

57105

T.C.
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**ASENKRON MAKİNANIN GELİŞTİRİLMİŞ UZAY
HARMONİK MODELİNDE HARMONİK REAKTANS VE
MOMENTLERİN HESABI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elk.-Eln.Müh. Mustafa TURAN

**Enstitü Anabilim Dalı : ELK.-ELN. MÜH.
Enstitü Bilim Dalı : ELK.-ELN. MÜH.**

Bu tez 11/1/1996 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Oybirliği/Çoğunlukla ile kabul edilmiştir.

Prof. Dr. Faik Mergen Prof. Dr. Nurdan Güzelbeğolu Yrd. Doç. Dr. Erhan Yanıkocoglu
Jüri Başkanı Jüri Üyesi Jüri Üyesi
Prof. Dr. Nurdan Güzelbeğolu
M. B. 2-T.Ü.

ÖNSÖZ

Birçok konuda olduğu gibi elektrik makinalarının herbiri ve hatta bunların herbir alt konusu, günümüzde gittikçe derinleşen bir kuyu.

Bu konulardan biri de, her elektromagnetik düzenlerin sürücü kuvveti olan magnetik akının, en uygun dağılımının ve en iyi makina performansının sağlanmasıdır.

Bu konudaki ilk çalışmamı yürüttüğüm, yardımlarını esirgemediği ve yıllardır beni yetiştirdiği için, Sayın Hocam Prof. Dr. A. Faik MERGEN 'e ve tezin yazımını gerçekleştiren sevgili eşim Ebru Turan 'a teşekkür ederim.

OCAK 1996
ADAPAZARI

Mustafa TURAN

İÇİNDEKİLER

SİMGELER VE KISALTMALAR	vi
ŞEKİLLER LİSTESİ	ix
TABLolar LİSTESİ	x
ÖZET	xi
SUMMARY	xii
BÖLÜM 1. GİRİŞ	1
BÖLÜM 2. ASENKRON MAKİNALAR	3
2.1. Asenkron Makina Hakkında Temel Bilgiler	3
2.2. Asenkron Makinanın Eşdeğer Devresi	6
2.3. Asenkron Makinada Enerji Akış Diyagramı	10
2.4. Asenkron Makinada Moment	11
2.5. Histerezis Momentleri	13
BÖLÜM 3. ASENKRON MAKİNALARDAKİ MAGNETİK YAPI	15
3.1. Giriş	15
3.2. Stator Sargıları	15
3.3. Asenkron Makinalarda Hava Aralığı	
Amper - Sarım Dağılımı	17
3.3.1. İçinden Doğru Akım Akan Bobinlerde mmk Dağılımı	20
3.3.1.1. Bir Çap Bobinin Ürettiği mmk Dağılımı	20
3.3.1.2. Kirişlenmiş Bir Çift Bobinin Ürettiği mmk Dağılımı	22
3.3.1.3. Dağıtılmış Bobinlerin Ürettiği mmk Dağılımı	24
3.3.1.4. Dağıtılmış ve Kirişlenmiş Bobinlerin Ürettiği mmk Dağılımı	25

	3.3.1.5.	Sargı Faktörleri	26
	3.3.2.	İçinden Alternatif Akım Akan Bir Çap Sargının mmk 'i	30
	3.3.3.	Çok Fazlı Makinalarda Bileşke mmk	31
	3.4.	Rotor Sargıları	36
	3.5.	Sargılarda Endüklenen emk	36
	3.6.	Mıknatıslanma Akımı	37
	3.7.	Harmonik Akılar Üreten Bir Sargının Sentezi	38
BÖLÜM	4.	ASENKRON MAKİNALARDA REAKTANSLAR	41
	4.1.	Giriş	41
	4.2.	Reaktansların Sınıflandırılması	42
	4.3.	Mıknatıslanma Reaktansı	44
	4.4.	Oluk Kaçak Reaktansları	45
	4.4.1.	Oluk Kaçak Reaktanslarının Hesaplanma Yöntemi	45
	4.4.2.	Primer Oluk Reaktansı	46
	4.4.3.	Sekonder Oluk Kaçağı Reaktansı	50
	4.5.	Diferansiyel Reaktans	51
	4.5.1.	Diferansiyel Reaktansın Hesabı	51
	4.5.2.	Zikzak Reaktans	56
	4.5.3.	Eğriliğin Reaktansa Etkisi	59
	4.5.4.	Faz Bandı Kaçak Reaktansı	60
	4.5.5.	Yüzeysel Hava Aralığı Kaçak Reaktansı	63
	4.6.	Cephe Kaçak Reaktansları	64
	4.7.	Deri Olayı Etkisi	65
BÖLÜM	5.	ASENKRON MAKİNANIN GELİŞTİRİLMİŞ EŞDEĞER DEVRESİ	68
	5.1.	Giriş	68
	5.2.	Hava Aralığı Permeans Değişimi	68
	5.3.	Geliştirilmiş Eşdeğer Devre	73
BÖLÜM	6.	ASENKRON MOTORUN PARAZİT MOMENTLERİ	82
	6.1.	Giriş	82

6.2.	Asenkron Parazit Momentleri	82
6.3.	Diş Halkalama Harmonikleri	85
6.4.	Senkron Mometler	86
6.5.	Salınım Momentleri	87
6.6.	Parazit Momentlere Karşı Alınacak Önlemler	88
6.7.	Harmonik Momentlerin Hesabı	92
SONUÇLAR		94
KAYNAKLAR		95
ÖZGEÇMİŞ		97



SEMBOLLER

α	: Eğriliğin elektriki açısı
α_b	: Band açısı
β	: Sargı adımı
ϵ	: Eşdeğer iletken yüksekliği
ϕ_{me}	: e. harmonik maksimum akısı
ϕ_T	: Toplam akı
γ_{ee}	: e. harmonik bileşenin elektrikselsel açısı
ℓ	: Aksiyel demir uzunluğu
ℓ_e	: Cephe bakır uzunluğu
λ_e	: Cephe bağlantısı eşdeğer permeansı
λ_s	: Eşdeğer oluk permeansı
μ_o	: Boşluğun manyetik permeabilitesi
θ	: Çok fazlı sistemde fazlar arasındaki elektriki açı
σ	: Eğriliğin stator oluk adımı cinsinden değeri
τ_p	: Kutup adımı
ω_e	: e. harmonik bileşenin elektrikselsel açısal hızı
ω_m	: Milin açısal hızı
B_c	: Boyunduruk endüksiyonu
B_{gm}	: Maksimum hava aralığı akı yoğunluğu
B_t	: Diş başı endüksiyonu
b	: Oluk genişliği
b_x	: Oluk yüksekliği boyunca herhangi bir x mesafesindeki oluk genişliği
D	: Hava aralığı çapı
E_e	: e. harmonik emk 'i
F	: Amper-sarım
F_k	: Kutup başına amper-sarım
f_c	: Uç etkisi katsayısı

- g : Etkin hava aralığı
 g_r : Gerçek hava aralığı
 h : Oluk yüksekliği
 I_{μ} : Miknatıslanma akımı
 K_{σ} : Eğrilik faktörü
 K_{de} : e. harmonik için sargı dağılıma faktörü
 K_{pe} : e. harmonik için sargı kirlenme faktörü
 K_s : Oluk kaçağı kirlenme faktörü
 K_{we} : e. harmonik için sargı faktörü
 k_i : Doyma faktörü
 k_r : Deri olayı direnç büyütme faktörü
 k_x : Deri olayı reaktans küçültme faktörü
 $L_{RR-SS-TT}$: Fazların öz endüktansları
 $L_{RS-ST-RT}$: Fazlar arasındaki ortak endüktanslar
 L_s : Primer ile sekonder arasındaki ortak endüktans
 L_s : Bir faz sargısına ait oluk kaçak endüktansı
 L_t : Bir faz sargısının toplam endüktansı
 M : Endüklenen moment
 M_d : Devrilme momenti
 M_{ed} : Fuko akım momenti
 M_h : Histerezis momenti
 m_1 : Stator faz sayısı
 m_2 : Rotor faz sayısı
 N : Bir faz sargısının toplam sarım sayısı
 N_k : Bir faz sargısında kutup başına sarım sayısı
 n : rotorun gerçek devir sayısı
 n_{se} : e. harmoniğin senkron devir sayısı
 P_e : Elektriksel güç
 P_x : İlave kayıp güç
 p : Çift kutup sayısı
 Q_1 : Stator oluk sayısı
 Q_{1P} : Statorda kutup başına oluk sayısı
 Q_2 : Rotor oluk sayısı

q	: Faz ve kutup başına oluk sayısı
S_m	: Görünür mıknatıslama gücü
s	: Kirişlenen oluk sayısı ya da açısı
s	: Temel bileşen için kayma
s_d	: Temel bileşen için devrilme kayması
s_e	: e. harmonik bileşen için kayma
t	: Zaman
t_{1-2}	: Diş adımları
w_s	: Oluk genişliği
w_t	: Diş genişliği
$X_{\text{çnk}}$: primer ve sekonder oluk kaçak reaktansının toplamı
X_{1e}	: e. harmonik bileşen primer kaçak reaktansı
X_{2e}	: e. harmonik bileşen sekonder kaçak reaktansın primere indirgenmiş değeri
X_B	: Faz bandı kaçak reaktansı
X_D	: Diferansiyel kaçak reaktansı
X_e	: Cephe bağlantısı kaçak reaktansı
$X_{eğ}$: Eğrilik kaçak reaktansı
X_m	: Temel bileşen için mıknatıslanma reaktansı
X_{me}	: e. harmonik bileşen için mıknatıslanma reaktansı
X_p	: Yüzeysel kaçak reaktans
X_{pB}	: Toplam yüzeysel kaçak reaktans
X_s	: Bir faz sargısına ait oluk kaçak reaktansı
X_z	: Zikzak kaçak reaktans
X_z	: Zikzak kaçak reaktans
x	: Uzaklık
Z	: Bir oluktaki iletken sayısı
Z_x	: Oluk dibi ile x mesafesi arasındaki iletken sayısı

KISALTMALAR

Bkz	: Bakınız
emk	: Elektromotor kuvvet
mmk	: Magnetomotor kuvvet

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 2.1.	Endüklenen momentin kayma ile değişimi	5
Şekil 2.2.	Asenkron makinanın transformatöre benzetilmesi	7
Şekil 2.3.	Rotoru bloke edilmiş motorun eşdeğer devresi	8
Şekil 2.4.	Asenkron makinanın tam eşdeğer devresi	9
Şekil 2.5.	Asenkron makinanın yaklaşık eşdeğer devresi	9
Şekil 2.6.	Asenkron makinanın enerji akış diyagramı	11
Şekil 2.7.	Histeresis momentinin oluşumu	14
Şekil 3.1	Kısmen yerleştirilmiş dağıtılmış bobinlerin makina üzerinede görünüşü	16
Şekil 3.2	$Q_{1p} = 3$ olan 2 kutuplu dağıtılmış çap sargıda doğru akım akması hali	17
Şekil 3.3	a) Sarımları bir çift olukta yoğunlaştırılmış makina b) Makinanın x yönünde düzeltilmiş hali ve mmk dağılımı	20
Şekil 3.4	Şekil 3.3 'deki bobinin ürettiği mmk 'in harmonik bileşenleri	21
Şekil 3.5	Kirişlenmiş bir çift bobinli iki kutuplu sargı ve mmk dağılımı	22
Şekil 3.6	Dağıtılmış bobinli 2 kutuplu sargı ve mmk dağılımı	24
Şekil 3.7	Dağıtılmış ve kirişlenmiş bobinli 2 kutuplu sargı ve mmk dağılımı	25
Şekil 3.8	q ardıl kısmi bobinde e. harmonik bileşke mmk 'nin bulunuşu	27
Şekil 3.9	Kirişlenmenin etkisi	29
Şekil 3.10	Alternatif alanın bileşenleri	31
Şekil 3.11	Üç fazlı sargının oluşturduğu döner alanın farklı anlardaki geometrik şekilleri	35
Şekil 3.12	Çok fazlı bir asenkron motorun eşdeğer devresi	39
Şekil 4.1.	Asenkron makinanın kaçak akı yolları	43
Şekil 4.2.	Oluk kaçak alan diyagramı	45
Şekil 4.3.	İki tabakalı konik olukta kaçak akı yoğunluğu	47

Şekil 4.4.	Üç fazlı sargının hava aralığı akı kavramaları	52
Şekil 4.5.	Eğriliğin endüklenen gerilime etkisi	59
Şekil 4.6.	Cephe kaçak akıları	64
Şekil 4.7.	Derin oluklu motorun rotor oluğunun kaçak akısı ve rotor iletkenlerindeki akımın dağılımı	65
Şekil 4.8.	k_r ve k_x çarpanlarının eşdeğer iletken yüksekliği z ile değişimleri	66
Şekil 5.1.	Stator-rotor dişlerinin karşılıklı konumları ve permeanslar	69
Şekil 5.2.	Çok fazlı asenkron makinanın stator ve rotor harmoniklerini gösteren geliştirilmiş uzay harmonik eşdeğer devresi	75
Şekil 5.3.	Muhtelif stator ve rotor harmonik alanlarının dönüş yönleri	80
Şekil 5.4.	Geliştirilmiş uzay harmonik eşdeğer devresinin en genel hali	81
Şekil 6.1.	Yüksek harmonik dereceli asenkron momentlerin etkisi	84
Şekil 6.2.	$2p = 4$ olan makinada moment eğrileri	87
Şekil 6.3.	Salınım momentleri	88
Şekil 6.4.	Diş harmoniklerine eğriliğin etkisi	90
Şekil 6.5.	Düz oluklu ve eğik oluklu motorların moment eğrileri	90
Şekil 6.6.	Rotor oluklarının zikzak olarak eğik yapılması	90

TABLolar LİSTESİ

Tablo 4.1	Üç fazlı 60° faz bandlı sargı için per ünit diferansiyel reaktanslar	56
-----------	---	----

ÖZET

Anahtar Kelimeler: Asenkron Makinalar, Uzay Harmonikleri, Harmonik Momentler

Bu çalışmada amaç; asenkron makinanın yapısından kaynaklanan uzay harmonik alanların makina performansına etkilerinin belirlenmesi ve hesap kolaylığı açısından, bu etkilerin kolayca analizine yönelik bir eşdeğer devrenin elde edilmesidir.

Bu doğrultuda önce elektrik makinalarında mmk dağılımının makinanın oluklu yapısı ile ilintili olduğu gösterilmiş, döner alanı teşkil eden bireysel alanların uzaya göre dağılımı yapılmış, harmonik içerikleri hesaplanmıştır. Alanın dönmesi esnasında, oluk harmonikleri nedeniyle şekil değiştirmesi gösterilmiş, bunun neden olduğu titreşim momentleri incelenmiştir.

Elde edilen harmonik eşdeğer devre parametreleri ile Kron'un [12] ortaya koyduğu tipte genelleştirilmiş bir eşdeğer devre oluşturulmuştur. Böylelikle eşdeğer devrede harmonik etkilerin azaltılması için gerekli devre parametreleri açığa çıkartılmış olup, iyi bir makina performansı için gerekli olan dizayn parametreleri belirlenmiştir.

THE ANALYSIS OF HARMONIC REACTANCES AND TORQUES ON THE EXPANDED EQUIVALENT CIRCUIT OF THE INDUCTION MACHINE

SUMMARY

Key words: Induction Machines, Space Harmonics, Harmonic torques

The performance of induction machine is strictly subjected by space harmonics depending on the design parameters. Since space harmonics cause an increase in reactances and losses and add ripple torques on torque-slip curve, they should be suppressed by design.

In this study, firstly the air gap mmf distribution of induction machine is analyzed, categorizing the harmonic fields found in the gap. Important space harmonic orders are obtained in machine parameters, in Section 2.

In the fourth Section, machine reactances are classified in machine construction. The parameters which act reactances are found for different constructions. Their close dependence with space harmonics are shown.

To analyze an induction machine having space harmonics, an expanded equivalent circuit including space harmonics subcircuits is established in Section 5. The parameters in the equivalent circuit based on the reactances found in the Section 4, are converted by the appropriate factors for the subbranches of the circuit.

In the Final Section, sixth, harmonic torques are analyzed and, their dependencies and design parameters are given. For good machine performance, stator-rotor slot number couple recommendations are given.

BOLÜM 1. GİRİŞ

Asenkron makina bir veya çok fazlı olarak yapılmaktadır. Çalışmasının temel gereği olan döner alanın oluşturulabilmesi için çeşitli sargı konfigürasyonları kullanılmaktadır. Yapısında bulunan çeşitli tipte ve sonlu sayıdaki oluğun oluşturacağı mmk dağılımı da, sonlu sayıda artım veya basamak, oluk açıklıklarının olduğu yerlerde de azalimler gösterecektir. Bu ifadeden anlaşılacağı üzere mmk dağılımı idealde sinüsoidal olması istenirken basamaklı ve çukurlu magnetomotor kuvvet (mmk) yapısından dolayı sinüsoidaldan sapar. Yani harmonik bileşenler içerir.

Bu harmonikli yapı hem stator, hem de rotor için geçerlidir. Harmonik akı ve akımların söz konusu olduğu yerde, Biot-Savart yasası gereği harmonik momentler de mevcut olup, bireysel etkilerinin yanında, stator-rotor karşılıklı girişimsel etkileri de söz konusudur. Yani primerin bir harmoniği sekonderde muhtelif harmonikler, sekonderin herhangi bir harmoniği de primerde çeşitli harmonikler endükler.

Harmonik gerilimlerin akım akıtması sonucunda oluşan ilave akılar gereği, sargılarda ilave endüktans ve reaktanslar oluşacaktır. Harmonikler, mmk dağılımına, yani makina konstrüksiyonuna (oluk sayıları, oluk açıklıkları, hava boşlukları, sargı tipi, doyma gibi) bağlı olduğundan, açığı çıkacak bu harmonik ilave reaktansların makinanın fiziksel büyüklükleri ve sargı yapısı cinsinden belirlenmesi gerekir.

Ayrıca, harmonik frekanslar için kayma, sargı faktörleri; dolayısı ile indirgeme faktörleri değişeceği için bu faktörler ile ilintili olarak makina içindeki omik dirençlerin de harmoniklerin etkisi ile değişeceği bir gerçektir.

Buraya kadar bahsedildiği üzere makina yapısından kaynaklanan uzay harmonikleri, ilave harmonik reaktanslar, dirençler, ve pozitif veya negatif momentler oluşturacaktır.

Bu durum, makina içinde uygun şekilde bağlanmış, harmonik etkiler üreten birçok makina varmış gibi düşünülebilir.

Harmonik akım, elektromotor kuvvet (emk) ve moment gibi önemli parametrelerin hesaplanabilmesi için, makina ve sargı yapısına uygun olarak belirlenmiş devre elemanlarından makina performansını sergiler bir şekilde uygun bir eşdeğer devrenin oluşturulması gerekir.

Harmonik akılar üreten bir sargı ve klasik Steinmetz asenkron makina eşdeğer devresinden yola çıkarak, Kron' un makina modeline uygun olarak geliştirilmiş uzay harmonikleri eşdeğer devresinin elde edilmesi gerekir.

Bu çalışmada makina dışından kaynaklanacak besleme gerilimi harmoniklerinin etkileri ve uzay harmonik demir kayıpları gözönüne alınmaksızın, önce sargı analizi yapılacak, makina yapısının oluşturduğu uzay harmonikleri için reaktans ve dirençler hesaplanarak uzay harmoniği eşdeğer devresi elde edilecektir. Daha sonra harmoniklerin rotor-stator-rotor... yansımaları gerçeği de dikkate alınarak elde edilen eşdeğer devre genişletilerek geliştirilmiş eşdeğer devre elde edilecektir.

Ayrıca, makinada uzay harmoniklerinin neden olduğu titreşim momentleri incelenip sınıflandırılacak, bunlara ait harmonik momentler, normal çalışma bölgesi, devrilme noktası ve kalkış anı için, lineer çalışma kabulü ile süperpozisyon kuralları kullanılarak türetilenektir.

Uzay harmoniklerinin incelenmesi, geliştirilmiş eşdeğer devre analizi ve pratik uygulamaların da katkısı ile iyi performans verecek makina oluk sayıları değerlendirilecektir.

BÖLÜM 2. ASENKRON MAKİNALAR

2.1. Asenkron Makinalar Hakkında Temel Bilgiler

Asenkron makina duran bir kısım (stator) ile dönen bir kısım (rotor) 'dan oluşur. Rotorla stator arasında genellikle 1mm'den daha küçük olan bir hava aralığı vardır. Asenkron makina; stator ve rotor saç paketleri ile bunların çevresinde açılmış olan oluklara yerleştirilen stator ve rotor sargularından oluşur. Rotoru sargılı (bilezikli) ve kısa devre kafesli türleri bulunan asenkron makinalar çoğunlukla bir ve üç fazlı olarak imal edilirler.

Sanayide ve diğer pekçok alanda büyük çoğunlukla kullanılan kısa devre kafesli asenkron makina, yapımı en kolay, maliyeti en düşük, işletme güvenilirliği en yüksek ve bakım gereksinimi en az elektrik motoru olduğundan çok yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu tür asenkron motorun sakıncası kalkış momentinin nisbeten küçük, kalkış akımının büyük olmasıdır.

Bilezikli motorun avantajı; rotor devresine bağlanan ek dirençler ile kalkış akımının istenildiği kadar azaltılabilmesi, kalkış momentinin artırılabilmesidir. Rotor devresine konulan dirençler ayrıca hız ayarına da imkan vermektedir.

Asenkron makinanın çalışma ilkesi döner alanın varlığına dayanır. Üç fazlı bir stator sargısından aynı faz sayısında akım geçerse hava aralığında sabit genlikli bir döner alan (sinüsoidal sargı dağılımı varsayımı ile) oluşur. Döner alanın hızı Eşitlik 2.1 'de verilmiştir.

$$n_1 = \frac{f_1 \cdot 60}{p} \quad (2.1)$$

Senkron hız da denilen döner alan hızı, kutup sayısına göre büyük basamaklar yaparak değişir. Asenkron motorlar belirli senkron hızlar için yapılır. En çok kullanılan senkron hızlar 2, 4, 6 ve 8 kutup sayılarına ait olanlardır.

Stator sargısı üç fazlı bir gerilimle beslenince hava aralığında oluşan döner alan rotor iletkenlerinde Faraday kanununa göre (Eşitlik 2.2) gerilimler endükler ve rotor devresi kapalı olduğunda, bu devrenin empedansına bağlı olarak akımlar akmaya başlar.

$$e = B \cdot \ell \cdot v \quad (2.2)$$

Döner alan ve rotor akımları; Biot-Savart yasasına göre (Eşitlik 2.3) bir döndürme kuvveti ve bu kuvvete bağlı olarak bir döndürme momenti endükler. Bu momentin etkisi ile rotor döner alan yönünde hızlanarak, yük momentinin belirlediği n devir sayısına ulaşır.

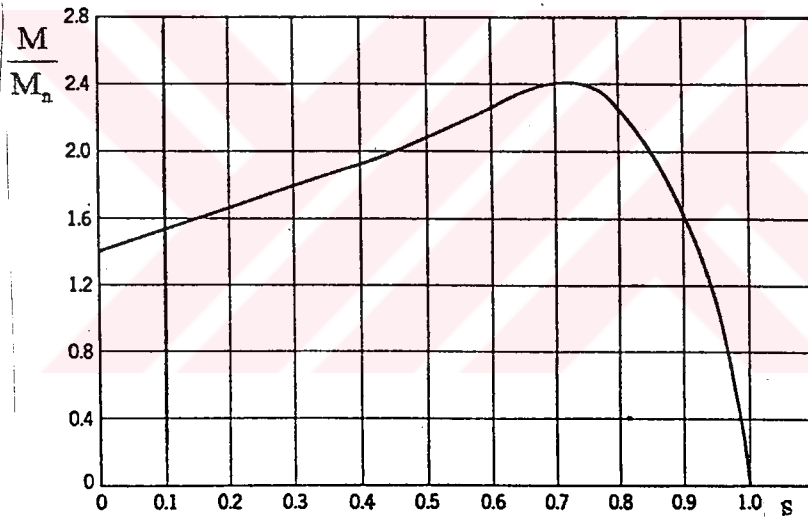
$$F = B \cdot i \cdot \ell \quad (2.3)$$

Döndürme momenti motor çalışmada döner alan yönündedir ve rotoru döner alan hızına yaklaştırmaya çalışır. Rotor döner alan hızına ne kadar yaklaşırsa, aralarındaki bağıl hız, dolayısıyla rotorda endüklenen gerilim ve frekans da o kadar azalır. Boşta çalışan bir asenkron motorda bu yaklaşma büyük ölçüde gerçekleşir. Bu nedenle büyük güçlerde boştaki hız yaklaşık olarak senkron hıza eşit kabul edilebilir. Motor yüklendikçe döner alan ile rotor arasındaki hız farkı giderek artar. Rotor kendiliğinden hiç bir zaman döner alan hızına erişemez; çünkü $n = n_1$ olduğunda bağıl hız sıfır olacağından endüklenen gerilim, rotor akımı ve dolayısıyla döndürme momenti de sıfır olur. Rotorda, ancak döner alandan farklı hızda (asenكرون hızda) döndüğünde akım endüklenbildiğinden, bu tür makinalara endüksiyon makinası denilmektedir.

Döner alan hızı ile rotor hızı arasındaki farkın, döner alan hızına oranına kayma (s) denir. Bu tanımdan da anlaşılacağı gibi rotorun hızı kaymaya bağlı olarak ifade edilebilir. İlgili bağıntılar Eşitlik 2.4 'te verilmiştir.

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1}, \quad n = n_1(1 - s) \quad (2.4)$$

Kayma çoğunlukla % olarak ifade edilir ve pozitif, negatif veya sıfır olabilir. Teorik olarak kayma $-\infty$ ile $+\infty$ arasında değişebilir. Ancak kaymanın büyümesi yani stator alanı ile rotor hızı arasındaki farkın artması; Eşitlik 2.2 'den görüleceği gibi rotorda endüklenen gerilimin, dolayısıyla akımın da büyümesine neden olur. Rotor akımı büyüdüğünde endüklenen döndürme momenti de büyüyecektir. Rotorda endüklenen moment ancak belirli bir hıza yani kaymaya kadar artabilir, bu sınır değerden sonra motor durur. Motorun durduğu bu sınır döndürme momentine devrilme momenti, bu momentin elde edildiği kaymaya da devrilme kayması denir.



Şekil 2.1 Endüklenen momentin kayma ile değişimi

Motor çalışmada $0 < n < n_1$ olduğundan kayma 0 ile 1 aralığında değişir. Motor çalışmanın özel bir hali de fren çalışmadır. Motor olarak çalışan bir asenkron makinada iki fazın yeri değiştirilirse döner alanın ve onunla birlikte döndürme momentinin de yönü değişir. Böylece elde edilen fren çalışmada, döndürme momenti rotorun dönme yönüne zıt etkir ve rotoru frenler. Rotor durduğunda akım kesilmez ise ters yönde hızla-

nır. Bir yükü kaldıran motorda, yükün baskın gelerek motoru ters yönde döndürmesi de fren çalışmadır. Her iki halde de rotorun dönüş yönü ile döner alanın dönüş yönü farklı olduğundan kayma $+\infty$ ile 0 arasında değişir.

Üç fazlı asenkron makinanın rotorunun dönmemesi sağlanırsa, yani $n=0$ yapılırsa Eşitlik 2.3 'te görüleceği gibi $s=1$ olur. Bu durumda asenkron makinanın statorundaki döner alan, duran rotor iletkenlerinde elektromotor kuvvetler endükler; yani asenkron makina bir transformatör gibi çalışır.

2.2. Asenkron Makinanın Klasik Eşdeğer Devresi

Asenkron makina yalnız dururken değil, dönmekteyken de bir transformatör gibi düşünülebilir. Gerçekte asenkron motor transformatörün en genel halidir. Şöyle ki transformatörde yalnız gerilim, akım, faz sayısı transformasyona uğrarken, asenkron makinada bunlara ilave olarak frekans ile enerji şekli de transformasyona uğrar [1].

Üç fazlı asenkron motorun statoruna V_1 gerilimi uygulandığında makinanın hava aralığında senkron hız ile dönen faydalı magnetik akı ϕ_m meydana gelir. Faydalı magnetik akı asenkron motorun statorunda E_1 elektromotorkuvvetini endükler. Ayrıca asenkron motorun stator sargılarında kaçak reaktanstan ve omik direncinden ötürü de gerilim düşümleri meydana gelecektir.

$$V_1 = E_1 + (R_1 + jX_{1\sigma})I_1 \quad (2.5)$$

Asenkron makinanın rotoru; döner alanın etkisi altında n hızı ile dönecek olursa, rotorun durmakta olduğu ve döner alanın rotora göre rölatif bir hızla dönmekte olduğu kabul edilebilir. Makinadaki faydalı magnetik akımın rotorda endüklediği gerilimin frekansı da, bu rölatif hıza yani kaymaya bağlı olacaktır.

$$f_2 = f_1 \cdot s \quad (2.6)$$

Makinanın stator ve rotor sargılarında endüklenen elektromotor kuvvet ifadeleri motor

çalışma için ($0 < s < 1$) aşağıdaki gibi olacaktır (Bkz. Bölüm 3.5).

