

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**60 OLUKLU ASENKRON MOTORLARDA UZAY
HARMONİKLERİNİN ETKİLERİNİN AZALTILMASI VE İŞLETME
BAŞARIMININ ARTIRILMASI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Evren SOYDAN

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektrik Mühendisliği Programı

HAZİRAN 2017

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**60 OLUKLU ASENKRON MOTORLARDA UZAY
HARMONİKLERİNİN ETKİLERİNİN AZALTILMASI VE İŞLETME
BAŞARIMININ ARTIRILMASI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Evren SOYDAN

504131007

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektrik Mühendisliği Programı

Tez Danışmanı: Yrd. Doç. Dr. Derya Ahmet KOCABAŞ

HAZİRAN 2017

İTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü'nün 504131007 numaralı Yüksek Lisans Öğrencisi Evren SOYDAN, ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı “60 Oluklu Asenkron Motorlarda Uzay Harmoniklerinin Etkilerinin Azaltılması ve İşletme Başarımının Artırılması” başlıklı tezini, aşağıda imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

Tez Danışmanı : **Yrd. Doç. Dr. Derya Ahmet KOCABAŞ**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri : **Yrd. Doç. Dr. Murat YILMAZ**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. İbrahim ŞENOL
Yıldız Teknik Üniversitesi

Teslim Tarihi : **05 Mayıs 2017**

Savunma Tarihi : **08 Haziran 2017**





Ailem ve sevdiklerime,



ÖNSÖZ

Lisans ve lisansüstü eğitimim süresince tez danışmanım olarak desteğini hiçbir zaman esirgemeyen çok kıymetli tez danışmanım Yrd. Doç. Dr. Derya Ahmet KOCABAŞ'a teşekkürlerimi sunarım.

Tez çalışmam süresince yardımlarını hiçbir zaman esirgemeyen Mehmet Onur GÜLBAHÇE'ye teşekkürlerimi sunarım.

Tez çalışmam için gerekli teknik altyapı ve araştırma geliştirme ortamını sağlayan ARÇELİK A.Ş. Elektrik Motorları İşletmesi'ne ve tez süresinde desteklerini esirgemeyen yöneticilerime teşekkür ederim.

Tez çalışmam dönemimde gerek teknik destek gerekse çalışma sürecinde her zaman yanımda olan değerli çalışma arkadaşlarım Çağlar ACAR ve Nezih Gökhan ÖZÇELİK'e katkılarından dolayı teşekkür ederim.

Hayata geldiğim günden beri maddi manevi desteklerini esirgemeyen, akademik hayatımdaki başarılarım da en büyük pay sahibi olan çok değerli babam Bekir SOYDAN'a, annem Neşe SOYDAN'a ve en büyük destekçim kardeşim Selen SOYDAN'a sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Tez çalışmamı tamamlamam konusunda en büyük motivasyon kaynağım; sevgisi ve sabrı ile her zaman yanımda olan, çok kıymetli hayat arkadaşım Yasemin ÇEKCEOĞLU'na sonsuz sevgilerimi sunarım.

Mayıs 2017

Evren SOYDAN
Elektrik Mühendisi



İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ.....	vii
İÇİNDEKİLER	ix
KISALTMALAR	xi
SEMBOLLER	xiii
ÇİZELGE LİSTESİ.....	xv
ŞEKİL LİSTESİ.....	xvii
1. GİRİŞ.....	1
1.1 Tezin Amacı ve Kapsamı.....	2
1.2 Literatürde Yapılan Çalışmalar.....	2
2. ASENKRON MOTOR.....	7
2.1 Asenkron Motorun Çalışma Prensipleri.....	7
2.2 Eşdeğer Devre Parametreleri	7
2.3 Asenkron Makinalarda Sargı Yerleşimi	10
3. UZAY HARMONİKLERİNİ AZALTMA YÖNTEMİ	13
3.1 Uzay Harmoniği Kavramı.....	13
3.2 Uzay Harmoniği Azaltma Yöntemi	17
3.2.1 Optimizasyon yöntemi.....	18
3.3 $Q=60$ $q/2=5$ için Elde Edilmiş Katsayılar.....	20
4. TASARIM AŞAMALARI	25
4.1 Tasarım Programları İle İlgili Genel Bilgiler	25
4.2 Ref-48 in Analiz Sonuçlarının Doğrulanması	25
4.3 $q/2=5$ 60 Oluklu Motorun Tasarımı.....	26
4.3.1 Stator büyüklüklerinin hesabı.....	27
4.3.2 Rotor büyüklüklerinin hesabı	29
4.3.3 Manyetik devre büyüklüklerinin hesabı	30
4.3.4 Kısadevre akımı hesabı.....	31
4.3.5 Kayıplar ve verim hesabı.....	33
4.4 Uzay Harmoniklerinin Azaltılması İçin Oluk Optimizasyonu	33
5. ANALİZ	43
5.1 Manyetik Akı Yoğunluklarının Değişimi	43
5.2 Moment Eğrisi	44
5.3 Akım Grafikleri	45
5.4 Hava Aralığı Manyetik Alan Vektörleri	46
5.5 Uzay Harmonikleri	47
5.6 Analizlerde Kullanılan Malzemenin B-H Eğrisi	48
6. OPTİMİZASYON VE SONUÇLARIN ANALİZİ.....	51
6.1 Stator Boyunduruk Optimizasyonu (OPT-1).....	51
6.1.1 OPT-1 için manyetik analiz sonuçları	51
6.2 Stator Oluk Optimizasyonu (OPT-2).....	53
6.2.1 Dış optimizasyonu	54
6.2.2 OPT-2 için manyetik analiz sonuçları	55

6.3 Sonuçların Analizi	56
6.3.1 Devre parametreleri	56
6.3.2 Manyetik akı dağılımları ve ilişkili büyüklükler	58
6.3.3 Mekanik büyüklükler.....	58
6.3.4 İşletme büyüklükleri ve kayıplar	60
7. SONUCLAR VE ÖNERİLER.....	61
KAYNAKLAR.....	63
ÖZGEÇMİŞ.....	65



KISALTMALAR

Br	: Birim
Har. Az.Tas.	: Harmonikleri Azaltılmış tasarım
Max	: Maximum
Min	: Minimum
MMF	: Manyetomotor Kuvveti
OPT-1	: Optimize Edilmiş Tasarım-1
OPT-2	: Optimize Edilmiş Tasarım-2
Ref-48	: 48 Oluklu Referans Motor
Ref-60	: 60 Oluklu Referans Motor
SEY	: Sonlu Elemanlar Yöntemi
Sym	: Semboller



SEMBOLLER

f	: Frekans
m	: Faz Sayısı
n	: Anma hızı
n_s	: Senkron Hız
η	: Verim
p	: Kutup Çifti sayısı
P_{mek}	: Mekanik Çıkış Gücü
q	: Bir faz için kutup başına düşen oluk sayısı
Q	: Oluk Sayısı
s	: Kayma



ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 3.1 : Uzak harmoniklerinin derecelerine göre rotor frekansına etkisi [8]. ...	17
Çizelge 3.2 : Faklı q değerleri için yok edilebilecek olan harmonik sayıları ve var olan ilk uzak harmoniği[8].	18
Çizelge 3.3 : $q/2 = 5$ için ampersarım dağılımı[8].	21
Çizelge 3.4 : $q/2 = 5$ için harmonik derecesine göre harmonik genlikleri.	22
Çizelge 3.5 : $q/2 = 5$ tüm fazlar için iletkenler matrisi	23
Çizelge 4.1 : Ref-48 in anma değerleri.	26
Çizelge 4.2 : Analiz sonuçları ile test sonuçlarının karşılaştırılması.	26
Çizelge 4.3 : Karşılaştırma çizelgesi.	27
Çizelge 4.4 : $q/2 = 5$ için olması gereken ampersarım değeri.	34
Çizelge 4.5 : Komşu olukların ürettiği akı oranları ve min. dış başlangıç genişliği..	35
Çizelge 4.6 : Oluk genişlikleri hesabı.	36
Çizelge 4.7 : Hesaplanan oluk alanları ve genişlikleri.	36
Çizelge 4.8 : İzolasyonlu ve izolasyonsuz oluk alanları.	37
Çizelge 4.9 : Hesaplanan oluk boyutları.	40
Çizelge 4.10 : Optimize edilmiş oluk boyutları.	41
Çizelge 5.1 : Hava aralığı manyetik alan vektörlerinden elde edilen harmonik spektrumu.	47
Çizelge 5.2 : M700 saca ait malzeme kayıp katsayılarının 50 Hz'deki değerleri.	49
Çizelge 6.1 : OPT-2 için hesaplanan oluk boyutları.	53
Çizelge 6.2 : OPT-2 için hesaplanan dış genişlikleri.	54
Çizelge 6.3 : Devre parametreleri ve ilişkili değerler.	57
Çizelge 6.4 : Manyetik akı dağılımları ve ilişkili büyüklükler.	58
Çizelge 6.5 : Stator sargısında görülen mekanik değişiklikler.	59
Çizelge 6.6 : Aktif malzeme miktarlarında görülen değişiklikler.	59
Çizelge 6.7 : Tüm kayıplar ve işletme büyüklükleri.	60



ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 1.1 : Tez metodolojisi.	2
Şekil 2.1 : Asenkron motor T eşdeğer devresi[14].	8
Şekil 2.2 : Fazör diyagramı[14].	9
Şekil 2.3 : $2p=4$ $m=3$ fazlı asenkron motorun sargı diyagramı [14].	11
Şekil 3.1 : Ampersarım dağılımı [8].	13
Şekil 3.2 : Uzak harmoniklerinin eşdeğer devres i[14].	15
Şekil 3.3 : Uzak harmoniklerinin yol alma momenti üzerindeki etkileri [5].	16
Şekil 3.4 : Oluk konumları ve amper sarım değerlerinin hesabı için oluşturulan algoritma [8]	19
Şekil 3.5 : $q/2 = 5$ için bir faza ait ampersarım dağılımı.	21
Şekil 3.6 : $q/2=5$ için uzak harmoniği genlikleri grafiksel gösterim.	22
Şekil 4.1 : Oluk kaçak reaktansı hesabında kullanılacak oluk büyüklükleri [8].	32
Şekil 4.2 : Oluk ve dış için hesaplanması gereken büyüklükler [8].	35
Şekil 4.3 : Örnek oluk şekli [8].	37
Şekil 4.4 : Standart 60 oluklu makinaya ait laminasyon resmi.	39
Şekil 4.5 : Harmonikleri azaltılmış 60 oluklu makinaya ait laminasyon resmi.	40
Şekil 5.1 : Ref-60 manyetik akı yoğunluğu dağılımı.	43
Şekil 5.2 : Uzak harmonikleri azaltılmış makinadaki manyetik akı yoğunluğu dağılımı.	44
Şekil 5.3 : Ref-60 için moment eğrisi.	44
Şekil 5.4 : Uzak harmonikleri azaltılmış makinadaki moment eğrisi.	45
Şekil 5.5 : Ref-60 için akım grafiği.	45
Şekil 5.6 : Harmonikleri azaltılmış makina için akım grafiği.	46
Şekil 5.7 : Ref-60 için hava aralığı manyetik alan vektörlerinin dağılımı.	46
Şekil 5.8 : Harmonikleri azaltılmış makine için hava aralığı manyetik alan dağılımı.	47
Şekil 5.9 : Manyetik alan harmoniklerinin karşılaştırmalı gösterimi.	48
Şekil 5.10 : M700 sac malzemenin B-H eğrisi.	48
Şekil 6.1 : OPT-1 için manyetik akı yoğunluğu dağılımı.	51
Şekil 6.2 : OPT-1 için hava aralığı manyetik alan vektörlerinin dağılımı.	52
Şekil 6.3 : OPT-1 için moment eğrisi.	52
Şekil 6.4 : OPT-1 için akım grafiği.	53
Şekil 6.5 : OPT-2 nin laminasyon resmi.	54
Şekil 6.6 : OPT-2 için hava aralığı manyetik alan vektörlerinin dağılımı.	55
Şekil 6.7 : OPT-2 için hava aralığı manyetik alan vektörlerinin dağılımı.	55
Şekil 6.8 : OPT-2 için moment eğrisi.	56
Şekil 6.9 : OPT-2 için akım grafiği.	56



60 OLUKLU ASENKRON MOTORLARDA UZAY HARMONİKLERİNİN ETKİLERİNİN AZALTILMASI VE İŞLETME BAŞARIMININ ARTIRILMASI

ÖZET

Son yıllarda enerji verimliliğin ön plana çıkması ve teknolojik gelişmeler neticesinde motor uygulamalarındaki çeşitliğin artması asenkron motorların performansını artırmaya yönelik çalışmaları beraberinde getirmiştir. Asenkron motorların elektriksel ve mekanik performansını artırmaya yönelik hem sürüş hem de tasarım tarafında pek çok iyileştirme çalışması yürütülmektedir. Elektronik teknolojisindeki gelişmelerle birlikte asenkron motorlar saf sinüs dalga şekliyle sürüşe imkân verip zaman harmoniklerinin genliklerini düşük seviyelere indirmek mümkündür. Asenkron makinalarda zaman harmoniklerinin yanı sıra hava aralığı amper sarım dağılımı saf sinüs biçimli olmadığından dolayı uzay harmonikleri etkisini göstermektedir.

Uzay harmonikleri direkt olarak hava aralığı ampersarım (MMF) dağılımı ile ilişkilidir. Ampersarım dağılımı makine uzayı boyunca stator oluk konumu ve ilgili oluk içerisinden akan akımın bir fonksiyonu olarak ortaya çıkar. Makine uzayı içerisindeki ampersarım dağılımını değiştirmek için yapısal değişiklikler gereklidir. Bu tez çalışmasında stator oluk konumlarının değiştirilerek hava aralığı ampersarım dağılımı içerisindeki harmonikleri yok etmek amaçlanmıştır.

Tez kapsamında Arçelik A.Ş. tarafından üretilen 90kW 2 kutuplu 48 oluklu IE2 verim sınıfı asenkron motor referans motor olarak incelenmiştir. Referans motorun analitik ve sonlu elemanlar analizi yapıldıktan sonra test sonuçları ile karşılaştırılmıştır. Tasarım çıktıları ile motor test sonuçlarının örtüştüğü ispatlanmıştır. Tasarımı ve performansı doğrulanmış olan 48 oluklu motorun rotor geometrisi sabit tutularak stator ve rotor akı yoğunlukları sabit kalmak kaydı ile $q/2=5$ 60 oluklu 2 kutuplu klasik sargılı asenkron motor tasarımı yapılmıştır.

60 oluklu klasik sargılı referans motorun tasarımı sonlu elemanlar analizinde doğrulandıktan sonra referans motor parametrelerine göre 60 oluklu 2 kutuplu uzay harmonikleri azaltılmış motorun tasarımı yapılmıştır. Harmonikleri azaltılmış makinenin tasarımı daha önce $q/2=5$ için ortaya konulan oluk konumları ve ampersarım dağılımı referans alınarak yapılmıştır.

Kullanılan tasarım yönteminde belirtilen oluk konumları ve amper sarım dağılımına göre $q/2=5$ için 31.harmoniğe kadar bütün harmoniklerin etkilerinin sıfırlandığı bilinmektedir. Yapılan analizlerin sonuçları ve eşdeğer devre parametreleri her üç

makina için karşılaştırmalı olarak verilmiş olup analiz çıktılarına göre harmonikleri azaltılmış makinede elde edilen sonuçlar tatmin edicidir.

Harmonik etkilerinin azaltılmasının neticesinde hava aralığında sinüse daha yakın bir MMF dağılımı elde edilmekle beraber rotor akımları iyileştirilmiştir. Rotor akımlarının azalması neticesiyle rotor iletken kayıplarında ciddi oranda iyileşme görülmüştür. Yok edilen harmoniklerin bozucu momentlerinin iyileştirilmesi sonucu yol alma karakteristiğinde iyileşme gözlemlenmiştir.

Yapılan yeni sargı tasarımıyla beraber bobin adımları kısalmış olmakla beraber daha az bakır kullanımı neticeyle bakır kayıpları azalmış olup motor veriminde artış görülmüştür. Kullanılan bakır miktarının azalmasından dolayı motor maliyetinde iyileşme ve aynı zamanda verim artışı sayesinde anlık güç tüketimindeki azalma sayesinde ülke ekonomisine katkıda bulunulmuştur.



REDUCING OF THE SPACE HARMONICS EFFECT FOR 60 SLOT INDUCTION MOTOR AND IMPROVING OF THE MOTOR PERFORMANCE

SUMMARY

In recent years, energy efficiency has come to the forefront and technological developments have led to the development of improving the performance of asynchronous motors. A lot of improvement on both the drive and design side is carried out to improve the electrical and mechanical performance of asynchronous motors. Along with improvements in electronics technology, it is possible to drive asynchronous motors with a pure sine waveform and reduce the amplitudes of the time harmonics to low levels.

In induction machine, space harmonics appear as well as the time harmonics. The mmf distribution of the induction motor is not pure sinusoidal, so mmf distribution have harmonic compounds. The space harmonics are directly related to the airgap MMF distribution. The ampere distribution occurs along the machine space as a function of the stator slot position and the current flowing through the respective slot. A structural changes are necessary to change the MMF distribution in the machine space.

When the space harmonics are examined; the amplitude of the double harmonics is zero due to the 3-phase current-voltage waveform. Harmonics of 3 and 3 times are insignificant because they do not form a rotational field. Space harmonics appear in every $6k \pm 1$. k is the level of the harmonics. The most effective space harmonics are 5th and 7th harmonics. The harmonics of level $6k-1$ generate rotating field in the negative direction and the harmonics of level $6k+1$ have rotating field in the positive direction.

Historical development of space harmonics has started with the definition of mathematical equations for classical windings of harmonics and continue with various calculation methods have been established for all motors respectively and methods have been developed to reduce harmonics. Although there is no current method for all rotating electric machines today, there are methods to reduce harmonics under certain criteria. In this thesis study, it is aimed to eliminate the harmonics in the air gap MMF distribution by changing the stator groove positions and ampere turn of the respective slot.

The first important academic research of space harmonics was carried out by B. Hague in 1917. The mathematical model of the harmonics in the MMF distribution is presented with this research. Then the effect of the space harmonics on motor torque

were investigated by K.L. Hansen in 1922 (Torque Components Due to Space Harmonics in Induction Motors). After the concept of space harmonics has been defined, some studies have been done to calculate the harmonic components. One of the most important works was carried out by J. Stepina in 1987 (Matrix analysis of space harmonics of asymmetrical stator windings). The MMF expression is solved in these matrices and the harmonic components are obtained by opening to the fourier series. Since the position matrix is given as an input here, this method can be applied for any symmetrical or asymmetric windings. It is very important because it is the basis of the method of changing the slot locations used in this thesis study. MMF expressions obtained for different q values in the work "Reducing the Effects of Space Harmonics on Asynchronous Machines" made by Kocabaş D. A in 2004 were solved by the Newton Raphson iteration method in terms of the slot position matrix. For each q value, the stator slot locations that make the least harmonic components are calculated. In this method it is possible to eliminate harmonics as much as 1 minus the q value calculated. For example, $q = 10$ for the 60 poles and 2 poles used in this thesis. 9 pcs harmonics can be eliminated and the first space harmonics available is 31st harmonic.

Within the scope of the thesis, 90kW 2-pole 48-Slot IE2 Efficiency class asynchronous motor is examined as the reference motor. After that, it was compared with the test results. The analytical and finite elements analysis of the reference motor were compared with the test results after analysis. It has been proven that the design outputs match the motor test results. The design of the 48 corrugated motors whose design and performance have been verified. Then reference 60 pole motor will be designed consider the same rotor geometry with 48 slot machine.

The design of the 60 slot reference motor with classical winding has been verified in the analysis of the finite elements and then the design of the 60-pole 2-pole space harmonics reduced motor according to the reference motor parameters. Slot location and ampere turn distribution which is stated by D.A.Kocabaş for $q/2=5$ will be used for design of reduced harmonics machine.

It is known that the effects of all harmonics up to 31. harmonics to be eliminated by using this method. The results of analyzes made and the equivalent circuit parameters are given comparatively for all three machines and the results obtained with the machine with reduced harmonics according to the analysis outputs are satisfactory.

As a consequence of reducing the harmonic effects, the rotor currents are improved, while a more similar sine wave MMF distribution is obtained in the air gap. As a result of the reduction in rotor currents, there is a serious improvement in rotor conductor losses. With the Improvement of the destructive torque has been observed to improve the starting characteristic of the induction motor.

With the new winding design being made, the coil steps have been shortened and the usage of less copper has resulted in a decrease in copper losses and an increase in motor efficiency.

Due to the reduction in the amount of copper used, the cost of the motor has improved and at the same time the increase in efficiency has contributed to the country's economy thanks to the reduction in instantaneous power consumption.

As a result, a reference motor design has been realized by changing the stator slot angles and slot positions, and the reduction of the harmonic effects has been demonstrated with the analyzes. Physical verification of the designs can be made as there is no obstacle to the production of the designed motor. Also decreasing the harmonic effects is expected to improve the sound-vibration level and reduce the vibrations experienced at the moment of take-off. After the production of the sample motor, all test will be done and test results will compare with the calculations.





1. GİRİŞ

Dönel elektrik makinelerinin en büyük temsilcisi olan asenkron motorlar 1800 lü yılların son çeyreğinden bu yana endüstrinin vaz geçilmez bir parçası olmuşlardır. Kolay üretim olanağı, düşük maliyet ve değişken hız ayarının kolay yapılabilmesi sebebi ile piyasadaki popülerliğini korumaktadır.

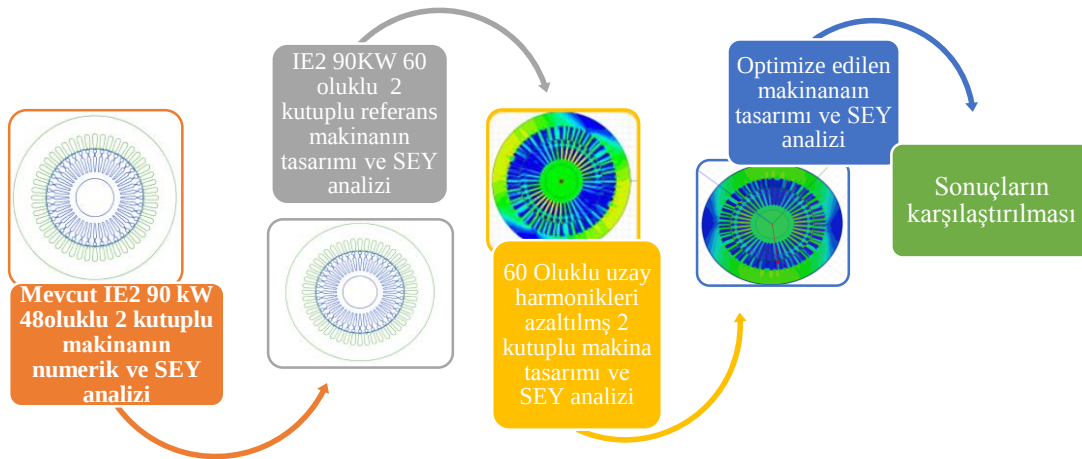
Sürücü topolojisi gereği bazı değişken hız uygulamalarında saf sinüs gerilim dalga şekliyle beslenemez. Benzer şekilde doğrudan şebeke ile çalışma koşulunda da şebeke yük karakteristiğinin kötü olması sebebiyle besleme gerilim dalga şekli saf sinüs olmayabilir. Bu gibi durumlarda asenkron motorlarda zaman harmonikleri etkili olur. Her bir harmonik besleme geriliminin Fourier serisine açılmasıyla hesaplanabilir. Her bir harmoniğe süper pozisyon ilkesi uygulanabilir, bu durumda her biri birbirinden bağımsız eş değer devreler oluşur. Motor karakteristiği her bir devrenin kendi frekansında yaratacağı etkilerin toplanmasıyla belirlenir.

