



T.C.

SELÇUK ÜNİVERSİTESİ

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

DOĞRUDAN YOL VERMELİ SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTOR TASARIMI VE TASARIM OPTİMİZASYONU

Seda KÜL

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Haziran-2015

KONYA

Her Hakkı Saklıdır

ÖZET

YÜKSEK LİSANSTEZİ

DOĞRUDAN YOL VERMELİ SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTOR TASARIMI VE TASARIM OPTİMİZASYONU

Seda KÜL

Selçuk Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Doç. Dr. Osman BİLGİN

2015, 88 Sayfa

Jüri
Danışman Doç. Dr. Osman BİLGİN
Doç. Dr. A. Afşin KULAKSIZ
Yrd. Doç. Dr. Mümtaz MUTLUER

Yapılan bu tez çalışmasında doğrudan yol vermeli sabit mıknatıslı senkron motor (LSPMSM) tasarımı yapılmıştır ve bu tasarım için ANSYS/ Rmxprt programı kullanılmıştır.

LSPMSM'lerin çok farklı rotor yapıları ve mıknatıs yerleşim şekilleri vardır. Tasarlanan motor modeli olarak gömülü mıknatıslı rotor yapısı seçilmiştir.

Seçilen yapı rmxprt programı ile tasarlanmış ve programın içerisinde bulunan optimizasyon tekniklerinden genetik algoritma seçilerek mıknatıs boyutları, oyuk boyutları ve motor uzunluğu optimize edilerek minimum maliyette maksimum verim elde edilmeye çalışılmıştır. Elde edilen sonuçlara göre motor parametreleri optimum değerlerle değiştirilmiş ve yeniden analiz edilmiştir.

Bu çalışmada, düşük güçlü bir doğrudan yol vermeli sabit mıknatıslı senkron motor tasarımı yapılmış ve oluşan momentler incelenmiştir. Diğer motorlardan farklı olarak bu yapıda bulunan frenleme momentini mıknatıs malzemenin cinsi ya da boyutlarının etkilediği görülmüştür. Bu motor tasarımı ile daha detaylı çalışmalara bir altyapı oluşturulmuştur.

Anahtar Kelimeler: Doğrudan yol verme, Doğrudan yol vermeli sabit mıknatıslı senkron motor, Doğrudan yol vermeli sabit mıknatıslı senkron motor momentleri, Genetik algoritma, Sabit mıknatıslı senkron motor

ABSTRACT

MS THESIS

LINE START PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR DESIGN AND DESIGN OPTIMIZATION

Seda KÜL

THE GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCEOF SELÇUK UNIVERSITY
THE DEGREE OF MASTER OF SCIENCE
IN ELECTRICAL ELECTRONICSENGINEERING

Advisor: Assoc. Prof. Dr. Osman BİLGİN

2015, 88 Pages

Jury
Advisor: Assoc. Prof. Dr. Osman BİLGİN
Assoc. Prof. Dr. Afşin KULAKSIZ
Asst. Prof. Dr. Mümtaz MUTLUER

In this thesis, line start permanent magnet synchronous motor (LSPMSM) design has been accomplished and used ANSYS/Maxwell software for modeling.

Line start permanent magnet synchronous motors have lots of rotor structure and magnet configuration. Interior permanent magnet rotor structure have choosen as a designed motor

Selected structure has been designed by rmxprt and choosen genetic algorithm as a optimization technique. Magnet dimension, slot dimension and motor lenght have been optimized and try to attain minimum cost maximum efficiency. First design parameters have been changed optimum values and analyzed again.

In this study, line start permanent magnet synchronous motor design has been carried out and examined resulting torque. Difference of the other motor type LSPMSM has braking torque, magnet dimension or type effect the braking torque. The infrastructure has been trained for detailed studies with this motor design.

Keywords: Line start, Line start permanent magnet synchronous motor, Line start permanent magnet synchronous motor torque, Genetic algorithm, Permanent magnet synchronous motor

ÖNSÖZ

Bu tez çalışmasında bana yardımcı olan başta danışmanım Doç. Dr. Osman BİLGİN'e ve her konuda yardımını esirgemeyen Yrd. Doç. Dr. Mümtaz MUTLUER'e teşekkür ederim. Ayrıca bu süreçte bana her türlü desteği ve sabrı gösteren aileme, özellikle kız kardeşim Nida Başak Kül'e teşekkürü bir borç bilirim.

Seda KÜL
KONYA-2015

İÇİNDEKİLER

ÖZET ..... **iv**

ABSTRACT ..... **v**

ÖNSÖZ ..... **vi**

İÇİNDEKİLER ..... **vii**

SİMGELER VE KISALTMALAR ..... **viii**

1. GİRİŞ **1**

2. KAYNAK ARAŞTIRMASI **2**

3. MATERYAL VE YÖNTEM **9**

3.1. Elektrik Motorlarının Sınıflandırılması 9
3.2. PMSM'larda Kullanılan Mıknatıslar 11
3.2.1. Neodymium-Iron-Boron Mıknatıslar 14
3.2.2. Samaryum Kobalt (SmCo) Mıknatıslar 15
3.3. Sabit Mıknatıslı Senkron Motor 16

4. DOĞRUDAN YOL VERMELİ SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTOR **20**

4.1. d-q Eksenleri 23
4.2. LSPMSM'nin Matematiksel Modeli 25
4.3. Asenkron Çalışma Anında LSPMSM'nin Davranışı 35
4.3.1. Asenkron Çalışma Anında LSPMSM'de Oluşan Momentler 38
4.4. LSPMSM'nin Kararlı Durum Modeli 41

5. OPTİMİZASYON TEKNİKLERİ **45**

5.1.Yapay Arı Kolonisi Yöntemi 47
5.2. Benzetimli Tavlama Yöntemi 49
5.3. Parçacık Sürü Optimizasyon Yöntemi 50
5.4. Genetik Algoritma 52

6. 1.1 KW LSPMSM'NİN ANSYS İLE TASARIMI **56**

7. SONUÇLAR VE ÖNERİLER **72**

7.1 Sonuçlar 72
7.2. Öneriler 73

KAYNAKLAR **74**

ÖZGEÇMİŞ **78**

SİMGELER VE KISALTMALAR

Simgeler

i'_{rq} ve i'_{rd}	:	d-q eksenlerindeki rotor akımları
λ'_m	:	Eşdeğer sabit mıknatıs akı
E_0	:	Uyartım gerilimi
i_{qm} ve i_{dm}	:	d-q eksenlerinde sabit mıknatıs uyartım akımı
i_{sq} ve i_{sd}	:	d ve q eksenleri stator akımları
J	:	Tüm sistemin atalet sabiti
L_{mq} ve L_{md}	:	d ve q eksenleri stator mıknatıslanma indüktasları
L_{sd} ve L_{sq}	:	q-d eksenleri stator senkron indüktansları
P	:	Çift kutup sayısı
r_s	:	Faz başına stator direnci
s	:	Motor kayma değeri
S_{Tbmax}	:	Maksimum frenleme momenti esnasında motorun kayma değeri
T_{av}	:	Ortalama moment
T_b	:	Mıknatıs frenleme momenti
T_c	:	Kafes momenti
T_e	:	Üretilen elektromanyetik moment
T_L	:	Yük momenti
T_{Lcr}	:	Kritik yük momenti
T_{bmax}	:	Maksimum frenleme momenti
T_{p1}, T_{p2}, T_{p3}, T_{p4}	:	Titreşim senkron momentinin bileşenleri
T_s	:	Senkron moment
V_{ds} ve V_{qs}	:	q-d ekseni stator gerilimleri
X_{sd} ve X_{sq}	:	q-d ekseni stator dirençleri
ξ	:	d-q eksenleri stator dirençleri oranı
λ_{sq} , λ_{sd}	:	d-q eksenleri stator kaçak akısı
ω_{re}	:	Rotor elektriksel açısal hız
ω_{rm}	:	Rotor mekanik hız
C_p	:	Manyetik iletkenlik katsayısı
Λ_δ	:	Hava aralığı manyetik geçirgenlik oranı
Λ_r	:	Sabit mıknatıs akı çubuklarının ve rotor dişlerinin geçirgenliği
Λ_M	:	Sabit mıknatısın geçirgenliği
$B_{\delta 0}$	:	Yüksüz durumda hava aralığı akı yoğunluğu
C_ϕ	:	Manyetik akı yoğunluk faktörü
H_c	:	Manyetik alan giderme faktörü
B_{rem}	:	Sabit mıknatısın artık akı yoğunluğu
b_{M0}	:	Sabit mıknatısın kaçak akı katsayısı
I_M	:	Sabit mıknatıs uzunluğu
U_{e0}	:	Zıt Emk
k_c	:	Carter sabiti
$k_{\sigma m}$	:	Sabit mıknatısın kaçak katsayısı
T_{rated}	:	Nominal moment
σ	:	Kayma gerilmesi
l	:	Rotor uzunluğu
D_{is}	:	Stator iç çapı
D_r	:	Rotor dış çapı

D_{ir}	:	Rotor iç çapı
ψ_{am}, ψ_{bm}, ψ_{cm}	:	Sabit mıknatısın oluşturduğu sırasıyla a, b, c faz akısı
L_{aa}, L_{bb}, L_{cc}	:	Öz indüktanslar
M_{ab}, M_{bc}, M_{ca}	:	Ortak indüktans
ψ_a, ψ_b, ψ_c	:	a, b, c faz akısı
i'_m	:	Sabit mıknatıs uyartım akımı
T_{damp}	:	Amortisman (durdurucu) moment
v_{ar}, v_{br}, v_{cr}	:	a, b, c fazları rotor gerilimleri
r_{ar}, r_{br}, r_{cr}	:	a, b, c fazları rotor direçleri
v'_{rq}, v'_{rd}	:	q-d eksen rotor gerilimleri
r'_{rq}, r'_{rd}	:	Statora indirgenmiş d-q ekseni rotor dirençleri
r_a, r_b, r_c	:	a, b, c fazları stator dirençleri
ψ_m	:	Sabit mıknatıs akısı
θ_r	:	Rotor konum açısı
i_a, i_b ve i_c	:	3 faz stator akımı
ψ_{ar}, ψ_{br} ve ψ_{cr}	:	3 faz rotor akıları
i_{ar}, i_{br} ve i_{cr}	:	3 faz rotor akımları
x_a, x_b ve x_c	:	a, b ve c faz miktarları
x_d, x_q ve x_0	:	d-q-0 bileşenleri
C	:	Katsayı matrisi
λ'_{rq} ve λ'_{rd}	:	d-q eksenleri rotor kaçak akısı
i'_{rd} ve i'_{rq}	:	d-q eksenleri rotor akımları
v'_{qr} ve v'_{dr}	:	d-q eksenleri rotor gerilimleri
L'_{rq} ve L'_{rd}	:	Statora indirgenmiş rotor indüktansı
i_{dm} ve i_{qm}	:	d-q eksenlerinde sabit mıknatısın oluşturduğu akım
F	:	Sürtünme sabiti
L_{rc}	:	Sabit mıknatısın geri tepki indüktansı
B_g	:	Hava aralığı manyetik akı yoğunluğu
k_{w1}	:	Stator sargı faktörü
β	:	Nominal durumdaki yük açısı
L	:	Motorun paket uzunluğu
A_1	:	Stator elektriksel akı yüklemesi
pf	:	Güç faktörü
τ_s	:	Oyuk adımı
Z_s	:	Stator oyuk sayısı

R_r	:	Rotor çubuk direnci
R_e	:	Kısa devre halkası direnci
A_b	:	Rotor çubuk kesiti
A_e	:	Kısa devre halkasının kesiti
ρ_{al}	:	Rotor çubuk malzeme özdirenci
l_b	:	Rotor kısa devre halkasının iç çapı
I_e	:	Rotor çubuklarının diş açıklığı çemberinin çapı
D_{b1}, D_{b2}	:	Rotor çubukları alt üst kalınlıkları
h_{b1}	:	Rotor çubuklarının yüksekliği

Kısaltmalar

PM	:	Sabit mıknatıs
PMSM	:	Sabit mıknatıslı senkron motor
LSPMSM	:	Doğrudan yol vermeli sabit mıknatıslı senkron motor
IM	:	Asenkron motor
GA	:	Genetik algoritma
DA	:	Doğru akım
AC	:	Alternatif akım
YAKA	:	Yapay arı koloni algoritması

1. GİRİŞ

Asenkron motorlar pompa, fan, kompresör gibi birçok uygulamada yaygın olarak kullanılmaktadır. Maliyet olarak diğer motorlardan avantajlı gibi görünse de, düşük çalışma verimi ve güç faktöründen muzdarip durumdadır. Hükümetlerin çevre kirliliği ve küresel ısınmadan dolayı endişeleri artarken, dünyanın çeşitli yerlerinde son zamanlarda yeni yasalar onaylanmıştır. Bu yüzden daha yüksek verimli motorlar önemli hale gelmektedir. Küçük güçlü sabit mıknatıslı senkron motorlar yüksek çalışma verimi ve güç faktörü sağlamasına rağmen, yol alma durumuna göre karşılaştırıldığında asenkron motora göre eksik yönleri vardır (Ugale ve ark.,2012).

Doğrudan yol vermeli sabit mıknatıslı senkron motor (LSPMSM) daha yüksek çalışma verimi ve güç faktörü için geliştirilmeye başlanmıştır. Bu motora olan ilgi 1980'lerin sonunda artmış ve endüstriyel üretim işlemlerinde uygulanmaktadır. Son yıllarda yüksek enerjili sabit mıknatısların gelişmesi ile üretim maliyeti azalmış ve tasarımlardaki doğruluk yüzdesi artmıştır, bu durumda LSPMSM'lerin birçok uygulamada asenkron motorun önüne geçmesine neden olmuştur. (Yaojing ve ark.,2011) LSPMSM'lerin çok yüksek verimle çalışmaları beklenir, çünkü asenkron motor gibi yola alıp daha sonra senkron motor olarak hareketlerine devam ederler. LSPMSM asenkron motorun sincap kafes sargılarına benzeyen yol verme sargıları (amortisör sargıları) ve uyartım için sabit mıknatıstan oluşan rotor ve üç fazlı simetrik endüvi sargıları ile statordan oluşur. Rotor çıkık kutuplu karakteristik gösterir. Sincap kafes altına gömülü sabit mıknatıslarla, kararlı durumda senkron olarak hareket etme ve asenkron yol almadan oluşan hibrit rotor elde edilir. Senkron çalıştığı için kararlı durumda bakır kayıpları oldukça azdır (sadece harmonik kayıplar). Bu yüzden hem asenkron motorun (dayanıklı yapısı ve doğrudan yol verme yeteneği) hem de senkron motorun (yüksek verim, güç faktörü ve moment yoğunluğu) avantajlarını içerir.

Bu tez çalışmasında, RMXPRT programı kullanılarak LSPMSM motor tasarım simülasyonu, FEM analizi, verim ve moment incelemelerine yer verilmiştir. Ayrıca motor boyutlarına ve malzeme seçimine göre de çeşitli optimizasyonlar yapılmaya çalışılmıştır.

2. KAYNAK ARAŞTIRMASI

Bu konu ile ilgili çalışmalar ilk olarak 1984 yıllarında başlamıştır. Richter ve ark. (1984), yaptıkları çalışmada farklı iki mıknatıs tipinin motor performansını nasıl etkilediğini incelemişlerdir. Çalışma kapsamında manyetik malzeme olarak Ferrit ve Samaryum Kobalt kullanmışlardır. Sonuç olarak mıknatısın hacminin, enerji miktarının, boyutlarının motorun çalışma performansını ve verimini etkilediği görülmüştür.

Miller T. (1984), çalışmasında doğrudan yol vermeli sabit mıknatıslı senkron motorun kalkınma periyodunu incelemiş ve karşılaştırmıştır. Motorun kalkınma ve karakteristiğini açıklamıştır. Bunu yaparken moment bileşenlerinden faydalanmıştır ve çalışma sonucunda kalkınma yeteneğini frenleme momentinin büyük ölçüde etkilediğini görmüştür.

Carlson R. ve ark. (1994), tek faz LSPMSM üzerine çalışmışlardır. Manyetik malzemelerin gelişmesiyle PMSM (sabit mıknatıslı senkron motor) uygulamalarında da gelişmeler olmuştur. Buda LSPMSM'nin geliştirilmesinde etkili olmuştur. Bununla beraber yapılan modellemeler ve deneyler hep 3 fazlı motorlar üzerine olmuştur. Tek fazlı motorlara pek fazla ilgi olmamıştır. Bu tür motorların modellenmesinde genellikle teorik yaklaşımlara yer verilmiş fakat bütün durumlar dikkate alınmamıştır. Tüm model analizi de sadece FEM ile yapılmıştır. Elektriksel devre denklemleri ve hareketi için gerekli olan mekaniksel denklemler elde edilmiştir. Bu işlemler için 2 prototip kullanılmıştır. Elektriksel devre denklemleriyle bağlantılı olan FEM tek faz LSPMSM dinamik analizini etkilemektedir. İlk prototip LSPMSM'nin veriminin asenkron motordan daha fazla olduğunu göstermiştir. İkinci prototipte Ferrit malzeme kullanılmıştır, bununla birlikte uygulanan gerilimin, rotor çubuk dirençlerinin, yol alma ve daimi kondansatörlü yapının motor üzerindeki etkileri analiz edilmeye çalışılmıştır.

Chalmers B.J. ve ark. (1995), yaptıkları çalışmada yüksek verim elde etmek ve uygulamalarda düşük maliyete motoru sürmek için LSPMSM beslemesinde tek fazlı güç kaynağı kullanmışlardır. Tek faz gerilim kaynağı ve kondansatör bağlantısı yapılarak yol alma, senkronizasyon ve senkron çalışma performansı araştırılmıştır. Üç fazlı çalışma performansına göre, faz dengesizliğinden dolayı performansın azalması kalkınmada ve senkronizasyon da zorluklara sebep olurken, kayıpların artması ve çıkış momentinin azalması gibi sorunları da beraberinde getirmiştir. Bir test motoruyla çalışılmış ve dengeli bir gerilim kaynağı ile çalışmalar yapılmıştır. Kararlı durum performansı, frenleme momenti, dengeleyici kapasitör ile senkron çalışma, kalkınma ve senkronizasyon

performansları incelenmiştir. Sonuç olarak mıknatıs uyartım emk değeri tek faz kondansatörlü motorlarda gerilim kaynağıyla bağlantılıdır ve 3 faza göre daha düşüktür. Bu yüzden motorun senkronizasyonu ve çalışma için kapasitör değerinin daha büyük seçilmesi gerektiği görülmüştür.

Libert F. (2002), yaptığı çalışmada asenkron motor ve doğrudan yol vermeli sabit mıknatıslı senkron motorun verimlerini güç faktörlerini karşılaştırmak istemiş bunun için de ilk olarak 3 adet doğrudan yol vermeli sabit mıknatıslı senkron motor tasarlamış ve bunların içinden en yüksek verime ve güç faktörüne sahip olanı aynı özelliklerdeki asenkron motorla karşılaştırmış ve sonuç olarak asenkron motorun değerlerinin daha düşük olduğunu görmüştür.

Modeer T. (2007), yaptığı tez çalışmasında LSPMSM performansını ve anlaşılabilirliğini geliştirmek istemiştir. Bunu yaparken parametreleri ölçmek için farklı yollar ve modeller kullanmıştır. FEM ile ölçümler yapmıştır. Bu tez kısa devre motorlarda frenleme momentinin ölçülmesi ve geçici durumdaki frenleme momentiyle ilgili bilgi edinmemizi sağlar, bu da senkronizasyon yeteneğini ve motordaki farklı çubuklardaki akı dağılımını etkiler. Senkronizasyon yeteneğinin yük momentini ve kalkınmayı sınırladığı görülmüştür. Ve ilerleyen çalışmalarda senkronizasyon kabiliyeti ve modellemesi üzerine bir çalışma düşünülmektedir.

Stoia D. (2009), çalışmasında B-H karakteristik eğrisindeki çalışma noktasını düşünerek analitik bir tasarım modeli önermiştir. Burada manyetik akı-manyeto motor kuvvet karakteristiğini B-H karakteristiğine karşı kullanmıştır ve senkron çalışma ile asenkron yol alma parametrelerini de hesaba katmıştır. Bu işlemler sırasında hem endüvi reaksiyonunu hesaba katarak hem de endüvi reaksiyonunu yok kabul ederek hesaplamalar yapmıştır. Bu teorik çalışma ile motorun kararlı durumda ve dinamik durumda gerekli olan mıknatıs boyutları hesaplanabilmiştir. Bu hesaplamalar yüksek manyetik enerji yoğunluğunu da ortaya koymuştur. Bu yöntemle hem senkron çalışma bölgesindeki moment, güç faktörü, verim gibi verile hesaplanmış hem de asenkron kalkınma parametreleri (gerilim, zıt emk) hesaplanmıştır.

Stoia ve ark. (2010), diğer bir çalışmasında ise yüksek kafes direnci ile motorun senkronizasyon yeteneğini incelemişlerdir. Asenkron çalışma parametrelerini ve bu periyotta oluşan moment özelliklerini ele almışlardır. Sonucunda rotor direncinin yüksek olması motorun erken kalkınmasına faydalı bir etki oluşturmaktadır. Fakat senkronizasyonun meydana gelmesini zorlaştırmıştır.

Takegami T. ve ark. (2010), LSPMSM asenkron çalışma karakteristiğinin hesaplanmasını amaçlamışlar ve bunun için analiz metodu önermişlerdir. Hesaplanan sonuçları test sonuçlarıyla karşılaştırmışlardır. Bu işlemler esnasında basit denklemleri oluşturmuşlar, d-q eksenindeki sabitleri belirlemişler ve kalkınma esnasında oluşan momentleri de hesaba katmışlardır. Sonucunda da önerilen hesaplama metodunun pratik uygulamalardaki doğruluk için kullanılmasının yeterli olduğu görülmüştür.

Takahashi A. ve ark. (2010), LSPMSM dinamik ve kararlı durum performansını incelemişlerdir. Bunun için iki kutuplu bir motor kullanmışlardır ve ağır yük altında kalkınmayı iyileştirmeye uğraşmışlar ve relüktans momentin etkilerini deneysel ve teorik olarak değerlendirmişlerdir. 2D FEM analizi kullanarak motoru tasarlamışlar ve analiz sonuçlarını prototip motor performansı ile değerlendirmişlerdir. Ayrıca bunu hem çıkık kutuplu motorlarda hem de çıkık kutuplu olmayan motorlarda denemişlerdir. Yük moment karakteristiğinin çıkık kutuplu motor denemelerinde hem dinamik hem kararlı durum performansında artış gözlenmiştir. Başlangıç gerilimini %10 oranında artırarak aynı kalkınma yeteneği elde edilirken aynı anda verim ve güç faktöründe de artış meydana geldiği görülmüştür.

Yaojing F.ve ark. (2011), iki kutuplu 3 fazlı doğrudan yol vermeli sabit mıknatıslı senkron motorla çalışmışlar, motorun çalışma ilkeleri ve yapısal özelliklerini anlatmışlardır. Gömülü sabit mıknatıslı rotor yapısı gösterilmiş ve FEM analizi yapılmıştır. Ayrıca bu motor sızdırmaz kompresörleri sürmek için kullanılmıştır. Bu sırada motor tasarımı ve analizi yapılmış kalkınma performansı incelenmiş, 2D FEM modeli uygulanmıştır. Nominal yükte 200 Nm kararlı durum çıkış momenti elde edilmiştir.

Zubayer H. M. (2011), yaptığı tez çalışmasında motordaki farklı rotor yapılarının tasarım analizini ve kayıpları da içeren bir karşılaştırma yapmıştır. Motor tasarımında doğruluğun başlangıç ve senkron durumdaki performanslarının iyi hesaplanmasına bağlı olduğunu görmüştür ve bu tezde, amaçladığı doğrudan yol vermeli sabit mıknatıslı motorun tasarım ve modellemesini yapmıştır. Sonraki çalışmalarında bu motoru rüzgâr türbininde kullanmıştır.

Marcic T. (2011), LSPMSM (doğrudan yol vermeli sabit mıknatıslı senkron motor) verimi alanında güncel bir bakış açısı oluşturmaya çalışmış, tasarım algoritmasını oluşturmuş ve moment bileşenlerini incelemiştir. Bunu yaparken moment bileşenlerini ayrı ayrı değerlendirmiş tasarım algoritmasını ise motorun çalışma bölgelerine göre adım

adım oluşturmuştur. Sonunda maliyetin, stator sargılarının, rotordaki sincap kafesin, akı çubuklarının ve sabit mıknatısların uyumunun verimi etkilediğini görmüştür.

Nekoubin A. (2011), çalışmasında 3 farklı rotor yapısında motor tasarlayıp verim ve kayıplarını karşılaştırmıştır. Bu çalışma esnasında sabit mıknatıs ile sincap kafes arasındaki oran uygun seçilirse, motor üretim maliyetinin azalacağı ve daha iyi bir performans elde etmek gibi teknik avantajlar sağlayacağı görülmüştür. Bu tasarımlar sonucunda hava aralığındaki en büyük akı yoğunluğunun ve en küçük kayıpların 3. motorda elde edildiği görülmüştür. Bu rotor yapısı V tipi gömülü tip sabit mıknatıs içeren motor tipidir.

LSPMSM kalkınması esnasında armatür reaksiyonundan dolayı sabit mıknatısın demagnetizasyonu kaçınılmazdır ve bu durum motor üzerinde büyük bir etki meydana getirir. Lu W. ve ark. (2011), yaptıkları çalışmada zaman ayarlı 2D FEM programı kullanarak sabit mıknatısın demagnetizasyonunu hesaplayarak gerilim kaynağının genliği, ilk rotor pozisyonu ve yük faktörü gibi motoru etkileyen faktörleri analiz etmeyi amaçlamışlardır. V tipi gömülü yapılı bir motor üzerinden analiz işlemlerini gerçekleştirmişlerdir. Çalışma sonucunda kalkınma esnasındaki endüvi reaksiyonundan dolayı oluşan demagnetizasyon hesaplanmış, çeşitli etki faktörleri üzerinde çalışılmıştır. Yukarıda sayılan etki faktörlerinden dolayı mıknatısın demagnetizasyonunun kalkınma esnasında oluşma zamanının daha uzun sürdüğü görülmüştür.

LSPMSM tasarımında yeterli kalkınma ve senkronizasyon yeteneği önemli bir konudur. Bu konuda bir hataya düşüldüğü takdirde belirli koşullar altında motorun kullanımını engeller. İsfahani A. H. ve ark. (2011), mıknatıslanma indüktansının motorun yol alma ve senkronizasyon performansını olumlu yönde etkileyip etkilemeyeceğiyle ilgili bir analiz yapmışlardır. Bunu yaparken 3 farklı metoda başvurmuşlardır. İlk olarak ortalama ve titreşim momentleri asenkron çalışma sırasında analiz edilmiş ve mıknatıslanma indüktansın etkisi incelenmiştir. Daha sonra iki farklı mıknatıslanma indüktansa sahip motorun d-q dinamik modelleri analiz edilmiştir. Son olarak, tartışılan ve değerlendirilen sonuçlar FEM kullanılarak elde edilmiştir. Sonucunda motorun max. devir sayısının mıknatıslanma indüktansıyla bağlantılı olduğu görülmüştür. Mıknatıslanma indüktansı küçük iken mıknatısın akı değeri arttıkça max. devir sayısının da düştüğü görülür. Sonuçlar, motor daha yüksek mıknatıslanma indüktansına sahipken kalkınma performansının daha yüksek olduğunu fakat senkronizasyon kapasitesinin daha düşük olduğunu göstermiştir.

