anahtarlama gerilim vektörü seçim yönteminin simulasyon sonucu	102

SEMBOL LİSTESİ

a	: Kompleks uzay işleci ($e^{j\pi/2}$)
f	: Magneto motor kuvvet (amper sarım)
i_a	: Endüvi akımı
i_f	: Uyarma akımının ani değeri
i_r	: Rotora bağlı eksen takımında rotor akımları uzay fazörü
i_r'	: Statora bağlı eksen takımında rotor akımları uzay fazörü
i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}	: Rotor ra, rb, rc faz akımları
i_{rg}	: Genel eksen takımında ifade edilmiş rotor akımları uzay fazörü
i_{rm}	: Mıknatıslama halkalanma akıları uzay fazörüne bağlı eksen takımında ifade edilmiş rotor akımları uzay fazörü
$i_{r\psi s}$	: Stator halkalanma akıları uzay fazörüne bağlı eksen takımında ifade edilmiş rotor akımları uzay fazörü
i_{r0}	: Rotor sıfır bileşen akımı
i_{rd}, i_{rq}	: Stator sabit eksen takımında ifade edilmiş boyuna ve enine eksen rotor akımları
$i_{ra}, i_{r\beta}$	: Rotora bağlı eksen takımında ifade edilmiş boyuna ve enine eksen rotor akımları
i_{rx}, i_{ry}	: Genel eksen takımında ifade edilmiş boyuna ve enine eksen rotor akımı bileşenleri
i_s	: Stator sabit eksen takımında stator akımları uzay fazörü
i_s'	: Rotora bağlı eksen takımında ifade edilmiş stator akımı uzay fazörü
i_{sg}	: Genel eksen takımında ifade edilmiş stator akımları uzay fazörü
i_{sm}	: Mıknatıslama halkalanma akısı uzay fazörüne bağlı eksen takımında ifade edilmiş stator akımları uzay fazörü
$i_{s\psi r}$	: Rotor halkalanma akıları uzay fazörüne bağlı eksen takımında ifade edilmiş stator akımları uzay fazörü
$i_{s\psi s}$	: Stator halkalanma akıları uzay fazörüne bağlı eksen takımında ifade edilmiş stator akımları uzay fazörü
i_{sA}, i_{sB}, i_{sC}	: Stator sA, sB, sC faz akımları
i_{sD}, i_{sQ}	: Stator sabit eksen takımında ifade edilmiş boyuna ve enine eksen stator akımı bileşenleri
i_{sd}, i_{sq}	: Rotora bağlı eksen takımında ifade edilmiş boyuna ve enine eksen stator akımları bileşenleri
i_{sx}, i_{sy}	: Genel eksen takımında ifade edilmiş boyuna ve enine eksen stator akımı bileşenleri
i_{so}	: Stator sıfır bileşen akımı
J	: Eylemsizlik momenti
L	: Dinamik endüktans
L_{DQ}	: Çapraz doyma karşılıklı endüktansı
L_F	: Süzgeç endüktansı

L_m	: Mıknatıslama endüktansı (statik endüktansı)
L_{md}, L_{mq}	: Boyuna ve enine eksen mıknatıslama endüktansı
L_s, L_r	: Stator ve rotor self (öz) endüktansı
L_{sl}, L_{rl}	: Stator ve rotor kaçak endüktansı
L_s', L_r'	: Stator ve rotor geçici endüktansı
$p = d/dt$	: Türev işleci
P	: Çift kutup sayısı
R_s, R_r	: Stator ve rotor sargıları direnci
t	: Zaman
t_e	: Ani elektromagnetik döndürme momenti
t_L	: Yük momenti
T_s, T_r	: Stator ve rotor zaman sabitleri
T_s', T_r'	: Stator ve rotor geçici zaman sabitleri
u_{dx}, u_{dy}	: Genel eksen takımında ifade edilmiş boyuna ve enine eksen ayrıklaştırma gerilimleri
u_s	: Stator sabit eksen takımında stator gerilimleri uzay fazörü
u_{sg}	: Genel eksen takımında ifade edilmiş stator gerilimleri uzay fazörü
u_{sm}	: Mıknatıslama halkalanma akısı uzay fazörüne bağlı eksen takımında ifade edilmiş stator gerilimleri uzay fazörü
$u_{s\psi s}$	: Stator halkalanma akıları uzay fazörüne bağlı eksen takımında ifade edilmiş stator gerilimleri uzay fazörü
$u_{s\psi r}$	: Rotor halkalanma akıları uzay fazörüne bağlı eksen takımında ifade edilmiş stator gerilimleri uzay fazörü
u_{sA}, u_{sB}, u_{sC}	: Stator sA, sB, sC faz gerilimleri
u_{sD}, u_{sQ}	: Stator sabit eksen takımında ifade edilmiş boyuna ve enine eksen stator gerilimleri
u_{sx}, u_{sy}	: Genel eksen takımında ifade edilmiş boyuna ve enine eksen stator gerilimleri
u_r	: Rotora bağlı eksen takımında ifade edilmiş rotor gerilimleri uzay fazörü
u_r'	: Stator sabit eksen takımında ifade edilmiş rotor gerilimleri uzay fazörü
u_{rg}	: Genel eksen takımında ifade edilmiş rotor gerilimleri uzay fazörü
$u_{r\psi s}$	: Stator halkalanma akıları uzay fazörüne bağlı eksen takımında ifade edilmiş rotor gerilimleri uzay fazörü
u_{rd}, u_{rq}	: Stator sabit eksen takımında ifade edilmiş rotor boyuna ve enine eksen rotor gerilimleri
u_{rx}, u_{ry}	: Genel eksen takımında ifade edilmiş boyuna ve enine eksen rotor gerilimleri
$u_{r\alpha}, u_{r\beta}$	: Rotora bağlı eksen takımında ifade edilmiş enine ve boyuna eksen rotor gerilimleri
u_{r0}	: Rotor sıfır bileşen gerilimleri
θ_r	: Rotor açısı
μ_m	: Mıknatıslama halkalanma akısı uzay fazörünün statora bağlı eksen takımının boyuna eksenini ile yaptığı açı
ρ_r	: Rotor halkalanma akıları uzay fazörünün statora bağlı eksen takımının boyuna eksenini ile yaptığı açı

ρ_s	: Stator halkalanma akıları uzay fazörünün statora bağlı eksen takımının boyuna eksenini ile yaptığı açı
σ	: Bileşke kaçak sabiti
σ_r	: Rotor kaçak sabiti
ψ_m	: Mıknatıslama halkalanma akısı uzay fazörü
$\psi_{m\psi r}$	: Rotor halkalanma akıları uzay fazörüne bağlı eksen takımında ifade edilmiş mıknatıslama halkalanma akısı uzay fazörü
$\psi_{m\psi s}$	: Stator halkalanma akıları uzay fazörüne bağlı eksen takımında ifade edilmiş mıknatıslama halkalanma akısı uzay fazörü
ψ_r	: Rotora bağlı eksen takımında ifade edilmiş rotor halkalanma akıları uzay fazörü
ψ_r'	: Stator sabit eksen takımında ifade edilmiş rotor halkalanma akıları uzay fazörü
ψ_{rg}	: Genel eksen takımında ifade edilmiş rotor halkalanma akıları uzay fazörü
$\psi_{r\psi r}$	: Rotor halkalanma akıları uzay fazörüne bağlı eksen takımında ifade edilmiş rotor halkalanma akıları uzay fazörü
$\psi_{ra}, \psi_{rb}, \psi_{rc}$	: Rotor ra, rb,rc fazları halkalanma akıları
ψ_{rx}, ψ_{ry}	: Genel eksen takımında ifade edilmiş boyun ve enine eksen stator halkalanma akıları bileşenleri
ψ_s	: Stator sabit eksen takımında ifade edilmiş stator halkalanma akıları uzay fazörü
ψ_s'	: Rotora bağlı eksen takımında ifade edilmiş stator halkalanma akıları uzay fazörü
ψ_{sm}	: Mıknatıslama halkalanma akısı uzay fazörüne bağlı eksen takımında ifade edilmiş stator halkalanma akıları uzay fazörü
$\psi_{s\psi s}$	: Stator halkalanma akıları uzay fazörüne bağlı eksen takımında ifade edilmiş stator halkalanma akıları uzay fazörü
ψ_{sd}, ψ_{sq}	: Rotor halkalanma akıları uzay fazörüne bağlı eksen takımında ifade edilmiş boyuna ve enine eksen stator halkalanma akıları
ψ_{sD}, ψ_{sQ}	: Stator sabit eksen takımında ifade edilmiş boyuna ve enine eksen stator halkalanma akıları
ψ_{sg}	: Genel eksen takımında ifade edilmiş stator halkalanma akıları uzay fazörü
$\psi_{sA}, \psi_{sB}, \psi_{sC}$	: Stator sA,sB, sC fazları halkalanma akıları
ψ_{sx}, ψ_{sy}	: Genel eksen takımında ifade edilmiş boyuna ve enine eksen stator halkalanma akıları bileşenleri
ω_m	: Mıknatıslama halkalanma akısı uzay fazörüne bağlı eksen takımının açısal hızı
ω_{mr}	: Rotor halkalanma akıları uzay fazörüne bağlı eksen takımının açısal hızı
ω_{ms}	: Stator halkalanma akıları uzay fazörüne bağlı eksen takımının açısal hızı
ω_r	: Açısal rotor hızı
ω_{sl}	: Açısal kayma frekansı

İNDİSLER

g	: Genel eksen takımı
m	: Miknatıslama
r	: Rotor
ra, rb, rc	: Rotor fazları
ref	: Referans
s	: Stator
sA, sB, sC	: Stator fazları
x	: Genel eksen takımının boyuna eksen bileşeni
y	: Genel eksen takımının enine eksen bileşeni



ASANSÖRLERDE DOĞRUDAN MOMENT KONTROLLÜ ASENKRON MOTOR SÜRÜCÜLERİ

ÖZET

Günümüzde vektör kontrolün alternatif akım makinelerinin kontrolünde sağladığı kolaylık ve faydaların tartışılması gereksizdir.

Önemli olan vektör kontrolü yapılan alternatif akım makinesine hangi vektör kontrol yönteminin uygulanacağını belirlenmesidir.

Son on yıldır uygulamaları hızla artan sürücü uygulamalarında vektör kontrol yöntemleri kullanılmaktadır.

Son uygulamalarda alan yönlendirmeli kontrolde motorda doğrudan moment kontrolü yapılmaktadır.

Alternatif akım makine sürücülerindeki gelişme bu tür makinelerin kontrol yöntemlerinin de hızla gelişmesini sağlamıştır. Başlangıçta çok karmaşık gözükse de vektör kontrol yöntemleri asenkron makinenin kontrolunda büyük kolaylıklar sağlamıştır. Özellikle;

- Değişken hız uygulamalarında
- Düşük hız bölgesindeki uygulamalarda motordan sıfır hızda bile moment beklentisinin olduğu durumlarda

Doğrudan Moment Kontrolü (Direct Torque Control) en yeni alternatif akım motor kontrol yöntemidir. Bu yöntemde sürücü anahtarlarının ateşleme frekansları doğrudan motor magnetik alanının konumuna bağlıdır. Uygun ateşleme süreleri her kontrol dilimi için 25 mikro saniye mertebesinde.

DTC ile diğer ac sürücü kontrol yöntemleri arasındaki fark; DTC için ayrı bir gerilim ve frekans kontrollü PWM modülüne gerek yoktur. Sürücü anahtarların konumu hesaplanmış stator akısı ve üretilen moment kullanılarak belirlenir. Hesaplanmış stator akısının zamanla değişimi, oluşturulan motor modeline, ölçülen motor giriş akımı ve besleme gerilimine bağlıdır.

Bu yöntemde motor hızının gözlenmesine gerek yoktur. Kontrol diyagramında referans moment hız kontrolörünün çıkışından elde edilebileceği gibi doğrudan bir dış kaynaktan da elde edilebilir. Referans moment, ara devre gerilimi, motor moment ve evirici akımını gerekli sınırlar içerisinde tutmak için düzenlenir.

Doğrudan Moment Kontrolu üstün bir dinamik performans sağlar; sayısal işaret işlemci (Digital Signal Processor) ve ASIC teknolojileri kullanılarak düşük frekanslarda sıfır hızda da momentin üretir.

İlk üç bölümde sırasıyla; genel anlamda DTC yönteminin mantığı, uzay vektörlerinin tanımı ve asenkron makinenin matematiksel modeli incelenmiştir.

Dördüncü bölümde ise DTC yöntemi ayrıntılı olarak incelenmiştir. İnceleme esnasında sadece gerilim kaynaklı bir eviriciden beslenen asenkron makinede stator akısı kontrol edilerek momentteki hızlı değişim gözlenmeye çalışılmıştır.

Beşinci bölüm tezin asıl konusu olup bu bölümde DTC yönteminin asansörlerde uygun olup olmadığı anlatılmıştır. DTC yönteminin anlaşılmasını kolaylaştırmak için iki farklı simulasyon çalışması yapılmıştır.

Sonuçlar göstermiştir ki DTC yöntemi asansörlerde kullanılan asenkron motor sürücülerinde kullanıldığında sistemin çalışmasını kolaylaştırmakta ve güvenilirliğini arttırmaktadır.



DIRECT TORQUE CONTROLLED INDUCTION MOTOR DRIVES USED IN ELEVATORS

SUMMARY

It's useless to discuss the benefits and the convenience the controls of vector controlled induction motors.

The important point is the choice of the vector control method to be applied to the induction machine.

During the last decade the vector control method is increasingly used in drive applications.

In the latest applications direct torque control is achieved via field oriented control.

The progress in AC machine drives also helped the progression of their control methods. Seemed complex at first times, the vector control methods offered big benefits on the control of AC machines. Especially:

- Variable speed applications
- Low speed areas, where torque is needed even if the speed is zero.

Direct Torque Control (DTC) is the latest control method for AC motors. In this method the firing frequency of the drive switches depend on the position of the magnetic field of the motor. The suitable firing time is approximately $25\mu\text{s}$ for each control section.

The difference between DTC and other drive control methods is that for DTC there is no need for a separate voltage and frequency controlled PWM module. The position of the drive switches is obtained by using the calculated change of stator flux in time and the produced torque. The calculated change of stator flux in time is dependent on the motor model, the measured motor input current and the network voltage.

In this method supervision of voltage is not necessary. The reference torque can be obtained from the output of the speed controller as well directly from an external source. The reference torque is used to keep the intermediate circuit voltage, motor torque and inverter current in the necessary limits.

The Direct Torque Control provides a superior dynamic performance; using digital signal processing and ASIC technologies, it produces torque even at very low frequencies.

In the following first three sections: the logic of DTC method in general terms, definition of space vectors and the mathematical model of induction machines are studied.

In the fourth section the DTC method is studied in detail. The control of the stator flux of an induction motor fed by an only voltage sourced inverter is studied.

In the fifth section - the main subject of the thesis – the suitability of the DTC for elevator systems is studied. Two simulations are performed in order to improve the comprehensiveness of the method.

The results have shown that DTC is improving the function and reliability of systems when used in induction motors of elevators.



1. GİRİŞ

Dijital İşaret İşleme teknolojisi doğrudan moment kontrolü gibi yeni kontrol yöntemlerinin uygulanmasına olanak sağlamıştır. Bu sayede motor ile sürücü olabildiğince uyumlu çalışabilmektedir. Evirici anahtarları motorun elektromagnetik konumuna bağlı olarak değişmektedir.

Doğrudan moment kontrolü sayesinde asenkron motorun çok hızlı ve esnek kontrolünü yapılabilir. Moment cevabı 2ms'nin altındadır. Doğrudan moment kontrolü yeni kontrol tabirlerini beraberinde getirmiştir. Donanım olarak (DSP) Dijital İşaret İşlemci ve ASIC teknolojisini kullanır. [1]

Doğrudan moment kontrolünün temelinde şunlar bulunur; Doğrudan moment ve akı histeresiz kontrolörü ve optimum anahtarlama mantığı. Motor modelinin oluşturulması kontrolün ana parçasıdır. Motor modeli yardımıyla, iki faz akımı ve gerilimi (veya dc ara devre gerilimi) ölçülerek gerçek moment, gerçek akı ve motor hızı belirlenir.

Moment ve akı referans değerleri belirlenen gerçek değerleri ile karşılaştırılıp sonuçlar iki kademeli histeresiz kontrolörlere uygulanır. Kontrolör çıkışındaki işaretler optimum anahtarlama konumlarını belirlemek için kullanılır. Optimum anahtarlama her kontrol diliminde tanımlanır. Doğrudan moment kontrollü sürücülerde ayrı bir gerilim veya frekans kontrollü (PWM) darbe genişlik modülatörü bulunmamaktadır. ASIC donanımı kullanılarak optimum anahtarlama fonksiyonları tanımlanır. Bu fonksiyonlara bağlı olarak evirici anahtar konumları belirlenir. Stator geriliminin gerçek değeri evirici anahtar konumları kullanılarak belirlenir. [2]

Moment değeri stator akısı doğrudan kontrol edilerek oluşturulur. Altı darbeli bir eviricide altı adet sıfırdan farklı anahtarlama gerilim vektörü ve iki tane de sıfır gerilim vektörü bulunmaktadır.

Normalde, stator akısının genliği sabit tutularak, stator ve rotor akıları arasındaki açı kullanılarak moment kontrol edilir. Rotor zaman sabiti stator zaman sabitine göre çok uzun olduğundan rotor halkalanma akısı sabit kabul edilir. Bu yüzden stator halkalanma akısı uzay vektörünü gerekli doğrultuda yeterince hızlı hareket ettirerek momenti kontrol edebiliriz.

Stator akısının ani değeri kontrol edilerek gerekli motor momenti üretilir. Evirici çıkış gerilimi stator akısını kontrol eder. Optimum anahtarlama mantığı gerçek momentin referans değerine uygun olarak gerçekleşmesini sağlayan en uygun gerilim vektörünü tanımlar. Stator akısının genliği anahtar seçimine göre ayarlanır.

Gerçeklenen motor modeli doğrudan moment kontrolün en önemli parçasıdır. Çünkü motor hızından bir geri besleme bulunmamaktadır. Bütün değerler stator faz akımları ve gerilimleri (veya dc ara devre gerilimi) kullanılarak belirlenir. Motor modelinin temelinde motor parametreleri ve akım geri beslemesi bulunmaktadır. Motor momenti ve rotor hızı motor modeli kullanılarak hesaplanır.

Stator gerilim vektörü ölçülen dc ara devre gerilimi ve anahtarlama seçimine bağlı olarak tanımlanır. Stator direncinin ısıyla değişmesi termal model kullanılarak telafi edilebilir.

Doğrudan moment kontrol yöntemi kullanılarak etkin bir moment kontrolü ve en doğru parametre tahmini yapılır.

Momentin referans değeri hız kontrolörünün çıkışından elde edilebileceği gibi bağımsız bir kaynaktan da elde edilebilir. Moment değeri sabit tutularak dc ara devre geriliminin ve elektriksel frekansın sabit tutulması sağlanır. Moment referans değeri sınırlandırılarak motorun devrilme momentini aşması önlenir.

Bir çok sürücüde hız, kontrolün büyük bir parçası olmasına rağmen doğrudan moment kontrol yönteminde, kontrolün ana parçalarından biri değildir. Hız bilgisi kullanılarak moment referans değeri oluşturulabilir.

Asansörlerde konforun ve güvenliğin artırılması için değişken hız uygulamaları tercih edilir.

Doğrudan moment kontrollü sürücüler asansörlerde yeni kullanılmaya başlanmıştır. Bu türden sürücülerde moment çok hızlı kontrol edilebildiği için yüksek hız uygulamalarına elverişlidir.

Asansörde duruş, hızlanma ve yavaşlama anlarında konforunun sağlanması gereklidir. Asansör hızlanırken ve yavaşlarken (geçici durum anlarında) momentteki dalgalanmalar sınırlı olmalıdır. Ayrıca bu dönemlerde katta duruş hassasiyetini artırmak için motorun magnetik konumunun da doğruca belirlenmesi gerekir.

Kabin kata ulaştığında hız tamamen sıfır olmalıdır (duruşun sert olması istenmez). Mekanik frenler kapanmadan asansör katta sıfır hızda bir süre tutulmak zorundadır. Bu istekler doğrudan moment kontrollü sürücülerle rahatça sağlanabilir.

Yukarıda anlatılan unsurlar diğer türden sürücülerle kısmen sağlanabilir. Fakat, doğrudan moment kontrollü sürücülerin en önemli özelliği; kontrol büyüklüklerinin sadece ölçülebilen stator gerilimi ve akımları ile evirici anahtarlarının konumuna bağlı olmasıdır. Evirici anahtar konumları ise motorun elektromagnetik konumuna bağlıdır.

Diğer sürücülerin aksine kontrol büyüklüklerinin gerçek konumlarının belirlenmesi gerekmemektedir. Bu büyüklüklerin altı darbeli sürücü için tanımlanan altı adet sektör içinden hangisinde bulunduğunu belirlemek yeterlidir.

Kontrol büyüklükleri, bulundukları sektöre göre referans değerlerinde tutulmaya çalışılır. Histeresiz sınırlarına ulaşıldığında evirici anahtarları duruma göre seçilerek kontrol büyüklükleri histeresiz bandı içerisinde tutulmaya çalışılır.

Motor için gerçeğe en yakın matematiksel model ve anahtarlama gerilim vektörlerinin seçimi için ise bir tablo oluşturulduğunda asenkron motorun doğrudan moment kontrolü rahatlıkla yapılabilir. Evirici anahtarlama vektör seçim tabloları bulanık mantık kullanılarak oluşturulabilir.

2. UZAY VEKTÖRLERİ

2.1. Uzay Vektörlerinin Tanımı

Elektrik devreleri teorisinde, alternatif akım devrelerindeki zamanla sinüzoidal olarak değişen akım, gerilim gibi büyüklükleri, zamanla sinüzoidal değişen kompleks fazörler biçiminde tanımlayarak, denklemleri daha anlaşılır ve daha kolay incelenebilir duruma getiririz.

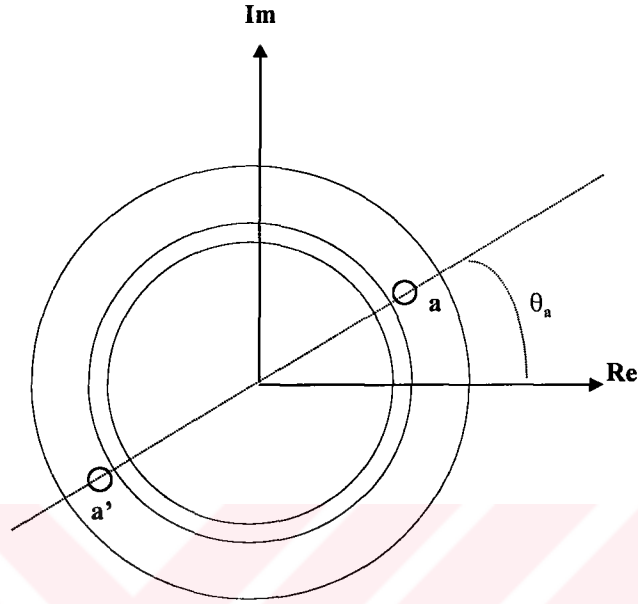
Alternatif akım makinelerinde de fiziksel büyüklükleri (örneğin, akı yoğunluğu, stator ve rotor döner alanları v.b.) makine çevresindeki hava aralığında bir seri sinüzoidal harmonik dalgaları şeklinde yayılmış, periyodik dalgalar olarak kabul edebiliriz. Bu nedenle alternatif akım devrelerindeki zaman fonksiyonlarını nasıl zaman fazörleri şeklinde tanımlayabiliyorsak, aynı görüşü kullanarak, sinüzoidal konum (uzaysal) dalgalarını da uzaysal kompleks fazörler olarak tanımlayabiliriz. Uzay fazörlerine uzay vektörleri de denilmektedir.

2.1.1. Bir sargının oluşturduğu uzay dalgalarının uzay vektörü şeklinde tanımı

Bir elektrik makinesinde, elektriksel olarak uyarılmış birden fazla iletkenin oluşan sargılar hava aralığının her iki yanına yerleştirilmiştir. Bu sargıların taşıdığı akımların oluşturduğu toplam magnetik alan, uzay içerisinde zamanla değişir. Bu değişim makinenin sürekli hal ve geçici hal davranışının belirlenmesinde önemli rol oynar. Öncelikle tek sargıdan oluşan bir yapıda magnetik alanın incelenmesi yapılırsa olayların anlaşılması daha kolay olur.

Anlaşılır olsun diye çok sarımlı tek bir 'a' sargısının var olduğunu ve düzgün hava aralıklı bir makinenin statoruna bu sargının yerleştirildiğini kabul edelim. Bu sargıdan zamana bağlı olarak, keyfi değişen bir $i_a(t)$ akımı geçmektedir. Bu sargının

sarım sayısı N_a , demir kısımların geçirgenliği sonsuz, akı yoğunluğun değişimi radyal yönde, sargı uçlarının halkalanma akısına etkileri ihmal edilebilir düzeyde, stator oluklarına yerleştirilen sargıda oluk etkisi ihmal edilebilir, 'a' sargısı stator sabit eksen takımının reel eksenine θ_a açısı yapacak şekilde yerleştirilmiştir. [3]



Şekil 2.1 Tek bir “a” sargısının simetrik asenkron makinede şematik gösterimi

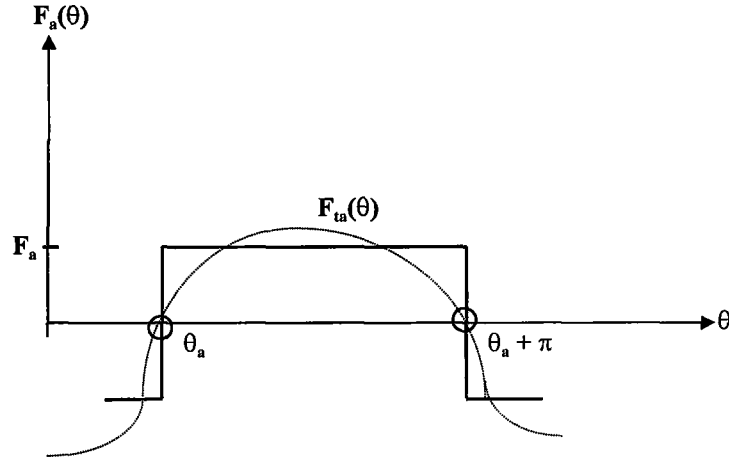
Şekil 2.1’de stator ve rotor silindir yapıda olduğundan hava aralığı düzgündür. Sargının oluşturduğu toplam amper sarım (m.m.f.), $N_a i_a$ olup Şekil 2.2’ deki gibi dikdörtgen şeklinde bir dağılıma sahiptir. Bu dalga şekli Fourier serisine açıldığında, temel bileşeni $f_{1a}(\theta)$ olan ve tek numaralı harmoniklerden oluşan bir seri elde edilir.

$$f_a(\theta) = 4/\pi F_a \{ \sin(\theta - \theta_a) + 1/3 \sin[3(\theta - \theta_a)] + 1/5 \sin[5(\theta - \theta_a)] + \dots \} \quad (2.1)$$

Sadece temel bileşenin üretildiğini kabul edecek olursak,

$$f_{1a}(\theta, t) = 2/\pi N_a i_a \sin(\theta - \theta_a) = F_{1a} \sin(\theta - \theta_a) \quad (2.2)$$

Burada, F_{1a} temel bileşenin genliği olup $2N_a i_a / \pi$ ‘ye eşittir. Bundan sonraki bölümlerde yüksek dereceli harmonikler ihmal edilecektir. Alanı oluşturan sargının öyle bir yerleştirildiği kabul edilecektir ki sargının oluşturduğu m.m.f (amper sarım, döner alan) sadece temel bileşenden oluşmaktadır.



Şekil 2.2 Makine çevresinde bir sargının alan dağılımı

Formül (2.2) kompleks şekilde ifade edilecek olursa,

$$f_{1a}(\theta, t) = 2/\pi N_a i_a \cos(\theta - \theta_a - \pi/2) = \text{Re}(F_{1a} e^{j\theta_a} e^{j\pi/2} e^{-j\theta}) = \text{Re}(F_{1a} e^{-j\theta}) \quad (2.3)$$

F_{1a} 'a' sargısının m.m.f (amper sarım)'ın kompleks uzay vektörüdür.

$$F_{1a} = j F_{1a} e^{j\theta_a} = j 2/\pi N_a i_a e^{j\theta_a} \quad (2.4)$$

Statordaki reel eksen ile 'a' sargısı arasındaki açı $\theta_a = -\pi/2$ olacak şekilde ayarlanırsa, kompleks vektör şu şekli alır,

$$F_{1a} = F_{1a} = 2/\pi N_a i_a e^{j0}$$

Burada, e^{j0} seçilen eksen takımında reel eksen yönünde birim vektördür. Bu nedenle F_{1a} reel bir büyüklüktür. 'a' sargısının akımı vektörel olarak reel eksen üzerinde aynı şekilde tanımlanabilir.

$$i_a = i_a(t) e^{j0} \quad (2.5)$$

Burada, i_a akım uzay vektörü $i_a(t)$ değeri ile e^{j0} uzay birim vektörünün çarpımı olarak tanımlanır. Bu durum $i_a(t)$ akımının zamanla keyfi değişimini etkilememektedir.

Eğer sA sargısı tek bir yarık yerine birden fazla yarık içerisine grup halinde yerleştirilmişse ve bütün yarıklardaki sarım sayısı eşit ise, toplam alan bütün

sargıların ayrı ayrı oluşturduğu alanların toplamına eşittir. Bu durumda (2.4) denklemi yeniden düzenlenirse,

$$f_{sA} = f_{1a} + f_{1b} + f_{1c} + \dots + f_{1NsA} \quad (2.6)$$

$$f_{sA} = j 2/\pi N_{sA} k_{ws} i_{sA} e^{j\theta_a} = j 2/\pi N_{sAetk} i_{sA} e^{j-\pi/2} = 2/\pi N_{sAetk} i_{sA} e^{j0} \quad (2.7)$$

(2.7) denkleminde $\theta_a = -\pi/2$ dir. Bunun anlamı, sA sargısının magnetik eksenı reel eksen üzerindedir ve $\theta=0$ dır. N_{sAetk} sA sargısının etkin sarım sayısını temsil etmektedir. $N_{sAetk} = N_{sA} k_{ws}$ olup N_{sA} sarım sayısını, k_{ws} sargı faktörünü belirtmektedir. Sonuç olarak toplam alan reel bir büyüklük olup şuna eşittir,

$$f_{sA} = 2/\pi N_{sAetk} i_{sA} \quad (2.8)$$

Burada, i_{sA} sA stator fazının akım uzay vektörüdür.

$$i_{sA} = i_{sA}(t) e^{j0} \quad (2.9)$$

2.1.2. Üç faz sargılı bir statorun oluşturduğu uzay dalgalarının uzay vektörü şeklinde tanımı

Şekil-2.3 'deki gibi her üç faz sargısı birbirinden $2\pi/3$ açı yapacak şekilde yerleştirilirse ve stator sA, sB, sC faz akımlarının ani değerleri sırasıyla $i_{sA}(t)$, $i_{sB}(t)$, $i_{sC}(t)$ kabul edilirse, simetrik üç faz stator sargılı bir sistem elde edilir. Statora ait büyüklüklerin (m.m.f., akım, gerilim, akı yoğunluğu, halkalanma aksı, v.b.) uzay vektörleri, stotorda bulunan her üç fazın ayrı ayrı oluşturdukları değerlerin toplamına eşittir. Örneğin, toplam m.m.f. uzay vektörü aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$f_s'' = f_{sA} + f_{sB} + f_{sC} \quad (2.10)$$

Burada simetriden dolayı, her faz için sarım sayısı ve sargı faktörü birbirine eşittir. $N_s = N_{sA} = N_{sB} = N_{sC}$ ve $k_{ws} = k_{wA} = k_{wB} = k_{wC}$. Her fazın oluşturduğu m.m.f. şu şekildedir,

$$f_{sA} = 2/\pi N_s k_{ws} i_{sA} = 2/\pi N_s k_{ws} i_{sA}(t) e^{j0} \quad (2.11)$$

$$f_{sB} = 2/\pi N_s k_{ws} i_{sB} = 2/\pi N_s k_{ws} i_{sB}(t) e^{j2\pi/3} \quad (2.12)$$

$$f_{sC} = 2/\pi N_s k_{ws} i_{sC} = 2/\pi N_s k_{ws} i_{sC}(t) e^{j4\pi/3} \quad (2.13)$$

(2.11) - (2.13) denklemleri (2.10) denklemine yerleştirildiğinde, toplam m.m.f. uzay vektörü tanımlanmış olur.

$$f_s'' = 2/\pi N_s k_{ws} [1 i_{sA}(t) + a i_{sB}(t) + a^2 i_{sC}(t)] = 2/\pi N_s k_{ws} i_s'' \quad (2.14)$$

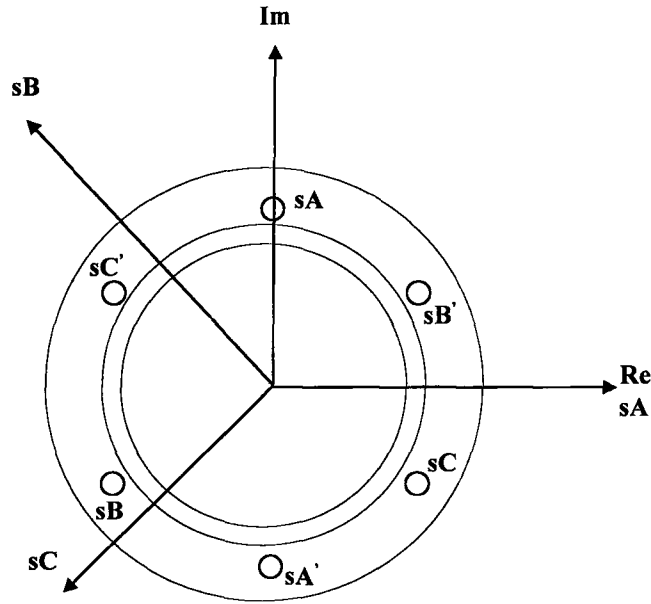
Burada 1, a, a² sırası ile sA, sB, sC fazlarının magnetik eksenleri doğrultusundaki birim vektörlerdir. $1=e^{j0}$, $a=e^{j2\pi/3}$, $a^2=e^{j4\pi/3}$ şeklinde tanımlanmış uzay vektörleri olup geometrik anlamları vardır, zaman operetörleri ile karıştırılmamalıdır. (2.14) denkleminde i_s'' stator sabit eksen takımına göre stator akımının uzay vektörünü tanımlamaktadır.

$$i_s'' = 1 i_{sA}(t) + a i_{sB}(t) + a^2 i_{sC}(t) = c i_s \quad (2.15)$$

$$i_s = 1/c [1 i_{sA}(t) + a i_{sB}(t) + a^2 i_{sC}(t)] \quad (2.16)$$

c bir sabit olup, c=3 için (2.16) denklemi Lyon (1954) tarafından tanımlanan stator akımının pozitif simetrlili bileşenine eşittir. c=3/2 için aynı denklem asimetrik üç fazlı stator akımı uzay vektörünü, c=√3/2 için ise simetrik üç fazlı stator akımı uzay vektörünü tanımlamaktadır.