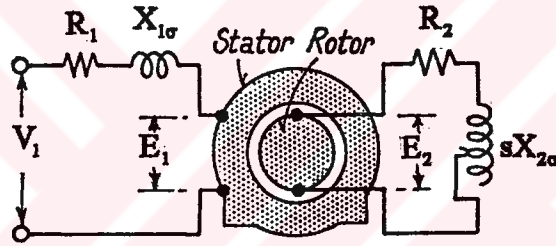
$$E_1 = 4,44 \cdot f_1 \cdot N_1 \cdot K_w \cdot \phi$$

$$E_2 = 4,44 \cdot f_1 \cdot s \cdot N_2 \cdot K_w \cdot \phi$$

$$E_2 = E_{20} \cdot s \quad (2.7)$$

Rotorun dağılma reaktansı da E_2 elektromotor kuvvetinin frekansına bağlı olduğundan, kayma ile değişecektir.

$$X_{2\sigma} = X'_{2\sigma} \cdot s \quad (2.8)$$



Şekil 2.2 Asenkron makinenin transformatöre benzetilmesi

Asenkron makinaya ait verilen bu denklemlerle Şekil 2.2 'deki eşdeğer devre çizilebilir.

Şekil 2.2 den rotor akımı için

$$I'_2 = \frac{E'_{20}}{\frac{R'_2}{s} + jX'_{2\sigma}} \quad (2.9)$$

elde edilir. Eşitlik 2.9 'daki R'_2 / s ifadesi ;

$$\frac{R'_2}{s} = R_2 + R'_2 \frac{(1-s)}{s} \quad (2.10)$$

şeklinde yazılabilir. Böylece rotor akım devresi kısa devre edilmiş asenkron makinanın herhangi bir işletme durumu, aynı elektriksel koşullarda durmakta olan makinanın rotoruna, uygun boyutlandırılmış dirençler bağlamak suretiyle ayar edilebilir [1]. Yani asenkron motor her bir devir sayısı için sekonderi;

$$R'_2 \frac{(1-s)}{s} \quad (2.11)$$

direnciyle yüklenmiş bir transformatör gibi davranır. Yukarıda anlatılanların ışığında Şekil 2.3 'deki eşdeğer devre elde edilir. Şekil 2.3 'deki eşdeğer devreyi, transformatör eşdeğer devresine benzer şekilde dönüştürmek için , sekonder devre primer devreye indirgenmelidir.

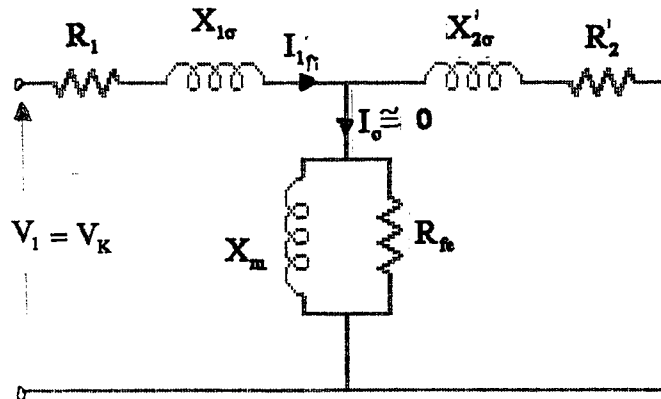
$$\tilde{u} = \frac{E_1}{E_{20}} = \frac{N_1 K_{w1}}{N_2 K_{w2}} \quad (2.12a)$$

$$E'_{20} = \tilde{u} \cdot E_{20} = E_1 \quad (2.12b)$$

$$I'_2 = \frac{m_2}{m_1} \frac{1}{\tilde{u}} I_2 \quad (2.13)$$

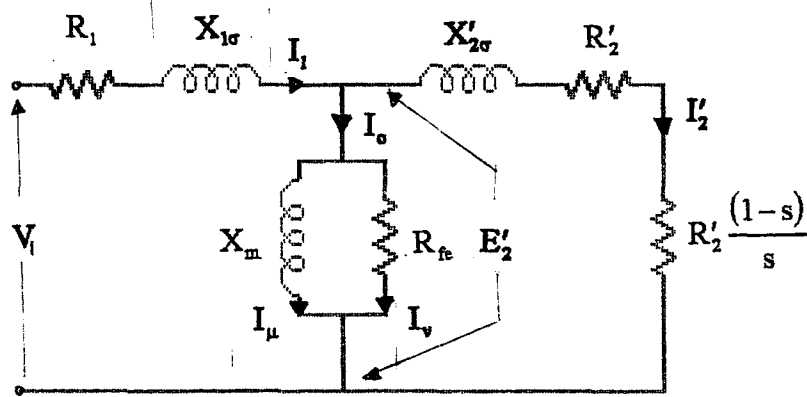
$$R'_2 = \frac{m_1}{m_2} \tilde{u}^2 \cdot R_2 \quad (2.14)$$

$$X'_{2\sigma} = \frac{m_1}{m_2} \tilde{u}^2 \cdot X_{2\sigma} \quad (2.15)$$



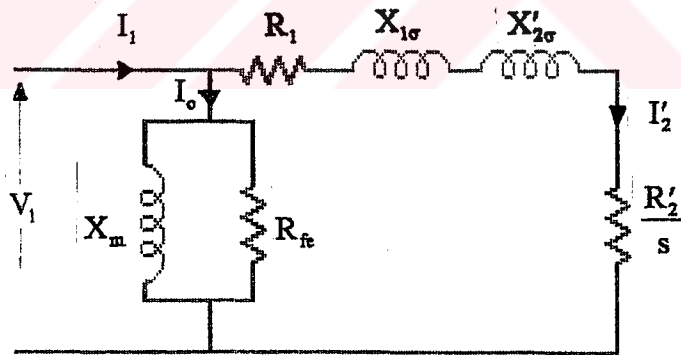
Şekil 2.3 Rotoru bloke edilmiş motorun eşdeğer devresi

Yukarıdaki denklemler yardımı ile statora indirgenen rotor büyüklükleri Şekil 2.4 'teki eşdeğer devreyi oluşturur. Bu devreye ayrıca demir kayıplarını temsil etmek için, mıknatıslanma reaktansına paralel olarak R_{fe} demir direnci de ilave edilmiştir.



Şekil 2.4 Asenkron makinanın tam eşdeğer devresi

Şekil 2.4 'teki eşdeğer devrede mıknatıslanma kolumun girişe alınmasıyla Şekil 2.5' teki yaklaşık eşdeğer devre elde edilir.



Şekil 2.5 Asenkron makinanın yaklaşık eşdeğer devresi

Bu devrede (Şekil 2.5) I_2' akımı;

$$I_2' = \frac{V_1}{\sqrt{\left(R_1 + \frac{R_2'}{s}\right)^2 + (X_{1\sigma} + X_{2\sigma}')^2}} \quad (2.16)$$

elde edilir.

2.3. Asenkron Makinada Enerji Akış Diyagramı

P_g makinaya uygulanan elektriki güç olmak üzere, bu gücün bir kısmı (P_{cu1}) stator sargularında harcamır ve geri kalanı döner alan gücüne dönüştürülür. Ayrıca statorda demir kayıpları da (P_{fe}) olacaktır. Sonuç olarak elektromagnetik güç (iç güç; P_i) Eşitlik 2.17 'deki gibi olacaktır;

$$P_i = P_g - P_{cu1} - P_{fe} \quad (2.17)$$

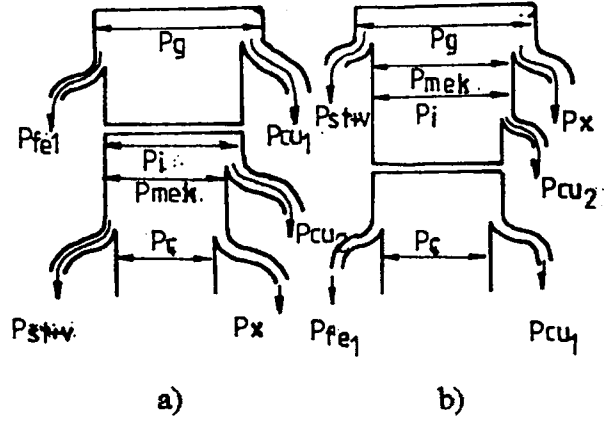
Bu elektromagnetik güç hava aralığından rotora transfer edilir. Rotor iletkenlerindeki bakır kayıpları da (P_{cu2}) olacaktır. Rotor frekansı f_2 çok küçük olduğundan pratikte rotor demir kayıpları ihmal edilir. Motor milinde üretilen toplam mekanik güç şu şekilde olur;

$$P_{me} = P_i - P_{cu2} \quad (2.18)$$

Motor tarafından yüke aktarılan güç ($P_{ç}$), sürtünme ve vantilasyon kayıpları (P_{stv}) ve ilave kayıplar (P_x) yüzünden endüklenen mekanik güçten daha azdır. (P_x) ilave kayıpları, makinanın dönmesi esnasında, makina sargularında, demirinde, stator ve rotor dişlerinde magnetomotor kuvvetin tam olarak sinüs formunda olmamasından dolayı oluşur.

$$P_{ç} = P_{me} - P_{st+v} - P_x \quad (2.19)$$

Asenkron motor için enerji akış diyagramı Şekil 2.6 'da verilmiştir.



Şekil 2.6 Asenkron makinanın enerji akış diyagramı a) Motor, b) Generatör

2.4. Asenkron Makinada Moment

Asenkron motorun milinde endüklenen güç (P_{me}), eşdeğer devrede $R'_2(1-s)/s$ direncinde harcanan güce eşdeğerdir. Üç fazlı asenkron motorun milinden alınan güç ifadesi (P_{st} 'nin ihmalini ile) Eşitlik 2.20 'de verilmiştir.

$$P_{\zeta} = 3 \cdot I_2'^2 \cdot R_2' \frac{(1-s)}{s} \quad (2.20)$$

Motorun milinden alınan güçle bağlantılı olarak endüklenen çıkış momenti ise Eşitlik 2.21 'deki gibi olur.

$$M_{\zeta} = \frac{P_{\zeta}}{2\pi \cdot n / 60} \quad (2.21)$$

$$n = (1-s) \frac{60 \cdot f_1}{p} \quad (2.22)$$

Eşitlik 2.21 'da verilen moment ifadesinde; Eşitlik 2.20, 2.22 ve 2.4 ifadeleri yerlerine yazılır ve düzenlenirse Eşitlik 2.23 elde edilir;

$$M_g = \frac{m_1 p (R'_2/s) V_1^2}{2 \pi f_1 \left[\left(R_1 + \frac{R'_2}{s} \right)^2 + (X_{1\sigma} + X'_{2\sigma})^2 \right]} \quad (2.23)$$

T tipi eşdeğer devre kullanılarak da asenkron motorun çıkış momenti elde edilebilir. Bu eşdeğer devreye ait indirgenmiş rotor akımı ifadesi Eşitlik 2.24 'de ve moment ifadesi de Eşitlik 2.25 'te verilmiştir.

$$I'_2 = \frac{E'_{20}}{\sqrt{(R'_2/s)^2 + (X'_{2\sigma})^2}} \quad (2.24)$$

$$M = \frac{m_1 p (R'_2/s) E'^2_{20}}{2 \pi f_1 \left[\left(\frac{R'_2}{s} \right)^2 + (X'_{2\sigma})^2 \right]} \quad (2.25)$$

Asenkron motorun kalkış anındaki (yol alma) momenti; bu an için rotor durduğundan, moment ifadesinde $s=1$ koyarak elde edilir.

Daha önce de anlatıldığı gibi asenkron motor yüklendikçe devir sayısı düşer. Eşitlik 2.4 'ten görüleceği gibi rotor devir sayısı düştükçe kayma büyür. Motor ancak belirli bir sınıra kadar yüklenmeye devam edebilir. Bu sınır değer Şekil 2.1 'de verilen moment-kayma eğrisinin maksimum olduğu noktadır. Bu noktaya ait kayma (devrilme kayması); Eşitlik 2.26 'da ve moment (devrilme momenti); Eşitlik 2.27 'de verilmiş olup bu ifadeler T tipi eşdeğer devreden yola çıkarak elde edilmiştir [1].

$$s_d = \frac{R'_2}{X'_{2\sigma}} \quad (2.26)$$

$$M_d = \frac{m_1 p}{2 \pi f_1} \frac{E'^2_{20}}{2 X'_{2\sigma}} \quad (2.27)$$

Not: İleriki bölümlerde indis sayısı çok arttığından, sembol kargaşasını azaltmak için, bu temel konularda kullanılan " σ " ; (kaçak) ve " ' " ile verilen (indirgeme) sembolleri kullanılmayacaktır. Örneğin $R'_{2\sigma}$ yerine R'_2 kullanılacaktır.

2.5. Histerezis Momentleri

Rotor demir kayıpları; histerezis kayıpları (P_h) ve girdap akım kayıplarını (P_{ed}) ihtiva eder. Rotor frekansının $f_2 = sf_1$ olmasından dolayı, histerezis kayıplarının rotor frekansı ile doğru orantılı olarak değiştiği ve girdap akım kayıplarının da rotor frekansının karesi ile değiştiği bilinmektedir. Rotor kararlı olarak dönerken ϕ_m sabit olduğundan, bu kayıpların değerleri f_1 frekansında gösterildiğinde aşağıdaki gibi olur;

$$P_h = sP_{ho} \quad (2.28)$$

$$P_{ed} = s^2P_{eo} \quad (2.29)$$

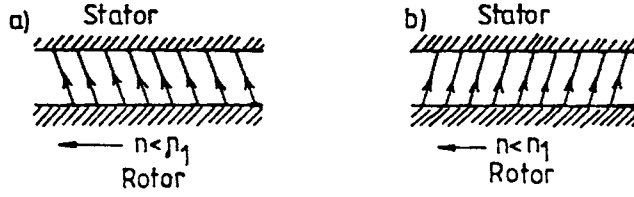
Rotor bakır kayıplarında olduğu gibi bu kayıplara onların özel elektromagnetik momentleri karşılık düşer. Gerçekte girdap akımları, rotor saç paketinde döner alan tarafından endüklenen elektromotor kuvvetler sonucu oluşur. Prensip olarak girdap akımları, rotor sargılarındaki akımlardan farklı değildirler. Rotor demirindeki histerezisler sayesinde, magnetik alan rotor saç paketinin geri kalma süresinde değişir. Motor çalışmada hava aralığındaki magnetik akı çizgilerinin yönü radyal olmayacaktır. Fakat dönme hareketinin karşı yönündeki rotor yüzeyinde magnetik akı çizgileri sapma gösterecektir (Şekil 2.7). Bunun sonucu olarak da dönme yönünde pozitif bir moment üretilir. Generatör çalışmada histerezis momentinin işareti terstir.

M_h Histerezis momenti ve M_{ed} girdap akım momenti kolayca aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$M_h = \frac{P_h}{s\omega_m} = \frac{P_{ho}}{\omega_m} \quad (2.30)$$

$$M_{ed} = \frac{sP_{ed}}{\omega_m} = \frac{sP_{edo}}{\omega_m} \quad (2.31)$$

Histerezis moment değeri M_h kaymaya bağlı değildir. ϕ_m sabitken, moment büyüklük olarak sabittir ve $s = 0$ olduğunda işareti değişir. Girdap akım momentini M_{ed} kayma ile orantılı olarak değişir.



Şekil 2.7 Histerezis momentinin oluşumu: a) Motor, b) Generatör çalışması

M_h ve M_{ed} momentleri, temel bileşen elektromagnetik momentini ile aynı yönde etkili olduklarından faydalı momentlerdir [1].

BÖLÜM 3. ASENKRON MAKİNALARDA MAGNETİK YAPI

3.1. Giriş

Elektromekanik enerji dönüşümünün yapılabilmesi için magnetik akımın oluşması (Eşitlik 2.3), bunun oluşabilmesi için ise F amper-sarımının (mmk) oluşması gerekir.

$$B = \frac{\phi}{S} , \quad \phi = \frac{F}{\mathfrak{R}} , \quad F = N.I \quad (3.1)$$

Burada S; akıya dik demir kesidi, \mathfrak{R} ise akı yolunun magnetik direncidir.

Bu bölümde makinanın en önemli parametresi olan mmk dağılımını, sarım ve akımın etkilerini, tek bir bobinden başlanılıp çok fazlı sargılar için irdelenecektir. Açığa çıkan mmk dalgaları Fourier analizi ile incelenecek ve mmk dağılımında, sargının uzay dağılımının etkileri, yani sargı faktörleri belirlenecek; çok fazlı sargılarda bileşke mmk, harmonikleri ile elde edilecek ve harmonik bileşenlerin yönleri tespit edilecektir.

Rotor sargıları, stator sargıları baz alınarak incelenecek, farklılıklar belirtilecektir.

Ayrıca makina sargılarında endüklenen gerilim (emk) ve mıknatıslanma akımı ifadeleri makina parametreleri cinsinden elde edilecektir.

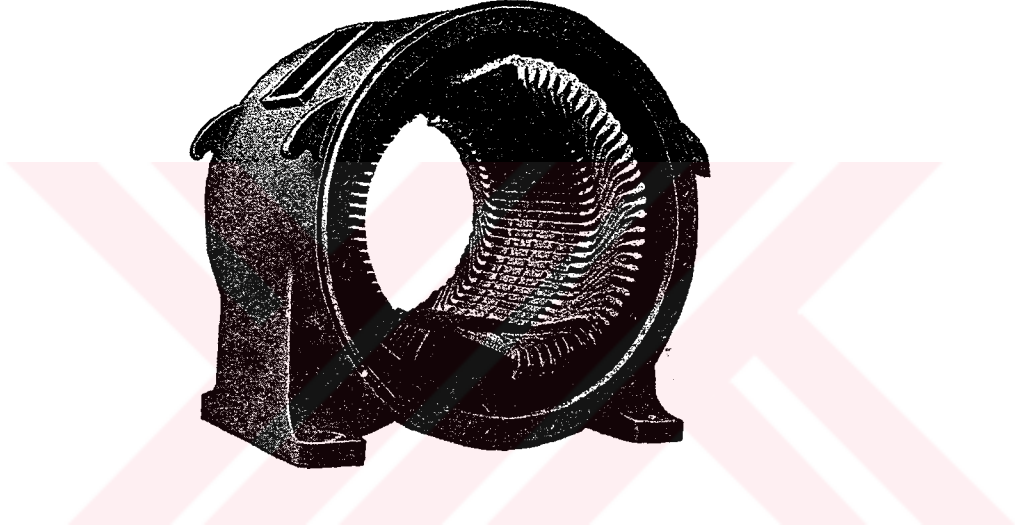
Son olarak da ürettiği akı saf sinüsoidal olmayan bir makina sargısının, harmoniklerini de içeren bir eşdeğer devre sentezlenecektir.

3.2. Stator Sargıları

Asenkron makinalarda stator sargıları (rotoru sargılı asenkron makinada rotor sargıları)

stator çevresi boyunca dağıtılmıştır. Bu dağıtım, fiziksel güçlükler (yapım, mukavemet gibi) nedeniyle, sargıların oluklara yerleştirilmesi zorunluluğunu getirmiştir.

Sargıların oluklara dağıtılması nedeniyle, Eşitlik 3.1 'deki mmk ifadesinin motor çevresi boyunca alacağı değerler de, lineer değişim yerine basamaklı değişim gösterecektir (Şekil3.2). Bu durum Bölüm 3 'ün temel inceleme konusu olup müteakip alt başlıklarda geniş bir şekilde ele alınacaktır.



Şekil 3.1 Kısmen yerleştirilmiş makina üzerinde dağıtılmış bobinlerin görünüşü

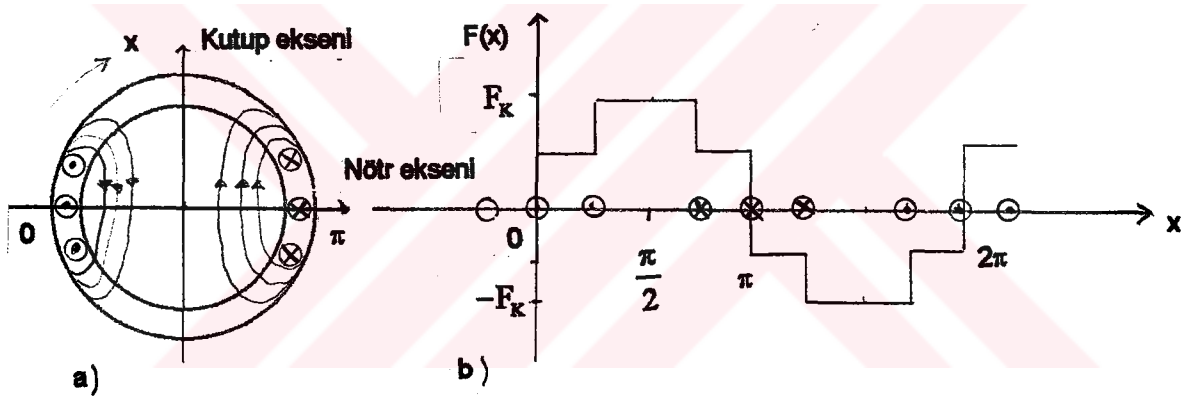
Stator ve rotor sargıları sargı tipi olarak tek tabakalı; iki veya üç cepheli veya iki tabakalı üç cepheli olarak yapılabilir. Ayrıca sargılar şekillerine göre; el sargıları veya gabare sargılar, ve faz sayılarına göre de; bir fazlı veya üç fazlı olarak sınıflandırılabilir. Sargıların tipsel farklılıklarına bu çalışmada değinilmeyecektir.

İki tabakalı sargılar cephe bağlantılarının kısa olması, cephe kaçak reaktanslarının küçük olması ve kırıleme yapabilme kolaylığı gibi yönlerden bir tabakalı sargılara göre üstündürler. Yalnız küçük makinalarda iki tabakalı sargıların montajı zor olduğu için, kolaylık açısından tek tabakalı sargılar tercih edilir [2,3].

3.3. Asenkron Makinalarda Amper-Sarım Dağılımı

Bu alt konuda kolaylık açısından öncelikle sargıdan doğru akım aktığı düşünülecektir. Kutuplaşma, makina çevresi boyunca sargının tasarlandığı kutup sayısında gerçekleşir ve simetrik bir sargıda bir kutup genişliği τ_p kadar yer işgal eder.

Magnetik devrelerde Kirchoff Kanunu gereği kapalı bir çevre boyunca (hava aralığı boyunca alınan bir çevre) mmk toplamı sıfır olacağından, hava aralığı amper-sarım dağılımı pozitif ve negatif kutuplaşmaları yaptıktan sonra başlangıç noktasına gelecektir. Dolayısı ile ne kadar pozitif alan var ise; o kadar da negatif alan olacak ve makina çevresi boyunca toplam mmk sıfır olacaktır (Şekil3.2).



Şekil 3.2 $Q_{ip}=3$ olan 2 kutuplu çap sargıda doğru akım akması hali için: a) Kutuplaşma b) mmk 'in makina çevresinde dağılımı

Şekil 3.2 'de oluk içindeki iletkenlere ilişkin mmk 'in oluk ortasında yoğunlaştığı varsayılmıştır. Sağ el tırbüson kaidesi ile kutup eksenini elde edilmiştir. Buna göre kutup eksenine 90° dik olan magnetik nötr eksenini, 2 nolu kısmi bobinin ortasından geçmektedir.

Şekil 3.2b 'de akım yönü de dikkate alınarak pozitif x yönünde ilerleyip oluk ortalarında yoğunlaştığı varsayılan oluk mmk 'leri toplanarak, ΣF 'in x 'e göre dağılımı elde edilmiştir. Burada görüldüğü üzere makina çevresindeki mmk dağılımı sinüsoidal olmamakta olup, oluk sayısı sonsuz olsa bile tam sinüsoidal yapılamaz. Dolayısı ile

sinüsoidal olmayan bir periyodik dalga, Fourier serisi ile bir temel bileşen ve sonsuz sayıda harmonik bileşen için farklı frekanslı sinüs fonksiyonlarının toplamı olarak ifade edilebilir.

Genel olarak periyodik bir $F(x)$ fonksiyonu;

$$F(x) = F_0 + \sum_{e=1}^{\infty} C_e \cdot \cos ex + \sum_{e=1}^{\infty} S_e \cdot \sin ex \quad (3.2)$$

şeklinde $e = 1, 2, 3, \dots, \infty$ sonsuz elemanlı bir seri ile ifade edilebilir. Burada F_0 ; $F(x)$ fonksiyonunun ortalama değeri olup, elektrik makinalarında N ve S kutup şiddetlerinin aynı olması, ve çevre boyunca $\sum F = 0$ olması nedeni ile sıfırdır. C_e ve S_e 'ler ise harmonik fonksiyonların katsayılarıdır, dalganın başlangıç yerinin seçimine göre sadece C_e ya da S_e 'lerden birisi bulunur.

Biz analizlerimizde $F(x)$ 'in sıfırdan pozitifte geçtiği noktayı referans alacağız. Bu anlamda Şekil 3.2 'deki fonksiyon, tek fonksiyon ($F(x) = -F(-x)$) olduğundan sadece S_e katsayıları hesaplanacak, yani sadece sinüslü harmonikler bulunacaktır [4]. O halde amper-sarım fonksiyonu;

$$F(x) = \sum_{e=1}^{\infty} S_e \cdot \sin ex \quad (3.3)$$

$e = 1, 2, 3, \dots, \infty$ olarak kısalır. Ayrıca $F(x); \frac{\pi}{4}$ 'e göre simetrik olduğundan,

$$F\left(x - \frac{\pi}{4}\right) = F\left(x + \frac{\pi}{4}\right) \quad (3.4)$$

çift dereceli harmonikler bulunmayacaktır;

$$e \neq 2k, \quad k=1, 2, 3, \dots \quad (3.5)$$

Elde edilen bu kısaltma ile,

$$F(x) = \sum_{e=2k+1}^{\infty} S_e \cdot \sin ex \quad k=0, 1, 2, 3, \dots \quad (3.6)$$

şeklini alır. Yapılacak analizlerde 3.6 ifadesini ele almak yeterli olacaktır. Burada harmonik bileşenlerin katsayıları;

$$S_e = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} F(x) \cdot \sin(ex) dx \quad (3.7)$$

ifadesi ile hesaplanır.

3.6 ve 3.7 bağıntıları ile belirlenen harmonikli $F(x)$ hava aralığı amper-sarım dağılımının, makinanın rotor-stator arasındaki hava boşluğunda - uzayda - üreteceği magnetik akı da (3.1 ifadesi gereği) harmonikli olacaktır. Makinanın bütün hayati fonksiyonlarında büyük önemi olan ve sargıların uzay dağılımı sonucu açığa çıkan bu harmoniklere uzay harmonikleri denir [5].

Şimdiye kadar mmk 'nin çarpımı olan akım, doğru akım olarak ele alınmıştı. Eğer akım zamana göre değişiyor ise; iki değişkenli $F(x,t)$ fonksiyonu genel halde;

$$F(x,t) = i(t) \cdot N(x) \quad (3.8)$$

yazılabilir. Burada F 'nin x 'e olan bağımlılığı matematiksel kolaylık için N 'ye, yani sarım dağılımına bağlanmıştır.

$$i(t) = \sqrt{2} I \cos \omega t \quad (3.9)$$

olduğu varsayılır ise, 3.9 ve 3.6 ifadelerinden;

$$F(x,t) = (\sqrt{2} I \cos \omega t) N \sum_{e=2k+1}^{\infty} f_e(e,x) \cdot \sin ex \quad (3.10)$$

burada f_e e ve x 'e bağlı, katsayılardan geriye kalan bir fonksiyondur. Şayet,

$$F_m = \sqrt{2} I N \quad (3.11)$$

yazılır ise;

$$F(x,t) = F_m \cdot \cos \omega t \cdot \sum_{e=2k+1}^{\infty} f_e(e,x) \cdot \sin ex \quad (3.12)$$

$k = 0,1,2,3,\dots$ elde edilir. Şimdi 3.12 bağıntısındaki katsayıları makina parametreleri cinsinden hesaplamaya başlayalım.

3.3.1. İçinden Doğru Akım Akan Bobinlerde mmk Dağılımı

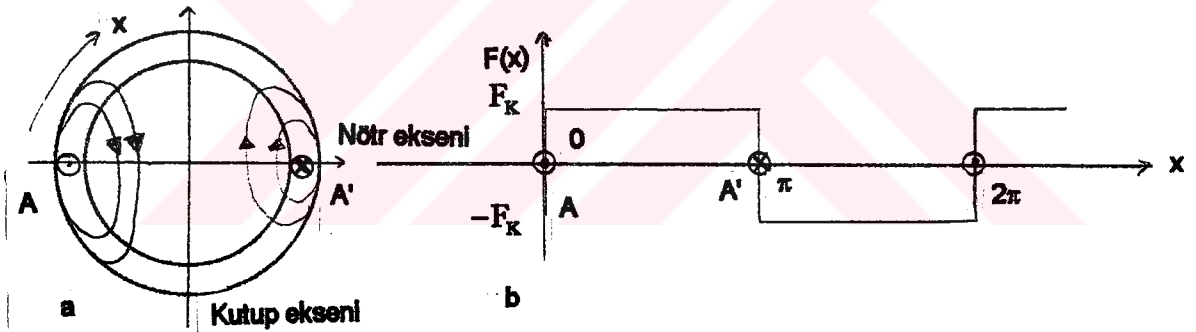
Kolaylık amacı ile $i(t) = I = \text{sabit}$, doğru akım olarak ele alalım ve mmk 'i,

$$F(x) = F_m \sum_{e=2k+1}^{\infty} f_e(e, x) \sin ex \quad (3.13)$$

basit şekli ile inceleyerek çeşitli sargı yapılarında S_e ve f_e fonksiyonların inceleyelim.

