

ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ

Alanında Uluslararası Çalışmalar

Mart 2025

EDİTÖR

PROF. DR. SELAHATTİN BARDAK

 SERÜVEN
YAYINEVİ

Genel Yayın Yönetmeni / Editor in Chief • Eda Altunel

Kapak & İç Tasarım / Cover & Interior Design • Serüven Yayınevi

Birinci Basım / First Edition • © Mart 2025

ISBN • 978-625-5552-98-3

© copyright

Bu kitabın yayın hakkı Serüven Yayınevi'ne aittir.

Kaynak gösterilmeden alıntı yapılamaz, izin almadan hiçbir yolla çoğaltılamaz. The right to publish this book belongs to Serüven Publishing. Citation can not be shown without the source, reproduced in any way without permission.

Serüven Yayınevi / Serüven Publishing

Türkiye Adres / Turkey Address: Kızılay Mah. Fevzi Çakmak 1. Sokak

Ümit Apt No: 22/A Çankaya/ANKARA

Telefon / Phone: 05437675765

web: www.serüvenyayınevi.com

e-mail: serüvenyayınevi@gmail.com

Baskı & Cilt / Printing & Volume

Sertifika / Certificate No: 42488

ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ

ALANINDA ULUSLARARASI ÇALIŞMALAR

EDİTÖR

PROF. DR. SELAHATTİN BARDAK

İÇİNDEKİLER

Bölüm 1

BIO-SAVART KANUNU VE MANYETİK ALAN PROBLEMLERİNİN DİFERANSİYEL AKIM ELEMANI YÖNTEMİ İLE ÇÖZÜMÜ

Ali İhsan ÇANAKOĞLU—1

Bölüm 2

ASENKRON MOTORLARDA MOMENT VE KARAKTERİSTİK

Mehmet Cihat ÖZGENEL—25

Bölüm 3

ÇOK MAKİNALI GÜÇ SİSTEMLERİNDE GSKK MODELLERİN VE SEKONDER GERİLİM KONTROLÜNÜN KÜÇÜK SİNYAL KARARLILIĞI ÜZERİNE ETKİLERİ

Mehmet Kenan DÖŞOĞLU, Bayram KÜÇÜK—49



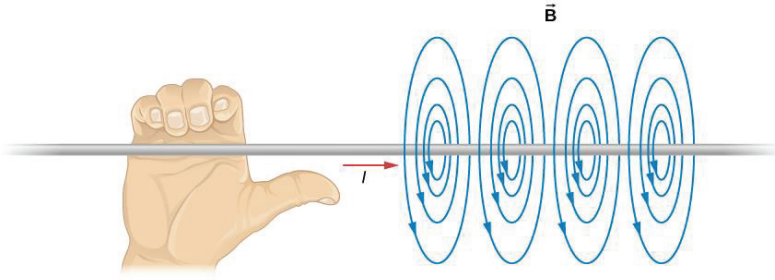
**BIO-SAVART KANUNU VE MANYETİK ALAN
PROBLEMLERİNİN DİFERANSİYEL AKIM
ELEMANI YÖNTEMİ İLE ÇÖZÜMÜ**

Ali İhsan ÇANAKOĞLU¹

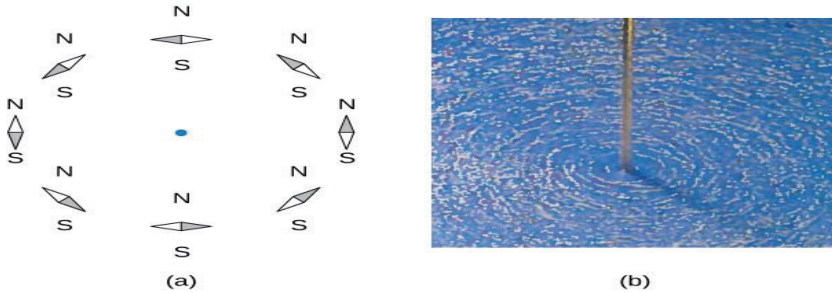
¹ Dr. Öğr. Üyesi, Kütahya Dumlupınar Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü ORCID ID: 0000-0002-3333-4512, aihsan.canakoglu@dpu.edu.tr

1. Statik Manyetik Alanlar

Manyetik alan, hareketli elektrik yükleri ve elektrik akımlarının oluşturduğu ve bunların üzerindeki manyetik etkiyi tanımlayan bir vektör alanıdır. Akım taşıyan bir iletken, kendi etrafında bir manyetik alan meydana getirir ve bu alan, iletken etrafına yerleştirilen pusula ibreleri ile gözlemlenebilir. Vektörel bir alan olarak tanımlanması, oluşan alana ait kuvvet çizgilerinin bir yönü olacağını gösterir. Bu yön sağ el kuralı ile bulunur. Şekil 1’de görüldüğü gibi, iletken, baş parmağımız akım yönünü gösterecek şekilde sağ el ile kavrandığında, dört parmağımız *manyetik akı yoğunluğu vektörü \vec{B}* ’nin yönünü gösterir. Aynı zamanda yerleştirilen pusula ibrelerinin kuzey yönü bize alan doğrultusunu gösterir [1].



Şekil 1. Akım taşıyan iletken ve etrafında oluşan manyetik akı yoğunluğu vektörüne ait kuvvet çizgileri.



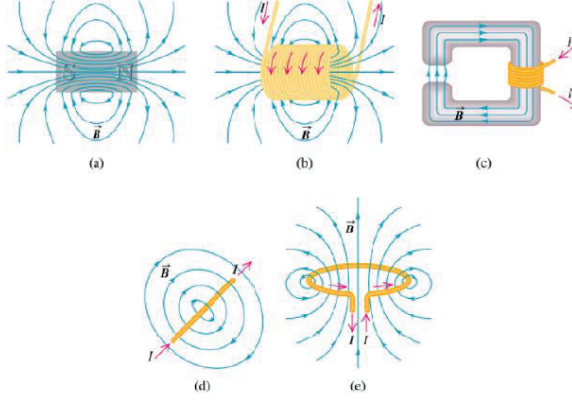
Şekil 2. (a) İletken etrafına yerleştirilen pusula ibrelerinin yönlenmesi, (b) Demir tozlarının davranışı.

Şekil 2(a)'da iletken etrafına yerleştirilen pusula ibrelerinin alan yönünde yönelmelerini göstermektedir. İletkendeki akımın yönü, sayfa düzleminden bize doğrudur. Şekil 2 (b)'de ise akım taşıyan iletkenin etrafına serpiştirilen demir tozlarının, alan kuvvet çizgilerini takip etmesi görülmektedir.

Şekil 1'deki iletkenimizin DA taşıdığı kabul edilirse, oluşan alanın hem yönü hem de genliği sabit kalır. Bu sebeple bu manyetik alanlar *Statik Manyetik Alanlar* olarak tanımlanır. Akım zamanla değişken olursa, alanın hem yönü hem de değeri, geçen akımın frekansı ile doğru orantılı olarak değişken olur [2].

2. Manyetik Alan Kaynakları

Akım taşıyan bir iletkeni, bir manyetik alan kaynağı olarak gördük. Ancak sadece bir iletken belirli bir noktada yeterince güçlü bir alan meydana getiremez. Alan değerini büyütmek için birden fazla iletken bir arada bulunacak şekilde bir yapı ve bu yapının havadan daha büyük manyetik geçirgenliğe sahip bir yapının üzerine yerleştirilmesi gerekecektir. Böyle bir yapıya *bobin*, *endüktör* ismini veriyoruz. Şekil 3'te manyetik alan kaynağı olarak kullanılan yapılardan bazıları görülmektedir.



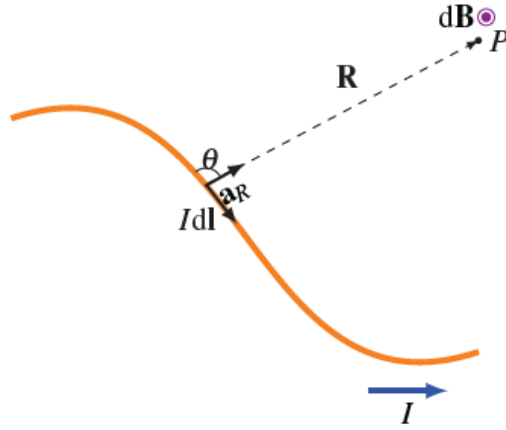
Şekil 3. Çeşitli manyetik alan kaynakları. a-) Sabit mıknatıs, b-) Solenoid, c-) C tip nüve, d-) Akım taşıyan iletken, e-) Çembersel akım çevrimi.

Alan kaynağının bir bobin yapısına sahip olması durumunda alan yönü yine sağ el kuralı ile bulunur. Ancak bu defa sağ elimiz ile bobini, dört parmağımız akım yönünü gösterecek şekilde kavrarız ve baş parmağımız alan yönünü (N kutbunu) gösterir.

3. Biot-Savart Kanunu

Biot-Savart Kanunu, akım taşıyan bir iletkenin, uzayda bir P noktasında oluşturduğu manyetik akı yoğunluğu vektörünün değerini bulmamızı sağlar [3]. Biot-Savart Kanununun arkasındaki fikir, akım taşıyan bir iletkenin üzerinde tanımlanan her bir sonsuz küçük akım elemanın, uzaydaki bir noktadaki manyetik alana sonsuz küçük bir katkıda bulunacak olmasıdır. Her bir elemanın katkısını bulduğunuzda, yapmamız gereken tek şey hepsini toplamını almaktır. Elbette, iletken üzerinde alınabilecek sonsuz sayıda eleman vardır ve P noktasındaki manyetik alana her birinin katkısı vardır. Bu katkıların her biri birer vektördür, bu yüzden sonsuz bir vektör toplamından bahsediyoruz demektir. Biot-

Savart Kanunu, akım taşıyan iletken üzerinde alınan sonsuz küçük bir elemanın P noktasındaki manyetik alana yaptığı sonsuz küçük (diferansiyel) katkıyı verir. Şekil 4 ile Biot-Savart Kanununun bize anlatmak istediği açıklayabiliriz.



Şekil 4. Akım taşıyan bir iletken ve bir noktada oluşturduğu manyetik akı yoğunluğu vektörünün yönü.

Şekil 4'te I akımı taşıyan gelişigüzel formda bir iletken görülmektedir. P noktasında oluşan manyetik akı yoğunluğunu hesaplamak için, iletken üzerinde herhangi bir noktada, bir diferansiyel akım elemanı ($I dl$) alınır. Alınan diferansiyel akım elemanından, alanı aradığımız noktaya bir vektör yönlendirilir, bu vektörün genliği R ve buna ait birim vektör a_R olarak tanımlanır. Aynı zamanda alınan diferansiyel akım elemanı vektörü ($I dl$)'den a_R birim vektörüne doğru bir θ açısı tanımlanır. Bu tanımlamalar ile P noktasında oluşan manyetik akı yoğunluğu vektörü bir diferansiyel büyüklüğe sahip olur ve Biot-Savart kanunu ile bu değer aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$dB = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{I dl \times a_R}{R^2} \#(1)$$

Manyetik akı yoğunluğu birimi Tesla (T)'dir. dB 'nin yönünün $I dl$ vektörü ile a_R birim vektörünün gösterdiği düzleme dik olacağını belirtelim. Eşitlik (1)'deki μ_0 boşluğun ve yaklaşık olarak havanın manyetik geçirgenliği (permeabilitesi)'dir ve $4\pi \times 10^{-7}$ (H/m) değerine eşittir.

(1) eşitliğinin modülünü yazacak olursak, oluşan manyetik akı yoğunluğu vektörünün genliğini elde ederiz:

$$dB = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{I dl}{R^2} \sin\theta \#(2)$$

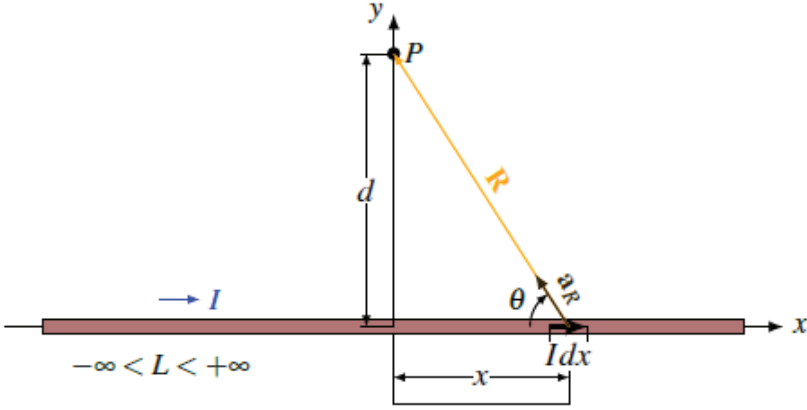
Eğer oluşan manyetik akı yoğunluğu vektörünün yönünü, sağ el kuralı ile belirleyebiliyorsak, (2) eşitliği ile verdiğimiz eşitlik ile alanın genliği hesaplanır ve bulunan ifadeye yön vektörü eklenerek, alan değerinin vektörel ifadesine ulaşılmış olur. Genlik değerimiz skaler bir büyüklük olduğundan hesaplanması daha kolay olacaktır.

4. Biot-Savart Kanununun Uygulamaları

Bu bölümde, akım taşıyan lineer iletkenlerin ve çeşitli akım çevrimlerinin oluşturdukları alan şiddeti değerlerinin Biot-Savart Kanununu kullanarak, analitik yol ile nasıl hesaplanacağını göstereceğiz. Özellikle akım çevrimleri için simetrik durumu göz önüne alacağız ki, bu durum analitik çözümlerinde kolaylık sağlayacaktır. Asimetrik durumlar için sayısal yöntemin nasıl kullanılacağı ileride anlatılacaktır.

4.1 Sonsuz Uzun Lineer İletken

I akımı taşıyan sonsuz uzun lineer iletkeni x eksenini boyunca yerleştirelim. $(0, d)$ noktasında (P) oluşan manyetik akı yoğunluğu vektörünü hesaplayalım.



Şekil 5. x eksenini boyunca yerleşik, I akımı taşıyan sonsuz uzun lineer iletken.

Biot-Savart kanununu uygulamak için birinci olarak yapılacak iş, iletken üzerinde keyfî bir noktada bir diferansiyel akım elemanı almaktır. Şeklimize göre bu elemanı $(x, 0)$ noktasında seçmiş olalım. Seçilen akım elemanından alan değerini aradığımız P noktasına yönlendirdiğimiz vektörümüz R ve birim vektörü a_R olsun. θ açımız, diferansiyel akım vektöründen a_R birim vektörüne doğru saat dönüş yönünde seçilecek şekilde belirlenir. Şimdi bu büyüklerimiz ile geometrimiz ortaya konduktan sonra, (2) eşitliği ile verdiğimiz, Biot-Savart kanununun modülünü kullanarak, oluşacak alan değerinin genliğini hesaplayabiliriz.

$$dB = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{I dx}{R^2} \sin\theta$$

x değiştiğinde hem R hem θ değişecektir. İfadeyi tek değişken durumuna getirmek için aşağıdaki eşitlikleri kullanabiliriz.

$$R = \frac{d}{\sin \theta} \Rightarrow R^2 = \frac{d^2}{\sin^2 \theta}$$

$$x = \frac{d}{\tan \theta} \Rightarrow dx = -\frac{d}{\sin^2 \theta} d\theta$$

Elde edilen son eşitlikler modül ifadesinde yerine yazılırsa,

$$dB = \frac{\mu_0 I}{4\pi d} (-\sin \theta d\theta) \#(3)$$

eşitliği oluşur. Şimdi integral değişkenimiz θ 'dır. θ açısının $x = -\infty$ ve $x = +\infty$ değerleri için ne olduğuna bakalım. Diferansiyel akım elamanı $x = -\infty$ noktasına götürülürse $\theta = \pi$, $x = +\infty$ noktasına götürülürse $\theta = 0^\circ$ olur. Bu durumda P noktasındaki toplam alan değeri:

$$B = \frac{\mu_0 I}{4\pi d} \int_{\pi}^0 -\sin \theta d\theta = \frac{\mu_0 I}{4\pi d} |\cos \theta|_{\pi}^0 = \frac{\mu_0 I}{2\pi d} (T) \#(4)$$

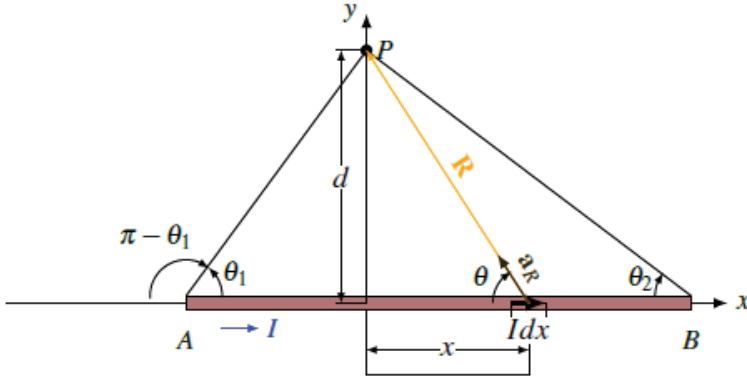
Alan değerini vektörel olarak yazmak için, oluşan vektörün yönüne bakarız. Vektörümüzün yönü Idx vektörü ile a_R vektörünün gösterdiği düzleme dik oluyordu. Yani bizim geometrik yerleşimimize göre

$z = 0$ düzlemine dik bir vektör oluşmaktadır. Yönü ise, akım yönüne göre sağ el kuralı ile kontrol edildiğinde sayfa düzleminden bize yani pozitif z doğrultusunda olduğu görülür ve alan büyüklüğü vektörel olarak aşağıdaki şekilde yazılır.

$$B = \frac{\mu_0 I}{2\pi d} a_z(T) \#(5)$$

4.2 Sınırlı Boydaki Lineer İletken

Sınırlı boyda sahip, I akımı taşıyan lineer iletken aşağıdaki şekilde görüldüğü gibi x eksenine üzerine yerleştirilmiş olsun. $(0,d,0)$ noktasında oluşan manyetik akı yoğunluğu vektörünü hesaplayalım.



Şekil 6. Sınırlı boyda sahip, I akımı taşıyan lineer iletken.