Asenkron makineler saf sinüs dalga şekliyle beslense bile sargı konumları gereği saf sinüs olmayan amper sarım MMF dağılımı karşımıza çıkar. Her bir faz bandının başlangıcından sonuna doğru gidildikçe sarım değeri ile sargıdan akan akım değerinin çarpımı toplanır ve karşımıza oluk-diş-oluk yapısı gereği basamaklı yapıya sahip MMF dağılımı elde edilir. Makina uzayında sabit bir noktada sinüs biçimli dağılmamış her sargı yapısı, akım frekansında sonsuz sayıda harmonik üretir. Hava aralığı amper sarım değerinin Fourier serisine açılmasıyla her bir harmoniğin genliği hesaplanır. Uzay harmonikleri sargıların makine içindeki konumuna bağlı oldukları için yapısal değişiklikler ile etkisiz hale getirilebilirler.

Uzay harmonikleri incelendiğinde; 3 fazlı akım-gerilim dalga şekli gereği çift harmoniklerin genlikleri sıfırdır. 3 ve 3 ün katlarındaki harmonikler dönel alan oluşturmadığı için önemsizdir. Uzay harmonikleri her $6k \pm 1$ olarak ortaya çıkar. Burada k indisi harmonik derecesini gösterir. En etkili uzay harmonikleri 5. Ve 7. harmoniklerdir. Seviyesi $6k-1$ olan harmonikler negatif yönde döner alan oluştururken seviyesi $6k+1$ olan harmonikler pozitif yönde döner alan oluştururlar.

1.1 Tezin Amacı ve Kapsamı

Tez çalışması kapsamında Arçelik A.Ş. tarafından seri üretimi yapılan 90kW IE2 verim sınıfına sahip 48 oluklu 2 kutuplu asenkron motor referans motor olarak seçilmiştir. İlk aşamada referans olarak seçilen 48 oluklu makinanın (Ref-48) ANSYS Maxwell RMxprt modülü ve SPEED programı kullanılarak analitik analizi yapıldıktan sonra ANSYS Maxwell 2D programında sonlu elemanlar analizi yapılarak sonuçlar Ref-48 in tip test raporuyla karşılaştırılmıştır. Bu karşılaştırmadaki amaç test sonuçları ile analiz sonuçları arasındaki sapma miktarını belirlemek olup analizlerin güvenilirliğini test etmektir. Analiz programları doğrulandıktan sonra Ref-48 in mekanik boyutları ve anma parametreleri sabit tutularak 60 oluklu 2 kutuplu makinanın (Ref-60) tasarımı yapılmıştır. Ref-60 ın analitik ve sonlu elemanlar analizi yapılarak hesaplanan parametrelerle analiz sonuçları karşılaştırılmıştır. Referans motorların doğrulanma aşamaları tamamlandıktan sonra uzay harmonikleri azaltmış olan makinanın tasarımı gerçekleştirilmiştir. Harmonikleri azaltılmış makine üzerinde iyileştirmeler yapılarak analizler tamamlanmıştır. Çalışmanın son kısmında ise uzay harmonikleri azaltılan makineler ile referans makineler karşılaştırılmıştır. Tez metodolojisi ve tasarım adımları Şekil 1.1’de verilmiştir.



Şekil 1.1 : Tez metodolojisi.

1.2 Literatürde Yapılan Çalışmalar

Uzay harmoniklerinin tarihsel gelişimi harmoniklerin klasik sargılı makineler için matematiksel denklemlerinin tanımlanmasıyla başlamış olup sırasıyla tüm motorlar için çeşitli hesap yöntemleri oluşturulmuş ve harmonikleri azaltmaya yönelik

yöntemler geliştirilmiştir. Günümüzde her ne kadar bütün dönel elektrik makinaları için geçerli bir yöntem bulunmasa da belirli kıstaslar altında harmonikleri azaltıcı yöntemler mevcuttur.

1917 yılında B. Hague tarafından yapılan “The mathematical treatment of the magnetomotive force of armature windings”(Endüvi sargı MMF leri için matematiksel yaklaşım yöntemi) adlı çalışmada MMF dağılımındaki harmoniklerin matematiksel modeli ortaya konulmuştur. Hava aralığındaki MMF dağılımındaki harmoniklerin derecesi ve etkileri hakkında bilgiler verilmiştir. Farklı sargı tipleri için harmonik sargı faktörleri incelenmiş olup her bir sargı tipi için harmonik derecelerinin genlikleri ve dönel alana etkileri belirtilmiştir [1].

1922 yılında K.L Hansen tarafından yapılan “Torque Components Due to Space Harmonics in Induction Motors”(Asenkron makinalardaki uzay harmonikleri için moment bileşenleri) adlı çalışmada $6k \pm 1$ olarak dağılan uzay harmoniklerinin döner alana yaptığı motor momentini üzerine yaptığı etkiler incelenmiştir. Her bir harmoniğin moment-hız eğrisi üzerindeki etkileri deneysel olarak ortaya ispatlanmıştır. Harmoniklerin yol alma anındaki toplam moment üzerindeki etkileri grafiksel olarak ortaya konulmuştur [2].

1958 yılında R. F. Burbidge tarafından yapılan “A rapid method of analysing the m.m.f. wave of a single or polyphase winding”(Tek fazlı ya da çok fazlı sargıların MMF dağılımı için basit analiz yöntemi) adlı çalışmada bir fazlı veya birden fazla faza sahip simetrik ve asimetrik sargılar için MMF dağılımındaki harmonik bileşenlerini belirlemek adına basit bir hesap yöntemi geliştirilmiştir. Ortaya konulan yöntemde sargı dağılımına göre hesaplanan sargı faktörleri ile akım ve gerilim fazörleri kullanılarak her bir harmonik derecesi akım ve gerilim fazörleri cinsinden ifade edilmektedir. Harmonik hesabında uzun ve yorucu bir yöntem olan MMF dağılımının fourier serisine açılması yerine daha kısa sürede hesap yapılabilen bu yöntem oldukça ilgi çekicidir [3].

1964 yılına B. J. Chalmers tarafından yapılan "A.C. machine windings with reduced harmonic content,"(Harmonik bileşenleri azaltılmış AC makine sargıları) adlı çalışmada klasik sargılı motorlar da kullanılan dağıtılmış sargı yapısı yerine fazların faz sıralaması farklı olan bir sargı modeli ortaya konulmuştur. Yapılan çalışmada oluk ve faz sayısının değişimine göre her bir sargı tipi için harmonik bileşenlerindeki

azalma miktarları çizelgelerle ifade edilmiştir. Bu yöntem q (faz başına oluk sayısı) değeri 4 ile 9 arasında olan sargılar için olumlu sonuç alınmıştır [4].

1970 yılında A.Hughes tarafından yapılan "New 3-phase winding of low m.m.f.-harmonic content,"(Düşük MMF harmonik bileşenli 3 fazlı sargılar) adlı çalışmada MMF dağılımı sinüse yaklaştırmak adına yeni bir sargı yerleşimi yapılmıştır. 60 derecelik faz bandında bulunan sargılar ortaya konulan hesap yöntemine göre ayrıştırılarak bir kısmı diğer fazlarla yıldız, geriye kalan kısmı ise üçgen bağlanarak. MMF dağılımı sinüse yaklaştırılmıştır. Bu yöntemde q değeri yüksek sargılar için daha iyi sonuç vermektedir [5].

1983 yılında H. R. Fudeh and C. M. Ong tarafından yapılan "Modeling and Analysis of Induction Machines Containing Space Harmonics", (Uzay harmoniği içeren asenkron makinaların modellenmesi ve analizi) adlı çalışmada uzay vektörleri kullanılarak asenkron makinanın dinamik analizi yapılmıştır ve uzay harmoniklerinin etkileri vektörel olarak ortaya konulmuştur. Savunulan yeni model ile yapılan hesaplar sonucu açığa çıkarılan hız moment eğrilerinin etkileri klasik hesap yöntemlerine ait sonuçlar ve test sonuçlarıyla karşılaştırılmıştır [6].

1987 yılında J. Stepina tarafından yapılan "Matrix analysis of space harmonics of asymmetrical stator windings," (Asimetrik sargılı stator sargıları için uzay harmoniklerinin analizi) adlı çalışmada makine sargısına ait iletkenler matrisi akım matrisi, gerilim matrisi ve oluk konum matrisi hesaplanarak MMF ifadesi bu matrisler cinsinde çözdürülür ve fourier serisine açılarak harmonik bileşenleri elde edilir. Burada konum matrisi bir girdi olarak verildiği için simetrik ya da asimetrik herhangi bir sargı yerleşimi için bu yöntem uygulanabilir. Bu tez çalışmasında kullanılan oluk konumlarının değişimi yöntemine temel oluşturduğu için bu çalışma oldukça önemli ve değerli bir çalışmadır [7].

2004 yılında Kocabaş D. A tarafından yapılan "Asenkron Makinalarda Uzay Harmoniklerinin Etkilerini Azaltmaya Katkıları" adlı çalışmada farklı q değerleri için elde edilen MMF ifadeleri oluk konum matrisi cinsinden Newton Raphson iterasyon yöntemi ile çözülmüştür. Her bir q değeri için harmonik bileşenlerini en az yapan stator oluk konumları hesaplanmıştır. Bu yöntemde hesap yapılan q değerinin 1 eksiği kadar harmonik yok ekmek mümkündür. Örneğin bu tez çalışmasında kullanılan 60 oluku 2

kutuplu makine için $q = 10$ dur. 9 adet harmonik yok edilebilir ve var olan ilk uzay harmoniği 31. Harmoniktir [8].

2012 yılında J. Mayer, G. Dajaku and D. Gerling, tarafından yapılan "Mathematical optimization of the MMF-function and -spectrum in concentrated winding machines,"(Konsantrik sargılardaki MMF dağılımı ve spektrumu için matematiksel optimizasyon) adlı konsantrik sargılı makinalarda uzay harmoniklerini azaltmaya yönelik bir yöntem geliştirilmiştir. Oluk yapısı üç parçaya ayrılarak birince parçanın oluk boyunca yatay ve standart konsantrik sargı yerleşimi yapılmıştır. Diğer iki parça oluk boyunca dikey olup iki ayrı bobin yanı içermektedir. Fazların yerleşimi $6k \pm 1$ harmoniklerin etkisini dominant yapacak şekilde oluşturulan genetik algoritma yazılımı ile bulanmaktadır. Çalışma sonucunda elde edilen genetik türler incelendiğinde yok edilen uzay harmoniklerinin sayısı tatmin edicidir [9].



2. ASENKRON MOTOR

2.1 Asenkron Motorun Çalışma Prensipleri

Klasik sargılı üç fazlı asenkron motorlar üç fazlı şebekeden beslendiği zaman stator iletkenlerinden akan akım sonucunda döner manyetik alan oluşturur. Döner manyetik alanın oluşturduğu manyetik akı çizgileri makine içerisinde besleme geriliminin frekansına ve kutup sayısına bağlı olarak bir açısal hızda döner. Makine çevresinde hareket eden akı çizgilerinin hızına senkron hız adı verilir [11,14].

$$n_s = \frac{60f}{p} \quad (2.1)$$

Senkron hızda döner manyetik alan vektörleri kısa devre edilmiş rotor iletkenleri üzerinde Faraday yasasına göre bir gerilim endüklenir. Endüklenen gerilim sonucu rotor iletkenleri üzerinden akım akar ve Biot-Svart yasasına göre rotor eksini üzerinde kuvvet oluşur ve dönme hareketi sağlanır. Asenkron makinalarda rotor dönme hızı senkron hıza yaklaşır fakat motor olarak çalışma koşulunda hiçbir zaman senkron hıza ulaşamaz. Rotor hızı ile senkron hız arasındaki fark kayma değeri ile belirtilir [11,14].

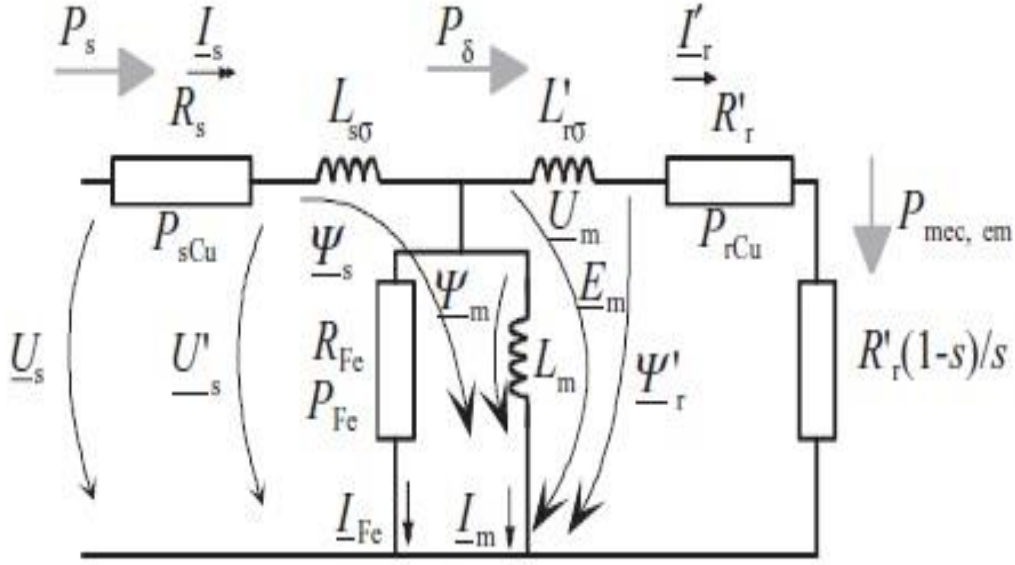
$$s = \frac{n_s - n}{n_s} \quad (2.2)$$

Asenkron makinalarda rotor iletkenleri üzerinde endüklenen gerilim değeri kayma değeri ile doğru orantılı olarak değişir. Kayma miktarı arttıkça manyetik alan vektörleri rotor iletkenleri ile birim zamanda daha az kesişir ve endüklenen gerilim değeri artarak rotor iletkenlerinden daha fazla akım akmasına neden olur. Rotor iletkenlerinden akan akımın artması neticesiyle iletkenlere etkiyen kuvvet değeri de artar. Kayma miktarının azalması ise daha az kuvvet etkimesine neden olur.

2.2 Eşdeğer Devre Parametreleri

Asenkron motorlar üç fazlı kompleks bir yapıya sahip oldukları için motor modelini sadeleştirmek adına tek faza indirgenmiş bir eşdeğer devre ile modellenirler. Stator sargıları U_s gerilimi ile beslenir. R_s faz direnci, $L_{s\sigma}$ ise stator kaçak reaktansıdır. Stator sargısından akım I_s akımının akması neticesiyle R_s direnci ve $L_{s\sigma}$ endüktansının

oluşturduğu empedansın yarattığı etkiden dolayı gerilim düşümü oluşur ve U'_s gerilimi elde edilir. Asenkron motor T eşdeğer devresi Şekil 2.1’de verilmiştir [14].



Şekil 2.1 : Asenkron motor T eşdeğer devresi[14].

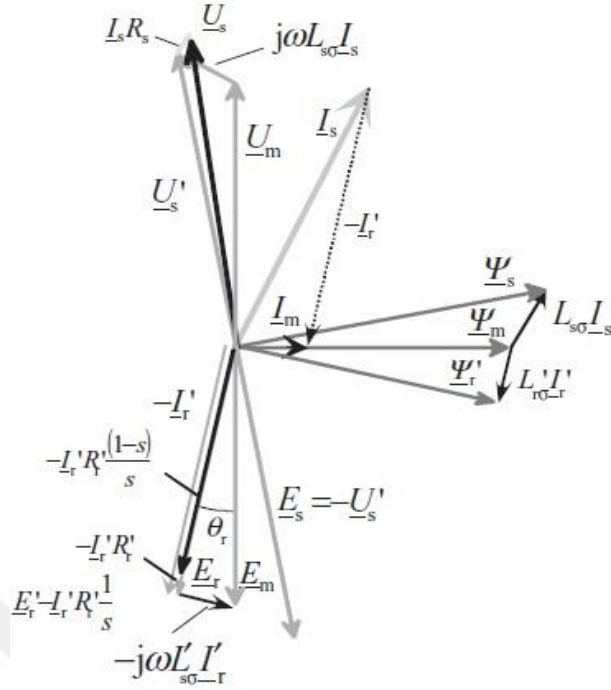
L_m mıknatıslanma endüktansı, R_{Fe} ise manyetik devrenin demir direncidir. Asenkron motorlarda manyetik alanı oluşturmak için gerekli akımlar I_{Fe} demir akımı ve I_m mıknatıslanma akımıdır. $L'_{r\sigma}$ stator tarafından görülen rotor kaçak reaktansı iken R'_r ise indirgenmiş rotor direncidir. Makina tarafından üretilen elektromekanik gücü tanımlamak için $R'_r(1-s)$ ifadesi kullanılır. Ψ_s stator halkalanma akısı, Ψ_r rotor halkalanma akısı, Ψ_m hava aralığı halkalanma akısı ve Ψ'_r indirgenmiş rotor halkalanma akısıdır [14].

Giriş gücü P_s ile ifade edilir. P_s giriş gücünden stator kayıpları ve demir kayıpları çıkarıldıktan sonra hava P_δ hava aralığı gücü elde edilir. Hava aralığı gücü gücünden rotor iletken kayıpları çıkarıldıktan sonra P_{mec} çıkış gücü elde edilir.

Eşdeğer devreye göre asenkron makinalarda Şekil 2.2’deki gibi fazör diyagramı oluşmaktadır.

Eş değer devre ve fazör diyagramındaki ifadeler kullanılarak indirgenmiş rotor akımı I'_r aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$I'_r = \frac{E'_{rk}}{\sqrt{\left(\frac{R'_r}{s}\right)^2 + \omega_s L'_{r\sigma})^2}} \quad (2.3)$$



Şekil 2.2 : Fazör diyagramı[14].

İndirgenmiş rotor akımı hesaplandıktan sonra P_δ hava aralığı gücünün ifadesi aşağıdaki gibi yazılabilir. [14]

Çıkış gücü ile rotor iletken kayıplar arasındaki ilişki denklem 2.5'te belirtilmiştir.

$$P_\delta = R'_r I_r'^2 + \frac{1-s}{s} R'_r I_r'^2 = \frac{R'_r}{s} I_r'^2 = P_{rCu} + P_{mec} \quad (2.4)$$

$$\frac{1-s}{s} = \frac{P_{rCu}}{P_{mec}} \quad (2.5)$$

Hava aralığı gücü P_δ aynı zamanda stator bakır kayıplarının kayma ile çarpımıdır. Rotor iletken kayıpları hesaplandıktan sonra ön görülen sürtünme ve vantilasyon kayıpları ile birlikte hava aralığı gücünden çıkarılarak makinanın mil çıkış P_{mec} hesaplanabilir [14].

$$P_{rCu} = sP_\delta ; P_{mec} = (1-s) sP_\delta ; \quad (2.6)$$

$$T_{em}(s) = \frac{P_{mec}}{\Omega} = \frac{p}{(1-s)} P_{mec} = \frac{p}{s\Omega_s} P_{rCu} = \frac{p}{s\Omega_s} P_\delta \quad (2.7)$$

Mekanik çıkış gücü ifadesinin açısal rotor hızına bölümünden mil momenti hesaplanabilir. Mil momenti ifadesi denklem 2.7'deki gibi sadeleştirilebilir [14].

$$T_{em} = \frac{m_r E_{rk} I_r \cos \varphi_r}{\omega_s / p} = \frac{P_\delta}{\omega_s / p} = \frac{m_r E_{rk}^2}{\omega_s / p} \frac{R_r / s}{\left(\frac{R_r}{s}\right)^2 + (\omega_s L_{r\sigma})^2} \quad (2.8)$$

$$= \frac{p m_r E_{rk}^2}{\omega_s} \frac{s R_r}{R_r^2 + (s \omega_s L_{r\sigma})^2}$$

$$T_{em} \approx \frac{m_s U_s^2}{\omega_s / p} \frac{R'_r / s}{(R_s + \frac{R'_r}{s})^2 + (\omega_s L_k)^2} \quad (2.9)$$

Maksimum momentin (devrilme momenti) hesabında hava aralığı gerilimi ile besleme geriliminin eşit olduğu varsayılarak rotor akımı için $I_r = s E_{rk} / Z_r$ ve $\cos \varphi_r = R_r / Z_r$ bu eşitlikler yazılabilir. Bu durumda R_s ve R_r dirençlerinin etkileri ihmal edilerek kısa devre endüktansı için $L_k \approx L_{s\sigma} + L'_{r\sigma}$ ifadesi elde edilir. Bu durumda devrilme momenti ifadesi ve devrilme kayması kısa devre endüktansı cinsinden aşağıdaki denklemlerdeki gibi elde edilir [14].

$$s_b = \pm \frac{R'_r}{\omega_s L_{s\sigma} + \omega_s L'_{r\sigma}} = \frac{R'_r}{\omega_s L_k} \quad (2.10)$$

$$T_b = \pm \frac{3p}{2\omega_s^2} \frac{U_s^2}{L_k} \quad (2.11)$$

2.3 Asenkron Makinalarda Sargı Yerleşimi

Asenkron makinalarda döner manyetik alanın oluşumu için makine uzayında geometrik olarak 120° açıyla dağıtılmış simetrik bir sargı yerleşiminin olması ve her bir sargı elektriksel olarak 120° derece faz farkı ile beslenmelidir. Böylece her faz birbiri ile aynı amper sarıma sahip olacak ve hava aralığında sabit genlikli bir MMF dağılımı oluşacaktır.

Asenkron makinanın sargı şeması oluşturulurken yola çıkılan ilk parametreler faz sayısı ve kutup sayısıdır. Faz sayısı m ve kutup sayısı p belirlendikten sonra makine içerisinde bir kutba düşen oluk sayısı değeri q hesaplanır [14].

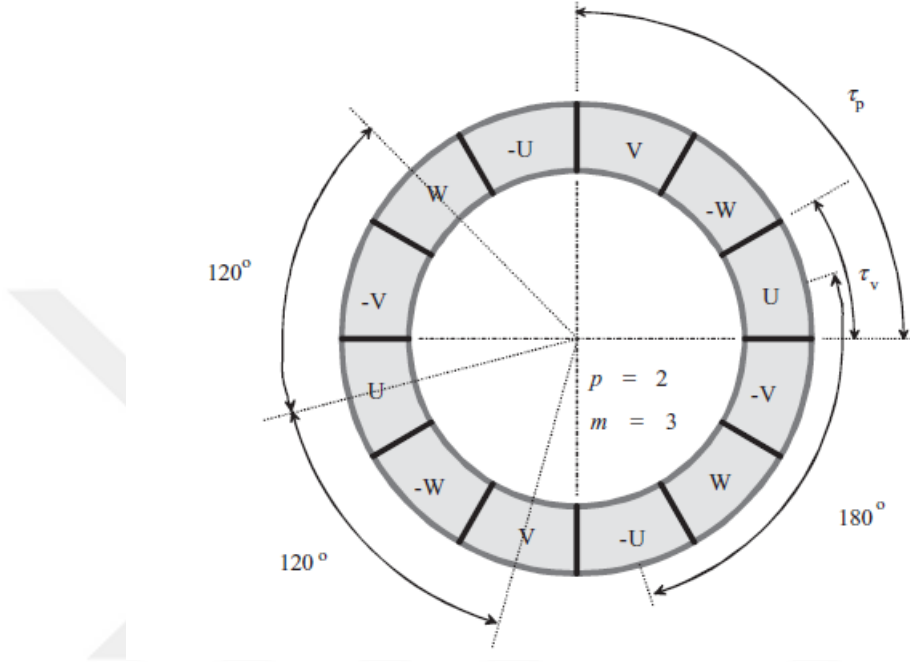
$$q = \frac{Q}{m2p} \quad (2.12)$$

q değeri belirlendikten sonra dış adımı τ_p ve faz bandı τ_v değerleri aşağıdaki denklemler yardımı ile hesaplanabilir [14].

$$\tau_p = \frac{\pi D}{2p} \quad (2.13)$$

$$\tau_v = \frac{\tau_p}{m} \quad (2.14)$$

2p=4 m=3 fazlı asenkron motorun sargı diyagramı Şekil 2.3'te verilmiştir.



Şekil 2.3 : 2p=4 m=3 fazlı asenkron motorun sargı diyagramı [14].

