

**T.C.
MARMARA ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**YÜKSEK VERİMLİ
ASENKRON MOTORLARIN ANALİZİ**

Cem TEKİN

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK EĞİTİMİ ANABİLİM DALI
ELEKTRİK EĞİTİMİ PROGRAMI**

DANIŞMAN

Yrd. Doç. Dr. Caner AKÜNER

İSTANBUL 2008

**T.C.
MARMARA ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**YÜKSEK VERİMLİ
ASENKRON MOTORLARIN ANALİZİ**

**Cem TEKİN
141101220050023**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK EĞİTİMİ ANABİLİM DALI
ELEKTRİK EĞİTİMİ PROGRAMI**

DANIŞMAN

Yrd. Doç. Dr. Caner AKÜNER

İSTANBUL 2008

ÖNSÖZ

Elektrik enerjisi bugünkü uygarlığın temeli, sanayinin itici gücüdür. Eskiden elektrik enerjisi kullanırken tasarrufu pek düşünmezdik. Fakat dünyadaki enerji kaynaklarının günden güne azalması ile herkeste yeni bir tasarruf bilinci uyandı. Artık elektrik enerjisi tasarrufunu tek boyutlu düşünmemek gerekir. Biliyoruz ki, bu enerjiyi elde etmek için kullandığımız fosil yakıtlar, kömür, petrol, doğalgaz her gün azalmakta ve tükenmektedir. Bunun kadar önemli bir nedenimiz daha var. O da fosil yakıtların aynı zamanda çevre kirleticisi olmalarıdır. Bugün ürettiğimiz her kilovat-saat enerji için fosil bir yakıt kullandığımızda havaya önemli bir miktarda karbondioksit bırakıyoruz. İklim değişiklikleri ile de gördüğümüz gibi, ne kadar zengin olursak olalım, istediğimiz kadar elektrik enerjisi üretemeyiz ve tüketemeyiz.

Bu sebeplerden ötürü elektrik enerjisinin verimli kullanımında katkısı yadsınamayacak olan elektrik motorlarında seçici olmalıyız bu araştırma ile elektrik motorlarında tasarrufun ve verimliliğin önemini bir kez daha vurgulamaya çalıştık.

Araştırmalarımda ve bana bu tezin hazırlanmasında yardımlarını esirgemeyen sayın hocam Yrd. Doç.Dr. Caner AKÜNER ' e teşekkür ederim

Cem TEKİN

İÇİNDEKİLER

SAYFA

ÖNSÖZ.....	i
İÇİNDEKİLER.....	ii
ÖZET	iv
ABSTRACT.....	v
SEMBOL LİSTESİ.....	vi
ŞEKİL LİSTESİ.....	viii
TABLO LİSTESİ.....	ix
BÖLÜM I. GİRİŞ VE AMAÇ.....	1
I.1. GİRİŞ.....	1
I.2. AMAÇ.....	2
BÖLÜM II. YÜKSEK VERİMLİ MOTORLARIN	
GEREKLİĞİ.....	3
II.1 NEDEN ENERJİ TASARRUFLU MOTORLAR KULLANMALIYIZ...3	3
II.2.ELEKTRİK MOTORLARINDA ENERJİ TASARRUFU.....3	3
II.3.ASENKRONMOTORLARIN VERİM ANLAYIŞI.....4	4
II.4.ENERJİ TASARRUFLU ASENKRON MOTORLAR.....5	5
II.5.MOTORLARDA KAYIPLAR VE VERİMİN YÜKSELTİLMESİ.....5	5
II.6.VERİM SINIFLARI.....7	7
II.7.PRATİK UYGULAMA VE EKONOMİK KARŞILAŞTIRMA.....8	8
BÖLÜM III. SARIMLARIN İNDÜKTANSI.....	9
III.1.TANIM	9
III.2. STATORLARIN TANIMLANMASI.....	9
III.3.BOBİNLERİN MANYETOMOTOR KUVVETLERİ.....	11
III.4. SARGI FAKTÖRLERİ.....	16
III.4.1. ADIM FAKTÖRÜ.....	16
III.4.2. ARALIK,BOŞLUK FAKTÖRÜ.....	17
III.4.3. BOŞLUK FAKTÖRÜNÜN DEĞİŞKEN KÖKENİ.....	19

BÖLÜM IV. ASENKRON MOTORLARIN DİZAYNININ ANALİTİK OLARAK DEĞERLENDİRİLMESİ	21
IV.1. ASENKRON MOTORLARIN DİZAYNININ ANALİTİK OLARAK DEĞERLENDİRİLMESİ	21
IV.2. ASENKRON MOTORUN TRANSFORMATÖR MODELİ	21
IV. 2.1. Etkili hava aralığı.....	28
IV.3. ENERJİ DENGESİ	28
IV.4. SİNCAP KAFESLİ MAKİNE MODELİ	30
IV.4.1 Harmonik sırası rotor rezistansı ve bağımsız yük kayıpları.....	39
IV.4.2. Oyuk Modeller	40
IV.4.3. Derin Oyuklar.....	41
IV.4.4. Çoklu Kafes.....	42
IV.4.5. Rotor Halka Etkileri.....	45
IV.5 MANYETİK DEVRE	46
IV.5.1. Çözüm.....	47
IV.5.2 Harmonik kayıplar.....	48
IV.5.3. Kaçak akı Kayıpları.....	50
BÖLÜM V. ASENKRON MOTOR PARAMETRELERİNİN HESAPLANMASI İÇİN GEREKLİ DENEYLER	52
V.1 DC DENEY.....	52
V.2 BOŞ ÇALIŞMA DENEYİ.....	53
V.3. KİLİTLİ ROTOR DENEYİ.....	57
BÖLÜM VI. ASENKRON MOTORUN EŞDEĞER DEVRELERİ	62
VI.1. STANDART ASENKRON MOTORUN EŞDEĞER DEVRESİNİN OLUŞTURULMASI.....	62
VI.2. YÜKSEK VERİMLİ ASENKRON MOTORUN EŞDEĞER DEVRESİNİN OLUŞTURULMASI.....	64
BÖLÜM VII. DENEYSSEL ÇALIŞMA	66
VII.1. GİRİŞ.....	66
VII.2. STANDART MOTOR DENEY VERİLERİ.....	66
VII.2.1. Boş Çalışma Deneyi.....	67
VII.2.2. Kısa Devre Deneyi.....	67
VII.3. YÜKSEK VERİMLİ MOTOR DENEY VERİLERİ.....	68
VII.3.1. Boş Çalışma Deneyi.....	68
VII.3.2. Kısa Devre Deneyi.....	69
BÖLÜM VIII. SONUÇ	73
KAYNAKLAR	74
EKLER	77
Ek 1.....	77
Ek 2.....	79
ÖZGEÇMİŞ	81

ÖZET

YÜKSEK VERİMLİ ASENKRON MOTORLARIN ANALİZİ

Asenkron motorlar endüstride yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu tezde yüksek verimli asenkron motor kullanmanın gerekliliği açıklanmış ve yeni nesil malzemeler ve hesaplama metotları kullanılarak motorların momentleri incelenmiştir. Bu incelemeler kaynak araştırması ve deneysel çalışmalar olarak özetlenebilir.

Kullanım yerine bağlı olarak Asenkron motorlarda 'de verim ve moment önemlidir. Asenkron motorların genel olarak verimleri düşüktür. Yüksek verimli asenkron motorlarda ise verim ve moment yüksekliği' nin nedenleri incelenmelidir.

Bu çalışmada; deneylerden elde edilen veriler kullanarak standart ve yüksek verimli asenkron motorlar karşılaştırılmıştır. Yapılan karşılaştırmalarla yüksek verimli motor kullanmanın gerekliliği ve işletmelere sağladığı kazanç ortaya konulmuştur.

GAMAK firmasından sağlanan motorlarda eşdeğer devre parametrelerinin hesaplanması standart deneyler ile gerçekleştirilmiştir. Bu deneyler yapılırken motorların devreden çektikleri akımlardaki harmonikler FLUKE 434 Power Analyser ile ölçülmüştür. Ayrıca yapılan deneyler ve hesaplamalarla asenkron motorların eşdeğer devre parametreleri bulunmuş ve MatLab kodları ile moment değişimleri çizilmiştir.

Elde edilen bulgulardan ve harmonik grafiklerinden de görüldüğü gibi yüksek verimli motorlarda stator akımının şebeke harmoniği daha düşüktür. Yüksek verimli motorun moment karakteristiğinin standart motordan daha düzgün olduğu görülmektedir.

Anahtar kelimeler: asenkron motor tasarımı, yüksek verimli asenkron motorlarda harmonik, asenkron motorlarda tork, matlab ,tork, simulasyon

Haziran 2008

Cem TEKİN

ABSTRACT

ANALYSIS OF HIGH EFFICIENCY MOTORS

Asynchronous motors are used widespread in industry. In this thesis the necessity of using high efficiency motors is explained and the moment of these motors are observed by using new age material and calculation methods. These observations can be summarized as source and experimental works.

The efficiency and moment of asynchronous motors are important according to the area of their usage. Generally the efficiency of asynchronous motors are low. In high efficiency asynchronous motors the reasons of the high efficiency and moment should be researched.

In this thesis standard motors and high efficiency asynchronous motors are compared by using the parameters that are obtained from the experiments. By making the comparison; the necessity of using high efficiency motors and the cost savings that are made in a company are stated briefly.

The calculations of the parameters of the equivalent circuit are done by Standard experiments, with the motors that are obtained from GAMAK. In the experiments the harmonics of the current are measured with; FLUKE 434 Power Analyzer. Also from the experiments and calculations, the parameters of the equivalent circuit of the asynchronous motors are found and moment changes are drawn with the MatLab codes.

It is observed that; in high efficiency motors the network harmonic shape of stator current is low but the moment of high efficiency motors are smoother than the Standard motors.

Keywords: induction motor design, high efficiency induction machine harmonic, induction machine torque, matlab torque simulate

June 2008

Cem TEKİN

SEMBOLLER

W	:stator elektrik frekansı
W _r	:rotor elektrik frekansı
W _m	:mekanik dönüş hızı
L _s	:Stator senkronizma endüktansı
L _r	:Rotor senkronizma endüktansı
R	:motor açısı
L	:aktif boy
G	:etkili hava boşluğu
P	:çift kutup sayısı
N	:dönüş sayısı
K	:sarım faktörü
S	:statorun bağıl referansı
R	:rotorun bağıl referansı
K _r	:Rotor yüzey akımındaki karmaşık değişim
S	:kayma
R _T	:Dc deneyden ölçülen toplam DC direnç
V _{dc}	:Sargılara uygulanan DC gerilim
I _{dc} =	:Kaynaktan çekilen DC akım
R _{sdc}	:Motorun bir faz direnci
P _{lr}	:Toplam kilitli rotor kayıpları
P _{scl}	:Toplam stator bakır kayıpları
P _{rel}	:Toplam rotor bakır kayıpları
R _{lr}	:Kilitli rotor direnci
R _s	:stator faz direnci
R _r	:Rotor faz direnci
Z _{lr}	:Kilitli rotor empedansı

V_{lr}	:Kilitli rotor faz gerilimi
I_{lr}	:Kilitli rotor faz akımı
X_{lr}	:Kilitli rotor faz reaktansı
K_{pm}	:Adım faktörü
ξ	: Bir tam adımlı bobinin tek tarafında açı
k_b	:Boşluk faktörü
\mathcal{O}_{ag}	:Hava aralığının manyetik devamlılığı
η	:verim
λ_{ar}	:Karmaşık genlik
n_+	:Pozitif uyumsal sıra
n_-	:Negatif uyumsal sıra
B_r	:Manyetik akı yoğunluğu
μ_0	:Havanın manyetik yoğunluğu
σ	:Difüzyon eşitliği
∂	:Geçiş yuva akışkanlığı
δ	:Kabuk derinliği
J	:akımyoğunluğu
W_t	: dış genişliği
W_1	: yiv üstü genişliği,
X	:Sızıntı akım bileşenleri
E	:Manyetik alan
K	:Yüzey akımı
φ	:Akım ve gerilim arasındaki açı

ŞEKİL LİSTESİ

SAYFA NO

Şekil III.1: Statorun aksenal görüntüsü.....	9
Şekil III.2: Tam adımlı sarım.....	10
Şekil III.3: Beş altı adımlı sarımlar.....	11
Şekil III.4: Asenkron Motor Manyetik Devre Modeli.....	12
Şekil III.5: Hava aralığındaki manyeto motor kuvvet.....	13
Şekil III.6 – Kısa adımlı bobinler.....	16
Şekil III.7: Dağıtılmış bobinler.....	17
Şekil III.8: Akı vektörleri toplamı.....	18
Şekil III.9: Genişlik faktörünün değişken koruması.....	20
Şekil IV.1 Asenkron motorun dikey kesiti.....	22
Şekil IV.2: Eşdeğer devre.....	28
Şekil IV.3: Rotor eşdeğer devresi.....	36
Şekil IV.4: Tekli oyuk.....	41
Şekil IV.5: İkili oyuk.....	43
Şekil IV.6 Çift baralı eşdeğer devre.....	44
Şekil IV.7: Çift kafesli rotorun eşdeğer devresi.....	45
Şekil V.1 Asenkron motorun DC deneyi a) üçgen bağlı durum b) yıldız bağlı durum.....	52
Şekil V.2 Asenkron motorun boş çalışma deneyi bağlantı şeması.....	54
Şekil V.3 Rotor direnç ve reaktansı ihmal edilmiş asenkron motorun eşdeğer devresi.....	55
Şekil V.4 Rotor direnci ve reaktansı ihmal edilmiş, mekanik kayıplar birleştirilmiş asenkron motorun eşdeğer devresi.....	56
Şekil V.5 Rotor direnci ve reaktansı ile mekanik kayıpları ihmal edilmiş	

asenكرون motorun eşdeğer devresi.....	57
Şekil V.6 Asenkron motorun kilitli rotor deneyi bir faz eşdeğer devresi.....	59
Şekil VI.1 Standart asenkron motorun eşdeğer devre şeması.....	64
Şekil VI.2 Yüksek verimli asenkron motorun eşdeğer devre şeması.....	65
Şekil VII.1 Motorlara Uygulanan Gerilim.....	66
Şekil VII.2 Boş Çalışma Stator Harmonikleri.....	67
Şekil VII.3 Kısa Devre Akım Değişimi.....	67
Şekil VII.4 Kısa Devre Akım Harmonikleri.....	68
Şekil VII.5 Boş Çalışma Akım Harmonikleri.....	69
Şekil VII.6 Kısa Devre Akım Değişimi.....	69
Şekil VII.7 Kısa Devre Deneyi Stator Akım Harmoniklerinin genliği.....	70
Şekil VII.8 Standart Motor Moment Karakteristiği.....	70
Şekil VII.9 Yüksek Verimli Motor Moment Karakteristiği.....	71
Şekil VII.10 Standart Motor dört bölgeli Moment Karakteristiği.....	71
Şekil VII.11 Yüksek Verimli Motor dört bölgeli Moment Karakteristiği.....	72

TABLO LİSTESİ

SAYFA NO

Tablo V.1: Asenkron motor kaçak reaktansının stator ve rotor arasındaki dağılımı.....	61
Tablo VI.1 Standart asenkron Motorun etiket değerleri.....	62
Tablo VI.2 Standart motor için yapılan deney verileri.....	62
Tablo VI.3 Yüksek verimli Motor etiket değerleri.....	64
Tablo VI.4 Yüksek verimli asenkron motor için yapılan deney verileri.....	64

BÖLÜM I

GİRİŞ VE AMAÇ

I.1 GİRİŞ

Enerji az ya da çok her alanda kullanılan bir kaynaktır ve özellikle üretim maliyetleri içerisinde ağırlıklı bir yer tutmaktadır. Günümüzde enerjiye olan talep her geçen gün artmaktadır. Bugün dünya genelinde enerji ihtiyacının büyük bir bölümünü karşılamakta olan fosil yakıtların rezervleri hızla tükenmektedir. Bir yandan tükenen fosil yakıtların yerine alternatif enerji kaynakları aranırken diğer yandan da mevcut kaynakların etkin ve verimli biçimde değerlendirilmesi gündeme gelmektedir.

Bilindiği gibi ülkemizde enerji kullanımı sanayi, binalar (ticari ve konut) ve ulaştırma olmak üzere üç ana grupta gerçekleştirilmektedir. Bunlardan sanayi sektörü, ülkemizdeki nihai enerji tüketimi içindeki yaklaşık %36 ve elektrik tüketimindeki %55 düzeyindeki payı ile önemli bir yere sahiptir. Sanayi sektörü, gerek yüksek enerji tasarruf potansiyeline sahip olması, gerekse de sanayide tüketilen enerjinin çoğunlukla ticari enerji olması hasebiyle enerji tasarrufu çalışmalarının da öncelikle ele alınması gereken bir sektördür. Bu çerçevede hazırlanmış olduğumuz bu çalışmada, genel olarak enerji verimliliği kavramına değinilecek ve sanayide tüketilen enerjinin büyük bölümünün elektrik motorlarında olduğu düşünülerek elektrik motorlarında enerji tasarrufu yöntemi olarak ta kullanılacak yüksek verimli motorlar hakkında tartışılacaktır. Dolayısıyla gerçekleştirilen bu çalışmada yüksek verimli motorları inceleyecek ve standart tip asenkron motorlar ile karşılaştırılacaktır.

I.2.AMAÇ

Elektrik motorları üretim aşamasında genel olarak üç ayrı sınıfta imal edilmektedir. Bu sınıflar Avrupa standartlarına göre isimlendirilmiş ve EFF1,EFF2 ve EFF3 olarak adlandırılmıştır zamanımızda EFF3 sınıfı motorlar tamamen ya da kısmen üretimden kalkmış ve EFF1 (yüksek verimli motorlar) ve EFF2 (verimi yükseltilmiş motorlar) çoklukla sanayide kullanılmaya başlanmıştır çalışmamıza konu olan motorlarda bu iki sınıf motorlar olacaktır.

Yüksek verimli motorların ve verimi yükseltilmiş asenkron motorların boş çalışma, yüklü çalışma, kısa devre deneyi gibi deneylerini laboratuvar ortamında gerçekleştirip bu motorların tüm parametrelerini ortaya çıkaracak ve motorların kıyaslanabilmeleri için her türlü veriye sahip olacağız. Ve bu verileri kullanarak yapacağımız karşılaştırmalardan sonra yüksek verimli motor kullanmanın gerekliliğini ve işletmelere kazandırdığı kazancı ortaya çıkarmaya çalışacağız.

BÖLÜM II

YÜKSEK VERİMLİ MOTORLARIN GEREKLİLİĞİ

II.1 NEDEN ENERJİ TASARRUFLU ASENKRON MOTORLAR KULLANMALIYIZ?

Elektrik enerjisi bugünkü uygarlığın temeli, sanayinin itici gücüdür. Eskiden elektrik enerjisi kullanırken tasarrufu pek düşünmezdik. Fakat 1971 petrol bunalımından sonra herkeste yeni bir tasarruf bilinci uyandı. Artık elektrik enerjisi tasarrufunu tek boyutlu düşünmemek gerekir. Biliyoruz ki, bu enerjiyi elde etmek için kullandığımız fosil yakıtlar, kömür, petrol, doğalgaz her gün azalmakta ve tükenmektedir. Bunun kadar önemli bir nedenimiz daha var. O da fosil yakıtların aynı zamanda çevre kirleticisi olmalarıdır. Bugün ürettiğimiz her kilovat-saat enerji için fosil bir yakıt kullandığımızda havaya önemli bir miktarda karbondioksit bırakıyoruz. İklim değişiklikleri ile de gördüğümüz gibi, ne kadar zengin olursak olalım, istediğimiz kadar elektrik enerjisi üretemeyiz ve tüketemeyiz.

II.2 ELEKTRİK MOTORLARINDA ENERJİ TASARRUFU

Bizim bugün konumuz, enerji tasarrufunu elektrik motorları açısından ele almaktır. Dünyada sanayi üretimi büyük çoğunlukla elektrik motorlarına dayanıyor ve elektrik motorları milyarlarca insanın yaptığı işi gerçekleştiriyor. Bu nedenle elektrik motorlarının yüksek verimli olması büyük önem taşıyor. Bir ülkede en fazla elektrik tüketen kesimin sanayi olduğunu biliyoruz. İleri ülkelerde sanayinin tükettiği enerjinin dörtte üçü elektrik motorlarında kullanılıyor. Bu motorlarda yapılabilecek verim iyileştirmeleri büyük tasarruflar sağlayabilir.

Yüksek verimli motorlarda yüzde 4'lük bir verim artışı yapıldığı varsayıldığında, yalnız Almanya'da yılda 2.7 TWh ve 200 milyon Euro tasarruf edilebileceği hesaplanıyor. Enerji tasarrufu yalnız yüksek verimli motorlarla yapılmaz, hızı ayarlanabilir motorlar daha önemli bir tasarruf kaynağıdır. Bugün kabul ettiğimiz tasarruf oranı, hızı

ayarlanabilir motorlarda ortalama % 40'tır yani verim yükseltilmesine göre 10 kat daha büyük bir enerji tasarrufu gerçekleştirilebilir. Eğer Almanya örneğinde hız ayarını motorların sadece % 30'una uygulayacak olursak, 16 TWh yani 1.2 milyar Euro tasarruf edilebilir. İki tasarrufun toplamı 19 TWh eder. Kilovat-saat başına üretilen karbondioksitin yaklaşık 0.6 kg olduğu biliniyor. Buna göre sadece Almanya'da yalnız bu iki tasarruf kaynağı ile atmosfere 11 milyar kilogram karbondioksit daha az bırakmış oluyoruz. Gelecek kuşağa iyi bir dünya bırakmak görevimizi düşünürsek, bu tasarrufların önemi daha iyi anlaşılır. [34]

II.3 ASENKRON MOTORLARIN VERİM ANLAYIŞI

Şimdi, “asenكرون motorlarda verimin özelliği nedir, işletmede nelere dikkat etmemiz gerekir?” sorularına gelelim. Asenkron motorun kendine özgü bir verim davranışı vardır. Yüksek verimlerde yapılabilir ama bunu ancak belli bir güç bölgesinde sağlayabilir. Gücü çok azaltırsanız verim düşer. O kadar ki çok düşük güçlerde verim sifıra yaklaşır.

O halde işletmelerde, asenkron motorların gücü daima kontrol altında tutulmalıdır. Gereğinden büyük güçlerde motor seçmek mühendislik açısından büyük bir hatadır. Eğer yanlışlıkla bu tür motorlar kullanılıyorsa ve anma işletmesinde üçgen bağlama öngörülmüşse, üçgen bağlamadan yıldız bağlamaya geçilmelidir. Diğer bir seçenek de, elektronik yol verici ile motorun gerilimini düşürmektir. Böylece kayıpları azaltabilir ve verimi yükseltebiliriz. Asenkron motorun bir ilginç davranışı da, veriminde bir üst sınırın bulunmayışıdır. Bu üst sınır çok basit bir formülle bulunabilir ve 1-kaymaya eşittir. Eğer kayma %2 ise verim %98'i geçemez. Motorunuzu %30 kaymada çalıştırırsanız, ne kadar iyi nitelikli bir motor olursa olsun, verimi %70'in altında kalır.

Bu bakımdan asenkron motorları yüksek kaymada çalıştırmaktan şiddetle kaçınmalıyız. Kaymayı artırmadan hızı ayarlamanın yöntemi, frekans dönüştürücü kullanmaktır. Öte yandan asenkron motorlar büyüdükçe verimleri de yükselir. Büyük motorlar verim açısından daima daha üstündür. O halde gereksiz yere küçük motor kullanmamaya çalışalım. [34]

II.4. ENERJİ TASARRUFLU ASENKRON MOTORLAR

Asıl konumuz olan “Enerji tasarruflu elektrik motoru” yeni bir kavramdır. Senelerdir elektrik motoru yaparken, hep ağırlığını azaltmaya çalıştık. Ancak son yıllarda ortaya çıkan yeni görüşte artık ağırlığı azaltmak ikinci plana itilmiştir. Onun yerine verimi yükseltmek, gerekirse ağırlığını artırmak gündeme gelmiştir.

Enerji tasarruflu motorlarda ayrı bir isimlendirme gerekmiştir. Ayrı standartlara göre yapılan ABD enerji tasarruflu motorlarına EPACT (Energy Policy Act) motorları, Avrupalılarınkine CEMEP (European Committee of Manufacturers of Electrical Machines and Power Electronics) motorları denir. Avrupa Birliği'nin onayladığı, teşvik ettiği ve ileride yasal bir düzenlemeyle desteklemek istediği yeni motor kuşağı CEMEP motorları en fazla kullanılan 1.1...90kW güçlerinde, en yaygın kutup sayıları 2 ve 4, en önemli koruma sınıfı IP 54 veya IP 55 için yalnız sincap kafesli asenkron motor türünde yapılmaktadır. İşletme türü olarak S1.....S9 arasından S1 yani sürekli işletme seçilmiştir.