Sonsuz uzun lineer iletken için çözüm yaparken elde edilen yeni modül ifadesi olan (3) eşitliğini burada kullanabiliriz. Alan yönü yine a_z olur.

$$dB = \frac{\mu_0 I}{4\pi d} (-\sin \theta \, d\theta) a_z$$

Şekil 6'ya göre θ için sınır değerlerimiz $\pi - \theta_1$ ve θ_2 olur. Böylece toplam alan değeri için aşağıdaki ifadeyi yazarız:

$$B = \frac{\mu_0 I}{4\pi d} \int_{\pi-\theta_1}^{\theta_2} -\sin \theta \, d\theta a_z$$

$$B = \frac{\mu_0 I}{4\pi d} \left| \cos \theta \right|_{\pi-\theta_1}^{\theta_2} = \frac{\mu_0 I}{4\pi d} (\cos \theta_1 + \cos \theta_2) a_z$$

$$B = \frac{\mu_0 I}{4\pi d} (\cos \theta_1 + \cos \theta_2) a_z \quad (T) \#(6)$$

4.3 Çembersel Akım Çevriminin Alanı

Şekil 7'de görüldüğü gibi, $z = 0$ düzlemindeki a yarıçaplı çember şeklindeki akım çevrimi I akımı taşıyor olsun. $(0,0,z)$ noktasında oluşturduğu manyetik akı yoğunluğu vektörünü hesaplayalım. B vektörünün yönünün, dl vektör ile a_R birim vektörünün gösterdiği düzleme dik olduğuna dikkat edelim. Aynı zamanda, dl vektör ile a_R birim vektörü arasındaki açının daima 90° olduğuna da dikkat edelim.

Aynı zamanda, oluşan B vektörün iki bileşeninin olduğuna ve simetri gereği B_r yani radyal yöndeki bileşenlerin sıfırlanacağını, toplam alanın B_z bileşenlerinin toplamı olacağını söyleyelim. Bu tespitlerimiz ile Biot-Savart kanunu kullanarak oluşan manyetik akı yoğunluğu vektörünün genliğini yazalım.

$$dB = \frac{\mu_0 I dl}{4\pi R^2} \sin \theta$$

Oluşan alanın B_z bileşeni, dl ve $\sin \theta$ değerleri aşağıdaki yazılır.

$$dB_z = dB \cos \alpha = dB \frac{a}{R}$$

$$dl = a d\phi$$

$$\theta = 90^\circ \Rightarrow \sin \theta = 1$$

$$R = \sqrt{a^2 + z^2}$$

Böylece alanın genliğinin diferansiyel ifadesi şu şekilde olur:

$$dB = dB_z = \frac{\mu_0 I a^2}{4\pi (a^2 + z^2)^{3/2}} d\phi$$

Buradan toplam alan değeri için aşağıdaki vektörel ifade elde edilir:

$$B = \frac{\mu_0 I a^2}{4\pi (a^2 + z^2)^{3/2}} \int_{\phi=0}^{2\pi} d\phi$$

$$B = \frac{\mu_0 I a^2}{2(a^2 + z^2)^{3/2}} a_z \quad (T) \#(7)$$

Çemberin merkezindeki alan değeri için $z = 0$ alınırsa sonuç aşağıdaki şekilde elde edilir:

$$B = \frac{\mu_0 I}{2a} a_z \text{ (T)}$$

5. Biot-Savart Kanununu Kullanarak Manyetik Alan Problemlerinin Sayısal Çözümü

Bu bölümde, temel geometrilere dayanan alan kaynaklarının oluşturduğu alan şiddeti hesabının, diferansiyel akım elemanı temeline dayanan sayısal yöntem ile nasıl çözüleceğini anlatacağız. Analitik çözüm yöntemi, simetrik olmayan geometriye sahip akım çevrimlerinin çözümlenmesinde kullanıcıyı zorlayabilmektedir. Meselâ çembersel bir akım çevriminin eksen dışındaki noktalarda oluşturduğu alan değerlerinin hesabında, geometri gereği karmaşık integral ifadeleri elde edilmektedir. Bu ifadelerin integral çözümünde, birinci, ikinci hatta üçüncü dereceden eliptik integral terimleri için içine girmektedir. Kare veya dikdörtgen akım çevrimleri söz konusu olduğunda aynı karmaşık ifadeler elde edilmektedir.

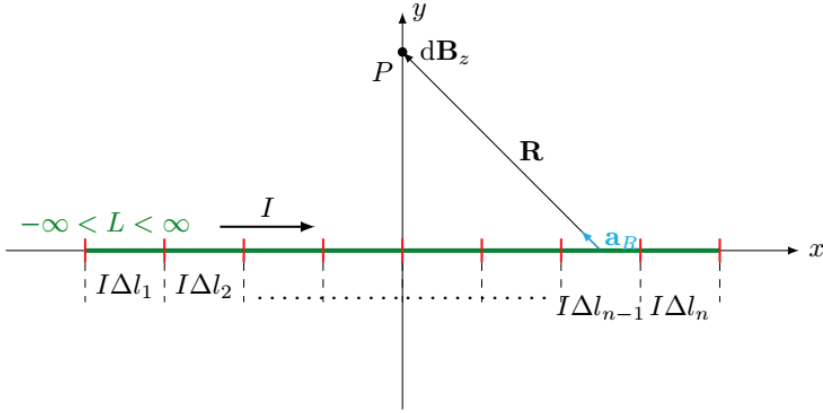
Elbette analitik çözüm yöntemleri baz alınacak çözümlerdir. Burada anlatacağımız sayısal yöntem, analitik çözüm ile elde sonuçların doğruluğunun sınanmasını sağlayacaktır. İlk önce akım taşıyan lineer bir iletken için sayısal yöntemin nasıl uygulanacağını gösterip, bu yöntemeye dayanan bir Python kodu örneği verilecektir.

5.1 Sayısal Yöntemin Temel Dayanağı

Biot-Savart Kanunu, akım taşıyan bir iletkenin kendinden R uzaklıktaki noktada oluşturduğu alan değerinin diferansiyel ifadesini vermekteydi. İletken üzerinde alınan tek bir diferansiyel akım elemanın alan değerini tanımlamaktadır ve elde edilen diferansiyel ifade iletken boyunca integre

edilerek toplam alan değeri hesaplanmaktadır. (1) eşitliğini aşağıdaki gibi ifade edebiliriz.

$$dB = \frac{\mu_0 I dl \times a_R}{4\pi R^2} = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \sum_{i=1}^n \frac{\Delta l_i \times a_{Ri}}{R_i^2} \#(8)$$



Şekil 7. Sonsuz uzun linear iletken üzerinde alınan n adet diferansiyel akım elemanları.

Şekil 7’de sonsuz uzun linear iletken üzerinde alınan n adet diferansiyel akım elemanları görülmektedir. P noktasında oluşan manyetik akı yoğunluğu değeri, alınan bütün diferansiyel akım elemanlarının oluşturduğu alan değerlerinin toplamı olacaktır. Aşağıda linear iletkenin bir noktada oluşturduğu alanı hem sayısal hem de analitik olarak hesaplayan Python kodu verilmiştir.

```

from numpy import pi, sqrt, linspace
from pylab import plot, xlabel, ylabel, suptitle, legend, show
import math
import numpy as np
from scipy.stats import norm
from numpy import linalg
m0, I, P, B = 4E-7*pi, 1, [0, 1, 0], [0, 0, 0]
vectorP = np.array(P)
vectorB = np.array(B)
L1 = [-1000, 0, 0]
L2 = [1000, 0, 0]
a = L2[0] - L1[0]
Number_of_Steps=100000;
dl=a/Number_of_Steps;
if L1[0] < 0:
    x1 = -1 * L1[0]
else:
    x1 = L1[0]
if L2[0] < 0:
    x2 = -1 * L2[0]
else:
    x2 = L2[0]
for i in range(Number_of_Steps):
    X2 = L1[0]+(i+1)*dl
    X1 = L1[0]+i*dl
    C = [X2, 0, 0]
    vectorC = np.array(C)
    vectorR = vectorP - vectorC;
    RMag=linalg.norm(vectorR)
    R_Hat = vectorR / RMag
    Vf = (X2-X1)/dl
    VV = [Vf,0,0]
    vectorV = np.array(VV)
    Is = I * vectorV
    B=B+dl*m0/(4*pi*RMag*RMag)*np.cross(Is,R_Hat);

print ("%10.3E" % B[0])
print ("%10.3E" % B[1])
print ("%10.3E" % B[2])
kos1 = math.cos(math.atan(P[1]/x1))
kos2 = math.cos(math.atan(P[1]/x2))
Banalitik = m0*I/(4*pi*P[1])*(kos1+kos2)
print ("Analitik:" "%10.3E" % Banalitik)

```

Koddaki bazı tanımlamaları açıklayalım:

```
m0, I, P, B = 4E-7*pi, 1, [0, 1, 0], [0, 0, 0]
```

Burada, boşluğun geçirgenliği μ_0 , iletkendeki akım I , gözlem noktası P ve alan değerleri için başlangıç vektörü tanımlanmıştır.

```
L1 = [-1000, 0, 0]
```

```
L2 = [1000, 0, 0]
```

Burada ise iletkenin başlangıç ve bitiş koordinatları (x ekseninde) tanımlanmıştır. İletkenin yerleşimi üç boyutlu uzayda tanımlanabilir.

```
Number_of_Steps=100000;
dl=a/Number_of_Steps;
```

Bu satırlarda, iletken üzerinde kaç adet diferansiyel akım elemanı alınacağı, yani iletkenin kaç parçaya bölüneceği verilerek, diferansiyel uzunluk değerimiz hesaplanmaktadır.

```
for i in range(Number_of_Steps):
    X2 = L1[0]+(i+1)*dl
    X1 = L1[0]+i*dl
    C = [X2, 0, 0]
    vectorC = np.array(C)
    vectorR = vectorP - vectorC;
    RMag=linalg.norm(vectorR)
    R_Hat = vectorR / RMag
    Vf = (X2-X1)/dl
    VV = [Vf,0,0]
    vectorV = np.array(VV)
    Is = I * vectorV
    B=B+dl*m0/(4*pi*RMag*RMag)*np.cross(Is,R_Hat);
```

Buradaki *for* döngüsünde, tanımlanan her bir diferansiyel akım elemanın P noktasındaki alan değerleri hesaplanarak toplanmaktadır ((8) eşitliğine göre).

Yukarıdaki kod çalıştırıldığında, sonsuz uzun kabul edilen (-1000 ilâ +1000 değerleri girildiğinden), $P(0,1,0)$ noktasındaki alan değeri için sonuçları aşağıdaki gibi görüntüler:

0.000E+00

0.000E+00

2.000E-07

Analitik: 2.000E-07

Sayısal ve analitik sonuç değerleri örtüşmektedir. Şekil 8'de Python-Tkinter ile yazılan koda ait pencere görüntüsü verilmiştir. Bu programda

kullanıcı, iletken yerleşimini, iletkendeki akım değerini, adım (bölmeleme) değerini, alan değeri hesaplanacak noktayı girebilir. Aynı zamanda y eksenini boyunca alan değişimini grafik olarak elde edebilir. Alan değışı grafiğı için y eksenini üzerinde kaç nokta alınacağını da *Nokta Sayısı* değeri ile belirleyebilir. Şekil 9’da analitik ve sayısal çözümlere göre elde edilen alan değışimi grafiğı görölmektedir. Sınırlı boydaki lineer iletken için meselâ $L1(x)=-10$, $L2(x)=30$ değeri girilerek hesaplama yaptırılabilir. Sınırlı boydaki iletken için ana ekran ve alan değışimi grafiğı Şekil 10 ve 11’de görölmektedir. Analitik hesaplamada (6) eşitliğı kullanılmıştır.

Manyetik Alan Simülatörü v4.0

Parametreler

L1 X (m): -1000 L2 X (m): 1000

Akım (A): 1.0 Adım Sayısı: 10000

P Y (m): 1.0

Y Min: -2 Y Max: 2

Nokta Sayısı: 100

Tek Nokta Hesapla Grafik Çiz

Sonuçlar

Sayısal Sonuç:

Bx: 0.000e+00 T

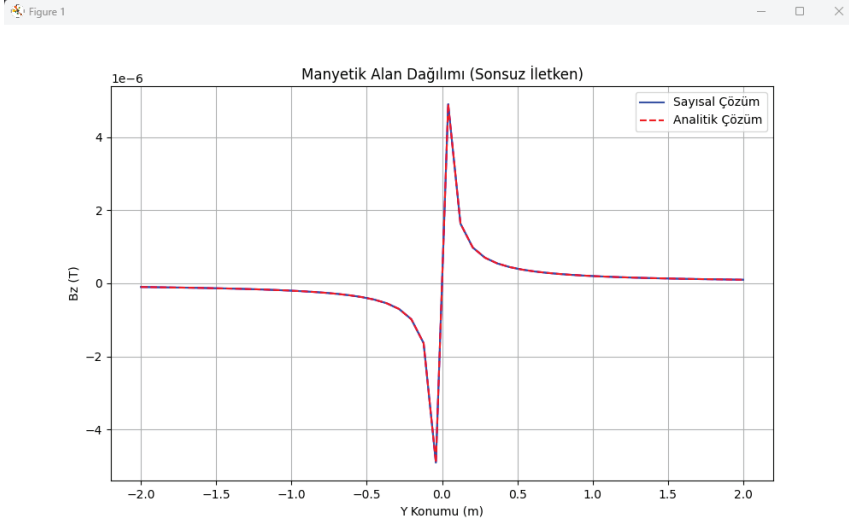
By: 0.000e+00 T

Bz: 2.000e-07 T

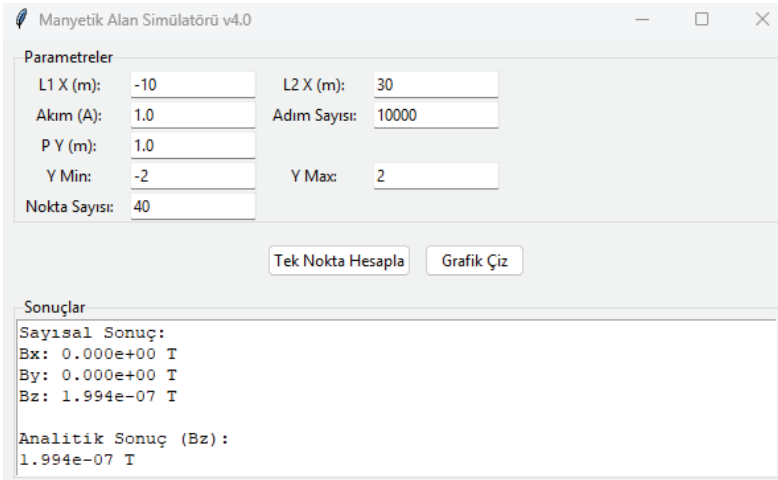
Analitik Sonuç (Bz):

2.000e-07 T

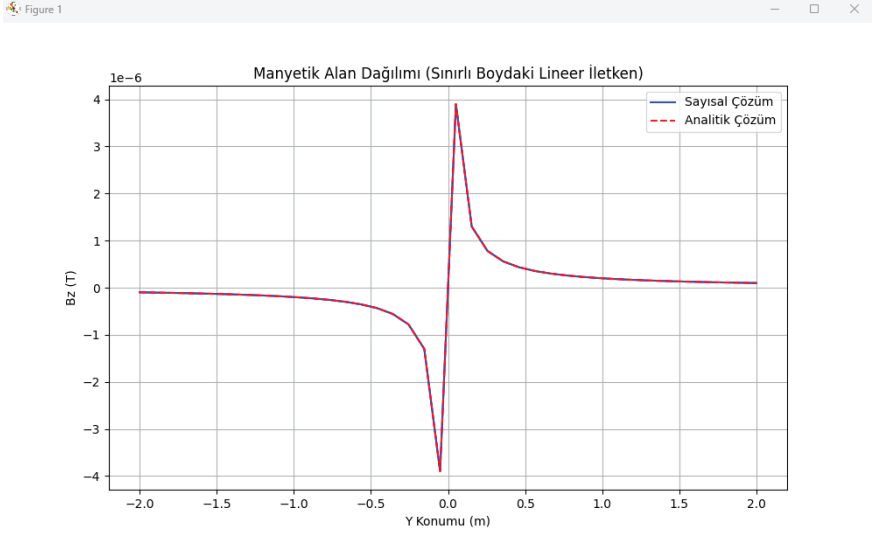
Şekil 8. Python-Tkinter arayüzü ile yazılan programın ana sayfası. $P(0,1,0)$ noktasında elde edilen analitik ve sayısal çözüm değeri.



Şekil 9. Sonsuz uzun lineer iletken için y eksenini boyunca alan değişiminin grafiği.



Şekil 10. $x=[-10,30]$ aralığında yerleşik sınırlı boydaki lineer iletken için, $P(0,1,0)$ noktasında elde edilen analitik ve sayısal sonuçlar.

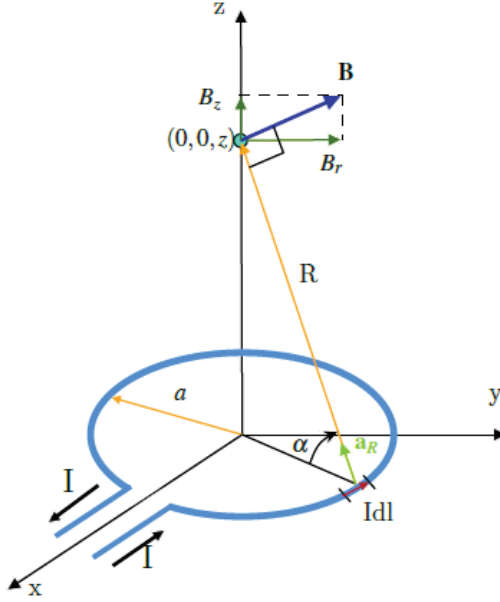


Şekil 11. $x=[-10,30]$ aralığında yerleşik sınırlı boydaki lineer iletken için y eksenini boyunca alan değişim grafiği.

Yazılan kodlardan görüldüğü üzere, kullanılan basit sayısal yöntem, lineer iletken için çok iyi bir yaklaşım sunmaktadır. Yukarıdaki örnek uygulamalarda görüldüğü gibi adım sayıları 10000 olarak seçilmiştir, yani iletken 10000 eşit aralığa bölünerek sonuçlar elde edilmiştir. Adım sayısının yüksekliği, sonuçların analitik çözüm sonuçlarına yaklaşmasını sağlamıştır. Lineer iletken için geçerliliğini gösterdiğimiz yöntem, karesel, çembersel hatta eliptik akım çevrimlerinin alan hesabında da rahatlıkla kullanılabilir.