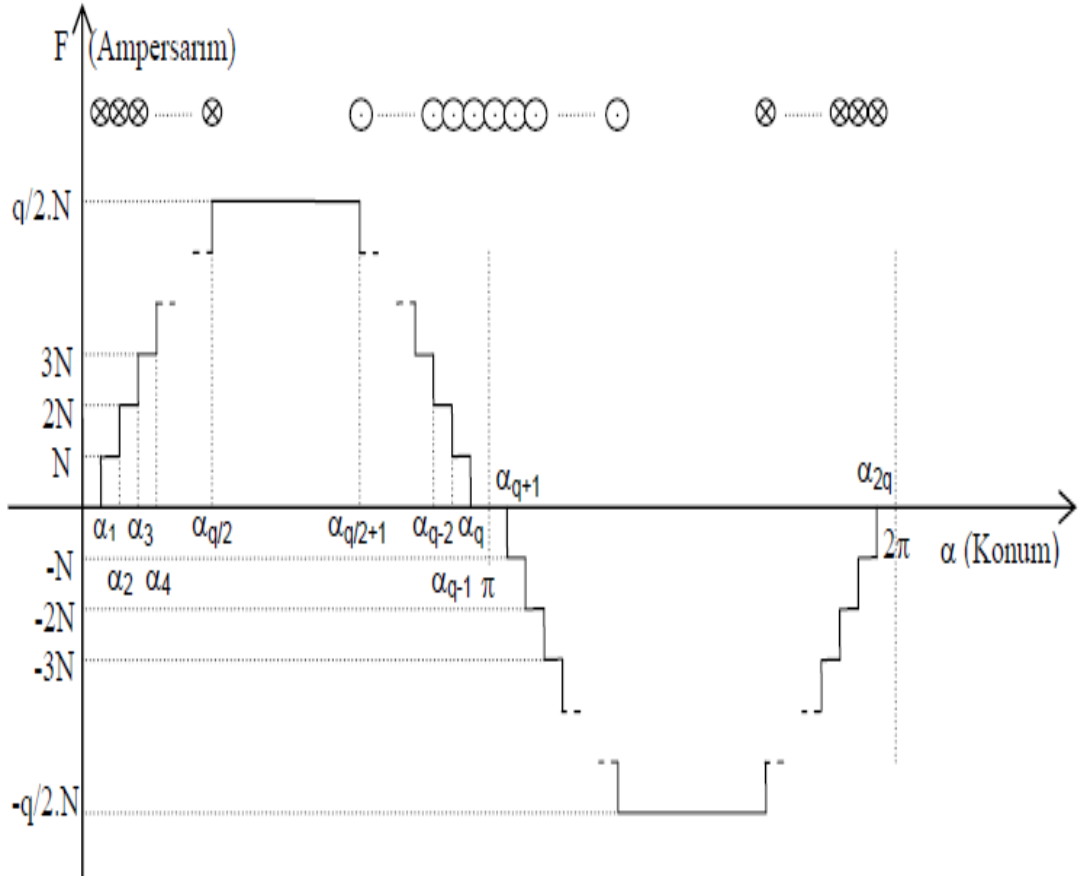
Faz bantları simetrik olarak sargılara dağıtılır, böylece U,V,W fazları makine çevresinde eşit olarak yerleşir. Faz bantlarının elektriksel olarak uzaklıkları eşittir.Şekil2.3 teki verilen diyagramda 2p=4 kutuplu olmasından dolayı toplam elektriksel açı 2 x 360° dir. Bu durumu açıklamak gerekirse; rotor mekanik hızı bir turunu tamamladığı süre içerisinde elektrik alan çizgileri makine uzayını 2 defa tur artmaktadır. Makina uzayındaki mekanik tur ile elektriksel tur kutup sayısına göre değişmektedir.



3. UZAY HARMONİKLERİNİ AZALTMA YÖNTEMİ

3.1 Uzay Harmoniği Kavramı

Asenkron makineler saf sinüs dalga şekliyle beslense bile sargı konumları gereği saf sinüs olmayan ampersarım dağılımı karşımıza çıkar. Her bir faz bandının başlangıcından sonuna doğru gidildikçe sarım değeri ile sargıdan akan akım değerinin çarpımı toplanır ve karşımıza oluk-diş-oluk yapısı gereği Şekil 3.1’de görülen basamaklı yapıya sahip MMF dağılımı elde edilir. Makina uzayında sabit bir noktada sinüs biçimli dağılmamış her sargı yapısı, akım frekansında sonsuz sayıda harmonik üretir. Hava aralığı amper sarım değerinin Fourier serisine açılmasıyla her bir harmoniğin genliği hesaplanır [8].



Şekil 3.1 : Ampersarım dağılımı [8].

Amper sarım dağılımının faz akımları ve makine uzayındaki oluk konumuna göre aşağıdaki denklemle ifade edilir.

$$F_{\text{Toplam}}(\theta, t) = N_R(\theta)i_R(\omega t) + N_s(\theta)i_s(\omega t) + N_T(\theta)i_T(\omega t) \quad (3.1)$$

Uzay harmonikleri ampersarım fonksiyonunun Fourier analizine açılmasıyla hesaplanır. Çeyrek dalga simetrisi olan fonksiyonlar aşağıdaki denklemlerle analiz edilebilir. Amper sarım dağılımı tek fonksiyon olduğu için an katsayılı bileşenlerin hesaba katılmasına gerek yoktur [8].

$$F(x) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t) \quad (3.2)$$

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T F(x) dx \quad (3.3)$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T F(x) \cos(n\omega t) dx \quad (3.4)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T F(x) \sin(n\omega t) dx \quad (3.5)$$

Amper sarım dağılımı Fourier serisine açıldığı zaman uzay harmoniklerinin temel bileşene olan etkileri aşağıdaki denklemlerle hesaplanabilir. Harmonik derecesi v ibaresi ile belirtilmiştir [8,12].

$$\frac{E_1}{E_v} = \frac{k_{w1}}{k_{wv}} \frac{\phi_1}{\phi_v} \quad (3.6)$$

$$\frac{F_v}{F_1} = \frac{k_{we}}{k_{w1}} \frac{1}{v} = \frac{B_v}{B_1} \quad (3.7)$$

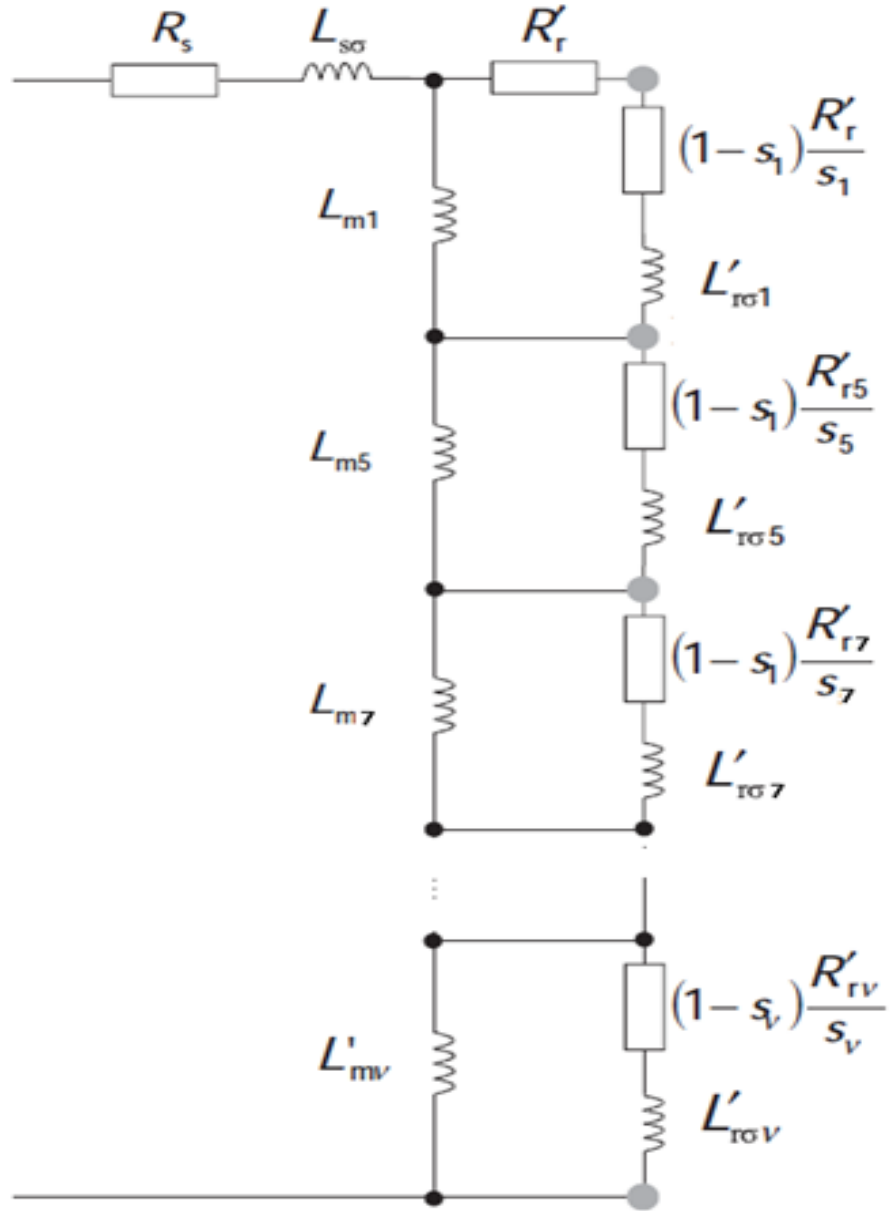
$$\frac{\phi_1}{\phi_v} = \frac{B_1}{B_v} \frac{LD\pi/(2p)}{LD\pi/(2vp)} \quad (3.8)$$

$$\frac{X_1}{X_v} = \left(\frac{k_{w1}}{k_{wv}}\right)^2 v^2 \quad (3.9)$$

Uzay harmonikleri nin süper pozisyon ilkesi dikkate alınarak makine eşdeğer devresi üzerindeki etkisi incelendiğinde statorları ortak fakat rotor devresi birbirinden bağımsız devreler karşımıza çıkar. Her bir harmonik kendi frekansında bir dönme etkisi oluşturur. Uzay harmonikleri dikkate alındığına asenkron makinanın eşdeğer

devresi aşağıdaki gibidir Uzak harmoniklerinin eşdeğer devresi Şekil3.2’de verilmiştir [8,14].

Uzak harmonikleri incelendiğinde; 3 fazlı akım-gerilim dalga şekli gereği çift harmoniklerin genlikleri sıfırdır. 3 ve 3 ün katlarındaki harmonikler dönel alan oluşturmadığı için önemsizdir. Uzak harmonikleri her $6k \pm 1$ olarak ortaya çıkar. Burada k indisi harmonik derecesini gösterir.



Şekil 3.2 : Uzak harmoniklerinin eşdeğer devresi[14].

En etkili uzak harmonikleri 5. Ve 7. harmoniklerdir. Seviyesi $6k-1$ olan harmonikler negatif yönde döner alan oluştururken seviyesi $6k+1$ olan harmonikler pozitif yönde döner alan oluştururlar [8].

Harmoniklerin etki ettikleri frekanslar farklı olduğu için her bir harmoniğin senkron hızı ve kayma değeri temel bileşenden farklıdır [8].

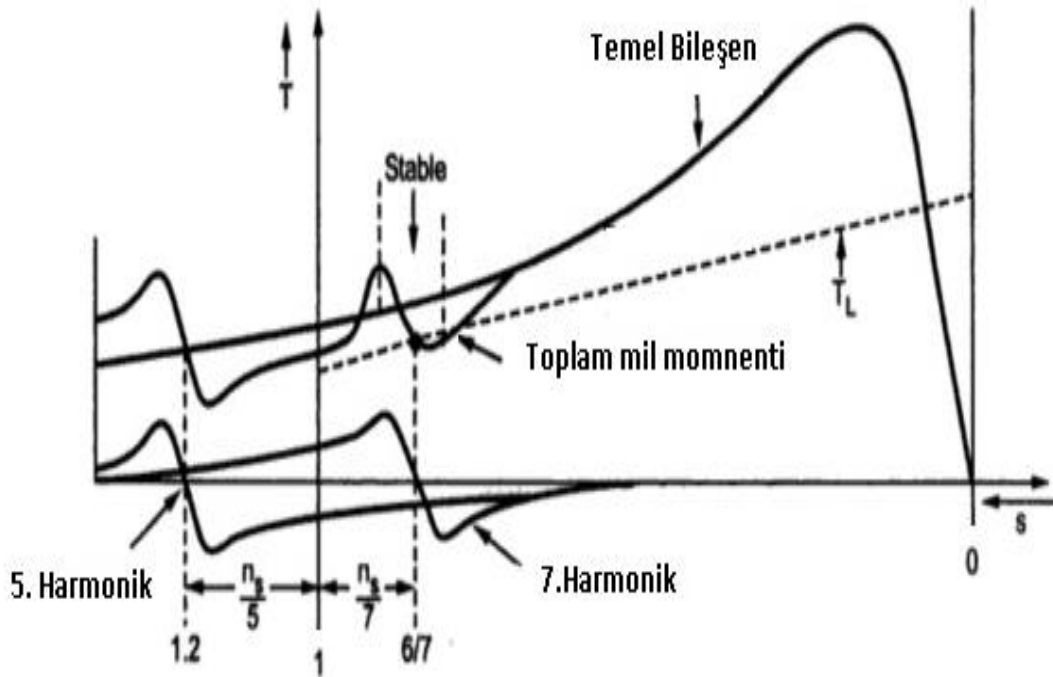
$$n_{sv} = \pm \frac{n_{s1}}{v} \quad (3.10)$$

$$s_v = \frac{\pm n_{s1} / (6k \pm 1) - n_s (1 - s)}{\pm n_s / (6k \pm 1)} = 1 \pm v \pm sv \quad (3.11)$$

Her bir harmoniğin temel bileşene göre farklı hızlarda hareket etmesi endüklenen moment üzerinde farklı frekanslarda salınan momentler oluşturmaktadır [14].

$$T_{emv} = \frac{60}{2\pi \frac{\pm n_s}{v}} 3(I'_{rv})^2 \frac{R'_{rv}}{s_v} \quad (3.12)$$

Harmoniklerin mil momenti üzerindeki etkileri Şekil 3.3'te gösterildiği gibidir. Harmonik bileşenlerinin genliklerinin yüksek olması özellikle yol alma esnasında mil momenti üzerinde olumsuz etki yapar. Makine performansı üzerinde vuruntu momenti, titreşim ve gürültüye neden olur.



Şekil 3.3 : Uzun harmoniklerinin yol alma momenti üzerindeki etkileri [5].

Harmoniklerin dereceleri ne göre rotor frekansı ve etkileri Çizelge 3.1 de gösterilmiştir.

Çizelge 3.1 : Uzak harmoniklerinin derecelerine göre rotor frekansına etkisi [8].

Harmonik Derecesi	Stator frekansı	Statora göre Hız	Senkron hızda dönen rotora göre hızı	Rotorda Endüklen frekansı	Moment Etkisi
1	f_s	n_s	$n_s - n_s = 0$	0	+
5	f_s	$-n_s/5$	$-n_s/5 - n_s = -6n_s/5$	$6f_s$	-
7	f_s	$-n_s/7$	$-n_s/7 - n_s = -6n_s/7$	$6f_s$	+
11	f_s	$-n_s/11$	$-n_s/11 - n_s = -12n_s/11$	$12f_s$	-
13	f_s	$-n_s/13$	$-n_s/13 - n_s = -12n_s/13$	$12f_s$	+
17	f_s	$-n_s/17$	$-n_s/17 - n_s = -18n_s/17$	$18f_s$	-
19	f_s	$-n_s/19$	$-n_s/19 - n_s = -18n_s/19$	$18f_s$	+
$6k \pm 1$	f_s	$\pm n_s/6k \pm 1$	$\frac{\pm n_s}{6k \pm 1} - n_s = \frac{-6kn_s}{6k \pm 1}$	$6kf_s$	$6k-1 (-)$ $6k+1 (+)$

3.2 Uzak Harmoniği Azaltma Yöntemi

Uzak harmoniklerinin etkileri elektrik makinalarında sargı konumlarıyla ilişkili olduğu için ancak yapısal değişiklikler yapılarak etkileri azaltılabilir. Harmoniklerin etkilerini azaltmak için yapılacak olan değişikliklerde asenkron makinanın açılışma prensibinden ödün verilmemelidir, yani fazlar arası elektriksel açı 120° olmalı ve 3 fazlı sargı 3 fazlı gerilim ile beslenmelidir.

D.A.Kocabaş tarafından 2004 yılında yapılan çalışmada ait basamaklı yapıya sahip olan ampersarım dağılımı oluklardaki sarım sayısı ve oluklar arası mesafe değiştirilmesi ile uzak harmoniklerinin yok edilebilmesi araştırılmıştır. Optimizasyon yönteminde amper sarılım dağılımı ve kutup bandı altındaki fazlara düşen oluk sayısı her bir faz için aynı olduğu için tek bir fazın amper sarım dağılımı incelenmiştir. Çeyrek dalga simetrisi olduğu için alan dağılımının $\frac{1}{4}$ ü hesaba katılmıştır. Bir faz alan dağılımı incelendiğinde bir faza düşen oluk sayısı $2q$ olduğu için çeyrek dalga

altına düşen oluk sayısı $q/2$ dir. Farklı q değerleri için yok edilebilecek olan harmonik sayıları ve var olan ilk uzay harmonikleri Çizelge 3.2’de verilmiştir [8].

Çizelge 3.2 : Farklı q değerleri için yok edilebilecek olan harmonik sayıları ve var olan ilk uzay harmoniği[8].

Oluk Sayısı Q_s	Faz Başına Oluk Sayısı $Q_s/(mp)$	Faz-Kutup Başına Oluk Sayısı $Q_s/(m2p)$	Yok Edilebilecek Harmonik Sayısı ($q-1$)	Çeyrek Dalgadaki Faz Başına Oluk Sayısı $q/2$	Yok Edilen Harmonikler	Var olan ilk Uzay Harmoniği
12	4	2	1	1	5	7
24	8	4	3	2	5,7,11	13
36	12	6	5	3	5,7,11,13,17	19
48	16	8	7	4	5,7,11,13,17,19,23	25
60	20	10	9	5	5.7.11.13.17.19.23.25.29	31

Elde edilecek olan çözümü genelleştirmek adına bir faza ait amper sarım değeri 100 As ile sabit tutulmuştur. Harmonikleri yok etmek adına sabit ampersarım altında çeyrek dalgadaki oluk konumları ve ilgili oluğa ait ampersarım değeri Newton Raphson yöntemine hazırlanmış olan bir algorithmada iteratif olarak çözülmüştür. Bu yöntemde yok edilebilecek harmonik sayısı $q/2-1$ adettir.

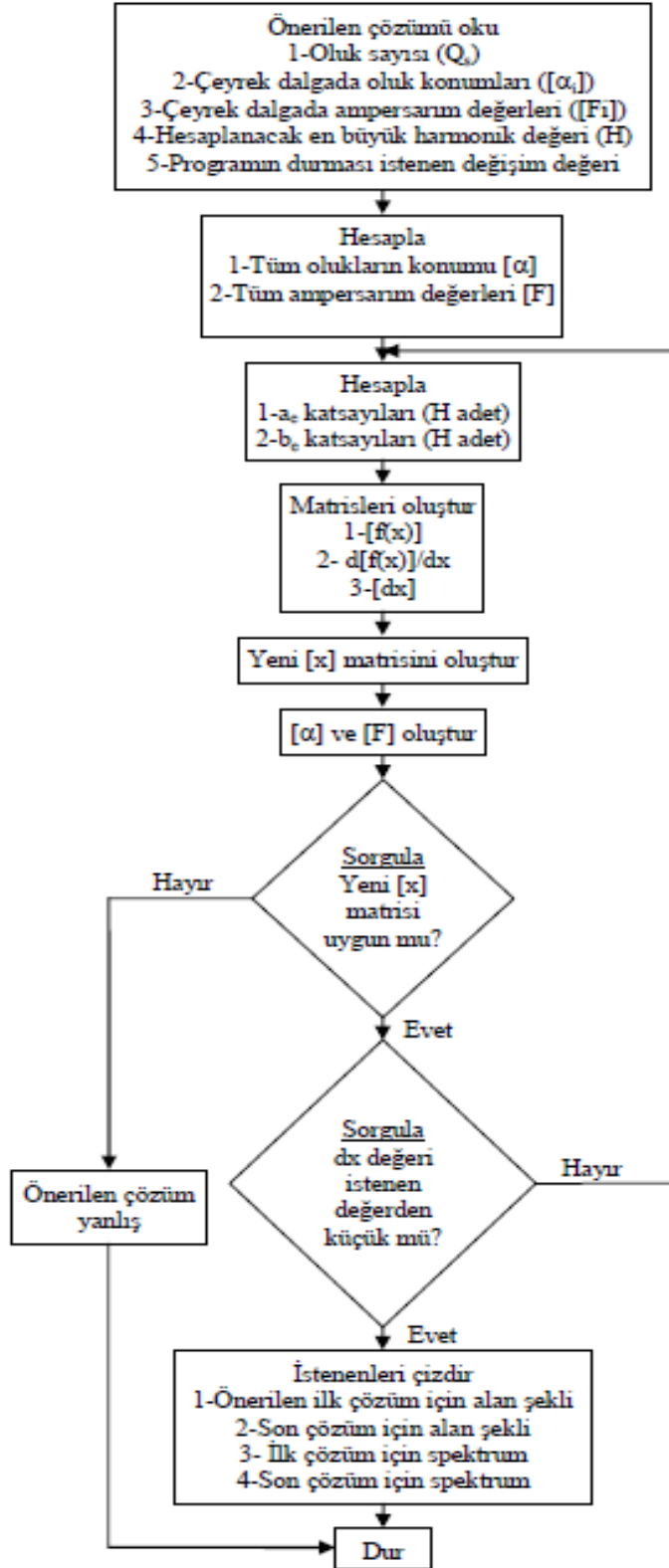
3.2.1 Optimizasyon yöntemi

Optimizasyon için Newton-Raphson metodu kullanılmıştır. Çözüm matrisindeki elemanlar stator oluk konumları ve ilgili oluğa düşen ampersarım değerleridir. Çözüm matrisinin eleman sayısı q tanedir.

Çözüm fonksiyonun oluşturulması için amper sarım dağılımının matrisinin elde edilmesi gerekmektedir. Ampersarım matrisi iletkenler matrisi $[Z]$ ve $[S]$ sarım matrisinin bir fonksiyonu olarak oluşturulur.

İletkenler matrisi oluk konumları ve fazlardan oluşur [8].

Oluk konumları ve amper sarım değerlerinin hesabı için gerekli olan algoritma Şekil 3.4'deki gibidir[8].