Lu Q. ve ark. (2012) tarafından, özellikle endüstriyel uygulamalarda LSPMSM'nin çok iyi başlangıç kapasitesine sahip ve yüksek verimli olduğu görülmüştür. Çalışmalarında düşük gerilimlerde daha yüksek başlama kapasitesi elde etmeye çalışmışlar ve bunun için motorun yüksüz ve yüklü durumları için deneyler yapmışlardır. Fakat istenilen sonuçlara ulaşılamamış ve sadece bazı metotlar önermişlerdir.

Lu W. ve ark. (2012), farklı boyut ve manyetik özellikteki rotor çubukları ile motorun kaçak reaktansı ve direnci gibi elektromanyetik parametreleri hesaplayarak, rotor çubukları, elektromanyetik parametrelerin ve kalkınma performansının birbirleri üzerindeki etkilerini incelemişlerdir. Bunu yaparken sırasıyla stator ve rotorun direnç ve empedanslarını, kalkınma akım ve momentini hesaplamışlardır. Sonucunda, rotor çubuklarının genişliği veya iletkenliği arttıkça kalkınma empedansının azaldığı, kalkınma akımının ve momentinin arttığı görülmüştür. Bu nedenle LSPMSM tasarımında daha yüksek kalkınma performansı için rotor çubuklarının tasarımı iyi bir optimizasyon ile gerçekleştirilmelidir.

Fazle S. (2012), yapmış olduğu tez çalışmasında LSPMSM asenkron başlamasını ve senkronizasyonu analiz etmeye çalışmıştır. LSPMSM asenkron motora önemli bir alternatiftir. Çünkü sabit gerilim ve frekansta sabit bir hıza ve yüksek bir verime sahiptir. Sabit mıknatıslar tarafından üretilen frenleme momentinin kalkınma esnasında oluşan kafes momentine karşı çalışmaktadır. Ayrıca frenleme momentinin senkronizasyon üzerinde de büyük etkisi vardır. Birçok araştırmacı da farklı yüklerinde kalkınma ve senkronizasyona etkisini araştırmışlardır. Fakat çok az çalışma LSPMSM'nin dinamik performans analizini yapmıştır. Bu çalışmada yüklü kalkınmadan sonra motorun geçiş hareketinin detaylı incelemesi yapılmıştır ve yük karakteristiğinin matematiksel modeli elde edilmiştir. Bu çalışmanın önemli çıktıları şu şekilde sıralanabilir: sincap kafes göz önüne alınarak gömülü sabit mıknatıslı motorun doğru modellemesi yapılmıştır, pistonlu pompaların yük karakteristiklerinin kararlı durum modellemesi yapılmıştır, asenkron moment ve titreşim momentinin matematiksel denklemleri çıkarılmıştır, pistonlu pompalar gibi yüksek tahrik yükleri için LSPMSM tranziyent performansının simülasyonu yapılmıştır ve başarılı bir senkronizasyonun test sonuçları elde edilmiştir.

Bu konu ile ilgili en güncel son 3 senenin yayınlarına baktığımızda ise genelde verimi yükseltmek için çeşitli metotların denendiğini görmekteyiz. Bu metotlarda oyuk yapıları değiştirilmiş, rotor çubuk arızalarının etkileri incelenmiştir.

Ugale R. T. (2013) yukarıda denildiği gibi LSPMSM'deki farklı rotor yapılarının verime ve güç faktörüne etkisini araştırmıştır. Daha sonra aynı boyutlarda tasarlanan bir

asenkron motorla performans karşılaştırılması yapılmıştır. Önerilen rotor şekline göre motor tasarımı yapılıp FEM analizleri gerçekleştirilmiştir. Bu analizlerde hava aralığı manyetik alanları, sonlu elemanlar yöntemi kullanılarak yol alma performansları, kararlı durum performansları değerlendirilmiştir. Bu çalışma sonucunda önerilen rotor yapısının marka olan ve tasarlanan LSPMSM ile aynı boyutlara sahip bir asenkron motorla karşılaştırıldığında daha yüksek güç faktörüne, verime ve enerji tasarrufuna sahip olduğu görülmektedir.

Kahourzade S. Ve ark. (2013) bu çalışmalarında asenkron motorun eksiklerini göz önünde bulundurarak bir LSPMSM tasarlamaya ve tasarım esnasında uygun yol alma ve senkronizasyon elde edilmeye çalışmışlardır. LSPMSM yapısında mıknatıslar sincap kafes altına gömülü yapıdadır bu da manyetik direncin artmasına sebep olur. Bunun sonucunda indüklenen gerilim ve yüksüz durumdaki akım azalır. Önerilen tasarım modelinde yük bağlandığında, daha iyi bir yol alma kabiliyetine ve senkronizasyona sahiptir. Verilen veriler doğrultusunda motor tasarlanmış ve analizleri yapılmıştır. Rotor çubuklarının optimizasyonu ve boyutlarının performansın iyileştirilmesine etkisi olduğu görülmüştür.

Kahourzade S. Ve ark. (2014) tarafından diğer çalışmanın bir devamı olarak çalışmalarında asenkron motorun eksiklikleri göz önünde bulundurarak LSPMSM tasarımı yapılmış ve performansı değerlendirilmiş olan motorun performansında iyileştirilme yapılmaya devam edilmiştir. Tasarımda mıknatıs malzemesi olarak NdFeB kullanılmıştır. Tasarlanacak modelin performansını artırmak için de rotor çubuklarının boyutlarında ve rotor dirençlerinde optimizasyon yoluna gidilmiştir. Çalışmada sırasıyla dinamik modeli ve tranziyent sonlu elemanlar analizini içeren LSPMSM analizi, önerilen motor yapısının tasarım detayları, rotor çubuk dirençlerinin optimizasyonu ve son olarak stator direncinin, mıknatıslanma indüktansının ve çıkık kutup yapısının yol almaya etkisi incelenmiştir. Yapılan tasarım ve analiz sonuçları asenkron motor ile karşılaştırılmıştır. Sonuçlar verim, güç faktörü ve ortalama çıkış gücü olarak LSPMSM asenkron motora göre çok daha avantajlı olduğunu göstermiştir. Kararlı durum çalışma, esnasındaki faz akımları karşılaştırıldığında ise tam yüklü durumda LSPMSM'nin akım değerinin daha düşük olduğu görülmüştür. Tüm bu sonuçlar asenkron motorun eksikliklerini ortaya koymuştur.

Lazaar E. ve ark. (2014) düşük güçlü motorların sincap kafes çubuk alanlarını azaltarak bunun motor performansına nasıl etki ettiğini incelemişlerdir. Bu analiz için yöntem olarak FEM kullanmışlardır. Bu çalışmada kararlı durum esnasında mıknatıs

hacmi belirlenirken, sincap kafes boyutları içinde tranziyent analiz yapılmıştır. Bu boyut değişiklikleri yapılırken frenleme momenti de hesaba katılmıştır. Bu çalışma sonucunda elde edilen bazı sonuçları şu şekilde sıralayabiliriz: sincap kafes çubukları yeterli momenti oluştururs a bu çubuklar amortisman sargısı gibi çalışarak motorun kendiliğinden yol almasına katkıda bulunur. Bu analiz esnasında generatör çalışma esnasında 3 faz gerilimin indüklendiği görülmüştür. Bu özelliğinden dolayı yol verme generatörü olarak kullanılabileceği görülmüştür.

Mehrjou M.R. ve ark. (2014) çalışmalarında ise rotorda oluşan arızaların motor performansına etkilerini incelemişlerdir. Rotorda oluşan arızaların motor verimini azalttığı, çalışma maliyetini de artırdığı görülmüştür. 1 Hp gücündeki motor ANSYS/ Maxwell programı ile tasarımı ve analizleri yapılmış daha sonra da arızalı motor analizi yapılmıştır. FEM analizleri, arızalı rotor çubuklarının motor performansına etki ettiğini göstermiştir. Bu durum tranziyent (geçici durumdaki) çalışma esnasında, bu motorun arızalı rotor çubuklarını belirleyip etkisini ortaya koymuştur.

Melfi M. J. ve ark. (2015) tarafından yapılan çalışmada yol almak için herhangi bir invertör ya da güç elektroniği devresine ihtiyaç kalmadan çalışabilen LSPMSM'nin uygunluğu incelenmiş ve daha aktif malzemeler kullanılarak verimin seviyesi artırılmıştır. Rotor kayma kayıpları yok sayılarak verim yükseltilebilir. Sabit mıknatıs akısı iyileştirilmiş güç faktörünü sağlayacak kadar büyük olduğunda stator kayıplarını azaltır. Tasarımın avantajları ve dezavantajları değerlendirilmiştir. Tasarımın sonucunda IE4 seviyesindeki verimi sağlamıştır. Yüksek verim, asenkron motora göre daha yüksek enerjili mıknatıslar ve daha az mıknatıs iletken malzemesi kullanılarak elde edilmiştir.

Jedryczka C. ve ark. (2015) yaptıkları bu çalışmada sincap kafes çubuklarının LSPMSM'nin senkronizasyonuna etkilerini incelemişlerdir. Seçilen sincap kafes oyuklarının senkron hıza yakın olan bölgede asenkron momentinin ciddi oranda artışına sebep olduğunu gözlemlemişlerdir. Bunun için farklı geometrilerde sincap kafes sargıları kullanılmıştır. Geometrinin etkilerini gözlemlemek için LSPMSM'nin senkron çalışmasında, verim, güç faktörü gibi kararlı durum parametreleri FEM analiz yardımıyla hesaplanmıştır. Çalışma sonucunda elde edilen veriler doğrultusunda farklı sincap kafes tasarımının senkron çalışma esnasında motorun performansını ciddi oranlarda etkilemediği görülmüştür.

3. MATERYAL VE YÖNTEM

3.1. Elektrik Motorlarının Sınıflandırılması

Elektrik motorları elektrik enerjisini mekanik enerjiye çeviren cihazlardır. Elektrik motorlarının genel olarak sınıflandırılması aşağıda Şekil 3.1'de gösterilmektedir. Şekilden de görüleceği gibi elektrik makineleri, kullanılan gerilimin tipine göre AC ve DC motorlar olarak ikiye ayrılmaktadır ve daha sonra kendi içerisinde motorlar farklı özelliklere göre tekrar sınıflara ayrılmaktadır.

Şimdi bu motorları genel özellikleriyle inceleyecek olursak; DC motor genellikle ayarlanabilir hız gerektiren yerlerde kullanılan motor tipidir. DC motorda alan ve endüvi elektromotor kuvvetleri ayrıdır ve bu durum alan ve endüvi geriliminin ayrı ayrı kontrol edilmesini sağlar. Diğer avantajlarını sıralarsak;

- DC motor kontrolü kolaydır ve hem geçici hem de kararlı durumda iyi bir performans gösterir.
- Çok iyi hız kontrolü yapılabilir.
- Düşük hızlarda yüksek momentler elde edilebilir.

Dezavantajlarına baktığımızda ise;

- Düşük verimle çalışır.
- Yüksek bakım maliyetine sahiptir.
- Fırçalar ve komütatörler çabuk yıprandığından sık sık değiştirilmesi gerekir.
- Aşırı yük kapasitesi zayıftır.

DC motorların bu dezavantajları asenkron motora yönelmelere sebep olmuştur (Fazle, 2012)

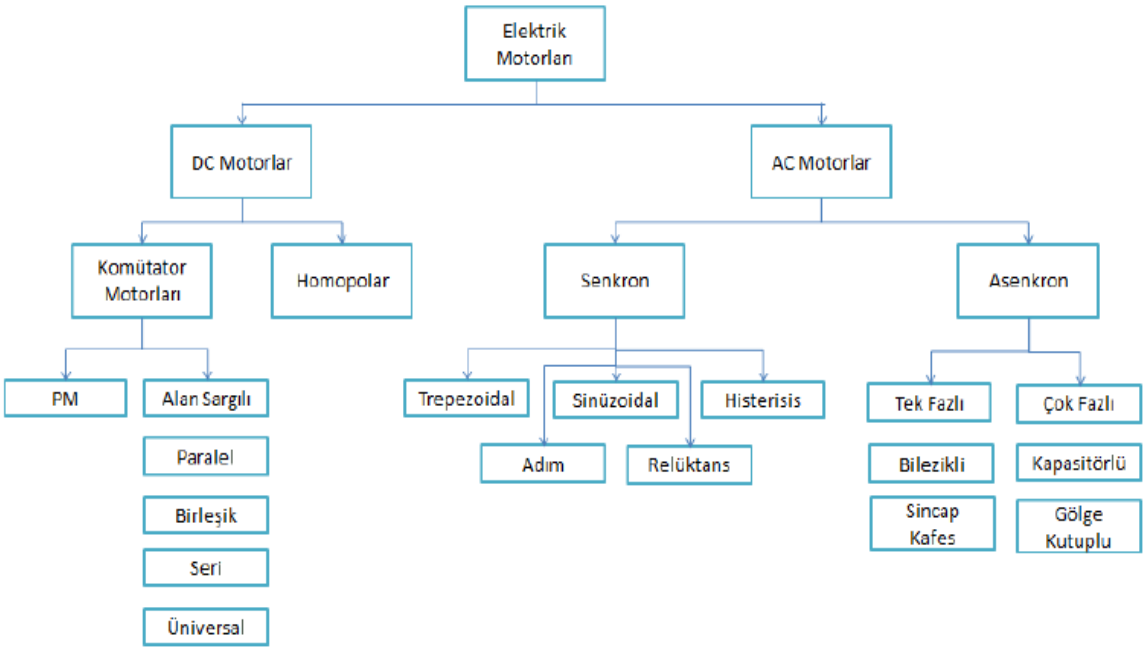
Asenkron makinelere baktığımızda; sanayide yoğun olarak kullanılan 1 fazlı ve 3 fazlı çeşitleri olan makine türüdür. Asenkron motor adını çalışma hareketinden alır. 3 fazlı asenkron motorlarda, 3 fazlı stator sargıları gerilim ile beslendikleri zaman makinede döner manyetik alan oluşur. Bu manyetik alan senkron hızda döner. Bu hızda dönen manyetik alandan dolayı durmakta olan rotor iletkenlerinde bir gerilim indüklenir. Rotor uçları kısa devre edildiğinden rotorda bir akım akacaktır. Biot-Savart yasası gereği akım akan iletken, manyetik alan içerisinde olduğunda bu iletkenlere bir kuvvet etkir ve rotor dönmeye başlar. Rotorun hızı senkron hızdan küçüktür ve hiçbir zaman senkron hıza ulaşamaz. Bir fazlı asenkron motorlarda ise hem sargıların hem de akımları bir fazlı

olmasından dolayı sadece alternatif manyetik alan oluşur, değeri sadece zamanla ve akımın genliğine bağlı olarak değişir fakat döner manyetik alan oluşmaz. Döner manyetik alan olmadığı için rotor dönemez. Bu durumda bir fazlı asenkron motorlara döner alanı yaratacak yardımcı bir sistem gerekir. Bu durumda ya yardımcı sargı ve kondansatör kullanılarak döner manyetik alan oluşturulur ve makine döner.

Bunların yanı sıra asenkron motorunda avantaj ve dezavantajları vardır. Bunları sırasıyla şu şekilde açıklayabiliriz.

Asenkron motorun avantajları;

- Asenkron motor sağlamdır, ucuzdur ve bakımı kolaydır.
- Yaklaşık 10.000 hp değerine kadar çıkabilir.
- Asenkron motorun hızı neredeyse sabittir. Yüksüz durum ile nominal yük arasında çok az bir değişim vardır.
- Doğrudan AC kaynağa bağlanabilmektedir.



Şekil 3.1. Elektrik motorlarının sınıflandırılması

Asenkron motorun dezavantajları;

- Hız kontrolü kolay değildir.
- Başlangıç akımı tam yükteki akımının 5 katı kadar olabilir.
- Az yüklü durumda motorun güç faktörü düşüktür.
- Kalkınma momenti düşüktür.

Senkron motorlara baktığımızda ise döner alan ile aynı hızda dönen ve kayma veya güç kaybı olmayan motorlar olduğu görülür. Bu da motorun daha verimli çalışmasını sağlar. Senkron motorlar çift beslemeli motorlardır çünkü rotor alan sargıları içinde dc uyartım gereklidir. Bu dc voltaj genelde fırçalarla sağlanır fakat günümüzde fırçasız uyartım sistemleri yapılmaktadır. Alan akımı rotor tarafından kontrol edilebilir bu yüzden asenkron motora göre senkron motor kontrolü daha basittir (Fazle, 2012).

Senkron motorun avantajları;

- İleri güç faktörü ile hareket edebilir ve bu yüzden normalde geri olan güç faktörünü bire yaklaştırır.
- Yüksüz durumdan tam yüklü duruma kadar yükten bağımsız olarak sabit hızda hareket eder.
- Elektromanyetik güç uygulanan gerilimle orantılı olarak değişir.
- Asenkron motora göre daha geniş hava aralığına sahiptir.
- Özellikle düşük hızlarda çalışma verimi yüksektir.

Dezavantajları;

- DC uyartım için harici güç kaynağı gerekmektedir.
- Aşırı yüklendiği zaman senkronizasyondan çıkıp durabilir.

3.2. PMSM'larda Kullanılan Mıknatıslar

Manyetik malzemeler; Paramanyetik, Diamanyetik, Ferrimanyetik, Ferromanyetik ve Antiferromanyetik olmak üzere beş grupta sınıflandırılırlar.

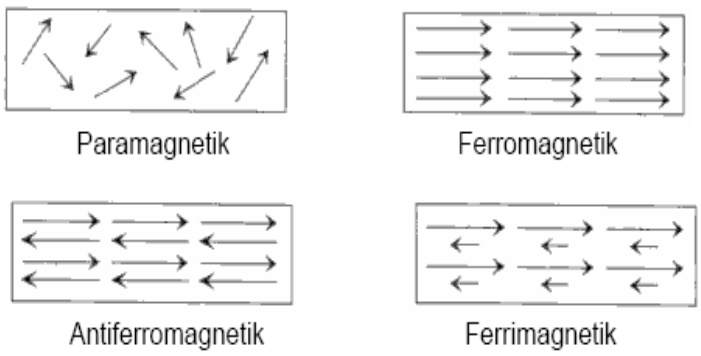
Paramanyetik malzemeler, bağıl manyetik geçirgenlikleri $\mu r > 1$ olan atomik derecede net manyetik momente sahip ama komşu momentler arasındaki bağları zayıf olan malzemelerdir. Atomları daha önceden bir manyetik momente sahiptir ve manyetik alan uygulandığında manyetik alan ile manyetik moment aynı yönde olur. Ayrıca paramanyetik malzemeler kalıcı olarak mıknatıslanmazlar (Kurt, 2006).

Diamagnetik malzemeler bağıl manyetik geçirgenlikleri $\mu_r < 1$ olan, net atomik veya moleküler manyetik momente sahip olmayan malzemelerdir. Bu malzemelere bir alan uygulandığında çok küçük bir elektron hareketlenmesi oluşur ve bu tür malzemelerde manyetik moment manyetik alana ters yönde oluştuğundan dolayı alana zıt yönde akım üretirler (Kurt, 2006).

Ferrimanyetizma, paramanyetik atomlar tarafından iki veya daha fazla türde moment oluşturulmuşsa gözlenebilen bir özelliktir. Farklı değerlerdeki momentlerin zıt yönlerde dizilişlerinden bu momentlerin farklarına eşit bir moment doğar ki, böylece ferrimanyetizma ortaya çıkar. Ferrimanyetik malzemeler $\mu_r \gg 1$ olan ve farklı manyetik momentlere sahip malzemelerin, atomik mıknatısları birbirine paralel olmayıp, birbirini yok etmeyecek şekilde bir yapıya sahip olan malzemelerdir. Komşu momentleri eşit değildir ve net sabit bir moment vardır (Kurt, 2006).

Ferromanyetik malzemeler atomik derecede net bir manyetik momente sahiptirler ama paramanyetik malzemelerden farklı olarak komşu momentler arasında güçlü bir bağ vardır. Bu bağ bölgelerdeki momentlerin kendiliğinden aynı hizaya gelmelerini sağlar. Bu malzemeler manyetik bir alana maruz kaldıklarında kalıcı olarak mıknatıslanabilirler ve mıknatıslanma etkisi kuvvetlidir (Kurt, 2006).

Antiferromanyetizma da paramanyetik atomlardan oluşur. Malzeme yapısında bulunan atomların oluşturduğu moment büyüklükleri eşittir ve bunların etkileşimleri birbirini yok eder yani net manyetik moment sıfırdır. Malzeme bundan sonra diamanyetik bir özellik göstermeye başlayacaktır ve buna antiferromanyetizma denir. İyonik bileşiklerin çoğu, oksitler sülfatlar antiferromanyetizma özellik gösterir (Anonim). Malzemelerin bu manyetik özelliklerinin şematik görünümleri Şekil 3.2'de verilmektedir.

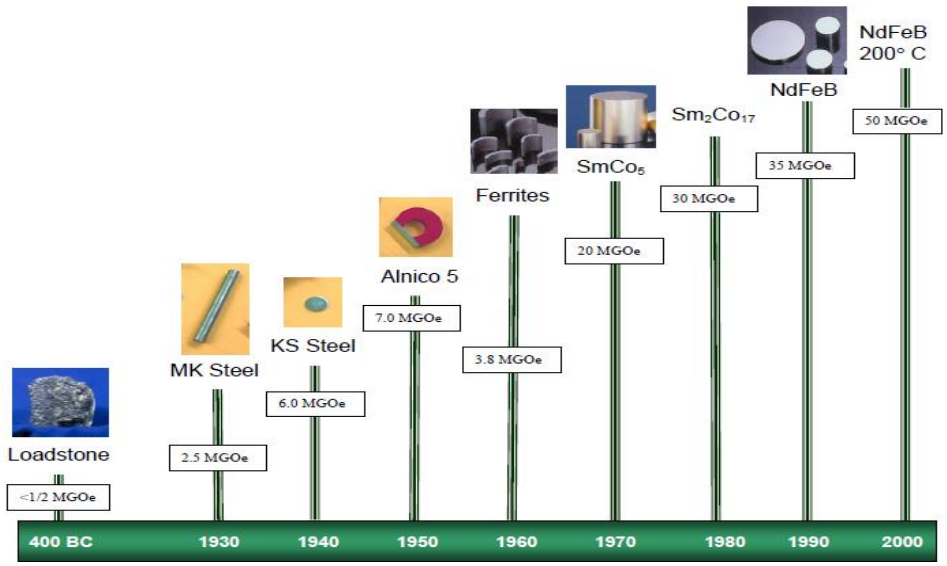


Şekil 3.2. Magnetik malzemelerin sınıflandırılması

İlk olarak malzemeler Kobalt-Tungsten ve krom-demir alaşımlarından oluşuyordu. 1930'larda, alüminyum-nikelkobalt alaşımlar bulundu, 1930'larda Al-Ni-Co alaşımlı daimi mıknatısların bulunması daimi mıknatıslarla uyarılmış büyük makinelerin yapımına olanak sağlamıştır. Günümüzde kullanılan makinaların temelleri o zaman atılmaya başlanmıştır. 1950'lerde ise baryum, stronsiyum veya kurşunun demir oksitle

oluşturduğu Ferrit mıknatısların bulunması ve geliştirilmesi bu mıknatısların elektrik makinelerinde kullanılmasına yol açmıştır. 1953 yılında F.W. Merril, Al-Ni-Co mıknatıslar ile tahrik edilmiş bir senkron motor geliştirmiştir. Standart bir asenkron motorun rotoruna, Al-Ni-Co mıknatıs blokları yerleştirilmiştir. Stator yapısı ve dış ölçülerinde değişiklik yapılmadığından motor kullanımı kolaylaşmıştır. F. Falk, Al-Ni-Co mıknatısların özelliklerinin düzeltilerek, bu motorların daha iyi özelliklerde yapılmaları gerektiğini savunmuştur.

W. Volfkrodt, 1962 yılında Ferrit mıknatıslar ile tahrik edilen bir senkron makine geliştirmiştir. Bu motor gelişiminde yine temel olarak bir asenkron motor incelenmiştir. J.F. Douglas, bu motor eğrilerini daha uygun çalışma karakteristikleri için daha iyi özelliklere sahip mıknatıslara ihtiyaç olduğunu belirtmiştir. 1970'li yılların sonunda Neodymium-demir-bor ve Samarium-kobalt gibi mıknatısların ortaya çıkmasıyla elektrik motorlarında sabit mıknatıslı olarak bu mıknatıslar kullanılmaya başlandı ve motor karakteristiklerinin daha iyiye gittiği gözlenmiştir. Aşağıdaki Şekil 3.3'de sabit mıknatıs malzemelerin tarihsel gelişimini göstermektedir (Kurt, 2006).



Şekil 3.3. Sabit mıknatıs malzemelerin tarihsel gelişimi

1983'ten sonra SmCo ve NdFeB mıknatısların yüksek akı yoğunluğu (0.8 - 1.1T) gibi iyi özellikleri bu malzemelerin endüstriyel motorlarda kullanılabilirliğine imkan sağlamıştır. Azrak toprak mıknatısları olarak bilinen bu mıknatıslar ticari olarak kullanılabilen en güçlü sabit mıknatıs malzemelerdir (Kurt, 2006). Çizelge 3.1'de daimi mıknatıslı malzemelerin karşılaştırılması gösterilmiştir.

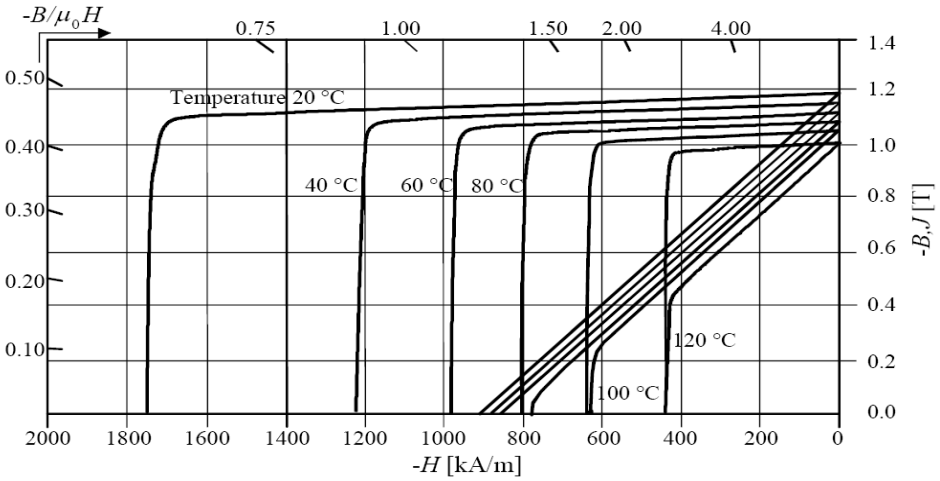
Çizelge 3.1. Farklı sürekli mıknatıs malzemelerin karşılaştırılması

Mıknatıs Türü	Çalışma Sıcaklığı	Pasa Karşı direnç	Manyetik Kararlılık	Üretim	Maliyet
Alniko	540 °C	Orta	Yüksek	Zor	%30
Ferrite	250 °C	Mükemmel	Zayıf	Zor	%5
SmCo	300 °C	Mükemmel	Çok yüksek	Yüksek	%100
NdFeB	220 °C	Zayıf	Çok yüksek	İyi	%60

3.2.1. Neodymium-Iron-Boron Mıknatıslar

NdFeB mıknatısların gelişimi SmCo mıknatıslarının gelişiminden daha sonra gerçekleşmiştir. Gelişimlerinin ve kullanımlarının artmasındaki en büyük etkiyi maliyet oluşturmaktadır ve bu noktada SmCo mıknatısların önüne geçmektedir.