5.2 Yöntemin Çembersel Akım Çevrimine Uygulanması

Yöntemi çembersel akım çevrimine uygulamadan önce, Şekil 12’de görülen çembersel akım çevriminin eksenini üzerindeki bir noktada oluşturacağı alan değerinin analitik çözüm ile elde edilen ifadeyi verelim [4]. Çembersel akım çevrimi $z=0$ düzleminde merkezi orijindedir ve I akımını taşımaktadır.



Şekil 12. Çembersel akım çevrimi ve $(0,0,z)$ noktasında oluşturduğu manyetik alan şiddeti vektörü \mathbf{B} .

B vektörünün yönünün, dl vektör ile a_R birim vektörünün gösterdiği düzleme dik olduğuna dikkat edelim. Aynı zamanda, dl vektör ile a_R birim vektörü arasındaki açının daima 90° olduğuna da dikkat edelim. Aynı zamanda, oluşan \mathbf{B} vektörünün iki bileşeninin olduğuna ve simetri gereği B_r yani radyal yöndeki bileşenlerin sıfırlanacağını, toplam alanın B_z bileşenlerinin toplamı olacağını söyleyelim. Bu tesbitlerimiz ile Bio-Savart kanunu kullanarak oluşan manyetik akı yoğunluğu vektörünün genliğini yazalım.

$$dB = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{Idl}{R^2} \sin \theta$$

Oluşan alanın B_z bileşeni, dl ve $\sin \theta$ değerleri aşağıdaki yazılır.

$$dB_z = dB \cos \alpha = dB \frac{a}{R}$$

$$dl = a d\phi$$

$$\theta = 90^\circ \Rightarrow \sin \theta = 1$$

$$R = \sqrt{a^2 + z^2}$$

Böylece alanın genliğinin diferansiyel ifadesi şu şekilde olur:

$$dB = dB_z = \frac{\mu_0 a I^2}{4\pi(a^2 + z^2)^{3/2}} d\phi$$

Buradan toplam alan değeri için aşağıdaki vektörel ifade elde edilir:

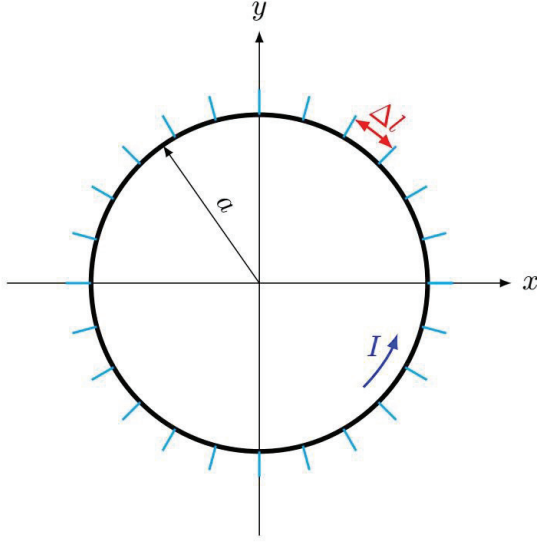
$$B = \frac{\mu_0 a I^2}{4\pi(a^2 + z^2)^{3/2}} \int_{\phi=0}^{2\pi} d\phi$$

$$B = \frac{\mu_0 a I^2}{2(a^2 + z^2)^{3/2}} a_z (T) \#(9)$$

Sayısal yöntemi çembersel akım çevrimine uygulamak için ilk adım, çemberi Δl uzunluğunda parçalara bölüp, her bir uzunluğun değerini yazmaktır. Böylece eşitliğimiz aşağıdaki gibi yazılır:

$$\Delta l = a \Delta \phi$$

Δl , (8) eşitliğimizdeki diferansiyel uzunluktur. a yarıçaplı çember üzerinde alınan diferansiyel uzunluk elemanları Şekil 13'te görülmektedir.



Şekil 13. a yarıçaplı çember üzerinde alınan eşit aralıklı diferansiyel uzunluk elemanları.

Her bir diferansiyel uzunluk diferansiyel akım elemanı olarak tanımlanırsa, $(0,0,z)$ noktasında oluşacak toplam alan değeri, her bir elemanın oluşturacağı alan değerlerinin toplamı olacaktır (eşitlik (8)). $(0,0,z)$ noktasındaki alan eşitliği (7) ile verilmişti. (8) eşitliğini kullanarak yazılan bir Python kodu aşağıda verilmiştir. Burada verilen çember üzerinde eşit aralıklı diferansiyel uzunluk elemanları alıp, her birinin $(0,0,z)$ noktasında oluşturduğu alanların toplamını almaktadır.

```

Number_of_Phi_Steps=50000;
dPhi=(2*pi)/Number_of_Phi_Steps;
for i in range(Number_of_Phi_Steps):

    Phi=0.5*dPhi+(i-1)*dPhi
    dlength=rho*dPhi
    x2 = rho * math.cos(0.5*dPhi+(i+1)*dPhi)
    y2 = rho * math.sin(0.5*dPhi+(i+1)*dPhi)
    x1 = rho * math.cos(0.5*dPhi+(i)*dPhi)
    y1 = rho * math.sin(0.5*dPhi+(i)*dPhi)
    v11 = (x2 - x1) / dlength
    v22 = (y2 - y1) / dlength
    x=rho*math.cos(Phi);
    y=rho*math.sin(Phi);
    z=0;
    C=[x, y, z];
    vectorC = np.array(C)
    vectorR = vectorP - vectorC;
    R_Mag=linalg.norm(vectorR)
    R_Hat = vectorR / R_Mag
    V = [v11,v22,0]

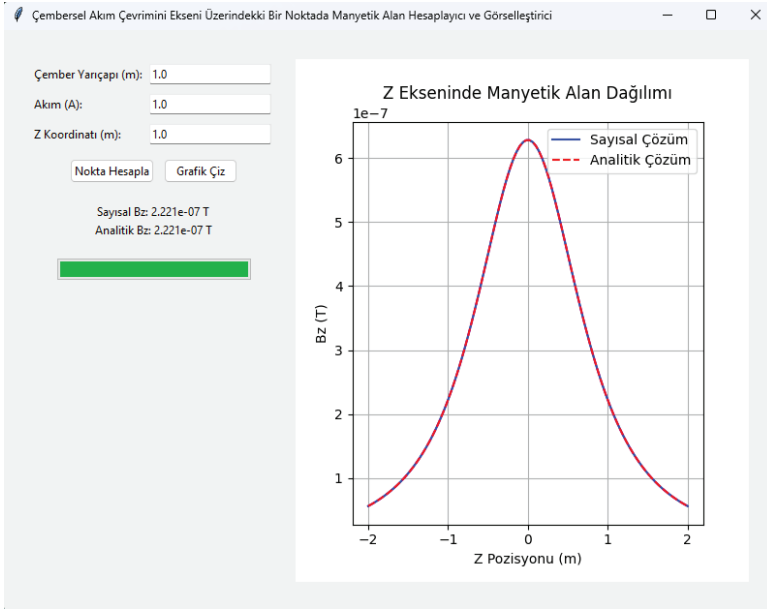
vectorV = np.array(V)
Is = I * vectorV
#R = R_Mag * [v1 v2 v3];
B=B+dlength*m0/(4*pi*R_Mag**2)*numpy.cross(Is,R_Hat);

```

Şekil 14'te Tkinter arayüzü kullanılarak oluşturulmuş programın çıktı görüntüleri yer almaktadır. Çember 5000 eşit parçaya bölünerek diferansiyel akım elemanları tanımlanmış ve sonuçlar, z eksenı boyunca hem analitik hem de sayısal çözümden elde edilen değerlerle alan değişimi çizdirilmiştir. Sonuçların örtüştüğü görülmektedir.

Sonuç olarak anlatılan sayısal yöntem, Biot-Savart kanunu ile akım taşıyan iletkenlerin ve her türlü geometrideki akım çevrimlerinin çözümüne uygulanabilir [5]. Aynı zamanda eksen dışı bir noktadaki alan değerini hesaplamak için de kullanılabilir. Özellikle çembersel, karesel

veya diğer akım çevrimlerinin, simetrik durumu ortadan kaldıran noktalarda oluşan alan değerleri de hesaplanabilir. Bu yöntem kullanarak, analitik olarak ortaya konan çözüm sonuçlarının test edilmesi kolaylıkla yapılabilir.



KAYNAKLAR

- [1] Griffiths, D. J. (2013). Introduction to electrodynamics (4th ed.). Pearson.
- [2] Jackson, J. D. (1999). Classical electrodynamics (3rd ed.). Wiley.
- [3] Biot, J.-B., & Savart, F. (1820). Mémoire sur la relation entre l'action des conducteurs électriques et la force magnétique. Annales de Chimie et de Physique, 14(1), 167-223.
- [4] Hayt W. H. Jr., Buck J. A. (2012). *Engineering Electromagnetics*. (8th ed.). Mc Graw Hill.
- [5] Zhou Yu, Changhan Xiao, Huan Wang, Yaozhong Zhou. (2012). *The Calculation of the Magnetic Field Produced by an Arbitrary Shaped Current-carrying Wire in Its Plane*. [ICCIA Conference Presentation]. Published by Atlantis Press, Paris, France.



ASENKRON MOTORLARDA MOMENT VE KARAKTERİSTİK

Mehmet Cihat ÖZGENEL¹

¹ Electric and Electronics Engineering Department, Engineering Faculty, Erzincan Binali Yıldırım University, mcozgenel@erzincan.edu.tr, ORCID: 0000-0001-5304-1488

1-ASENKRON MOTORLARDA HIZ VE MOMENT ÜRETİMİ

Asenkron motor fiziksel yapısı farklı olmasına rağmen endüksiyon prensibi ile rotora güç aktarması yönü ile transformatöre benzemektedir. Transformatörde primer sargıya uygulanan elektriksel güç Faraday'ın elektromanyetik indüksiyon yasasına göre sekonder sargıya indüksiyon yolu ile aktarılmaktadır. Asenkron motorlarda da benzer şekilde statordaki güç rotora elektromanyetik indüksiyon yolu ile aktarılmaktadır. Asenkron motorun stator sargısı transformatörün primer sargısına, rotor sargısı da transformatörün sekonder sargısına karşılık gelmektedir. Ancak asenkron motorda transformatörden farklı olarak stator ile rotor arasında hava boşluğu vardır. Stator sargısının meydana getirdiği bir kutbun manyetik alanı iki hava boşluğunu geçmek zorundadır. Ayrıca sincap kafesli asenkron motorun rotor iletkenlerinin iki başı da kısa devre halkası ile kısa devre edilmiştir. Transformatörün yüksüz çalışmasına yani sekonder uçlarının açık olmasına asenkron motorun milinde yük olmadan yüksüz çalışması karşılık gelmektedir. Bu bakımdan asenkron motorlara dönen transformatör da denilmektedir. Asenkron motorun statoruna uygulanan üç fazlı alternatif akım, hızı statordaki sarımın kutup sayısına ve uygulanan gerilimin frekansına bağlı olarak genliği sabit sinüsoidal döner bir alan meydana getirir. Bu döner alanın hızına senkron hız denir ve aşağıdaki (1) ifadesi ile bulunur.

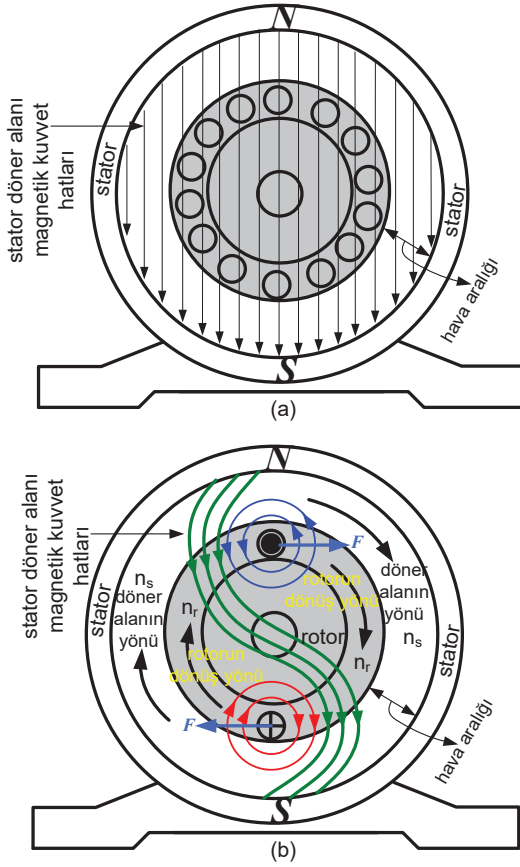
$$n_s = \frac{60.f}{2p} \quad (1)$$

Burada n_s döner alanın hızıdır ve birimi d/d'dır. f statora uygulanan alternatif akımın Hz olarak frekansdır, $2P$ statordaki üç fazlı sarımın kutup çiftinin sayısıdır.

Şekil 1(a)'da rotor iletken çubuklarının uçları açık olan iki kutuplu asenkron motorun stator sargılarına üç fazlı alternatif akım uygulanmış ve statorda meydana gelen döner alan anlık olarak verilmiştir. Bu durumda rotor iletken çubuklarda gerilim meydana gelir ancak çubukların uçları açık olduğu için çubuklardan akım geçmemektedir. Dolayısı ile rotor çubuklarının etrafında manyetik alan meydana gelmez ve statorun meydana getirdiği manyetik alan kuvvet hatları düz ve birbirlerine paralel bir şekilde statorun N kutbundan çıkıp hava aralığını geçip rotorda ulaşır

rotor üzerinden geçer tekrar hava aralığından geçerek statorun S kutbuna varırlar. Şekil 1’de verilen hava aralığı şeklin basit olması ve kolay anlaşılması için çok büyük gösterilmiştir. Gerçekte asenkron motorlarda hava aralığı motor gücüne bağlı olarak 0,3-0,5- 1-4 mm gibi bir aralık olmaktadır (Onwuka et al, 2023), (Wildi, 2002). Asenkron motorun stator faz sargılarına gerilim uygulandığında statorda meydana gelen döner manyetik alan Faraday’ın elektromanyetik endüksiyon yasasına göre rotor iletkenlerinde gerilim meydana getirir. Sincap kafesli rotor çubuklarının iki ucu da kısa devre olduğundan Şekil 1 (b)’de görüldüğü gibi rotor çubuklarından kendini meydana getiren etkiye ters yönde akım geçer ve bu akım rotor çubuklarının etrafında bir manyetik alan oluşturur.

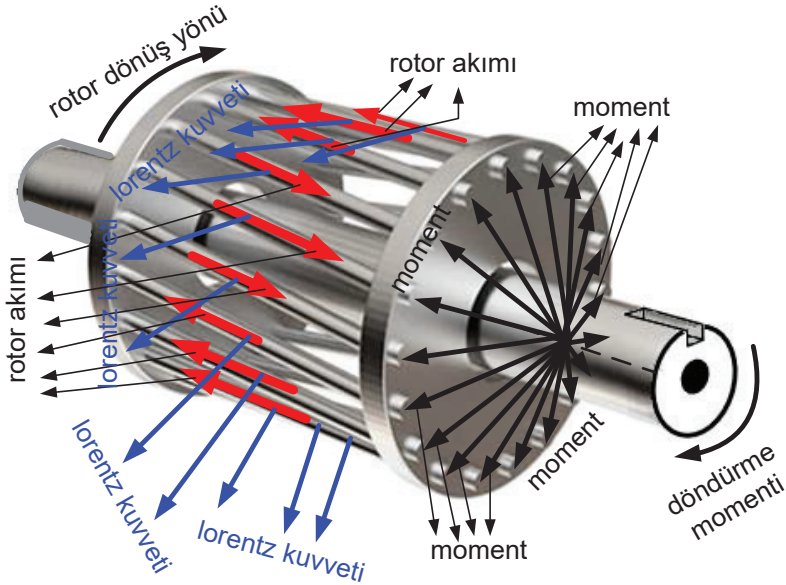
Böylece hava aralığında hem stator sargısının oluşturduğu döner manyetik alan hem de rotor sargısının (çubuklarının) oluşturduğu manyetik alan vardır. Rotor çubuğundan geçen akımın yönü generatör sağ el kuralına göre rotorun üst taraftaki iletkeninde sayfadan okuyucuya doğru, rotorun alt tarafındaki iletkeninde ise okuyucudan sayfaya doğru olur. Sağ el kuralına göre üst taraftaki rotor iletkeninin manyetik alanın yönü saat ibresinin ters yönündedir. Alt tarafında ise saat ibresi ile aynı yöndedir. Stator döner alanının N kutbundan çıkan manyetik kuvvet hatları stator ile rotor arasındaki hava aralığını geçer rotora varır. Rotor çubuğundaki akımın meydana getirdiği manyetik alanın sol tarafı stator N kutbunun alanı ile aynı yönde sağ tarafı ise ters yönde olduğundan Şekil 1(b)’de görüldüğü gibi statordan rotora giren manyetik kuvvet hatları rotor çubuğunun sol tarafında yoğunlaşır rotor çubuğunun sağ tarafında azalır. Şekil 1(b)’de yeşil hat ile çizilen manyetik kuvvet hatları düz çizgi şeklinde değildir. Kuvvet hatları en kısa yoldan devresini tamamlamak ve düz bir şekilde olmak isterler. Fakat rotorun üst tarafındaki iletkenin geçen akımın iletken etrafında meydana getirdiği manyetik alan stator N kutbunun manyetik kuvvet hatlarının düz bir şekilde olmasına engel olmuştur.



Şekil 1. Üç fazlı iki kutuplu asenkron motorda stator ve rotor manyetik alanları.