Şekil 3.4 : Oluk konumları ve amper sarım değerlerinin hesabı için oluşturulan algoritma [8]

$$[z] = \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \\ \vdots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_{aR} & Z_{aS} & Z_{aT} & \dots \\ Z_{bR} & Z_{bS} & Z_{bT} & \dots \\ Z_{cR} & Z_{cS} & & \dots \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

$$[r] = \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ \vdots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_{1a} & r_{1b} & r_{1c} & \dots \\ r_{2a} & r_{2b} & r_{1c} & \dots \\ r_{3a} & r_{3b} & & \dots \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

r ve z matrislerinin çarpımı sonucu harmoniklerin uzay konumunu temsil eden kompleks iletkenler matrisi elde edilir. Kompleks iletkenler matrisi ilgili fazın iletken sayısına bölünürse k_{wv} kompleks sargı faktörü bulunur[8].

$$[S] = \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ \vdots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{1R} & S_{1S} & Z_{1T} & \dots \\ S_{2R} & S_{2S} & Z_{2T} & \dots \\ S_{3R} & S_{3S} & & \dots \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

$$[S] = [r] [z] = [[S_A][S_B][S_C] \dots] \quad (3.16)$$

$$Z_{topA} = Z_{aA} + Z_{bA} + Z_{cA} + \dots \quad (3.17)$$

$$Z_{topB} = Z_{aB} + Z_{bB} + Z_{cB} + \dots \quad (3.18)$$

$$Z_{topC} = Z_{aC} + Z_{bC} + Z_{cC} + \dots \quad (3.19)$$

$$[k_{wn}] = \begin{bmatrix} S_A & S_B & S_C & \dots \\ Z_{topA} & Z_{topB} & Z_{topC} & \dots \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

3.3 Q=60 q/2=5 için Elde Edilmiş Katsayılar

Tez çalışması kapsamında daha önce çözülmüş sonuçlar içerisinde en çok harmoniğin azaltıldığı durum olan q/2=5 için tasarım çalışması yapılacaktır.

q/2=5 için bulunması gereken olukların makine uzayında bulunması gereken konumlar (α) ve ilgili olukta bulunması gereken ampersarım tarafından aşağıdaki gibi verilmiştir.

$$[\alpha] = [5^\circ \ 16^\circ \ 27^\circ \ 38^\circ \ 49^\circ]$$

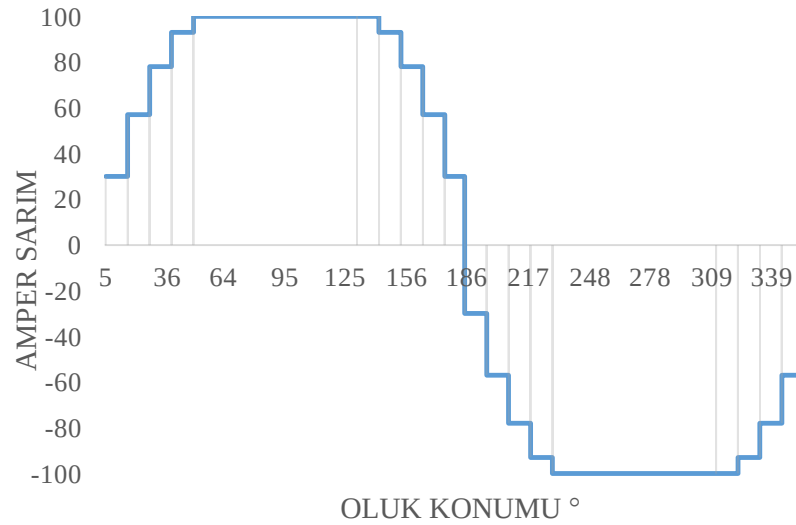
$$[F] = [30 \ 57 \ 78 \ 93 \ 100]$$

Bir faza ait oluk konumlar ve ilgili oluk makine uzayı boyunca yerleşimi Çizelge 3.3'te verilmiştir [8].

Çizelge 3.3 : $q/2 = 5$ için ampersarım dağılımı[8].

$q/2 = 5$ için ampersarım dağılımı	
$[\alpha]$	$[F]$
5	30
16	57
27	78
38	93
49	100
131	100
142	93
153	78
164	57
175	30
185	-30
196	-57
207	-78
218	-93
229	-100
311	-100
322	-93
333	-78
344	-57
355	-30

$q/2 = 5$ için amper sarım ifadesinin grafiksel gösterimi Şekil 3.5 te verilmiştir. Grafikten görüldüğü üzere ampersarım fonksiyonunun her bir basamağı eş adımlı değildir. Adımların artışı tepe noktasına doğru azalma göstermektedir. Böylelikle amper sarım fonksiyonu sinüs dalga şekline biraz daha yaklaştırılmıştır [8].



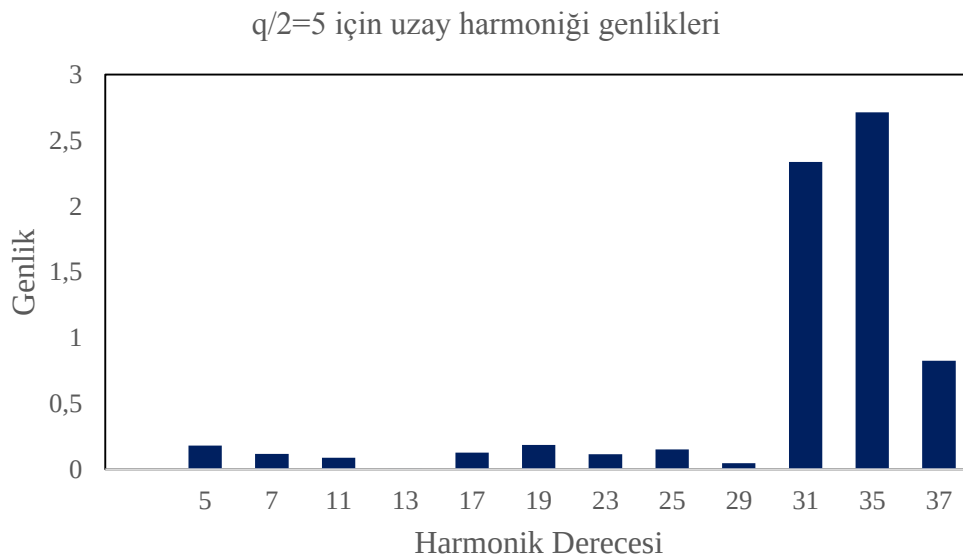
Şekil 3.5 : $q/2 = 5$ için bir faza ait ampersarım dağılımı.

Elde edilen amper sarım fonksiyonu Fourier serisine açıldığında $6k \pm 1$ harmonik dereceleri için Çizelge 3.4'deki genlikler hesaplanmıştır [8].

Çizelge 3.4 : $q/2=5$ için harmonik derecesine göre harmonik genlikleri.

Harmonik Derecesi(v)	Genlik
5	0,178751
7	0,11526
11	0,08759
13	0,001335
17	0,125173
19	0,185162
23	0,11435
25	0,150205
29	0,045936
31	2,336893
35	2,714801
37	0,824764

$q/2=5$ için uzay harmoniği genlikleri grafiksel gösterimi Şekil 3.6'da verilmiştir.



Şekil 3.6 : $q/2=5$ için uzay harmoniği genlikleri grafiksel gösterim.

$q/2 = 5$ tüm fazlar için iletkenler matrisi Çizelge 3.5'te verilmiştir.

Çizelge 3.5 : $q/2 = 5$ tüm fazlar için iletkenler matrisi.

İletken Matrisi				İletken Matrisi			
Oluk konumları°	R	S	T	Oluk konumları°	R	S	T
5	30	0	0	185	-30	0	0
11	0	0	-7	191	0	0	7
16	27	0	0	196	-27	0	0
22	0	0	-15	202	0	0	15
27	21	0	0	207	-21	0	0
33	0	0	-21	213	0	0	21
38	15	0	0	218	-15	0	0
44	0	0	-27	224	0	0	27
49	7	0	0	229	-7	0	0
55	0	0	-30	235	0	0	30
65	0	0	-30	245	0	0	30
71	0	7	0	251	0	-7	0
76	0	0	-27	256	0	0	27
82	0	15	0	262	0	-15	0
87	0	0	-21	267	0	0	21
93	0	-21	0	273	0	-21	0
98	0	0	-15	278	0	0	15
104	0	27	0	284	0	-27	0
109	0	0	-7	289	0	0	7
115	0	30	0	295	0	-30	0
125	0	30	0	305	0	-30	0
131	-7	0	0	311	7	0	0
136	0	27	0	316	0	-27	0
142	-15	0	0	322	15	0	0
147	0	21	0	327	0	-21	0
153	-21	0	0	333	21	0	0
158	0	15	0	338	0	-15	0
164	-27	0	0	344	27	0	0
169	0	7	0	349	0	-7	0
175	-30	0	0	355	30	0	0

İletkenler matrisi incelediğinde aynı faz bandı içerisinde birbiri ile simetrik fakat genişlikleri ve amper sarım değerleri farklı oluk yapıları karşımıza çıkmaktadır. Klasik asenkron motor sargı dağılımına kıyasla fazların birbiri içerisine geçtiği görülmektedir. $q/2 =$ için hesaplanan oluk konumları ve ampersarım dağılımlarını kullanabilmek klasik asenkron motor yapısında mümkün değildir. Uygun yerleşimin yapılması için bütün makinanın yeninden tasarlanması gerekmektedir [8].



4. TASARIM AŞAMALARI

Bu bölümde üretimi yapılan ve tip test sonuçları bulunan 48 oluklu motorun tasarımı analiz programlarıyla doğrulanacaktır. Numerik analiz sonuçları ve sonlu elemanlar analiz sonuçları test sonuçları ile karşılaştırılacaktır. Böylelikle tasarımlarda kullanılan programların doğruluğu teyit edilecek sırasıyla 60 oluklu klasik sargılı asenkron motor ve uzay harmonikleri azaltılmış 60 oluklu motorun tasarımı yapılacaktır.

4.1 Tasarım Programları İle İlgili Genel Bilgiler

Klasik sargılı motorların tasarımında analitik tasarım programı olan SPEED kullanılacaktır. SPEED Siemens'in piyasaya sürdüğü çok yönlü analiz kabiliyetine sahip olan bir numerik analiz programıdır. İçerisinde bulunan sonlu elemanlar modülü sayesinde numerik tasarımı yapılan modellerin hızlıca sonlu elemanlar analizi yapılabilmektedir. Sadece daha geleneksel geometrilerin tasarımının yapılabilmesi SPEED programının dezavantajı olarak söyleyebiliriz.

Tez çalışmasında harmonikleri azaltmak için yapılacak olan çalışmada oluk geometrisi simetrik olarak dağılmayan geometrilerin analizinin yapılması nedeniyle sonlu elemanlar analizlerinde ANSYS firmasını elektromanyetik analiz modülü olan Maxwell programı kullanılacaktır. Maxwell programına girdi olarak girilecek olan büyüklüklere ait hesap yöntemleri ileriki bölümlerde anlatılacaktır.

4.2 Ref-48 in Analiz Sonuçlarının Doğrulanması

Referans motor olarak seçilen motor Arçelik A.Ş. tarafından üretimi gerçekleştirilen IE2 verim sınıfına sahip 90kW 48 oluklu 2 kutuplu klasik sargılı bir asenkron motordur. Referans motorun üretimi devam ettiği için bazı mekanik ölçülerdeki değişkenlikler ve bazı tasarım parametrelerindeki değişimler birim (pu) bazında verilecektir. Ref-48'e ait anma büyüklükleri Çizelge 4.1'de verilmiştir.

Çizelge 4.2'de Ref-48'in SPEED tasarım programındaki analiz sonuçları performans testi sonuçları ile karşılaştırılmıştır.

Çizelge 4.1 : Ref-48'in anma değerleri.

Anma gücü [kW]	90
Gerilim [V]	400/690
Frekans [Hz]	50Hz
Akım [A]	151,3/87,4
Hız [rpm]	2975
CosQ	0.91
Anma Moment [Nm]	290.1
Verim Sınıfı	IE2-94,2%

Çizelge 4.2 : Analiz sonuçları ile test sonuçlarının karşılaştırılması.

Parametre	Ref-48	Tasarım Çıktısı	Fark
Stator Faz Direnci (Ω)	0,0431	0,0461	-7%
Anma Akım (A)	151,33	150,4	1%
Devir Sayısı (rpm)	2975	2978	0%
Anma Momenti (N.m)	291,3	289,2	1%
Stator Bakır Kayıpları (W)	1482	1410	5%
Rotor Bakır Kayıpları (W)	775	730	6%
Demir kayıpları (W)	1696	1600	6%
Sürtünme ve rüzgâr kayıpları (W)	869	875	-1%
Ek kayıplar (W)	687	650	5%
Toplam kayıplar (W)	5509	5265	4%
Verim (%)	94,3	94,9	-1%

Tasarım çıktıları ile performans sonuçları karşılaştırıldığı zaman ortalama sapmalar %10 un altındadır ve tasarım programının sonuçlarının tutarlı olduğu görülmektedir. Standart sargılı motorlar için SPEED tasarım programındaki hesaplamalara ve analiz sonuçlarına güvenilebilir.

Ref-48 in analiz sonuçlarından yola çıkarak uzay harmonikleri azaltılacak olan 60 oluklu referans Ref-60 motor tasarlanabilir.

4.3 $q/2=5$ 60 Oluklu Motorun Tasarımı

60 oluklu referans motorun tasarımında Ref-48 in stator dış çapı, rotoru ve paket boyu, hava aralığı değeri sabit tutulmuştur. Ref-60 ın tasarımında tasarım girdisi olarak Ref-48 in rotor ve stator manyetik akı yoğunlukları sabit tutularak stator oluk tasarımı yapılmıştır.

Her iki motora ait büyüklükler karşılaştırmalı olarak Çizelge 4.3'te verilmiştir.

Çizelge 4.3 : Karşılaştırma çizelgesi.

Parametre	Ref-48	Ref-60
Stator Dış Çapı	1 p.u.	1 p.u.
Rotor Dış Çapı	1 p.u.	1 p.u.
Paket Boyu	1 p.u.	1 p.u.
Stator Dış Genişliği	1p.u.	1.077pu
Rotor Dış Genişliği	1 p.u.	1 p.u.
Stator Boyuduruk akı yoğunluğu (T)	1,47	1,441
Stator Dış akı yoğunluğu (T)	1,52	1,066
Rotor Boyuduruk akı yoğunluğu (T)	0,923	0,8668
Rotor Dış akı yoğunluğu (T)	1,45	1,32
Stator akım yoğunluğu (A/mm ²)	2,61	2,9
Rotor Akım Yoğunluğu (A/mm ²)	1,59	1,23

4.3.1 Stator büyüklüklerinin hesabı

Asenkron motor tasarımında ilk olarak statör iç çapı (D_i) belirlenmelidir. Dış çap belirlendikten sonra seçilen C faydalanma katsayısına göre L_i paket boyu belirlenir. Ref-60 ın tasarımında statör dış çapı, statör iç çapı, paket boyu , hava aralığı ve rotor tasarımı Ref-48 ile sabit tutulmuştur.

Makinanın anma çalışmasında şebekeden çektiği S_n görünür gücü, iç çap, paket boyu ve senkron hız arasında aşağıdaki bağıntı bulunur [11].

$$L_i = \frac{S_n}{D_i^2 C n_s} \quad (4.1)$$

Makinadaki her bir kutbun uzunluğu τ_p kutup taksimatı değeri ile belirlenir.

$$\tau_p = \frac{\pi D_i}{2p} \quad (4.2)$$

2 kutuplu motorlar için hava aralığı seçimi aşağıdaki bağıntıya göre yapılabilir. Hava aralığının çok küçük seçilmesi gerek ek kayıpların artması gerekse hava aralığı akı yoğunluğunun artışına bağlı olarak manyetik çekme kuvvetinin artması sebebiyle istenilen bir durum değildir [11].

$$\delta = 0,3 + \frac{D_i}{666} \quad (4.3)$$

Makine ana boyutlar belirlendikten sonra statör oluk sayısı, oluk tipi ve bunlara bağlı olarak sargı şeması belirlenir. Seçilen oluk sayısına (Q_s) göre faz kutup başına düşen oluk q sayısı belirlenir [11].

$$Q_s = 2pmq \quad (4.4)$$

Stator oluk adımı τ_o aşağıdaki hesaplanır ve sargı şeması oluşturulur.

$$\tau_o = \frac{\pi D_i}{Q_s} \quad (4.5)$$

Bu aşamadan sonra stator (V_{d1}) ve rotor (V_{d2}) dişleri ve hava aralığındaki (V_δ) manyetik gerilimler hesaplanarak k_d doyma faktörü hesaplanır [11].

$$k_d = \frac{V_{d1} + V_{d2} + V_\delta}{V_\delta} \quad (4.6)$$

Tasarım kriteri olarak seçilen hava alanı manyetik akı yoğunluğu B_δ değerine göre hava aralığı akısı ϕ hesaplanır. α_i kutup örtme faktörüdür.

$$\phi = B_\delta \alpha_i \tau_p L_i \quad (4.7)$$

Hesaplanan akının oluşumu için E hava aralığı manyetik gerilimi hesaplanmalıdır. E nin hesabında iki kutuplu makinalar için $1/(1+\sigma)$ değeri 0,984 olarak alınabilir.

$$E_1 = V_1 \frac{1}{1 + \sigma} \quad (4.8)$$

Hava aralığı manyetik gerilimi hesaplandıktan sonra stator sargılarının sarım sayısı (w_1) değeri aşağıdaki bağıntıya göre hesaplanır.

$$w_1 = \frac{E_1}{4,44 f_1 k_{w1} \phi} \quad (4.9)$$

Sarım sayısı hesaplandıktan sonra iletken kesiti belirlenir. İletken kesitinin hesaplanması için akım yoğunluğu değerinin A/mm^2 cinsinden belirlenmesi gerekmektedir. Kullanılacak olan tel tipi ve tel kesitine göre oluk ağız açıklığı belirlenir. Seçilen oluk tipine göre sırsıyla oluk derinliği h_o , ve oluk genişliği b_o belirlenerek oluk yapısı oluşturulur [10,11].

Oluk yapısı belirlendikten sonra stator direnci hesaplanabilir. Stator direnci hesabı için bir fazdaki ortalama sarım uzunluğu $I_{sarım}$ hesaplanır ve aşağıdaki bağıntıya göre toplam stator sargı uzunluğu $L_{1-iletken}$ hesaplanır.

$$L_{1-iletken} = 3w_1 L_{sarım} \quad (4.10)$$

Toplam iletken uzunluğu hesaplandıktan sonra klasik direnç formülü kullanılarak stator direnci R_1 hesaplanır.

$$R_1 = \rho_{cu} \frac{L_{1-\text{iletken}}}{S_{cu1}} \quad (4.11)$$

Stator sargısının ağırlığı aşağıdaki bağıntıya göre hesaplanır.[8]

$$G_{cu1} = \gamma_{cu} L_{1-\text{iletken}} S_{cu1} \quad (4.12)$$

Stator boyunduruk yüksekliği h_{j1} değeri de hesaplandıktan sonra stator tasarımı ana hatları ile tamamlanmış olur.

$$h_{j1} = \frac{\phi(1 + \sigma)}{2k_{Fe}LB_{j1}} \quad (4.13)$$

4.3.2 Rotor büyüklüklerinin hesabı

Rotor büyüklüklerinin belirlenmesinde öncelikler rotor oluk sayısı Q_{s2} belirlenmelidir. Stator ve rotor oluk sayılarının uyumlu olması titreşimleri engellemekle beraber dönme yönüne aksi yönde oluşacak olan momentleri engelleyecektir.

Rotor dış çap ifadesi stator iç çapı ve hava aralığına göre aşağıdaki gibi hesaplanabilir[11].

$$D_2 = D_i + 2\delta \quad (4.14)$$

Bir rotor çubuğunda endüklenen gerilim ($E_{\text{çk}}$) boşa çalışma çevirme oranı ($1/1+\sigma$), rotor sarım sayısı ve sargı faktörü kullanılarak hesaplanabilir. Kısa devre kafesli rotorda faz başına $\frac{1}{2}$ sarım bulunmaktadır ve sargı faktörü 1 olarak alınabilir [11].

$$E_{\text{çk}} = V_1 \frac{1}{1 + \sigma} \frac{1}{2w_1k_{w1}} \quad (4.15)$$

$$I_{\text{çk}} = \frac{P_{\text{mil}} + P_{\text{stv}}}{Q_{s2}E_{\text{çk}}(1 - s)} \quad (4.16)$$

$I_{\text{çk}}$ rotor çubuk akımının hesabında anma çalışmasında öngörülen s kayması kullanılır. Halka akımı (I_{ha}) rotor dış çapı ve çubuk akımı cinsinden aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$I_{\text{ha}} = \frac{Q_{s2}}{2\pi p} I_{\text{çk}} \quad (4.17)$$

Çubuk ve halka akımları hesaplandıktan sonra seçilen oluk tipine göre rotor oluk kesitleri ve uç halkası kesiti hesaplanabilir. Halka kesiti ve oluk kesitlerine göre basit direnç formülünden dirençler hesaplanır [11].

Rotor boyunduruk kesitinin belirlenmesi için rotor dişlerinin minimum genişliği (b_{d2min}) belirlenmeli ve max endüksiyon (B_{d2max}) değeri hesaplanmalıdır.

$$B_{d2max} = \frac{L_i \tau_{o2}}{k_{fe} L_{top} b_{d2min}} B_{\delta} \quad (4.18)$$

Rotor boyunduruk yüksekliği (h_{j2}), rotor boyunduruk akı yoğunluğu (B_{j2}) öngörülerek aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$h_{j2} = \frac{\phi}{2k_{fe} B_{j2}} \quad (4.19)$$

4.3.3 Manyetik devre büyüklüklerinin hesabı

Manyetik devrenin toplam manyetik gerilimi akının devre üzerinde izlediği yollar dikkate alınarak hesaplanır. Hava aralığındaki manyetik gerilimi aşağıdaki ifadeye göre hesaplanabilir[11].

$$V_{\delta} = 0,8 k_c \delta B_{\delta} \quad (4.20)$$

Stator ve rotor dişlerinin etkileşimi k_c Carter faktörü ile ifade edilir. Carter faktörü oluk adımı (τ_o), oluk genişliği (b_o) ve hava aralığına bağlı olarak rotor (k_{c2}) ve stator (k_{c1}) için ayrı ayrı hesaplanır [11].

$$k_{c1} = \frac{\tau_{o1}}{\left(\frac{((b_{o1})/\delta)}{5 + b_{o1}/\delta} \right)^2 \delta} \quad (4.21)$$

$$k_{c2} = \frac{\tau_{o2}}{\left(\frac{((b_{o2})/\delta)}{5 + b_{o2}/\delta} \right)^2 \delta} \quad (4.22)$$

$$k_c = k_{c1} k_{c2} \quad (4.23)$$

Değişken genişlikteki dişler için en büyük, ortalama ve en küçük (H_{d1max} , H_{d1ort} ve H_{d1min}) kullanılarak Simpson kuralına göre ortalama alan şiddeti (H_{d1}) aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$H_{d1} = \frac{H_{d1max} + 4H_{d1ort} + H_{d1min}}{6} \quad (4.24)$$

Stator ve rotor diş uzunlukları (I_{d1}, I_{d2}) ile manyetik alan şiddetlerinin çarpımı ile stator ve rotor diş manyetik gerilimleri (V_{d1}, V_{d2}) hesaplanır.

$$V_{d1} = l_{d1} H_{d1} \quad (4.25)$$

$$V_{d2} = l_{d2} H_{d2} \quad (4.26)$$

Ortalama boyunduruk uzunlukları (I_{j1}, I_{j2}) hesaplanarak belirlenen manyetik alan şiddetleri (H_{j1}, H_{j2}) ile çarpılarak boyunduruk manyetik gerilimleri (V_{j1}, V_{j2}) hesaplanabilir[11].

$$l_{j1} = \frac{\pi(D_{d1} - h_{j1})}{2p} \quad (4.27)$$

$$l_{j2} = \frac{\pi(D_2 - h_{j2})}{2p} \quad (4.28)$$

$$V_{j1} = l_{j1} H_{j1} \quad (4.29)$$

$$V_{j2} = l_{j2} H_{j2} \quad (4.30)$$

Toplam manyetik gerilim aşağıdaki gibi ifade edilir[11].

$$\sum V = 2V_{\delta} + 2V_{d1} + 2V_{d2} + V_{j1} + V_{j2} \quad (4.31)$$

Bu durumda mıknatıslanma akımı aşağıdaki bağıntıya göre hesaplanabilir.

$$I_{\mu} = \frac{p \sum V}{0,9 m_1 w_1 k_{w1}} \quad (4.32)$$

4.3.4 Kısadevre akımı hesabı

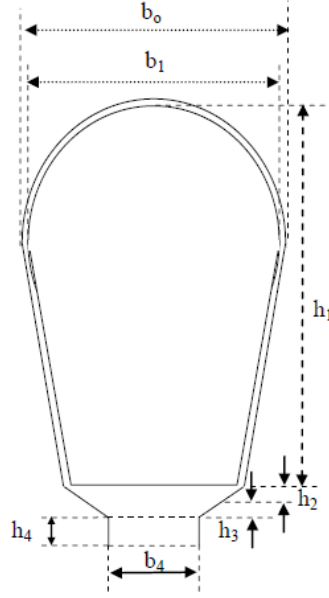
Kısadevre akımının hesabı için asenkron motorların eş değer devresinde yer alan stator ve rotor reaktansları ($X_{\sigma 1}$ ve $X_{\sigma 2}$) hesaplanır. Toplam reaktanslar oluk ($X_{\sigma o}$), bobin başı ($X_{\sigma bb}$), ve hava aralığı ($X_{\sigma ha}$), dağılma reaktanslarından oluşur. Her bir dağılma reaktansı ayrı ayrı hesaplanır. z iletken sayısı, l_o oluk uzunluğudur ve λ_o manyetik iletkenlik katsayısıdır.

$$X_{\sigma o} = 2\pi f_1 (0,8 \pi z p q l_o \lambda_o 10^{-8}) \quad (4.33)$$

Şekil 4.1’de verilen oluk büyüklüklerine göre λ_o manyetik iletkenlik katsayısı hesaplanır[11].

$$\lambda_o = \frac{h_1}{3b_o} + \frac{h_2}{b_o} + \frac{h_3}{b_3} + \frac{h_4}{b_4} \quad (4.34)$$

$$b_3 = \frac{b_o - b_4}{\ln \left[\frac{b_o}{b_4} \right]} \quad (4.35)$$



Şekil 4.1 : Oluk kaçak reaktansı hesabında kullanılacak oluk büyüklükleri [8].