O halde enerji tasarruflu Avrupa motorlarının kapsamı belirttiğimiz çerçeve içindedir. Bunun dışında kalan tek fazlı asenkron motorlar, kutup sayısı 2 ve 4'ten farklı olanlar, gücü 1.1 kW'ın altında veya 90kW'ın üstünde olanlar CEMEP motoru olarak yapılmamaktadır. [34]

II.5. MOTORLARDA KAYIPLAR VE VERİMİN YÜKSELTİLMESİ

Acaba bu tür motorlarda verim nasıl yükseltilmektedir? Verimi yükseltmek demek kayıpları azaltmak demektir. Bunu gerçekleştirebilmek için motor fabrikalarının çok yönlü araştırma ve geliştirme yapmaları gerekmiştir. Özellikle kayıpları azaltmak için motor fabrikaları seferber olmuştur. Bunlar arasında Türk yapımcılar kendi yaptıkları çalışmalar ile Avrupa standardında enerji tasarruflu motor üretmeyi başarmıştır.

Asenkron motorlarda başlıca beş türlü kayıp vardır. Önce sürtünme kayıplarını ele alalım. Motorlarda kullanılan yuvarlanmalı yataklar çok yüksek verimle çalışan üstün yataklar olduğundan burada yapılabilecek fazla bir şey yoktur. Sürtünme kayıplarının

önemli bir bölümü soğutma pervanesinden kaynaklanır. Pervaneyi en uygun tasarlayarak, bu kayıpları özellikle büyük motorlarda önemli ölçüde azaltmayı biliyoruz. Sürtünme kayıpları toplam kayıplar içinde % 5....10'luk bir paya, demir kayıpları ise % 15....20'lik bir paya sahiptir. O halde demir kayıplarını azaltmada elde edilecek bir başarı verimi yükseltmede daha etkili olabilir. Bu konuda yeni bir teknik bulunmuş değildir. Eskiden beri bildiğimiz yöntemleri uygulamak yeterlidir: İnce sac kullanmak, içine silisyum katmak, sacları yalıtım, işletmeyi özenle gerçekleştirmek. Kayıpları azaltmak için iyi sac kalitesi yanında çok sac kullanmak, başka bir deyişle ağırlığı arttırmak zorundayız. Bu nedenle yeni motorlar düşük verimli eski motorlara göre biraz daha ağır olmaktadır.

Motor kayıplarında en önemli paya sahip olan stator sargısının kayıplarıdır. Bu pay küçük motorlarda % 50'ye kadar çıkar. Bunları azaltmanın yolu sargı uzunluğunu kısaltmaktan ve daha çok bakır kesimini artırmaktan geçer. Ancak oluklarda yeterli yer bulunmadığı için bakır kesimini fazla arttıramayız. Sonuçta aldığımız tüm önlemlere rağmen sargının direnci pek azaltılamaz. O zaman bu kayıpları azaltmanın olanağı var mıdır? Bakır kayıpları dirence ve akımın karesine bağlıdır. Azaltma olanağı iki değişkene bağlıdır. bir üçüncüsü yoktur. Pratikte akımı azaltmaya çalışıyoruz ve bunu bir ölçüde başarıyoruz. Çünkü sac paketinin boyunu uzatınca demirin kullanımı düşüyor ve gerektirdiği boşta akım azalıyor. Bunun sonucunda stator akımı küçülüyor, bakır kayıpları azalıyor. Ama ne yazık ki büyük ölçüde değil. İleride süper iletkenlik çevre sıcaklığında veya ona yakın bir sıcaklıkta gerçekleştirilebilirse, bu yeni teknoloji sayesinde stator bakır kayıplarını sıfırlamak mümkün olacaktır.

Rotor sargısındaki kayıplara gelecek olursak, buradaki yer durumu statordakinden daha kısıtlıdır ve normal tekniklerle fazla bir ilerleme yapmamız mümkün değildir. Stator sargısında daima bakır kullandığımız halde rotor kafesi, basınçlı döküm tekniği nedeniyle, çok kez alüminyumdan yapılır. Rotorun kafesini alüminyum yerine bakırdan yaparsak, özgül iletkenlik 33'ten 56 Sm/mm²'ye çıkar. Ancak alüminyumu 700°C'de, bakırı ise 1100 °C'de dökmemiz gerekiyor. Bakırdan kafes yapmayı eskiden beri düşünmüştüzdür. Ama teknik zorlukları nedeniyle bu çözüm ekonomik olmuyordu. Bakırın dökümünde, yüksek sıcaklığın yanında, bakırı temiz tutmak da büyük bir güçtür.

Şimdi bir Avrupa firması (*Sew Eurodrive*), bakır basınçlı döküm tekniğini yeterince geliştirerek, belirtilen güçlüklerin üstesinden gelmeyi başarmıştır. Motorlardaki beş kayıptan sonuncusu, neredeyse asenkron motorun bulunduğu günden beri tartışılan, hesaplanması ve ölçülmesi güç ek kayıplardır. Mekanik kayıplar gibi payları % 5...10 arasındadır. Bu kayıplar motorun üretim kalitesine, hava aralığının düzgünlüğüne, kafes ile sac paketi arasındaki elektriksel bağlantıya, rotor sac paketinden geçen enine akımlara bağlıdır. Hesaplama ve ölçme güçlüğü nedeniyle ek kayıplar için Avrupa standartlarında çok basit bir belirleme yöntemi kabul edilmiş ve anma işletmesinde bu kayıplar motorun aldığı gücün yani yaklaşık anma gücünün % 0.5'ine eşit varsayılmıştır. Bu uygulamanın hatalı olduğunu çok iyi biliyoruz. Küçük motorlarda gerçek ek kayıplar hesaplanan değer 7...8 katına çıkabilir, dolayısıyla verim olduğundan yüksek bulunur. Büyük motorlarda ise hesaplanan ek kayıplar gerçek değerinden daha büyük yani hesaplanan verim gerçek değerinden daha küçüktür. Bu sakıncaları gidermek ve ek kayıpları daha sağlıklı hesaplayabilmek için şimdi yeni bir standart taslağı hazırlanmıştır. [6,34]

II.6.VERİM SINIFLARI

Enerji tasarruflu motorların diğer pek çok özelliği gibi verimlerini de bir standarda bağlamak gerekmiştir. CEMEP motorlarında üç verim sınıfı ayırt edilir ve bunlar EFF (efficiency) simgesi ile gösterilir: EFF1, EFF2, EFF3. Bir motor bu sınıflardan hangisine uyuyorsa, plakasından logo ile beraber onun simgesi yazılır. En yüksek verimli motorlar EFF1, ondan sonra gelen iyileştirilmiş verimli motorlar EFF2 ve şimdiye kadar piyasada bulunan normal verimli motorlar EFF3 sınıfındadır. Örneğin 15 kW, 4 kutuplu bir asenkron motorun verimi \geq % 91.8 ise verim sınıfı EFF1, verimi \geq % 89.4 ise verim sınıfı EFF2 ve verimi $<$ % 89.4 ise verim sınıfı EFF3 olur. Görüldüğü gibi, EFF2 ve EFF3 sınıflarının sınır değerler aynıdır yani bu sınır değerlerin üstünde EFF2, altında EFF3 sınıfı yer alır. O halde motor plakasına bakarak bir motorun bu sınıflardan hangisinde yapılmış olduğu yani verim kimliği hemen anlaşılabilir.

II.7. PRATİK UYGULAMA VE EKONOMİK KARŞILAŞTIRMA

Enerji tasarruflu motorlar Türk yapımcılar tarafından da üretiliyor ve dünyanın birçok ülkesine satılıyor. Bu sayede bu motorlar yerli üretim fiyatlarında alınabiliyor ve gereksinim duyulan bilgiler kolayca sağlanabiliyor. Uygulamada yüksek verimin elbette bir bedeli olacaktır. En yüksek verimli motorlar en pahalı motorlar, orta verimdekiler orta fiyatta olanlar ve en ucuz motorlar artık kullanılmaması gereken EFF3 sınıfındakilerdir.

Pratik motor seçilirken, uygulamada karşılaşılan günlük işletme süresi, yükleme, yol verme ve frenleme sıklığı göz önüne alınır. Günlük işletme süresi ve yükleme oranı yüksek, yol verme ve frenleme sıklığı düşük olan durumlarda yüksek verimli motorların kullanılması genellikle isabetli olur. Hız ayarı gerekiyorsa, frekans dönüştürücü öngörülmalıdır.

Yüksek verimli asenkron motorlar elektrik enerjisinin tasarrufunda önemli katkılar sağlayabilir. Türk yapımcıların çok başarılı oldukları bu konuda işletmeciler bilinçli davranmalı ve olabildiğince enerji tasarruflu motorlar kullanmayı bir görev saymalıdır. Son olarak tasarruf için sadece motora değil, tüm tahrik elemanlarına bakmanın gerekli olduğuna işaret edelim. Bunlar arasında kayış kasnak düzenine, dişli kutusuna özellikle dikkat edilmelidir. Frekans dönüştürücüler yüksek nitelikli olmalıdır. Küçük güçlerde motor üstüne yerleştirilebilen frekans dönüştürücüler ne kablo, ne pano, ne de dolap gerektirir [34]

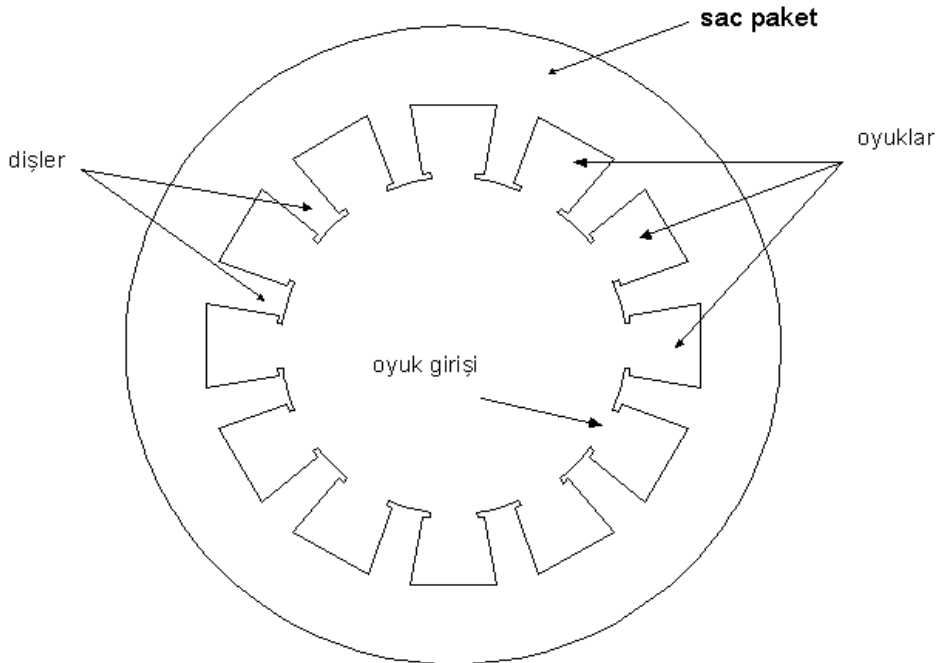
BÖLÜM III

SARIMLARIN İNDÜKTANSI

III.1 TANIM:

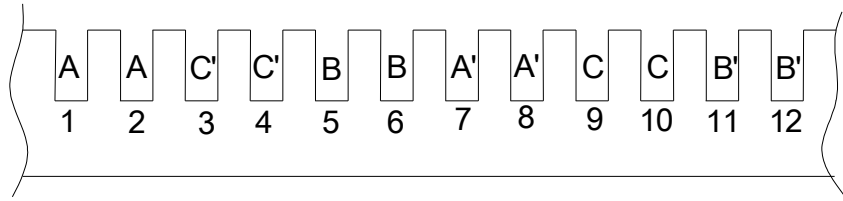
Bu bölümün amacı hava aralığı ile sargılar arasındaki indüktansın nasıl hesaplanacağını göstermektir biz hava aralığındaki manyetik alanları sadece ideali ile dağıtırız ve oyuğu sargı sonlarını, çevresel reaktansları, düşünmeyiz bununla beraber, sargıların manyeto motor kuvvetlerinin boşluktaki harmoniklerini düşünürüz

III.2 STATORLARIN TANIMLANMASI:



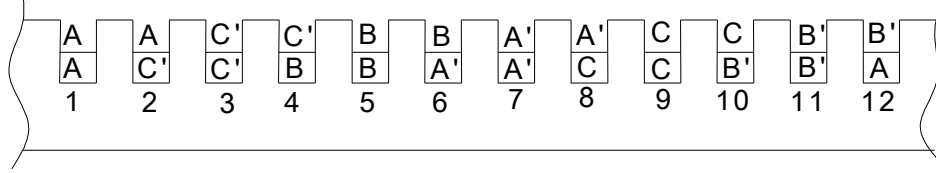
Şekil III.1: Statorun aksenal görüntüsü

Şekil III.1 de 12 oyuklu statorun aksenal kesit görüntüsü gösterilmiştir. Makineler 50 Hz içindir lamine edilmiş çeliğin kalınlığı 0,14'' (0,35 mm) dır. Bunlar uygun uzunluktaki manyetik devreleri depo etmede kullanılır sargılar bu yapının deliklerinde taşınır şekil. III.1 de gösterilen trapezoidal delikler ve dişler yaklaşık aynı kesitlidir. Hava aralığına yakın yerlerde yapısı daha geniş ve uzundur. Diş sonları ensiz delik depresyon bölgeleri ile nispeten kombine edilir. Aynı yapıdaki bazı makinelerin rotor parazitif kayıpları hava aralığının gelişmesine ve deliklerdeki sarımların tutulmasına yardım eder. Çizgisel yönlü üçgen delikler ve sonuçta dişler aynı yapıda olmayan çapraz kesitlidir. Bu tanımlama makinelerin takip edilen iki özelliği için yapılır. Şekil III.2 de delik ve dişler dışa doğru olduğu düşünülmüştür.



Şekil III.2: Tam adımlı sarım

Bu gösterimde 12 oyuklu 2 kutuplu 3 fazlı sarım vardır bu gibi sarımlarda her faza tek kutup her kutup iki oyuktadır fazın her iki bobininden biri ki bunlar 1–7 adımlıdır ve onlar da. Şu şekilde yerleşmiştir.



Şekil III.3: Beş altı adımlı sarımlar

Makineler nadiren şekil III.2 deki gibi bölgesel değişimler gösterirler. Makinenin kısa rüzgârları ve boşluktaki harmonik etkinin azalması ve sarım sonu uzunluğunun azalması genel olarak avantajdır ve şekil III.3 te gösterilmiştir. Her faz 4 bobinden ibarettir ve bobinler 1 ve 6, 2 ve 7, 7 ve 12, 8 ve 1 delikler arasındadır. Bu bobinlerin her birinin adım sayısı beştir. Kalıp sarımları 5, 6 adımda seçilir. Bundan sonraki protokol için hava aralığını ve indüktansın takibi neyin önemli olduğu konusunda fikir verir [32,33]

III.3 BOBİNLERİN MANYETO MOTOR KUVVETLERİ

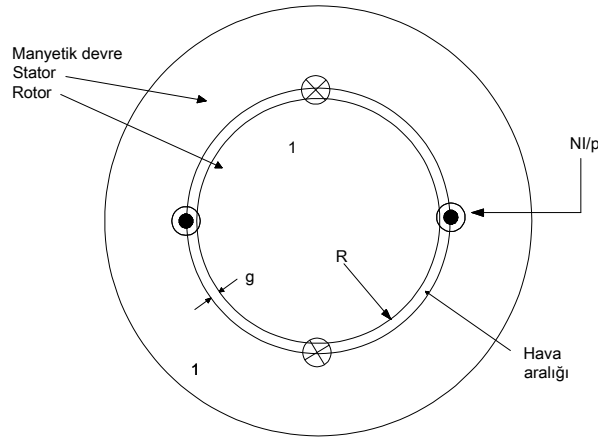
Başlangıçta mmk nin tam adımlı olduğunu göz önünde tutalım. Şekil III.4 de yoğunlaştırılmış sarım gösterilmiştir. Sarımlarda N toplam spir sayısı P kutup sayısı I akım (mmk için) olduğunu kabul ediyoruz

$$F = - \sum_{\substack{n=1 \\ \text{nodd}}}^{\infty} \frac{4}{n \pi} \frac{NI}{2 p} \sin np \theta \quad (\text{III.1})$$

(teta) açısının fonksiyon dağılımı şekil III.5 de gösterilmiştir. Bu formül hava aralığındaki manyetik akının yoğunluğunu belirtir

$$B_r = - \sum_{\substack{n=1 \\ \text{nodd}}}^{\infty} \frac{\mu_0}{g} \frac{4}{n \pi} \frac{NI}{2 p} \sin np \theta \quad (\text{III.2})$$

Şunu belirtelim ki gerçek sarımın tam adımlı mı ve yoğunluklu mu olacağı hangisinin daha kullanışlı olacağı ve sarım faktörünün üretiminde adım ve genişlik faktörlerinin hangisinin daha verimli olduğu veya olacağına daha sonra değinilecektir.



1-($\mu \rightarrow \infty$)

Şekil III.4: Asenkron motor manyetik devre modeli

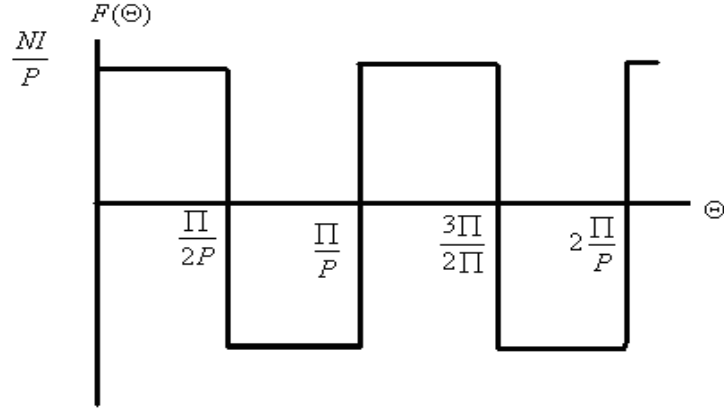
Şimdi ki örneğimizde çok fazlı sarımın kullanıldığını kabul edelim ki.(biz üç faz kullanacağız) burada akımın iki şekilde sürüldüğünü düşünmek gerekir.

Akım:

$$\begin{aligned} I_a &= I \cos(\omega t) \\ I_b &= I \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ I_c &= I \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (\text{III.3})$$

Tersine biz kuvvetle sıfır aralıklı akım düşünürüz

$$I_a = I_b = I_c = I \cos \omega t \quad (\text{III.4})$$



Şekil III.5: Hava aralığındaki manyeto motor kuvvet

Magnetik akı yoğunluğunu iki şekilde tarif etmek mümkündür.

$$B_r = \sum_{n=1}^{\infty} B_m \sin(np\theta \mp \omega t) \quad (\text{III.5})$$

Burada

- üstteki işaretler $n=1,7$ için tutulur
- alttaki işaretler $n=1,5$ için tutulur
- diğer tüm terimler 0 dır

$$B_m = \frac{3}{2} \frac{\mu_0}{g} \frac{4}{n\pi} \frac{NI}{2p} \quad (\text{III.6})$$

Sıfır ardışık durumu basittir. Fakat Bu üçüncü harmonik durumu için 0 değildir.

$$B_r = \sum_{n=3,9,\dots}^{\infty} \frac{\mu_0}{g} \frac{4}{n\pi} \frac{NI}{2p} \frac{3}{2} (\sin(np\theta - \omega t) + \sin(np\theta + \omega t)) \quad (\text{III.7})$$

Rotorlarda bulunan sarımlardaki akış gelecekte düşünülür tek armatürlü sarımlarda akım üretimi aynı yapıdadır,

$$B_{rf} = \sum_{\substack{n=1 \\ \text{nodd}}}^{\infty} \frac{\mu_0}{g} \frac{4}{n\pi} \frac{NI}{2p} \sin np\theta \quad (\text{III.8})$$

$\dot{\theta}' = \dot{\theta} - \omega t/p$ olduğu durumda

$$B_{rf} = \sum_{\substack{n=1 \\ \text{nodd}}}^{\infty} \frac{\mu_0}{g} \frac{4}{n\pi} \frac{NI}{2p} \sin n(p\theta - \omega t) \quad (\text{III.9})$$

Bir sonraki adım; Burada da akı bağıntısı bulunur eğer şeklin hava aralığında akım yoğunluğu varsa

$$B_r = \sum_{n=1}^{\infty} B_m \sin(np\theta \pm \omega t) \quad (\text{III.10})$$

Şimdi tek sarımlı tam adımlı akı bağıntısını bu formülle hesaplamak mümkün olabilir.

$$\Phi = \int_0^{\frac{\pi}{2}} B_r R l d\theta \quad (\text{III.11})$$

Bunun için formül 10 kullanılır

$$\Phi = 2 R l \sum_{n=1}^{\infty} \frac{B_m}{np} \cos(\omega t) \quad (\text{III.12})$$

Burada sarımların akısı ve iki taraflı indüktans ve bobin karşılıklı olarak hesaplanır

$$\lambda = N \Phi \quad (\text{III.13})$$

Bunun sonunda değişken indüktans ifadelerinin sonudur. Gerçekte tam sarımlar tam adımlı ve yoğunluklu değildir. Neyse ki sarım faktörü kullanarak bu kusurlar birbirlerine uygun hale getirilebilir.

Tam adımlı ve yoğunluklu aynı spir sayılı sarımın akışının gerçek sarıma oranı sarım faktörü için belki de en iyi açıklamadır ve buna bağlı olarak kW Formül III.14 ile bulunur

$$k_w = \frac{\lambda_{actual}}{\lambda_{full - pitch}} \quad (\text{III.14})$$

Bu basitçe ve izafi olarak gösterir ki karşılıklı argümanlar kullanıldığında. Sarım faktörlerinin manyeto motor kuvvetine etkisi tam adımlı ve yoğunluklu benzer sarımlar kadar olmuştur. Bundan dolayı Karşılıklı indüktans müteakbil sarım parçalarının arasındadır. Bu, eğer sarımlar tekli ve çiftli dizayn edilmişlerse karşılıklı indüktans tek sarımdan iki sarıma doğru veya ikili sarımdan tek sarıma doğru elektrik akımı indükler. İki sarımdan her biri akım bağlantısının etkilediği sargı faktörüne sahiptir. Karşılıklı indüktans birbirine zıt olmalı, aynı sarım faktörleri sarımlarda üretilen manyeto motor kuvvetine etki etmelidir. Sarım faktörleri sıklıkla uzay harmonikleri ile birlikte ifade edilir. Bununla beraber bazen sarım faktörü harmonik mimarisinin dışını esas olan boşluk faktörünü ifade

eder alışılmış ve düzgün sarımlar için sarım faktörleri ortak olarak belirtilir. Bunlar genellikle adım ve genişlik faktörleri olarak anılır.

Aslında iyi düşünüldüğünde sargılar sıklıkla tam adımlı değildir, bunun anlamı tekli sarımlarda aralık 2π elektrik radyanı kadar olmamasıdır. Ve amaç sarımların faz kuşağında oyukları belli genişlik alanında tutmaktır. Genişlik faktörleri orantılıdır. Ve bunlar Akım bağlantısı ile sargılar tarafından verilen tam adımlı ve yoğunluklu sarıma bağlı olmak ister.

Bu iki sarım faktörü ileride açıklanacaktır. Bu aşamada ilginç olan gerçi burada ispatlamıyoruz ama sarım faktörünün adım ve boşluk faktörleri tarafından oluşturulmadığıdır.

$$k_w = k_p k_b \quad (III.15)$$

Sarım faktörü alt kısımdaki ve (III.14) nolu formülle tarif edilmiştir, bu yolla sargı indüktansının tarifi de mümkündür örneğin senkron empedans sargılarda görünen empedans olacaktır. Tek faz çok fazlı olurken formül III.3 teki gibi akım denge ayarları sargılarda sürülürken ki bu yaklaşık olarak

$$L_d = \sum_{n=1,5,7,\dots}^{\infty} \frac{3}{2} \frac{4}{\pi} \frac{\mu_0 N^2 R l k_{wn}^2}{p^2 g n^2} \quad (III.16)$$

Bu ifade yaklaşıktır çünkü yüksek sıralı harmoniklerde makinenin rotorla arasındaki asenkron etki önemsizdir. Bunlar bu bölümdeki gözlemin ötesindedir.

Sıfır ardışık indüktans, akımın reel akıma oranıdır (formül III.4) deki gibi

$$L_0 = \sum_{n=3,9,\dots}^{\infty} 3 \frac{4}{\pi} \frac{\mu_0 N^2 R l k_{wn}^2}{p^2 g n^2} \quad (III.17)$$

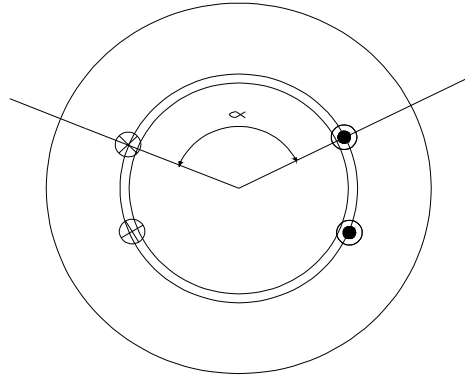
Ve ondan sonra ortak indüktans alan sargısı ile kutup sargısı arasındaki orandır o da Formül III.18 deki gibi olur.

$$M(\phi) = \sum_{\substack{n=1 \\ \text{nodd}}}^{\infty} \frac{4}{\pi} \frac{\mu_0 N_f N_a k_{fn} k_{an} R l}{p^2 g n^2} \cos(np\phi) \quad (III.18)$$

III.4 SARGI FAKTÖRLERİ

Şimdi sıra sarım faktörlerini basit ve uygun bir örnekle dikkatlice hesaplamada. Bunu bir örnekle ifade edebiliriz. Düzenli sarım örnekleri adım faktörü ve aralık faktörü ile ifade edilebilir.