Azrak-Toprak, malzemelerin gelişmesiyle mıknatıs tasarımlarında ciddi gelişmeler yaşanmıştır. Diğer manyetik malzemelerin ötesinde farklı yapı ve boyutlarda bile daha iyi manyetik özellik gösteren malzemelerdir. Neadymium Iron Boron mıknatıslar iki neadymium atomu, on dört demir atomu ve bir boron atomuna sahip bir azrak toprak alaşımıdır. Böylece kimyasal yapısı $Nd_2Fe_{14}B$ şeklinde olup yaygın olarak NdFeB olarak kullanılır. Koersiviteyi, oksidasyon karakteristikleri ve diğer benzer karakteristikler için bazı diğer elementlerde vardır. (Kurt,2006). Şekil 3.4'de ise NdFeB'a ait sıcaklığa bağlı B-H eğrisi görülmektedir.

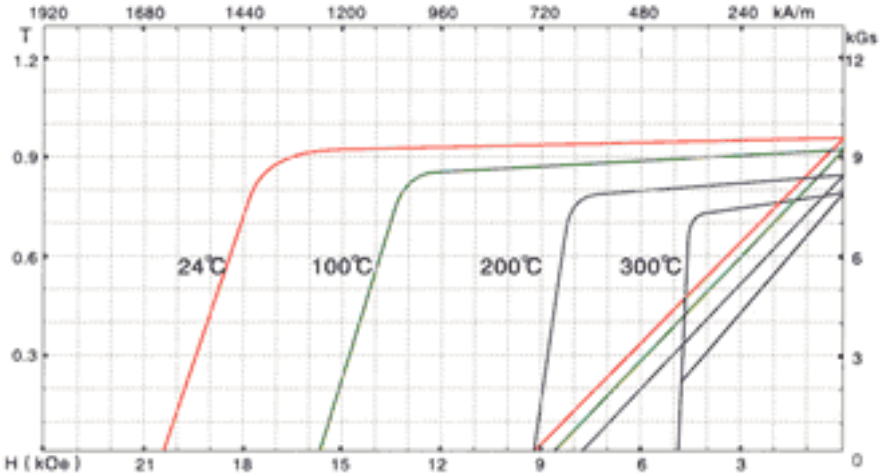


Şekil 3.4. Bir NdFeB tipi sabit mıknatısın sıcaklığa bağlı B-H eğrisi

3.2.2. Samaryum Kobalt (SmCo) Mıknatıslar

SmCo mıknatıslar 1970'lerin başında Albert Gale ve Dilip K. Das tarafından geliştirilmiştir. Bunların gelişimi demir, kobalt ve nikel gibi geçiş serisi ferromanyetik elementler olan Azrak-Toprak elementlerin alaşımlarının araştırılmasına yönelme sonucunu doğurmuştur. SmCo mıknatısların iki temel bileşimi Sm_1Co_5 ve Sm_2Co_{17} dir.

SmCo mıknatısların maliyeti NdFeB mıknatıslara göre daha yüksektir. SmCo mıknatısların en büyük avantajı 300 C° ye kadar olan sıcaklıklarda kullanılabiliyor olmasıdır. Bunlar yüksek koersivite sahiptirler (Kurt, 2006). Şekil 3.5'de SmCo'a ait mıknatıs sıcaklığına bağlı olarak değişen B-H eğrisi görülmektedir. Çizelge 3.2 ise NdFeB ve SmCo mıknatısların çevresel faktörler açısından karşılaştırmasını vermektedir.



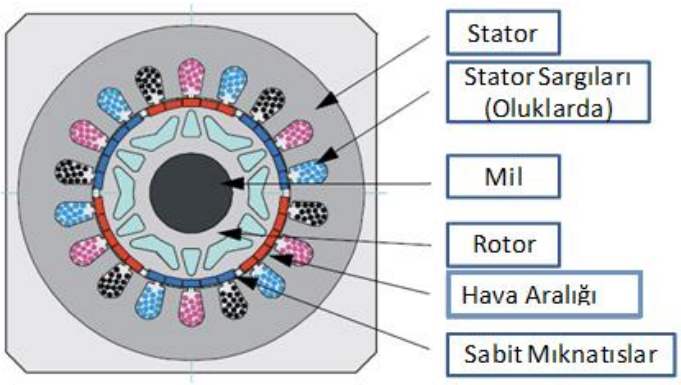
Şekil 3.5. Bir SmCo tipi sabit mıknatısın sıcaklığa bağlı B-H eğrisi

Çizelge 3.2. Bir SmCo ve NdFeB mıknatısların karşılaştırılması

Uygulama	**NdFeB**	**SmCo**
Sıcaklık	Yüksek H_{ci} için 200°C, Düşük H_{ci} için 100°C altında kullanılmalıdır.	250°C den yüksek sıcaklıklarda çalışabilir.
Çevresel Faktörler	Oksidasyon problemi vardır.(yüzey bakımı için nikel veya polimer kullanılabilir)	Oksidasyon problemi yoktur.
Maliyeti	Düşüktür.	NdFeB'dan yüksektir.
Mekanik Dayanım	Güçlüdür.	Kırılgandır.
Yüksek Alan Gereksinimi	Yüksek alan ve enerji üretir.(50mgo)	En yüksek 30mgo
İnce kesit uygulamaları	Mekanik olarak kararlıdır.	Kullanıma çok uygun değildir.
Büyük kütle kullanımı	SmCo'dan daha iyidir.	Uygun değildir.

3.3. Sabit Mıknatıslı Senkron Motor

Sabit mıknatıslı senkron motor (PMSM) yapısal olarak asenkron motora benzeyen bir motordur. Özellikle stator yapıları benzerdir. Bu iki motoru birbirinden ayıran en önemli özellik rotordaki sabit mıknatıs yapısıdır. Saç levhalar halindeki demir nüve rotorda mile monte edilmiş durumdadır (Rahman ve ark.,1997). Aşağıdaki şekil 3.6'da senkron motor genel yapısı görülmektedir:



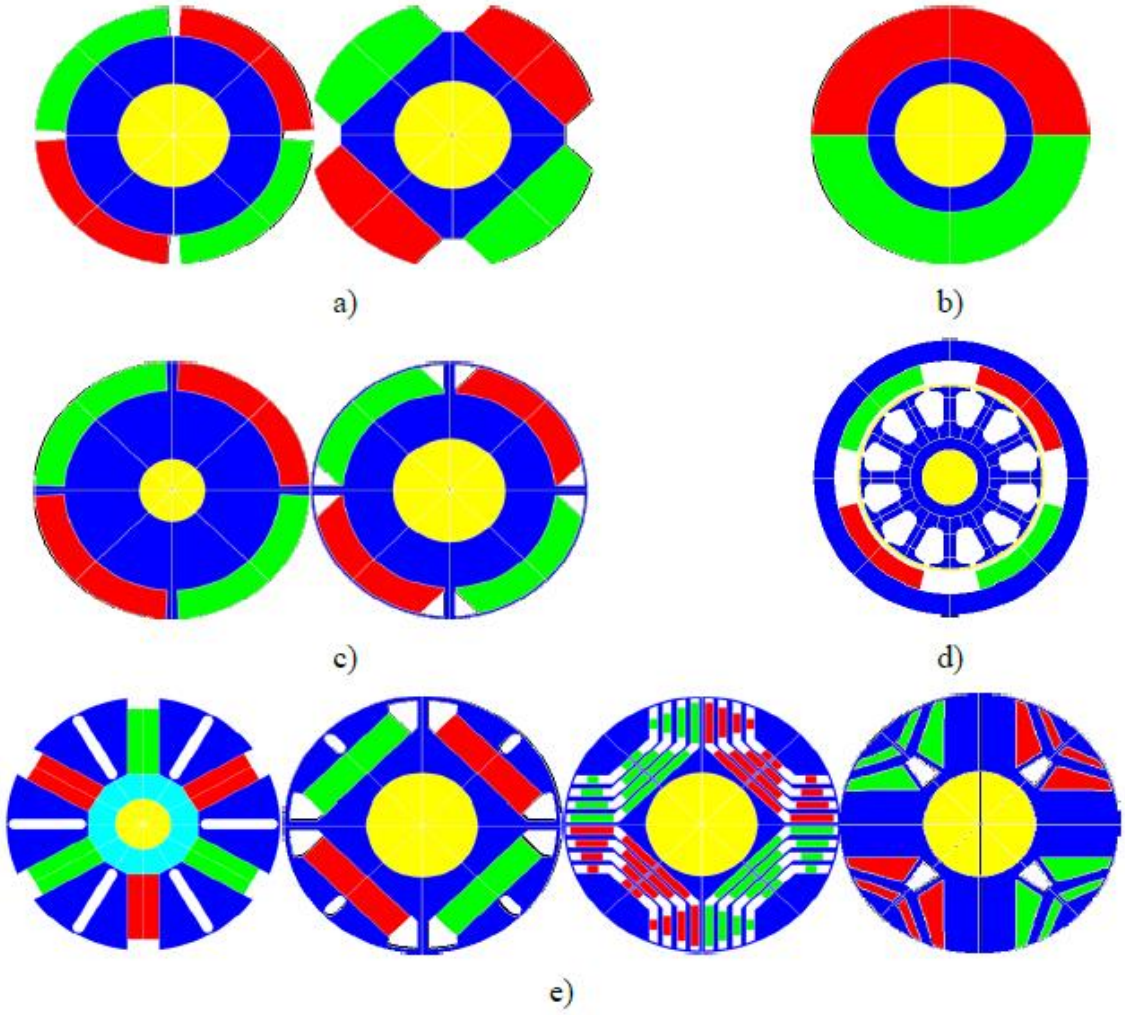
Şekil 3.6. Senkron motor genel yapısı

Sabit mıknatıslı senkron motorlar geniş çapta değişken hızlı uyartım sistemlerinde kullanılmaktadır. Daha geniş uygulama alanlarında kullanılmasının sebebi, makinenin; kaliteli güç yoğunluğuna, verim ve atalet yüksek momentine ve rotor içerisinde elektrik sargıları bulunan klasik tip senkron motorlarla karşılaştırılmalarından kaynaklanmaktadır (Luukko, 2000).

PMSM temel olarak sargıları stator olukları içine dağıtılmış ve böylece stator akımı tarafından oluşan akı yaklaşık olarak sinüzoidal olan bir AC makinedir. PMSM, daimi mıknatıs tarafından çift uyartımlıdır. Çift uyartımlı makinelerde uyartımlar iki elektrik sargısı tarafından yapılabilmektedir, fakat bazı dezavantajlar vardır. Belirli bir akı üretiminde elektro mıknatıs, daimi mıknatısa göre yüksek ağırlık ve büyüklüğe sahiptir. Bunun yanı sıra elektriksel mıknatıs büyüklüğünü arttıran fırça ve bileziklere sahip olmalıdır. Sonuç olarak, PMSM'nin rotorunda akım yoktur ve bu sebeple de rotorunda bakır kayıpları oluşmaz. PM kullanıldığı zaman, elektrik makinesini aynı güçte, daha küçük büyüklükte ve daha yüksek verimle tasarlamak mümkündür. Diğer taraftan ise, PMSM içerisindeki daimi mıknatıslar daimi alan akısı üretirler ve rotor akımını değiştirmede, klasik tip senkron motorlarda olduğu gibi kolaylıkla kontrol edilemez. (Bizot ve ark., 2003).

Sabit mıknatıslı senkron motor verimini etkilemeyecek şekilde asenkron motora göre daha geniş bir hava aralığına sahiptir. Hava aralığının geniş olması mıknatıs malzeme miktarını artıracağı için maliyetin artmasına sebep olur fakat bu durum küçük hacimli motorlarda sıkıntı oluşturmaz. Hatta küçük hacimli motorlarda sabit mıknatıstan dolayı elde edilen verimi ve maliyeti karşılaştırdığımız zaman verimin ön plana çıktığını görürüz. Sabit mıknatıslı senkron motor sabit hızlı uygulamalar için çok pahalı gibi görünebilir (Modeer, 2007).

Sabit mıknatıslı senkron motorlar kendi aralarında 3 gruba ayrılırlar bunlardan en yaygın ve sağlıklı olanı rotora gömülü sabit mıknatıslı senkron motordur. Bu motor tipi tasarım olarak zor bir yapıdır fakat yüksek hızlı uygulamalarda mekanik olarak daha sağlıklıdır. Şekil 3.7'de farklı rotor yapılarında senkron makine modelleri görülmektedir.



Şekil 3.7. Farklı tipteki SM motor yapıları a) Yüzey mıknatıslı b) Yüzük tip c) Yüzeye gömülü mıknatıslı d) Dış rotorlu e) Dahili mıknatıslı motorlar (Demir, 2013)

Birçok gömülü yapılı sabit mıknatıslı senkron motora yol vermek için bir invertöre yada herhangi bir güç elektroniği devresine ihtiyaç vardır bu da maliyetin artmasına sebep olur (Mohammad, 2011).

Mıknatısları rotor içine gömülmüş senkron motorda dikkate değer özelliklerden birisi, diğer mıknatıslı motorlardan farklı olarak yüksek verime sahip olmasıdır. Bu tip motorda, asenkron motorlardan farklı olarak rotor mıknatıslanma akımının daimi mıknatıs ile sağlanması nedeniyle hem stator hem de rotor kayıpları azaltılmaktadır. Stator akımı bileşeni olarak mıknatıslanma akımının ortadan kalkması motorun güç katsayısını büyük yapmaktadır. Ayrıca normal senkron motordaki uyarma akımının oluşturacağı kayıplar da yoktur. Böylece verim asenkron motora göre oldukça iyi duruma gelmektedir.

Sabit mıknatıslı senkron motorun temel yapısında rotorda mile monte edilen kaplanmış demir nüveli sabit mıknatıstan oluşan rotor ile çoğu durumda asenkron motordan ayırıcı bir rol oynayan çok fazlı bir stator sargısına da sahiptir. Bazı durumlarda mıknatıslar rotorun çevresine monte edilebilir (yüzey montajlı olarak bilinen yapı) ya da rotor levhalarının içine gömülü durumda olabilirler. Yüzey montajlı yapının yapımı daha basittir fakat düşük hızlı uygulamalara daha uygundur çünkü yüksek hızlı uygulamalarda mıknatısın rotordan kurtulma gibi bir dezavantajı vardır (Fraser, 2008).

Sabit mıknatıs malzemelerde ve yarı iletken elemanlardaki yeni gelişmeler PMSM'nin klasik doğru akım motorun üstünlükleri ile alternatif akım motorların sağlamlık ve güvenilirlik özelliklerini sağlayabilecek duruma getirmiştir.

Avantajları;

- Basit yapı
- Doğrusal moment-hız ilişkisi
- Yüksek verim
- Yüksek moment
- Küçük hacim
- Geniş sınırlar içinde hız kontrolü
- Bakım kolaylığı

Dezavantajları;

- Stator alanı ile senkronize edilmesi gerektiğinden, rotor pozisyonu bilinmesi gerekir. Yani hassas pozisyon bilgisi gerekir.
- Rotor mıknatısları motor maliyetini artırır.
- Harici güç elektroniği devrelerine ihtiyaç duyulur.

Yüksek moment, hassas hız kontrolü, yüksek verim ve uzun ömür gibi önemli özellikler sabit mıknatıslı motorları birçok uygulamalar için en iyi seçim durumuna getirmektedir.

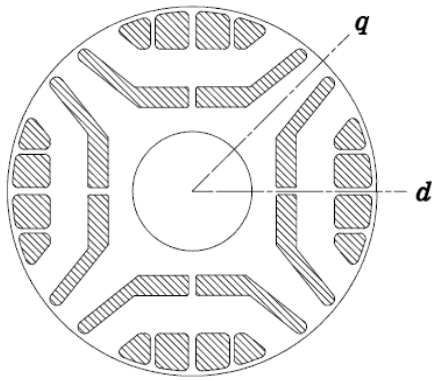
Bunlar;

- Otomasyon uygulamaları,
- Robot uygulamaları
- Elektrikli araçlar
- Buzdolabı, çamaşır makineleri, klima, fan vb. ev aletleri
- Asansör uygulamaları
- Gemilerde tahrik motoru
- Motor pompaları
- Elektrik generatörleri

olarak sıralanabilir.

4. DOĞRUDAN YOL VERMELİ SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTOR

1950'lerin başından itibaren sabit mıknatıslı generatörler görülmekteydi, fakat LSPMSM örneklerine rastlamak şimdilerde olduğu kadar kolay değildi. İlk örnekleri 1955'de F.W.Merril tarafından sabit mıknatıslı 4 kutuplu olarak bahsedilmiştir. Bu motorlar ilk zamanlarda asenkron motor statoru olarak ve Alniko mıknatıslarla kullanılmıştır. 1960'ların başında ise Volkrodt bu tür motorlarda Ferrit mıknatısların kullanımının öneminden bahsetmiştir. LSPMSM motorların gelişimi 1960'ların sonunda neredeyse pek bahsedilmeyen bir konu olmuştur, Lawrenson Almanya'da Siemens tarafından LSPM relüktans motor ciddi oranda geliştirilirken, İngiltere'de Fong ve arkadaşları, Amerika'da ise Hossinger tarafından çalışılmıştır. Şekil 4.1'de Hossinger'e atfedilen bir motor yapısı görülmektedir (Miller, 2011).



Şekil 4.1.LSPMSM (Miller tarafından ilk olarak tasarlanan)

1970'lerin ortalarında sabit mıknatıslı motorlar için uygun olan mıknatıslar sadece yüksek akı yoğunluğuna düşük artık mıknatısiyete sahip olan Alniko mıknatıs, ya da daha yüksek artık mıknatısiyete daha düşük akı yoğunluğuna sahip Ferrit mıknatıslardı. Bundan dolayı Alniko motorlar demagnetizasyona meyilli olurken, Ferrit motorlar ise daha düşük güç yoğunluğuna sahiplerdi (Miller, 2011).

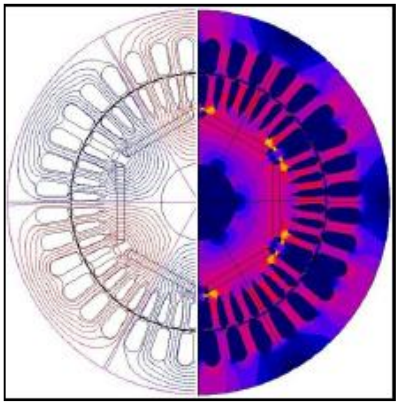
1977'lerde LSPMSM'lere olan ilginin yeniden arttığı görüldü. Aynı zamanda samaryum kobalt mıknatıslar ticari olarak oldukça uygun bir hale geldi (Miller, 2011).

Yeni yüksek enerjili mıknatıslarla denemeler devam ederken, çeşitli rotor yapıları da geliştirildi. Aşağıdaki Şekil 4.2'de bu yapılarda bir örnekler görülmektedir.

Çoğu LSPMSM'ler asenkron motorların yerine düşünülür ve çerçeve boyutları, aks yükseklikleri gibi tasarım parametreleri birbirine uymaktadır. LSPMSM büyüklüğü

asenkron veya senkron motorlar için kullanılan aynı yöntemleri yaklaşık olarak takip eder. Asenkron motorların verimliliği LSPMSM'ye kıyasla düşüktür, özellikle küçük motor boyutları için %70-80 aralığındadır. Asenkron motor büyüklüğü hesaba katılması gereken kayıplardan dolayı birçok uygulamada sınırlandırılmıştır, en önemlisi rotor kayıpları ortam sıcaklığına karşı büyük bir termal direnç göstermektedir. LSPMSM'de rotor kaybı yoktur, bundan dolayı verilen yük momenti daha küçük boyutlarda olabilir. Aynı büyüklükte bir IM ile değiştirilen LSPMSM, IM'den büyük moment oranına sahip olabilir, bu genelde bir dezavantaj değildir hatta bazı durumlarda fayda sağlayabilir, fazladan kenar boyutları LSPMSM tasarımında asıl amaç olan daha yüksek verim için kullanılabilir. Doğrudan yol vermeli sabit mıknatıslı senkron motor (LSPMSM), senkron ve asenkron motorun birleşimi olarak düşünülebilir. Özellikle kararlı durumda normal senkron motorlardan farklı özellikler gösterir. Rotor sargıları amortisör olarak işlev görür (Modeer, 2007; Mohammad, 2011). LSPMSM yol alma sırasında rotor kaybına sahiptir, bu yüzden eğer uygulama kısa zaman aralığında başlayan büyük atalet genliğini içeriyorsa, gerekli motor boyutları hesaplanırken bu durum hesaba katılmalıdır. Bu tür uygulamalarda LSPMSM'nin faydalarından daha az bahsedilmektedir (Modeer,2007).

Doğrudan yol vermeli sabit mıknatıslı motor, rotorunda sincap kafese sahip bir senkron motordur. Sincap kafes çubukları ya da amortisör sargıları motorun asenkron başlamasını sağlar. Motor rotoruna sabit mıknatıs eklenmiş bir asenkron motordur ama asenkron motordan daha verimlidir. Sabit mıknatıs tam yüklü durumda yüksek güç faktörüne neden olan mıknatıslanma alanını üretir bu yüzden mıknatıslanma akımına gerek yoktur (Mohammad, 2011).



Şekil 4.2. Doğrudan yol vermeli sabit mıknatıslı senkron motor

Pratik uygulamalarda LSPMSM'nin başlangıç anından asenkron olarak harekete geçmesi göz önünde bulundurulur. Daha önceden de bahsedildiği gibi LSPMSM'nin en önemli özelliği asenkron motor gibi herhangi bir invertör kullanmadan doğrudan gerilim kaynağına bağlanarak yol alması ve daha sonrasında senkron motor karakteristiklerine sahip olmasıdır. Fakat bununla beraber başlangıç akımına, başlangıç momentine, mıknatısın demagnetizasyonuna ve yol alma zamanına dikkat edilmelidir (Rahman ve ark.,1997).

Senkron motorda doğrudan yol verme anında titreşim ve gürültüler meydana gelebilir bu da motorun senkronizasyonunda sorunlara sebep olabilir (Fazle, 2012).

Gömülü sabit mıknatıslı motor rotor içinde sincap kafesin altında yerleştirilmiş başlangıç anında çekme momentinin meydana gelmesini sağlayan kafes momentine karşı frenleme momentini meydana getiren mıknatısa sahiptir (Fazle, 2012).

LSPMSM'nin kalkınma anında üç farklı moment meydana gelir (Mohammad, 2011):

- Mıknatısların neden olduğu frenleme momenti
- Rotordan kaynaklanan titreşim momenti
- Rotordaki sincap kafes çubuklarının sebep olduğu hızlandırıcı momenti

Rotordaki sincap kafes çubukları, makineyi senkron hıza yakın bir hızda çalıştıran hızlandırıcı bir moment oluşturur. Manyetik momenti hızlanma sırasında kafes momentine (cage torque) karşı çalışan frenleme momentidir. Manyetik alanı ne kadar güçlü ise, frenleme momenti de o kadar güçlüdür. Motor senkron hıza ulaştığında, hızlandırıcı kafes momentinin değeri sıfır olur, mıknatıs momentinin rolü tersine döner ve sadece hızlandırıcı moment olarak rol oynar. Sabit mıknatıstan sağlanan senkronizasyon momenti makineyi senkron hıza ulaştıracak kadar büyük olmalıdır. Büyük güçlü makinelerde, iyi bir senkronizasyon için güçlü bir manyetik alana ihtiyaç vardır. Fakat yüksek manyetik moment yavaş artan hızda büyük bir frenleme momenti meydana getirecek ve makinenin çalışmasını engelleyecektir (Mohammad, 2011).

Titreşim momenti LSPMSM'deki diğer bir momenttir. Makinede çalışma esnasındaki çıkıntılar bu momenti meydana getirir. Bu moment motor hızında dalgalanmalar oluşturur, bu yüzden milde mekanik titreşimlere neden olur. Bu dalgalanmalar çok şiddetli olabilir ve yol alma sırasında mile zarar verebilir. Titreşim momenti durma zamanına kadar devam eder.

Diğer bir durum makinede meydana gelecek ısınmadır. Sincap kafesin mıknatısa yakın olmasından dolayı doğrudan yol vermeli makinelerde yol alma esnasında oluşan ısınma sabit mıknatıslı makinelere göre daha büyük bir problemdir. Sabit mıknatısların artık mıknatısiyetleri ve mıknatıslık özellikleri sıcaklığın bir fonksiyonu olarak azalır. Eğer sıcaklık artışı normal değerin üzerinde ise, doğrudan yol verme sırasında yüksek rotor çubuk akımı ile sabit mıknatıslı senkron makinelerde akımdan dolayı oluşan ısının etkisi sabit mıknatısın mıknatısiyetinin kaybolmasına sebep olabilir. Bu yüzden bu tip makinelerde çok sayıda art arda doğrudan yol verme uygulanmamalıdır. LSPMSM yol alması için farklı uygulamalar vardır. Bunların en yaygın olarak kullanılanı makinenin çalışmasını iki farklı bölgeye ayırmaktır:

-Kalkınma ve tranziyent durumda asenkron çalışma bölgesi
-Kararlı durumda senkron çalışma bölgesi (Stoia ve ark.,2009)

Başlangıçta LSPMSM asenkron motor gibi aynı yolla asenkron moment ile hızlandırılır. Fakat LSPMSM mıknatıslar tarafından indüklenen akım sebebiyle oluşan frenleme momentinden dolayı zorlanır. Dahası oldukça önemli olan manyetik salınım, LSPMSM motorun asenkron özelliklerini negatif olarak etkilemektedir. Bu iki etki de yol alma momentini düşürür (Modeer, 2007).

