

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**ELEKTRİK MAKİNALARINDA UZAY
HARMONİKLERİNİN UZAY FAZÖRLERİ İLE
BİLGİSAYAR DESTEKLİ ANALİZİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elek.Müh. Derya Ahmet KOCABAŞ

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 20 Ocak 1997

Tezin Savunulduğu Tarih

5 Şubat 1997
YÜKSEKÖĞRETİM K.
DOKÜMANİSYON 14

Tez Danışmanı : Prof.Dr. A. Faik MERGEN

Diğer Jüri Üyeleri : Prof.Dr. Nurdan GÜZELBEYOĞLU

Prof.Dr. R.Nejat TUNÇAY

ŞUBAT 1997

ÖNSÖZ

Bu yüksek lisans tezinin hazırlanmasında bana büyük destek veren ve yol gösteren değerli hocam Prof.Dr.A.Faik MERGEN'e; tezin hazırlık aşamasında fikirlerini benimle paylaşan ve tezin yazımı için sonsuz katkıda bulunan Sayın Elk.Yük.Müh.Murat İMERYÜZ'e ve değerli eşi Elk.Müh. Füsun İMERYÜZ'e; yazım aşamasında çok büyük yardımlarını gördüğüm Elk.Yük.Müh. H.Murat UÇAR'a; programların yazılımında ve gerekli diğer programların bulunmasında hiçbir fedakarlıktan kaçmayan Elk.Müh. Onur OSMAN'a ve Serdar İPEKÇİ'ye; mesleğimi edinmemdeki katkılarından dolayı GÖNÜL ailesine; benim için sürekli dua eden Pakize ÇETİN'e ve ailesine; beni destekleyen tüm dostlarıma ve arkadaşlarıma; uzun süren yazı yazma peryotları boyunca sürekli yanımda bulunarak adeta tezi ezberleyen ve yürekten desteğini bir an olsun eksik etmeyen sevgili Burçin KOYLAN'a; uzakta olsalar bile kalplerinin daima benimle olduğunu bildiğim anneme, babama ve kardeşlerime sonsuz teşekkürlerimi sunuyorum.

İstanbul, 1997

Derya Ahmet KOCABAŞ

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa No</u>
ÖNSÖZ	ii
İÇİNDEKİLER.....	iii
ŞEKİL LİSTESİ	v
TABLO LİSTESİ	vii
ÖZET	viii
SUMMARY	ix
BÖLÜM 1 GİRİŞ	1
BÖLÜM 2 ALTERNATİF AKIM SARGILARI.....	3
2.1 Alternatif Akım Sargı Büyüklükleri	3
2.2 Stator Sargı Çeşitleri	6
2.3 Sargı Şemasının Oklandırılması Ve Kutup Sayısının Kontrolü	7
2.4 Sargı Faktörü (k_w).....	8
BÖLÜM 3 TEK VEYA ÇOK FAZLI SARGIDA MMK DALGASI VE HARMONİKLERİ	9
3.1 Sargılarda Alan Dağılımı.....	9
3.2 Fourier Analizi Ve Fourier Serisinin Kullanılması	11
BÖLÜM 4 UZAY FAZÖRLERİ İLE ALAN DAĞILIMININ İNCELENMESİ	18
4.1 Uzay Fazörü.....	18
4.2 Çevresel Akım Yoğunluğu Ve Kompleks Sargı Faktörü	22

BÖLÜM 5 MMK EĞRİSİNİN HARMONİKLERİNİN VE SARGI FAKTÖRÜNÜN HESAPLANMASI İÇİN FARKLI METOTLAR	25
5.1 Giriş.....	25
5.2 Fourier Analizinin Daha Uygun Kullanımı	25
5.2.1 Bir Faz Sargısının Mmk Dağılımı ve İletken Dağılımı İçin Fourier Serileri	27
5.2.2 Akı Bileşenlerinin Bir faz Sargısında Endüklediği Emk'lar	29
5.2.3 Bir Faz Sargısının Harmonik Sargı Faktörleri.....	31
5.2.4 Bir Faz Sargısı İçin Mmk Bileşenleri	32
5.2.5 Simetrik Üç Faz Sargısındaki Bileşke Mmk	33
5.3 Simetrisiz Stator Sargılarında Uzak Harmoniklerinin Matrisel Analizi	35
5.3.1 Matris Gösteriminde Sargıların Dağılımı.....	36
5.3.2 Kompleks Büyüklük Olarak Oluk Konumları.....	36
5.3.3 Kompleks Etkin İletken Sayıları	37
5.3.4 Akım Uzak Fazörleri	38
5.3.5. Alternatif Akımlarla yapılan İnceleme	38
5.3.6 Uzak Harmoniklerinin Döner Alanları.....	39
5.3.7 Oluk Faktörünün Etkisi	41
BÖLÜM 6 HARMONİK ANALİZİ VE SARGI FAKTÖRÜNÜN HESAPLANMASI	43
6.1 Giriş.....	43
6.2 Cebirsel Olarak Analizi Yapılan Büyüklüklerin Hesabı	43
6.2.1 Bir Bobinin Uzaydaki İletken Dağılımı.....	44
6.2.2 Bir Faza Ait Bütün Bobinlerin İletken Dağılımı	45
6.2.3 Birim Akım İçin Bobinin Ampersarımının Harmonikleri.....	45
6.2.4 Bir Faza İlişkin Toplam Mmk Dalgasının Harmoniklerinin Hesabı	46
6.2.5 Sargı Faktörünün Hesaplanması.....	47
6.3 Uzak Harmoniklerinin Ve Sargı Faktörünün Matrisel Olarak Belirlenmesi.....	48
BÖLÜM 7 SONUÇLAR	51
KAYNAKLAR	52
EKLER.....	53
ÖZGEÇMİŞ	62

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa No

Şekil 2.1	Bir alternatif akım makinası sargısına ilişkin karakteristik büyüklükler ...	4
Şekil 2.2.	Üç fazlı, 24 oluklu, 4 kutuplu bir el sargısı şeması.....	6
Şekil 2.3.	Üç fazlı, 24 oluklu, 4 kutuplu yarım kalıp sargı şeması.....	6
Şekil 3.1.	a)Oluk boyunca mmk'nın değişimi b)Amper-iletken dağılımı c)İletkenlerin oluklardaki konumu	10
Şekil 3.2	Çeşitli sargılar için mmk eğrileri	12
Şekil 4.1.	$p=5$ için $f(\alpha)$ uzay dalgasının temel bileşeninin uzaysal konum açısına göre a)makina içerisinde b)gerçek düzlemde sinüs biçimli değişimi	18
Şekil 4.2	Bir uzay dalgasının a)makina içerisinde uzaysal konum açısına göre değişimi b)karmaşık düzlemde fazör ile gösterimi	19
Şekil 4.3.	Noktasal etkiyen akım için a)stator oluşunun konumu b)çevresel akım yoğunluğu dalgasının konum açısına göre değişimi	21
Şekil 4.4.	Oluk boyunca etkiyen akım için a)stator oluşunun konumu b)çevresel akım yoğunluğu dalgasının konum açısına göre değişimi	21
Şekil 5.1	Bir faza ait herhangi bir bobin	26
Şekil 5.2	Bir faz sargısına ilişkin a) mmk dağılımı (birim akım ile) b)iletken dağılımı	27
Şekil 5.3	İletken matrisi	37
Şekil 5.4	Kompleks olarak oluk konum matrisi ve olukların açısall konumları	37
Şekil 5.5	Kompleks efektif iletken sayıları matrisi	38
Şekil 5.6	n matrisi	40
Şekil 6.1.	Bir bobine ilişkin iletken dağılımı fonksiyonu harmonikleri.....	44
Şekil 6.2.	Bir faza ilişkin bobinlerin iletken dağılım fonksiyonu harmonikleri.....	45

Şekil 6.3. Birim akımda bir bobinin ampersarım dağılımı harmonikleri	46
Şekil 6.4. Bir faza ilişkin bobinlerin ampersarım harmonikleri	47
Şekil 6.5. Uzay harmoniklerinin değişimi	50



TABLO LİSTESİ

Tablo 3.1. Şekil 3.2.'de verilen dalga eşkillerine ilişkin k_n değerleri	13
Tablo 5.1. Stator çevresel akım yoğunluğunun Fourier açılımının matrisel gösterimi	42
Tablo 6.1 Matrisel olarak incelenen makinanın mmk harmonikleri ve faz açıları.....	49
Tablo 6.2. Üç fazlı makinede kompleks sargı faktörleri ve faz açıları.....	50



ÖZET

Alternatif akım makinalarında hava aralığındaki ampersarım dağılımının harmoniklerinin incelenmesi sırasında kullanılan Fourier metodu oldukça sıkıcı, uzun, zor ve hata yapma olasılığı yüksek bir yöntemdir.

Harmonikler sargı dağılımının bir fonksiyonu olduğundan, sargı konusu ana hatlarıyla bilinmelidir. Sargı faktörü, ilk bakışta sargının kalitesini ortaya koyduğundan belirlenmesi ve her harmonik için hesaplanması esastır.

Mmk eğrisinin harmoniklerinin incelenmesinde kullanılan klasik metotlarda, çözümü basitleştirmek amacıyla belirli yaklaşıklıklar kabul edilir. Fakat bu yaklaşıklıklar işlem karmaşasını ortadan kaldırmaya yetmez.

Bu tezde, bu karmaşanın üstesinden gelebilmek ve zamandan tasarruf edebilmek amacıyla harmonik analizinin bilgisayar programları ile yapılabileceği gösterilmiştir. Burada kullanılan metotların işlerlikleri ve çabuklukları gözlemlenmiştir.

Yazılan programlar ile bir sargı yapısına ilişkin mmk harmonikleri ve sargı faktörleri hesaplanabilmekte ve sargının, dolayısıyla tasarlanacak olan makinanın kalitesi hakkında bir ön bilgi verilebilmektedir.

SUMMARY

COMPUTER AIDED ANALYSIS OF SPACE HARMONICS IN ELECTRICAL MACHINES BY USING SPACE HARMONICS

This study represents some methods for harmonic analysis in alternative current windings. First of all, alternative current windings are dealt with and the special characteristics of a winding are described. Then the space distribution of the magnetomotive force in an electrical machine is observed. For different kinds of distributions of coils, the harmonic components of the magnetomotive force are calculated. Also, some information about the space phasor theory is given.

Furthermore, a rapid method in time domain and an easy method in matrix transform according to the beginning the space phasor theory are explained. In the first method, harmonic components of magnetomotive force for one coil in a phase, for all coils of a phase and space harmonics of the resultant magnetomotive force for all phases are dealt. The resultant formula is obtained for the magnetomotive force distributions explained above. After these, harmonic winding factor is calculated. Using the space phasor theory, complex winding factor is given. In this last method, the space harmonics of magnetomotive force is calculated too.

In the next section, some simulation programs for calculation of harmonic components of magnetomotive force for any alternative current winding are introduced. The programs are written for the given two methods above.

Last section represents the simulation results for an ordinary winding and an improved winding. The results are compared and the usage of the programs is understood.

The space distribution of the magnetomotive force depends on the distributions of the coils around the periphery. The rotating field in the air gap is produced by the stator windings. The kinds and the characteristic quantities of the windings must be well known to minimize the harmonics in the air gap.

The characteristic quantities of a winding are the number of the phases, the number of the slots around the periphery and the number of the poles. The other quantities of the winding can be calculated from given ones. Also the kind of the winding must be given too. The drawn winding scheme must be controlled according to the number of the poles.

The quality of a winding is measured with the winding factor (k_w). The winding factor effects the induced electromotor force, so it must be calculated. It varies for the different harmonics. It is a function of chording of a coil, the form of the flux around the air gap and the spread of the slots around the armature.

In alternative current machines, windings are situated in slots round the periphery of the armature. If the circumferential distance of one slot pitch in the air gap is traversed, the alternation of mmf will be that of the amper-conductors in the slots. The total change of mmf with several slots will be the sum of the amper-conductors in each slots.

The mmf wave, whatever it's shape, repeats its general form every pole pitch and may therefore be expressed as a series of sine and cosine functions. Of course, the series will vary with the shape of the mmf wave. The analysis for the actual distribution of mmf may be complicated. For this reason, a number of approximations may be made to the actual waveshape. Where there is a distributed winding with a large number of coils uniformly spread round the periphery, the mmf distribution may be taken as being triangular.

The harmonics move with a velocity inversely proportional to their order; since the harmonic pole pitch is also inversely proportional to the order of the harmonics; but however it is shown in related section that the space harmonics of mmf generate only fundamental frequency voltages in the armature conductors.

For solving complicated problems of space harmonics in electrical machines, space phasor theory was developed. The space phasor theory is a general method for developing equations of electrical machines under both steady and transient conditions. The winding can have any number of phases and can be asymmetrical. The air gap doesn't need to be uniform. Naturally, the theory is also suitable for deriving the well-known basic equations of symmetrical machines with constant air gap, if only the main wave is taken into consideration. However, this theory has not been developed for elementary problems which have been solved by other methods.

In electrical machines, it is very hard and cumbersome to observe the change of electromagnetic quantities by using the sinusoidal expressions. Mathematical process gets harder if the harmonic components are dealt with. In this way, it will make easier the mathematical process by defining the quantities changing sinusoidally in the space of the machine like magnetic flux density, flux as a complex number in the complex plane. It is very convenient to use polar coordinates in this theory that the electrical machines have a cylindrical construction.

The angular current density of stator (A) is a function of time and polar coordinate α . This is a periodic but non-sinusoidal wave and can be expressed by a sum of infinite number of sine waves.

The resultant flux density wave of one phase of the stator, by the way space phasor, can be obtained by calculating the sum of the flux density waves of all slots that the winding is distributed. After these the complex winding factor (k_{wn}) can be calculated.

The usual method of evaluating the harmonic components the mmf wave of a polyphase winding is to perform Fourier analysis. This can, however, be a long and tedious process, especially for stepped waveforms. Further, it is common practice to

perform the analysis for two limiting current-vector positions, to provide a check on the results.

The first method described here is exceptionally simple to apply, and makes use of the well-known standard winding factors. It is shown that, by a simple substitutions, the magnitudes of the fourier fundamental and harmonic components of the mmf in the air gap can be found directly, although no indication is given of their relative phase angles. The mathematics of the proof has been fitted as closely as possible to the conditions prevailing in a real machine winding, whilst at the same time maintaining generality of treatment.

The value of the method is exemplified in the last section by carrying out the analysis for a mmf wave of some complexity. The ease of the method is at once apparent.

By the ortodox method of Fourier analysis, both the magnitudes and relative phase angles of the harmonic components of a mmf wave can be found. But in practice, it is usually only the magnitudes which are significant, because a study of the relative values of these will indicate, for example, whether or not an induction motor is likely to crawl or to be noisy in operation.

At the beginning of the theory, two functions are defined for two different but related quantities. One of them is the space distribution of the mmf produced by the conductors carrying current. The other one is the distribution of the conductors producing the mmf themselves. These functions are developed for one coil and also all coils of the phase. To get to the second step, mmf function is written in the form of the sum of the mmf waves of all coils by sigma function. After these, enduced emf is derived in two different ways to obtain the winding factor. (Figure 1)

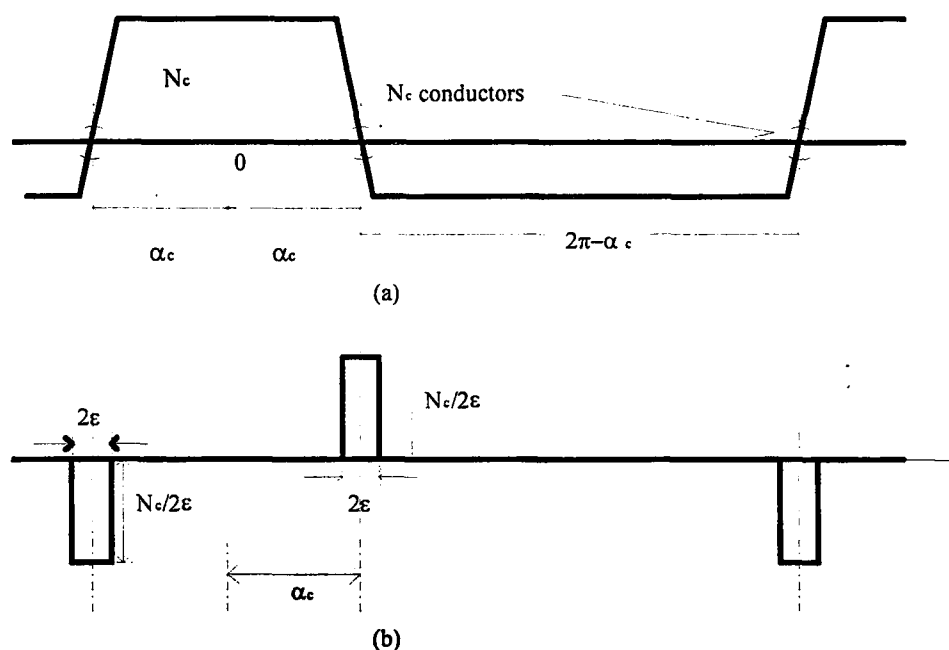


Figure 1

The resultant mmf wave of polyphase (e.g. three phase) winding is dealt with and the results are compared with the harmonic components of the phase mmf's.

It is shown that all harmonic orders of $(3k+1)$ rotate in one direction, the other ones in order of $(3k-1)$ rotate in the other direction and the order of $(3k)$ is completely absent. It is proved that a harmonic component can be seen in the phase mmf, but it is possible not to see this component in resultant mmf of all phases. Those which can be seen in all of the relative mmf's are multiplied by $(3/2)$.

After introducing the theory of the method, the theory is simulated. The user have to define his machine to the program. The way to do this is to enter the number of turns, half of the angular width of each coil and angular displacement from a reference datum. The parameters of the machine must be written in the matrix form. The matrixes are all line matrixes and for one parameter one line matrix is written. The n.th element of the matrixes must be belonged to n.th coil. Also the angular width of the slot must be defined, so that the slot factor is recognized. But if the user wants to neglect this factor, it must be deleted from the program. The highest harmonic component and calculating steps (between 0° and 360°) of the analysis can be adjusted by the user. If the step is minimized, the shape of the harmonic components get similiar to a sine wave; but operating time increased too much. The datas of the machine must be entered into the simulation file (m-file). The simulation program is written in "Matlab with Simulink" working under Windows. This m-file operates under this program.