Diğer üç fazlı stator büyüklüklerinin uzay vektörleri de aynı yöntemle tanımlanır. Stator toplam halkalanma akısı uzay vektörü, rotor sargılarında akım olmadığı durumda yani toplam akıyı sadece stator sargılarının oluşturduğu durumda her üç stator sargısının oluşturduğu akıların toplamına eşittir. Bu durumda sA fazının oluşturduğu akı, bu faza ait akımın oluşturduğu akı ile diğer iki faz akımının bu sargıda oluşturduğu akının toplamıdır.



Şekil 2.3 Üç faz stator sargılarının şeması

$$\psi_{sA} = L_{sA} i_{sA}(t) + M_{AB} i_{sB}(t) + M_{AC} i_{sC}(t) \quad (2.17)$$

Burada, M_{AB} ve M_{AC} sA fazı ile sırasıyla sB ve sC fazları arasındaki karşılıklı endüktanstır. Simetriden dolayı fazlar arası karşılıklı endüktanslar birbirine eşittir. $M_{AB}=M_{BA}=M_{AC}=M_{CA}=M_{BC}=M_{CB}=M_s$, L_s faza ait self endüktans olup simetriden dolayı her faz için aynı değere eşittir. $L_{sA}=L_{sB}=L_{sC}=L_{ss}$, Her üç faz halkalanma akısı aşağıdaki gibi tanımlanır. [4]

$$\psi_{sA} = L_{ss} i_{sA} + M_s (i_{sB} + i_{sC}) \quad (2.18)$$

$$\psi_{sB} = L_{ss} i_{sB} + M_s (i_{sA} + i_{sC}) \quad (2.19)$$

$$\psi_{sC} = L_{ss} i_{sC} + M_s (i_{sA} + i_{sB}) \quad (2.20)$$

Stator self endüktansını kaçak endüktans L_{sl} ve mıknatıslama endüktansının L_{sm} toplamı şeklinde ifade edebiliriz $L_{ss}=L_{sl}+L_{sm}$ Bu denklem (2.18)-(2.20) denklemlerine yerleştirilirse, stator akımı sıfır bileşeninin olmadığı durumda

$$i_{sA} + i_{sB} + i_{sC} = 0,$$

$$\psi_{sA} = i_{sA} (L_{sl} + L_{sm} - M_s) \quad (2.21)$$

$$\psi_{sB} = i_{sB} (L_{sl} + L_{sm} - M_s) \quad (2.22)$$

$$\psi_{sC} = i_{sC} (L_{sl} + L_{sm} - M_s) \quad (2.23)$$

Bu üç denklem stator sargılarının sinüzoidal şekilde stator çevresinde yerleştirilmediği durum için tanımlanmıştır. Eğer sargılar sinüzoidal yerleştirilirse, m.m.f. dağılımı sinüzoidal olacağından iki faz sargısı arasındaki karşılıklı endüktans:

$M_s = L_{sm} \cos(2\pi/3) = -L_{sm}/2$ şekilde tanımlanır, bu durum için (2.21)-(2.23) denklemleri düzenlenirse;

$$\psi_{sA} = i_{sA} (L_{sl} + 3/2 L_{sm}) = i_{sA} L_s \quad (2.24)$$

$$\psi_{sB} = i_{sB} (L_{sl} + 3/2 L_{sm}) = i_{sB} L_s \quad (2.25)$$

$$\psi_{sC} = i_{sC} (L_{sl} + 3/2 L_{sm}) = i_{sC} L_s \quad (2.26)$$

L_s bir stator faz sargısına ait toplam self endüktans olup diğer iki faz sargısının karşılıklı halkalanma akısının etkisini de içermektedir. Karşılıklı endüktans $3/2 L_{sm}$ 'e eşittir, self endüktans denklemi aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$L_s = L_{sl} + 3/2 L_{sm} = L_{sl} + L_m \quad (2.27)$$

L_m üç faz mıknatıslama endüktans olarak adlandırılır ve aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$L_m = 3/2 L_{sm} = 3/2 N_{seff}^2 (2\mu_0 l D / \delta \pi) \quad (2.28)$$

$N_{seff} = N_s k_{ws}$ olup stator faz sargısının etkin sarım sayısı, N_s stator sargısı sarım sayısı ve k_{ws} sargı faktörü olarak adlandırılır. Simetriden dolayı bütün sarım sayıları ve sargı faktörleri birbirine eşittir ($N_s = N_{sA} = N_{sB} = N_{sC}$, $k_{ws} = k_{wA} = k_{wB} = k_{wC}$).

(2.15),(2.16) ve (2.24)-(2.26) denklemlerini kullanarak stator sabit eksen takımına göre tanımlanan üç fazlı stator sargısının halkalanma akısı uzay vektörü aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$\psi_s'' = 1 \psi_{sA}(t) + a \psi_{sB}(t) + a^2 \psi_{sC}(t) = c \psi_s \quad (2.29)$$

$$\psi_s = 1/c [1 \psi_{sA}(t) + a \psi_{sB}(t) + a^2 \psi_{sC}(t)] \quad (2.30)$$

c bir sabit olup, $c=3/2$ için denklem asimetrik üç fazlı stator halkalanma akısı uzay vektörünü, $c=\sqrt{3}/2$ için ise simetrik üç fazlı stator halkalanma akısı uzay vektörünü tanımlamaktadır.

(2.24)-(2.26) ve (2.30) denklemlerini kullanarak rotor akımının olmadığı durum için stator halkalanma akısı uzay vektörü, stator toplam self endüktansı ve stator akımı uzay vektörü yardımıyla tanımlanır.

$$\psi_s = L_s i_s \quad (2.31)$$

(2.29),(2.30) denklemlerine benzer şekilde stator gerilimi uzay vektörü de stator sabit eksen takımında tanımlanabilir.

$$u_s'' = 1 u_{sA}(t) + a u_{sB}(t) + a^2 u_{sC}(t) = c u_s \quad (2.32)$$

$$u_s = 1/c [1 u_{sA}(t) + a u_{sB}(t) + a^2 u_{sC}(t)] \quad (2.33)$$

Denklemlerdeki $u_{sA}(t)$, $u_{sB}(t)$, $u_{sC}(t)$ sırasıyla sA, sB, sC faz sargılarının anı gerilim değerlerini tanımlamaktadır.

2.1.3. Üç faz sargılı bir rotorun oluşturduğu uzay dalgalarının uzay vektörü şeklinde tanımı

Bölüm 2.1.2'de olduğu gibi her üç faz sargısı birbirinden $2\pi/3$ açı yapacak şekilde yerleştirilirse ve rotor r_a , r_b , r_c faz akımlarının ani değerleri sırasıyla $i_{ra}(t)$, $i_{rb}(t)$, $i_{rc}(t)$ kabul edilirse, simetrik üç faz rotor sargılı bir sistem elde edilir. Rotora ait büyüklüklerin (m.m.f., akım, gerilim, akı yoğunluğu, halkalanma aksı, v.b.) uzay vektörleri, rotorda bulunan her üç fazın ayrı ayrı oluşturdukları değerlerin toplamına eşittir. Örneğin, rotor akımı uzay vektörü aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$i_r = 1/c [1 i_{ra}(t) + a i_{rb}(t) + a^2 i_{rc}(t)] \quad (2.34)$$

c bir sabit olup, $c=3$ için (2.34) denklemi Lyon (1954) tarafından tanımlanan rotor akımının pozitif simetrik bileşenine eşittir. $c=3/2$ için aynı denklem asimetrik üç fazlı stator akımı uzay vektörünü, $c=\sqrt{3}/2$ için ise simetrik üç fazlı rotor akımı uzay vektörünü tanımlamaktadır.

Diğer üç fazlı rotor büyüklüklerinin uzay vektörleri de aynı yöntemle tanımlanır. Rotor toplam halkalanma akısı uzay vektörü, stator sargılarında akım olmadığı durumda yani toplam akıyı sadece rotor sargılarının oluşturduğu durumda her üç rotor sargısının oluşturduğu akıların toplamına eşittir. Bu durumda r_a fazının oluşturduğu akı, bu faza ait akımın oluşturduğu akı ile diğer iki faz akımının bu sargıda oluşturduğu akının toplamıdır.

$$\psi_{ra} = L_{ra} i_{ra}(t) + M_{ab} i_{rb}(t) + M_{ac} i_{rc}(t) \quad (2.35)$$

Burada, M_{ab} ve M_{ac} r_a fazı ile sırasıyla r_b ve r_c fazları arasındaki karşılıklı endüktanstır. Simetriden dolayı fazlar arası karşılıklı endüktanslar birbirine eşittir. $M_{ab}=M_{ba}=M_{ac}=M_{ca}=M_{bc}=M_{cb}=M_r$, L_r faza ait self endüktans olup simetriden dolayı her faz için aynı değere eşittir. $L_{ra}=L_{rb}=L_{rc}=L_r$, Her üç faz halkalanma akısı aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$\psi_{ra} = L_r i_{ra} + M_r (i_{rb} + i_{rc}) \quad (2.36)$$

$$\psi_{rb} = L_r i_{rb} + M_r (i_{ra} + i_{rc}) \quad (2.37)$$

$$\psi_{rc} = L_r i_{rc} + M_r (i_{ra} + i_{rb}) \quad (2.38)$$

Rotor self endüktansını kaçak endüktans L_{rl} ve mıknatıslama endüktansının L_{rm} toplamı şeklinde ifade edebiliriz $L_r = L_{rl} + L_{rm}$. Bu denklem (2.36)-(2.38) denklemlerine yerleştirilirse, rotor akımı sıfır bileşeninin olmadığı durumda

$$i_{ra} + i_{rb} + i_{rc} = 0 \text{ olup,}$$

$$\psi_{ra} = i_{ra} (L_{rl} + L_{rm} - M_r) \quad (2.39)$$

$$\psi_{rb} = i_{rb} (L_{rl} + L_{rm} - M_r) \quad (2.40)$$

$$\psi_{rc} = i_{rc} (L_{rl} + L_{rm} - M_r) \quad (2.41)$$

Bu üç denklem rotor sargılarının sinüzoidal şekilde rotor çevresinde yerleştirilmediği durum için tanımlanmıştır. Eğer sargılar sinüzoidal yerleştirilirse, m.m.f. dağılımı sinüzoidal olacağından iki faz sargısı arasındaki karşılıklı endüktans:

$M_r = L_{rm} \cos(2\pi/3) = -L_{rm}/2$ şekilde tanımlanır, bu durum için (2.39)-(2.41) denklemleri düzenlenirse;

$$\psi_{ra} = i_{ra} (L_{rl} + 3/2 L_{rm}) = i_{ra} L_r \quad (2.42)$$

$$\psi_{rb} = i_{rb} (L_{rl} + 3/2 L_{rm}) = i_{rb} L_r \quad (2.43)$$

$$\psi_{rc} = i_{rc} (L_{rl} + 3/2 L_{rm}) = i_{rc} L_r \quad (2.44)$$

L_r bir rotor faz sargısına ait toplam self endüktans olup diğer iki faz sargısının karşılıklı halkalanma akısının etkisini de içermektedir. Karşılıklı endüktans $3/2 L_{rm}$ 'e eşittir, self endüktans denklemi aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$L_r = L_{rl} + 3/2 L_{rm} = L_{rl} + L_m \quad (2.45)$$

L_m üç faz mıknatıslama endüktans olarak adlandırılır ve aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$L_m = 3/2 L_{rm} = 3/2 N_{\text{reff}}^2 (2\mu_0 l D / \delta \pi) \quad (2.46)$$

$N_{\text{reff}} = N_r k_{wr}$ olup rotor faz sargısının etkin sarım sayısı, N_r stator sargısı sarım sayısı ve k_{wr} sargı faktörü olarak adlandırılır. Simetriden dolayı bütün sarım sayıları ve sargı faktörleri birbirine eşittir ($N_r = N_{ra} = N_{rb} = N_{rc}$, $k_{wr} = k_{wa} = k_{wb} = k_{wc}$).

(2.34) ve (2.42)-(2.44) denklemlerini kullanarak fazlı rotor sargısının halkalanma akısı uzay vektörü aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$\psi_r'' = 1 \psi_{ra}(t) + a \psi_{rb}(t) + a^2 \psi_{rc}(t) = c \psi_r \quad (2.47)$$

$$\psi_r = 1/c [1 \psi_{ra}(t) + a \psi_{rb}(t) + a^2 \psi_{rc}(t)] \quad (2.48)$$

c bir sabit olup, $c=3/2$ için denklem asimetrik üç fazlı rotor halkalanma akısı uzay vektörünü, $c=\sqrt{3}/2$ için ise simetrik üç fazlı rotor halkalanma akısı uzay vektörünü tanımlamaktadır.

(2.42)-(2.44) ve (2.48) denklemlerini kullanarak stator akımının olmadığı durum için rotor halkalanma akısı uzay vektörü, rotor toplam self endüktansı ve rotor akımı uzay vektörü yardımıyla tanımlanır.

$$\psi_r = L_r i_r \quad (2.49)$$

(2.47),(2.48) denklemlerine benzer şekilde rotor gerilimi uzay vektörü de tanımlanabilir.

$$u_r'' = 1 u_{ra}(t) + a u_{rb}(t) + a^2 u_{rc}(t) = c u_r \quad (2.50)$$

$$u_r = 1/c [1 u_{ra}(t) + a u_{rb}(t) + a^2 u_{rc}(t)] \quad (2.51)$$

Denklemlerdeki $u_{ra}(t)$, $u_{rb}(t)$, $u_{rc}(t)$ sırasıyla r_a , r_b , r_c faz sargılarının anı gerilim değerlerini tanımlamaktadır.

2.1.4. Üç faz sargılı bir stator ve rotorun birlikte oluşturduğu uzay dalgalarının uzay vektörü şeklinde tanımı

Düzgün hava aralıklı makinede akım rotor ve stator sargılarından aynı zamansa geçtiğinde, sargıların 3 fazlı sinüzoidal dağıldığı durumda bütün büyüklüklerin uzay vektörleri bundan önceki bölümlerde açıklandığı gibi bu büyüklüklere ait ani değerlerden hesaplanır. Bununla birlikte önceki bölümde açıklanan stator ve rotor halkalanma akılarını tanımlayan denklemlerin yeniden düzenlenmesi gerekir (tanımlanan akı sadece tanımlandığı sargı akımına bağımlı olmayıp varolan diğer sargı akımına da bağımlıdır).Fiziksel olarak görülen şudur; stator halkalanma akısı rotor akımının ürettiği karşılıklı halkalanma akısı bileşenini de içerir. Aynı şekilde rotor halkalanma akısı da stator akımının ürettiği karşılıklı halkalanma akısı bileşenini içerir.

magnetik (mıknatıslama) endüktansı $L_m = 3/2 M_{sr}$ şeklinde tanımlanır ve $N_{seff} = N_{reff}$ seçildiğinde $M_{sr} = L_{sm} = L_{rm}$ olur.

Eğer uzay harmoniklerinin etkisi ihmal edilir ve stator akımlarının sıfır bileşeni yok kabul edilirse, m.m.f.'nin sinüzoidal dağıldığı durumda stator sargılarının toplam halkalanma akıları şu şekilde tanımlanır:

$$\psi_{sA} = L_s i_{sA} + M_{sr} \cos\theta_r i_{ra} + M_{sr} \cos(\theta_r + 2\pi/3) i_{rb} + M_{sr} \cos(\theta_r + 4\pi/3) i_{rc} \quad (2.54)$$

$$\psi_{sB} = L_s i_{sB} + M_{sr} \cos(\theta_r + 4\pi/3) i_{ra} + M_{sr} \cos\theta_r i_{rb} + M_{sr} \cos(\theta_r + 2\pi/3) i_{rc} \quad (2.55)$$

$$\psi_{sC} = L_s i_{sC} + M_{sr} \cos(\theta_r + 2\pi/3) i_{ra} + M_{sr} \cos(\theta_r + 4\pi/3) i_{rb} + M_{sr} \cos\theta_r i_{rc} \quad (2.56)$$

Burada şunu belirtmek gerekmektedir; L_s herhangi bir stator faz sargısının toplam self endüktansı olup diğer iki faz sargısının neden olduğu karşılıklı halkalanma akısının etkilerini de içermektedir. ($L_s = L_{sl} + 3/2 M_{rs}$, L_{sl} bir stator sargısının kaçak endüktansını belirtir ve şu şekilde de tanımlanabilir. $L_s = L_{ss} - M_s$, burada L_{ss} bir stator sargısının self endüktansı olup diğer iki stator sargısının etkisini içermemektedir). (2.54)-(2.56) denklemleri stator akısı uzay vektörünü tanımlayan (2.45) denklemine yerleştirildiğinde ve (2.32) stator akımı uzay vektörü ile (2.49) rotor akımı uzay vektörü denklemleri de kullanılarak, stator halkalanma akısı uzay vektörünün stator sabit eksen takımına göre tanımlanan ifadesi elde edilir.

$$\psi_s = L_s i_s + L_m i_r e^{j\theta_r} \quad (2.57)$$

Burada $L_m = 3/2 M_{sr}$ olup iki kutuplu bir makine için $L_m = N_{seff} N_{reff} (3\mu_0 l D / \delta \pi)$ şeklinde tanımlanır. i_r rotor eksen takımına göre tanımlanmış rotor akımı uzay vektörü iken $i_r e^{j\theta_r}$ stator sabit eksen takımına göre tanımlanmış rotor akım uzay vektörünü ifade etmektedir.

$$\dot{I}_r' = i_r e^{j\theta_r} \quad (2.58)$$

θ_r Şekil 2.4' de gösterilen rotor açısıdır. Şunu belirtmek gerekir; iki kutuplu bir makinede rotorun gerçek (mekanik) açısal yer değişimi, elektriksel olarak açısal yer değişimine eşittir. Normalde makineler iki kutuplu (çift kutup sayısı $P \neq 1$) değildir.

$\theta_r = P \theta_m$ olup θ_m mekanik rotor açısını (gerçek rotor açısı), θ_r 'de elektriksel rotor açısını belirtmektedir. (2.57) denkleminde $L_m i_r$ rotor akımının neden olduğu stator karşılıklı halkalanma akısı uzay vektörünün rotor eksen takımındaki tanımını gösterirken $L_m i_r e^{j\theta_r}$ aynı akının stator sabit eksen takımındaki tanımını belirtmektedir.

(2.57) denklemine benzer şekilde, rotor halkalanma akısı uzay vektörü de rotor eksen takımında aşağıdaki gibi tanımlanır;

$$\psi_r = L_r i_r + L_m i_s e^{-j\theta_r} = L_r i_r + L_m i_s' \quad (2.59)$$

(2.51) denkleminde olduğu gibi (2.59) denkleminde birinci terim rotor akımlarının oluşturduğu halkalanma akısını, ikinci terim ise stator akımlarının oluşturduğu halkalanma akısını tanımlamaktadır. $L_m i_s$ stator akımının neden olduğu karşılıklı halkalanma akısı uzay vektörünün stator sabit eksen takımına göre ifadesini belirtmektedir. Bununla birlikte, stator akımı uzay vektörünün rotor eksen takımına göre ifade edildiği durum için; i_s' rotor eksen takımına göre tanımlanmış rotor akımı uzay vektörü olup $i_s e^{-j\theta_r}$ şeklinde ifade edilir. Bu durum için, $L_m i_s e^{-j\theta_r}$ ifadesi rotor eksen takımına göre belirtilmiş stator akımlarının neden olduğu karşılıklı halkalanma akısının uzay vektörünü tanımlamaktadır. Rotor toplam halkalanma akısı uzay vektörünü tanımlayan (2.59) denklemi çeşitli şekilde tanımlanabilir. M.m.f. dağılımının sinüzoidal olduğu, rotor akımlarının sıfır bileşen içermediği durumda rotor eksen takımına göre rotor faz sargılarına ait halkalanma akılarının ifadeleri aşağıdaki gibidir;

$$\psi_{ra} = L_r i_{ra} + M_{sr} \cos\theta_r i_{sA} + M_{sr} \cos(\theta_r + 4\pi/3) i_{sB} + M_{sr} \cos(\theta_r + 2\pi/3) i_{sC} \quad (2.60)$$

$$\psi_{rb} = L_r i_{rb} + M_{sr} \cos(\theta_r + 2\pi/3) i_{sA} + M_{sr} \cos\theta_r i_{sB} + M_{sr} \cos(\theta_r + 4\pi/3) i_{sC} \quad (2.61)$$

$$\psi_{rc} = L_r i_{rc} + M_{sr} \cos(\theta_r + 4\pi/3) i_{sA} + M_{sr} \cos(\theta_r + 2\pi/3) i_{sB} + M_{sr} \cos\theta_r i_{sC} \quad (2.62)$$

L_r (2.52) denkleminde tanımlandığı şekliyle; $L_r = L_{rl} + 3/2 M_{sr}$ 'dir. Burada, L_{rl} rotor sargılarının kaçak endüktansı olup $L_{rl} = L_{rr} - M_r$ şeklinde de tanımlanır. L_{rr} rotor sargılarının self endüktansını tanımlamakta olup stator sargılarının etkisini

içermemektedir. M_r rotor sargıları arasındaki karşılıklı endüktans olup $M_r = -L_m / 2$ şeklinde tanımlanır. $L_m = 2/3L_m$ olup rotor sargılarının oluşturduğu halkalanma akılarının ani değerlerine bağlıdır. (2.60)-(2.62) denklemleri (2.50) denklemine yerleştirilirse veya (2.32) stator akımı uzay vektörünü tanımlayan denklem ile (2.49) rotor akımı uzay vektörünü tanımlayan denklem (2.59) denklemine yerleştirilirse her iki durum içinde toplam rotor halkalanma akısı uzay vektörü bu iki denklem sayesinde tanımlanır.

Bundan sonraki bölümlerde uzay vektörü tabiri yerine uzay fazörü tabiri de kullanılacaktır.



3. ASENKRON MAKİNEİNİN MATEMATİKSEL MODELİ

3.1. Model Oluşturulurken Uygulanan Yöntem

Bu bölümde asenkron makinenin uzay fazörleri cinsinden matematiksel modeli oluşturulacaktır. İncelemenin kolay ve anlaşılır olması için bazı kabuller yapılacaktır. Normalde değişken olan bazı büyüklükler uygun koşulların sağlandığı varsayılarak zamanla veya başkaca nedenlerle değişmediği kabul edilecektir. Burada amaç yeterince karmaşık olan bu denklemlerin basitleştirilerek incelemeye yardımcı olacak biçime getirilmelerini sağlamaktır.

Bu varsayımlar yapılırken izlenen yol; İncelenilen fiziksel sistemin tüm özelliklerini içeren, sistem cevaplarını aslına tamamen uygun olarak verebilecek bir matematiksel modelin kurulması, her sistem için mümkün değildir. Uygulamada karşılaşılan karışık, çok değişkene sahip sistem davranışlarının tümü matematiksel modele yansıtılamaz. Bu nedenle, matematiksel model oluşturulurken izlenen yol, modelin boyutları, bilgisayar yazılım ve donanım olanakları, sonuçların duyarlılık düzeyi gibi birçok unsur göz önüne alınarak, incelenen sistem büyüklüklerini etkilemeyecek ve analizin amaçlarını zedelemeyecek ölçüde varsayımlar ve ihmaller yapmaktır.

Uzay fazör değişkenleri (gerilim, akım, m.m.f. (amper sarım magnetik alan döner alan), akı yoğunluğu, halkalanma akısı v.b.) tanımlanırken aşağıdaki varsayımlar yapılacaktır ;

- Makinenin üç fazlı, dengeli sinüzoidal bir kaynaktan beslendiği
- Makinenin düzgün bir hava aralığına sahip olduğu
- Simetrik iki kutuplu, üç faz sargılara sahip olduğu

- Faz sargıları elektriksel olarak 120 derece aralıklarla yerleştirilmiştir.
- Makine sargılarının yıldız bağlı olduğu ve yıldız noktasının yalıtıldığı
- Her fazın simetrik olarak birden fazla sargı kanalına yerleştirilmesinin yarattığı etkinin ihmal edildiği
- Demir kısımların geçirgenliğinin sonsuz olduğu ve akı yoğunluğunun hava boşluğunda radyal biçimde olduğu
- Doymanın, sargı uçlarının ve demir kayıplarının etkisinin ihmal edildiği
- Şekil 2.4'de fazlar çok sarımlı tek sargı olarak gösterilmiştir. Her faz sargısı sinüzoidal bir magnetik alan oluşturur
- Şekil 2.4'de θ_r rotor açısı olup stator A fazı magnetik eksenine ile rotor A fazı magnetik eksenine arasındaki açıyı belirlediği
- $w_r = d\theta_r/dt$ rotor hızını tanımladığı ve pozitif dönüş yönünün saat yönünün tersi olduğu

3.2. Asenkron Makinenin Matematiksel Modeli

Elektromekanik bir sistem için elektriksel ve mekanik denklemler;

$$u_s = r_s i_s + d/dt (\psi_s) \quad (3.1)$$

$$\psi_s = L_s \cdot i_s \quad L_s = f(\theta) \quad i_s = f(t) \quad (3.2)$$

$$d/dt (\psi_s) = L_s d/dt (i_s) + d/d\theta (L_s) \cdot d\theta/dt \cdot i_s \quad (3.3)$$

$$T_e = T_m + J_r \cdot d^2\theta/dt^2 + B \cdot d\theta/dt \quad (3.4)$$

(3.1) ile (3.4) arası denklemleri kullanarak üç fazlı, simetrik yapıya sahip, sargıları yıldız bağlı bir asenkron makinenin elektriksel denklemleri aşağıdaki gibi oluşturulur.

$$\begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \\ u_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{sa} & 0 & 0 \\ 0 & R_{sb} & 0 \\ 0 & 0 & R_{sc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{sa} & 0 & 0 \\ 0 & \psi_{sb} & 0 \\ 0 & 0 & \psi_{sc} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

$$\begin{bmatrix} u_{ra} \\ u_{rb} \\ u_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{ra} & 0 & 0 \\ 0 & R_{rb} & 0 \\ 0 & 0 & R_{rc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{ra} & 0 & 0 \\ 0 & \psi_{rb} & 0 \\ 0 & 0 & \psi_{rc} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Burada;

u_{sa}, u_{sb}, u_{sc} stator faz gerilimlerinin ani değeri

u_{ra}, u_{rb}, u_{rc} rotor faz gerilimlerinin ani değeri

R_{sa}, R_{sb}, R_{sc} stator sargı dirençleri

R_{ra}, R_{rb}, R_{rc} rotor sargı dirençleri

$\psi_{sa}, \psi_{sb}, \psi_{sc}$ stator halkalanma akıları ani değeri

$\psi_{ra}, \psi_{rb}, \psi_{rc}$ rotor halkalanma akılarının ani değeri

Bilindiği gibi, elektromagnetik bir sistemde akımlar ile sargıların etrafındaki halkalanma akıları arasındaki ilişki aşağıdaki gibidir;

$$[\psi] = [L] [I] \quad (3.7)$$

Bu bağıntı, üç fazlı asenkron makinenin stator ve rotor büyüklükleri için matris biçimde aşağıdaki gibi yazılır;

$$\begin{bmatrix} [\psi_s] \\ [\psi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [L_{sr}] \\ [L_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Burada,

$$[\psi_s] = [\psi_{sa} \ \psi_{sb} \ \psi_{sc}]^T \quad (3.9)$$

$$[\psi_r] = [\psi_{ra} \ \psi_{rb} \ \psi_{rc}]^T \quad (3.10)$$

$$[I_s] = [I_{sa} \ I_{sb} \ I_{sc}]^T \quad (3.11)$$

$$[I_r] = [I_{ra} \ I_{rb} \ I_{rc}]^T \quad (3.12)$$

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s^* & M_s^* & M_s^* \\ M_s^* & L_s^* & M_s^* \\ M_s^* & M_s^* & L_s^* \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_r^* & M_r^* & M_r^* \\ M_r^* & L_r^* & M_r^* \\ M_r^* & M_r^* & L_r^* \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

$$[L_{sr}] = M_{sr}^* \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - 4\pi/3) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - 4\pi/3) \\ \cos(\theta_r - 4\pi/3) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

Asenkron makinenin simetrisinden dolayı,

$$[L_{rs}] = [L_{sr}]^T \quad (3.16)$$

Yukarıdaki tanımlar kullanılarak denklemler yeniden düzenlenirse, simetrik yıldız bağlı asenkron makinenin elektriksel uç denklemleri aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\begin{bmatrix} U_s \\ U_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{ss} & L_{sr}(\theta) \\ L_{rs}(\theta) & L_{rr} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \partial L_{sr}(\theta)/\partial \theta \\ \partial L_{rs}(\theta)/\partial \theta & 0 \end{bmatrix} \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

$$T_m(t) + \frac{1}{2} \begin{bmatrix} I_s & I_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & \partial L_{sr}(\theta)/\partial \theta \\ \partial L_{rs}(\theta)/\partial \theta & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} = J \frac{d^2\theta}{dt^2} + B \frac{d\theta}{dt} \quad (3.18)$$

$$\begin{aligned} u_s &= [u_{sa} \ u_{sb} \ u_{sc}]^T & u_r &= [u_{ra} \ u_{rb} \ u_{rc}]^T \\ I_s &= [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}]^T & I_r &= [i_{ra} \ i_{rb} \ i_{rc}]^T \end{aligned} \quad (3.19)$$

Elektromekanik enerji dönüşümü yapan sistemlerin matematiksel modellerinde, sistemin elektriksel uç denklemlerinin yanında, mekanik uca ait denklemlerinde yazılması gereklidir. Bu amaçla, makinede üretilen elektromekanik moment denklemi de oluşturulmalıdır. Makinenin lineer kabulü sonucu endüktans matrisinin akımlardan bağımsız katsayılar içermesi, makinede üretilen momentin belirlenmesinde kolaylık sağlar. Lineer bir sistemde elektriksel moment şu şekilde belirlenir; [4]

$$t_e = - \partial W_m / \partial \theta \quad (3.20)$$

Yukarıdaki denklemde W_m makinede depo edilen magnetik enerjidir. Buradan hareketle asenkron makinede depo edilen magnetik enerji aşağıdaki gibidir;

$$W_m = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} [I_s] & [I_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [L_{sr}(\theta)] \\ [L_{rs}(\theta)] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

Eşitlik (3.21), eşitlik (3.20)'ye yerleştirildiğinde asenkron makinenin ürettiği moment denklemi oluşturulur.

$$t_e = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} [I_s] & [I_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & \partial[L_{sr}(\theta)]/\partial\theta \\ \partial[L_{rs}(\theta)]/\partial\theta & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

(3.11),(3.12) ve (3.15) denklemleri Bu denkleme yerleştirilirse, elektriksel moment;

$$t_e = M_{sr}^* (i_{sa}i_{ra} + i_{sb}i_{rb} + i_{sc}i_{rc}) \sin(\theta_r) + M_{sr}^* (i_{sa}i_{rc} + i_{sb}i_{ra} + i_{sc}i_{rb}) \sin(\theta_r - 2\pi/3) \\ + M_{sr}^* (i_{sa}i_{rb} + i_{sb}i_{rc} + i_{sc}i_{ra}) \sin(\theta_r - 4\pi/3) \quad (3.23)$$

olarak bulunur.

Elektriksel moment ifadesi bulunduktan sonra sistemin mekanik uç bağıntısı aşağıdaki gibi yazılır.

$$T_e = T_m + J_r.d\omega_r/dt + B.d\theta/dt \quad (3.24)$$

Burada;

J Makine miline indirgenmiş toplam eylemsizlik momenti

T_e elektriksels moment

T_m yük momenti

w_r rotor açısal hızı

S_n nominal görünür güç

w_m rotor nominal açısal hızı

H enerji zaman sabiti

Rotor açısal hızı w_r ile rotor açısal konumu θ_r arasında;

$$w_r = d\theta_r / dt \quad (3.25)$$

bağıntısı olup, (3.25) eşitliği (3.24)'e eşitliğinde yerine konulup, elektriksels moment denklemi yeniden düzenlenirse;

$$T_e = T_m + J_r \cdot d^2\theta / dt^2 + B \cdot d\theta / dt \quad (3.26)$$

eşitliği elde edilir. Burada;

$$J = 2HS_n / w_m^2 \quad (3.27)$$

Asenkron makinenin matematiksels modeli (3.17),(3.23) ve (3.26) denklemleri ile elde edilmiştir. Model incelendiğinde, sistem cevabını belirleyen elektriksels ve mekanik uç denklemlerinin, değişken katsayılı lineer olmayan diferansiyele denklemler olduğu görülür. Bu nedenle bilgisayar kullanılmasında bile söz konusu denklemlerin çözümü zor ve zaman alıcı olacağı açıktır. Ayrıca çözümde kurulacak algoritmanın karmaşıklığı nedeni ile, bu denklemler dönüşüm matrisleri yardımıyla sabit katsayılı diferansiyele denklemler haline dönüştürülmesi gerekir.

3.3. Uzak Fazörlerini Kullanarak Düzgün Hava Aralığına Sahip Bir Asenkron Makinenin Matematiksel Modelinin Oluşturulması

Asenkron makinenin matematiksel modelinin uzak fazörleri ile oluşturulması, incelemenin hem geçici hal durumunda hem de sürekli hal durumunda yapılmasını ve denklemlerin fiziksel anlamının anlaşılmasını kolaylaştırır. [5]

Elektrik makinelerinde kullanılan iki eksen teorisine benzerliği anlaşılmasını kolaylaştırır. İncelemeye kolaylık sağlaması açısından, matematiksel model çıkarılırken bütün denklemler stator sabit eksen takımına göre düzenlenecektir.