4.1. d-q Eksenleri

dq0 ya da 0dq,3 fazlı devrelerin kolay analizi için 3 fazlı sistemlerin referans sisteme dönmesini sağlayan matematiksel dönüşümdür. dq0 dönüşümü Robert H. Park tarafından 1929'da ilk olarak önerilen dönüşüme fazlasıyla benzemektedir. Aslında dq0 dönüşümü genel olarak Park dönüşümü olarak adlandırılır. Dengeli 3 fazlı bir devreye dq0 dönüşümü uygulandığında 3 AC büyüklük 2 DC büyüklüğe düşer. Basitleştirilen hesaplamalar esas 3 fazlı AC sonuçlarını iyileştirmek için ters dönüşüm yapılmadan önce bu DC büyüklükler uygulanabilir. Bu dönüşüm bazen de 3 fazlı senkron motorlarında ya da 3 fazlı kontrol sistemlerinde basit hesaplamalar yapmak için kullanılır. 3 fazlı senkron makinaların analizinde bu dönüşüm 3 fazlı rotor ve stator büyüklüklerini zamana bağlı indüktanslardan kurtararak tek fazlı referans sisteme dönüştürür (Anonim).

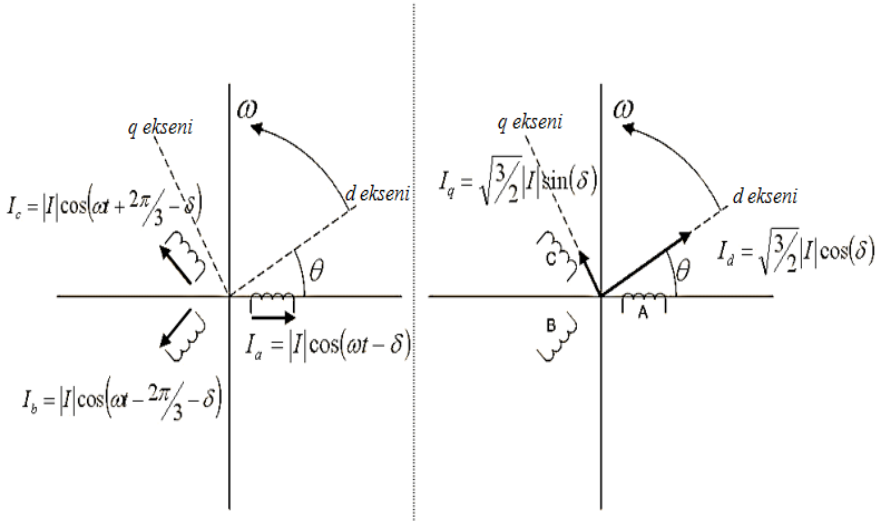
Dq0 dönüşümü herhangi bir 3 fazlı sisteme uygulanmak istenirse aşağıdaki gibi gösterilebilir (Anonim):

$$x_{dq0} = Kx_{abc} = \sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

Ters dönüşümü ise:

$$x_{abc} = K^{-1}x_{dq0} = \sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

Dq0 dönüşümü geometrik açıdan,3 ayrı sinüzoidal faz büyüklüğünün sinüzoidal faz büyüklükleri gibi aynı açısal hızla dönen iki eksen üzerine iz düşümü olarak kabul edilebilir. Bu iki eksen doğrusal ya da d ekseni ve karesel ya da q ekseni olarak adlandırılır ve bu eksenler arasında 90° açı farkı vardır. Şekil 4.3'de dq0 dönüşümünün senkron motorun statoruna uygulanmış şekli görülmektedir (Anonim).

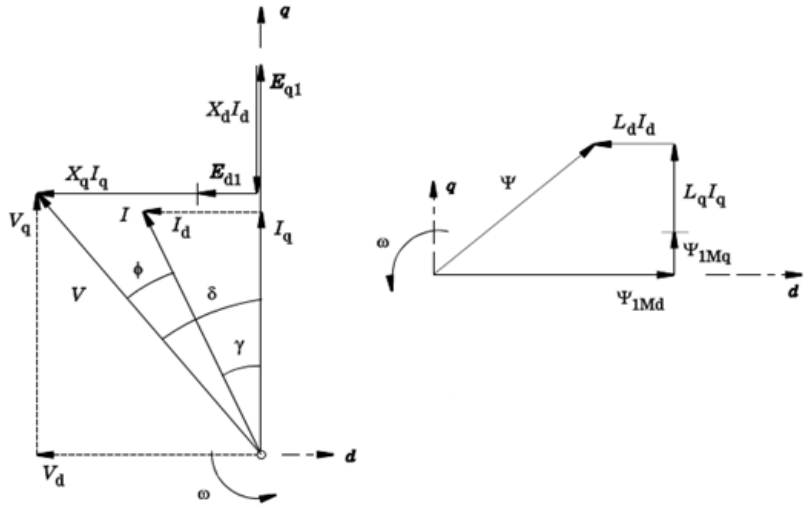


Şekil 4.3. Senkron motorun stator dq0 modeli

Yukarıdaki şekilde fiziksel olarak 120° ayrı 3 sargı vardır. Bu 3 sargının akımları birbirine eşittir ve birbirlerinden elektriksel olarak 120° ayrıdırlar. Faz gerilimleri ile 3 fazın akımları arasındaki gecikme δ ile ifade edilmektedir. d-q eksenleri faz gerilimleri ve akımları ile aynı açısal hızla döner ki bu hız ω açısal hızına eşittir. d ekseni referans

olarak seçilen A sargısı ile $\theta = \omega t$ açısını oluşturur. I_d ve I_q akımları sabit DC büyüklüklerdir.

Birçok literatürde d-ekseni yüksek indüktans ekseni q-ekseni ise düşük indüktans ekseni olarak tanımlanmaktadır. Sabit mıknatıslı motorlarda bu durum biraz değişiklik göstermektedir. D-ekseni mıknatısların manyetizasyon ekseni olarak kabul edilir. Çoğu PM motor modellerinde mıknatıs ekseni $L_d<L_q$ olduğundan düşük indüktans eksenidir. Şekil 4.4'de ve q eksenlerinde mıknatısların sahip olduğu teorik etkiyi göstermektedir.



Şekil 4.4. d ve q eksenlerinin ikisinde mıknatıslarla hibrit senkron motorun fazör diyagramı

Şekil 4.4'de d ve q eksenlerinin ikisinde mıknatısların sahip olduğu teorik etkiyi göstermektedir. D ekseni mıknatısı E_{q1} ve q ekseni mıknatısı E_{d1} i üretmektedir. Fazör diyagramı eksenlerin ikisinde de indüklenen gerilimlerin eklenmesiyle çizilmiştir.

4.2. LSPMSM'nin Matematiksel Modeli

Normalde senkron motorlar harici bir DC alan kaynağına ihtiyaç duyarken, gömülü sabit mıknatıslı (IPM) senkron motorlar sabit mıknatıslar tarafından sağlanan sabit bir alan uyartımına sahiptirler. Bu sayede IPM senkron motorlarının matematiksel modeli, alan akımı ve ilişkili terimlere bağlı denklemler hariç tutulduğunda, bu senkron motorun modeline benzerdir. Sabit mıknatıs uyartımı, stator tarafını gösterecek şekilde eşdeğer akım kaynağı i'_m ile değiştirilir. İnvertör-beslemeli IPM motor, invertör frekansı rotor hızına senkronize edilebildiğinden dolayı rotor kafesine çok ihtiyaç duymamaktadır (Fazle, 2012).

IPM motorun modellemesi esnasında aşağıdaki varsayımlar yapılmıştır:

i. Stator tarafından görülen efektif hava aralığı yeterince büyüktür, bu sayede doyum etkisi ihmal edilebilir.

ii. Eddy akımı ve gecikme kayıpları ihmal edilebilir.

iii. İndüklenmiş EMF sinüzoidal kabul edilmiştir.

iv. Stator sızıntıları d ve q eksenlerinde eşit kabul edilmiştir.

v. Stator sinüzoidal gerilim kaynağı ile beslendiğinden dolayı zaman harmonikleri ihmal edilebilir.

vi. Mıknatıs hatası yoktur.

Rotordaki sabit mıknatıslar tarafından indüklenen üç fazlı stator sargılarındaki akı bağıntısı aşağıdaki denklemlerde verilmiştir (Fazle, 2012).

$$\begin{bmatrix} \psi_{am} \\ \psi_{bm} \\ \psi_{cm} \end{bmatrix} = \psi_m \begin{bmatrix} \sin\theta_r \\ \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \tag{4.3}$$

ψ_{am}, ψ_{bm}, ψ_{cm} yalnızca sabit mıknatısa bağlı ayrı ayrı a, b ve c fazları stator akı bağıntısıdır, ψ_m ise sabit mıknatıs ve θ_r rotor konum açısı ile sağlanan sabit akıdır (Fazle, 2012).

Üç faz hava aralığı akı bağıntısı denklemi matris formunda şu şekildedir (Fazle, 2012):

$$\begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_{bb} & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \psi_m \begin{bmatrix} \sin\theta_r \\ \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \tag{4.4}$$

ψ_a, ψ_b, ψ_c üç fazlı akı bağlantısı iken L_{aa}, L_{bb}, L_{cc} öz indüktanstır. M_{ab}, M_{bc}, M_{ca} ise karşılıklı indüktanslardır (Fazle, 2012).

Artık, üç fazlı stator gerilim denklemleri şu şekilde yazılabilir:

$$v_a = r_a i_a + \frac{d\psi_a}{dt} \tag{4.5}$$

$$v_b = r_b i_b + \frac{d\psi_b}{dt} \tag{4.6}$$

$$v_c = r_c i_c + \frac{d\psi_c}{dt} \tag{4.7}$$

v_a, v_b, v_c üç faz stator gerilimleri, i_a, i_b, i_c üç faz akımları, r_a, r_b, r_c ise üç faz stator dirençleridir (Fazle, 2012).

LSPMSM, sabit frekanslı 3-fazlı kaynak ile motorun çalışmasına yardımcı olacak bir sincap kafes içermektedir. Benzer şekilde, rotor gerilim denklemleri şu şekilde yazılabilir (Fazle, 2012):

$$v_{ar} = r_{ar} i_{ar} + \frac{d\psi_{ar}}{dt} = 0 \tag{4.8}$$

$$v_{br} = r_{br} i_{br} + \frac{d\psi_{br}}{dt} = 0 \tag{4.9}$$

$$v_{cr} = r_{cr} i_{cr} + \frac{d\psi_{cr}}{dt} = 0 \tag{4.10}$$

v_{ar}, v_{br}, v_{cr} üç faz rotor gerilimleri, i_{ar}, i_{br} i_{cr} rotor akımları, r_{ar}, r_{br}, r_{cr} ise rotor dirençleridir (Fazle, 2012).

(4.4 - 4.7) denklemleri, akı bağıntısı gibi makine indüktanslarının da rotor açısal konumunun ve rotor hızının fonksiyonları olduğunu belirtir. Buradan, gerilim denklemlerinin katsayılarının motorun kararlı hâli hariç zamanla değişken olduğu görülmektedir. Karmaşık hesaplardan kaçınmak amacıyla, tüm denklemler makine denklemlerinin artık rotor konumuna bağlı olmadığı senkronize dönen rotor referans sistemine dönüştürülmelidir. Bu dönüşümler Park'ın dönüşüm denklemleri kullanılarak iki adımda yapılabilir. İlk adımda, makine denklemleri sabit a-b-c çerçevesinden sabit $\alpha - \beta$ sistemine dönüştürülür ve ikinci adımda sabit $\alpha - \beta$ sisteminden senkron dönen $d^r - q^r$ sistemine dönüştürülür. d-q değişkenleri cinsinden faz değişkenleri aşağıdaki gibi matris formunda yazılabilir (Fazle, 2012).

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \sin\theta_r & 1 \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_q \\ x_d \\ x_0 \end{bmatrix} \tag{4.11}$$

x_a , x_b , x_c sırasıyla a, b ve c faz miktarıdır ve x_d , x_q ve x_0 ise sırasıyla d-ekseni, q-ekseni ve sıfır-sıralı bileşenlerdir. Matris elemanı x gerilimi, akıyı veya akımı ifade edebilir (Fazle, 2012).

Denklem (4.12) aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$[x_{abc}] = [C]^{-1}[x_{qd0}] \tag{4.12}$$

Burada C katsayı matrisidir.

Bunun yerini alabilen ters bağıntı matrisi ise aşağıdaki gibi yazılabilir (Fazle, 2012):

$$\begin{bmatrix} x_q \\ x_d \\ x_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin\theta_r & \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \tag{4.13}$$

veya sıkıştırılmış forma getirilirse

$$[x_{dqo}] = [C][x_{abc}] \tag{4.14}$$

olarak yazılabilir.

Rotor konum açısı θ_r ise

$$\theta_r = \int_0^t \omega_{rm}(t)dt + \theta_r(0) \tag{4.15}$$

olarak tanımlanmıştır.

Dengeli bir 3-fazlı sistemde sıfır-sıralı x_0 elemanı bulunmaz. Sabit $\alpha-\beta$ sistemi için ilk rotor konumu $\theta_r(0)$'a ayarlanır, böylelikle q-ekseni ile a-fazı denk getirilir. Sabit $\alpha-\beta$ sistemi için (4.11) ve (4.13) denklemleri aşağıdaki gibi yazılabilir (Fazle, 2012):

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \tag{4.16}$$

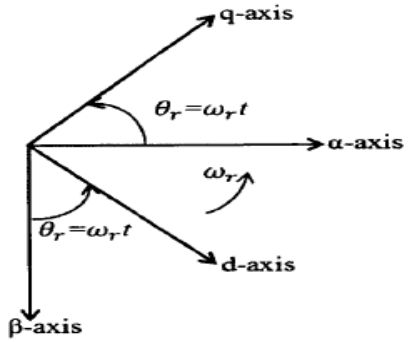
$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & -\frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \tag{4.17}$$

Sabit $\alpha-\beta$ ekseni ve döner d^r-q^r ekseni birbirine bağlı konumları şekil 4.5'de gösterilmiştir. Şimdi, şekil 2.1 kullanılarak, sabit alfa-beta sistemindeki büyüklükler senkron dönen rotor referans sistemi d^r-q^r ya şu şekilde dönüştürülebilir (Fazle, 2012):

$$\begin{bmatrix} x_q^r \\ x_d^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_r & -\sin\theta_r \\ \sin\theta_r & \cos\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \tag{4.18}$$

Ters bağıntı ise şöyle yazılabilir:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \sin\theta_r \\ -\sin\theta_r & \cos\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_q^r \\ x_d^r \end{bmatrix} \tag{4.19}$$



Şekil 4.5. Sabit $\alpha-\beta$ sisteminin ve dönen d-q ekseninin bağıl konumu

Varsayımlar ve (4.5) ve (4.9) denklemleri temel alınarak, gerilim denklemleri şu şekilde yazılabilir (Fazle, 2012):

$$v_{qs}=\frac{d\lambda_{sq}}{dt}+r_s i_{sq}+p\omega_{rm}\lambda_{sd} \tag{4.20}$$

$$v_{ds}=\frac{d\lambda_{sd}}{dt}+r_s i_{sd}-p\omega_{rm}\lambda_{sq} \tag{4.21}$$

$$v'_{qr}=\frac{d\lambda'_{rq}}{dt}+r'_{rq}\,i'_{rq}=0 \tag{4.22}$$

$$v'_{dr}=\frac{d\lambda'_{rd}}{dt}+r'_{rd}\,i'_{rd}=0 \tag{4.23}$$

v_{qs}, v_{ds}, v'_{qr} ve v'_{dr} sırasıyla q ve d eksen stator ve rotor gerilimleridir. λ_{sq}, λ_{sd}, λ'_{rq} ve λ'_{rd} stator ve rotorun akı bağıntısıdır. d ve q ekseni stator ve rotor akımları i_{sd}, i_{sd}, i'_{rd} ve i'_{rq} olarak ifade edilir. Stator direnci r_s ile gösterilir ve rotor dirençleri ise r'_{rd} ve r'_{rq} ile gösterilir. ω_{rm} rotorun mekanik hızıdır ve p ise çift kutup sayısıdır. Stator ve rotor akı bağıntı denklemleri aşağıda verilmiştir (Fazle, 2012):

$$\lambda_{sq}=L_{sq}i_{sq}+L_{mq}i'_{rq} \tag{4.24}$$

$$\lambda_{sd}=L_{sd}i_{sd}+L_{md}i'_{rd}+\lambda'_m \tag{4.25}$$

$$\lambda'_{rq}=L'_{rq}\,i'_{rq}+L_{mq}i_{rq} \tag{4.26}$$

$$\lambda'_{rd}=L'_{rd}\,i'_{rd}+L_{md}i_{rd}+\lambda'_m \tag{4.27}$$

Lsq, Lsd stator q ve d eksen senkron indüktanslarıdır ve ayrıca d ve q ekseni mıknatıslanma indüktansları L_{mq} ve L_{md} ile gösterilmiştir. L'_{rq} ve L'_{rd} stator tarafının rotor öz indüktansını belirtmektedir. Sabit mıknatıs stator tarafının eş akım kaynağı i'_m ile gösterilmiştir. λ'_m stator tarafının mıknatıs akısı modelidir (Fazle, 2012).

Akı bağıntısı (4.24)-(4.27) denklemlerinden elde edilen denklemler şu şekildedir:

$$i_{sd} = \frac{\lambda_{sd} L'_{rd} - L_{md}(\lambda'_{rd} - \lambda'_m) - \lambda'_m L'_{rd}}{L_{sd} L'_{rd} - L_{md}^2} \tag{4.28}$$

$$i_{sq} = \frac{\lambda_{sq} L'_{rq} - L_{mq} \lambda'_{rq}}{L_{sq} L'_{rq} - L_{mq}^2} \tag{4.29}$$

$$i'_{rd} = \frac{\lambda'_{rd} - \lambda'_m - L_{md} i_{sd}}{L'_{rd}} \tag{4.30}$$

$$i'_{rq} = \frac{\lambda'_{rq} - L_{mq} i_{sq}}{L'_{rq}} \tag{4.31}$$

Sabit mıknatıs motor tarafından geliştirilen elektromanyetik moment iki bileşenden oluşur. İlki, sincap kafes tarafından üretilen kafes momenti (T_c), diğeri ise sabit mıknatıs akısı ve çıkık kutbun sebep olduğu frenleme momentidir (T_b). Frenleme momenti ve kafes momenti denklemleri aşağıda verilmiştir (Fazle, 2012):

$$T_c = \frac{3}{2} p(\lambda'_{rd} i'_{rq} - \lambda'_{rq} i'_{rd}) \tag{4.32}$$

$$T_b = \frac{3}{2} p(\lambda'_m i_{qm} - i_{dm} i_{qm}(L_{sd} - L_{sq})) \tag{4.33}$$

$$i_{dm} = \frac{-p^2 \omega_{rm}^2 \lambda'_m L_{sq}}{r_s^2 + p^2 \omega_{rm}^2 L_{sd} L_{sq}} \tag{4.34}$$

$$i_{qm} = \frac{-p \omega_{rm} \lambda'_m r_s}{r_s^2 + p^2 \omega_{rm}^2 L_{sd} L_{sq}} \tag{4.35}$$

Elektromanyetik moment denklemi aşağıdaki denklemde verilmiştir:

$$T_e = \frac{3}{2} p(\lambda_{sd} i_{sq} - \lambda_{sq} i_{sd}) \tag{4.36}$$

Ani rotor ivmelenmesi için mekanik denklem aşağıda verilmiştir:

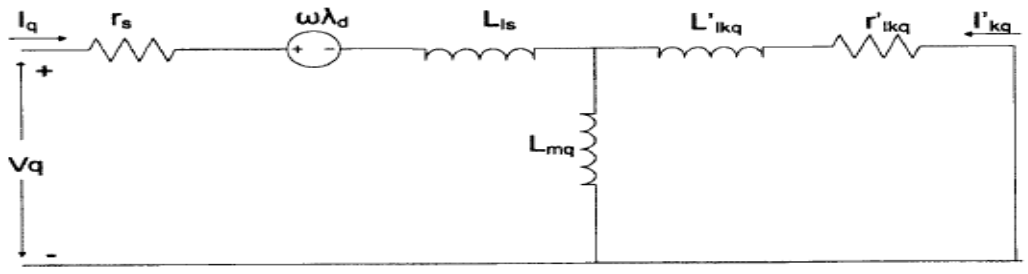
$$J \frac{d\omega_{rm}}{dt} = T_e - T_L - T_{damp} \tag{4.37}$$

J, rotor ve yükün eylemsizliğidir ve T_{damp} ise dönüş yönüne zıt doğrultudaki amortisman (durdurucu) momentidir. T_{damp} şu şekilde ifade edilir (Fazle, 2012):

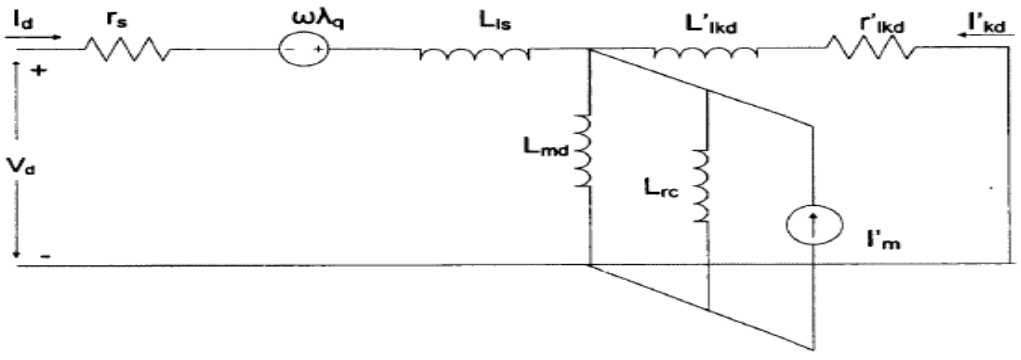
$$T_{damp} = F \omega_{rm} \tag{4.38}$$

Bu denklemde F sürtünme sabitidir. Rotor açısal hızı ω_r şöyle ifade edilir:

$$\omega_r = p\omega_{rm} \tag{4.39}$$



(a)



(b)

Şekil 4.6. LSPMSM eşdeğer devreleri (a) q-ekseni eşdeğer devresi (b) d-ekseni eşdeğer devresi

Şekil 4.6 sabit mıknatıs senkron motorun d ve q ekseni eşdeğer devrelerini göstermektedir. L_{rc}, mıknatısın çekim etkisiyle ilişkili sabit mıknatıs indüktansıdır. Bu modellemenin amacı, stator ve amortisman sargılarının d ekseni ortak indüktansları ile toplu bir şekilde ifade etmektir (Fazle, 2012).

Motorun matematiksel modelini inceledikten sonra tasarım işlemlerinde yüksek moment, yol alma ve iyi bir senkronizasyon kapasitesi için önemli olan tasarım detayları incelenecek olursa:

Senkron hızdaki elektromanyetik moment yeni bir ifade ile aşağıdaki şekilde yazılabilir (Kahourzade, Mahmoudi & Hew, 2014):

$$T_e = \frac{\pi D_{is}^2}{4} L_s B_g A_1 k_{w1} \sin\beta \tag{4.40}$$

Buradaki D_{is} stator iç çapı, L_s motorun paket uzunluğu, B_g hava aralığı manyetik akı yoğunluğu, A_1 stator elektriksel akı yüklemesi, kw1 stator sargı faktörü ve β nominal durumdaki yük açısıdır. Stator elektriksel yüklemesi ise şu şekilde hesaplanabilir (Kahourzade ve ark., 2014):

$$A_1 = \frac{Z_s I}{\tau_s} \tag{4.41}$$

τ_s oyuk adımı, Z_s stator oyuk sayısı ve I ısıl sınırlardan dolayı maksimum akıma eşit olan nominal akıma eşittir. Bu değer aşağıdaki şekilde hesaplanabilir (Kahourzade ve ark., 2014):

$$I = \frac{\sqrt{2} P_{out}}{3 V_{ph}.pf.n} \tag{4.42}$$

Verim ve güç faktörü hesaplanırsa (4.42) denkleminde de yerine yazılabilir. Hava aralığı manyetik akısı ve kutup başına yüksüz geri EMF (Kahourzade ve ark., 2014):

$$\varphi_m = \frac{2}{\pi} L_s B_g \tau_p \tag{4.43}$$

$$E = \sqrt{2}\pi\varphi_m f.Nph.k_{w1} \tag{4.44}$$

Buradaki τ_p oyuk adımı ve Nph ise faz başına stator sarımıdır. LSPMSM'nin yapısında bulunan kafes çubukları başlangıç momentini üretir. Bu çubuklar aynı zamanda kararlı durumda rotorun senkron hızdan sapmasını engellemiş olur. Rotor çubuklarının boyutları sabit mıknatısın manyetizasyonunda doğrudan etkiye sahiptir. Rotor direnci ve manyetik alan yoğunluğundan dolayı rotor çubuklarının kesiti azaltılarak oluşan eddy akımı azalır. Bundan dolayı tasarım esnasında rotor çubuklarının optimizasyonu önemli bir yer teşkil eder. Sabit mıknatısların boyutları ve konumları da rotor dişlerindeki manyetik saturasyonu etkileyeceğinden dolayı önemlidir. Rotor direnci, rotor çubuk direnci (R_r) ve kısa devre halkası direncinden (R_e) oluşur. Rotor direnç değeri optimize edilerek, rotor çubuk kesiti A_b ve kısa devre halkasının kesiti A_e aşağıdaki şekillerde hesaplanabilir (Kahourzade ve ark., 2014):

$$A_b = \rho_{al} \frac{l_b}{R_r} \tag{4.45}$$

$$A_e = \rho_{al} \frac{l_e}{R_e} \tag{4.46}$$

Burada ki ρ_{al} rotor çubuklarının malzemelerinin özdirenci, l_b rotor kısa devre halkasının iç çapı, I_e ise rotor çubuklarındaki diş açıklığı çemberinin çapıdır. Rotor çubuklarının boyutları genellikle rotor çubuklarının alt ve üst kalınlıkları (D_{b1}, D_{b2}) ve yüksekliği (h_{b1}) değiştirilerek ayarlanır. Motor yapısına bağlı olarak bunların büyüklükleri belirlenir (Kahourzade ve ark., 2014).

Maksimum akı yoğunluğuna bağlı olarak D_{b1} ve D_{b2} belirlenerek rotor çubuk uzunluğu aşağıdaki gibi hesaplanabilir (Kahourzade ve ark., 2014):

$$h_{b1} = A_b - \frac{\pi(D_{b1}^2 + D_{b2}^2)}{2(D_{b1} + D_{b2})} \tag{4.47}$$

Mıknatıs uzunluğu rotor iç ve dış çapı arasında seçilirken (Kahourzade ve ark., 2014):

$$\frac{D_{ir}}{2} \le l_m \le \frac{D_r}{2} \tag{4.48}$$

Mıknatıs kalınlığı manyetik doyum ve endüvi reaksiyonu düşünülerek manyetik eş değer devre kullanılarak hesaplanır (Kahourzade ve ark., 2014).

$$h_m = \frac{g_m k_f k_r \mu_{rm}}{B_r k_l k_f - B_g} \tag{4.49}$$

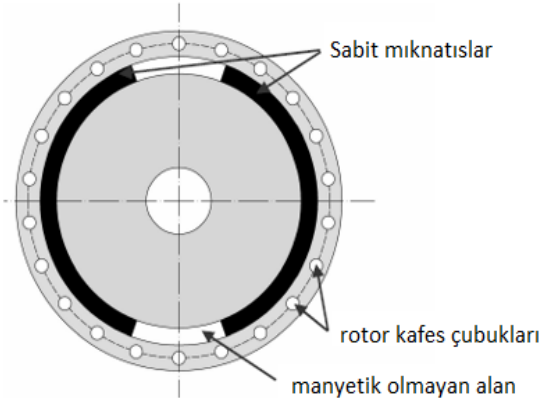
Burada g_m maksimum hava aralığı uzunluğu, k_f mıknatıs kesitinin hava aralığı kesitine oranı, k_r manyetik direnç sabiti, B_r mıknatısın radyal akı yoğunluğu, μ_{rm} relatif geçirgenlik, k_l sızıntı sabitidir (Kahourzade ve ark., 2014).