For understanding the performance of the program, as an example, the simulation results for one coil including 30 turns of pitch 180° and $\beta_c=0$ (the axis of the coil is placed on arbitrary datum) is given below. (The slot width is 5°) The graphics are calculated upto 7.th harmonic. (Figure 2)

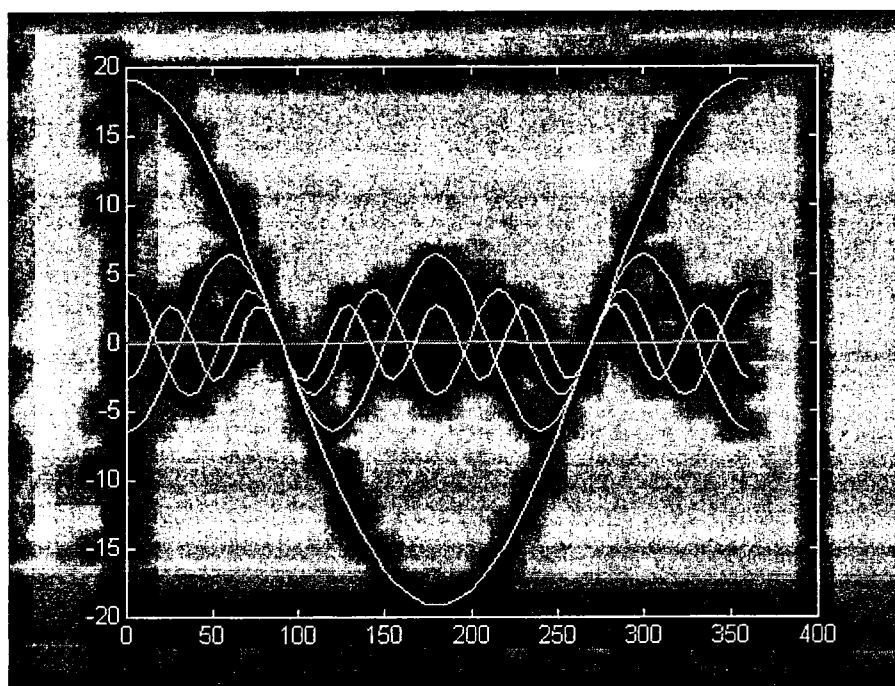


Figure 2

Another simulation program is written depended on the beginning of the space phasor theory. Again the user have to define his machine in matris form. In opposition to the first program, the whole analysis is done at once. First method runs step by step. The number of conductor according to the current flow way, positions of the slots and instantaneous values of phase currents must be defined. By the help of this simulation, complex winding factor and harmonics of mmf can be calculated. This program is written in m-file form, too. The highest order can be chosen like in the first one. Also slot factor can be considered or not according to the user.



BÖLÜM 1

GİRİŞ

Elektrik makinalarının hava aralığında, zamana ve konuma bağlı olarak değişen uzay harmonikleri, üzerinde birçok inceleme yapılmış, ilgi çeken konulardan birisidir. Hava aralığındaki magnetik alan peryodik bir fonksiyon olarak tanımlanabildiğinden, harmonik analizi için ilk akla gelen metot Fourier analizidir. Bu analiz yöntemi, peryodik ifadeleri bir sabit terim ve farklı frekanslı, sonsuz sayıda sinüs biçimli dalgaların toplamı şeklinde yazmak amaçlıdır. Bu sayede peryodik fonksiyonun her bir frekanstaki bileşeni yani harmoniği hesaplanabilir.

Hava aralığındaki ampersarım dağılımı, olukların makina uzayındaki konumlarına ve oluklardan akan akımların değerlerine bağlı olan bir ifadedir. Oluk boyunca ilerlenirse ampersarımın değişimi doğrusal olarak artacaktır [1]. Toplam ampersarım ifadesine bakıldığı zaman basamaklı bir dalga şekli olduğu görülür. Şüphesiz ki böyle bir dalganın harmoniklerini elde etmek için yapılacak olan Fourier analizi çok uzun süreli ve sıkıcı bir hal alacak ve hata yapma olasılığı da aynı oranda artacaktır. İşte bu sebeplerden dolayı analizi kolaylaştırıcı yöntemler bulunmaya çalışılmıştır.

R.F.Burbidge, 1958 yılında hesapları kolaylaştırmak ve zaman kazandırmak amaçlı bir yöntemi inceleyen makalesini yayınlamıştır [2]. Bu incelemesinde, Burbidge, Fourier serilerine değişik bir bakış açısı getirerek daha kısa zamanda ve daha kolay bir biçimde sonuca ulaşmıştır.

Elektrik makinalarında hava aralığı büyüklüklerinin sinüs biçimli ifadeleri ile işlem yapmak oldukça sıkıcı ve zor olup, bu büyüklükleri birer karmaşık sayı olarak kutupsal koordinatlarda tanımlamak, makina şeklinin de buna imkan vermesi nedeniyle çok daha uygundur. Buradan yola çıkılarak, K.P.Kovacs, J.Stepina'nın

katkıları ile ortaya atılan uzay fazörü yöntemi işlem yükünü bir hayli hafifletmiştir. Stepina, büyüklüklerin ve tanım denklemlerinin fiziksel anlamları üzerinde durmuş ve harmonikler açısından katkılarda bulunmuştur.

Bu tezde, harmonik analizinde işlem yükünü ortadan kaldırmak, zamandan kazanmak amaçlı bilgisayar programları tasarlanmış ve işlevlikleri örneklerle açıklanmıştır. Yazılan programlar sayesinde bir bobinin ampersarımı, bir fazın ampersarımı ve bileşke ampersarım için harmonikler hesaplanabilmekte; ayrıca ilk bakışta sargının kalitesini ortaya koyan, her harmoniğe ilişkin sargı faktörü de belirlenebilmektedir.



BÖLÜM 2

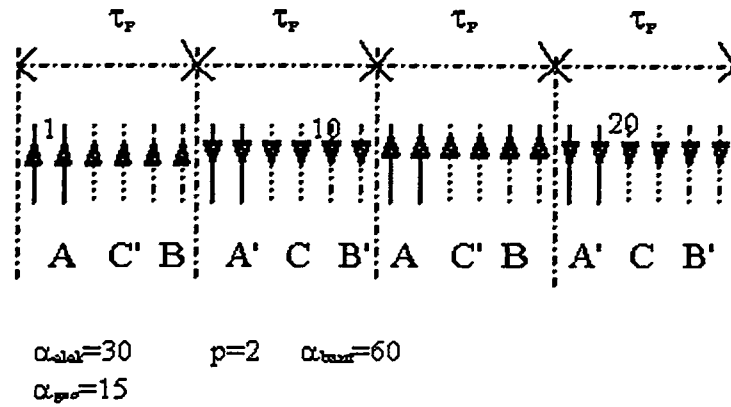
ALTERNATİF AKIM SARGILARI

2.1 ALTERNATİF AKIM SARGI BÜYÜKLÜKLERİ

Bir sargı tasarlayabilmek için sargının karakteristik özellikleri tanımlanmış olmalıdır. Bu karakteristik özellikler, faz sayısı (m), oluk sayısı (Q_s), kutup sayısı ($2p$) ve sargının cinsidir. Sargının diğer büyüklükleri verilen özelliklerden hesaplanabilir [3].

Alternatif akım makinalarında sargılar oluklara yerleştirilir. Sargının tipine göre bir oluğa bir tabakalı veya iki tabakalı sargı konulabilir. Bir tabakalı sargılarda bir olukta yalnız bir bobin yanı bulunurken iki tabakalı sargılarda muhtelif bobinlere ait iki bobin yanı bulunur. Sargının en küçük bölümlerini kısmi bobinler oluşturur. Kısmi bobinler, belli bir sargı adımı (hatve) ile iki oluk arasına yerleştirilirler ve yerleştirme yapılan oluklardaki iletkenlere bobin yanı adı verilir. Bir kısmi bobinin iki bobin yanı ve bunları birleştiren cephe bağlantıları veya bobin başları vardır. Kısmi bobinler istenen bağlama şekline göre birleştirilerek bobinler oluşturulur. Her kutup çifti altında bir fazın tek bir bobini bulunmalıdır. Alternatif akım makinalarında magnetik akıyı en verimli şekilde kullanabilmek için bobin genişliği kutup genişliğine eşit yapılır. Dolayısıyla toplam bobin sayısı [faz sayısı x kutup çifti sayısı = $m \times p$] kadar olacaktır.

Makinanın geometrik açısı yapısı gereği 360° olduğundan bu yapıya birden fazla kutup çifti yerleştirildiğinde her kutup çifti altındaki oluklara ($360^\circ/p$) kadar açı düşer. Fakat akı kendi 360° 'lik periyodunu bahsedilen geometrik genişliğe sahip bir kutupta tamamladığından aynı oluklara elektriksel olarak 360° karşı düşer. Yani makina içerisinde bir geometrik açı (γ_{geo}), bir de elektriksel açı (γ_{elek}) mevcuttur. Kolayca görülebileceği üzere bu iki açı arasında [$\gamma_{elek} = p \cdot \gamma_{geo}$] ilişkisi vardır.



Şekil 2.1 Bir alternatif akım makinasına ilişkin karakteristik büyüklüklerin

Bir kutup genişliğinin makinanın geometrisinde kapladığı alana kutup adımı (τ_p) adı verilir. Fazların dağılımı simetrik olan sargılarda kutup adımı açısal olarak 180° 'ye karşı düşer. Bir anlamda bu tip sargılarda bütün kutup adımları eşittir ve değeri D makinanın çapı olmak üzere $\tau_p = \pi \cdot D / 2p$ 'ye karşı düşer. Eğer makinanın oluk sayısının kutup sayısına oranı ($Q_s/2p$) tam sayı çıkmazsa fazların kutuplar içindeki dağılımı simetrik olmaz. Bu durumda sargılarda her kutbun genişliği farklı olduğundan (örneğin 160° 'lik ve 200° 'lik kutuplardan oluşan bir sargı) kutup adımları da eşit olmayacaktır.

Makinada bir fazın işgal ettiği elektriksel açıya bant açısı (α_b) adı verilir. Bu açının değeri $[\alpha_b = q \cdot \gamma_{elek}]$ şeklindedir. Üç fazlı sistemde bant açısı (q ve γ_{elek} yerine konularak hesaplanırsa) 60° olarak bulunur.

Birbirini takip eden iki oluk arasında konumları gereği $\gamma_{oluk} = 360/Q_s$ kadar açı vardır. Aynı zamanda iki olukta endüklenen gerilimler arasında bu konum farkı nedeniyle oluşacak faz farkı da $\gamma = 360 \cdot p/Q_s$ bağıntısıyla bulunabilir.

Eğer p ile Q_s 'in bir ortak böleni (ζ) varsa oluklarda endüklenen gerilimlerin birbirine göre olan konumlarını gösteren gerilim yıldızında, işaretlemeye başlanılan oluktan

itibaren $[Q_s \cdot \gamma / \zeta]$ 'lik aç sonra birinci vektör üzerine gelinir. Bu durumda, birbirinden farklı $[Q_s / \zeta]$ tane gerilim yönü olur ve ζ tane gerilim vektörü üstüste gelir.

m fazlı bir alternatif akım sisteminde m adet faz akımı ve m adet sargı kolu mevcuttur. Bu durumda m fazlı bir sargıda m adet sargı kolu olmalıdır. Simetrik sargılarda her bir sargı kolunda döner alan tarafından endüklenen gerilimlerin birbirlerine göre zaman bakımından $2\pi/m$ faz farkları olduğundan ve herbirinin mutlak değerleri eşit olduğundan, m sargı kolundaki oluk adetlerinin birbirlerine eşit olması gerekir. Toplam oluk sayısı Q_s olan bir sargıda, bir kutup altına düşen oluk sayısı $[Q_s / 2p]$ (birimi oluk/kutup) olacaktır. Renk sayısı olarak da bilinen bir kutup altında bir faza düşen oluk sayısı $[q = Q_s / (2p \cdot m)]$ (birimi oluk/ faz-kutup) değerine eşit olacaktır. Eğer q tam sayı çıkarsa tam oluklu sargı, kesirli çıkarsa yukarıda bahsedilen, kutup genişlikleri eşit olmayan kesirli oluklu sargı elde edilir.

Tam oluklu sargıdaki magnetik alan dağılımı incelendiğinde elde edilen büyük değerli harmonikleri azaltmak veya ortadan kaldırmak için bazı bobinler makinanın çapı boyunca yerleştirilmeyebilir. Bu durumdaki sargılar kiriş boyunca yerleşmiş olduklarından dolayı bunlara kirişlenmiş bobin adı verilir. Kirişlenmiş bobinde endüklenen emk çap boyunca yerleştirilmiş bobindeki emk'dan az olacağından dolayı, bu durum hesaplara bir yansıtılmalıdır. Endüklenen gerilimler, kirişlenme faktörü olarak adlandırılan bir sabit sayı ile çarpılır ve yapılan hesaplarda kirişlemenin getirdiği değişiklikler gözönüne alınmış olur.

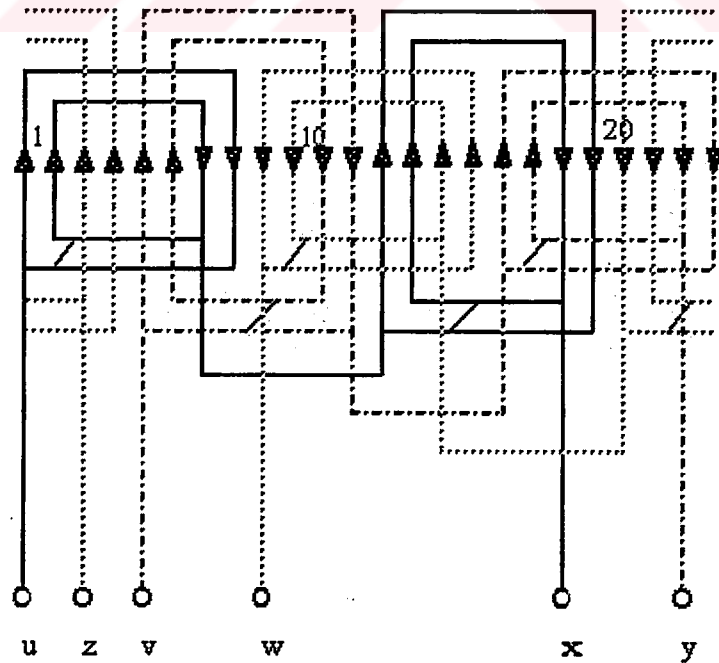
Verilen bobinleri seri bağlamak en klasik yöntemdir. Bu bağlama şekli ile kol gerilimi erişilebilecek en büyük değerine getirilmiş olur. Bununla birlikte bazen bütün bobinleri seri bağlamamak, aksine paralel sargı parçaları meydana getirmek zorunluluğu ortaya çıkar. Örneğin verilen makina boyutlarında her olukta bir iletken bulunsa bile seri bağlama, istenilmeyecek kadar yüksek bir gerilimi doğuruyorsa, veya seri bağlamada her iletkenin bütün kol akımı geçtiğinden büyük iletken kesitlerine ihtiyaç duyuluyorsa veya sargı daha küçük gerilimler için kullanılacaksa paralel sargı parçaları oluşturulur. Eğer iki veya birçok bobin grubu paralel

bağlanacaksa paralel bağlanacak kısımlarda gerilim büyüklük ve fazlarının aynı olması gerekir.

2.2 STATOR SARGI ÇEŞİTLERİ

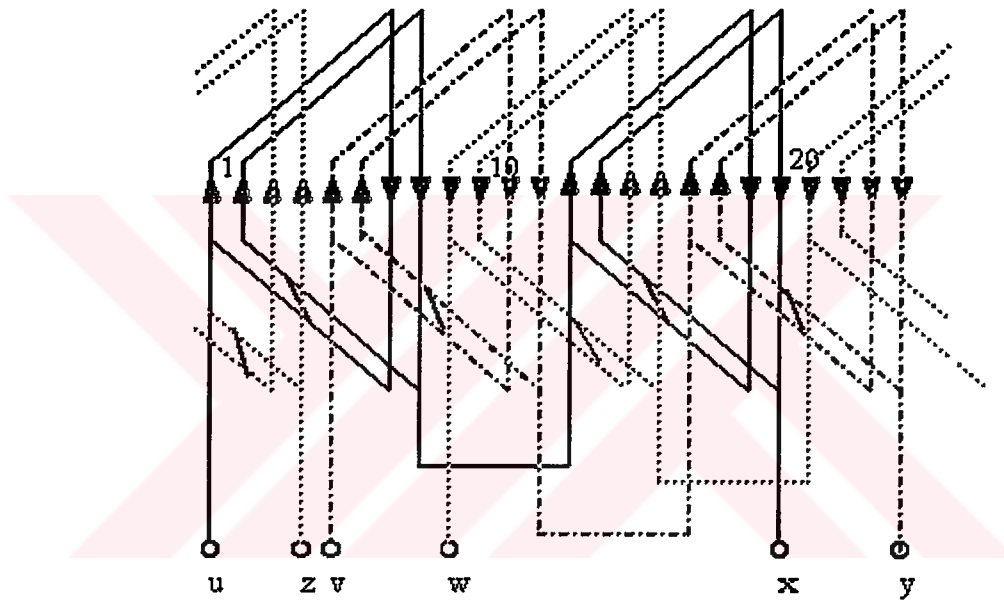
Üç fazlı asenkron motorların statorlarına yerleştirilen üç faza ait bobinlerin sarılışları ve oluklara yerleştirilişlerine göre, çeşitli sargı tipleri vardır. Genel olarak stator sargıları; 1.EL SARGI (spiral sargı), 2.KALIP SARGI (Gabare veya Amerikan sargı) olmak üzere iki tiptir.

El sargısında aynı bobinin kısmi bobinleri içiçe yerleştirilebildiği için kısmi bobinlerin bobin adımları (hatveleri) birbirlerinden farklıdır. Bobinleri oluşturan bobin yanları aynı tabakadadır. Bu tip sargıda sargı katı başına düşen bobin sayısı her zaman tam sayı çıkmayabilir. Bu durumda bir bobinin hem alt katta, hem de üst katta cephe bağlantıları bulunacaktır. Söz konusu sargı dışındaki el sargılarında bobinlerin cephe bağlantıları aynı kattadır. Üç katlı cephe bağlantısı olan sargılarda ortalama sarım uzunlukları farklıdır.



Şekil 2.2. Üç fazlı, 24 oluklu, 4 kutuplu bir el sargısı şeması

Kalıp sargıda kısmi bobinlerin adımları aynıdır. Bobinler eşit adımlı kısmi bobinlerden oluşur. Cephe bağlantılarının bir ucu alt katta, diğer ucu üst kattadır. İki tip kalıp sargı vardır. Bobin sayısı stator oluk sayısının yarısına eşit olan kalıp sargılara yarım kalıp sargı denir. Yarım kalıp sargıda statorun her oluğunda bir bobin yanı bulunur. Bobin sayısı stator oluk sayısına eşit olan kalıp sargılara tam kalıp sargı denir. Tam kalıp sargıda statorun her oluğunda iki bobin yanı bulunur. Bir bobinin bir bobin yanı alt tabakada ise diğer bobin yanı üst tabakadadır. Sargıların ortalama sarım uzunlukları aynıdır.