3.3.1. Stator döner alan uzak fazörü (vektörü)

Simetrik iki kutuplu, üç fazlı asenkron makinede demir kayıpları, uç ve oluk etkileri ihmal edilmiştir. Demir kısımların geçirgenliği sonsuz ve hava aralığı akı yoğunluğunun radyal biçimde olduğu kabul edilmiştir. Yukarıda açıklanan kabuller sonucunda, stator döner alanının ifadesi aşağıdaki gibidir.

$$f_s(\theta, t) = N_{se} \{i_{sA}(t)\cos(\theta) + i_{sB}(t)\cos(\theta - 120^\circ) + i_{sC}(t)\cos(\theta - 240^\circ)\} \quad (3.28)$$

$$f_s(\theta, t) = 3/2 N_{se} \text{Re}\{2/3[i_{sA}(t) + a i_{sB}(t) + a^2 i_{sC}(t)]e^{-j\theta}\} \quad (3.29)$$

$$f_s(t) = f_{sA}(t) + f_{sB}(t) + f_{sC}(t) \quad (3.30)$$

Döner alanın sinüzoidal kabul edilmesinin önemli bir sonucu, her bir faza ait döner alan uzak fazörlerinin toplanabilmesidir. Döner alanlar ölçülebilen fiziksel büyüklüklerdir.

3.3.2. Stator akımları uzak fazörü

Nötr noktası yalıtılmış stator sargılarından üç faz akımların geçtiği kabul edilmiştir. Üç faz akımların toplamı her t anı için sıfırdır. Eğer sıfır bileşenin bulunduğu bir sistem inceleniyorsa, sıfır akım bileşeni (3.32) denklemi ile tanımlanır.

$$i_{sA}(t) = I_M \cos(\omega_1 t - \varphi_s)$$

$$i_{sB}(t) = I_M \cos(\omega_1 t - \varphi_s - 120^\circ) \quad (3.31)$$

$$i_{sC}(t) = I_M \cos(\omega_1 t - \varphi_s - 240^\circ)$$

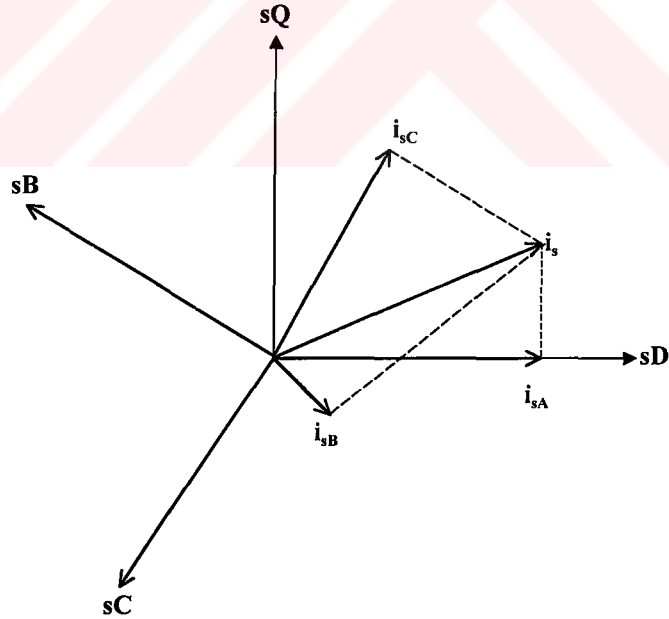
$$i_{s0}(t) = 1/\sqrt{3} \{i_{sA}(t) + i_{sB}(t) + i_{sC}(t)\} = 0 \quad (3.32)$$

Üç faz stator akımlarının uzay fazörü, statora yerleştirilen sabit (hareket etmeyen) eksen takımına göre tanımlanır. Her bir faza ait uzay fazörleri (3.33) denklemindeki gibi tanımlanır ve bu üç fazörün toplamı stator akımı uzay fazörünü tanımlar.

$$i_{sA} = i_{sA}(t) \quad i_{sB} = a i_{sB}(t) \quad i_{sC} = a^2 i_{sC}(t) \quad (3.33)$$

$$i_s = 2/3 [i_{sA}(t) + a i_{sB}(t) + a^2 i_{sC}(t)] \quad (3.34)$$

Yukarıda tanımlanan denklem Şekil 3.1’de gösterilmiştir.



Şekil 3.1 Stator akımı uzay vektörünün gösterimi

$$i_s = I_m e^{j(\omega_1 t - \varphi_s)} \quad (3.35)$$

(3.35) denkleminde stator akımı uzay vektörü kutupsal koordinatlarda bir daireyi temsil eder. Stator akımı uzay vektörü pozitif yönde sabit bir senkron hızda dönerken dairesel bir alanı tarar. Stator akımları zamanla değiştiği için stator akımı uzay vektörü de zamanla değişir. Fiziksel anlamda, stator akımı uzay vektörü, stator faz akımları ile tanımlanan sinüzoidal stator döner alanının ani büyüklüğünü ve uzaydaki konumunu belirler. Sonuç olarak, stator döner alanı stator akımı uzay fazörü cinsinden şu şekilde tanımlanır.

$$f_s(t) = N_{se} i_s(t) \quad (3.36)$$

Sinüzoidal akım ve gerilimlerin sürekli hal için yapılan analizinde karmaşık sayılar teorisinden yararlanılır. Uzay vektörlerinin analizi için de benzer analizler yapılmaktadır. Bu nedenle, zamanla değişen vektörel büyüklükler için çizilen diyagramlar uzay vektörleri için de geçerlidir. Simetrik olmayan bir sistemde ise stator akım uzay vektörü yer eğrisi, bir elips veya düz bir doğruyu gösterir. Geçici halde ise şekil rasgele değişebilir.

3.3.3. Rotor döner alan uzay fazörü

Rotor döner alanı $f_r(\theta, t)$, rotora simetrik yerleştirilen üç faz rotor sargılarından akan rotor akımları ile üretilir.

$$f_r(\theta, t) = N_{re} \{ i_{ra}(t) \cos(\theta) + i_{rb}(t) \cos(\theta - 120^\circ) + i_{rc}(t) \cos(\theta - 240^\circ) \} \quad (3.37)$$

$$f_r(\theta, t) = 3/2 N_{re} \text{Re} \{ 2/3 [i_{ra}(t) + a i_{rb}(t) + a^2 i_{rc}(t)] e^{j\theta} \} \quad (3.38)$$

3.3.4. Rotor akımları uzay fazörü

Rotor akım uzay fazörü, rotora yerleştirilen ve $\omega_r = d\theta_r/dt$ hızıyla dönen eksen takımında stator akım uzay fazörüne benzer bir şekilde tanımlanır.

$$i_r = 2/3 [i_{ra}(t) + a i_{rb}(t) + a^2 i_{rc}(t)] \quad (3.39)$$

Rotor akım uzay fazörü, simetrik yerleştirilmiş rotor sargıları tarafından oluşturulan sinüzoidal rotor döner alanının ani büyüklüğünü ve konumunu belirler.

3.3.5. Mıknatıslama akımı uzay fazörü

Stator ve rotor akımlarının karşılıklı etkilerinden dolayı bileşke döner alan $f(\theta, \theta_r, t)$ stator ve rotor döner alanlarının toplamıdır. Denklem stator sabit eksen takımında tanımlandığından, rotora ait büyüklükler statora indirgenerek kullanılmıştır.

$$f(\theta, \theta_r, t) = f_s(\theta, t) + f_r(\theta, \theta_r, t) \quad (3.40)$$

$$f(\theta, \theta_r, t) = 3/2 N_{se} \{ \mathbf{Re}(i_s e^{-j\theta}) + N_{re}/N_{se} \mathbf{Re}(i_r' e^{-j\theta}) \} \quad (3.41)$$

$$f(\theta, \theta_r, t) = 3/2 N_{se} \mathbf{Re} \{ (i_s + N_{re}/N_{se} i_r') e^{-j\theta} \} \quad (3.42)$$

Mıknatıslama akımı uzay fazörü, stator akımı uzay fazörü ile rotor halkalanma akımı uzay fazörünün statora indirgenmiş değerinin toplamına eşittir.

$$i_m = i_s + N_{re}/N_{se} i_r' \quad (3.43)$$

Rotor ve stator etkin sarım sayıları oranı, rotor öz endüktansının L_r mıknatıslama endüktansına L_m oranı olacak şekilde seçilirse, (3.43) denklemindeki mıknatıslama akımı uzay fazörü yerine yine statorda tanımlı rotor mıknatıslama akımı uzay fazörü i_{mr} elde edilir. Rotor mıknatıslama akımı uzay fazörü, vektör kontrollü asenkron makinelerde sıkça kullanılır. Rotor alan yönlendirilmeli asenkron motor uygulamalarında rotor akısını oluşturan büyüklüktür.

$$i_{mr} = i_s + L_r/L_m i_r' \quad (3.44)$$

3.3.6. Stator halkalanma akısı uzay fazörü (vektörü)

Stator akısı uzay fazörü, stator sA, sB ve sC faz sargılarının ani halkalanma akı ifadeleri ile statorda (3.45) denklemi ile tanımlanır. Stator faz sargılarının ani değeri ise (3.46) denklemindeki gibidir.

L_s^* bir stator sargısının öz endüktansı

M_s^* stator sargıları arasındaki karşılıklı endüktans

M_{sr}^* stator ve rotor sargıları arasındaki karşılıklı endüktansın en büyük değeri

$$\psi_s = 2/3[\psi_{sA}(t) + a\psi_{sB}(t) + a^2\psi_{sC}(t)] \quad (3.45)$$

$$\begin{aligned} \psi_{sA} = & L_s^* i_{sA} + M_s^* i_{sB} + M_s^* i_{sC} + M_{sr}^* \cos\theta_r i_{ra} + M_{sr}^* \cos(\theta_r + 2\pi/3) i_{rb} \\ & + M_{sr}^* \cos(\theta_r + 4\pi/3) i_{rc} \end{aligned} \quad (3.46)$$

$$\begin{aligned} \psi_{sB} = & L_s^* i_{sB} + M_s^* i_{sA} + M_s^* i_{sC} + M_{sr}^* \cos(\theta_r + 4\pi/3) i_{ra} + M_{sr}^* \cos\theta_r i_{rb} \\ & + M_{sr}^* \cos(\theta_r + 2\pi/3) i_{rc} \end{aligned} \quad (3.47)$$

$$\begin{aligned} \psi_{sC} = & L_s^* i_{sC} + M_s^* i_{sB} + M_s^* i_{sA} + M_{sr}^* \cos(\theta_r + 2\pi/3) i_{ra} \\ & + M_{sr}^* \cos(\theta_r + 4\pi/3) i_{rb} + M_{sr}^* \cos\theta_r i_{rc} \end{aligned} \quad (3.48)$$

Stator halkalanma akısı uzay fazörü (3.49) denkleminde verildiği gibi iki kısımdan oluşmaktadır. Birinci kısım, verilen stator akımları ile üretilen stator öz akı uzay fazörü dür. İkinci kısım ise, statora indirgenmiş rotor akımları ile üretilen stator mıknatıslama akısı uzay fazörü dür.

$$\psi_s = L_s i_s + L_m i_r' = L_s i_s + L_m i_r e^{j\theta_r} \quad (3.49)$$

Üç faz stator endüktansı ve bileşke üç faz mıknatıslama endüktansı ifadeleri (3.50), (3.51) ve (3.53) denklemleri ile ifade edilir. Bir faza ait stator endüktansı, stator kaçak endüktansı (L_{sl}) ve stator mıknatıslama endüktansının (L_{sm}) toplamı olarak ifade edilebilir. Stator ve rotor etkin sarım sayıları ile

stator mıknatıslama endüktansı, stator ve rotor karşılıklı endüktansı, stator ve rotor karşılıklı endüktansı M_{sr}^* ile;

$$L_{sm} = (N_{se}/N_{re})M_{sr}^* \quad (3.50)$$

bağlantısı vardır.

$$L_s = L_s^* - M_s^* = L_{sl} + 3/2L_{sm} \quad (3.51)$$

$$M_s^* = L_{sm} \cos(120^\circ) = -1/2L_{sm} \quad (3.52)$$

$$L_m = 3/2M_{sr}^* \quad (3.53)$$

Stator halkalanma akısı uzay fazörü, hava aralığındaki sinüzoidal stator akı dağılımının tepe değerini tanımlar. (3.50) denklemi genel geçerli bir denklemdir. Makinenin doğrusal olmayan çalışma koşullarında da geçerlidir. Bu durumda toplam üç faz stator endüktansı L_s ve üç faz mıknatıslama endüktansı L_m sabit değildir, makinenin akımlarına bağlı olarak değişir.

3.3.7. Rotor halkalanma akısı uzay fazörü (vektörü)

Rotor akısı uzay fazörü ω_r hızı ile dönen rotorda üç faz rotor sargılarının ani halkalanma akı değerleri ile ifade edilir.

$$\psi_r = 2/3[\psi_{ra}(t) + a\psi_{rb}(t) + a^2\psi_{rc}(t)] \quad (3.54)$$

(3.55) denkleminde verilen rotor faz sargılarına ait halkalanma akısı ifadeleri (3.54) denkleminde yerlerine konduğunda, rotor eksen takımında tanımlı rotor akısı uzay fazörü tanımlanır.

$$\begin{aligned} \psi_{ra} = & L_r^* i_{ra} + M_r^* i_{rb} + M_r^* i_{rc} + M_{sr}^* \cos\theta_r i_{ra} + M_{sr}^* \cos(\theta_r + 2\pi/3) i_{rb} \\ & + M_{sr}^* \cos(\theta_r + 4\pi/3) i_{rc} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\psi_{rb} = & L_r^* i_{rb} + M_r^* i_{ra} + M_s^* i_{rc} + M_{sr}^* \cos(\theta_r + 4\pi/3) i_{rm} + M_{sr}^* \cos\theta_r i_{rb} \\ & + M_{sr}^* \cos(\theta_r + 2\pi/3) i_{rc}\end{aligned}\quad (3.55)$$

$$\begin{aligned}\psi_{rc} = & L_r^* i_{rc} + M_r^* i_{rb} + M_r^* i_{ra} + M_{sr}^* \cos(\theta_r + 2\pi/3) i_{ra} \\ & + M_{sr}^* \cos(\theta_r + 4\pi/3) i_{rb} + M_{sr}^* \cos\theta_r i_{rc}\end{aligned}$$

$$\psi_r = L_r i_r + L_m i_s' = L_r i_r + L_m i_s e^{j\theta_r} \quad (3.56)$$

Rotor halkanma akısı uzay fazörü de iki kısımdan meydana gelmektedir. Birinci kısım, rotor akımları ile üretilen rotor öz akı uzay fazörü. İkinci kısım ise, rotora indirgenmiş stator akımları ile üretilen rotor mıknatıslama akısı uzay fazörü dür. Rotor halkalanma akısı uzay fazörü ifadesi tüm çalışma durumlarında genel geçerlidir. Denklemlerde L_r^* bir rotor sargısı öz endüktansını, M_r^* rotor sargıları arasındaki karşılıklı endüktansı, L_r toplam üç faz rotor endüktansını göstermektedir ve (3.56) denkleminde verilmiştir. Doğrusal olmayan koşullarda, kaçak akı yollarının doyması ihmal edilse bile, üç faz rotor endüktansı, L_m mıknatıslama endüktansı sabit olamadığı için sabit değildir.

Rotor mıknatıslama endüktansı L_m ile stator ve rotor karşılıklı endüktansları arasında $L_{rm} = (N_{re}/N_{se})M_{sr}^*$ eşitliği vardır. Bir faza ait rotor endüktansı da rotor kaçak endüktansı L_{sl} ve rotor mıknatıslama endüktansının toplamı olarak yazılır.

$$L_r = L_r^* - M_r^* = L_{rl} + 3/2 L_{rm} \quad (3.57)$$

$$M_r^* = L_{rm} \cos(120^\circ) = -1/2 L_{rm} \quad (3.58)$$

Stator ve rotor etkin sarın sayıları eşit olduğundan stator ve rotor mıknatıslama endüktansları, karşılıklı endüktansa eşit olur. Bu nedenle (3.53) denklemi ile verilen üç faz mıknatıslama endüktansı kullanılır.

3.3.8. Stator gerilimleri uzay fazörü (vektörü)

Asenkron makinenin stator sargılarının (3.59) denklemi ile verilen dengeli gerilimlerle simetrik biçimde beslediği kabul edilmektedir.

$$\begin{aligned}u_{sA}(t) &= U_M \cos(\omega_1 t) \\u_{sB}(t) &= U_M \cos(\omega_1 t - 120^\circ) \\u_{sC}(t) &= U_M \cos(\omega_1 t - 240^\circ)\end{aligned}\tag{3.59}$$

Üç faz stator gerilimleri ile stator gerilim uzay fazörü statorda (3.60) denklemi ile ifade edilir.

$$u_s = U_m e^{j\omega_1 t}\tag{3.60}$$

Sinüzoidal dağılımlı stator sargılarının ani gerilim değerleri, ani stator halkalama akı değerleri ile ifade edilir. Stator gerilim denklemleri asenkron makinenin tüm çalışma durumlarında geçerlidir.

$$\begin{aligned}u_{sA}(t) &= R_s i_{sA}(t) + d\psi_{sA}(t)/dt \\u_{sB}(t) &= R_s i_{sB}(t) + d\psi_{sB}(t)/dt \\u_{sC}(t) &= R_s i_{sC}(t) + d\psi_{sC}(t)/dt\end{aligned}\tag{3.61}$$

Stator gerilim denklemleri statora bağlı eksen takımında ifade edilmiştir. Yapısal simetriden dolayı her bir fazın stator sargı direnci R_s aynıdır. Stator gerilim denklemleri, stator büyüklükleri dışında, uzay fazörleri ile de ifade edilirler. Stator gerilimleri uzay fazörünü elde edebilmek için (3.61) denklemleri ile verilen ifadelerin birincisi $2/3$ ile ikincisi $a^{2/3}$ ile üçüncüsü $a^{2/3}$ ile çarpılarak, taraf tarafa toplanırsa aşağıdaki denklemle verilen stator gerilimleri uzay fazörünün ifadesi elde edilir.

$$u_s = 2/3 [u_{sA}(t) + au_{sB}(t) + a^2 u_{sC}(t)]\tag{3.62}$$

3.3.9. Rotor gerilimleri uzay fazörü (vektörü)

Ani rotor işletme gerilimleri dönen rotora göre ifade edilir. rotor büyüklükleri de rotor hızında döndüğünden, rotora göre sabit büyüklükler olurlar. Rotor gerilimleri uzay fazörü ise matematiksel olarak stator gerilim uzay fazörüne benzer biçimde tanımlanabilir. Bu anlamda rotor üç faz ani gerilim ifadeleri ve rotor gerilim uzay fazörü ifadeleri aşağıda verilmiştir.

$$u_{ra}(t) = R_r i_{ra}(t) + d\psi_{ra}(t)/dt$$

$$u_{rb}(t) = R_r i_{rb}(t) + d\psi_{rb}(t)/dt \quad (3.63)$$

$$u_{rc}(t) = R_r i_{rc}(t) + d\psi_{rc}(t)/dt$$

$$u_r = 2/3[u_{ra}(t) + a u_{rb}(t) + a^2 u_{rc}(t)] \quad (3.64)$$

3.3.10. Uzay fazörleri kullanılarak oluşturulan ani moment ifadesi

Simetrik üç fazlı asenkron makinede endüklenen ani moment ifadesi, genel olarak, statorda tanımlı stator halkalanma akısı uzay fazörü ile statora indirgenmiş rotor akımı uzay fazörünün vektörel çarpımı olarak statora bağlı eksen takımında aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$t_e = c \psi_s \times i_r' \quad (3.65)$$

Ani moment ifadesin de c bir sabittir. Yukarıda tanımlanan moment ifadesi çok farklı şekillerde ifade edilebilir.

Sonuç olarak, stator veya rotor için, ani moment ifadesini, değişik uzay fazörleri ile göstermek mümkündür. Her t anı için hesaplanan moment ifadesinde, stator veya rotor büyüklükleri hep aynıdır. Nedeni ise, halkalanma akı ve akım değişimlerinin sinüzoidal olması ve harmoniklerin ihmal edilmesidir.

4. ASENKRON MAKİNEDE DOĞRUDAN MOMENT KONTROLU (DTC)

4.1. Genel Tanım

Yüksek dinamik performansa sahip, elektromagnetik (elektriksel) momentin ani değerinin kontrol edildiği asenkron motor (ve diğer ac motor) sürücüleri 20 yıldır kullanılmaktadır. Temelinde Blaschke, Hasse ve Leonhard'ın öncü çalışmalarının bulunduğu vektör kontrollü sürücülerin günden güne önemi artmakta ve sürücü piyasasında standart bir ürün haline gelmektedir. Bu konuyla ilgili, endüstriyel anlamda en önemli yazılı katkı Siemens firması tarafından yapılmıştır. Doğrudan moment kontrolü (DTC) yönteminin uygulandığı asenkron motor sürücüsü 10 yıldan fazla bir süre önce Depenbrock (Depenbrock 1985) ve Takahashi (Takahashi ve Noguchi 1985) tarafından geliştirilmiştir. Bununla birlikte, günümüzde, ABB firması ticari olarak DTC yöntemini kullanan ilk asenkron motor sürücüsünü 1995 yılında tanıtan tek endüstriyel firmadır. ABB'ye ait bir çok yazıda ABB tarafından geliştirilen en son ac motor kontrol tekniği olarak DTC yöntemi gösterilmiştir (Tiitien 1996).

Daha sonraki bölümlerde, asenkron makinenin doğrudan moment kontrolüne ait temel görüşler ayrıntılı olarak incelenecektir. İşlemin matematiksel ve fiziksel analizleri yapılacaktır. Moment ve akı tahmini, optimum anahtarlama vektörünün seçimi, moment ve akı sıçramalarının azaltılması, alan zayıflaması, hız sensörsüz uygulamalar ve yöntemi açıklayıcı şemalar tanıtılıp detaylı olarak incelenecektir.

4.2. VSI Tarafından Beslenen Asenkron Motorda DTC Yöntemi

4.2.1. Hızlı moment cevabı

DTC yönteminin kullanıldığı ve gerilim kaynaklı eviriciden beslenen bir asenkron motorda, stator halkalanma akısı (veya rotor halkalanma akısı ve mıknatıslama halkalanma akısı) ile elektromagnetik moment, optimum anahtarlama modu seçilerek doğrudan kontrol edilebilir. Seçim akı ve moment hatasının, kendilerine ait histeresiz bandlarıyla sınırlandırılacak şekilde yapılır. Hata küçük bir aralıkta sınırlandırılarak; hızlı moment cevabı oluşturulur, düşük evirici anahtarlama frekansı ve düşük harmonik kayıpların elde edilmesi sağlanır. Bu bölümde, elektromagnetik momentin ve stator halkalanma akısının kontrolü tanımlanacaktır. Bununla birlikte şu bilinmektedir ki rotor halkalanma akısını yada mıknatıslama halkalanma akısını da aynı yöntemle tanımlamak mümkündür. DTC yöntemi çok hızlı bir moment cevabının oluşmasını ve asenkron motorun kontrolünün esnekleşmesini sağlar. DTC yöntemini kullanan sürücülerin öneminin giderek daha iyi anlaşılması ve ilginin sürekli artması sonucunda bu tip sürücülerin uygulaması gelecekte artacaktır. Konunun daha iyi anlaşılması için daha detaylı bilgiler aşağıda verilecektir.

Genelde, simetrik üç fazlı asenkron makinede, elektromagnetik momentin (üretilen elektriksel momentin) ani değeri, stator halkalanma akısı ile stator akımı uzay vektörlerinin vektörel çarpımı ile orantılıdır.

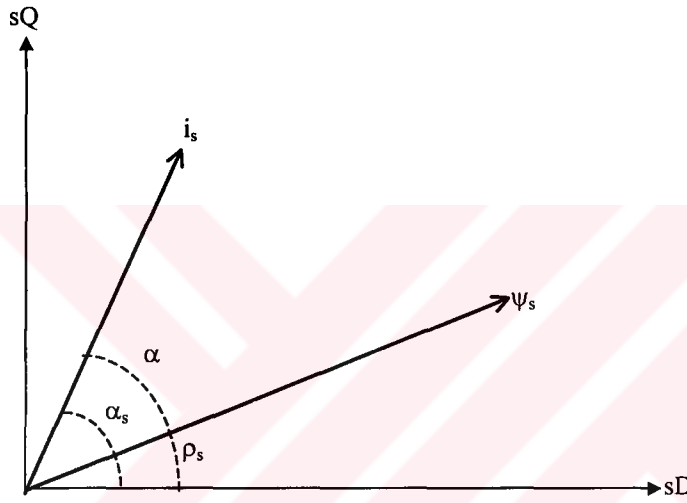
$$t_e = 3/2 P \psi_s \times i_s \quad (4.1)$$

Burada ψ_s stator halkalanma akısı uzay vektörünü, i_s stator akımı uzay vektörünü ifade etmektedir. (4.1) Denkleminde her iki uzay vektörü de stator sabit eksen takımına göre tanımlanmıştır. Şekil 4.1’de görüldüğü gibi, $\psi_s = |\psi_s| e^{j\psi_s}$, ρ_s stator halkalanma akısı uzay vektörü ile stator sabit eksen takımının reel ekseni (doğru ekseni) arasındaki açıyı ve $i_s = |i_s| e^{j\alpha_s}$, α_s stator akımı uzay vektörü ile stator sabit eksen takımının reel ekseni (doğru ekseni) arasındaki açıyı tanımlamaktadır. (4.1) Denklemini bu yeni tanımlamalara göre yeniden düzenlersek aşağıdaki gibi tanımlarız;

$$t_e = 3/2P |\psi_s| |i_s| \sin(\alpha_s - \rho_s) = 3/2P |\psi_s| |i_s| \sin\alpha \quad (4.2)$$

Burada, $\alpha = \alpha_s - \rho_s$ olup stator halkalanma akısı uzay vektörü ile stator akımı uzay vektörü arasındaki açıyı ifade etmektedir.

Asenkron makine gerilim denklemlerinden yararlanarak şu görülebilir; rotor hızının bilindiği durumda stator halkalanma akısı uzay vektörünün genliği sabit tutulup stator halkalanma akısının açısı ρ_s hızla değiştirilirse elektromagnetik moment (elektriksel moment) hızla değiştirilebilir. Matematiksel ispatı yapılan bu durumun fiziksel tanımı aşağıda açık bir şekilde yapılacaktır.



Şekil 4.1 Stator halkalanma akısı ve stator akımı uzay fazörleri

Matematiksel ispatı kullanarak $t=0$ anında ρ_s açısındaki bir adımlık değişim için makinenin elektromagnetik moment cevabı oluşturuldu. Bu yüzden momentin zamanla değişimi tanımlanmalıdır. Bu amaçla, ilk olarak stator sabit eksen takımında tanımlanan rotor akımı uzay vektörü stator halkalanma akısına bağlı olarak ifade edilir. $i_r' = (\psi_s - L_s i_s) / L_m$, aynı şekilde rotor halkalanma akısı uzay vektörü de $\psi_r' = L_r i_r' + L_m i_s$ denklemi kullanılarak stator halkalanma akısına bağlı olarak ifade edilir. $i_r' = (\psi_s - L_s i_s) / L_m$ olduğundan $\psi_r' = (L_m / L_r)(\psi_s - L_s i_s)$ şeklinde ifade edilir. Bu i_r' ve ψ_r' tanımları stator sabit eksen takımında tanımlanan rotor gerilimi denklemine yerleştirilir. $0 = R_r i_r' + d\psi_r' / dt - j\omega_r \psi_r'$ denklemi stator sabit eksen takımında tanımlanan rotor gerilimi denklemdir. Bu denklem i_s ve ψ_s uzay vektörlerini içermektedir. Bu denklemi kullanarak stator akımı uzay vektörünü stator halkalanma akısına bağlı

olarak tanımlayabiliriz. Stator akımı uzay vektörünün bu yeni tanımı (4.1) denklemine yerleştirilir. Bununla birlikte, stator halkalanma akısının genliği sabit ($|\psi_s| = c_1$) tutularak bu tanım kullanılırsa, $\psi_s = |\psi_s| e^{j\theta_s} = c_1 e^{j\theta_s}$ ve $d\psi_s/dt = j |\psi_s| d\theta_s/dt$, son olarak ters laplace dönüşümü elektromagnetik momentin zamanla değişimi veren denklemi elde etmemizi sağlar. Bu açıklamaya bir örnekle, sabit $|\psi_s|$ için artan elektromagnetik momentin değişim miktarı, ρ_s açısının değişimin miktarına orantılı olduğu gösterilebilir. Bu yüzden stator halkalanma akısı genliğinin sabit tutulduğu koşulda $d\theta_s/dt$ değerini en büyük tutarak elektromagnetik moment cevabını en hızlı (en kısa sürede) elde edebiliriz.

Başka bir değişle, eğer stator halkalanma akısının genliğini sabit tutacak ve açısını gerekli olan yeni değerine hızlı bir şekilde ulaştıracak bir gerilim ile motoru beslersek hızlı bir moment kontrolü yapabiliriz. Doğrudan moment kontrol yöntemini kullanan asenkron motor sürücülerinde gerçek elektromagnetik moment, referans değerinden daha düşük ise en hızlı biçimde, en uygun $d\theta_s/dt$ değerini kullanarak makinenin elektriksel momentini artırılır. Bununla birlikte elektriksel moment, referans değerine eşit olduğunda açının değişimi durur. Stator halkalanma akısı uzay vektörü ileri yönde hızlandırıldığında pozitif elektriksel moment, ters yönde yavaşlatıldığında negatif elektriksel moment üretilir. Stator halkalanma akısı uzay vektörü, asenkron makineyi besleyen gerilim kaynaklı bir evirici tarafından üretilen uygun stator gerilimi uzay vektörü yardımıyla ayarlanabilir.

Özet olarak: elektriksel moment, stator halkalanma akısı uzay vektörünün kontrol edilmesiyle hızlı bir şekilde değiştirilebilir. Bununla birlikte stator halkalanma akısı uzay vektörünün kontrolü doğrudan uygun stator gerilimi uzay vektörü yardımıyla sağlanır. Şu gösterilebilir; stator akısının ve elektriksel momentin doğrudan kontrolü uygun stator gerilimi uygulanarak gerçekleştirilebilir. [6]

Ani elektriksel moment ifadesi değişik bir yapıya sokularak fiziksel olarak olayın anlaşılmasını daha kolaylaştırabiliriz. $\psi_s = L_s i_s + L_m i_r'$ ve $\psi_r' = L_r i_r' + L_m i_s$ olup rotor büyüklükleri stator sabit eksen takımına indirgenmiştir. $i_s = \psi_s / L_s' - [L_m / (L_r L_s')] \psi_r'$ olarak düzenlenip (4.1) denklemine yerleştirildiğinde elektriksel moment ifadesi şu şekli alır;

$$\begin{aligned}
t_e &= 3/2 PL_m / (L_s' L_r) \psi_r' \times \psi_s = 3/2 PL_m / (L_s' L_r) |\psi_r'| |\psi_s| \sin(\rho_r - \rho_s) \\
&= 3/2 PL_m / (L_s' L_r) |\psi_r'| |\psi_s| \sin(\gamma)
\end{aligned} \tag{4.3}$$

(4.3) Denkleminde γ stator ve rotor halkalanma akıları arasındaki açıdır $\gamma = \rho_r - \rho_s$. Burada, ρ_r rotor halkalanma akısı uzay vektörü ile stator sabit eksen takımının Reel eksenini arasındaki açıdır.

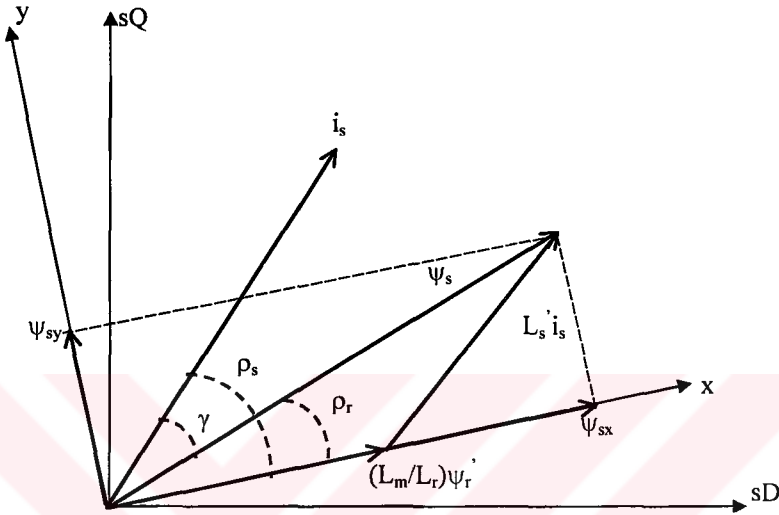
Standart sincap kafesli bir asenkron makinenin rotor zaman sabiti büyüktür (normalde 0.1s'den daha büyüktür, makine boyutu büyüdükçe bu değerde büyüyecektir). Rotor zaman sabiti büyük olduğundan, rotor halkalanma akısı stator halkalanma akısından daha yavaş değişir. Değişim çok yavaş olduğundan rotor halkalanma akısı sabit kabul edilebilir. Eğer stator halkalanma akısı ve rotor halkalanma akısı sabit tutulursa (4.3) denklemi gereğince elektriksel moment γ açısına bağımlı olarak değişir. Buda doğrudan moment kontrolü yönteminin özünü oluşturur. Bununla birlikte, aşağıda belirtildiği gibi γ açısı uygun stator gerilim vektörü seçimiyle değiştirilebilir. γ açısının ve $|\psi_s|$ değerinin birlikte kontrolü evirici çıkış geriliminin uygun seçilmesi (anahtarlanması) ile yapılabilir.

Eğer stator akım vektörü kontrol büyüklüğü olarak seçilirse, doğrudan moment kontrolü yöntemini kullanan sürücüde, stator halkalanma akısı kontrol edilir. Eğer $|\psi_r|$ =sabit kabul edilirse moment denklemi şu şekilde düzenlenir;

$$t_e = 3/2 P (L_r / L_m) |\psi_r| i_{sy}$$

Burada, i_{sy} stator akımının moment üreten bileşeni olup rotor akısı yönlendirmeli eksen takımına göre tanımlanmıştır. Elektromagnetik moment i_{sy} akımının hızlı bir şekilde değiştirilmesiyle yeterli hızda ayarlanabilir. Vektör kontrollu bir sürücüde stator akımları kontrol edilen büyüklüklerdir (i_{sy} momenti, i_{sx} rotor akısını kontrol eder). Rotor akısı yönlendirmeli kontrolün vektör kontrollu bir sürücüde kullanılmasının sebebi, asenkron makinede dc makineye benzer şekilde moment üreten akım i_{sy} ile akıyı üreten akım i_{sx} 'in ayrı ayrı tanımlanabilmesidir. Stator sabit eksen takımına göre tanımlanmış olan i_s stator akım vektörü rotor akısı yönlendirmeli eksen takımına indirgenmesi gerekmektedir. Bununla birlikte, Şekil 4.2'den stator

akısının rotor akısı yönlendirmeli eksen takımına göre bileşenleri tanımlanır. $\psi_{sy} = |\psi_s| \sin \gamma$ moment üreten stator halkalanma aksı bileşeni ve ψ_{sx} , rotor akısı bileşenleri ile aynı eksenlidir. Bu yüzden akı stator akısının reel eksen bileşeni tarafından kontrol edilir. Bu durumda kontrol büyüklüğü akının bileşenleridir. (4.3) Denklemi asenkron makinenin moment denklemine benzemektedir. Burada elektromagnetik moment stator ve rotor halkalanma akıları arasındaki yük açısı ile kontrol edilir.