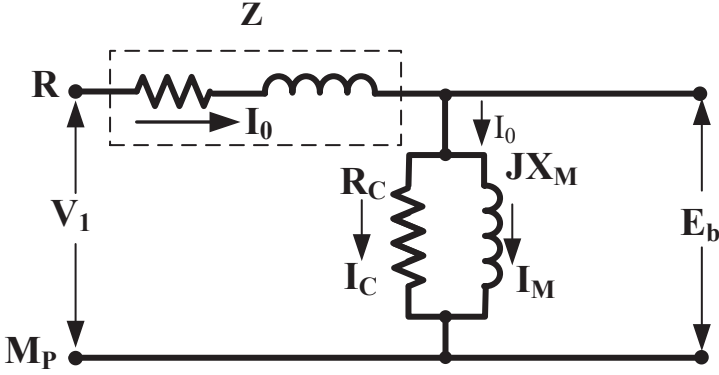
Stator manyetik alanı kuvvet hatlarının düz olmasını sağlamak için hatların düz olmasına engel olan etkiyi ortadan kaldırmak ister. Bu yüzden üst taraftaki rotor iletkeni sağ tarafa doğru yani kuvvet hatları yoğunluğunun az olduğu tarafa doğru itilir ve iletkende F kuvveti meydana gelir (Lorentz kuvveti). Rotor çubuğunda meydana gelen itilme kuvveti hava aralığındaki manyetik akı yoğunluğuna (B), çubuktan geçen akıma (I_r), çubuğun uzunluğuna (L), manyetik akının rotor çubuğunu kesme açısına (θ) bağlıdır ($F=B \cdot I_r \cdot L \cdot \sin\theta$). Manyetik kuvvet hatları rotor üzerinden stator S kutbuna varması için rotorun alt tarafına doğru giderken alttaki rotor iletkenin sağ tarafındaki manyetik alan ile aynı yöndedir ve rotorun alt tarafındaki rotor iletkeninin sağ tarafında manyetik alan yoğunluğu fazla olur sol tarafında manyetik kuvvet hatları

Rotor iletkeni üst tarafta ve alt tarafta saat ibresi yönünde itilir ve bu itmenin sonucu olarak rotor dönmeye başlar. Stator da üç fazlı alternatif akımın meydana getirdiği manyetik alan da saat ibresi yönünde hareket etmektedir. Stator döner alanının N ve S kutupları saat ibresi yönünde hareket edince statorun manyetik kuvvet hatları da Şekil 2 ve 3'te görüldüğü gibi hareket eder ve rotor da manyetik alan yönünde döner. Şekil 3'te stator döner alanı biraz daha saat ibresi yönünde dönmüştür. Stator döner alanı döndükçe yukarıda izah edilen stator ve rotor manyetik alanlarının etkileşimi sürekli meydana gelerek rotor stator döner alanını takip ederek döner. Rotorun her iletkeninde gerilim meydana gelir ve her bir iletkeninden geçen akım iletkenin etrafında manyetik alan meydana getirerek her bir iletken F kuvveti ile itilerek rotoru döner alan yönünde döndürür (Eqbal, 2012). Şekil 1'den Şekil 3'e kadar döner alan saat ibresi yönünde hareket etmiştir. Rotor da döner manyetik alan ile birlikte saat ibresi yönünde dönmüştür. Ancak rotor hızı her zaman döner alan hızından yavaş olmaktadır. Şekil 1, 2 ve 3'te rotorun bütün iletkenleri şeklin basit olması için gösterilmemiştir. Ancak rotorun bütün iletkenlerinde Şekil 4'te ki gibi akım, Lorentz kuvveti ve döndürme momenti meydana gelmektedir (Eqbal, 2012).



Şekil 4. Döner alanın içinde kalan rotorda momentin meydana gelmesi.

Sincap kafesli rotorun iletkenleri iki başı kısa devre olmuş alüminyum çubuklardır. Bu yüzden çubuklarda meydana gelen gerilim düşük olur fakat geçen akım büyüktür ve çubuklar rotor gövdesinden yalıtılmaz. Şekil 4'te gösterildiği gibi rotor iletken çubukların her birinde, rotor milinin merkezine olan uzaklık (r) ve çubuklarda meydana gelen F itme kuvvetinin çarpımı kadar ($T=F.r$) bir döndürme momenti meydana gelir. Meydana gelen bu momentlerin toplamı rotor miline uygulanarak rotor döner manyetik alan yönünde döner ve moment üretir (Sarioğlu, 1983). Asenkron motorda stator sargılarına enerji verildiği zaman rotor iletkenlerinde veya sargısında rotor henüz dönmeye başlamamışken en yüksek gerilim meydana gelir. Çünkü rotor duruyorken döner manyetik alanın hızı rotor iletkenlerine göre en hızlı değerindedir. Rotor dönmeye başlayınca rotor ile döner alanın dönüş yönü aynı olacağından rotor iletkenlerine göre döner alanın değişim hızı yavaşlar. Rotora göre manyetik alanın değişim hızı yavaşlayınca rotorda meydana gelen gerilimin değeri ve frekansı da azalır. Hatta rotorun döner alan hızı ile aynı hızda döndüğünü kabul edelim; bu durumda döner alanın kuvvet çizgileri hep aynı iletkeni keseceğinden veya bir başka deyiş ile rotor iletkenlerine göre manyetik alan değişmeyeceğinden rotor iletkenlerinde gerilim meydana gelmez. İletkenlerden akım geçmeyeceği için hem rotor dönmez hem de moment meydana gelmez ve rotor hızı düşmeye başlar. Rotor hızı azalmaya başlayınca rotor iletkenlerine göre manyetik alanın değişim hızı artmaya başlar ve rotor iletkenlerinde gerilim meydana gelir rotor iletkenlerinden akım geçer ve rotor dönmeye başlar böylece rotor tekrar hız ve moment üretir. Rotora gelen yük artıkça rotorun hızı azalır. Rotorun hızı azalınca rotora göre manyetik alanın değişim hızı artar ve rotor iletkenlerinde meydana gelen gerilim yükselir dolayısı ile rotor iletkenlerinden geçen akım da yükselir. Rotor yüzeyindeki manyetik akı artar rotor manyetik akısı hava aralığındaki manyetik akıyı yüksüz çalışma durumuna göre daha çok zayıflatır hava aralığındaki manyetik akı azalır ve (2) eşitliğine göre stator sargısında meydana gelen zıt elektromotor kuvvet (emk) azalır.



Şekil 5. Asenkron motorun stator eşdeğer devresi.

$$E_b = 4,44 \cdot f \cdot N_1 \cdot \Phi \quad (2)$$

(3) Eşitliğinden görüldüğü gibi zıt emk (E_b) azalınca $V_1 - E_b$ farkı artar ve stator sargısının şebekeden çektiği akım da artar (Sarioğlu, 1983).

Burada f döner alanın dönme hızının frekansı, N_1 stator faz sargısının sarım sayısı, Φ hava aralığındaki manyetik akıdır.

$$I_1 = \frac{V_1 - E_b}{Z} \quad (3)$$

(3) eşitliğinde V_1 stator faz sargısına uygulanan gerilim, E_b faz sargısında meydana gelen zıt elektromotor kuvvet, Z faz sargısının empedansı ve I_1 faz sargısının şebekeden çektiği akımdır. Bu teorik bilgilerden sonra indüksiyon motorunda rotorda gerilimin meydana gelmesi, moment ifadesinin bulunması ve karakteristiğini inceleyelim.

1.1 Rotorda Meydana Gelen Emk ve Rotor Frekansı

Kayma ifadesinden görüldüğü gibi rotor duruyorken kayma 1'dir. Yani en yüksek değerindedir.

$$s = \frac{n_s - n_r}{n_s} \cdot 100 \quad (4)$$

Burada n_s üç faz sargısının statorda meydana getirdiği döner alan hızıdır ve döner alan senkron hızda dönmektedir, n_r rotor hızıdır. Statorda faz sargısına enerji verilmiş henüz rotor dönmeye başlamamışken rotor hızı

$n_r = 0$ 'dır. Dolayısı ile eşitlik (4)'te verilen ifadeye göre kayma %'de 100 yani $s=1$ olur. Bu durumda rotor duruyorken döner manyetik alanın rotor iletkenlerine göre değişim hızı en hızlı anındadır. Yani kaynak geriliminin frekansı 50 Hz ise manyetik alanın değişim hızı da 50 Hz olur. Buna göre rotorda meydana gelen emk;

$$E_2 = \left(\frac{N_2}{N_1}\right) \cdot E_1 \quad (5)$$

veya transformatorlarda olduğu gibi

$$E_2 = 4,44 \cdot N_2 \cdot \Phi \cdot f \quad (6)$$

Eşitlikleri ile bulunur. Φ döner alanın manyetik akısıdır. Rotor dönmeye başlayınca rotor iletkenleri döner alanın manyetik akısını kesme hızı yavaşlayacağından rotor iletkenlerinde indüklenen gerilim azalacaktır. Bu azalma kayma ile ilgilidir. Kayma en yüksek değeri olan 1'den başlayıp rotor hızlandıkça azalacaktır ve kayma azaldıkça rotorda meydana gelen gerilim de azalacaktır. Bu yüzden yukarıdaki (5 ve 6) eşitliklerine kaymayı eklemek gerekir. Rotor dönüyorken rotorda meydana gelen gerilim;

$$E_r = s \cdot \left(\frac{N_2}{N_1}\right) \cdot E_1 \quad (7)$$

$$E_r = 4,44 \cdot N_2 \cdot \Phi \cdot s \cdot f \quad (8)$$

Rotorda meydana gelen gerilimin frekansı;

$$f_r = \frac{P \cdot (n_s - n_r)}{60} = \frac{P \cdot (n_s - n_r)}{2 \cdot 60} = \frac{P \cdot (n_s - n_r)}{120} \quad (9)$$

Veya

$$f_r = s \cdot f \quad (10)$$

Rotor frekansını (6) eşitliğinde yerine koyarsak;

$$E_r = 4,44 \cdot N_2 \cdot \Phi \cdot f_r \quad (11)$$

Rotor gerilimi manyetik akıyı kullanarak eşitlik (11)'da ki gibi bulunabilir.

(9) eşitliğinde P stator sargısının toplam kutup sayısı, f statora uygulanan gerilimin frekansıdır.

1.2 Rotor Empedansı ve Akımı

Rotor sargısının bir omik direnci bir de reaktansı vardır. Rotorun omik direnci rotorun dönmesinden etkilenmez. Dolayısı ile rotor omik direnci rotor hangi hızda dönüyorsa dönsün sabit kalır.

Ancak rotor reaktansı böyle değildir. Çünkü reaktans ifadesinin içinde frekans terimi vardır ve rotor frekansı rotorun dönüş sayısına göre değişir.

Rotor duruyorken rotor reaktansı;

$$X_2 = 2. \pi. f. L \quad (12)$$

Rotor dönüyorken frekans değişeceğinden frekanstaki değişim göz önüne alınmalıdır. Bu durumda reaktans;

$$X_r = 2. \pi. f_r. L \quad (13)$$

$$X_r = 2. \pi. s. f. L \quad (14)$$

$$X_r = s. X_2 \quad (15)$$

Olur. Böylece rotor duruyorken kayma 1 olduğundan rotor empedansı;

$$Z_2 = \sqrt{R_2^2 + X_2^2} \quad (16)$$

Olur. Rotor dönüyorken empedans değişir. Çünkü reaktans değişmektedir.

Rotor dönüyorken empedans;

$$Z_r = \sqrt{[R_2^2 + (s. X_2)^2]} \quad (17)$$

$$Z_r = \sqrt{R_2^2 + X_r^2} \quad (18)$$

Rotor akımı rotorun durduğu ve döndüğü duruma göre değişmektedir.

Rotor duruyorken rotor akımı;

$$I_2 = \frac{E_2}{Z_2} = \frac{\left(\frac{N_2}{N_1}\right) \cdot E_1}{\sqrt{R_2^2 + X_2^2}} \quad (19)$$

Rotor dönüyorken rotor akımı;

$$I_r = \frac{E_r}{Z_r} = \frac{s \cdot \left(\frac{N_2}{N_1}\right) \cdot E_1}{\sqrt{[R_2^2 + X_r^2]}} = \frac{s \cdot \left(\frac{N_2}{N_1}\right) \cdot E_1}{\sqrt{[R_2^2 + s \cdot X_2^2]}} = \frac{E_r}{\sqrt{[R_2^2 + X_r^2]}} \quad (20)$$

(20) eşitliği ile bulunur.

1.3 Rotor Bakır Kayıpları

Rotor bakır kayıpları rotor sargılarından geçen akımın karesi ile rotor bir faz sargısının direncinin çarpımıdır. Bu çarpımdan rotorun bir fazının bakır kayıpları bulunur. Çarpım sonucu 3 ile çarpılınca rotorun üç fazının toplam bakır kayıpları bulunur.

$$P_{RCU} = 3 \cdot I_r^2 \cdot R_2 \quad (21)$$

(20) eşitliğindeki rotor akımını (21) eşitliğinde yerine koyarak;

$$P_{RCU} = 3 \cdot R_2 \cdot \left[\frac{s \cdot \left(\frac{N_2}{N_1}\right) \cdot E_1}{\sqrt{[R_2^2 + X_r^2]}} \right]^2 = 3 \cdot R_2 \cdot \left[\frac{s \cdot E_2}{\sqrt{[R_2^2 + X_r^2]}} \right]^2 = 3 \cdot R_2 \cdot \left[\frac{E_r}{\sqrt{[R_2^2 + X_r^2]}} \right]^2 \quad (22)$$

Gerekli düzenlemeler ile rotor bakır kayıpları;

$$P_{RCU} = \frac{3 \cdot R_2 \cdot s^2 \cdot E_2^2}{R_2^2 + X_r^2} = \frac{3 \cdot R_2 \cdot E_r^2}{R_2^2 + X_r^2} \quad (23)$$

Olarak ifade edilir.

2. ASENKRON MOTORLARDA MOMENT İFADELERİ

2.1 Motorun Ürettiği Moment

Asenkron motorun momenti, rotorun ürettiği gücün açısız hıza bölünmesi ile bulunur.

$$T_d = \frac{\text{rotorun ürettiği mekanik güç}}{\text{rotorun açısal hızı}} = \frac{P_{mek}}{\omega_r} \quad (24)$$

Burada T_d rotorun Nm olarak ürettiği momenttir. Benzer şekilde rotorun ürettiği mekanik güç ise rotorun ürettiği moment ile açısal hızın çarpımı olmaktadır.

$$P_{mek} = 2 \cdot \pi \cdot \left(\frac{n_r}{60}\right) \cdot T_d \quad (25)$$

Stator ile rotor arasındaki hava aralığındaki güç;

$$P_{ag} = 2 \cdot \pi \cdot \left(\frac{n_s}{60}\right) \cdot T_d \quad (26)$$

Rotorun ürettiği güç, hava aralığındaki güç ile (1-s)'in çarpımıdır.

$$P_m = (1 - s) \cdot P_{ag} \quad (27)$$

Rotorun açısal hızı hava aralığındaki döner alan hızının (1-s) ile çarpımıdır.

$$\omega_r = (1 - s) \cdot \omega_s \quad (28)$$

Böylece rotorun ürettiği yani rotorda indüklenen moment;

$$T_d = \frac{(1-s) \cdot P_g}{(1-s) \cdot \omega_s} = \frac{P_{ag}}{\omega_s} = \frac{P_{ag}}{2 \cdot \pi \cdot \left(\frac{n_s}{60}\right)} \quad (29)$$

Şekline gelir. Hava aralığındaki güç, yani statordan rotora aktarılan güç (P_{ag}) rotor bakır kayıplarının kaymaya bölünmesi ile de bulunur;

$$P_{ag} = 3 \cdot \frac{I_r^2 \cdot R_2}{s} \quad (30)$$

Motorun ürettiği (motorda meydana gelen) elektromanyetik moment rotora aktarılan gücün döner alanın bir saniyedeki hızına bölünmesi ile bulunur (genel moment ifadesi). Buna göre motorun ürettiği elektromanyetik moment;

$$T_d = \frac{P_{ag}}{n_s} = \frac{P_{ag}}{\omega_s} \quad (31)$$

(30 ve 31) eşitliklerini birleştirirsek;

$$T_d = \left(\frac{1}{2\pi \cdot \left(\frac{n_s}{60}\right)} \right) \cdot \left(\frac{3 \cdot I_r^2 \cdot R_2}{s} \right) = \left(\frac{1}{\omega_s} \right) \cdot \left(\frac{3 \cdot I_r^2 \cdot R_2}{s} \right) \quad (32)$$

Elde edilir. Rotor akımını I_r 'nin (22) eşitliğindeki değerini (31) eşitliğinde yerine koyarsak;

$$T_d = \frac{1}{\omega_s} \cdot 3 \cdot \left[\frac{s \cdot \left(\frac{N_2}{N_1}\right) \cdot E_1}{\sqrt{[R_2^2 + (s \cdot X_2)^2]}} \right]^2 \cdot \frac{R_2}{s} \quad (33)$$

Köşeli parantezin kare işlemini yaparsak;

$$T_d = \frac{1}{\omega_s} \cdot 3 \cdot \left[\frac{s^2 \cdot \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 \cdot E_1^2}{[R_2^2 + (s \cdot X_2)^2]} \right] \cdot \frac{R_2}{s} \quad (34)$$

Kaymaların sadeleştirilmesi ile

$$T_d = \frac{1}{\omega_s} \cdot 3 \cdot \left[\frac{s \cdot \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 \cdot E_1^2 \cdot R_2}{[R_2^2 + (s \cdot X_2)^2]} \right] \quad (35)$$

Elde edilir. Bulunan bu ifade de 3 rakamı eşitliğin önüne alınarak;

$$T_d = \frac{3}{\omega_s} \cdot \left[\frac{s \cdot \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 \cdot E_1^2 \cdot R_2}{[R_2^2 + (s \cdot X_2)^2]} \right] \quad (36)$$

Olur. (36) eşitliğinde statora uygulanan gerilim (E_1) görülmektedir. Eğer rotor gerilimi biliniyorsa rotor gerilimi de kullanılabilir. Buna göre (36) eşitliği;

$$T_d = \frac{3}{\omega_s} \cdot \left[\frac{E_r^2 \cdot R_2}{[R_2^2 + (s \cdot X_2)^2]} \right] = \frac{3}{\omega_s} \cdot \left[\frac{s \cdot E_2^2 \cdot R_2}{[R_2^2 + (s \cdot X_2)^2]} \right] \quad (37)$$

Biçiminde yazılabilir. (36) eşitliğinde görüleceği üzere asenkron motorun ürettiği moment statora uygulanan gerilimin karesi ile doğru orantılıdır. Motora uygulanan gerilim azalınca moment gerilimin karesi kadar azalmaktadır.