Şekil 2.3. Üç fazlı, 24 oluklu, 4 kutuplu yarım kalıp sargı

2.3 SARGI ŞEMASININ OKLANDIRILMASI VE KUTUP SAYISININ KONTROLÜ

Şeması çizilen sargılardan R, S, T fazlarının emk'larına göre akımlar geçer. Herhangi bir anda R,S fazlarının akım yönleri pozitif ise T fazının akım yönü negatif olur. Çünkü R, S, T faz akımları 120°'şer derece faz farklıdır. Şu halde, şemadaki faz bobinlerinden geçen akımların yönlerini işaretlerken R ve S fazlarının bağlı olduğu U ve V uçlarındaki akım yönleri giriş, T fazının bağlı olduğu W ucundaki akımın yönü de çıkış olarak alınabilir. Birinci fazın U ucundan, ikinci fazın V ucundan akım

girdiğine göre, bobin kenarlarından geçen akım yönleri oklarla işaretlenir. Üçüncü faz bobinlerinden geçen akımların yönleri de W ucundan akımların çıktığı düşünülerek işaretlenir. Bu durumda şemadaki oklar herhangi bir anda faz bobinlerinden geçen akımların yönlerini gösterir. Yanyana aynı akım yönlerini gösteren oklar kutupları oluşturacağından bu yolla, çizilmiş bir sargı şemasının kutup sayısının kontrolü de yapılmış olur.

2.4 SARGI FAKTÖRÜ (k_w)

Alternatif akım sargılarında, hava aralığındaki akının tam sinüs biçimli olduğu, bobinlerde endüklenen gerilimlerin cebirsel toplamının alındığı ideal durumda, bobinler bir çap doğrultusunda yerleştirilirse bir sargıda endüklenen toplam gerilim maksimum değerini alır. Fakat pratikte bu ideal durumlardaki sonuçlar kullanılamayacağından dolayı sonuçların gerçeğe yakınlaştırılması gerekir. Bu şartları temsilen hesaba sargı faktörü katılır.

Akı hava aralığında tam sinüs biçimli olmadığı için, bu durum hesaplara sargı form faktörü (k_f) olarak yansıtılır. $\phi_{\max}$, akının maksimum değeri; $\phi_{n\max}$, akının n. harmoniğinin maksimum değeri olmak üzere sargı form faktörü [$k_{fn} = \phi_{n\max} / \phi_{\max}$] 'dir.

Bazı durumlarda belirli harmonikleri yoketmek ya da azaltmak için bobinler çap boyunca yerleştirilmez. Bu durumda bobinin toplam gerilimi bobin yanı gerilimlerinin cebri toplamına eşit olmayacağı gözönüne alınarak sargı kırışlenme faktörü (k_s) tanımlanır.

Endüvi çevresine yayılmış olan bobinlerin oluşturduğu sargının toplam emk'sının hesabı yapılırken, bobin yanlarının aralarındaki faz farklarının etkisini ifade etmek üzere sargı yayılma faktörü (k_y) kullanılır.

Bahsedilen bu üç faktörün etkisini birarada gösteren sargı faktörü [$k_w = k_f \cdot k_y \cdot k_s$] biçiminde hesaplanır.

BÖLÜM 3

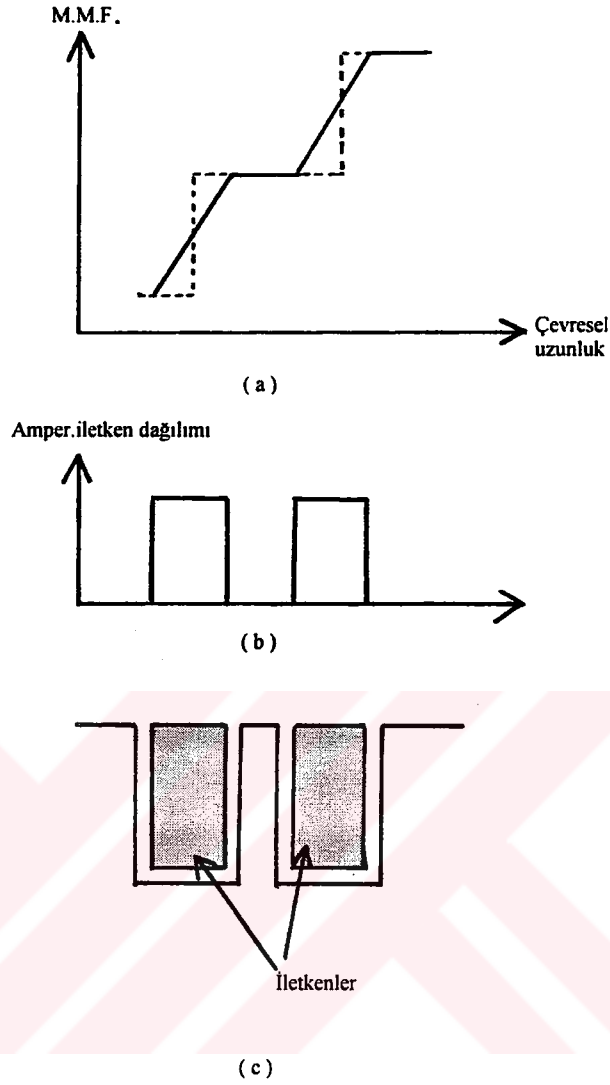
TEK VEYA ÇOK FAZLI SARGIDA MMK DALGASI VE HARMONİKLERİ

3.1 SARGILARDA ALAN DAĞILIMI

Eğer hava aralığındaki bir hatve boyunca ilerlenirse, mmk'nın değişimi oluktaki ampersarımın değişimi ile aynı olur. Birkaç oluktaki ampersarımın değişimi, her oluktaki ampersarımın toplamalarına eşittir. Eğer birim çevrel uzunluktaki ampersarım f ise, toplam çevrenin herhangi bir x uzunluğundaki toplam mmk $[F = \int f \cdot dx]$ 'tir.

Alan dağılımını elde etmek için sargıların farklı fazlarından geçen akımların ani değerleri bulunur. Bobin gruplarının yerleşimi, oluk sayısı gözönüne alınarak ampersarım dağılım eğrisi çizilebilir. Bu eğrinin uzay integrali ile mmk eğrisi bulunur.

Hatve boyunca ampersarım değişimi doğrusal artarken, bu değişim dişler üzerinde sıfırdır. Bu şekilde elde edilen ampersarım ve mmk eğrileri Şekil 3.1'deki gibi gösterilebilir. Fakat bu koşullardaki analiz karmaşık bir hal alacağından bir yaklaşıklık kullanılabilir. Bu yaklaşıklık sayesinde, mmk eğrisi, değişimi oluk boyunca mmk'nın değişimine eşit olan ve oluğun merkezinde yerleşmiş darbe şeklindeki bir fonksiyonla temsil edilebilir. Uygulanan yaklaşıklık sonucu yapılan hata, ampersarım ve akım arasındaki oranda küçük bir farklılık doğurur ve bu farklılık, istenirse, hesaplara oluk faktörü olarak yansıtılabilir.



Şekil 3.1. a)Oluk boyunca mmk'nın değişimi b)Amper-iletken dağılımı
c)İletkenlerin oluklardaki konumu

Ani değerlerle inceleme yapılırken, önce bir fazın akımının maksimum olduğu durumda, daha sonra da bir fazın akımının sıfır olduğu durumda hesap yapılır. Mmk eğrisinin tepe değerini bulmak için incelenen iki durumda elde edilen mmk eğrilerinin maksimum değerlerinin ortalaması alınabilir. Veya bu eğrilerin bir kutup çifti altındaki ortalama alanı elde edilip, bu eğri ile aynı alana sahip, aynı frekanslı bir sinüs dalgası hesaplanarak, bu sinüs dalgasının tepe değeri belli bir yaklaşıklıkla mmk eğrisinin maksimum değeri olarak kabul edilebilir. Burada sadece iki durum için inceleme yapılmasının sebebi, 60°'de bir, aynı iki durumun tekrar edecek

olmasıdır. Bu iki durumdaki mmk eğrileri her ne kadar simetrik olmasalar da maksimum değerleri değişmeyecektir.

3.2 FOURIER ANALİZİ VE FOURIER SERİSİNİN KULLANILMASI

Mmk eğrisi her kutup altında tekrarlandığından ve sinüsoidal toplamalar biçiminde yazılabildiğinden, mmk'nın genliğinin bulunmasında Fourier analizi kullanılabilir. Kullanılan Fourier serileri mmk dalgasının şekliyle değişeceğinden gerçek dağılım analizi daha kompleks olmalı ve gerçek dalga şekliyle ilgili yaklaşımlar yapılmalıdır. Örneğin endüvi çevresinde düzgün dağılımlı ve bobin sayısı çok fazla olan sargılarda üçgenlik yaklaşımı kullanılabilir.

Eğer bobin senkron makina uyarma sargısında olduğu gibi belli bir kısımda sarılıysa, mmk eğrisi trapez şekilli alınabilir. Karmaşık sistemlerin analizi için uygun bir yöntem de mmk eğrisini dikdörtgenlere bölmektir.

Çok fazlı bir makinada bir fazın mmk serisi biliniyorsa, toplam mmk faz farkı dikkate alınmak üzere tüm fazların serileri toplanarak bulunabilir.

Peryodik bir fonksiyonun Fourier serisi aşağıdaki gibidir:

$$y(\theta) = a_0 + \sum (a_n \cos n\theta + b_n \sin n\theta) \quad (3.1)$$

Burada, a_0 fonksiyonun ortalama değeridir. a_n ve b_n katsayıları aşağıdaki formüllerden bulunur.

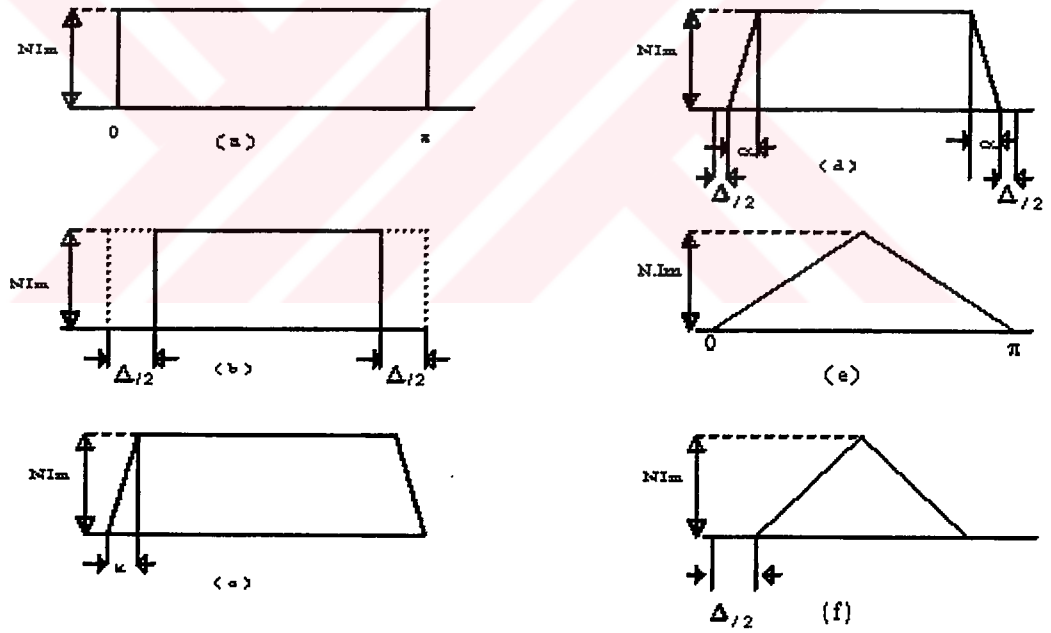
$$\begin{aligned} a_n &= \frac{2}{T} \int y(\theta) \sin n\theta \, d\theta \\ b_n &= \frac{2}{T} \int y(\theta) \cos n\theta \, d\theta \end{aligned} \quad (3.2)$$

Şekil 3.2a'da görülen dalga şeklinin Fourier analizi yapıldığında aşağıdaki ifade elde edilir.

$$F(\theta) = \frac{4.F_m}{\pi} [\sin\theta + 1/3 \sin 3\theta + 5 \sin 5\theta + \dots + 1/n \sin n\theta + \dots] \quad (3.3)$$

Eğer bobinde akan akım $i = I_m \cdot \sin \omega t$ şeklinde ise,

$$\begin{aligned} F(\theta) &= \frac{4NI_m}{\pi} \sum \frac{\sin n\theta}{n} \sin \omega t \\ &= \frac{2NI_m}{\pi n} \sum [\cos(n\theta - \omega t) - \cos(n\theta + \omega t)] \end{aligned} \quad (3.4)$$



Şekil 3.2 Çeşitli sargılar için mmk eğrileri

Tablo 3.1. Şekil 3.2.'de verilen dalga şekillerine ilişkin k_n değerleri

Şekil 3.2	$k_{sn} \cdot k_{dn}$
(a)	1
(b)	$\cos \frac{n\Delta}{2}$
(c)	$\frac{\sin n\alpha}{n\alpha}$
(d)	$\frac{\sin n\alpha}{n\alpha} \cos \frac{n(\alpha + \Delta)}{2}$
(e)	$\frac{\sin(n\pi / 2)}{n\pi / 2}$
(f)	$\frac{\sin[n / 4 \cdot (\pi - \Delta)]}{n / 4 \cdot (\pi - \Delta)} \cos[n / 4 \cdot (\pi + \Delta)]$

Bu eşitlikten görülüyor ki; mmk eğrisi kendi orijininin itibaren θ açısındaki sabit bir noktada zamanla sinüsoidal olarak değişmektedir. Dahası zamanın belirlenen bir anında, uzaydaki mmk dağılımının şekli birkaç sinüsoidal dağılımın toplamı biçimindedir. Eşitliğin diğer tarafı ise, mmk'nın birbirleriyle aynı hızda hareket eden fakat yönleri zıt olan iki dalgayı ifade etmektedir. $(n\theta - \omega t)$ değişmezse yani $n\theta$, ωt ile aynı oranda artarsa, $\cos(n\theta - \omega t)$ değişmez. Bu etki, sanki $\cos(n\theta - \omega t)$ dalgası tamamen sağa kayarken, $\cos(n\theta + \omega t)$ dalgası benzer şekilde sola kayıyormuş gibi yorumlanabilir.

Mmk'nın uzay harmoniklerinin herhangi birinin değiştiği frekans doğal olarak alternatif akım tarafından belirlenir ve bütün uzay harmonikleri için geçerlidir; periyodik zamanları aynıdır. Dahası, n . harmonik $2\pi/n$ lik bir dalga boyuna sahiptir; öyle ki v_n , harmoniğin hareket hızı aşağıda da görülebileceği üzere $1/n$ ile orantılıdır.

$$v_n = \frac{\text{dalga boyu}}{\text{periyot}} = \frac{2\pi/n}{2\pi/\omega} = \frac{\omega}{n} \quad (3.5)$$

Eğer her iki taraftan $\Delta/2$ kadar kirişleme yapılmışsa (Şekil 3.2b), ifade aşağıdaki şekle dönüşür.

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{2}{\pi} \int_{\Delta/2}^{\pi-\Delta/2} F_m \sin(n\theta) d\theta = \frac{4F_m}{\pi} \frac{\cos n\Delta/2}{n} \\ F(\theta) &= \frac{4F_m}{\pi} \sum \cos \frac{n\Delta}{2} \frac{\sin n\theta}{n} \end{aligned} \quad (3.6)$$

Dikdörtgensel olmayan alan dağılımlarında, n. harmonik için genlikler kirişleme ve oluk faktörleriyle (temel değer için k_s ve k_d ile, n. harmonik için k_{sn} ve k_{dn} ile) çarpılır.

Şekil 3.2c'de görülen tam hatveli yamuk şekilli dalgalarda kirişleme faktörü 1 ($\Delta/2=0$) olduğundan harmonik katsayısı ve dalganın denklemi şu hale gelir:

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{4F_m}{n\pi} \frac{\sin n\alpha/2}{n\alpha/2} \cos \frac{n\alpha}{2} \\ &= \frac{4F_m}{n\pi} \frac{\sin n\alpha}{n\alpha} \end{aligned} \quad (3.7)$$

$$F(\theta) = \frac{4F_m}{\alpha\pi} \left[\sin\theta \sin\alpha + \sin 3\theta \frac{\sin 3\alpha}{3^2} + \sin 5\theta \frac{\sin 5\alpha}{5^2} + \dots \right]$$

Kısa hatvelenmiş bir dağılmış sargı ile elde edilen yamuk şeklinde bir alan için (Şekil 3.2.d), kirişleme açısı Δ , yamuğun eğimli kenarlarının kapladığı genişlik α ve maksimum mmk F_m ise eğik kenarların eğimi sırasıyla $(+F_m/\alpha)$ ve $(-F_m/\alpha)$ olacaktır. Bu eğimli kenarların denklemi aşağıdaki gibidir. ($[0-\Delta/2]$ ve $[(\pi-\Delta/2)-\pi]$ arasında alanın değeri sıfır olduğu için, n. harmonik katsayısı aşağıdaki hali alır.)

$$\begin{aligned}
a &= \frac{2}{\pi} \left[\int_{-\Delta/2}^{\alpha+\Delta/2} \frac{F_m}{\alpha} \left(\theta - \frac{\Delta}{2} \right) \sin n\theta \, d\theta + \int_{\alpha+\Delta/2}^{\pi-\alpha-\Delta/2} F_m \sin n\theta \, d\theta + \int_{\pi-\alpha-\Delta/2}^{\pi-\Delta/2} \frac{F_m}{\alpha} \left(-\theta + \pi - \frac{\Delta}{2} \right) \sin n\theta \, d\theta \right] \\
a_n &= \frac{4F_m}{\pi} \frac{1}{\alpha n^2} \left[\sin n(\alpha + \Delta/2) - \sin \frac{n\Delta}{2} \right] \\
&= \frac{4F_m}{\pi n} \frac{\sin n\Delta/2}{n\alpha/2} \cos \frac{n(\alpha + \epsilon)}{2}
\end{aligned} \tag{3.8}$$

Şekil 3.2e'deki tam hatveli sargı üçgen mmk dalga şekli ve Şekil 3.2f'deki kırılenmiş sargı mmk dalga şekli için hesap yapılırsa, katsayılar aşağıdaki gibidir.

$$\begin{aligned}
\text{Tam Hatveli} \quad a_n &= \frac{4F_m}{\pi n} \frac{\sin n\pi/2}{n\pi/2} \\
\Delta/2 \text{ Kırılenmiş} \quad a_n &= \frac{4F_m}{\pi n} \frac{\sin n(\pi - \Delta)/4}{n(\pi - \Delta)/4} \cos n(\pi + \Delta)/4
\end{aligned} \tag{3.9}$$

Üç fazlı makinada, her fazın mmk eğrisinin şeklinin trapezoidal ($\alpha = \pi/6$ ve tam hatveli bobin) olması sık karşılaşılan ve incelenmesinde yarar bulunan bir durumdur. Eğer makina dengeli yüklenmişse, üç fazın maksimum mmk'ları eşit genliğe sahip olacaklardır. Bu durumda;

$$\begin{aligned}
f_1 &= F_m \sin \omega t \\
f_2 &= F_m \sin(\omega t - 2\pi/3) \\
f_3 &= F_m \sin(\omega t - 4\pi/3)
\end{aligned} \tag{3.10}$$

$$\begin{aligned}
F_1(\theta) &= \frac{24F_m}{\pi^2} \sin \omega t \sum \frac{\sin n\pi/6 \cdot \sin n\theta}{n^2} \\
F_2(\theta) &= \frac{24F_m}{\pi^2} \sin(\omega t - 2\pi/3) \sum \frac{\sin n\pi/6 \cdot \sin n(\theta - 2\pi/3)}{n^2} \\
F_3(\theta) &= \frac{24F_m}{\pi^2} \sin(\omega t - 4\pi/3) \sum \frac{\sin n\pi/6 \cdot \sin n(\theta - 4\pi/3)}{n^2}
\end{aligned} \tag{3.11}$$

3'ün katı olan harmonikler için

$$\sin n\theta = \sin n(\theta - 2\pi/3) = \sin n(\theta - 4\pi/3)$$

yazılabilir. Öyle ki, Σ sembolü altındaki terimlerin toplamaları eşit olur. Bu durumda;

$$F_1(\theta) + F_2(\theta) + F_3(\theta) = \frac{24F_m}{\pi^2} \left[\sin \omega t + \sin(\omega t - 2\pi/3) + \sin(\omega t - 4\pi/3) \right] \sum \frac{\sin n\pi \cdot \sin n\theta}{n^2} \quad (3.12)$$

olur. Fakat $\sin \omega t + \sin(\omega t - 2\pi/3) + \sin(\omega t - 4\pi/3) = 0$ olduğundan bu harmonikler için toplam ampersarım ifadesi sıfır olacaktır. Kalan harmonikler 1,5,7,11,13,... gibi $6k \pm 1$ dereceli olanlardır.