Şekil 4.2 Stator ve rotor halkalanma akısı uzay vektörleri ile stator akımı uzay vektörü

Kısa bir geçiş süresince rotor akısı fazla değişken değildir (sabittir). Bu yüzden elektromagnetik momentin hızlı değişimi moment komutuna bağlı olarak stator akısının ileri (pozitif) yönde döndürülmesi veya negatif yönde döndürülmesi veya durdurulması ile elde edilir. Özet olarak: doğrudan moment kontrolü yöntemini kullanan sürücülerde, elektriksel momentin ani değerinin hızlı kontrolü stator halkalanma akısının konumunu (rotor halkalanma akısı uzay vektörüne göreceli olarak) hızlıca değiştirilerek elde edilir. Başka bir deyişle, stator halkalanma akısı uzay vektörünün hızının çabukça değiştirilmesiyle hızlı bir moment kontrolü yapılabilir. Bununla birlikte, stator halkalanma akısı uzay vektörü (genliği ve açısı birlikte) stator gerilimi kullanılarak değiştirilebilir.

Eğer basitlik sağlamak için stator dirençleri üzerindeki gerilim düşümü ihmal edilirse, $d\psi_s/dt = u_s$ ve evirici gerilimi ($u_s = u_i$) doğrudan stator akısını etkiler. Bu yüzden gerekli stator aksı evirici anahtarının uygun konumlandırılması ile elde edilen uygun evirici gerilimi tarafından oluşturulur. Daha iyi anlaşılması için bu konu daha

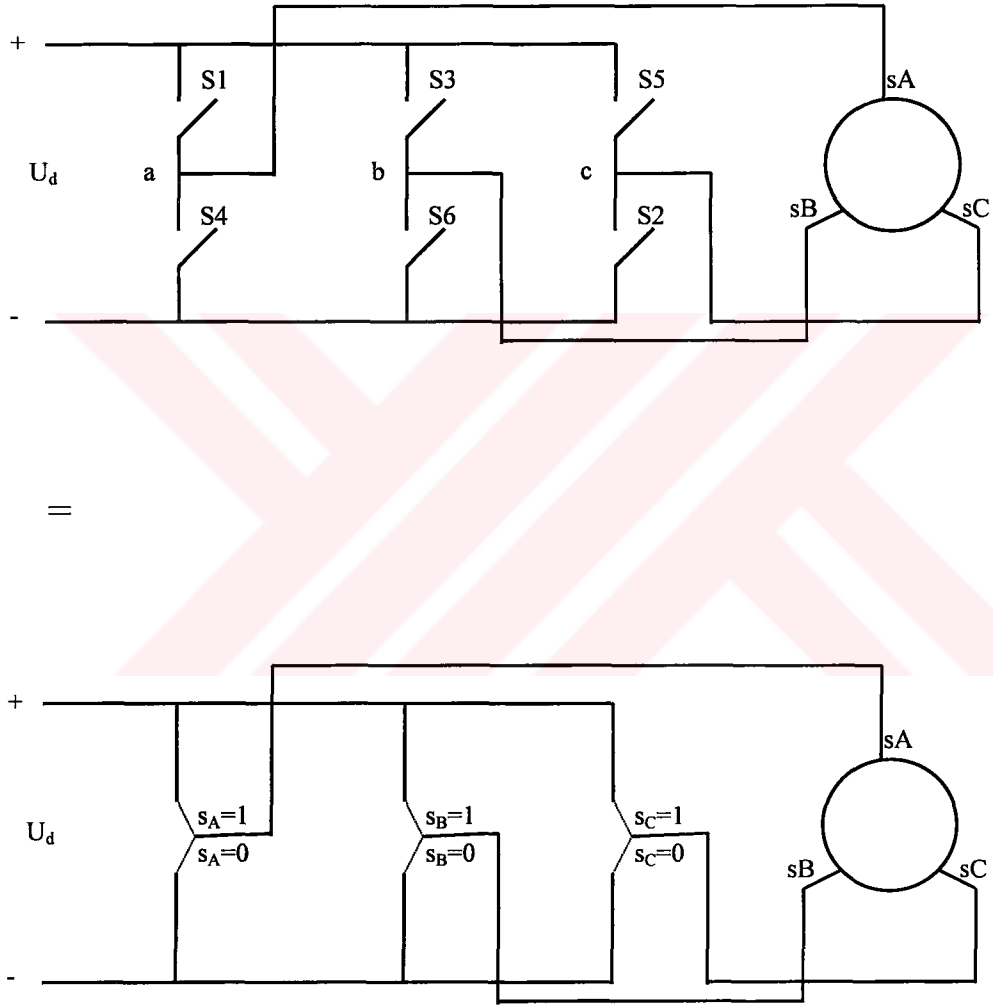
detaylı incelenecektir. Çok küçük Δt zaman aralığında stator akısının zamana göre türevi $d\psi_s/dt=u_s$ yeniden düzenlenirse $\Delta\psi_s=u_s\Delta t$ şeklinde tanımlanır. Bu yüzden stator halkalanma akısı uzay vektörü, stator gerilimi uzay vektörünün (dc ara devre gerilimine bağımlı) genliği ile orantılı olarak belli bir hızla stator gerilimi uzay vektörünün doğrultusunda $\Delta\psi_s$ kadar değişir. Adım adım uygun stator gerilim vektörünü seçerek, stator akısının istenen yolla değişmesi mümkün hale gelir.

Moment ve akının ayrıklaştırılmış kontrolü stator halkalanma akısı uzay vektörü bileşenlerinin etkileriyle gerçekleştirilir. Bu iki bileşen doğrudan stator gerilim vektörünün aynı yöndeki bileşenlerine bağlıdır (stator dirençlerindeki gerilim düşümü ihmal edilmiştir). Bu yüzden bunlar evirici anahtarının uygun bir şekilde ateşlenmesiyle kontrol edilebilirler. Şunu vurgulamak gerekir ki momentin üretilmesinde γ açısı büyük bir rol oynamaktadır. Başka bir deyişle, stator ve rotor halkalanma akıları uzay vektörlerinin göreceli konumları elektromagnetik momenti tanımlar. Rotor halkalanma akısındaki değişimin ihmal edilebilecek kadar küçük olduğu kabul edilerek, stator halkalanma akısı uzay vektörünün rotor halkalanma akısından uzaklaşmasına neden olan stator gerilim vektörü kontrol edildiğinde, artan γ açısıyla elektriksel moment değeri de artacaktır. Bununla birlikte, eğer stator halkalanma akısı uzay vektörünün dönmesini durduracak bir gerilim vektörü (sıfır-gerilim uzay vektörü) uygulanırsa, rotor halkalanma akısı uzay vektörü hala döndüğü için γ açısı azalacaktır. Bu yüzden elektriksel moment azalacaktır. Eğer sıfır gerilim uzay vektörünün süresi yeterince uzun ise, stator halkalanma akısı uzay vektörü hareket etmediği için (normalde stator dirençlerindeki kayıplar yüzünden belirgin bir şekilde hareket eder) rotor halkalanma akısı uzay vektörü stator halkalanma akısı uzay vektörünü yakalayıp geçeceğinden γ açısı işaret değiştirir. γ Açısı işaret değiştirdiği için elektriksel momentin yönü değişecektir.

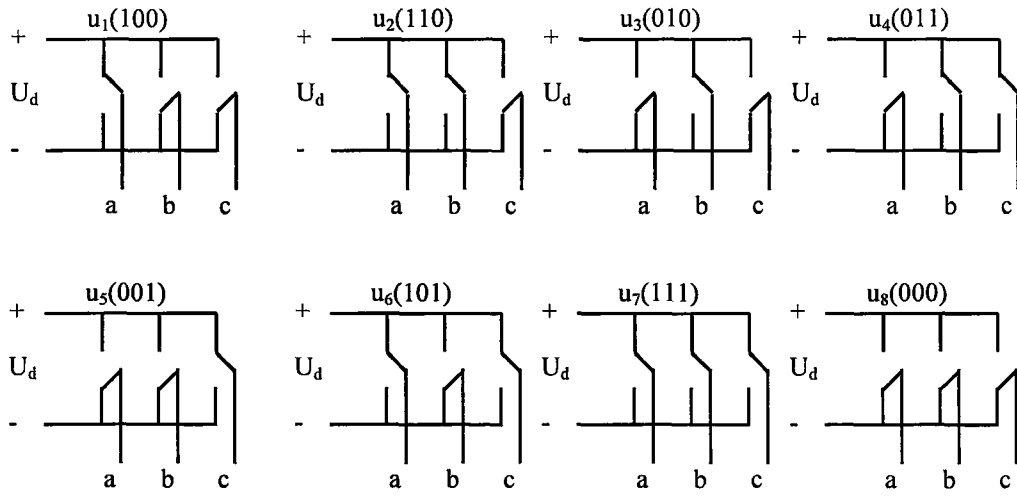
Şekil 4.3(a)'da gösterilen altı darbeli bir gerilim kaynaklı evirici düşünülürse; altı adet sıfırdan farklı aktif anahtarlama gerilim uzay vektörü ($u_1, u_2, \dots, u_6$) ve iki adet sıfır gerilim vektörü (u_7, u_8) tanımlanabilir. Şekil 4.3(b) ve (c)'de toplam sekiz adet anahtarlama konumu ve bunlara ait gerilim vektörleri gösterilmiştir. Altı adet aktif evirici anahtarlama uzay vektörü şu şekilde tanımlanır.

$$u_s = u_k = 2/3 U_d e^{j[(k-1)\pi/3]} \quad k=1, 2, \dots, 6 \quad (4.4)$$

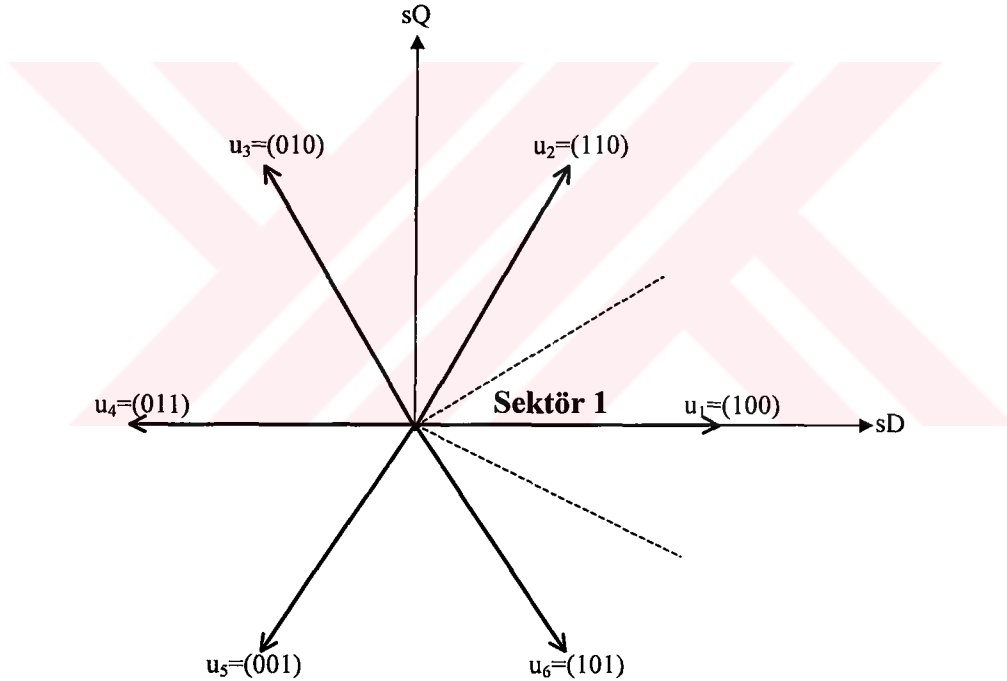
Burada U_d dc ara devre gerilimidir. Bununla birlikte $k=7,8$ için $u_k=0$ 'dır. İki sıfır anahtarlama konumu için stator sargıları kısa devre durumdadır $u_s=u_k=0$. Öyleyse yukarıda bahsedilen anahtarlama vektörlerinin tanımından ve $u_s=u_{sD}+ju_{sQ}$ sebebiyle, u_1 vektörü stator sabit eksen takımının reel eksen sD üzerine yerleştirilir. Bu gösterim Avrupa'da gösterilir. Amerika'da ise u_1 vektörü sQ eksenine yerleştirilir. Bunun anlamı; bütün vektörler 90° ötelenerek tanımlanmıştır.



(a) PWM gerilim kaynaklı evirici



(b) anahtarlama konumları



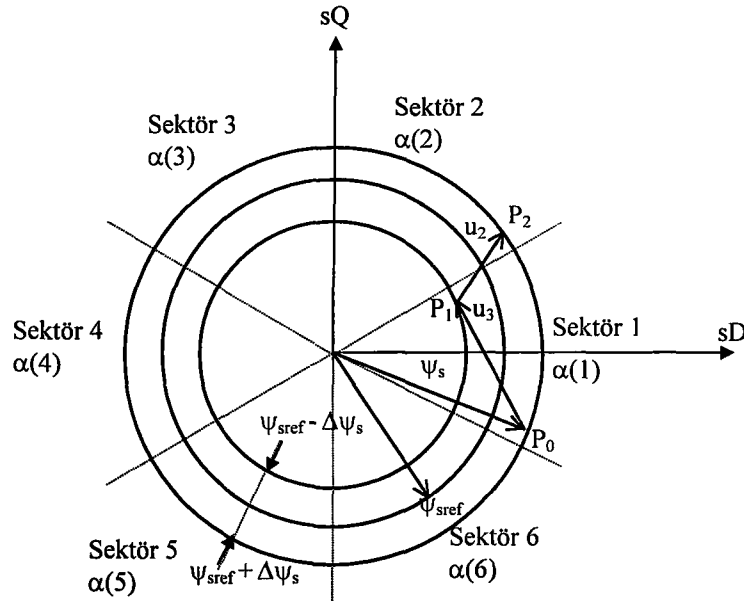
(c) anahtarlama gerilim uzay vektörleri

Şekil 4.3 PWM gerilim kaynaklı evirici, sekiz anahtarlama konumu ve anahtarlama vektörleri

$\Delta\psi_s = u_s \Delta t$ Olduğundan, stator halkalanma akısı uzay vektörü, sıfır olmayan (aktif) anahtarlama vektörleri uygulandığında hızlı hareket edecektir. Sıfır anahtarlama gerilim vektörü için stator halkalanma akısı uzay vektörü duracaktır (normalde stator dirençlerindeki kayıplar nedeniyle çok yavaşça hareket edecektir). Altı darbeli gerilim kaynaklı bir evirici için, stator halkalanma akısı altı adet anahtarlama

vektörüne bağlı olarak bir altıgen yol boyunca sabit lineer bir hızda hareket eder. Bir sinüzoidal PWM darbe genişlik modülasyonu (stator halkalanma akısı değişimini sinüzoidal yapacak anahtar konumları seçilir) için, sıfır ve aktif anahtarlama vektörleri uygun sıralanarak gerekli stator halkalanma akısı oluşturulur.

Doğrudan moment kontrolü yöntemini kullanan sürücülerde, anahtarlama vektörleri her örnekleme periyodunda elektriksel momenti ve stator halkalanma akısı hatasının arzu edilen histeresiz band sınırları içinde kalmasını sağlayacak şekilde seçilirler. Bu histeresiz band genişliğinin sırasıyla $2\Delta t_e$ ve $2\Delta\psi_s$ olduğu kabul edilir (burada 2 çarpanı şu nedenle gözükmemektedir; örneğin stator halkalanma akısı için histeresiz bandının üst sınırı ve alt sınırı, referans değerden $\Delta\psi_s$ kadar ötede olduğundan histeresiz band genişliği $2\Delta\psi_s$ kadardır). Eğer stator halkalanma akısı k 'nci sektörde bulunuyor ise, burada $k=1,2,...,6$ değerlerinden bir tanesidir, bu durumda, stator halkalanma akısı vektörünün genliği u_k , u_{k+1} ve u_{k-1} anahtarlama vektörlerinden bir tanesiyle artırılabilir. Aynı şekilde u_{k+2} , u_{k-2} ve u_{k+3} anahtarlama vektörleri ile de genliği azaltılabilir. Açıkça görülüyor ki seçilen anahtarlama gerilim vektörleri elektriksel moment değerini etkiler. Sıfır anahtarlama vektörü seçildiğinde stator halkalanma akısı uzay vektörünün hızı sıfıra eşit olur, sıfır ve aktif gerilim vektörleri arasındaki uygulanma oranını ayarlayarak bu hızı değiştirebiliriz. Şunu belirtmek gerekir ki sıfır konum sırasında elektriksel moment salınımı bu konumdan doğrudan etkilenir.

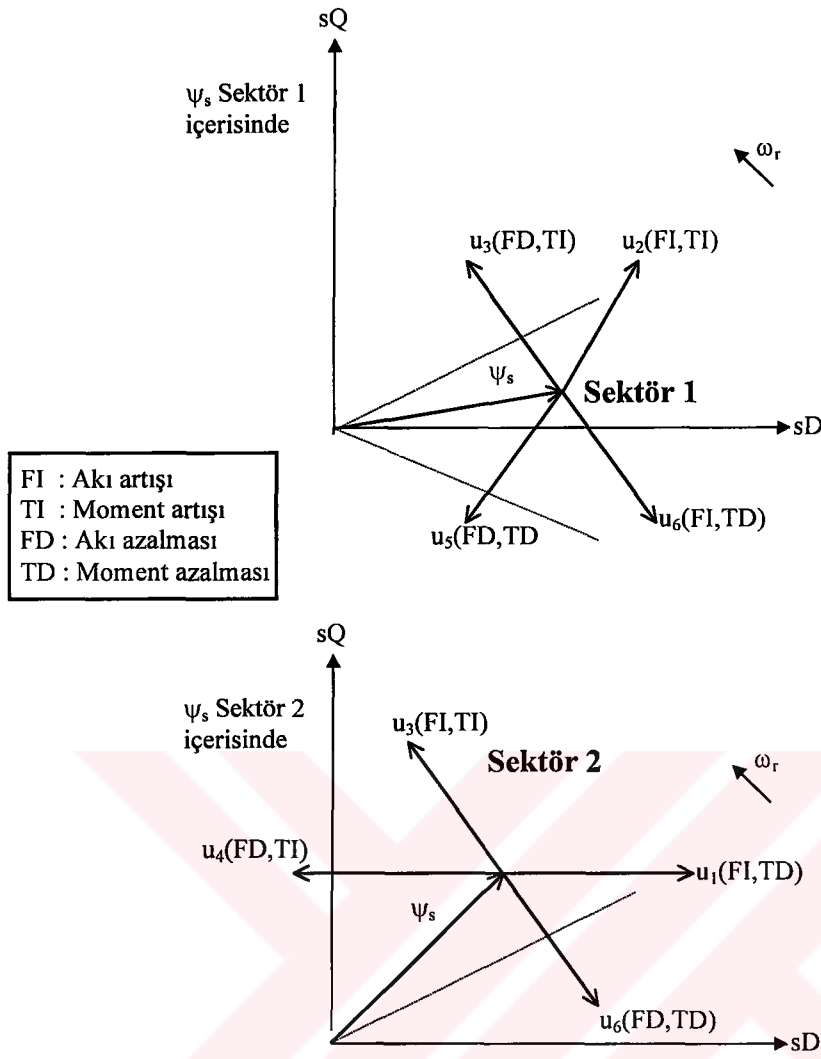


Şekil 4.4 Stator halkalanma akısı uzay vektörünün kontrolü

Yukarıda da belirtildiği gibi, stator halkalanma akısı uzay vektörü temelde stator gerilim uzay vektörüne bağlıdır ve gerilim uzay vektörü uygulandığı sürece bu vektörün doğrultusunda hareket eder. Bu yüzden, eğer stator halkalanma akısı uzay vektörünün genliği düşürülmek isteniyorsa, makine rotorunun merkezine doğru yönelmiş anahtarlar gerilimin vektörü uygulanarak genlikteki değişim kontrol edilir. aynı şekilde bu genliği artırmak içinde makine rotorunun merkezinden dışa doğru yönelmiş anahtarlar gerilim vektörü uygulanarak stator halkalanma akısı uzay vektörünün genliğindeki değişim kontrol edilir. Bu durum Şekil 4.4’de tasvir edilmiştir. Burada $|\psi_{sref}|$ stator halkalanma akısı uzay vektörünün referans değeridir. stator halkalanma akısı uzay vektörünün genliğinin ($|\psi_s|$) iki çemberle tanımlandığı histeresiz bandı içerisinde tutulması bir başarı sayılmaktadır. Stator halkalanma akısı uzay vektörünün geometrik konumu bir kaç sektöre bölünür. Altı darbeleri evirici sebebiyle gerekli minimum sektör sayısı altıdır. Bu altı sektör Şekil 4.4’de gösterilmiştir. Başlangıçta stator halkalanma akısı uzay vektörünün pozisyonu P_0 ’da kabul edilmiştir. Bu yüzden Sektör-1 içerisinde. Stator halkalanma akısı uzay vektörünün dönüş yönü saat yönünün tersi kabul edilirse, şekilden şu anlaşıyor ki P_0 konumunda bulunan stator halkalanma akısı uzay vektörü akı üst sınırında ($|\psi_{sref}| + \Delta\psi_s$) bulunmaktadır ve uygun anahtarlar gerilim vektörü uygulanarak bu değer düşürülmelidir. Stator halkalanma akısı uzay vektörünün genliğini azaltmak için geometrik konumuna ve dönüş yönüne göre bu şekil için u_3 anahtarlar gerilim vektörü uygulanmalıdır. Şekilden de görüldüğü gibi u_3 anahtarlar gerilim vektörü uygulandığında stator halkalanma akısı uzay vektörü P_0 noktasından Sektör 1 içerisindeki P_1 noktasına ulaşır. Yukarıda da belirtildiği gibi evirici altı darbeleri olduğu için 60° genişlikli altı adet sektör bulunmaktadır. P_1 Noktasına ulaşan stator halkalanma akısı uzay vektörü alt sınırda bulunmaktadır. Diğer taraftan stator halkalanma akısı uzay vektörü saat yönünde hareket etseydi, başlangıçta P_0 noktasında bulunan bu vektörün genliğini düşürmek için u_5 anahtarlar gerilim vektörünün uygulanması gerekirdi. Uygulanması gereken gerilim vektörleri, stator halkalanma akısı uzay vektörünün histeresiz bandı içerisinde kalmasını sağlayacak şekilde, stator halkalanma akısı uzay vektörünün bulunduğu sektör, sektördeki konumu ve dönüş yönü göz önünde tutularak seçilirler. P_1 Noktasında akı alt sınırında bulunan ve saat yönü tersinde hareket eden stator halkalanma akısı uzay vektörünün genliğini artırmak için u_2 anahtarlar gerilim vektörünü uygulamak

uygun olacaktır. Stator halkalanma akısı uzay vektörü P1 noktasından P2 noktasına ulaşacaktır. Şekilden de görüldüğü gibi P2 noktası Sektör 2 içerisinde bulunmaktadır. Aynı şekilde, bu örnek için P₁ noktasında bulunan stator halkalanma akısı uzay vektörünün dönüş yönü saat yönünde olsaydı stator halkalanma akısı uzay vektörünü histeresiz bandı içerisinde tutmak için u₆ anahtarlama gerilim vektörünü uygulamak zorundaydık. Olaya başka açıdan bakacak olursak; bu örnek için Sektör 1'de P₁ noktasında bulunan stator halkalanma akısı uzay vektörünü saat yönünün tersinde döndürmek için u₂ anahtarlama gerilim vektörünün, aksine saat yönünde döndürmek için ise u₆ anahtarlama gerilim vektörünün uygulanması gerekmektedir. Eğer her iki yönde de dönmeyip durması gerekiyorsa sıfır anahtarlama (u₇ veya u₈) gerilim vektörünün uygulanması gerekmektedir. Bununla birlikte, bu örnekte ilk uygulanan anahtarlama gerilim vektörü u₃=u₃(010) için açıklanacak olursa, eviricide bulunan birinci anahtar (aşağı) negatif dc hatta, ikinci anahtar (yukarı) pozitif dc hatta ve üçüncü anahtar (aşağı) negatif dc hatta bağlanmıştır. Anahtarlama (ateşleme) sayısını azaltmak için örneğin u₂(110) konumu için sadece birinci anahtar konum değiştirir (0 konumdan 1 konumuna) tam tersi olarak u₇(111) konumuna geçiş için ise birinci ve üçüncü anahtarların konumu değiştirilir (0 konumundan 1 konumuna). Eğer stator halkalanma akısı uzay vektörü P₂ noktasında akı üst sınırına ($|\psi_{sref}| + \Delta\psi_s$) ulaşırsa, saat yönünün tersinde dönüşte, akının genliğini azaltmak için, bu örnekte en uygun ve en hızlı değişimi sağlayan u₄ anahtarlama gerilim vektörünün uygulanması gereklidir. Bu gerilim uygulandığında görülecektir ki stator halkalanma akısı uzay vektörü Sektör 2 içerisinde P₃ noktasına hızla yönelecektir. Dönüş yönü (pozitif) saat yönünde olsaydı P₂ noktasında bulunan stator halkalanma akısı uzay vektörünün genliğini azaltmak için en uygun anahtarlama vektörü u₆ olacaktı.

Yukarıda tartışıldığı gibi, elektromagnetik momentin değişmesinin gerekmediği (elektromagnetik momentin gerçek değerinin referans değerine eşit olduğu) durum için stator halkalanma akısı uzay vektörünün dönüşü durdurulur. Bununla birlikte, elektriksel momentin saat yönünde veya saat yönünün ters yönünde değişmesi gerektiğinde stator halkalanma akısı uzay vektörünün uygun yönde döndürülmesi gerekmektedir. Örneğin; elektriksel moment miktarını arttırmak gerekliyse, stator halkalanma akısı uzay vektörü Sektör 1 içerisinde P₁ noktasında halkalanma akı değerinin artırılmasının zorunlu olduğu durumda ve akının saat tersi yönünde döndürülmesi gerekli ise, u₂ anahtarlama gerilim vektörü uygulanarak stator



Şekil 4.5 Stator halkalanma akısı uzay vektörünün değişik konumları

halkalanma akısı uzay vektörünün değeri ve elektriksel moment değeri artırılır. Diğer taraftan eğer stator halkalanma akısı uzay vektörü Sektör 1 içerisinde fakat elektriksel moment değeri azaltılıp, halkalanma akısı arttırılmak zorunda ise, u_6 anahtarlama gerilim vektörü uygulanarak sonuca ulaşılır. Bu durumda u_6 vektörü stator halkalanma akısı uzay vektörünü saat yönünde hareket ettirir (negatif moment için dönüş yönü) ve halkalanma akısı değerinin artmasını sağlar. Eğer stator halkalanma akısı uzay vektörü Sektör 2 içerisinde ve momentin artması istenirken stator halkalanma akısı değerinin azalması gerekiyor ise, u_4 anahtarlama gerilim vektörünün uygulanması zorunludur. Şekil 4.5’de stator halkalanma akısı uzay vektörünün altı farklı sektörden birinde bulunulması durumunda akı ve momentin ayrı ayrı artırılması veya azaltılmasını gerektiği durumlar için hangi anahtarlama

gerilim vektörünün seçilmesi gerektiğini açıklamaktadır. Bu örnekten şunu görmek mümkün; genelde, moment artışı isteniyorsa dönüş yönünde anahtarlama gerilim vektörünün uygulanması, aksi durum için moment azalması isteniyorsa dönüş yönünün tersi yönünde anahtarlama gerilim vektörünün uygulanması gerekmektedir. Eğer momentin değişmemesi isteniyorsa sıfır (u_7 veya u_8) gerilim vektöründen bir tanesinin uygulanması gerekmektedir. Bu sayede evirici anahtarları minimum sayıda ateşlenir. Bundan şu anlaşıyor ki stator gerilimi uzay vektörünün açısı dolaylı olarak akı vektörünün genliği ve moment ile kontrol edilir. Moment artışı açının artışına neden olur.

4.2.2. Öngürsüz optimum anahtarlama vektör seçimi

Önceki bölümde elde edilen sonuçlardan oluşturulan ve optimum anahtarlama vektör seçim tablosu olarak adlandırılan tablo Tablo 4.1.' de oluşturulmuştur. Bu tablo stator halkalanma akısı uzay vektörünün her türlü konumu için anahtarlama vektörlerinin optimum seçimini tanımlamakta [Şekil 4.4'de belirtilen altı sektörlü durum için Sektör-1 $\alpha(1)$, Sektör-2 $\alpha(2)$,....., Sektör-6 $\alpha(6)$] ve arzu edilen kontrol girişlerini (stator halkalanma akısı uzay vektörünün genliğinin referans değeri ile momentin referans değeri) tanımlamaktadır. Eğer stator akısında artış gerekli ise $d\psi=1$, azalma gerekli ise $d\psi=0$ 'dır. İki seviyeli akı histeresiz karşılaştırıcısının dijital işaret çıkışı, $d\psi_s$ 'e bağlı olarak aşağıdaki gibidir.

$$d\psi=1 \text{ eğer } |\psi_s| \leq |\psi_{sref}| - |\psi_s| \quad \text{alt sınır}$$

$$d\psi=0 \text{ eğer } |\psi_s| \geq |\psi_{sref}| + |\Delta\psi_s| \quad \text{üst sınır}$$

Eğer moment artışı gerekli ise $dt_e=1$, azalma gerekli ise $dt_e=-1$ veya değişim istenmiyorsa $dt_e=0$ 'dır. Üç seviyeli moment histeresiz karşılaştırıcısının dijital işaret çıkışı dt_e 'ye bağlı olarak aşağıdaki gibidir,

saat yönünün tersi yönünde (ileri yönde) dönüş için;

$$dt_e=1 \text{ eğer } |t_e| \leq |t_{eref}| - |\Delta t_e| \quad \text{alt sınır}$$

$$dt_e=0 \text{ eğer } t_e \geq t_{eref}$$

saat yönünde (ters yönde) dönüş için;

$$dt_e = -1 \text{ eğer } |t_e| \geq |t_{\text{ref}}| + |\Delta t_e| \quad \text{üst sınır}$$

$$dt_e = 0 \text{ eğer } t_e \leq t_{\text{ref}}$$

Histeresiz band genişliği seçiminin önemli etkileri vardır. Çok küçük band genişliği kontrol kayıplarını etkiler. Sıfır konum süresi doğrudan moment dalgalanmalarını etkiler.

Tablo 4.1. Optimum anahtarlama gerilim vektörü belirleme tablosu

$d\psi$	dt_e	$\alpha(1)$ sektör 1	$\alpha(2)$ sektör 2	$\alpha(3)$ sektör 3	$\alpha(4)$ sektör 4	$\alpha(5)$ sektör 5	$\alpha(6)$ sektör 6
1	1	u_2	u_3	u_4	u_5	u_6	u_1
	0	u_7	u_8	u_7	u_8	u_7	u_8
	-1	u_6	u_1	u_2	u_3	u_4	u_5
0	1	u_3	u_4	u_5	u_6	u_1	u_2
	0	u_8	u_7	u_8	u_7	u_8	u_7
	-1	u_5	u_6	u_1	u_2	u_3	u_4

Aktif (sıfır olmayan) anahtarlama vektörleri: $u_1(100)$; $u_2(110)$; $u_3(010)$; $u_4(011)$; $u_5(001)$; $u_6(101)$
sıfır anahtarlama vektörleri: $u_7(111)$; $u_8(000)$

Stator halkalanma akısı uzay vektörünün hangi sektörde bulunduğunun bilinmesi gerektiğinden optimum anahtarlama tablosu halkalanma akısının konum bilgisini gerektirir. Bu amaçla, $\alpha(1)$, $\alpha(2)$,....., $\alpha(6)$ açıları gereklidir. $\psi_s = |\psi_s| e^{j\rho_s}$ olduğundan stator akısının açısı ρ_s , stator sabit eksen takımına göre tahmin edilmiş stator halkalanma akısı uzay vektörünün bileşenleri (ψ_{sD}, ψ_{sQ}) kullanılarak tanımlanabilir.

$$\rho_s = \tan^{-1}(\psi_{sQ} / \psi_{sD}) \quad (4.5)$$

başka bir şekliyle

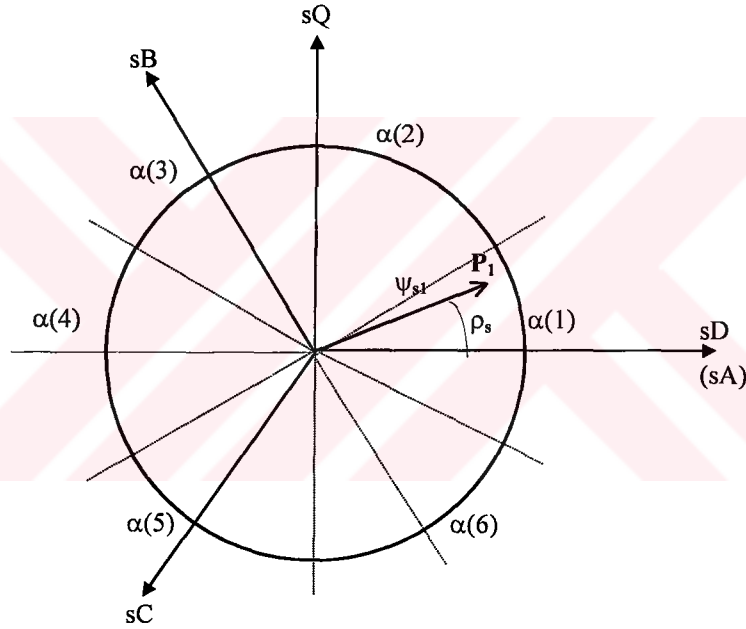
$$\rho_s = \cos^{-1}(\psi_{sD} / |\psi_s|) \quad (4.6)$$

kullanılabilir. Burada $|\psi_s| = (\psi_{sQ}^2 + \psi_{sD}^2)^{1/2}$ olduğundan,

$$\rho_s = \sin^{-1}(\psi_{sQ} / |\psi_s|) \quad (4.7)$$

kullanılabilir. Daha sonra $\alpha(1)$, $\alpha(2)$,....., $\alpha(6)$ açılarının tanımlanmasında ρ_s açısı kullanılabilir. Bununla birlikte, sektör numarası bilgisini belirlemek için stator

halkalanma akısı uzay vektörünün konumunu tanımlayan trigonometrik fonksiyonların kullanımı tek yöntem değildir. Bu bilgi sadece stator akısının bazı bileşenlerinin işaretleri göz önünde tutularak ve karşılaştırmaların kullanılmasıyla da elde edilebilir. Bu amaçla şöyle düşünülmelidir; örneğin Sektör-1 içerisinde, $\psi_{sD} > 0$ fakat ψ_{sQ} hem negatif hem de pozitif değer alabilir. ψ_{sQ} Bileşeninin işareti stator halkalanma akısı uzay vektörünün Sektör-1'deki konumu ile ilgili kullanışlı bir bilgi vermemektedir. ψ_{sQ} bileşeni yerine stator sB fazına ait halkalanma akısı ψ_{sB} değerini kullanmak mümkündür. Şekil 4.6'dan da görüldüğü gibi, eğer ψ_s P_1 noktasında Sektör 1'de ise $\psi_{sB} < 0$ 'dır. Benzer şekilde, eğer ψ_s Sektör-2'de ise $\psi_{sD} > 0$ ve $\psi_{sQ} > 0$ 'dır. Sonuçlar Tablo 4.2'de özetlenmiştir.