2.2 Motorun İlk Başlangıç Anında Ürettiği Moment

Motora ilk enerji verildiğinde motor henüz hareket etmemiştir ve dönmektedir. Bu anda kayma 1'dir ($s=1$). Buna kalkınma momenti denir ve T_{ilk} ile gösterilir. Buna göre (37) ifadesinde kaymayı 1 olarak kullanırsak motorun ilk kalkınma anındaki momenti (38) eşitliği ile bulunur.

$$T_{ilk} = \frac{3}{\omega_s} \cdot \left[\frac{E_2^2 \cdot R_2}{[R_2^2 + (X_2)^2]} \right] = \frac{3}{\omega_s} \cdot \left[\frac{\left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 E_1^2 \cdot R_2}{[R_2^2 + (X_2)^2]} \right] \quad (38)$$

Asenkron motor ilk kalkınma anında bu moment ile kalkınır.

2.3 Motorun Ürettiği Maksimum Moment

Asenkron motor ilk kalkınma anında (38) ifadesi ile verilen moment ile kalkınır ve bir eğri çizerek momenti yükselir. Moment en yüksek değerine geldikten sonra anma momenti değerine doğru düşmeye başlar. Bu en yüksek maksimum momente devrilme momenti de denir. Asenkron motor ilk kalkınma anından itibaren sıfır hızdan başlayıp dönmeye başlar. Dönerken motor hızı gittikçe artar. Bu dönüş esnasında rotorun reaktansı da değişir motor hızlandıkça reaktans da azalır. Çünkü rotor hızlandıkça rotora göre manyetik alanın değişim hızı azalır dolayısı ile rotorda meydana gelen hem gerilim azalır hem gerilimin frekansı azalır hem de buna bağlı olarak reaktans azalır. Reaktans maksimum değerinden yani (X_2) değerinden itibaren rotor hızlandıkça azalır. Bu azalma sırasında bir an gelir ki bu anda rotor sargısının reaktansı rotorun sargısının direncine eşit olur, yani $R_2 = X_r$ olur. İşte bu anda motor maksimum momenti üretme anındadır. Bu anda kayma yeniden hesaplanır ve kayma rotorun omik direncinin reaktasına bölünmesi ile bulunur.

$$s_{max} = \frac{R_2}{X_2} \quad (39)$$

İle yeni kayma bulunur ve maksimum moment ifadesine erişmek için motorun ürettiği moment ifadesinde X_r değeri R_2 ' ye eşit alınır. Böylece maksimum moment ifadesi;

$$T_{max} = \frac{3}{\omega_s} \cdot \left[\frac{s_{max} \cdot E_2^2 \cdot R_2}{[R_2^2 + (R_2)^2]} \right] = \frac{3}{\omega_s} \cdot \left[\frac{s_{max} \cdot \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 E_1^2 \cdot R_2}{[R_2^2 + (R_2)^2]} \right] \quad (40)$$

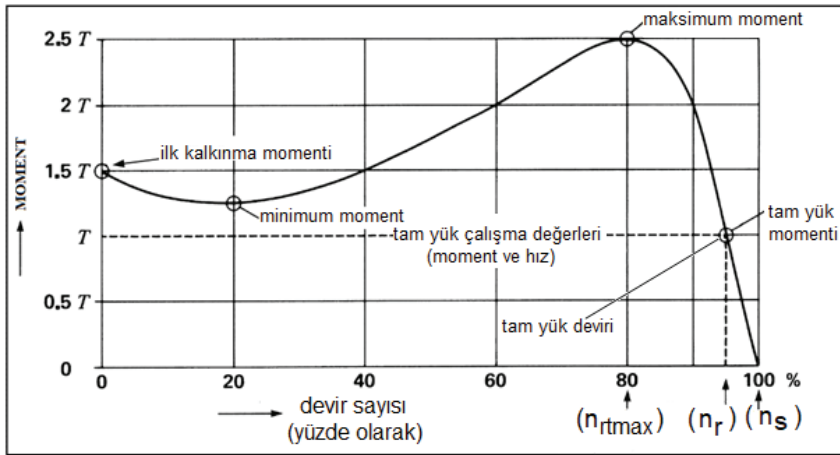
Şeklinde ifade edilebilir. (39) ifadesinde maksimum momentin meydana geldiği kayma değeri bulununca maksimum momentin meydana geldiği devir sayısı da kolayca bulunabilir buna göre;

$$n_{rtmax} = n_s(1 - s_{max}) \quad (41)$$

(41) ifadesi yazılabilir. Şekil 6'daki indüksiyon motorunun hız-moment karakteristik eğrisinde maksimum momentin meydana geldiği devir sayısı görülmektedir (n_{rtmax})(Electricalvolt.nd).

3-ASENKRON MOTORLARIN HIZ-MOMENT KARAKTERİSTİĞİ

Asenkron motorların hız-moment eğrisi doğru akım motorlarınınkinden çok farklıdır. Doğru akım motorlarında lineer bir hız-moment eğrisi varken asenkron motorunki lineer değildir. Genel olarak bir asenkron motorun hız-moment karakteristik eğrisi Şekil 6'da verilmiştir.

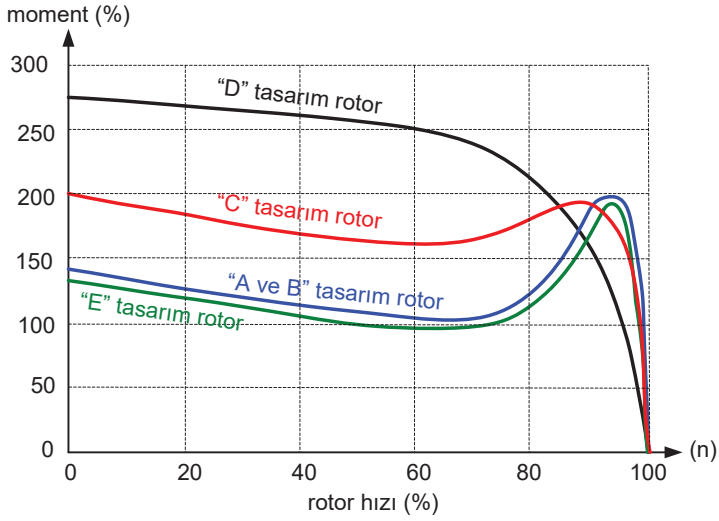


Şekil 6. İndüksiyon motorun hız-moment karakteristiği.

Motora ilk enerji verildiğinde asenkron motor belli bir ilk kalkınma momenti ile kalkınır. Buna ilk kalkınma momenti denir. Daha sonra motorun hızı artarken momentte azalma olur ve en düşük değerine düşer bu azalma bir noktaya kadar olur bu noktadan sonra moment yükselmeye

başlar. İşte bu noktaya yükselme momenti (şekilde minimum moment, pull-up torque) denir. Motorun hızı artarken momenti de yükselmeye devam eder ve öyle bir noktaya gelir ki en yüksek değerine ulaşır. Momentin ulaştığı bu en yüksek momente devrilme momenti veya maksimum moment denir. Motor hızlanmaya devam etmektedir. Bu en yüksek moment değerinden sonra motor momenti azalmaya başlar ve anma moment değerine kadar düşer. Bu andaki (anma momenti değerindeki) devir sayısı ile motor etiketinde yazan gücü milinden üretir. Hız-moment eğrisinde anma devri ile gösterilen nokta motorun etiketinde yazan anma devir sayısıdır. Motorun yükü azalırsa rotor anma değerindeki hızdan daha hızlı döner rotorun hızı artınca rotorun ürettiği moment azalır. Rotorun hızı döner alan hızına eşit olunca yani rotor % 100 devire ulaşırsa bu kez motorun ürettiği moment sıfır olur.

1926 yılında Amerika, Washington'da kurulan National Electrical Manufacturers Association (NEMA) (Ulusal Elektrik Üreticileri Birliği) asenkron motorları rotor yapılarına göre A, B, C, D sınıfları olmak üzere 4 sınıfa ayırmıştır (nema.org.nd). Her bir sınıfın kendine göre yapısı ve karakteristiği vardır. Asenkron motorun rotor yapıları değiştirilerek motorun karakteristiği değiştirilir. Yani asenkron motorun tek karakteristik eğrisi Şekil 6'daki gibi değildir. Motorun rotor yapısı farklı tasarımlarda yapılıncaya farklı karakteristiklerde asenkron motor elde edilir. Şekil 7'de NEMA standartlarına göre farklı karakteristiklere sahip asenkron motorların hız moment karakteristik eğrileri verilmiştir.



Şekil 7. Farklı rotor yapılarına sahip asenkron motorların hız-moment karakteristik eğrileri.

Şekil 7’de D tasarım rotor olan motorda pull-up minimum moment noktası yoktur. Bu motor kalkınırken maksimum moment ile kalkınmakta hızlandıkça moment azalmaktadır. Ancak diğer yapılarda pull-up noktası vardır. D tasarımının dışındaki bütün asenkron motorlarda pull-up noktası vardır.

Rotorun yapısının farklı olması rotor direncinin farklı olmasındandır. Yani bu farklılıklar rotor direncinin bir tasarımda yüksek diğer tasarımda az olmasıdır. Bilezikli asenkron motorda rotora dışarıdan yol verme direnci bağlandığından ve rotorun direnci değiştirilebildiğinden motorun karakteristiği de değiştirilebilmektedir. Ancak bu kısa devre rotorlu asenkron motorda mümkün değildir. Motor yapılırken rotorun yapısı belirlenir sonradan değiştirilemez. Örneğin eğer yüksek kalınma momenti gerektiren bir yük var ise bu yük için D tipi tasarım rotorlu asenkron motor tercih edilmelidir. Rotor yapılarını kısaca açıklamak gerekirse;

“A” Tasarım rotorlu motorlar

Bu motorların ilk çalışma momenti normal fakat yüksek akım çekerek kalkınırlar. Kaymaları düşüktür (tam yükte 0,005 ile 0,015 arasındadır). Rotor dirençleri düşük olduğu için rotor bakır kayıpları az olduğundan

verimleri yüksektir. Bu motorlar düşük başlangıç momenti ve tam yük devrine hızlı bir şekilde ulaşması gerektiren fanlar, pompalar, torna tezgâhları, takım tezgâhları gibi uygulamalar için uygundur.

“B” Tasarım rotorlu motorlar

Normal başlangıç momenti, düşük kalkınma akımı ve tam yükte %5 gibi düşük bir kaymaya sahip olan bu motorların ilk kalkınma akımları A tasarım sınıfı motorlardan daha düşüktür. A tasarım motorlardan %25 daha düşük akım çekerler. Kullanım alanları A tasarım motorlarıne benzerler ancak daha az kalkınma akımı gerektiren uygulamalarda tercih edilirler. Bu motorların rotor çubukları kaçak reaktansın yüksek olması için daha derindedir veya rotorları çift sincap kafesli olarak yapılırlar. Kaçak reaktans motorun maksimum momentinin A tasarım motordan daha düşük olmasını sağlar. A tasarım motorlarında olduğu gibi iyi bir verim ve kaymaya sahiptirler. Genel amaçlı motorlardır ve endüstriyel uygulamalarda geniş bir kullanım alanı vardır. Fanlar, pompalar, üfleyiciler başlıca kullanım alanlarıdır. B sınıfı asenkron motorlar yeni kurulan işletmelerde A sınıfı motorlara tercih edilmektedir.

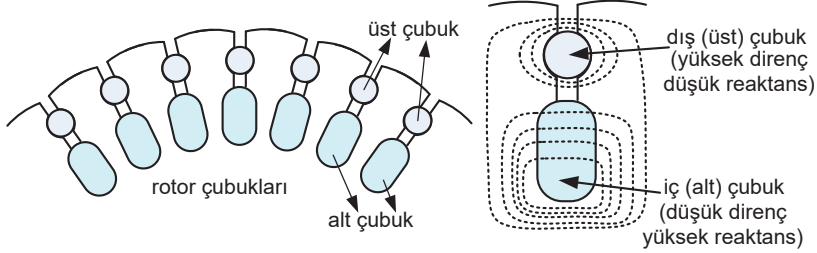
“C” Tasarım rotorlu motorlar

Yüksek başlangıç momenti, düşük kalkınma akımı ve düşük kaymaya sahip olmaları (% 5'ten daha az) bu motor tipinin en önemli karakteristiğidir. Rotor yapıları çift sincap kafesli olup rotor dirençleri A ve B sınıfı motorlarından daha yüksektir. Çift kafesli rotor yapısına sahip olduklarından maliyetleri A ve B tasarım motorlarından fazladır. Tam yük kayması A ve B sınıfı motorlarından biraz yüksektir. Bu tasarım motorlar yüksek başlangıç momenti gerektiren kompresörlerde, endüstriyel konveyörlerde, öğütücülerde, kırıcılarda ve şahmerdan makinelerinde kullanılırlar.

“D” Tasarım rotorlu motorlar

Bu motorların kalkınma momenti yüksek, kalkınma akımı düşük ve tam yük kaymaları yüksektir. Kalkınma momentleri anma yük momentinin % 275'i veya daha fazlasıdır. Rotor çubuklarının direncinin fazla olması için rotor çubukları pirinç malzemeden ve ince kesitli olarak yapılırlar. Rotor direncinin fazla olması D tasarım motorların düşük hızlarda bile yüksek moment üretmesini sağlamaktadır. Hız moment karakteristikleri rotoruna

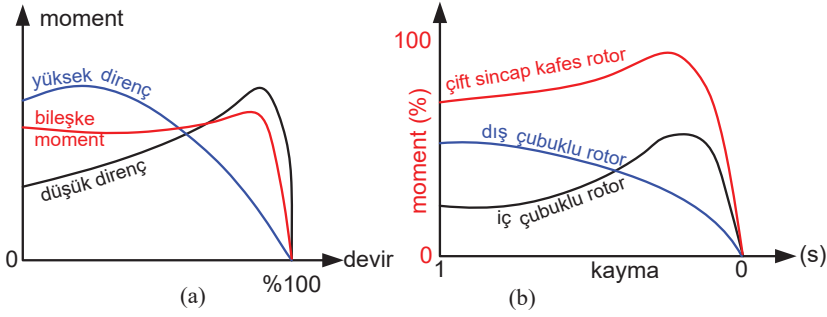
dışarıdan direnç bağlanan rotoru sargılı asenkron motorlarındaki gibidir. Maksimum momenti kaymanın 0,5 veya daha yüksek değerlerinde meydana gelir. Tam yük kayması % 7~11 arasında değişmektedir. Hatta %17'ye kadar çıkabilmektedir. Bu yüzden verimleri düşüktür. Bu motorlar yüksek ataletli yükler ve normal devir sayısına hızlı ulaşması gereken presler, saç kesme makineleri, vinçler gibi uygulamalar için uygundur (Sen, 1997), (Chapman, 2012).



Şekil 8. Çift sincap kafesli rotorun yapısı.

Şekil 8'te çift sincap kafesli rotorun yapısı görülmektedir. Motorun yüksek moment ile kalkınabilmesi için çift sincap kafesli rotor yapısı kullanılır. Bu yapıda rotorun dış yüzeyine yakın olan çubukların direncinin yüksek olması için rotor çubukları (barları) alüminyum, pirinç, bronz gibi malzemelerden ince kesitli olarak yapılırlar. Dış sincap kafesin direnci alt sincap kafesin direncinden 5~6 kat daha büyüktür. Rotorun alt tarafında olan çubukların kesiti büyüktür dolayısı ile direnci düşüktür. Ancak Reaktansı büyüktür. Bundan dolayı çift sincap kafesli motorların ilk başlangıç momentleri yüksektir. Çift sincap kafesli bir indüksiyon motoruna enerji verildiğinde rotor akımının büyük bir kısmı, düşük empedans sağladığından, dış sincap kafesi çubuklarından geçer ve motor moment üretir. İlk başlangıç anında dış kafes çubukları iç kafes çubuklarından daha fazla moment üretir. Dış ve iç kafes çubuklarının ürettikleri momentler motor milinde toplandığından çift kafesli indüksiyon motorunun ürettiği moment tek sincap kafesli motorun ürettiği momentten çok daha fazla olur. Motor hızlandıkça dış kafes rotor akımı azalır. Aynı zamanda iç kafes empedansı da azalır. Dış kafes rotor akımı azalırken iç kafes empedansı da azaldığından iç kafesin akımı gittikçe yükselmeye başlar. Rotor akımının dış kafeste azalarak iç kafeste yükselmesi rotorun dönmesi ile kafeslerin değişen empedansları ile ters

orantılıdır. Motor anma hızına ulaştığında tek kafesli motor gibi çalışmasına devam eder (Eelektricalvolt.nd).



Şekil 9. Rotor sargı dirençlerinin momente etkisi (a), rotor çubuklarının rotordaki konumuna göre momente etkisi (b).

Şekil 9'da rotor yapılarının momente etkileri verilmiştir. Şekil 9(a)'da rotor çubuklarının direncinin yüksek olduğu rotor yapısında momentin başlangıç değeri yüksektir. Düşük dirençli rotor yapısında ise momentin başlangıç değeri düşüktür. Çift sincap kafesli rotor yapısında üste çubukların direnci yüksek alt çubukların direnci düşüktür. Böylece her iki rotor karakteristiğinin bileşkesi bir rotordan elde edilmiştir. Şekil 9(b)'de iç çubuklu rotor ile dış çubuklu rotorun momente etkisi verilmiştir. Çift sincap kafesli rotorda bileşke moment her iki karakteristiğin toplamı şeklinde olmaktadır.

Buraya kadar ifade edilen teorik bilgileri bir sayısal örnek ile tekrarlamak konunun daha iyi ve net anlaşılması için çok yararlı olacaktır.

Örnek; 440V, 50 Hz, yıldız bağlı, kayması % 4, 4 kutup rotorlu sargılı bir asenkron motorun stator faz sargısı 260 sipir, rotor faz sargısı 160 sipirdir. Stator faz sargısının direnci $0,40\Omega$, reaktansı $0,60\Omega$, statora aktarılmış rotor sargısı faz sargısının direnci $0,25\Omega$ ve reaktansı $0,45\Omega$ ve mıknatıslama reaktansı 30Ω 'dur. Motorun demir kayıpları 600W, rüzgâr ve sürtünme kayıpları 450W olarak ölçülmüştür. Buna göre; a-) motorun tam yük devir sayısını, b-) hava aralığındaki gücü, c-) motorun ürettiği gücü ve momenti, d-) motordan alınan gücü, e-) motorun mekanik kayıplarını karşılaması için ürettiği momenti, f-) yüke aktarılan momenti, g-) motorun ilk başlangıç momentini, h-) motorun ürettiği en yüksek

momenti, 1-) motorun en yüksek momenti ürettiği anda ki devir sayısını, i-) rotorun gerilimlerini ve gerilimin frekanslarını 1-) ilk başlangıç anı için, 2-) maksimum momenti ürettiği an için, 3-) anma yükünde çalışırken değerlerini bulunuz. j-) bulunan değerleri motorun hız-moment karakteristik eğrisi üzerinde gösteriniz.

