

ELEKTRİK-ELEKTRONİK VE HABERLEŞME MÜHENDİSLİĞİ ÇALIŞMALARI

Editör: Prof.Dr. Arif GÜLTEN

ELEKTRİK-ELEKTRONİK VE HABERLEŞME MÜHENDİSLİĞİ ÇALIŞMALARI

Editör

Prof.Dr. Arif GÜLTEN

yaz
yayınları

2024

**ELEKTRİK-ELEKTRONİK VE
HABERLEŞME MÜHENDİSLİĞİ
ÇALIŞMALARI**

Editor: Prof.Dr. Arif GÜLTEN

© YAZ Yayınları

Bu kitabın her türlü yayın hakkı Yaz Yayınları'na aittir, tüm hakları saklıdır. Kitabın tamamı ya da bir kısmı 5846 sayılı Kanun'un hükümlerine göre, kitabı yayınlayan firmanın önceden izni alınmaksızın elektronik, mekanik, fotokopi ya da herhangi bir kayıt sistemiyle çoğaltılamaz, yayımlanamaz, depolanamaz.

E_ISBN 978-625-6642-88-1

Temmuz 2024 – Afyonkarahisar

Dizgi/Mizanpaj: YAZ Yayınları

Kapak Tasarım: YAZ Yayınları

YAZ Yayınları. Yayıncı Sertifika No: 73086

M.İhtisas OSB Mah. 4A Cad. No:3/3
İscehisar/AFYONKARAHİSAR

www.yazyayinlari.com

yazyayinlari@gmail.com

info@yazyayinlari.com

İÇİNDEKİLER

Hiperkaotik Sistem Senkronizasyonu ve Güvenli İletişim Uygulaması.....	1
<i>Erman ÖZPOLAT, Arif GÜLTEN</i>	
NdFeB Mıknatıslı Tübüler Lineer Motorun (TLM) Sonlu Elemanlar Metodu (FEM) ile Tasarımı, Yapısal Parametre Analizi ve Bulanık Kontrolü	22
<i>Şerafetdin BALOĞLU, Adem GÖLCÜK, İsmail SARITAŞ</i>	
Elektrik Tüketimi Tahmini Uygulamalarında Mod Ayırıştırma Yöntemleri.....	45
<i>Fatih BERBER, Okan BİNGÖL</i>	
Power Balance Verification of Electromechanical System Simulations: A Case Study with Doubly-Fed Induction Machine	66
<i>Ata SEVİNÇ</i>	

"Bu kitapta yer alan bölümlerde kullanılan kaynakların, görüşlerin, bulguların, sonuçların, tablo, şekil, resim ve her türlü içeriğin sorumluluğu yazar veya yazarlarına ait olup ulusal ve uluslararası telif haklarına konu olabilecek mali ve hukuki sorumluluk da yazarlara aittir."

HİPERKAOTİK SİSTEM SENKRONİZASYONU VE GÜVENLİ İLETİŞİM UYGULAMASI

Erman ÖZPOLAT¹

Arif GÜLTEN²

1. GİRİŞ

Kaos, doğrusal olmayan olguları tanımlamak için kullanılan ve düzensiz gibi görünen ancak aslında kendi düzeni olan bir çalışma dalıdır. Karmaşık olmakla birlikte, kendi içyapısı ve sınırları vardır. "Kaos"un bir başka geleneksel tanımı da "dinamik sistemlerde bilinen en karmaşık kararlı durum davranışı"dır. Kaotik işaretlerin ve kaosu en temel özellikleri, zaman içindeki düzensizlikleri, başlangıç koşullarına hassas bağımlılıkları, sonsuz sayıda farklı periyodik salınımların varlığı, geniş gürültü benzeri güç spektrumları, genlik ve frekanslarının belirsizliği ve değişken sinyallerin sonlu bir alana dağılmasıdır (Holden, 2014). Kaos kavramı yakın zamanda bilim tarihine girmiştir. Edward Lorenz 1960'larda bir hava akımı modelini hesaplamak için bir bilgisayar programı yarattı ve bu, kaosu anlamasına önemli katkılardan biri oldu (Kolumban, Kennedy ve Chua, 1998). Lorenz, temel koşullardaki çok küçük değişikliklerin bile hava tahminlerini önemli ölçüde değiştirebileceğini keşfetti. 1970'lerde Lorenz'in atmosfer

¹ Dr., Muş Alparslan Üniversitesi, Mühendislik Mimarlık Fakültesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği, e.ozpolat@alparslan.edu.tr, ORCID: 0000-0002-6489-8126.

² Prof. Dr., Fırat Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği, agulten@firat.edu.tr, ORCID: 0000-0002-9652-2625.

Bu çalışma Erman ÖZPOLAT'ın Adaptif Gözleyici Tabanlı Hiperkaotik Sistemlerin Senkronizasyonu ve Uygulaması isimli doktora tezinden üretilmiştir.

modelini oluşturmak için kullandığı matematik üzerine çok sayıda araştırma yapıldı ve zamanla kaotik bir sistemin temel özelliğinin - iki başlangıç koşulu arasındaki en küçük farkın - sistemin durumunda önemli farklılıklara yol açacağı anlaşıldı (Lorenz, 1963). Lorenz'den sonra kaosun önemi artmıştır. Kaotik sistemler günümüzde ekonomi, biyoloji, kimya, bilişim, tıp, mühendislik, ekoloji ve meteoroloji alanlarında yaygın olarak kullanılan ve uygulanan bir kavramdır.

Rössler ilk olarak 1979 yılında birden fazla Lyapunov üsteline sahip dört boyutlu hiperkaotik bir sistem keşfetti (Rossler, 1979). 3 boyutlu kaotik sistemlerin birçok alanda uygulanmasından sonra, 4 boyutlu veya daha fazla boyutlu kaotik ve hiperkaotik sistemler birçok bilim adamı tarafından mühendislik uygulamalarında ve bilimde yaygın olarak önerilmekte ve kullanılmaktadır (Emiroglu ve diğerleri, 2022). Çoklu pozitif Lyapunov üstelleri ile karakterize edilen bu tür sistemlerin doğasında olan kaos, araştırmacıları potansiyellerini kullanmak için senkronizasyon olaylarını ve kontrol metodolojilerini araştırmaya yöneltmiştir (Zelinka ve Senkerik, 2023). Hiperkaotik sistemler, şifreleme ve iletişim sistemlerinde sıklıkla kullanılır çünkü bunların tahmin edilmesi ve kontrol edilmesi kaotik sistemlere göre daha zordur. Birden fazla çekicinin varlığı, saldırganın sistemin tam durumunu belirlemesini zorlaştırarak güvenliğini artırır. Hiperkaotik sistemler, kaotik sistemlere göre karışıklıklara ve bozulmalara karşı daha dayanıklı olabilir. Bunun nedeni, birden fazla çekicinin varlığının, sistemin tedirginliklerden daha kolay kurtulabileceği ve dış etkenler karşısında bile karmaşık davranışlar sergilemeye devam edebileceği anlamına gelmesidir. Hiperkaotik sistemlerin bu özellikleri, şifreleme ve güvenli iletişim gibi teknik araçların kullanımına olanak sağlar.