Şekil 4.6 Stator halkalanma akısı uzay vektörünün diğer bileşenlerle ilişkisi

Tablo 4.2. Stator halkalanma akısı uzay vektörünün seçilmesi

Akı işaretleri	Sektörler	α(1) sektör 1	α(2) sektör 2	α(3) sektör 3	α(4) sektör 4	α(5) sektör 5	α(6) sektör 6
ψ_{sD} 'nin işareti		+	+	-	-	-	+
ψ_{sQ} 'nin işareti		(nu; - +)	+	+	(nu; - +)	-	-
$\psi_{sB} = [\sqrt{3}\psi_{sD} - \psi_{sQ}]$ işareti		-	+	+	+	-	-
nu; kullanılmıyor							

ψ_{sQ} bileşeni Sektör 1 ve Sektör 4'de kullanışlı bir bilgi verememektedir. Çünkü bu iki sektörde hem negatif hem de pozitif değer alabilmektedir. Çok basit bir fiziksel

çizime uygun olarak oluşturulan Tablo 4.2.'den şunlar görülebilir; ψ_{sD} bileşeni üç sektörde (1,2,6) pozitif işaretli ve diğer üç sektörde de (3,4,5) negatif işaretlidir. Benzer şekilde ψ_{sB} bileşeni 2, 3, ve 4 numaralı sektörlerde pozitif işaretli, 1, 2, ve 6 numaralı sektörlerde negatif işaretlidir.

Başkaca teknikler kullanarak, ψ_{sD} ve ψ_{sQ} bileşenlerinin açılarının belirlendiği uygun sektörlerin tanımlanması için ρ_s açısının (4.5) , (4.6) veya (4.7) denklemlerini kullanarak hesaplanmasına gerek kalmaz. Bu denklemler stator halkalanma akısının yer aldığı iki bileşenli eksen takımlarına uygun bilgi verir (bu eksen takımlarında her biri 90° ölçekli dört adet bölge bulunur. Birinci bölge sD ekseninden başlayıp sQ eksenine kadar, ikinci bölge SQ ekseninden negatif sD eksenine kadar uzanır v.b.). Her bölgede bir adet tam ve bir adet yarım sektör bulunduğundan her bölümde iki farklı sektör görülmektedir. Fakat, ψ_s stator akısının yerleştiği özel bir sektör, ψ_{sQ}/ψ_{sD} oranını kullanarak oluşturulabilir. Bununla birlikte, hesaplama zahmetini minimum yapan başka tekniklerde kullanılabilir.

Makine hızının düşük olduğu zamanlarda, Tablo 4.1.'de gösterilen anahtarlama vektörlerinin uygulanması mükemmel sonuçlar verir. Bununla birlikte, çok düşük hızlarda akı kontrolü yapılamaya bilir. Örneğin makinenin kalkışında, problemler olabilir. Bu durumda, $t=0$ anında sabit bir stator halkalanma akısının referans değeri ve $t>t_1$ anında basamak moment referans değeri uygulansa da, stator halkalanma akısı uzay vektörünün gerçek değeri $t=t_1$ anına kadar ve bu andan sonra sıfıra eşit olacak, referans değerine ulaşmayıp sürekli değişecektir. Bu yüzden, sabit stator referans değerine bağlı olarak dairesel bir yol izlemesi gereken stator halkalanma akısı uzay vektörü dairesel bir yol izlemeyip altı kenarlı simetrik bir geometrik yol izleyecektir (simetrik bir altıgen değil). Bir turun 1/6 süresince stator halkalanma akısı uzay vektörünün genliği değişir (köşe noktalarda maksimumdur, daha sonra giderek azalır ve tekrar bir sonraki köşe noktada maksimum değerine ulaşır). Bu problemin sebebi; düşük hız bölgesinde anahtarlama gerilim vektörlerinin uygun olmayan kullanımıyla alakalıdır.

Geliştirilmiş doğrudan moment kontrolü şemaları, geliştirilmiş anahtar vektör seçim şemaları ve öngörülü anahtarlama vektör seçim şemaları daha sonraki bölümlerde incelenecektir.

4.2.3. Stator halkalanma akısı tahmininin temelleri; tahmin problemleri

Doğrudan moment kontrol yöntemini kullanan asenkron motor sürücülerinde stator halkalanma akısı bileşenlerinin tahmin edilmesinin iki sebebi vardır; Birincisi, bir önceki bölümde incelenen optimum anahtarlama vektör seçim tablosunun oluşturulması için bu bileşenlere ihtiyaç vardır. İkincisi, elektromagnetik momentin tahmini için bu bileşenler gereklidir. Genelde, stator sabit eksen takımında tanımlanmış olan stator gerilim vektörü bileşenlerini kullanılarak doğrudan belirlenirler.

$$\psi_{sD} = \int (u_{sD} - R_s i_{sD}) dt \quad (4.8)$$

$$\psi_{sQ} = \int (u_{sQ} - R_s i_{sQ}) dt \quad (4.9)$$

aşağıda görüldüğü gibi,

$$\psi_{sB} = (\sqrt{3}\psi_{sQ} - \psi_{sD})/2 \quad (4.10)$$

gücün değişken olmadığı durum için,

$$\psi_s = 2/3(\psi_{sA} + a\psi_{sB} + a^2\psi_{sC}) = \psi_{sD} + j\psi_{sQ}$$

$$\psi_{sD} = \psi_{sA} = \int (u_{sD} - R_s i_{sD}) dt$$

burada, $u_{sD}=u_{sA}$ ve $i_{sD}=i_{sA}$

$$\psi_{sQ} = (\psi_{sB} - \psi_{sC})/\sqrt{3} = \int (u_{sQ} - R_s i_{sQ}) dt$$

Burada $u_{sQ} = (u_{sB} - u_{sC})/\sqrt{3}$ ve $i_{sQ} = (i_{sB} - i_{sC})/\sqrt{3}$. Bununla birlikte, $\psi_{sC} = -(\psi_{sA} + \psi_{sB})$ olduğundan $\psi_{sB} = (\sqrt{3}\psi_{sQ} - \psi_{sD})/2$ (4.6-10) denklemindeki gibi elde edilir. Üç adet stator gerilim sensörüne veya üç adet stator akım sensörüne ihtiyaç yoktur. Çünkü $u_{sA}+u_{sB}+u_{sC}=0$ ve $i_{sA}+i_{sB}+i_{sC}=0$ kabul edilmiştir. u_{sD} ve u_{sQ} sadece iki stator faz arası gerilimi (örneğin u_{BA} , u_{AC}) ve i_{sD} , i_{sQ} sadece iki stator akımı (örneğin i_{sA} , i_{sB}) izlenerek elde edilir. Bu yüzden,

$$u_{sD} = (u_{BA} - u_{AC})/3 \quad u_{sQ} = (u_{AC} - u_{BA})/\sqrt{3} \quad i_{sD} = i_{sA} \quad i_{sQ} = (i_{sA} - 2i_{sB})/\sqrt{3}$$

(4.8) ve (4.9) denklemlerini kullanan DTC sürücü performansı çok büyük şekilde stator halkalanma akısı bileşenlerinin tahmin doğruluğuna, dolayısıyla izlenen gerilim ve akımların ve uygulanan integrasyon tekniğinin doğruluğuna bağlıdır. Bununla birlikte aşağıda belirtilen sebeplerden dolayı stator gerilim ve akımlarının izlenmesinde hatalar oluşur: sensör kullanımından dolayı ölçülen değerlerde faz kayması, ölçüm sistemindeki dönüşüm faktörleri, kazanç ve dengeleme genlik hataları, dijital sistemde ölçekleme hataları v.b. hatalar. Bunlardan başka stator sargı direncinin gerçek değeri kullanılmak zorundadır. Doğru akı tahmini için, stator sargı direncinin sıcaklıkla değişimi de göz önünde bulundurulmalıdır. Düşük frekans düzeylerinde bu problem daha etkin hale gelmektedir. Burada stator gerilimi çok düşük hale gelir ve dirençlerdeki gerilim düşümü bu düşük gerilime göre daha etkin duruma geçer (stator geriliminin büyük bir bölümü direnç üzerinde kayba dönüşür). Düşük frekans düzeyinde eviricideki gerilim düşümü de düşünülmelidir. Bu, ölçülen faz gerilim ve akımlarını kullanarak açık çevrim akı tahmini yapılan diğer ac makine sürücülerinin temel problemidir.

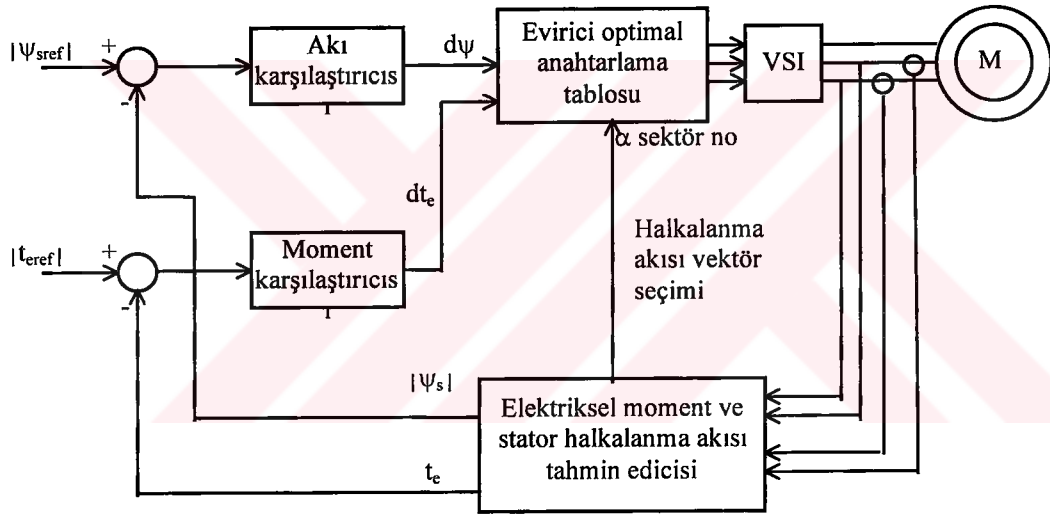
Yığın geniş akı konum hatasına sebep olduğundan, yığın kompanzasyonu, integrasyon uygulamalarında önemli bir faktördür. Analog uygulamalarda, yığın kaynakları Analog integrasyonun termal yığındır. Bununla birlikte, geçici değişimlerin sonrasında oluşan dc bileşenler geçici dengelemeyi artırır. DTC yöntemini kullanan asenkron motor sürücülerinde açık çevrim hız tahmini yapılıyorsa, halkalanma akısı uzay vektörünün konumu kullanılarak hız belirlenir. Bu yüzden, halkalanma akısı uzay vektöründeki bir yığılma yanlış ve dalgali hız değerinin belirlenmesine neden olur. Açık çevrim akı tahmini 1-2 Hz frekansına kadar doğru yapılabilir. Bu değerin altında özel teknikler kullanılmadan doğru tahmin yapılamaz.

4.2.4. Stator akısı temelli DTC yöntemini kullanan asenkron motor sürücüler

4.2.4.1. Temel DTC şeması

Şekil 4.7 Gerilim kaynaklı evirici (VSI) gibi çalışan, DTC yöntemini kullanan asenkron motor sürücüsünü basit bir şemasını göstermektedir. Bu şemada kontrol edilen akı stator akısıdır. Bu yüzden, stator akısı temelli doğrudan moment kontrollu asenkron motor sürücüsü incelenecektir.

Şekil 4.7’de gerilim kaynaklı, altı darbeli bir eviriciden beslenen, stator akısı temel alınmış, doğrudan moment kontrolü yapılan, asenkron motorun sürücüsü gösterilmektedir. Yukarıda tartışıldığı gibi, doğrudan moment kontrolü, optimum evirici anahtarlama modlarına bağlı olan stator akısı ve momentin ayrı ayrı kontrol edilmesini gerektirir. Optimum anahtarlama tablosu Bölüm 4.2.2’de bulunan Tablo 4.1.’de gösterilmişti. Şekil 4.7’de stator halkalanma akısı uzay vektörü genliğinin referans değeri $|\psi_{sref}|$ gerçek değeri $|\psi_s|$ ile karşılaştırılır. Oluşan hata iki seviyeli stator akısı histeresiz karşılaştırıcısını besler. Benzer şekilde, elektromagnetik momentin referans değeri t_{eref} ile gerçek değeri t_e birbirleri ile karşılaştırılır. Oluşan hata üç seviyeli moment histeresiz karşılaştırıcısını besler. Akı ve moment karşılaştırıcılarının çıkışı sırayla $d\psi$ ve dt_e , stator halkalanma akısı uzay vektörünün konumunu belirlemede kullanılan optimum anahtarlama tablosunda kullanılır.



Şekil 4.7 Gerilim kaynaklı eviricili DTC yöntemi kullanan asenkron motor sürücü şeması

Şekil 4.7’de stator akısı ve elektromagnetik moment genişlikleri sırayla $2\Delta\psi_s$ ve $2\Delta t_e$ olan kendilerine ait histeresiz bandları içerisinde sınırlandırılırlar. Akı histeresiz bandı genelde düşük dereceli harmoniklerden oluşan stator akımı bozulmalarını etkiler. Moment histeresiz bandı ise anahtarlama (ateşleme) frekansını dolayısıyla anahtarlama kayıplarını etkiler. Doğrudan moment kontrol şeması halkalanma akısı ve elektromagnetik moment tahmin edicilerinin var olmasını gerektirir. Stator halkalanma akısı bileşenleri (4.8) ve (4.9) denklemlerinde gösterilen dirençler üzerindeki kayıplar nedeniyle değeri düşen uygun, uç gerilimlerinin integrasyonu ile oluşturulur. Fakat düşük frekanslarda stator direncinin değişimi, integratör yığını ve

parazitler sebebiyle büyük hatalar oluşur. Bununla birlikte, stator gerilimlerini izlemeye gerek yoktur. Çünkü, stator gerilimleri, evirici anahtarlama modlarına bağlı olarak ve ara devre dc geriliminin izlenmesiyle oluşturulmuştur. Elektromagnetik moment (4.1) denklemini kullanarak tahmin edilir; bu yüzden,

$$t_e = 3/2P(\psi_{sD}i_{sQ} - \psi_{sQ}i_{sD}) \quad (4.11)$$

Kapalı çevrim hız kontrolü bir hız kontrolörü (örneğin bir PI kontrolör veya bir (fuzzy-logic) bulanık-mantıklı kontrolör vb.) kullanılarak oluşturulur. Bu kontrolörün çıkışları moment referansı, girişleri ise hızın referans değeri ile gerçek değeri arasındaki farktır.

4.2.4.2. Stator akısı ve moment sıçramalarının azaltılması

Doğrudan moment kontrol yöntemini kullanan asenkron motor sürücülerinde akı ve moment sıçramaları vardır. Çünkü, birçok anahtarlama zamanında, arzu edilen halkalanma akısını ve momenti üretmek için gerekli olan stator gerilimini ayarlayan evirici anahtarlama vektörleri doğru seçilemez. Bununla birlikte, elektromagnetik moment ve halkalanma akısındaki bu sıçramaları, çeşitli teknikler kullanarak, yüksek anahtarlama (ateşleme) frekansı seçerek veya eviricide yapısal değişiklikler yaparak azaltabiliriz.

Doğrudan moment kontrol yöntemini kullanan asenkron motor sürücüsünde, stator akımlarının içerdiği harmonik akımların miktarını azalttığı dolayısıyla moment harmoniklerini azalttığı için anahtarlama frekansının artırılması arzu edilir. Bununla birlikte, yüksek anahtarlama frekansı kullanıldığında, belirgin bir şekilde anahtarlama kayıpları artacak dolayısıyla verim düşecektir. Ayrıca, eviricide bulunan yarı iletken cihazların daha zorlanarak çalışmasına neden olacaktır. Bu nedenle yüksek güç bölgesinde eviriciler anahtarlama kayıpları az olsun diye düşük anahtarlama frekanslarında (bir kaç yüz Hertz) çalıştırılır. Üstelik, anahtarlama frekansının yüksek olabilmesi için hızlı çalışan işlemcilerin kullanılmasını gerektirir. Bu sayede kontrol işlem zamanı kısılacak, buda kısa sürede daha fazla anahtarlama imkanı sağlayacaktır (anahtarlama periyodu kısılacak dolayısıyla frekans artacaktır). Hızlı işlemcilerin kullanılması maliyeti artıran unsurlardandır.

Değiştirilmiş evirici yapısı kullanıldığı zaman, anahtar sayısını artırmak mümkündür. Bu maliyeti artıracaktır. Sargıları üçgen bağlı bir asenkron motor için, anahtarlama konum sayısını iki adet paralel bağlı, anahtarları GTO olan eviriciler kullanarak artırabiliriz. [Takahashi ve Ohmori 1989]. Bu sistemde aktif (sıfır olmayan) anahtarlama konumlarının (vektörlerinin) sayısı 18'e çıkarılmasına rağmen, sıfır-sıralı stator akımlarının izlenmesini gerektiren teknikler kullanılarak miktarının azaltılması zorunlu olan sıfır-sıralı stator akımları üretilir. Bununla birlikte, eviricide kullanılan anahtar sayısını artırmadan amaca uygun kontrol yöntemleri de vardır (örneğin: çalışma oranının kontrolü).

Yaygın olarak kullanılan doğrudan moment kontrollü asenkron motor sürücülerinde, bir gerilim vektörü anahtarlama periyodunun her anında (bütününde) sisteme uygulanır. Buda anahtarlama periyodu süresince stator akımı ve elektromagnetik momentin artmasına neden olur. Bu yüzden küçük hatalar için, elektromagnetik moment kendi referans değerini o çalışma dilimi esnasında erken aşar daha sonrada artmaya devam eder. Buda yüksek moment sıçramalarına neden olur. Daha sonra sıfır anahtarlama vektörleri uygulanarak elektromagnetik momentin referans değerine inmesi sağlanır. Seçilen anahtarlama vektörü, kontrol periyodunun tümünde uygulanmayıp sadece belli bir bölümünde uygulanarak moment sıçramaları azaltılabilir. Bu yöntem çalışma oranının (δ) kontrolü olarak bilinir ve çalışma periyodunun son kısımlarında sıfır anahtarlama vektörleri kullanılarak yapılır. Elektromagnetik moment referans değerini ulaşıncaya kadar aktif (sıfır olmayan) anahtarlama vektörü uygulanırken moment referans değerine ulaştığında sıfır anahtarlama vektörü uygulanarak momentin referans değerini aşmaması sağlanır. Sıfır anahtarlama vektörünün uygulandığı kısımda sıfır gerilim makine momentini mümkün olduğunca sabit kalması için zorlar. Asenkron motorun giriş gerilimi, her anahtarlama vektörünün uygulandığı süre içinde ortalama δU_d kadardır (U_d sürücü ara devresinin dc gerilimidir). Çalışma oranı δ , 0 ile 1 arasında değiştirilerek, her anahtarlama periyodu süresince 0 ile U_d arasında değişen çeşitli gerilimler makineye uygulanabilir. Bu sayede, yaygın olarak kullanılan doğrudan moment kontrollü asenkron makine sürücülerinde sınırlı sayıda bulunan anahtarlama vektörlerinin sayısı arttırılmış olur. Yukarıda anlatıldığı gibi, gerekli moment miktarına göre çalışma oranı belirlenir, bu sayede ayarlanan anahtarlama gerilim vektörü moment sıçramalarını azaltır.

Her anahtarlama konumunun çalışma oranı, elektromagnetik moment hatasına ve stator halkalanma akısı hatasına bağlı, lineer olmayan bir fonksiyon olarak tanımlanır. Ayrıca stator halkalanma akısı uzay vektörünün konumuna bağlıdır. Bu yüzden lineer olmayan bu fonksiyonun modellenmesi çok zordur. Bununla birlikte, her anahtarlama periyodu süresince tanımlanan çalışma oranı, bulanık mantık temelli doğrudan moment kontrol sistemi kullanılarak bulanık mantık temelli çalışma oranının kontrolü yapılabilir. Bu tip bulanık mantık temelli sistemin iki girişi bulunur, elektromagnetik moment hatası $e_{te}=t_{eref}-t_e$ ve stator halkalanma akısı uzay vektörünün konumu ρ_s bulanık mantıklı kontrolörün (FLC) çıkışı ise çalışma oranıdır (δ). Bulanık mantıklı çalışma oranı tahmin edicisi Şekil 4.8(a)'da gösterilmiştir.

Mamdani tipi bir bulanık mantıklı kontrolör; temel kurallar, bulanıklaştırıcı ve berraklaştırıcıdan oluşur. Şekil 4.8(a)'da gösterilen bulanık mantıklı kontrolör bir Mamdani tipi kontrolör olup temel kuralı olmasına karşın her birinde dokuz adet kural bulunan iki gruptan meydana gelmektedir. Bunlar uzman sistemlerdir. Birinci grup stator halkalanma akısı kendi referans değerinden az olduğu durumda ikinci grup ise stator halkalanma akısı kendi referans değerinden fazla olduğu durumda kullanılır. Kurallar çeşitli anahtarlama konumlarını kullanan bulanık olmayan doğrudan moment kontrol yöntemini kullanan asenkron motor sürücülerinin simülasyonunu kullanarak belirlenir. Tablo 4.3'den de görüldüğü gibi toplam 18 adet basit kural bulunmaktadır. Giriş değişkenleri ve çıkış değişkenleri için minimum sayıda bulanık fonksiyon bulunmaktadır. Bunlar; “küçük” (small), “orta” (medium) ve “büyük” (large).

Aşağıdaki tablodan da görüleceği gibi ikinci grupta bulunan beş adet kural birinci grupta da bulunmaktadır. Farklı olan diğer dört kural koyu renkli yazılmıştır.

Dokuz adet üyelik fonksiyonu aşağıdaki gibi seçilmiştir. Üyelik fonksiyonu “küçük” (small) en küçük stator halkalanma akısı konumu $\rho_s=0$ için tanımlanır ve $\mu_{\rho_s}^{küçük}(\rho_s=0^\circ)=1$ 'dir. Çünkü, açının bulanık fonksiyonuna bağlı olarak $\rho_s=0$ için “küçük” koşulu tam geçerlidir (tam mümkün olma üyelik değeri 1, %50 mümkün olma üyelik değeri 0.5). Benzer şekilde, üyelik fonksiyonu “büyük”(large) stator akısı konumunun yani ρ_s açısının en büyük olduğu $\rho_s=60^\circ$ için tam geçerlidir. $\mu_{\rho_s}^{büyük}(\rho_s=60^\circ)=1$, çünkü 6 darbeli bir evirici için 6 sektör tanımlanır ve her sektör

60'dir. Sektör üyelik fonksiyonu "orta"(medium) stator akısı konumunun yani ρ_s açısının 30° olduğu ($\rho_s=30^\circ$) durumda tam geçerlidir. $\mu_{\rho_s}^{\text{orta}}(\rho_s=30^\circ)=1$. Bu yüzden, bu üç nokta Şekil 4.8(b)'de gösterilen üyelik fonksiyonlarının $\mu_{\rho_s}(\rho_s)$ en büyük değerli elemanlarıdır. Elektromagnetik moment hatasının üç üyelik fonksiyonu aynı yolla belirlenir.

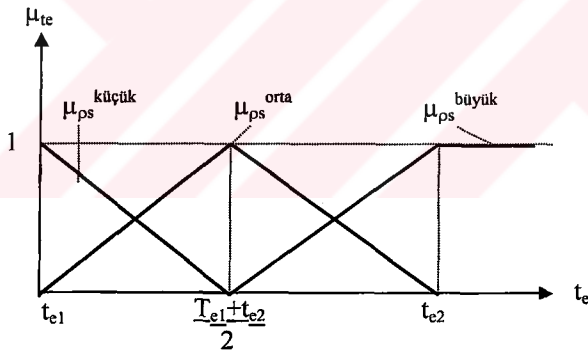
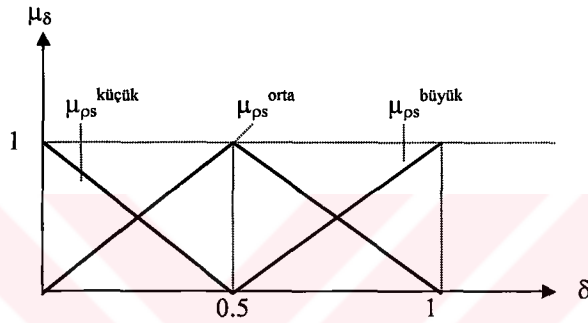
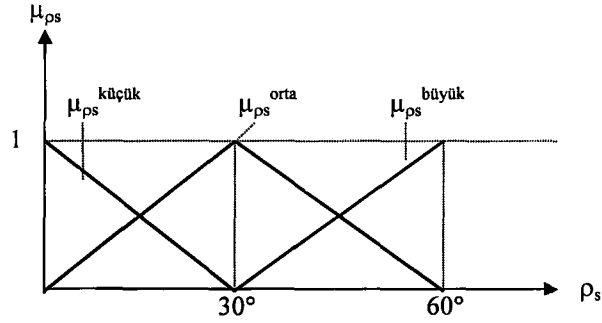
Tablo 4.3. Temel bulanık kurallar

<i>Grup 1 kurallar</i>				
Eğer e_{te} küçük	ve	ρ_s küçük ise	bu durumda	δ orta
Eğer e_{te} küçük	ve	ρ_s orta ise	bu durumda	δ küçük
Eğer e_{te} küçük	ve	ρ_s büyük ise	bu durumda	δ küçük
Eğer e_{te} orta	ve	ρ_s küçük ise	bu durumda	δ orta
Eğer e_{te} orta	ve	ρ_s orta ise	bu durumda	δ orta
Eğer e_{te} orta	ve	ρ_s büyük ise	bu durumda	δ orta
Eğer e_{te} büyük	ve	ρ_s küçük ise	bu durumda	δ büyük
Eğer e_{te} büyük	ve	ρ_s orta ise	bu durumda	δ büyük
Eğer e_{te} büyük	ve	ρ_s büyük ise	bu durumda	δ büyük
<i>Grup 2 kurallar</i>				
Eğer e_{te} küçük	ve	ρ_s küçük ise	bu durumda	δ küçük
Eğer e_{te} küçük	ve	ρ_s orta ise	bu durumda	δ küçük
Eğer e_{te} küçük	ve	ρ_s büyük ise	bu durumda	δ orta
Eğer e_{te} orta	ve	ρ_s küçük ise	bu durumda	δ orta
Eğer e_{te} orta	ve	ρ_s orta ise	bu durumda	δ orta
Eğer e_{te} orta	ve	ρ_s büyük ise	bu durumda	δ büyük
Eğer e_{te} büyük	ve	ρ_s küçük ise	bu durumda	δ orta
Eğer e_{te} büyük	ve	ρ_s orta ise	bu durumda	δ büyük
Eğer e_{te} büyük	ve	ρ_s büyük ise	bu durumda	δ büyük

Elektromagnetik moment, stator akısı, stator akımları ve hız değerlerindeki sıçramalar çalışma oranı kontrollü doğrudan moment kontrol yöntemi kullanılarak azaltılır. Bununla birlikte, minimum moment sıçramasının oluşması için sıfır anahtarlama geriliminin uygulandığı sürede momentteki azalmanın minimum olması gerekmektedir. Elektromagnetik momentteki azalma stator halkalanma akısı uzay vektörünün referans değerine bağlı olduğu için en uygun stator halkalanma akısı referans değerinin kullanılması gerekmektedir. Bu amaçla, referans momentin üretilmesi için yeterli büyüklükte stator akısı referans değeri seçilir dolayısıyla maksimum elektromagnetik moment referans değeri bulunur ve buda optimum stator akısı referans değeri ile sağlanır. Maksimum moment referansı aşağıdaki formülle tanımlanır.



(a) Bulanık mantıklı çalışma oranı tahmin edicisi



(b) Üyelik fonksiyonları

Şekil 4.8 Bulanık mantık çalışma oranı tahmin edicisi ve üyelik fonksiyonları

$$t_{\text{eref}} = 3/4P(L_m/L_s)^2(|\psi_s|^2/L_r') \quad (4.12)$$

burada L_r' rotor geçici endüktansıdır. Bu yüzden, verilen referans elektromagnetik moment değeri için $|\psi_{\text{sref}}| = |\psi_s|$ eşitliğini kullanarak en uygun halkalanma akısı aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$|\psi_{\text{sref}}| = [(4L_s^2 L_r') / (3PL_m^2)]^{1/2} \quad (4.13)$$

En uygun stator halkalanma akısı referans değeri (4.13)denkleminde verildiği haliyle çalışma oranı kontrollü doğrudan moment kontrol yöntemini kullanan bir asenkron motor sürücüsünde kullanıldığında moment sıçramaları azalır.

Yaygın olarak kullanılan doğrudan moment kontrollü asenkron motor sürücüler, sıfır hız bölgesinde işletildiklerinde, Bölüm 4.2.2'nin son kısımlarında bahsedilen problemler oluşur. Bu problem, magnetiklenme esnasında stator akı karşılaştırıcısının sadece aktif (sıfır olmayan) anahtarlama vektörlerini seçmesi (Bölüm 4.2.2'de Tablo 4.1. optimum anahtarlama tablosuna bakınız) ve tam bu sırada moment karşılaştırıcısının çıkışının bir değer alması sonrasında eviricinin motora sıfır anahtarlama vektörünü uygulamaması nedeniyle oluşmaktadır. Bunla birlikte, elektromagnetik moment karşılaştırıcısının girişine ek bir taşıyıcı işaret uygulayarak bu problem çözülebilir [Kazmierkowski ve Sulkovski 1991]. İlave edilen taşıyıcı işaret 500 Hz'lik bir kare dalga olup sadece hızın sıfır olduğu bölgede uygulanır. Bu, sıfır anahtarlama vektörünü zorlar ve stator halkalanma akısı dalga şekli ile stator akımı dalga şeklini düzgün hale getirir. Üstelik etkin kalkışın sağlanmasına ve sıfır hız bölgesinde işletmenin gerçekleşmesine imkan verir. Bununla birlikte, düşük hız bölgesindeki işletme probleminin çözümü için başka yöntemlerde vardır. Düşük hızda, sıfır anahtarlama vektörü uygulamadan bu problemin çözümü mümkündür. Sıfır anahtarlama vektörünün uygulandığı kullanışlı yöntemlerde vardır. Bu yöntemlerde anahtarlama frekansı düşürülür. Basit fiziksel düşünceler kullanılarak bu tip teknikler geliştirilebilir ve uygulanabilir. Sürekli halde, düşürülen anahtarlama frekansına ek olarak yüksek dinamik performans sağlanır.

Düşük hız bölgesinde kullanışlı yeni bir anahtarlama vektörü seçim şeması Damiano tarafından önerilmiştir [Damiano et al. 1997].

4.2.5. Doğrudan moment kontrol yönteminin temel özellikleri , avantajları ve dezavantajları

Doğrudan moment kontrol yönteminin temel özellikleri;

- Optimum anahtarlama vektörleri seçilerek akı ve moment doğrudan kontrol edilir.
- Stator akımı ve geriliminin dolaylı kontrolü yapılır.

- Yaklaşık olarak sinüzoidal stator akıları ve stator akımlarının oluşmasına yardımcı olur.
- Moment salınımlarının azaltılmasına imkan sağlanır; moment salınımları sıfır anahtarlama vektörlerinin durumuna bağlıdır.
- Yüksek dinamik performans.
- Evirici anahtarlama frekansı, akı ve moment histeresiz bandlarının genişliğine bağlıdır.

Doğrudan moment kontrol yönteminin temel avantajları;

- Koordinat dönüşümlerine gerek kalmaması (bir çok vektör kontrollü sürücü uygulamasında koordinat dönüşümü gereklidir).
- Ayrı bir gerilim modülasyon bloğuna gerek yoktur (vektör sürücülerde gereklidir).
- Gerilim ayırıklaştırma devrelerine ihtiyaç yoktur(gerilim kaynaklı vektör sürücülerde gereklidir).
- Çok fazla kontrolöre ihtiyaç yoktur(PWM tekniğini kullanan gerilim kaynaklı eviriciden beslenen asenkron motor sürücülerinde rotor akısı yönlendirmeli kontrol yapılırken dört adet kontrolör kullanılır).
- Gerçek halkalanma akısı uzay vektörünün konumunun bilinmesi zorunluluğu yoktur. Sadece bir sektör içerisinde nerede bulunduğunu tanımlamak gerekmektedir (gerekli minimum doğruluk elektriksel olarak 60 derecedir).
- Minimum moment cevap süresi

Doğrudan moment kontrol yönteminin dezavantajları;

- Kalkış esnasında, düşük hız bölgesindeki uygulamalarda ve moment komutunun değişimi sırasında bazı problemler oluşabilir.
- Akı ve moment tahmin edicilerinin gereksinimleri (diğer vektör sürücülerde de bu problem bulunmaktadır).

- Değişen anahtarlama frekansı.
- Yüksek moment sıçraması.

Bununla birlikte, bu problemlerin bazılarını çözmek mümkündür (örneğin; kalkış esnasındaki, düşük hız bölgesi uygulamalarındaki ve yüksek moment sıçramalarındaki vb.).