3.3.1.1. Bir Çap Bobinin Ürettiği mmk Dağılımı

Şekil 3.3b 'de x ekseninin altındaki ve üstündeki kutuplaşmalar görülmekte olup, mmk'in tepe değeri F_K 'dir. Burada F_K ; iki kutuplu makina için toplam mmk F 'nin yarısıdır. Toplam sarım sayısı N olursa;



Şekil 3.3 a) Sarımları bir çift olukta yoğunlaştırılmış makina, b) Makinanın x yönünde düzeltilmiş hali ve mmk dağılımı

$$F = N.I \quad , \quad F_K = \frac{F}{2p} = \frac{NI}{2p} \quad (3.14)$$

olur. Şekil 3.3 b 'de $F(x)$ fonksiyonu;

$$0 < x < \pi \text{ aralığında } F(x) = F_K \text{ ,}$$

$$\pi < x < 2\pi \text{ aralığında ise } F(x) = -F_K$$

değerini almaktadır. O halde 3.6 ve 3.7 ifadelerinin kullanımı ile buradaki $F(x)$ fonksiyonu analiz edilebilir:

$$S_e = \frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\pi} F_K \sin ex dx + \int_{\pi}^{2\pi} (-F_K) \sin ex dx \right] \quad (3.15)$$

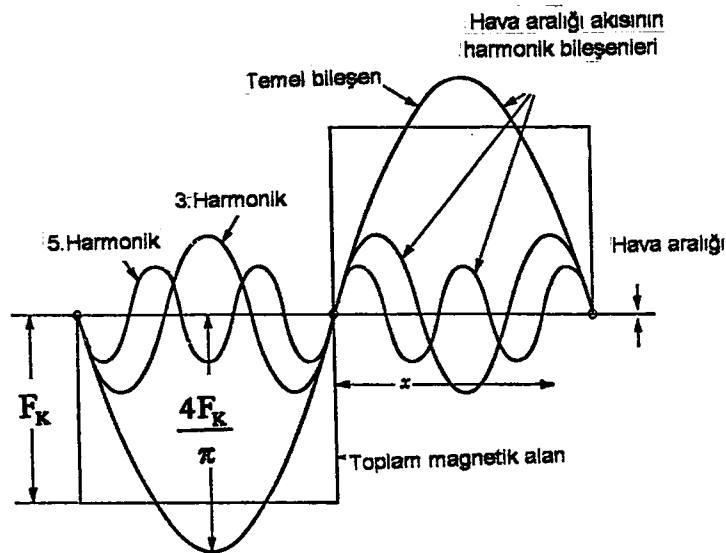
integrallerinin çözümü sonucunda,

$$S_e = \frac{4F_K}{\pi} \cdot \frac{1}{e} \quad (3.16a)$$

olarak elde edilir. Bu ise 3.13 ifadesi formunda, $F_m = \frac{4F_K}{\pi}$ tanımı ile,

$$F(x) = F_m \sum_{e=2k+1}^{\infty} \frac{1}{e} \cdot \sin ex \quad \text{ve} \quad f_e(e, x) = \frac{1}{e} \quad (3.16b)$$

olur. Böylece Şekil 3.3 'deki mmk dağılımı, genliği harmonik mertebesi ile azalan sonsuz elemanlı sinüsoidal fonksiyonların toplamı olarak ifade edilmiş olur.



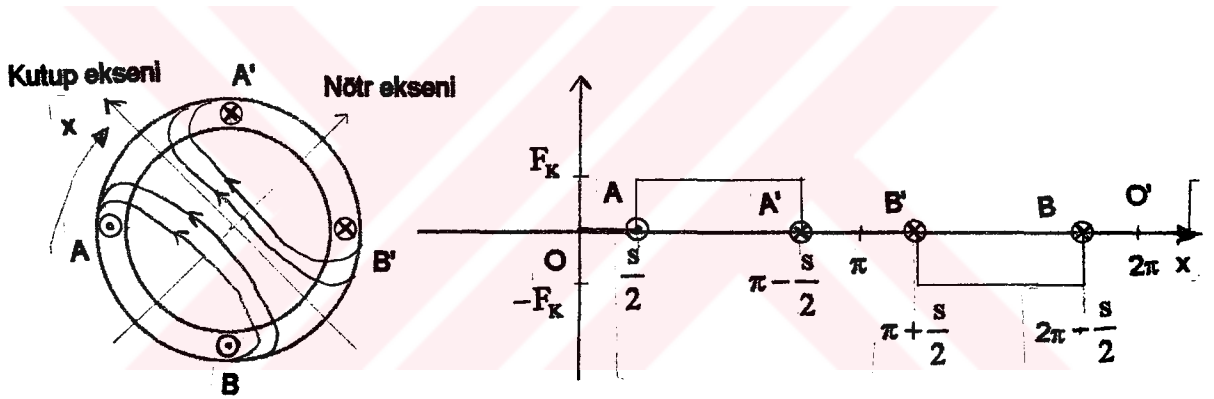
Şekil 3.4 Şekil 3.3 'deki bobinin ürettiği mmk 'in harmonik bileşenleri

Burada harmonik yüzdesi hakkında bilgi vermesi açısından $\frac{\phi_1}{\phi_T}$ 'yi bulalım. Bu oran Şekil 3.3 'deki kare dalga mmk 'i temel bileşeninin ortalama değerinin kare dalganın ürettiği toplam mmk 'nin ortalama değerinin ortalama değeri oranına eşit olup;

$$\frac{\phi_1}{\phi_T} = \frac{4F_K \cdot 2}{\pi F_K \pi} = \frac{8}{\pi^2} \quad (3.17)$$

ya da 0.811 olur. Bu da şekil 3.3 'deki kare dalga mmk 'inde yaklaşık olarak %20 harmonik bileşen olduğunu gösterir.

3.3.1.2. Kirişlenmiş Bir Çift Bobinin Ürettiği mmk Dağılımı



Şekil 3.5 Kirişlenmiş bir çift bobinli iki kutuplu sargı ve mmk dağılımı

Şekil 3.5 'de iki kutuplu kirişlenmiş bir sargı ve mmk dağılımı görülmektedir. Sargının toplam sarım sayısı N ise;

$$F_K = \frac{NI}{2p} \text{ 'dir.}$$

Fonksiyonun bir periyodunun tamamı;

$$0 < x < \frac{s}{2} \text{ ise } F(x) = 0$$

$$\frac{s}{2} < x < \pi - \frac{s}{2} \text{ ise } F(x) = F_K$$

$$\pi - \frac{S}{2} < x < \pi + \frac{S}{2} \text{ ise } F(x) = 0$$

$$\pi + \frac{S}{2} < x < 2\pi - \frac{S}{2} \text{ ise } F(x) = -F_K$$

$$2\pi - \frac{S}{2} < x < 2\pi \text{ ise } F(x) = 0 \text{ 'dır.}$$

Buna göre $F(x) \neq 0$ olduğu bölgelerde integrallerin alınması ile S_e ler hesaplanır.

Burada Fourier analizinin bir kolaylığını daha kullanırsak; $\frac{\pi}{4}$ simetrisine sahip fonksiyonlarda (Eşitlik 3.4 'ün tanımladığı)

$$S_e = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} F(x) \cdot \sin ex \cdot dx \quad (3.18)$$

yazılarak hesap kolaylaştırılır. Böylece;

$$S_e = \frac{4F_K}{\pi} \int_{\pi/2}^{\pi/2} \sin ex dx = \frac{4F_K}{\pi e} \left[-\cos e \frac{\pi}{2} + \cos e \frac{s}{2} \right]$$

$e = 2k+1$ $k=0,1,2,3,\dots$ için parantez içindeki ilk terim sıfır verir. İkinci terimi ise daha yaygın kullanılan bir şekilde getirelim. Kirişlenme miktarı kutup genişliği ile ileri sargı

adımı arasındaki farka eşittir; $s = \tau_p - y_1$, $\frac{s}{2} = \frac{\tau_p - y_1}{2}$ olacaktır. τ_p elektriki açı

olarak π radyandır. y_1 ; Sargının ileri adımıdır. $\frac{s}{2} = \frac{\pi}{2} - \frac{y_1}{2}$ olur. y_1 ise $0 < y_1 < \pi$

arasındadır.

$$\cos e \left(\frac{\pi}{2} - \frac{y_1}{2} \right) = \cos e \frac{\pi}{2} \cdot \cos \frac{y_1}{2} + \sin e \frac{\pi}{2} \cdot \sin e \frac{y_1}{2}$$

yazılırsa, eşitliğin sağındaki ilk terim e 'nin tek sayı olması nedeniyle sıfır olur. İkinci

terimdeki $\sin e \frac{\pi}{2}$ terimi de;

$$2k+1 \text{ için } -1 ,$$

$$2k-1 \text{ için } 1 \text{ verir.}$$

y_1 ise $y_1 = \frac{\tau_p - s}{\tau_p} \pi$ olarak ifade edilebilir. Böylelikle; $e = 2k+1$, $k = 0,1,2$ için

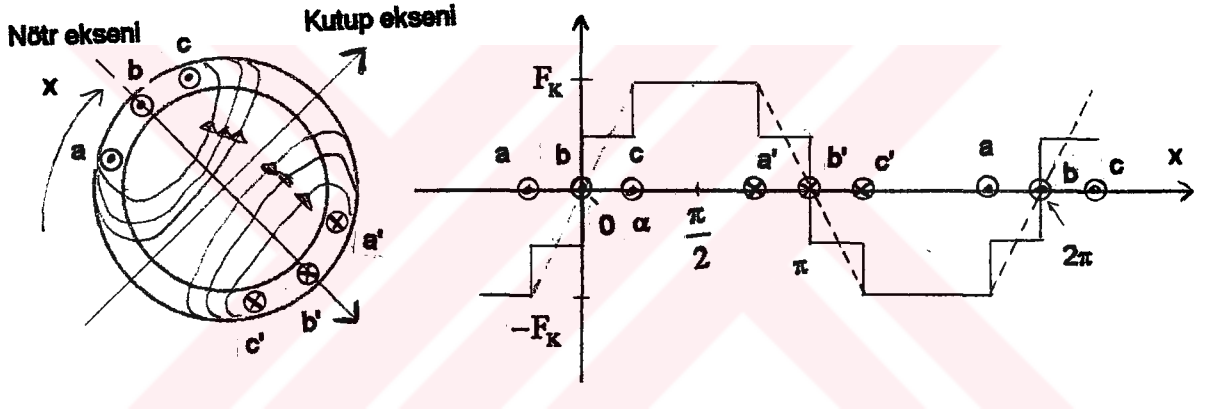
$$S_e = \frac{4F_K}{\pi e} \cdot \text{sine} \frac{\pi}{2} \cdot \text{sine} \left(\frac{\tau_p - s}{\tau_p} \cdot \frac{\pi}{2} \right) \quad (3.19a)$$

olur. $F(x)$ ise

$$F(x) = \frac{4F_K}{\pi} \left[\text{sin} \left(\frac{\tau_p - s}{\tau_p} \frac{\pi}{2} \right) \cdot \text{sin} x - \frac{1}{3} \text{sin} 3 \left(\frac{\tau_p - s}{\tau_p} \frac{\pi}{2} \right) \text{sin} 3x + \frac{1}{5} \text{sin} 5 \left(\frac{\tau_p - s}{\tau_p} \frac{\pi}{2} \right) \text{sin} 5x - \dots \right] \quad (3.19b)$$

olarak elde edilir.

3.3.1.3. Dağıtılmış Bobinlerin Ürettiği mmk Dağılımı



Şekil 3.6 Dağıtılmış bobinli 2 kutuplu sargı ve mmk dağılımı

Kolaylık açısından kutup başına 3 oluğu olan (Şekil 3.6) bir sargı ele alalım. Burada basamaklı mmk dalgası üzerine çizilen trapez dalgası S_e 'nin hesabında kolaylık sağlar.

Fonksiyon tanımı: $F(x)$; $0 < x < \alpha$ aralığında $F(x) = \frac{F_K}{\alpha} \cdot x$

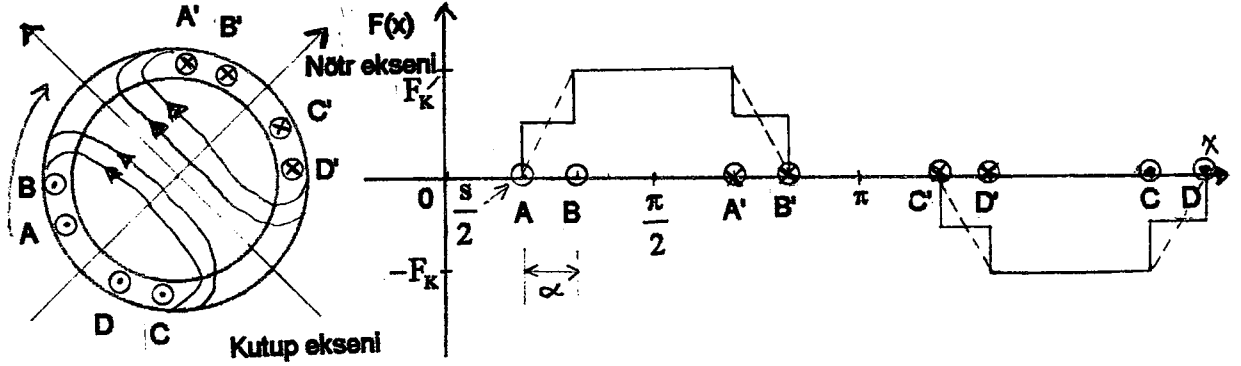
$\alpha < x < \pi/2$ aralığında ise $F(x) = F_K$ dir.

$$S_e = \frac{4F_K}{\pi} \left[\int_0^\alpha \frac{x}{\alpha} \text{sin} e x dx + \int_\alpha^{\pi/2} \text{sin} e x dx \right] \text{'in hesabı } S_e = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{F_K}{e} \cdot \frac{\text{sine} \alpha}{\alpha} \quad (3.20)$$

$$\text{ve } F(x) = \frac{4F_K}{\pi} \sum_{e=2k+1}^{\infty} \frac{\text{sine} \alpha}{\alpha} \frac{1}{e^2} \text{sin} e x \quad k = 0,1,2,3,\dots \quad (3.21)$$

olur.

3.3.1.4. Dağıtılmış ve Kirişlenmiş Bobinlerin Ürettiği mmk Dağılımı



Şekil 3.7 Dağıtılmış ve kirişlenmiş bobinli 2 kutuplu sargı ve mmk dağılımı

Şekil 3.7 'de dağıtılmış ve kirişlenmiş 4 kısmi bobini bulunan 2 kutuplu bir sargı ve buna ait basamaklı mmk dalgası görülmektedir. Daha sonra basamaklı dalga trapez dalgasına dönüştürülmüştür. $\frac{\pi}{2}$ 'ye göre simetrik olan dalganın bu bölgedeki tanımı:

$$0 < x < \frac{s}{2} \text{ aralığında } F(x) = 0$$

$$\frac{s}{2} < x < \frac{s}{2} + \alpha \text{ aralığında } F(x) = \frac{F_K}{\alpha} \left(x - \frac{s}{2} \right)$$

$$\frac{s}{2} + \alpha < x < \pi/2 \text{ aralığında ise } F(x) = F_K \text{ 'dir.}$$

Fourier analizi uygulanırsa;

$$S_e = \frac{4F_K}{\pi} \int_{s/2}^{s/2+\alpha} \left(\frac{x - \frac{s}{2}}{\alpha} \right) \sin nx dx + \int_{s/2+\alpha}^{\pi/2} \sin nx dx \quad (3.22)$$

$$S_e = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{F_K}{e} \cdot \frac{\sin \frac{e\alpha}{2}}{\frac{e\alpha}{2}} \cdot \cos e \left(\frac{s+\alpha}{2} \right) \quad (3.23)$$

olarak bulunur. $F(x)$ yine Eşitlik 3.13 'teki gibidir.

3.3.1.5. Sargı Faktörleri

a) Dağılıma faktörü

Daha önce (Bölüm 3.3.1.1) tek bir çap bobinin ürettiği mmk 'nin sonsuz sayıda harmonik içerdiği gösterilmişti (Eşitlik 3.17). Tek bir çap bobin yerine makina çevresine dağıtılmış q adet kısmi bobin olmuş olsa, açığa çıkması gereken bileşke mmk q adet (Şekil 3.6) dikdörtgen mmk 'nin toplamı olarak düşünülebilir. Fakat bu toplam geometrik toplam olmalıdır. Çünkü;

$$F_{q1\max} = \sum_{i=1}^q F_1 \neq q \cdot F_1 \quad (3.24)$$

dir. Burada F_1 bir oluktaki mmk'in fazör değeridir. Temel bileşen mmk 'i için ardışıl iki oluk arasındaki elektriki açı,

$$\gamma_{e1} = p \cdot \gamma_m = p \cdot \frac{360^\circ}{Q_1} \quad (3.25)$$

olup, herhangi iki oluğa ait temel bileşen mmk 'leri arasında γ_{e1} kadar faz farkı olacaktır.

$$\angle F_{11}, F_{12} = \gamma_{e1}$$

Şimdi e. harmonik için, ardışıl iki oluk arasındaki faz farkını elde edelim. Şekil 3.4 'de 3. harmonik mmk 'ini incelersek; doğal olarak temel bileşenin 3 katı frekansta olup alternans sayısı kadar kutba sahiptir. Dolayısı ile,

$$p_e = e \cdot p \quad (3.26)$$

dir. Diğer taraftan bu harmonik kutupların genişliği temel kutup genişliğinin 1/e katı olduğu görülür (Şekil 3.4). Yani;

$$\tau_{pe} = \frac{\tau_p}{e} \quad (3.27)$$

olacaktır. 3.25 ve 3.26 ifadelerinden ardışıl iki oluk arasındaki e. harmonik mmk 'ler arasındaki faz farkı,

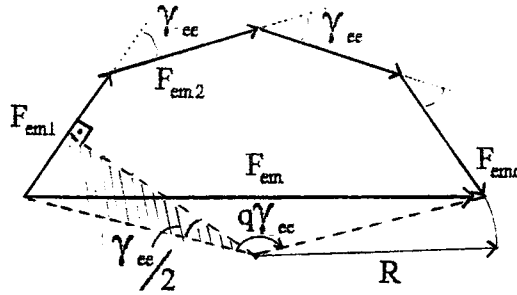
$$\gamma_{ee} = e \cdot p \cdot \frac{360^\circ}{Q_1} = e \cdot \gamma_{e1} \quad (3.28)$$

olur. Dolayısı ile ;

$$\angle F_{3,1,\text{oluk}} , F_{3,2,\text{oluk}} = \gamma_{e3} \quad (3.29)$$

olur.

Aralarında sabit faz farkı bulunan q oluktaki aynı harmonik mmk 'leri toplamı Şekil 3.8 'deki geometrik yaklaşımla elde edilip bir yöntem geliştirilebilir.



Şekil 3.8 q Aralı kısmı bobinde e. harmonik bileşke mmk 'in bulunuşu

Şekil 3.8 'de taralı küçük üçgende;

$$F_{e1} = 2R \sin \frac{\gamma_{ee}}{2} \quad (3.30)$$

büyük üçgende ise geometrik toplam,

$$F_{em} = 2R \sin \frac{q\gamma_{ee}}{2} \quad (3.31)$$

Cebirsel toplam ise, 3.30 bağıntısının yardımı ile

$$\sum_{i=1}^q F_{ei} = qF_{e1} = q2R \sin \frac{\gamma_{ee}}{2} \quad (3.32)$$

olur. Buradan da görüleceği üzere geometrik toplamın genliği cebirsel toplama göre küçüktür. Bunun sebebi sargının dağıtılmış yapısıdır. Temel bileşen ve e. harmonik mmk 'leri için küçültme çarpanı 3.31 ve 3.32 ifadelerinden,

$$K_{dt} = \frac{\text{Geometrik toplam}}{\text{Cebirsel toplam}} = \frac{2R \sin \frac{q\gamma_e}{2}}{2Rq \sin \frac{\gamma_e}{2}},$$

$$K_{dt} = \frac{\sin \frac{q\gamma_e}{2}}{q \sin \frac{\gamma_e}{2}} \quad (3.33)$$

olur ve $\frac{\gamma_e}{2}$ küçük olduğundan $\sin \frac{\gamma_e}{2} \cong \frac{\gamma_e}{2}$ alınabilir. Bu durumda ;

$$K_{dt} \cong \frac{\sin \frac{q\gamma_e}{2}}{q \frac{\gamma_e}{2}} \quad (3.34)$$

lur. Bir kutup altında bir faz sargısının işgal ettiği elektriki açı α_b olarak tanımlanır;

$$\alpha_b = q\gamma_e \quad (3.35)$$

olup, bunun 3.34 ifadesinde yerine konması ile;

$$K_{dt} \cong \frac{\sin \frac{e\alpha_b}{2}}{\frac{e\alpha_b}{2}} \quad (3.36)$$

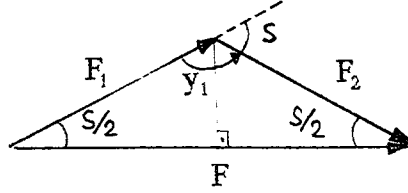
olur. Bu bağıntının, Eşitlik 3.21 'de dağıtılmış bobinli sargı için verilen Fourier katsayısı ile aynı olduğu görülür. Bundan sonra dağıtılmış bobinlere ilişkin mmk dağılımındaki harmonik bileşen katsayıları olarak K_{dt} konulacak, 3.21 'deki diğer çarpan, K_{dt} 'nin önüne gelecektir. Yani 3.20 ifadesi,

$$S_e = \frac{4F_K}{\pi} \frac{K_{dt}}{e} \text{ olur.} \quad (3.37)$$

b) Kirişlenme faktörü

Bilindiği üzere bir kısmi bobin; iki kısmi bobin yanından oluşur. Bu bobin, çap bobin olarak tasarlandı ise, iki kısmi bobin yanı arasındaki mesafe; kutup adımı τ_p kadar

olup, elektriksel olarak 180° 'dir. Sargı kırıışlendiğinde ise sargı adımı 180° 'den fark eder; kısa ya da uzun olabilir. Genellikle cephe bağlantılarında bakır tasarrufu yapmak için kısa adım kullanılır. Bobin yanlarındaki mmk 'ler F_1 ve F_2 ile gösterilirse;



Şekil 3.9 Kırıışlenmenin etkisi

geometrik toplam $|F|$ 'nin, $|F_1| + |F_2|$ cebirsel toplamından daha küçük olduğu görüldür (Şekil 3.9). Burada $|F_1| = |F_2|$ 'dir. Buradaki küçültme miktarı kırıışlenme faktörü K_p ile verilir:

$$K_p = \frac{|F|}{|F_1| + |F_2|} = \frac{2|F_1| \cdot \cos \frac{s}{2}}{2|F_1|} = \cos \frac{s}{2} \quad (3.38)$$

$$\frac{s}{2} = \frac{\tau_p - y_1}{2} = \frac{\pi}{2} - \frac{y_1}{2} \text{ yazılırsa;} \quad (3.39)$$

$$K_p = \cos \left(\frac{\pi}{2} - \frac{y_1}{2} \right) = \sin \frac{y_1}{2} \text{ olur. } y_1 = \frac{\tau_p - s}{\tau_p} \cdot \pi \text{ yukarıda yerine yazılırsa;}$$

$$K_p = \sin \left(\frac{\tau_p - s}{\tau_p} \frac{\pi}{2} \right) \text{ olur. 3.37 'den e. harmonik için kırıışlenme açısı e kat artacağından,}$$

$$K_{pe} = \sin \left(e \frac{\tau_p - s}{\tau_p} \frac{\pi}{2} \right) \quad (3.40)$$

olarak elde edilir. Bu ifade de, kırıışlenmiş bobine ilişkin mmk dağılımına (Bkz Bölüm 3.3.1.2) ait 3.20 eşitliğinde kendini göstermektedir. Bundan sonraki kırıışlenmiş bobin mmk dağılımlarında K_{pe} faktörü kullanılacaktır.

c) Hem kırılganmış, hemde dağılmış sargı olma durumu

Bu taktirde, mmk harmonik çarpanı sargı faktörü diye tanımlamır ve dağılma ile kırılganlık çarpanlarının çarpımına eşittir.

$$K_{we} = K_{pe} \cdot K_{de} \quad (3.41)$$

Sargı faktörlerinin mmk dağılımındaki yerini belirttikten sonra, en genel halde simetrik bir faz sargısının ürettiği mmk dağılımını, uzay harmonik katsayılarını sargı faktörleri cinsinden yazarak yinelersek,

$$F(x, t) = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{N}{2p} I \sum_{e=2k+1}^{\infty} \frac{k_{we}}{e} \text{Sin}ex \quad (3.42)$$

olur.

3.3.2. İçinden Alternatif Akım Akan Bir Çap Sargının mmk 'i

3.8 İfadesinde verildiği üzere en genel olarak, $F(x, t) = i(t) \cdot N(x)$ idi. Şimdiye kadar yapılan incelemelerde $i(t) = I$ doğru akım olarak alınmıştı. Şimdi;

$$i(t) = \sqrt{2} \cdot I \cdot \text{Cos}\omega t \quad (3.43)$$

olarak açığa çıkacak alternatif mmk dağılımını inceleyelim. En genel halde sargı faktörü k_{we} olan simetrik bir (Eşitlik 3.42) mmk 'nin, e. harmonik bileşenini ele alalım ve 3.43 'deki akımı uygulayalım:

$$F_e(x, t) = F_{em} \cdot \text{Cos}\omega t \cdot \text{Sin}ex \quad (3.44)$$

olur. Burada;

$$F_{em} = \frac{N \cdot \sqrt{2} \cdot I}{2p} \cdot \frac{4}{\pi e} K_{we} \quad (3.45)$$

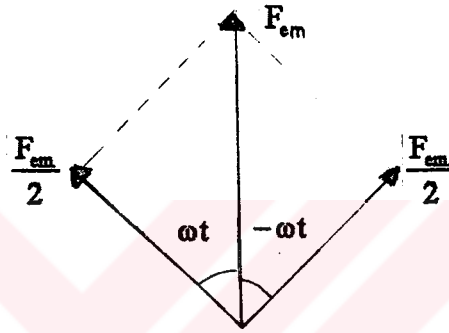
olarak kısaltılmıştır. 3.43 ifadesinde $\text{cos}\omega t$ yerine Euler açılımı yazılırsa;

$$F_e(x, t) = F_{em} \cdot \text{Sinex} \cdot \left(\frac{e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}}{2} \right) \quad (3.46.a)$$

$F_{emx} = F_{em} \cdot \text{Sinex}$ olursa,

$$F_e(x, t) = \frac{F_{emx}}{2} \cdot e^{j\omega t} + \frac{F_{emx}}{2} \cdot e^{-j\omega t} \quad (3.46.b)$$

birbirine zıt yönde ωt hızı ile dönen genlikleri eş, ve genlikleri maksimum değerın yarısı olan iki adet döner fazör elde edilir.



Şekil 3.10 Alternatif alanın bileşenleri

Böylelikle, alternatif alanın bileşenleri; y ekseninde ωt ile titreşen iki eş genlikli ve zıt yönlü döner alanlardan meydana geldiği görülmüş olur.