Hava aralığı dağılma reaktansı K_1 ve K_2 yüksek gerilim katsayılarının hesaplanmasıyla belirlenir.

$$X_{\sigma ha} = 2\pi f_1 (0,8 \pi \frac{w^2}{p} \Lambda_{ha} 10^{-8}) \quad (4.38)$$

$$K_1 = \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{k_{wn}}{n} \right]^2 \quad (4.39)$$

$$K_2 = \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{1}{2 \frac{Q_{s2}}{2p} n \pm 1} \right)^2 \quad (4.40)$$

Stator ve rotor reaktansları üç dağılma reaktansının toplamıdır.

$$X_{\sigma} = X_{\sigma o} + X_{\sigma bb} + X_{\sigma ha} \quad (4.41)$$

Kısadeve akımı aşağıdaki formülle ifade edilebilir.

$$I_{1k} = I'_{2k} = \frac{\left(1 + \frac{X_{1\sigma}}{X_M} \right) V_1}{\sqrt{R_k^2 + X_k^2}} \quad (4.42)$$

4.3.5 Kayıplar ve verim hesabı

Asenkron makinalarda toplam kayıp 5 ana başlık altında sınıflandırılmaktadır. Bunlar sırasıyla stator iletken kayıpları P_s , rotor iletken kayıpları P_r , demir kayıpları P_{demir} , Sürtünme ve vantilasyon kayıpları $P_{\text{sür}}$ ve P_{ilave} ilave kayıplardır.

P_s stator bakır kayıpları klasik formüllerle hesaplanır. P_r rotor iletken kayıpları ise hava aralığı gücünün kayma değeri ile çarpılması ile bulunur. Demir kayıpları akı yoğunluğu, frekans ve kütle ile değiştiğinden hesap yöntemi farklıdır. Stator dışlarındaki kayıplar (P_{d1}) için özgül demir kaybı (p_{d1}) belirlendikten sonra dışların ağırlığı (G_{d1}) ile çarpılarak hesap yapılır. Boyunduruk kayıpları (P_{j1}) için özgül demir kaybı (p_{j1}) hesaplanır ve boyunduruk ağırlığı (G_{j1}) ile çarpılır.

$$P_{d1} = p_{d1} G_{d1} \quad (4.43)$$

$$P_{j1} = p_{j1} G_{j1} \quad (4.44)$$

$$P_{\text{demir}} = P_{d1} + P_{j1} \quad (4.45)$$

Sürtünme ve vantilasyon kayıpları rulmanlar, rotor uç halkalarından gelen sürtünme kuvveti ve fan vantilasyonun oluşturduğu kayıplardır. Motor gövde büyüklüğü ve mil yüksekliğine göre değişmektedir. Bu çalışmada kullanılan motor için sürtünme kaybı 800W olarak alınmıştır. Verim hesapları için anma gücünün %0,7 si kadar ilave bir kayıp öngörülmüştür.

Toplam kayıp aşağıdaki gibi belirlenir.

$$\sum P_{\text{kayıp}} = P_s + P_{\text{demir}} + P_r + P_{\text{sür}} + P_{\text{ilave}} \quad (4.46)$$

Verim ifadesi;

$$\eta = \frac{P_{\text{mek}}}{P_{\text{mek}} + \sum P_K} \quad (4.47)$$

4.4 Uzay Harmoniklerinin Azaltılması İçin Oluk Optimizasyonu

Bu kısımda 60 oluklu referans motorun rotor geometrisi sabit tutularak $q/2=5$ için referans olarak alınan oluk konumları ve amper sarım dağılımlarına göre yeniden dizayn edilecektir. Oluktaki iletkenlerin yönleri ve ve fazlar dikkate alındığında amper sarım dağılımları 30,7,27,15,21,21,15,27,7,30 gitmektedir. Benzer şekilde oluk eksenleri arası mesafeler 10,6,5,6,5,6,5,6,5,6 şeklinde ilerlemektedir.

Referans motorun sipir sayısı 8 olduğundan dolayı 1A için $q/2=5$ oluk da 80amper sarım bulunmalıdır. 80 amper sarım 30.7.27.15.21 ampersarım katsayılarına göre dağıtılmalıdır. Yeni tasarlanacak olan motorun amper sarım dağılımları aşağıdaki Çizelge 4.4'te belirtilmiştir [8].

Çizelge 4.4 : $q/2=5$ için olması gereken ampersarım değeri.

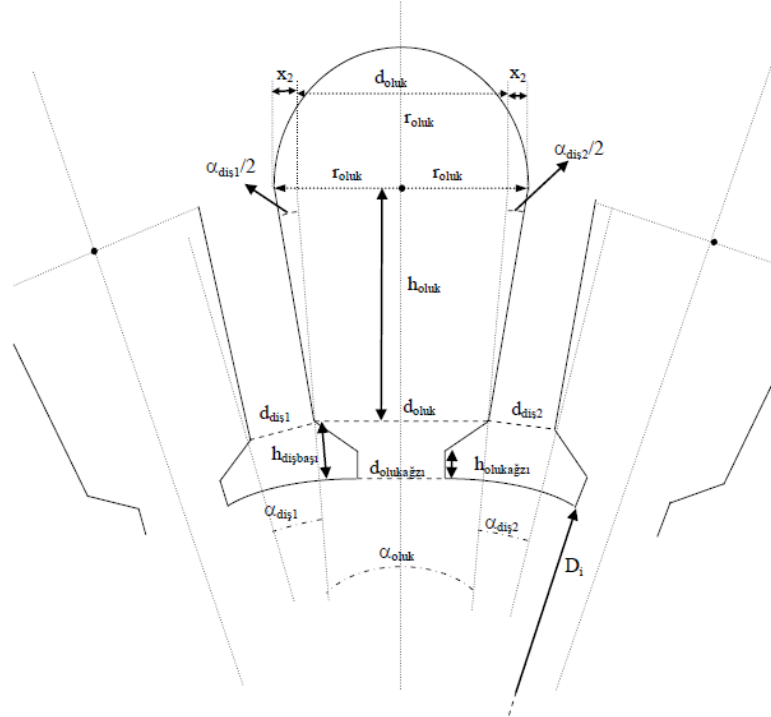
Olması Gereken Amper sarım	80 Ampersarımın Fazlara dağılımı
30	12
7	3
27	11
15	6
21	8

Bütün fazların yerleşimi oluk iletken matrisi dikkate alındığında uygun dış-oluk-dış kombinasyonunu belirleyebilmek adına ilgili oluğun amper sarım değerine akı dağılımları oransal olarak dağıtılabilir. Dışlerden geçen akı miktarları dişe komşu olan olukların amper sarımının referans motorun bir oluğa düşen ampersarım oranı ile çarpılması ile bulunur. Her oluk yanındaki dişe sarım sayısının yarısı oranında katkı yapar. Böylelikle olması gereken minimum diş genişlikleri ve min diş başlangıç genişlikleri hesaplanabilir. Referans makinada diş genişliği 5,4 mm olduğu için oransal olarak 1ϕ ye karşılık gelen diş genişliği 5,4 mm dir. Referans makinada 5,4 mm ye karşılık gelen açı değeri $2,635^\circ$ olarak hesaplanmıştır. Harmonikleri azaltılacak olan makine referans makine ile aynı iç çapa sahip olduğu için 5,4 mm ye karşılık gelen $2,635^\circ$ lik açığı kullanarak doğru orantı ile min diş başlangıç açıları hesaplanabilir [8]. Komşu olukların ürettiği akı oranları ve minumum diş başlangıç genişlikleri Çizelge 4.5'te verilmiştir.

Çizelge 4.5 : Komşu olukların ürettiği akı oranları ve min. diş başlangıç genişliği.

Diş Tipi	1.Komşu oluktaki Sarım Sayısı	Ürettiği Akı	2.Komşu oluktaki Sarım Sayısı	Ürettiği Akı	Toplam Diş Akısı	Gereken Min Diş başlangıç Açısı	Gereken Min Diş başlangıç Genişliği
12-12	12	0,75	12	0,75	1,50	3,952	8,100
12-3	12	0,75	3	0,19	0,94	2,470	5,063
3-11	3	0,19	11	0,69	0,88	2,305	4,725
11-6	11	0,69	6	0,38	1,06	2,799	5,738
6-8	6	0,38	8	0,50	0,88	2,305	4,725
8-8	8	0,50	8	0,50	1,00	2,635	5,400
8-6	8	0,50	6	0,38	0,88	2,305	4,725
6-11	6	0,38	11	0,69	1,06	2,799	5,738
11-3	11	0,69	3	0,19	0,88	2,305	4,725
3-12	3	0,19	12	0,75	0,94	2,470	5,063

Çizelge 4.5 incelendiği zaman makine çevresi boyunca her $q/2$ lik dilim için 5 farklı oluk 6 farklı diş bulunduğu görülür.



Şekil 4.2 : Oluk ve diş için hesaplanması gereken büyüklükler [8].

Oluk genişliklerinin hesabına ait veriler Çizelge 4.6’da verilmiştir.

Çizelge 4.6 : Oluk genişlikleri hesabı.

Yan yana olan olukların sarım sayıları	12-12	12-3	3-11	11-6	6-8	8-8
Olu eksenleri arası mesafe(derece)	10	6	5	6	5	6
diş başlangış genişliği	3,952	2,470	2,305	2,799	2,305	3,952
iki eksen arasında oluklara düşen mesafe	6,05	3,53	2,69	3,20	2,69	6,05
Oluk genişlikleri cinsinden eksenler arası mesafe	$3,952+2x$	$2,470+x+y$	$2,305+y+z$	$2,799+z+a$	$2,305+a+b$	$3,952+2x$
Oluklara düşen mesafenin oluk genişlikleri cinsinden değeri	$2x=6,05$	$x+z=3,53$	$y+z=2,69$	$z+a=3,20$	$a+b=2,69$	$2x=6,05$

Oluk genişlik açısının hesaplanmasında sırasıyla diş genişliğine dişe komşu olan iki dişin oluk açısının yarısı eklenir ve daha önceden biline iki oluk eksenleri arasındaki mesafeye eşitlenir. Böylelikle oluk genişlik açıları hesaplanmış olur.

Çizelge 4.7 : Hesaplanan oluk alanları ve genişlikleri.

Oluk Sarım	12	3	11	6	8
Açısal Genişlik°	6,048	1,012	4,377	2,024	3,365
Genişlik (mm)	12,395	2,074	8,971	4,148	6,897

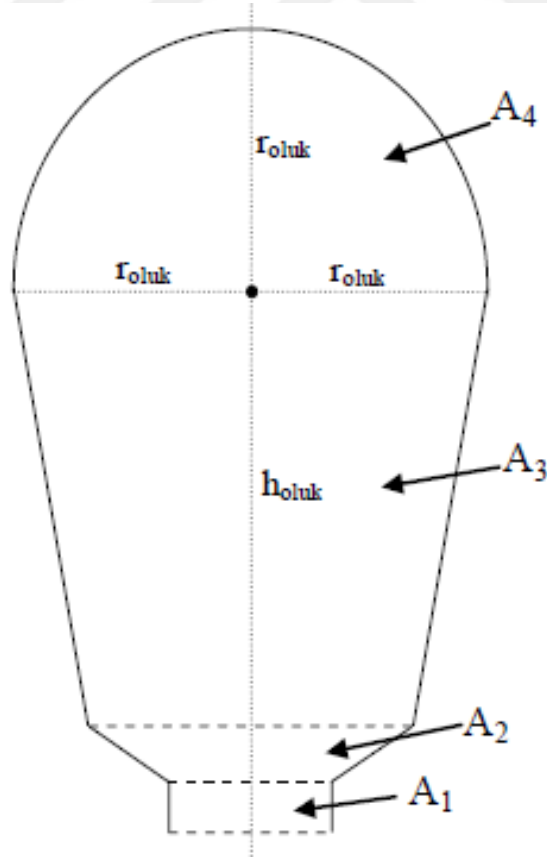
Oluk genişlikleri ve diş genişlikleri hesaplandıktan sonra oluk ve dişlerin belirlenmesi gerekmektedir. Oluk derinliği ve r oluk yarıçapı her oluk için min olması gereken oluk alanlarının ifadesinden hesaplanır. Referans makinenin oluk alanı bilindiği için sarım sayılarının oranına göre her oluğun minimum olması gereken oluk derinliği değeri oransal olarak hesaplanır. İzolasyonlu ve izolasyonuz oluk alanları Çizelge 4.8’de verilmiştir.

Çizelge 4.8 : İzolasyonlu ve izolasyonsuz oluk alanları.

Oluk Tipi	İzolasyonsuz	İzolasyonlu
12 sarım	409,8	438,8
3 Sarım	102,5	109,7
11 Sarım	375,7	402,3
6 Sarım	204,9	219,4
8 Sarım	273,2	292,6

Stator akım yoğunluğunun sabit tutulması için yeni tasarlanacak olan olukların minimum alanı Çizelge 4.8'deki gibi olmalıdır.

Oluk alanı hesabında kullanılacak büyüklükler Şekil 4.3'deki örnek oluk şeklinde gösterilmiştir.



Şekil 4.3 : Örnek oluk şekli [8].

Oluk alanları aşağıdaki formüllere göre hesaplanabilir [8].

$$A_1 = h_{olukagzi} (d_{olukagzi} - 2d_{iso}) \quad (4.48)$$

$$A_2 = \frac{(d_{olukagzi} - 2d_{iso} + d_{oluk} - 2d_{iso})}{2} (h_{disbas} - h_{olukagzi}) \quad (4.49)$$

$$A_3 = \frac{(d_{oluk} - 2d_{iso} + 2r_{oluk} - 2d_{iso})}{2} (h_{oluk}) \quad (4.50)$$

$$A_4 = \frac{\pi(r - d_{iso})^2}{2} \quad (4.51)$$

Toplam oluk alanları bilindiği için bilinmeyen parametreler h_{oluk} ve r oluk bir denklem yazılabilir. Bu durumda h_{oluk} ve r oluk bilinmeyenlerinin çözümü için bir denkleme daha ihtiyaç duyulur. Aşağıdaki eşitliklerden çözüm için ilave denklemler elde edilir [8].

$$2r = d_{oluk} + x_1 + x_2 \quad (4.52)$$

$$x_1 = h_{oluk} + \tan \left[\frac{\alpha_{dis1}}{2} \right] \quad (4.53)$$

$$x_2 = h_{oluk} + \tan \left[\frac{\alpha_{dis2}}{2} \right] \quad (4.54)$$

$$h_{oluk} = \frac{2r_{oluk} - d_{oluk}}{\tan \left[\frac{\alpha_{dis1}}{2} \right] + \tan \left[\frac{\alpha_{dis2}}{2} \right]} \quad (4.55)$$

A'_{oluk} izolasyonsuz alan değerleri kullanılarak alan denkleminde yerine konulursa ikinci dereceden bir denklem elde edilir ve oluk yarıçapı r hesaplanabilir [8].

$$A'_{oluk} = ar^2 + b^r + c \quad (4.56)$$

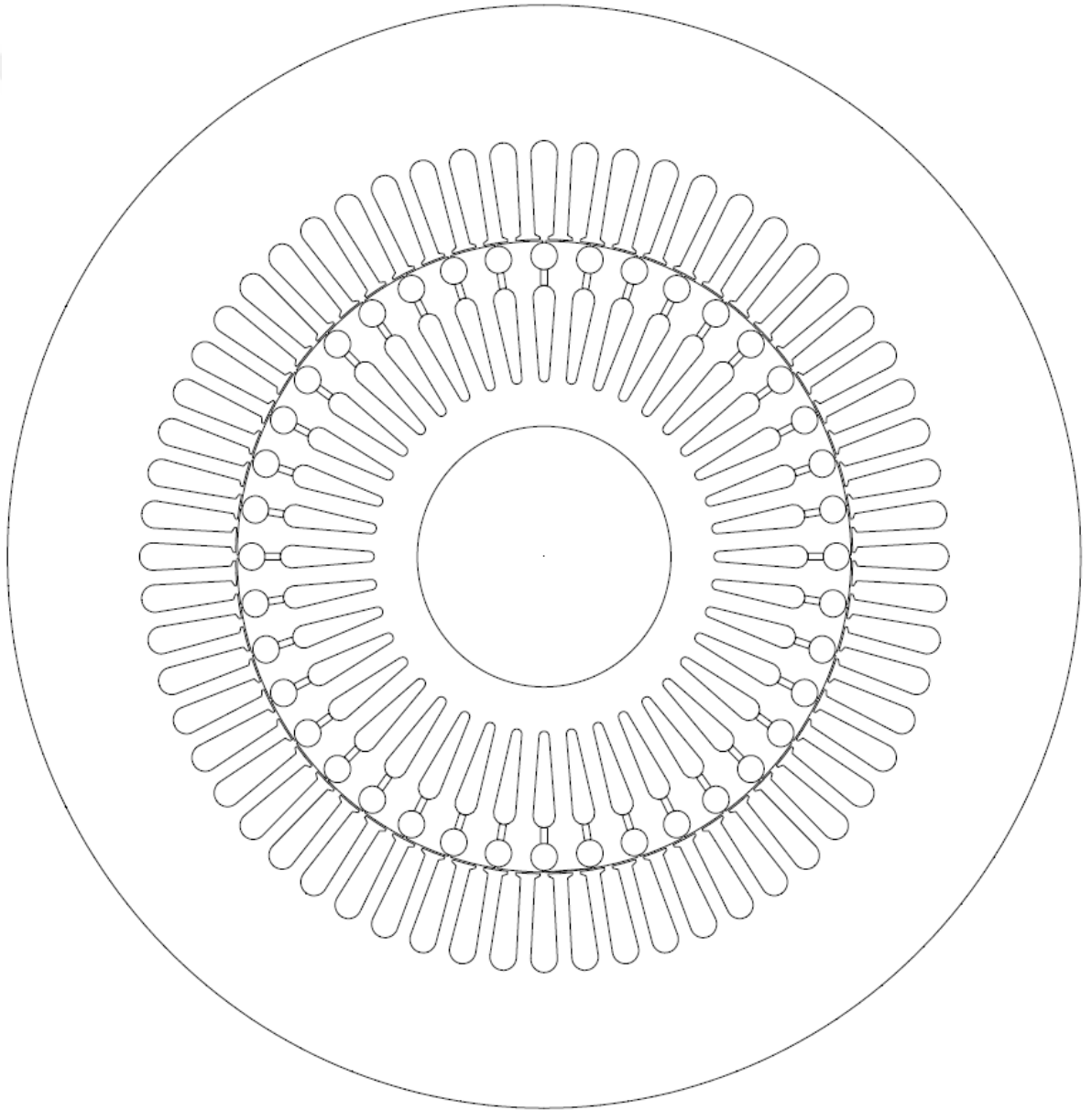
$$a = \frac{2}{\tan \left[\frac{\alpha_{dis1}}{2} \right] + \tan \left[\frac{\alpha_{dis2}}{2} \right]} + \frac{\pi}{2} \quad (4.57)$$

$$b = \frac{-4 d_{iso}}{\tan \left[\frac{\alpha_{dis1}}{2} \right] + \tan \left[\frac{\alpha_{dis2}}{2} \right]} - \pi d_{iso} \quad (4.58)$$

$$c = A_1 + A_2 \frac{4 d_{iso} d_{oluk} - d_{iso}^2}{2 \left[\tan \left[\frac{\alpha_{diş1}}{2} \right] + \tan \left[\frac{\alpha_{diş2}}{2} \right] \right]} - \frac{\pi}{2} d_{iso}^2 \quad (4.59)$$

İki bilinmeyenli denklem takımı çözüldüğü zaman her oluğa ait yükseklik ve r oluk çapı değeri hesaplanır. Hesaplanan parametreler sonucunda oluk boyutları Çizelge 4.9’de verilmiştir.Çizelge 4.9’dan görüleceği üzere oluk derinlikleri birbirinden farklı çıkmaktadır.Bu durum da boyunduruk akı yoğununda artışa neden olacağı için optimize edilmesi gereken bir durumdur.

Standart 60 oluklu makinaya ait laminasyon resmi Şekil 4.4’te verilmiştir.

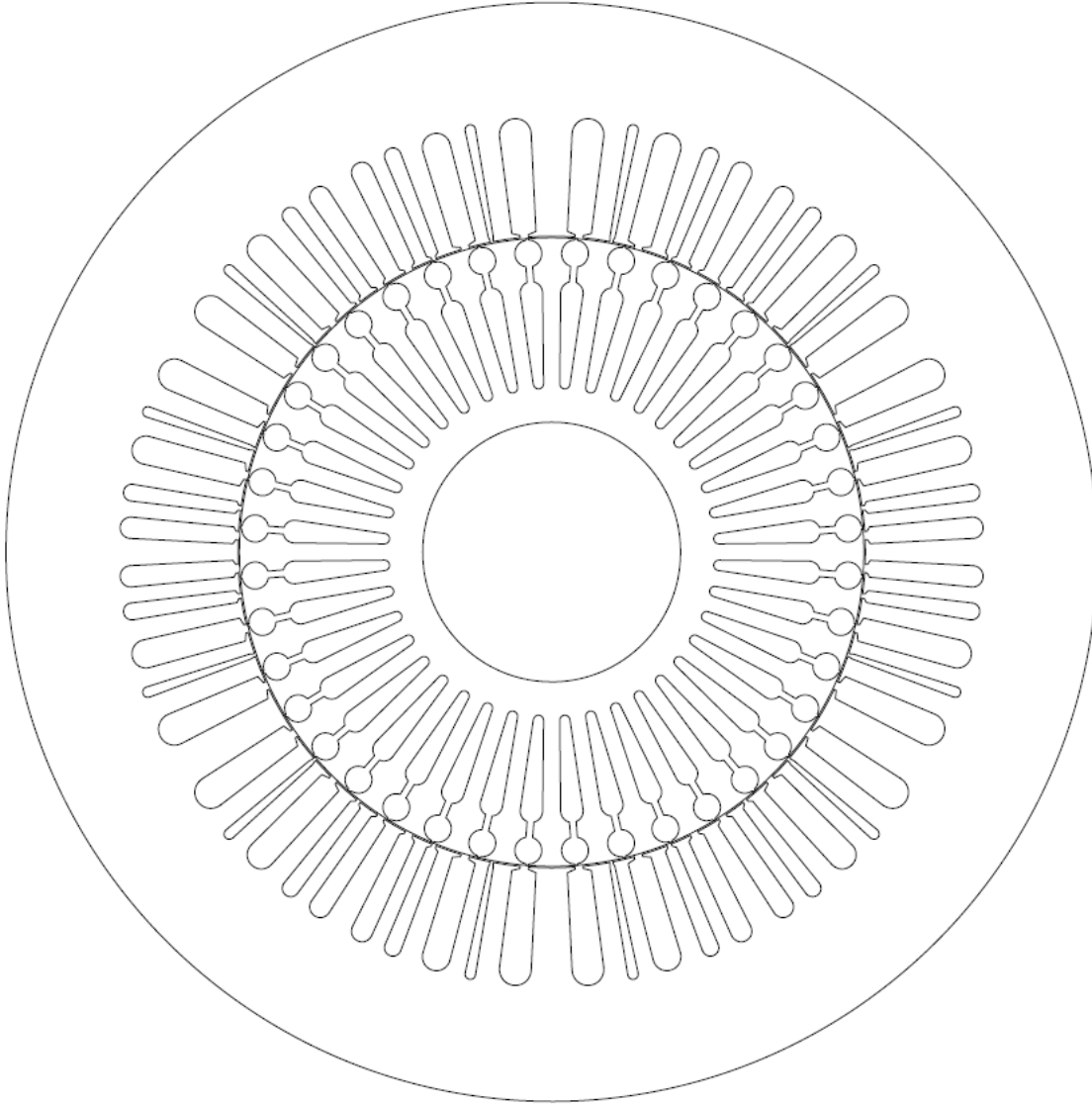


Şekil 4.4 : Standart 60 oluklu makinaya ait laminasyon resmi.