Çözüm;

$$a-) n_s = \frac{60 \cdot f}{2P} = \frac{60 \cdot 50}{2} = 1500 \text{ d/d} \quad \text{Rotorun tam yük devir sayısı;}$$

$$n_r = n_s \cdot (1 - s)$$

$$n_r = 1500 \cdot (1 - 0,04) = 1440 \text{ d/d}$$

b-) Hava aralığındaki gücü bulmak için rotor akımını bulmak gerekir.

Stator faz gerilimi;

$$E_1 = \frac{E_H}{\sqrt{3}} = \frac{440}{\sqrt{3}} = 254 \text{ V.}$$

$$I_r = \frac{E_r}{Z_r} = \frac{s \cdot \left(\frac{N_2}{N_1}\right) \cdot E_1}{\sqrt{[R_2^2 + X_r^2]}} = \frac{0,04 \cdot \left(\frac{160}{260}\right) \cdot 254}{\sqrt{[0,25^2 + 0,04 \cdot 0,045^2]}} = 25 \text{ A}$$

$$P_{ag} = 3 \cdot \frac{I_r^2 \cdot R_2}{s} = 3 \cdot \frac{25^2 \cdot 0,25}{0,04} = 11718,75 \text{ W}$$

$$c-) \text{ Motorun ürettiği güç; } P_m = P_{ag} \cdot (1 - s) = 11718,75 \cdot (1 - 0,04) = 11250 \text{ W}$$

$$\text{Motorun ürettiği moment; } T_m = \frac{P_m}{\omega_r} = \frac{11250}{1440 \cdot \frac{2\pi}{60}} = 74,64 \text{ Nm}$$

d-) Motorun ürettiği gücün içinde rüzgâr ve sürtünme kayıpları vardır.

Motordan alınan gücü bulmak için motorun ürettiği güçten rüzgâr ve sürtünme kayıplarını çıkarmak gerekir.

$$P_{mil} = P_m - P_{sür+rüz} = 11250 - 450 = 10800 \text{ W}$$

e-) Motor tam yükte 1440 d/d ile dönerken rüzgâr ve sürtünme kayıplarını karşılamak için 450 W güç üretmektedir. Bu gücün açısız hıza bölünmesi ile rüzgâr ve sürtünme kayıpları için üretmesi gereken moment bulunur.

$T_{\text{sür+rüz}} = \frac{P_{\text{sür+rüz}}}{n_r \cdot \frac{2\pi}{60}} = \frac{450}{1440 \cdot \frac{2.3,14}{60}} = 3,77 \text{ Nm}$ Motor ürettiği momentin (74,64 Nm) 3,77 Nm'sini rüzgâr ve sürtünme kayıplarını karşılamak için üretmektedir.

f-) Yüke aktarılan moment; $T_l = \frac{P_{\text{mil}}}{n_r \cdot \frac{2\pi}{60}} = \frac{10800}{1440 \cdot \frac{2.3,14}{60}} = 71,65 \text{ Nm}$

g-) Motorun ilk başlangıç momenti; Bu anda kayma 1'dir.

$$T_{\text{ilk}} = \frac{3}{\omega_s} \cdot \left[\frac{s \cdot \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 E_1^2 \cdot R_2}{[R_2^2 + (X_2)^2]} \right] = \frac{3}{1500 \cdot \frac{2.3,14}{60}} \cdot \left[\frac{1 \cdot \left(\frac{160}{260}\right)^2 \cdot 254^2 \cdot 0,25}{0,25^2 + 0,45^2} \right]$$

$$= 440,2 \text{ Nm}$$

h-) Motorun ürettiği en yüksek momenti bulmak için en yüksek momenti ürettiği anda ki kayma bulunmalıdır; $s_{\text{max}} = \frac{R_2}{X_2} = \frac{0,25}{0,45} = 0,55$

$$T_{\text{max}} = \frac{3}{\omega_s} \cdot \left[\frac{s_{\text{max}} \cdot \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 E_1^2 \cdot R_2}{[R_2^2 + (R_2)^2]} \right]$$

$$= \frac{3}{1500 \cdot \frac{2.3,14}{60}} \cdot \left[\frac{0,55 \cdot \left(\frac{160}{260}\right)^2 \cdot 254^2 \cdot 0,25}{0,25^2 + 0,25^2} \right]$$

$$= 513,3 \text{ Nm}$$

1-) $n_{rt\text{max}} = n_s(1 - s_{\text{max}}) = 1500 \cdot (1 - 0,55) = 675 \text{ d/d}$

Motorun devir sayısı 675 d/d'ya ulaştığı anda motor en yüksek momenti (513,3 Nm) üretmektedir. Motor hızlandıkça bu moment azalacak ve 71,65 Nm'ye düşecektir.

i-) Rotorun ilk başlangıç, maksimum ve anma yükündeki gerilimleri ve frekansları;

1- İlk çalışma anı için ($s=1$ ve $n_r=0$ d/d) rotor gerilimi ve frekansı;

$$E_r = s \cdot \left(\frac{N_2}{N_1}\right) \cdot E_1 = 1 \cdot \left(\frac{160}{260}\right) \cdot 254 = 156,3 \text{ V}$$

$$f_r = s \cdot f = 1.50 = 50 \text{ Hz}$$

- 2- Maksimum moment ürettiği andaki gerilim ve gerilimin frekansı ($s=0,55$ ve $n_r=675$ d/d);

$$E_r = s \cdot \left(\frac{N_2}{N_1} \right) \cdot E_1 = 0,55 \cdot \left(\frac{160}{260} \right) \cdot 254 = 85,96 \text{ V}$$

$$f_r = s \cdot f = 0,55 \cdot 50 = 27,5 \text{ Hz}$$

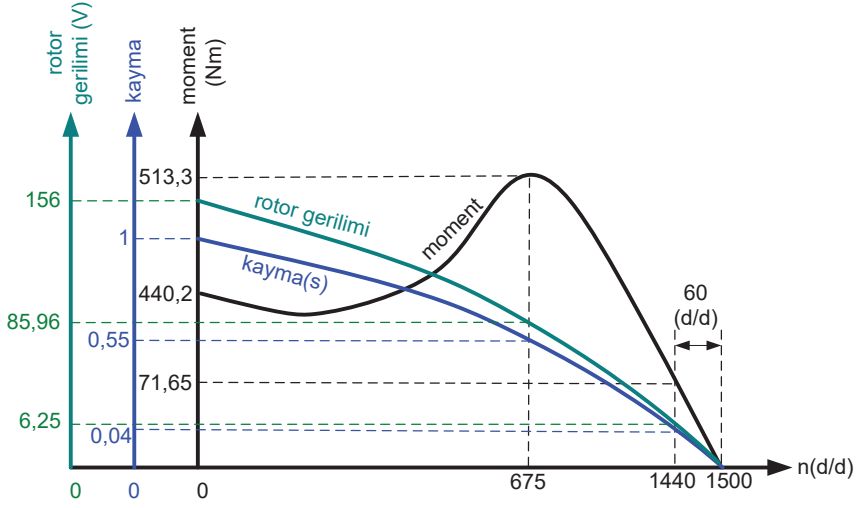
- 3- Anma yükünde rotor sargısında meydana gelen gerilim ve frekans ($s=0,04$ ve $n_r=1440$ d/d)

$$E_r = s \cdot \left(\frac{N_2}{N_1} \right) \cdot E_1 = 0,04 \cdot \left(\frac{160}{260} \right) \cdot 254 = 6,25 \text{ V}$$

$$f_r = s \cdot f = 0,04 \cdot 50 = 2 \text{ Hz}$$

Rotorun gerilim ve frekans değerlerinde görüldüğü gibi rotor duruyorken rotor sargısında meydana gelen gerilim ve frekans en yüksek değerindedir. Rotor hızlandıkça rotor iletkenlerine göre manyetik alanın değişim hızı yavaşladığı için rotorda meydana gelen gerilim ve gerilimin frekansı azalmıştır. Motor anma yükünü çevirirken rotorda meydana gelen gerilim ve frekans daha da azalmıştır. Çünkü bu durumda rotorun devir sayısı anma devrine yani 1440 d/d'ya çıkmıştır.

Rotorun milindeki yük kalkınca yani motor yüksüz olarak çalışınca rotorun hızı artacaktır. Rotor hızı döner alan hızına yaklaşacaktır. Bu durumda rotorda meydana gelen gerilim ve gerilimin frekansı daha da azalacaktır. Bu durum Şekil 11'den de görülmektedir. Şekil 10'da görüldüğü gibi rotor tam yükünde çalışırken stator döner alanı ile rotor devri arasında ($1500-1440=60$) 60 d/d fark vardır.



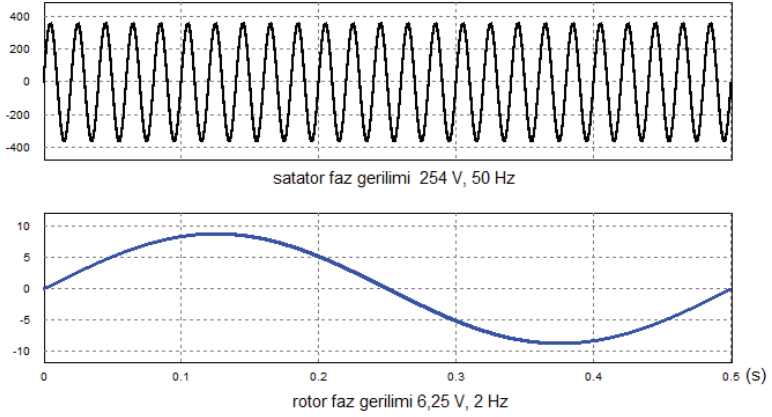
Şekil 10. Örnekteki motorun moment, rotor gerilimi, devir sayısı ve kaymasının değişimleri.

Şekil 11'de motor milindeki yükü 1440 d/d ile döndürürken stator ve rotor gerilimleri 0,5 s için verilmiştir. Stator geriliminin frekansı 50 Hz iken rotor sargısı 1440 d/d hız ile dönerken rotora göre hava aralığındaki manyetik alanın değişim hızı 2 Hz olduğu için rotorda meydana gelen gerilimin frekansı da 2 Hz olmuştur. Rotor geriliminin frekansı stator ve rotor devirleri arasındaki farktan da bulunabilir. Buna göre iki devirin arasındaki fark 60 d/d'dır. Eşitlik (1) ile verilen devir sayısı ifadesini kullanarak;

$$n_s - n_r = \frac{60 \cdot f_r}{2P} \quad \text{Eşitliğini frekans } (f_r) \text{ için düzenlersek;}$$

$$60 = \frac{60 \cdot f_r}{2P} \quad f_r = \frac{60 \cdot 2P}{60} \quad \text{ve} \quad 60 \cdot 2P = 60 \cdot f_r, \quad \text{Motorda 2 çift kutup bulunduğundan;}$$

$$60 \cdot 2 = 60 \cdot f_r \quad \text{Ve} \quad f_r = 2 \text{ Hz bulunur.}$$



Şekil 11. Motor 1440 d/d ile dönerken stator ve rotor gerilimleri.

Aynı şekilde rotor sargısına göre hava aralığındaki manyetik alan 2 Hz hızında değiştiği için rotor sargısında indüklenen gerilim 6,25 V olmaktadır. Fakat motorun ilk çalışma anında rotor henüz dönmemişken rotor sargısında meydana gelen gerilim 156,3 V olmuştur. Rotor dönmeye başlayınca rotorda meydana gelen gerilim 156,3 V'tan itibaren azalmaya başlamış ve rotor devri 1440 d/d'ya ulaşınca ve rotor bu devir sayısında sabit dönmeye devam ederken rotor gerilimi 6,25 V'ta düşmüş ve bu değerinde sabit kalmıştır.

Rotor 1440 d/d ile dönerken rotorun da bir frekansı vardır. Rotorda meydana gelen gerilimin ve akımın frekansı 2 Hz olmasına karşılık rotorun frekansı yine devir sayısı ifadesinden bulunabilir.

$$n_r = \frac{60 \cdot f_r}{2P} \quad \text{Rotor devir sayısı 1440 } d/d \text{ olduğuna göre;}$$

$$1440 = \frac{60 \cdot f_r}{2P} \quad \text{Ve } 60 \cdot f_r = 1440 \cdot 2P \text{ ve rotorun frekansı;}$$

$f_r = \frac{1440 \cdot 2}{60} = 48 \text{ Hz}$ Bulunur. Stator döner alanının frekansı 50 Hz iken rotorun frekansı 48 Hz'dir. Buna göre rotorda meydana gelen akımın frekansı $50 - 48 = 2 \text{ Hz}$ 'dir.

KAYNAKLAR

Chapman, Stephen J. (2012), *Electric machinery fundamentals*, New York, Mc Graw-Hill, 2012.

Electrical Volt, (n.d.) Losses in induction motors, Retrieved 2024 July 26 from <https://www.electricalvolt.com/losses-in-induction-motor>.

Eqbal, A. (2012, Aug, 01), *Basics of 3-phase Induction Motor (part 1)*, Electrical Engineering Portal, <https://electrical-engineering-portal.com/basics-of-3-phase-induction-motor-1>.

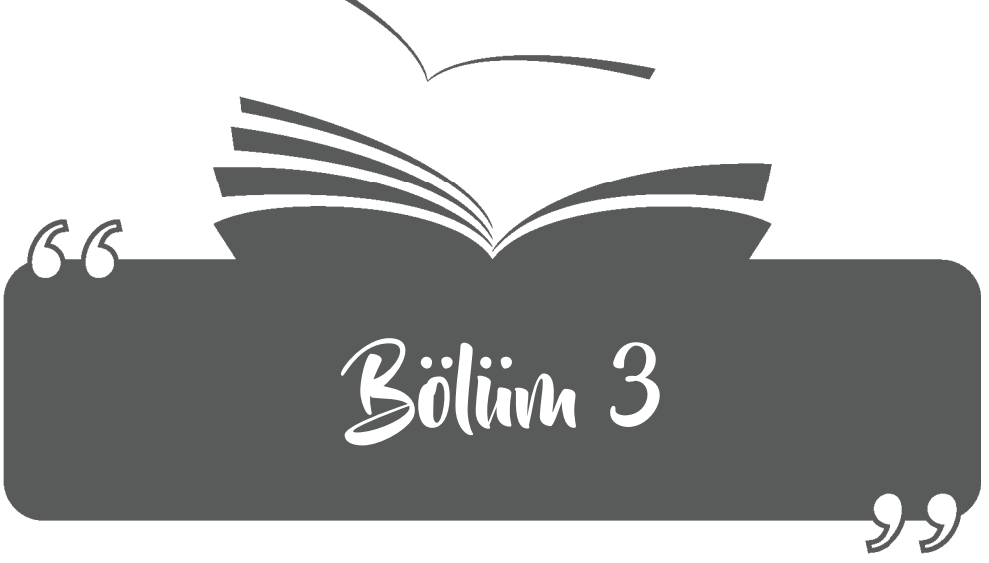
Sarioğlu Kemal, (1983), *Elektrik Makinalarının Temelleri ASENKRON MOTORLAR*, Çağlayan Kitabevi, İstanbul, 1983.

Sen, P. C. (1997), *Principles of Electric Machines and Power Electronics*, Second Edition, Jhon Wiley&Sons, 1997.

Nema Org, <https://www.nema.org>.

Onwuka, I. K, Obi, P.I, Oputa, O and Ezeonye, C.S. (2023), *Performance Analysis of Induction Motor with Variable Air-Gaps using Finite Element Method*, NIPES Journal of Science And Technology Research, 5(1) 2023, pp. 112-124 ISSN-2682-5821.

Wildi Theodore, (2002), *Electric Machines, Drives, and Power Systems*, Fifth Edition Prentice Hall, 2002.