3.3.3. Çok Fazlı Makinalarda Bileşke mmk

Açıklandığı üzere tek fazlı sistemde oluşan alan, alternatif bir alandır. m Fazlı alternatif akım sistemini, birbirinden $2\pi/m$ kadar ötelenmiş alternatif akım sargısına uygulayalım. Özel durum olarak $m = 3$ alınır, bileşke mmk;

$$F(x, t) = F_R(x, t) + F_S(x, t) + F_T(x, t) \quad (3.47)$$

$I_R = I_S = I_T = I$ konulursa;

$$i_R = \sqrt{2} \cdot I \cdot \text{Cos}\omega t, \quad i_S = \sqrt{2} \cdot I \cdot \text{Cos}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right), \quad i_T = \sqrt{2} \cdot I \cdot \text{Cos}\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (3.48)$$

3 fazlı sargılar makina çevresinde 120° ötelenmiş olduklarından 3.17 ifadesi de ardıl fazlar için 120° ötelenir. Yani,

$$N_R = N(x) , N_S = N\left(x - \frac{2\pi}{3}\right) , N_T = N\left(x - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (3.49)$$

3.44, 3.46, 3.48 ve 3.49'dan

$$F_e(x, t) = F_m \left\{ \text{Sin}x \text{Cos} \omega t + \text{Sin}\left(x - \frac{2\pi}{3}\right) \text{Cos}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \text{Sin}\left(x - \frac{4\pi}{3}\right) \text{Cos}\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \right\} \quad (3.50)$$

olarak e. harmonik bileşke momenti elde edilir. Şimdi,

$$\text{Sin}a . \text{Cos}b = \frac{1}{2} [\text{Sin}(a + b) + \text{Sin}(a - b)] \quad (3.51)$$

açılımını kullanarak 3 fazlı sistem için çeşitli harmonik bileşke mmk'lerini irdeleyelim.

a) Önce $e = 1$ alarak temel bileşenin bileşkesini inceleyelim:

$$F_1(x, t) = F_{1m} \left\{ \text{Sin}x \text{Cos} \omega t + \text{Sin}\left(x - \frac{2\pi}{3}\right) \text{Cos}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \text{Sin}\left(x - \frac{4\pi}{3}\right) \text{Cos}\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \right\} \quad (3.52)$$

$$\begin{aligned} \text{Sin}x . \text{Cos} \omega t &= \frac{1}{2} \text{Sin}(x + \omega t) + \frac{1}{2} \text{Sin}(x - \omega t) \\ \text{Sin}\left(x - \frac{2\pi}{3}\right) . \text{Cos}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) &= \frac{1}{2} \text{Sin}\left(x + \omega t - \frac{4\pi}{3}\right) + \frac{1}{2} \text{Sin}(x - \omega t) \\ \text{Sin}\left(x - \frac{4\pi}{3}\right) . \text{Cos}\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) &= \frac{1}{2} \text{Sin}\left(x + \omega t - \frac{8\pi}{3}\right) + \frac{1}{2} \text{Sin}(x - \omega t) \\ + &+ \\ \hline F_1(x, t) / F_{1m} &= 0 + \frac{3}{2} \text{Sin}(x - \omega t) \end{aligned} \quad (3.53)$$

$$F_1(x, t) = \frac{3}{2} F_{1m} \text{Sin}(x - \omega t) \quad (3.54.a)$$

Bu ise hızı ωt olan ve x yönünde dönen bir alanı simgeler. Bu alanın genliği bir faz genliğinin $3/2$ ($m/2$) katıdır. Ayrıca 3.54a ifadesi fazör olarak ta gösterilebilir.

$$F_1(x, t) = \frac{m}{2} F_{1m} e^{-j\omega t} \quad (3.54.b)$$

Bu döner alan asenkron makinanın temel çalışma gereğini oluşturur.

b) Şimdi çeşitli harmonik döner alanları inceleyelim.

e = 3 koyarak 3. harmonik döner alanı ele alırsak; yukarıda kullanılan aynı yöntem ile

$$F_3(x, t) = F_{3m} \left\{ \sin 3x \cos \omega t + \sin 3 \left(x - \frac{2\pi}{3} \right) \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) + \sin 3 \left(x - \frac{4\pi}{3} \right) \cos \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \right\} \quad (3.55)$$

$$\sin 3x \cdot \cos \omega t = \frac{1}{2} \sin(3x + \omega t) + \frac{1}{2} \sin(3x - \omega t)$$

$$\sin(3x - 2\pi) \cdot \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) = \frac{1}{2} \sin \left(3x + \omega t - \frac{8\pi}{3} \right) + \frac{1}{2} \sin \left(3x - \omega t - \frac{4\pi}{3} \right)$$

$$\sin(3x - 4\pi) \cdot \cos \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) = \frac{1}{2} \sin \left(3x + \omega t - \frac{16\pi}{3} \right) + \frac{1}{2} \sin \left(3x - \omega t - \frac{8\pi}{3} \right)$$

+

+

$$F_3(x, t) / F_{3m} = 0 + 0$$

$$F_3(x, t) = 0 \quad (3.56)$$

3. harmoniklerin bileşke mmk 'i sıfırdır. Bundan böyle 3. harmonik alanlar yok kabul edilecektir. Ayrıca 3 'ün katı harmoniklerde aynı bağlamda (3, 9, 15, 21,...) sıfırdır.

c) e = 5 alarak 5. harmonik bileşke alanını inceleyelim.

$$F_5(x, t) = F_{5m} \left\{ \sin 5x \cos \omega t + \sin 5 \left(x - \frac{2\pi}{3} \right) \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) + \sin 5 \left(x - \frac{4\pi}{3} \right) \cos \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \right\}$$

Aynı yöntem ile;

$$\begin{aligned}
\text{Sin}5x \cdot \text{Cos}\omega t &= \frac{1}{2}\text{Sin}(5x + \omega t) + \frac{1}{2}\text{Sin}(5x - \omega t) \\
\text{Sin}\left(5x - \frac{10\pi}{3}\right) \cdot \text{Cos}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) &= \frac{1}{2}\text{Sin}\left(5x + \omega t - \frac{12\pi}{3}\right) + \frac{1}{2}\text{Sin}\left(5x - \omega t - \frac{8\pi}{3}\right) \\
\text{Sin}\left(5x - \frac{20\pi}{3}\right) \cdot \text{Cos}\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) &= \frac{1}{2}\text{Sin}\left(5x + \omega t - \frac{24\pi}{3}\right) + \frac{1}{2}\text{Sin}\left(5x - \omega t - \frac{16\pi}{3}\right) \\
+ & \quad + \\
\hline
F_5(x, t) / F_{5m} &= \frac{3}{2}\text{sin}(5x + \omega t) + 0
\end{aligned}$$

$$F_5(x, t) = \frac{3}{2}F_{5m} \text{Sin}(5x + \omega t) \quad (3.57)$$

$$F_5(x, t) = \frac{3}{2}F_{5m} e^{j\omega t} \quad (3.58)$$

3.57 ve 3.58 ifadelerinde ωt 'nin işaretinin + oluşu 5. harmonik alanın x 'e ve temel bileşen döner alanına ters yönde döndüğünü göstermektedir.

d) $e = 7$ için;

$$\begin{aligned}
F_7(x, t) = F_{7m} \left\{ \text{Sin}7x \text{Cos}\omega t + \text{Sin}7\left(x - \frac{2\pi}{3}\right) \text{Cos}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \right. \\
\left. \text{Sin}7\left(x - \frac{4\pi}{3}\right) \text{Cos}\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \right\}
\end{aligned}$$

Benzer şekilde,

$$\begin{aligned}
\text{Sin}7x \cdot \text{Cos}\omega t &= \frac{1}{2}\text{Sin}(7x + \omega t) + \frac{1}{2}\text{Sin}(7x - \omega t) \\
\text{Sin}\left(7x - \frac{14\pi}{3}\right) \cdot \text{Cos}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) &= \frac{1}{2}\text{Sin}\left(7x + \omega t - \frac{16\pi}{3}\right) + \frac{1}{2}\text{Sin}(7x - \omega t - 4\pi) \\
\text{Sin}\left(7x - \frac{28\pi}{3}\right) \cdot \text{Cos}\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) &= \frac{1}{2}\text{Sin}\left(7x + \omega t - \frac{32\pi}{3}\right) + \frac{1}{2}\text{Sin}(7x - \omega t - 8\pi) \\
+ & \quad + \\
\hline
F_7(x, t) / F_{7m} &= \frac{3}{2}\text{Sin}(7x - \omega t) + 0
\end{aligned}$$

$$F_7(x, t) = \frac{3}{2} F_{7m} \cdot \sin(7x - \omega t) \quad (3.59)$$

$$F_7(x, t) = \frac{3}{2} F_{7m} \cdot e^{-j\omega t} \quad (3.60)$$

7. harmonik bileşke alan, temel bileşenle aynı yönde (düz) dönen bir döner alandır. Aynı işlemler tekrarlanırsa, genel halde simetrik 3 fazlı sistemde;

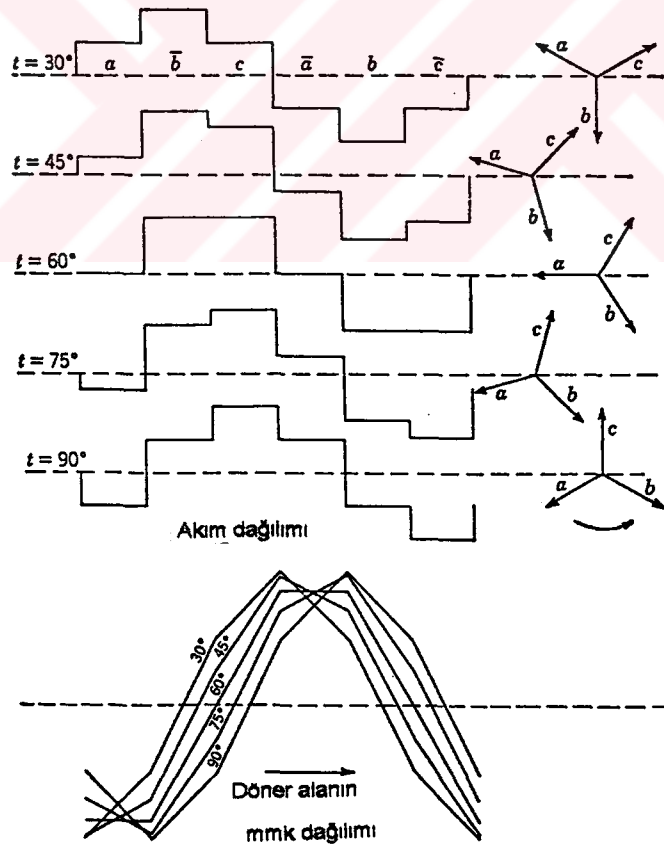
$$F_{6k+1}(x, t) = \frac{3}{2} F(6k+1)_m \cdot e^{\pm j\omega t} \quad (3.61)$$

olur. $6k+1 = 2km_1$ anlamındadır.

$$e = 6k+1 \quad k = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (3.62)$$

için x ile aynı yönde (düz) döner alanlar (1, 7, 13, 19),

$$e = 6k-1 \quad k = 1, 2, 3, \dots \quad (3.63)$$



Şekil 3.11 Üç fazlı sargının oluşturduğu döner alanın farklı açılardaki geometrik şekilleri

için ise x 'e zıt yönde dönen (ters) döner alanlar elde edilir. Eşitlik 3.61 'de sargı faktörlerinin F_{em} 'nin içinde olduğu (Eşitlik 3.45) unutulmamalıdır.

Şekil 3.11 'de, döner alanın farklı t anlarında farklı şekile sahip olması, yukarıda bahsedilen harmonik döner alanların farklı hızlarda dönmesi ve muhtelif x anlarında birbiri üstünden geçmesidir. Diğer bir deyişle yüksek oluk harmoniklerindedir [5].

3.4. Rotor Sargıları

Asenkron makinalarda rotor Bölüm 2 'de bahsedildiği üzere iki değişik yapıda yani; sargılı rotorlu ya da sincap kafesli olabilmektedir.

Sargılı rotorlu yapıda, rotor sargılarının yapısı aynı Bölüm 3.2 ve 3.3 'de bahsedildiği gibidir. Bu yüzden ayrıca incelemeye gerek yoktur.

Sincap kafes yapısında ise durum biraz farklıdır. $Q_2 \neq Q_1$ olduğunda rotordaki faz sayısı

$$m_2 = Q_2 \quad (3.64)$$

olur. Herbir rotor çubuğu bir fazı teşkil ettiğinden faz bandı yoktur. Dolayısı ile de tek bir çubuktan ibaret bir faz sargısının kırıışlanması ya da dağıtılması söz konusu değildir. Yani; $K_{p2}K_{d2} = 1$ olur.

Fakat stator oluk harmoniklerinin rotordaki etkilerini azaltmak için, kısa devre çubuklarının eğik yapılması yöntemi kullanılır (Şekil 4.5). Eğrilik bir çeşit sargı faktörü gibi işlev yapıp etkin direnç ve reaktanslarda değişime neden olur. Eğrilik ve etkileri Bölüm 4.5.3 'de incelenecektir.

3.5. Sargılarda Endüklenen emk

Şimdiye kadar hava aralığı akısı, harmonik bileşenleri ile birlikte incelendi. Şimdi dönen bu alanların sargılarda endüklediği gerilimleri bulalım. Eşitlik 3.61 'den;

$$F_e(x, t) = \frac{3}{2} F_{em} \cdot \text{sine}(x - \omega t) \quad (3.65)$$

$$e = 6k \pm 1 \quad k = 0, 1, 2, 3, \dots \quad e \geq 1 \text{ idi.}$$

Eşitlik 3.1 'den,

$$\phi_e = \frac{\frac{3}{2} F_{em} \cdot \text{sine}(x - \omega t)}{\mathfrak{R}} \quad (3.66)$$

$$\phi_e = \phi_{te} \cdot \text{sine}(x - \omega t) \quad (3.67)$$

$$\phi_{te} = \frac{\frac{3}{2} F_{em}}{\mathfrak{R}} = \phi_{me} \cdot k_{w1e} \quad (3.68)$$

Faraday yasası $\left(E = -N \frac{d\phi}{dt} \right)$ ve sinusoidal bir fonksiyonun efektif değerinin fonksiyonun maksimum değerinin $1/\sqrt{2}$ 'si olduğu bilgileri kullanılırsa, stator sargısı için,

$$E_{1e} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} \cdot e \cdot f_1 \cdot \phi_{me} N_1 k_{w1e} \quad (69a)$$

veya

$$E_{1e} = 4.44 e f_1 \phi_{me} N_1 k_{w1e} \quad (69b)$$

Rotor sargısında endüklenen e. harmonik gerilimi ise,

$$E_{2e} = 4.44 e f_2 \phi_{me} N_2 k_{w2e} \quad (3.70)$$

3.6. Mıknatıslanma Akımı

Eşitlik 3.45 ve 3.54b 'den m fazlı makinanın temel bileşen mmk 'inin maksimum değeri;

$$F_{1m} = \frac{\sqrt{2} m_1 N_1 I_{\mu} K_{w1}}{\pi p} \quad (3.71)$$

olur. Demirin permeabilitesinin havamnkinden çok büyük olduğu kabulü ile demirdeki mmk düşümünü ihmal eder ve aşağıdaki bağıntıları kullanırsak hava aralığındaki

$$B = \mu H \quad \mathfrak{R} = \frac{g}{\mu_0 S} \quad (3.72)$$

maksimum endüksiyon aşağıdaki gibi olur:

$$B_{gm} = \frac{\mu_0 \sqrt{2} m_1 N_1 I_\mu K_{w1}}{\pi p g} \quad (3.73)$$

Burada g eşdeğer hava aralığıdır ve Bölüm 4.3 'de açıklanacaktır. Bu denklemin daha kullanışlı bir hali kutup akısı cinsinden verilebilir. Yani temel bileşen akısının kutup üzerindeki ortalama değeri,

$$\phi_m = \frac{2}{\pi} B_{gm} \left(\frac{\pi D l}{2 p} \right) = \frac{D B_{gm}}{p} \quad (3.74)$$

olur. Burada D hava aralığı çapı ve l 'de demirin aksiyel uzunluğudur. 3.73 ve 3.74 ifadelerinden;

$$I_\mu = \frac{\pi p^2 g \phi_m}{\sqrt{2} \mu_0 m_1 N_1 K_{w1} D l} \quad (3.75)$$

elde edilir.

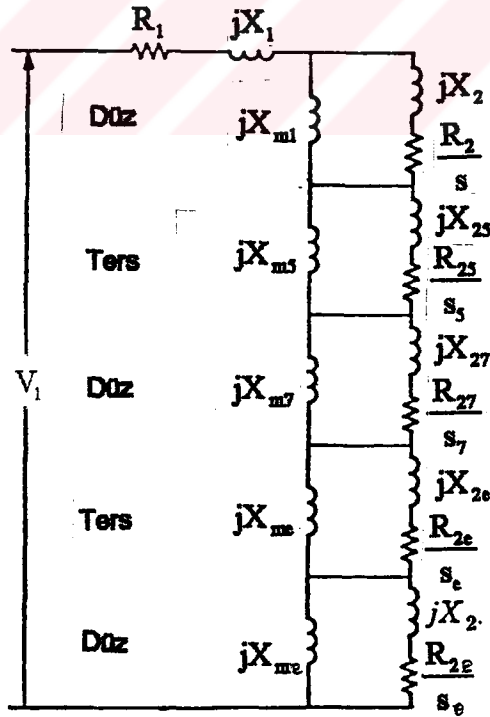
3.75 ifadesi temel bir tasarım denklemdir ve gerekli kutup akısını üretmek için gerekli mıknatıslanma akımını hesaplamada kullanılır. Verilen bir ϕ_m ve N_1 için mıknatıslanma akımı, çift kutup sayısının karesi, ve etkin hava aralığı ile doğru orantılıdır. 3.69b ve 3.75 ifadelerinden mıknatıslanma için gerekli görünür güç;

$$S_m = m_1 E_1 I_\mu = \frac{\pi^2 \cdot f_1 \cdot g \cdot p^2 \cdot \phi_m^2}{\mu_0 D \cdot l} \quad (3.76)$$

olur. Bu enerjinin hemen hemen tamamı, hava aralığında birikir ve hava aralığı ile doğru orantılıdır. Mıknatıslanma akımının tamamı hat frekansından beslenen asenkron motorda iyi bir performans için hava aralığı nispeten küçük olmalıdır. Aksi halde mıknatıslanma için gerekli akım ve reaktif güç büyük olur.

3.7. Harmonik Akılar Üreten Bir Sargının Sentezi

Bir sargı ne kadar karmaşık veya düzensiz olursa olsun bu sargının performansı yukarıdaki konuda belirtildiği gibi saptamır. Herbir bobin yanı Şekil 3.3b 'deki gibi bir akı üretir. Süperpozisyon teorisi yardımıyla bu akılar harmonik bileşenlerine ve kutuplara ayrılıp herbiri ayrı ayrı etkiliyor şeklinde düşünülebilir. Aynı şey akım ve gerilimler için de geçerlidir. Histeresis kayıpları ve magnetik doymanın hesaplanmasında süperpozisyon olgusu iyi etüt edilmelidir. Ayrıca farklı harmonik alanların girişiminin ürettiği moment ve kuvvetler değerlendirmeye katılmalıdır. Örneğin bu alanlar, iki veya daha fazla bağımsız sargının süperpozisyonundan oluştu-



Şekil 3.12 Çok fazlı bir asenkron motorun eşdeğer devresi

labilir. Fakat alanlar arasındaki bu girişimler bazı güçlükler de getirebilir, yani öncelikle herbir alanın bilinmesi gerekir.

Dolayısıyla bir sargının analizi için motor ya da generatör sargısına ait herhangi iki terminal arasında, aşağıda belirtilen empedans veya gerilimlere sahip olan seri bağlanmış bobinler olduğu düşünülür (Şekil 3.12) [6].

- a) Değeri terminaller arasındaki gerçek direnci eşit olan saf bir omik direnç,
- b) Hava aralığını geçemeyen kaçak akıya karşılık olan saf bir endüktif reaktans,
- c) Miknatislanma reaktansı sargının hava aralığı akısının temel bileşenine karşı gelen reaktansa, sekonder empedansı rotor sargısı akımının temel bileşenine ait olan bir kaçak endüktansın reaktansına,
- d), e), ... Miknatislanma reaktansları ilgili hava aralığı harmonik akısının oluşturduğu reaktansa, sekonder empedansları da rotor sargısının ilgili harmonik kutup sayısına sahip akıma gösterdiği empedans olan seri bağlanmış bir reaktans.

Buradaki rotor empedansları Bölüm 4 'te verilecektir. Burada vurgulanan farklılık sargının tamamının performansının adım adım, yani önce temel bileşenin, sonra da herbir harmoniğin performansının tek tek hesaplanmasıyla bulunmasıdır. Çoğunlukla temel bileşenin hesaba katılması yeterli olmakta olup harmonik alanların ikinci veya üçüncü dereceden etkiler yaptığı varsayılabilir. Tabii ki bu bir matematikçi yaklaşımı ile sonsuz serili karmaşık bir fonksiyonu ifade ederken ilk birkaç terimden sonrakileri ihmal etmesine benzer. Fakat herbir uzay harmoniğinin etkisinin ayrı ayrı hesaba katıldığı bir eşdeğer devrenin elde edilmesi harmoniklerin performansa olan etkisinin araştırılması açısından önemlidir. Bu konu Bölüm 5 'te genişletilecektir.

BÖLÜM 4. ASENKRON MAKİNALARDA REAKTANSLAR

4.1. Giriş

Bu ve bundan sonraki bölümlerde indis sayısı çok arttığından, sembol kargaşasını azaltmak için, temel konularda (Bölüm 2) kullanılan " σ "; (kaçak) ve "' ile verilen (indirgeme) sembolleri kullanılmayacaktır. Örneğin $X'_{2\sigma}$ yerine sadece X_2 kullanılacaktır.

Bütün elektrik makinalarında moment Biot- Savart kanunu gereği ϕ_m ve I ile orantılıdır [1]. Şekil 2.4 'den görüleceği üzere ϕ_m , I_1 tarafından üretilmekte, buna karşı X_1 kaçak reaktansı da I_1 'ye engel olmaktadır. Dolayısı ile X_1 büyüdükçe (V_1 sabit ise) akımı küçülecek, bu da momentin çarpanı ϕ_m 'yi küçülecektir.

Ayrıca X_2 'nin büyümesi 2.25 bağıntısından görüleceği üzere maksimum momenti azaltacaktır. Yani M_d momentini X_2 ile ters orantılıdır. Diğer taraftan 2.24 'ten görüleceği üzere ters orantı neticesinde X_2 'nin artması ile s_d devrilme kayması azalma gösterecektir. Bu açıklamalardan da anlaşılacağı üzere, X_2 'nin artması ile hem makinanın üreteceği maksimum moment, hem de bu momentin oluştuğu devrilme kayması küçülmekte ve dolayısıyla da makina performansı oldukça kötü bir şekilde etkilenmektedir.

Devre teorilerinden bilindiği üzere bir seri R-L devresinde L 'nin büyümesi devrenin zaman sabitini büyüteceğinden X_K 'nın yani L_K 'nin büyümesi, makinanın dinamik davranışını kötü etkiler. Bu ise, kapalı çevrimli kontrol sistemlerinde kullanılan makinalar için istenmeyen bir özelliktir [7].

Makina tasarımı açısından kaçakların küçültülememesi makina hacminin akılcı

kullanılmaması olacağından, aynı çıkış gücündeki başka bir makina ile karşılaştırma yapıldığında hacmi de büyük olacaktır.

4.2. Reaktansların Sınıflandırılması

Şekil 2.4 'deki eşdeğer devreden de görüleceği üzere üç farklı reaktans vardır. Bunlar X_1 , X_2 ve X_m 'dir. X_1+X_m de primere indirgenmiş toplam sekonder sargı reaktansını verir. Tasarım açısından bakıldığında faydalı hava aralığı akısının temel bileşenine karşılık gelen kaçak reaktanslarda X_1+X_2 'dir.

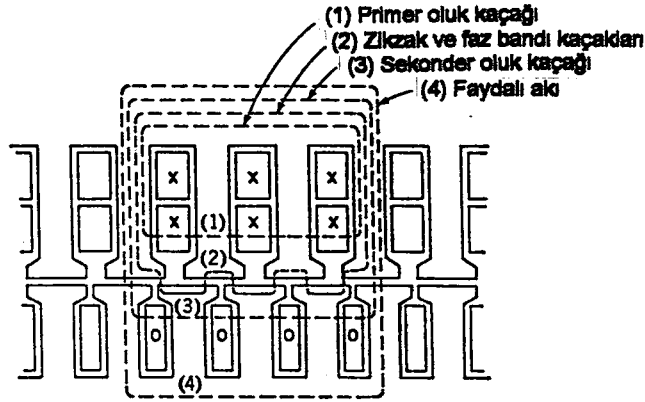
Motorun iyi bir performans göstermesi için X_m 'in mümkün olduğunca büyük, X_1 ve X_2 'nin ise alabildiğince küçük olması arzulanır. X_k makina maksimum momentinin bir ölçütü olduğundan, uygulamada tasarımcılar önce X_1+X_2 reaktanslarını belirli bir değere sahip olacak şekilde makina boyutlarını ve sargılarını belirlerler ve sonra da X_m reaktansını olabildiğince büyük yapmaya çalışırlar.

Analiz açısından X_1+X_2 kaçak reaktansları yedi farklı bileşene ayrılırlar:

- a) Primer oluk kaçak reaktansı
- b) Sekonder oluk kaçak reaktansı
- c) Zikzak kaçak reaktansı
- d) Eğrilik kaçak reaktansı
- e) Faz bandı kaçak reaktansı
- f) Cephe bağlantısı kaçak reaktansı
- g) İlave kaçak reaktans

(c), (d), (e) şıkları hava aralığı kaçakları veya diferansiyel kaçak diye adlandırılıp hava aralığı harmoniklerinin neden olduğu kaçaklardır. (g) İse dişlerdeki azalan sekonder akım dağılımlarının neden olduğu, tam hızda oluşan ilave reaktanstır.

Nominal gerilim altında bütün çalışma durumları için (IR gerilim düşüşü ihmal edilirse) eşdeğer akı (Eşitlik 3.69b 'te verilen) stator sargılarını kavramalıdır.



Şekil 4.1 Asenkron makinenin kaçak akı yolları

Yüksüz durumda stator akımı küçük ve rotor akımı da pratik olarak sıfır kabul edilebileceğinden, tüm akılar hava aralığını geçerek stator ve rotor dişleri üzerinden manyetik devrelerini tamamlarlar (Şekil 4.1, 4.çizgi). Yük altında artan rotor akımının hava aralığında oluşturacağı zıt mmk statorun ürettiği hava aralığı akısını azaltacak yöndedir. Bu doğal olarak toplam akımın ve endüklenen gerilimin azalmasına neden olur. Bunun neticesinde hattan daha fazla akım çekilir ve bozulan akı eski değerine döndürülür. Bu esnada rotor hızı da bir miktar yavaşlar.

Statordaki yük akımı ve buna zıt olan rotor akımı, iki sargı arasındaki oluk ve diş başlarını atlar bir kaçak akı yörüngesinde akı akışı oluşturacak şekilde işbirliği yaparlar (Şekil 4.1 'de 1, 2 ve 3 numaralı çizgiler). Bu akılar sekonder akımı arttıkça hava aralığını geçen radyal akıların sapmasına ve rotora giden akı / toplam stator akım oranının küçülmesine yol açar. Böylece, rotor yüklendikçe stator akısı devresini rotordan tamamlama yerine hava aralığı yüzeyinde akmaya başlar ve bu akı yük arttıkça artar. Özel bir durum olan ani kısa devre durumunda, stator akısının tamamı devresini hava aralığı yüzeyinden tamamlamıyormuş gibi düşünülebilir [8]. Gerçekte kaçak akı bileşenlerinin hepsi ana akımın yörüngesinden sapması ile ağa çıkmaktadır. Doymamalı edilip, süperpozisyon kaideleri uygulanırsa tüm akı bileşenleri ayrı ayrı ele alınabilir ve ilgili reaktanslar hesaplanabilir.

4.3. Mıknatıslanma Reaktansı

Mıknatıslanma reaktansı X_m , boştaki gerilim ifadesinin (Eşitlik 3.69b ve 3.75) mıknatıslanma akımına bölünmesiyle elde edilir:

$$X_m = \frac{E_1}{I_m} = 2 \cdot m_1 \cdot f_1 \cdot \mu_0 \cdot D \cdot \ell \cdot \frac{N_1^2 \cdot K_{w1}^2}{k_1 \cdot g \cdot p^2} \quad (4.1a)$$

Burada g eşdeğer hava aralığı (Gerçek hava aralığından büyüktür.), k_1 ise demir kısımlardaki mmk düşümünü göz önüne almak için konulan ve 1 'den büyük olan bir katsayıdır ve aşağıdaki gibi bulunurlar;

$$g = \frac{g_r (w_t + w_s)}{w_t + f_c g_r} \quad (4.1b)$$

Burada g_r ; gerçek hava aralığı, w_t ; dış genişliği, w_s ; oluk genişliği, f_c ise uç etkisi katsayısı olup uygun eğrilerden bulunur [6].

$$k_1 = \frac{B_t + B_e}{B_g} \quad (4.1c)$$

Burada sırası ile B_t , B_e ve B_g ; dış, boyunduruk ve hava aralığı endüksiyonudurlar.

Yol alma esnasında hava aralığı akısı azaldığından hesaplamalarda doğruluğu sağlamak üzere bağıntıya k_1 faktörü katılanmış olup, bu faktörün değeri uygun şekilde küçültülür veya 1 alınır. Boşta çalışmadaki gerçek mıknatıslama akımının, 3.75 ifadesi ile verilen değer k_1 katı olması beklenir.

X_m ; p^2 ile ters orantılıdır. Dolayısı ile ifade de tüm parametreler sabit tutulup, sadece kutup sayısının iki katına çıkartıldığı düşünülürse, X_m 'in 1/4 'üne düşürüğü görülür. Bu nedenle küçük hızlı, büyük kutup sayısına sahip makinalarda X_m 'i büyütebilmek için etkin hava aralığı g , olabildiğince küçük yapılmalıdır. Bunun yanında büyük

çevresel hızlı ve küçük kutup sayılı yüksek hız motorlarında, akı pulzasyonu ve ilave kayıpları azaltmak için, aşırı mıknatıslanma akımlarına maruz kalmaksızın hava aralığı büyük yapılabilir.

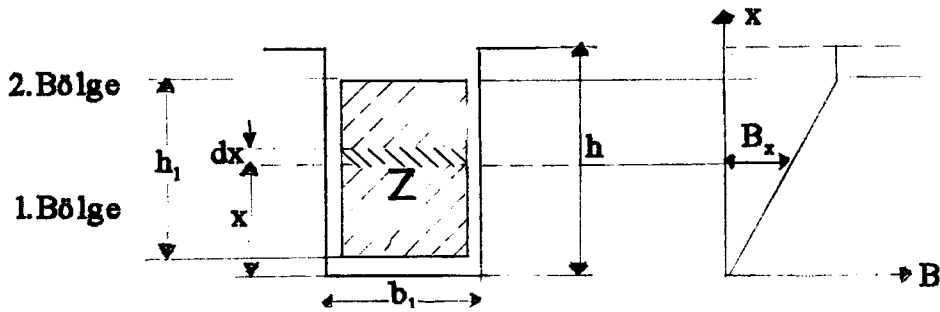
Mıknatıslanma akımı kutup sayısının karesi ile orantılı olarak arttığından, mıknatıslanma akımının tam yük akımına oranı küçük hızlı motorlarda artar. Kutup başına çıkış gücünün $\sim 1/10$ hp 'den küçük olan asenkron makinalarda boşta çalışma akımı yaklaşık olarak anma akımına eşittir. Bu motorların güç faktörleri de haliyle çok küçük olur.

Bu ilişkiler itibarı ile, asenkron motorların yüksek hızlı olanları daha tercih edilirler. Düşük hızlarda ise kayış kasnak, redüktör veya doğru akım motoru, daha büyük güçlerde ise senkron motor kullanmak tercihe şayandır.

4.4. Oluk Kaçak Reaktansları

Olukta üretilen akımın devresini aynı oluk üzerinden tamamlayan kısmının (Şekil 4.1; 1. akı yolu) neden olduğu endüktansa ilişkin reaktanstır. Primer ve sekonder oluk olarak iki kısımda ele alınacaktır.