III.4.1. Adım Faktörü



Şekil III.6 – Kısa adımlı bobinler

Adım faktörü tam adımlı sarıma nazaran daha az bulunur, manyetik akı yoğunluğunun radial yerine göre ise

$$B_r = B_n \sin(np \theta - \omega t) \quad (\text{III.19})$$

n sargı ile adım akı bağıntısında α olacaktır

$$\lambda = Nl \int_{\frac{\pi}{2p} - \frac{\alpha}{2p}}^{\frac{\pi}{2p} + \frac{\alpha}{2p}} B_n \sin(np \theta - \omega t) R d \theta \quad (\text{III.20})$$

Adıma α vermek bobin kenarları arasında açılal yerinden çıkarmadır ve elektrik'i açının da tarifidir. Tam adımlı bobin için $\alpha=\Pi$ dır

Akı bağıntısı ise

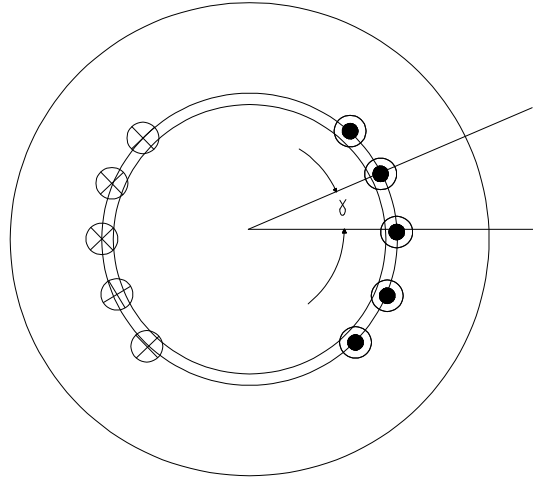
$$\lambda = \frac{2 N I R B}{np} \sin\left(\frac{n \pi}{2}\right) \sin\left(\frac{n \alpha}{2}\right) \quad (\text{III.21})$$

Adım faktörünü göstermede form.III.14 deki tanımlama kullanılır.

$$k_{pn} = \sin \frac{n \alpha}{2} \quad (\text{III.22})$$

III.4.2. Aralık, Boşluk Faktörü

Boşluk faktörü için şimdi ki bu tanımlama gerçekte sarımlardaki bobin sargılarından ibaret olmalıdır, faz sargıları ve diğerleri ile birlikte akı bağlantısı önemsizdir. Kurallı sarımlar m olarak söylenen bobin eleman sayısına sahip olacaktır. Elektriksel açı γ ile ayrılır



Şekil III.7: Dağıtılmış bobinler

Bir tam adımli bobinin tek tarafında açı ξ olacaktır (III.19) daki tanımlamada manyetik akı yoğunluğu hazır bulunacaktır

Akı bağlantısı

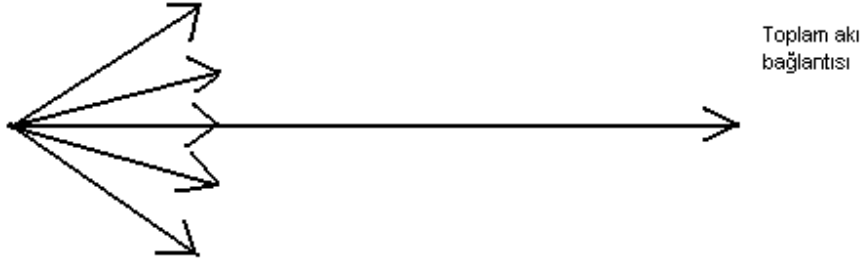
$$\lambda = NI \int_{\frac{\xi}{p}}^{\frac{\pi}{p} - \frac{\xi}{p}} Bn \sin(np \theta - \omega t) Rd \theta \quad (\text{III.23})$$

Bu kolayca değerlendirilebilir

$$\lambda = \frac{2NIRB}{np} n \operatorname{Re}(e^{j(\omega t - n\xi)}) \quad (\text{III.24})$$

Formül III.24 ün kompleks sayılarla gösterimi asıl bundan sonrasının başka yerlere taşınmasında uygunluk olması için kullanılmıştır. Burada farklı fazdaki bobindeki akı bağlantısında ne olduğu akı vektör yapısı ilave edilerek şekil III.8 de gösterilmiştir.

Bireysel akı bağlantıları



Şekil III.8: Akı vektörleri toplamı

Şimdi eğer m olarak anılan sargılar, oyuklar ve düzenli oyuk boşluklarında takım şeklinde dağıtılsa

Her oyuğun açılmal pozisyonu formüldeki gibi olacaktır

$$\xi_i = i\gamma - \frac{m-1}{2}\gamma \quad (\text{III.25})$$

Ve sarım sayıları her oyuk için N/Mp olacaktır ve asıl akı bağlantısı (formül III.26) olacaktır

$$\lambda = \frac{2NIRB}{np} n \frac{1}{m} \sum_{i=0}^{m-1} \operatorname{Re}(e^{j(\omega t - n\xi_i)}) \quad (\text{III.26})$$

Boşluk faktörü de basitçe

$$k_b = \frac{1}{m} \sum_{i=0}^{m-1} e^{-jn \left(i\gamma - \frac{m-1}{2}\gamma \right)} \quad (\text{III.27})$$

Formül 3.27 şu şekilde de yazılabilir

$$k_b = \frac{e^{jn\gamma \frac{m-1}{2}}}{m} \sum_{i=0}^{m-1} e^{-jni\gamma} \quad (\text{III.28})$$

Şimdi problemdeki odak şudur.

$$\sum_{i=0}^{\infty} x^i = \frac{1}{1-x} \quad (\text{III.29})$$

Buna bağlı olarak

$$\sum_{i=0}^{m-1} x^i = \sum_{i=0}^{\infty} x^i - \sum_{i=m}^{\infty} x^i \quad (\text{III.30})$$

III.28 deki problemden sonra şöyle yazabiliriz

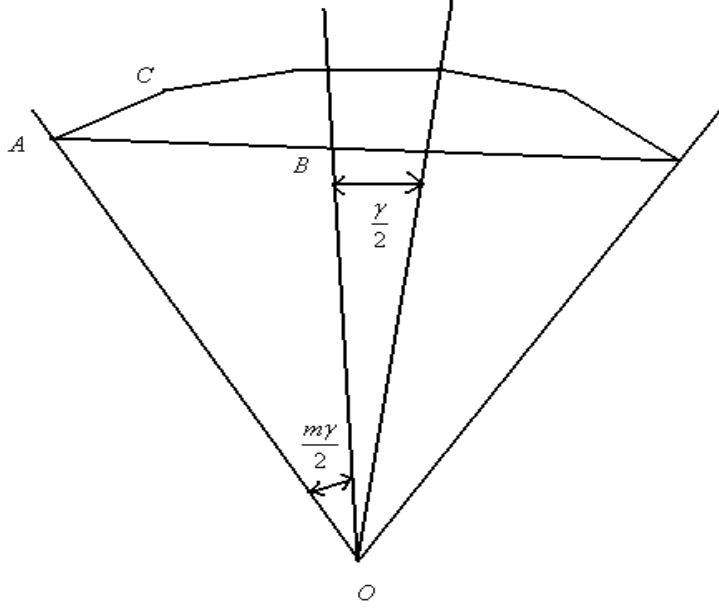
$$\sum_{i=0}^{m-1} e^{-jni\gamma} = (1 - e^{jnm\gamma}) \sum_{i=0}^{\infty} e^{-jni\gamma} = \frac{1 - e^{jnm\gamma}}{1 - e^{-jn\gamma}} \quad (\text{III.31})$$

Şimdi III.31 in sonucunu III.28 in içine yerleştirirsek ve sinüs ifadesini kullanırsak boşluk faktörü şöyle bulunabilir.

$$k_{bn} = \frac{\sin \frac{nm\gamma}{2}}{m \sin \frac{n\gamma}{2}} \quad (\text{III.32})$$

III.4.3. Boşluk Faktörünün Değişken Kökeni

Ders kitaplarının çoğu boşluk faktörünü ispat etmeye çalıştıklarında şekil III.9 deki geometrik denemeyi kullanırlar.



Şekil III.9: Genişlik faktörünün değişken korunması

Kısa vektörler ayrı ayrı bobinlerde indüklenen gerilimi gösterir şekil III.8 deki görüntünün benzeridir. Fakat gerçekte eklentinin yayıldığı gösterir. Vektörlerin her biri sağdaki açığı kesilmiş doğru parçalarıyla ikiye böler bunların hepsi çizgiyle kesilmiş parçalardır ve O noktasında buluşur. OB bölgesinin her biri çizgi parçası ihtiva eder çizgi parçaları ve $\gamma/2$ açısı ile ikiye bölünen vektörlerin sonu O dan geçer. Aynı şekilde $m\gamma/2$ açısına sahip olan OA çizgi parçası voltaj vektörünün sonucunun ikiye bölünmesi ile ilgilidir. F1 gibi tek spirli voltaj vektörlerinin her birinin uzunluğu ve F gibi toplam sonucun uzunluğu iki bobinin yarısının uzunluğudur [32,33]

$$AB = \frac{F}{2} = OA \sin \frac{m \gamma}{2} \quad (\text{III.33})$$

Fakat sonra

$$\frac{1}{2} AC = \frac{1}{2} F_1 = OA \sin \frac{\gamma}{2} \quad (\text{III.34})$$

Ve sonra sonuç vektör formül III.35 olur

$$F = 2 AB = mF_1 \frac{\sin m \frac{\gamma}{2}}{m \sin \frac{\gamma}{2}} \quad (\text{III.35})$$

BÖLÜM IV

ASENKRON MOTORLARIN DİZAYNININ ANALİTİK OLARAK DEĞERLENDİRİLMESİ

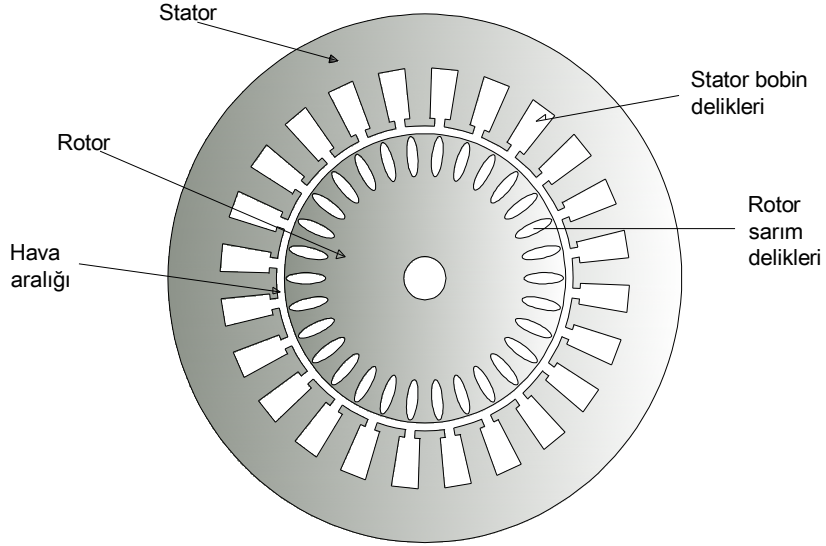
IV.1. ASENKRON MOTORLARIN DİZAYNININ ANALİTİK OLARAK DEĞERLENDİRİLMESİ

Asenkron makineleri elektrik motoru kullanımının en geniş olduğu alandır. Bu tip motorların genellikle kurulmaları kolaydır ve güçlüdürler. Verimleri yüksektir, farklı hızlarda kontrolleri gelişen yarıiletken teknolojisi ile çok başarılı yapılabilmektedir, yük altında dengeli sunarlar.

Asenkron motor ve jeneratörleri hali hazırda kullanılan ticari motorlardan farklı olarak yeni dizaynlar da ve uygulamalar da kendilerine yer bulabilmektedir. Çünkü gelecekteki yüksek performans asenkron makineleri için şu anki mevcut makinelerden çok daha farklı bir karakteristik istenecektir. Bu bölümün gerçekleştirilen analiz asenkron makinelerinin basit çalışmasını açıklamakta kullanılır. Daha sonra sincap kafes makineler için model çıkarılır. Son olarak, döküm rotor ve karışık döküm rotorların sincap kafesli rotorlarına nasıl takıldığına açıklaması ve bu modellerin gösterimi gelir.

IV.2.ASENKRON MOTORUN TRANSFORMATÖR MODELİ

Asenkron makinelerinde 2 aktif eleman vardır. Rotor ve stator, Normal çalışmada stator alternatif voltaj ile tahrik edilir.(burada sadece çok fazlı makineler göz önüne alınır.) Stator un tahriki döner alan yaratır ki bu alan rotoru harekete geçirir.



Şekil IV.1 Asenkron motorun dikey kesiti

Bu makinenin analizine başlarken rotor ve statorun dengede olduğu farz edilir. Bu iki set rotorun pozisyonuna bağlı olarak karşılıklı indüktans ile bağlıdırlar. Stator olukları $(\lambda_a, \lambda_b, \lambda_c)$ ve rotor olukları $(\lambda_A, \lambda_B, \lambda_C)$ oldukları düşünülürse, akıma karşı alınan akış ilişkisi şöyle verilebilir.

$$\begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \\ \lambda_A \\ \lambda_B \\ \lambda_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_S & M_{SR} \\ M_{SR}^T & L_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (IV.1)$$

Birleşim matrix ise:

$$\underline{\underline{L}}_S = \begin{bmatrix} L_a & L_{ab} & L_{ab} \\ L_{ab} & L_a & L_{ab} \\ L_{ab} & L_{ab} & L_a \end{bmatrix} \quad (IV.2)$$

$$\underline{\underline{L}}_R = \begin{bmatrix} L_A & L_{AB} & L_{AB} \\ L_{AB} & L_A & L_{AB} \\ L_{AB} & L_{AB} & L_A \end{bmatrix} \quad (IV.3)$$

karşılıklı indüktans'ın dairesel matrix'i :

$$\underline{\underline{M}}_{SR} = \begin{bmatrix} M \cos(p\theta) & M \cos(p\theta + \frac{2\pi}{3}) & M \cos(p\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ M \cos(p\theta - \frac{2\pi}{3}) & M \cos(p\theta) & M \cos(p\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ M \cos(p\theta + \frac{2\pi}{3}) & M \cos(p\theta - \frac{2\pi}{3}) & M \cos(p\theta) \end{bmatrix} \quad (IV.4)$$

Analizi daha ileri götürebilmek için çalışma hakkındaki bazı varsayımları kabul etmek gerekir.

Başlangıçta. Rotor ve statorda denge hali olduğu varsayılır.

$$i_a = I_S \cos(\omega t)$$

$$i_b = I_S \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \quad (IV.5)$$

$$i_c = I_S \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3})$$

$$i_A = I_S \cos(\omega_R t + \xi_R)$$

$$i_B = I_S \cos(\omega_R t + \xi_R - \frac{2\pi}{3}) \quad (IV.6)$$

$$i_C = I_S \cos(\omega_R t + \xi_R + \frac{2\pi}{3})$$

Bu durumda Rotor pozisyonu θ şöyle tanımlanabilir:

$$\theta = \omega_m t + \theta_0 \quad (IV.7)$$

Bu varsayımlar ışığında stator akış şeklini hesap edilebilir. Akım dışı döndüğünde λ_a ve λ_A yerine şu ifadeleri yazabiliriz ve karşımıza şu formül çıkar.

$$\begin{aligned} \lambda_a = & (L_a - L_{ab})I_s \cos(\omega t) + MI_R (\cos(\omega_R t + \xi_R) \cos p(\omega_m t + \theta_0) + \cos(\omega_R t + \xi_R + \frac{2\pi}{3}) \\ & \cos(p(\omega_m t + \theta_0) - \frac{2\pi}{3}) + \cos(\omega_R t + \xi_R - \frac{2\pi}{3}) \cos(p(\omega_m t + \theta_0) + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \quad (IV.8)$$

Daha sonra trigonometrik ifadeleri sadeleştirdiğimizde formül şöyle olur.

$$\lambda_a = (L_a - L_{ab})I_s \cos(\omega t) + \frac{3}{2} MI_R \cos((p\omega_m + \omega_R)t + \xi_R + p\theta_0) \quad (IV.9)$$

Rotorun faz kazanımında bir şeyler olur

$$\begin{aligned} \lambda_A = & MI_s (\cos p(\omega_m t + \theta_0) \cos(\omega t)) + \cos(p(\omega_m t + \theta_0) - \frac{2\pi}{3}) \\ & + \cos(p(\omega_m t + \theta_0) + \frac{2\pi}{3}) \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) + (L_A - L_{AB})I_R \cos(\omega_R t + \xi_R) \end{aligned} \quad (IV.10)$$

$$\lambda_A = \frac{3}{2} MI_s \cos((\omega - p\omega_m)t - p\theta_0) + (L_A - L_{AB})I_R \cos(\omega_R t + \xi_R) \quad (IV.11)$$

Bu (IV.9) ve (IV.11) ifadesi bize çift sarımlı motorlarda cihaz içinde ve rotor üzerindeki akım kuralları ifadesini verir. Dengeli akımda zaman ve uzayda her iki akım dağılımının sinüzoidal olduğu varsayılır. Gelecek adım başka bir sayım yapmaktır ki oda rotor ve statorun frekansları, motor rotasyonun başından sonuna kadar uyumlu olduğu düşünülebilir. Buda:

$$\omega - p\omega_m = \omega_R \quad (IV.12)$$

ω = stator elektrik frekansı

ω_R = rotor elektrik frekansı

ω_m = mekanik dönüş hızı

$$\lambda_a = \text{Re}(\underline{\Lambda}_a e^{j\omega t}) \quad (IV.13)$$

$$\lambda_A = \text{Re}(\underline{\Lambda}_A e^{j\omega_R t}) \quad (IV.14)$$

$$i_a = \text{Re}(\underline{I}_a e^{j\omega t}) \quad (IV.15)$$

$$i_A = \text{Re}(\underline{I}_A e^{j\omega_R t}) \quad (\text{IV.16})$$

Bu tanımlamalarla karmaşık genişlik (IV.58) ve (IV.66) da gösterilmiştir

$$\underline{\Lambda}_a = L_S \underline{I}_a + \frac{3}{2} M \underline{I}_A e^{j(\xi_R + p\theta_0)} \quad (\text{IV.17})$$

$$\underline{\Lambda}_A = \frac{3}{2} M \underline{I}_A e^{-jp\theta_0} + L_R \underline{I}_A e^{j\xi_R} \quad (\text{IV.18})$$

2 faz açıları şu tanımlamaya ilişkilendirilmiştir. θ_0 stator akımına göreceli olarak rotorun fiziksel faz açısını tanımları ve ise ξ_R stator akımına bağlı olarak rotor faz açısını tanımlar.

Burada 2 yeni rotor değişkeni sunulmuştur.

$$\underline{\Lambda}_{AR} = \underline{\Lambda}_A e^{jp\theta} \quad (\text{IV.19})$$

$$\underline{I}_{AR} = \underline{I}_A e^{j(p\theta_0 + \xi_R)} \quad (\text{IV.20})$$

Cihaz faz açısında referans alınır. Rotor akımı λ_r ve \bar{I}_r , Δ_a ve \bar{I}_a nın her birinde olduğu gibi aynı faz ilişkisine sahiptir.(IV.17) ve (IV.18) in içinde kullanılan (IV.19) ve (IV.20) asenkron makinelerinde kullanılan temel akı/akım ilişkisi olur

$$\begin{bmatrix} \underline{\Lambda}_a \\ \underline{\Lambda}_{AR} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_S & \frac{3}{2} M \\ \frac{3}{2} M & L_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{I}_a \\ \underline{I}_{AR} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.21})$$

Bu eşit tek fazlı düşün, varsayılan dengeli çalışmada faz akım ilişkisini tanımlar aynı ifade faz b ve c de tarif edilmiştir. Rotor ve stator sarım terminallerinde voltaj

$$\underline{V}_a = j\omega \underline{\Lambda}_a + R_a \underline{I}_a \quad (\text{IV.22})$$

$$\underline{V}_{AR} = j\omega_R \underline{\Lambda}_{AR} + R_A \underline{I}_{AR} \quad (\text{IV.23})$$

Veya

$$\underline{V}_a = j\omega L_S \underline{I}_a + j\omega \frac{3}{2} M \underline{I}_{AR} + R_a \underline{I}_a \quad (\text{IV.24})$$

$$\underline{V}_{AR} = j\omega_R \frac{3}{2} M \underline{I}_a + j\omega_R L_R \underline{I}_{AR} + R_A \underline{I}_{AR} \quad (\text{IV.25})$$

Konuyu daha ileri götürmek için makine parametrelerinde biraz daha derine inmemiz gerekebilir. L_s ve L_r rotor ve stator'un senkronizma indüktanslarıdır. Bunlar temel

hacimlerine ayrıştırılabilir, sızıntı bileşenleri şöyle olması gerekir.

$$L_S = L_a - L_{ab} = \frac{3}{2} \frac{4}{\pi} \frac{\mu_0 R I N_s^2 k_s^2}{p^2 g} + L_{Sl} \quad (\text{IV.26})$$

$$L_R = L_A - L_{AB} = \frac{3}{2} \frac{4}{\pi} \frac{\mu_0 R I N_s^2 k_s^2}{p^2 g} + L_{Rl} \quad (\text{IV.27})$$

Normal set olarak makine parametreleri şöyledir;

R=motor açısı

L=aktif boy

g=etkili hava boşluğu

p=çift kutup sayısı

N=dönüş sayısı

k=sarım faktörü

S=statorun bağlı referansı

R=rotorun bağlı referansı

L_l=sızıntı endüktansı

L_{s1} ve L_{s2}=sızıntı endüktansı

Rotor ve statorun karşılıklı indüktansı şu denklemler de içerir.

$$M = \frac{4}{\pi} \frac{\mu_0 R I N_s k_s k_R}{p^2 g} \quad (\text{IV.28})$$

Hava aralığının devamlılığı şöyle belirlenir.

$$\phi_{ag} = \frac{4}{\pi} \frac{\mu_0 R I}{p^2 g} \quad (\text{IV.29})$$

İndüktans aşağıdaki gibi olabilir

$$L_S = \frac{3}{2} \phi_{ag} k_S^2 N_S^2 + L_{Sl} \quad (\text{IV.30})$$

$$L_R = \frac{3}{2} \phi_{ag} k_R^2 N_R^2 + L_{Rl} \quad (\text{IV.31})$$

$$M = \phi_{ag} N_S N_R k_S k_R \quad (\text{IV.32})$$

Kayma ise şöyle belirlenebilir.

$$\omega_R = s \omega \quad (\text{IV.33})$$

$$s = 1 - \frac{p\omega_m}{\omega} \quad (IV.34)$$

Daha sonra voltaj denge eşitliği aşağıdaki gibi bulunabilir.

$$\underline{V}_a = j\omega \left(\frac{3}{2} \wp_{ag} k_S^2 N_S^2 + L_{Sl} \right) \underline{I}_a + j\omega \frac{3}{2} \wp_{ag} N_S N_R k_S k_R \underline{I}_{AR} + R_a \underline{I}_a \quad (IV.35)$$

$$\underline{V}_{AR} = js\omega \frac{3}{2} \wp_{ag} N_S N_R k_S k_R \underline{I}_a + js\omega \left(\frac{3}{2} \wp_{ag} N_R^2 k_R^2 L_{Rl} \right) \underline{I}_{AR} + R_A \underline{I}_{AR} \quad (IV.36)$$

Bu noktada rotor akımının stator referans alınarak belirlemeye hazır oluruz. Bu şöyle bulunur, dönüş anındaki etkili dönüş oranının, üretilen stator akımına eşit olduğunun belirlendiği kabul edilir. Aynı temel MMK rotor akımını verir [31]

$$\underline{I}_2 = \frac{N_R k_R}{N_S k_S} \underline{I}_{AR} \quad (IV.37)$$

Şimdi eğer makinenin rotorunun $\text{Var}=0$ olsun diye kısaltıldığını farz edersek bazı yönlendirmeler elde ederiz.

$$\underline{V}_a = j(X_M + X_1) \underline{I}_a + jX_M \underline{I}_2 + R_a \underline{I}_a \quad (IV.38)$$

$$0 = jX_M \underline{I}_a + j(X_M + X_2) \underline{I}_2 + \frac{R_2}{s} \underline{I}_2 \quad (IV.39)$$

Buradan şu belirlemeler yapılır.