Doğrusal olmayan sistemler, hiperkaotik sistemlerde senkronizasyona büyük önem vermiştir (Li ve Liao, 2004). Son

zamanlarda hiperkaotik sistemlerde senkronizasyon konusuna büyük ilgi gösterilmiş ve bu alanda çok sayıda çalışma yapılmıştır (Elabbasy, Agiza ve El-Dessoky, 2006). Bilgisayar modellemesi kullanılarak ve hatta laboratuvar ortamında, özellikle gizli iletişim için bir dizi potansiyel kullanım araştırılmıştır (di Bernardo, 1996; Kocarev ve Parlitz, 1995; Murali ve Lakshmanan, 1998). Senkronizasyonu sağlamak için, sürücü ve yanıt olarak adlandırılan iki dinamik sistemin dinamik davranışlarının değiştirilmesi gerekir. Kaotik sistemlerin senkronizasyonu kavramı ilk olarak 1990 yılında ortaya atılmıştır (Pecora ve Carroll, 1990). Sürücü sistem olarak kabul edilen bir kaotik sistem ve yanıt sistem olarak düşünülen başka bir özdeş sistem göz önüne alındığında, amaç sürücü sistemin tepkisini yanıt sistemi senkronize etmeye zorlamaktır (Carroll, 1994). Bu amaca ulaşmaya yardımcı olmak için son yıllarda örneklenmiş veri geri beslemeli senkronizasyon tekniği ve adaptif tasarım yöntemi gibi çeşitli stratejiler ortaya konmuştur (Chen ve Lü, 2002a, 2002b).

Bu çalışmada, daha önceden literatüre sunulmuş olan yeni bir hiperkaotik sistemin dinamik analizleri gerçekleştirilmiştir (Ozpolat ve Gulden, 2023). Daha sonra bu önerilen hiperkaotik sistemin senkronizasyonun güvenli haberleşme alanında uygulaması yapılmıştır.

2. HİPERKAOTİK SİSTEMİN ANALİZLERİ

Çalışmanın bu aşamasında önerilen hiperkaotik sistemin dinamik analizleri ve senkronizasyonu gerçekleştirilmiştir. Daha sonra tasarlanan senkronizasyon yapısı güvenli iletişim alanında uygulanmıştır.

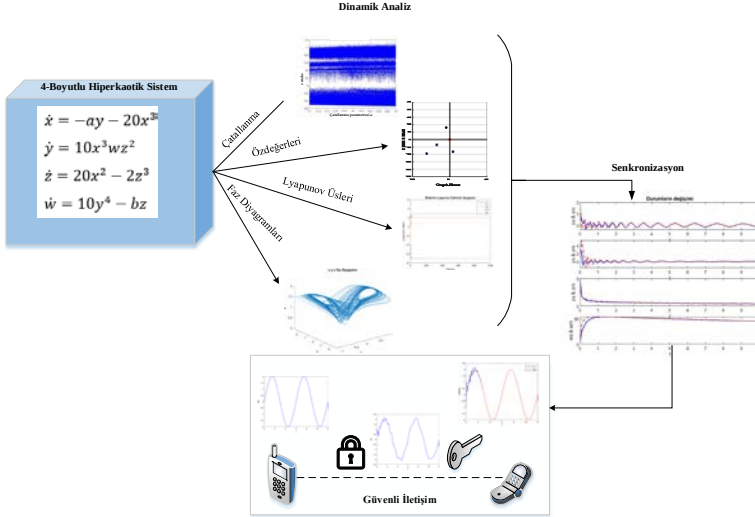
Kullanılacak hiperkaotik sistemin matematiksel ifadesi Denklem 1’de tanımlanmaktadır.

$$\begin{aligned}\dot{x} &= -ay - 20x^3 \\ \dot{y} &= 10x^3wz^2 \\ \dot{z} &= 20x^2 - 2z^3 \\ \dot{w} &= 10y^4 - bz\end{aligned}\quad (1)$$

Burada x, y, z, w durumlar ve a, b pozitif parametrelerdir.

Denklem 1'deki sistem, ayarlanan parametrelerin belirli değerleri ve belirli başlangıç koşulları için kaotik davranış sergiler. Sistem, başlangıç koşullarından bağımsız olmasıyla öne çıkmaktadır. Başlangıç koşullarına göre sistemin belirli parametreler verildiğinde kaotik, hiperkaotik, periyodik ve yarı periyodik hareketler sergileyebileceği gözlemlenmiştir (Ozpolat ve Gulten, 2023). Önerilen sisteme ilişkin uygulamanın aşamaları Şekil 1'de verilmiştir.

Şekil 1. Önerilen Sisteme İlişkin Uygulamanın Aşamaları

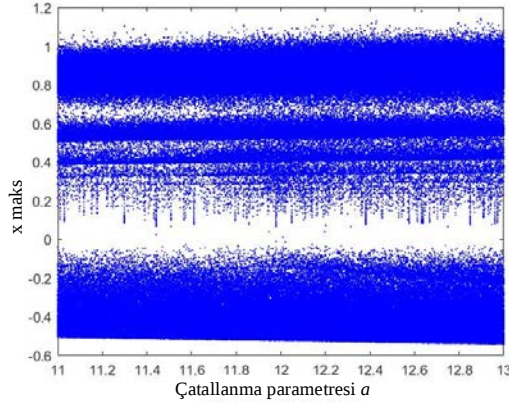


2.1.Hiperkaotik Sistemin Dinamik Analizleri

Hiperkaotik sistemin çatlama diyagramı Şekil 2'de gösterilmiştir. Çatlama diyagramı çizilirken b parametresi 2

olarak alınmış ve a parametresinin 11 ile 13 arasındaki değişimi çizilmiştir. Çatallanma diyagramı analizi için sistemin başlangıç değerleri $x(0) = 1, y(0) = 1, z(0) = 1, w(0) = 1$ olarak alınmıştır.