Bu hesaplamalardan sonra analiz sonuçları ve eldeki yaklaşık değerler karşılaştırılarak değerlendirmeler yapılır. Verim ve güç faktörü değerleri kontrol edilir.

4.3. Asenkron Çalışma Anında LSPMSM'nin Davranışı

LSPMSM, çok pahalı olan basit sürücü sistemleri düşünüldüğünde enerji tasarrufu ve yüksek verimlilik açısından asenkron motora alternatif olarak gösterilebilir. Bu tip basit tahrik sistemlerde bile, sistemin dinamik davranışı açısından tasarım önemlidir. Çünkü iyi bir doğrudan yol vermeli sabit mıknatıslı senkron motor, doğrudan yol aldıktan sonra yük altında iyi bir senkronizasyon sağlamalıdır (Stoia ve ark,2010).

Asenkron kalkınmada geçici durum için rotorda bulunan alüminyum kafes önemli rol oynar. Çıkıntıyı kuvvetlendirmek içinde, rotor d-ekseninde manyetik akı çubukları ve q-ekseninde manyetik olmayan akı çubukları içerir, bunların her biri yardımcı kutup sabit mıknatıs kaçak akısını minimuma indirmek için kullanılır. Manyetik akı çubukları olarak gömülen sabit mıknatıslar rotorda gövdeye yerleştirilmiştir. Stator yapısı normal asenkron motorun yapısıyla aynıdır (Stoia ve ark,2010). Şekil 4.7'de dıştan mıknatıslı LSPMSM'de parça açıklamaları gösterilmiştir.



Şekil 4.7.Dıştan mıknatıslı LSPMSM rotor kesiti

LSPMSM'nin kalkınma performansını değerlendirmek için, farklı yükler bağlandığında ve farklı gerilim kaynaklarından beslendiğinde, motorun güvenilir dinamik modeline gerek vardır çünkü motorun kalkınma ve senkronize olma kabiliyeti farklı tasarım parametrelerine bağlıdır (sincap kafes tasarım ve malzemelerine, manyetik akı çubuklarının tasarımına, sabit mıknatısın yerleşimine)(Stoia ve ark, 2010).

Momentin bileşenleri ayrı eşdeğer devrelerden hesaplanabilir: asenkron motor için bir eşdeğer devre ve sabit mıknatıslı generatör için başka bir eşdeğer devre kullanılmaktadır.

Sabit mıknatıs ile doldurulan hava aralığını azaltmak için ve güç yoğunluğunun yeterince büyük olduğundan emin olmak için, sinterlenmiş NdFeB (neodimium) mıknatıslar kullanılmaktadır (Stoia ve ark,2010).

Sabit mıknatısın hacmi temel olarak aşağıdaki faktörlere bağlıdır:

- Sabit mıknatısın çalışma noktası;
- Sabit mıknatıs tarafından üretilen maksimum enerji;
- Zıt EMK
- Kaçak akı sabiti;
- Manyetik doyum sabiti;

Sabit mıknatısın boyutları giriş tasarım parametrelerini seçebilmek için boştaki gerilimi elde etmek için grafiksel ve analitiksel metotlarla hesaplanabilir ve optimize edilebilir. Sabit mıknatısın enerji eğrisi ve sincap kafes ile sabit mıknatıs arasındaki çok küçük hava aralığı göz önüne alınarak, beklenen enerji kullanım oranı rotor manyetik devresindeki sabit mıknatısın çalışma noktası yardımıyla hesaplanabilir (Stoia ve ark,2010).

Manyetik geçirgenlik katsayısı:

$$C_p=\mu_{rec}\frac{\Lambda_\delta+\Lambda_r}{\Lambda_M} \quad (4.50)$$

Burada manyetik geçirgenlik aşağıdaki şekilde ifade edilebilir (Stoia ve ark,2010):

$$\Lambda_\delta=\mu_0\frac{\propto_M T_p l_{Fe}}{2\delta k_C} \quad (4.51)$$

$$\Lambda_r=\mu_0\mu_{rec}\frac{\propto_M t_b l_{Fe}}{2h_2} \quad (4.52)$$

$$\Lambda_M=\mu_0\mu_{rec}B_{rem}/H_c \quad (4.53)$$

Demirin manyetik doyumluluğunu dikkate alarak, yüksüz durumdaki hava aralığı akı yoğunluğu aşağıdaki gibi ifade edilebilir (Stoia ve ark,2010):

$$B_{\delta 0}=\frac{C_\phi}{1+\mu_{rec}\frac{k_c k_{\sigma M} k_{sat}}{C_p}}B_{rem} \quad (4.54)$$

$$C_\phi=2\propto_M/(1+\propto_M) \quad (4.55)$$

$$k_{\sigma M}=1+\frac{4 l_M}{\pi\mu_{rec}\propto_M T_p}\ln\left[1+\frac{\pi\delta}{(1-\propto_M)T_p}\right] \quad (4.56)$$

$$k_c=t_s/(t_s-\gamma_s\delta) \quad (4.57)$$

$$\gamma_s=\frac{4}{\pi}\left[\left(\frac{b_{0s}}{2\delta}\right)\tan^{-1}\left(\frac{b_{0s}}{2\delta}\right)-\ln\sqrt{1+\left(\frac{b_{0s}}{2\delta}\right)^2}\right] \quad (4.58)$$

Sabit mıknatısın kaçak katsayısı $k_{\sigma M}$ ve motorun performansı makinenin önemli parametrelerinden olan sabit mıknatısın boyutu ile etkilidir.

Boyutlandırma işlemlerinde, hava aralığı akı yoğunluğu temel olarak aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$b_{M0}=\frac{B_{\delta 0}}{B_{rem}}=0.75\text{-}0.9 \quad (4.59)$$

Boyutlandırma işleminde kapsama katsayısı α_M ve sabit mıknatısın kaçak akı katsayısı b_{M0} sabit mıknatısın manyetik enerjisinin maksimum yoğunluğu ve mıknatıslanma eğrisi dikkate alınarak hesaplanacaktır.

Mıknatıslanma kontrol sonuçlarında sabit mıknatısın uzunluğu:

$$I_M=2\,\delta b_{M\,0}\,/\,(1\text{-}b_{M0}\,) \tag{4.60}$$

Bu yolla, ters EMK şu şekilde ifade edilebilir:

$$U_{e0}=4.44\,fk_{ws}w_s\frac{b_{M\,0}B_{rem}\tau_p\alpha_M l_{Fe}}{k_\sigma M} \tag{4.61}$$

Bu sabit mıknatısların artık akı yoğunluğu ile doğru orantılıdır. B_{rem} değeri üreticiye ve sıcaklığa da bağlıdır. Bu yüzden, zıt EMK'nın değeri endüvi sargılarının sıcaklığına da bağlıdır.

4.3.1. Asenkron Çalışma Anında LSPMSM'de Oluşan Momentler

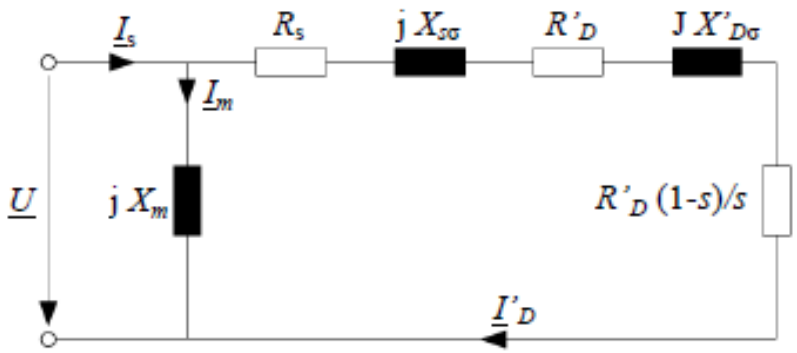
Asenkron çalışma esnasında hızlanma momenti temel olarak iki bileşen içerir, bunlarda biri kafes bileşeni T_c ve sabit mıknatıs bileşeni TM'yi içeren titreşimsiz bileşen, diğeri ise rotor kafes akımı ve mıknatıs akısı arasındaki etkileşimden oluşan sf_s frekanslı kafes titreşim bileşeni TpC ve sabit mıknatıs titreşim bileşeni T_{pM}'den oluşan titreşim bileşenidir.

Sarsıntısız kafes momenti T_C iki temel titreşim bileşenine sahiptir, biri mekanik direnç farklılığından oluşan $2sf_s$ frekansında oluşan bileşen, diğer bileşen manyetik saturasyondan dolayı oluşan sf_s frekansında oluşan titreşimsiz moment bileşenidir. Rotor geometrisinden dolayı oluşan relüktanstaki değişme relüktans momentini ve asenkron kalkınma sırasında $2sf_s$ frekansla titreşen kalkınma momentini oluşturur. Sabit mıknatıs akısının neden olduğu manyetik saturasyon, sf_s frekansında değişen diğer bir yardımcı relüktans oluşturur. Bu özel moment dalgalılığı sadece LSPMSM'de görülür. Bu yüzden, asenkron çalışmada momentler şu şekilde verilir:

$$T=T_{av}+T_p;\ T_p=T_{pM}+T_{pC};\ T_{av}=T_C+T_M \tag{4.62}$$

Tasarım aşamaları sırasında, kalkınma momentlerinin karakteristiklerini optimize etmek için, iki moment bileşenini; asenkron çalışmaya sebep olan kafes momenti (cage torque) ve mıknatıs frenleme momenti olarak ikiye ayırmak faydalı olacaktır.

Asenkron motorun momenti asenkron motorun indirgenmiş eş değer devresinden türetilebilir. Şekil 4.8'de asenkron motorun indirgenmiş eşdeğer devresi görülmektedir.



Şekil 4.8. Asenkron motorun indirgenmiş eş değer devresi

Bu yolla, d-q referans yapısında ifade edilen temel denklemlerden, senkronizasyon yeteneğinin hassasiyetini etkileyen parametrelerin bir kısmı temel olarak ifade edilebilir.

Bundan dolayı, temel alanda rotor kafes reaksiyonunu karmaşık alan sönümleme faktörü ile tanımlanabilir:

$$\underline{D}_C=\frac{R'_D+j\,s\,X'_{D\sigma}}{R'_D+j\,s\,(X_m+X'_{D\sigma})} \tag{4.63}$$

Stator sargı direnci R_s asenkron çalışmada önemli parametrelerdendir. Senkron hızın yarısına yükseltilen ortalama moment $T_{av,}$ stator direnci için minimum kabul edilen değer kullanılarak minimuma indirilebilir.

Giriş eşdeğer empedansı:

$$\underline{Z}=R_s+j\,X_{s\sigma}+j\,X_m\,\underline{D}_C \tag{4.64}$$

Şekil 1'deki eşdeğer gösterimden şu sonuca varılabilir:

$$-\underline{I}'_D=\underline{I}_s\frac{j\,X_m\underline{D}C}{\frac{R'_D}{s}+jX_m\,\underline{D}C} \tag{4.65}$$

ve rotor akımı I_D şöyle gösterilir,

$$I'_D=\frac{U}{\sqrt{(R_s+R'_D/s)^2+(\omega_s L_{s\sigma}+\omega_s L'_{D\sigma})^2}} \tag{4.66}$$

Titreşimsiz kafes momenti:

$$T_C=\frac{3p}{\omega_s}\frac{\frac{R'_D}{s}U^2}{(R_s+R'_D/s)^2+(\omega_s L_{s\sigma}+\omega_s L'_{D\sigma})^2} \tag{4.67}$$

Kafes momentinin (cage torque) verilen maksimum değeri, yukarıdaki denklemin türevinin alınıp sıfıra eşitlenmesi ile bulunabilir ve kritik kayma değeri bu moment için şu şekilde verilir:

$$S_{KC}=\frac{R'_D}{\sqrt{R_s^2+\omega_s^2(L_{s\sigma}+L'_{D\sigma})^2}} \tag{4.68}$$

Yukarıdaki denklemlerden, devrilme momenti şu şekilde yazılabilir:

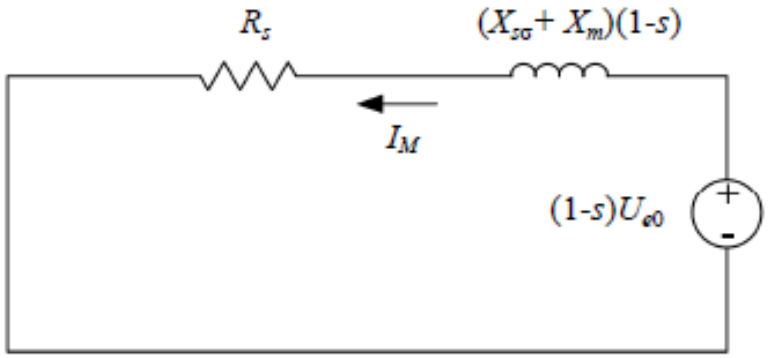
$$T_{KC}=\frac{3p}{\omega_S^2}\frac{U^2}{R_s+\sqrt{R_s^2+\omega_s^2(L_{s\sigma}+L'_{D\sigma})^2}} \tag{4.69}$$

Kapalı rotor oyukları ile asenkron motorun eşdeğer devresi kullanılarak, başlama sırasında akım genliği çıkarılabilir ve hat akımı genliği:

$$|\underline{I}_s|=|\underline{I}'_D+\underline{I}_m| \tag{4.70}$$

Burada I'_D ve I_m rotor ve mıknatıslanma kol akımlarıdır.

Şekil 4.9'de sabit mıknatıs tarafından üretilen frenleme momentinin hesaplanmasını sağlayan sabit mıknatıslı generatörün indirgenmiş eş değer devresini göstermektedir.



Şekil 4.9.PM generatörün indirgenmiş eş değer devresi

Sabit mıknatıs akısı stator sargılarındaki I_M akımı üretir.

$$I_M = -(1-s)^2 X_q U_{e0}/D_M \tag{4.71}$$

Burada

$$D_M = R_s^2 + (1-s)^2 X_m^2;\ X_m = (X_{ad} + X_{aq})/2 \tag{4.72}$$

dır ve frenleme momentini oluşturur:

$$T_M = -\frac{3p}{\omega_s} R_s I_M^2 \tag{4.73}$$

Elde edilen maksimum frenleme momenti için kritik kayma değeri şu şekildedir:

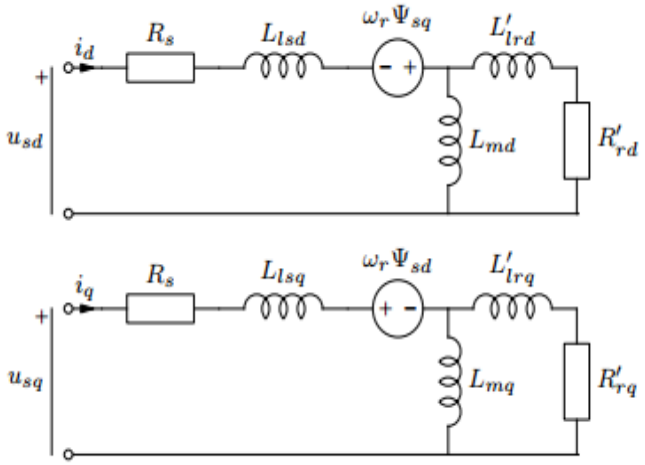
$$S_{Kb} = 1 - \xi\sqrt{1.5(\xi-1) + \sqrt{1.5\,(\xi-1)^2 + \xi}} \tag{4.74}$$

$$\xi = X_q/X_d;\ \xi = R_s/X_d \tag{4.75}$$

4.4. LSPMSM'nin Kararlı Durum Modeli

Kararlı durum performansını analiz etmek ve değerlendirmek için bir d-q eşdeğer devre modeli kullanılmıştır (Shimmin ve ark.,1995). Şekil 4.10'da kullanılan eşdeğer devre modeli gösterilmiştir ve buna bağlı çizilen fazör diyagramları da (harmonik vektörler) analiz için birer yol göstericidir. Kaynak gerilimi etkisini değerlendirirken güç

faktörü ve verim yerine yük momenti ve eşdeğer devre parametre değişkenleri kullanılmıştır (Modeer,2007).



Şekil 4.10. Geçici d-q eşdeğer devresi

Kararlı durum performansı esnasında rotor kafesinde akım indüklenmez ve hesaplamalarda rotor kısmının dâhil edilmesine gerek yoktur. Dahası, indüktanslar üzerindeki gerilim sıfırdır, ama d ve q eksenleri arasındaki bağlantıyı göstermek için kullanılır.

$$\psi_{sd} = L_{md} i_d + \psi_m$$

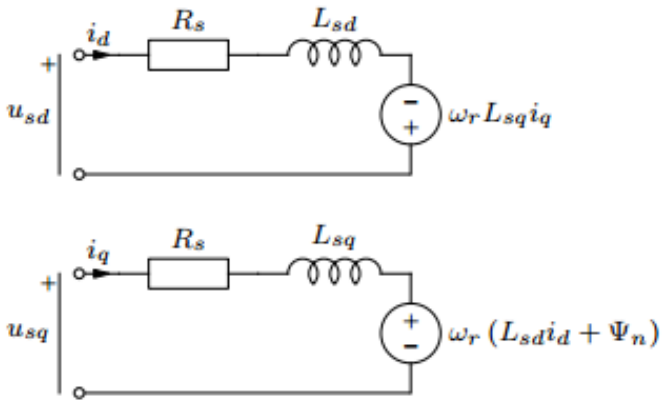
(4.76)

$$\psi_{sq} = L_{mq} i_q \qquad (4.77)$$

Sızıntı ve mıknatıslanma indüktanslarının birleşimi olan senkron indüktansı, Ls, Şekil 4.11'de gösterilen basitleştirilmiş eşdeğer devre ile gösterilebilir (Modeer,2007).

$$L_{sd} = L_{lsd} + L_{md} \qquad (4.78)$$

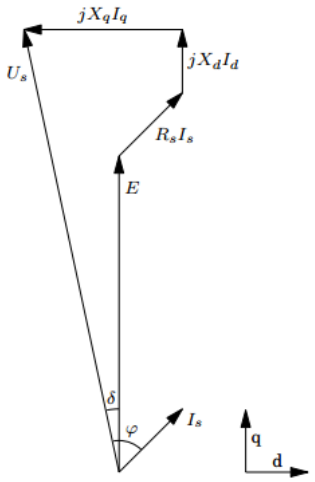
$$L_{sq} = L_{lsq} + L_{mq} \qquad (4.79)$$



Şekil 4.11. Basitleştirilmiş kararlı durum d-q eşdeğer devresi

LSPMSM çalışmaya ait fazör diyagramı ise Şekil 4.12'de gösterilmiştir.

Analizlerde, stator direnci senkron reaktanslardan çok küçük olduğundan dolayı genellikle ihmal edilerek basitleştirilmiş model kullanılır (Modeer,2007).



Şekil 4.12.Çıkık kutuplu senkron motora ait fazör diyagramı

Basitleştirilmiş fazör diyagramına bakıldığında, uç gerilim vektörü Us ve indüklenen gerilim E arasındaki fark Us, E ve faz ilişkilerinin genliklerine bakılmaksızın $jX_s i_s$ gerilimi tarafından oluşturulmaktadır (Modeer,2007).

$$U_s \approx E + jX_s I \tag{4.80}$$

LSPMSM'nin kayıplarına bakıldığında farklı nedenleri vardır. Rotor hızlarına bağlı olan rüzgar ve sürtünme kayıpları, laminasyon malzemesi, giriş frekansı ve gerilimine bağlı olan demir kayıplarıdır. Toplam kayıplarda en büyük payı olan bakır kayıpları ise sadece uygulanan akımın genliğine bağlıdır. Bundan dolayı verim de doğrudan bu değerlere bağlı olmaktadır. Verimi artırıp kayıpları azaltırken, yüksüz durumdaki daha düşük akım değeri elde etmek için U_s değeri E değerinin genliğine eşit olmalıdır. Yük momenti artarken yük açısı da artar. Kayıplar göz ardı edilerek U_s ve E ile bağlantılı olan gerilim vektörü incelendiğinde, φ açısı denklem (4.81)'de verildiği gibi olmalıdır (Modeer, 2007).

$$\varphi = \frac{\delta}{2} \tag{4.81}$$

Kayıplar göz önüne alındığında U_s ve E arasındaki açı azalırken, aktif güç artacak bunun için güç faktörü de artacaktır.

5. OPTİMİZASYON TEKNİKLERİ

Optimum kelimesi dilimize Latince'den girmiş bir kelimedir ve ideal, en uygun olan gibi anlamlarda kullanılır. Optimizasyon ise eldeki problemin çözümündeki istenilen en ideal sonuç olarak ifade edilebilir (Kaymaz, 2013). Optimizasyon alanındaki ilk ve önemli çalışmalar 18. yy'da Lagrange ve Newton tarafından yapılmıştır.

Matematiksel olarak ise optimizasyon, uygun alternatifler arasında belirli düzenlemeler yapılarak en iyi çözümün seçilmesi işlemidir. İstenilen optimizasyon bir optimizasyon tekniği ve fonksiyonu kullanılarak elde edilir. Diğer bir ifade ile optimizasyon problemi fonksiyonun hesaplanan ve ayarlanan değerleri arasından seçilen giriş verileri ile maksimize ve minimize fonksiyonlarını içerir. Maksimizasyon ve minimizasyon fonksiyonları belli durumlarda seçilenlerle orantılı olarak yapılan ayarlamalarla ilgilidir. Bu fonksiyonlar en iyinin seçilmesi için farklı seçimlerin karşılaştırılmasına müsaade eder.

Optimizasyon teknikleri optimum olarak ifade edilen bazı yollarla tasarım parametre gruplarının $x = \{x_1, x_2 ..., x_n\}$ bulunması için kullanılır. Bu durum x'e bağlı olan sistem karakteristiklerinin maksimizasyonu veya minimizasyonu olabilir. Daha ileri boyutlarda maksimize ya da minimize edilecek olan $f(x)$ fonksiyonu $g(x) = 0 (i = 1, ..., n_e)$ gibi sabit değişkenlere ya da $g(x) \leq 0 (i = n_e + 1, ..., n)$ gibi eşitsizlik sabitlerine bağlı olabilir. $f(x)$ fonksiyonu amaç fonksiyonu, maliyet fonksiyonu ya da uygunluk fonksiyonu olarak adlandırılabilir (Anonim).

Tasarım optimizasyonunda aşağıda sıralanan konuların dikkate alınması gerekmektedir (Elkobbah, 2004):

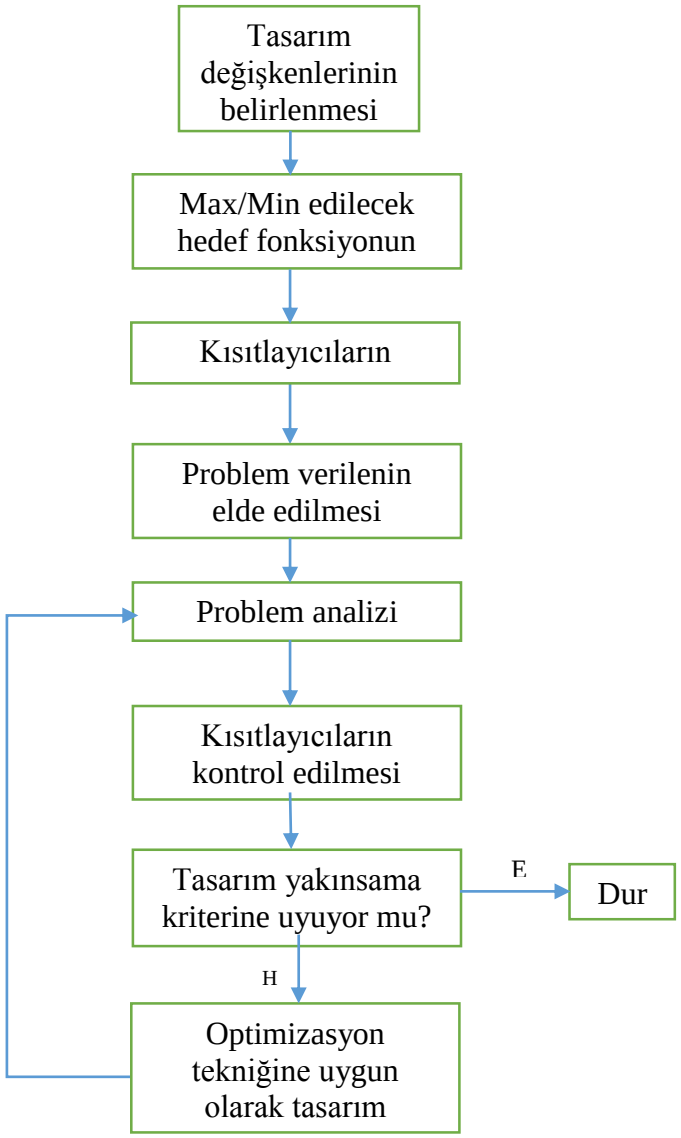
- Tasarımda genellikle aynı anda optimize edilmesi gereken ortak tasarım amaçları vardır.
- Çakışan amaçlardan birçoğu farklı birimlerle ölçülür. (hacim, verim vb.)
- Çoğu tasarım yöntemi katı, sıkı kısıtlamaların yanında daha esnek kısıtlamalar da içerir.
- Yeterli bilgiler genellikle tasarımcılar için amaçlanan hesaplamalara uygundur bu yüzden gerçek sonuçlar elde etmek için birçok yöntem kullanmaya gerek yoktur.

Optimizasyon işlemleri esnasında problem çözümünde belli bir sırayla çözüm yapmak gerekmektedir ki elde edilen sonucun uygunluğu kontrol edilebilsin. Kontrol

işlemi yapıldıktan sonra elde edilen sonuç istenilen optimum sonuca yakın değil ise kullanılan yapay zeka yöntemlerine uygun olarak işlemler yenilenir. Genel olarak optimizasyon yöntemlerinin çalışma prensipleri Şekil 5.1'de gösterilmektedir;

Mühendislik problemlerinin optimizasyon teknikleri ile çözülmesi işleminde çeşitli yöntemler kullanılmaktadır. Bunlardan en yaygın olanları aşağıdaki sıralanmıştır.