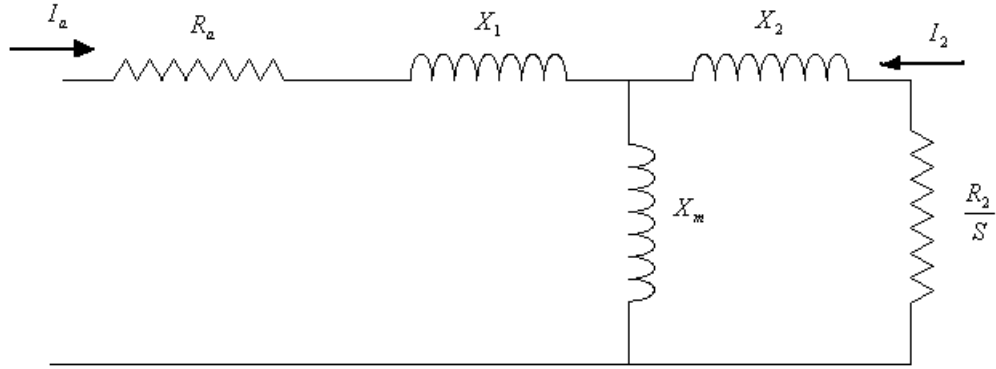
$$X_M = \frac{3}{2} \omega \wp_{ag} N_S^2 k_S^2 \quad (IV.40)$$

$$X_1 = \omega L_{Sl} \quad (IV.41)$$

$$X_2 = \omega L_{Rl} \left(\frac{N_S k_S}{N_R k_R} \right)^2 \quad (IV.42)$$

$$R_2 = R_A \left(\frac{N_S k_S}{N_R k_R} \right)^2 \quad (IV.43)$$

Bu ifadeler indüksiyon. Eşdeğer akımını tanımlar.



Şekil IV.2: Eşdeğer devre

IV.2.1 Etkili Hava Aralığı:

Asenkron motorlarında hava aralığı çok küçüktür, Oyukların etkili olarak açılımı için hava aralığının matematiksel olarak düzeltilmeleri gerekir. Aralıklar etkili olabilmesi için biraz büyük yapılır. Fiziksel boşluğun etkili oranı [32]

$$g_{eff} = g \frac{t + s}{t + s - gf(\alpha)} \quad (IV.44)$$

$$f(\alpha) = f\left(\frac{s}{2g}\right) = \alpha \tan(\alpha) - \log \sec \alpha \quad (IV.45)$$

IV.3. ENERJİ DENGESİ

Şimdi gerçekte asenkron makineleri nasıl çalışır onu göreceğiz. Çok fazlı sistemde bir fazı şekil IV.2 nin temsil ettiğini farz edebiliriz Bu makine dengeli pozisyonda çalışır ve hız sabittir veya yavaşça değişir diyebiliriz. Dengeli durumun anlamı şudur; her fazın terminal voltajı değeri aynıdır ve fazlar arasındaki fark eşdeğerdir. Bu şartlar altında her fazı ayrı ayrı analiz edebiliriz.(sanki tek fazlı sistemmiş gibi)Vt nin RMS voltaj değerinin her fazdan geçtiğini farz edersek boşluk empedansı veya empedans şudur

$$Zg = jXm // (jX_2 + \frac{R_2}{s}) \quad (IV.46)$$

O zaman toplam veya terminal empedansı

$$Z_t = jX_1 + R_a + Z_g \quad (IV.47)$$

Ve terminal akımı

$$I_t = \frac{V}{Z_t} \quad (IV.48)$$

Rotor akımı adım bölücüsü kullanılarak bulunabilir.

$$I_2 = I_t \frac{jX_m}{j(X_m + X_2) + \frac{R_2}{s}} \quad (IV.49)$$

Hava aralığı gücü o zaman şöyle hesaplanır(3 fazlı mak. Farz edersek)

$$P_{ag} = 3|I_2|^2 \frac{R_2}{s} \quad (IV.50)$$

Bu makinenin hava aralığından geçen gerçek güçtür, pozitif kayma, senkronize pozitif hava aralığı gücünden az olduğu zaman rotor hızını tamamlar.(motor çalışıyor)negatif kaymanın anlamı rotor hızının senkronize negatif motor hava aralığı hızından fazla olması demektir(rotordan statora)ve jeneratör operasyonda.

Şimdi bu eşdeğer akımın gerçek fiziki yapıyı temsil ettiği düşünülebilir. Bu nedenle fiziksel rotor rezistansına dağılan gücü şöyle hesap etmek mümkün olabilir

$$P_s = P_{ag} s \quad (IV.51)$$

(P_{ag} ve s aynı işaretli olduğu müddetçe dağılan gücün pozitif olduğu kabul edilmelidir) Bu konunun gerisi motor operasyon bölümünde çerçevelenmiştir, fakat jeneratör operasyonun değişimi basittir. Hava boşluğundan geçen güç ile rotor rezistansına dağılan güç arasındaki farkı mekanik şekle çevrilmelidir.

$$P_m = P_{ag} - P_s \quad (IV.52)$$

Ve elektrik giriş gücü

$$P_{in} = P_{ag} + P_a \quad (IV.53)$$

Armatüre(cihaza)dağılımı

$$P_a = 3|I_t|^2 R_a \quad (IV.54)$$

Çıkış gücü (mekanik)

$$P_{out} = P_{ag} - P_w \quad (IV.55)$$

Pw sürtünmeyi temsil eder.

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (IV.56)$$

$$\cos\psi = \frac{P_{in}}{3V_t I_t} \quad (IV.57)$$

Kullanılan matematik yazılımlar sayesinde yukarıda verilen eşitliklerden yararlanılarak makinanın moment, güç, devir v.b. eğrileri elde edilebilir.[31-33]

IV.4-SİNCAP KAFESLİ MAKİNE MODELİ

Sincap kafesli motorların akım modelini çıkarmada gerekli olan analitik terimlerini kullanabileceğimizi şimdi çıkardık. Model iki büyük parçadan oluşur 1.cisi stator akısının stator ve rotor terimleriyle tanımlanmasıdır 2.si ise rotor akımının hava boşluk akımı terimleriyle tanımlanmasıdır. Tüm bunların sonucu olan bir dizi ifade, asenkron makinelerinde akım modelinin elemanları içindir.

Rotorun simetrik olarak yeterli yüzey akımı taşıdığını farz edebiliriz. Temel olarak denklem şöyle olmalıdır.

$$\begin{aligned} \bar{K}_r &= \bar{t}_z R_e(\underline{K}_r e^{j(s\omega t - p\phi')}) \\ &= \bar{t}_z R_e(\underline{K}_r e^{j(\omega t - p\phi)}) \end{aligned} \quad (IV.58)$$

IV.58 in bize rotor ve stator koordinatları arasında basit transformasyon yaptırmada kullandığımızı düşünebiliriz

$$\phi' = \phi - \omega_m t \quad (IV.59)$$

Ve bu

$$p\omega_m = \omega - \omega_r = \omega(1 - s) \quad (IV.60)$$

Burada şu sembolleri kullanabiliriz

Kr: Rotor yüzey akımındaki karmaşık değişim

S: kayma

W: stator elektrik frekansı

Wr: Rotor elektrik frekansı

Ww: Dönüş hızı

Rotor akımı hava boşluğu akış yoğunluğunu şu şekilde üretir

$$\underline{B}_r = \text{Re}(\underline{B}_r e^{j(\omega t - p\phi)}) \quad (\text{IV.61})$$

$$\underline{B}_r = -j\mu_0 \frac{R}{pg} \underline{K}_r \quad (\text{IV.62})$$

Bu sadece açısız (radial) manyetik akı yoğunluğunu açıklar. Akı cihazın sarımı ile bağlantılı olduğu için yoğunluğu şöyledir.

$$\lambda_{AR} = lN_s k_s \int_{-\frac{\pi}{p}}^0 B_r(\phi) R d\phi \quad (\text{IV.63})$$

Bu durumun karmaşık genliği için.

$$\underline{\lambda}_{AR} = \text{Re}(\underline{\Lambda}_{AR} e^{j\omega t}) \quad (\text{IV.64})$$

$$\underline{\Lambda}_{AR} = \frac{2l\mu_0 R^2 N_s k_s}{p^2 g} \underline{K}_r \quad (\text{IV.65})$$

Stator akımı tarafından üretilen akı buna eklendiğinde Toplam stator akımı için şöyle bir ifademiz olur

$$\underline{\Lambda}_a = \left(\frac{3}{2} \frac{4}{\pi} \frac{\mu_0 N_s^2 R l k_s^2}{p^2 g} + L_{Sl} \right) \underline{I}_a + \frac{2l\mu_0 R^2 N_s k_s}{p^2 g} \underline{K}_r \quad (\text{IV.66})$$

İfade 4.66 rotor yüzey akım yoğunluğunu içerisindeki I_2 eş rotor akımını indükler

$$\underline{I}_2 = \frac{\pi}{3} \frac{R}{N_s k_s} \underline{K}_z \quad (\text{IV.67})$$

O zaman stator akısı için basit bir ifademiz olur.

$$\underline{\Lambda}_a = (L_{ad} + L_{Sl}) \underline{I}_a + L_{ad} \underline{I}_2 \quad (\text{IV.68})$$

$$L_{ad} = \left(\frac{3}{2} \frac{4}{\pi} \frac{\mu_0 N_s^2 R l k_s^2}{p^2 g} \right) \quad (\text{IV.69})$$

Bu kökenin 2.ci bölümü rotor akısı ve I_2 arasındaki ilişkideki eş değer bulgulardır. Biz sadece rotor çubuğuna odaklanmalıyız. Farz edelim ki ne rotor üzerinde bir oyuk eğer makine simetrik ve dengeli akımla çalışıyorsa k^{th} oyuğu içindeki akım için şu ifadeyi yazabiliriz

$$i_k = \text{Re}(\underline{I}_k e^{j\omega t}) \quad (\text{IV.70})$$

$$\underline{I}_k = \underline{I} e^{-j\frac{2\pi p}{N_R} k} \quad (\text{IV.71})$$

Ve 0 numaralı oyukta akımın karmaşık genliği f dir. Tüm rotor oyukları aynı akımı taşır. Fakat akım fazı oyuktan oyuğa gecikmelidir. Akım dalgasının kayma frekansında bağımlı olduğu görülür dolayısıyla

Rotor akım yoğunluğu impulslar toplamı olarak ifade edilebilir

$$K_z = \text{Re} \left(\sum_{k=0}^{N_R-1} \frac{1}{R} \underline{I} e^{j(\omega_r t - k \frac{2\pi p}{N_R})} \delta(\phi' - \frac{2\pi k}{N_R}) \right) \quad (\text{IV.72})$$

İmpuls fonksiyonun birleşim yolumuzla rotor akımına yaklaşır.

$$K_z = \text{Re} \left(\sum_{n=-\infty}^{\infty} \underline{K}_n e^{j(\omega_r t - np\phi')} \right) \quad (\text{IV.73})$$

IV.73 deki ifadede dalgaların tersine dönebilmesi için negatif değerlere izin verilir. Bu zaman ve uzayın her ikisinin de gerçekten genişmesidir. Buna rağmen biz temel olarak yalnızca zamanı göz önüne alacağız aşağıdaki formülde, formül IV.73 denli n^{th} uzay uyum bileşeni olarak kabul edebiliriz.

$$\underline{K}_n = \left\langle \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} K_r(\phi, t) e^{-j(\omega_r t - np\phi)} d\phi \right\rangle \quad (\text{IV.74})$$

Buradaki ($\langle \rangle$) parantezler zaman ortalaması anlamına gelir ve burada iki genişlemenin boyutsal doğasından dolayı IV.74 nolu denklemi IV.72 ye taşırsak akım karmaşık çekim bölümü

$$K_r = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{N_R-1} \left\{ \frac{I}{R} e^{j(\omega_r t - k \frac{2\pi p}{N_R})} + \frac{I^*}{R} e^{-j(\omega_r t - k \frac{2\pi p}{N_R})} \right\} \delta(\phi' - \frac{2\pi k}{N_R}) \quad (\text{IV.75})$$

IV.75 eğer IV.74 ün içinde kullanılır ise IV.75 in ikinci yarısının sonuçları terimlerin tamlamasıdır ki zaman ortalaması 0 dir. İfadenin ilk yarı sonucu IV.76 da verilir

$$\underline{K}_{-n} = \frac{\underline{I}}{2\pi R} \int_0^{2\pi} \sum_{k=0}^{N_R-1} e^{-j\frac{2\pi pk}{N_R}} e^{jnp\phi} \delta\left(\phi - \frac{2\pi k}{N_R}\right) d\phi \quad (\text{IV.76})$$

Toplamda halen

$$\underline{K}_{-n} = \frac{\underline{I}}{2\pi R} \sum_{k=0}^{N_R-1} e^{j(n-1)\frac{2\pi kp}{N_R}} \quad (\text{IV.77})$$

IV.77 nin toplamı kolayca sözle değerlendirilir

$$\sum_{k=0}^{N_R-1} e^{j\frac{2\pi kp(n-1)}{N_R}} = \begin{cases} N_R & \text{if } (n-1)\frac{P}{N_R} \text{ (toplama)} \\ 0 & \text{diğertürlü} \end{cases} \quad (\text{IV.78})$$

IV.78 deki tam sayı pozitif negatif veya 0 olabilir. Dönüşümlü olarak bunlardan sadece 3 ü önemli dir. (0,artı veya eksi biri) çünkü bunlar en geniş manyetik alanı üretir ve bundan dolayı akışlar şöyledir.

$$\begin{aligned} (n-1)\frac{P}{N_R} = -1 \quad \text{or } n = -\frac{N_R - P}{P} \\ = 0 \quad \text{or } n = 1 \\ = 1 \quad \text{or } n = \frac{N_R + P}{P} \end{aligned} \quad (\text{IV.79})$$

IV.79 uzaysal uyum sırası üretiyor gibi görünse de bu tam sayısal bir sıra olmayabilir. Gerçekte bu doğru değildir. np daima tam sayı olması gereklidir ve IV.79 daima bu durumu desteklemelidir bu yüzden uyumsal sıranın bize yararı tektir ve

$$n_+ = \frac{N_R}{P} + 1 \quad (\text{IV.80})$$

$$n_- = -\left(\frac{N_R}{P} - 1\right) \quad (\text{IV.81})$$

Her sincap kafesi akımının uzay uyumu yarıçapsal akı yoğunluğu üretecektir. Yüzey akımının şekli

$$\underline{K}_n = \text{Re}\left(\frac{N_R \underline{I}}{2\pi R} e^{j(\omega t - np\phi)}\right) \quad (\text{IV.82})$$

Üretilen yarıçapsal manyetik akı yoğunluğu

$$\underline{B}_m = \text{Re}(\underline{B}_m e^{j(\omega_r t - np \phi')}) \quad (\text{IV.83})$$

$$\underline{B}_m = -j \frac{\mu_0 N_R I}{2\pi np g} \quad (\text{IV.84})$$

Dönüşte radial akı yoğunluğunun her bileşeni voltaj üretimine sebep olur. Bunu hesap etmede faraday kanunu bize yardım eder.

$$\nabla \times \overline{E} = - \frac{\partial \overline{B}}{\partial t} \quad (\text{IV.85})$$

Alanın Z ile değişken olmadığını farz ederek IV.85 in dairesel bileşeni

$$\frac{1}{R} \frac{\partial}{\partial \phi} E_z = - \frac{\partial B_r}{\partial t} \quad (\text{IV.86})$$

Veya şeklin elektrik alan bileşenini farz ederek

$$\underline{E}_{zn} = \text{Re}(\underline{E}_n e^{j(\omega_r t - np \phi')}) \quad (\text{IV.87})$$

IV.84 ve IV.86 nın IV.87 yi kullanarak bize hava boşluk akışının bileşenlerince tahrik edilmiş elektrik alanı ifadesini verir

$$\underline{E}_n = \frac{\omega_r R}{np} \underline{B}_n \quad (\text{IV.88})$$

$$\underline{E}_n = -j \frac{\mu_0 N_R \omega_r R}{2\pi g (np)^2} \underline{I} \quad (\text{IV.89})$$

Şimdi oyuk üzerindeki toplam voltaj bulunur bunu şöyle ifade edebiliriz

$$\underline{E}_1 + \underline{E}_{n-} + \underline{E}_{n+} = \underline{Z}_{slot} \underline{I} \quad (\text{IV.90})$$

IV.90 denkleminde hava boşluk alanının 3 bileşeni vardır, E1= Rotor ve statorun temel uzay akımlarınca oluşturulan temel uzay alanıdır. diğer iki bileşen üretilen rotor akımıdır ve gerçekte rotorunun reaktif empedansını temsil eder ve bu sık sık zigzag akıntı indüktansı diye tanımlanır. 2 oyuk parametresi oyuğun kendi empedansını temsil eder: Rezistans ve reaktans beraber çapraz oyuk manyetik alanıdır. O zaman IV.90'ı tekrar şöyle yazabiliriz

$$\underline{E}_1 = \underline{Z}_{slot} \underline{I} + j \frac{\mu_0 N_R \omega_r R}{2\pi g} \left(\frac{1}{(n_+ p)^2} + \frac{1}{(n_- p)^2} \right) \underline{I} \quad (\text{IV.91})$$

IV.67 ve IV.77 nin I ve I₂ arasında bir hat oluşturduğu görülmektedir

$$\underline{I}_2 = \frac{N_R}{6N_S k_S} \underline{I} \quad (\text{IV.92})$$

O zaman rotorun yüzeyindeki elektrik alanı

$$\underline{E}_1 = \left[\frac{6N_S k_S}{N_R} \underline{Z}_{slot} + j\omega_r \frac{3}{\pi} \frac{\mu_0 N_S k_S R}{g} \left(\frac{1}{(n_+ p)^2} + \frac{1}{(n_- p)^2} \right) \right] \underline{I}_2 \quad (\text{IV.93})$$

Bu eş stator voltajı içinde açıklanabilir. Bu yüzden IV.88 i dairesel manyetik alan durumu içinde IV.93 ü izah etmek için kullanırız bundan sonra stator voltajı, manyetik akı yoğunluğu

$$\begin{aligned} \underline{B}_r &= \frac{p \underline{E}_1}{\omega_r R} \\ &= \left[\frac{6N_S k_S p}{N_R R} \left(\frac{R_{slot}}{\omega_r} + jL_{slot} \right) + j \frac{3}{\pi} \frac{\mu_0 N_S k_S p}{g} \left(\frac{1}{(n_+ p)^2} + \frac{1}{(n_- p)^2} \right) \right] \underline{I}_2 \end{aligned} \quad (\text{IV.94})$$

Burada slot empedansı gerçek ve düşünsel parçalarla tamamlanmıştır

$$\underline{Z}_{slot} = R_{slot} + j\omega_r L_{slot} \quad (\text{IV.95})$$

Akının cihazın sarımı ile bağlantısı

$$\lambda_{ag} = N_S k_S l R \int_{-\frac{\pi}{2p}}^0 \text{Re}(\underline{B}_r e^{j(\omega t - p\phi)}) d\phi \quad (\text{IV.96})$$

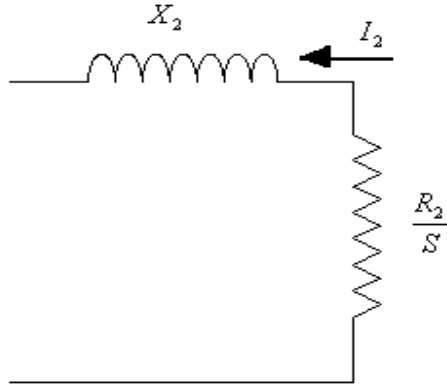
$$\lambda_{ag} = \text{Re}(\underline{\Lambda}_{ag} e^{j\omega t}) \quad (\text{IV.97})$$

$$\underline{\Lambda}_{ag} = j \frac{2N_S k_S l R}{p} \underline{B}_r \quad (\text{IV.98})$$

O zaman hava boşluğu voltajı

$$\begin{aligned} \underline{V}_{ag} &= j\omega \underline{\Lambda}_{ag} = -\frac{2\omega N_S k_S l R}{p} \underline{B}_r \\ &= -\underline{I}_2 \left[\frac{12l N_S^2 k_S^2}{N_R} \left(j\omega L_{slot} + \frac{R_2}{s} \right) + j\omega \frac{6}{\pi} \frac{\mu_0 R l N_S^2 k_S^2}{g} \left(\frac{1}{(n_+ p)^2} + \frac{1}{(n_- p)^2} \right) \right] \end{aligned} \quad (\text{IV.99})$$

İfade IV.99 temel hava boşluğu voltajı ile rotor akımı I2 arasındaki ilişkiyi tanımlar bu ifade ile tanımlamalar aşağıdaki gibi birbirini tutuyor ise şekildeki eşdeğer akım şemasına uygunluğu söylenebilir.



Şekil IV.3: Rotor eşdeğer devresi

$$X_2 = \omega \frac{12lN_s^2k_s^2}{N_R} L_{slot} + \omega \frac{6}{\pi} \frac{\mu_0 R l N_s^2 k_s^2}{g} \left(\frac{1}{(N_R + p)^2} + \frac{1}{(N_R - p)^2} \right) \quad (\text{IV.100})$$

$$R_2 = \frac{12lN_s^2k_s^2}{N_R} R_{slot} \quad (\text{IV.101})$$

IV.100 deki ilk terim rotorun oyuk kaçak indüktansısıdır benzeri IV.101 oyuk rezistans teriminde rotor rezistansını ifade eder L_{slot} ve R_{slot} un her ikisinde birer ünite uzunluğu ifade ettiği bilinmelidir. IV.100 deki ikinci terim rotor oyuk açısı motor çalışmasının uyumundan meydana gelen zigzag kaçak indüktansı temsil eder. Daha sonra cihazın akısı hava boşluğu oluşu + cihaz kaçak indüktansına eşittir IV.68 şöyle yazılabilir

$$\underline{\Lambda}_a = \underline{\Lambda}_{ag} + L_{al} \underline{I}_a \quad (\text{IV.102})$$

Stator oyuk kaçağının çok sayıda bileşeni vardır L_{al} , her biri akı izini temsil eder bu direk rotor ile ilgili değildir. Stator kaçağının yuva, kemer, zigzag, sarım sonu ve eğri diye refere edilen bileşenleri vardır, bunlardan her biri aşağıdaki paragrafta açıklamaya çalışılacaktır.