Şekil 1. A Parametresine Dayalı Çatallanma Diyagramı



Şekil 2'den de görülebileceği gibi, önerilen sistem için a parametresinin değeri 12 olarak alınmıştır.

Denklem sistemine koordinat değişiklikleri uygulandığında sistemin değişmez olduğu, dolayısıyla sistemin simetrik olduğu açıkça görülmektedir. Denklem 2'den görüldüğü üzere sistem simetri özelliğini taşımaktadır.

$$(x, y, z, w) \rightarrow (-x, -y, z, w) \quad (2)$$

Doğrusal olmayan sistemlerde simetri özelliğinin son zamanlarda popüler hale geldiğini görülebilir (Munoz-Pacheco, García-Chávez, Gonzalez-Diaz, de La Fuente-Cortes ve Gómez-Pavón, 2020; Yu ve diğerleri, 2019).

Hiperkaotik sistemin ıraksaması Denklem 3 ile incelenir.

$$\nabla V = \frac{\partial \dot{x}}{\partial x} + \frac{\partial \dot{y}}{\partial y} + \frac{\partial \dot{z}}{\partial z} + \frac{\partial \dot{w}}{\partial w} = -60 - 6 = -66 \quad (3)$$

Sistemin ıraksamasının sağlanabilmesi için $\nabla V < 0$ olması gerekmektedir. Denklem 3'ten de görüleceği üzere sistem koşulu sağlamaktadır.

Hiperkaotik sistemin denge noktalarını bulmak için denklem sistemi sıfıra eşit olmalıdır. Bu eşitlik Denklem 4 ile gösterilmiştir.

$$\begin{aligned} 0 &= -ay - 20x^3 \\ 0 &= 10x^3 wz^2 \\ 0 &= 20x^2 - 2z^3 \\ 0 &= 10y^4 - bz \end{aligned} \quad (4)$$

Sistemin çatallanma diyagramları incelenerek, $a = 12$ ve $b = 2$ değerleri alınmıştır. Bu değerler sistemi hiperkaotik hale getirmek için kullanılmış ve sistemin 35 adet denge noktası olduğu hesaplanmıştır. Bu denge noktalarından bazıları $E_1 = [0,0,0,0]$, $E_2 = [-0.775, -0.776, 1.818, 0]$ ve $E_3 = [0.775, 0.776, 1.818, 0]$ şeklindedir. Hiperkaotik sistemin kararlı veya kararsız olduğunu belirlemek için sistemin özdeğerlerini bulmak gerekir. Bu amaçla Jacobian matrisini elde etmemiz gerekir. Sistemin Jacobian matrisi Denklem 5'de gösterilmiştir.

$$J = \begin{bmatrix} -60x^2 & -a & 0 & 0 \\ 30x^2 wz^2 & 0 & 20x^3 zw & 10x^3 z^2 \\ 40x & 0 & -6z^2 & 0 \\ 0 & 40y^3 & -b & 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

Verilen Jacobian matrisi için E_1, E_2, E_3 denge noktalarına ilişkin özdeğerler Denklem 6 kullanılarak hesaplanmıştır.

$$|J - \lambda I| = 0 \quad (6)$$

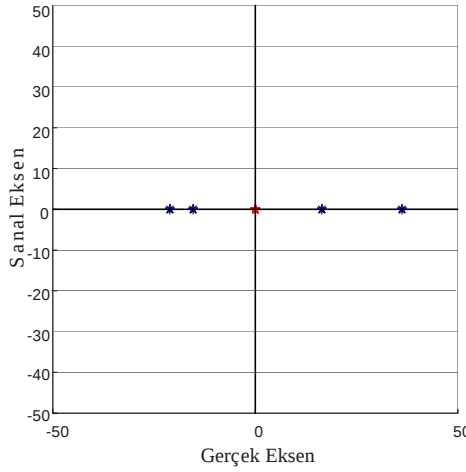
Özdeğerlerin ve Denge noktalarının değerleri Tablo 1'de verilmiştir.

Tablo 1. Özdeğerlerin ve Denge Noktalarının Değerleri

E_i	Denge Noktaları	Özdeğerler
E_1	[0,0,0,0]	(0,0,0,0)
E_2	[-0.775, -0.776, 1.818, 0]	(-21.09, -15.37, 16.44, 36.23)
E_3	[0.775, 0.776, 1.818, 0]	(-21.09, -15.37, 16.44, 36.23)

Sistemin özdeğerlerinin değişim grafiği Şekil 3’de verilmiştir.

Şekil 2. Hiperkaotik Sistemin Özdeğerleri

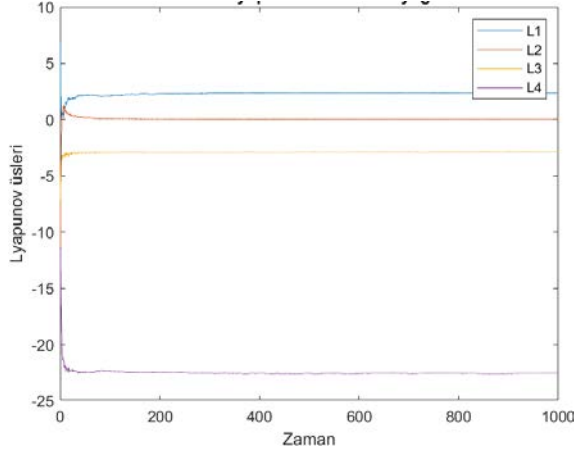


Gösterilen denge noktaları ve diğer hesaplanan denge noktaları için sistemin λ özdeğerleri incelendiğinde, sistemin pozitif özdeğerleri olduğu görülmektedir. Bu yüzden sistem kararsızdır. Buna ek olarak, yeni sistemin hiperkaotik çekicisinin kendi kendini uyaran aileye ait olduğu sonucuna da ulaşabiliriz.