$n=6k+1$ olduğunda gerekli trigonometrik açılımlar yerine konulduğunda, bu dereceli terimlerin toplamı $[(3/2) \cdot \cos(n\theta - \omega t)]$ olur. Aynı şekilde $n=6k-1$ dereceli terimler için de toplam ifadesi $[(3/2) \cdot \cos(n\theta + \omega t)]$ olacaktır. Bu nedenle toplam ampersarım ifadesinin en son hali şu şekilde olacaktır.

$$F_1(\theta) + F_2(\theta) + F_3(\theta) = \frac{18F_m}{\pi^2} \left[\cos(\theta - \omega t) + \frac{1}{5^2} \cos(5\theta + \omega t) - \frac{1}{7^2} \cos(7\theta - \omega t) - \frac{1}{11^2} \cos(11\theta + \omega t) + \dots \right] \quad (3.13)$$

Bu eşitlik gösteriyor ki;

a-mmk'nın temel bileşeni sabit genliktedir.

b-($6k+1$) düzenindeki harmonikler (7,13,...) temel bileşenle aynı yönde dönerler.

c-($6k-1$) düzenindeki harmonikler (5,11,...) temel bileşenle ters yönde dönerler.

Daha önce de belirtildiği gibi, harmonikler dereceleriyle ters orantılı bir hızla hareket ederler; çünkü harmonik kutup genişliği de harmonik derecesiyle ters orantılıdır. Bu

arada mmk'nın uzay harmonikleri endüvi iletkenlerinde sadece temel frekansta gerilim endüklerler. Bu durum, aynı zamanda yukarıdaki denklemlerde verilen mmk'nın zamanla sinüsoidal değişmesinden de görülebilir; bu nedenle mmk veya akının zaman harmonikleri yoktur.

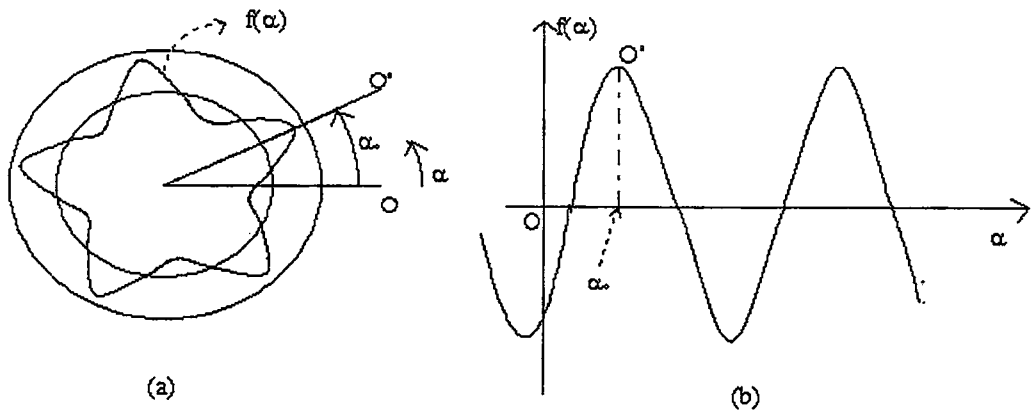


BÖLÜM 4

UZAY FAZÖRLERİ İLE ALAN DAĞILIMININ İNCELENMESİ

4.1 UZAY FAZÖRÜ

Alternatif akım makinalarının denklemlerinin zaman boyutunda incelenmesi zor olduğundan, hem olayları matematiksel olarak açıklamak, hem de bu olayları çözümlmek için karmaşık büyüklükler kullanılır. Özellikle üç fazlı makinalarda denklem sayısı faz sayısı ile doğru orantılı olarak artmaktadır. Bu durumda, hava aralığındaki elektromagnetik büyüklüklerin değişimini incelemek oldukça uzun ve sıkıcı bir hal alır. İnceleme harmonikler üzerinde yapıldığında karmaşıklık daha da artar. Makina uzayında sinüs biçimli değişen çevresel akım yoğunluğu, magnetik akı yoğunluğu, akı gibi elektromagnetik büyüklükleri kompleks düzlemde birer karmaşık sayı olarak ele almak matematiksel incelemeyi kolaylaştırır. Ayrıca elektrik makinalarının sahip olduğu silindirik yapı, kutupsal koordinatların kullanılmasına olanak tanır.



Şekil 4.1. $p=5$ için $f(\alpha)$ uzay dalgasının temel bileşeninin uzaysal konum açısına göre
a) makina içerisinde b) gerçek düzlemde sinüs biçimli değişimi

Çevresel akım yoğunluğu, magnetik akı yoğunluğu gibi uzay dalgalarının temel bileşeni genel olarak aşağıda verilen biçimdedir.

$$f(\alpha) = F_p \cdot \cos [p \cdot (\alpha - \alpha_0)] \quad (4.1)$$

Burada F_p , temel çalışma dalgasının genliği; p , makinanın çift kutup sayısı ve α_0 , uzay dalgasının maksimum değerini aldığı noktanın alınan referansa göre kutupsal koordinatıdır.

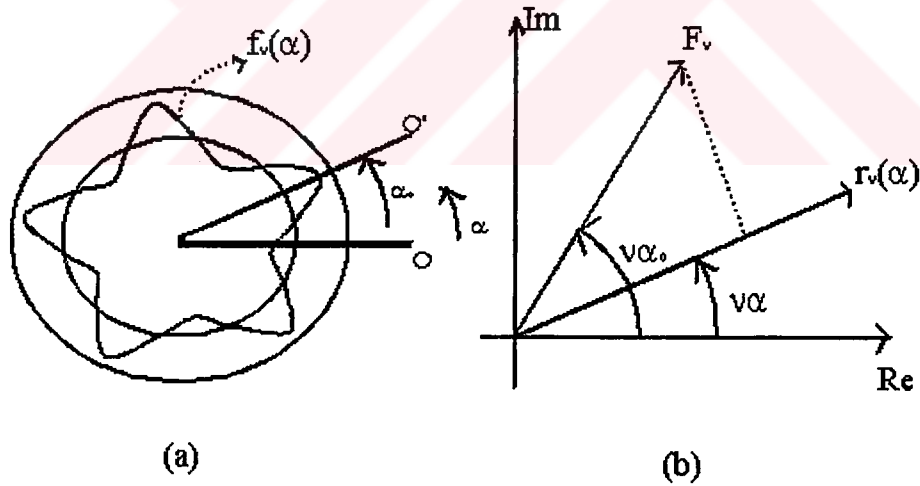
$$f(\alpha) = 1/2 \cdot F_p \cdot [e^{j \cdot p \cdot (\alpha - \alpha_0)} + e^{-j \cdot p \cdot (\alpha - \alpha_0)}] \quad (4.2)$$

$$= \text{Re} [F_p \cdot e^{j \cdot p \cdot \alpha_0} \cdot e^{-j \cdot p \cdot \alpha}]$$

$$= \text{Re} [\underline{F_p} \cdot \underline{r}^*(\alpha)]$$

$$\underline{r}^*(\alpha) = e^{-j \cdot p \cdot \alpha} \quad \underline{F_p} = F_p \cdot e^{j \cdot p \cdot \alpha_0} = F_p \cdot \underline{r}_0$$

$$\underline{r}(\alpha) = e^{j \cdot p \cdot \alpha}$$



Şekil 4.2 Bir uzay dalgasının a)makina içerisinde uzaysal konum açısına göre değişimi b) karmaşık düzlemde fazör ile gösterimi

Burada $\underline{F_p}$, yalnız temel bileşeni ele alınan uzay dalgasının uzay fazörü; $\underline{r}^*(\alpha)$, birim yer vektörüdür. $\underline{r}(\alpha)$ birim vektörü, makina çevresindeki herhangi bir uzay konumunu, kutupsal koordinat α açısı ile karmaşık düzlemde tanımlar. Bu

bağlamda, $f(\alpha)$ uzay dalgasının konumsal değerleri, $\underline{F}_p$ uzay fazörü, $\underline{r}(\alpha)$ yer vektörü üzerine izdüşürülerek bulunur[5].

$\underline{F}_p$ uzay fazörünün tanımında verilen genliği (F_p), temsil ettiği dalganın genliğine eşittir ve karmaşık düzlemdeki konumu, dalganın maksimum değerini aldığı herhangi bir uzay konumunda seçilir. Bu konum, kutupsal koordinatlarda α_0 açısı ve birim vektör $\underline{r}_0$ ile tanımlanır.

Uzay fazörleri, uzay dalgasının harmonikleri dikkate alındığında aşağıdaki biçimde yazılabilir:

$$\begin{aligned} f_v(\alpha) &= F_v \cdot \cos [v \cdot (\alpha - \alpha_0)] \\ &= \text{Re} [F_v \cdot e^{j \cdot v \cdot \alpha_0} \cdot e^{-j \cdot v \cdot \alpha}] \\ &= \text{Re} [\underline{F}_v \cdot \underline{r}_v^*(\alpha)] \end{aligned} \quad (4.3)$$

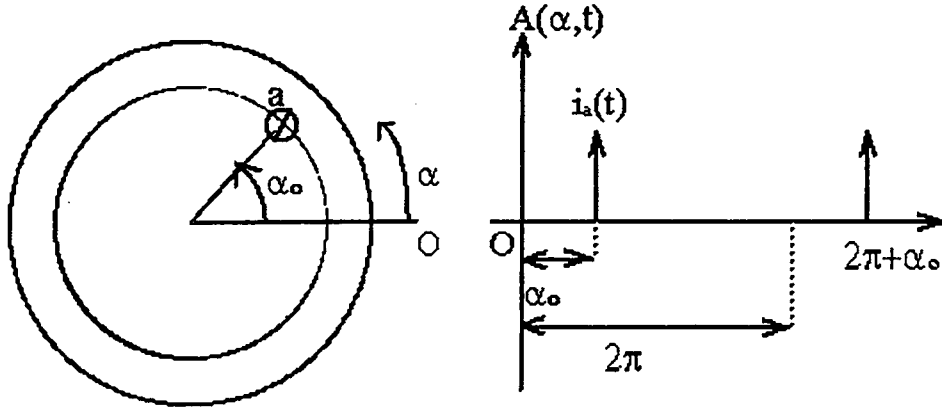
$v=n \cdot p$

n: harmoniğin derecesi

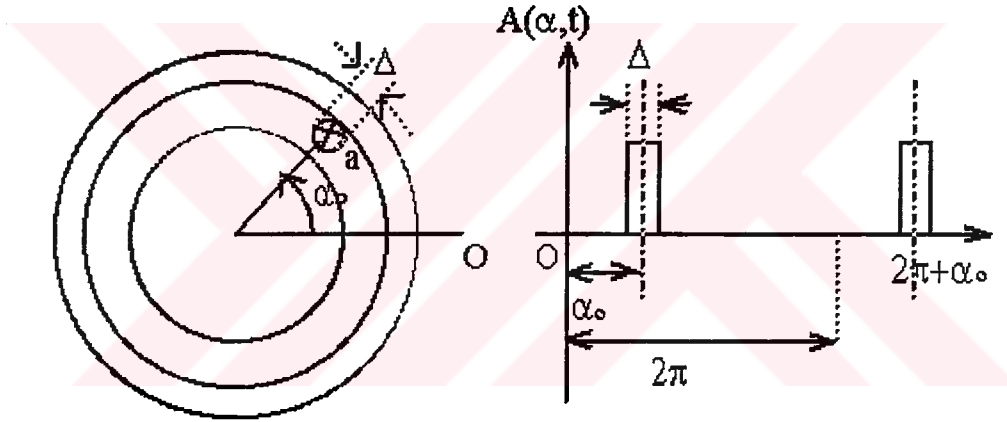
p: çift kutup sayısı

Bu denklemde $\underline{F}_v$ uzay fazörü, ele alınan uzay dalgasının n. dereceden harmonik dalgasını temsil eder.

Ele alınan uzay dalgası $f(\alpha)$ 'nın uzaysal konum açısına bağlı değişimi ile dalganın karmaşık düzlemdeki gösterimi arasında bir ilişki vardır. Geometrik açı olan α ve α_0 kutupsal koordinatları, karmaşık sayı düzlemine geçilirken kutup sayısı ile çarpılarak elektriksel açı olarak ifade edilir. Böylelikle herhangi bir kutup sayısı veya harmonik derecesi için, $f(\alpha)$ uzay dalgasının α uzaysal konum açısına bağlı olarak alabileceği tüm değerler (4.2) gereği karmaşık sayı düzleminde ifade edilmiş olur.



Şekil 4.3. Noktasal etkiyen akım için a)stator oluğunun konumu b)çevresel akım yoğunluğu dalgasının konum açısına göre değişimi



Şekil 4.4. Oluk boyunca etkiyen akım için a)stator oluğunun konumu b)çevresel akım yoğunluğu dalgasının konum açısına göre değişimi

(4.2)'de verilen bir uzay dalgasının karmaşık düzlemdeki tanımı, alternatif akım fazörü denklemi ile karşılaştırılırsa, uzay fazörleri ile alternatif akım fazörü arasında bir benzerlik olduğu görülür. Uzay dalgalarının konumsal değerleri, tanım ifadeleri bakımından alternatif akımların ani değerlerine karşı düşer. Sadece uzay dalgası denkleminde, alternatif akım fazöründeki $\xi(t)$ zaman eksen takımının rolünü $r(\alpha)$ birim vektörü üstlenmiştir.

$$\begin{aligned} i(t) &= \text{Re} [\sqrt{2} \cdot \underline{I} \cdot e^{j\omega t}] & e^{j\omega t} &= \xi(t) \\ f(\alpha) &= \text{Re} [\underline{E}_p \cdot \underline{r}^*(\alpha)] \end{aligned} \quad (4.4)$$

4.2 ÇEVRESEL AKIM YOĞUNLUĞU VE KOMPLEKS SARGI FAKTÖRÜ

Çevresel akım yoğunluğu dalgası ele alınarak, akım uzay fazörünün tanım ifadesi kolaylıkla bulunabilir. Statorun çevresel akım yoğunluğu A , zamanın ve kutupsal koordinat α açısının bir fonksiyonudur ve olukların herbirinin çevresel akım yoğunluklarının vektörel toplamı olarak düşünülebilir. Bu bağlamda içinde bir tek iletken bulunan bir stator oluğu dikkate alınır, akımın noktasal veya oluk boyunca etki ettiği durumlar için çevresel akım yoğunluğu dalgası Şekil 4.3bve Şekil 4.4b'deki gibi bir değişime sahiptir. Bu biçimde periyodik ancak sinüs biçimli olmayan dalgalar, Fourier açılımı ile sonsuz sayıda sinüs dalgasının toplamı olarak ifade edilebilir.

$$A_a(\alpha, t) = \frac{i_a(t)}{\pi} \sum_{v=1}^{\infty} \cos[v(\alpha - \alpha_a)] \quad (4.5)$$

$$A_a(\alpha, t) = \frac{i_a(t)}{\pi} \sum_{v=1}^{\infty} k_{dv} \cos[v(\alpha - \alpha_a)] \quad (4.6)$$

$$k_{dv} = \frac{\sin(v\varepsilon)}{(v\varepsilon)} \quad \lim_{2\varepsilon \rightarrow 0} k_{dv} = 1$$

(4.5) noktasal ($k_{dv}=1$), (4.6) ise oluk boyunca etki eden akım için çevresel akım yoğunluğunun Fourier serisine açılmış biçimidir. Bu denklemlerde $i_a(t)$, akımın ani değeri; v , harmonik derecesi ve k_{dv} , oluk genişliğine bağlı oluk faktörüdür. Yukarıda verilen açılımda ortalama değer dikkate alınmamıştır. Çünkü tüm oluklara ilişkin seriler toplandığında, bu terim görünmeyecektir. Aşağıda yapılacak matematiksel inceleme de (4.5) kullanılacaktır.