Kemer ve zigzag kaçak bileşenleri hava boşluğu ve boşluk harmoniklerinden dolayıdır, bu göreceli olarak karmaşık bir dönüşümdür fakat biz makinenin görünüşündeki ilk çalışmasından bazı görevler çıkarabiliriz. Problem gerçekte rotordan bağımsız olarak makinenin kaçak bileşenlerini tahmin etmektir kemer uyumunda $n=5$ ve $n=7$ olmalıdır eğer rotor durmuyorsa kemer harmonik sızıntısı terimi şöyledir

$$X_{ag5} = \frac{3}{2} \frac{4}{\pi} \frac{\omega \mu_0 N_s^2 k_5^2 R l}{5^2 p^2 g} \quad (IV.103)$$

$$X_{ag7} = \frac{3}{2} \frac{4}{\pi} \frac{\omega \mu_0 N_s^2 k_7^2 R l}{7^2 p^2 g} \quad (IV.104)$$

Kemer uyumu rotor ile bağlantılıdır buna rağmen makinenin 5p ve 7p kutup çiftinin gerçekte rotorun empedans bileşenleri ile uygun şekilde bağlantılı olduğu görülür. Bu uyum rotor empedansının tamamına hâkim olabilmesi için genellikle rotor rezistansını dikkate alır ki bu bileşenler şöyledir.

$$X_{2,5} = \omega \frac{12 N_s^2 k_5^2}{N_R} L_{slot} + \omega \frac{6}{\pi} \frac{\mu_0 R l N_s^2 k_5^2}{g} \left(\frac{1}{(N_R + 5p)^2} + \frac{1}{(N_R - 5p)^2} \right) \quad (IV.105)$$

$$X_{2,7} = \omega \frac{12 N_s^2 k_7^2}{N_R} L_{slot} + \omega \frac{6}{\pi} \frac{\mu_0 R l N_s^2 k_7^2}{g} \left(\frac{1}{(N_R + 7p)^2} + \frac{1}{(N_R - 7p)^2} \right) \quad (IV.106)$$

Sincap kafesli makinelerin basit modelinde göreceli olarak rotor rezistansları küçük ve kayma yüksektir. Rotor rezistansı etkisi genellikle göz ardı edilir o zaman kemer kaçığının 50 ve 70 inci harmonikleri şöyledir

$$X_5 = X_{ag5} // X_{2,5} \quad (IV.107)$$

$$X_7 = X_{ag7} // X_{2,7} \quad (IV.108)$$

$P_{us} = N$ oyuk $\pm P$ olduğu yerde N oyuk toplam stator oyuk sayısıdır. Bu uyum durumundan stator zigzag kaçığı

$$X_z = \frac{3}{2} \frac{4}{\pi} \frac{\mu_0 N_s^2 R l}{g} \left(\frac{k_{n_s+}}{(N_{slots} + p)^2} + \frac{k_{n_s-}}{(N_{slots} - p)^2} \right) \quad (IV.109)$$

Bu uyum durumu rotor kafesini kısaltmak için zorlamaz ve kafesle direkt etkileşim olmaz açıklaması sıradandır çıkıntı etkisini önlemek için ki bu meydana gelebilir çünkü rotor dişleri stator dişleri karşısında sert gergin durmaya çalışır. asenkron motor dizaynırları daima rotorda farklı sayıda slot kullanırlar hala dik durmakta bazı problemler olur bu

durum 'coggins' (dişli çark) torku üretir ki buda vibrasyon ve ses üretimine döner. Bazı aşırı durumlarda bu engellenebilir hatta çalışması önlenemez bunu tamamıyla azaltmak için dişlideki rotorla sık sık biraz eğri imal edilir veya oyuklar bir ucu diğerine göre biraz burgulu yapılır bu nedenle bir diş makinenin bir ucu da hizada olduğu zaman diğer ucu hizada değildir. Bunun yan etkisi rotor ve statorun bağlantısını biraz zayıflatır ve buda reaktans sızıntısını üretir bunu tahmin etmek kolaydır örneğin düşünelim ki, temel akış yoğunluğu $B_r = B_1 \cos p\theta$

Olduğuna göre

$$\lambda = \int_{-\frac{l}{2}}^{\frac{l}{2}} \int_{-\frac{\pi}{2} + \frac{\xi x}{p l}}^{\frac{\pi}{2} + \frac{\xi x}{2 l}} B_1 \cos p\theta R d\theta dx \quad \text{Olabilmektedir.} \quad (\text{IV.110})$$

Burada rotorun eğikliği makinenin bir ucundaki elektriki yarıçaptır aradaki fark, eğilmemiş bir rotor ile bağlantılı olsa idi ne olurdu ve eğilmiş rotorlarda eğik akış kaçağı ne olur bu durum şöyle ifade edilebilir

$$\lambda = \frac{2B_1 R l}{p} \frac{\sin \frac{\xi}{2}}{\frac{\xi}{2}} \quad (\text{IV.111})$$

Uç sarımı dolayısıyla meydana gelen kaçak reaktansının son bileşeni, bu muhtemelen tahmini en zor parametredir. Temel olarak doğada 3 boyutlu olur bu parametreyi tahmin etmek için çok sayıda yol vardır. Bunlardan biri

$$X_k = X_{ag} \left(1 - \frac{\sin \frac{\xi}{2}}{\frac{\xi}{2}} \right) \quad (\text{IV.112})$$

$$X_e = \frac{14}{4\pi^2} \frac{q}{2} \frac{\mu_0 R N_a^2}{p^2} (p - 0.3) \quad (\text{IV.113})$$

Bu formül uygulamasında azami dikkat gerekir bu ifadenin doğru veya hatalı olup olmadığı konusunda kesin bir hüküm yoktur ve biz burada bir kabul yapmak durumunda kalırız. Makine konstrüksiyon parametrelerinin gelişebilmesi için yapılacak çok şey vardır [31-33]

IV.4.1 Harmonik Sırası, Ve Bağımsız Yük Kayıpları

İfade etmek gerekir ki her stator, makinenin rotoru ile uyumludur tahmini rotor parametrelerinde daha ileri gidilmesi hali yukarıda anlatıldığı gibidir şimdi belirli harmonik sırasının özelliği rotor akımı stator mmk'in de boşluk harmoniği olarak %50–70 oranında karşılık bulur ve bu harmoniklerde bulunan direnç

$$R_{2,5} = \frac{12IN_s^2k_5^2}{N_R} R_{slot,5} \quad (IV.114)$$

$$R_{2,7} = \frac{12IN_s^2k_7^2}{N_R} R_{slot,7} \quad (IV.115)$$

En yüksek sıralı oyukların uyumunda nispi frekans şöyledir

$$s_n = 1 \mp (1-s)n \left\{ \begin{array}{l} n = 6k + 1 \\ n = 6k - 1 \end{array} \right\} k \quad \text{bir tam sayı} \quad (IV.116)$$

Asenkron motordaki elektromanyetik etkileşim, arttırılmış manyetik elektrik devresi olarak tanımlanabilir. Makinenin en fazla alışkanlığı, uyumlu akışkanların toplamı ve aynı akım tarafından üretilen (hızlandırılan) her alan harmonisinin toplamıdır. Böylece münferit uyumlu bileşenler seri haline gelir.

Her alan harmonisi elektromanyetik etkileşime sahip olacaktır ki aynı hava boşluğuna transfer edilen güç formülü gibi

$$P_{em,n} = 3I_{2,n}^2 \frac{R_{2,n}}{s_n} \quad (IV.117)$$

Tabii ki her elektrik devresinde ki kayıp şöyle olur

$$P_{d,n} = 3I_{2,n}^2 R_{2,n} \quad (IV.118)$$

Kalan

$$P_{m,n} = 3I_{2,n}^2 \frac{R_{2,n}}{s_n} (1 - s_n) \quad (IV.119)$$

Bu eşitlik iskelete benzer iki elektrik devre takımı içindir. Aslında bu takımlardan biri, eğer varsa sağlam rotor yapısı içindir. Bunu daha sonra inceleyeceğiz. İyapıdaki demir statorda ki kayıp içinde bir koşul vardır.(re) Rotor harmonik rezistans elementlerinin içinde

depolanmış sahipsiz yükü kayıp olarak karakterize edilir. Çünkü bu sabit makine devresinden kolayca hesap edilemez. [33]

IV.4.2 Oyuk Modeller:

Asenkron motoru ile yapılabilen ve Daha enteresan olan şey ise; etkilere dayalı belirli frekansların başarısı rotor yuvalarının şekillendirilmesi ile olmalıdır. Biz burada 3 tane ihtimali göz önünde bulunduracağız. Fakat daha birçok ihtimal vardır.

Öncelikle; düşünün ki; rotor yuvaları dikdörtgen olarak sunulmuş olsun;(şekil IV.5 teki gibi) ve farz edin ki yuva ölçüleri öyle ki; yaylıma etkileri önemli değildir böylece yuva kablolarındaki akım yaklaşık olarak düzenlenir. Bu şekilde; oyuk rezistansı ve uzunluk birimindeki emme şöyle olur: [32]

$$R_{slot} = \frac{1}{\omega_s h_s \sigma} \quad (IV.120)$$

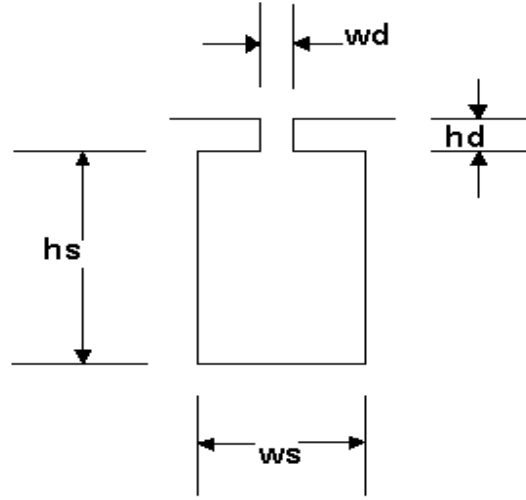
$$L_{slot} = \mu_0 \frac{h_s}{3\omega_s} \quad (IV.121)$$

Oyuk rezistansı barizdir ve oyuk emişi oyuktaki akımın doğru olduğu varsayımıyla, yuvaya geçen manyetik alan şöyle ifade edilebilir.

$$H_y = \frac{1}{\omega_s} \frac{x}{h_s} \quad (IV.122)$$

Böylece yuvada depo edilen enerji basit bir şekilde şöyle olmalıdır:

$$\frac{1}{2} L_{slot} I^2 = \omega_s \int_0^{h_s} \frac{\mu_0}{2} \left(\frac{Ix}{\omega_s h_s} \right)^2 dx = \frac{1}{6} \frac{\mu_0 h_s}{\omega_s} I^2 \quad (IV.123)$$



Şekil IV.4: Tekli oyuk

IV.4.3 Derin Oyuklar.

Varsayın ki oyuk; difüzyon etkilerini yok sayamayacak kadar küçük değil.

Oyuk, kayma sıklığında ki iletkenlik için olan kabuk derinliğinden daha az (ya da mukayese edilir)mesafede olur. Bu durumda ki iletkenlik difüzyon eşitliği kullanılarak gösterilebilir.

$$\nabla^2 \bar{H} = \mu_0 \sigma \frac{\partial \bar{H}}{\partial t} \quad (\text{IV.124})$$

Sabit durumda ve geçiş yuvası akışkanlığı (y yönünde olarak) varsayılırsa ki önemlidir ve tek önemli değişim radyal x yönünde olur.

$$\frac{\partial^2 H_y}{\partial x^2} = j \omega_s \mu_0 \sigma H_y \quad (\text{IV.125})$$

Bu aşağıdaki formülle çözülür:

$$H_y = H \pm e^{\pm(1+j)\frac{x}{\delta}} \quad (\text{IV.126})$$

Kabuk derinliği olduğu yerde:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega_s \mu_0 \sigma}} \quad (\text{IV.127})$$

Hy oyuğun tabanında kaybolmak zorunda olduğundan:

$$H_y = H_{top} \frac{\sinh(1+j)\frac{x}{\delta}}{\sinh(1+j)\frac{h_s}{\delta}} \quad (IV.128)$$

Akım manyetik alanın kıvrımı olduğundan:

$$j_z = \sigma E_z = \frac{\partial H_y}{\partial x} = H_{top} \frac{1+j}{\delta} \frac{\cos(1+j)\frac{h_s}{\delta}}{\sinh(1+j)\frac{h_s}{\delta}} \quad (IV.129)$$

Sonra oyuğun özdirenci uzunluk birimi için şöyle olur:

$$Z_{slot} = \frac{1}{\omega} \frac{1+j}{\partial \delta} \coth(1+j)\frac{h_s}{\delta} \quad (IV.130)$$

Tabii ki oyuk çökmesine bağlı özdirenç buna eklenmelidir. Bu gerçek ve düşünsel özdirenç parçalarını çıkartmak mümkündür.[33]

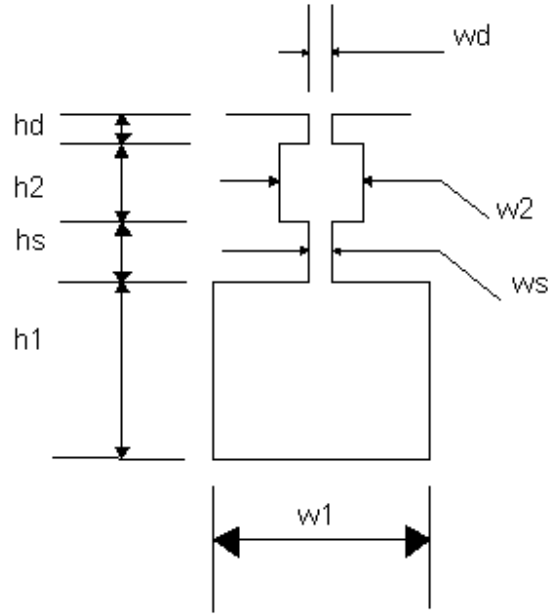
$$R_{slot} = \frac{1}{\omega_s \sigma \delta} \frac{\sinh 2\frac{h_s}{\delta} + \sin 2\frac{h_s}{\delta}}{\cosh 2\frac{h_s}{\delta} - \cos 2\frac{h_s}{\delta}} \quad (IV.131)$$

$$L_{slot} = \mu_0 \frac{h_d}{\omega_d} + \frac{1}{\omega_s} \frac{1}{\omega_s \sigma \delta} \frac{\sinh 2\frac{h_s}{\delta} + \sin 2\frac{h_s}{\delta}}{\cosh 2\frac{h_s}{\delta} - \cos 2\frac{h_s}{\delta}} \quad (IV.132)$$

IV.4.4 Çoklu Kafes:

Derin oyuğun amacı motorun çalışma performansını arttırmaktır. Rotor sabit olduğunda, rotor iletkeninde gözüken frekans daha yüksek olur ve kabuğa bağlı akım fazlaşması rotor rezistansının yüksek gözükmesine sebep olur. Rotor saplantılarından görülen frekansın rotor tarafından hızlandırılması ile dış yüzey etkileri azaltılır ve motor iletkenleri daha yararlı hale gelir. Böylece, makineye daha hızlı devir meydana getiren kuvvetli çalıştırma sağlar hem de çalışırken ki etkilerle uygunlaştırmaya gerek görmez.

Bu etki çoklu iskelet kullanılarak ta uzaklaştırılabilir.(şekil 6daki gibi). Burada 2 karışık oyuk bulunmaktadır. Oyuk öz direncinin eşit devre oluşturduğunu farz edersek şöyle olur.



Şekil IV.5: İkili oyuk

Bu türevin amaçlarını çoklu iskeletin her bir bölümünün, akımların her iletkende düzenlenebileceği şekilde küçük olduğunu varsayarsak :

$$R_a = \frac{1}{\sigma \omega_1 h_1} \quad (\text{IV.133})$$

$$L_a = \frac{\mu_0}{3} \frac{h_1}{\omega_1} \quad (\text{IV.134})$$

Üst ve alt iletken arasındaki kablosuz dar yuva bölümü öz direnci destekler.

$$L_s = \mu_0 \frac{h_s}{\omega_s} \quad (\text{IV.135})$$

Üst iletken şu rezistansa sahip olur:

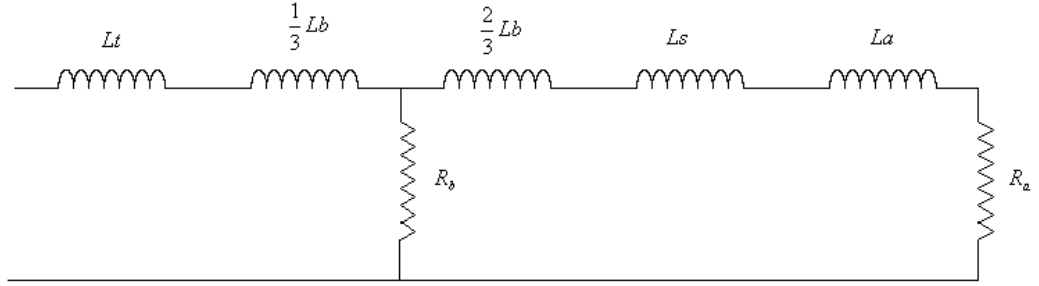
$$R_b = \frac{1}{\sigma \omega_2 h_2} \quad (\text{IV.136})$$

Şimdi eşit elektrik devresinde, alt iletkendeki akım bu bölümde manyetik alan oluşturur ve seri öz direnç oluşturarak:

$$L_b = \mu_0 \frac{h_2}{\omega_2} \quad (\text{IV.137})$$

Alt iletken ile kıyaslama yaparsak, üst iletkendeki akım sadece üst kısımdaki öz direncin birde üçüncüsüne doğru akar, şekil IV.7'nin eşitlenmiş elektrik devresini düzenler ve oyuk çökmesindeki öz direnç şöyle olur

$$L_t = \mu_0 \frac{h_d}{\omega_d} \quad (\text{IV.138})$$



Şekil IV.6 Çift baralı eşdeğer devre

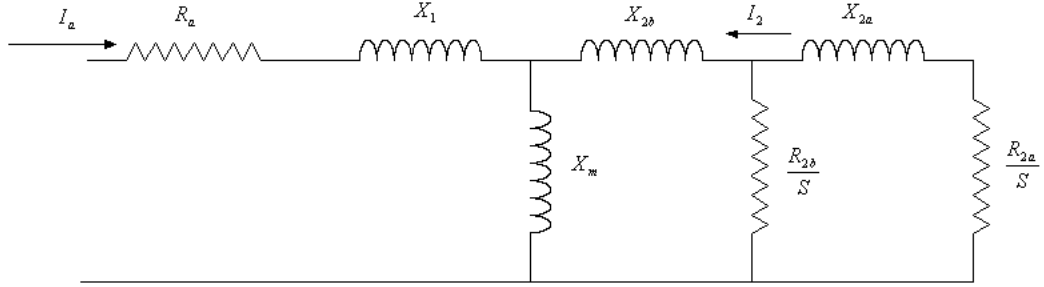
Bu rotor çubuğu devresi şekil IV.8 de görüldüğü üzere asenkron motoru eşdeğer devresine tam olarak uyar. [33]

$$R_{2a} = \frac{12IN_s^2k_s^2}{N_R} R_a \quad (\text{IV.139})$$

$$R_{2b} = \frac{12IN_s^2k_s^2}{N_R} R_b \quad (\text{IV.140})$$

$$X_{2a} = \omega \frac{12IN_s^2k_s^2}{N_R} \left(\frac{2}{3} L_b + L_s + L_a \right) \quad (\text{IV.141})$$

$$X_{2a} = \omega \frac{12IN_s^2k_s^2}{N_R} \left(L_t + \frac{1}{3} L_b \right) \quad (\text{IV.142})$$



Şekil IV.7: Çift kafesli rotorun eşdeğer devresi

IV.4.5 Rotor Halka Etkileri:

Rotordaki rezistansı bitiş halkası için düzeltmek gereklidir. Rotordaki yüzey akım yoğunluğunun büyüklüğü tek çubuktaki akımla ilintilidir.

$$I_Z = K_Z \frac{2\pi R}{N_R} \quad (IV.143)$$

Bitiş halkasındaki akım:

$$I_R = K_Z \frac{R}{p} \quad (IV.144)$$

Daha sonra bitiş halkaların dağıtılmış güçle çubuklardaki kabloların güçlerini orantılamak basit bir işlemdir (akım yoğunluğu ve hacmini varsayarak)

Çubukların ve bitiş halkalarının aynı radyal uzunluğa sahip olduklarını varsayarak akım yoğunluğunun oranı bulalım:

$$\frac{J_R}{J_Z} = \frac{N_R \omega_r}{2\pi p l_r} \quad (IV.145)$$

Şimdi kayıpların oranı (bundan dolayı rezistans oranı)akım hacminin oranı ile akım yoğunluğunun oranının çarpılması ile bulunur. Bu da yaklaşık olarak:[33]

$$\frac{R_{son}}{R_{slot}} = \left(\frac{N_R \omega_r}{2\pi p l_r} \right)^2 2 \frac{2\pi R l_r}{N_R l \omega_r} = \frac{N_R R \omega_r}{\pi l l_r p^2} \quad (IV.146)$$

IV.5 MANYETİK DEVRE

Demir iç yüzeydeki ağır etkilere ve girdap akımlarına bağlı olarak sabit manyetik devrelerde bazı kayıplar oluşur. İlaveten, eğer rotor ve stator dişlileri doymuşsa MMK büyümesi oluşur ki; buda akımı o yöne doğru yönlendirir. Bu etkiler 1. prensipte tahmin edilme olasılığı zor etkilerdir. Bu yüzden basit bir modele müracaat ederiz. Farz edelim ki; doymuş demirdeki kayıp aşağıdaki kuralı takip etsin.

$$P_d = P_B \left(\frac{\omega_e}{\omega_B} \right)^{\mathcal{E}_f} \left(\frac{B}{B_B} \right)^{\mathcal{E}_b} \quad (\text{IV.147})$$

İç demir hareketleri için tahminde bulunmak o kadar zor değil. Örnek olarak \mathcal{E}_f 'den biraz daha azdır(1,3 ile 1,6arası)ve \mathcal{E}_b 'den biraz yüksektir(2,1 ve 2,4 arası). Tabii ki bu model sadece sınırlandırılmış akım yoğunluğunun oranı için iyidir. Genel olarak (her kilogram için watt)olarak belirtilir ve biz önce akım yoğunluğunu hesaplarız ve sonra statik devrinin iki ana bileşenlerinin (diş ve arka demir) kütlelerini ölçeriz. Benzer yolla; iç demirin oluşturduğu volt amperi hesaplayalım:

$$Q_c = \left(Va_1 \left(\frac{B}{B_B} \right)^{\mathcal{E}_{v1}} + Va_2 \left(\frac{B}{B_B} \right)^{\mathcal{E}_{v2}} \right) \frac{\omega}{\omega_B} \quad (\text{IV.148})$$

Buda; bazı metaller için geçerli bir şekildir. Net olarak; değişik materyaller için uygun değişik kıvrım şekilleri geliştirmek üzere gerekli olabilir. Akım yoğunluğu (RMS)(hava boşluğu içindeki)şöyledir:

$$B_r = \frac{pV_a}{2RlN_a k_1 \omega_s} \quad (\text{IV.149})$$

Daha sonra stator dişlisindeki akım yoğunluğu şöyle olur:

$$B_t = B_r \frac{\omega_t + \omega_1}{\omega_t} \quad (\text{IV.150})$$

Wt: diş genişliği

W1: yiv üstü genişliği,

$$B_c = B_r \frac{R}{pd_c} \quad (\text{IV.151})$$

Bu kaybı önlemenin yolu, eşitlenmiş direnç ve tepkiyi hesap etmekle olabilir.

$$r_c = \frac{3|V_a|^2}{P_{\text{çekirdek}}} \quad (\text{IV.152})$$

$$x_c = \frac{3|V_a|^2}{Q_{\text{çekirdek}}} \quad (\text{IV.153})$$

Daha sonra eşitlenmiş direnci eşitlenmiş devirdeki hava boşluğu tepki elementiyle paralelleyin. [31-33]

IV. 5.1 Çözüm

Tüm akım elementlerini biliyoruz çözüme başlarken başlamak için R_2 için bir değer biçeriz, ihtimalle yüksek bir miktar X_m , fakat değer o kadar önemli değil.

Daha sonra hesaplamak için hava boşluğu öz direnci belirleriz ve bu öz direnç manyetik ve rotor dallarının paralel kombinasyonundan oluşur.

$$Z_g = jX_m // (jX_2 + \frac{R_2}{s}) \quad (\text{IV.154})$$

(not: jeneratör için kayma eksidir)

Toplam öz direnç şu olur;

$$Z_t = jX_1 + R_1 + Z_g \quad (\text{IV.155})$$

Ve depolanmış akım da;

$$I_t = \frac{V_t}{Z_t} \quad (\text{IV.156})$$

Rotor akımı:

$$I_2 = I_t \frac{jX_m}{j(X_2 + X_m) + \frac{R_2}{s}} \quad (\text{IV.157})$$

Şu anda rotor öz direncini tekrar tekrar düzeltmek gerekir bu anda akış yoğunluğunun tahmin edilmesi. Daha sonra rotor yüzey öz direncinin elde edilmesi ve R_2 için yeni değer verilmesi ile olur.

IV.5.2 Harmonik Kayıplar:

Makine rotoru, saf demirden oluşmuşsa, stator akımının yüksek alan harmonikleri tarafından rotor yüzeyi üzerinden helezonik endüksiyon akımı oluşur. Bu manyetik alan ve kayıplar oluşturur. Bu hesap der ki; rotor yüzeyi doğrusal ve düzdür. Aynı zamanda iletkenlik ve geçirgenlik olarak tanımlanabilir. Bu tartışmada iki yüzey harmoniklerini inceledik(pozitif-negatif). Pratikte “kemer” ve “zigzak” harmoniklerini ihtiva eden 4(ya da daha fazla) harmonikler taşımak gerekli olabilir.

Son akım; hava boşluğunda, her bir alan harmonisi için manyetik alan oluşturur. Ve bunların her biri elektrik akımı meydana getirir Manyetize eden tepkiler (iki harmonik düzen için), gerçekten zikzak sızıntı için 2 bileşendir.

$$X_{zp} = X_m \frac{k_p^2}{N_p^2 k_1^2} \quad (IV.158)$$

$$X_{zn} = X_m \frac{k_n^2}{N_n^2 k_1^2} \quad (IV.159)$$

N_p - N_n : negatif ve pozitif yönlü armonik nizami kayıp armonisi için bu düzenler 7 ve 5 tir.

Zikzak için

$$N_p = \frac{N_s + p}{p} \quad (IV.160)$$

$$N_n = \frac{N_s - p}{p} \quad (IV.161)$$

Şimdi, her bir harmonik düzen için rotorun yüzeyinde akım olacaktır. Ve IV.67 yi takiben uygun rotor element akımı şöyle olur;

$$\underline{I}_{2p} = \frac{\pi}{3} \frac{R}{N_a k_p} \underline{K}_p \quad (IV.162)$$

$$\underline{I}_{2n} = \frac{\pi}{3} \frac{R}{N_a k_n} \underline{K}_n \quad (IV.163)$$

Bu akımlar; elektrik alanı oluşturan hava boşluğunun içindeki manyetik alanı karşılar:

$$\underline{E}_p = s_p \omega R \underline{B}_p \quad (IV.164)$$

$$\underline{E}_n = s_n \omega R \underline{B}_n \quad (IV.165)$$

Harmonik düzenler için kombinasyon şöyle olur:

$$s_p = 1 - N_p(1 - s) \quad (\text{IV.166})$$

$$s_n = 1 + N_p(1 - s) \quad (\text{IV.167})$$

Ve sonra yüzey akımı(rotor yüzeyinden akan)

$$\underline{K}_p = \frac{\underline{E}_p}{Z_{sp}} \quad (\text{IV.168})$$

$$\underline{K}_n = \frac{\underline{E}_n}{Z_{sn}} \quad (\text{IV.169})$$

Z_{sp} ve Z_{sn} yüzey özdirenci artı ve eksi armonik frekanslardır. Çizgisel yüzeyi kabul edersek, yaklaşık olarak

$$Z_s = \frac{1 + j}{\sigma \delta} \quad (\text{IV.170})$$

δ maddesel tepki ve kabuk derinliğidir.