4.4.1. Oluk Kaçak Reaktansının Hesaplanma Yöntemi



Şekil 4.2 Oluk kaçak alan diyagramı

Burada bir faz sargısının toplam oluk kaçak reaktansı;

$$X_s = \omega \cdot L_s \quad (4.2)$$

$$L_s = \frac{2 \cdot \ell \cdot \mu_o \cdot N^2}{p \cdot q} \cdot \lambda_s \quad (4.3)$$

$$N = p \cdot q \cdot Z \quad (4.4)$$

olup λ_s ise; oluğa ilişkin eşdeğer permeanstır. λ_s 'nin değeri oluk geometrisine ve iletken dağılımına bağlı olup, oluk içindeki alt bölgeler için ayrı ayrı hesaplanan eşdeğer permeanların toplamıdır.

$$\lambda_s = \lambda_{s1.bölge} + \lambda_{s2.bölge} + \dots + \lambda_{sn.bölge} \quad (4.5)$$

$$\lambda_{s.n.bölge} = \int_{\text{bölge alt sınırı}}^{\text{bölge üst sınırı}} \left(\frac{Z_x}{Z} \right)^2 \cdot \frac{dx}{b_x} \quad (4.6)$$

le hesaplanır .

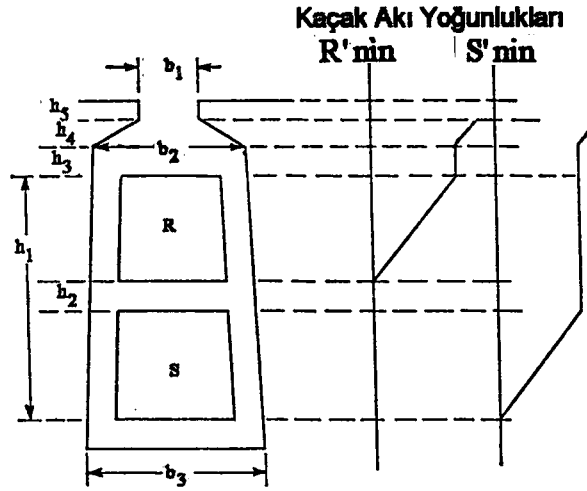
Farklı oluk yapılarında değişen geometrik yapı neticesinde sadece λ_s değişeceğinden, her oluk tipinde λ_s 'ler ayrı ayrı verilir. Kaçak reaktans λ_s 'nin fonksiyonu olarak Eşitlik 4.2, 4.3 ve 4.4' ten [9, 10];

$$X_s = 4 \cdot \pi \cdot f \cdot p \cdot q \cdot \ell \cdot \mu_o \cdot Z^2 \cdot \lambda_s \quad (4.7)$$

olur.

4.4.2. Primer Oluk Reaktansı

Genel bir çözüm olması için Şekil 4.3 'deki gibi çift tabakalı (öncelikle tam adımlı kabul edilecek, sonra kırılganlaşmış duruma genişletilecektir) bir sargı ve konik bir oluk ele alalım.



Şekil 4.3 İki tabakalı konik olukta kaçak akı yoğunluğu.

Şekil 4.3 'deki oluk kaçakları 4 farklı bölgede ele alınır:

a) Oluk ağzından geçen akılar oluk içindeki bütün iletkenleri kavrurlar. Bu birinci bölge için;

$$\lambda_{s1} = \int_0^{h_3} \left(\frac{Z_x}{Z} \right)^2 \frac{dx}{b_x} = \frac{h_3}{b_1}$$

b) Eğik boyun kısmından geçen kaçak akılar yine tüm iletkenleri kavrur. Bu 2. bölgede x yönünde oluşun genişliği x ile değiştiğinden;

$$\begin{aligned} \lambda_{s2} &= \int_0^{h_4} \frac{h_4 dx}{(h_4 - x)b_2 + xb_1} = \frac{-h_4}{b_2 - b_1} \ln[(h_4 - x)b_2 + xb_1]_0^{h_4} \\ &= \frac{h_4}{b_2 - b_1} \ln \frac{b_2}{b_1} \cong \frac{2h_4}{b_2 - b_1} \end{aligned}$$

çünkü x küçük ise;

$$\ln(1+x) = x - \frac{x^2}{2} + \dots = \frac{x}{1+x/2} + \dots \text{ 'dir.}$$

c) İletkenlerin üzerindeki boşluk kısmı yani 3. bölgede ise durum, 1. bölgedeki gibidir.

$$\lambda_{\varepsilon} = \frac{h_3}{b_3}$$

d) 4. bölgeden geçen akı iletkenlerin sadece bir kısmını kavrar. Oluğun konikliğini kolaylaştırmak için $b_3 = b_2(1 + \varepsilon)$ yazalım. Oluk dibinden x uzaklığındaki oluk genişliği;

$$b = \frac{(h_1 - x)b_3 + xb_2}{h_1} = b_2 \left[1 + \frac{(h_1 - x)\varepsilon}{h_1} \right]$$

x mesafesi altında kavranan iletken miktar

$$\frac{Z_x}{z} = \frac{x[(2h_1 - x)b_3 + xb_2]}{h_1^2(b_2 + b_3)} = \frac{x \left[1 + \frac{(2h_1 - x)\varepsilon}{2h_1} \right]}{h_1 \left(1 + \frac{\varepsilon}{2} \right)}$$

$$\cong \frac{x}{h_1} \left[1 + \frac{(h_1 - x)\varepsilon}{2h_1} \right]$$

4. bölgeye ait eşdeğer permeans;

$$\lambda_{S4} = \int_0^{h_1} \left(\frac{Z_x}{Z} \right)^2 \cdot \frac{dx}{b_x} = \int_0^{h_1} \frac{x^2 \cdot \left[1 + \frac{(h_1 - x)\varepsilon}{2h_1} \right]^2 \cdot dx}{h_1^2 \cdot b_2 \cdot \left[1 + \frac{(h_1 - x)\varepsilon}{h_1} \right]} = \int_0^{h_1} \frac{x^2 \cdot dx}{h_1^2 \cdot b_2} \cong \frac{h_1}{3b_2} \quad (4.8)$$

Burada ε^2 ve daha büyük üslü terimler ihmal edildiğinde konik oluğa ilişkin permeans sabit genişlikli oluğunkisine eşit çıkmıştır.

Alt bölgelerin toplamı ile eşdeğer permeans;

$$\lambda_S = \lambda_{S1} + \lambda_{S2} + \lambda_{S3} + \lambda_{S4}$$

$$\lambda_S = \left(\frac{h_S}{b_1} + \frac{2 \cdot h_4}{b_1 + b_2} + \frac{h_3}{b_2} \right) + \frac{h_1}{3 \cdot b_2} \quad (4.9)$$

olur.

Eğer h_2 büyük ise $h_2/(12b_2)$ düzeltme terimi Eşitlik 4.9 'dan çıkartılmalıdır. Bu bölgede akı, sadece iletkenlerin yarısı tarafından üretilmiş olup sadece yarısını kavramaktadır.

Böylece 4.9 bağıntısı 4.7 'de konursa; her iki tabakasından da aynı fazda akım akan iki tabakalı tam adımlı sargıya ilişkin oluk kaçak reaktansı bulunur.

Eğer sargı kırılenmiş ise, R ve S bobin yanlarından akan akımlar faz farkı olacak ve bu faz farkı da fazlar arasındaki elektriki açı θ° kadardır.

Dengeli kırılenmiş sargılarda her fazdaki aynı oluk içinde akımı zaman fazında θ° geride olan bobin yanı sayısı ve aynı olukta akımı zaman fazında ileri olan oluk sayısı daima eşittir. Alt ve üst bobin yanları arasındaki ortak endüktans her bir faz farklı oluk için aynıdır. Yani S iletkenlerinde endüklenen θ° ileri gerilimler tamamen eşittir. Bu gerilimlerin faz farklı olan bileşenleri birbirini götürüleceğinden endüklenen gerilimin sadece aynı fazda olan bileşenleri gözönüne alınacaktır. Bu yüzden alt ve üst bobin yanları akımları arasında θ° faz farkı olan bir oluktaki ortak endüktans efektif endüktansın bulunabilmesi için $\cos\theta^\circ$ ile çarpılır.

Şekil 4.3 'e bakıldığında toplam oluk reaktansı 3 bileşenden oluşmaktadır: R 'nin öz (kaçak) reaktansı, R ve S arasındaki ortak reaktans (2 kez işleme girer) ve S 'nin öz endüktansı. R ve S efektif olarak seri olduğundan toplam reaktans R ve S 'nin toplam reaktanslarının toplamıdır;

$$X_s = X_{SR} + 2.X_{SRS} + X_{SS} \quad (4.10)$$

$b_2 = b_3 = b$ alındığında R iletkeni için eşdeğer oluk permeansı;

$$\lambda_{SR} = \frac{h_3}{b} + \frac{h_1 - h_2}{6b} \quad (4.11)$$

Kırılenmenin de etkisini içeren R ile S 'nin ortak reaktansına ilişkin eşdeğer permeans;

$$\lambda_{SRS} = \left(\frac{h_3}{b} + \frac{h_1 - h_2}{4b} \right) \cdot \cos\theta \quad (4.12)$$

ve S iletkenleri için de;

$$\lambda_{SS} = \frac{h_3}{b} + \frac{4.(h_1 - h_2)}{6b} + \frac{h_2}{b} \quad (4.13)$$

Bu ifadeler 4.10 ' da konursa;

$$\lambda_s = \frac{h_3}{2b}(1 + \cos \theta) + \frac{h_1 - h_2}{4b} \left(\frac{5 + 3 \cos \theta}{6} \right) + \frac{h_2}{4b}$$

veya $K_s = \frac{1 + \cos \theta}{2}$ yazılırsa;

$$\lambda_s = \frac{K_s}{b} \cdot \left(h_3 + \frac{h_1}{3} \right) + \frac{h_1}{12 \cdot b} \cdot (1 - K_s) - \frac{h_2}{4 \cdot b} \cdot \left(K_s - \frac{2}{3} \right) \quad (4.14)$$

olur [6].

Makinadaki bütün oluklar tam adımlı, ya da 3 fazlı 2/3 adımlı sargıda olduğu gibi benzer olsaydı, 4.14 'de K_s için tek bir değer olurdu. Oysa; genel halde taşıdıkları farklı fazlı akımlar itibarı ile en az iki tip oluk vardır. Dolayısı ile farklı oluklarda farklı K_s 'ler kullanarak hesaplamak, sonuçta da efektif bir K_s bulmak gerekir. Hesaplamalar göstermiştir ki, dengeli 3 fazlı bir sargıda K_s 'nin efektif değeri tam adım için; 1 , 2/3 adım için; 0.75, 1/3 adım için ; 0.25 ve 0 adım için ise; 0 olup lineer olarak değişmektedir.

4.4.3. Sekonder Oluk Kaçağı Reaktansı

Sekonder oluk reaktansı için de aynı yöntem uygulanır. Yalnız sekonder oluk kaçaklarında, primer cinsinden verilmelidir. Bu indirgeme de efektif amper sarım eşitliğinden faydalamlararak yapılabilir [1].

Böylece toplam primer ve sekonder oluk kaçak reaktansı

$$X_{SK} = 4 \cdot \pi \cdot f \cdot p \cdot q \cdot \ell \cdot \mu_o \cdot Z_1^2 \cdot \left(\frac{\lambda_{s1}}{Q_1} + \frac{K_{p1}^2 \cdot K_{d1}^2 \cdot \lambda_{s2}}{K_{p2}^2 \cdot K_{d2}^2 \cdot Q_2} \right) \quad [\Omega / \text{faz}] \quad (4.15)$$

olur. Sincap kafesli sargı için, K_{p2} ve $K_{d2} = 1$ e eşit olup λ_{s2} , Eşitlik 4.9 ile verilir. Ayrıca sekonder oluklar akım yığılmasından dolayı deri etkisi altındadır. Bu ise Bölüm 4.7 'de açıklanacaktır.

4.5. Diferansiyel Reaktans

4.5.1. Diferansiyel Reaktansın Hesabı

Hava aralığı akısı, amper-sarım dağılımının saf sinüsoidal olmaması nedeniyle temel bileşenin katları olan harmoniklere sahiptir. Bu yüksek harmonikler açığa çıkardıkları temel kutup sayısının katları olan kutup sayıları ile, makina çevresinde artan harmonik numarasıyla azalan senkron altı devirlerde dönerler. Bütün bu harmonikler kendilerini üreten sargıda normal frekanslı gerilimler endükler ve dolayısıyla da sargı reaktansını da artırırlar. Motor, normal hızında iken, harmonik akıların karşı sargıda endüklediği gerilimler kayma frekansında değildirler, dolayısıyla da fayda sağlamazlar. Hem stator, hem de rotorun bütün harmonik akılarının neden olduğu toplam reaktans; diferansiyel reaktans ya da hava aralığı kaçığı olarak adlandırılır. Kolaylık açısından diferansiyel reaktans zikzak ve faz bandı kaçığı olmak üzere iki bileşenin toplamı şeklinde düşünülür.

Zikzak kaçığı; sargı, faz ve kutup başına bir oluklu olduğunda, ya da diğer bir deyişle her bir oluk tam bir faz bandına sahip ve herbir oluktan aynı efektif akım aktığında, (yani uzay bazında olduğu gibi zamanda da eşit olarak dağıtılmış) üretilecek olan hava aralığı harmoniklerinin toplamının bir sonucudur.

Faz bandı kaçığı; birkaç oluk genişliğinde ya da kesirli oluklu sayılardaki gibi farklı uzunluklardaki gerçek faz bandlarının neden olduğu ilave reaktanstur. Faz bandı kaçığı harmoniklerinin derecesi $2k_m \pm 1$, oysa zikzak kaçığı harmoniklerinin derecesi $2k_Q_p \pm 1$ dir ($k=1,2,3,\dots$).

Zikzak ve faz bandı kaçık harmonikleri arasında şu iki ayrımsama yapılabilir:

a) İyi bir sincap kafesli motor performansı için zikzak kaçıklarının sekonderde endüklediği gerilimler yaklaşık olarak açık devre edilmesi gerekirken, sekonderde faz bandından dolayı oluşan gerilimler esas itibarı ile kısa devre edilir.

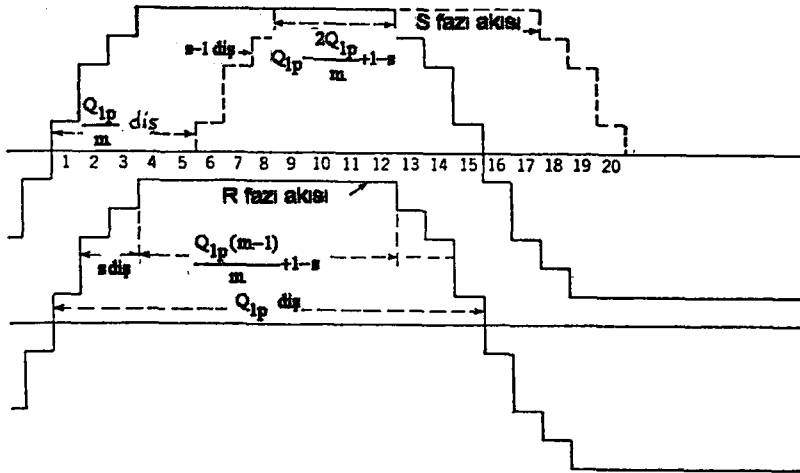
b) Zikzak kaçağı sargı adımından bağımsız olup oluk sayısı ile değişmektedir. Oysa faz bandı kaçağı oluk sayısından hemen hemen bağımsız olup sargı adımı ile değişmektedir.

Bu iki bileşeni ayrı ayrı incelemeden önce toplam diferansiyel kaçağın hesaplanması için bir yöntem geliştirmek iyi olur. Kutup başına bobin adımı ($Q_{1p} - s$) diş olan yarım kapalı oluklu m fazlı bir sargı düşünelim (yani sargı normale göre s diş kısaltılmış olacaktır).

Şekil 4.4 'de R, S fazları ve bunların bileşkesi olan hava aralığı akısı dalgaları oluk ağzı açıklıkları ilave edilerek basamaklı artımlarla çizilmiştir. R fazının kendi başına toplam akısı; kutup ortasında tüm kutup akısını taşıyan ve tüm sarımları kavrayan akı ve kutbun her iki dış yanında kalıp daha az miktarda sarım kavrayan az miktardaki akıların toplamıdır. Burada Şekil 4.4 'de de görüleceği üzere $Q_{1p} \frac{(m-1)}{m} + 1 - s$ tane kutup ortasına denk gelen diş vardır.

Tam adımlı bir bobinin kendi kavramasını birim ünite alırsak, kutup ortasındaki dişlerin üretimi:

$$\frac{1}{Q_{1p}} \left[Q_{1p} \frac{(m-1)}{m} + 1 - s \right] \quad \text{olur.}$$



Şekil 4.4 $I_R = -I_S; I_T = 0$ iken üç fazlı sargının hava aralığı akı kavramaları

Ortadaki dişlerin hemen dışındaki iki diş (3 ve 13) ise R fazı sarımlarının $\frac{Q_{1p} - m}{Q_{1p}}$ kadarı ile kavranır ve permeansı toplam permeansın $2/Q_{1p}$, kadarı kadardır. Böylece, bu iki dişin kavramaları; $\frac{2}{Q_{1p}^3}(Q_{1p} - m)^2$ olur. Bu olukların dış kısmındaki ardıl oluk çiftlerinin herbiri m/Q_{1p} daha az sarım ile kavranır. Bu işlem, s. oluk çiftine gelene kadar devam eder. Bundan sonraki diş çifti sarımların, $(Q_{1p} - 2m - sm)/Q_{1p}$ ' i ile kavranır ve böylece akı kavramasına yapacağı ilave;

$$\frac{2(Q_{1p} - 2m - sm)^2}{Q_{1p}^3}$$

olur. Bundan sonraki dışta kalan diş takımları en dış dişlere ulaşana dek $\frac{2m}{Q_{1p}}$ daha az sarım devrede kalarak gider. Böylece; R fazının toplam kendi kavraması

$$L_{RR} = \frac{1}{Q_{1p}^3} \left[\frac{Q_{1p}^3(m-1)}{m} + Q_{1p}^2(1-s) + 2(Q_{1p} - m)^2 + 2(Q_{1p} - 2m)^2 + \dots \right. \\ \left. \dots + 2(Q_{1p} - sm)^2 + 2(Q_{1p} - 2m - 2s)^2 + 2(Q_{1p} - 4m - sm)^2 + \dots \right] \text{ olur.}$$

İlk n sıra tam sayıların karelerinin toplamı $\frac{n(n+1)(2n+1)}{6}$ olması dolayısı ile yukarıdaki ifade şu şekilde kısılır:

$$L_{RR} = 1 - \frac{2}{3m} + \frac{m}{3Q_{1p}^3} (2Q_{1p} - 3s^2Q_{1p} - sm + s^3m); \quad 0 \leq s \leq \frac{Q_{1p}}{m} \quad (4.16)$$

R ve S fazlarının ürettiği akı kavramaları da benzer şekilde bulunur. Fakat burada her iki fazdaki akımlar birbirlerine göre π/m derece faz farklıdır. Simetri dolayısı ile akı kavramalarının faz farklı bileşenleri diğer fazların ilgili bileşenleri ile birbirini götürür. Bu durumda R fazındaki efektif akım $\cos(\pi/m)$ faktörü ile küçültülür.

R ve S fazlarının tamamı tarafından kavranan diş sayısı (9. 'dan 12. dişe kadar)

$Q_{1p} - \frac{2Q_{1p}}{m} + 1 - s$ olup, ürettikleri akı kavraması;

$$\frac{1}{Q_{1p}} \cos\left(\frac{\pi}{m}\right) \left(Q_{1p} - \frac{2Q_{1p}}{m} + 1 - s \right)$$

olur. R ve S 'ye ortak olan dişlerden, R fazı akısını taşıyan s-1 diş var olup, bu dişler S fazı bobinleri ile gitgide azalan sayıda kavramılar (Şekil 4.4, diş 8). Bunun akı kavramasına katkısı ise; $\frac{1}{Q_{1p}^2} \cos \frac{\pi}{m} \left\{ (Q_{1p} - m) + (Q_{1p} - 2m) + \dots + [Q_{1p} - (s-1)m] \right\}$ 'dir.

Ayrıca, s-1 tanesi her iki faz tarafından kavranan, diğer s-1 tanesi ise negatif akı sahibi olup; gitgide azalan sayıda S fazı bobini ile kavranan (s-1) çift diş vardır (Şekil 4.4 'de 13., 18. dişler). Herbir çift de ardıl olarak azalan R fazı bobini ile kavranır. Bunların akı kavramasına etkisi,

$$\frac{1}{Q_{1p}^3} \cos \frac{\pi}{m} \left\{ m[Q_{1p} - (s-1)m] + 2m[Q_{1p} - (s-2)m] + \dots + (s-1)m(Q_{1p} - m) \right\} \text{ 'dir.}$$

Geriye kalan $(Q_{1p}/m) + 1 - s$ çift diş ise zıt ve eşit miktarda R fazı akısı taşır ve aynı sayıda S fazı sarımını kavrar. Böylece; hiçbir katkıda bulunmazlar. Netice itibarı ile, S fazının R' den dolayı (veya tersi de doğrudur) oluşan toplam akı kavraması:

$$\begin{aligned} & \frac{1}{Q_{1p}^3} \cos \frac{\pi}{m} \left\{ Q_{1p}^2 \left(Q_{1p} - \frac{2Q_{1p}}{m} + 1 - s \right) + \right. \\ & + Q_{1p} [Q_{1p} - m + Q_{1p} - 2m + \dots + Q_{1p} - (s-1)m] + m[Q_{1p} - (s-1)m] \\ & \left. + 2m[Q_{1p} - (s-2)m] + \dots + (s-1)m(Q_{1p} - m) \right\} \end{aligned}$$

olur. Bu ifade kısaltılırsa;

$$L_{RS} = \cos \frac{\pi}{m} \left[\left(\frac{m-2}{m} \right) - \frac{sm^2}{6m^3} (s^2 - 1) \right], \quad 0 \leq s \leq \frac{Q_{1p}}{m} \quad (4.17)$$

olur. Burada parantez içinin değeri negatif olursa denklem sıfır olarak alınmalıdır. Eğer

$s; \frac{Q_{1p}}{m} \leq s \leq \frac{2Q_{1p}}{m}$ aralığında ise,

$$L_{RR} = 1 - \frac{1}{3m} - \frac{1}{Q_{1p}^2} \left(sQ_{1p} - \frac{m}{3} \right) \quad (4.18)$$

$$L_{RS} = \cos \frac{\pi}{m} \left(\frac{1}{2m} + \frac{m}{2Q_{1p}^2} + \frac{3s}{2Q_{1p}} - \frac{3s^2m}{2Q_{1p}^2} + \frac{s^3m^2}{3Q_{1p}^3} - \frac{sm^2}{3Q_{1p}^3} \right) \quad (4.19)$$

Bobin adımının sıfırdan büyük ve bir faz bandından büyük olmadığı durumlarda ;

$$L_{RR} = \frac{m(Q_{1p} - s)}{3Q_{1p}^2} \left[m + (Q_{1p} - s)(3Q_{1p} - mQ_{1p} + sm) \right], \quad Q_{1p} - \frac{Q_{1p}}{m} \leq s < Q_{1p} \quad (4.20)$$

Bir faza ait toplam endüktans, öz ve ortak endüktansların toplanması ile elde edilir. Üç faz, 60° faz bandı için, $\cos(\pi/m) = 1/2$ olur ve dolayısı ile de;

$$L_t = L_{RR} + L_{RS} + L_{RT} = L_{RR} + 2L_{RS}$$

ya da;

$$L_{60} = \frac{10}{9} + \frac{1}{2Q_{1p}^3} (4Q_{1p} - 6s^2Q_{1p} - 3s + 3s^3), \quad 0 \leq s \leq \frac{Q_{1p}}{3} \quad (4.21)$$

$$L_{60} = \frac{19}{18} + \frac{1}{2Q_{1p}^3} (5Q_{1p} + sQ_{1p}^2 - 6s - 9s^2Q_{1p} + 6s^3), \quad \frac{Q_{1p}}{3} \leq s \leq \frac{2Q_{1p}}{3} \quad (4.22)$$

Eşitlik 4.21 ve 4.22 2/3 adım ya da $s = Q_{1p} / 3$ için aynı sonucu verir. Tam adımlı tek bir bobinin ürettiği faydalı (temel bileşen) akımın üretilen toplam akıya oranı (Eşitlik 3.17) $8/\pi^2$ 'dir. Bunun sargı faktörünün karesi ve $m/2$ ile çarpımı faydalı akı için per unit endüktansı verir. Yani;

$$L_s = \frac{4m^3 \sin^2 \frac{\pi}{2m} \sin^2 \frac{\pi(Q_{1p} - s)}{2Q_{1p}}}{\pi^2 Q_{1p}^2 \sin^2 \frac{\pi}{2Q_{1p}}} \quad (4.23)$$

Eşitlik 4.21 ve 4.22 'nin bu ifadeye bölümü ve 1 çıkartılması durumunda, 3 fazlı 60° faz bantlı sargı için;

$$\frac{X_{GD60}}{X_M} = \frac{\pi^2 (20Q_{1p}^3 + 36Q_{1p} - 54s^2Q_{1p} - 27s + 27s^3) \sin^2 \frac{\pi}{2Q_{1p}}}{486Q_{1p} \sin^2 \frac{\pi(Q_{1p} - s)}{2Q_{1p}}} - 1, \quad (4.24)$$

$$0 \leq s \leq \frac{Q_{1p}}{3}$$

$$\frac{X_{\text{OD60}}}{X_M} = \frac{\pi^2 (19Q_{1p}^3 + 45Q_{1p} + 9sQ_{1p}^2 - 54s - 81s^2Q_{1p} + 54s^3) \sin^2 \frac{\pi}{2Q_{1p}} - 1}{486Q_{1p} \sin^2 \frac{\pi(Q_{1p} - s)}{2Q_{1p}}} \quad (4.25)$$

$$\frac{Q_{1p}}{3} \leq s \leq \frac{2Q_{1p}}{3}$$

Bütün bu eşitlikler oluk açıklıkları oldukça dar olduğunda tam sonuç verir. Q_{1p} 'nin küçük ve oluk açıklıklarının büyük olduğu durumlarda uç etkisi nedeni ile sonuçlarda hata meydana gelir.

Q_{1p} oldukça büyük olduğunda zikzak reaktans sıfıra gider ve dolayısı ile diferansiyel kaçak, band kaçığına eşit olur [6].

Tablo 4.1 Üç fazlı 60° faz bandlı sargı için per unit diferansiyel reaktanslar (Eşitlik 4.24 ve 4.25 'den).

Kirişlenme Miktarı	Faz-Kutup Başına $\frac{Q_{1p}}{3}$ Oluk Sayısı						
	s	1	2	3	4	5	6
0	0.0966	0.0284	0.0140	0.089	0.064	0.052	
1	0.0966	0.0235	0.0115	0.074	0.055	0.045	
2	0.0966	0.0284	0.0111	0.063	0.044	0.035	
3		0.0284	0.0140	0.069	0.041	0.030	
4		0.0284	0.0143	0.089	0.050	0.031	
5			0.0137	0.092	0.064	0.040	
6			0.0140	0.089	0.068	0.052	
7				0.083	0.067	0.056	
8				0.089	0.062	0.055	
9					0.057	0.052	

4.5.2. Zikzak Reaktans

Eşitlik 4.16 ve 4.17 'de $m = Q_{1p}$ ve $s = 0$ yapılması ile tam adımlı, faz - kutup başına bir oluğu bulunan bir faz sargısına ait toplam endüktans;

$$L_t = L_{RR} + L_{RS} + \dots$$

$$\begin{aligned}
&= 1 + \frac{Q_{1p}-2}{Q_{1p}} \cos \frac{\pi}{Q_{1p}} + \frac{Q_{1p}-4}{Q_{1p}} \cos \frac{2\pi}{Q_{1p}} + \dots + \frac{2}{Q_{1p}} \cos \frac{(Q_{1p}-1)\pi}{Q_{1p}}, \\
&= 1 - \frac{2}{Q_{1p}} \left[\cos \frac{\pi}{Q_{1p}} + 2 \cos \frac{2\pi}{Q_{1p}} + 3 \cos \frac{3\pi}{Q_{1p}} + \dots + (Q_{1p}-1) \cos \frac{(Q_{1p}-1)\pi}{Q_{1p}} \right] \quad (4.26)
\end{aligned}$$

olur. Bu ifadeyi kısaltabilmek için $1 - \frac{2dT}{Q_{1p}d\theta}$ 'ya eşitliyelim. Burada $\theta = \pi/Q_{1p}$ ve

$$T = \sin \theta + \sin 2\theta + \sin 3\theta + \dots + \sin(Q_{1p}-1)\theta \quad (4.27)$$

olsun,

$$\sin n\theta = \frac{-j(e^{jn\theta} - je^{-jn\theta})}{2}$$

yazılıp, türev alınıp aşağıdaki özdeşlik kullanılırsa;

$$\frac{r(r^{Q_{1p}-1} - 1)}{r-1} = r + r^2 + r^3 + \dots + r^{Q_{1p}-1} \quad (4.28)$$

sonuç olarak,

$$L_t = \frac{1}{Q_{1p}} \csc^2 \frac{\pi}{2Q_{1p}} \quad (4.29)$$

elde edilir. Böylece yarı kapalı oluğa sahip faz ve kutup başına bir oluğu bulunan sargı için, toplam hava aralığı reaktansı bulunmuş olur. Bu ifade mknatıslanma ve zikzak kaçak reaktanslarının toplamıdır.