- Benzetimli tavlama yöntemi
- Parçacık sürü optimizasyon yöntemi
- Yapay arı kolonisi yöntemi
- Genetik algoritma yöntemi



Şekil 5.1. Optimizasyon tekniklerinin genel çalışma prensibi

5.1.Yapay Arı Kolonisi Yöntemi

Yapay arı kolonisi algoritması Karaboğa (2005) tarafından üst sezgisel algoritmalara dayandırılarak tanımlanan bir sürü algoritmasıdır. Bu çalışmada bal arılarının zeki besin arama hareketlerinden ilham alınmıştır. Bu algoritmadaki yapay arı kolonisi 3 grup arı içermektedir: işçi arılar, işsiz arılar ve öncü arılar. Koloninin ilk yarısı işçi arılardan, ikinci yarısı ise işsiz arılardan oluşmaktadır. Her besin kaynağı için, sadece 1 tane işçi arı vardır. Diğer bir deyişle ortamdaki işçi arıların sayısı besin kaynağı sayısına eşittir. Besin kaynağı biten işçi arı işsiz arıya dönüşür (Karaboğa ve Baştürk, 2007).

Yapay arı kolonisi algoritmasında, besin kaynağının konumu optimizasyon probleminde makul çözümler gösterir ve besin kaynağının nektar miktarı ilgili çözümün uygunluğuyla ilişkilidir. İşçi ya da işsiz arıların sayısı popülasyonda ki çözüm sayısına eşittir. İlk adımda, YAKA dağıtılmış ilk popülasyonu rastgele üretir P(G=0). Her çözüm y_i (i=1,2,…,SN) bir D boyutlu vektördür. SN popülasyonun büyüklüğünü ifade etmektedir. D optimizasyon parametrelerinin sayısıdır(Karaboğa ve Baştürk, 2007).

Yapay işsiz arılar besin kaynaklarını p_i ile alakalı uygunluk değerlerine bağlı olarak seçer (Karaboğa ve Baştürk, 2007). Bu seçim aşağıdaki (5.1) ile gösterilmektedir.

$$p_i = \frac{fit_i}{\sum_{n=1}^{SN} fit_n} \tag{5.1}$$

Buradaki fit_i işçi arı sayısına eşit olan besin kaynağı sayısı SN ve i pozisyonunda besin kaynağının nektar miktarıyla orantılı olarak i çözümünün uygunluk değeridir (Karaboğa ve Baştürk, 2007).

Eski hafızasındaki besin pozisyonuna aday üretmek için, YAKA aşağıdaki şekliyle kullanılabilir (Karaboğa ve Baştürk, 2007):

$$v_{ij} = x_{ij} + \phi_{ij}(x_{ij} - x_{kj}) \tag{5.2}$$

Buradaki $y_i^j = y_{\min}^j + rand(0,1)(y_{\max}^j - y_{\max}^j)$ ve $j \in \{1,2,...,D\}$ indeksler arasından rastgele seçilir. k değeri rastgele hesaplanmasına rağmen, i değerinden farklı olmalıdır. Kısıtlı kaynakları y_i olarak düşünülür ise $j \in \{1,2,...,D\}$, ve gözcü arılar y_i yerine geçirilebilecek yeni besin kaynakları keşfederler. Bu olay aşağıdaki gibi tanımlanabilir (Karaboğa ve Baştürk, 2007):

$$y_i^j = y_{\min}^j + rand(0,1)(y_{\max}^j - y_{\max}^j) \tag{5.3}$$

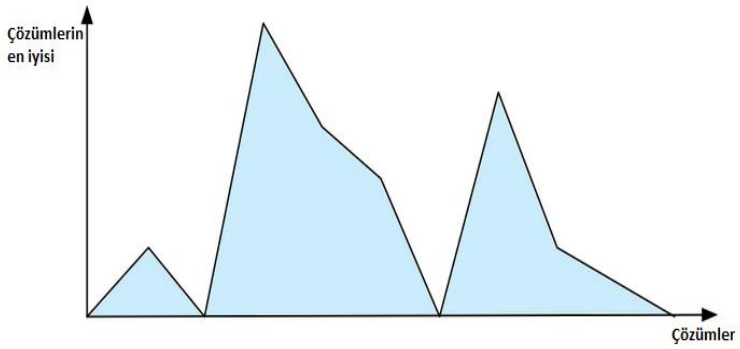
Yukarıdaki açıklamalara göre şu açıktır ki, YAKA'da kullanılan 4 adet kontrol parametresi vardır: işçi ve işsiz arıların sayısına eşit olan besin kaynağı sayısı, sınır değerleri, maksimum döngü sayısı (MDS) (Karaboğa ve Baştürk, 2007).

1. YAKA yöntemine ait sözlü söz detayları aşağıda verilmiştir (Karaboğa ve Baştürk, 2007):
2. Çözüm için başlangıç popülasyonunun oluşturulması , $y_{i,j} = 1...SN$ $j = 1...D$
3. Popülasyonun değerlendirilmesi
4. Döngü=1
5. Tekrarla
6. (2) kullanılarak işçi arılar için, $v_{i,j}$ yeni çözümler üretilmesi ve bunların değerlendirilmesi
7. Açgözlü seçim işlemi uygulanır
8. (1) için $v_{i,j}$ çözümü için $P_{i,j}$ uygunluk değeri hesaplanır.
9. $P_{i,j}$ bağlı olarak seçilen $y_{i,j}$ çözümünden işsiz arılar için $v_{i,j}$ yeni çözümler üretirler.
10. Açgözlü seçim işlemleri uygulanır.
11. Gözlemciler için kısıtlı çözüm belirlenir, eğer varsa (3)'deki $y_{i,j}$ çözümü yeniden oluşturulur.
12. En iyi çözüm hafızaya alınır.
13. Döngü=döngü+1
14. Döngü=MDS olana kadar devam eder.

5.2. Benzetimli Tavlama Yöntemi

Benzetimli tavlama yöntemi Kirkpatrick, Gelett, Vecchi (1983) ve Cerny (1985) tarafından bazı yerel minimuma sahip olan maliyet fonksiyonlarının küresel minimumunu bulmak için önerilmiş bir olasılık yöntemidir (Bertsimas, Tsitsiklis,1993). Bu yöntem fiziksel metal işlemlerinden esinlenilerek oluşturulmuştur. Benzetim, malzemenin ısıtılması ve soğutulması esnasında içyapısında meydana gelen değişikliklerden dolayı fiziksel özelliklerinin değişmesini içerir. Bu algoritmada ısıtma işlemlerinin gösterilmesi için sıcaklık değişimleri temel alınır. İlk olarak sıcaklık yüksek bir değere ayarlanır ve algoritmanın ilerleyişi olarak yavaş yavaş soğumaya başlatılır (Anonim). Sıcaklık değeri yüksek iken, algoritmada elde bulunan çözümden daha kötü olanın kabul edilen çözüm olmasına izin verilir.

Bu yöntem ile yapılan çözüm 2 boyutlu olarak görselleştirilebilir. Şekil 5.2'de gösterildiği gibi x ekseni parçacık çözümünü, y ekseni ise çözümün ne kadar iyi olduğunu gösterir (Anonim).



Şekil 5.2. Benzetimli tavlama yöntemi

Optimizasyon algoritması yakın alanları ve üretilen rastgele başlangıç çözümüyle en iyi çözümü araştırır. Eğer bir önceki ya da bir sonraki çözüm daha iyi ise çözüm ona doğru kayar. (Anonim).

Bu algoritmanın temel çalışmasını adım adım aşağıdaki şekilde özetleyebiliriz (Anonim):

1. İlk olarak rastgele bir çözüm oluşturulur.
2. Tanımlanan maliyet fonksiyonu kullanılarak maliyet hesaplanır.

3. Rastgele çözümler üretilir. Grafik olarak düşünülürse bunlara komşu çözümler denilebilir.
4. Yeni çözümlerin maliyetleri hesaplanır.
5. Bunların karşılaştırılması yapılır.
   - Eğer yeni maliyet < eski maliyet ise yeni çözüme gidilir.
   - Eğer yeni maliyet > eski maliyet ise belki yeni çözüme gidilebilir.
6. Kabul edilebilecek bir sonuç elde edilene kadar (3) - (5) adımları tekrarlanır.

5.3. Parçacık Sürü Optimizasyon Yöntemi

Parçacık sürü optimizasyonunun temeli, böcek, arı, karınca gibi hayvanların koloni ya da sürü hareketlerine bağlıdır. PSO algoritması bu sosyal organizmaların hareketlerine benzer. Sürüdeki her birey ya da parçacık kendisinin ya da grubun zekâsını kullanarak ayrılmış yollarda hareket eder. Bunun gibi eğer bir parçacık besine giden yeni bir yol keşfederse, sürünün geri kalanları sürüden uzak olsalar bile bu yeni yolu takip ederler. Sürü zekasına bağlı olan bu optimizasyon yöntemi genetik algoritmaya karşılık olarak hareketlerden esinlenerek isimlendirilmiştir. PSO ilk olarak Kennedy ve Eberhart (1995) tarafından önerilmiştir (Singiresu S. Rao, 2009). PSO genetik algoritma tekniğinde olduğu gibi mutasyon ve çaprazlama işlemleri yoktur ve değişken sayısı daha azdır. Bu durum PSO'yu diğer optimizasyon tekniklerinden daha fazla ön plana çıkarır.

Algoritmada her bir birey sürüye ait olan her bir hayvanı temsil eder ve bu bireyler 'parçacık' olarak adlandırılır. Parçacıklarının konumlarının değişmesi de 'hız' olarak adlandırılır. Algoritmanın temel çalışma şekli bir maksimizasyon problemi için aşağıdaki gibidir (Singiresu S. Rao, 2009):

1. g(X) fonksiyonu maksimize edilecek fonksiyon olsun. $X^{(l)} \le X \le X^{(u)}$, N sürü boyutu ya da parçacık sayısı olarak tanımlanabilir. İlk olarak $X^{(l)}$ ve $X^{(u)}$ arasından $X_1, X_2, ..., X_N$ şeklinde rastgele bir popülasyon oluşturulur. Uygunluk için i iterasyonunda parçacığın (j) pozisyonu ve hızı sırasıyla $X_j^{(i)}$ ve $V_j^{(i)}$ ile gösterilir.
2. $g\left[X_N(i)\right]$ ile ifade edilen parçacıkların amaç fonksiyon değerleri hesaplanır.

3. Parçacıkların hızları bulunur. Bütün parçacıklar o hızla ideal noktaya doğru hareket edeceklerdir. İlk önce bütün parçacıkların hızları 0 (sıfır) kabul edilir. $i = 0$ şeklinde iterasyon sayısı ayarlanır.
4. i. iterasyonda j parçacığı kullanılarak iki önemli parametre bulunur:
   - Bir önceki $j = 1, 2, ..., N$ parçacıklarıyla karşılaştırıldığında $g\left[X_j(i)\right]$ amaç fonksiyonunun en yüksek değeri ile $X_j(i)$'nin geçmişteki en iyi değeri, P_{best} hesaplanır.
   - Bir önceki herhangi bir N parçacıklarıyla karşılaştırıldığında $g\left[X_j(i)\right]$ amaç fonksiyonunun en yüksek değeri ile $X_j(i)$'nin geçmişteki en iyi değeri, G_{best} hesaplanır.
   - i. İterasyonundaki j parçacığının hızı aşağıdaki (5.4)'deki gibi hesaplanabilir:

$$V_j(i) = V_j(i-1) + c_1 r_1\left[P_{best} - X_j(i-1)\right] + c_2 r_2\left[G_{best} - X_j(i-1)\right]; \qquad (5.4)$$

   $j = 1, 2, ..., N$ ve buradaki c_1 ve c_2 sırasıyla kavramsal (bireysel) ve sosyal (grup) öğrenme oranı, r_1 ve r_2 ise 0 ile 1 arasında dağıtılmış rastgele sayılardır.
5. i. iterasyonda j parçacığının pozisyonunu ya da koordinatları bulunur:

$$X_j(i) = X_j(i-1) + V_j(i); \; j = 1, 2, ..., N \qquad (5.5)$$

   Bu denklemlerden sonra $g\left[X_1(i)\right]$, $g\left[X_2(i)\right]$,..., $g\left[X_N(i)\right]$ amaç fonksiyon değerleri hesaplanır.
6. O anda hesaplanan çözümün uygunluğu kontrol edilir. Eğer uygunluk değeri kriterlere uymuyorsa (4). adım iterasyon sayısı artırılarak tekrarlanır.

5.4. Genetik Algoritma

Birçok pratik optimizasyon tasarım problemleri sürekli ayrık değişkenler ya da süreksiz dış bükey uzaylarla karakterize edilir. Bu tarz problemler için standart doğrusal olmayan programlama tekniklerinin kullanılması yetersiz ve maliyetli olmasına sebep olacaktır. Genetik algoritma bu tür problem çözümleri için uygundur ve yüksek uygunlukta küresel optimum çözüm bulunmasını sağlar (Singiresu S. Rao, 2009).

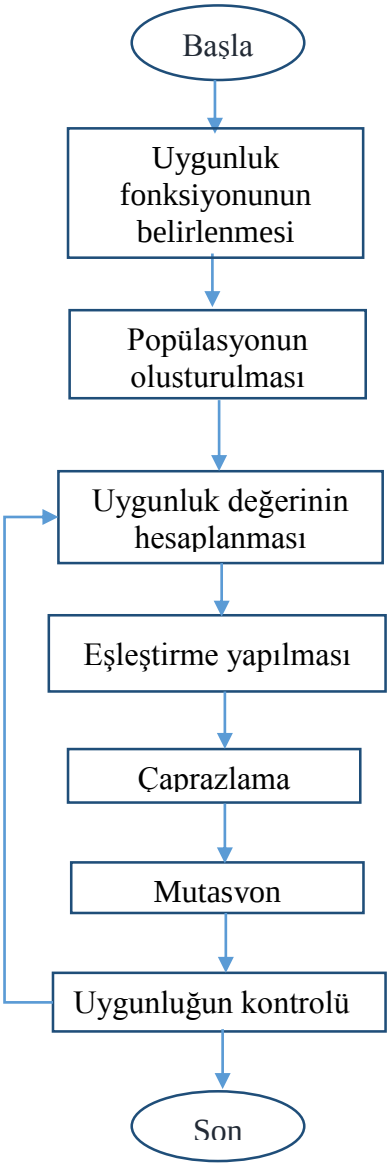
Genetik algoritma 1970'lerde Michigan Üniversitesinde John Holland tarafından doğal sistemin adaptasyon sürecini anlamak ve doğal sistemin sağlamlığını sürdüren yapay sistem tasarlamak için geliştirilen bir algoritmadır. Günümüzde mühendislik, bilim ve işletme alanlarında yoğun olarak kullanılmaktadır.

Genetik algoritmalar, optimizasyon yöntemlerinde olduğu gibi çözüm için tek bir yapının geliştirilmesi yerine, böyle yapılardan meydana gelen bir küme oluştururlar. Problem için olası pek çok çözümü temsil eden bu küme, genetik algoritma terminolojisinde "popülasyon" adını almaktadır. Popülasyonlar vektör, kromozom veya birey adı verilen sayı dizilerinden oluşur. Birey içindeki her bir elemana "gen" adı verilir. Nüfustaki bireyler evrimsel süreç içinde genetik algoritma işlemcileri tarafından belirlenirler. Algoritmanın temel çalışma prensibi aşağıdaki Şekil 5.3'de verildiği gibidir (Mutluer, 2007).

Şekilde gösterilen algoritmanın çalışmasını kısaca özetlenecek olursa:

1. Adım: Yapılacak olan optimizasyona göre populasyon için uygun bir amaç fonksiyonu belirlenir. Tüm çözümlerin aynı boyutlara sahip bitler dizisi şeklinde gösterilmesi gerekir. Dizilerden her biri, problemin çözüm uzayındaki rastgele bir noktasını simgeler. Parametrelerin kodlanması, probleme ait bilgilerin genetik algoritmanın kullanabileceği hale getirilmesini sağlar. Bu fonksiyon genetik algoritmanın beynini oluşturmaktadır. GA'da probleme özel çalışan tek kısım bu fonksiyondur. Çoğu zaman GA'nın başarısı bu fonksiyonun verimli ve hassas olmasına bağlı olmaktadır. (Emel ve Taşkın, 2002).

2. Adım: Çözüm grubuna biyolojideki benzerliği nedeniyle popülasyon, çözüm kodları da kromozom olarak isimlendirilir. Bu isimlendirme popülasyonda bulunan birey sayısını belirleyecektir. Bu sayı için sabit bir değer yoktur. Büyüklük seçiminde yapılan işlemlerin karmaşıklığı ve aramanın derinliği önemlidir. Popülasyon bu işlemden sonra rastgele oluşturulur (Emel ve Taşkın, 2002).



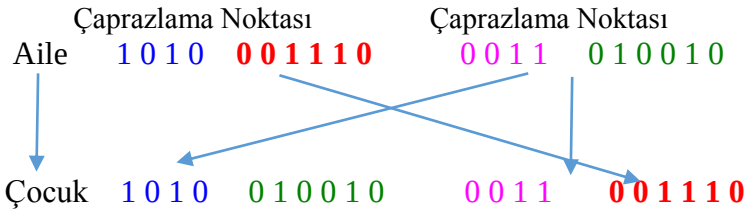
Şekil 5.3. Genetik algoritmanın genel çalışma prensibi

3. Adım: Oluşturulan popülasyonda ki her kromozom için uygunluk değeri hesaplanır. Eşleşme yapılırken bu uygunluk değerleri kullanılır.

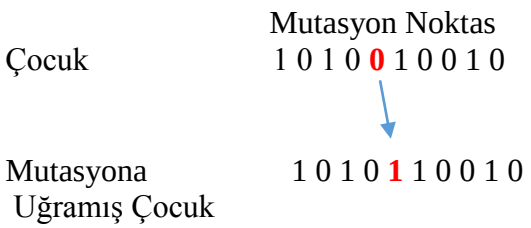
4. Adım: Bu kromozomlara eşleyerek yeniden kopyalama ve değiştirme operatörleri uygulanır. Bu sayede yeni bir popülasyon oluşturulur. Bu seçimi yapmak için rulet tekerleği seçimi, turnuva seçimi gibi seçme yöntemleri vardır. Seçim işlemi bir sonraki nesil için çocuk üretmek amacıyla hangi ailelerin yer alması gerektiğini belirler. Bu işlemin amacı, ortalama uygunluğun üzerindeki değerlere çoğalma fırsatı vermektir (Emel ve Taşkın, 2002).

5. Adım: GA'nın performansını etkileyen parametrelerden biri olan çaprazlama operatörü doğal popülasyonlarda ki çaprazlamaya karşılık gelmektedir.

Eşleşme havuzunda bulunan bireylerden rastgele iki tanesinin seçilerek karşılıklı çaprazlama işleminin uygulanması olayıdır. Bir çaprazlama noktası belirlenir ve birinci kromozomun çaprazlama noktasının solundaki bitlerin hepsi ikinci kromozoma geçerken, aynı şekilde ikinci kromozomun çaprazlama noktasının solundaki bitlerde birinci kromozoma geçer. Oluşan yeni kromozomlar her iki kromozomunda özelliğini taşımaktadır. Bu işlem aynı zamanda popülasyon da çeşitliliklerin de meydana gelmesini sağlar. Amaç, aile kromozom genlerinin yerini değiştirerek çocuk kromozomlar üretmek ve böylece var olan uygunluk değeri daha yüksek olan kromozomlar elde etmektir.



6. Adım: Mutasyon GA'lardaki operasyonda karar verici olarak ikinci derecede rol oynar. Amaç, var olan bir kromozomun genlerinin bir ya da birkaçının yerlerini değiştirerek yeni kromozom oluşturmaktır. Yeniden ve sürekli yeni nesil üretimi sonucunda belirli bir süre sonra nesildeki kromozomlar birbirini tekrarlama konumuna gelebilir ve bunun sonucunda farklı kromozom üretimi durabilir veya çok azalabilir. Bu sebeple nesildeki kromozomların çeşitliliğini arttırmak için kromozomlardan bazılar mutasyona uğratılır (İşçi, 2003). Mutasyon ile kromozomdaki bitler "1" ise "0","0" ise "1" yapılır. Npop × Nbit 'lik bir popülasyon matrisinde, mutasyon noktaları rastgele seçilir. Mutasyonun %'lik değeri artırılırsa, algoritma daha geniş parametre uzayını tarama yapar. Son iterasyonda mutasyon meydana gelmez (Mutluer, 2007).



7. Adım: Yeni kromozomlara yer açmak için eski kromozomlar ortadan kaldırılır. Eski kromozomlar çıkartılarak sabit büyüklükte bir popülasyon sağlanır. Tüm kromozomların uygunlukları yeniden hesaplanarak yeni popülasyonun başarısı bulunur.

İterasyon sonucunda, çaprazlamaya ve mutasyona uğramış kromozomların uygunluk değerleri hesaplanarak yeni nesil elde edilir. Bir sonraki adımda kromozomlar uygunluk değerlerine göre yeniden sıralanır ve eşleştirme havuzuna konur. Tekrar; çaprazlama, mutasyon ve sıralamadan sonra yeni bir nesil daha elde edilir ve bu işlemler uygun bir çözüme ulaşılıncaya kadar veya iterasyon sayısınca devam eder. Her yeni neslin uygunluk değerlerinin iterasyon sayısı kadar artması beklenir(Emel ve Taşkın, 2002).

6. 1.1 KW LSPMSM'NİN ANSYS İLE TASARIMI

Bu kısımda 1.1 kW'lık asenkron ve sabit mıknatıslı senkron motor parametreleri referans alınarak doğrudan yol vermeli sabit mıknatıslı senkron motor tasarımı ve simülasyonu, analizleri yapılmıştır. Tez çalışması içerisinde tasarlanması planlanan motor ilk olarak Rmxprt programın da oluşturulmuş daha sonra Maxwell 2D/3D programlarında FEM analizleri yapılarak incelemeleri yapılmıştır. Verilen motor boyutlarına göre motor tasarımı yapılıp elde edilen sonuçlar moment, verim, güç faktörü vb. gibi konularda PMSM motorlarla karşılaştırılmış avantaj ve dezavantaj yönlerinden değerlendirmeler yapılmıştır.

Tasarım da Rmxprt programı kullanılabilecek kapsamlı ve veri girişi bakımından basit bir programdır. Yazılımda izlenmesi gereken parametre girişi adım adım verilmiştir. Eldeki verilerle yapılan değişken girişlerinden sonra program seçilen yapıdaki motoru kolay bir şekilde oluşturup incelemeye hazır hale getirmektedir. Kullanılan bu yazılım programı maxwell alt yapısıyla çalışır. Motor tasarımı Rmxprt programında tamamlandıktan sonra Maxwell 2D/3D programında analizlere devam edilebilmektedir.

Ansys Maxwell elektrik ve manyetik problemleri çözmek için sonlu elemanlar yöntemini kullanan yüksek performanslı bir yazılım program paketidir. Maxwell elektromanyetik problemleri kullanıcının belirlediği başlangıç ve sınır koşulları belirleyerek sonlu alanlarda maxwell denklemleriyle çözer (Anonim).

$$\nabla \times H = J + \frac{\partial D}{\partial t}$$
$$\nabla \times E = -\frac{\partial B}{\partial t} \qquad (6.1)$$
$$\nabla * D = \rho$$
$$\nabla * B = 0$$

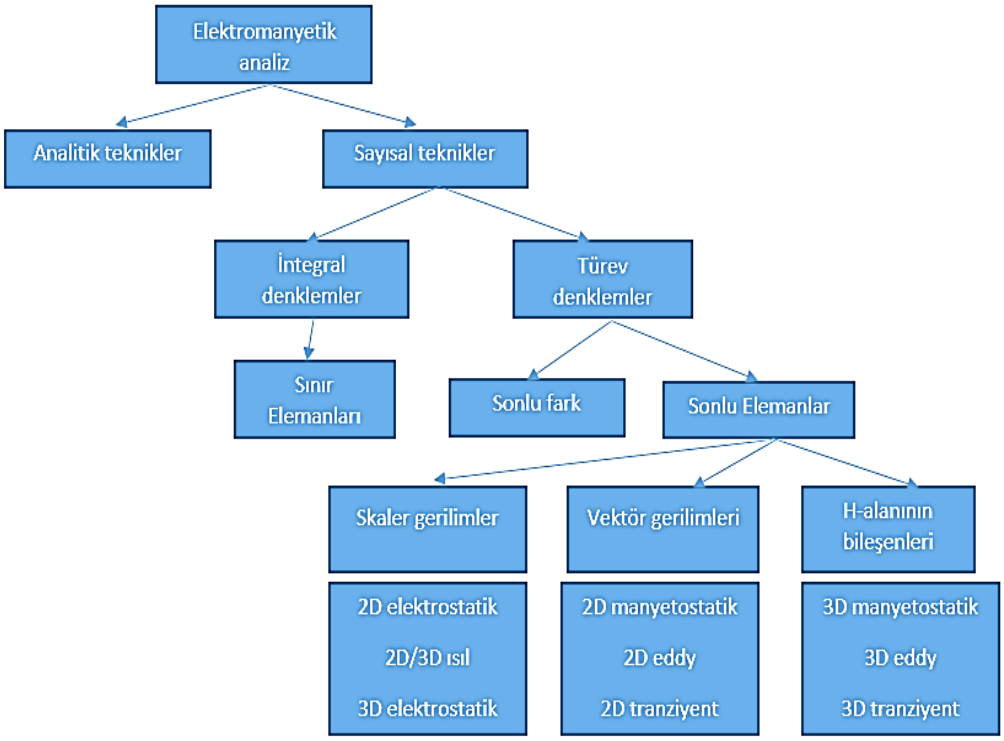
Program problemleri içinde bulunan çözüm yöntemlerinden hangisi seçilmiş ise ona göre çözer. Bunlar: Elektrostatik, magnetostatik, eddy akımları ve manyetik geçiştir (Anonim). Şekil 6.1'de Ansys/Maxwell programının genel çözüm adımları gösterilmiştir.

ANSYS/Maxwell programı kullanıcıya 3 farklı şekilde tasarım yapma imkânı sağlar. Bunlar:

-RMxprt

-Maxwell 2D

-Maxwell 3D



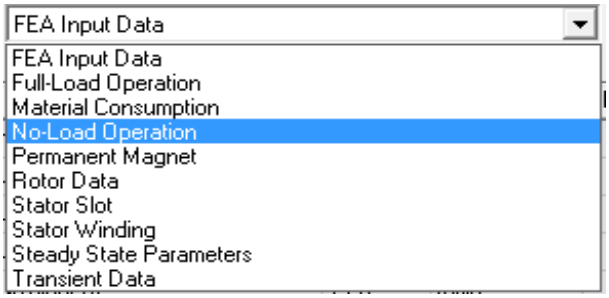
Şekil 6.1. Sonlu elemanlar yönteminin genel analiz yöntemi

RMXPRT (Rotating Machine Expert) ise içerisinde 13 tane farklı döner makine tipini bulunduran ve makinaların analitik çözümlerinin detaylı olarak elde edilebileceği bir yazılım programıdır. Bu program aynı zamanda seçilen makine tipine göre sürücü güç devrelerini de otomatik olarak oluşturur. Rmxprt program ara yüzünde bulunan makine modelleri aşağıdaki şekilde sıralanabilir:

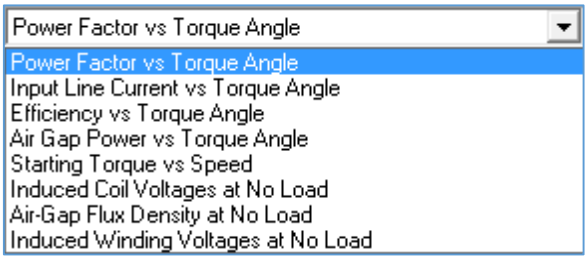
- Ayarlanabilir hızlı senkron makine
- Fırçasız sabit mıknatıslı DC motor
- DC makine
- Doğrudan yol vermeli sabit mıknatıslı senkron motor
- Sabit mıknatıslı DC motor
- Tek fazlı asenkron motor
- Anahtarlamalı relüktans motor
- 3 fazlı asenkron motor
- 3 fazlı çıkık kutuplu olmayan senkron motor
- 3 fazlı senkron motor
- Üniversal motor

Maxwell ile uyumlu çalışabilmesinden dolayı yapılan tasarımların Maxwell 2D/3D'de modellerinin oluşturulup FEM analizlerinin yapılmasına imkân sağlar.