Bir oluğa ait çevresel akım yoğunluğu dalgası Bölüm 4.1'de verilen uzay fazörü tanımına uygun olarak karmaşık düzlemde tanımlanabilir.

$$A_a(\alpha, t) = \frac{1}{\pi} \sum_{v=1}^{\infty} \operatorname{Re}\{i_{va} e^{-jv\alpha}\} \quad (4.7)$$

$$i_{va} = i_a(t) e^{-jv\alpha_a} = i_a(t) \underline{r}_{va} \quad (4.8)$$

Yukarıdaki denklemde i_{va} a oluğunun çevresel akım yoğunluğu dalgasının v . dereceden uzay fazörü, α_a oluğun başlangıç eksenini ile yaptığı konum açısı ve r_{va} da bu açının v . dereceden yer vektörüdür. Benzer biçimde $e^{-jv\alpha}$ terimi de herhangi bir konum açısına karşı gelen $r_v(\alpha)$ biçiminde de tanımlanabilir.

Statorun bir faz sargısının toplam akı yoğunluğu dalgası, dolayısıyla uzay fazörü, sargının dağıldığı her bir oluğun yoğunluk dalgalarının toplamı ile bulunabilir. Bu bağlamda, U faz sargısının v . dereceden çevresel akım yoğunluğu dalgasının uzay fazörü aşağıdaki biçimde elde edilir:

$$\begin{aligned} i_{va} &= \pm i_a(t) \cdot r_{va} \pm i_b(t) \cdot r_{vb} \pm i_c(t) \cdot r_{vc} \pm \dots \pm i_q(t) \cdot r_{vq} \\ &= i_A(t) \cdot [\pm z_a \cdot r_{va} \pm z_b \cdot r_{vb} \pm z_c \cdot r_{vc} \pm \dots \pm z_q \cdot r_{vq}] \\ &= i_A(t) \cdot z_{vA} \end{aligned} \quad (4.9)$$

Burada a,b,c,...,q harfleri ile oluklar simgelenmiştir. z oluktaki iletken sayısı, z_{vA} ise karmaşık iletken sayısıdır. (-) veya (+) işareti akımın yönüne göre seçilir.

Eğer her bir oluktaki iletken sayısı eşit alınır ve (4.9)'de z yerine konulursa,

$$i_{va} = i_A(t) \cdot z \cdot q_A \cdot k_{\omega vA} = i_A(t) \cdot z_A \cdot k_{\omega vA} \quad (4.10)$$

elde edilir. Bu denklemde q_A A faz sargısının dağıldığı oluk sayısı ve $k_{\omega vA}$ ise

$$k_{\omega vA} = [\pm r_{va} \pm r_{vb} \pm r_{vc} \pm \dots \pm r_{vq}] / q_A = k_{\omega vA} \cdot r_{vA} \quad (4.11)$$

biçiminde ifade edilen kompleks sargı faktörüdür [6]. Bu denklem ile sargı katsayısı karmaşık düzlemde tanımlanır. Burada r_{vA} , v . harmonik derecesi için A faz sargı ekseninin yer vektörüdür.

Diğer faz sargıları için de benzer inceleme yapılırsa, simetrisiz bir stator sargı yapısına ilişkin toplam çevresel akım yoğunluğu dalgasının uzay fazörü

$$\underline{i}_{ul} = \underline{i}_{uA} + \underline{i}_{uB} + \underline{i}_{uC} + \dots + \underline{i}_{uN} = \underline{i}_{uA}(t) \cdot \underline{Z}_{uA} + \underline{i}_{uB}(t) \cdot \underline{Z}_{uB} + \underline{i}_{uC}(t) \cdot \underline{Z}_{uC} + \dots + \underline{i}_{uN}(t) \cdot \underline{Z}_{uN} \quad (4.12)$$

biçimini alır.



BÖLÜM 5

MMK EĞRİSİNİN HARMONİKLERİNİN VE SARGI FAKTÖRÜNÜN HESAPLANMASI İÇİN FARKLI METOTLAR

5.1 GİRİŞ

Çok fazlı bir sargıda mmk dalgasının harmonik bileşenlerinin hesaplanmasındaki genel metodun Fourier analizi kullanmak olduğu daha önce açıklanmıştı. Bununla birlikte bu analiz özellikle basamaklı dalga şekilleri için oldukça uzun ve sıkıcı bir hal alabilmektedir.

Geleneksel Fourier metoduyla bir mmk dalgasının harmonikleri ile ilgili faz açıları ve genlikler bulunabilir. Fakat pratik anlamda önemli ve belirgin olan sadece genliklerdir. Çünkü sadece bu değerler çalışma sırasında kendilerini gösterirler. (Örneğin gürültü, vs.)

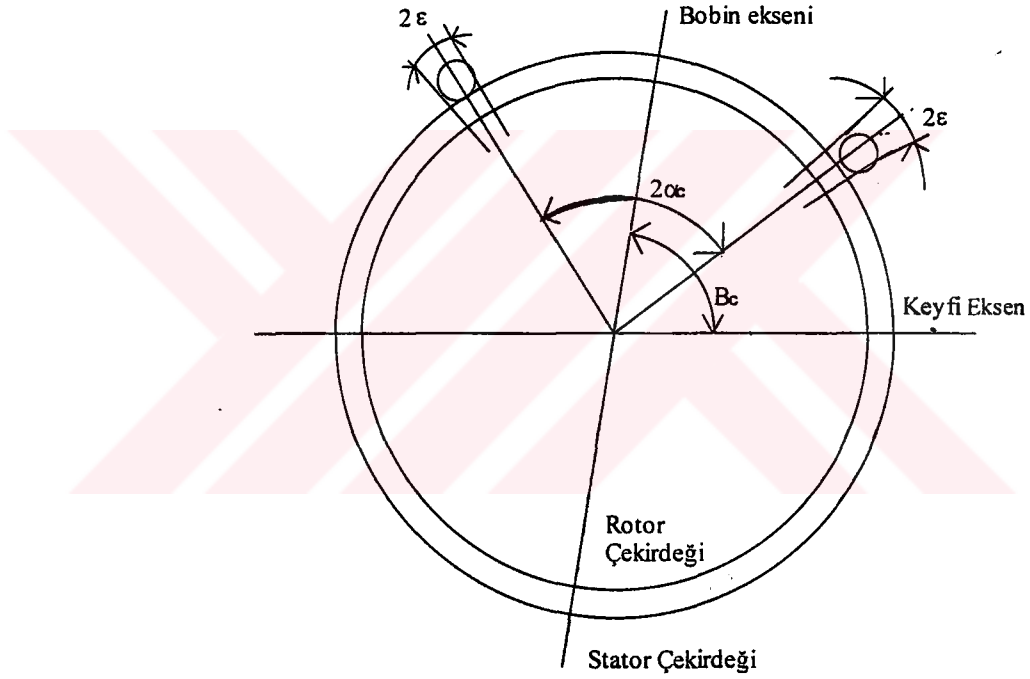
Burada klasik metottan çok daha az karmaşıklığa sahip iki ayrı yöntemden bahsedilecektir. Bunlardan birincisinin temeli yine Fourier analizine dayanmakla birlikte bütün mmk eğrisini birden incelememekte ve bobinlerin ampersarımalarının toplamından hesap yapmayı öngörmektedir. İkinci metot ise kutupsal koordinatlarda uygulanmaktadır ve bunun sonucu olarak sinüs biçimli terimlerin hesapları karmaşık hale getirmeleri engellenmiştir.

5.2 FOURIER ANALİZİNİN DAHA UYGUN KULLANIMI

Öncelikle söylenmelidir ki, burada bir fazın bir kutup çifti altındaki kısmı için inceleme yapılmıştır. Yapılan analizin amacı, her kutup için geçerli bir faktör

hesaplamak olduğundan, kutup sayısı ne olursa olsun, en son sonuç etkilenmeyecektir. Bir sabit çarpanın kullanılması sakıncalı olabilir.

Her fazda sonlu C sayıda bobin bulunduğu varsayalım. Her bir bobinin 2ε genişlikli, N_c sarımlı, makina uzayında kapladığı açısal genişliğinin $2\alpha_c$ ve bu bobinlerin tam ortalarından geçen bobin eksenlerinin de keyfi olarak seçilmiş referans eksene β_c kadar açısal uzaklıkta olduğu düşünölsün. Bobinlerin (a) paralel kol sayısında seri-paralel bağlandığı kabul edilsin.



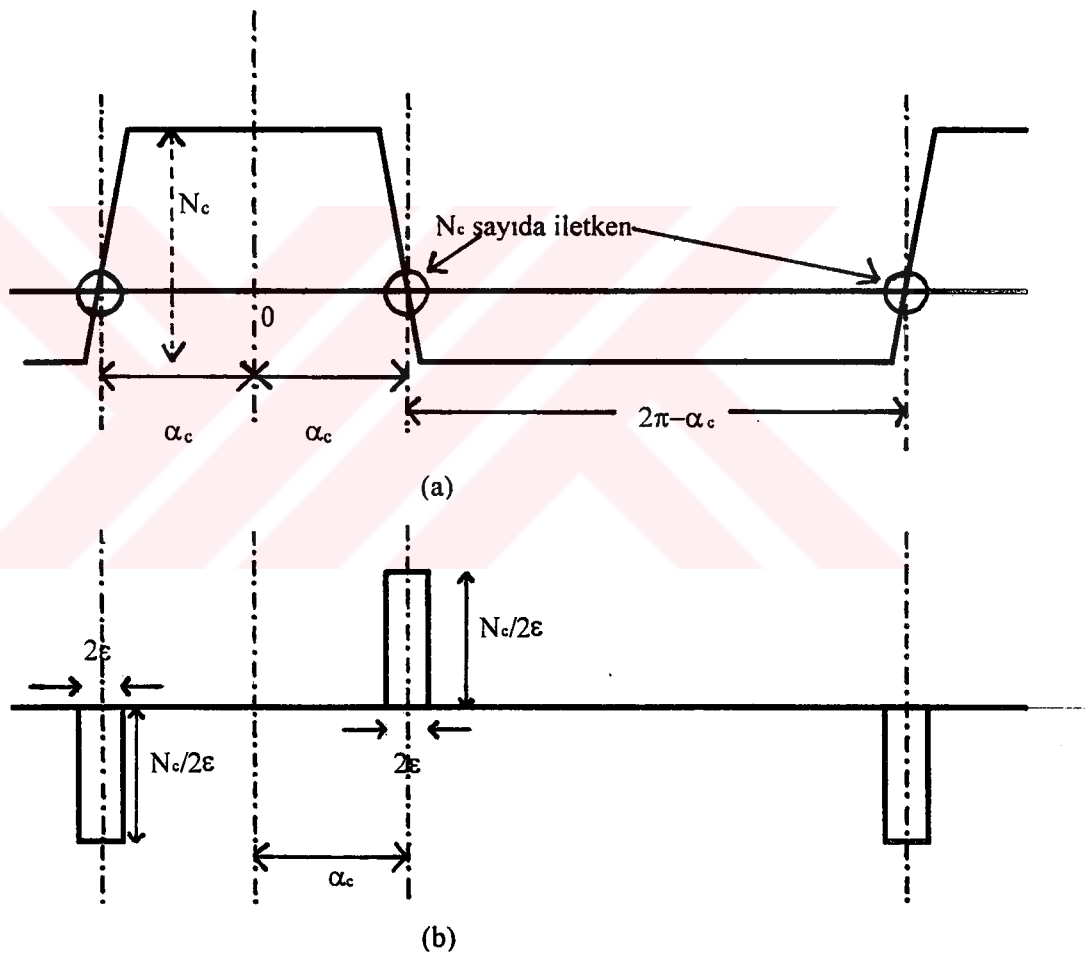
Şekil 5.1 Bir faza ait herhangi bir bobin

İstenilen sonuçları elde etmek için, ilk önce iki büyüklük için tanım yapılır. Bu büyüklüklerden birincisi, doğrudan hava aralığındaki akı dalga şekline bağlı olan, akım taşıdığı sırada iletken üzerindeki mıknatıslayıcı kuvvetin uzay dağılımı; ikincisi ise iletkenlerin kendi uzay dağılımıdır [2]. Daha sonra akı bileşenleri tarafından iletkenlerde endüklenen bileşke emk bulunur. Buradan hareketle, çeşitli harmonik bileşenleri için, makinanın sargı faktörleri türetilir. Sargı faktörleri cinsinden mmk 'nın çeşitli harmonik bileşenlerini hesaplamak için, bulunan sargı faktörleri,

daha önce tanımlanmış olan diğer iki ifadeyle birleştirilecektir. Bir faz sargısı için sonuç bulunduğundan sonra tek bir çok fazlı sargı oluşturmak için bağlama yapıldığında üç fazlı sargının bileşke mmk dalgasının analizi yapılacaktır.

5.2.1 Bir Faz Sargısının Mmk Dağılımı ve İletken Dağılımı İçin Fourier Serileri

Fourier serisi adı altında sargının iletken ve mmk dağılımlarını belirleyen ifadeyi elde etmek için tek bir bobin için elde edilmiş seriler geliştirilerek yola çıkılır.



Şekil 5.2 Bir faz sargısına ilişkin a) mmk dağılımı (birim akım ile)
b)iletken dağılımı

Şekil 5.2-a'da tek bobine ait mmk dağılımı ve Şekil 5.2-b'de bu dağılıma karşı düşen iletken dağılımı gösterilmiştir. Mmk eğrisinin dikey eksenini bobinden akan akıma

bağlı olduğu için keyfi olarak seçilir. Eğer bobinden birim akım geçtiği düşünülürse c bobininin mmk dağılımının Fourier serisi genel metotlarla, β_c , bobinin ekseninin referans eksenden olan sapması olmak üzere şu şekilde olacaktır[2]:

$$F_c(\theta) = \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} N_c \left(\frac{\sin n\alpha_c}{n} \right) \frac{\sin n\epsilon}{n\epsilon} \cos[n(\theta - \beta_c)] \quad (5.1)$$

$F_c(\theta)$ fonksiyonu Fourier serisine açılırken yatay eksen öyle seçilebilir ki fonksiyonun ortalama değeri sıfır olur ve seri ifadesinde sabit terim gözükmez. $F_c(\theta)$ fonksiyonu alınan referansa göre çift fonksiyon olduğu için $\sin m\theta$ 'lı terimler gözükmezler.

Aynı bobin için iletken dağılımı $f_c(\theta)$ ise aşağıdaki biçimde elde edilir.

$$f_c(\theta) = \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} N_c \sin n\alpha_c \frac{\sin n\epsilon}{n\epsilon} \sin[n(\theta - \beta_c)] \quad (5.2)$$

Yukarıdaki ifadeler bütün bobinler için toplanırsa bir faza ait bütün bobinlerin toplam mmk dağılımı;

$$F(\theta) = \frac{2}{\pi} \sum_{c=1}^C \sum_{n=1}^{\infty} N_c \left(\frac{\sin n\alpha_c}{n} \right) \frac{\sin n\epsilon}{n\epsilon} \cos[n(\theta - \beta_c)] \quad (5.3)$$

iletken dağılımı;

$$f(\theta) = \frac{2}{\pi} \sum_{c=1}^C \sum_{n=1}^{\infty} N_c \sin n\alpha_c \frac{\sin n\epsilon}{n\epsilon} \sin[n(\theta - \beta_c)] \quad (5.4)$$

olarak bulunur.

5.2.2 Akı Bileşenlerinin Bir faz Sargısında Endüklediği Emk'lar

Asenkron makinadaki gerçek koşulları sağlayabilmek için her harmonik bileşeninin, derecesiyle ters orantılı olan bir senkron hıza sahip olduğu gözönüne alınmıştır. [m. harmonik için temel bileşenin $(1/m)$ 'i]

Endüklenen gerilimlerin hesabında sadece akı harmonik bileşenlerine bağlı olarak genliklerine ihtiyaç vardır; öyle ki dönüş yönleri önemsizdir. Basitleştirmek için harmoniklerin hepsinin aynı dönüş yönüne sahip olduğu kabul edilebilir. (Gerçek makinalarda harmoniklerin dönüş yönü harmoniğin derecesine bağlıdır.

ψ_m , keyfi değer ve m, herhangi bir integral sabiti olmak üzere, halkalanan akının m. değeri şu şekildedir. Akı dalgası sonsuz sayıda, herbirinin tepe değeri B_{om} olan ve ω/m hızı ile halkalanan harmonik bileşenleri içerir.

$$B_m = B_{om} \cos(m\theta + \omega t + \psi_m) \quad (5.5)$$

Akı kesme kuralı kullanılarak ve iletkenin birim uzunluğu düşünülerek, iletken dağılımının ufak bir kesiminde ($\delta\theta$), $[f(\theta).\delta\theta]$ iletken üzerinde, m. harmonik akı bileşeni tarafından endüklenen toplam emk'nın ani değeri;

$$\Delta v_m = B_m \left(\frac{\omega}{m}\right) r \cdot f(\theta) \cdot \delta(\theta) \quad (5.6)$$

şeklinde [2]. Burada B_m , akı yoğunluğunun θ açısındaki m. harmoniğinin genliği; (ω/m) , bu bileşenin açısal hızı; r, endüvinin yarıçapıdır. (5.6)'da, (5.5) ve (5.4) yerine konulursa denklem şu hale gelir.

$$\Delta v_m = \frac{2 B_{om} \omega r}{m \pi} \sum_{c=1}^C \sum_{n=1}^{\infty} N_c \sin n\alpha_c \cdot \sin[n(\theta - \beta_c)] \cos(m\theta + \omega t + \psi_m) d\theta \quad (5.7)$$

Her fazdaki iletkenler benzer a paralel kolda seri-paralel bağı olduğu için, akı yoğunluğunun m. harmoniğinin bütün faz sargısında endüklediği net emk için, endüvi çevresinde θ 'ya bağı integrasyon yapılır. İntegralde bilinenler yerine konulursa (5.8) bulunur.

$$v_m = \frac{1}{a} \int_{\theta=0}^{\theta=2\pi} \Delta v_m \cdot d\theta \quad (5.8)$$

$$v_m = \frac{2 \cdot B_{om} \cdot \omega \cdot r}{a \cdot m \pi} \sum_{c=1}^c \sum_{m=1}^m N_c \sin(n \alpha_c) \frac{\sin n\epsilon}{n\epsilon} \int_0^{2\pi} \sin[n(\theta - \beta_c)] \cos(m \beta_c + \omega t + \psi_m)$$

Yukarıdaki ifadede n ile m eşit olmaz ise farklı frekanstaki sinüs biçimli terimlerin çarpımının integrali sıfır olduğundan dolayı v_m değeri daima sıfırdır. Ancak m ile n numerik olarak birbirine eşit ise bir sonuç elde edilebilir ve bu değer bundan böyle v_n olarak anılacaktır. Bu durumda (5.8)'in son hali aşağıdaki gibidir.

$$v_n = -\frac{2 \cdot B_{on} \cdot \omega \cdot r}{a \cdot n} \sum_{c=1}^c N_c \sin(n \alpha_c) \sin(n \beta_c + \omega t + \psi_n) \frac{\sin n\epsilon}{n\epsilon} \quad (5.9)$$

Bu sayede, en genel anlamda, iletken dağılımının n. harmoniğindeki net emk'nın, sadece akının n. harmoniği tarafından endüklenebildiği ortaya çıkar. Akının n. dereceden farklı olan geri kalan akı harmonikleri, iletken dağılımının n. harmoniğinde sıfır gerilim endüklerler.