Q_{1p} genellikle 6 ya da daha büyük olduğundan $\csc \frac{\pi}{2Q_{1p}}$ seriye açılıp büyük dereceli

terimler ihmal edilirse;

$$\csc \frac{\pi}{2Q_{1p}} = \frac{2Q_{1p}}{\pi} \left[1 + \frac{1}{6} \left(\frac{\pi}{2Q_{1p}} \right)^2 + \frac{7}{360} \left(\frac{\pi}{2Q_{1p}} \right)^4 + \dots \right], \quad (4.30)$$

ve Eşitlik 4.29' da,

$$L_t = \frac{4Q_{1p}}{\pi^2} \left(1 + \frac{\pi^2}{12Q_{1p}} + \dots \right) \quad (4.31)$$

olur.

Sinüs dalgasının temel bileşeninin genliği onu üreten dikdörtgen dalgasının $\frac{8}{\pi^2}$ katıdır. Aynı anda etkiyen Q_{1p} fazdan dolayı oluşan temel bileşen akı kavramalarının toplamı, bir faza göre, $\frac{Q_{1p}}{2}$ kat büyük olacağı da göz önüne alınırsa, bir faz bobininde Q_{1p} fazın, temel bileşen akılarının oluşturduğu L_s endüktansı (Eşitlik 4.24 'te $s = 0$ ve $m = \frac{Q_{1p}}{2}$ konularak;

$$L_s = \left(\frac{8}{\pi^2} \right) \left(\frac{Q_{1p}}{2} \right) = \frac{4Q_{1p}}{\pi^2} \quad (4.32)$$

$m_1 = Q_{1p}$ faza ilişkin toplam harmonik akı yüzdesi, ya da per unit kaçak reaktans;

$$\frac{L_t - L_s}{L_t} \cong \frac{\pi^2}{12Q_{1p}^2} \quad (4.33)$$

Aynı işlemlerin kutup başına Q_{2p} adet olduğu bulunan sekonder sargısı için yapılması ve primer ve sekonder değerlerinin toplanması neticesinde, makinanın toplam zikzak reaktansı ;

$$X_z = \frac{\pi^2 X_m}{12} \left(\frac{1}{Q_{1p}^2} + \frac{1}{Q_{2p}^2} \right) \quad [\Omega / \text{faz}] \quad (4.34)$$

olarak elde edilir. X_m temel bileşen sinüs dalgasına karşı gelen mıknatıslanma reaktansıdır. Diğer bir deyişle;

$$X_z = \frac{\pi^2 X_m}{12} \left(\frac{4p^2}{Q_1^2} + \frac{4p^2}{Q_2^2} \right) \quad [\Omega / \text{faz}] \quad (4.35)$$

Bu ifade, kapalı oluk veya oluk ağzının çok dar olduğu durumlarda tam sonuç vermektedir. İfadeler çeşitli oluk yapıları için geliştirilebilir [6].

4.5.3. Eğriliğin Reaktansa Etkisi

Rotor ya da statorun olukları eğik yapıldığında, oluk açıklıklarının neden olduğu akı yoğunluğundaki, magnetik çekim ve momentteki değişimler zaman bazında ötelenmiş olurlar. Böylece daha üniform bir moment, daha az gürültü ve daha iyi bir gerilim dalga şekli elde edilir. Bununla beraber, iletken uzunluğu boyunca temel sinüs dalgası yer değiştirdiği için eğrilik zikzak reaktansın artmasına neden olur.

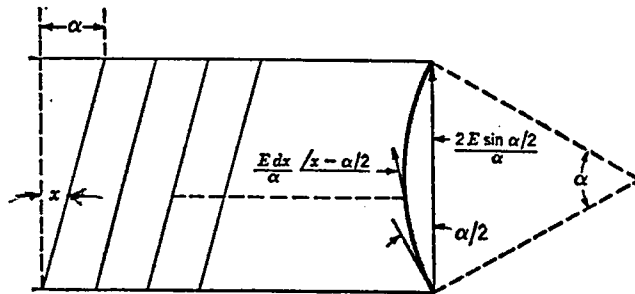
Şekil 4.5 'de α eğriliğin toplam elektriki açısını, x 'de iletkenin herhangi bir noktasındaki elektriki açı (iletkenin bir ucuna göre) olduğuna göre, ufak bir iletken uzunluğunda yani x noktasında endüklenen gerilim $\frac{E dx}{\alpha} \angle x$ olur. Burada E , düz bir iletkenin uçtan uca endüklenen emk 'dir. Eğik bir iletkenin endüklenen net gerilim, elementer gerilimlerin iletken ortasına projeksiyonu ile elde edilir. Yani;

$$\text{Net } E = \int_0^{\alpha} \frac{E}{\alpha} \cos\left(x - \frac{\alpha}{z}\right) dx = \frac{2E \sin \alpha / 2}{\alpha} \quad (4.36)$$

Sonuç itibarı ile herbir sekonder iletkenindeki bileşke gerilim

$$\frac{2 \sin \alpha / 2}{\alpha} \quad (4.37)$$

faktörü ile küçültülür. Bu ifade kirişin yaya oranıdır.



Şekil 4.5 Eğriliğin endüklenen gerilime etkisi

Mamafih herbir primer iletkeninde endüklenen gerilim değişmez. Bu yüzden ortak reaktansın toplam hava aralığı reaktansına oranı yukarıdaki oranla azalır. Bu da;

$$L_{eğ} = \frac{L_1 L_2 - M^2}{L^2} \quad (4.38)$$

ile verilen ilave bir kaçak endüktans bileşeni açığa çıkartır (Burada L_1, L_2 ; toplam stator ve rotor endüktansları, M ise stator-rotor arasındaki ortak endüktanstır). L_1 ve L_2 aynı değerlerini korurken, M 'nin düz oluklar için olan değeri $\left(2M \sin \frac{\alpha}{2}\right) / \alpha$ olur.

İlave olan reaktans M^2 terimindeki farktan kaynaklıdır. Yani;

$$X_{eğ} = X_m \left(1 - \frac{4 \sin^2 \frac{\alpha}{2}}{\alpha^2} \right), \quad \cong \frac{\alpha^2 X_m}{12} \cong \frac{\pi^2 \sigma^2 X_m}{12 Q_{ip}^2} \quad (4.39)$$

Bu ifade 4.35 ile aynı yapıdadır ve X_z değerine kolaylıkla ilave edilir. Eğrilik, dişlerin neden olduğu akı titreşimlerinin sincap kafes sargısında endüklediği parazitik akımları büyük ölçüde azaltır ve bu yönüyle de zikzak reaktansın Eşitlik 4.39 'da verilen değere göre biraz daha artmasına neden olur [6].

Eğrilik reaktansı; radyal akı yoğunluğunun demir boyunca uç kısımlarda artması ile elde edilir. Demirin merkezi ile uçları arasındaki akı yoğunlukları, primer ve sekonder için değişir. Tabii ki bu artma magnetik doymaya sıkıca bağlıdır.

4.5.4. Faz Bandı Kaçak Reaktansı

Kutup başına oluk sayısı oldukça büyük olan bir sargı ele alalım ve dolayısı ile zikzak reaktansı (Eşitlik 4.35) sıfır olsun. Sargının herbir bobini düzgün dikdörtgen alan şekli üretecek ve böylelikle oluk harmonikleri olmayacaktır. Bununla beraber dikdörtgen dalganın içerdiği bütün harmonikler (Eşitlik 3.42) mevcut olup, e. harmoniğin genliği sargı faktörü ile orantılı olur.

Bütün harmonik alanlar temel bileşenden daha küçük hızlarda döner ve dolayısı ile motor tam hızında iken sekonderde yararsız, parazitik gerilimler üretirler. Bu alanlar kaçak reaktansın bileşenlerini teşkil eder. Bu durum bileşke alanın dönmesi esnasında sürekli şekil değiştirmesine neden olur. Primerin e. harmoniğinin primer sargıda endüklediği gerilim Eşitlik 3.69b 'ten,

$$E_{1e} = 4.44f_1N_1K_{p1e}K_{d1e}\phi_m \quad (4.40)$$

dir. Eşitlik 3.49 'den hava aralığı e. harmonik maksimum magnetik akı yoğunluğunun temel bileşenin kisine oranı;

$$\frac{B_{pe}}{B_g} = \frac{K_{p1e}K_{d1e}}{eK_{p11}K_{d11}} \quad (4.41)$$

ve e. harmonik akısının temel bileşen akısına oranı, harmonik kutup adımı e kat küçüleceği için;

$$\frac{\phi_e}{\phi_1} = \frac{K_{p1e}K_{d1e}}{e^2K_{p11}K_{d11}} \quad (4.42)$$

olur. Bu ifadenin Eşitlik 4.40 'da yazılması ve temel bileşen gerilimine bölünmesi ile e. harmonik kaçak reaktansının per unit değeri;

$$\frac{E_e}{E_1} = \frac{X_{B1}}{X_m} = \frac{K_{pe}^2K_{de}^2}{e^2K_{p1}^2K_{d1}^2} \quad (4.43)$$

olur. Ayrıca kutup başına oluk sayısının oldukça büyük olduğu kabul edildiğinden, bir banda düşen oluk sayısı q 'da büyük olur. Burada;

$$K_{de} = \frac{2m}{\pi e} \sin \frac{e\pi}{2m} \quad (4.44)$$

ifadesindeki $\sin \frac{e\pi}{2m}$ terimi, 60° faz bandlı 3 fazlı dengeli bir sargıda 5. , 7. , 11. , 13. , vs, harmonikler için 0.5, -0.5, 0.5, -0.5, 0.5...değerlerini verir. Böylece oluk sayısı büyük olan sargı için 4.43 ifadesi aşağıdaki gibi kısalır.

$$\frac{X_{B\Theta}}{X_m} = \frac{K_{pe}^2}{e^4 K_{pl}^2} \quad (4.45)$$

Toplam faz bandı kaçak reaktansı, sonsuz oluklu sargının faz bandı harmoniklerinin neden olduğu reaktansların (Şekil 3.12) hepsinin toplamıdır. Bu ise Eşitlik 4.45 'in bütün ardıl e değerleri için hesaplanan değerlerin toplanması ile elde edilir. Tam adımlı, 60° veya 120° faz bandı 3 fazlı sargı için $K_{pe} = K_{pl} = 1$ alınarak;

$$\frac{X_B}{X_m} = \frac{1}{5^4} + \frac{1}{7^4} + \frac{1}{11^4} + \frac{1}{13^4} + \dots = \frac{5\pi^4}{486} - 1 = 0.00214 \quad (4.46)$$

elde edilir [6].

Tam adımlı sargı için 120° ve 60° faz banları için X_B aynı olmasına rağmen, sargı kırılandığında 120° reaktansı çift harmoniklerin büyümesi ile hızla artar. Oysa 60° reaktansı azalır. Eşitlik 4.46 'da yapılan bir değerlendirmede, mıknatıslenme reaktansının toplam kaçak reaktansa oranı 25 olan bir motorda, tam yük güç faktörünün 91% veya 92% civarında olduğu, faz bandı kaçak reaktansının ise 0.00214×25 veya toplam kaçak reaktansın yüzde 5' i kadar olduğu görülmüştür. Bu küçük gibi görünse de endüklenen sekonder akımlar, kayıplar ve parazit momentleri nedeni ile ciddi bir handikap oluşturur. Üç fazlı sargının adımı 20% azaltılırsa, band kaçak reaktansı 0.00024 olur. Bu ise tam adım durumundakinin yaklaşık $1/10'$ udur.

Rotorun sargılı olması durumunda toplam band kaçak reaktansı; primer ve sekonder reaktanslarının toplamıdır. Sincap kafes sargı, faz bandı içermediğinden band kaçağı sıfırdır.

Herbir sargının band harmonikleri karşı sargıda gerilimler endükler. Bunun sonucunda

zat sirkülasyon akımları oluşur ve efektif reaktans azalır. Bu yüzden sincap kafesli rotor, statorun band kaçak reaktansını hemen hemen sıfır yapar. Bu nedenle sincap kafesli motorda X_p ihmal edilir.

4.5.5. Yüzeysel Hava Aralığı Kaçak Reaktansı

Şimdiye kadar stator tarafından üretilen hava aralığı akısının radyal doğrultuda olduğu kabul edilmişti. Ayrıca, kaçak akının hava aralığını geçip karşı dişleri köprü olarak kullanıp geriye döndüğü durum incelemiştik. Oysa kutuplar arasındaki mmk nedeniyle yolunu tamamen ince hava aralığında yüzeysel doğrultuda tamamlayan belirli bir miktarda akı vardır. Bu kaçak akı bileşeni hava aralığı arttıkça hızla artar. Rotorun tamamen çıkartıldığı varsayılır ise, statordaki tüm akı bu tür karakter taşır.

Yapılan analizler sonucunda [8,11] yüzeysel hava aralığı kaçığı temel bileşenin, faydalı temel sinüs dalgası akısına oranı,

$$\frac{X_p}{X_m} = \frac{2p^2g^2}{D^2} \quad (4.47)$$

dır. Hava aralığı uzunluğu / kutup adımının oranı $(2pg/\pi D)$ 'nin nadiren 0.005' ten büyük olduğu normal asenkron makinalarda bu kaçıklar tamamı ile ihmal edilebilir. Fakat büyük hava aralığına sahip yüksek hızlı senkron veya doğru akım makinalarında bu tip kaçıklar önem arz eder. Eşitlik 4.47 ve 4.45 'den, e. harmonik (band kaçığı) akısının yüzeysel hava aralığı kaçığı;

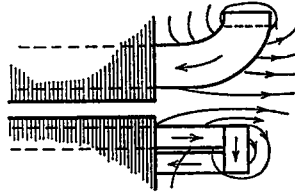
$$\frac{X_{pe}}{X_m} = \frac{2e^2p^2g^2}{D^2} \left(\frac{K_{pe}^2}{e^4K_{pl}^2} \right) = \frac{2p^2g^2K_{pe}^2}{e^2D^2K_{pl}^2} \quad (4.48)$$

60° faz bandlı, tam adımlı 3 fazlı sargı için yüzeysel kaçak harmonik bileşenlerin toplamı;

$$\frac{X_{ps}}{X_m} = \frac{2p^2g^2}{D^2} \left(\frac{1}{5^2} + \frac{1}{7^2} + \frac{1}{11^2} + \frac{1}{13^2} + \dots \right) = \frac{2p^2g^2}{D^2} \left(\frac{\pi^2}{9} - 1 \right) = 0.096 \left(\frac{2p^2g^2}{D^2} \right) \quad (4.49)$$

olur.

4.6. Cephe Kaçak Reaktansları



Şekil 4.6 Cephe kaçak akıları

Cephe kaçaklarının hesabı matematiksel olarak oldukça güçtür. Farklı cephe düzenlemeleri için çeşitli ampirik yöntemler bulunmuştur [8,11]. Hesabın karmaşıklığının ötesinde, cephe bağlantıları şekil ve boyut açısından esnek olduğundan, yapılan hesap yine de yaklaşık kalır. Burada en çok kullanılan sargı tipleri için kabul gören bağıntılar verilecektir.

Tek tabakalı iki cepheli el sargısı için eşdeğer permeans;

$$\lambda_e = 0.67 - 0.43\tau_p / \ell_e \quad (4.50)$$

Bobinleri $q/2$ sağa, $q/2$ sola sarılmış el sargısında ise kaçak değeri yaklaşık olarak $\sqrt{2}$ kat az olur;

$$\lambda_e = 0.47 - 0.3\tau_p / \ell_e \quad (4.51)$$

Konik cepheli iki tabakalı gabare sargıda aksiyel ve radyal alanları da hesaba katarak gayet iyi sonuçlar veren bağıntı ise;

$$\lambda_e = 0.57 \frac{3\beta - 1}{2} \cdot \frac{\tau_p}{\ell_e} \quad (4.52)$$

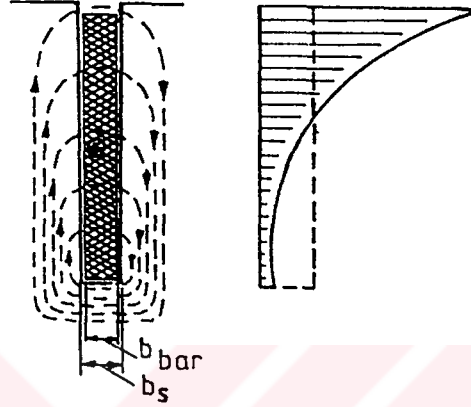
olup kırılganlık durumunuda kapsamaktadır [8,11]. Cephe bağlantısı kaçak reaktansı ise Eşitlik 4.7'den

$$X_e = 4\pi f p q \mu_0 Z^2 \lambda_e \quad (4.53)$$

olur.

4.7. Deri Olayı Etkisi

Deri olayı etkisi, gerçekte bütün makinalarda vardır. Ancak; kullanılan oluk yüksekliği 10-22 mm olanlarda oldukça dikkate değerdir. 20-50 mm oluk yüksekliğine sahip motorlarda bu etki rotor parametrelerini çok sert ve önemli derecede değiştirir.



Şekil 4.7 Derin oluklu motorun rotor oluşunda, kaçak akı ve rotor iletkenlerindeki akımın dağılımı

Akımın homojen dağılamamasından dolayı hayali olarak yok olan iletkenlerin alt kısımlarında, rotor endüktif reaktansı ve direncinin ne ölçüde değiştiği hesaplanabilir. İletken kesidinin azalmasından dolayı, akımın yer değiştirmesi neticesinde rotor direnci artar. Diğer taraftan oluk kaçak akı çizgilerinin merkezi, iletkenin dış kısmına doğru kayar (Şekil 4.7) ve iletken de verilen akım için akı azalır. Bu nedenle de rotor endüktif reaktansı, deri olayı gözönüne alınmadığı duruma göre azalma gösterir. Fakat normal motorun reaktansı ile aynı mertebededir. Bu nedenlerle, derin oluklu motorlar bu etkiyi kullandıkları için, nispeten daha yüksek kalkış momentine, daha küçük akımlar ile sahiptir. Başlangıç karakteristikleri normal motorun başlangıç karakteristiklerinden daha iyidir.

Pratik olarak deri etkisi sadece oluklara yayılmış iletken kısımlarında yer alır ve sargı cephe bağlantılarında yok denecek düzeydedir. Bu yüzden rotor sargılarının direnci ve oluk kaçak reaktansı şu şekilde güncelleştirilebilir;

$$R'_{2s} = k_r \cdot R''_{2s} + R'_{2e} \quad (4.54)$$

$$X'_{\sigma 2} = k_2 \cdot X''_{\sigma 2} \quad (4.55)$$

ve rotorun statora indirgenmiş toplam reaktansı da;

$$X'_{\sigma 2} = X'_{\sigma 2} + X'_{\sigma D} + X_{\sigma e} \quad (4.56)$$

olur. Burada;

R'_{2s} = Rotor oluğu içerisindeki kısımlara ait toplam direncin, akımın düzgün dağıldığı varsayımı ile elde edilen değerinin statora indirgenmiş değeri;

k_r = Deri olayı etkisinden dolayı R'_{2s} direncini arttıran faktör,

R'_{2e} = Rotor sargısı cephe bağlantılarının toplam direncinin statora indirgenmiş değeri,

$X''_{\sigma 2}$ = Akımın düzgün dağıldığı varsayımı ile elde edilen oluk kaçak reaktansının statoru indirgenmiş değeri,

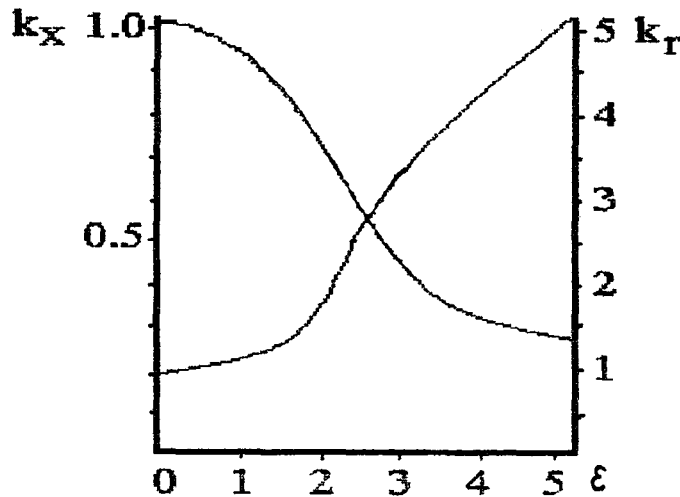
k_x = Deri olayı etkisinden dolayı $X''_{\sigma 2}$ ' ni azaltan faktörü,

h = İletken yüksekliği,

ρ = Rotor çubuklarının özgül direncidir.

Bu güç problemin analizi sonucunda faktörler şu şekilde elde edilmektedir [11].

$$k_r = \epsilon \frac{\sinh 2\epsilon + \sin 2\epsilon}{\cosh 2\epsilon - \cos 2\epsilon} \quad (4.57)$$



Şekil 4.8 k_r ve k_x çarpanlarının eşdeğer iletken yüksekliği ϵ ile değişimleri

$$k_x = \frac{3 \sinh 2\varepsilon - \sin 2\varepsilon}{2\varepsilon \cos 2\varepsilon - \cos 2\varepsilon} \quad (4.58)$$

$$\varepsilon = h \sqrt{\pi \mu_0 \frac{b_{\text{bar}} f_2}{b_s \rho}} \quad (4.59)$$

Birimler SI sisteminde konulursa ε 'un boyutsuz olduğu gör÷lür. Verilen f_2 frekansı ve iletken malzemesi için ε ; eşdeğer iletken yüksekliği olarak adlandırılır. ε 'un değeri direk olarak h iletken yüksekliği ile orantılıdır.

BÖLÜM 5. ASENKRON MAKİNANIN GELİŞTİRİLMİŞ EŞDEĞER DEVRESİ

5.1. Giriş

Bu bölümde önce hava aralığındaki permeans değişimi incelenecek ve değişimin harmonik frekansları oluk sayıları cinsinden elde edilecektir.

Hava aralığı permeans değişim frekansları bulunduktan sonra, bu frekansları makinada sembolize edecek uygun kutup sayısındaki harmonik alanlar Bölüm 3.7 'deki sentez baz alınarak geliştirilmiş eşdeğer devre oluşturulacaktır.

Oluşturulan eşdeğer devredeki direnç, reaktans ve kaymalar belirlenecek, herbir stator ve rotor harmonik alanlarının dönüş yönleri ve hızları hesaplanacaktır.

5.2. Hava Aralığı Permeans Değişimi

Eğer rotorda Q_2 açık oluk varsa, hava aralığı permeansı çevre boyunca Q_2 tam periyod yapar. Burada sadece permeans değişim frekanslarının, rotor ve stator diş sayıları cinsinden belirlenip sınıflandırılması amaçlandığı için, permeansların hesaplanması ile ilgilenilmeyecek, ve bu değişimin bir diş-bir oluk için sinüsoidal olduğu kabul edilip, yüksek harmonikler ihmal edilecektir. Bu değişim sinüsoidal olarak kabul edilirdiği için bir stator dişi ortasından bakıldığında permeans;

$$\Lambda_g = \Lambda_o + \Lambda_2 \cos Q_2 [(x - \omega_m)] \quad (5.1a)$$

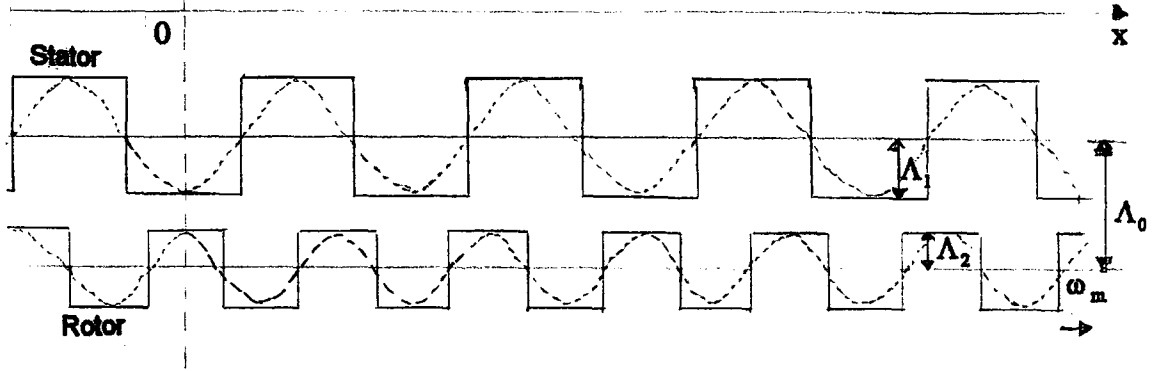
olur. Burada;

Λ_o = Ortalama permeans,

Λ_2 = Rotor oluk açıklıklarından dolayı kaynaklanan permeans değişiminin yarısı,

Λ_1 = Stator oluk açıklıklarından dolayı kaynaklanan permeans değişiminin yarısı,

x = Stator diş ortasına göre rotorun açısal hareketi.



Şekil 5.1 Stator-rotor dişlerinin karşılıklı konumları ve permeanslar.

Bu ifadeye oluk permeans değişiminin sadece temel bileşeni ilave edilmiştir. Pratikte, özellikle yarı kapalı oluklar kullanıldığında, ikinci ve üçüncü permeans harmonikleri te önem taşır. Bu yüzden daha genel olması amacıyla 5.1 ifadesine $\cos(mQ_2(x - \omega_m t))$ terimleri içeren bir seri daha eklenmelidir.

Stator oluk açıklıkları da gözönüne alındığında; permeans değişimi tekrardan düzenlenmelidir. Λ_1 ; Statordaki Q_1 oluşun neden olduğu permeans değişiminin yarısı alınarak (Eşitlik 5.1b);

$$\Lambda_g = \Lambda_o + \Lambda_1 \cos(Q_1 x) \quad (5.1b)$$

5.1a ifadesi ile çarpılırsa, bileşik permeans;

$$\Lambda_g = \Lambda_o \left[1 + \frac{\Lambda_2}{\Lambda_o} \cos Q_2(x - \omega_m t) \right] \left[1 + \frac{\Lambda_1}{\Lambda_o} \cos Q_1 x \right] = \Lambda_o \left[1 + \frac{\Lambda_2 \Lambda_1}{\Lambda_o^2} \cos Q_1 x \cos Q_2(x - \omega_m t) + \frac{\Lambda_1}{\Lambda_o} \cos Q_1 x + \frac{\Lambda_2}{\Lambda_o} \cos Q_2(x - \omega_m t) \right] \quad (5.2)$$

olur. $t = 0$ anında rotor diş merkezi ile stator diş merkezi $x = 0$ noktasında karşı karşıya gelmektedir.

Stator mmk 'i 3.34 ifadesi ile verilmiştir. Rotor mmk 'i de buna benzer olacaktır. Hava aralığı akı dağılımının bileşkesi stator ve rotor mmk 'leri toplamının 5.2 ifadesi ile çarpımına eşittir.

İlgilendiğimiz sonuçlar 5.2 ifadesindeki birkaç terimde gizlidir, böylelikle diğer yüksek dereceli harmonik terimler gözardı edilecektir.

5.2 İfadesinin ikinci kısmı $2\cos a \cdot \cos b = \cos(a-b) + \cos(a+b)$ trigonometrik özdeşliğini kullanarak açılırsa;

$$\Lambda_g = \Lambda_o \left(1 + \frac{\Lambda_2 \Lambda_1}{2\Lambda_o^2} \cdot \left\{ \cos[(Q_2 - Q_1)x - Q_2 \omega_m t] + \cos[(Q_2 + Q_1)x - Q_2 \omega_m t] \right\} + \frac{\Lambda_1}{\Lambda_o} \cos Q_1 x + \frac{\Lambda_2}{\Lambda_o} \cos Q_2 (x - \omega_m t) \right) \quad (5.3)$$

Eşitlik 5.3 'daki $\cos[(Q_2 - Q_1)x - Q_2 \omega_m t]$ terimi küçük kutup sayılı alanlara karşı geldiği için $(2(Q_2 - Q_1))$ önemli bir terimdir. Bunun önemini vurgulamak için $Q_2 = Q_1 = 2$ olduğunu kabul edelim. Bu durumda çapın iki noktasında rotor ve stator dişleri tam karşı karşıya gelir. Bu noktalarda ana akı permeansı maksimum ve zikzak akı permeansı da minimum olur. Bu iki noktadan 90° ötede ise stator diş merkezi rotorun oluk merkezine denk gelir ve bunun neticesinde de minimum temel permeans ve maksimum zikzak permeans oluşur. Ortalama permeans (bir oluk adımı üzerinde belirlenen) yukarıdaki uç noktalar arasında yavaşça değişir. Böylece, bir çevrede $(Q_2 - Q_1)$ periyodu bulunan uzun adımlı bir permeans dalgası oluşur. $Q_2 > Q_1$ olduğunda permeans dalgası rotordan çok daha hızlı, $Q_2 < Q_1$ olduğunda da çok daha yavaş döner.

Eşitlik 5.3 'deki üçüncü terim $\cos[(Q_2 + Q_1)x - Q_2 \omega_m t]$ 'nın kutup sayısı, büyük bir moment veya kuvvet değişimi için, çok büyük olduğundan az önem taşır.

Eşitlik 5.3 'deki 4. ve 5. terimler, stator ve rotor oluk açıklıklarından dolayı oluşan kısa adımlı permeans dalgalarıdır. Bu permeans dalgalarına etkileyen temel sinüsoidal

mmk, permeans dalgası ile aynı yapıda bir hava aralığı akısı üretir. Bu değerlendirmeden sonra permeans ifadesini;

$$\Lambda_g = \Lambda_o + \Lambda_a \cos[(Q_2 - Q_1)x - Q_2\omega_m t] + \Lambda_1 \cos Q_1 x + \Lambda_2 \cos Q_2 (x - \omega_m t) \quad (5.4)$$

şeklinde yazabiliriz. Burada $\Lambda_a = \frac{\Lambda_2 \Lambda_1}{2\Lambda_o}$ olur.