İki sonsuz küçük yakın yörünge'nin ayrılma hızı, matematiksel olarak dinamik bir sistemin Lyapunov karakteristik üsteli olarak da bilinen Lyapunov üsteli ile temsil edilir. Bu yazıda Lyapunov üstellerinin belirlenmesinde Alan Wolf algoritması kullanılmıştır (Wolf, Swift, Swinney ve Vastano, 1985). Hesaplama yapılırken başlangıç koşulları $x(0) =$

1, $y(0) = 1, z(0) = 1, w(0) = 1$ olarak alınmıştır. Lyapunov üstellerinin zamana göre değişimi Şekil 4’de gösterilmiştir.

Şekil 4. Sistemin Lyapunov Üstellerinin Diyagramı



Şekil 4’den de görüleceği üzere $L_1 = 1.255, L_2 = 0.015, L_3 = -10.325, L_4 = -21.903$ olarak hesaplanmıştır. Lyapunov üsteli, dinamik sistemlerdeki kaos düzeyini değerlendirmek için kaos araştırmalarında yaygın olarak kullanılır (Abarbanel, Brown ve Kennel, 1991). Tek pozitif Lyapunov üstel değerine sahip bir sistem kaotik davranırken, iki veya daha fazla pozitif üstel değerine sahip üç boyutlu veya daha yüksek bir sistem, sağlam kaotik özelliklere sahip bir hiperkaotik sistemdir. Değer ne kadar yüksek olursa kaotik davranış da o kadar karmaşık olur (Wolf ve diğerleri, 1985). Hiperkaotik sistemin hesaplanan Lyapunov üstelleri incelendiğinde 2 adet pozitif Lyapunov üsteli bulunmaktadır. Bu nedenle sistem hiperkaotik davranış sergilemektedir.

Fraktallar her zaman hiperkaotik sistemlerin çekicileridir. Çekicinin fraktal boyutu sistemin ne kadar öngörülebilir olduğuna dair bir ipucu verir. Eğer fraktal boyut küçükse, verileri deterministik bir sistem, fraktal boyut büyükse de verileri rastgele bir sistem üretmiş olacaktır. Araştırmacılar fraktal boyutları, tipik

geometrik yapılardan farklı olduğu için kullanılmaktadırlar (Frederickson, Kaplan, Yorke ve Yorke, 1983). Denklem 7 Kaplan-York boyutunun bir tanımınıdır.

$$D_{KY} = j + \frac{\sum_{i=1}^j L_i}{|L_{j+1}|} \quad (7)$$

Formülde, $L_i (i = 1, 2, \dots, n)$ n boyutlu sistemin Lyapunov üstelleridir ve $j, \sum_{i=1}^j L_i > 0$ ile

$\sum_{i=1}^{j+1} L_i < 0$ olacak şekilde seçilebilir.

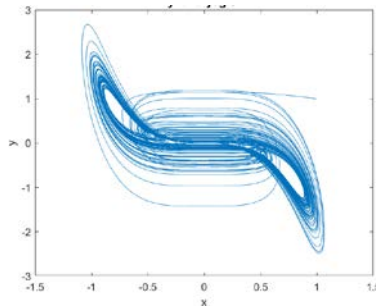
Kullanılan dört boyutlu sistem Lyapunov fraktal boyutuna sahiptir. Sistemin fraktal boyutu Denklem 8’de hesaplanmıştır.

$$D_{KY} = j + \frac{\sum_{i=1}^j L_i}{|L_{j+1}|} = 3 + \frac{1.255 + 0.015 - 10.325}{|-21.903|} \quad (8)$$
$$= 2.59$$

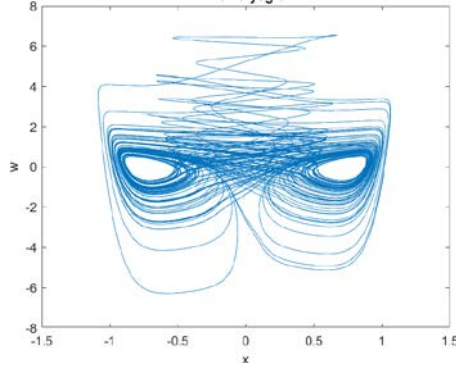
Görüldüğü üzere sistem kaotik davranış göstermektedir.

Kaotik davranışı anlamak için sıklıkla faz diyagramı (faz uzayındaki durum değişkenlerinin zaman içindeki yörüngesi) doğrudan gözlemlenir. Yeni hiperkaotik sistemin çeşitli boyutlardaki faz uzay diyagramları Şekil 5, Şekil 6 ve Şekil 7’de gösterilmektedir.

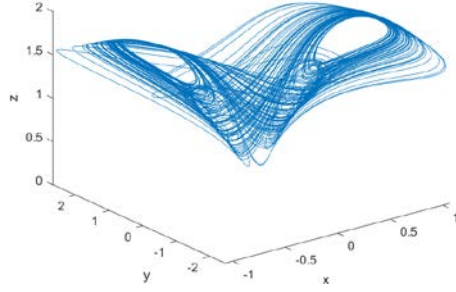
Şekil 3. x y Faz Diyagramı



Şekil 4. x w Faz Diyagramı



Şekil 5. x y z Faz Diyagramı



Faz diyagramları, sistemin farklı olağandışı çekiciler içerdiğini ve dinamik salınımlara sahip hiperkaotik bir sistem olduğunu göstermektedir.

2.2.Hiperkaotik Sistemin Senkronizasyonu

Çalışmanın bu bölümünde, hiperkaotik sistemin bilinmeyen parametrelerle adaptif senkronizasyonu gerçekleştirilmiştir. İlk olarak, ana sistem Denklem 9 gibi alınır.

$$\begin{aligned}\dot{x}_m &= -ay_m - 20x_m^3 \\ \dot{y}_m &= 10x_m^3 w_m z_m^2\end{aligned}\tag{9}$$

$$\dot{z}_m = 20x_m^2 - 2z_m^3$$

$$\dot{w}_m = 10y_m^4 - bz_m$$

Sunulan model $a=12$ ve $b=2$ için hiperkaos sergilemektedir. Köle sistemi, $U = \{u_1, u_2, u_3, u_4\}$ adaptif kontrol sinyallerinin eklendiği sistemle aynıdır. Bu sistem Denklem 10'da verilmiştir.