$n=m$ iken (5.9) açık halde yazılırsa ani emk değeri v_n ve bu emk'nın tepe değeri V_{on} şu şekildedir.

ani değeri

$$v_n = -\frac{2 \cdot B_{on} \cdot \omega \cdot r}{a \cdot n} \left[\sum_{c=1}^c N_c \sin n \alpha_c \frac{\sin n \epsilon}{n \epsilon} \sin n \beta_c \cos(\omega t + \psi_n) + \sum_{c=1}^c N_c \sin n \alpha_c \frac{\sin n \epsilon}{n \epsilon} \cos n \beta_c \sin(\omega t + \psi_n) \right] \quad (5.10-a)$$

Tepe değeri

$$V_{on} = \frac{2 \cdot B_{on} \cdot \omega \cdot r}{a \cdot n} \left[\left(\sum_{c=1}^c N_c \sin n \alpha_c \frac{\sin n \epsilon}{n \epsilon} \sin n \beta_c \right)^2 + \left(\sum_{c=1}^c N_c \sin n \alpha_c \frac{\sin n \epsilon}{n \epsilon} \cos n \beta_c \right)^2 \right]^{1/2} \quad (5.10-b)$$

5.2.3 Bir Faz Sargısının Harmonik Sargı Faktörleri

Bir faz sargısının n. harmonik için sargı faktörü (k_{wn}), gerilimin gerçek değerinin, hesaplanan gerilim değerine oranlanmasıyla belirlenebilir [2].

$$k_{wn} = \frac{V_{on}}{V'_{on}} \quad (5.11)$$

Bir sargıdaki toplam sarım sayısı $\sum_{c=1}^c N_c$ (her bobinde N_c sarım var), toplam şletken

sayısı $2 \sum_{c=1}^c N_c$, paralel kol sayısı $\frac{2}{a} \sum_{c=1}^c N_c$ olacağına göre V'_{on} şu şekilde yazılabilir.

$$V'_{on} = B_{on} \left(\frac{\omega}{n} \right) r \cdot \frac{2}{a} \sum_{c=1}^c N_c \quad (5.12)$$

$$V'_{on} = 2 \frac{B_{on} \omega r}{a n} \sum_{c=1}^c N_c$$

Burada sargı faktörü ifadesi, (5.10), (5.11), (5.12) ile; son şeklini alır

$$k_{wn} = \frac{1}{\sum_{c=1}^c N_c} \left[\left(\sum_{c=1}^c N_c \sin n \alpha_c \frac{\sin n \epsilon}{n \epsilon} \sin n \beta_c \right)^2 + \left(\sum_{c=1}^c N_c \sin n \alpha_c \frac{\sin n \epsilon}{n \epsilon} \cos n \beta_c \right)^2 \right]^{1/2} \quad (5.13)$$

5.2.4 Bir Faz Sargısı İçin Mmk Bileşenleri

Fazdan geçen akımın ani değeri i_p kabul edilirse, bir iletkenin akımı daha önce bahsedilen paralel kol sayısından dolayı (i_p/a) olacaktır. Bu akım ile mmk dağılımının çarpımı mmk dalgası hakkında bir ifade verir.

$$F(\theta) = \frac{2i_p}{a\pi} \sum_{c=1}^c \sum_{n=1}^{\infty} N_c \left(\frac{\sin n \alpha_c}{n} \right) \frac{\sin n \epsilon}{n \epsilon} \cos[n(\theta - \beta_c)] \quad (5.14)$$

Bu dalga'nın n.harmoniği:

$$F(\theta) = \frac{2i_p}{a\pi} \sum_{c=1}^c N_c \frac{\sin n \alpha_c}{n} \frac{\sin n \epsilon}{n \epsilon} \cos[n(\theta - \beta_c)] \quad (5.15)$$

Bu harmoniğin tepe değeri:

$$F_{onp} = \frac{2i_p}{na\pi} \left[\left(\sum_{c=1}^c N_c \sin n \alpha_c \frac{\sin n \epsilon}{n \epsilon} \sin n \beta_c \right)^2 + \left(\sum_{c=1}^c N_c \sin n \alpha_c \frac{\sin n \epsilon}{n \epsilon} \cos n \beta_c \right)^2 \right]^{1/2} \quad (5.16)$$

Sargı faktörü ifadesi yerine konulursa;

$$F_{\text{onp}} = \frac{2}{n \pi} i_p \frac{\sum_{c=1}^c N_c}{a} k_{\text{wn}} \quad (5.17)$$

elde edilir. $\frac{\sum_{c=1}^c N_c}{a}$ değeri bir fazdaki seri bağlı sarım sayısıdır (N_p). $\frac{\sum_{c=1}^c N_c}{2a}$ bir tek kutubun merkezinde etkili sarım sayısıdır. ($N_p/2$) Yani bir fazın toplam ampersarımı F_{onp} değerinin son hali şu şekilde olur.

$$F_{\text{onp}} = \frac{4}{n \pi} k_{\text{wn}} \frac{N_p i_p}{2} \quad (5.18)$$

5.2.5 Simetrik Üç Faz Sargısındaki Bileşke Mmk

Simetrik üç fazlı sargıda fazlar özdeştir ve $2\pi/3$ 'lük açılarla yerleştirilmişlerdir. Burada gösterilecektir ki, üç fazlı dengeli akımda, bütün sargının mmk dalgasının temel ve harmonik bileşenlerinin genlikleri ve dönüş yönleri, sargının bir fazının mmk dalgasının temel ve harmonik bileşenlerinin genliklerinden kolayca elde edilir.

A,B,C fazlarına göre mıknatıslayıcı sarımların dağılımı, hava aralığındaki herhangi bir θ açısal konumunda şu şekilde gösterilebilir.

$$N \begin{Bmatrix} A \\ B \\ C \end{Bmatrix} = \sum_{n=1}^{\infty} N_n \cos n \begin{Bmatrix} 0 \\ \theta - 2\pi/3 \\ 4\pi/3 \end{Bmatrix} \quad (5.19)$$

Her fazdaki akımlar;

$$i \begin{Bmatrix} A \\ B \\ C \end{Bmatrix} = I_0 \cos n \begin{Bmatrix} 0 \\ \theta - 2\pi/3 \\ 4\pi/3 \end{Bmatrix} \quad (5.20)$$

Her fazın mmk değeri, (5.19) ve (5.20)'nin çarpımı ile bulunur.

$$i N \begin{Bmatrix} A \\ B \\ C \end{Bmatrix} = I_0 \cos n \begin{Bmatrix} 0 \\ \theta - 2\pi/3 \\ 4\pi/3 \end{Bmatrix} \sum_{n=1}^{\infty} N_n \cos n \begin{Bmatrix} 0 \\ \theta - 2\pi/3 \\ 4\pi/3 \end{Bmatrix} \quad (5.21)$$

Bileşke mmk $(i.N)_n$, üç ayrı fazın mmk'lerinin toplamından elde edilir.

$$\begin{aligned} (iN) &= \sum_{A,B,C} \begin{bmatrix} A \\ B \\ C \end{bmatrix} iN \begin{bmatrix} A \\ B \\ C \end{bmatrix} = i_A N_A + i_B N_B + i_C N_C \\ &= \frac{I_0}{2} \left\{ \sum N_n \cos(n\theta + \omega t) + \sum N_n \cos(n\theta - \omega t) \right. \\ &\quad + \sum N_n \cos[n\theta + \omega t - (n+1)2\pi/3] \\ &\quad + \sum N_n \cos[n\theta - \omega t - (n-1)2\pi/3] \\ &\quad + \sum N_n \cos[n\theta + \omega t - (n+1)4\pi/3] \\ &\quad \left. + \sum N_n \cos[n\theta - \omega t - (n-1)4\pi/3] \right\} \quad (5.22) \end{aligned}$$

$\cos \phi + \cos(\phi \pm 2\pi/3 + 2\pi\lambda) + \cos(\phi \pm 4\pi/3 + 2\pi\lambda)$ toplamı λ , herhangi bir tam sayı olmak üzere, her ϕ değeri için sıfırdır ve $n=1,3,4,6$ değerleri için $(n\theta + \omega t)$ içeren terimler; $n=2,3,5,6$ değerleri için $(n\theta - \omega t)$ içeren terimler sıfır olur.

Bileşke mmk'nın harmonikleri fazdaki mmk harmonikleri cinsinden değeri şu şekildedir.

$$[i.N]_1 = 3/2 \cdot [I_0.N_1] \cdot \cos(n\theta - \omega t)$$

$$\begin{aligned}
[i.N]_2 &= 3/2 \cdot [I_o.N_2] \cdot \cos(n\theta + \omega t) \\
[i.N]_3 &= 0 \\
[i.N]_4 &= 3/2 \cdot [I_o.N_4] \cdot \cos(n\theta - \omega t) \\
[i.N]_5 &= 3/2 \cdot [I_o.N_5] \cdot \cos(n\theta + \omega t) \\
[i.N]_6 &= 0
\end{aligned} \tag{5.23}$$

Yüksek dereceli harmonikler için yukarıdaki ifade aynı şekilde devam eder. $(3\mu+1)$ dereceli harmonikler $(3\mu-1)$ dereceli harmoniklerle ters yönde dönerler ve 3μ dereceli olanlar tamamen sıfırdır. Dahası, faz mmk'sında varolan 3μ dereceli harmonikler dışında kalan harmonikler bileşke mmk'da da mevcuttur, fakat herbiri $3/2$ katına çıkmıştır.

İlave edilmelidir ki, bütün çift dereceli harmonikler genel olarak faz mmk dalga şeklinde gözükmezler. Fakat bazı durumlarda varolabilirler. Eğer dereceleri 6 ve katlarına eşit değilse, bileşke mmk'da da aynı katsayıyla gözlenebilirler. En son bahsedilen harmonikler bileşke mmk'da gözükmezler.

Burada yapılan hesaplarda olukların açısal genişlikleri ihmal edilmemiş ve oluk faktörü (k_d) dikkate alınmıştır. Eğer ε değeri sıfıra yakınsarken yani oluğun akımını oluğun tam merkezinde kabul ederek hesap yapılırsa $k_d=1$ olur ve işlemler daha da kolay hale gelir.

5.3 SİMETRİSİZ STATOR SARGILARINDA UZAY HARMONİKLERİNİN MATRİSEL ANALİZİ

Asenkron makinanın hava aralığında magnetik alanın harmonik analizinin elektrik makinaları teorisinin temel konularından biri olduğu daha önce belirtilmişti. Fourier açılımına dayanan gerçek zamandaki klasik metot, asenkron makinada yaygın olarak kullanılan tam oluklu sargılar için yeterlidir. Bununla birlikte, senkron makinadaki ve asenkron makina için kullanılan kutup-genlik modülasyonundaki harmonik analizindeki problemler, daha etkin harmonik analizlerine olan ilgiyi arttırmıştır. Çünkü kesirli oluklu sargılar daha karmaşıktır ve kaliteleri harmonik spektrumuna bağlıdır.

Bu bölümde, daha önceki bölümlerde açıklanan, uzay fazörü teorisinin giriş kısmının, keyfi dağılımlı kesir oluklu sargılarda harmonik analizi için çok uygun olduğu gösterilecektir.

5.3.1 Matris Gösteriminde Sargıların Dağılımı

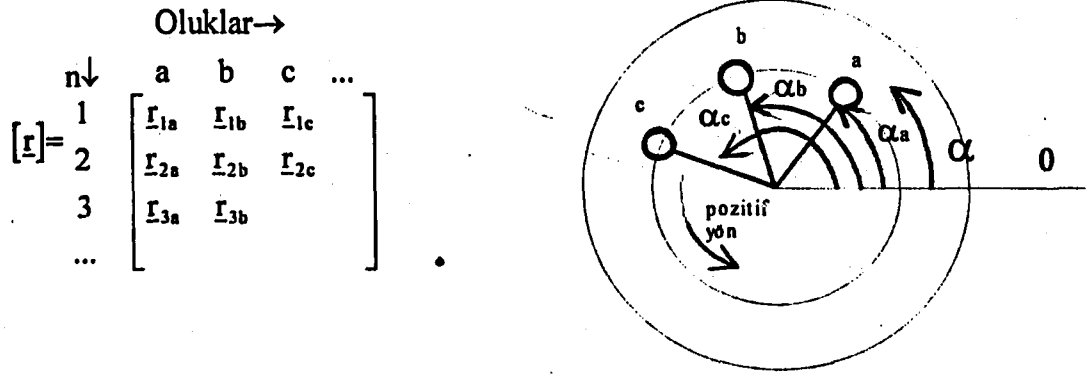
Yapılacak olan analiz, matrisel bir analiz olduğu için kullanılacak büyüklüklerin de matris şeklinde yazılmış olması gerekir. Oluklardaki bir sargının dağılımı matris formunda kolayca ifade edilebilir. Aşağıda Şekil 5.3'te verilecek olan $[z]$ matrisinin elemanları a,b,c... oluklarında yerleşmiş A,B,C,... fazlarına düşen iletken sayılarıdır. Bundan dolayı, $[z]$ 'nin satırları olukları, sütunları da fazları içerir. $[z]$ 'deki iletken sayıları, bu iletkenlerdeki akımın yönüne göre pozitif veya negatif olabilir. $[z]$, herhangi bir sayıda oluk veya faz için ve keyfi dağılımlı sargılar için kolayca oluşturulabilir [7].

$$[z] = \begin{matrix} & \text{Oluklar} \downarrow & \begin{matrix} \text{Fazlar} \rightarrow \\ \text{A} & \text{B} & \text{C} & \dots \end{matrix} \\ \begin{matrix} a \\ b \\ c \\ \dots \end{matrix} & \begin{bmatrix} z_{aA} & z_{aB} & z_{aC} & \dots \\ z_{bA} & z_{bB} & z_{bC} & \dots \\ z_{cA} & z_{cB} & & \dots \\ \dots & & & \dots \end{bmatrix} \end{matrix}$$

Şekil 5.3 İletken matrisi

5.3.2 Kompleks Büyüklük Olarak Oluk Konumları

Şekil 5.4'de görülen $[r]$ matrisi, n. dereceden harmoniklerin kompleks düzlemindeki olukların ($x=a,b,c,\dots$) konumlarını simgeleyen birim uzunluktaki vektörleri içerir. α_x açıları ($\alpha_a, \alpha_b, \alpha_c, \dots$) ilgili olukların polar koordinatlarıdır. (Şekil 5.4) Bu durumda $[r]$ matrisinin elemanları $[r_{nx}] = e^{jn\alpha_x}$ şeklindedir [9].



Şekil 5.4 Kompleks olarak oluk konum matrisi ve olukların açısal konumları

5.3.3 Kompleks Etkin İletken Sayıları

Yukarıda verilen $[z]$ ve $[r]$ matrislerinin çarpımıyla elde edilen $[S]$ matrisi, çeşitli uzay harmonikleri için ilgili fazların kompleks etkin iletken sayılarını (S_{nx}) içerir. Kompleks etkin iletken sayıları, harmoniklerin kompleks düzleminde fazların uzay konumunu temsil eder. Eğer S_{nx} , bahsedilen fazdaki iletken sayısına bölünürse, ilgilenilen n. dereceden uzay dalgası için o fazın kompleks sargı faktörü k_{wn} bulunur. Bu değer mutlak değeri klasik anlamdaki sargı faktörüne karşı gelir ve kompleks düzlemdeki konumu da bahsedilen fazın konumunu temsil eder. Tek başlarına sargı faktörleri, sargıdaki harmonik spektrumu için ilk bilgiyi verirler. $[S]$ matrisi Şekil 5.5'te verilmiştir.

Fazlar→

$$[\underline{S}] = [\underline{r}] \cdot [\underline{z}] = \begin{matrix} n \downarrow & A & B & C & \dots \\ 1 & \underline{r}_{1A} & \underline{r}_{1B} & \underline{r}_{1C} & \\ 2 & \underline{r}_{2A} & \underline{r}_{2B} & \underline{r}_{2C} & \\ 3 & \underline{r}_{3A} & \underline{r}_{3B} & & \\ \dots & & & & \end{matrix}$$

Şekil 5.5 Kompleks efektif iletken sayıları matrisi

5.3.4 Akım Uzak Fazörleri

$[I]$ matrisi, $[S]$ matrisi ile $i_A, i_B, i_C, \dots$ faz akımlarının ani değerlerini içeren $[i_w]$ sütun matrisinin çarpılmasıyla elde edilir ($[I]=[S].[i_w]$) [7]. Bu matrisin elemanları, makina uzayındaki akım yük durumunu temsil eden n. dereceden toplam akım yoğunluğu dalgalarıdır. Bunların birimi amper/radyan'dır. π ile bölünmüş olan bu uzay fazörlerinin ($i_1, i_2, i_3, \dots, i_n$) mutlak değerleri, verilen akımların ani değerleri için, ilgili akım yoğunluklarının genliğine eşittir. Akım yoğunluğunun uzay fazörleri, sargı niteliklerinin incelenmesindeki ikinci basamağı oluşturur.

5.3.5 Alternatif Akımlarla Yapılan İnceleme

Bir sargının incelenmesi genellikle sürekli hal için gerçekleştirilir. (Örneğin bütün fazlarda eşit frekanslı alternatif akımlar için) Herhangi bir alternatif akımın ani değeri i, I cinsinden ($|I|$, efektif değer) aşağıdaki bağıntıyla ifade edilir.

$$\begin{aligned} i &= \text{Re} \left[I \sqrt{2} e^{j\omega t} \right] \\ &= \frac{1}{2} I e^{j\omega t} + \frac{1}{2} I^* e^{-j\omega t} \end{aligned} \quad (5.24)$$

($j^2 = -1$ ω : açısal frekans t : zaman $*$ =eşlenik)

Bundan dolayı, ani faz akımları matrisi $[i_w]$ şöyle yazılabilir.

$$[i_w] = \frac{1}{\sqrt{2}} [I_w] e^{j\omega t} + \frac{1}{\sqrt{2}} [I_w]^* e^{-j\omega t} \quad (5.25)$$

$[I_w]$: Akım fazörleri ($I_A, I_B, I_C, \dots$)'nin matrisi

Asimetrik durum için $[I_w]$ matrisi:

Simetrik durum için $[I_w]$ matrisi:

$$a = e^{(j \cdot 2\pi/m)}$$

$$[\underline{I}_w] = \begin{bmatrix} \underline{I}_A \\ \underline{I}_B \\ \underline{I}_C \\ \dots \\ \underline{I}_X \end{bmatrix} \quad [\underline{I}_w] = \underline{I}_A \begin{bmatrix} 1 \\ \underline{a}^{-1} \\ \underline{a}^{-2} \\ \underline{a}^{-3} \\ \dots \end{bmatrix} = \underline{I}_A [\underline{a}]^*$$

5.3.6 Uzak Harmoniklerinin Döner Alanları

$[\underline{S}]$ ve $[\underline{I}_w]$ içindeki $\underline{I}_A, \underline{I}_B, \underline{I}_C$ zamandan bağımsız olduklarından (5.25), $[\underline{1}]$ ifadesinin tanım denkleminde yerine konulursa pozitif ve negatif yönde dönen akım yoğunlukları formunda $\underline{1}_1, \underline{1}_2, \underline{1}_3, \dots, \underline{1}_n$ uzay fazörlerini verir. Stator ile rotor arasındaki magnetik potansiyel farkının harmoniği şu fazörlerle belirlenir [8]:

$$\underline{V}_n = \frac{j}{n\pi} \underline{1}_n \quad (5.26)$$

V_n , uzay fazörlerinin mutlak değerleri, sargının kalitesi hakkında ön bilgi veren harmonik spektrumuna; mmk eğrisinin harmoniklerinin genliklerine eşittir.