**ÇOK MAKİNALI GÜÇ SİSTEMLERİNDE GSKK
MODELLERİN VE SEKONDER GERİLİM
KONTROLÜNÜN KÜÇÜK SİNYAL KARARLILIĞI
ÜZERİNE ETKİLERİ**

Mehmet Kenan DÖŞOĞLU¹, Bayram KÜÇÜK²

¹ Prof. Dr., Düzce Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, kenandosoglu@duzce.edu.tr, ORCHID No: 0000-0001-8804-7070

² Arş. Gör., Düzce Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, bayramkucuk@duzce.edu.tr, ORCHID No: 0000-0002-1423-1905

Giriş

Son zamanlarda yeni enerji kaynaklarının ortaya çıkması ve endüstriyel sektörlerin genişlemesi nedeniyle enerji tüketiminde istikrarlı bir artış oluşmaktadır. Bu durum, sürekli olan talep elektrik sisteminin daha yüklü kapasitelerde çalışmasına neden olmaktadır. Kapasitedeki bu artış özellikle kararsızlık problemleri yaratabilmektedir. Elektrik şirketleri mevcut elektrik hatlarındaki yüklenmeyi artırarak tüketicilere daha kaliteli ve istikrarlı güç sağlama sorumluluğundadır(Shahriar vd. 2005). Bu yüzden sistem kararsızlığının hızlı bir şekilde minimum düzeye indirilmesini istemektedirler. Bunun için de güç sistemlerinde senkron generatörlerin denetimlerinin sağlanması gerekmektedir. Senkron generatör denetimlerinde kullanılan Güç Sistemleri Kararlı Kılıcısı (GSKK) denetleyici kısmının en önemli olanlarından birisidir. Literatürde senkron generatör denetleyicisi olarak kullanılan GSKK ile ilgili birçok çalışma yapılmıştır. Güç sistemlerinde GSKK ve otomatik gerilim regülatörünün koordineli çalışması ile kararsızlık durumlarını kısa süre içerisinde ortadan kaldırmada etkili olarak kullanılabileceği görülmektedir. Bunun yanı sıra GSKK ve otomatik gerilim regülatörü ile salınım kararlılığı performansı ve geçici kararlılık performansının sağlanması ile optimum çalışma koşullarının sağlandığı test edilmiştir (Dysko, Leithead ve O'Reilly, 2009; Ramos, 2009; Liu vd. 2020). Çok makinalı güç sistemlerinde GSKK modelleri çoklu çalışma koşullarına göre geliştirilmektedir. Geliştirilen olasılık tahminlemesi modeli ile çoklu çalışma koşullarındaki geleneksel özdeğer duyarlılık analizi, özdeğerlerin istatistiksel doğası beklentileri ve varyanslar sayesinde kararsızlık durumlarında senkron generatörlerde GSKK kullanımını daha etkin bir şekilde kullanılabilmesini göstermektedir(Chung vd. 2002; Chung vd. 2003; Wang vd. 2001). GSKK'nın güç sistemlerinde etkin bir şekilde kullanılabilmesindeki en önemli durumlardan birisi de kullanılan

denetleyici parametre değerleridir. GSKK parametrelerinin uygun seçilemediği durumda güç sistemlerinde salınımların artabileceği ve sistemin daha da kararsız hal alabileceği olaylar söz konusudur. GSKK'nın en uygun değerlerde seçilmesi kararlılık açısından önemli bir unsur olarak ilgili çalışmalarda görülmektedir(Chaib, Choucha ve Arif, 2017; Ansari vd. 2022; Shafiullah vd. 2017). Çok makinalı güç sistemlerinde GSKK'nın kullanılmasını daha etkin yapabilmek için Esnek AC İletim Sistemi (FACTS) cihazları kullanılmaktadır. Senkron generatörlerde kullanılan GSKK'da geçici kararlılık durumlarında sistemin kontrol edilebilirliği arttırmak amacıyla koordineli bir şekilde Statik Senkron Kompanzator (STATCOM), Statik Var Kompanzator (SVC), Statik Senkron Seri Kompanzator (SSSC), Tristör Kontrollü Seri Kompanzator (TCSC) ve Birleştirilmiş Güç Akışı Kontrolü (UPFC) kullanılmaktadır (Rohani, Tirtashi ve Noroozian, 2011; Benaissa, Hadjeri ve Zidi, 2016; Gholipour ve Nosratabadi, 2015; Abido, 2000; Khodabakhshian, Esmaili ve Bornapour, 2016). Güç sistemlerinde GSKK'nın diğer bir kullanımı düşük frekans salınım durumlarıdır. Çok makinalı güç sistemlerinde düşük frekans salınım durumları ile sistemin genel değerlendirme küçük sinyal kararlılığı ile gerçekleştirilmektedir. GSKK kullanımı ile sistemin frekans açısından değerlendirilmesi ile ilgili literatürde çalışmalar bulunmaktadır(Quan vd. 2024; Dey, Bhattacharya ve Das, 2017; Elliott, Arabshahi ve Kirschen, 2019). Güç sistemlerinde geçici kararlılık durumlarında GSKK ile koordineli bir şekilde kullanılan otomatik gerilim regülatörünün daha etkin bir şekilde çalışmasında sekonder gerilim kontrolü kullanılmaktadır. Geçici kararlılık durumlarında en uygun kritik baranın belirlenmesinde sekonder gerilim kontrolü GSKK ve otomatik gerilim regülatörünü desteklemektedir(Islam, Muttaqi ve Sutanto, 2014; Mehrjerdi vd. 2012; Döşoğlu ve Kaymaz, 2023).

Bu çalışmada, literatürde yapılan çalışmalardan farklı olarak kullanılan GSKK modellerinin sekonder gerilim kontrolü ile birlikte kullanılması durumundaki sistemin küçük sinyal kararlılığı analizi incelenmiştir. Küçük sinyal kararlılığı analizlerinde açısız hız değişimleri, özdeğer-sanal değerler arasındaki ilişki ve katılım faktörlerinin detaylı bir şekilde karşılaştırmaları yapılmıştır. Bunun yanı sıra farklı GSKK modelleri ve sekonder gerilim kontrolünün koordineli bir şekilde kullanılması ile özdeğerler, sönüm yüzdesi, frekans, baskın değerler ve çalışma modları detaylı bir şekilde tablolarda değerleri verilerek yorumlanmıştır.

GSKK Modelleri

Senkron generatörün denetlenmesinde kullanılan GSKK güç sisteminde meydana gelen dengeli ve dengesiz arızalarda sistemin hızlı bir şekilde kararlı hale gelmesini sağlamaktadır. GSKK'nın 3 modeli bulunmaktadır(Essallah, Buallegue ve Khedher, 2019). GSKK model 1'de referans gerilim değerine göre sistemde çıkış gerilimi elde edilmektedir. Bu modelde giriş bilgileri olarak açısız hız, giriş gücü ve bara gerilimleri tercih edilmektedir. GSKK model 2'de referans olarak verilen gerilim değerine göre istenen generatör temel gerilimi elde edilmektedir. Bu modelde giriş bilgileri olarak durum değişken ifadeleri ve GSKK'nın çıkış sinyali tercih edilmektedir. GSKK model 3'de ise referans olarak verilen gerilim değerine göre istenen çıkış gerilimine göre senkron generatör ana gerilimi elde edilmektedir. GSKK model 3'de giriş bilgileri olarak durum değişken ifadeleri ve GSKK'nın çıkış sinyali tercih edilmektedir. GSKK model 2 ve GSKK model 3'te çıkışta senkron generatör ana gerilimleri için sınırlandırıcılar kullanırken, GSKK model 1'de önceki referans gerilime göre sınırlandırıcı kullanılmaktadır. GSKK model 1 eşitlikleri Denklem 1 ile Denklem 2 arasında gösterilirken, GSKK model 2 eşitlikleri Denklem 3 ile Denklem 6 arasında

gösterilmiştir. GSKK model 3 eşitlikleri de Denklem 7 ile Denklem 10 arasında gösterilmiştir.

$$\dot{v}_1 = -(K_\omega \omega + K_p P_g + K_v V_g + v_1) / T_\omega \quad (1)$$

$$\dot{v}_s = (K_\omega \omega + K_p P_g + K_v V_g + v_1 + v_s) / T_e \quad (2)$$

$$\dot{v}_1 = -\frac{K_\omega V_{Sl} + v_1}{T_\omega} \quad (3)$$

$$\dot{v}_2 = \frac{1}{T_2} \left[\left(1 - \frac{T_1}{T_2} \right) (K_\omega V_{Sl} + v_1) - v_2 \right] \quad (4)$$

$$\dot{v}_3 = \frac{1}{T_4} \left\{ \left(1 - \frac{T_3}{T_4} \right) \left[v_2 + \frac{T_1}{T_2} (K_\omega V_{Sl} + v_1) \right] - v_3 \right\} \quad (5)$$

$$\dot{v}_s = \frac{1}{T_e} \left\{ v_3 + \frac{T_3}{T_4} \left[v_2 + \frac{T_1}{T_2} (K_\omega V_{Sl} + v_1) \right] - v_s \right\} \quad (6)$$

$$\dot{v}_1 = -\frac{K_\omega V_{Sl} + v_1}{T_\omega} \quad (7)$$

$$\dot{v}_2 = \frac{1}{T_4} v_3 + \frac{1}{T_4} \left(T_1 - T_2 \frac{T_3}{T_4} \right) (K_\omega V_{Sl} + v_1) \quad (8)$$

$$\dot{v}_3 = -v_2 - \frac{T_2}{T_4} v_3 + \left[1 - \frac{T_3}{T_4} - \frac{T_2}{T_4} \left(T_1 - T_2 \frac{T_3}{T_4} \right) \right] (K_\omega V_{Sl} + v_1) \quad (9)$$

$$\dot{v}_s = \frac{1}{T_e} \left[v_2 + \frac{T_3}{T_4} (K_\omega V_{Sl} - v_1) - v_s \right] \quad (10)$$

GSKK modellerde; v_1 , v_2 ve v_3 durum değişkeni ifadeleri, v_s GSKK'nın çıkış sinyali, P_g GSKK'nın bağlı olduğu durumdaki aktif güç, V_g generatör gerilimi, K_v gerilim kazancı, K_p aktif güç kazancı, K_ω

GSKK kazancı, T_1 birinci zaman sabiti, T_2 ikinci zaman sabiti, T_3 üçüncü zaman sabiti, T_4 dördüncü zaman sabiti, T_e Anti-windup zaman sabiti ve T_ω arındırma sabitidir(Sorrentino ve Leon, 2020).

Küçük Sinyal Kararlılığı

Çok makinalı güç sistemlerinde geçici kararlılık olayları sonucu oluşan salınımların durumlarını çok yönlü olarak incelemek için küçük sinyal kararlılığı analizleri gerçekleştirilmektedir. Çok makinalı sistemlerde salınım durumlarını incelemede çalışma modları çok önemli bir rol oynamaktadır. Generatörlerin yerel çalışma ve diğer generatörlere göre çalışma durumları frekans spektrumuna göre belirlenmektedir. Geçici durum esnasında frekansların belirli bir sınır değerine göre çalışma modu belirlenmektedir. Bunun yanı sıra çok makinalı güç sistemlerinde senkron generatör parametrelerinin değerlendirmesi küçük sinyal kararlılığında özdeğer analizi ile gerçekleştirilmektedir. Senkron generatörde sistemin kararlı olup olmadığı özdeğerlere bağlıdır. Özdeğer hesaplamasındaki eşitlik Denklem 11'deki gibi olmaktadır.

$$\lambda = \sigma \pm j\omega \quad (11)$$

Özdeğerler hesaplamasında σ gerçek değer sönümlenme katsayısı, $j\omega$ sanal değer sönümlenme katsayısıdır. Senkron generatör parametrelerinin özdeğer analizlerinde parametreler 0'dan negatif yönde sonsuza gittikçe sistemin kararlı hale geldiği belirlenirken, parametreler eğer 0'dan pozitif yönde sonsuza doğru gittikçe sistemin kararsız hale geldiği özdeğerlere göre ifade edilmektedir. Sistem parametrelerinin kararlı olup olmamasına ayrıca salınım frekans ve sönümlenme oranları da hesaba katılması gerekmektedir. Salınım frekansı ve sönümlenme oranı eşitlikleri Denklem 12 ve Denklem 13'deki gibi gösterilmektedir.

$$\phi = \frac{\omega}{2\pi} \quad (12)$$

$$\zeta = \frac{-\sigma}{\sqrt{\sigma^2 + \omega^2}} \quad (13)$$

Burada ϕ salınım frekansı ve ζ sönümlenme oranıdır. Özdeğer analizlerinde yaygın bir şekilde kullanılan diğer önemli tanımlama katılım faktörüdür. Sistemin yerel çalışma ya da bölgeler arası çalışma durumlarını belirlemek için katılım faktöründen yarar sağlanmaktadır. Geçici kararlı durumlarında çalışma modlarının hangi oranlarda ne kadarlık kısımlarda katkı yapıldığı detaylı olarak küçük sinyal kararlılığında gösterilmektedir (Essallah, Buallegue ve Khedher, 2019; Kundur, 1994).

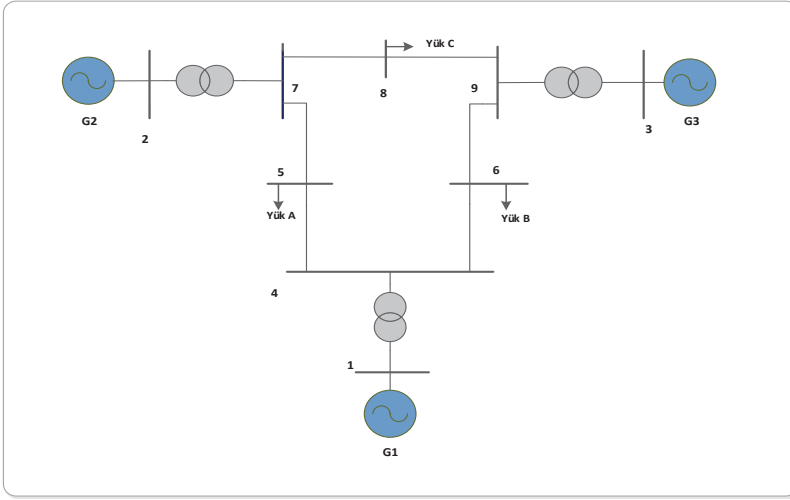
Sekonder Gerilim Kontrolü

Sekonder gerilim kontrolü büyük bir elektrik güç şebekesinde kullanılması için tek bölgesel ya da çok bölgesel olarak oluşturulması gerekmektedir. Çok makinalı güç sistemlerinde kullanılan senkron generatörlerin optimum olarak enerji kullanması gerekmektedir. Enerjinin en uygun şekilde kullanılması sürekli durum çalışmada ve geçici durum çalışmada ayrı ayrı ele alınmaktadır. Sekonder gerilim kontrolünün kullanılmasında en önemli amaç çalışma koşullarına bağlı olarak otomatik gerilim regülatöre uygun sinyalin gönderilmesidir. Bu istenen sinyalin uygun şekilde gönderilmesi pilot baraya göre belirlenmektedir. Pilot baranın belirlenmesi işlemi bu çalışmada yük akışına göre belirlenmiştir. Yük akışı sonucu en düşük bara profiline sahip bara pilot bara olarak belirlenmiştir. Sekonder gerilim kontrolünü oluşturulan asıl elemanlar merkezi alan kontrolü ve küme kontrolüdür. Geçici kararlılık esnasında uygun sinyalin otomatik gerilim regülatörüne gönderme işleminde önce merkezi alan kontrolü ve küme kontrolü istenen bilgileri

değerlendirmektedir. İstenen bilgilerin belirli sınırlar içerisinde olması için sekonder gerilim kontrolünde sınırlandırıcı da ayrıca kullanılmaktadır(Abdalla, Fayek ve Abdel Ghany, 2020; Pillai vd. 2013).

Benzetim Çalışması

Bu çalışmada 3 makineli 9 baralı test sistemi kullanılmıştır. Kullanılan test sistemi Şekil 1’de verilmiştir(Milano, 2005).



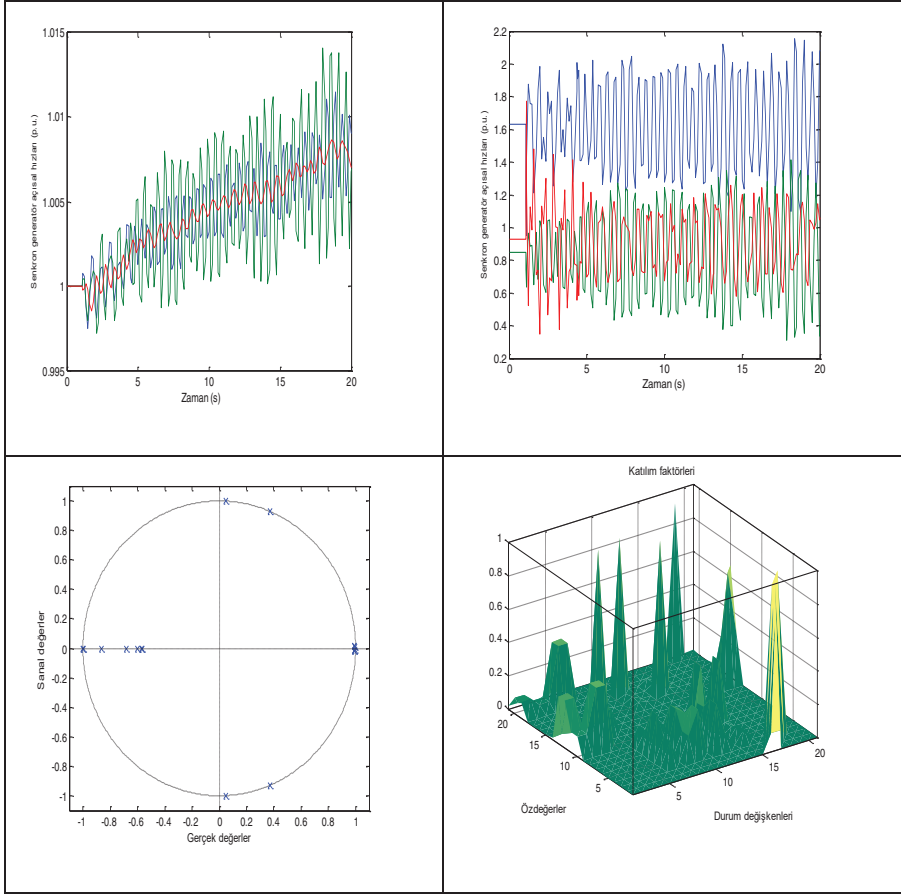
Şekil 1. 3 makine 9 baralı test sistemi

Bu test sisteminde toplamda 9 bara kullanılmaktadır. Sistemde 1 adet salınım barası, 2 adet jeneratör barası ve 6 adet yük barası kullanılmıştır. 1 numaralı salınım barasında da jeneratör kullanılmıştır. Bu test sistemde 2-7 numaralı baralar ile 3-9 numaralı baralarda transformatörler kullanılmıştır. Senkron jeneratörde bu test sisteminde 2. derece modeli kullanılmıştır. Üç senkron jeneratörde hem otomatik gerilim regülatörleri hem de GSKK modelleri kullanılmıştır. Sistemde kullanılan sekonder gerilim kontrolü 2 ve 3 numaralı baralarda otomatik gerilim regülatörlerine bağlanmıştır. 3 makinalı 9 baralı sistemde pilot baranın belirlenmesinde yük akışından faydalanılmıştır. Sürekli durumda

yapılan yük akışı sonucunda 6 numaralı bara pilot bara olarak belirlenmiştir. Bu çalışmada, geçici durum analizinde 5 ile 7 numaralı baralar arasındaki hatların 1 saniye ile 1.1 saniyeler arasında devre dışı kalması olarak öngörülmüştür. Çalışmada öncelikle farklı modellere sahip olan otomatik gerilim regülatörünün GSKK yok iken en iyi sonucu veren denemeler yapılmıştır. Bunun sonucunda GSKK ile beraber kullanılmasına karar verilen otomatik gerilim regülatör 3 modeli olmuştur. Bu çalışmada, 3 analiz yöntemi gerçekleştirilmiştir. Sekonder gerilim kontrolü sürekli devrede iken GSKK model 1, GSKK model 2 ve GSKK model 3'ün geçici kararlılık sonuçları elde edilmiştir. Elde edilen sonuçların şekiller ve tablolar ile küçük sinyal kararlılığı etkileri detaylıca yorumlanmıştır.