Çizelge 4.9 : Hesaplanan oluk boyutları.

Oluk tipi (mm)	12 Sarım	3 Sarım	11 Sarım	6 Sarım	8 Sarım
Dış Başı derinliği (mm)	1,85	1,85	1,85	1,85	1,85
h (mm)	26,15	39,32	35,45	41,14	33,98
r (mm)	6,931	1,856	5,275	2,990	4,181
Toplam oluk derinliği (mm)	34,93	43,03	42,57	45,98	40,01

Harmonikleri azaltılmış 60 oluklu makinaya ait laminasyon resmi Şekil 4.5'te verilmiştir.



Şekil 4.5 : Harmonikleri azaltılmış 60 oluklu makinaya ait laminasyon resmi.

Excel üzerinde hazırlanan bir program ile oluk yükseklikleri aynı olacak şekilde oluklar optimize edilmiştir. Optimize edilen oluklara ait boyutlar Çizelge 4.10'da verilmiştir.

Çizelge 4.10 : Optimize edilmiş oluk boyutları.

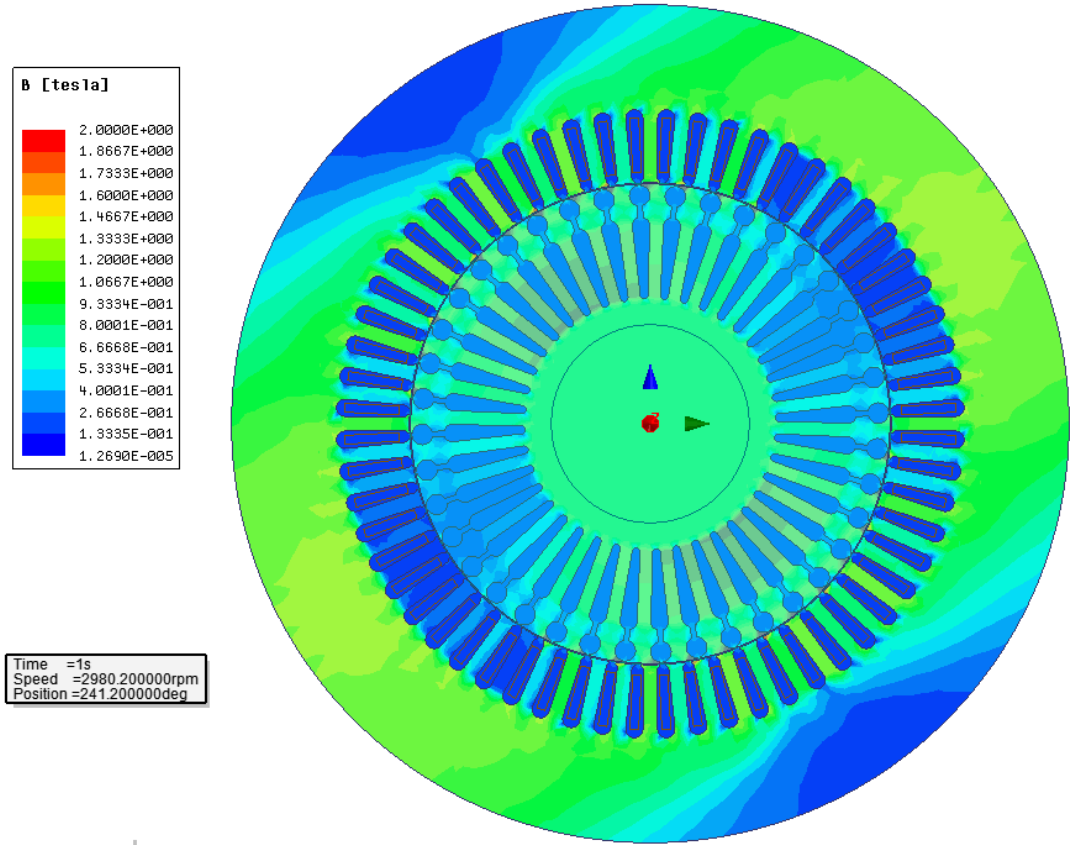
Oluk Sarım	12	3	11	6	8
Diş Başı derinliği (mm)	1,85	1,85	1,85	1,85	1,85
h (mm)	35,93	39,86	36,62	38,70	37,88
r (mm)	5,866	1,933	5,174	3,102	3,912
Toplam oluk derinliği (mm)	43,65	43,65	43,65	43,65	43,65
İzolasyonulu oluk alanı (mm ²)	409,83	102,46	375,68	204,92	273,22



5. ANALİZ

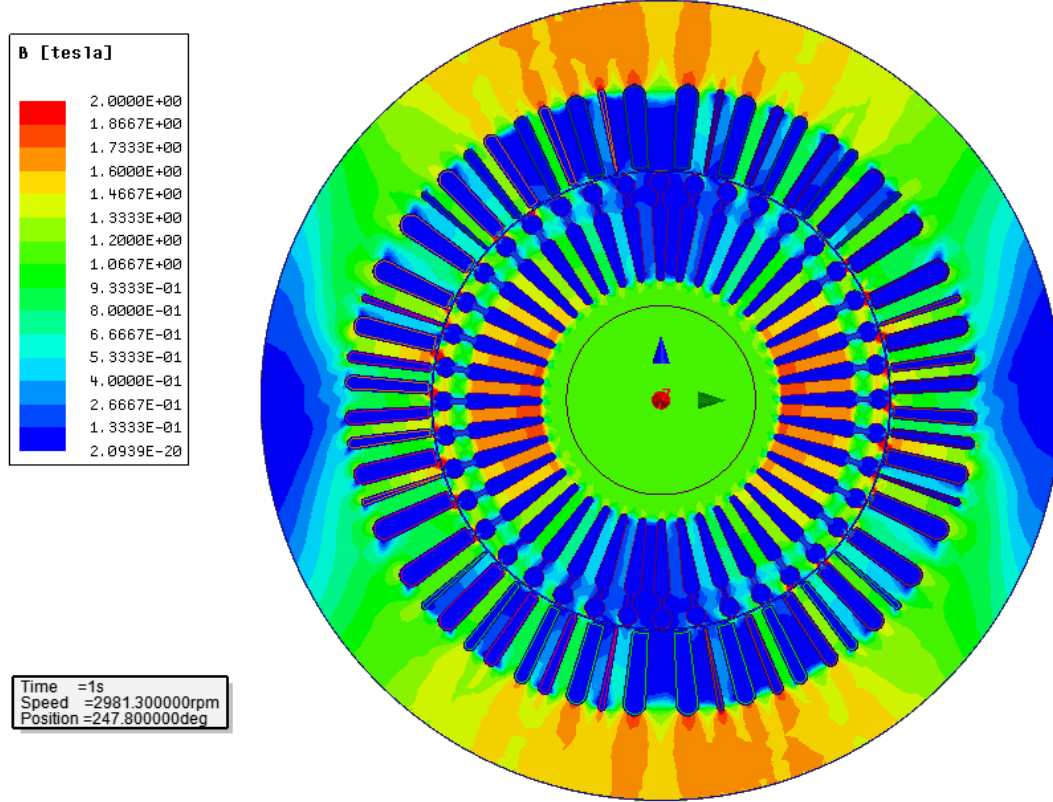
5.1 Manyetik Akı Yoğunluklarının Değişimi

Her iki makinadaki manyetik akı yoğunlukları incelendiğinde 60oluklu makinada tasarımda referans olarak alınan Ref-48 ye yakın bir akı yoğunluğu görülmektedir. Akı yoğunluğunda doymaya sebep olacak artışlar bulunmuyor. Ref-60 manyetik akı yoğunluğu dağılımı Şekil 5.1’de verilmiştir.



Şekil 5.1 : Ref-60 manyetik akı yoğunluğu dağılımı.

Harmonikleri azaltılmış olan makinada ise yine beklediğimiz bir durum söz konusudur. Oluk derinliklerinin artması nedeniyle aynı dış çapta kaldığımız boyunduruk alanı azaldı, dolayısıyla akı yoğunluğu bir miktar artmış durumdadır. Akı yoğunluğu artışı demir kayıplarında olumsuz bir etki yaratacaktır. Bu durumu önlemek adına optimizasyon kısmında yapılan çalışmalar anlatılacaktır. Uzay harmonikleri azaltılmış makinadaki manyetik akı yoğunluğu dağılımı Şekil 5.2’de verilmiştir.

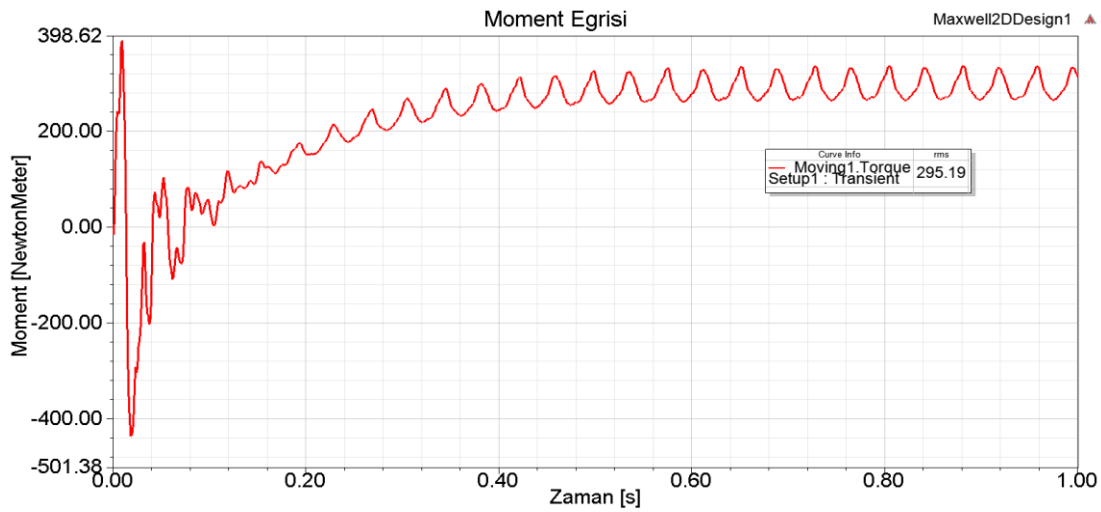


Şekil 5.2 : Uzay harmonikleri azaltılmış makinadaki manyetik akı yoğunluğu dağılımı.

5.2 Moment Eğrisi

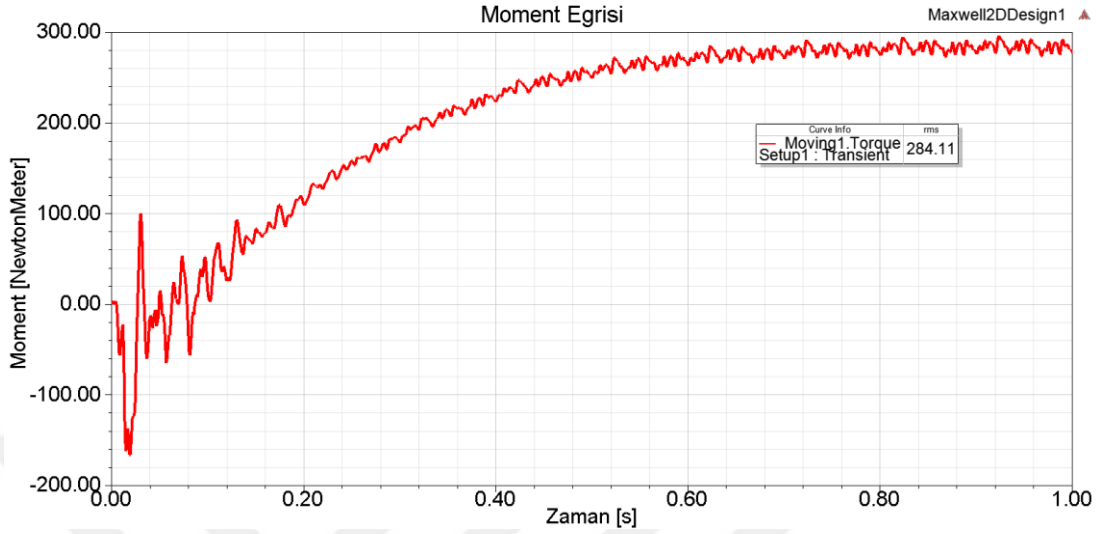
Her iki makinanın moment salınımı incelendiğinde standart 60 oluklu makinanın moment salınımının yüksek olduğunu görüyoruz. Bu durum hava aralığı endüklenen gerilimi ile ilgili olduğu için uzay harmoniklerinin etkisinin olduğunu söyleyebiliriz.

Ref-60 için moment eğrisi Şekil 5.3'te verilmiştir.



Şekil 5.3 : Ref-60 için moment eğrisi.

Uzay harmonikleri azaltılmış makinanın kalkış anında çok daha az moment salınımı ile kalktığını ve kalıcı haldeki moment salınımının daha iyi olduğu gözlemlenmiştir. Uzay harmonikleri azaltılmış makinadaki moment eğrisi Şekil 5.4’te verilmiştir.

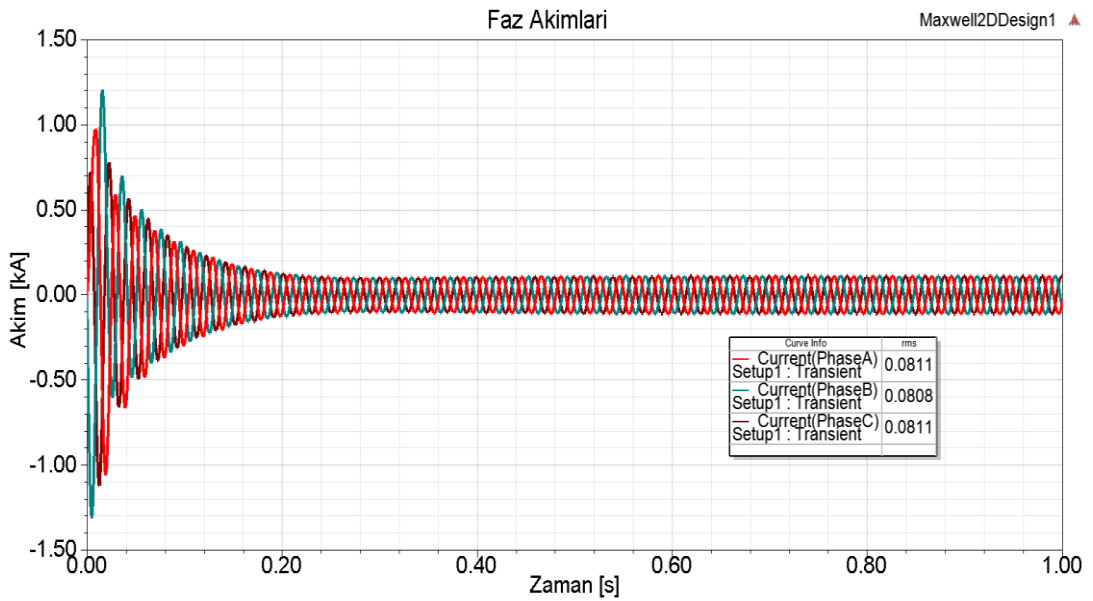


Şekil 5.4 : Uzay harmonikleri azaltılmış makinadaki moment eğrisi.

5.3 Akım Grafikleri

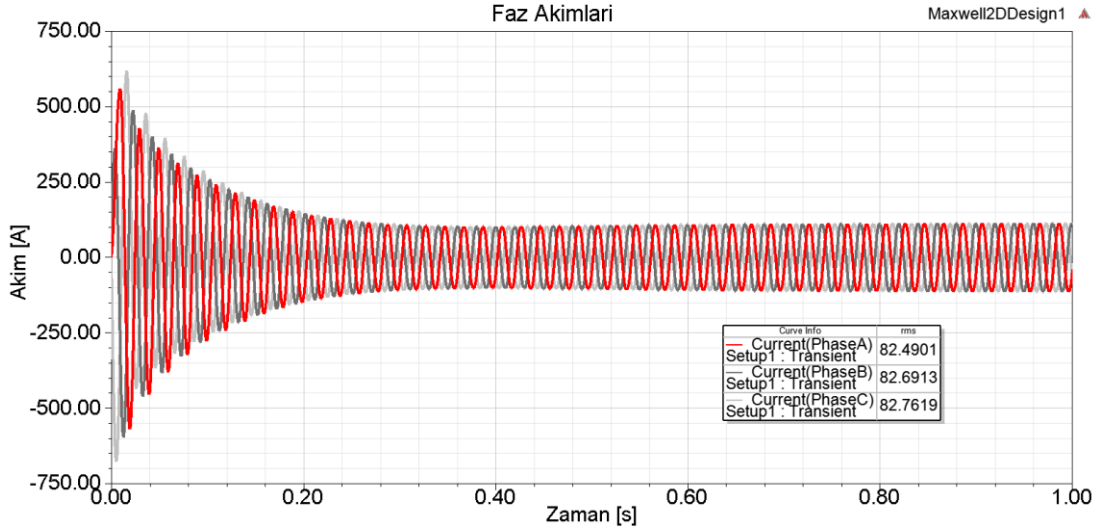
Akım eğrileri incelendiğinde standart 60 oluklu makinanın kalkış anındaki akımın pik değeri harmonikleri azaltılmış makinaya göre oldukça yüksektir. Bu etki doğrudan harmonik genliklerinin yüksek olmasıyla ilişkilidir.

Ref-60 için akım grafiği Şekil 5.5’te verilmiştir.



Şekil 5.5 : Ref-60 için akım grafiği.

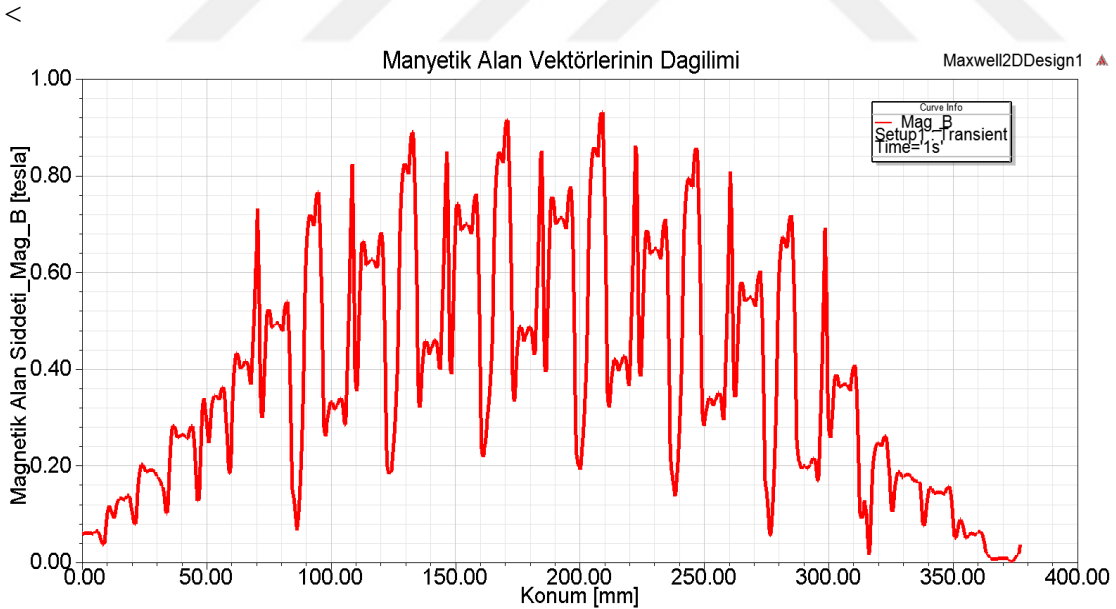
Harmonikleri azaltılmış makina için akım grafiği Şekil 5.6’da verilmiştir.



Şekil 5.6 : Harmonikleri azaltılmış makina için akım grafiği.

5.4 Hava Aralığı Manyetik Alan Vektörleri

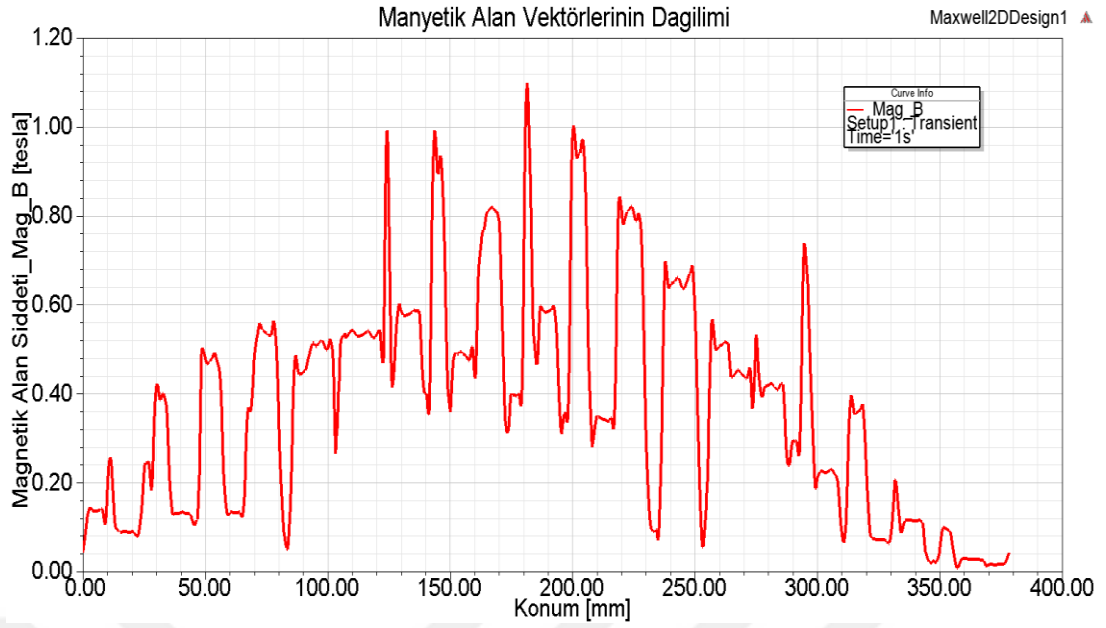
Hava aralığı manyetik alan vektörlerinin dağılımı doğrudan hava aralığı ampersarım fonksiyonu ile ilişkilidir. Her iki dalga şekline bakıldığında standart 60 oluklu makina için hava aralığı manyetik alan vektörlerinin dağılımı Şekil 5.7’de verilmiştir.



Şekil 5.7 : Ref-60 için hava aralığı manyetik alan vektörlerinin dağılımı.

Hava aralığı manyetik alan vektörlerinin dağılımına ait bu fonksiyon Fourier serisi ile analiz edildiğinde uzay harmoniklerinin dağılımı daha net bir şekilde anlaşılabilecektir.

Harmonikleri azaltılmış makine için hava aralığı manyetik alan dağılımı Şekil 5.8’de verilmiştir.



Şekil 5.8 : Harmonikleri azaltılmış makine için hava aralığı manyetik alan dağılımı.