(5.26)'da yer alan $[\underline{1}]$ 'nin elemanlarının n ile bölünmesi, $[\underline{1}]$ ile $[n]$ köşegen matrisinin çarpımı şeklinde yazılabilir.

$$[n] = \begin{matrix} & n \rightarrow \\ \begin{matrix} n \downarrow \\ 1 \\ 2 \\ 3 \\ \dots \end{matrix} & \begin{bmatrix} 1/1 & 0 & 0 & \dots \\ 0 & 1/2 & 0 & \dots \\ 0 & 0 & 1/3 & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \end{bmatrix} \end{matrix}$$

Şekil 5.6 n matrisi

(5.26)'da daha önce belirlenen matrisler yerine konulursa, mmk'nın harmonik spektrumu $[\underline{V}]$ matrisel olarak elde edilebilir.

$$[\underline{V}] = \frac{j}{\sqrt{2} \pi} [\underline{n}][\underline{r}][\underline{z}] \left\{ [\underline{I}_w] e^{j\omega t} + [\underline{I}_w]^* e^{-j\omega t} \right\} \quad (5.27)$$

Bu denklemde verilen matrisler bu bölümde daha önce tanımlanmıştır. Görülebileceği üzere $[\underline{V}]$ iki bileşene ayrılabilir.

$$\begin{aligned} [\underline{V}] &= [\underline{V}'] \cdot e^{j\omega t} + [\underline{V}''] \cdot e^{-j\omega t} \\ [\underline{V}'] &= j/(\sqrt{2} \cdot \pi) \cdot [\underline{n}] \cdot [\underline{r}] \cdot [\underline{z}] \cdot [\underline{I}_w] && \text{Pozitif yönde dönen mmk dalgası (t=0 anında)} \\ [\underline{V}''] &= j/(\sqrt{2} \cdot \pi) \cdot [\underline{n}] \cdot [\underline{r}] \cdot [\underline{z}] \cdot [\underline{I}_w]^* && \text{Negatif yönde dönen mmk dalgası (t=0 anında)} \\ [\underline{V}] &\text{ matrisi} && (5.28) \end{aligned}$$

Burada pozitif yön α açısının artma yönüdür. (Şekil 5.4)

(5.27), herhangi bir sayıda rastgele dağılmış asimetrik fazlara sahip olabilen bir sargıdaki mmk'nın bütün harmonic analizini temsil eder. Akım sistemi de asimetrik olabilir. Aynı denklemdeki matris, oluklama düzgün olduğu takdirde (genellikle de düzgündür) ufak bir programlanabilir hesap makinası yardımıyla bile değerlendirilebilir. basit bir sargı dağılımı için $[\underline{V}]$ matrisinin herhangi bir elemanı hesaplanırsa ve literatürdeki formülle karşılaştırılırsa (5.27)'nin geçerliliği uzay fazörü ile çalışmadan da görülebilir.

5.3.7 Oluk Faktörünün Etkisi

Yukarıda açıklanan harmonik analizi, oluk akımlarının oluğun tam merkezinden aktığı düşünülerek (oluk faktörü $k_d=1$ alınarak) yapılmıştır. Eğer harmonikleri tam olarak belirlemek yerine, sargı kalitesini belirlemek için analiz yapılıyorsa oluk faktörünün dikkate alınması gereksizdir.

$$k_d = \frac{\sin(n.\varepsilon)}{n.\varepsilon} \quad (5.29)$$

(2ε , oluk genişliğinin makina uzayında kapladığı açı)



Tablo 5.1. Stator çevresel akım yoğunluğunun Fourier açılımının matrisel gösterimi

FAZLAR											
						A	B	C			
OLUKLAR↓						a	Z _{aA}	Z _{aB}	Z _{aC}		
						b	Z _{bB}	Z _{bB}	Z _{bC}	i _A	A
						c	Z _{cC}	Z _{cB}	Z _{cC}	i _B	B
						d	Z _{dA}	Z _{dB}	Z _{dC}	i _C	C
n↓	a	b	c	d	...	...	[z]	...	[i _w]		
1	I _{1a}	I _{1b}	I _{1c}	I _{1d}	...	S _{1A}	S _{1B}	S _{1C}	i ₁	1	
2	I _{2a}	I _{2b}	I _{2c}	I _{2d}	...	S _{2A}	S _{2B}	S _{2C}	i ₂	2	
3	I _{3a}	I _{3b}	I _{3c}	I _{3d}	...	S _{3A}	S _{3B}	S _{3C}	i ₃	3	
4	I _{4a}	I _{4b}	I _{4c}	I _{4d}	...	S _{4A}	S _{4B}	S _{4C}	i ₄	4	
...	...	...	[r]	...	...	...	[S]	...	[l]		

BÖLÜM 6

HARMONİK ANALİZİ VE SARGI FAKTÖRÜNÜN HESAPLANMASI

6.1 GİRİŞ

Daha önceki bölümlerde mmk eğrisinin harmoniklerinin ve sargı faktörünün, diğer yöntemlerden daha kolay bir şekilde hesabına ilişkin iki ayrı analiz yönteminden söz edilmişti. Bu bölümde, bahsedilen yöntemlere ilişkin, Matlab ile hazırlanan bilgisayar programları ile bunların kullanımı verilmiştir.

Bütün programlarda hesaplanacak en büyük dereceli harmonik, hesap yapılacak adım uzunluğu değiştirilebilir. Harmonik derecesini çok yüksek, adım uzunluğunu çok küçük tutmak hesap süresinin çok uzamasına sebep olur. Ayrıca eğer oluk faktörü (k_{dn}) ihmal edilmek isteniyorsa, oluk genişliği (2ϵ) sıfır olarak işleme sokulmalıdır.

Programların yazılımında değişkenler rakam olarak girilemediğinden dolayı, bu değişkenler, kullanılan formüllere uygun olması açısından, kolayca anlaşılacak şekilde değiştirilmişlerdir (örneğin $2\alpha_c$ yerine $ikiac$ kullanılmıştır).

6.2 CEBİRSEL OLARAK ANALİZİ YAPILAN BÜYÜKLÜKLERİN HESABI

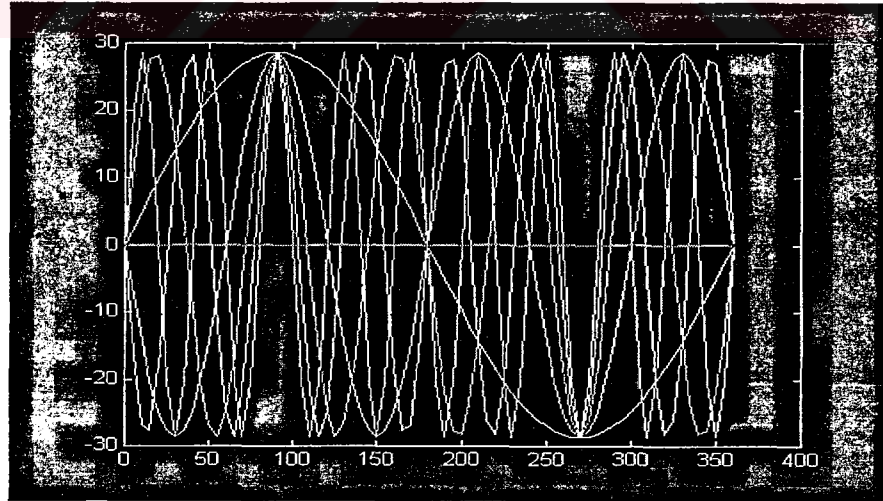
Bu kısımda, ilk olarak açıklanan yöntemde kullanılan büyüklüklerin hesabı gerçekleştirilecektir. Matematiksel ifadeleri ilgili bölümlerde verilmiş olduğundan burada tekrar açıklanmayacaktır. Buradaki bütün fonksiyonlar için bobinlerin sarım sayıları, açısal genişlikleri, bobin eksenlerinin referans eksene olan uzaklıkları ve olukların açısal genişlikleri derece olarak verilmelidir. Bir faza ilişkin ifadelerin hesaplandığı fonksiyonlarda toplam bobin sayısı da belirtilmelidir. Kullanılan bütün programların yazılımları EK-A'da ayrı ayrı verilmiştir. Harmonik hesabı yapılan ifadeler şunlardır:

- 1-Bir bobine ilişkin uzaydaki iletken dağılımı
- 2-Bir faza ait bütün bobinlere ilişkin uzaydaki iletken dağılımı
- 3-Birim akım için bir bobine ilişkin uzaydaki ampersarım dağılımı
- 4-Birim akım için bir faza ait bütün bobinlerin ampersarım dağılımı
- 5-Bir faz sargısına ilişkin sargı faktörü (k_{wn})

Bir faza ilişkin fonksiyonlar için sargıların karakteristik büyüklükleri girilirken, her büyüklük satır matris olarak verilmelidir. Şüphesiz ki, bir bobine ilişkin büyüklükler matrislerin aynı sütunlarında olmalıdır.

6.2.1 Bir Bobinin Uzaydaki İletken Dağılımı

Bu fonksiyonun harmoniklerinin hesabı için örnek olarak 45 sarımlı, 180° 'lik açısal genişliğe sahip (çap boyunca yerleştirilmiş), bobin eksenini referans eksenle çakışık ($\beta_c=0$), oluk faktörü ihmal edilmiş bir bobinin uzaydaki iletken dağılımının harmonikleri hesaplanmıştır. (Ölçüm adımı 5° alınmış ve 10. harmoniğe kadar hesap yapılmıştır.)



Şekil 6.1. Bir bobine ilişkin iletken dağılımı fonksiyonu harmonikleri

6.2.2 Bir Faza Ait Bütün Bobinlerin İletken Dağılımı

Bir fazında iki bobini olan bir sargı için analiz yapılmıştır. Analizi yapılan sargının karakteristik büyüklükleri şu şekildedir:

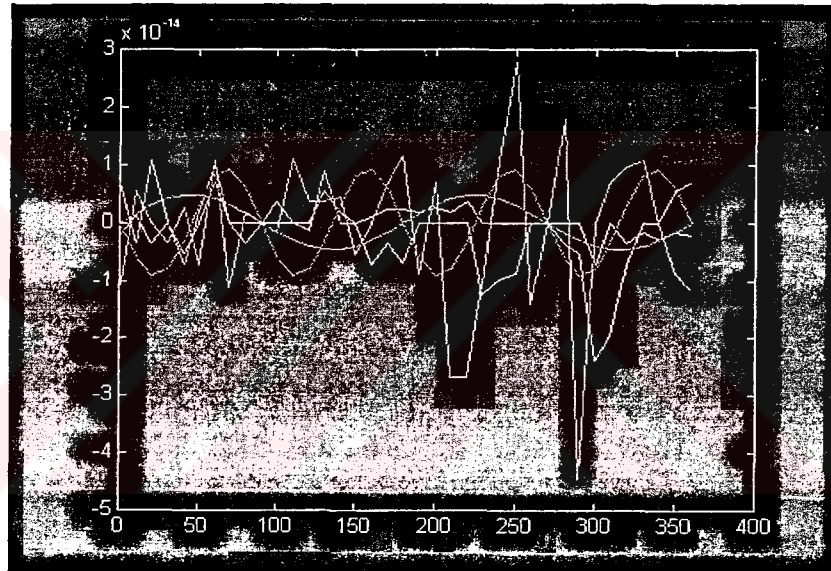
$$[N_c]=[30 \ 30]$$

$$[2\alpha_c]=[180^\circ \ 180^\circ]$$

$$[\beta_c]=[0^\circ \ 180^\circ]$$

$$2\varepsilon=5^\circ$$

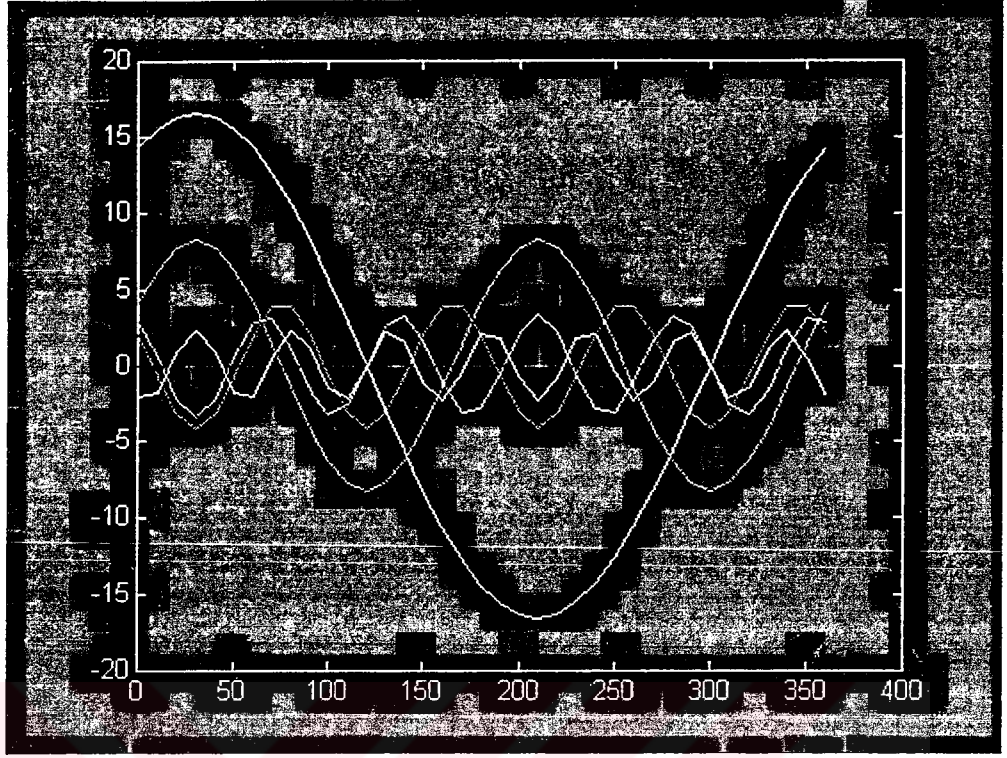
Ölçüm adımı 10° alınmış ve 5. harmoniğe kadar hesap yapılmıştır.



Şekil 6.2. Bir faza ilişkin bobinlerin iletken dağılım fonksiyonu harmonikleri

6.2.3 Birim Akım için Bobinin Ampersarımının Harmonikleri

Kullanılan örnek bobin 30 sarımlıdır. Bobin, kırılgan olarak seçilmiş ve açılal genişliğı 120° , ve $\beta_c=30^\circ$ olarak alınmıştır. Oluk faktörü ihmal edilmiştir. Hesap adımı 10° 'dir ve en büyük dereceli harmonik 7. harmoniktir.



Şekil 6.3. Birim akımda bir bobinin ampersarım dağılımı harmonikleri

6.2.4 Bir faza ilişkin toplam mmk dalgasının harmoniklerinin hesabı

Faz ve kutup çifti başına başına 2 bobin düşen sargı için hesap yapılmış olup, olukların makina uzayında düzgün dağıldığı ve her bobinin 10 sarımlı olduğu düşünülmüştür . Herbir oluğun genişliği 5° alınmış,. Bu durumda girilecek veri matrisleri şöyle olur.

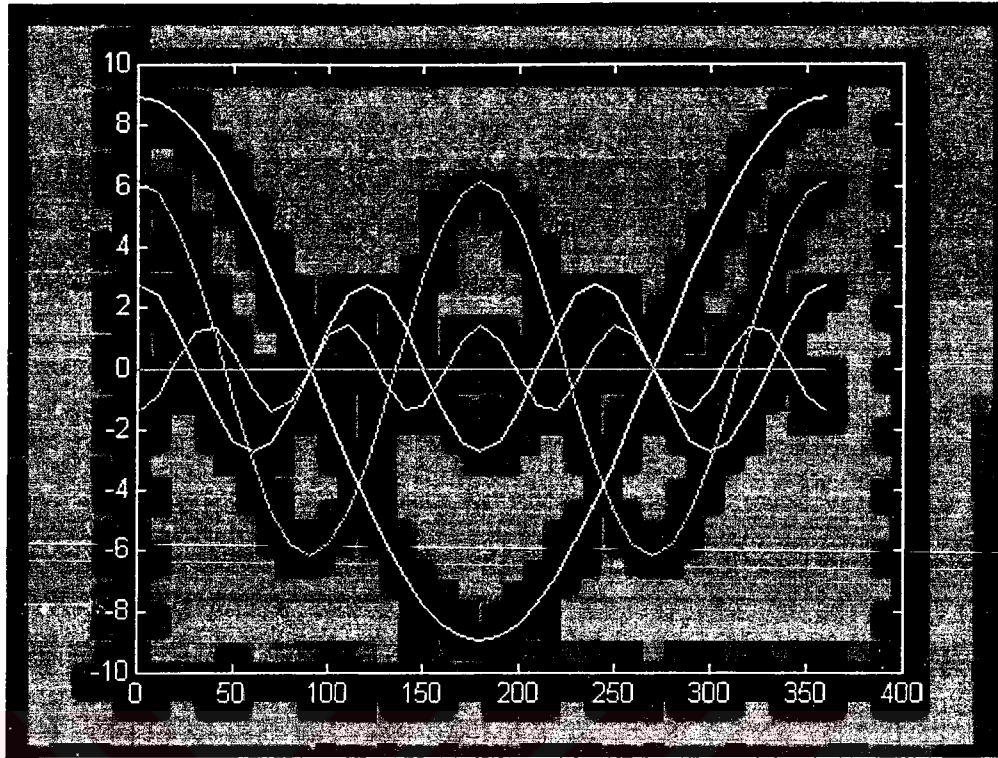
$$[N_c]=[10 \ 10]$$

$$[2\alpha_c]=[105^\circ \ 75^\circ]$$

$$[\beta_c]=[0^\circ \ 0^\circ]$$

$$2\epsilon=5^\circ$$

Burada da hesap adımı 10° ve en büyük dereceli harmonik 5. harmoniktir.