Kullanılacak makine yapısı seçildikten sonra rotor, stator boyutları, oyuk yapıları, sarım sayıları ve kullanılacak malzeme özelliği gibi temel veriler girilerek istenilen motor yapısı oluşturulur. Gerekli parametreler girilip makine modeli oluşturulduktan sonra program derlenip istenilen çıkış verileri ve grafikleri elde edilir. Kayıplar, elektromanyetik parametreler, karakteristik eğrileri gibi değerleri çıktı olarak elde edilir. Şekil 6.2'de LSPMSM'nin Rmxprt tasarımından sonra motora ait hangi parametre değerlerinin görülebileceğini gösteren pencere görülmektedir. Şekil 6.3 ise derleme sonrasında elde edilebilecek eğrileri göstermektedir.

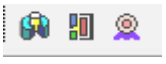


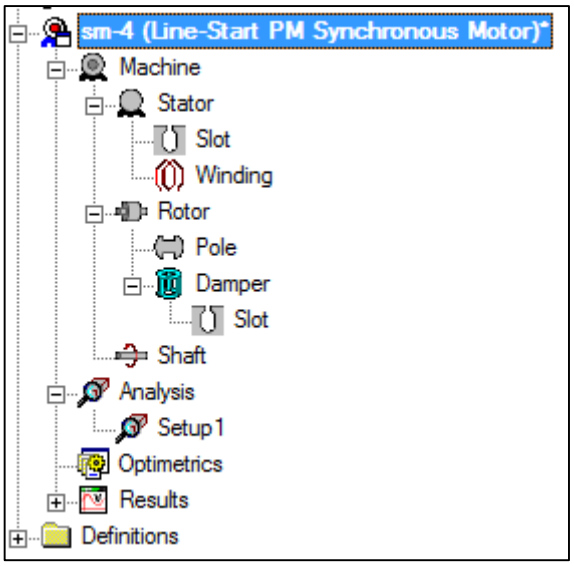
Şekil 6.2. Rmxprt tasarımından sonra elde edilecek veriler



Şekil 6.3.derleme sonrasında elde edilebilecek eğrileri

Şimdi adım adım yapılan motor tasarımını ve elde edilen sonuçları inceleyecek olursak:

ANSYS programı açıldıktan sonra  sekmesi ile karşılaşılır. Bu sekmeler sırasıyla Maxwell 3D tasarım, Maxwell 2D tasarım ve Rmxprt tasarımı ifade etmektedir. İlk olarak Rmxprt sekmesi seçilerek program açılır. Şekil 6.4'de Rmxprt tasarımı için adım adım veri giriş penceresi gösterilmektedir.



Şekil 6.4. Rmxprt tasarımı için adım adım veri giriş penceresi

Bunlardan sonra tasarım esnasında kullanılacak motor boyutları belirlenir. Tasarımı yapılıp analizleri incelenecek olan motorun genel verileri aşağıdaki Çizelge 6.1'de verildiği gibidir.

İlk olarak Şekil 6.5 programda ilk olarak girilen değişkenleri göstermektedir.

Machine Type	Line-Start PM Synchronous Motor	
Number of Poles	4	
Frictional Loss	10	W
Windage Loss	0	W
Reference Speed	1500	rpm

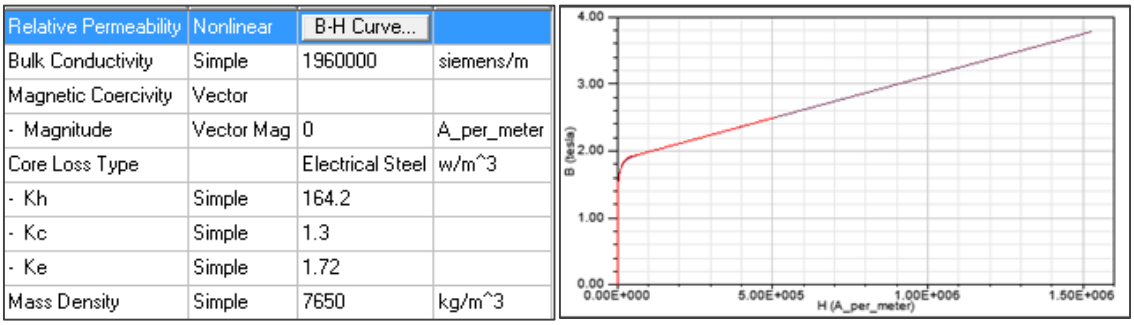
Şekil 6.5. İlk girilen motor değerleri

Daha sonra Çizelge 6.1'de verildiği gibi motora ait değişkenler sırasıyla girilmeye başlanır. Bu veriler girildikçe motor yapısı oluşmaya başlar.

Tasarım esnasında program, veri girişi yapılan kısma göre iletken seçimine de izin vermektedir. Gövde için programın kendi kütüphanesinde bulunan kullanılacak çelik malzeme seçilmiştir. Şekil 6.6'da seçilen malzemenin özellikleri ve malzemeye ait B-H eğrisi gösterilmektedir.

Çizelge 6.1.programda kullanılan motor verileri

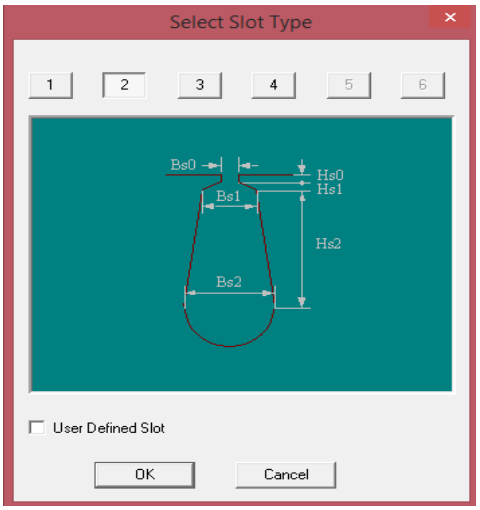
Değişken	**Değer**
Kutup sayısı	4
Sürtünme kayıpları	10
Hız	1500 rpm
Stator dış çapı	120 mm
Stator iç çapı	75 mm
Uzunluk	80 mm
Oyuk sayısı	24
Hs0	0.5 mm
Hs1	1 mm
Hs2	8.2 mm
Bs0	2.5 mm
Bs1	8 mm
Bs2	10 mm
Rotor dış çapı	74.2 mm
Rotor iç çapı	26 mm
Mıknatıs genişliği	32 mm
Mıknatıs kalınlığı	2.5 mm
Kutup başına düşen amortisör oyuk sayısı	8
Anma gerilimi	220 V
Çıkış gücü	1100 W



(a) (b)

Şekil 6.6. (a)Çelik malzemeye ait özellikler **(b)** Çelik malzemeye ait B-H eğrisi

Statora ait motor veri girişi devam ederken malzeme seçiminden sonra statora ait verilerin girilmesi gerekmektedir. İlk olarak oyuk yapısı seçilmekte daha sonra bu yapıya uygun olarak boyut verileri girilmektedir. Şekil 6.7'de stator ve rotor için oyuk yapısının seçilmesini sağlayan pencere ve bu tez çalışmasında kullanılan oyuk şekli görülmektedir. Oyuk parametreleri girilirken program iki seçenek sunmaktadır. Bunlardan ilki girilecek birkaç değere göre diğer boyutların program tarafından belirleneceği otomatik hesaplama, diğeri ise tüm boyutları kullanıcının girdiği kullanım şeklidir. Çizelge 6.2'de seçilen oyuk yapısına göre girilen parametre değerleri verilmiştir.

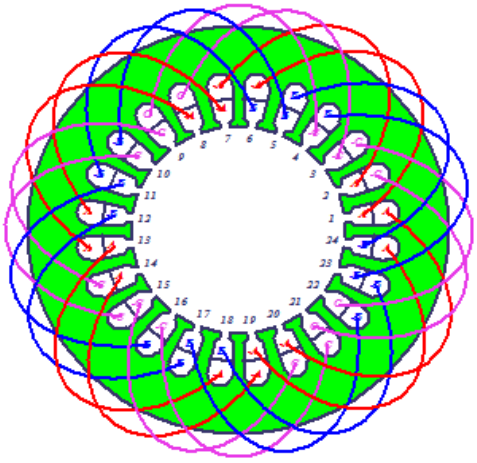


Şekil 6.7. Rmxprt programında kullanılacak oyuk modeli

Çizelge 6.2. Stator oyuk parametreleri

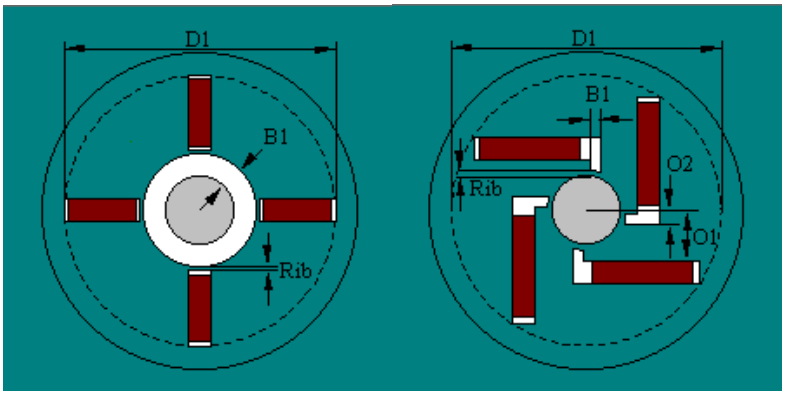
Değişken	Değer
Hs0	0.5 mm
Hs1	1 mm
Hs2	9.5 mm
Bs0	2.5 mm
Bs1	8 mm
Bs2	10 mm

Stator oyuk parametreleri de girildikten sonra stator sargıları ile ilgili değişkenler girilir. Oyuk dolgu faktörüne stator diş ve boyunduruk akı yoğunlukları dikkate alınarak yapılan hesaplamalara göre oyuk başına düşen iletken sayısı hesaplanır ve değer olarak girilir. Şekil 6.8'da motor sargı şekli gösterilmiştir.

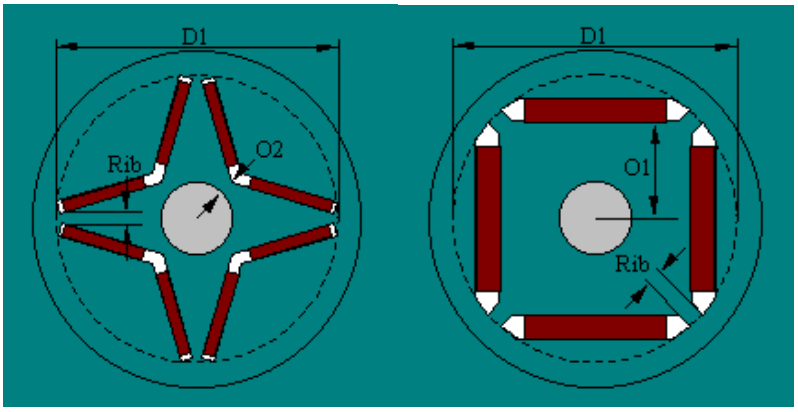


Şekil 6.8. LSPMSM stator sargı şekli

Stator ile ilgili parametrelerin veri girişi bittikten sonra rotor ile ilgili değişkenlere geçilir. Rotor gövdesi için de stator ile aynı olan çelik malzeme seçilir. Motor tipimiz gömülü mıknatıs yapılı LSPMSM olduğu için bu yapıya uygun olan mıknatıs yerleşim şekli seçilir. Rmxprt kütüphanesinde bulunan gömülü yapılı mıknatıs şekillerinden bazıları aşağıdaki Şekil 6.9'da gösterilmiştir. Tasarlanan motorda (d) yapısı kullanılmıştır. Seçilen mıknatıs yapısı için gerekli olan parametrelerde fark göstermektedir.



(a) (b)



(c) (d)

Şekil 6.9. LSPMSM gömülü mıknatıs yerleşim modeli örnekleri

Mıknatıs yerleşim şeklini seçtikten sonra kullanılacak olan mıknatıs malzeme seçilir. Rmxprt kütüphanesinde SmCo ve NdFeB mıknatıslarının ikisi de mevcuttur. Şekil 6.10'da program kütüphanesinde bulunan bazı mıknatıs türler görülmektedir.

Name	Location	Origin	Type	Relative Permeability	Bulk Conductivity
M43_29G	SysLibrary	RMxprt	Steel	B-H Curve...	2500000siemens/m
NdFe35	Project	Materials	Magnet	1.0997785406	625000siemens/m
SmCo24	Project	Materials	Magnet	1.06313817927575	1111111siemens/m
SmCo24_2DSF0.813_X	Project		Magnet	1.06314	0
SmCo24_3DSF1.000_X	Project		Magnet	1.06314	0
XG112/96	SysLibrary	RMxprt	Magnet	B-H Curve...	0
XG128/120	SysLibrary	RMxprt	Magnet	B-H Curve...	0
XG144/120	SysLibrary	RMxprt	Magnet	B-H Curve...	0
XG144/56	SysLibrary	RMxprt	Magnet	B-H Curve...	0
XG160/120	SysLibrary	RMxprt	Magnet	B-H Curve...	0

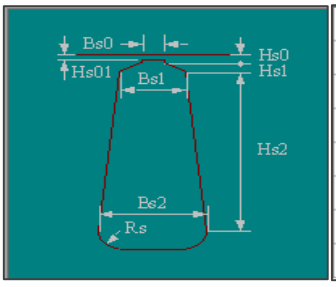
Şekil 6.10. Rmxprt kütüphanesinde bulunan mıknatıs türleri

İki malzeme ile de motor tasarım denemeleri yapılmış ve analiz sonuçlarında elde edilen verim değerlerine göre NdFeB malzemesinin daha yüksek verimler elde etmede kullanılabileceğinden değerlendirmeler ona göre yapılmıştır fakat SmCo ile tasarlanan motorun bazı değerleri karşılaştırma için imkân sağlamıştır. Şekil 6.11'de kullanılan NdFeB'a ait bazı özellikler gösterilmiştir.

Relative Permeability	Simple	1.0997785406	
Bulk Conductivity	Simple	625000	siemens/m
Magnetic Coercivity	Vector		
- Magnitude	Vector Mag	-890000	A_per_meter
- X Component	Unit Vector	1	
- Y Component	Unit Vector	0	
- Z Component	Unit Vector	0	
Core Loss Type		None	w/m^3
Mass Density	Simple	7400	kg/m^3

Şekil 6.11. KullanılanNdFeB özellikleri

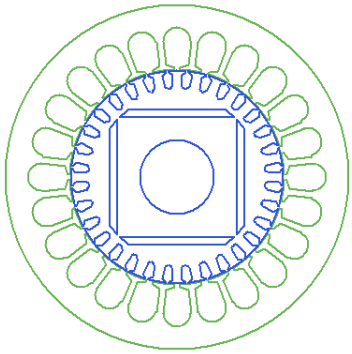
Program LSPMSM'nin doğrudan yol almasını sağlayan amortisman sargılarının ve sincap kafes parametrelerinin de belirlenmesine olanak vermektedir. Oyuk yapısı olarak Şekil 6.12'de gösterilen oyuk yapısı seçilmiş ve yanda görülen oyuk parametreleri kullanılmıştır.



Hs0	0.5
Hs01	0
Hs1	1
Hs2	4
Bs0	1
Bs1	3.5
Bs2	2.5
Rs	0.8

Şekil 6.12. Sincap kafes oyuk yapısı ve parametre değerleri

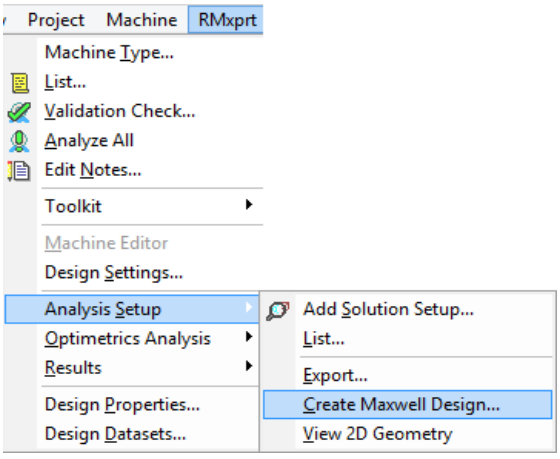
Girilen bu değerlerden sonra giriş gerilimi ve istenilen çıkış gücü değerleri de girildikten sonra tasarlanan motor analiz için hazırdır. Şekil 6.13'de tasarlanan Rmxprt modeli görülmektedir.



Şekil 6.13.Rmxprt tasarımı için adım adım veri giriş penceresi

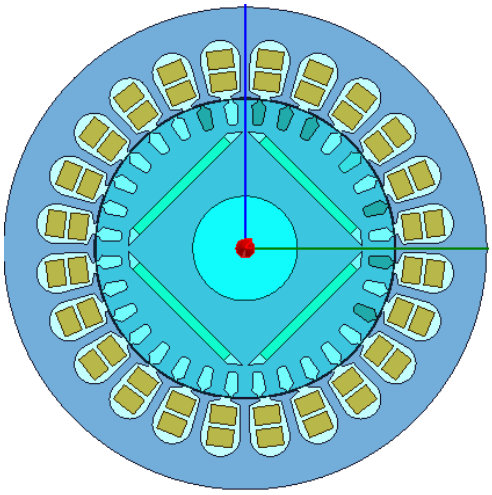
İstenilen değerler sırasıyla girilerek motor geometrisi oluşturulmuştur. Bu veriler girildikten sonra oluşturulan motor geometrisinde analiz yapıldıktan sonra elde edilen çıkış verilerinde motora ait stator, rotor, mıknatıs, boşta çalışma, yüklü çalışma, kararlı durumdaki çalışma, verim, güç faktörü, moment gibi verilerin tamamına ulaşılabilmektedir.

Makine tasarımı RMxprt ile yapıldıktan sonra artık Maxwell 2D/3D FEM analizi için hazırdır. Şekil 6.14'de görüldüğü gibi Rmxprt programından doğrudan Maxwell ortamına geçilebilir ve geometri, hareket, malzeme özellikleri, nüve kayıpları, sargılar ve sürücü devresini içeren kaynaklar otomatik olarak oluşturulabilir.



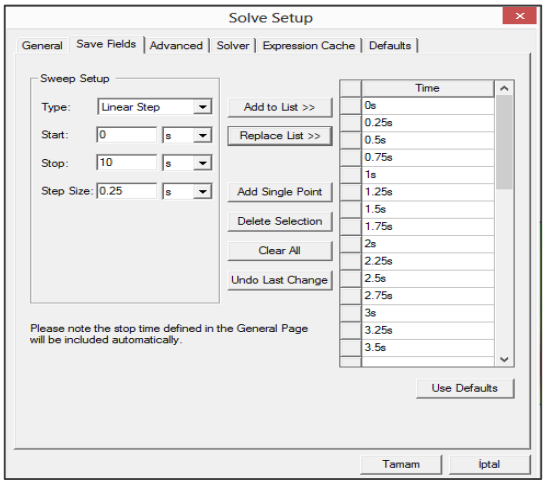
Şekil 6.14.Rmxprt programından Maxwell programına doğrudan geçiş

Rmxprt'den Maxwell 2D'ye geçildiğinde motor simetrik bir yapıya sahip olduğundan dolayı ¼ ü üzerinden analiz yapma imkânı sağlar. Şekil 6.15'de motorun Maxwell 2D modeli görülmektedir.



Şekil 6.15. Motorun Maxwell 2D modeli

Tasarlanan motor yapısı Maxwell programına aktarıldıktan sonra Maxwell 2D>analysis setup>add solution setup sekmesinden Şekil 6.16'de görüldüğü gibi bir çalışma aralığı belirlenir ve motorun bu aralığa göre analizi gerçekleştirilir.



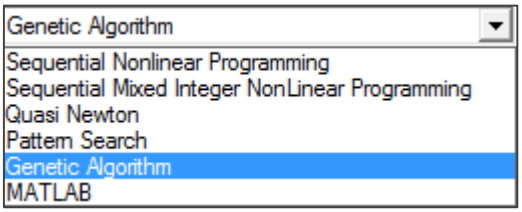
Şekil 6.16.Maxwell 2D analiz için çalışma aralığı

Analiz yapıldıktan sonra elde edilen veriler arasında akım, moment ve verim değerleri yer almaktadır. Maxwell analizinde motorun geçici durum analizi

yapılmaktadır. Bu durum elde edilen moment grafikleri ile de desteklenmektedir. Ayrıca Maxwell 2D FEM çözümü imkânı da verdiğinden dolayı elde edilen yapı üzerinde akı çizgilerini ve manyetik alan dağılımları görülebilmektedir.

Motor analizi tamamlandıktan sonra elde edilen değerlerin optimizasyonu da mümkündür. Optimizasyon parametreleri olarak motor boyu, mıknatıs uzunluğu, oyuk parametreleri ve mıknatıs genişliği seçilmiştir. Mıknatıs boyutlarının optimize edilmesinin sebebi, gömülü mıknatıslı bir rotor yapısı kullanıldığı için, amortisör sargıları ve mıknatısın birbirine yaklaştığı bölgelerde manyetik alan şiddetinin çok yüksek değerlere çıkabiliyor olmasıdır. Ayrıca bu optimizasyon verim ve güç faktörü değerleri de göz önünde bulundurularak yapılmıştır.

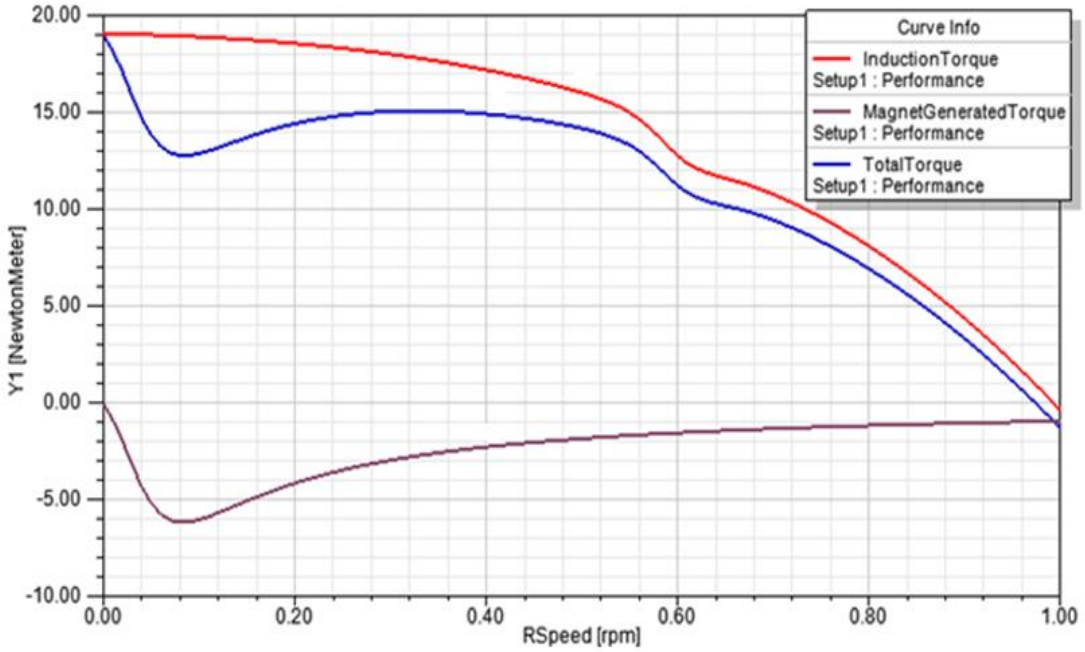
Programın da Maxwell 2D > Optimetrics Analysis > Add Optimization sekmesinden daha önceden belirlenen ve optimize edilmek istenen değişkenleri optimize etmek mümkündür. Maxwell içinde bulunan optimizasyon teknikleri Şekil 6.17'de gösterilmiştir. Bu tez çalışması içinde optimizasyon tekniği olarak genetik algoritma seçilmiştir.



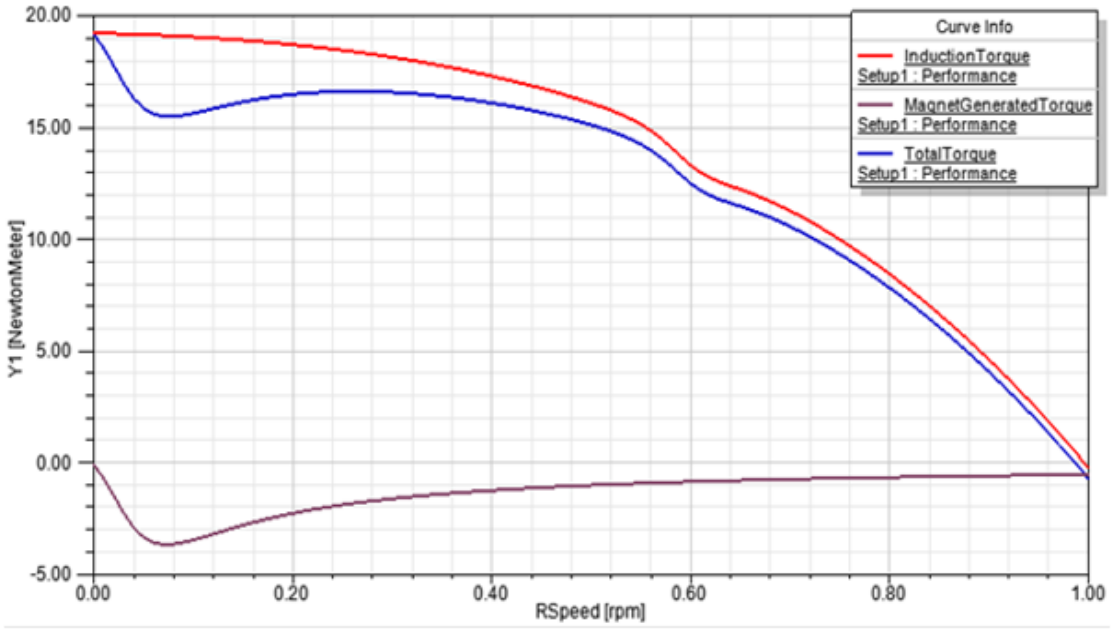
Şekil 6.17.Maxwell içinde kullanılan optimizasyon teknikleri

Optimizasyon sonrasında elde edilen optimum sonuçlara karşılık gelen parametre değerleri kullanılarak motor tasarımı ve analizi yenilenir.