$$\begin{aligned}\dot{x}_s &= -ay_s - 20x_s^3 + u_1 \\ \dot{y}_s &= 10x_s^3w_sz_s^2 + u_2 \\ \dot{z}_s &= 20x_s^2 - 2z_s^3 + u_3 \\ \dot{w}_s &= 10y_s^4 - bz_s + u_4\end{aligned}\tag{10}$$

Denklem 11'de senkronizasyon hatalarına yönelik matematiksel ifadeler verilmiştir.

$$\begin{aligned}e_1 &= x_s - x_m \\ e_2 &= y_s - y_m \\ e_3 &= z_s - z_m \\ e_4 &= w_s - w_m\end{aligned}\tag{11}$$

Denklem 9 ve Denklem 10 ilişkisi kullanılarak hata dinamikleri Denklem 12'deki gibi olur.

$$\begin{aligned}\dot{e}_1 &= -ae_2 - 20(x_s^3 - x_m^3) + u_1 \\ \dot{e}_2 &= 10(x_s^3w_sz_s^2 - x_m^3w_mz_m^2) + u_2 \\ \dot{e}_3 &= 20(x_s^2 - x_m^2) - 2(z_s^3 - z_m^3) + u_3 \\ \dot{e}_4 &= 10(y_s^4 - y_m^4) - be_3 + u_4\end{aligned}\tag{12}$$

Senkronizasyon tasarımında, sistem parametreleri a ve b 'nin bilinmediği, bu nedenle tahmin edilmeleri gerektiği

varsayılmıştır. Senkronizasyonu sağlamak için bilinmeyen parametrelerin tahmininde adaptif yasalara sahip basit sinerjik kontrol tasarımı kullanılmıştır. Tasarım prosedürü, sistemin Denklem 13 gibi hata dinamiklerini karşılayacak şekilde kontrol girişlerini seçmeye dayanır.

$$\dot{e}_i + k_i e_i = 0 \quad i = 1,2,3,4 \quad (13)$$

Denklem 11 ve Denklem 12'i birleştirip çözerek Denklem 14'ü elde ederiz.

$$\begin{aligned} u_1 &= -k_1 e_1 + a_n e_2 + 20(x_s^3 - x_m^3) \\ u_2 &= -k_2 e_2 - 10(x_s^3 w_s z_s^2 - x_m^3 w_m z_m^2) \\ u_3 &= -k_3 e_3 - 20(x_s^2 - x_m^2) + 2(z_s^3 - z_m^3) \\ u_4 &= -k_4 e_4 - 10(y_s^4 - y_m^4) + b_n e_3 \end{aligned} \quad (14)$$

Burada a_n ve b_n a , b 'nin tahminleridir. Denklem 14'de yazdığımız adaptif kontrol sinyal değerlerini Denklem 12'de yerine yazıp düzenlenirse, Denklem 15'i elde edilir.

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= -k_1 e_1 - a_e e_2 \\ \dot{e}_2 &= -k_2 e_2 \\ \dot{e}_3 &= -k_3 e_3 \\ \dot{e}_4 &= -k_4 e_4 - b_e e_3 \end{aligned} \quad (15)$$

Burada a_e ve b_e , a ve b 'nin gerçek ve tahmin edilen değerleri arasındaki hatalardır. ($a_e = a - a_n$, $b_e = b - b_n$)

Gerçekleştirilecek adaptif senkronizasyonda parametre tahmini Lyapunov teorisi ile tasarlanacaktır (Hahn, 1967). Lyapunov kararlılık teorisine göre tüm ana koşullar için senkronizasyon hatasının zamanla üstel olarak sıfıra düşmesi

gerekir. Lyapunov fonksiyonu olarak Denklem 16'da verilen fonksiyon seçilmiştir.

$$V(t) = \frac{1}{2}(e_1^2 + e_2^2 + e_3^2 + e_4^2 + a_e^2 + b_e^2) \quad (16)$$

Daha sonra Denklem 16'nın türevi alınarak Denklem 17 yazılır.

$$\dot{V}(t) = e_1\dot{e}_1 + e_2\dot{e}_2 + e_3\dot{e}_3 + e_4\dot{e}_4 - \dot{a}_n a_e - \dot{b}_n b_e \quad (17)$$

Gerekli düzenlemeler yapılarak Denklem 18 elde edilir.

$$\dot{V}(t) = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - k_3 e_3^2 - k_4 e_4^2 - a_e(\dot{a}_n + e_2 e_1) - b_e(\dot{b}_n + e_3 e_4) \quad (18)$$

Belirlenen parametreler Denklem 19'daki yasa esas alınarak güncellenir.

$$\begin{aligned} \dot{a}_n &= -e_2 e_1 + k_5 a_e \\ \dot{b}_n &= -e_3 e_4 + k_6 b_e \end{aligned} \quad (19)$$

Gerekli düzenlemeler yapılıncı Denklem 20 elde edilir.

$$\dot{V}(t) = -(k_1 e_1^2 + k_2 e_2^2 + k_3 e_3^2 + k_4 e_4^2 + k_5 a_e^2 + k_6 b_e^2) \quad (20)$$

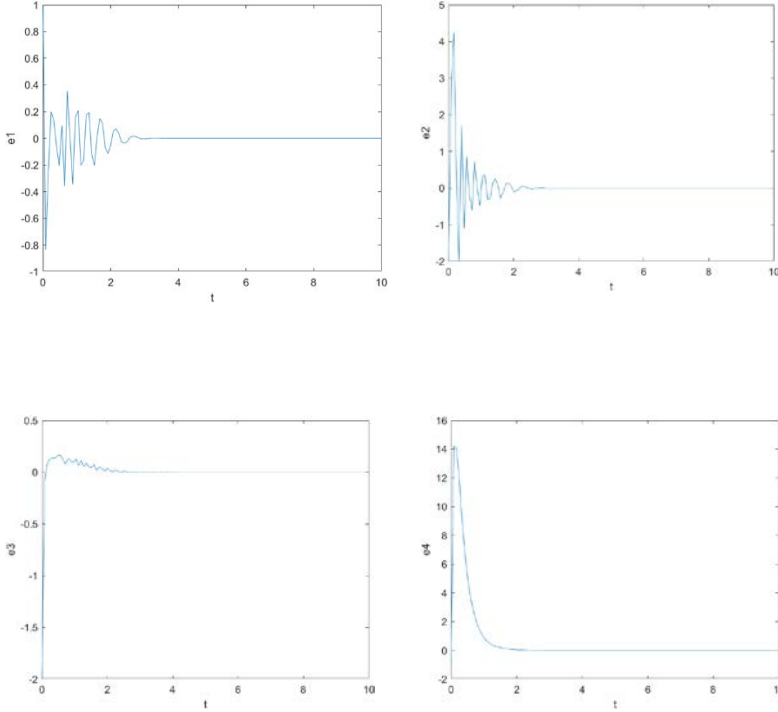
Burada tüm k değerleri pozitif olarak alındığında, sistem negatif yarı tanımlıdır ve kararlı olduğu ispatlanmıştır.