4.2.6. Stator halkalanma akısının geliştirilmiş tahmini

4.2.6.1. Alçak geçiren filtre uygulaması

Başlangıç değere bağlı olarak yığılma problemlerinin saf integratörlerle ilişkisi vardır. Saf integratörler yerine alçak geçiren filtre kullanmak yararlı olacaktır. Bu yüzden stator halkalanma akısı aşağıdaki denklemle hesaplanır.

$$u_s = R_s i_s + [(1+pT)/T]\psi_s \quad (4.14)$$

Bu denklemde $p=d/dt$ ve T düşük kesme frekansı veren, uygun seçilmiş zaman sabitidir. Bu yüzden (4.14) denklemi en geniş hız bölgesinde yaklaşık olarak saf integratörlerin kullanılmasına müsaade eder [örneğin; $T=0.2$ için kesme frekansı $f=1/(2\pi T)=0.795$ Hz]. (4.14) Denkleminden stator halkalanma akısı bileşenleri şöyle tanımlanır;

$$\psi_{sD} = (u_{sD} - R_s i_{sD}) / (p + 1/T) \quad (4.15)$$

$$\psi_{sQ} = (u_{sQ} - R_s i_{sQ}) / (p + 1/T) \quad (4.16)$$

4.2.6.2. Birinci dereceden gecikme elemanlarının uygulaması

Stator akısı tahmin edicilerini kullanabilmek için, düşük frekanslarda saf açık çevrim integratörlerinin neden olduğu yığılma problemlerini ortadan kaldırmak gerekir. Bu tip integratörler yerine yüksek frekanslı parçaların sınırlı band genişlikli integrasyonları kullanılarak ve $1/T'$ nin altındaki frekanslarda hatalı akı tahmini yapılarak yukarıda bahsedilen problemten kurtula biliriz. Bu amaçla, birinci

dereceden gecikme elemanı $1/(1+pT)$ kullanılır. Bu yüzden stator akısı uzay vektörü aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$\psi_s = [T(u_s - R_s i_s) + \psi_{sref}] / (1 + pT) \quad (4.17)$$

Burada ψ_{sref} , stator halkalanma akısı uzay vektörünün stator sabit eksen takımında tanımlanan referans değeridir $\psi_{sref} = |\psi_{sref}| e^{j\theta_s}$. Bahsedilen stator akısı tahmin edicisinin girişleri; stator sabit eksen takımında tanımlanan stator gerilimi uzay vektörünün (u_s) ve stator akımı uzay vektörünün (i_s) ölçülmüş değerleridir. Bununla birlikte, üçüncü bir giriş ise stator halkalanma akısı uzay vektörü referans değerinin genliğidir $|\psi_{sref}|$. Şunu belirtmek gerekir, stator sabit eksen takımı kullanıldığı için, ψ_{sref} iki bileşene sahiptir (ψ_{sD} , ψ_{sQ}). (4.17) Denklemindeki stator akısı, stator geriliminin de dahil edildiği $u_{si} = u_s - R_s i_s$ değerinin integrasyonu ile elde edilir ($\psi_s = \int u_{si} dt$). Bununla birlikte u_{si} gerilimi T ile çarpılarak stator halkalanma akısının referans değeri eklenir. Bu birinci dereceden gecikme elemanının $[1/(1+pT)]$ girişidir ve çıkışında da stator halkalanma akısı uzay vektörünün tahmin edilmiş değeridir.

4.2.6.3. Melez akı tahmin edici uygulaması

Rotor gerilimi denklemi kullanıldığı zaman melez stator akısı tahmin edicileri kullanılabilir. Bu tip akı tahmin edicileri iki model kullanırlar; stator gerilimi temelli model ve rotor gerilimi temelli model. Bu tip tahmin ediciler yüksek hızda, stator gerilim denklemini kullanarak stator akısının gerçek değerini oluştururlar. Fakat, düşük hızlarda rotor gerilimi denklemini kullanarak stator akısının gerçek değerini oluştururlar. Bir çok basit çözüm oluşturulabilir. Fakat, stator gerilimi temelli akı tahmininden rotor gerilimi temelli akı tahminine düzgün geçişin sağlanması çok önemlidir. Eğer bir hız sensörü kullanılırsa, stator ve rotor gerilim denklemlerinin doğrudan uygulanması ile melez model oluşturulması kolaylaşır. Tahmin edicinin girişleri; stator gerilimleri, akımları ve rotor hızıdır.

Stator halkalanma akısı tahmininin doğruluğunu, gerilim modelinde geri besleme kullanarak artırmak mümkündür.

4.2.6.4. Algılayıcı uygulamaları

Algılayıcı kullanarak büyük doğruluk elde etmek mümkündür (Luenberger, Kalman). Tam sıralı Luenberger algılayıcı kullanarak parametre değişimlerinde büyük güvenilirlik sağlanır. Stator halkalanma akısı bileşenlerinin tahmininin parametre değişimlerinden az etkilenmesi sağlanır. Bu amaçla, tahmin edilen ve ölçülen stator akımı bileşenleri arasındaki fark ve algılayıcı kazanç matrisinin elemanlarından oluşan gerçek terimleri, algılayıcı bünyesinde bulundurmaktadır. Eğer rotor hızı gözlenirse, aşağıda tanımlandığı gibi genel olarak tam sıralı Luenberger algılayıcısını kullanmak çok basittir.

$$d \bar{\mathbf{x}}/dt = \mathbf{A} \bar{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{K}(\mathbf{y}_s - \bar{\mathbf{y}}_s) \quad (4.18)$$

Burada, $\bar{\mathbf{x}}$ stator sabit eksen takımında tanımlanmış stator akımı ve halkalanma akısı bileşenlerinin tahmin edilmiş değerlerini tanımlamaktadır $\bar{\mathbf{x}}=[i_{sD}, i_{sQ}, \psi_{sD}, \psi_{sQ}]^T$. $\mathbf{u}$ giriş gerilim vektörüdür $\mathbf{u}=[u_{sD}, u_{sQ}]^T$. Bununla birlikte $\mathbf{A}$ ve $\mathbf{B}$ matrisleri, stator sabit eksen takımında asenkron motorun stator ve rotor gerilim denklemlerinden oluşturulur (bu denklemde durum değişkenleri; $d\mathbf{x}/dt=\mathbf{A}\mathbf{x}+\mathbf{B}\mathbf{u}$). Örneğin, i_s ve ψ_s durum değişkenleri olduğunda, stator gerilim denklemi $u_s=R_s i_s - d\psi_s/dt$ şeklinde tanımlanır stator gerilim denklemi bileşenlerine bağlı olarak aşağıdaki gibi düzenlenir.

$$d\psi_{sD}/dt = -R_s i_{sD} + u_{sD}$$

$$d\psi_{sQ}/dt = -R_s i_{sQ} + u_{sQ}$$

Bu yüzden, 4x4 boyutlu $\mathbf{A}$ sistem matrisi şu elemanlardan oluşmaktadır; $a_{31}=-R_s$, $a_{32}=a_{33}=a_{34}=0$ ve $a_{42}=-R_s$, $a_{41}=a_{43}=a_{44}=0$. Rotor gerilimi denklemi göz önünde bulundurularak ($0=R_r i_r' + d\psi_r'/dt - j\omega_r \psi_r'$) ve i_r' ile ψ_r' değerleri eklenerek [Bu amaç için $i_r'=(\psi_r' - L_m i_s)/L_r$ ve $\psi_r'=(L_r/L_m)(\psi_s - L_s' i_s)$ kullanılır] diğer 8 eleman belirlenir. Bu yüzden a_{12}, a_{14}, a_{21} ve a_{23} elemanları rotor hızını içerir. Bunlardan başka sıfır olmayan dört eleman daha vardır. Bu yüzden $\mathbf{A}$ sistem matrisi hız sensörü kullanılarak belirlenen ω_r rotor hızını da içerir.

(4.18) denkleminde, $\mathbf{K}$ algılayıcısı kazanç matrisidir. $\mathbf{y}$ çıkış vektörlerinin gerçek değeridir ($\mathbf{y}=\mathbf{c}\mathbf{x}$). $\bar{\mathbf{y}}$ Çıkış vektörlerinin tahmin edilen değerlerini ($\bar{\mathbf{y}}=\mathbf{c} \bar{\mathbf{x}}$) tanımlamaktadır. Çıkış matrisi $\mathbf{C}$ 2x4 boyutunda olup $\mathbf{C}=[\mathbf{I}_2, \mathbf{O}_2]$ şeklinde tanımlanır burada, $\mathbf{I}_2$ ikinci dereceden birim matris, $\mathbf{O}_2$ ikinci dereceden sıfır matristir. Stator akımlarının ve halkalanma akılarının tahmin hatası (dinamik hatası) hatayı $\mathbf{e}=\mathbf{x}-\bar{\mathbf{x}}$ şeklinde tanımlayarak belirlenir. Bu yüzden, (4.18)denklemini $\mathbf{dx}/dt=\mathbf{Ax}+\mathbf{Bu}$ denkleminde çıkarılırsa,

$$d\mathbf{e}/dt = (\mathbf{A} - \mathbf{KC})\mathbf{e} \quad (4.19)$$

denklemini oluşturulur.(4.2-19) Denkleminde hata birleşim hızı $\mathbf{A-KC}$ matrisinin kutupları tarafından belirlenir. Bu denklemde $\mathbf{K}$ kazanç matrisi olup 4 satırlı ve 2 sütunlu matristir. Dolayısıyla 8 elemanı vardır.

$$\mathbf{K}^T = \begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} & k_{13} & k_{14} \\ k_{21} & k_{22} & k_{23} & k_{24} \end{bmatrix}$$

Hızlı birleşme için, $\mathbf{K}$ kazanç matrisinin elemanları, algılayıcı kutupları motor kutuplarından daha negatif (daha hızlı) olacak şekilde seçilir. Algılayıcı kutuplarının çok negatif olmamasına dikkat edilmelidir. Eğer algılayıcı kutupları çok negatif olursa, algılayıcı kazancı çok büyük olur. Bunun sonucu olarak artan ölçüm parazitleri sonucunda kararlılık problemi ortaya çıkar. Motor kutupları hıza bağlı olarak değişir. Eğer algılayıcı kutupları sabit bir şekilde yerleştirilmişse kazanç matrisi düşük hızda büyük hale gelir. Bununla birlikte, algılayıcı kutupları motor kutuplarına orantılı olarak seçilirse bu problemin çözümü iyileştirilir. Bu yolla hızlı birleşme ve ölçüm parazitlerinin sabit tutulması geliştirilir. Asenkron motor kutupları eşlenikli iki adet kompleks değere sahiptir ($\Lambda_1=a_1\pm jb_1$ ve $\Lambda_2=a_2\pm jb_2$). Bu kutuplar bütün hız bölgesinde hesaplanabilir. Bu tipte tahmin ediciler kullanılırsa, stator direnç değeri tam olarak bilinmese de, gerçekten çok doğru bir şekilde stator halkalanma akısı tahmin edilebilir. Bununla birlikte yanlış stator direnç değeri kullanılırsa, bunun sonucunda yanlış stator halkalanma akısı tahmin edilir. Doğru

stator direnci değerini hesaplamak için kullanılan, makine termal modeli sayesinde stator halkalanma akısı tahmininde hayli bir gelişme sağlanır. Oluşturulan bu termal model algılayıcı kullanılarak geliştirilebilir.

Stator akısını tahmin etmek için Kalman filtresi kullanmakta mümkündür. Genişletilmiş Kalman filtresi kullanıldığında, stator halkalanma akısı ve bazı makine parametrelerine ek olarak rotor hızını da tahmin etmek mümkündür.

MRAS (model referans adaptif kontrol sistemi) kullanılarak stator halkalanma akısı bileşenlerini tahmin etmek mümkündür.

Sonuç olarak şunu belirtmek gerekirse; doğru stator halkalanma akısı tahmini yapmak için yapay sinir ağları veya bulanık sinir tahmin edicilerinin kullanılması mümkündür. Yaygın olarak kullanılan algılayıcı temelli teknikler ile bulanık mantık tekniklerini bir arada kullanmakta mümkündür.

4.2.7. Alan zayıflatması

Anma hızının üstündeki hız bölgelerinde, alan zayıflatılmasının yapılması zorunludur. Stator akısı yönlendirmeli kontrol yöntemini kullanan bir asenkron motor sürücüsünde, yaygın olarak kullanılan teknikte stator halkalanma akısının referans değeri rotor hızına ters orantılı bir şekilde azaltılır. Bu yüzden, elektriksel moment hıza ters olarak azalacaktır.

Yukarıda belirtildiği gibi; doğrudan moment kontrol yöntemi kullanılarak kontrol edilen bir asenkron motorda, hızlı moment kontrolü, stator ve rotor halkalanma akıları arasındaki açının (moment açısı) hızlı değiştirilmesi ile sağlanmaktadır. Bu faz ilerlemesi (moment artışı) ile veya stator halkalanma akısı uzay vektörü değerinin azaltılması (moment azalması) ile gerçekleştirilebilir. [1]

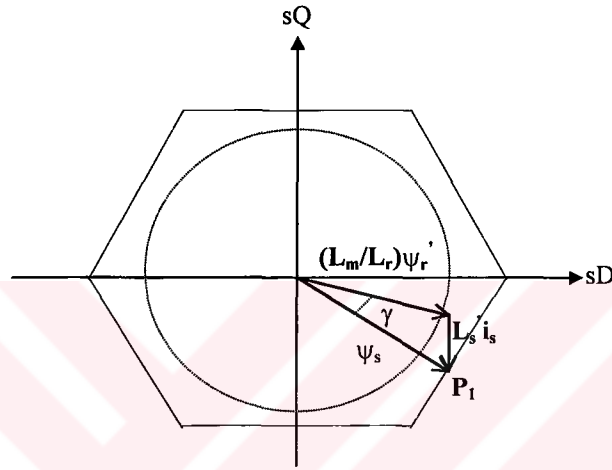
Şu kabuller yapılırsa; asenkron makine gerilim kaynaklı bir eviriciden (VSI) beslenmekte ve evirici altı darbeli kare dalga işletme modunda çalışmaktadır. Bu bize evirici geriliminin tümünü istediğimiz gibi kullanma imkanı vermektedir. Altı darbeli kare dalga işletmesi durumu için, sürekli halde rotor halkalanma akısı uzay vektörü çoğunlukta dairesel olan bir eğri üzerinde senkron hızda dönmektedir. Bununla birlikte, stator halkalanma akısı uzay vektörünün izlediği yol altıgendir ve stator halkalanma akısı ile rotor halkalanma akısı arasındaki açı sabittir. Asenkron

makine için, akı ve momentin anma değeri için bu açı (moment açısı) 0.2rad civarındadır. Bununla birlikte, zayıflatılmış alan bölgesinde, rotor hızı yaklaşık olarak birkaç yüz rad/s mertebesinde. Ve Şekil 4.9(a)'da görüldüğü gibi, kısa bir süre sıfır stator gerilim vektörü (darbesi) uygulanarak durması sağlanan stator halkalanma akısının değeri, çok hızlı azaltılarak hızlı bir moment kontrolü yapılabilir.

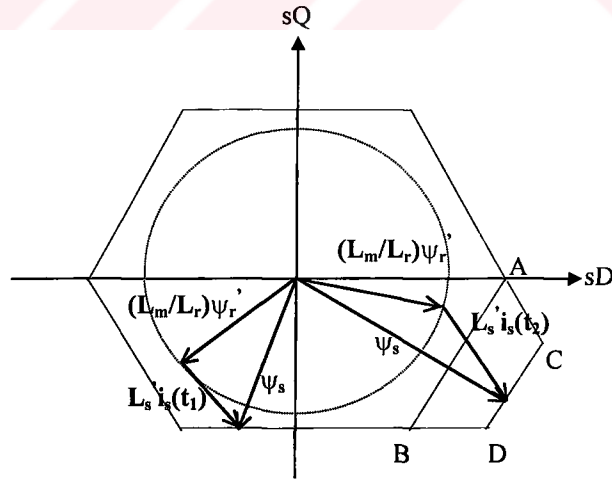
Şekil 4.9(a)'da, P_1 noktası bir anlık durma noktasıdır. Bu sırada çok kısa bir süre için uygulanan sıfır stator vektörü darbesi, durdurma darbesi olarak adlandırılır. Örneğin, 50Hz frekansta, yük açısındaki 0.2rad'lık azalma 0.6ms içinde gerçekleşmektedir. Şu bilinmeli ki eğer bir evirici komutasyonlar arasında, sınırlandırılmış minimum zamana sahip ise, durdurma darbesi uygulanamaz ve bu durumda, Şekil 4.9(b)'de görülen deformasyon teknikleri kullanılarak, stator halkalanma akısı değerinde küçük azaltmalar yapmak mümkün olur. Bu durumda, stator halkalanma akısı altıgeninin çevresel uzunluğu AB'den AC+CD+DB değerine kadar artırılır. Stator halkalanma akısının köşeler arasında izlediği yolu orijinal AB uzunluğundan $l=AC+CD+DB$ değerine çıkararak, zayıflatılmış alan bölgesinde stator halkalanma akısının değerinin azalmasına (moment azalmasına) neden olur. Bu yüzden, stator halkalanma akısı uzay vektörü A noktasından B noktasına doğru döndürülürse, B noktasına normal süreden daha uzun bir sürede ulaşır. Çünkü stator halkalanma akı vektörü faz geciktirilmiştir. Şekil 4.9 (b)' den görülebileceği gibi, stator akısındaki bir anlık artışı takip etmektedir ($i_s=[\psi_s-(L_m/L_r)\psi_r'/L_s']$ ve rotor akısı sabit olduğu için). Bu yüzden, moment azaltışı (stator halkalanma akısı uzay vektöründe faz geciktirilmesi) zayıflatılmış alan bölgesinde iki yolla yapılır; yukarıda anlatıldığı gibi durdurma darbesi uygulanarak yada Şekil 4.9 (b)' de gösterildiği gibi altıgen yörüngenin şeklini bozarak [Angquist 1986]. Eğer evirici komutasyon zamanı hiç bir sınırlama koymazsa, durdurma darbesi tekniği kullanılabilir. Çünkü bu teknik, stator akımlarının bir anlık büyük değer almasına bağımlı değildir ve hızlı moment azalımı sağlar.

Diğer taraftan, bir moment artışının oluşturulması zorunlu ise stator halkalanma akısı uzay vektöründe faz ilerlemesinin olması gerekir. Bununla birlikte, stator halkalanma akısı uzay vektörü zaten maksimum hızda ilerlediği için, faz ilerlemesi sadece stator halkalanma akısının izlediği yörüngenin bir kenarının uzunluğu kısaltılarak sağlanır.

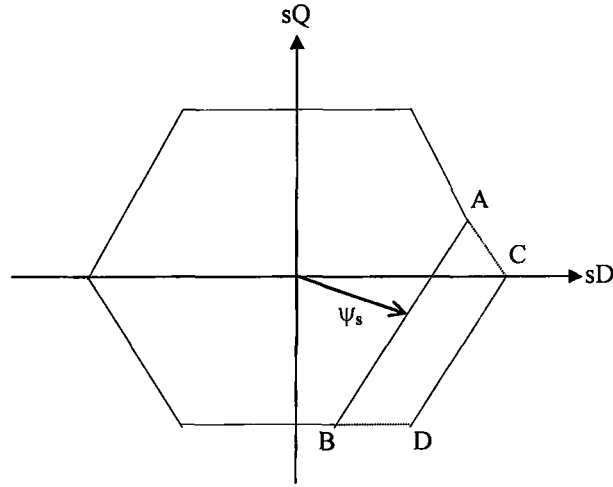
Bu Şekil 4.9(c)' de görüldüğü gibi bir anlık alanın zayıflatılmasına neden olur. Şekil 4.9 (c)' den de görüldüğü gibi, stator halkalanma akısı A noktasından B noktasına doğru hareket ederken izlediği normal yol $l=AC+CD+DB$ olup öngörülen AB yolu bu değerden daha kısadır. Bu yüzden stator akısı A noktasından B noktasına bu durumda normal süreden daha kısa sürede ulaşır. Bu yeni geometrik konum sayesinde hareket süresi kısılacağından (tipik olarak 1ms ile 5ms arasında) rotor halkalanma akısı uzay vektörü rotor mekanik hareketini takip edecektir. Bu yüzden, stator halkalanma akısı uzay vektörü faz ilerletilecektir.



(a) Durdurma darbeleri uygulayarak momentin azaltılması



(b) Çevresel yolu uzatarak moment azalması sağlama işlemi



(c) Çevresel yolu kısaltarak moment artışı sağlama yöntemi

Şekil 4.9 Alan zayıflatma işlemi

4.2.8. Verimin optimal kontrolü

Momentin kontrol edildiği bir asenkron motor sürücüsünde, yüksek dinamik performans elde etmenin yanında optimal veriminde sağlanması mümkündür. Bu çok önemlidir. Örneğin; akülü elektriksel bir araçta, doğrudan moment kontrol yöntemini kullanan asenkron motor sürücü uygulamaları. Verimi maksimum yapmanın birçok yolu vardır. Bu amaçla motor, evirici ve kontrolörler incelenmelidir.

Genelde verimin optimal kontrolünün yapıldığı bazı metotlar şunlardır;

yaygın olarak kullanılan teknikler;

sabit akı kontrolü: Evirici gerilimi maksimum değerine ulaşmaya kadar akı sabit tutulur, gerilim maksimum değerine ulaştıktan sonra ise (motor hızının anma hızından büyük olduğu durum) frekans artırılarak akı değeri düşürülür (yaygın olarak kullanılan akı zayıflatma metodu). Burada akı frekansla ters orantılı olarak azalır. Bununla birlikte, bu teknik kullanıldığı zaman anma hızının üzerindeki hız bölgesinde maksimum moment değerine ulaşma yeteneğine ulaşmayabilir. Çünkü, rotor hızının bir fonksiyonu olan, en uygun akı seviyesini belirleyen eğri, rotor hızının tersinden farklı olabilir.

Stator akım oranının kontrolü: Bu yöntemde, stator akımı bileşenleri arasındaki oran kontrol edilir. Bu yöntem, sabit, düzenlenmiş veya optimum hale getirilmiş akım

oranının kontrol edilmesini gerektirir. Örneğin, sabit stator akım oranının kontrolü için; asenkron motor rotor akısı yönlendirmiş değerlerle işletildiği zaman, stator akım bileşenleri arasındaki oran sabittir. Bu oran maksimum moment üretmek için kullanılabilir. Düzenlenmiş stator akım oranının kontrolü kullanıldığında, saturasyon etkileri göz önünde bulundurulmalıdır. Optimum stator akım oranının kontrolü için, bu oran stator frekansına orantılıdır [Nilsen ve Kasteenpohja 1995].

Optimum akı kontrolü: Bu durumda kontrol stratejisi, hız-moment eğrisi üzerinde bir çok noktada verimi ölçerek bulunabilir. Bunun yanı sıra, moment referansının bir fonksiyonu olarak tanımlanan akı referansı için oluşturulan tablo kullanılır. Bu ölçümler saturasyon etkilerine ait bilgileri içerir. Fakat, sıcaklık değişimlerinin etkileri telafi edilemez.

Yapay Zeka temelli kontrol;

Lineersizlik nedeniyle, bulanık mantık temelli basit bir kontrolör kullanmak mümkündür. Bu kontrolör sayesinde dc ara devre gücü minimum hale getirilerek kontrolün her anında verim en uygun hale getirilebilir. Bu amaç içinde ara devre gerilimi ve akım ölçülür ve maksimum verimi sağlayan optimum stator akım oranı belirlenir.

Yaygın olarak kullanılan, yapay zeka temelli verim kontrol tekniklerinin kullanılmadığı kontrol tekniklerinde, kontrol stratejisi, sabit akım oranı kontrolü ve optimum akım oranı kontrolünün birleştirilmesi ile oluşturulur.

4.2.9. Geliştirilmiş anahtarlama vektör seçim şemaları; öngörülü şemalar

4.2.9.1. Genel tanım

Bölüm 4.2.2'de gösterilen anahtarlama tablolarını kullanan bir asenkron motor sürücüsünde, kalkış anında ve stator halkalanma akısı referans değeri ile elektromagnetik momentin referans değeri değiştirildiği sırada yavaş hareket eden cevap oluşur. Stator halkalanma akısının konumu, elektromagnetik moment hatası ve stator halkalanma akısının genliği kullanılarak anahtarlama gerilim vektörleri tanımlanmasına karşın, büyük ve küçük hatalar birbirinden ayrılmaz. Bu yüzden, kalkış anında veya moment basamağındaki değişim sırasında anahtarlama

vektörlerinin seçimindeki büyük hatalar ile normal işletme anındaki küçük hatalar aynıdır. Bununla birlikte, hataların oranına göre anahtarlama vektörlerini de seçmek mümkündür. Bu durumda, kalkışta ve stator akısı ve elektriksel momentin referans değerinin değişimi sırasında cevap hızları artırılabilir. Bunun için bir çok yöntem vardır. Örneğin, bulanık mantık temelli sistemler kullanmak mümkündür. Bu sistemlerde, kalkış esnasında stator halkalanma akısı cevabında hızlanma sağlayan (bu sırada momentteki değişim küçüktür) anahtarlama konumları kullanılır. Bununla birlikte, stator halkalanma akısı uzay vektörü hatası küçük hale geldiğinde, elektriksel moment artışını hızlandıracak anahtarlama konumları seçilir.

Bulanık mantık temelli optimum anahtarlama vektörlerinin seçim yöntemine ek olarak, yapay olmayan zeka temelli şemalar kullanılarak gelişme sağlamakta mümkündür. Burada, stator halkalanma akısı ve elektriksel moment hatası iki veya üç seviyeli olarak bölünmez, altı stator halkalanma akısı sektöründen fazla kullanılır. Bu yöntemle bir tablo oluşturulmasına rağmen, işlem miktarı artmaktadır. Öngörülü algoritmalar kullanılarak oluşturulan anahtarlama gerilim vektörlerini kullanan doğrudan moment kontrollü sürücü şemalarını gerçekleştirmek mümkündür. Bu amaçla, asenkron makinanın uygun bir matematiksel modeli kullanılır ve mümkün olan her evirici modunda, her örnekleme periyodunda elektromagnetik moment tahmin edilir. Öngörülü algoritma, tahmini moment değeri ile moment referans değeri arasında minimum dalgalanma olacak şekilde evirici anahtar konumlarını seçer. Bu görüş bazı detayları ile aşağıda incelenmiştir; bununla birlikte, birçok uygun matematiksel model kurmak mümkün olduğundan, sadece temel konular incelenmektedir.

Öngörülü anahtarlama vektör tahmin şemasının amacına uygun olarak, stator gerilimi, rotor gerilimi ve elektriksel moment denklemlerini kullanarak bir matematiksel model oluşturmak mümkündür. Bu yüzden, rotor halkalanma akısı yönlendirmeli (ω_{mr} hızında dönen) eksen takımında tanımlanan gerilim denklemleri aşağıda oluşturulmuştur. Basitlik amacıyla magnetik saturasyon etkileri ihmal edilmiştir.

$$u_s' = R_s i_s' + L_s' d(i_s')/dt + j\omega_{mr} L_s' i_s' + (L_m/L_r)(j\omega_{mr} |\psi_r| + d(|\psi_r|)/dt) \quad (4.20)$$

$$0 = |\psi_r|/T_r' + d(|\psi_r|)/dt - L_m i_s' / T_r' + j(\omega_{mr} - \omega_r) |\psi_r| \quad (4.21)$$

$$t_c = 3/2P(L_m/L_r)|\psi_r|i_{sy} \quad (4.22)$$

Bu denklemlerde, stator büyüklükleri rotor halkalanma akısı yönlendirmeli eksen takımına indirgenmiştir. L_s' stator geçici endüktansı, T_r' ise rotor geçici zaman sabitidir. Bu üç denklemi birleştirip stator sabit eksen takımında tanımlanan tek bir stator gerilim ifadesi haline dönüştürebiliriz. Bu denklemde, elektriksel moment, rotor halkalanma akısı uzay vektörünün genliği, rotor hızı ve makine parametreleri bulunur. Örnekleme zamanı süresince rotor hızının sabit olduğunu ve elektromagnetik moment referans değerinin adım fonksiyonu olduğunu kabul ederek, elektriksel momentin referans değerine ve rotor halkalanma akısı referans değerine bağlı olan stator gerilimi uzay fazörü için bir ifade oluşturulur. Bu gerilim ifadesi, stator sabit eksen takımında stator geriliminin referans değeridir. Bu yüzden, uygun evirici anahtarlama konumu uzay vektör modülasyonu kullanılarak tanımlanır.

Tekrarlanan sabit anahtarlama dönemleri ile elektriksel moment ve stator halkalanma akısının deadbeat (ölü zaman) kontrolünün bulunduğu öngörülü bir şema kullanılarak gerekli stator gerilimi anahtarlama vektörlerinin tahminini yapmak mümkündür. Bu amaçla, stator geriliminin uzay fazörü hesaplanır. Bu gerilim vektörü elektriksel moment ve stator halkalanma akısı uzay vektörünün adım adım kontrolünde kullanılır. Bunu yaparken de bir önceki adımdaki elektriksel moment hatası ve stator halkalanma akısı hatası ile asenkron makinede endüklenen ters gerilimin tahmin edilmiş değerini kullanır. Sabit anahtarlama frekansı bu şemanın sağladığı bir avantajdır. Bununla birlikte, fazla modülasyon altında ($a > 1$ olduğunda, (4.43) denkleminde bakınız) ve genel geçici koşullarda (hem akı hem de moment referansında bulunan bir geçici durum var olduğunda) deadbeat (ölü zaman) kontrol mümkün değildir. Bununla birlikte, sadece momente geçici bir durum olduğunda, akının ölü zaman kontrolünü yapmak mümkündür. Bu durumda, örnekleme aralığında iki anahtarlama gerilim vektörü seçilir. Benzer şekilde, eğer geçici durum stator halkalanma akısında ise, momentin ölü zaman kontrolünü yapmak mümkün hale gelir, örnekleme aralığında iki anahtarlama gerilim vektörü uygulanır.

4.2.9.2. Sürekli halde bir öngörülü kontrol algoritması

Sürekli halde sekiz adımdan oluşan bir öngörülü algoritma tanımlanacaktır.

Adım 1 : İzlenen gerilim ve akımlardan stator halkalanma akısının tahmini

Eğer t_n keyfi T_s örnekleme periyodunun başlangıcı ise, izlenen stator gerilim ve akımları ($u_{sD}, u_{sQ}, i_{sD}, i_{sQ}$) kullanılarak örnekleme periyodunun başında stator halkalanma akısı (ψ_{sD}, ψ_{sQ}) uygun bir teknik yardımıyla oluşturulabilir. Tezde bu yöntem kullanılmıştır.

Bununla birlikte, stator gerilimlerinin izlenme zorunluluğu yoktur. Stator gerilimi, izlenen dc ara devre geriliminin ve evirici anahtarlarının konumuna bağlı olarak oluşturulabilir. Bu durumda, Bölüm 4.2.6'da incelenen basit, geliştirilmiş bir akı tahmin şeması kullanılabilir.

Adım 2 : Halkalanma akısından ve akımından makinede endüklenen ters geriliminin tahmini

Ters gerilim (e_{sD}, e_{sQ}) (4.24) denkleminde tahmin edilir.

$$e = e_{sD} + je_{sQ} = d(\psi_s)/dt - L_s' d(i_s)/dt \quad (\psi_s = \psi_{sD} + j\psi_{sQ} \quad i_s = i_{sD} + ji_{sQ})$$

Adım 3 : Halkalanma akısı ve akımlardan, elektromagnetik momentin tahmini

O andaki elektriksel moment değeri aşağıdaki denklem kullanılarak tahmin edilir.

$$t_e(t_n) = 3/2P(\psi_{sD} i_{sQ} - \psi_{sQ} i_{sD})$$

Adım 4 : Elektriksel momentteki değişimin tahmini

$$\Delta t_e = t_e(t_n) - t_{eref}$$

Adım 5 : $R_s=0$ Kabul edilerek stator gerilimi imajiner eksen bileşeninin referans değerinin tahmini

(4.34) denklemi çözülerek v_{sDref} gerilimi tahmin edilir.

$$[T_s^2 + (\psi_{sQ} T_s / \psi_{sD})^2] v_{sDref}^2 + [2a\psi_{sQ} (T_s / \psi_{sD})^2 + 2T_s\psi_{sD} + 2\psi_{sQ}^2 T_s / \psi_{sD}] v_{sDref}^2 + 2aT_s\psi_{sQ} / \psi_{sD} + (aT_s / \psi_{sD})^2 + \psi_{sD}^2 + \psi_{sQ}^2 + \psi_{sref}^2 = 0$$

burada,

$$a = (2\Delta t_e L_s') / (3PT_s) + (\psi_{sD} e_{sQ} - \psi_{sQ} e_{sD})$$

Adım 6 : $R_s=0$ Kabul edilerek stator gerilimi imajiner eksen bileşeninin referans değerinin tahmini

(4.29) denklemi kullanılarak v_{sQref} gerilimi tahmin edilir.

$$v_{sQref} = (\psi_{sD} v_{sDref} + a) / \psi_{sD}$$

Adım 7 : ($R_s \neq 0$ için düzeltme terimi ilave edilerek) gerilim uzay vektörü referans değerinin tahmini

(4.35) denklemi kullanılarak gerilim uzay vektörü referans değeri tahmin edilir.

$$u_{sref} = u_{sDref} + j u_{sQref} = v_{sref} + R_s i_s(t_n) = v_{sDref} + j v_{sQref} + R_s [i_{sD}(t_n) + j i_{sQ}(t_n)]$$

Adım 8 : Sıfır ve ard arda gelen anahtarlama gerilim vektörlerinin (t_a, t_b, t_0) uygulanma süresinin tahmini

(4.39) (4.43) arası denklemleri kullanarak ard arda gelen anahtarlama gerilim vektörlerinin uygulanma süresi, (4.44) denklemini kullanarak da sıfır anahtarlama gerilim vektörü uygulanma süresi hesaplanır.

$$t_a = [(3T_s) / (2U_d)] [u_{sDref} - u_{sQref} / \sqrt{3}]$$

$$t_b = \sqrt{3} T_s u_{sQref} / U_d$$

$$t_0 = T_s - t_a - t_b$$

Eğer çözüm var ise, sonuç eviricinin anahtarlama konumu ve süresini tanımlar. Eğer çözüm yok ise (bu durumda, stator halkalanma akısı ve elektriksel momentin ölü

zaman kontrolü mümkün olmadığı için aşağıda tanımlanan yöntem devam ettirilir. İlk önce denklemlerin matematiksel ve fiziksel tanımı yapılacaktır.