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega_s \mu_\sigma}} \quad (\text{IV.171})$$

ω_s Verilen rotor yüzeyi armonisinin frekansıdır. Yaklaşık μ değerini kullanmanın, yüzey mantığının doğrusal olmayan hesaplanmasını farz ettiğimiz gibi bir varsayımda bulabiliriz. Fakat bu deneysel konfigürasyon gerektirir. Her bir harmonik manyetik akımları statorda gerilim indükler ki o da. [32]

$$V_p = \frac{2N_a k_p l R \omega}{N_p p} \underline{B}_p \quad (\text{IV.172})$$

$$V_n = \frac{2N_a k_n l R \omega}{N_n p} \underline{B}_n \quad (\text{IV.173})$$

Sonra en uygun devir özdirenci (rotorun).

$$Z_{2p} = \frac{V_p}{I_p} = \frac{3}{2} \frac{4}{\pi} \frac{N_a^2 k_p^2 l}{N_p R} \frac{Z_{sp}}{s_p} \quad (\text{IV.174})$$

$$Z_{2n} = \frac{V_n}{I_p} = \frac{3}{2} \frac{4}{\pi} \frac{N_a^2 k_n^2 l}{N_n R} \frac{Z_{sn}}{s_n} \quad (\text{IV.175})$$

Uygun rotor devir elementleri;

$$R_{2p} = \frac{3}{2} \frac{4}{\pi} \frac{N_a^2 k_p^2 l}{N_p R} \frac{1}{\sigma \delta_p} \quad (\text{IV.176})$$

$$R_{2n} = \frac{3}{2} \frac{4}{\pi} \frac{N_a^2 k_n^2 l}{N_n R} \frac{1}{\sigma \delta_n} \quad (\text{IV.177})$$

$$X_{2p} = \frac{1}{2} R_{2p} \quad (\text{IV.178})$$

$$X_{2n} = \frac{1}{2} R_{2n} \quad (\text{IV.179})$$

IV.5.3 Kaçak akı Kayıpları

Bu çalışmada şuana kadar, tork ürünlerinin ana elementlerini ve dolayısı ile makine performansının ana elementlerini gördük. İndüksiyon makinelerinde ki kayıpların sebepleri üzerinde durduk. Ve böylece asenkron motorlarının nasıl çalıştığını gördük. Fakat daha başka kayıplarda vardır ve bunları hesap etmek daha zordur. Burada hesap edilecekler aşağıdadır.

- 1-) Rotor kanatlarındaki yüklemesiz kayıplar
- 2-) Rotor kanatlarındaki yükleme kayıpları
- 3-) Rotor gövdesindeki yüklemesiz kayıplar

Diğer hesap ettiğimiz kayıplardan farklı olduklarını görebilirsiniz. Rotordaki Sürtünme gibi gözükürler ve böylece güçlerini makinenin mekanik dış gücünden alırlar. Bunların 1 ve 3. sü birbirlerine çok yakındır ve onları öncelikle ele alıyoruz. Stator yiv açılışı; manyetik akı yoğunluğunu modüle eder. Yiv açma açısını şöyle hesap edebiliriz.

$$\theta_D = \frac{2\pi\omega_d N_s}{2\pi r} = \frac{\omega_d N_s}{r} \quad (\text{IV.180})$$

Manyetik alan dalgalanma genişliği şu olur.

$$B_H = B_{rl} \frac{2}{\pi} \sin \frac{\theta_D}{2} \quad (\text{IV.181})$$

Aslında bu akış dalgalanması, iki gezme dalgası şeklindedir. Biri ileri gider, biri geri (w/ns hızındaki statoru korumak için).Kayma düzenlemesi nispeten küçük olduğundan her iki değişimde rotorda gözüken frekansla hemen hemen aynıdır. Ve onları beraber kümelenmemiz gereklidir.

$$\omega_H = \omega \frac{N_s}{p} \quad (IV.182)$$

Metal rotorlar için olaylar hemen hemen aynıdır. Manyetik alan aksenal elektrik alanı oluşturur.

$$\underline{E}_z = R \frac{\omega}{p} B_H \quad (IV.183)$$

Ve şimdi sırayla yüzey akımı görelim.

$$\underline{K}_z = \frac{\underline{E}_z}{\underline{Z}_s} \quad (IV.184)$$

Yüzey akımının miktarı önemlidir.

$$|\underline{Z}_s| = \sqrt{1 + .5^2} R_s \approx 1.118 R_s \quad (IV.185)$$

Rotor direncini kullanabiliriz.

$$\delta = \sqrt{\frac{2B_o}{\omega_H \sigma |\underline{K}_z|}} \quad (IV.186)$$

Çizgisel olmayan yüzey geçirgenliği derinliği şudur;

$$P_{rs} = 2\pi R l \frac{|\underline{K}_z|^2}{\sigma \delta} \quad (IV.187)$$

Ve uygun direnç şudur;

$$R_{rs} = \frac{3|V_a|^2}{P_{rs}} \quad (IV.188)$$

Sonuç olarak: statordaki zikzak düzenli akım harmonileri rotor dişlilerinde manyetik kayıplara sebep olan hava boşluklarında manyetik alan oluşturur. Manyetik akışkanlık (hava boşluğundaki) nth armonisindeki uygun devir voltajına ayarlanabilir.[33]

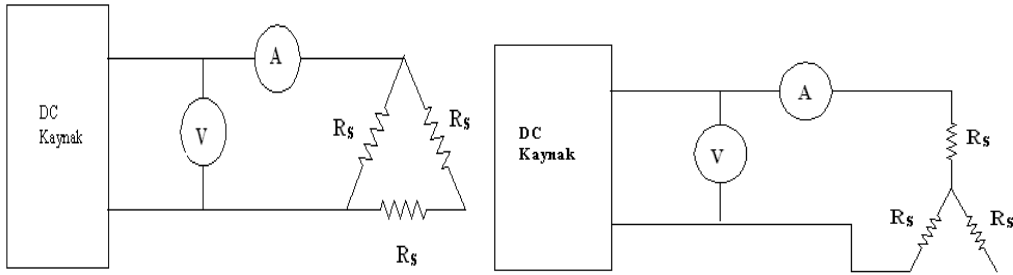
$$B_n = \frac{npv_n}{2lRN_a k_n \omega} \quad (IV.189)$$

BÖLÜM V

ASENKRON MOTOR PARAMETRELERİNİN HESAPLANMASI İÇİN GEREKLİ DENEYLER

V.1. DC DENEY

DeneySEL çalışmayı yapmadan önce asenkron motor tam yükünde anma sıcaklığına ulaşınca kadar çalıştırılır. Böylece stator direncinin ölçümü sırasında sıcaklıktan dolayı oluşacak hata minimuma indirilir. Daha sonra, motorun stator uçlarının üçgen veya yıldız bağlı durumunu göz önünde bulundurularak sargı uçlarından herhangi ikisine ayarlı DC kaynaktan gerilim uygulanır. Gerilim değeri sıfırdan başlayarak artırılır, stator sargılarından geçen akım motorun tam yük akımı değerine ulaşınca, uygulanan gerilim ve şebekeden çekilen akım kaydedilir. Daha sonra motor sargılarının bağlantı durumuna göre stator sargısının bir faz direnç değeri bulunur. Bulunan DC direnç değeri 1,11 katsayısı ile çarpılarak AC direnç değeri bulunmuş olur. Asenkron motorun DC deneyi için gerekli bağlantı şekli aşağıda verilmiştir.



Şekil V.1 Asenkron motorun DC deneyi a) Üçgen bağlı durum b) Yıldız bağlı durum

Deneyden ölçülen akım I_{de} ve gerilim V_{de} ise üçgen ve yıldız bağlı duruma göre bir faz stator sargı direnci;

Üçgen bağlantı için DC faz direnci;

$$R_T = \frac{V_{dc}}{I_{dc}} = R_{dc} + \frac{(R_{s_{dc}})(2R_{s_{dc}})}{R_{s_{dc}} \oplus 2R_{s_{dc}}} = 2/3 R_{s_{dc}}$$

$$R_{s_{dc}} = 3/2 R_T$$

Burada :

R_T = Dc deneyden ölçülen toplam DC direnç

V_{dc} = Sargılara uygulanan DC gerilim

I_{dc} = Kaynaktan çekilen DC akım

$R_{s_{dc}}$ = Motorun bir faz direnci

Yıldız bağlantı için DC faz direnci

$$R_T = \frac{V_{dc}}{I_{dc}} = R_{s_{dc}} + R_{s_{dc}} = 2R_{s_{dc}}$$

$$R_{s_{dc}} = \frac{R_T}{2}$$

Bu hesaplamalardan sonra, asenkron motorun bir faz stator direncinin AC değeri

$R_s = 1.11 R_{s_{dc}}$ olarak bulunur.[6-12]

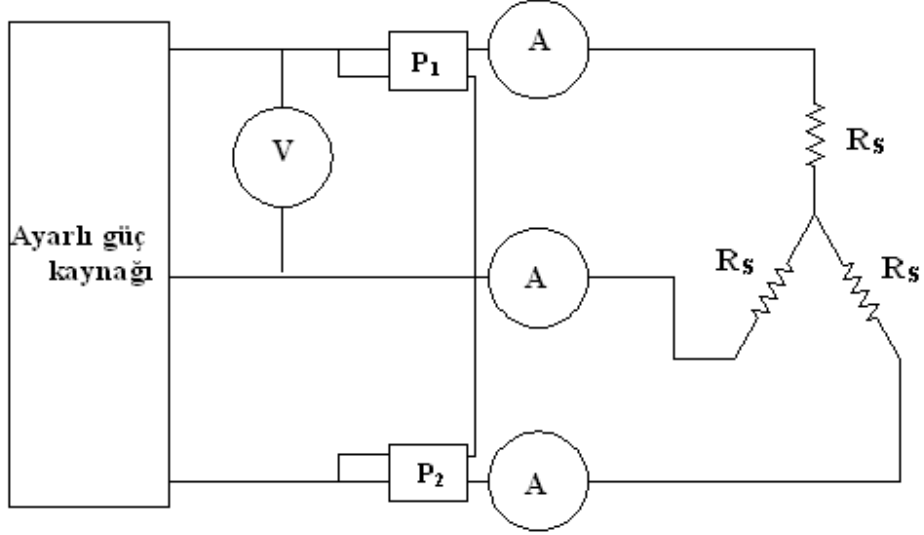
V.2.

BOŞTA (YÜKSÜZ) ÇALIŞMA DENEYİ:

Bu deneyde asenkron motor anma gerilim değeriyle yüksüz olarsak çalıştırılır. Motorun bağlantısı üçgen veya yıldız olabilir. Motor boşta çalışırken, şebekeden çekilen üç faz akımı, faz gerilimi ve şebekeden çekilen toplam güç iki wattmetre metodu ile ölçülür şekil V.2 de boş çalışma deneyine ilişkin bağlantı şeması verilmiştir.

Motorun şebekeden çektiği üç faz akımlarının ortalaması alınarak bir faz akım değeri bulunur:

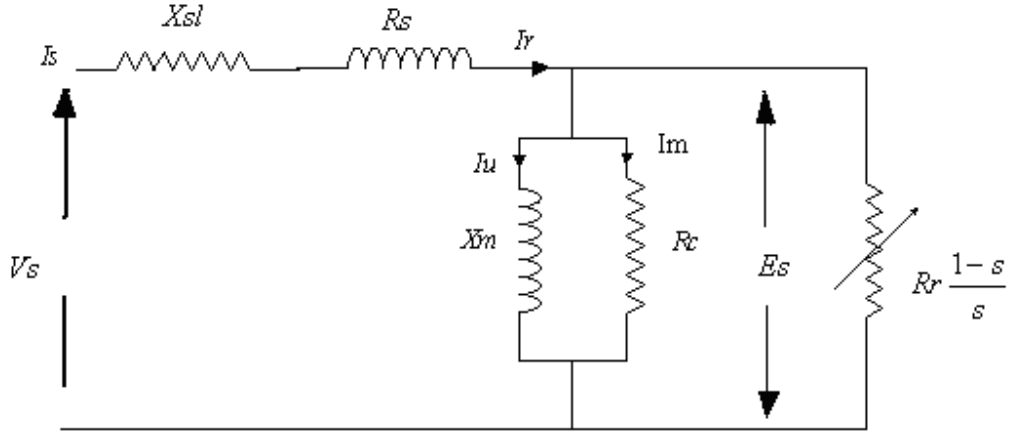
$$I_{nf} = \frac{I1 + I2 + I3}{3} \quad (V.1)$$



Şekil V.2 Asenkron motorun boş çalışma deneyi bağlantı şeması

Asenkron motor boşta çalışırken rotor hızı senkron hıza çok yakın olduğundan motorun kayması çok küçük olup sifıra yakındır. Kaymanın çok küçük olması nedeniyle $R'_r(1-s)/s$ değerine eşittir. $(R'_r + jX'_r)$ değeri ise rotor empedansına fazla etki etmediğinden şekil V.3 de görüldüğü gibi ihmal edilir. Boş çalışmada rotor devresinden geçen akım $R'_r(1-s)/s$ değerinin çok büyük olması nedeniyle oldukça küçüktür. Dolayısıyla boştaki motor bakır kayıpları ihmal edilir. Stator bakır kayıpları ise (V.2) ifadesi ile bulunur. [1-8,16,17]

$$P_{scl} = 3I_{nf}^2 R_s \quad (V.2)$$



Şekil V.3 Rotor direnç ve reaktansı ihmal edilmiş asenkron motorun eşdeğer devresi

Şebekeden çekilen toplam güç ise stator bakır kayıpları, demir kayıpları, ve mekanik (sürtünme rüzgar) kayıplarıdır. Boştaki giriş gücünden stator bakır kayıpları çıkarılırsa toplam mekanik ve demir kayıpları bulunur.

$$P_{fwe} = P_{in} - P_{scl} \quad (V.3)$$

Asenkron motorun bir faz boş çalışma direnci, toplam giriş gücünün boş çalışma akımının karesi ve 3 e bölümü ile bulunur.

$$R_{nf} = \frac{P_{in}}{3I_{nl}^2} \quad (V.4)$$

Asenkron motorun bir faz boş çalışma empedansı ise boş çalışma faz geriliminin boş çalışma faz akımına ve $\sqrt{3}$ değerine bölümü ile bulunur.

$$Z_{nl} = \frac{V_{nl}}{\sqrt{3}I_{nl}} = R_{nl} + j(X_{sl} + X_m) \quad (V.5)$$

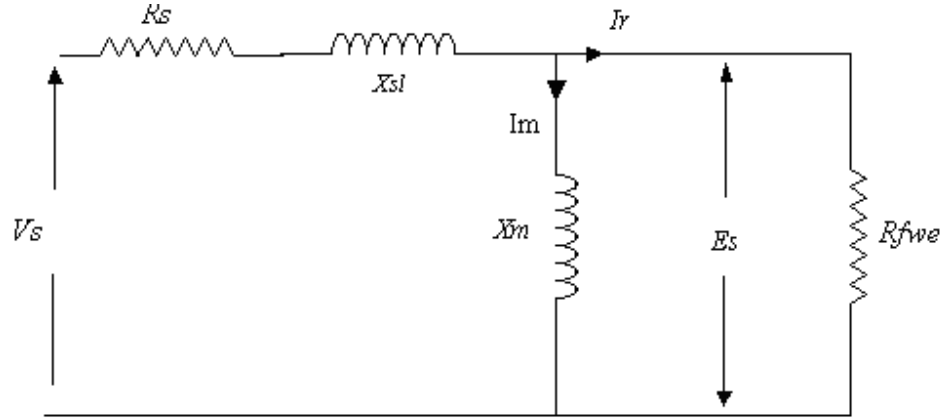
Boş çalışma kaçak reaktansı ise boş çalışma empedansından boş çalışma direncinin vektörel olarak çıkarılması ile bulunur.

$$X_{nl} = \sqrt{Z_{nl}^2 - R_{nl}^2} = X_{sl} + X_m \quad (V.6)$$

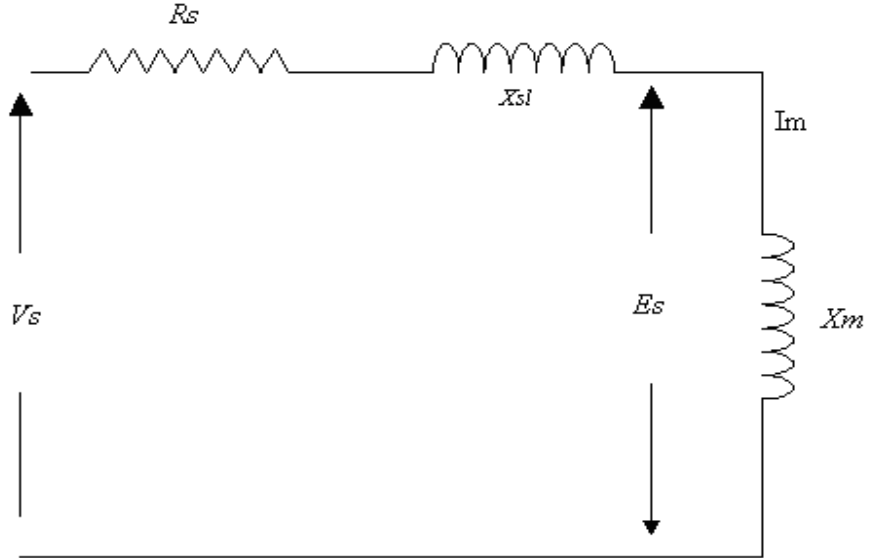
Asenkron motorun stator-rotor arasındaki hava boşluğu büyük olduğundan, motor boşta yüksek akım çeker. Dolayısıyla X_m değeri kendisine paralel olan R_{fwe} değerinden çok ($R_{fwe} \gg X_m$) küçüktür. Bundan dolayı asenkron motorun boştaki güç faktörü yaklaşık olarak 0,1 değerinde olup boşta çekilen akım stator sargılarında indüklenen gerilimden yaklaşık 90°

geridedir. Buna göre boş çalışmadan elde edilen empedans yaklaşık olarak boş çalışma reaktansına eşittir. ($X_{nl} \approx Z_{nl}$). Eğer X_{sl} değeri bulunursa X_m , eşitlik (V.6) dan hesaplanır.

Şekil V.2 den, mekanik kayıpları temsil eden $R'_r(1-s)/s$ direnç değeri ve demir kayıplarını temsil eden R_c değerleri birbirlerine paralel duruma gelirler. Paralel durumdaki dirençlerin eşdeğeri R_{fwe} olarak şekil V.3 de gösterilmiştir.



Şekil V.4 Rotor direnci ve reaktansı ihmal edilmiş, mekanik kayıplar birleştirilmiş asenkron motorun eşdeğer devresi



Şekil V.5 Rotor direnci ve reaktansı ile mekanik kayıpları ihmal edilmiş asenkron motorun eşdeğer devresi

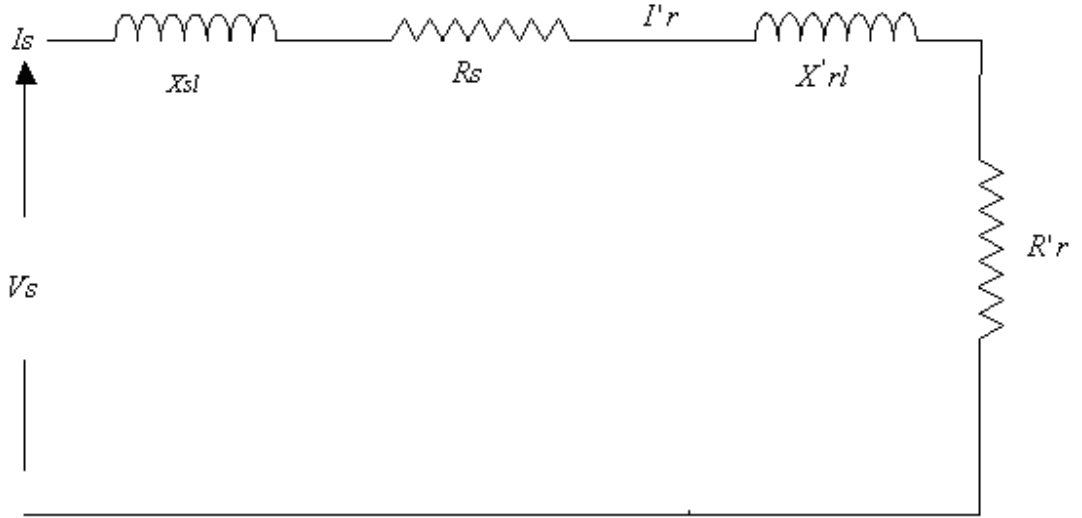
$R_{fwe} \gg X_m$ olduğundan R_{fwe} ihmal edilir ise asenkron motorun bir faz eşdeğer devresi şekil V.4 deki duruma gelir. Görüldüğü gibi boşa çalışan bir asenkron motorun bir faz eşdeğer devresi; stator direnci, stator kaçak reaktansı ve uyartım devresi reaktansı ile ifade edilebilmektedir. Buradaki stator direnci R_s değeri boş çalışma direnci R_m değerine eşittir.[24,25]

V.3 KİLİTLİ ROTOR DENEYİ

Asenkron motor sargıları anma sıcaklığına eriştikten sonra şekil V.1 deki deney bağlantısı gerçekleştirilir. Motorun rotoru özel bir mekanizma ile sabitleştirilerek dönmemesi sağlanır. Daha sonra ayarlı alternatif güç kaynağından uygulanan gerilim yavaş yavaş arttırılır. Stator dan geçen akım dikkatlice ampermetreden okunarak, akım değeri anma değerine ulaşınca ölçü aletlerinden gerilim akım ve güç değerleri okunarak kaydedilir.

Bu deney esnasında dikkat edilecek en önemli hususlardan bir tanesi, motora başlangıçta sıfır gerilim uygulayarak başlamaktır. Rotor kilitli durumda olduğundan, başlangıçta uygulanacak yüksek gerilim stator sargılarından çok yüksek miktarda akım geçmesine sebep olur. Ayrıca etkin rotor direnci ve C sınıfı rotorlarda frekansa direkt bağlı olup, rotorun kilitsiz çalışması durumunda senkron hız yakın değerlerde, rotor frekansı kaymanın çok küçük olması nedeniyle 1Hz ile 3Hz arasında değişir. Diğer taraftan rotor kalkınmaya başlarken kayma $S=1$ olduğundan rotor frekansı stator frekansına eşit olup, etkin rotor direnci çok küçüktür. Asenkron motorun rotor etkin direncinin frekansa bağlı olarak değiştiği göz önünde bulundurularak, deneyi normal frekansından daha düşük frekansta gerçekleştirmek gerekir. Bunun için öngörülen frekans değeri normal frekans değerinin %25 i veya daha az bir değerdir. Bu durum rotor direnci sabit olan A ve B sınıfı motorlar içinde geçerlidir. Ancak rotor direnci değişken olan motorlar için uygun olmayıp bazı problemler oluşturabilir. Bundan dolayı düşük frekans değerinde yapılan kilitli rotor değerinde hassas ölçüm gerekir. Kilitli rotor deneyinde hesaplanan reaktans değerleri f_s/f_{test} oranıyla çarpılarak normal çalışma frekans değerindeki reaktanslar bulunur.

Motorun bir faz sargısından geçen akım değeri, her üç fazdan okunan akım değerlerinin eşitlik 1 deki gibi ortalaması alınarak bulunur. Kilitli rotor deneyinde, motor bir trafo gibi çalıştığından, kayma $s=1$ olup, stator ve rotorda endüklenen gerilimlerin frekansları birbirlerine eşittirler. Kaymanın $s=1$ olması nedeniyle motorun bir faz eşdeğer devresindeki $R'_r ((1-s)/s)$ değeri sıfır olur. Buna bağlı olarak da mekanik kayıpları sıfır olur. Dolayısıyla, rotor devresinin empedansı sadece $R'_r + X'_{rl}$ değerine eşit olur. Asenkron motorun uyartım devre empedansı $R_c // X_m$ ile rotor devre empedansı karşılaştırıldığında $R_c // X_m \gg R'_r + X'_{rl}$ olur buna göre rotor devresinden geçen akım $I'_r \gg I_u$ olur. Bundan dolayı uyartım devresini ihmal etmekle çok büyük bir hata yapılmış olunmaz. Geriye sadece stator ve rotor devresi empedansları kalır. Bu neticeye göre kilitli rotor deneyi için asenkron motor bir faz eşdeğer devresi şekil V.6 deki duruma gelir.



Şekil V.6 Asenkron motorun kilitli rotor deneyi bir faz eşdeğer devresi

Kilitli rotor deneyinde I_s akımı I'_r akımına eşittir. Kaynaktan çekilen aktif güç ise motorun stator ve rotor bakır kayıpları ile nüve kayıplarının toplamına eşittir. Herhangi bir dönme hareketi olmadığından, kilitli rotor deneyinde mekanik veya döner kayıplar sıfırdır.