5.5 Uzak Harmonikleri

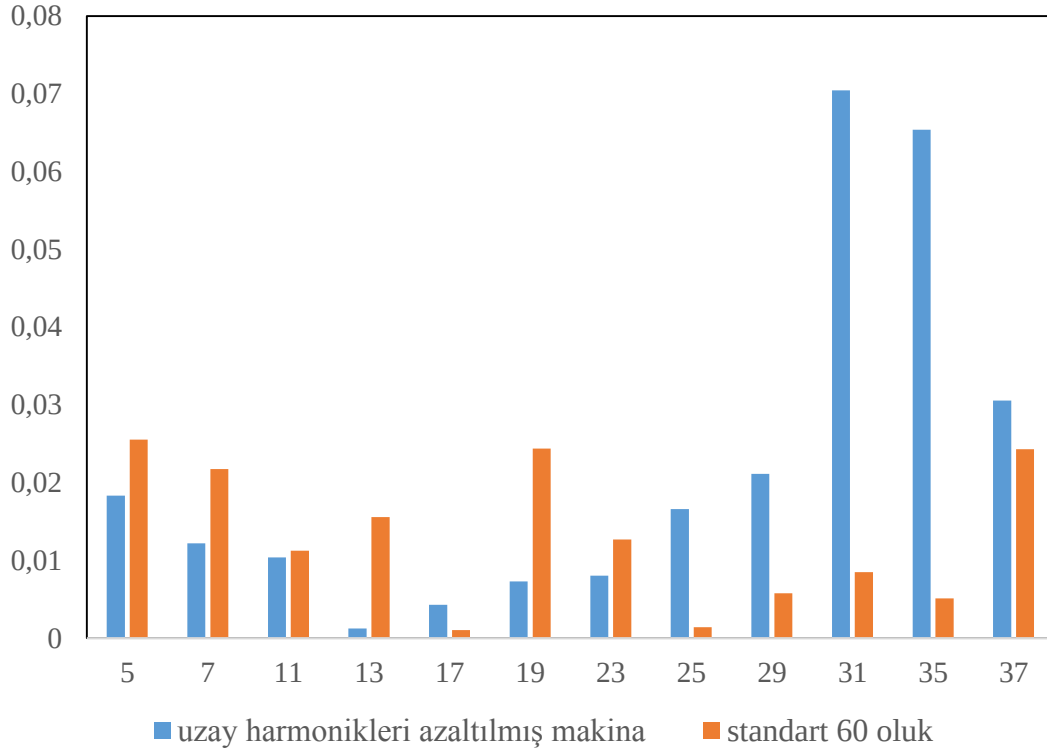
Hava aralığı manyetik alan vektörlerinden elde edilen dalga şekli Fourier serisine açıldığında her iki motor için aşağıdaki harmonik genlikleri elde edilmiştir.

Çizelge 5.1 : Hava aralığı manyetik alan vektörlerinden elde edilen harmonik spektrumu.

Harmonik Derecesi	Harmonik Genliği	
	Harmonikleri Azaltılmış Makina	Standart 60 oluk
Temel Bileşen	0,589785	0,585474
5	0,0183416	0,025528
7	0,0121932	0,021723
11	0,0103912	0,011245
13	0,001229	0,015567
17	0,0043039	0,001037
19	0,0072751	0,024359
23	0,0080336	0,012696
25	0,0165785	0,001391
29	0,021114	0,005755
31	0,0704511	0,008491
35	0,0653738	0,005112
37	0,0305478	0,024313

Genliklerin mertebesi incelendiğinde harmonik genliklerin gözle görülür bir azalma bulunmaktadır. Kullanılan yöntemde $q/2=5$ için yok edilebilecek harmonik sayısı 9 olarak verilmiştir ve var olan ilk uzak harmoniği 31.harmoniktir. Şekil 5.9'daki grafik

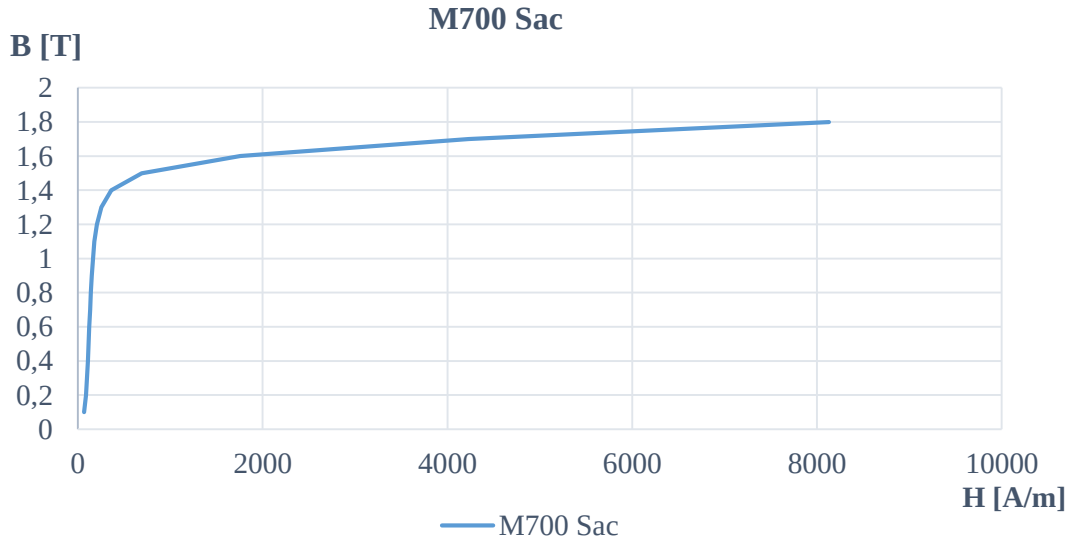
incelendiği zaman 31. harmoniğe kadar olan harmoniklerin genliklerinin düşük olduğu görülmektedir.



Şekil 5.9 : Manyetik alan harmoniklerinin karşılaştırmalı gösterimi.

5.6 Analizlerde Kullanılan Malzemenin B-H Eğrisi

Analizde kullanılacak olan M700 sac malzemenin B-H eğrisi aşağıda Şekil 5.10' da verilmiştir.



Şekil 5.10 : M700 sac malzemenin B-H eğrisi.

Ayrıca M700 saca ait malzeme kayıp katsayılarının 50 Hz'deki değerleri Çizelge 5.2' de verilmiştir. M700 sacın öz direnci $25 \mu\Omega\text{cm}$, sac kalınlığı ise 0,5 mm'dir

Çizelge 5.2 : M700 saca ait malzeme kayıp katsayılarının 50 Hz'deki değerleri.

B [T]	H [A/m]	W/kg	VA/kg
0,1	67,8	0,05	0,14
0,2	88,3	0,16	0,36
0,3	99,2	0,37	0,63
0,4	108	0,59	0,92
0,5	116	0,84	1,23
0,6	124	1,12	1,58
0,7	132	1,43	1,96
0,8	142	1,77	2,38
0,9	152	2,15	2,84
1,0	164	2,57	3,36
1,1	180	3,03	3,96
1,2	206	3,55	4,71
1,3	254	4,13	5,76
1,4	363	4,83	7,57
1,5	690	5,68	12,4
1,6	1760	6,54	30,3
1,7	4230	7,29	79,7
1,8	8130	7,81	172



6. OPTİMİZASYON VE SONUÇLARIN ANALİZİ

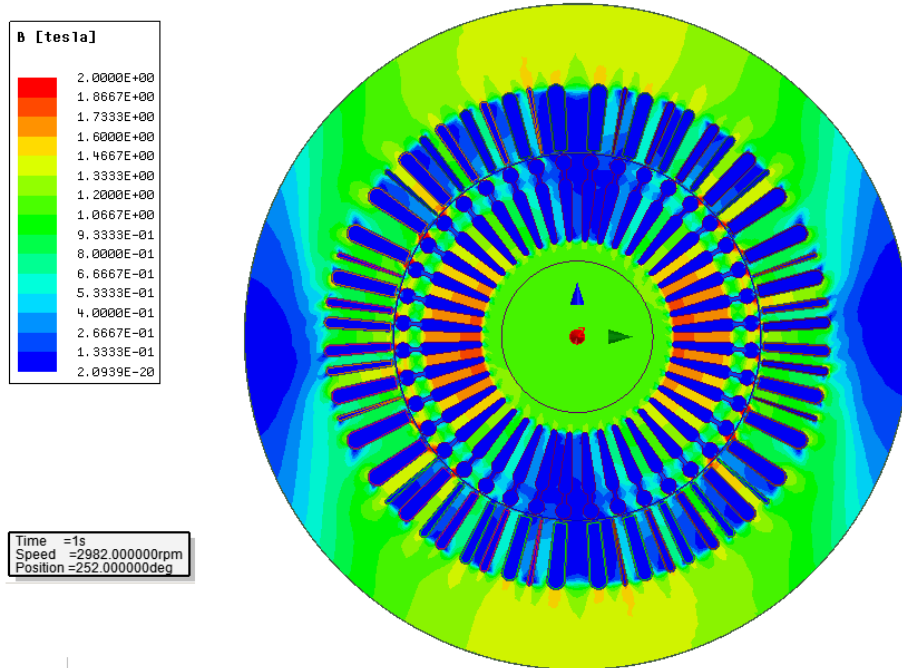
Bu bölümde harmonikleri azaltmış tasarım için optimizasyon yapılarak motor verimi ve işletme performansının artırılmasına ait yapılan çalışmalar anlatılacaktır.

6.1 Stator Boyunduruk Optimizasyonu (OPT-1)

Referans motor olarak alınan 60 oluklu asenkron motorda (Ref-60) stator diş genişliği 36 mm ve stator boyunduruk yüksekliği 49,425 mm dir. Uzay harmonikleri azaltılmış tasarımda ise stator oluk derinlikleri 7,65mm artarak 43,65 mm olmuştur. Stator oluklarındaki 7,65m lik artış stator boyunduruk genişliğinde aynı miktarda daralmaya sebep olacağı için harmonikleri azaltmış tasarımın stator boyunduruk akı yoğunluğu Ref-60 a göre daha fazla olacaktır. Bu durumu iyileştirmek adına stator boyunduruk genişliği 7,65 mm artırılarak analizler tekrarlanmıştır. Stator boyunduruk genişliği artırılmış tasarım için OPT-1 kısaltması kullanılacaktır.

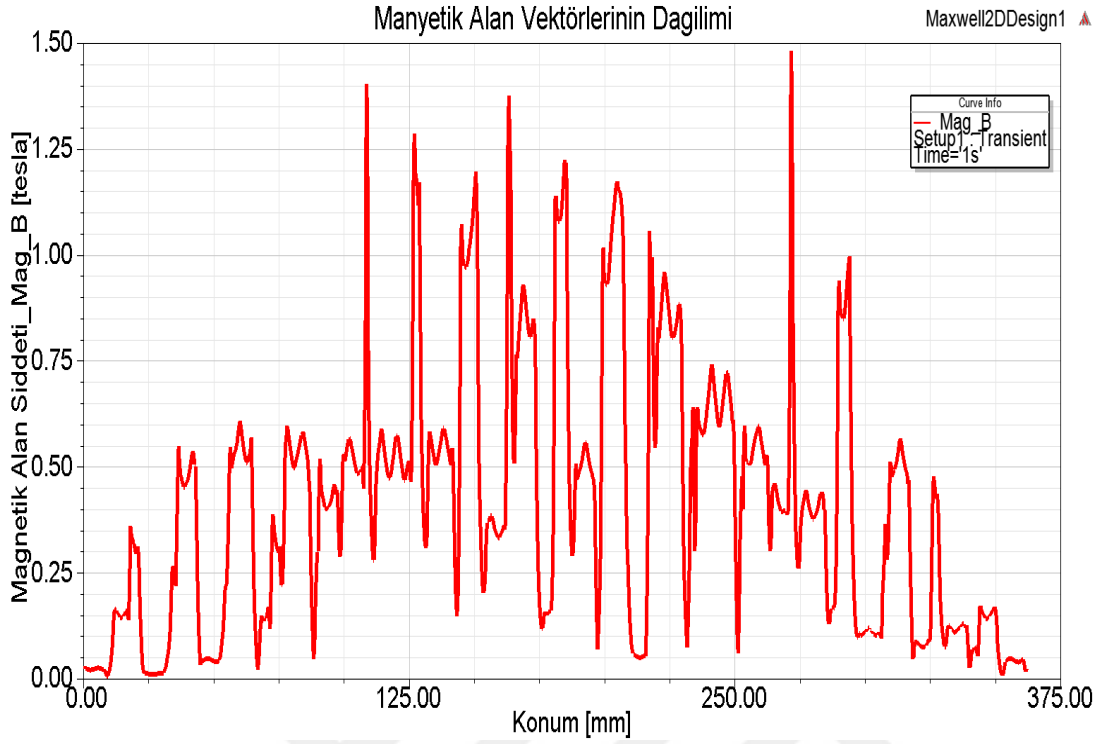
6.1.1 OPT-1 için manyetik analiz sonuçları

OPT-1 için manyetik akı yoğunluğu dağılımı Şekil 6.1 de verilmiştir.



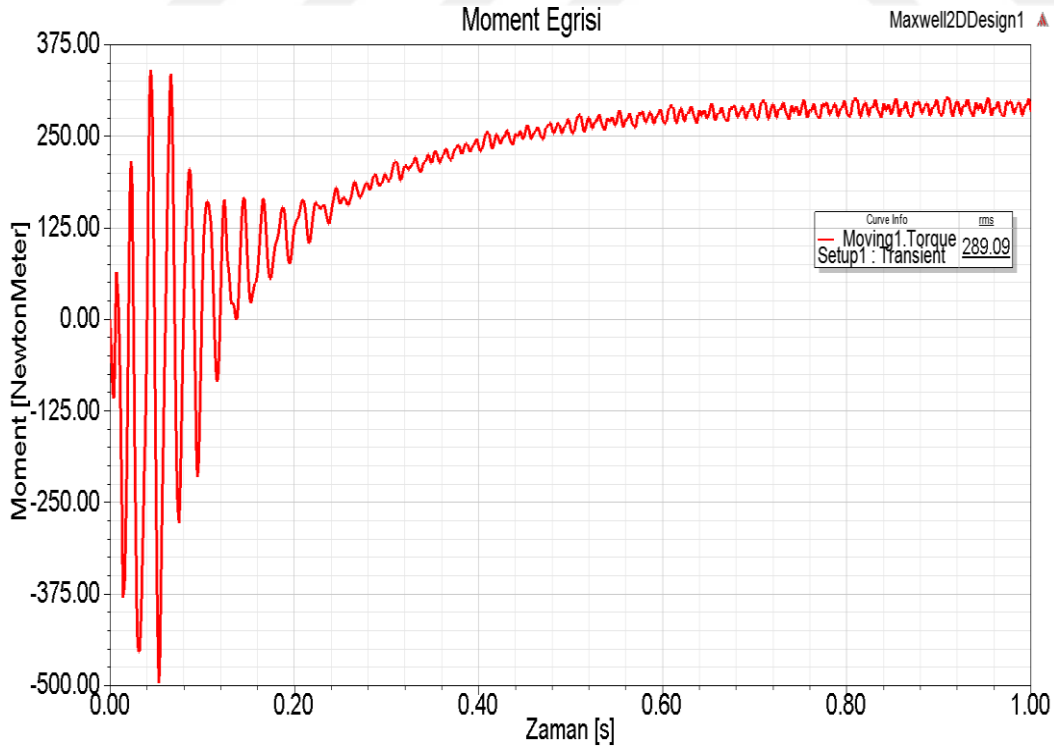
Şekil 6.1 : OPT-1 için manyetik akı yoğunluğu dağılımı.

OPT-1 için hava aralığı manyetik alan vektörlerinin dağılımı Şekil 6.2’ de verilmiştir.



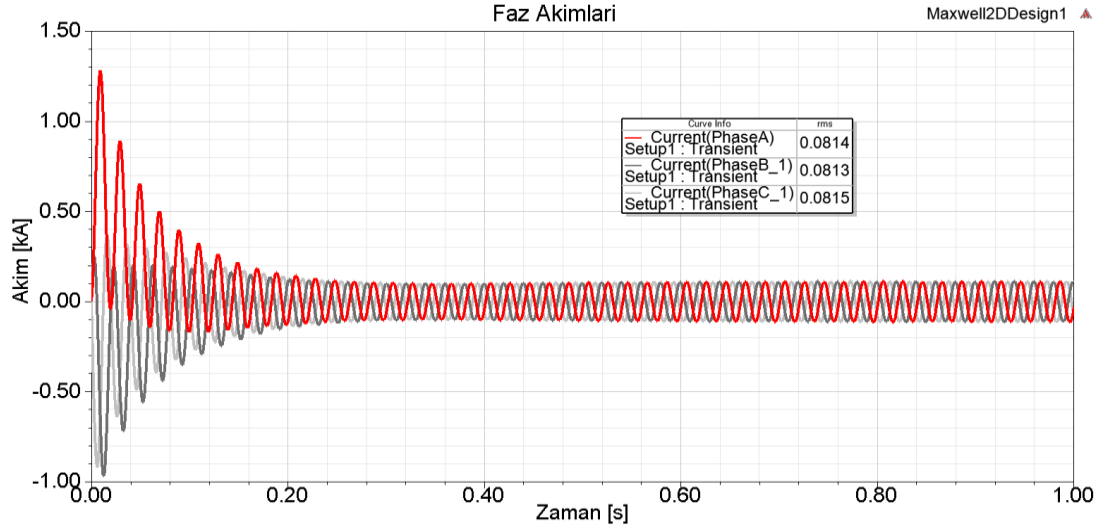
Şekil 6.2 : OPT-1 için hava aralığı manyetik alan vektörlerinin dağılımı.

OPT-1 için hava aralığı manyetik alan vektörlerinin dağılımı Şekil 6.3’ de verilmiştir.



Şekil 6.3 : OPT-1 için moment eğrisi.

OPT-1 için akım grafiği Şekil 6.4’te verilmiştir.



Şekil 6.4 : OPT-1 için akım grafiği.

6.2 Stator Oluk Optimizasyonu (OPT-2)

Bu bölümde stator dış çapını sabit tutarak Ref-60 ile aynı boyunduruk yüksekliğine sahip makine tasarımı yapılacaktır. Stator dış çapı değişmeyeceği için aynı gövde boyutlarına sahip motor üretilebilir duruma gelecektir.

Oluk eksenleri arasında kalan mesafeler sabit olduğundan dolayı boyunduruk yüksekliğini korumak adına birkaç dişe ait genişliği daraltarak oluk yükseklikleri azaltılacaktır. Daralan dişlerdeki akı yoğunlukları artacağı ilave kayıplar oluşsa bile boyunduruk yüksekliğinin artmasından dolayı demir kayıplarında azalma sağlanacaktır. Burada dikkat edilecek olan husus diş genişliğinin azalmasından dolayı artan akı yoğunluğunun dişlerde doyuma yol açmaması ve manyetik kuvvetlere karşı yeterli mekanik mukavemeti sağlamasıdır. OPT-2 için hesaplanan oluk boyutları Çizelge 6.1 de verilmiştir.

Çizelge 6.1 OPT-2 için hesaplanan oluk boyutları.

Oluk Sarım	12	3	11	6	8
Diş Başı derinliği (mm)	1,850	1,850	1,850	1,850	1,850
h (mm)	28,213	32,892	28,919	31,449	30,395
r (mm)	6,638	1,965	5,939	3,407	4,459
Oluk Genişliği	11,590	2,737	10,982	5,830	7,759
Toplam oluk derinliği (mm)	36,701	36,707	36,708	36,706	36,704
İzolasyonulu oluk alanı (mm ²)	409,83	102,46	375,68	204,92	273,22

6.2.1 Dış optimizasyonu

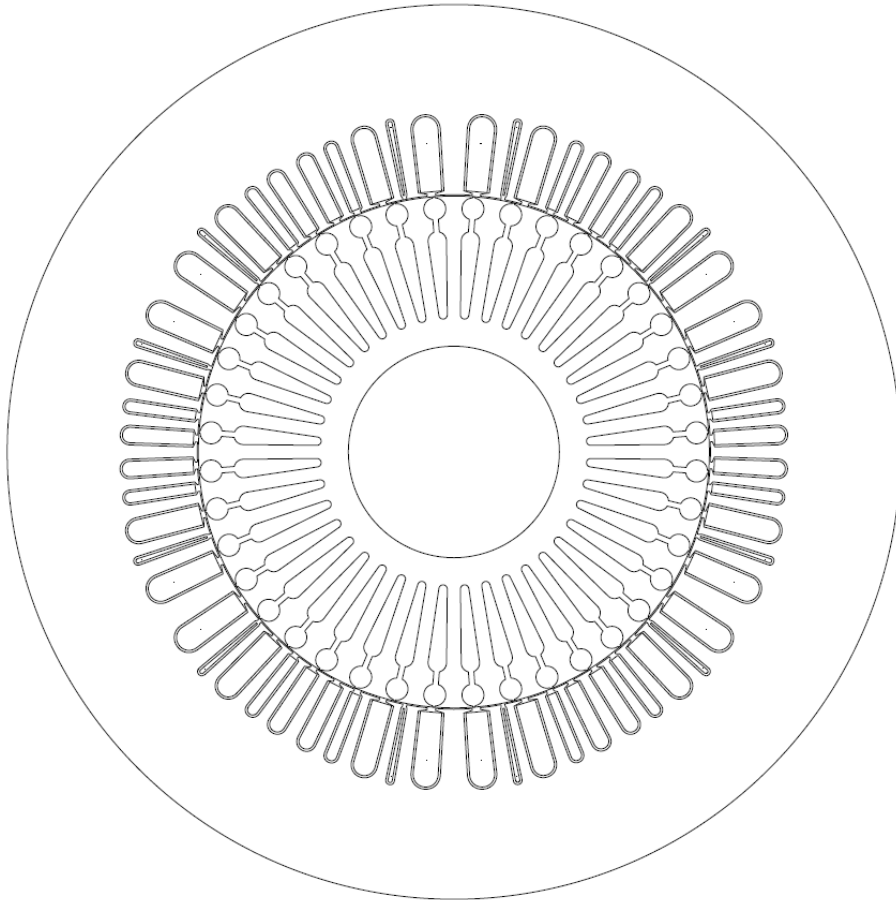
Bölüm 4 te anlatıldığı gibi iki oluk arasına düşen mesafeleri ve oluk alanlarını sabit tutarak Çizelge 6.1 de verilen dışlardan Dış-3, Dış-4 ve Dış-5 in genişliği daraltılarak oluk dış derinlikleri azaltılmıştır.

OPT-2 için hesaplanan oluk boyutları Çizelge 6.1’de verilmiştir

Çizelge 6.2 : OPT-2 için hesaplanan dış genişlikleri.

Min Dış Genişlikleri	Dış1	Dış2	Dış3	Dış4	Dış5	Dış6
Hesaplanan	8,91	5,13	3,40	3,90	3,45	5,50
Olması gereken dış gen	8,10	5,06	4,73	5,74	4,73	5,40

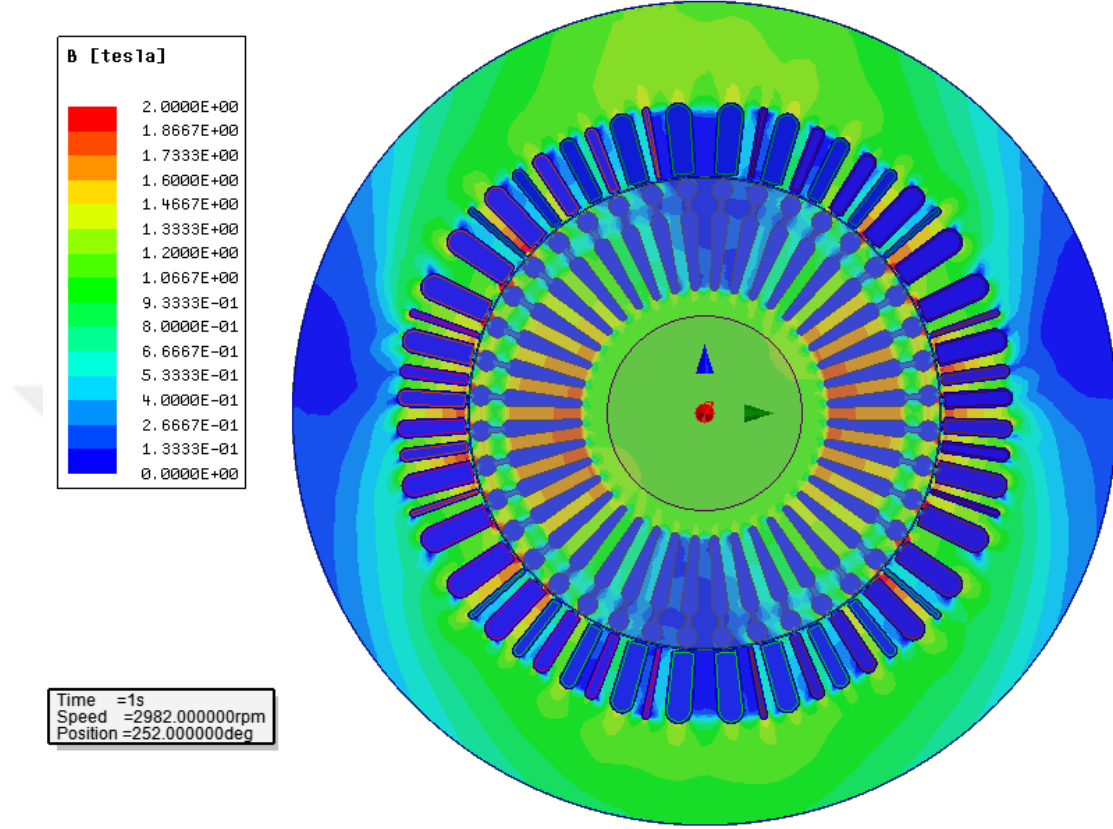
$q/2=5$ için olması gereken oluk eksenleri arası mesafelerin laminasyon resmi üzerinde gösterimi şekil 6.5 te verilmiştir. OPT-2 nin laminasyon görünümü Şekil 6.6 da verilmiştir.