Öngörülü sürekli hal algoritmasının matematiksel ve fiziksel tanımı,

1. Örnekleme periyodunda moment değişiminin tahmini

Bu bölümde, elektriksel moment değişimi, stator halkalanma akısı bileşenleri, stator gerilimi referans değerinin bileşenleri ve endüklenen ters gerilim bileşenlerinden oluşan ifadesi, anahtarlama periyodunun yarısı kadar bir periyotta oluşturulur. Bu amaçla, asenkron makine stator gerilimi, elektriksel moment ifadesiyle birlikte kullanılır. Yukarıda incelenen öngörülü şemanın aksine, rotor gerilim denklemi, gerekli anahtarlama gerilim vektörlerinin tanımlanmasında kullanılmaz. Çünkü, stator gerilim denklemi, endüklenen ters gerilim (rotor akısını içerir) ve elektriksel moment değişimi (endüklenen ters gerilimi içerir) ifadeleri kullanılarak tanımlanır.

Stator sabit eksen takımında, asenkron makinenin stator gerilim denklemi aşağıdaki gibi tanımlana bilir.

$$u_s = R_s i_s + d(\psi_s)/dt = R_s i_s + L_s' d(i_s)/dt + e = R_s i_s + v \quad (4.23)$$

Burada e endüklenen ters gerilimin uzay vektörüdür ve $(v = L_s' d(i_s)/dt + e)$ stator geçici endüktansı arkasındaki gerilimin ifadesidir. Bu yüzden, stator direnci üzerindeki düşüm ihmal edilirse, endüklenen ters gerilim bileşenlerini tahmin etmek mümkün olur.

$$e = e_{sD} + j e_{sQ} = d(\psi_s)/dt - L_s' d(i_s)/dt \quad (4.24)$$

Bununla birlikte, ψ_s ve e sinüzoidal kabul edilirse, $e = j\omega_1(\psi_s - L_s' i_s)$ olur. Burada ω_1 uyarma frekansdır ve $\omega_1 = [\psi_s \times (u_s - R_s i_s)] / |\psi_s|^2$ kullanılarak kolayca tahmin edilebilir.

(4.23) Denklemi, stator direnci üzerindeki düşümler ihmal edilerek stator akım uzay fazöründeki değişim oranını tanımlayacak şekilde aşağıdaki gibi yeniden düzenlenir.

$$d(i_s)/dt = (v - e)/L_s' \quad (4.25)$$

Eğer, T_s anahtarlama periyodunun yarısı kadar bir süre ise ve bu süre yeterince küçük ise $d(i_s)/dt \approx \Delta i_s / T_s$ ve (4.25) denklemi kullanılarak stator akımındaki değişim belirlenebilir.

$$\Delta i_s = T_s(v - e) / L_s' \quad (4.26)$$

Stator elektriksel zaman sabiti, T_s süresinden (T_s periyodu süresince stator akımı değişimi lineer) daha uzun bir süre olduğu kabul edilerek, T_s süresinde elektriksel moment değişimi $3/2P\psi_s \Delta i_s$ şeklinde tanımlanır ve (4.26) denklemi kullanılarak yeniden düzenlenerek,

$$\begin{aligned} \Delta t_e = t_{ref} - t_e &\approx 3/2P(\psi_s \Delta i_s) \approx 3/2P\psi_s(v_{sref} - e) / L_s' \\ &= 3/2PT_s(\psi_s \times v_{sref} - \psi_s \times e) / L_s' \end{aligned} \quad (4.27)$$

şeklinde tanımlanır. T_s periyodu sonunda momentteki değişim, stator gerilim referans değeri (bu durumda $v_{sref} = u_{sref}$ çünkü stator dirençleri üzerindeki gerilim düşümü ihmal edilmiştir) ve stator geçici endüktansı arkasındaki endüklenmiş ters gerilim vektörü kullanılarak tanımlanır. (4.27) Denklemi reel eksen ve imajiner eksen büyüklüklerine göre yazılarak ve $e = e_{sD} + j e_{sQ}$, $\psi_s = \psi_{sD} + j \psi_{sQ}$, $\psi_{sref} = \psi_{sDref} + j \psi_{sQref}$ olduğu göz önünde bulundurularak momentteki değişim aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$\Delta t_e = (3PT_s)/(2L_s')[(\psi_{sD} v_{sQref} - \psi_{sQ} v_{sDref}) + (\psi_{sQ} e_{sD} - \psi_{sD} e_{sQ})] \quad (4.28)$$

(4.28) düzenlenerek stator gerilimi referans değerinin imajiner eksen bileşeni aşağıdaki gibidir.

$$v_{sQref} = (\psi_{sD} v_{sDref} + a) / \psi_{sD} \quad (4.29)$$

burada,

$$a = (2\Delta t_e L_s') / (3PT_s) + (\psi_{sD} e_{sQ} - \psi_{sQ} e_{sD}) \quad (4.30)$$

2. deadbeat (ölü zaman) kontrol için gerekli stator gerilimleri

Stator akısı değişimi (4.23) denkleminde, stator direnci üzerindeki gerilim düşümü ihmal edilerek ve $d(\psi_s)/dt \approx \Delta\psi_s/T_s$ göz önünde bulundurularak oluşturulur.

$$\Delta\psi_s = T_s v \quad (4.31)$$

Bununla birlikte, $|\psi_{sref}| - |\psi_s| = \Delta|\psi_s| = \Delta\psi_s$ olduğundan, (4.31) denkleminde

$$\psi_{sref} = |\psi_{sref}| = |\psi_s| + \Delta|\psi_s| = |\psi_s(t_n)| + T_s v_{ref} \quad (4.32)$$

oluşturulur. Burada t_n , n'inci T_s periyodunun başlangıcıdır ve $\psi_s(t_n) = \psi_{sD} + j\psi_{sQ}$ ifadesi örnekleme periyodunun başında stator halkalanma akısı uzay vektörünü tanımlar (stator akısı bileşenleri, stator gerilimi bileşenlerinin integrali alınarak daha önceden bulunmuştur). (4.32) Denklemi, stator halkalanma akısının ölü zaman kontrolü için gerekli olan stator gerilimini tanımlamak için kullanılabilir. (4.32) Denkleminde terimler kendilerine ait bileşenleri cinsinden yazılırsa;

$$\psi_{sref}^2 = (\psi_{sD} + v_{sDref}T_s)^2 + (\psi_{sQ} + v_{sQref}T_s)^2 \quad (4.33)$$

denklemini oluşturulur. Burada ψ_{sD} ve ψ_{sQ} stator halkalanma akısının n'inci örnekleme periyodu başlangıcındaki bileşenleridir. Bu yüzden, stator gerilimi bileşenlerinin referans değerleri ψ_{sDref} , ψ_{sQref} (4.29) ve (4.33) denklemlerinden belirlenir. (4.29) denklemi (4.33) denkleminde yerleştirilirse aşağıdaki denklem elde edilir. Burada ψ_{sDref} bilinmeyenidir. Bununla birlikte, (4.34) denkleminin ψ_{sDref} için iki çözümü vardır. Bunlardan en küçük genlikli olan seçilir. Çünkü daha küçük bir gerilim değeri ile stator halkalanma akısı ve elektriksel moment kendi referans değerlerine sürülür. Belirlenen ψ_{sDref} değeri (4.29) denkleminde yerleştirilerek, ψ_{sQref} değeri belirlenir. Bu yüzden, $\psi_{sref} = \psi_{sDref} + j\psi_{sQref}$ (stator direnci üzerindeki gerilim düşümü ihmal edildiğinde gerilim uzay vektörünün referans değeri) belirlenir. Stator direnci üzerindeki gerilim düşümü bu değere eklenerek stator direncinin de etkisinin bulunduğu düzeltilmiş stator gerilim uzay fazörünün referans değeri tanımlanır.

$$u_{sref} = v_{sref} + R_s i_s(t_n) \quad (4.35)$$

(4.35) Denkleminde, stator direnci üzerindeki gerilim düşümü $R_s i_s(t_n)$, v_{sref} değerine eklenmiştir.

3. sürekli halde evirici anahtarlama konumu

Uygun bir evirici anahtarlama konumu, uzay vektör darbe genişlik modülasyonu (PWM) kullanılarak yapılır. Bu yüzden, (4.35) denklemi ile tanımlanan u_{sref} optimum anahtarlama gerilim vektörlerini tanımlamak için kullanılır. Bunu gerçekleştirmek için u_{sref} gerilimine yakın iki anahtarlama vektörü (u_k, u_{k+1}) seçilir ve bunların uygulanma süreleri tanımlanır.

$$u_{sref} T_s = u_k t_a + u_{k+1} t_b + u_0 t_0 \quad (4.36)$$

Bu denklemde,

$$T_s = t_0 + t_a + t_b \quad (4.37)$$

Burada T_s örnekleme süresidir. (4.36) Denkleminde, üç anahtarlama konumunun (iki aktif ve bir sıfır vektör) ortalama süreleri, örnekleme aralığında gerilim uzay vektörünün referans değerini tanımlamada kullanılır. Örnekleme periyodu süresince anahtarlama gerilim vektörleri ve referans gerilim vektörü sabittir. (4.36) Denkleminde u_k gerilim kaynaklı eviricinin sekiz anahtarlama konumundan bir tanesidir.

$$u_k = \begin{cases} 2/3 U_d e^{j(k-1)\pi/3} & k = 1, 2, \dots, 6 \\ 0 & k = 7, 8 \end{cases} \quad (4.38)$$

Burada U_d dc ara devre gerilimi, $k=1,2,\dots,6$ aktif (sıfır olmayan) anahtarlama gerilim vektörlerinin indisi, $k=7,8$ iki sıfır anahtarlama gerilim vektörünün indisi. (4.38) Denklemi (4.36) denkleminde yerleştirilip, reel ve imajiner bileşenler için denklem çözülürse, t_a ve t_b süreleri tanımlanır. Bu yüzden, $\psi_{sref} = \psi_{sDref} + j\psi_{sQref}$ tanımı kullanılır.

$$t_a = [(3T_s)/(2U_d)][(u_{sDref} - u_{sQref})/\sqrt{3}] \quad (4.39)$$

$$t_b = \sqrt{3} T_s u_{sQref} / U_d \quad (4.40)$$

veya kutupsal koordinatlar kullanılarak, $u_{sref} = |u_{sref}| e^{j\alpha_{sref}}$

$$t_a = a [T_s (\cos \alpha_{sref} - \sin \alpha_{sref}) / \sqrt{3}] \quad (4.41)$$

$$t_b = (2a T_s \sin \alpha_{sref}) / \sqrt{3} \quad (4.42)$$

Burada, "a" modülasyon indeksidir.

$$a = (3 |u_{sref}|) / (2U_d) \quad (4.43)$$

Uygun sıfır anahtarlama vektörü uygulama süresi,

$$t_0 = T_s - t_a - t_b \quad (4.44)$$

Sıfır konumdan diğer iki aktif konuma geçişte anahtarların tamamen iletimden kesilmesi için bir süre beklenilir. Bu yüzden, T_s , anahtarlama frekansının yarım periyodudur. Her anahtarlama frekansında stator akısı ve moment iki defa kontrol edilir. Bu algoritma kullanıldığında stator akımlarının salımı azalır.

Geçici koşullar altında, ölü zaman kontrol mümkün değildir. Bunun sebebi şudur; ölü zaman kontrolü gerçekleştirmek için, elektriksel moment ve/veya stator halkalanma akısında yeterli değişimi sağlayacak yeterli dc ara devre geriliminin bulunmamasıdır. Elektriksel momentte geçici durum ve/veya stator halkalanma akısında geçici durum olduğunda, elektriksel moment ve stator halkalanma akısı hataları bir anahtarlama periyodunda büyüktür. Bu yüzden $t_a + t_b > T_s$ olur. Bunun anlamı şudur; ψ_{sref} tek bir anahtarlama periyodunda birleştirmek için çok büyüktür. Bu yüzden diğer kontrol teknikleri kullanılmalıdır. Özet olarak: ölü zaman şema, sürücü sürekli halde iken anahtarlama vektörlerinin tanımlanması için uygundur. Bu yöntemde anahtarlama frekansının sabit olması bir avantajdır.

4.2.9.3. Geçici halde öngörülü kontrol

Bu bölümde öngörülü kontrol yöntemi (anahtarlama vektör seçimi) geçici hal durumunda incelenecektir. Eğer elektriksel referans momentte bir geçici durum (belirsiz geçiş dönemi) oluşursa, kontrolör elektriksel momentini gerekli yönde sürer (T_s periyodunda moment hatasını azaltır). Bu sırada stator halkalanma akısının ölü zaman kontrolu yapılır. Eğer geçici durum (belirsiz geçiş dönemi) stator halkalanma akısı referans değerinde oluşursa, elektriksel momentte ölü zaman kontrol yapılırken akı referans değerine doğru sürülür. Bu yolla, uygun anahtarlama vektörlerinin seçimi, ilk önce stator halkalanma akısının konumu (stator sabit eksen takımının reel eksenine göre) ρ_s , sonrada elektriksel moment veya stator halkalanma akısı hatasının işareti göz önünde tutularak yapılır.

İlk önce moment referansında geçici durum olduğunu kabul edelim. Burada elektriksel moment tek bir T_s periyodu süresince referans değerine doğru sürülür (ölü zaman moment kontrolu mümkün değildir). Bu durum sıkça görülür, genelde stator akısının adım değişimi gerekmez. Bir çok durumda, halkalanma akısı sadece alan zayıflatması sırasında değişir. Bununla birlikte, bu operasyon modunda, akı zayıflamaya başladığında, lineer ve sürekli bir değişim meydana gelir. Bu yüzden, basit bir anahtarlama vektör seçim şeması oluşturmak için, moment ve akıdaki geçici durum aynı anda ihmal edilir.

Sadece momentte geçici durum (adım değişimi) olduğu durumda, anahtarlama vektörleri şu yolla seçilir; moment referans değerine sürülürken yukarıdaki durumun aksine stator halkalanma akısının ölü zaman kontroluna müsaade edilir. Örneğin, stator akısı uzay vektörü Sektör 1'de (Şekil 4.4) gösterilmiştir. Açıklığı -30° ile $+30^\circ$ bölgesindedir [açı $\alpha(1)$]. Anahtarlama vektörleri u_2 ve u_3 halkalanma akısı yaratarak, akının orijinal değerinin ve momentin artmasına neden olur. Benzer şekilde, anahtarlama vektörleri u_5 , u_6 stator halkalanma akısı ve momentin azalmasına neden olur. Bu yüzden u_2 ve u_3 (anahtarlama konumu 2 ve 3'e bağlı), moment tüm süre boyunca sürekli olarak artarken, T_s periyodunda stator halkalanma akısı referans değerine ulaşması için kontrol edilir. Bu sayede geçici halde anahtarlama vektör seçim tablosu oluşturmak mümkün olur. Burada iki anahtarlama vektörü (k 'inci ve $(k+1)$ 'inci vektör) seçilir. Bu seçimi gerçekleştirmek için moment hatası ve sektör

numarası (stator akısının bulunduğu) kullanılır. Anlatılanlar Tablo 4.4.'da gösterilmiştir. Stator halkalanma akısının konumuna göre bulunduğu sektör tanımlanır. Tablo 4.4.'da, k ve $k+1$ seçilen k 'inci ve $(k+1)$ 'inci anahtarlama konumlarını gösterir.

Bu yüzden seçilen anahtarlama vektörlerini (u_k, u_{k+1}) kullanarak, stator halkalanma akısı (4.2-32) denkleminde verildiği gibi ölü zaman kontrole uygun olarak kontrol edilir.

$$\psi_{sref} = |\psi_s| + \Delta|\psi_s| = |\psi_s(t_n) + u_k t_k + u_{k+1} t_{k+1}| \quad (4.45)$$

Burada t_k süresince u_k anahtarlama vektörü, t_{k+1} süresince u_{k+1} anahtarlama vektörü uygulanır. Geçici halde sıfır anahtarlama vektörü kullanılmaz. Çünkü, burada arzu edilen, elektriksel momentin bir doğrultuda ve mümkün olan en yüksek hızda anahtarlama periyodu süresince sürülmesidir. Bu yüzden $t_0=0$ ve (4.44) denkleminde şu elde edilir.

$$T_s = t_k + t_{k+1} \quad (4.46)$$

Sıfır konumu, anahtarlama konumları arasında uygulamadan geçmek, sinüzodal darbe genişlik modülatörlerinde darbe düşürülmesine (azaltılmasına) denktir. ψ_{sref} 'in verilen bir değeri için, (4.45) ve (4.46) t_k ve t_{k+1} için çözülebilir. Bu yüzden, uygun yönde bir anahtarlama vektörü uygulanarak, stator halkalanma akısı kendi referans değerine göre kontrol edilir ve elektromagnetik moment arzu edilen değerine sürekli olarak sürülür. Bunlar yapılırken eviriciye maksimum gerilim uygulanır ($t_0=0$, altıgen geometrik yerleşiminin sınırında gerilim referansı oluşturulur, bu yüzden evirci çıkış gerilimi maksimumdur).

İkinci durum düşünülürse, stator halkalanma akısında bir geçici durum oluştuğunda, stator halkalanma akısı kendi referans değerine tek bir T_s periyodu içinde sürülemez. Bu durumda, örneğin stator halkalanma akısı uzay vektörü Sektör 1 içerisinde ise, u_1 ve u_2 akıyı artırır, u_3 ve u_4 akıyı azaltır. Uygun anahtarlama vektör seçim tablosu Tablo 4.5.'de verilmiştir.

Seçilen u_k , u_{k+1} anahtarlama vektörlerini kullanarak, elektromagnetik moment (4.27)'de verildiği gibi ölü zaman kontrolü yapılır.

$$\Delta t_e = [(3P) / (2L_s)] [\psi_s \times (t_k u_k + t_{k+1} u_{k+1} - T_s e)] \quad (4.47)$$

Tablo 4.4. Momentte geçici durum oluştuğunda anahtarlama gerilim vektör seçimi

$\text{sgn}(t_e - t_{\text{eref}})$	k						k+1					
	$\alpha(1)$ Sek. 1	$\alpha(2)$ Sek. 2	$\alpha(3)$ Sek. 3	$\alpha(4)$ Sek. 4	$\alpha(5)$ Sek. 5	$\alpha(6)$ Sek. 6	$\alpha(1)$ Sek. 1	$\alpha(2)$ Sek. 2	$\alpha(3)$ Sek. 3	$\alpha(4)$ Sek. 4	$\alpha(5)$ Sek. 5	$\alpha(6)$ Sek. 6
0	u_2	u_3	u_4	u_5	u_6	u_1	u_3	u_4	u_5	u_6	u_1	u_2
1	u_5	u_6	u_1	u_2	u_3	u_4	u_6	u_1	u_2	u_3	u_4	u_5

Tablo 4.5. Stator halkalanma akısında geçici durum oluştuğunda anahtarlama gerilim vektör seçimi

$\text{sgn}(\psi_s - \psi_{\text{sref}})$	k						k+1					
	$\alpha(1)$ Sek. 1	$\alpha(2)$ Sek. 2	$\alpha(3)$ Sek. 3	$\alpha(4)$ Sek. 4	$\alpha(5)$ Sek. 5	$\alpha(6)$ Sek. 6	$\alpha(1)$ Sek. 1	$\alpha(2)$ Sek. 2	$\alpha(3)$ Sek. 3	$\alpha(4)$ Sek. 4	$\alpha(5)$ Sek. 5	$\alpha(6)$ Sek. 6
0	u_1	u_2	u_3	u_4	u_5	u_6	u_2	u_3	u_4	u_5	u_6	u_1
1	u_3	u_4	u_5	u_6	u_1	u_2	u_4	u_5	u_6	u_1	u_2	u_3

Tablo 4.6. Geçici durumun hem momentte hem de akıda olduğu durumda anahtarlama gerilim vektör seçimi

$\text{sgn}(t_e - t_{\text{eref}})$	$\text{sgn}(\psi_s - \psi_{\text{sref}})$	$\alpha(1)$ sek. 1	$\alpha(2)$ sek. 2	$\alpha(3)$ sek. 3	$\alpha(4)$ sek. 4	$\alpha(5)$ sek. 5	$\alpha(6)$ sek. 6
0	0	u_2	u_3	u_4	u_5	u_6	u_1
0	1	u_3	u_4	u_5	u_6	u_1	u_2
1	1	u_5	u_6	u_1	u_2	u_3	u_4
1	0	u_6	u_1	u_2	u_3	u_4	u_5

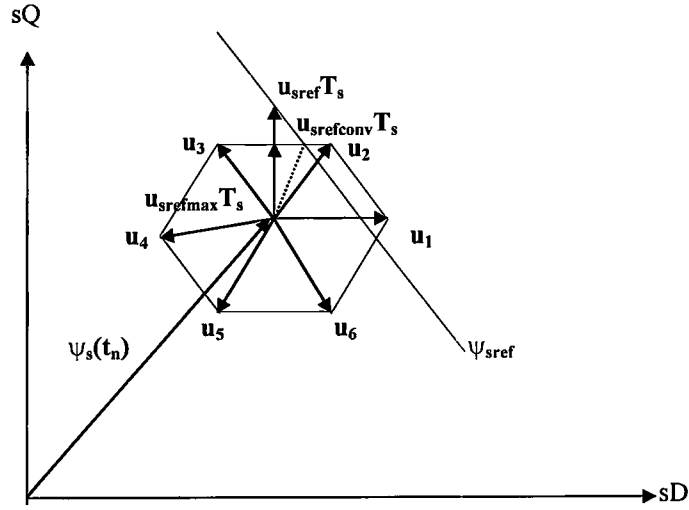
(4.46) ve (4.47) denklemleri kullanılarak gerekli t_k ve t_{k+1} değerleri belirlenir. Bu yüzden, eğer seçilen u_k anahtarlama vektörü t_k süresince ve u_{k+1} anahtarlama vektörü t_{k+1} süresince uygulanırsa, stator halkalanma akısı arzu edilen doğrultuda sürülürken, momentin ölü zaman kontrol gerçekleştirilir. Önceki durumda olduğu gibi burada da sıfır anahtarlama vektörü kullanılmaz. Sıfır anahtarlama konumunun, ard arda gelen anahtarlama konumları arasında uygulanmaması, yaygın olarak kullanılan sinüzoidal PWM darbe genişlik modülatörlerinde darbe düşürülmesine (azaltılmasına) denk düşmektedir.

Sonuç olarak üçüncü durumda, hem stator halkalanma akısında hem de elektriksel momente geçici durum oluşur. Bu durumda, tüm anahtarlama periyodu için tek bir anahtarlama konumu seçilir. Bu konum stator halkalanma akısı ve elektriksel momentini arzu edilen doğrultuda mümkün olduğunca hızlı sürer. Örneğin, stator halkalanma akısı Sektör 1 içerisindeyse ve akı ile moment birlikte artırılmak zorunda ise, altı anahtarlama vektörü düşünülerek, u_2 seçilmek zorundadır. Eğer akı artırılmak zorunda fakat moment azaltılmak zorunda ise, u_6 seçilmek zorundadır. Anahtarlama vektörleri Tablo 4.6'de verilmiştir. Açık bir şekilde görülmektedir ki bu tablo Bölüm 4.2.2'de bulunan Tablo 4.1. ile uyushmaktadır.

Bu yüzden, genel olarak, anahtarlama gerilim vektör seçim algoritması, sürekli halde tahmin için önceden verilen adımlara benzer türdendir. Bununla birlikte, Eğer Adım 8'de, t_a ve t_b için pozitif bir çözüm yoksa, örneğin $t_k + t_{k+1} \leq T_s$ oluşturulamaz, bu durumda elektriksel momentin referans değerinde geçici bir durum vardır. Bu yüzden, uygun iki evirici anahtarlama konumunun seçimi için Tablo 4.4. kullanılır ve (4.45) ve (4.46) denklemleri t_k ve t_{k+1} değerlerini belirlemek için çözülür. Eğer bu işlem pozitif bir sonuç verirse, u_k ve u_{k+1} gerilimleri t_k ve t_{k+1} süresince sırayla uygulanır. Bununla birlikte, hala bir pozitif çözüm yok ise, geçici durumun stator halkalanma akısında olduğu kabul edilir ve (4.46) denklemi ile (4.47) denklemi çözülür. Eğer pozitif çözüm var ise, Tablo 4.5.'den uygun anahtarlama gerilim vektörleri sırayla t_k ve t_{k+1} sürelerince uygulanır. Bununla birlikte, pozitif bir çözüm yok ise, Tablo 4.6.'de gösterilen anahtarlama konumları uygulanır. Öngörülü algoritma bir Dijital İşaret işlemcisi DSP ile uygulanabilir. Fakat, şu da düşünülmelidir: bu şema işlem olarak çok yoğundur ve daha yüksek anahtarlama frekansında, daha hızlı işlem yapmayı gerektirmektedir.

Diğer öngörülü kontrol şema tiplerine benzer olarak, bu öngörülü şema kullanıldığında, tek bir T_s peryod sürekli hal hatası oluşur. Buna, bundan önceki periyodun girişlerini temel alan elektriksel moment ve stator halkalanma akısının tahmini etki eder. Anahtarlama işaretinin tahmini için müsaade edilen süre bir periyodluk gecikme gerekmektedir. İdeal bir ölü zaman kontrolör anında tahmin yapılmasını gerektirir. Ayrıca, öngörülü kontrolör sadece elektriksel moment hatasını ve stator halkalanma akı hatasını temel alır. Bu etki tek periyodluk gecikme ile

birleştirilirse sonuç, elektriksel moment sürekli hatasıdır. Bununla birlikte, eğer bir hız kontrolörü kullanılırsa bir problem olmaz.



Şekil 4.10 Alternatif öngörülü anahtarlama vektör seçimi

Yukarıda anlatıldığı gibi yoğun bir işlem gerektirmeyen başka bir öngörülü anahtarlama vektör seçim tekniğini inceleyelim. Sadece momentte geçici bir durum olduğu kabul edilir. Buna rağmen, stator akısının ölü zaman kontrolunda sonuç vermez, sadece küçük miktarda performans azalması olur. Bu stator gerilim referans değerini kabul edilebilir maksimum ani değerine sınırlandırılmasıyla gerçekleştirilir. Bu Şekil 4.10'da gösterilmiştir.

Şekil 4.10'dan şu görülür. Her zaman ölü zaman kontrol algoritmasının ürünü gerilim referans vektörü (u_{sref}), gerilim altıgeninin dışındadır. Uzay gerilim modülatörü giriş geriliminin genliği Şekil 4.10 'da gösterilen evirici geriliminin maksimum değerine sınırlandırılır. $u_{srefmax}$ gerilimi orijinal gerilim referansı ile aynı açıya (α_{sref}) sahiptir. Bu yüzden gerilim referans vektörünün genliği aşağıdaki gibidir.

$$|u_{srefmax}| = (1/3)U_d\sqrt{3} / \sin(\alpha_{sref} + \pi/3) \quad (4.48)$$

Bu açı yukarıda verilen algoritma kullanılarak değiştirilemez. Şekil 4.10'da, orijinal öngörülü şema kullanılarak hesaplanan, stator geriliminin ortalama değeri $U_{srefconv}$ şeklinde gösterilir. Şekilde kesik çizgiler halinde gösterilmiştir. Bu vektör çıkış gerilimi altıgeninin sınırı ile referans stator halkalanma akısının kesiştiği noktadadır.

Bununla birlikte, diğer öngörülü şema kullanıldığında, bir T_s periyodluk ortalama gerilim ($U_{srefmax}$) U_{sref} gerilimi ve aynı açıda gerilim sınırına uzanır. stator halkalanma akı hatası, U_{sref} genliğinin armasına benzer şekilde artar. Alternatif şemada moment üreten akım orijinal şemadaki değerinden büyüktür. Bu geliştirilmiş dinamik performans sağlar, geliştirilmiş şema akı genliğinin ölü zaman kontrolüne imkan vermesine rağmen bu performans sağlanır. Alternatif şema aşırı modülasyon olduğu zaman kullanılabilir (örneğin, sürekli PWM ve altı darbeli işletme bölgesi arasındaki geçici bölge). Bu işletme bölgesi moment ve akım geçici durumunun belirli bir sebebidir. Yukarıda anlatılanlara benzer olarak, geçiş bölgesinde gerilim referans vektörü U_{sref} altıgen sınırın dışına uzanır. Sınırdaki, U_{sref} genlik olarak maksimum olduğu gibi, evirici gerilimi $U_{srefmax}$ altıgenin bir köşesinden diğer köşesine sıçrar.

4.2.10. Hız sensörsüz doğrudan moment kontrol sürücü uygulaması

Hız sensörsüz doğrudan moment kontrol sürücü uygulamalarından bazıları şunlardır:

1. İzlenmiş stator gerilim ve akımlarını kullanan, açık çevrimli geliştirilmiş tahmin ediciler.
2. Stator geriliminin üçüncü dereceden harmoniğini kullanan tahmin ediciler.
3. Çıkıklık (geometrik bozukluk) etkilerini kullanan tahmin ediciler.
4. MRAS Model Referans Adaptif Kontrol Sistemi.
5. Algılayıcılar (Kalman, Luenberger).
6. Yapay zeka tekniklerini kullanan tahmin ediciler.

Burada, bu teknikler incelenmeyecektir. Fakat şunu da belirtmek gerekir ki yapay zeka yöntemlerini kullanan tahmin ediciler gelecekte bu tip kontrol yöntemleri içerisinde önemli bir yer tutacaktır.

Doğrudan moment kontrol yöntemini kullanan asenkron motor sürücülerinde iki sebepten dolayı hız bilgisine ihtiyaç vardır. Birinci neden; bu bilgi stator halkalanma akısı tahmininde kullanılır. Stator halkalanma akısı tahmin edilecekse (hibrid (melez) stator halkalanma akısı tahmini yapılırken stator gerilimi ile rotor gerilimi ifadeleri birlikte kullanılır ve rotor gerilimi ifadesinde rotor hız bilgisi bulunmaktadır) rotor

hız bilgisinin oluşturulması gerekmektedir. Diğer sebep ise; Eğer sürücüde hız kontrol çevrimi varsa rotor hız bilgisi gereklidir (bu durumda, hız kontrolörünün çıkışı elektriksel momentin referansı, girişi ise rotor hızının referans değeri ile tahmin edilmiş değeri arasındaki farktır). Bir çok değişken hızlı sürücü uygulamasında moment kontrolü gerekmektedir. Fakat hız kontrolüne gerek yoktur. Elektriksel momentin, tam bir hız kontrolü olmaksızın kontrol edildiği bir uygulamaya örnek olarak çekici sürücü uygulamaları verilebilir. Çekici uygulamalarında (elektrikli tren, akülü araba vb.) elektriksel moment doğrudan kontrol edilir. Elektriksel moment kontrol işareti olup hız hatası işaretine bağımlı değildir.

Başarılı açık çevrim hız tahmin şeması oluşturmanın anahtarı stator (veya rotor) halkalanma akısı bileşenlerin doğru tahmin edilmesidir. Eğer stator halkalanma akısı doğru bir şekilde biliniyorsa, tahmin edilmiş halkalanma akısı uzay vektörünün hızı kullanılarak ortalama rotor hızını tahmin etmek mümkün olur. Bu yüzden bu yöntem detaylarıyla incelenecektir. Bu tip uygulamalarda stator gerilimleri izlenmez, dc ara devre gerilimi ve evirici anahtar konumları belirlenir.

Rotor hızı aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$\omega_r = \omega_{mr} - \omega_{sl} \quad (4.49)$$

Burada ω_{mr} rotor akısının (statora göre) hızıdır. $\omega_{mr} = d\phi_r/dt$. ω_{sl} ise açısal kayma frekansı olup aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$\omega_{sl} = [L_m / (T_r |\psi_r|^2)] (-\psi_{rq} i_{sD} + \psi_{rd} i_{sQ}) \quad (4.50)$$

$$\omega_{sl} = (2t_e R_r) / (3P |\psi_r|^2) \quad (4.51)$$

Fiziksel olarak, ω_{sl} rotor halkalanma akısı uzay vektörünün rotora göre tanımlanmış hızıdır. ω_{mr} için $d\phi_r/dt$ türevi genişletilerek içerisinde rotor halkalanma akısı bileşenlerinin bulunduğu bir ifade elde edilebilir.

$$\begin{aligned}\omega_{mr} &= d\rho_r / dt = d/dt [\tan^{-1}(\psi_{rq} / \psi_{rd})] \\ &= [\psi_{rd} d(\psi_{rq})/dt - \psi_{rq} d(\psi_{rd})/dt] / (\psi_{rd}^2 + \psi_{rq}^2)\end{aligned}\quad (4.52)$$

(4.52) Denklemi $|\psi_r|^2 = (\psi_{rd}^2 + \psi_{rq}^2)$ İfadesini içerir. Bu denklemi (4.49) denklemine yerleştirir ve (4.50) denklemi ile (4.51) denklemini de kullanırsak, aşağıdaki ifadeyi elde ederiz.

$$\omega_r = [\psi_{rd} d(\psi_{rq})/dt - \psi_{rq} d(\psi_{rd})/dt] / |\psi_r|^2 - [L_m / (T_r |\psi_r|^2)] (\psi_{rd} i_{sQ} - \psi_{rq} i_{sD}) \quad (4.53)$$

ve

$$\omega_r = [\psi_{rd} d(\psi_{rq})/dt - \psi_{rq} d(\psi_{rd})/dt] / |\psi_r|^2 - (2t_e R_r) / (3P |\psi_r|^2) \quad (4.54)$$

(4.53) ve (4.54) denklemleri ile rotor hız tahmini yapılır. Bu denklemleri oluşturmak için gerekli olan rotor halkalanma akısı bileşenleri, stator akım bileşenleri ve stator halkalanma akısı bileşenleri kullanılarak hesaplanır.

$$\psi_{rd} = (L_r / L_m) (\psi_{sD} - L_s' i_{sD}) \quad (4.55)$$

$$\psi_{rq} = (L_r / L_m) (\psi_{sQ} - L_s' i_{sQ}) \quad (4.56)$$

Bu denklemlerde, stator halkalanma akısı bileşenleri; stator akımlarını veya stator gerilimi izleyerek yada yapılandırarak oluşturulur. Stator gerilim uzay vektörü, evirici anahtar konumlarını tanımlayan S_A , S_B , S_C anahtarlama fonksiyonlarını ve de ara devre gerilimi U_d 'yi kullanarak aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$u_s = 2/3 U_d (S_A + a S_B + a^2 S_C) = u_{sD} + j u_{sQ} \quad (4.57)$$

Burada;

$S_A=1$, evirici sA fazına ait üst anahtar S1 kapalı kontak (ON), alt anahtar S4 açık kontak (OFF) konumunda olduğu zaman .

$S_A=0$, evirici sA fazına ait üst anahtar S1 açık kontak (OFF) konumunda, alt anahtar S4 kapalı kontak (ON) konumunda olduğu zaman.

$S_B=1$, evirici sB fazına ait üst anahtar S3 kapalı kontak (ON) konumunda, alt anahtar S6 açık kontak (OFF) konumunda olduğu zaman.