3. Bölümde yapılan analizlerde, kutup başına m , faz bandı, p çift kutbu ve Q_1 oluğu olan bir simetrik stator sargısındaki temel harmonik derecelerinden ikisinin $2m_1 - 1$ ve $2m_1 + 1$ dereceli faz bandı harmonikleri ve diğer ikisinin de $\left(\frac{Q_1}{p}\right) - 1$ ve $\left(\frac{Q_1}{p}\right) + 1$ dereceli oluk harmonikleri olduğu görülmüştü. Ayrıca rotor sargısı da $\left(\frac{Q_1}{p}\right) - 1$ ve $\left(\frac{Q_1}{p}\right) + 1$ dereceli harmonikleri ilave olarak getirir. Eşitlik 3.23 'de yukarıda anılan harmonik haricindeki harmoniklerin ihmal edilmesiyle;

$$\begin{aligned} F = & A \cos(px - \omega t) + B \cos[(2m_1 - 1)px + \omega t] \\ & + C \cos[(2m_1 + 1)px - \omega t] \\ & + D \cos\left[\left(\frac{Q_1}{p} - 1\right)px + \omega t\right] \\ & + E \cos\left[\left(\frac{Q_1}{p} + 1\right)px - \omega t\right] \\ & + G \cos\left[\left(\frac{Q_2}{p} - 1\right)p(x - \omega_m t) + \omega \cdot s \cdot t\right] \\ & + H \cos\left[\left(\frac{Q_2}{p} + 1\right)p(x - \omega_m t) - \omega \cdot s \cdot t\right] \end{aligned} \quad (5.5)$$

olur.

A, B, C, vs; akım, sargı adımı, kutup başına oluk sayısı, oluk açıklıkları, vs. gibi faktörlere bağlı olan nümerik katsayılarıdır. A; stator ve rotor akımları temel

bileşenlerinin vektörel toplamı ile orantılı, B, C, D ve E ise sadece stator akımı ile orantılı ve G ile H 'de sadece rotor akımı ile (endüklenen zıt harmonik akımların ihmalı ile) orantılıdır. Yukarıda $\omega_m = (1-s)\frac{\omega}{p}$ rotor açısal hızı, ω ise statorun temel frekansının elektriksel açısal hızıdır.

B, C,...harmonik alanlarının temel bileşen A 'ya olan oranları yüksüz çalışma ve tam hızda en küçük değerdedir. Artan yük ile stator ve zıt yönlü rotor akımı artarken harmonik alanlarda orantılı olarak artar. Bu esnada da net temel alan A yavaşça azalır. Bu nedenle harmoniklerin etkisi motorun kalkış anında maksimumdur. Böylece, iyi kalkış özellikli sincap kafesli bir motor tasarım problemi harmonik alanların kontrollü bir şekilde azaltılmasına dönüşür. Statorun temel bileşen ve harmoniklerinin zıt rotor amper sanımı ile azaltıldığı bir gerçektir. Oluk harmonikleri rotor oluklarının eğik yapılması ile küçültülebilir. Diğer bir deyişle bu moment çentiklerinin ve kayıpların azaltılması anlamına gelir.

5.4 ifadesinin 5.5 ifadesi ile terim terim çarpılmasıyla toplam hava aralığı akı dalgası elde edilir. Bu ise yedi harmonik grubuna ayrılabilir;

Grup 1. A_0 terimi temel alandır:

$$A_0 \cos(px - \omega t)$$

Grup 2. A_s terimi temel permeans harmonik alanları verir.

$$A_s (px - \omega t) \cos[(Q_2 - Q_1)x - Q_2 \omega_m t]$$

$$= \frac{A_s}{2} \left\{ \cos[(p + Q_2 - Q_1)x - (\omega + Q_2 \omega_m)t] + \cos[(p - Q_2 + Q_1)x + (Q_2 \omega_m - \omega)t] \right\}$$

Grup 3. B_0 ve C_0 terimleri faz bandı harmonik alanlarıdır:

$$B_0 \cos[(2m-1)px + \omega t] \quad \text{ve} \quad C_0 \cos[(2m+1)px - \omega t]$$

Grup 4. D_0 , E_0 ve A_1 terimleri stator oluk harmonik alanlarıdır:

$$D\Lambda_0 \cos\left[\left(\frac{Q_1}{p}-1\right)px + \omega t\right], \quad E\Lambda_0 \cos\left[\left(\frac{Q_1}{p}+1\right)px - \omega t\right] \quad \text{ve}$$

$$A\Lambda_1 \cos(Q_1 x) \cos(px - \omega t)$$

Grup 5. $G\Lambda_0$, $H\Lambda_0$ ve $A\Lambda_1$ terimleri rotor oluk harmonik alanlarıdır:

$$G\Lambda_0 \cos\left[\left(\frac{Q_2}{p}-1\right)px + (\omega - Q_2\omega_m)t\right], \quad H\Lambda_0 \cos\left[\left(\frac{Q_2}{p}+1\right)px - (\omega + Q_2\omega_m)t\right]$$

$$\text{ve } A\Lambda_2 \cos[Q_2(x - \omega_m t)] \cdot \cos(px - \omega t)$$

Grup 6. D ve E 'nin Λ_2 ile çarpımı ve G ile H 'nin Λ_1 ile çarpımı, ihmal edilebilecek yüksek dereceli alanlar vermenin ötesinde $A\Lambda_a$ terimine ilave getirir.

Grup 7. B 'den H 'ye kadar olan terimlerin Λ_a ile B ve C 'nin Λ_2 ve Λ_1 ile, D ve E 'nin Λ_1 ile ve G ile H 'nin Λ_2 ile çarpımlarının oluşturduğu alanlar yüksek mertebelidir ve ihmal edilebilir.

Grup (2) 'deki permeans harmonikleri oluk açıklıklarının bulunmasından dolayıdır. Grup (4) ve (5) ise mmk 'nin oluklarda yoğunlaşmasından oluşur. Bu farklı alanlar, benzer etkiler yaparlar. Fakat analizlerde ayrı ayrı ele alınmasında fayda vardır.

5.3. Geliştirilmiş Eşdeğer Devre

Harmonik alanların etkilerini incelemek için, her bir harmonik alan ayrı bir ayrı milde bağlı ayrı bir motorda oluşuyor ve bu motorlar temel bileşen motoru ile seri bağlı şeklinde düşünülebilir. Bu motorlardan herbirinin kendi bağımsız rotor akımı ve momentini ürettiği kabul edilmektedir. Bu esasla Şekil 2.4 'deki eşdeğer devre 5.2 'deki geliştirilmiş eşdeğer devreye dönüştürülebilir. Her bir stator harmoniği için mıknatıslanma reaktansı, Eşitlik 4.1 'de K_{p11} ve K_{d11} yerine 3.5 ve 3.6 Eşitliklerinde verilen uygun K_{p1c} ve K_{d1c} 'lerin ve p yerine e.p yazılmasıyla elde edilir. Yani;

$$X_{me} = \frac{X_{m1}}{e^2} \left(\frac{K_{pe} \cdot K_{de}}{K_{p1} \cdot K_{d1}} \right)^2 \quad (5.6)$$

olur. Örnek olması için; bu bağıntı ile hesap yapılırsa 7/9 adımlı 60° faz bandlı $Q_{1p} = 9$ oluk olan 3 fazlı bir sargıda, $X_{m7} = 0.00046X_{m1}$, $X_{m19} = 0.0028X_{m1}$ olarak bulunur.

Oluk harmonikleri için K_p ve K_d değerleri temel bileşeninkisi ile özdeş olarak aynıdır. Bu yüzden oluk harmonikleri için $X_{me} = \frac{X_m}{e^2}$ değeri $1 + \frac{\Lambda_1}{2\Lambda_0}$ faktörü ile çarpılmalıdır. Böylelikle stator oluk açıklıklarının etkileri gözönüne alınmıştır [6].

Bütün bu harmonik mıknatıslanma reaktanslarının toplamı diferansiyel kaçak reaktansı oluşturur (bkz. Bölüm 4.6).

Şekil 3.12 'de gösterildiği gibi mıknatıslanma reaktanslarına, ilgili harmoniğe karşı gelen sekonder sargı empedansı şöntlenmiştir. Burada e. harmonik için rotor direnci çevirme oranı yardımı ile

$$R_{2e} = R_{21} \frac{K_{pe}^2 K_{de}^2}{K_{p1}^2 K_{d1}^2} \quad (5.7)$$

Aynı ilke ile e. harmonik sekonder oluk reaktansı Eşitlik 4.15 'in ikinci kısmında $K_{p1} K_{d1}$ yerine $K_{pe} K_{de}$ yazılarak;

$$X_{s2e} = X_{s21} \frac{K_{pe}^2 K_{de}^2}{K_{p1}^2 K_{d1}^2} \quad (5.8)$$

Sekonder e. harmonik cephe kaçak reaktansı $1/e^2$ ile küçültülür. Bu yüzden normalde ihmal edilebilir.

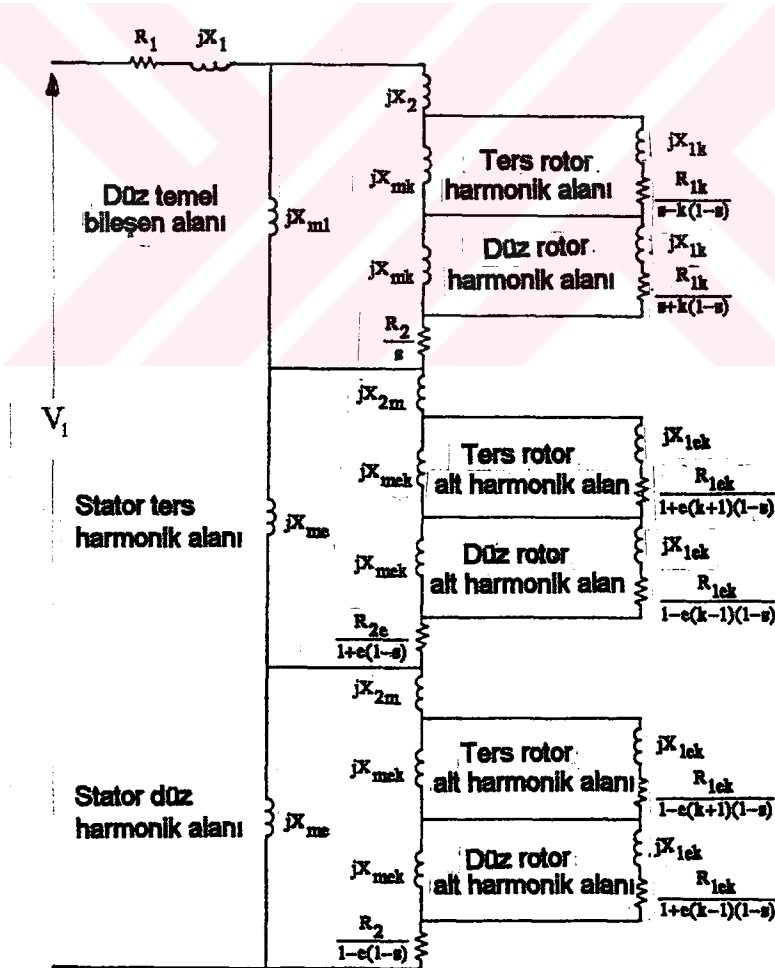
$$X_{e2e} = \frac{X_{e21}}{e^2} \quad (5.9)$$

Sekonder harmonikler için zikzak ve faz bandı kaçak reaktansları relatif olarak temel bileşene göre çok daha büyüktür (Eşitlik 4.34, 4.35). Bunun sebebi, harmonik kutup

başına oluk sayısının çok küçük olmasıdır. Bu harmonik sekonder faz bandı kaçak reaktansları alt harmonik mıknatıslanma (sekonder harmoniğin kendi kutup sayısından daha az kutup sayısına sahiptir) reaktansları serisinin toplamı ile ifade edilir. Bu reaktans, primer ile tersiyer olarak şöntlenmiştir. Harmonik kutup başına sekonder oluk sayısı $1/2$ mertebesinde ise, harmonik zikzak reaktans oldukça büyük olur. Eşitlik 4.29 ve 4.32 ile e. harmonik için per unit zikzak kaçak reaktans;

$$\frac{L_t - L_s}{L_s} = \frac{e^2 \pi^2}{4Q_{2p}^2} \csc \frac{e\pi}{2Q_{2p}^2} - 1 = X_{Z2e} \quad (5.10)$$

olup burada Q_{2p} temel kutup başına sekonder oluk sayısıdır. Sekonder oluk açıklıkları oldukça küçük olduğundan, bunların etkileri genellikle ihmal edilebilir.



Şekil 5.2 Çok fazlı asenkron makinanın, stator ve rotor sargıları harmoniklerini gösteren geliştirilmiş uzay harmonik eşdeğer devresi

Gösterilebilir ki (Eşitlik 5.10); herhangi bir harmonik için sekonder kaçak reaktans belirsizce büyük (açık devre gibi) yapılabilir.

Sekonder oluk sayısının harmonik kutup başına yaklaşık 1 oluk düşecek şekilde seçilmesiyle; Q_{2p}/e tam olarak 1/2 olduğunda bitişik rotor olukları arasında 360° elektriki faz farkı olur. Böylelikle harmoniklerin endüklediği bütün rotor gerilimleri aynı fazda olur. Bu şartlar altında rotordan ilgili harmonik akım akmaz. Bu ilgili harmonik için sekonder sargısının açık devre olması anlamındadır. Dolayısı ile harmonik moment endüklenmez.

Pratikte sekonder oluk sayısı, zikzak reaktansı (Eşitlik 5.10) alabildiğince büyük tutabilmek için harmonik kutup başına oluk sayısı 0.6 - 0.75 arasında kalacak şekilde seçilir. Bu stator oluk harmoniklerinin rotor ile hemen hemen açık devre edilmesi ve stator faz bandı harmoniklerinin büyük oranda kısa devre edilmesi anlamına gelir.

Alt harmonik alanlar, rotorda endüklenen harmonik akımlar ile üretilir ve statorda yüksek frekanslı gerilimler meydana getirir. Bu gerilimler primer besleme kaynağı üzerinden kısa devre olur (Şekil 5.2).

Bu alt harmonikler için stator sargı faktörleri genellikle küçük olsa da, bir miktar akım akıtacak kadar büyük olur. Bu akım akışı sekonder harmonik reaktansın Eşitlik 5.10 'da verilen değerden bir miktar düşmesine neden olur.

Rotor olukları yaklaşık olarak bir stator oluk adım eğilirse, rotor iletkeninde endüklenen oluk harmonik gerilimleri oluğun uçları arasında 360° faz farkı yapar. Bu ise oluk harmonikleri için efektif rotor reaktansını büyük miktarda artırır (Şekil 4.5).

Eğrilik açısı bir stator oluk adımının σ katı ise, $\left(\frac{Q_1}{p} \pm 1\right)$ 'nci stator oluk harmoniği için sargı faktörü aşağıdaki faktör ile küçültülür:

$$K_{\sigma} = \frac{Q_1 \sin\left(1 - \sigma \pm \frac{\sigma p}{Q_1}\right)}{\pi \sigma (Q_1 \pm p)} \quad (5.11)$$

ve böylece statora indirgenmiş efektif empedans $\frac{1}{K_\sigma^2}$ çarpanı ile artmış olur. Statora indirgenen her bir harmoniğe ilişkin sekonder direnci ilgili harmonik senkron hızına karşı gelen kayma ile bölünmelidir. e. Stator harmoniğinin senkron hızı;

$$n_m = \frac{n_r}{e} \quad (5.12)$$

idi. Ayrıca sargı analizi sonucunda m fazlı bir sargıdaki uzay derecelerinin

$$e = 2km - 1, k = 0,1,2,3,.. \quad (5.13)$$

olduğu bilinmektedir. 4.19 ve 4.20 ifadeleri 2.4 ifadesinde yazılırsa, e. uzay harmoniğinin kayması

$$s_e = 1 - e \pm s_e \quad (5.14)$$

olur. Burada - işareti düz (temel bileşen ile aynı yönde), + işareti de ters yöndeki döner alanlar için kullanılır. Yani - işareti 1. , 7. , 13. ,... harmonikler için, + işareti ise 5. , 11. , 17. ,... harmonikler için kullanılır (Eşitlik 5.13, 5.14).

Şekil 3.12 'deki eşdeğer devre ile simgelenen e. stator harmoniği;

$$X_{me} = \frac{K_{w1e}}{e^2 K_{w11}^2} X_{m1} \quad ; \text{ faz bandı harmoniği için} \quad (5.15)$$

$$X_{me} = \frac{X_{m1}}{e^2} \left(1 + \frac{PQ_{1p}}{2\Lambda_0} \right) \quad \text{oluk harmoniği için} \quad (5.16)$$

$$R_{2e} = \frac{K_{w1e}^2}{K_\sigma^2 K_{w11}^2} \cdot R_2 \quad (5.17)$$

Buradaki R_2 direnci sincap kafesli makina için 4.54 bağıntısındaki deri olayı etkisi katkılanarak elde edilir. Rotorun e. harmonik için kaçak reaktansı ise 5.10 ve 5.11 bağıntılarından

$$X_{2e} = \frac{\left(\frac{e^2 \pi^2}{4Q_{2p}^2} \csc^2 \frac{e\pi}{2Q_{2p}} \right)}{K_\sigma^2} \cdot X_{me} \quad \text{elde edilir.} \quad (5.18)$$

Bu bağıntılar ile hesaplanan moment ve kayıplar faz bandı için kabul edilebilir doğrulukta sonuçlar vermektedir. Ancak oluk harmonikleri için $X_{z2} = \Lambda_1$ ve Λ_2 permeanslarının elde edilme güçlüğü dolayısı ile hesaplamalardaki doğruluk payı azalır [6].

Şekil 3.12 'ye rotor sargısı harmonik alanları ve onların endüklediği akımlara ait yollarında eklenmesi ile, Şekil 5.2 'deki geliştirilmiş eşdeğer devre elde edilir. Burada sadece statora ilişkin; temel bileşen, bir düz-bir ters harmonik bileşen alanların rotorda endüklediği düz ve ters bileşenler ile verildi. Aslında herbir rotor akımı $2m \pm 1$ ve $\frac{Q_2}{Q_1} \pm 1$ dereceli sonsuz serili harmonikler üretir.

Devre herbir rotor devresi için rotor sargısı harmoniklerinin oluşturduğu diferansiyel kaçak reaktansların X_{2m} 'in ayrıştırılması ve bu harmonik mıknatıslanma reaktanslarının uygun stator empedansları ile şöntlenmesi ile oluşturulmuştur. k. oluk harmoniği için mıknatıslanma reaktansı kolayca temel mıknatıslanma reaktansının k^2 'ye bölümü ile bulunur, zira K_w ; oluk harmonikleri için temel bileşen ile aynı değerdedir:

$$X_{mek} = \frac{X_{me}}{k^2} \text{ (Sincap kafesli makina için)} \quad (5.19a)$$

Faz bandlarının olması durumunda yani rotor sargılı makinada $K_w \neq 1$ olduğundan

$$X_{mek} = \frac{X_{me}}{k^2} \left(\frac{K_{w2k}}{K_{w2e}} \right)^2 \quad (5.19b)$$

olur. Stator empedans parametreleri R_{1ek} ve X_{1ek} , stator harmonik alanları için rotor empedanslarının hesaplanmasında kullanılan yöntem ile (Eşitlik 5.17, 5.18), sadece stator sargı faktörleri yerine rotor sargı faktörlerinin yazılması ile hesaplanır.

$$R_{1ek} = \left(\frac{K_{w2k}}{K_{se} \cdot K_{w2e}} \right)^2 \cdot R_1 \quad (5.20)$$

$$X_{1ek} = \left(\frac{K_{w2k}}{K_{se} K_{w2e}} \right)^2 \cdot X_{mek} \quad (5.21)$$

Böylelikle birincil stator ve rotor harmoniklerini içeren uzay harmonik eşdeğer devre parametreleri belirlenmiş olur.

Yukarıdaki 5.20 bağıntısı ile hesaplanan her bir stator direnci uygun harmonik kaymaya bölünmelidir (Şekil 5.2).

$$-\frac{n_1}{e} \quad (5.22)$$

ve bu hızda rotora göre hızı:

$$-\frac{n_1}{e} - (1-s)n_1 = \frac{n_1}{e} [es - (e+1)] \quad (5.23)$$

Bu alana ait k. düz rotor harmonik alanının rotora göre hızı,

$$\frac{n_1}{e} [es - (e+1)] \quad (5.24)$$

ve bu ek. harmonik alanın statora göre hızı ise;

$$\frac{n_1}{ek} [es - (e+1)] + (1-s)n_1 = \frac{n_1}{ek} [e(k-1)(1-s) - 1] \quad (5.25)$$

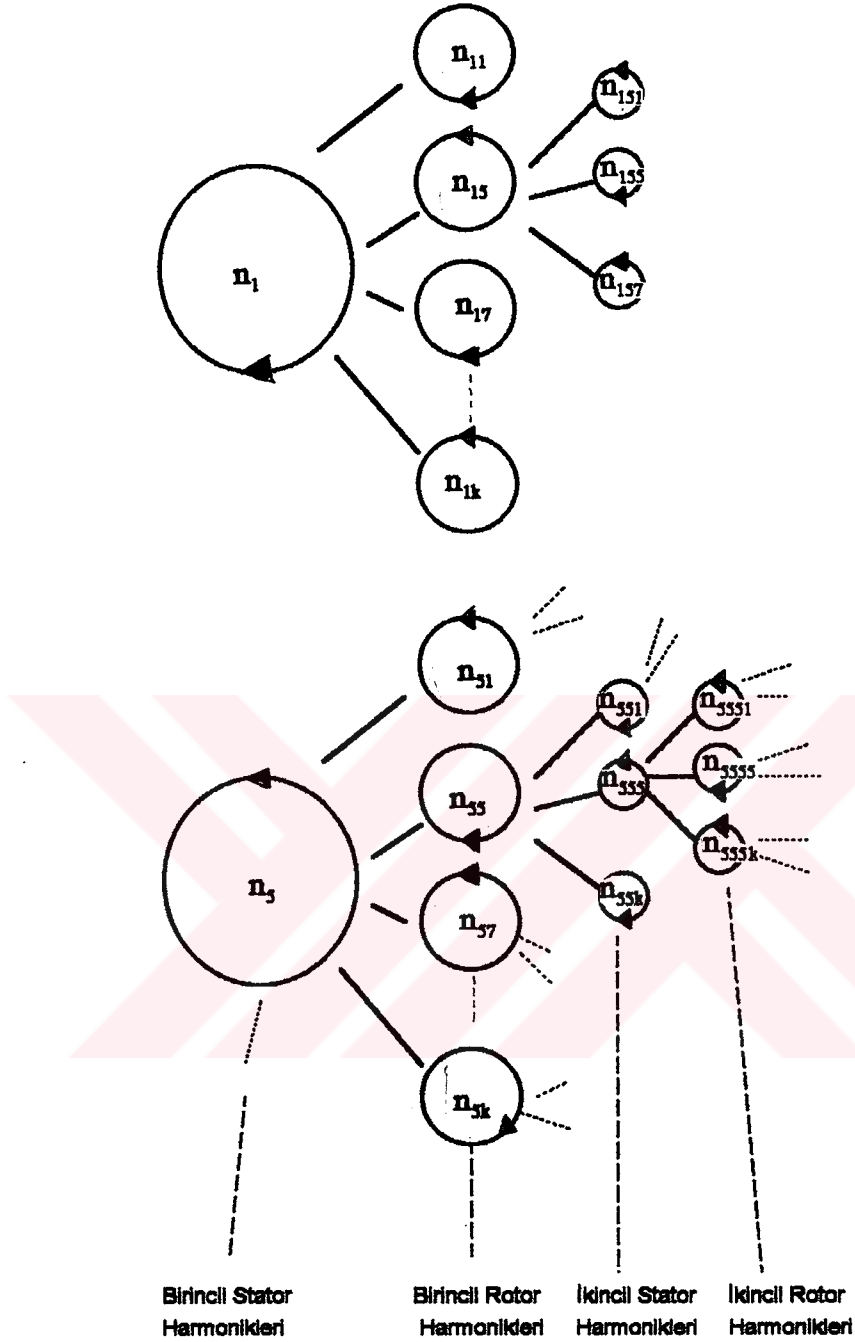
olur. Bu fark hızın (per ünit olması için, Eşitlik 2.4) $s = 1$ olduğundaki harmonik hızına $(-\frac{n_1}{ek})$ bölümüyle,

$$s_{ek} = 1 - e(k-1)(1-s) \quad (5.26)$$

olur. Bu bağıntı stator ya da döner alan karakterlerinin birbirinden farklı olduğu durumda (ters-düz ya da düz-ters) geçerlidir. Her iki alanda aynı karakterde ise (düz-düz ya da ters-ters), 5.26 ifadesindeki - işaretleri + ile değiştirilir yani,

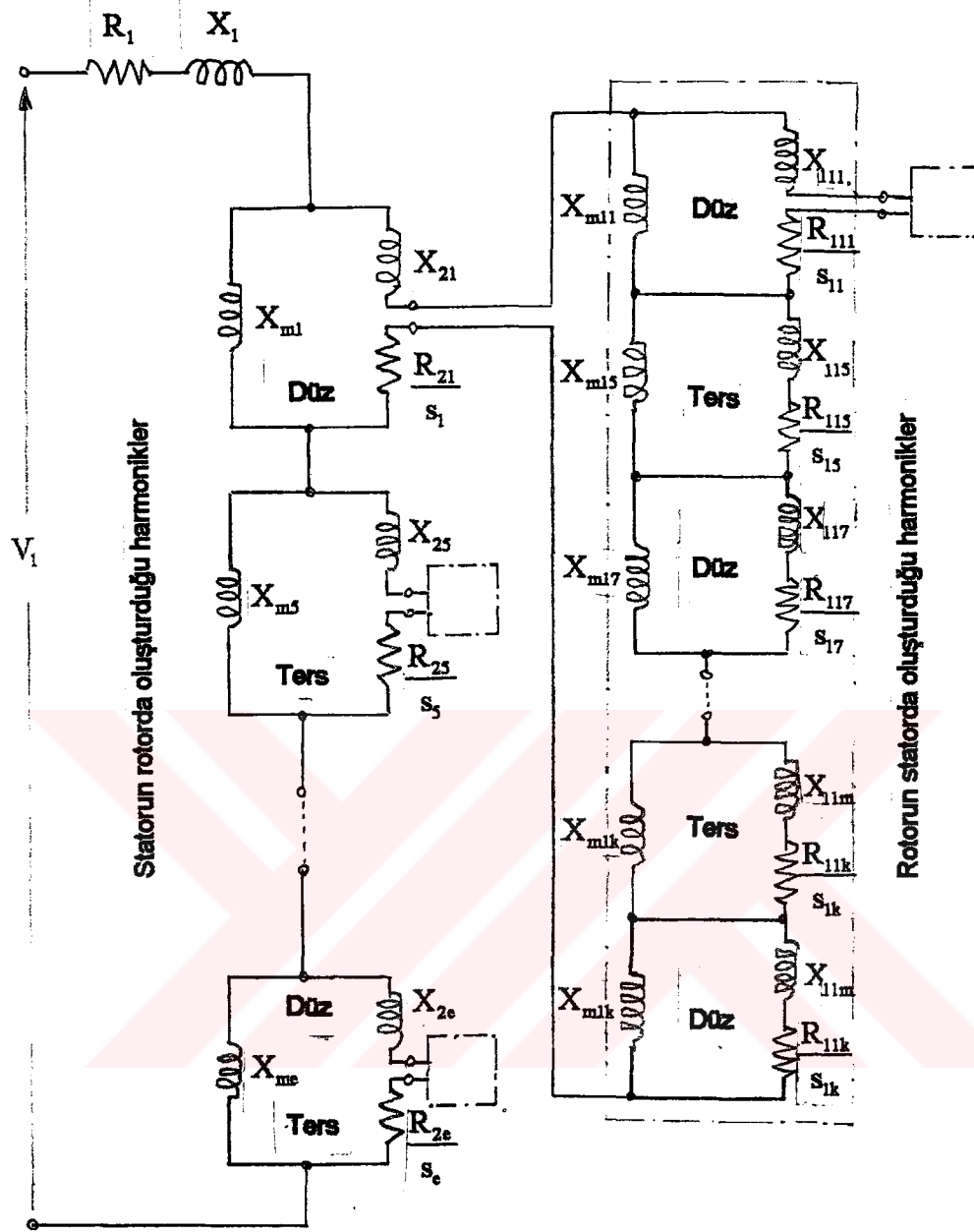
$$s_{ek} = 1 + e(k+1)(1+s) \quad (5.27)$$

olur. Bu durum Şekil 5.3 ile gösterilmiştir.



Şekil 5.3 Muhtelif stator ve rotor harmonik alanlarının dönüş yönleri

Harmonik alanlar önce stator sargısında oluşur (Şekil 5.3). Daha sonra herbir stator harmonik alanı rotor sargısının yapısına göre rotor iletkenlerinde harmonik gerilimler endüklerler. Rotor sargısındaki bu harmonik gerilimlerin neden olduğu akımlar da, rotorda harmonik alanlar üretir. Bu rotor harmonikleri de tabii ki statorda harmonik gerilimler endükler.



Şekil 5.4 Geliştirilmiş uzay harmonik eşdeğer devrenin en genel hali

Alandaki bu harmonik zinciri bu girişimlerle sonsuz boyutlu bir ağı oluşturur. Birincil stator ve rotor harmonikleri gösteren geliştirilmiş eşdeğer devre Şekil 5.2 'de görülmektedir. Bu harmonik zinciri en genel halde Şekil 5.4 'deki geliştirilmiş eşdeğer devre ile gösterilebilir [5,12].