Şekil 6.4. Bir faza ilişkin bobinlerin ampersarım harmonikleri

6.2.5 Sargı Faktörünün Hesaplanması

3 fazlı, 24 oluklu, 4 kutuplu bir el sargı için sargı faktörü hesaplanmıştır. Makinadaki sarım sayısı dağılımı bu sefer simetrik alınmamış, fakat olukların düzgün dağılımlı olduğu düşünülmüştür. Burada faz başına düşen bobin sayısı dördür. Oluk faktörü ihmal edilmiştir.

$$[N_c]=[10 \ 15]$$

$$[2\alpha_c]=[90^\circ \ 90^\circ]$$

$$[\beta_c]=[0^\circ \ 0^\circ]$$

$$2\varepsilon=0^\circ$$

Bu veriler sonucunda programdan elde edilen sargı faktörleri matrisi aşağıdaki gibidir:

$$k_{wn}[1 \ 2 \ 3 \ 4 \ 5]=\begin{bmatrix} 0.7071 & 1.0000 & 0.7071 & 0.0000 & 0.7071 \end{bmatrix}$$

6.3 UZAY HARMONİKLERİNİN VE SARGI FAKTÖRÜNÜN MATRİSEL OLARAK BELİRLENMESİ

Burada, uzay harmoniklerinin ve sargı faktörünün matrisel olarak elde edilmiş ifadeleri yine Matlab programı ile gerçekleştirilecektir. Yazılan programlar, olukların dağılımının simetrik olmaması ve fazlardan akan akımların dengesiz olması durumlarının her ikisinde de işlevliğini korumaktadır.

Verilen ilk program ile kompleks sargı faktörü belirlenebilmektedir. Programa veri olarak, olukların makina uzayındaki açısal konumları, oluklardaki iletken sayıları ve ait olduğu fazlar matrisel olarak girilmelidir.

Programı kullanacak olan kişi ilk önce oluk dağılımının düzgün olup olmadığını girmelidir. Düzgün olmayan bir dağılım söz konusu ise, her oluğun konumu tek tek matrisel olarak programa tanımlanmalıdır. Oluk sayısı ve oluk dağılımının düzgün olduğu belirtildiği takdirde, program, oluk konumlarını kendisi hesaplamakta ve kullanımı kolaylaştırmaktadır. Bu programda da en büyük dereceli harmoniği seçmek mümkündür. Bütün harmonikler genlikleri ve açılarıyla belirlenebilirler. Oluk faktörünün ihmal edilip edilmemesi kullanıcı tarafından seçilebilir.

Uzay harmoniklerinin belirlenmesi için yazılan program da, ilk programla aynı karakterdedir. İlk verilere ek olarak, akımların dengeli olup olmadığı ve akımların değeri belirtilmelidir. Akımlar dengeli ise, sadece akımın efektif değerinin girilmesi yeterlidir. Eğer akımlar dengesiz ise, bu akımların herbirinin fazör olarak değerleri belirtilmelidir.

Akım ve oluk dağılımı ile ilgili simetrisizlik durumları mutlaka programda kontrol edilmelidir. Aksi takdirde program, en son kullanıldığı andaki simetri durumu ile işlem yapacaktır.

Belirtilen değerler programa yazıldıktan sonra, pozitif ve negatif yönde dönen harmonikler ayrı ayrı hesaplanabilmekte, istenirse zaman aralığı belirtilmek koşuluyla uzay harmoniklerinin değişimi görülebilmektedir.

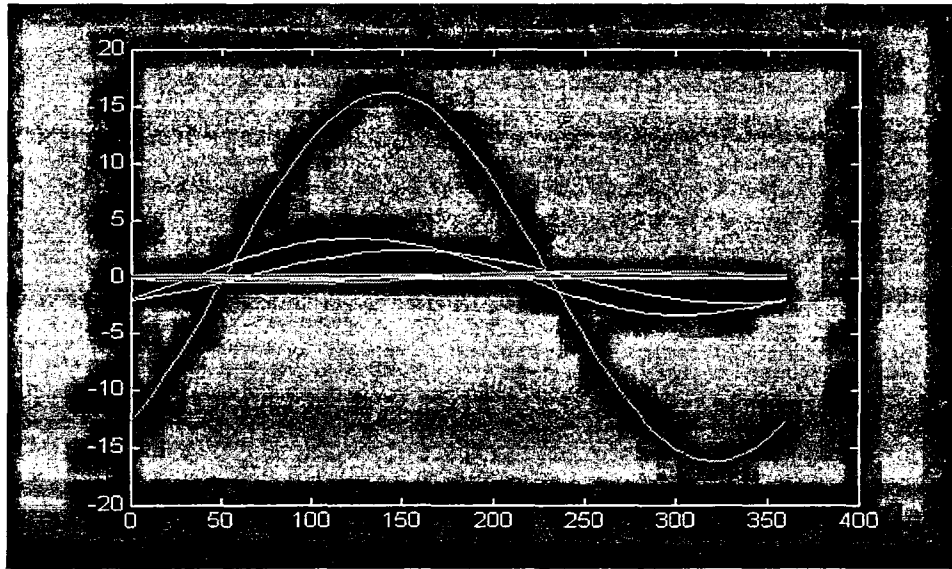
Örnek olarak 15 oluklu, dengesiz yüklenmiş, oluk faktörü ihmal edilmemiş olan ($2\varepsilon=5^\circ$) makina incelenmiştir. En büyük dereceli harmonik 15. harmonik, hesap adımı 5° 'dir. Makinanın uzay harmonikleri ve kompleks sargı faktörü hesaplanmıştır. Bu harmoniklerin bir $0^\circ < \omega t < 360^\circ$ aralığında değişimi elde edilip uzay harmoniklerinin grafiği çizilmiştir.

Tablo 6.1 Matrisel olarak incelenen makinanın mmk harmonikleri ve faz açıları

Harmonikler				
Harmonik derecesi	Pozitif yönde dönen harmonikler	Açıları	Negatif yönde dönen harmonikler	Açıları
1	0.5327	153.3614	2.8426	30.4733
2	14.7073	113.5267	-2.7563	-9.3614
3	-0.1822	-51.1096	-0.1822	-20.8904
4	-0.0907	-62.6386	0.4838	174.4733
5	0.0000	-62.4865	0.0000	105.1144
6	-0.1461	-87.1096	-0.1461	-56.8904
7	-0.0888	-98.6386	0.4740	138.4733
8	0.4127	41.5267	-0.0774	-81.3614
9	-0.0960	-123.1096	-0.0960	-92.8904
10	0.0000	-107.8164	0.0000	59.2015
11	0.1701	5.5267	-0.0319	-117.3614
12	-0.0436	-159.1096	-0.0436	-128.8904
13	-0.4022	-170.6386	2.1460	66.4733
14	0.1907	149.5267	0.0357	26.6386
15	0.0000	95.6856	0.0000	-95.6856

Tablo 6.2. Üç fazlı makinede kompleks sargı faktörleri ve faz açıları

Kompleks Sargı faktörü					
k_{wnA}	β_A	k_{wnB}	β_B	k_{wnC}	β_C
0.0878	-42.0000	0.0878	78.0000	0.0878	-162.0000
0.9099	6.0000	0.9099	-114.0000	0.9099	126.0000
0.2351	54.0000	0.2351	54.0000	0.2351	54.0000
0.0601	102.0000	0.0601	-138.0000	0.0601	-18.0000
0.0000	-1.3549	0.0000	45.0000	0.0000	-27.3862
0.3804	18.0000	0.3804	18.0000	0.3804	18.0000
0.1041	66.0000	0.1041	-174.0000	0.1041	-54.0000
0.1041	-66.0000	0.1041	174.0000	0.1041	54.0000
0.3804	-18.0000	0.3804	-18.0000	0.3804	-18.0000
0.0000	179.9574	0.0000	134.5993	0.0000	-152.6138
0.0601	-102.0000	0.0601	138.0000	0.0601	18.0000
0.2351	-54.0000	0.2351	-54.0000	0.2351	-54.0000
0.9099	-6.0000	0.9099	114.0000	0.9099	-126.0000
0.0878	42.0000	0.0878	-78.0000	0.0878	162.0000
0.0000	90.0000	0.0000	-90.0000	0.0000	90.0000



Şekil 6.5. Uzay harmoniklerinin değişimi belli bir zaman aralığında değişimi

BÖLÜM 7

SONUÇLAR

Çalışmanın ilk aşamasında, alternatif akım makinasının hava aralığı mmk'sı matematiksel yöntemler kullanılarak incelenmiş ve bu yöntemlerin uzun ve sıkıcı olmalarından dolayı tercih edilmedikleri belirtilmiştir.

Daha önce incelenmiş olan, çözümü kolaylaştırıcı yöntemler üzerinde durulmuş ve bu yöntemlere daha akıcı ve işler bir bakış açısı getirilmeye çalışılmıştır. Uzak fazörleri ve kompleks büyüklüklerin hesap yapmak için daha uygun bir yöntem olduğu gözlemlenmiştir.

Tezde açıklanan ve diğer metotlardan daha kısa sürede ve daha kolay çözüme giden iki metot, bilgisayar ile Matlab programı altında gerçekleştirilerek işlem yükü ortadan kaldırılmıştır. Açıklaması verilen tüm harmonikli fonksiyonlar program altında çalıştırılmış ve sonuçları grafik olarak verilmiştir.

Bir sargının ilk bakışta kalitesini ortaya koyan sargı faktörü de her iki metot ile ayrı ayrı, hızlı bir şekilde hesaplanabilmektedir. Matrisel hesaplı yöntemde, sargı faktörü kompleks bir büyüklük olarak hesaplanır ve bu büyüklüğün faz açısı da fazlara ilişkin sargı eksenine ait yer vektörünün açısını verir.

Açıklanan ilk metot sadece bir kutup altına düşen bobinler üzerine yapılmıştır. Matrisel olan ikinci metot ise her türlü simetrisizlik ve düzensizlikte çalışmaktadır. Olukların makina uzayındaki dağılımının düzgün olmaması, fazlardaki yüklenmenin simetrik olmaması programın çalışmasını engellemektedir.

KAYNAKLAR

- [1] BROSAN,G.S. and HAYDEN,J.T. Advanced Electrical Power and Machines, London,(1966)
- [2] BURBIDGE,R.F. A Rapid Method Of Analysing The Mmf Wave Of A Single Or Polyphase Winding, Proc.IEE (1958), 105C, pp 307-311
- [3] BODUROĞLU,T. Elektrik Makinaları Dersleri, Cilt 2, Kısım 1, Döner Alternatif Akım Makinalarına Giriş, (1964), İstanbul
- [4] HEILES,F. (Çeviren: ÜNALAN,E.) Elektrik Makinalarının Sargıları ve Bunların Yapılması, (1977), İstanbul
- [5]İMERYÜZ,M. Asenkron Makinede Geçici Olayları İnceleme Yöntemleri ve Uygulamaları, Y.Lisans Tezi, (1994), istanbul
- [6] STEPINA,J. Einführung in die allgemeine Raumzieger Theorie der Elektrischen Maschinen, Press Of Univ. Of Kaiserslautern, Kaiserslautern,(1979)
- [7] STEPINA,J. Marix Analysis Of Space Harmonics Of Asymmetrical Stator Windings, Proc. IEE Vol.134, Pt. B, No.4, July (1987)
- [8] STEPINA,J. Raumzeiger in Matrisendarstellung in der Theorie der Electrischen Maschinen, Archiv Electrotech., (1972), 55, pp. 92-97
- [9] STEPINA,J. Non-transformational Matrix Analysis Of Electrical Machines, Electr. Mach. and Electromech., (1979), 4, pp.255-268

EK-A1

BİR BOBİNE İLİŞKİN İLETKEN DAĞILIMI FONKSİYONUNUN HARMONİK
ANALİZİ

```
Nc=30
ac=90*pi/180
Bc=00*pi/180
E=5*pi/180

for n=1:10
    z=0
    for Teta=0:5:360

        Fc(n,z)=sin(n*ac)*sin(n*(Teta*pi/180-Bc))*Nc*2/pi*sin(n*E)/(n*E)
    end
end
x=(0:5:360)
plot(x,Fc)
```

EK-A2

BİR FAZA AİT BÜTÜN BOBİNLERE İLİŞKİN UZAYDAKİ İLETKEN
DAĞILIMI

```

C=2
c=1:C
N(c)=zeros(1,C)
a(c)=zeros(1,C)*pi/180
B(c)=zeros(1,C)*pi/180
M=5
Teta=20
z=360/Teta+1
W=zeros(M,z)
N(c)=[30 30]
a(c)=[60 60]*pi/180
B(c)=[0 60]*pi/180
E=5*pi/180
for n=1:M
for c=1:C
z=0
for Teta=0:20:360
z=z+1
F(c,z)=sin(n*a(c))*sin(n*(Teta*pi/180-B(c)))*N(c)*2/pi*sin(n*E)/(n*E)
end
end

t=1
for d=1:c-1
t=t+1
F(t,k)=F(t,k)+F(t-1,k)
end
end
F(t,1:z)
W(n,1:z)=F(t,1:z)
end
x=([0:20:360])
plot(x,W)

```

EK-A3

BİRİM AKIM İÇİN BİR BOBİNE İLİŞKİN UZAYDAKİ AMPERSARIM
DAĞILIMI

```

Nc=30
ac=60*pi/180
Bc=0*pi/180
E=5*pi/180
for n=1:7
z=0
for Teta=0:10:360
Fc(n,z)=(sin(n*ac)/n)*cos(n*(Teta*pi/180-Bc))*Nc*2/pi*sin(n*E)/(n*E)
end
end
x=(0:10:360)
plot(x,Fc)

```

EK-A4

BİRİM AKIM İÇİN BİR FAZA AİT BÜTÜN BOBİNLERİN AMPERSARIM
DAĞILIMI

```

C=2
c=1:C
N(c)=zeros(1,C)
a(c)=zeros(1,C)*pi/180
B(c)=zeros(1,C)*pi/180
M=5
Teta=20
z=360/Teta+1
W=zeros(M,z)
N(c)=[30 30]
a(c)=[26.25 18.75]*pi/180
B(c)=[0 0]*pi/180
E=5*pi/180
for n=1:M
for c=1:C
z=0
for Teta=0:20:360
z=z+1
F(c,z)=(sin(n*a(c))/n)*cos(n*(Teta*pi/180-B(c)))*N(c)*2/pi*sin(n*E)/(n*E)
end

for k=1:z

for d=1:c-1
t=t+1
F(t,k)=F(t,k)+F(t-1,k)
end
end
F(t,1:z)
W(n,1:z)=F(t,1:z)
end
x=([0:20:360])
plot(x,W)

```

EK-A6

MATRİSEL ANALİZ

```

m=3
Qs=15
M=15
ikiE=5*pi/180
teta=5
Ia=1
Iw=[4+2.4i; -3+3.1i; -2-5.23i]

```

```

aksim=1
if (aksim == 0 )
a=exp(2*pi*i/m)
Iv=ones(m,1)
Iw=zeros(m,1)
for k=0:m-1
Iw(k+1,1)=Ia*Iv(k+1,1)*a^(-k)
end
end

```

```

rsim=1
z=zeros(Qs,m)
r=zeros(1,Qs)
B=eye(M)
if ( rsim == 1 )
T=360/Qs*pi/180
for H=2:Qs

```

```

end
else

```

```

r(1,Qs)=[ ]
end
z=[2 0 0; 1 -1 0; 0 -1 1; -1 0 1; -2 0 0; 0 2 0; 0 1 -1; 1 0 -1; 1 -1 0; 0 -2 0; 0 0 2; -1 0
1; -1 1 0; 0 1 -1; 0 0 -2]

```

```

R=zeros(M,Qs)
for x=1:M
for g=1:Qs
R(x,g)=exp(r(1,g)*x*i)
end
end

```

```

for t=1:M
n(t,1:M)=B(t,1:M)/t

V1=i/(sqrt(2)*pi)*n*R*z*Iw
V2=i/(sqrt(2)*pi)*n*R*z*conj(Iw)
harmonik=zeros(M,4)

if ( ikiE == 0 )
ikiE=1e-10
else
end

for h=1:M
harmonik(h,1)=abs(V1(h)*sin(h*ikiE/2)/(h*ikiE/2))
harmonik(h,2)=angle(V1(h))*180/pi
harmonik(h,3)=abs(V2(h)*sin(h*ikiE/2)/(h*ikiE/2))
harmonik(h,4)=angle(V2(h))*180/pi
end

for me=1:m
for o=2:Qs
z (o,me)=z (o-1,me)+z (o,me)
end

toplam=zeros(1,m)
for me=1:m
toplam(1,me)=z (Qs,me)
end

S=R*z
G=zeros(M,m)
for t=1:M
for me=1:m
G(t,me)=S(t,me)/toplam(me)
end

kompleks_kw=zeros(M,6)
for d=1:M
kompleks_kw(d,1)=abs(G(d,1))
kompleks_kw(d,2)=angle(G(d,1))*180/pi
kompleks_kw(d,3)=abs(G(d,2))
kompleks_kw(d,4)=angle(G(d,2))*180/pi
kompleks_kw(d,5)=abs(G(d,3))
kompleks_kw(d,6)=angle(G(d,3))*180/pi
end

for t=1:M

```

ÖZGEÇMİŞ

Derya Ahmet KOCABAŞ, 1972 yılında Diyarbakır'da doğdu. İlkokulu Ankara Kavaklıdere İlkokulu'nda, ortaokulu Ankara Atatürk Anadolu Lisesi'nde, lise öğrenimini Ankara Fen Lisesi'nde tamamladı. 1990 yılında İTÜ Elektrik-Elektronik Fakültesi Elektrik Mühendisliği Bölümü'nde yüksek öğrenimine başladı. 1994 yılında aynı bölümden Elektrik Mühendisi ünvanıyla mezun oldu. 1995 yılı Ocak ayında İTÜ Elektrik-Elektronik Fakültesi Elektrik Mühendisliği Bölümü Elektrik Makinaları Anabilim Dalı'nda Araştırma Görevlisi olarak çalışmaya başladı. Halen aynı kurumda görevini sürdürmektedir.



7. EKİM 2023
T.C. YÜKSEK ÖĞRETİM VE
BİLİM BAKANLIĞI