$S_B=0$, evirici sB fazına ait üst anahtar S3 açık kontak (OFF) konumunda, alt anahtar S6 kapalı kontak (ON) konumunda olduğu zaman.

$S_C=1$, evirici sC fazına ait üst anahtar S5 kapalı kontak (ON) konumunda, alt anahtar S2 açık kontak (OFF) konumunda olduğu zaman.

$S_C=0$, evirici sC fazına ait üst anahtar S5 açık kontak (OFF) konumunda, alt anahtar S2 kapalı kontak (ON) konumunda olduğu zaman.

(4.57) denkleminde;

$$u_{sD} = 2/3 U_d (S_A - S_B/2 - S_C/2) = U_d [S_A - (S_A + S_B + S_C)/3] \quad (4.58)$$

$$u_{sQ} = U_d (S_B - S_C)/\sqrt{3} \quad (4.59)$$

Bu yüzden stator halkalanma akısı uzay vektörünün tahmin edilmiş k'ıncı örneklenmiş değeri aşağıdaki gibi oluşturulur.

$$\psi_s(k) = \psi_s(k-1) + 2/3 U_d T_s [S_A(k-1) + a S_B(k-1) + a^2 S_C(k-1)] - R_s T_s i_s(k-1) \quad (4.60)$$

Burada, T_s örnekleme zamanı (akı kontrol periyodu) ve i_s stator akımı uzay vektörüdür. (4.60) Denklemi stator akısının reel ψ_{sD} ve imajiner ψ_{sQ} bileşenlerine göre tanımlanabilir. Bu denklem aşağıda belirtilen nedenlerin yarattığı gerilim hatalarına duyarlıdır.

- Ölü zaman etkileri (düşük hızda, darbe genişliği çok küçük hale gelir, bu durumda evirici anahtarlarının ölü zamanları göz önünde bulundurulmalıdır).
- Güç elektroniği devrelerindeki gerim düşümü.
- dc ara devre gerilimindeki dalgalanmalar (bu yüzden dc ara devre gerilimi izlenmelidir).
- stator direncinin değişimi.

Bununla birlikte, ölü zaman etkilerinin ve stator direncinin termal değişiminin yarattığı etkilerinin de kontrol şemasına katıldığı hız sensörsüz doğrudan moment kontrollü sürücü uygulamalarının oluşturulması da mümkündür.

(4.53) veya (4.54) Denklemlerinin kullanılması ile gerçekleştirilen hız tahmin edicileri, kullanılan makine parametrelerine ve rotor halkalanma akısı bileşenlerinin tahmini için kullanılan modellere fazlaca bağımlıdır. Hız tahmini için şu parametreler gereklidir; R_s , L_s' , $k_r=L_m/L_r$ ve L_m/T_r . Dijital uygulamalar için değişik yapıda denklemler kullanılır.

$$\omega_r(k) = [\psi_{rd}(k-1) \psi_{rq}(k) - \psi_{rq}(k-1) \psi_{rd}(k)] / |\psi_r(k)|^2 - [L_m / (T_r |\psi_r(k)|^2)] [-\psi_{rq}(k) i_{sD}(k) + \psi_{rd}(k) i_{sQ}(k)] \quad (4.61)$$

Burada, $|\psi_r(k)|^2 = [\psi_{rd}(k)]^2 + [\psi_{rq}(k)]^2$ dir. Bu denklem rotor hızı tahmin hatalarından dolayı modelleme hatası içerdiğinden, uygulamada bu hatanın giderilmesi için alçak geçiren filtre kullanılır.

Rotor hızını başka yöntemlerle belirlemek de mümkündür ((4.49) denkleminde tanımlandığı gibi). Fakat, rotor akısı hızı (ω_{mr}) yerine stator akısı hızı (ω_{ms}) kullanılabilir.

$$\omega_r = \omega_{ms} - \omega_{sl}' \quad (4.62)$$

Burada,

$$\omega_{sl}' = L_s(i_{sy} + T_r' di_{sy}/dt) / (T_r |\psi_s| - L_s' i_{sx}) \quad (4.63)$$

Stator halkalanma akısı uzay vektörünün rotora göre hızıdır (rotor akısı uzay vektörünün rotora göre hızı ω_{sl} ile karıştırılmamalıdır). Eğer stator sabit eksen takımında tanımlanan stator halkalanma akısı bileşenleri (ψ_{sD}, ψ_{sQ}) biliniyorsa (bunlar Bölüm 4.2.6' da tanımlandığı gibi tahmin edilir), $\psi_s = \psi_{sD} + j\psi_{sQ} = |\psi_s| e^{j\theta_s}$ olduğundan (burada θ_s stator halkalanma akısının stator sabit eksen takımının reel eksenine ile yaptığı açıdır), aşağıdaki sonuç elde edilir.

$$\omega_{ms} = d\rho_s / dt = d/dt [\tan^{-1}(\psi_{sQ} / \psi_{sD})] \quad (4.64)$$

Bu denklemde gerekli matematiksel işlemler yapıldıktan sonra, aşağıdaki ifade elde edilir.

$$\omega_{ms} = [\psi_{sD} d(\psi_{sQ})/dt - \psi_{sQ} d(\psi_{sD})/dt] / (\psi_{sD}^2 + \psi_{sQ}^2) \quad (4.65)$$

Bu denklemin paydası stator akısı genliğinin karesini temsil etmektedir. (4.15) ve (4.16) Denklemleri kullanılarak, ω_{ms} stator gerilim ve akımları cinsinden ifade edilebilir. Rotor hızı tahmini ((4.64) denklemi ile tanımlanan) çeşitli yollarla yapılabilir.

(4.62) Denklemi, asenkron motorun rotor gerilimi denklemi kullanılarak doğrudan oluşturulur. Fakat, bu tanım stator akısı yönlendirmeli referans ekseninde (ω_{ms} hızında dönen eksen takımı) tanımlanmıştır. Bu yüzden (4.63) denkleminde, i_{sx} ve i_{sy} stator akım bileşenleri stator akısı yönlendirmeli referans ekseninde tanımlanmıştır. Aşağıdaki ifade kullanılarak, bu bileşenler stator sabit eksen takımında tanımlanan stator akımı bileşenleri (i_{sD}, i_{sQ}) yardımıyla belirlenirler.

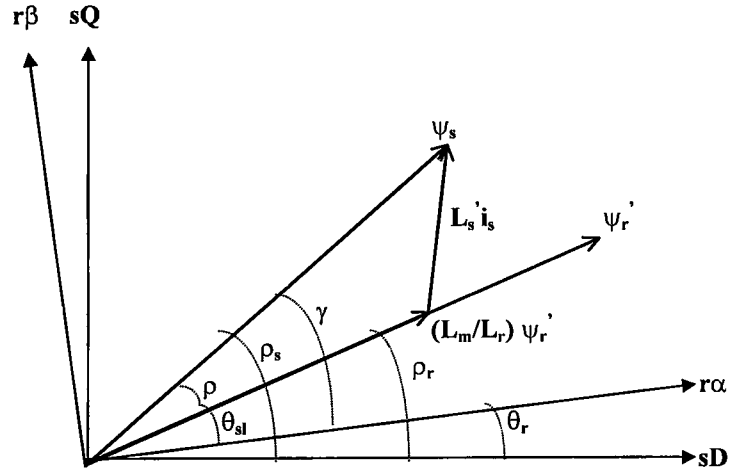
$$i_{sx} + ji_{sy} = (i_{sD} + ji_{sQ})e^{-j\rho_s} = (i_{sD} + ji_{sQ})(\cos\rho_s - j\sin\rho_s)$$

Bununla birlikte, $\cos\rho_s$ ve $\sin\rho_s$, $\cos\rho_s = \psi_{sD}/|\psi_s|$ ve $\sin\rho_s = \psi_{sQ}/|\psi_s|$ eşitlikleri kullanılarak veya kartezyen koordinatlardan kutupsal koordinatlara geçiş denklemleri kullanılarak belirlenir.

Stator ve rotor halkalanma akısı uzay vektörlerinin hızları kullanılarak çeşitli çözümler oluşturulabilir. Örneğin, aşağıda belirtilen denklem bu iş için kullanılabilir.

$$\omega_r = \omega_{ms} - \omega_d - \omega_{sl} \quad (4.66)$$

Burada, rotor hızı ω_r , stator halkalanma akısı uzay vektörünün hızı $\omega_{ms} = d\rho_s/dt$, stator ve rotor halkalanma akısı uzay vektörleri arasındaki hız farkı $\omega_d = d\rho/dt$, rotora göre tanımlanan rotor halkalanma hızı uzay vektörünün hızı $\omega_{sl} = d\theta_{sl}/dt$ dir.



Şekil 4.11 Değişik referans eksenlerinde stator ve rotor halkalanma akıları

Şekil 4.11' de, ρ_s stator sabit eksen takımının reel eksenine göre stator halkalanma akısı uzay vektörünün açısı, ρ_r stator sabit eksen takımının reel eksenine göre rotor halkalanma akısı uzay vektörünün açısı, ρ ise stator ve rotor halkalanma akısı uzay vektörleri arasındaki açıdır ($\rho = \rho_s - \rho_r$). Başka bir gösterimle,

$$\omega_d = d\rho/dt = d\rho_s/dt - d\rho_r/dt = \omega_{ms} - \omega_{mr}$$

olup ω_d stator ve rotor halkalanma akısı uzay vektörlerinin hızları arasındaki fark hızıdır. θ_r rotor açısı olup $\theta_r = \rho_s - \rho - \theta_{sl}$ olarak tanımlanır. Bu yüzden,

$$\omega_r = d\theta_r/dt = d\rho_s/dt - d\rho/dt - d\theta_{sl}/dt = \omega_{ms} - \omega_d - \omega_{sl}$$

olup (4.66) denklemi ile aynıdır. Bu denklem şu şekilde de gösterilebilir;

$$\begin{aligned} \omega_r = & [\psi_{sD} d(\psi_{sQ})/dt - \psi_{sQ} d(\psi_{sD})/dt] / (\psi_{sD}^2 + \psi_{sQ}^2) \\ & - d/dt[\sin^{-1}(t_e / (c |\psi_s| |\psi_r|))] - (2t_e R_r) / (3P |\psi_r|^2) \end{aligned} \quad (4.67)$$

Burada elektromagnetik moment için farklı ifadeler kullanılabilir.

$$t_e = 3/2P(\psi_{sD} i_{sQ} - \psi_{sQ} i_{sD}) \quad (4.68)$$

veya

$$t_e = 3/2P(L_m/L_r) (\psi_{rd} i_{sQ} - \psi_{rq} i_{sD}) \quad (4.69)$$

(4.67) Denklemi asenkron makinenin rotor hızı tahmininde kullanılabilir. Fakat, bu (4.53) ve (4.54) denklemleri kullanılarak yapılan tahmine göre daha zordur.

Özet olarak; yukarıda anlatılan hız tahmin edicileri kullanılan halkalanma akısı bileşenlerinin doğruluğuna bağlıdır. Eğer akı tahmininde stator gerilimleri ve akımları kullanılarak oluşturulursa, stator direncinin termal değişimi göz önünde tutularak ve uygun endüktans değeri kullanılarak, tahmin doğruluğu hayli artırılır. Bununla birlikte, hız sensörsüz yüksek performanslı doğrudan moment kontrolü sürücülerde eğer akı tahmin edicisi kapalı çevrim algılayıcı tipinde ise, hız tahmini çok düşük hızlarda (sıfır hızda dahil) iyi bir doğrulukla gerçekleştirilir. Gelecekte, doğrudan moment kontrollü universal asenkron motor sürücülerinin kullanımı yaygınlaşacaktır.

5. ASANSÖRLERDE DTC YÖNTEMİNİN UYGULANMASI

5.1. Asansörlerin Çalışma Prensipleri

Asansörler genelde aşağı ve yukarı yönde hareket eden ulaşım araçlarıdır. Katlardan veya kabin içerisinde verilen çağrılara göre hareket ederler. Gidecekleri mesafeye, kabin içerisindeki yük miktarına, gidiş yönüne bağlı olarak davranışı değişir. Uzun mesafeli seyirlerde anma hızına ulaşarak kısa mesafeli seyirlerde ise anma hızının altında bir hız değerine göre hareket ederler.

Hareket için gerekli koşulların tümü gerçekleştikten 200ms kadar sonra asansör harekete geçer. Bu süre içerisinde makine kalkış için en uygun duruma gelir. Uygun durumdan kasıt; Kabindeki yüke ve gidiş doğrultusuna göre yük momentinin belirlenmesi, motor çalışmamı yoksa fren çalışmamı yapılacağına kararının verilmesi sonrasında kalkış momentine eşit miktarda momentin motorda üretilmesidir.

Asansör hızlanırken ve yavaşlarken (geçici durumda iken) hız ve motorun magnetik konumu çok önemlidir. Özellikle yavaşlarken kat seviyesinin hassas bir şekilde ayarlanabilmesi için motor magnetik konumunun bilinmesi gerekmektedir. Duruştan hemen önceki motor magnetik bilgileri bir sonraki harekette en uygun kalkışın yapılabilmesi için kullanılır.

Asansörde konforun sağlanması için moment sıçramalarının minimum değerde olması gerekmektedir. 1m/s hızın altındaki hızlarda fazla rahatsız edici olmasa da günümüzde uygulaması bulunan 6m/s hızındaki bir asansörde bu sıçramaların hıza etkisi sonucunda konforlu bir sürüşten bahsetmek mümkün değildir. Momentteki titreşim sonucunda kabin içerisinde dikey doğrultuda sarsıntılar hissedilir.

Kabin duracağı kata ulaştığında 2-hızlı asansörlerin aksine DTC yöntemini kullanan sürücülere sahip asansörler mekanik frenle kabini katta durdurmazlar. İlk önce motor elektriksel olarak durarak kabini kat seviyesinde durdurur, daha sonrada mekanik frenler kapanır. Bunun gerçekleşmesi için motorun sıfır hızda bile moment üretmesine sürücünün yardımcı olması gerekir.

Asansörlerde anma hızı arttıkça kontrolün da hızlanması gerekecektir. Motorun gerekli olan momenti en kısa sürede üretebilmesi için sistemde moment cevabının çok kısa süreli olması önemlidir.

Bütün bu anlatılanlar doğrudan moment kontrollu sürücülerle sağlanabilmektedir. Gelecekte doğrudan moment kontrol yöntemini kullanan sürücülerin sayısı ve çeşidi artacaktır.

5.2. Doğrudan Moment Kontrollu Bir Sistemin Simulasyonu

Önceki bölümlerde tanıtılan bu yöntemin bilgisayarda simulasyonu yapılabilir.

Burada şu bilinmelidir ki matematiksel denklemlerin lineer olmayışı ve işlem çokluğu yüzünden simulasyon işlemi ile elde edilen sonuçlar çok zaman almakta ve hesaplama sırasında hatanın büyük olmasına neden olmaktadır.

Bu tez çalışmasında iki farklı simulasyon programı bulunmaktadır. Bu programlar MATLAB programlama dilinde yazılmışlardır.

5.2.1. Öngörülü olmayan yöntemi kullanarak optimum anahtarlama vektör seçimi için simulasyon programı

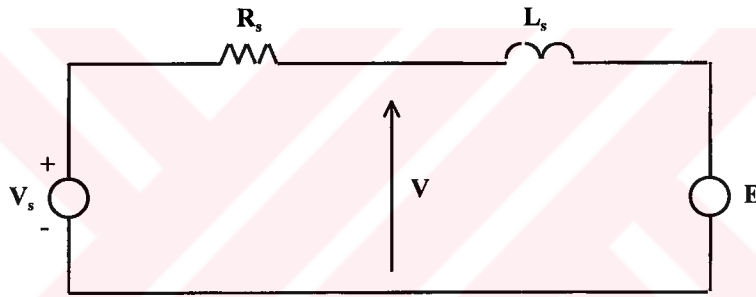
Önceki bölümlerde elde edilen sonuçlardan oluşturulan ve optimum anahtarlama vektör seçim tablosu olarak adlandırılan tablo, Tablo 5.1' de oluşturuldu. Bu tablo stator halkalanma akısı uzay vektörünün her türlü konumu için anahtarlama vektörlerinin optimum seçimini ve gerekli olan kontrol girişlerini tanımlamaktadır.

Bu programda; herhangi bir t anında elektriksel moment ve stator akısının kendilerine ait referans değerlerine yaklaşması için stator halkalanma akısı uzay

vektörünün bulunduğu sektöre göre, uygulanması gereken anahtarlama gerilim vektörü tanımlanır.

Asenkron motoru besleyen eviricide bulunan anahtarların konumlarına göre 6 adet sıfırdan farklı, 2 adette sıfıra eşit gerilim vektörü tanımlanabilir. Farklı kontrol şemaları oluşturarak bu sayıyı arttırmak ta mümkündür. DTC yönteminde diğer yöntemlerden farklı olarak kontrol edilen stator akısının bulunduğu eksen takımının reel eksenini ile yaptığı açının bilinmesi zorunluluğu yoktur. Diğer yöntemlerde bu açı sayesinde akının herhangi bir t anında konumu belirlenir. DTC yönteminde ise, akının tanımlanan 6 adet sektörden hangisinin içinde bulunduğunu bilmek yeterlidir.

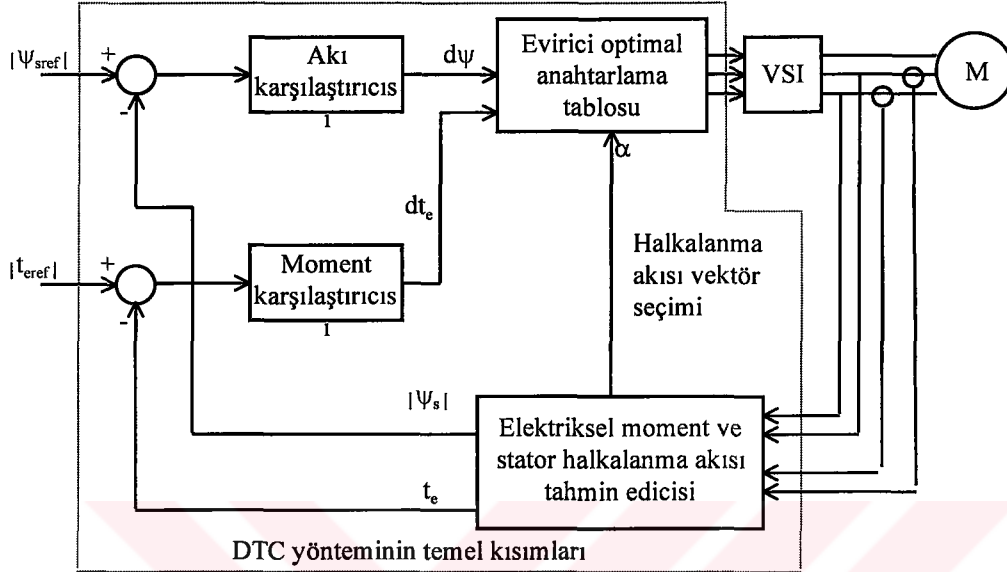
Denklemler stator sabit eksen takımına göre oluşturulmuştur. Motorun elektrik şeması ve denklemleri de aynı eksen takımında tanımlanmıştır.



Şekil 5.1 Asenkron makinenin stator sabit eksen takımına göre eşdeğer devre şeması

En sade biçimiyle bu simulasyon yöntemini tanımlayacak olursak; Motor uçlarından ölçtüğümüz faz akım ve gerilim değerlerinden stator sabit eksen takımına göre stator akısı hesaplanır. Daha sonra o an için makinede üretilen elektriksel moment değeri belirlenir. Elektriksel moment ve stator akısının kendilerine ait referans değerlerine yaklaşması için stator halkalanma akısı uzay vektörünün bulunduğu sektöre göre, uygulanması gereken anahtarlama gerilim vektörü Tablo 5.1'den tanımlanır. Belirlenen anahtarlama gerilim vektörünün örnekleme periyodu süresince uygulanmasının ardından akım ve akıdaki değişimler hesaplanarak kendi değerlerine eklenirler. Bulunan yeni akı, akım ve gerilim değerleri kullanılarak akış diyagramı tekrarlanır.

Simulasyon için kullanılan kontrol şeması Şekil 5.2’de gösterilmiştir. DTC yönteminde sistemin girişleri motor faz akım ve gerilimleri ile stator halkalanma akısı ve elektriksel momentin referans değerleri olup, çıkışları evirici anahtar konumlarıdır.



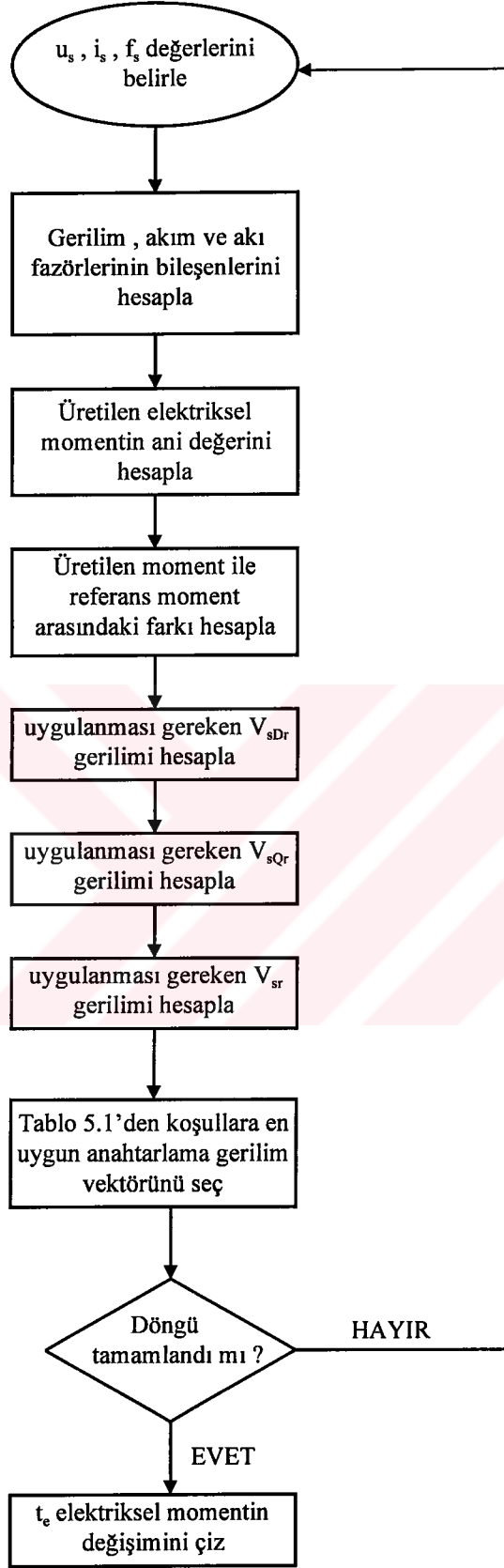
Şekil 5.2 Simulasyon için kullanılan kontrol şeması

EK 1’de verilen simulasyon programının akış diyagramı Şekil 5.3’de, anahtarlama gerilim vektörlerinin belirlenmesinde kullanılan tablo ise Tablo 5.1.’de gösterilmiştir.

Tablo 5.1. Optimum anahtarlama gerilim vektörü belirleme tablosu

df	dt	$\alpha(1)$ sektör 1	$\alpha(2)$ sektör 2	$\alpha(3)$ sektör 3	$\alpha(4)$ sektör 4	$\alpha(5)$ sektör 5	$\alpha(6)$ sektör 6
1	1	u ₂	u ₃	u ₄	u ₅	u ₆	u ₁
	0	0	0	0	0	0	0
	-1	u ₆	u ₁	u ₂	u ₃	u ₄	u ₅
0	1	u ₃	u ₄	u ₅	u ₆	u ₁	u ₂
	0	0	0	0	0	0	0
	-1	u ₅	u ₆	u ₁	u ₂	u ₃	u ₄

EK 2’de yerilen simulasyon programı Bölüm 4.2.9’da anlatımlara paralel olarak gerçekleştirilmiştir. Burada detaylarıyla incelenmeyip sadece Matlab programlama dilinde hazırlanan program ve çıktısı verilecektir.



Şekil 5.3 EK 1’de yazılımı verilen simülasyon programının akış diyagramı

6. SONUÇLAR VE TARTIŞMA

Doğrudan moment kontrolu sayesinde asenkron motorun çok hızlı ve esnek kontrolunu yapılabilmektedir. Moment cevabı 2ms'nin altındadır. Doğrudan moment kontrolu yeni kontrol tabirlerini beraberinde getirmiştir (optimum akı, akı frenlemesi ve akı zayıflaması). Donanım olarak (DSP) Dijital İşaret İşlemci ve ASIC teknolojisini kullanır.

Doğrudan moment kontrolunun temelinde şunlar bulunur; Doğrudan moment ve akı histeresiz kontrolörü ve optimum anahtarlama mantığı. Motor modelinin oluşturulması kontrolün ana parçasıdır. Motor modeli yardımıyla, iki faz akımı ve gerilimi (veya dc ara devre gerilimi) ölçülerek gerçek moment , gerçek akı ve motor hızı belirlenir.

Asansörlerde konforun ve güvenliğin artırılması için değişken hız uygulamaları tercih edilir. Skaler ve vektörel kontrol temelli birçok sürücü asansör motorunu sürmek için kullanılır.

Doğrudan moment kontrollu sürücüler asansörlerde yeni kullanılmaya başlanmıştır. Bu türden sürücülerde moment çok hızlı kontrol edilebildiği için yüksek hız uygulamalarına elverişlidir.

Asansörde duruş, hızlanma ve yavaşlama anlarında konforunun sağlanması gereklidir. Asansör hızlanırken ve yavaşlarken (geçici durum anlarında) momentteki dalgalanmalar sınırlı olmalıdır. Ayrıca bu dönemlerde katta duruş hassasiyetini artırmak için motorun magnetik konumunun da doğruca belirlenmesi gerekir.

Kabin kata ulaştığında hız tamamen sıfır olmalıdır (duruşun sert olması istenmez). Mekanik frenler kapanmadan asansör katta sıfır hızda bir süre tutulmak zorundadır. Bu istekler doğrudan moment kontrollu sürücülerle rahatça sağlanabilir.

Yukarıda anlatılan unsurlar diğer türden sürücülerle kısmen sağlanabilir. Fakat, doğrudan moment kontrollü sürücülerin en önemli özelliği; kontrol büyüklüklerinin sadece ölçülebilen stator gerilimi ve akımları ile evirici anahtarlarının konumuna bağlı olmasıdır. Evirici anahtar konumları ise motorun elektromagnetik konumuna bağlıdır.

Diğer sürücülerin aksine kontrol büyüklüklerinin gerçek konumlarının belirlenmesi gerekmemektedir. Bu büyüklüklerin altı darbeli sürücü için tanımlanan altı adet sektör içinden hangisinde bulunduğunu belirlemek yeterlidir.

Kontrol büyüklükleri, bulundukları sektöre göre referans değerlerinde tutulmaya çalışılır. Histeresiz sınırlarına ulaşıldığında evirici anahtarları duruma göre seçilerek kontrol büyüklükleri histeresiz bandı içerisinde tutulmaya çalışılır.

Motor için gerçeğe en yakın bir matematiksel model ve anahtarlama gerilim vektörlerinin seçimi için bir tablo oluşturulduğunda asenkron motorun doğrudan moment kontrolü rahatlıkla yapılabilir. Evirici anahtarlama vektör seçim tabloları bulanık mantık kullanılarak oluşturulabilir.

Bu anlatılanlar ışığında Doğrudan Moment Kontrol Yöntemi asansörlerde kullanılmaya hayli elverişlidir.

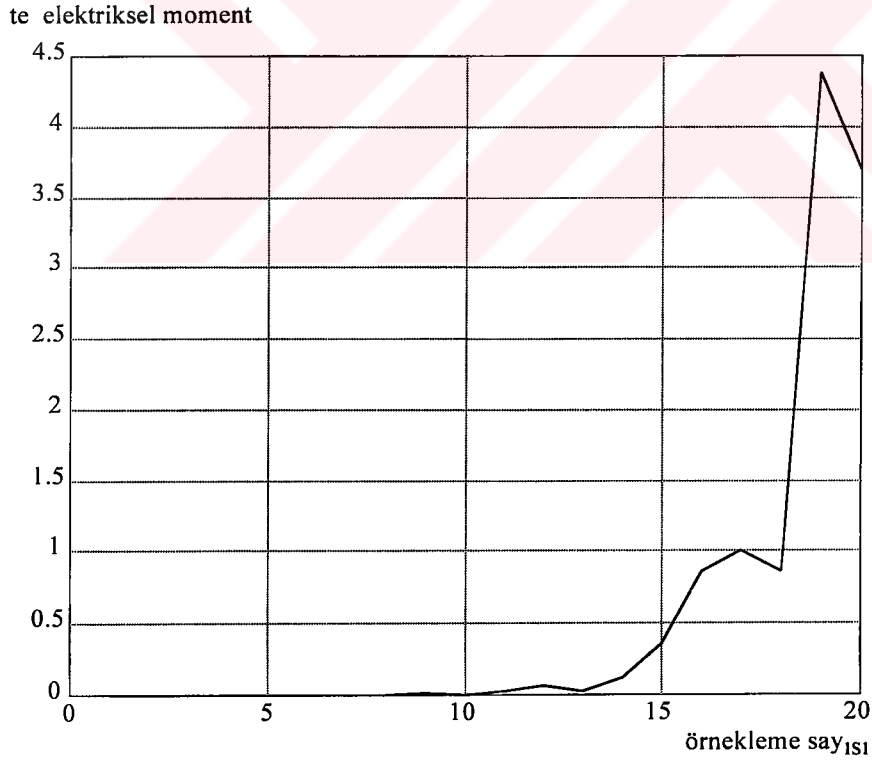
KAYNAKLAR

- [1] **Pekka Tiitinen MSc, Pasi Pohjalainen MSc, Jarkko Lalu MSc**, “The Next Generation Motor Control Method Direct Torque Control, DTC,” ABB Industry Oy, Power Electronics, Research and Development Department Helsinki, Finland
- [2] **Peter Vas**, 1998. “Sensorless Vector and Direct Torque Control,” Oxford Science Publications.
- [3] **Peter Vas**, 1992. “Electrical Machines and Drives,” Clarendon Press-Oxford.
- [4] **M. Kemal Sarioğlu**, “Dynamics of Electrical Machines,” Classnotes
- [5] **S. Williamson, R. C. Healey**, 1996. “Space Vector Representation of Advanced Motor Models for Vector Controlled Induction motors,” IEE Proc. Electr. Power Appl., **143**, 69-77.
- [6] **Thomas G. Habetler**, 1992. Member, IEEE, Francesco Profumo, Senior Member, IEEE, Michele Pastorelli, and Leon M. Tolbert, Member, IEEE, “Direct Torque Control of Induction Machines Using Space Vector Modulation,” IEEE Transactions on Industry Applications, **28**, 1045-1053.

EKLER

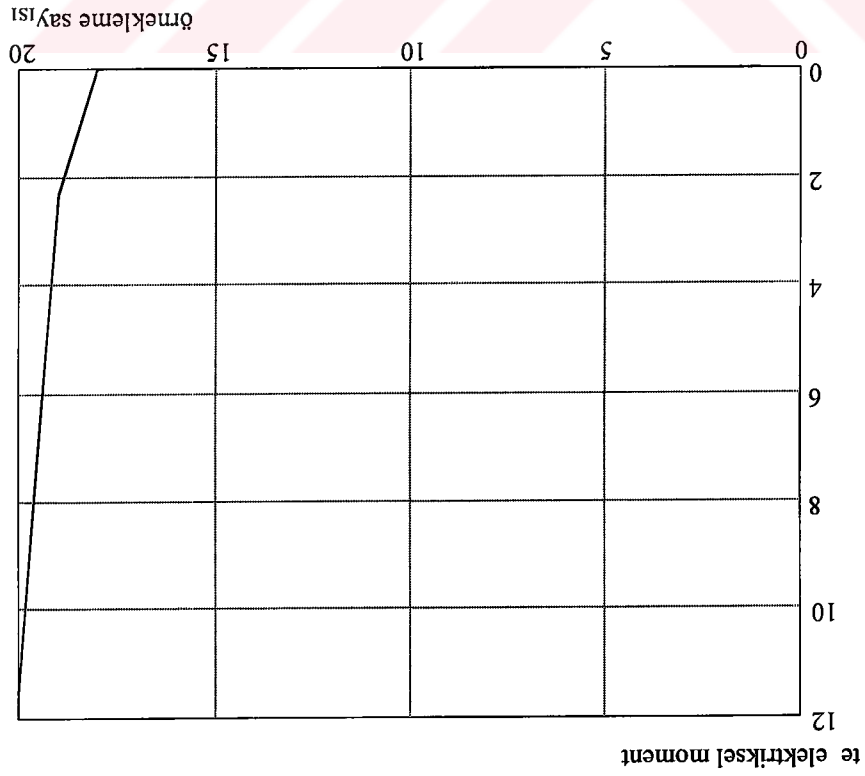
Disket halinde tezin eki olarak verilen ilk program Doğrudan Moment Kontrol yönteminde tanımlanan anahtarlama gerilim vektörlerinin öngörüsüz olarak belirlendiği durumda yöntemin simülasyonuna aittir. EK 1 olarak adlandırılan bu programda elektromagnetik moment ve stator halkalanma akısının hatasına ve akının bulunduğu sektöre göre bir anahtarlama gerilim vektörü belirlenir. Bu vektör örnekleme periyodu süresince sisteme uygulandığında elektromagnetik moment ve stator halkalanma akısının kendilerine ait histeresiz bandı içerisinde kalması sağlanır. Bu programın sonuçları Şekil A.1’de verilmiştir.

İkinci program ise öngörülü anahtarlama gerilim vektörü seçim yönteminin simülasyonudur. Bu program EK 2 olarak adlandırılmıştır. Öngörülü yöntem öngörüsüz yöntemden daha karmaşıktır. Moment ve akıdaki geçici duruma göre program yapılandırılmıştır. Bu programın sonuçları Şekil B.1’de verilmiştir.



Şekil A.1 : Öngörüsüz anahtarlama gerilim vektörü seçim yönteminin simülasyon sonucu

Şekil B.1 : Öngörülen anahtarlarma gerilim vektörü seçim yönteminin simülasyon sonucu



ÖZGEÇMİŞ

Süleyman Bahadır KÖROĞLU, 1971 yılında Erzincan'ın Refahiye ilçesinde doğdu. Orta öğrenimini Erzincan Lisesi'nde tamamladı. 1994 yılında İstanbul Teknik Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Fakültesi'nden Elektrik Mühendisi unvanı alarak mezun oldu. Halen, 1997 yılında çalışmaya başladığı KONE Asansörleri bünyesinde görevine devam etmektedir.