Benzetim Çalışması Sonuçları

Benzetim modeli çalışması 3 ayrı analizden oluşmaktadır. İlk analizde senkron generatörde 2. derece modelinin kullanılması, otomatik gerilim regülatörün model 3'ün kullanılması, GSKK model 1'in kullanılması ve model 2 ile model 3 numaralı senkron generatörde sekonder gerilim kontrolünün kullanılması ile elde edilen sonuçlar Şekil 2'de gösterilirken, bu analizde elde edilen küçük sinyal kararlılığı sonuçları Tablo 1'de detaylıca gösterilmiştir.



Şekil 2. GSKK model 1 ile elde edilen sonuçlar

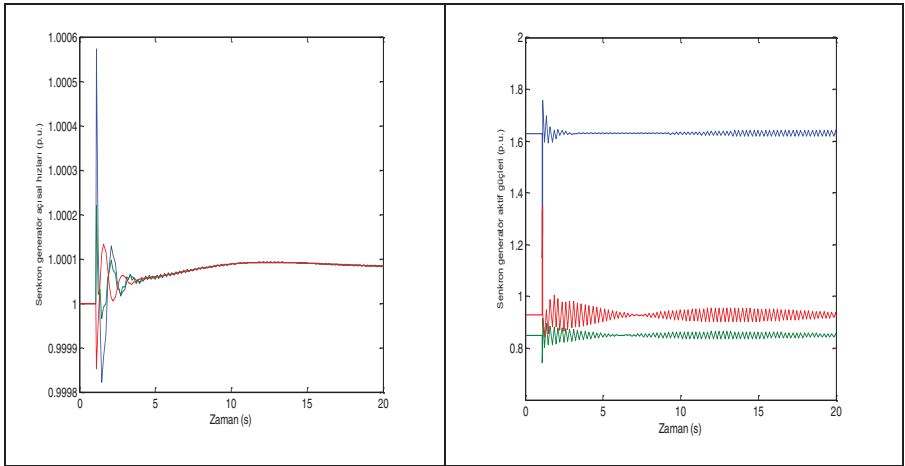
Tablo 1. GSKK model 1 ile elde edilen küçük sinyal kararlılığı sonuçları

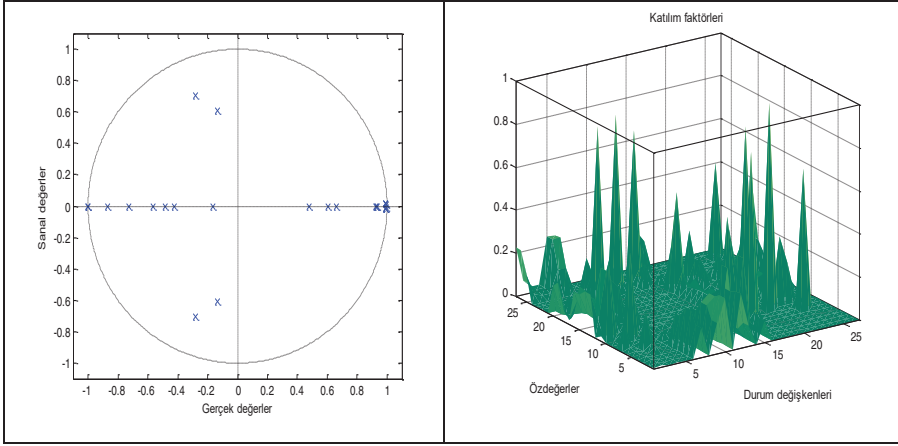
Özdeğerler	Sönüm yüzdesi	Frekans	Baskın değerler	Çalışma modları
0.0084 ± 11.8614	0,0708	1.8878	SG delta 2 , SG omega 2	Yerel alan
0.0018 ± 8.4137	0,214	1.23391	SG delta 1 , SG omega 1	Yerel alan

GSKK model 1'in sekonder gerilim kontrolü ile kullanımı ilk analizde detaylı olarak incelenmiştir. Şekil 2'de senkron generatör açıl

hızlarında ve senkron generatör aktif güçlerinde geçici durumdan sonra salınımların arttığı görülmektedir. Gerçek-sanal özdeğerlerde 15 tane değer sol ekseninde olduğu görülürken, 4 tane değer sağ ekseninde olduğu görülmektedir. Sistemde toplamda 21 katılım faktörü değeri bulunmaktadır. Geçici kararlılık esnasında 16 katılım faktörünün etkin olduğu tespit edilmiştir. 5 tane katılım faktörünün etkisiz olduğu tespit edilmiştir. İlk özdeğer sonuçlarında senkron generatör açılı ve açılma hız değişimlerinin baskın değerler olduğu Tablo 1’de görülmektedir. Çalışma modları olarak yer alanın etkin olduğu görülmektedir.

Bu benzetim çalışmasının ikinci analizinde senkron generatörde 2. derece modelinin kullanılması, otomatik gerilim regülatörün model 3’ün kullanılması, GSKK model 2’nin kullanılması ve 2 ile 3 numaralı senkron generatörde sekonder gerilim kontrolünün kullanılması ile elde edilen sonuçlar Şekil 3’te gösterilirken, bu analizde elde edilen küçük sinyal kararlılığı sonuçları Tablo 2’de detaylıca gösterilmiştir.





Şekil 3. GSKK model 2 ile elde edilen sonuçlar

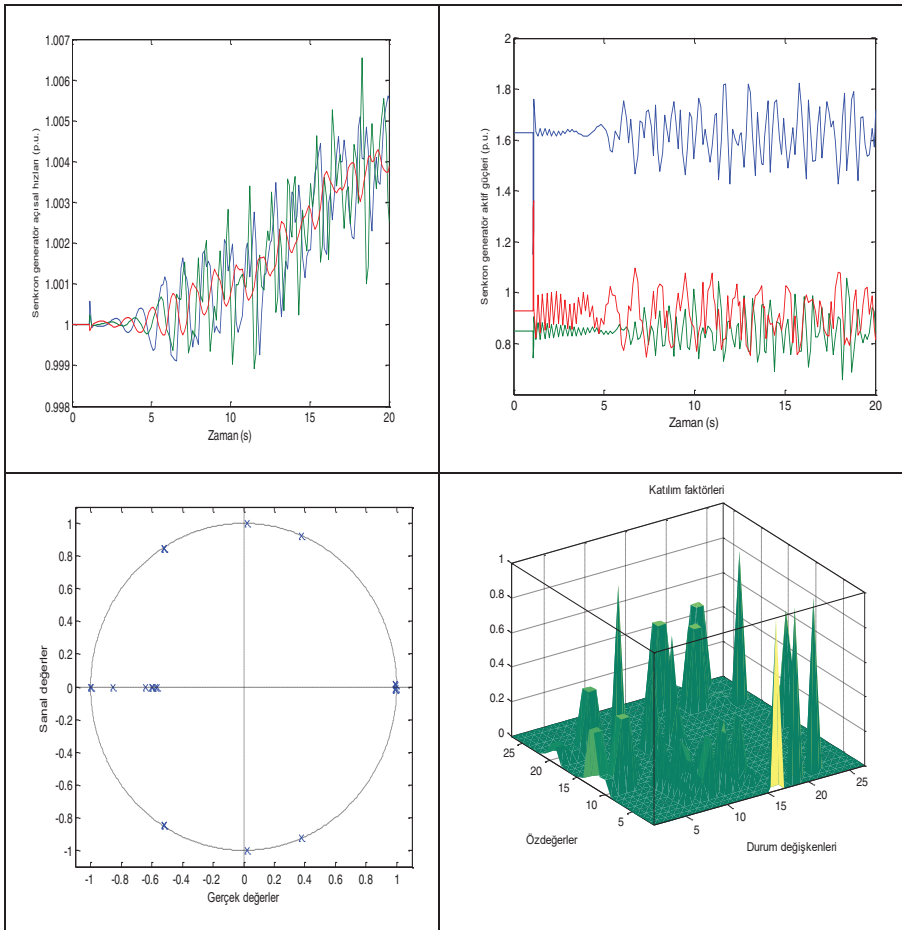
Tablo 2. GSKK model 2 ile elde edilen küçük sinyal kararlılığı sonuçları

Özdeğerler	Sönüm yüzdesi	Frekans	Baskın değerler	Çalışma modları
-2.96 ± 5.8689	45,03	1.0463	SG delta 2 , SG delta 1	Yerel alan
-1.5943 ± 5.2553	29,03	0.87405	SG delta 3 , SG delta 1	Bölgeler arası alan

GSSK model 2 ve sekonder gerilim kontrolünün birlikte kullanıldığı durum ikinci analizde incelenmiştir. Şekil 3'te senkron generatör açısal hızlarında geçici durumdan sonra salınımların azaldığı görülürken, senkron generatör aktif güç değişimlerinde geçici durumdan sonra salınımların belli bir değere kadar azaldığı sonrasında tekrar arttığı görülmektedir. Gerçek-sanal özdeğerlerde 25 tane değer sol ekseninde olduğu görülürken, 0 tane değer sağ ekseninde olduğu görülmektedir. Sistemde toplamda 27 katılım faktörü değeri bulunmaktadır. Geçici kararlılık esnasında 22 katılım faktörünün etkin olduğu tespit edilmiştir. 5 tane katılım faktörünün etkisiz olduğu tespit edilmiştir. İlk özdeğer sonuçlarında senkron generatör açılı değişimlerinin baskın değerler olduğu

Tablo 1’de görülmektedir. Çalışma modları olarak yer alan ve bölgeler arası alanın etkin olduğu görülmektedir.

Benzetim çalışmasının üçüncü yani son analizinde senkron generatörde 2. derece modelinin kullanılması, otomatik gerilim regülatörün model 3’ün kullanılması, GSKK model 3’nin kullanılması ve 2 ile 3 numaralı senkron generatörde sekonder gerilim kontrolünün kullanılması ile elde edilen sonuçlar Şekil 4’te gösterilirken, bu analizde elde edilen küçük sinyal kararlılığı sonuçları Tablo 3’te detaylıca gösterilmiştir.



Şekil 4. GSKK model 3 ile elde edilen sonuçlar

Tablo 3. GSKK model 3 ile elde edilen küçük sinyal kararlılığı sonuçları

Özdeğerler	Sönüm yüzdesi	Frekans	Baskın değerler	Çalışma modları
0.00153 ± 11.915	0,0128	1.8963	SG delta 2 , SG omega 2	Yerel alan
0.00024 ± 8.1695	0,00293	1.3002	SG delta 1 , SG omega 1	Yerel alan

Üçüncü analizde GSSK model 3 ile sekonder gerilim kontrolü birlikte kullanılmıştır. Şekil 4'te senkron generatör açısal hızlarında ve senkron generatör aktif güçlerinde geçici durum sonrası salınımların arttığı görülmüştür. Gerçek-sanal özdeğerlerde 27 tane değer sol ekseninde olduğu görülürken, 2 tane değer sağ ekseninde olduğu görülmektedir. Sistemde toplamda 27 katılım faktörü değeri bulunmaktadır. Geçici kararlılık esnasında 16 katılım faktörünün etkin olduğu tespit edilmiştir. 11 tane katılım faktörünün etkisiz olduğu tespit edilmiştir. İlk özdeğer sonuçlarında senkron generatör açı ve senkron generatör açısal hız değişimlerinin baskın değerler olduğu Tablo 1'de görülmektedir. Çalışma modları olarak da yer alanın sistem kararlılığı üzerine etkili olduğu görülmektedir.

Sonuç

Yapılan bu çalışmada, senkron generatör denetlemede kullanılan GSKK farklı modellerin sekonder gerilim kontrolü ile birlikte kullanılması esnasındaki sistemin küçük sinyal kararlılığı analizleri detaylıca incelenmiştir. Yük akışına bağlı olarak sekonder gerilim kontrolünde pilot bara yerleşimi belirlenirken, senkron generatörde otomatik gerilim kontrolünün koordineli bir şekilde çalışması ayrıca bu çalışmada amaçlanmıştır. Sistem geçici kararlılık açısından değerlendirildiğinde, GSKK 2 modelin sekonder gerilim kontrolü ile kullanılması ile diğer senaryolara göre iyi sonuçlar verdiği görülmüştür.

Bu çalışmada en kötü sonucun GSKK model 1 ile sekonder gerilim kontrolünün kullanılması ile elde edilmiştir. Özellikle de GSKK 2 modelin kullanılması ile sistem kararlılığının sağlanmasında bölgeler arası çalışma modunda sistem kararsızlığının iyileştiği görülmektedir. Yapılan bu çalışmada açısal hız ve aktif güç parametrelerinin kararlılık açısından değerlendirilmesi yapılmıştır. Bu alışma ile senkron generatörde kullanılan diğer denetleyici modelleri ile sekonder gerilim kontrolünün koordineli bir şekilde farklı test sistemlerde uygulanabileceği ve bunların küçük sinyal kararlılığı açısından değerlendirilebileceğine zemin hazırlamaktadır.

Kaynakça

- Abdalla, O. H., Fayek, H. H., & Abdel Ghany, A. M. (2020). Secondary voltage control application in a smart grid with 100% renewables. *Inventions*, 5(3), 37.
- Abido, M. A. (2000). Pole placement technique for PSS and TCSC-based stabilizer design using simulated annealing. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 22(8), 543–554.
- Ansari, J., Abbasi, A. R., Heydari, M. H., & Avazzadeh, Z. (2022). Simultaneous design of fuzzy PSS and fuzzy STATCOM controllers for power system stability enhancement. *Alexandria Engineering Journal*, 61(4), 2841–2850.
- Benaissa, O. M., Hadjeri, S., & Zidi, S. A. (2016, November). Impact of PSS and SVC on the power system transient stability. In *2016 8th International Conference on Modelling, Identification and Control (ICMIC)*. 303–307. IEEE.
- Chaib, L., Choucha, A., & Arif, S. (2017). Optimal design and tuning of novel fractional order PID power system stabilizer using a new metaheuristic Bat algorithm. *Ain Shams Engineering Journal*, 8(2), 113–125.
- Chung, C. Y., Wang, K. W., Tse, C. T., & Bian, X. Y. (2003). Probabilistic eigenvalue sensitivity analysis and PSS design in multimachine systems. *IEEE Transactions on Power Systems*, 18(4), 1439–1445.
- Chung, C. Y., Wang, K. W., Tse, C. T., & Niu, R. (2002). Power-system stabilizer (PSS) design by probabilistic sensitivity indexes (PSIs). *IEEE Transactions on Power Systems*, 17(3), 688–693.
- Dey, P., Bhattacharya, A., & Das, P. (2017). Tuning of power system stabilizer for small signal stability improvement of interconnected power system. *Applied Computing and Informatics*, 16(1/2), 3–28.

- Döşoğlu, M. K., & Kaymaz, E. (2023). Güç sistemlerinde farklı güç sistemi kararlı kılıcısı modellerin sekonder gerilim kontrolü üzerindeki etkileri. *Uluslararası Teknolojik Bilimler Dergisi*, 15(2), 49–58.
- Dysko, A., Leithead, W. E., & O'Reilly, J. (2009). Enhanced power system stability by coordinated PSS design. *IEEE Transactions on Power Systems*, 25(1), 413–422.
- Elliott, R. T., Arabshahi, P., & Kirschen, D. S. (2019). A generalized PSS architecture for balancing transient and small-signal response. *IEEE Transactions on Power Systems*, 35(2), 1446–1456.
- Essallah, S., Buallegue, A., & Khedher, A. (2019). Integration of automatic voltage regulator and power system stabilizer: Small-signal stability in DFIG-based wind farms. *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*, 7(5), 1115–1128.
- Gholipour, E., & Nosratabadi, S. M. (2015). A new coordination strategy of SSSC and PSS controllers in power system using SOA algorithm based on Pareto method. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 67, 462–471.
- Islam, S. R., Muttaqi, K. M., & Sutanto, D. (2014). A decentralized multiagent-based voltage control for catastrophic disturbances in a power system. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 51(2), 1201–1214.
- Khodabakhshian, A., Esmaili, M. R., & Bornapour, M. (2016). Optimal coordinated design of UPFC and PSS for improving power system performance by using multi-objective water cycle algorithm. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 83, 124–133.
- Kundur, P. (1994). *Power system stability and control*. McGraw Hill.
- Liu, H., Su, J., Yang, Y., Qin, Z., & Li, C. (2020). Compatible decentralized control of AVR and PSS for improving power system stability. *IEEE Systems Journal*, 15(2), 2410–2419.

- Mehrjerdi, H., Lefebvre, S., Saad, M., & Asber, D. (2012). A decentralized control of partitioned power networks for voltage regulation and prevention against disturbance propagation. *IEEE Transactions on Power Systems*, 28(2), 1461–1469.
- Milano, F. (2005). An open source power system analysis toolbox. *IEEE Transactions on Power Systems*, 20(3), 1199–1206.
- Pillai, A. G., Thomas, P. C., Sreerenjini, K., Baby, S., Joseph, T., & Sreedharan, S. (2013, June). Transient stability analysis of wind integrated power systems with storage using central area controller. In 2013 Annual International Conference on Emerging Research Areas and 2013 International Conference on Microelectronics, Communications and Renewable Energy.1–5. IEEE.
- Quan, H., Wang, W., Zhang, S., & Zou, Y. (2024). Probabilistic assessment method of small-signal stability in power systems based on quantitative PSS analysis. *Applied Energy*, 375, 124119.
- Ramos, R. A. (2009). Stability analysis of power systems considering AVR and PSS output limiters. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 31(4), 153–159.
- Rohani, A., Tirtashi, M., & Noroozian, R. (2011). Combined design of PSS and STATCOM controllers for power system stability enhancement. *Journal of Power Electronics*, 11(5), 734–742.
- Shafiullah, M., Rana, M. J., Coelho, L. S., & Abido, M. A. (2017, June). Power system stability enhancement by designing optimal PSS employing backtracking search algorithm. In 2017 6th International Conference on Clean Electrical Power (ICCEP). 712–719. IEEE.
- Shahriar, M. S., Shafiullah, M., Pathan, M. I. H., Sha'aban, Y. A., Bouchekara, H. R., Ramli, M. A., & Rahman, M. M. (2022). Stability improvement of the PSS-connected power system network with ensemble machine learning tool. *Energy Reports*, 8, 11122–11138.

- Sorrentino, E., & Leon, F. (2020). Comparison among typical input signals of different types of power system stabilizers (PSS). In 2020 IEEE ANDESCON. 1–6. IEEE.
- Wang, K. W., Chung, C. Y., Tse, C. T., & Tsang, K. M. (2001). Probabilistic eigenvalue sensitivity indices for robust PSS site selection. IEE Proceedings-Generation, Transmission and Distribution, 148(6), 603–609.