Analiz esnasında ilk olarak Rmxprt sonuçlarını değerlendirebiliriz. Bu analizde elde ettiğimiz moment grafiğimiz motorun asenkron çalışma bölgesine ait olan moment eğrisidir ve toplam momentimiz kafes momenti ve frenleme momentine aittir. Yukarıda bahsedildiği gibi mıknatıs malzemesi olarak hem NdFeB hem de SmCo kullanılmıştır. Bunların ayrı ayrı grafikleri incelendiğinde aradaki farkı görmek mümkün olmaktadır. Özellikle frenleme momentini nasıl etkilediği grafiklerden net olarak anlaşılmaktadır. Şekil 6.18'de NdFeB malzeme kullanılarak elde edilen moment grafiği Şekil 6.19'de ise SmCo kullanılarak elde edilen moment grafiği görülmektedir.



Şekil 6.18. LSPMSM'un asenkron çalışma bölgesi moment eğrisi (NdFeB)

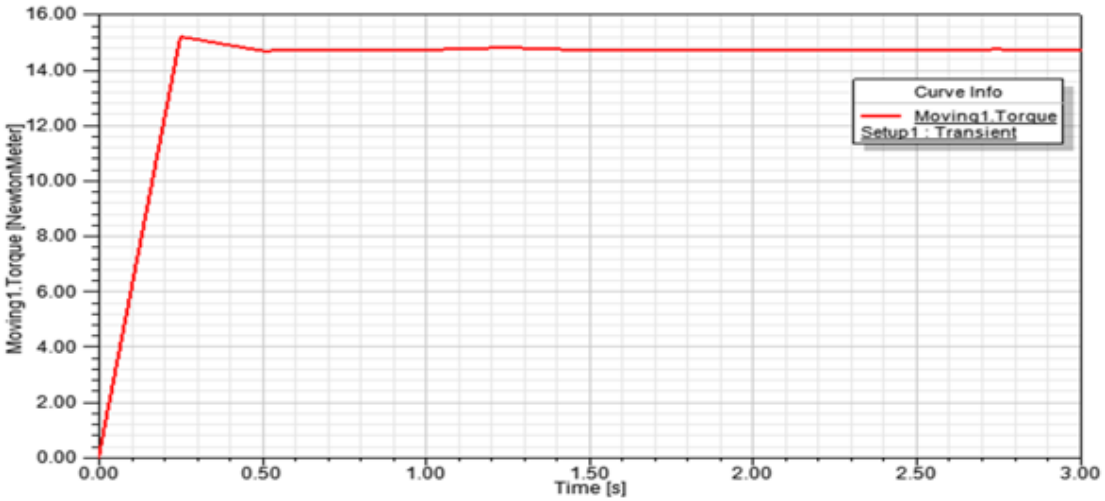


Şekil 6.19. LSPMSM'un asenkron çalışma bölgesi moment eğrisi (SmCo)

Bu eğrilerden de görüldüğü gibi frenleme momenti toplam momenti zayıflatıcı yönde bir etki yapmıştır.

Geçici durum analizi yaptığımızda ise yani motorun Maxwell programındaki analizinde sonra elde edilen moment grafiği senkron çalışma bölgesinde oluşan moment

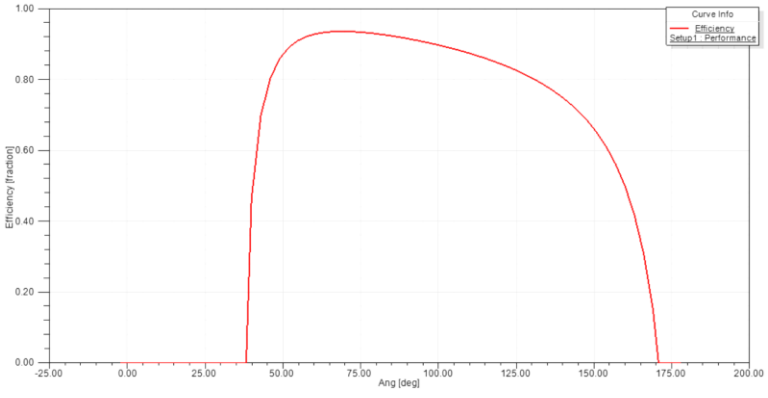
grafiğidir. Şekil 6.20 LSPMSM'nin geçici durum analizi sonucu elde edilen moment grafiğini göstermektedir.



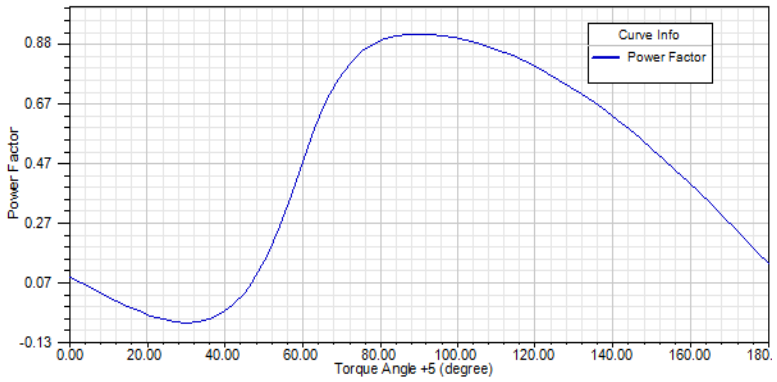
Şekil 6.20. LSPMSM'un senkron çalışma bölgesi moment eğrisi

Bu grafikte de görüldüğü gibi elde edilen moment eğrisi sabit mıknatıslı senkron motor moment eğrisine benzer şekildedir. Zaten en baştan beri motor karakteristiğinde ve çalışmasında anlatıldığı gibi motor senkronizasyon noktasına ulaştıktan sonra çalışması ve karakteristiği SMSM ile aynı olmaktadır.

Momentlerden sonra verim ve güç faktörü incelenecek olursa, SmCo ve NdFeB için ayrı ayrı inceleme yapıldığında aşağıdaki şekillerde mıknatıs malzemenin verim ve güç faktörüne etkisi görülmektedir. Şekil 6.21 ve Şekil 6.22'de sırasıyla SmCo malzeme kullanıldığı zaman elde edilen verim ve güç faktörü eğrisi görülmektedir.

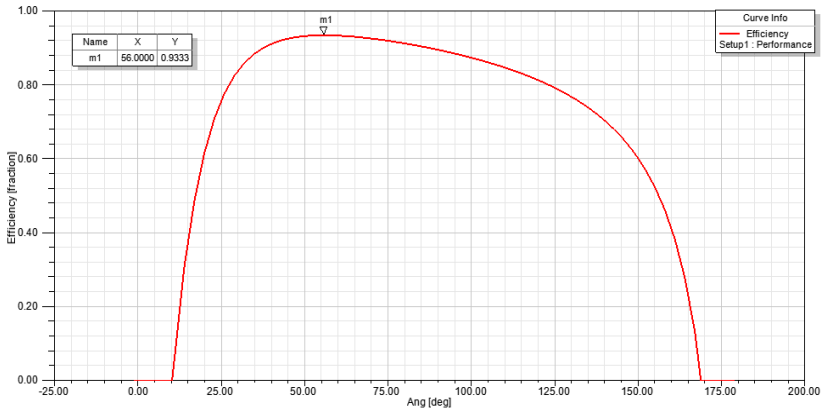


Şekil 6.21. LSPMSM'un SmCo kullanıldığında elde edilen verim eğrisi

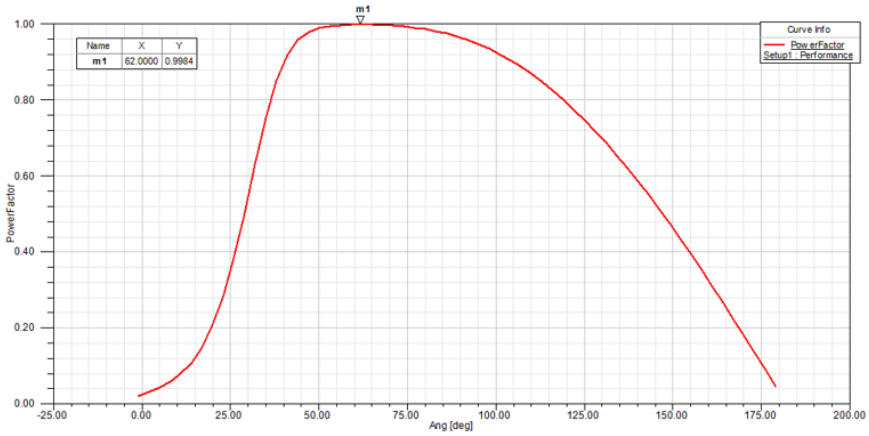


Şekil 6.22. LSPMSM'un SmCo kullanıldığında elde edilen güç faktörü eğrisi

Aşağıdaki Şekil 6.23 ve 6.24'de ise NdFeB kullanıldığı zaman elde edilen verim ve güç faktörü grafikleri görülmektedir.

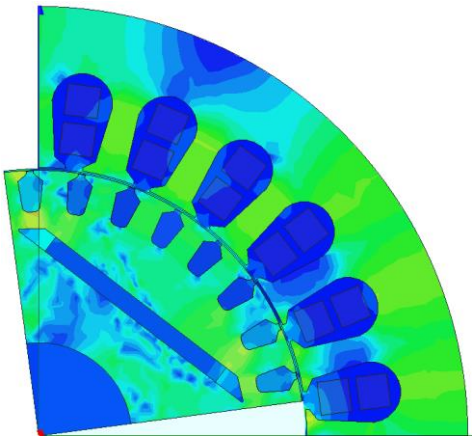


Şekil 6.23. LSPMSM'un NdFeB kullanıldığında elde edilen verim eğrisi

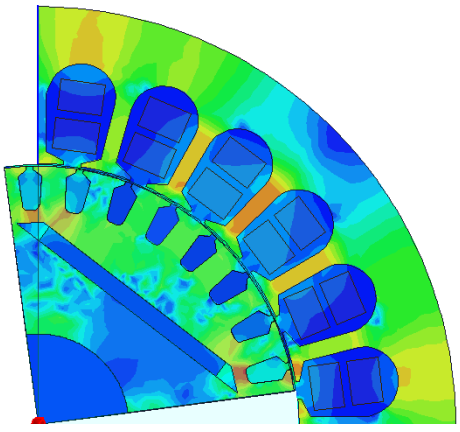


Şekil 6.24. LSPMSM'un NdFeB kullanıldığında elde edilen güç faktörü eğrisi

Maxwell 2D analizinden sonra elde edilen aşağıdaki şekiller incelenmiş olup sırasıyla motorun manyetik alan dağılımı ve akı çizgileri aşağıdaki şekillerde olduğu gibi elde edilmiştir. Şekil 6.25ve Şekil 6.26'de manyetik alan dağılımını gösteren iki şekil gösterilmiştir. İlk şekle bakıldığında doyuma gitmediğini görmekteyiz fakat verim ve güç faktörü açısından bakıldığında ikinci şekle göre daha düşük verim ve güç faktörüne sahiptir. Verim ve güç faktörü artırılmak istendiğinde mıknatıs ve oyuklar etrafında doyuma giden bölgeler olduğu görülmektedir. Verim ve güç faktörünü maksimum seviyede tutacak şekilde mıknatıs boyutlarında ve motor boyutlarında optimizasyon yapılmıştır ki doyuma giden bölgeleri ve manyetik alan şiddetini minimuma indirilebilsin.

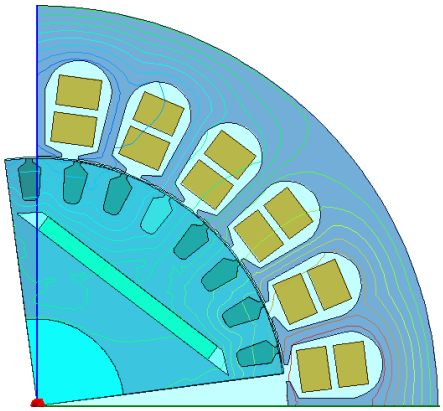


Şekil 6.25. LSPMSM'un daha düşük verim ve güç faktöründe manyetik alan dağılımı



Şekil 6.26. LSPMSM'un yüksek verim ve güç faktöründe manyetik alan dağılımı

Şekil 6.27'de ise motora ait akı çizgilerinin gösterildiği bir şekil görülmektedir.



Şekil 6.27. LSPMSM'un akı çizgileri dağılımı

7. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

7.1 Sonuçlar

Bu tez çalışmasında 1.1 kW'lık doğrudan yol vermeli sabit mıknatıslı senkron motor ANSYS/Rmxprt programı kullanılarak eldeki parametreler ile tasarlanmıştır. Bu tasarım sonucunda verim, güç faktörü ve moment grafikleri elde edilmiştir. İlk yapılan ön tasarımlarda verim %75, güç faktörü ise 0.60 olarak elde edilmiştir. Diğer motor parametreleri incelendiğinde seçilen rotor ve stator iletkenlerinin değiştirilmesi gerektiği ve bazı parametrelerde değişikliğe gidilmesi gerekli görülmüştür. Diğer yandan motor performansını ve çıkış verilerini etkileyen faktörlerden bir diğeri de seçilen mıknatısın malzeme türüdür. Bundan dolayı farklı mıknatıs türleriyle de tasarım yapılmış ve sonuçlar karşılaştırılmıştır. Bu değişimler sonucunda motor verimi %90'lara, güç faktörü ise 0.98'lere çıkarılmıştır. Rmxprt analizinde elde edilen moment grafiği asenkron çalışma bölgesinde oluşan moment grafiğidir. Motor tasarımında kullanılan mıknatısın malzeme cinsini değiştirerek oluşan momentlerin değiştiği görülmüştür. Şekil 6.18 ve Şekil 6.19 sırasıyla SmCo ve NdFeB malzeme kullanılarak elde edilen asenkron çalışma bölgesinde oluşan momentlerdir. Asenkron çalışma bölgesindeki toplam moment; frenleme ve kafes momenti toplamına eşittir, bundan dolayı mıknatıs cinsi değiştiği takdirde frenleme momenti değeri değiştirmekte bu da toplam momentin değişmesine sebep olmaktadır. Şekil 6.18'de görüldüğü gibi NdFeB kullanılan motor tipinde oluşan frenleme momenti, malzemenin mıknatıslanma özelliği daha güçlü olduğundan dolayı Şekil 6.19'da görülen SmCo ile yapılan tasarımda oluşan moment değerine göre daha büyüktür. Buna bağlı olarak da toplam momenti daha küçüktür. Daha sonra bu farklı mıknatıs türlerine göre verim ve güç faktörlerinin eğrileri karşılaştırılmıştır. Bu eğriler de Şekil 6.21-Şekil 6.24'de gösterilmiştir. Bunlar karşılaştırılacak olursa, NdFeB kullanıldığında elde edilen verim ve güç faktörü sırasıyla %92 ve 0.97'dir. SmCo için ise bu değerler %89 ve 0.95 olmaktadır. Bu sonuçlardan sonra tasarlanan motor modeli Maxwell 2D'ye doğrudan aktarılmıştır. Maxwell 2D analizi tamamlandıktan sonra senkron çalışma bölgesinde elde edilen moment grafiği incelenmiştir. Bu moment grafiğinin sabit mıknatıslı senkron motor moment grafiğiyle aynı olduğu görülmüştür.

Bu analizler bittikten sonra optimizasyon için programın kendi içinde bulunan genetik algoritma sistemi seçilmiştir. Bu optimizasyon sonucunda elde edilen sonuçlara

göre tasarım işlemi tekrarlanıp verim ve güç faktörü değerleri incelenmiştir. En son olarak %90 verim, 0.98 güç faktörü değeri elde edilmiştir.

7.2. Öneriler

Bu tez çalışmasında 1.1 kW'lık LSPMSM motor tasarımı ve performans değerlerinin elde edilmesi amaçlanmıştır. Bu doğrultuda aynı güçte asenkron ve senkron motor parametreleri temel alınmıştır. Bunun sebebi verim ve güç faktörü açısından LSPMSM'nin diğer iki motora göre daha avantajlı bir motor türü olduğunu göstermeye çalışmaktır.

Fakat kullanılan motor tipinin yeni kullanılmaya başlanan bir yapı olmasından dolayı bazı sıkıntılarla karşılaşılmıştır. Tasarlanan motor hibrit bir yapı olduğundan dolayı bu motorla alakalı teorik olarak tasarım formüllerine tam olarak ulaşmak pek mümkün olmamıştır. Bu doğrultuda asenkron ve sabit mıknatıslı senkron motor yapıları örnek alınarak tasarım parametre değerleri geliştirilmeye çalışılmıştır. Daha sonraki çalışmalar bu motorun kendine ait formüller elde edilmesini tasarlanmasını ve optimizasyonunu daha kolay hale getirecektir.

Optimizasyon tekniği olarak ise programın içinde bulunan tekniğe bağlı kalınmıştır. Daha sonraki çalışmalarda farklı optimizasyon teknikleri kullanılarak elde edilen veriler doğrultusunda daha verimli motorlar elde etmek mümkün olacaktır. Ayrıca yine bu teknikler kullanılarak daha önce diğer motorlar üzerinde yapılmış olan performans değerlendirmeleri, arıza tespitleri daha kolay bir hal alacaktır.

KAYNAKLAR

Bizot, C. ve ark., 2003, Sensorless Control for PMSM, Power Electronics and Drives, Institute of Energy Technology, Aalborg University, Denmark.

Carlson, R., Sadowski, N., Arruda, S. R., Da Silva, C. A., & Von Dokonal, L., 1994, Single-phase line-started permanent magnet motor analysis using finite element method, In *Industry Applications Society Annual Meeting, 1994., Conference Record of the IEEE* (pp. 227-233).

Chalmers, B. J., Baines, G. D., & Williamson, A. C., 1995, Performance of a line-start single-phase permanent-magnet synchronous motor,413-417

Demir, Y.(2013), "1.5 kW'lık dengesiz sargı yapılı sürekli mıknatıslı bir ac servomotor tasarımı, üretimi ve gerçeklenmesi", Yüksek lisans Tezi, *Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü,* Kocaeli, 9

Elkobbah, K., 2004, Design optımısatıon of electrıc machınes, *Proceedings of the 4th ICEENG Conference*, Vol. 23, 25

Fazle R. S., 2012, Analysis of Asynchronous Start-up and Synchronization of Line Start Interior Permanent Magnet Motors, *(Doctoral dissertation, Memorial University of Newfoundland).*

Fraser, A., 2008, "Design of a High Efficiency Line Start Permanent Magnet Synchronous Motor", Internship Report, *School of Engineering and Energy, Murdoch University*, Avustralya, 10-17

Geltman, K. E., 2014, Guide to citing Internet sources [online], http://katrinaeg.com/simulated-annealing.html [Ziyaret Tarihi: 15 Mayıs 2015].

Gül Gökay Emel, Ç. T. (2002). Genetik Algoritmalar ve Uygulama Alanları. *Uludağ Üniversitesi İktisadi ve İdari Bilimler Fakültesi*, *21*(1), 129–152.

Isfahani, A. H., & Vaez-Zadeh, S., 2011, Effects of magnetizing inductance on start-up and synchronization of line-start permanent-magnet synchronous motors, *Magnetics, IEEE Transactions on*, *47*(4), 823-829.

İşçi, Ö. (2003). Genetik Algoritma Yaklaşım ve Yöneylem Araştırmasında Bir Uygulama.

Jacobson, L., 2013,http://www.theprojectspot.com/tutorial-post/simulated-annealing-algorithm-for-beginners/6

Jedryczka, C.; Wojciechowski, R.M.; Demenko, A., 2014,The influence of squirrel cage geometry on synchronization of line start permanent magnet synchronous motor, *Computation in Electromagnetics (CEM 2014), 9th IET International Conference* pp.1,2, doi: 10.1049/cp.2014.0235.

Kaymaz İ., Optimizasyon teknikleri ders notu, Atatürk üniversitesi, Erzurum http://tr.scribd.com/doc/119965884/Optimizasyon-Teknikleri#scribd

Kurt, Ü. (2006), "Eksenel akılı sürekli mıknatıslı senkron makineler için yeni tasarım modeli geliştirme", Doktora Tezi, *Ondokuzmayıs Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü,* Samsun, 19-23

Lazar, F., Simion, A., Livadaru, L., & Daniel, I., 2014, FEM analysis of a 3 kW line-start permanent magnet synchronous machine, *Electrical and Power Engineering (EPE), 2014 International Conference and Exposition on*, *IEEE*, 402-405.

Libert, F., Soulard, J., & Engstrom, J., 2002, Design of a 4-pole line start permanent magnet synchronous motor, *ICEM*.

Lu, W., Liu, M., Luo, Y., & Liu, Y., 2011, Influencing factors on the demagnetization of line-start permanent magnet synchronous motor during its starting process, In *Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2011 International Conference on IEEE*, 1-4

Lu, Q., Huang, X., Ye, Y., & Fang, Y., 2012, Experiment and analysis of high power line-start PM motor, *Przegląd Elektrotechniczny*, *2*.

Lu, W. F., Luo, Y. L., & Zhao, H. S., 2012, Armature reaction demagnetization analysis for line-start permanent magnet synchronous motor during start process, *Electric Machines and Control*, *7*, 008.

Luukko,J.,2000,Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Machines-Analysis and Implementation, Diss. Lappeenranta University of Technology, Lappeenranta,Stockholm.

Magnetic Materials Background Information, Birmingham üniversitesi, 2015, http://www.birmingham.ac.uk/research/activity/metallurgymaterials/magnets/background/magnetic-materials-history.aspx [Ziyaret Tarihi: 10 Şubat 2015]

Mahmoudi, A., Kahourzade, S., Uddin, M. N., Rahim, N. A., & Hew, W. P., 2013, Line-start axial-flux permanent-magnet synchronous motor, *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), IEEE*, 3210-3216

Mahmoudi, A., Kahourzade, S., Rahim, N. A., Hew, W. P., & Uddin, M. N., 2014, Design, analysis, and prototyping of a novel-structured solid-rotor-ringed line-start axial-flux permanent-magnet motor, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, *61*(4), 1722-1734

Marčič, T., 2011, Experimental evaluation of the impact of squirrel-cage material on the performance of induction motors and line-start interior permanent magnet synchronous motors, *Przegląd Elektrotechniczny*, *87*(9a), 334-337.

Mehrjou, M. R., Mariun, N., Karami, M., Misron, N., & Radzi, M. A. M., 2014, Performance analysis of line-start permanent magnet synchronous motor in

presence of rotor fault, In *Research and Development (SCOReD), 2014 IEEE Student Conference on IEEE*, 1-4.

Melfi, M. J., Umans, S. D., & Atem, J. E., 2015, Viability of Highly Efficient Multi-Horsepower Line-Start Permanent-Magnet Motors, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, *51*(1), 120-128.

Miller, T. J. E.,1984, Synchronization of line-start permanent-magnet ac motors, *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on*, (7), 1822-1828.

Miller, T. J. E. 2011, "SPEED's Electric Machines" University of Glasgow, İngiltere,2.90-2.93

Modeer, T.,2007, Modeling and testing of line start permanent magnet motors, Stockholm, KTH, p 100

Mohammad, H. (2011), "Design Analysis of Line-Start Interior Permanent Magnet Synchronous Motor.",yüksek lisans tezi, *Faculty of Engineering and Applied Science Memorial University of Newfoundland*, Kanada, 6-9

Nekoubin, A., 2011, Design a Line Start synchronous Motor and Analysis Effect of the Rotor Structure on the Efficiency, *World Academy of Science and Technology*, (57), 5-9.

Rahman, M. A., Osheiba, A. M., & Radwan, T. S., 1997, Synchronization process of line-start permanent magnet synchronous motors, *Electric machines and power systems*, *25*(6), 577-592.

Rao, S. S., 2009, Engineering Optimization Theory and Practice, 4th edition, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey,*Canada* 708-711,

Stoia, D., Cernat, M., Jimoh, A. A., & Nicolae, D. V., 2009, Analytical design and analysis of line-start permanent magnet synchronous motors, *AFRICON'09*, 1-7

Stoia, D. Cernat, M. ve ark.,2010, the behaviour of the lspmsm in asynchronous operation, In *14 th International Power Electronics and Motion Control Conference*.

Takegami, T. ve ark., 2010,Calculation Method for Asynchronous Starting Characteristics of Line-Start Permanent Magnet Synchronous Motor, *ICEMS*, Incheon, G.Kore, 1137-1142

Takahashi, A. ve ark.,2010, "Dynamic and steady-state performance of line-starting permanent magnet motors",*2010 XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 1-6

Türe, S., 2014, Bilecik Şeyh Edebali Üniversitesi, https://sedatture.files.wordpress.com/2014/11/manyetik-maddeler.ppt [Ziyaret Tarihi: 15 Şubat 2015]

Ugale, R. T., & Chaudhari, B. N., 2013, A new rotor structure for line start permanent magnet synchronous motor, In *Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), 2013 IEEE International*, 1436-1442

Yaojing, Feng, and Yang Kai. 2011, "A Two-Pole High-Power Line-Start Permanent Magnet Synchronous Motor" *2011 International Conference on Electrical Machines and Systems*, Beijing, Çin, 1–4

Zubayer, H. M., 2011,Design Analysis of Line-start Interior Permanent Magnet Synchronous Motor,*Memorial University of Newfoundland.*

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı	**:**	Seda KÜL
Uyruğu	**:**	T.C.
Doğum Yeri ve Tarihi	**:**	Seydişehir 23.10.1989
Telefon	**:**	+90 332 223 21 70
Faks	**:**	+90 332 241 06 35
e-mail	**:**	sedakul@selcuk.edu.tr

EĞİTİM

Derece		**Adı, İlçe, İl**	**Bitirme Yılı**
Lise	:	**Karaman Anadolu Lisesi**	**2007**
Üniversite	:	**Selçuk Üniversitesi**	**2011**
Yüksek Lisans	:	**Selçuk Üniversitesi**	**2015**
Doktora	:		

İŞ DENEYİMLERİ

Yıl	**Kurum**	**Görevi**
2011-2013	**Karamanoğlumehmet Bey Üniversitesi**	**Arş.Gör.**
2013-	**Selçuk Üniversitesi**	**Arş.Gör.**

UZMANLIK ALANI

Elektrik Makinaları, Maxwell, Rmxprt

YABANCI DİLLER

İngilizce

YAYINLAR

1. Kül, S., Bilgin, O., 2015, Effect of magnet materials on the efficiency of line start permanent magnet synchronous motor, ICENS (Yüksek lisans tezinden yapılmıştır.)
2. Kül, S., Bilgin, O., Mutluer, M., 2015, Application of finite element method to determine the performances of the line start permanent magnet synchronous motor, World Conference on Technology, Innovation and Entrepreneurship (Yüksek lisans tezinden yapılmıştır.)