2.3.Hiperkaotik Sistemin Senkronizasyonun Sayısal Simülasyonu

Bu bölümde, tasarlanan senkronizasyonun simülasyon sonuçları verilecektir. Oluşturulan kontrolörün senkronizasyondaki uygulanabilirliğini ve etkinliğini göstermek

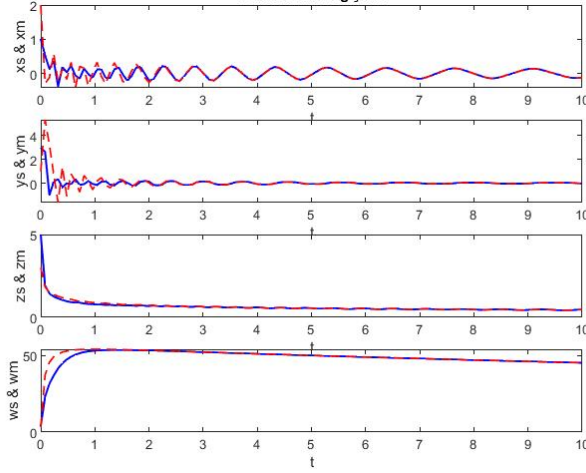
için Matlab yazılımı kullanılarak simülasyonlar gerçekleştirilmiştir. Simülasyon için başlangıç koşulları $x_m(0) = 1$, $y_m(0) = 3$, $z_m(0) = 5$, $w_m(0) = 4$ ve $x_s(0) = 2$, $y_s(0) = 1$, $z_s(0) = 3$, $w_s(0) = 3$ olarak alınmıştır. Şekil 8’de senkronizasyon hataları gösterilmektedir.

Şekil 8. Tüm Durumların Hatalarının Gösterimleri



Grafiklerden de görüldüğü üzere senkronizasyon hatası kısa bir süre içerisinde 0 değerine ulaşmaktadır. Senkronizasyon işlemi sırasında oluşan durumların değişimi ise Şekil 9’da gösterilmiştir.

Şekil 9. Adaptif Senkronizasyon Sırasında Oluşan Ana ve Köle Sistem Durumlarının Değişimi



3. GÜVENLİ İLETİŞİM UYGULAMASI

Çalışmanın bu aşamasında, gerçekleştirilen kaotik sistem senkronizasyonunun güvenli haberleşme üzerine bir uygulaması sunulmaktadır. Senkronize edilmiş kaotik sistemlerin kullanıldığı analog güvenli iletişimde, iletilen sinyal (sig) ana sistem durumlarından birine (örneğin x_m) eklenerek alıcı tarafa iletilecek olan kodlanmış sinyali (kd) oluşturur ve bu sinyal, kölenin çıkışını ana sistemle senkronize etmek için ihtiyaç duyduğu diğer sinyalle birlikte alıcı tarafa iletilir. Alıcı tarafında, şifresi çözülmüş sinyali (cs) oluşturmak için kodlanmış (kd) sinyal kölenin karşı durumundan (x_s) çıkarılır. Verici tarafındaki kodlanmış sinyal Denklem 21 gibi yazılır.

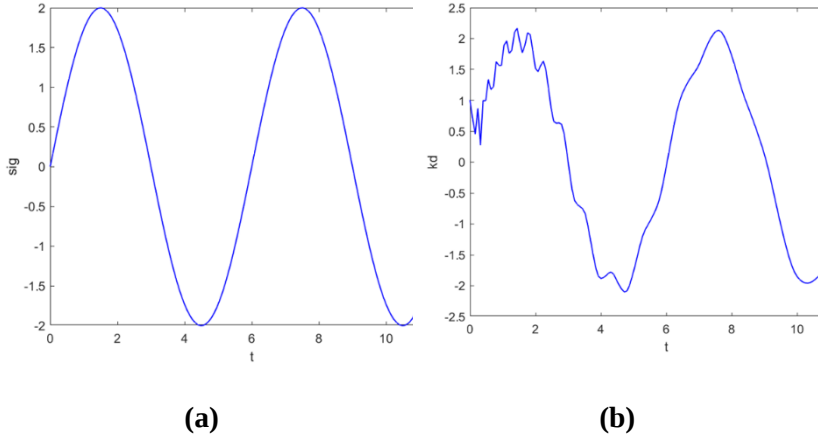
$$kd = sig + x_m \quad (21)$$

Alıcı tarafındaki çözülmüş sinyal ise Denklem 22'de verildiği gibidir.

$$cs = kd - x_s \quad (22)$$

Tam senkronizasyon sağlanırsa, $x_m = x_s$ olduğunda sinyalin tamamen geri alınacağı açıktır, yani $cs = sig$ eşitliği oluşur. Testimizde, $sig = 2 \sin(60t)$ sinüzoidal sinyali, iletilecek sinyal olarak alınmıştır. İletilen ve kodlanmış sinyal Şekil 10’da gösterilmektedir.

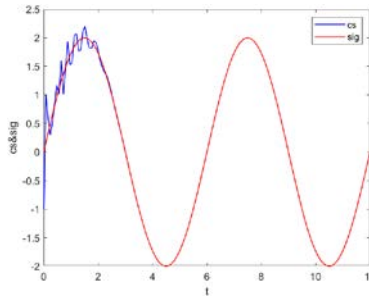
Şekil 10. (a) İletilen sinyal (sig), (b) Kodlanmış sinyal kd



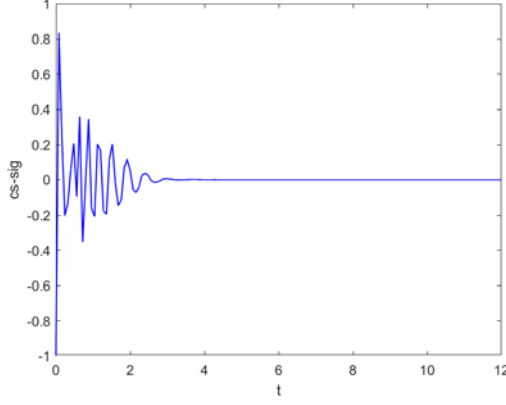
Şekil 11’de ise çözülmüş sinyal ile iletilen sinyal aynı grafik üzerinde gösterilmekte ve Şekil 12’de ise sinyaller arasındaki fark zamana göre çizdirilmiştir.