Uyarım devresi az bir hata ile ihmal edildiğinden, kaynaktan çekilen aktif gücü sadece stator ve rotor bakır kayıplarına eşitlemek mümkündür. Buna göre eşitlik V.7 yazılabilir.

$$P_{lr} = P_{scl} + P_{rcl} \quad (\text{V.7})$$

Burada:

P_{lr} = Toplam kilitli rotor kayıpları

P_{scl} = Toplam stator bakır kayıpları

P_{rcl} = Toplam rotor bakır kayıpları

Bu ifade şekil V.6'ya göre yeniden yazılırsa

$$P_{lr} = I_s^2 R_{lr} = I_s^2 (R_s + R_r) \quad (\text{V.8})$$

Bir faz kilitli rotor eşdeğer direnci R_{kr} stator ve rotor faz dirençlerinin toplamına eşittir.

$$R_{lr} = \frac{P_{lr}}{3I_s^2} \quad (\text{V.9})$$

$$R_r = R_{lr} - R_s$$

Stator direnci DC deneyden bulunduğundan, rotor direnci eşitlik V.9'den bulunur.

Burada:

R_{lr} = Kilitli rotor direnci

R_s = stator faz direnci

R_r = Rotor faz direnci

Kilitli rotor empedansı ise kilitli rotor faz geriliminin faz akımına bölümüyle bulunur.

$$\left. \begin{aligned} Z_{lr} &= \frac{V_{lr}}{I_{lr}} = \frac{V_s}{I_s} \\ Z_{lr} &= R_{lr} + jX_{lr} \end{aligned} \right\} \quad (\text{V.10})$$

Burada:

Z_{lr} = Kilitli rotor empedansı

V_{lr} = Kilitli rotor faz gerilimi

I_{lr} = Kilitli rotor faz akımı

X_{lr} = Kilitli rotor faz reaktansı

Kilitli rotor güç katsayısı, $\cos\phi$ ve ϕ açısı eşitlik V.11 den bulunur.

$$\left. \begin{aligned} \cos \varphi &= \frac{P_{lr}}{\sqrt{3} I_{lr} V_{lr}} \\ \varphi &= \cos^{-1}(\cos \varphi) \end{aligned} \right\} \quad (\text{V.11})$$

Akım ve gerilim arasındaki φ açısı bulunduktan sonra kilitli rotor empedansını eşitlik 12 de olduğu gibi bileşenlerine ayırmak mümkündür.

$$\left. \begin{aligned} Z_{lr} &= R_{lr} + jX_{lr} \\ R_{lr} &= Z_{lr} \cos \varphi = R_s + R_r \\ X_{lr} &= Z_{lr} \sin \varphi = X_{sllr} + X_{rltr} \end{aligned} \right\} \quad (\text{V.12})$$

Burada:

X_{sllr} = Kilitli rotor, düşük gerilim ve frekanstaki stator kaçak reaktansı

X_{rltr} = Kilitli rotor, düşük gerilim ve frekanstaki rotor kaçak reaktansı

Kilitli rotor direnci eşitlik V.9 de bileşenlerine ayrılmıştı, kilitli rotor reaktansı ise şekil V.6 de görüldüğü gibi stator ve rotor kaçak reaktanslarının toplamına eşittir. Ancak, kilitli rotor reaktansı düşük frekansta hesaplandığı için, motorun gerçek çalışma frekansındaki reaktans değeri eşitlik V.13 ile hesaplanır.

$$X'_{lr} = \frac{f_s}{f_{test}} X_{lr} \quad (\text{V.13})$$

Burada:

f_s = Motorun anma frekansı

f_{test} = Motorun kilitli rotor deneyinin yapıldığı frekans değeri

X'_{rl} = Motorun anma frekansındaki reaktansı

Bulunan bu X'_{rl} reaktans değerinden sonra stator ve rotor devrelerinin kaçak reaktanslarını hesaplamak için tablo V.1 kullanılır.

Bu tabloda motorun yapıldığı sınıf, akım, tork ve kaymanın aldığı değerlere göre kilitli rotor kaçak reaktansının stator ve rotor arasındaki dağılım görülmektedir. Sincap kafesli asenkron motor için stator ve rotor kaçak reaktanslarını ayırıştırmanın başka bir yolu mümkün değildir. Rotoru sargılı asenkron motorda ise bu dağılım kilitli rotor reaktansının %50 oranında paylaşılması şeklindedir. Bu dağılımdan sonra stator kaçak reaktansı X_{s1}

bulduğuna göre eşitlik V.6 kullanılarak uyartım devresinin reaktansı X_m bulunur.[5,9,12,15,18,20]

Tablo V.1. Asenkron motor kaçak reaktansının stator ve rotor arasındaki dağılımı

Motor sınıfı	Tanımlama	X_{sl}	X_{rl}
A	Normal başlatma ve tork akımı	$0,5X'_{lr}$	$0,5X'_{lr}$
B	Normal başlatma torku, Düşük başlatma akımı	$0,4X'_{lr}$	$0,6X'_{lr}$
C	Yüksek başlatma torku, düşük başlatma akımı	$0,3X'_{lr}$	$0,7X'_{lr}$
D	Yüksek başlatma torku, yüksek kayma	$0,5X'_{lr}$	$0,5X'_{lr}$
Rotoru sargılı		$0,5X'_{lr}$	$0,5X'_{lr}$

BÖLÜM VI

ASENKRON MOTORLARIN EŞDEĞER DEVRELERİ

VI.1. STANDART ASENKRON MOTORUN EŞDEĞER DEVRESİNİN OLUŞTURULMASI

Eşdeğer devreyi oluşturmak için gerekli olan veriler yapılan deneyler sonucu çıkarılmış ve eşdeğer devre parametreleri çıkartılarak her iki motor için eşdeğer devreleri çizilmiştir. Biz öncelikle standart bir asenkron motorun eşdeğer devresini inceleyelim.[bkz. Bölüm V]

Tablo VI.1 Motorun etiket değerleri:

	Gerilim	Frekans	Akım	Güç	cosφ	devir
üçgen	220V	50Hz	4,4A	1,1KW	0,83	2800dv/dk
yıldız	380V	50Hz	2,55A	1,1KW	0,83	2800dv/dk

Tablo VI.2 Standart motor için yapılan deney verileri:

Boş çalışma deneyi	Kısa devre deneyi
$P_0=180W$	$P_K=270W$
$I_{10}=1,4A$	$I_{1k}=73,6V$
$U_{1k}=380V$	$U_{1k}=73,6V$

Motorun ölçülen sargı direnci. $R_1=13,04\Omega$

Aşağıdaki hesaplamalar V. Bölümde irdelenen formüllere göre hesaplanmıştır.

$$\cos\varphi_0 = \frac{P_0}{\sqrt{3} \times U_{10} \times I_{10}} = \frac{180}{\sqrt{3} \times 1,4 \times 380} = 0,195$$

$$I_{1fe} = I_{10} \times \cos\varphi_0 = 1,4 \times 0,195 = 0,273 A$$

$$R_{fe} = \frac{U_{10} / \sqrt{3}}{I_{fe}} = \frac{220}{0,273} = 805,86 \Omega$$

$$I_{1h} = \sqrt{(I_{10}^2 - I_{1fe}^2)} = \sqrt{(1,4^2 - 0,273^2)} = 1,373 A$$

$$X_{1h} = \frac{U_{10} / \sqrt{3}}{I_{1h}} = \frac{220}{1,373} = 126,655 \Omega$$

$$R_{1k} = \frac{P_k}{3 \times I_{1k}^2} = \frac{270}{3 \times 2,55^2} = 13,84 \Omega$$

$$Z_{1k} = \frac{U_{1k} / \sqrt{3}}{I_{1k}} = \frac{42,54}{2,55} = 16,68 \Omega$$

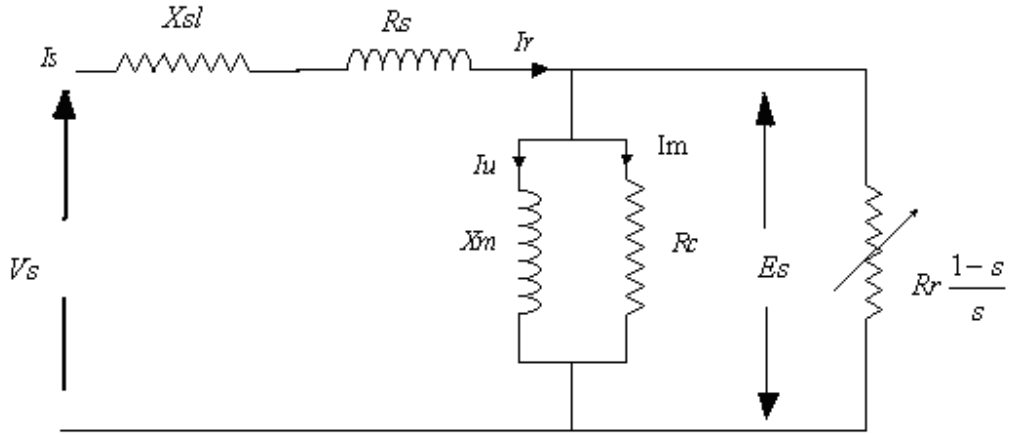
$$X_{1k} = \sqrt{Z_{1k}^2 - R_{1k}^2} = \sqrt{16,68^2 - 13,34^2} = 9,31 \Omega$$

$$X_{1\delta} = X_{2\delta}' = \frac{X_{1k}}{2} = \frac{9,31}{2} = 4,655 \Omega$$

$$R_2' = R_{1k} - R_1 = 13,8 - 13,04 = 0,8 \Omega$$

$$S = \frac{n_s - n_r}{n_s} = \frac{3000 - 2800}{3000} = 0,06$$

$$R_2' \left(\frac{1-S}{S} \right) = 0,8 \left(\frac{1-0,06}{0,06} \right) = 12,5 \Omega$$



Şekil VI.1 Standart asenkron motorun eşdeğer devre şeması

VI.2. YÜKSEK VERİMLİ ASENKRON MOTORUN EŞDEĞER DEVRESİNİN OLUŞTURULMASI

Tablo VI.3 Yüksek verimli Motor etiket değerleri

	Gerilim	Frekans	Akım	Güç	Cosφ	Devir
üçgen	220/240V	50Hz	4,04/4,01A	1,1KW	0,82	2900dv/dk
yıldız	380/415V	50Hz	2,34/2,32A	1,1KW	0,82	2900dv/dk

Tablo VI.4 Yüksek verimli asenkron motor için yapılan deney verileri

Boş çalışma deneyi	Kısa devre deneyi
$P_0=150W$	$P_{1K}=176,25W$
$U_{10}=380V$	$U_{1K}=58,55V$
$I_{10}=1,14A$	$I_{1K}=2,34A$

Motor sargı direnci $R_1=10,5\Omega$

$$\cos\varphi_0 = \frac{P_0}{\sqrt{3} \times U_{10} \times I_{10}} = \frac{150}{\sqrt{3} \times 380 \times 1,14} = 0,2$$

$$I_{1fe} = I_{10} \times \cos\varphi_0 = 1,14 \times 0,2 = 0,228$$

$$R_{fe} = \frac{U_{10} / \sqrt{3}}{I_{fe}} = \frac{220}{0,228} = 964,18 \Omega$$

$$I_{1h} = I_{10} \times \sin \varphi_0 = 1,14 \times 0,78 = 1,11 \text{ A}$$

$$X_{1h} = \frac{U_{10} / \sqrt{3}}{I_{1h}} = \frac{220}{1,11} = 196,96 \Omega$$

$$Z_{1k} = \frac{U_{1k} / \sqrt{3}}{I_{1k}} = \frac{58,55 / 1,73}{2,34} = 14,46 \Omega$$

$$R_{1k} = \frac{P_K}{3 \times I_N^2} = \frac{176,25}{3 \times (2,34)^2} = 10,73 \Omega$$

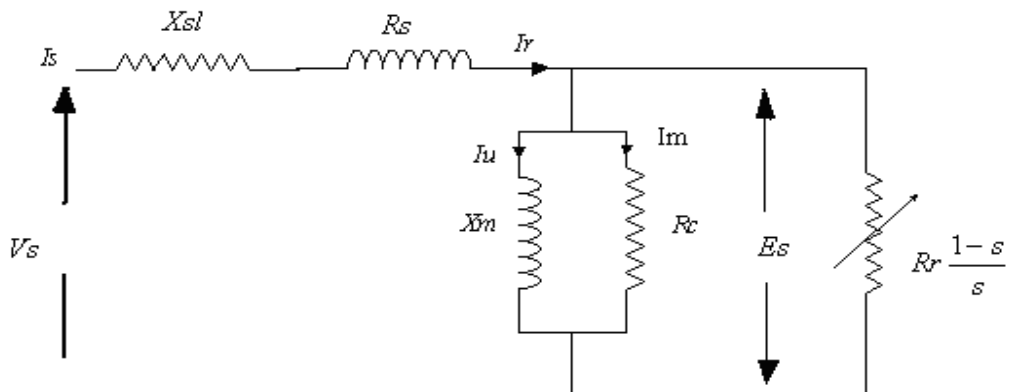
$$X_{1k} = \sqrt{(14,46)^2 - (10,73)^2} = 9,69 \Omega$$

$$X_{1\delta} = X'_{2\delta} = 4,84 \Omega$$

$$R'_2 = R_{1k} - R_1 = 10,73 - 10,5 = 0,23 \Omega$$

$$S = \frac{n_s - n_r}{n_s} = \frac{3000 - 2900}{3000} = 0,03$$

$$R'_2 \left(\frac{1-S}{S} \right) = 0,23 \left(\frac{1-0,03}{0,03} \right) = 7,43 \Omega$$



Şekil VI.2 Yüksek verimli asenkron motorun eşdeğer devre şeması

BÖLÜM VII

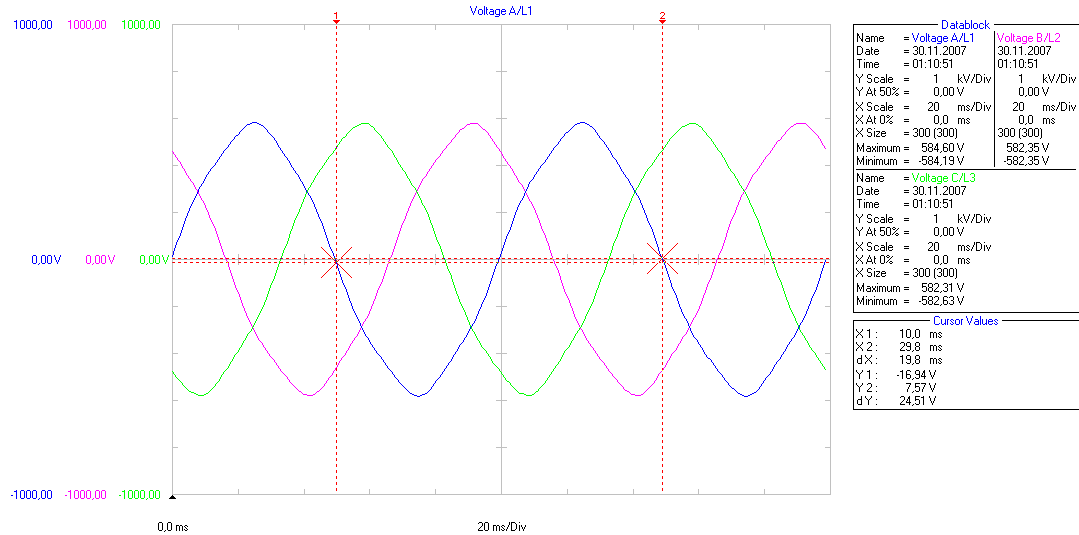
DENEYSEL ÇALIŞMA

VII.1 GİRİŞ

Gerçekleştirilen tez çalışmasında aynı güç ve karakteristik de iki adet asenkron motor kullanılmıştır. Bu motorlar aşağıda normal motor ve yüksek verimli motor olarak tanımlanmaktadır. Normal motor olarak tanımlanan motor Standard karakteristik deki asenkron motor; yüksek verimli motor ise yine uygulamada aynı isimle anılan eff2 sınıfı yüksek verimli motorlardır.

VII.2 STANDART MOTOR DENEY VERİLER

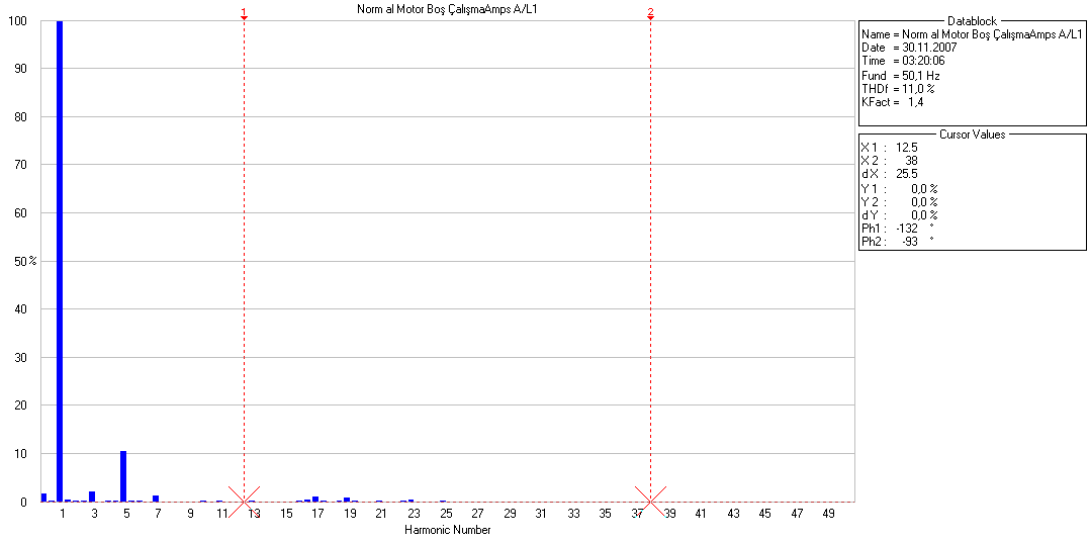
Gerçekleştirilen tez çalışmasındaki deneylerin tamam Fluke 434 Power Analyser ile yapılmıştır. Şekil VII.1’de motorlara uygulanan gerilimin dalga şekli görülmektedir.



Şekil VII.1 Motorlara uygulanan gerilim

VII.2.1 Boş Çalışma Deneyi

Standart asenkron motorun eşdeğer parametrelerinin çıkarılması ve genel karakteristiğinin tespiti için gerçekleştirilen boş çalışma deneyinde stator akımının harmonik değişimi şekil VII,2’de verilmiştir.

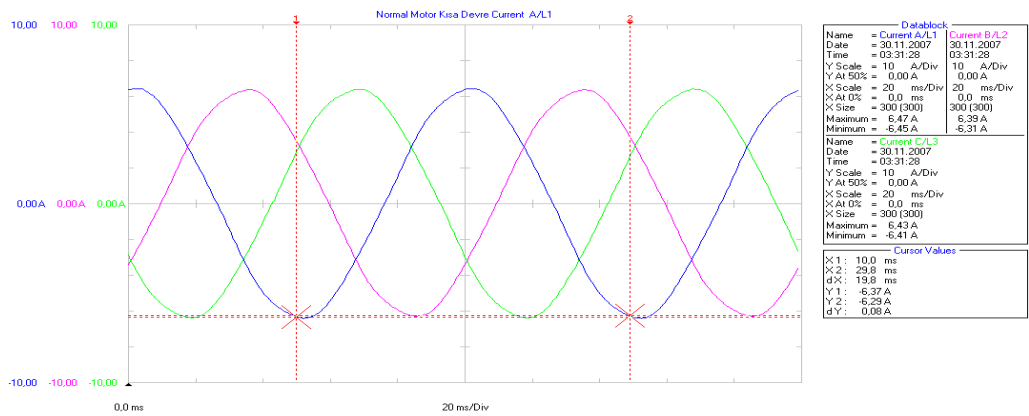


Şekil VII.2 Boş çalışma stator harmonikleri

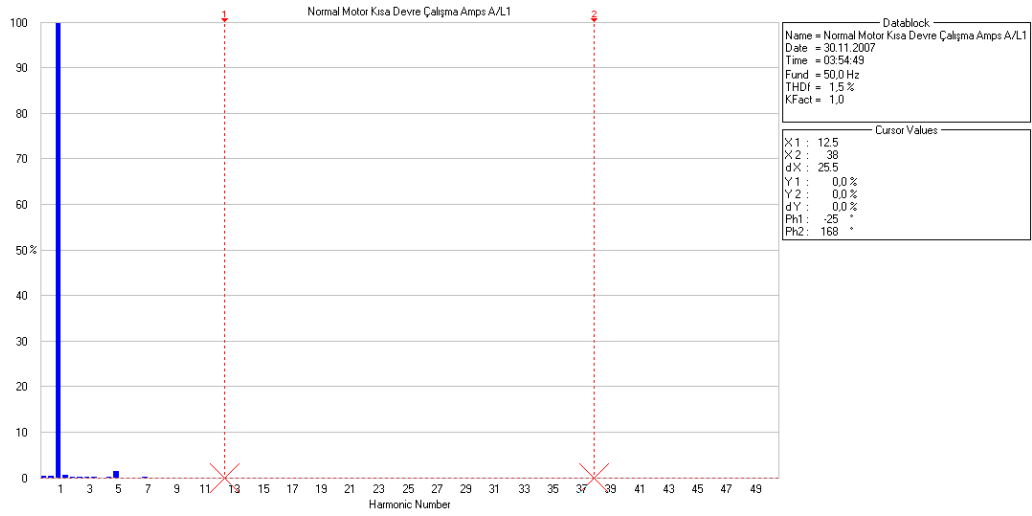
Şekil VII.2’den de görüldüğü gibi motorda 3,5,7, ve 17,19’uncu harmonikler baskındır.

VII.2.2 Standart Motor Kısa Devre deneyi

Asenkron motorun bakır kayıplarının bulunması için gerçekleştirilen kısa devre deneyinden elde edilen akım değişimi şekil VII.3’de ve bu akımın harmonik değişimi şekil VII.4’de verilmiştir.



Şekil VII.3 Kısa devre akım değişimi



Şekil VII.4 Kısa devre akım harmonikleri

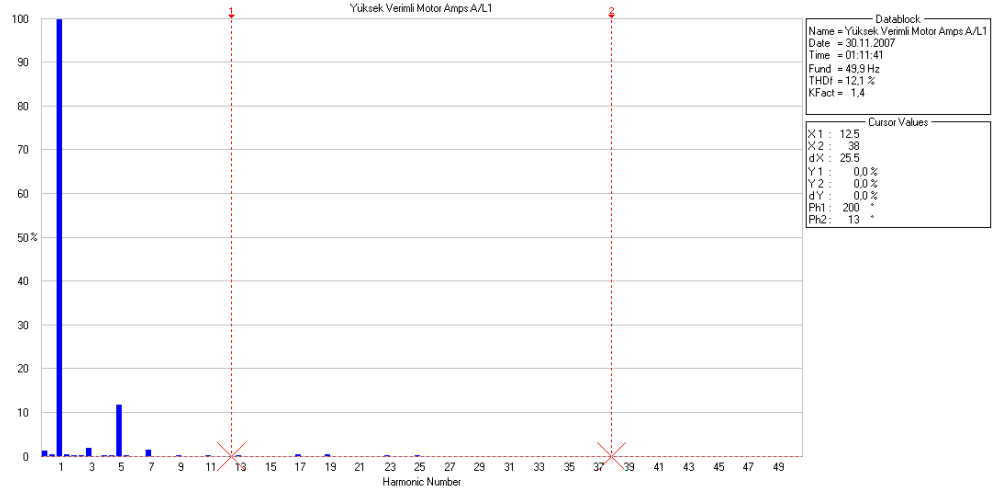
Şekil VII.4'deki harmonik değerlerinden de görüleceği gibi sistemde temel akım harmoniği (50 Hz)'in yanında 5. Harmonik vardır diğer harmonikler görünmemektedir.

VII.3 YÜKSEK VERİMLİ MOTOR DENEY VERİLERİ

Yüksek verimli motor için gerçekleştirilen deneylerde motora şekil VII.1'deki gerilim uygulanmıştır.

VII.3.1 Yüksek Verimli Motor Boş Çalışma Deneyi

Bilindiği gibi boş çalışma deneyleri elektrik makinelerinin demir kayıplarının bulunması için gerçekleştirilmektedir. Yüksek verimli motor için gerçekleştirilen boş çalışma deneyinde stator akım harmonik değişiminin genlikleri şekil VII.5'de verilmektedir.