BÖLÜM 6. ASENKRON MOTORUN PARAZİT MOMENTLERİ

6.1. Giriş

Asenkron makinalarda akımın veya akımın birinci harmoniğinden dolayı temel veya ana momentin yanında, belirli şartlarda motorun çalışmasını bozan ve hatta çalışmasını imkansız kılan ilave veya parazit momentler görülür. Parazit momentler aşağıdaki gibi bölümlere ayrılır:

- a) Diş harmoniklerini ihtiva eden, yüksek mertebeli uzay harmoniklerinden dolayı oluşan asenkron momentler,
- b) Q_1 stator ve Q_2 rotor oluk sayıları arasındaki bazı ilişkilerde ve bazı hızlarda oluşan senkron momentler,
- c) Q_1 ve Q_2 oluk sayılarının uygun olmamasından dolayı oluşan salınım momentleri.

Bunlardan başka, yüksek mertebeli (geçici) gerilim harmonikleri motorun çalışmasında belirli bir etkiye sahiptir. Fakat bu harmonik etkiler ekseriyetle küçük olduklarından gözönüne alınmazlar.

Parazit momentlerin varlığı, özellikle sincap kafesli asenkron motorların çalışmasında etkilidir [2,11].

6.2. Asenkron Parazit Momentleri

Asenkron makinanın motor çalışmasında, belirli stator ve rotor uzay harmonikleri, uzayda aynı yönde ve aynı n_1 hızında dönerler. Rotorun temel uzay harmoniğinin hızı,

stator ve rotor hızı n ile ilgili olarak $n_1 - n$ hızına eşittir.

Stator ve rotor mmk'lerine ilişkin herhangi iki harmonik arasındaki ilişki tespit edilebilir. Eğer statorun birinci uzay harmoniği n_1 hızında dönerse, e. sıradaki stator uzay harmonikleri,

$$n_{1e} = \mp \frac{n_1}{e} \quad (6.1)$$

hızında dönecektir. Burada (+) işareti temel bileşen uzay harmoniği ile aynı yönde (düz) döndüğünü, (-) işaret ise ters yönde döndüğünü gösterir. Kısaca, (+) işaretli mmk'ler düz ve (-) işaretli mmk'ler ters mmk'ler olarak adlandırılır. Verilen bir harmoniğe tekabül eden kayma değeri;

$$\frac{\mp n_{1e} - n}{\mp n_{1e}} = 1 \mp \frac{n_1(n_1 - n)}{\frac{n_1}{e}} = 1 \mp (1 - s) \cdot e \quad (6.2)$$

olarak bulunur. Burada s , temel bileşen kayma değeri olup; (2.4) formülünden elde edilir.

Stator e. uzay harmoniğinin akısı tarafından rotorda endüklenen akımın frekansı,

$$f_{2e} = f_1 s_e + f_1 (1 \mp (1 - s)e) \quad (6.3)$$

dir.

$n_{1e} = \mp \frac{n_1}{e}$ olduğundan, rotorun e. uzay harmoniği;

$$n_{2e} = \mp \frac{n_1}{e} - n \quad (6.4)$$

hızında döner. Sonuç olarak rotor e. uzay harmonik hızı şu şekilde hesaplanır:

$$n_{2e} + n = \mp \frac{n_1}{e} - n + n = \mp \frac{n_1}{e} \quad (6.5)$$

Bu bağlamda, verilen harmoniğe tekabül eden değerleri (2.25) formülünde yerine koyarak, yüksek dereceli uzay harmonikleri tarafından üretilen endüksiyon momentlerini hesaplayabiliriz (Bölüm 6.7).

Parazit endüksiyon momentlerinin etkisi, uzay harmoniklerinin dönme yönüne bağlıdır.

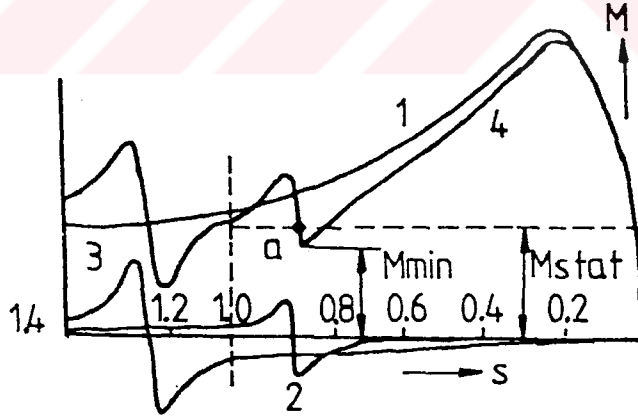
e. Sıradaki düz uzay harmoniğinin etkisi dikkate alınırsa, bu tip harmoniğin senkron hızının,

$n_{1e} = \frac{n_1}{e}$ olduğu bilinmektedir. Bu ise;

$$s = \frac{n_1 - (n_1/e)}{n_1} = 1 - \frac{1}{e}$$

kaymasına tekabül eder. $s = 1$ ile $s = 1 - (1/e)$ kaymaları arasında rotor düşük hızda döner ve $s = 1 - (1/e)$ ile $s = 0$ arasında ise daha yüksek hızlarda döner.

$s = 1$ ile $s = 1 - (1/e)$ arasındaki bölgede e. uzay harmoniği bir motor momentini ve diğer bölgede bir generatör momentini (fren momentini) üretir. Harmonik motor momentini temel momente ilave edilirken, generatör momentini çıkarılır. Şekil 6.1'deki 1 no'lu eğri temel momentini, 2 no'lu eğri temel momentini, 2 no'lu eğri 7. harmoniği gösterir.



Şekil 6.1. Yüksek dereceli harmonik asenkron momentlerinin etkisi

Ters uzay harmoniklerinin etkisi de incelenebilir. Makinanın motor çalışmasında, rotor bu harmoniklerin dönme yönüne ters döndüğünden asenkron motora fren etkisi yaparlar. Bu yüzden $s = 1$ ve $s = 0$ arasındaki bütün kaymalar için ters uzay harmonikleri, Şekil 6.1 'de 3 no'lu eğride gösterilen 5. harmonik tarafından üretilen

moment gibi, frenleme momenti üretir. Fakat rotoru, temel mmk yönüne ters yönde döndürürsek (ters harmoniklerin dönme yönünde), harmonik akısıyla rotorun senkron dönüşüne tekabül eden $s = 1+(1/e)$ kaymalarında ters harmoniğin moment değeri sıfırdan geçecek ve $s > 1+ (1/e)$ olduğu zaman pozitif değere ulaşacaktır.

Şekil 6.1. 'deki 1, 2 ve 3 nolu eğrileri üst üste toplarsak motor bileşke momentini (4 nolu eğriyi) elde ederiz. 4 nolu eğrinin 2 iniş noktasına sahip olduğu görülmektedir. Biri $s = 1 - (1/7) = (6/7)$ olduğu zaman, ve diğeri $s = 1 + (1/5) = 1.2$ olduğu zamandır. $s = 1.2$ kaymasındaki iniş özel öneme sahiptir. Gerçekte, statik momentin (M_{stat}), minimum çalışma momentinden (M_{min}) daha büyük olduğu kabul edilirse, motor çalıştığında, moment a noktasına ulaşacak fakat moment eğrisindeki inişi geçemeyecektir. Sonuç olarak, istenen değerden çok daha küçük bir hızda çalışacak ve son derece büyük akım tüketecektir.

6.3. Dış Halkalama Harmonikleri

Asenkron momentler yaratan, bütün stator harmoniklerinin ilgisi dış halkalama harmonikleri arasında yoğunlaşır. Genel olarak dış halkalama harmoniklerinin derecesi,

$$e_{d1} = k \frac{Q_1}{p} \mp 1 \quad (6.6)$$

dir. Burada k pozitif tam sayıdır. $k = 1$ için dış halkalama harmoniği, temel harmonik olarak dikkate alınır, diğerleri yüksek dereceli harmoniklerdir. Yüksek dereceli dış halkalama harmonikleri ihmal edilebilir.

Dış harmonikleri için sargı dağılım faktörü, birinci harmoniğin sargı dağılım faktörüne eşit olduğundan, parazit endüksiyon momentlerinin oluşumunda, stator dış harmoniklerine önem verilmektedir.

$$k_{d1} = \frac{\sin \frac{\pi}{2m}}{q \sin \frac{\pi}{2mq}} \quad , \quad k_{de} = \frac{\sin \frac{e\pi}{2m}}{q \sin \frac{e\pi}{2mq}} \quad (6.7)$$

Oysa, diğer derecedeki uzay harmonikleri için, sargı dağılım faktörü son derece küçüktür. Daha detaylı analizler, parazit endüksiyon moment değerinin başlıca $(k_{we} / k_{w1})^2$ oranına bağlı olduğunu göstermektedir. Burada k_{w1} ve k_{we} , birinci ve e. harmonikler için sargı faktörüdür. Böylece dış halkalama harmonikleri için bulunan yukarıdaki oran, diğer harmonikler için olan orandan daha büyüktür. Bu, dış halkalama harmoniklerinin niçin daha fazla dikkate alınması gerektiğini açıklamaktadır.

Stator dış harmonik etkisi ve onların ürettiği momentler, Q_2 rotor oluk sayılarının özel bir şekilde seçimi ile sınırlandırılabilir. Bunun için özel bağıntılar geliştirilmiştir [6];

$$Q_2 \leq 1.25 \left(\frac{Q_1}{p} \mp 1 \right) p \leq 1.25 (Q_1 \mp p) \quad (6.8)$$

6.4. Senkron Momentler

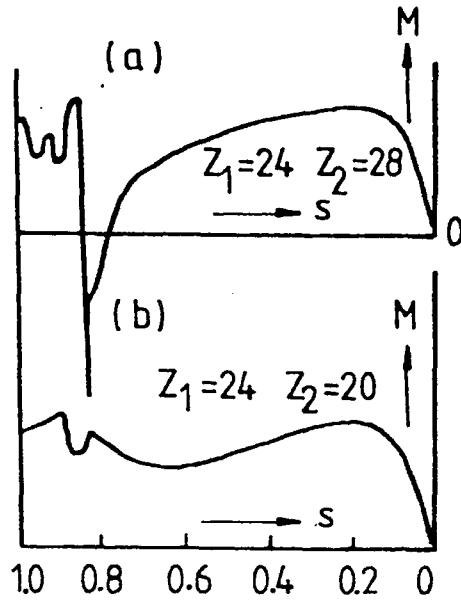
Genel olarak senkron momentler, aynı derecedeki stator ve rotor harmonikleri arasındaki etkileşimin sonucu olarak belirlenir ($e_1 = e_2$ de ve bu harmoniklerin döndüğü senkronizindeki rotor hızında). Özellikle, yaratılan senkron momentlerin en önemlisi, stator ve rotor dış halkalama harmoniklerinin derecesi $e_{11} = e_{12}$ olduğu zaman görülen harmoniklerdir. $k = 1$ kabul edilirse;

$$\frac{Q_1}{p} \mp 1 = \frac{Q_2}{p} \mp 1 \quad (6.9)$$

elde edilir. Sonuç olarak senkron momentler,

$$Q_1 = Q_2 ; Q_1 - Q_2 = \mp 2p \quad (6.10)$$

olduğu zaman oluşur. Bu yüzden, stator ve rotor oluk sayıları arasındaki bu bağlantılardan kaçınılmalıdır. Dolayısı ile $Q_1 = Q_2$ durumu çok nadiren kullanılır. Şekil 6.2. a ve b 'de, veya 20 oluklu 4 kutuplu motor için moment - kayma eğrileri görülmektedir.



Şekil 6.2. $2p = 4$ olan moment eğrileri a) $Q_1 = 24 ; Q_2 = 28$ b) $Q_1 = 24 ; Q_2 = 20$

6.5. Salınım Momentleri

Asenkron motor çalıştırıldığında, rotor dişleri sürekli stator dişlerine doğru hareket eder. Akı yoğunluğunun devirli titreşimleri, rotor ve stator dişlerinde oluşur ve çeşitli akustik etkilere neden olur (vızıltı, uğultu, ısıklık sesi vb). Ayrıca, rotor ve stator dişlerinin eksenleri stator çevresinde verilen bir noktada aynı zamana rastladığında, stator ve rotor arasında bir tek yönde çekme kuvveti baş gösterir. Rotor döndüğünde, bu kuvvet hava aralığında belirli bir hızda hareket eder ve rotorda salınma sebep olur. Rotorun sabit hızında bu salınımlar, titreşim ve gürültüye neden olurlar. Bu olay aşırı şekilde oluşursa, çalışma mümkün olmayabilir.

Analizler ;

$$Q_1 - Q_2 = \mp 1 \mp 2p \quad (6.11)$$

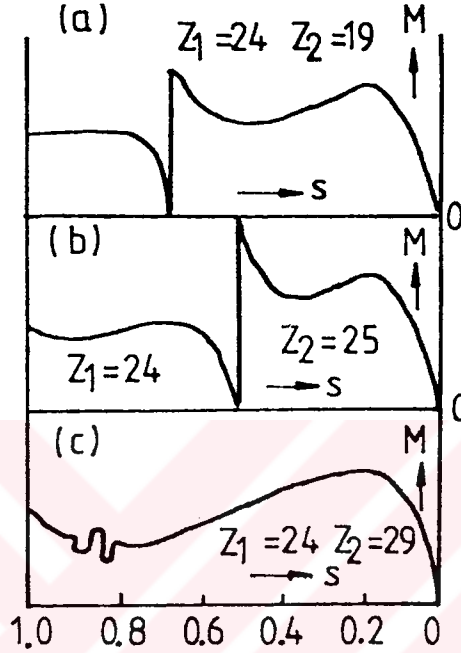
olduğunda salınım momentlerinin oluştuğunu göstermektedir.

Bazı araştırmalar oluk sayıları arasında;

$$0.5 \times (Q_1 - Q_2) = \mp 1 \mp 2p \quad (6.12)$$

veya,

$$Q_1 - Q_2 = \mp 2 \mp 4p \quad (6.13)$$



Şekil 6.3 Salmım momentleri $2p = 4$, $Q_1 = 24$: a) $Q_2 = 24 - (1 + 4)$, b) $Q_2 = 24 + 1$, c) $Q_2 = 24 + (1 + 4)$

olduğunda bu tür istenmeyen durumların varlığını göstermektedir. q_1 tam sayı olmak üzere, $Q_1 = 2pm_1q_1$ olduğundan Q_1 bir çift sayı olur. (6.11) Bağıntısı yardımıyla, rotor oluk sayısı tek sayı olan durumlarda arzu edilmeyen sonuçlarla karşılaşılacağı anlaşılır.

Şekil 6.3. a; b ve c' de sırasıyla $Q_1 = 24$, $Q_2 = 19$; $Q_2 = 25$; $Q_2 = 29$ için moment - kayma eğrileri gösterilmiştir.

6.6. Parazit Momentlere Karşı Alınacak Önlemler

Asenkron motor, süperpozisyon metodu yardımıyla milinde ana motorla birlikte, ilave endüksiyon ve senkron motorların toplamı gibi düşünülebilir. İlave motorlar ana

motorun çalışma şartlarını bozabilir ve / veya çalışmasını imkansızlaştırabilir. Bu yüzden asenkron motorun parazit momentleri mümkün olduğunca tamamen ortadan kaldırılmalıdır.

Parazit momentleri yok etmenin en basit yolu, stator sargısının uzay harmoniklerinin zayıflatılmasıdır. Bunu gerçekleştirmek için, kutup başına veya faz başına düşen oluk sayısı tam sayı olan, kesirli adimli sargılar kullanılır. Ancak kutup başına veya faz başına kesirli adimli sargıların kullanılmasıyla, stator çevresine yayılmış asimetrik uzay sistemleri yaratılacağından, motorda gürültünün yaratılması kolaylaşır. Bu yüzden kesirli adimli sargılar nadiren kullanılır. Rotor oluk sayısı, (6.11) formülündeki şartı sağlamalıdır.

Stator ve rotor oluklarının eğikliği, parazit endüksiyon momentleri açısından çok etkilidir.

Rotor oluk eğikliği, stator diş adımı t_1 'e eşit yapılır veya,

$$t_1 \frac{Q_1}{Q_1 + p} \quad (6.14)$$

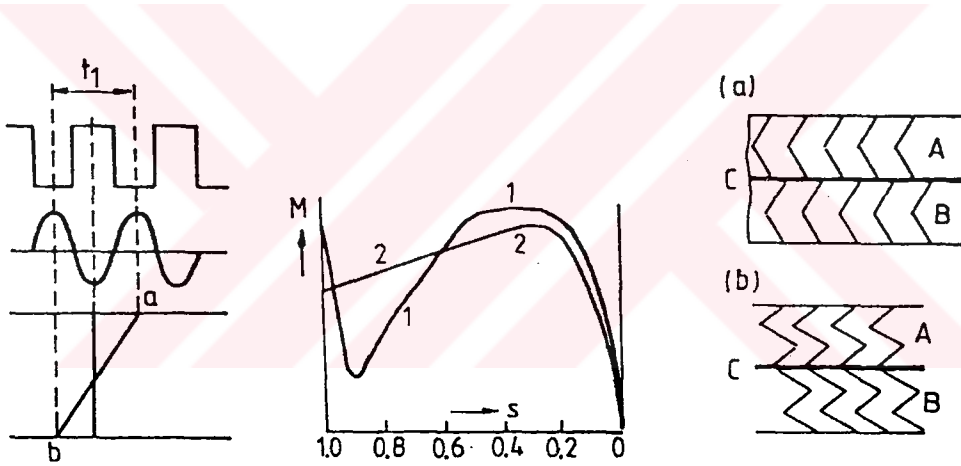
ye düşürülür. Birinci durumda $(Q_1/p) \mp 1$ derecesindeki düz ve ters diş halkalama harmoniklerinin tüm etkisi tamamen yok edilir ve ikinci durumda ise, en tehlikeli olan $(Q_1/p) + 1$ düz harmoniğinin etkisi önlenir.

Olukları eğik olarak düzenlenen bir rotorun çalışma şekli aşağıdaki gibi açıklanabilir: Eğik duran rotor çubuğunun rotor eksenine paralel duran ve birbiri ile seri bağlanmış çubuk parçalarından oluşmuş olduğu düşündürülür. Bu çubuk parçalarında endüklenen gerilimler arasında faz farkları olacaktır. Böylece bir çubuğun seri bağlı olan bu parçalarında endüklenen gerilim fazörleri uçuca gelerek gerilim poligonunun bir kısmını oluşturacaklardır. Gerçekte oluk eğikliği faktörü (6.15) formülünden belirlenebilir (Bkz Bölüm 4.5.3).

$$K_{\sigma e} = \frac{\sin\left(e \frac{\alpha\pi}{\tau_p}\right)}{e \frac{\alpha\pi}{\tau_p}} \quad (6.15)$$

Burada e stator harmonik derecesi olup, eğiklik faktörü bu harmonik için hesap edilmiştir. (6.15) bağıntısından da görüleceği gibi, oluk eğiklik faktörünün e . harmonik için değeri, birinci harmonik için olan değerine oranla çok küçüktür.

Sonuç olarak, olukların eğik yapılmasıyla, dış halkalara harmoniklerinin endüklediği emk'ler sıfıra eşitlenir, aynı durum Şekil 6.4 'de de görülebilir. Rotorun a b iletkeni t_1 kadar eğik yapılır ve rotor iletkenlerinde aynı fazlı emk'lerin endüklenmesi sağlanır.



Şekil 6.4. Dış harmoniklerinin emk'lerinde oluk eğikliğinin etkisi

Şekil 6.5. Düz oluklu (1) ve eğik oluklu (2) motorun moment eğrileri

Şekil 6.6. Rotor olukları zikzak olarak eğik yapılması

Stator oluk eğikliği, rotor dış adım t_2' ye eşit olduğunda da, aynı sonuçları verir.

Şekil 6.5 'de olukların düz veya eğik olması durumlarına ait döndürme momenti eğrileri çizilmiştir. Burada 1 nolu eğri, olukları eğik olmayan (düz) motora ve 2 nolu eğride olukları eğik olan motora ait döndürme momenti eğrileridir.

Motordaki gürültüyü azaltmak amacı ile bazen eğik oluklar zikzak olarak da düzenlenir. Rotor, boyuna yönde iki eşit kısma bölünür (Şekil 6.6.) ve bir kısımdaki oluklar diğer kısımdakilere nazaran bir miktar kaydırılırlar. Her iki kısımdaki birbirine komşu olan sargı uçları ortak bir C halkasında birleştirilirler.

Ancak, olukların eğik olarak düzenlenmesi sargı faktörünün küçülmesine yol açtığı gibi, motorun dağılma akısının artmasına ve böylece motorun çalışma performansına, özellikle aşırı yüklenme kapasitesine olumsuz etki yapar.

Hava aralığının büyümesi, parazit momentleri ve ilave kayıpları azaltır, fakat hava aralığının büyümesi, boşa çalışmada kayıpların artmasına ve bununla birlikte nominal yükteki $\cos\psi$ ' nin küçülmesine yol açar. Bu sebeple, asenkron motorlarda hava aralığı ancak bazı mekanik nedenlerden dolayı normalin üstünde seçilir.

Diğer taraftan stator oluk ağızlarının yarı kapalı olarak yapılması parazit momentlerinin zayıflaması bakımından olumludur.

Senkron ve salınım momentlerinden kaçınmak için, stator ve rotor oluk sayılarının uygun seçilmesi gerekir. Bu bölümün bir sonucu olarak, Q_1 ve Q_2 oluk sayıları arasındaki istenmeyen bağıntılar aşağıdaki şekilde verilir:

$$Q_1 - Q_2 = \mp 2p \quad ; \quad Q_1 - Q_2 = \mp 1 \mp 2p \quad ; \quad Q_1 - Q_2 = \mp 2 \mp 4p \quad (6.16)$$

Ayrıca, rotor oluklarının tek sayılı olması istenmez. Sonuç olarak genellikle rotor oluk sayılarının seçimi, pratikte sadece deneysel olarak çözülebilen son derece karmaşık bir problemdir.

Olukları eğik olmayan 4 kutuplu bir asenkron motorun, Q_2 rotor oluk sayıları için tavsiye edilen değerler aşağıda verilmiştir:

$$Q_1 = 24 \text{ için} \quad Q_2 = 18, 30, 34 \text{ ve } 38$$

$$Q_1 = 36 \text{ için} \quad Q_2 = 10, 14, 22, 26, 30, 42, 46, 50, 54, \text{ ve } 58$$

$$Q_1 = 48 \text{ için} \quad Q_2 = 10, 14, 18, 30, 34, 42, 54, 58, 62, \text{ ve } 66$$

Bu elverişli rotor oluk sayıları deneyler tarafından belirlenir [2,10].

6.7. Harmonik Momentlerin Hesabı

Daha önce Bölüm 2.4 'de temel bileşene ait endüklenen moment ifadesi çıkartılmıştı. Herbir uzay harmonik momentin belirlenebilmesi için Eşitlik 2.4 'deki genelleştirilmiş eşdeğer devre elemanları ve uygun kaymalar konularak işlem yapılır (Bölüm 5.2). Yani 2.4 ifadesi aşağıdaki şekle dönüşür [5]:

$$M_e = \frac{m_1 \cdot p_e}{2\pi f_e} \cdot \frac{k_r R_{2e}}{s_e} \cdot \frac{E_{1e}^2}{\left[\left(\frac{k_r R_{2e}}{s} \right) + (X_{2e})^2 \right]} \quad (6.17)$$

Burada k_r deri etkisini hesaba katmak için ilave edilmiştir (Bkz Bölüm4.7) Uzay harmonik momentlerinin yönleri aynı temel bileşende olduğu gibi, doğrudan doğruya kaymanın değer aralıkları ile belirlenir. Herbir harmonik alt makina, kendi senkron hızından yukarı olan mil hızlarında generatör çalışmaya başlar.

Böylelikle 6.17 ifadesi, herbir alt harmonik grubu da kapacak şekilde verilebilir:

$$M = \sum_e^{\infty} \sum_k^{\infty} \sum_f^{\infty} \sum_l^{\infty} \dots (M_{1se} + M_{1rk} + M_{2sf} + M_{2rl} + \dots) \quad (6.18)$$

e, k, f, l'ler $2jm, \pm 1$ değerlerini alırlar. $j = 0, 1, 2, 3, \dots$

Burada,

M_{1se} = Birincil stator harmonik momentleri (statorun statorda ürettiği harmoniklerden dolayı)

M_{1rk} = Birincil rotor harmonik momentleri (statorun rotorda)

M_{2sf} = İkincil stator harmonik momentleri (rotorun statorda)

M_{2rl} = İkincil rotor harmonik momentleri (rotorun rotorda)

Yukarıda ikincil harmoniklere kadar toplama yapılmıştır. Gerçekte bu toplam ifadeleri sonsuz sayıdadır.

Ayrıca herbir harmoniğin maksimum momenti de önem taşımaktadır. Bu maksimum moment noktaları moment hız grafiğinde yerel maksimum ve minimumlara neden olurlar. Bu da makinanın bazı yük değerlerinde nominal altı hızlarda takılı kalmasına yol açar.

e. harmonik için maksimum momentin kayması Eşitlik 2.26 'ya benzer bir şekilde

$$s_{cm} = \frac{R_{2e}}{X_{2e}} \quad (6.19)$$

yazılır. Bu problemlerden kaçınmak için, bu bölümde açıklanan titreşim momentlerini önleyici konstrüksiyonun sağlanması gerekmektedir.

SONUÇ

Hava aralığı amper sarımı etrafıca incelendi ve akı dağılımının sinüsoidal olması için gerekli tedbirler irdelenirken bunların makina çalışması üzerine etkileri araştırıldı.

Klasik yaklaşımda iki temel hava aralığı akı harmonik ailesi; faz bandı harmonikleri ve oluk harmonikleridir. Bunlardan birincisinin derecesi $2k_m \pm 1$ ve diğerinin derecesi ise $2k_p \pm 1$ 'dir. Hedeflenen faz bandı harmoniklerinin eliminasyonu sargı faktörleri ile (özellikle kırışlenme ile) , oluk harmonikleri ise rotor çubuklarının eğik yapılması ile gerçekleştirilir. Çoğu kez bunlar ile her iki grup harmoniklerin sadece en küçük dereceli bileşenlerinin yok edilmesi mümkündür. Oysa harmonik serinin sonsuz elemanlı olduğu düşünülürse, genliği gitgide küçülse de geride önemli miktarda bileşen vardır.

Bu çalışmada harmonik alanların ve tasarım parametrelerinin; eşdeğer devre elemanlarını , özellikle reaktansları önemli ölçüde etkilediği görülmüştür.

Kırışlenme yapılmamış tek tabakalı, iki cepheli sargıda toplam kaçak reaktanslar iki tabakalı sargıya göre daha büyük olmaktadır. Bu da makinanın zaman sabitini büyütmektedir.

Mıknatıslanma akımı; hava aralığı ile lineer, kutup sayısı ile karesel olarak arttığı tespit edilmiştir. Bu yüzden yüksek kutup sayılı yada düşük devir sayılı asenkron makina tasarlamak büyük mıknatıslanma akımlarını göze almayı gerektirir. Mekanik zorunluluklar dışında hava aralığı büyük yapılmamalıdır, bunun marjı yüksek hızlı makinalarda daha geniştir.

KAYNAKLAR

- [1] BODUROĞLU, T. , "Elektrik Makinaları Dersleri, CII, Kısım 2, Asenkron Makinalar", Beta, İstanbul, 1981.
- [2] BODUROĞLU, T. , " Elektrik Makinaları Dersleri, CII, Kısım 3, Asenkron Makinaların Hesap ve Konstrüksiyonu " , İ.T.Ü Matbaası, İstanbul, 1984
- [3] BODUROĞLU, T. , "Elektrik Makinaları Dersleri, CII, Kısım 1, Döner Alternatif Akım Makinalarına Giriş " , Beta, İstanbul, 1988.
- [4] KREYSZIG, E. , "Advanced Engineering Mathematics " , Wiley, NewYork, 1967.
- [5] MERGEN, A. F. , " Elektrik Makinalarında Harmonikler " , Ders Notu.
- [6] ALGER, P. L. , " The Nature Of Polyphase Induction Machines " , Wiley, NewYork, 1951.
- [7] ADKINS, B., HARLEY, R., " The General Theory Of Alternating Current Machines, Chapman And Hall, London, 1974.
- [8] İKİZLİ , O., " Elektrik Makinalarında Dağılıma, Kayıplar Ve Isınmanın Hesapları " , İ.T.Ü Matbaası, 1962.
- [9] KIRAYOĞLU, H. , " Oluk Kaçak Reaktanslarının Hesabı " , Bitirme Ödevi, SAÜ, 1995.
- [10] VICKERS. H. , " The Induction Motor " , Pitman, London, 1953.

[11] KOSTENKO,M , PIOTROVSKY,L. , " Elektrical Machines Vol. 2. , Alternatif Current Machines " , Mir Publishers, Moskow, 1974.

[12] KRON , G. , "Equivalent Circuits Of Electric Machinery " , Wiley, London, 1951



ÖZGEÇMİŞ

Mustafa TURAN 18 Kasım 1964 'te Babaeski 'de doğdu. Orta ve lise öğrenimini Adapazarı 'nda tamamladı. Orta öğrenimini Mithatpaşa Orta Okulu'nda, lise öğrenimini de Adapazarı Endüstri Meslek Lisesi Elektrik Bölümünde tamamladı. Yüksek öğrenimini 1987 yılında İ.T.Ü. Sakarya Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümünde tamamladı.

1989' da Sakarya Üniversitesi 'nde Araştırma Görevlisi olarak çalışmaya başladı ve aynı zamanda İ.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitü 'sü Kontrol-Bilgisayar Mühendisliği Yüksek Lisans Programından dersler aldı.

1994 Kış yarı yılında Sakarya Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitü 'sü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Programı 'nda Yüksek Lisans çalışmasına başladı.

Halen Sakarya Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Elektrik Makinaları Anabilim dalında Araştırma Görevlisi olarak çalışmaktadır.