Şekil 11 ve Şekil 12 incelendiğinde, iletilen sinyalin alıcıda hatasız ve çok kısa sürede çözüldüğü görülmektedir.

Şekil 11. İletilen ve Çözdürülen Sinyaller



Şekil 12. İletilen ve Çözdürülen Sinyaller Arasındaki Farkın Değişimi



Uygulamadan da görüleceği üzere önerilen yeni hiperkaotik sistemin, başarılı bir şekilde senkronizasyonu oluşturulmuş ve güvenli haberleşme uygulamasında kullanılmıştır.

4. SONUÇLAR

Bu araştırmada daha önce önerilmiş olan yeni bir 4 boyutlu hiperkaotik sistem kullanılmıştır. Sistem ayrıntılı bir şekilde incelenmiş ve dinamik özellikleri araştırılmıştır. Sistemin bazı ilgi çekici özelliklere ve olağandışı davranışlara sahip olduğu keşfedilmiştir. Bundan sonra, bilinmeyen parametre özellikleri dikkate alınarak, sunulan sistem için bir senkronizasyon sistemi oluşturulmuştur. Tasarım tekniği, bilinmeyen parametreler için güncelleştirme değerleri oluşturmak üzere Lyapunov teorisine sahip temel bir kontrolöre dayanmaktadır. Senkronizasyon tekniği, biri ana diğeri köle için olmak üzere iki özdeş kaotik şema için oluşturulmuştur. Tasarlanan senkronizasyonun Matlab yazılımında simülasyonu gerçekleştirilmiş ve simülasyon sonuçları incelenmiştir. Simülasyon sonuçlarına göre senkronizasyonun başarılı bir şekilde çalıştığı gözlemlenmiştir.

Daha sonra tasarlanan senkronizasyon yapısı güvenli iletişim uygulamasında kullanılmış ve başarılı sonuçlar elde edilmiştir.

KAYNAKÇA

- Abarbanel, H. D., Brown, R. ve Kennel, M. B. (1991). Lyapunov exponents in chaotic systems: Their importance and their evaluation using observed data. *International Journal of Modern Physics B*, 5(09), 1347-1375.
- Carroll, T. L. (1994). Synchronizing chaotic systems using filtered signals. *Physical Review E*, 50(4), 2580-2587. doi:10.1103/PhysRevE.50.2580
- Chen, S. ve Lü, J. (2002a). Synchronization of an uncertain unified chaotic system via adaptive control. *Chaos, Solitons & Fractals*, 14(4), 643-647. doi:10.1016/S0960-0779(02)00006-1
- Chen, S. ve Lü, J. (2002b). Parameters identification and synchronization of chaotic systems based upon adaptive control. *Physics Letters A*, 299(4), 353-358. doi:10.1016/S0375-9601(02)00522-4
- di Bernardo, M. (1996). A purely adaptive controller to synchronize and control chaotic systems. *Physics Letters A*, 214(3), 139-144. doi:10.1016/0375-9601(96)00182-X
- Elabbasy, E. M., Agiza, H. N. ve El-Dessoky, M. M. (2006). Adaptive synchronization of a hyperchaotic system with uncertain parameter. *Chaos, Solitons & Fractals*, 30(5), 1133-1142. doi:10.1016/j.chaos.2005.09.047
- Emiroglu, S., Akgül, A., Adıyaman, Y., Gümüş, T. E., Uyaroglu, Y. ve Yalçın, M. A. (2022). A new hyperchaotic system from T chaotic system: Dynamical analysis, circuit implementation, control and synchronization. *Circuit World*, 48(2), 265-277.
- Frederickson, P., Kaplan, J. L., Yorke, E. D. ve Yorke, J. A. (1983). The Liapunov dimension of strange attractors. *Journal of differential equations*, 49(2), 185-207.

- Hahn, W. (1967). *Stability of motion* (C. 138). Springer.
- Holden, A. V. (2014). *Chaos* (C. 461). Princeton University Press.
- Kocarev, L. ve Parlitz, U. (1995). General Approach for Chaotic Synchronization with Applications to Communication. *Physical Review Letters*, 74(25), 5028-5031. doi:10.1103/PhysRevLett.74.5028
- Kolumban, G., Kennedy, M. P. ve Chua, L. O. (1998). The role of synchronization in digital communications using chaos. II. Chaotic modulation and chaotic synchronization. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, 45(11), 1129-1140. IEEE
- Li, C. ve Liao, X. (2004). Complete and lag synchronization of hyperchaotic systems using small impulses. *Chaos, Solitons & Fractals*, 22(4), 857-867. doi:10.1016/j.chaos.2004.03.006
- Lorenz, E. N. (1963). Deterministic nonperiodic flow. *Journal of atmospheric sciences*, 20(2), 130-141.
- Munoz-Pacheco, J. M., García-Chávez, T., Gonzalez-Diaz, V. R., de La Fuente-Cortes, G. ve Gómez-Pavón, L. del C. (2020). Two new asymmetric Boolean chaos oscillators with no dependence on incommensurate time-delays and their circuit implementation. *Symmetry*, 12(4), 506.
- Murali, K. ve Lakshmanan, M. (1998). Secure communication using a compound signal from generalized synchronizable chaotic systems. *Physics Letters A*, 241(6), 303-310. doi:10.1016/S0375-9601(98)00159-5
- Ozpolat, E. ve Gulten, A. (2023). A Novel 4D Hyperchaotic System with Its Dynamical Analysis and Synchronization. *2023 11th International Symposium on Digital Forensics and Security (ISDFS)* içinde (ss. 1-5). IEEE.