Şekil 6.5 : OPT-2 nin laminasyon resmi

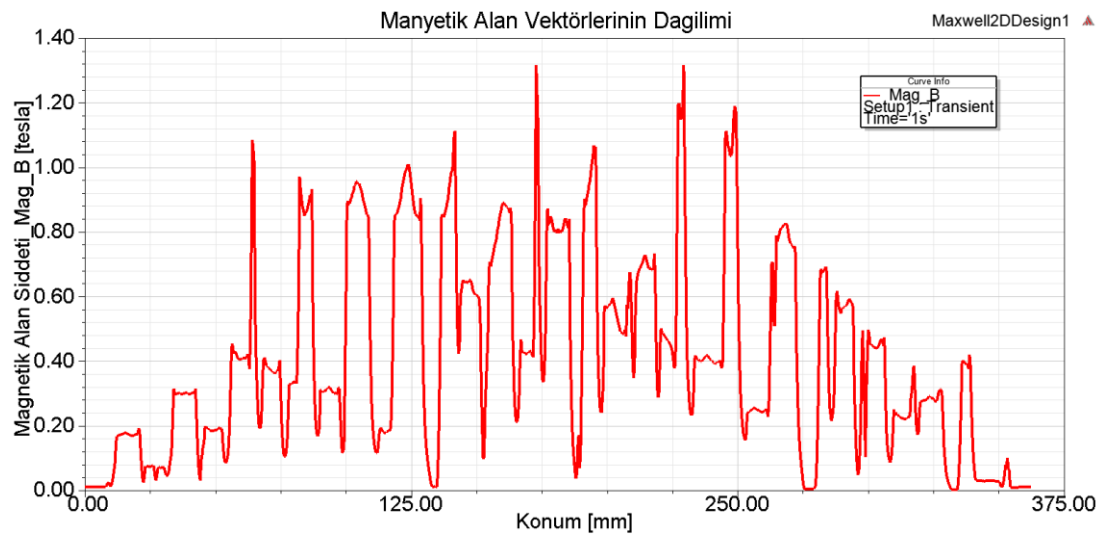
6.2.2 OPT-2 için manyetik analiz sonuçları

OPT-2 için hava aralığı manyetik alan vektörlerinin dağılımı Şekil 6.7’de verilmiştir.



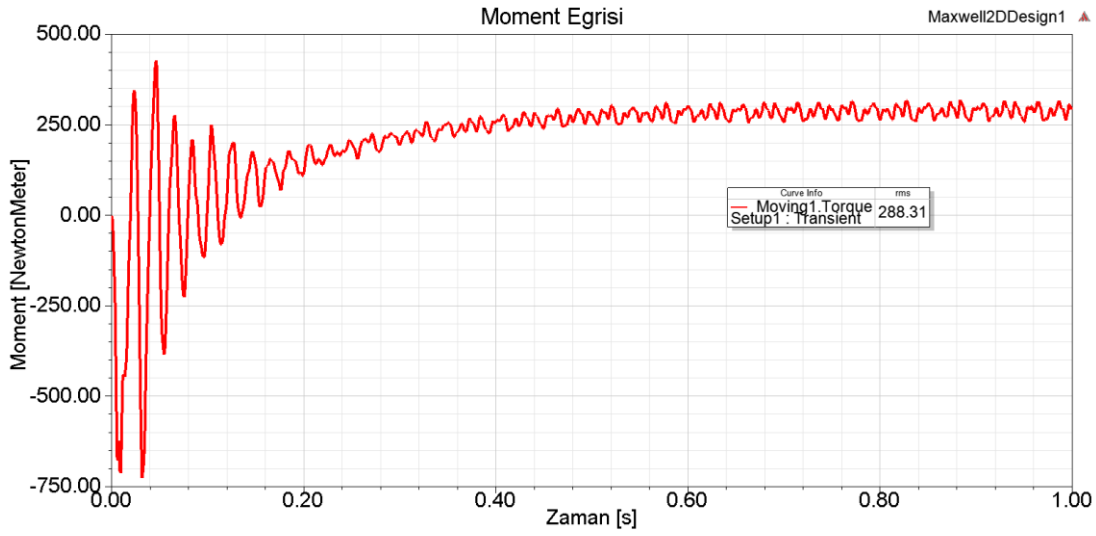
Şekil 6.6 : OPT-2 için hava aralığı manyetik alan vektörlerinin dağılımı.

OPT-2 için hava aralığı manyetik alan vektörlerinin dağılımı Şekil 6.8’de verilmiştir.



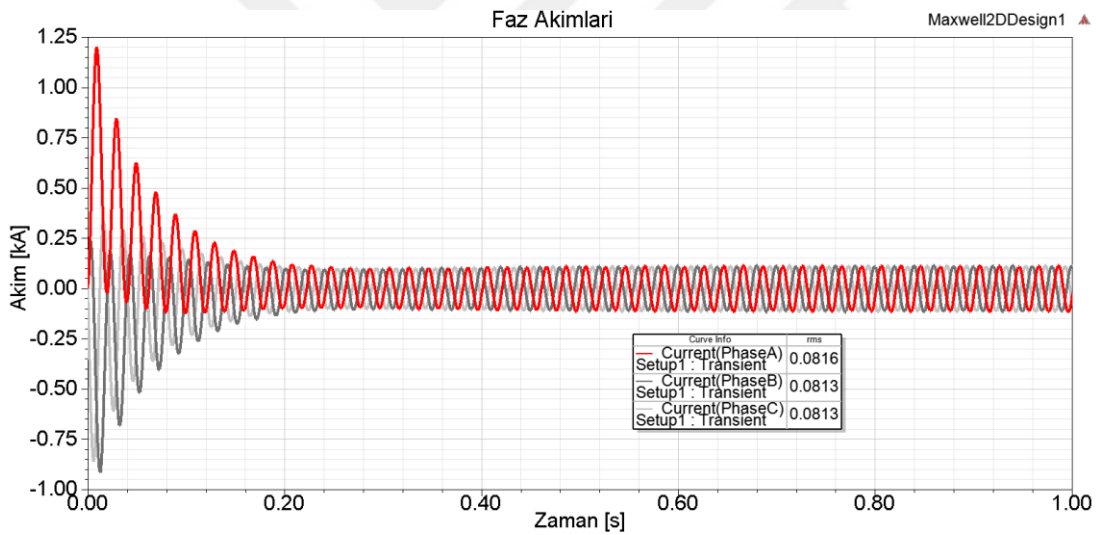
Şekil 6.7 : OPT-2 için hava aralığı manyetik alan vektörlerinin dağılımı.

OPT-2 için moment eğrisi Şekil 6.9’da verilmiştir.



Şekil 6.8 : OPT-2 için moment eğrisi.

OPT-2 için akım grafiği akım-zaman grafiği Şekil 6.10’da verilmiştir.



Şekil 6.9 : OPT-2 için akım grafiği.

6.3 Sonuçların Analizi

Bu bölümde 60 oluklu referans makinadan yola çıkılarak elde edilen uzay harmonikleri azaltılmış tasarım ve bu tasarım üzerinde yapılan iyileştirmelere ait çıktılar karşılaştırılmalı olarak verilecektir.

6.3.1 Devre parametreleri

Eşdeğer devre parametreleri bölüm 4.3 te verilen formüllerle hesaplanmıştır ve analiz için gerekli olan parametreler analiz programına girdi olarak verilmiştir. Rotorda

herhangi bir değişiklik yapıldığından dolayı rotorla ilgili gerçek parametrelerde bir değişiklik yoktur. Fakat sargı faktörünün değişiminden dolayı rotor indirgenme oranının değişmesinden dolayı indirgenmiş parametreler farklıdır. Devre parametreleri ve ilişkili büyüklükler Çizelge 6.3 te verilmiştir.

Çizelge 6.3 : Devre parametreleri ve ilişkili değerler.

Parametre	Sym	Br	Ref-60	Har. Az.Tas.	OPT-1	OPT-2
Stator Sargısının Direnci	R_1	Ω	0,0533	0,0489	0,0489	0,0489
Rotor Çubuk Direnci	$R_{\text{çk}}$	Ω	0,00132	0,00132	0,00132	0,00132
Rotor Halka Direnci	R_{ha}	Ω	0,00033	0,00033	0,00033	0,00033
Rotor Direci	R_2	Ω	0,00165	0,00165	0,00165	0,00165
Primere İndirgeme faktörü	$\bar{u}$	Ω	17,51	15,89	15,89	15,89
Statora İndirgenmiş Rotor Direnci	R_2'	Ω	0,029	0,026	0,026	0,026
Sargı faktörü	k_{w1}	-	0,955	0,910	0,910	0,910
Oluk Kaçak Reaktansı	$X_{\sigma 10}$	Ω	0,072	0,087	0,087	0,067
Stator bobin başı dağılma reaktansı	$X_{\sigma 1bb}$	Ω	0,337	0,392	0,392	0,392
Stator hava aralığı dağılma reaktansı	$X_{\sigma 1ha}$	Ω	0,004	0,085	0,085	0,085
Stator sargısının dağılma reaktansı	X_1	Ω	0,413	0,564	0,564	0,545
Stator sargısının dağılma Endüktansı	L_1	H	0,001	0,002	0,002	0,002
Rotor dağılma reaktansı	X_2	Ω	0,01676	0,01676	0,01676	0,01676
Rotor sargısının dağılma Endüktansı	L_2	H	0,00093	0,00093	0,00093	0,00093
İndirgenmiş Rotor Reaktansı	X_2'	Ω	0,293	0,266	0,266	0,266

6.3.2 Manyetik akı dağılımları ve ilişkili büyüklükler

Statordaki oluk ve diş yapısındaki değişiklikler manyetik büyüklüklerin çoğunun değişmesine sebep olmuştur. Stator dişleri genel olarak genişlediğinden burası için yapılan hesaplarda azalma görülmüştür. İhtiyaç olan toplam amper sarım makul bir seviyede azalmıştır. Bu durumda sipir sayısı optimizasyonu ile birlikte manyetik kayıplar azaltılabilir. Reaktanslardaki artış sebebi ile mıknatıslanma akımı büyümüştür. Manyetik akı dağılımları ve ilişkili büyüklükler Çizelge 6.4’te verilmiştir.

Çizelge 6.4 : Manyetik akı dağılımları ve ilişkili büyüklükler.

Parametre	Sym	Br	Ref-60	Har. Az.Tas.	OPT-1	OPT-2
Stator Boyunduk Akı Yoğunluğu Ort	B _{sjort}	T	1,36	1,64	1,49	1,25
Stator Diş Akı Yoğunluğu Max	B _{sdmax}	T	1,66	1,91	1,72	1,85
Stator Diş Akı Yoğunluğu Ort	B _{sdort}	T	1,39	1,55	1,30	1,68
Stator Diş Akı Yoğunluğu Min	B _{sdmin}	T	1,29	1,40	1,15	1,54
Rotor Boyunduk Akı Yoğunluğu Ort	B _{rjort}	T	1,11	1,15	1,16	1,17
Rotor Diş Akı Yoğunluğu Max	B _{rdmax}	T	1,75	1,78	1,76	1,79
Rotor Diş Akı Yoğunluğu Ort	B _{rdort}	T	1,66	1,70	1,68	1,69
Rotor Diş Akı Yoğunluğu Min	B _{rdmin}	T	1,59	1,53	1,55	1,54
Stator Carter Faktörü	kc1		1,000	1,009	1,009	1,014
Rotor Carter Faktörü	kc2		1,109	1,129	1,129	1,123
Carter Faktörü	kc		1,109	1,360	1,360	1,411
Doyma Faktörü	kd		1,223	1,196	1,196	1,191

6.3.3 Mekanik büyüklükler

Oluk ve dişlerde yapılan mekanik değişiklikler kullanılan aktif malzeme miktarlarında değişikliklere neden olmuştur.

Stator oluklarının iç içe geçmesiyle birlikte stator sargılarının oluk adımları azalmıştır. Oluk adımlarının azalması neticesiyle stator sargı direncinin azalması ile birlikte toplamda kullanılan bakır miktarı da azalmıştır. Bu durum stator direnci azalmış ve stator iletken kayıpları azalmıştır.

Stator sargısında görülen mekanik değişiklikler Çizelge 6.5 te verilmiştir.

Oluk ve dış alanlarının değişmesi aynı zamanda OPT-1 de stator dış çapın değişmesi sebebiyle kullanılan aktif demir çekirdek miktarların da değişiklik olmuştur

Çizelge 6.5 : Stator sargısında görülen mekanik değişiklikler.

Parametre	Sym	Br	Ref-60	Har. Az.Tas.	OPT-1	OPT-2
Ortalama Bobin genişliği		cm	15,00	12,6	12,6	12,6
Ortalama iletken uzunluğu		cm	38,41	34,51	34,51	34,51
Ortalama Sarım Uzunluğu		cm	168,61	160,82	160,82	160,82
Bir Fazın toplam İletken Uzunluğu		m	68,76	63,04	63,04	63,04
Stator Sargısının toplam iletken uzunluğu		m	206,27	189,13	189,13	189,13
Stator Sargısın Direnci	R ₁	Ω	0,0533	0,0489	0,0489	0,0489
Stator Sargısının Toplam Bakır Ağırlığı	G _s	Kg	55,250	50,660	50,660	50,660
Sargı faktörü	kw ₁	-	0,9549	0,9096	0,9096	0,9096

Aktif malzeme miktarlarında görülen değişiklikler karşılaştırmalı olarak Çizelge 6.6'da verilmiştir.

Çizelge 6.6 : Aktif malzeme miktarlarında görülen değişiklikler.

Parametre	Sym	Br	Ref-60	Har. Az.Tas.	OPT-1	OPT-2
Stator Sargısının toplam Bakır Ağırlığı	Gcu1	kg	55,250	50,660	50,660	50,660
Çubuk Ağırlıkları	Gçk	kg	10,73	10,73	10,73	10,73
Halkaların Ağırlıkları	Gha	kg	3,89	3,89	3,89	3,89
Stator Dişlerinin Ağırlığı	Gd1	kg	32,05	50,76	50,76	33,36
Stator Boyunduruk Demir Ağırlığı	Gj1	kg	138,59	119,88	142,65	137,29
Rotor Dişlerinin Ağırlığı	Gd2	kg	40,10	40,10	40,10	40,10
Rotor Boyunduruk Demir Ağırlığı	Gj2	kg	14,28	14,28	14,28	14,28
Toplam Stator Demir Ağırlığı	GFes	kg	170,641	170,648	193,418	170,648
Toplam Rotor Demir Ağırlığı	GFer	kg	54,38	54,38	54,38	54,38
Toplam Demir Ağırlığı	GFe	kg	225,018	225,025	247,795	225,025
Toplam Alüminyum Ağırlığı	GAl	kg	14,62	14,62	14,62	14,62

6.3.4 İşletme büyüklükleri ve kayıplar

Makinanın artan ve azalan ağırlıkları kayıplara da yansımıştır. Bakır kayıpları azalmış ve demir kayıpları artmıştır. Toplam kayıpların azalması neticesiyle motor veriminde artış görülmüştür. Değişen manyetik alan büyüklükleri makul seviyede değişikliğe sebep olmuşlardır. Tüm kayıplar Çizelge 6.7’de verilmiştir.

Çizelge 6.7 : Tüm kayıplar ve işletme büyüklükleri.

Parametre	Sym	Br	Ref-60	Har. Az.Tas.	OPT-1	OPT-2
Anma Çıkış gücü	P_{mek}	kW	90	90	90	90
Hız	n	rpm	2980,2	2981,3	2982	2982
Moment	M_n	Nm	291,77	286,55	289,09	288,31
Akım	I_n	A	81,4	84,5	81,4	81,6
Demir Kaybı	P_{fe}	W	1691	2147	1896	1638
Güç Faktörü	$\cos\phi$		0,97	0,94	0,97	0,95
Rotor Kaybı	P_r	W	680	432,22	389,37	430,36
Bakır Kaybı	P_s	W	1059,5	1046,9	971,5	976,2
Sürtünme ve Vantilasyon Kaybı	$P_{sür}$	W	800	800	800	800
İlave Kayıplar	P_{ilave}	W	630	630	630	630
Toplam Kayıp	P_T	W	4860,49	5055,95	4686,38	4474,99
Verim		%	94,9	94,7	95,1	95,3

7. SONUCLAR VE ÖNERİLER

Tez çalışması kapsamında piyasada seri üretimi yapılan 90kW IE2 verim sınıfına sahip 48 oluklu 2 kutuplu asenkron motor referans motor olarak seçilmiştir. İlk aşamada referans olarak seçilen 48 oluklu makinanın ANSYS Maxwell RMxprt modülü ve SPEED programı kullanılarak numerik analizi yapıldıktan sonra ANSYS Maxwell 2D programında sonlu elemanlar analizi yapılarak sonuçlar motorun tip test raporuyla karşılaştırılmıştır. Analiz programları doğrulandıktan sonra Ref-48 in mekanik boyutları ve anma parametreleri sabit tutularak 60 oluklu 2 kutuplu makinanın tasarımı yapılmıştır. Ref-60 ın numerik ve sonlu elemanlar analizi yapılarak hesaplanan parametrelerle analiz sonuçları karşılaştırılmıştır. Referans motorların doğrulanma aşamaları tamamlandıktan sonra uzay harmonikleri azaltmış olan makinanın tasarımı gerçekleştirilmiştir. Harmonikleri azaltılmış makine üzerinde iyileştirmeler yapılarak 2 farklı makine tasarımı daha gerçekleştirilmiştir. Yapılan iyileştirmeler dış çap artışı ve dış optimizasyonudur.

Yapılan analizlerin sonuçları karşılaştırıldığında uzay harmoniklerinin etkilerinin azaltılmasıyla beraber motor performansında dikkate alınması gereken iyileştirmeler görülmüştür. Özellikle sargı faktörünün azalmasından dolayı rotor kayıplarında %40 seviyelerinde iyileşme sağlanmıştır. Diğer bir yandan stator sargısının bobin adımları azaldığı için bakır kayıpları azalmış ve kullanılan bakır miktarı azaltılmıştır. Bu durumda motor maliyetinin iyileştirilmesi mümkün kılınmıştır.

Harmoniklerin genliklerinin 31.inci harmoniğe kadar azaltıldığı hava aralığı akı yoğunluğunun Fourier serisine açılmasıyla doğrulanmıştır. Harmonik etlilerinin azaltılması neticende motoru yol alma esnasındaki kayıpları azalmış ve anma çalışmasındaki moment salınımı iyileşmiştir.

Son yıllarda özellikle enerji verimliliğinin ön plana çıkmasından dolayı analizlerde elde edilen %0.4 lük verim iyileşmesi ve kullanılan bakır iletken miktarındaki azalmalar özellikle büyük güçlü motorlar için heyecan vericidir.

Rotor kayıplarının ve kalkış kayıplarının azalması neticesinde sürekli dur kalk yapan sistemlerde çalışan motorlar için faydalı bir çözüm olabilir.

Sonuç olarak oluk açıları ve oluk konumları değiştirilerek referans bir motorun tasarımı gerçekleştirilmiş ve harmonik etkilerinin azalması analizlerle ortaya konulmuştur. Son durumda elde edilen oluk yapılarının fiili olarak üretilmesinde bir engel olmadığı için yapılan tasarımların fiziksel doğrulaması yapılabilir. Harmonik etkilerinin azalması sonucu ses- titreşim seviyesinde iyileşme ve kalkış anında yaşanan titreşimlerin azalması beklenmektedir. Bu konuların analizlerle doğrulanması çok zor olduğu için prototip üretilip testler gerçekleştirebilir.



KAYNAKLAR

- [1] **Hague, B.** (1917). The mathematical treatment of the magnetomotive force of armature windings. *Journal of the Institution of Electrical Engineers*, 55(268), 489-514.
- [2] **Hansen, K. L.** (1922). Torque components due to space harmonics in induction motors. *Journal of the American Institute of Electrical Engineers*, 41(12), 928-932.
- [3] **Burbidge, R. F.** (1958). A rapid method of analysing the mmf wave of a single or polyphase winding. *Proceedings of the IEE-Part C: Monographs*, 105(7), 307-311.
- [4] **Chalmers, B. J.** (1964, November). AC machine windings with reduced harmonic content. In *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers* (Vol. 111, No. 11, pp. 1859-1863). IET Digital Library.
- [5] **Hughes, A.** (1970, August). New 3-phase winding of low mmf-harmonic content. In *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers* (Vol. 117, No. 8, pp. 1657-1666). IET Digital Library.
- [6] **Fudeh, H. R., & Ong, C. M.** (1983). Modeling and analysis of induction machines containing space harmonics Part I: Modeling and transformation. *IEEE transactions on power apparatus and systems*, (8), 2608-2615
- [7] **Stepina, J.** (1987, July). Matrix analysis of space harmonics of asymmetrical stator windings. In *IEE Proceedings B-Electric Power Applications* (Vol. 134, No. 4, pp. 207-210). IET.
- [8] **Kocabaş, D. A.** (2004). Asenkron Makinalarda Uzay Harmoniklerinin Etkilerini Azaltmaya Katkıları. *Doktora Tezi, İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul*
- [9] **Mayer, J., Dajaku, G., & Gerling, D.** (2011, August). Mathematical optimization of the MMF-function and-spectrum in concentrated winding machines. In *Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2011 International Conference on* (pp. 1-6). IEEE.
- [10] **Boduroğlu T.** (1988), Elektrik Makinaları Dersleri, Cilt 2, Kısım 1, Döner Alternatif Akım Makinalarına Giriş, *Beta Basım Yayın Dağıtım A.Ş., İstanbul*
- [11] **Boduroğlu, T.** (1984). Elektrik Makinaları Dersleri, Cilt: 2, Kısım: 3, Asenkron Makinaların Hesap ve Konstrüksiyonu. *İT Ü Matbaası, İstanbul*.
- [12] **Kocabaş, D. A.** (1997). Alternatif akım makinalarında uzay harmoniklerinin bilgisayar destekli analizi. *Yüksek Lisans Tezi*.

- [13] **Kocabaş, D. A., & Mergen, A. F.** (2000). Çok fazlı asimetrik sargılarda uzay harmoniklerinin ve sargı faktörünün Matlab destekli analizi. *ELECO 2000, Elektrik, Bursa, Türkiye, Kasım*, 99-102.
- [14] **Pyrhonen, J., Jokinen, T., & Hrabovcova, V.** (2009). *Design of rotating electrical machines*. John Wiley & Sons.



ÖZGEÇMİŞ



Ad-Soyad : Evren SOYDAN
Doğum Tarihi ve Yeri : 27.09.1988/ Artvin
E-posta : evren.soydan@arcelik.com

ÖĞRENİM DURUMU:

- Lisans : 2013, İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Fakültesi, Elektrik Mühendisliği Bölümü

MESLEKİ DENEYİM:

- 2013-2014 yılları arasında Anel Elektrik 'te Teknik Ofis Mühendisi olarak çalıştı.
- 2014 yılından itibaren Arçelik A.Ş.'de Uzman Ar-Ge Mühendisi olarak çalışmaktadır.