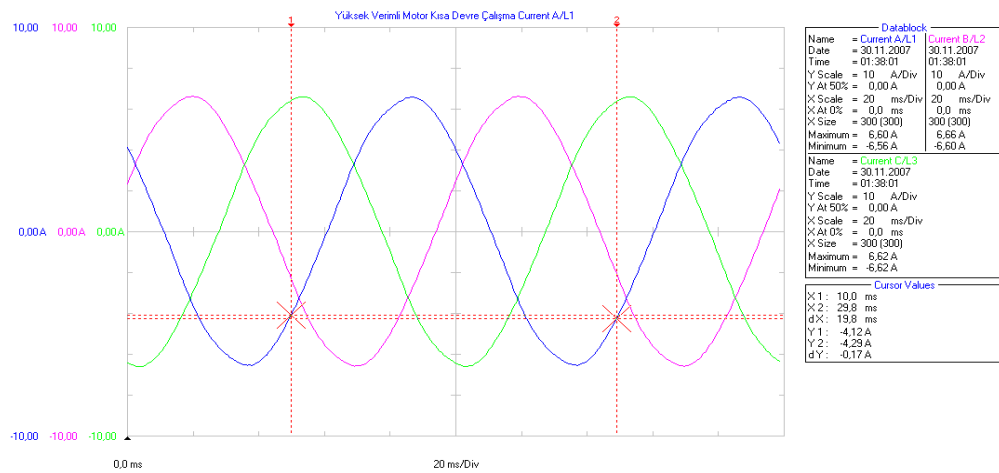


Şekil VII.5 Boş çalışma akım harmonikleri

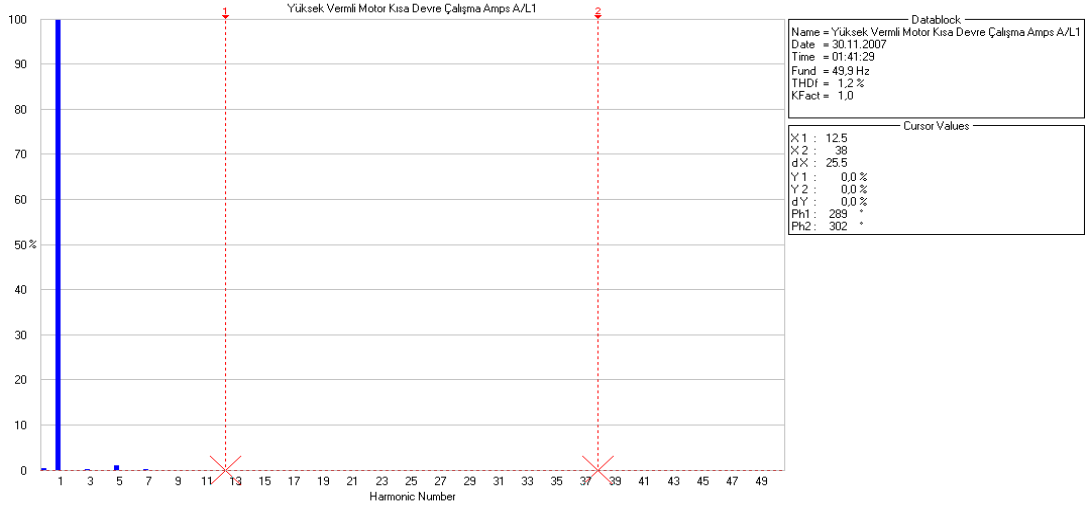
Yüksek verimli motorlarda motor yapısına bağlı olarak rotor ve stator boyları standart motorlara göre biraz daha uzun yapılmaktadır. Dolayısıyla motorda kullanılan SiFe (Silisli Sac) miktarı da standart motorlara göre fazla olabilmektedir.

VII.3.2 Yüksek Verimli Motor Kısa Devre deneyi

Çalışmada kullanılan yüksek verimli motorun gerçekleştirilen kısa devre deneyinde stator akımının değişimi şekil VII.6'da verilmiştir. Ayrıca şekil VII.7'de de kısa devre deneyinde elde edilen akımın harmonik değişimlerinin genlikleri görülmektedir.

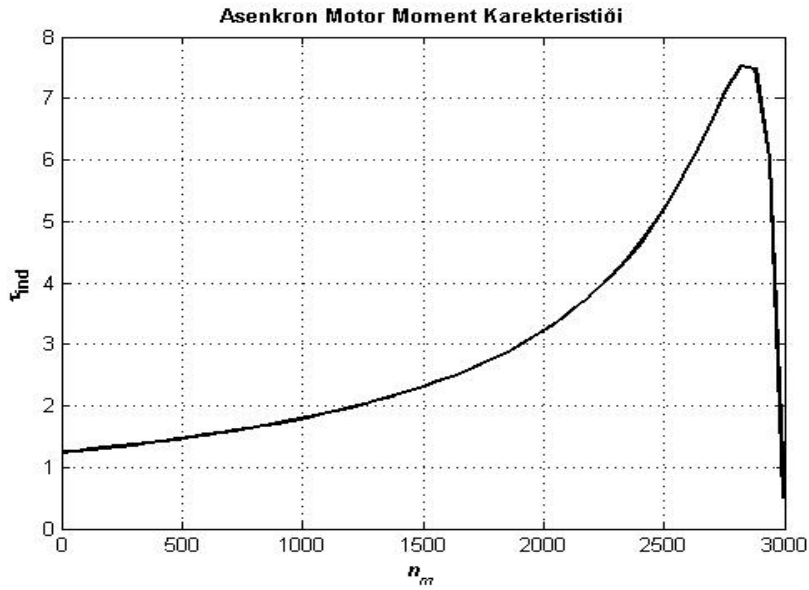


Şekil VII.6 Kısa devre akım değişimi

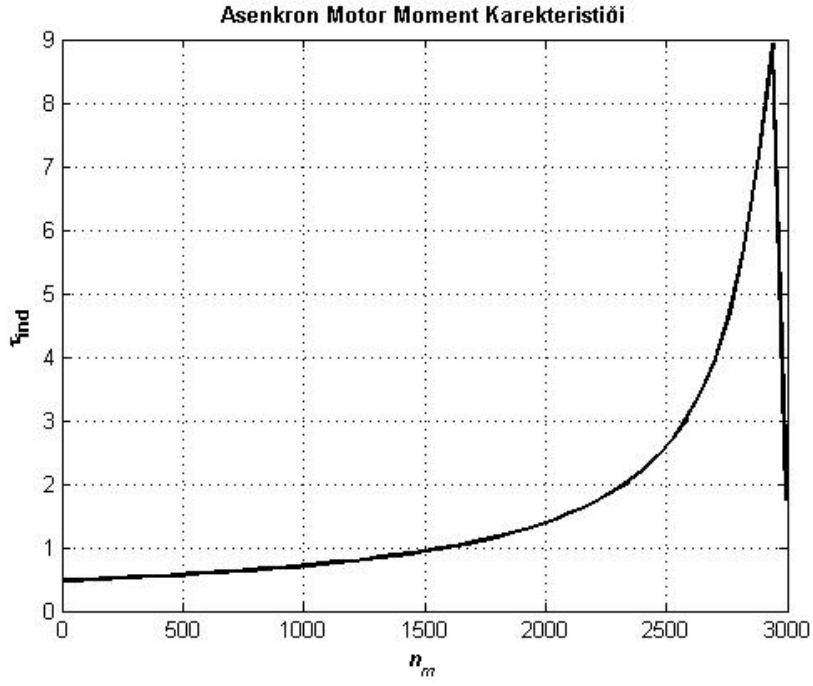


Şekil VII.7 Kısa devre deneyi stator akım harmoniklerinin genliği

Her iki motor içinde gerçekleştirilen deneylerde bölüm 5^{de} anlatılan eşdeğer parametrelerinin hesaplanması sonucu asenkron motorların moment ve verim karakteristikleri elde edilmiştir. Elde edilen grafikler Mat cad ve Matlab yazılımı kullanılarak önceki bölümlerde elde edilen matematiksel eşitliklerden yararlanılarak hesaplanmıştır. Kullanılan Mat cad ve Matlab kodları EK 1'de verilmiştir. Şekil 7.8'de standart motorun ve Şekil 7.9'da yüksek verimli motorun moment karakteristikleri görülmektedir.

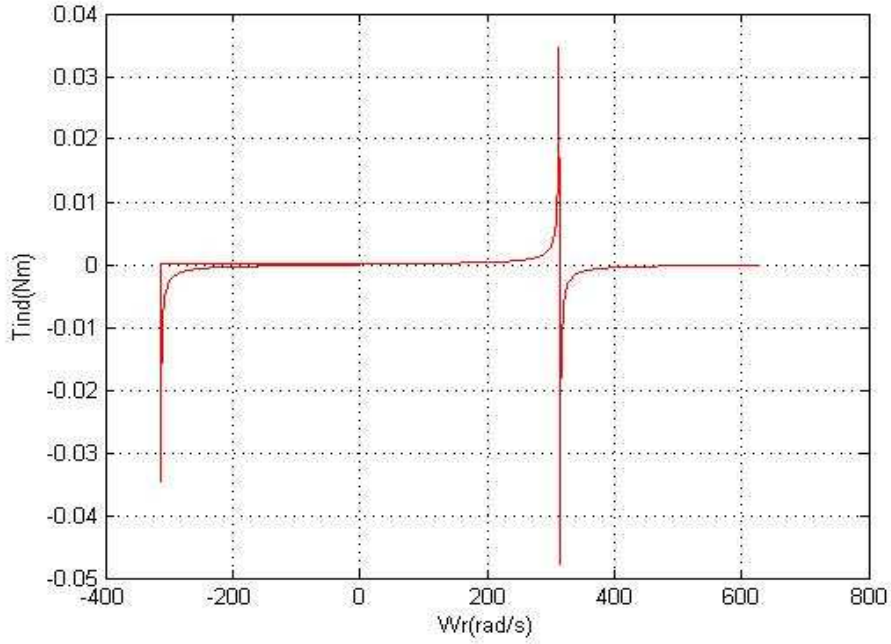


Şekil VII.8 Standart motor moment karakteristiği

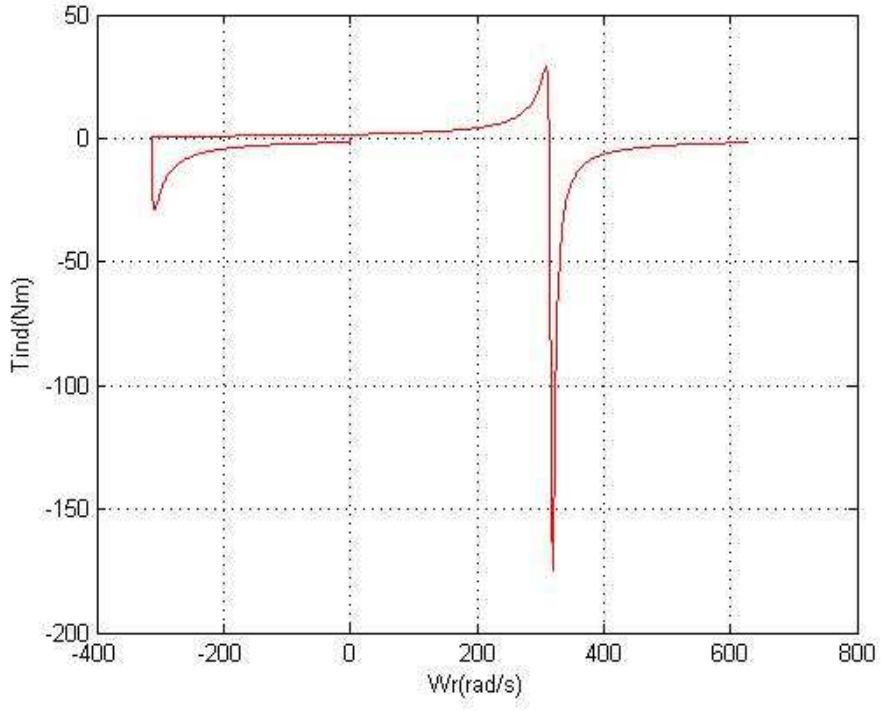


Şekil VII.9 Yüksek verimli motor moment karakteristiği

Ayrıca şekil VII.10’da standart motorun ve Şekil VII.11’da yüksek verimli motorun dört bölgesi moment karakteristikleri görülmektedir.



Şekil VII.10 Standart motor dört bölgesi moment karakteristiği



Şekil VII.11 Yüksek verimli motor dört bölge moment karakteristiği

BÖLÜM VIII

SONUÇ

Gerçekleştirilen yüksek lisans çalışmasında endüstride yaygın olarak kullanılan asenkron motorlarda yeni nesil malzeme ve hesap yaklaşımı ile yüksek verimli asenkron motorlar moment yönünden incelenmiştir.

Asenkron motorlarda verim motor gücü arttığında çok daha fazla önem kazanmaktadır. Dolayısıyla verimin iyileştirilmesi enerji ekonomisi açısından önem kazanmıştır.

Yapılan çalışmada aynı karakteristik de (güç, gerilim, devir sayısı) iki adet asenkron motor alınmıştır. Motorların etiket değerleri aşağıda verilmiştir. GAMAK firmasından sağlanan motorlarda eşdeğer devre parametrelerinin hesaplanması standart deneyler ile gerçekleştirilmiştir. Bu deneyler yapılırken motorların devreden çektikleri akımlardaki harmonikler FLUKE 434 Power Analyser ile ölçülmüştür. Ölçüm sonucunda elde edilen harmonik değişimleri Şekil VII.2, VII.4, VII.5, VII.7’de verilmiştir.

Elde edilen harmonik grafiklerinden de görüldüğü gibi yüksek verimli motorlarda stator akımının şebeke harmoniği daha düşüktür. Bununla beraber eşdeğer devre parametreleri gerçekleştirilen deneylerden hesaplandıktan sonra Ek 1’deki MatLab kodları ile moment değişimleri çizilmiştir.

Yüksek verimli asenkron motorun moment karakteristiği Şekil VII.8 ve VII.9’da görülmektedir. Yüksek verimli motorun moment karakteristiğinin standart motordan daha düzgün olduğu görülmektedir.

Gerçekleştirilecek daha sonraki çalışmalarda araştırmacılar farklı sargı tiplerinde benzer çalışmalar gerçekleştirilerek kullanılacak sargı uzunluklarına bağlı olarak, dolayısıyla eşdeğer devre parametreleri yönünden incelemeler gerçekleştirilebilir.

KAYNAKLAR

- [1] Alger P.L. (1970) ‘**Induction machine**’, Gordon and Breach,science Publishers,New York.
- [2] Boldea I. And Nasar S.A. (1987) ‘**Unified treatment of core losses and saturation in the orthogonal-axis model of electrical machines** ‘ IEE Proceedings,Vol. 134,Pt.B,No6,November.
- [3] Bourne R.,(1989) ‘**No load method of estimating stray load losses in small cage inductions motors**’IEE Proc. Vol. 136 Pt.B,No.2pp. 92-95 , March
- [4] Bose B. K.,(1986), ‘**Power electronics and AC drives**’, Publisher Englewood Cliffs, N.J.: Prentice hall New York
- [5] Chapman S. (1987) ‘**Electric Machinery Fundamentals**’ McGraw Hill Company ,Singapore
- [6] Çolak İ., (1988) , ‘**Rotoru sargılı asenkron motorlarda yarı iletken kullanarak hızın kontrol edilmesi ‘**, Yüksek Lisans Tezi ,Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Ankara
- [7] Çolak İ., (1991) , ‘**High frequency resonant DC Link İNverter ‘** , Elektrik – Elektronik Mühendisliği Yüksek Lisans Tezi, Birmingham University İngiltere
- [8] Çolak İ., (1994) ‘**Mixed frequency testing of induction machine using inverter.**’ , Elektrik Mühendisliği Bölümü Doktora Tezi ,aston university Birmingham İngiltere
- [9] Çolak İ., Garvey S. And Wright M.T. (1993) ‘**Estimation Of İnuctions Machine Parameters For Simulation Of A Mixed Frequency Test ‘** 6Th International Conference On Electrical Machine And Drives 8-10 September Pp. 208-212 , Oxford UK
- [10] Çolak İ., Garvey S. And Wright M.T. (1995) ‘**mixed frequency testing of inductions machines using inverters ‘** epe 93 ,5th european conference on power electronics and applications , 14-17 september vol. 5. pp. 317-322 brighton UK

- [11] Çolak İ., Garvey S. And Wright M.T. (1995) “ **simulations of inductions machine using phase variables and the explicit inverse of inductance matrix** ” , **IJEEE international jurnal of electrical engineering education** pp. 354-365, vol. 32. no,4 october
- [12] Çolak İ., Bal G. And Elmas Ç., (1996) “**Review of the testing methods for full load temperature rise testing of induction machines**” **EPE journal, european power electronics and drives**, pp. 37-43 , vol. 6, no. 1, may.
- [13] Finney D., (1988) “**Variable frequency AC motor drive systems** “ **Peter Peregrinus Ltd. London**
- [14] Fitzgerald A. E., Kingsley C. And Umans S. D., (1985) “**Electric machinery**”, **Mc graw hill book company fourth edition , singapore**
- [15] Fogiel M., (1983) “ **The electric machines problem solver**”., **Research and education assosication 505 Eighth avenue , New york**
- [16] Çolak İ., Garvey S. And Wright M.T. (1994) “ **aspects of mixed-frequency testing of inductions machines**” **ICEM’94 international conference of electrical machines , 5-8 september, pp. 623-628, Paris, france**
- [17] Çolak İ., Garvey S. And Wright M.T. (1995) “ **variable inertia test for full load temperature rise testing of inducions machines**” **IEE proc. Ectr.power appl.**, vol. 142, no.3 pp. 222-224,may
- [18] Guru B. S. And Hızıroğlu H. R., (1995), “ **electric machinery and transformers** ” , **second edition saunders college publishing , new york**
- [19] Jimoh A. A., Findlay R.D. and Poloujadoff M., (1985) “**stray losses in induction machines. Part 1: definition, origin and measurement**”, **IEEE trans on power apparatus and systems**, vol. PAS-104, no. 6, pp. 1500-1505, june.
- [20] Krause P. C., (1986) “ **Analysis of electric machinery**” **Mcgraw –hill Book Company, london.**
- [21] Levi emil, Rauski D., (1993) “ **self excitation modelling in deep-bar and double-cage inductions generators**”., **sixth international conference on electical machines and drives** pp. 162-167, 8-10 september, Oxford, uk
- [22] Ramshaw R. S. , Padiyar K. R., (1973)” **generalised system model for slip-ring machines**”, **IEE Proc. Vol. 120 , no. 6, pp. 647-658, june.**
- [23] Rashid M. H., (1993) “**power electronics** “ **Publisher englewood Cliffs ,**

N.J.,Prentice hall

- [24] Rosenblatt J. And Friedman M. H., (1984), **“ direct and alternating current machinery” ‘2nd edition , Charles E. Merrill Publishing Company, A. Bell,& Howell Company, columbus , ohio 43216,USA**
- [25] Russel A. P. And Pickup I. E. D., (1982) , **“an analysys of the induction motor, Part 3- power/frequency relationship” IEE Proc. Vol. 129, pt. B, no. 5, pp. 243-247, september**
- [26] Selemon G. R., (1992), **“ Electric machines and drives “, Addison-Wesley Publishing Company , Inc. , New York**
- [27] Sen P. C., (1989) **“ Principles of electric machines and power electronics” John Wiley & sons , New York**
- [28] Smith K. S. And Yacamini R., (1993) **“ time domain modelling of electrical machines and drives using modern computer aided engineering (CEA) software” , Sixth international conference on electrical machines and drives pp. 323-327, 8-10 september , Oxford, uk**
- [29] Sull S. K., (1989) **“ A novel technique of rotor resistance estimation considering variation of mutual inductance “ IEEE trans. on industry applications, vol. 25, no.4 pp. 578-587, july / august**
- [30] Szabados B., Dableh J. H., Findlay R:D: and Stafford D., (1989) **“ A new approach for mesasurement of the torque-speed characteristics of inductions motors “, IEE fourth intenational conference on electrical machines and drives, pp. 246-250, 13-15 september**
- [31] P.L. Alger, (1969) **“Induction Machines” , Gordon and Breach,**
- [32] James L. Kirtley Jr. (2003) **“Electric machinery class note :8 Analytic design evaluation of induction machines “ Massachusetts Institute of Technology Department of Electrical Engineering and Computer Science February 11, 2004**
- [33] James L. Kirtley Jr. (1997) **“ ’Electric machinery class note: 5 Winding inductance “ Massachusetts Institute of Technology Department of Electrical Engineering and Computer Science February 16, 1997**
- [34] S. ALTINDAĞ (2007) **“ Yüksek verimli motor kullanmanın gerekliliği” 3E electrotech dergisi aralık 2006 sf:42-47**

EKLER

Ek 1:

```
% Giriş değerleri
r1 = 0.641;          % Stator direnci
x1 = 1.106;        % Stator reaktansı
r2 = 0.332;        % Rotor direnci
x2 = 0.464;        % Rotor reaktansı
xm = 26.3;         % Mıknatıslanma direnci
v_phase = 380 / sqrt(3); % Faz gerilimi
n_sync = 3000;     % Senkron hız (r/min)
w_sync = 314;     % Senkron hız (rad/s)

% Thevenini Eşdeğer devre hesabı

v_th = v_phase * ( xm / sqrt(r1^2 + (x1 + xm)^2) );
z_th = ((j*xm) * (r1 + j*x1)) / (r1 + j*(x1 + xm));
r_th = real(z_th);
x_th = imag(z_th);

s = (0:1:50) / 50;    % Kayma
s(1) = 0.001;
nm = (1 - s) * n_sync; % Mekanik devir

% Moment hesabı
for ii = 1:51
    t_ind1(ii) = (3 * v_th^2 * r2 / s(ii)) / ...
        (w_sync * ((r_th + r2/s(ii))^2 + (x_th + x2)^2) );
end

% Calculate torque for doubled rotor resistance
%for ii = 1:51
%    t_ind2(ii) = (3 * v_th^2 * (2*r2) / s(ii)) / ...
%        (w_sync * ((r_th + (2*r2)/s(ii))^2 + (x_th + x2)^2) );
%end

% Moment grafiği çizimi
plot(nm,t_ind1,'Color','k','LineWidth',2.0);
```

```
hold on;
%plot(nm,t_ind2,'Color','k','LineWidth',2.0,'LineStyle','-');
xlabel('\itn_{m}','Fontweight','Bold');
ylabel('\tau_{ind}','Fontweight','Bold');
title ('Induction Motor Torque-Speed Characteristic','Fontweight','Bold');
%legend ('Original R_{2}','Doubled R_{2}');
grid on;
hold off;
```

Ek 2:

%Dört Bölgesi Hesap

clear

clf

%whitebg

Rs=input('Stator direnci(ohm) degerini ? ');

Rr=input('Rotor direnci(ohm) degerini ? ');

Vth=input('Şebeke gerilimini ? ');

fs=input('Şebeke frekansını ? ');

s=input('Kaymanın degerini ? ');

Lsl=input('Stator Kaçak Endüktansı(H) degerini ? ');

Lrl=input('Rotor Kaçak Endüktansı(H) degerini ? ');

Lsm=input('Mıknatıslanma Endüktansı(H) degerini ? ');

kk=1;

Ws=2*pi*fs;

Xs=Lsl*Ws;

Xr=Lrl*Ws;

Xm=Lsm*Ws;

Rth=Rs*(Xm/(Xm+Xs))^2;

Xth=Xs;

Rr1=Rr;

Rr2=10*Rr;

for k=1:3*314;

Wr(k)=-314+k;

if Wr(k)~=314

s(k)=(Ws-Wr(k))/Ws;

Ir1(k)=Vth^2/((Rth+Rr1/s(k))^2+(Xth+Xr)^2);

Tind1(k)=(3/Ws)*Ir1(k)*(Rr1/s(k));

if Wr(k)>0 & Wr(k)<314

kk=kk+1;

Wr2(kk)=Wr(k);

Tind2(kk)=Tind1(k);

Pmek(kk)=Tind2(kk)*Wr2(kk);

end

end

```

    if Wr(k)==314
        kk=kk+1;
        Wr2(kk)=Wr(k);
        Tind2(kk)=0.0;
        Pmek(kk)=Tind2(kk)*Wr2(kk);
    end
end
Tind1=Tind1';

Tind2=Tind2';
Wr1=Wr';
Wr2=Wr2';

data1=[Wr1 Tind1];
data2=[Wr2 Tind2];
clear Vth Ws Rth Xth Xs Lsl Lrl Lsm
clear Rs Rr Rr1 Rr2 Xr s Tind1 Tind2 Ir1 Ir2
plot(data1(:,1),data1(:,2),'r',data2(:,1)*(-1),data2(:,2)*(-1),'r')
grid
xlabel('Wr(rad/s)')
ylabel('Tind(Nm)')

```

ÖZGEÇMİŞ

Doğum Tarihi	20.06.1968	
Doğum Yeri	İstanbul	
Lise	1982–1985	Sultanahmet Endüstri Meslek Lisesi
Lisans	1986–1991	Marmara Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Elektrik Öğretmenliği Bölümü
Yüksek Lisans	2005–2008	Marmara Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Eğitimi Anabilim Dalı, Elektrik Eğitimi Prog.

Çalıştığı Kurum

1991- Devam ediyor T.C. MİLLİ EĞİTİM BAKANLIĞI
Haydarpaşa Anadolu teknik lisesi
Elektrik Elektronik alanı öğretmeni