- Pecora, L. M. ve Carroll, T. L. (1990). Synchronization in chaotic systems. *Physical Review Letters*, 64(8), 821-824. doi:10.1103/PhysRevLett.64.821
- Rossler, O. E. (1979). An equation for hyperchaos. *Physics Letters A*, 71(2), 155-157. doi:10.1016/0375-9601(79)90150-6
- Wolf, A., Swift, J. B., Swinney, H. L. ve Vastano, J. A. (1985). Determining Lyapunov exponents from a time series. *Physica D: Nonlinear Phenomena*, 16(3), 285-317. doi:10.1016/0167-2789(85)90011-9
- Yu, W., Wang, J., Wang, J., Zhu, H., Li, M., Li, Y. ve Jiang, D. (2019). Design of a New Seven-Dimensional Hyperchaotic Circuit and Its Application in Secure Communication. *IEEE Access*, 7, 125586-125608. IEEE
- Zelinka, I. ve Senkerik, R. (2023). Chaotic attractors of discrete dynamical systems used in the core of evolutionary algorithms: State of art and perspectives. *Journal of Difference Equations and Applications*, 29(9-12), 1202-1227. doi:10.1080/10236198.2023.2220416

NdFeB MIKNATISLI TÜBÜLER L NEER MOTORUN (TLM) SONLU ELEMANLAR METODU (FEM) İLE TASARIMI, YAPISAL PARAMETRE ANALİZİ VE BULANIK KONTROLÜ

 rafetdin BALO LU¹

Adem G LC K²

İsmail SARITA ³

1. GİRİ 

Miknatis malzemelerinde ya anan geli meler kullanım alanlarını artırmı tır. Maglev trenler, savunma sanayisi, tıbbi cihazlar, motor teknolojisi kullanım alanlarına örnek verilebilir. Asenkron motorla mukayese edildiğinde TLM, yüksek verimlilik, yüksek tork, yüksek güç faktörü ve düşük kayıp gibi avantajlara sahiptir. Bu nedenlerle TLM, günlük hayatta yaygın olarak kullanılırlar (Han, Li, & Xia, 2010; Huang, Tan, Wang, & Li, 2016; Rao, Gao, Li, & Qu, 2016). İndüksiyon motorun x-y ekseninde açılmış hali olan lineer motorlar (LM), seri  retim

¹ Selçuk Üniversitesi, Fen Bilimler Enstitüsü, Elektrik-Elektronik Mühendisliği, serefbal@gmail.com, ORCID: 0000-0002-6541-4023.

² Doç. Dr., Selçuk Üniversitesi, Teknoloji Fakültesi, Bilgisayar Mühendisliği, adem.golcuk@selcuk.edu.tr, ORCID: 0000-0002-6734-5906.

³ Prof. Dr., Selçuk Üniversitesi, Teknoloji Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği, isaritas@selcuk.edu.tr, ORCID:0000-0002-5743-4593.

Bu  alı ma,  rafetdin BALO LU'nun "Pulse Oksimetre Senkronlu Yeni Nesil Oksijen Konsantratör Tasarımı, Gerçekleştirilmesi ve Yapay Zek  ile Kontrolü" isimli doktora tezinden üretilmiştir.

aşamalarında kullanılabilmesi, hızı, hassasiyeti, düşük gürültü, daha az aşınma ve kolay kontrol gibi avantajlara sahiptir.

Lineer Senkron Motorlar (LSM), tübüler (silindirik) veya Flat (düzlemsel), tek veya çift taraflı, demir veya hava çekirdekli, slotlu veya slotsuz, enine veya boyuna akılı vb. niteliklere göre sınıflandırılabilir (Gieras & Piech, 2000).

Kore Makine ve Malzeme Enstitüsü tarafından tasarlanan ve üretilen serbest pistonsuz yer değiştirici (FPFD) tipi Stirling kriyo-soğutucu için optimum çalışma koşullarında tasarım ve üretim süreçleri anlatılmış, şarj basıncı ve çalışma frekansının etkileri sunulmuş değerlendirilmiştir. Stirling kriyosoğutucuda kompresörün karşılıklı pistonlarını çalıştırmak için karşılıklı doğrusal motorlar kullanılmıştır. Genelde, şarj basıncı ile kompresörün optimum çalışma frekansının doğru orantılı olduğu ancak yer değiştiricinin rezonans frekansının sabit olduğu belirtilmiştir (Park et al., 2002).

Hareketli mıknatıslı lineer motorun statik kuvvet özellikleri, sayısal FEA ve manyetik devre analizi ile incelenmiş, deneysel araştırmalarla doğrulanmıştır. Çin Ulusal Doğa Bilimleri Vakfınca desteklenen, Şangay Teknik Fizik Enstitüsünde imalatı yapılan lineer motorun itme kuvvetinin bobine uygulanan uyartım akımı ile arasında yaklaşık doğrusal bir ilişkinin olduğu, optimum çalışma frekansının doğal çalışma frekansının biraz altında olması gerektiği belirlenmiştir. Oluşan kuvvet üzerinde sıkıştırılan gazın sertlik ve nem faktörünün de etkili olduğu bildirilmiştir (N. Chen, Tang, Wu, Chen, & Xu, 2007).

Hareketli bir mıknatısın statik ve dinamik özellikleri üzerine hesaplamalı araştırmalar yapılmıştır. Hareketli mıknatıslı lineer motoru modellemek için eşdeğer manyetik devreler ve sonlu eleman yaklaşımları kullanılmıştır. Çalışmada, sabit mıknatıstan yapılmış pistonun hem iç hem de dış ölü noktalarına

yerleştirilmiş 2 elektromıknatıs kullanarak emme stroku yaptığı ve silindire hava emdiği bir elektromanyetik hava kompresörü tasarımı ve simülasyon sonuçları yayınlanmıştır. Piston yarıçapı 50 mm, silindir uzunluğu 300 mm, silindir dış malzemesi alüminyum ve iç piston malzemesi demir kullanılmıştır (Bose et al., 2015).

Lineer kompresörlerin küçük fiziksel boyutlara indirgenğinde potansiyelinin geleneksel kompresörlerden daha iyi olduğu, lineer kompresörlü sistemin soğutma kapasitesinin, uyarma geriliminin kolayca değiştirilerek modüle edilebileceği belirtilmiştir. Neodyum mıknatıslar gibi kuvvetli manyetik malzemelerin geliştirilmesiyle birlikte, özellikle Stirling’de, soğutma ve kriyojenik mühendislik alanlarında hareketli mıknatıslı lineer kompresörler tanıtılmıştır (Liang, 2017).

21. yüzyılın başından beri, yüksek güç yoğunluğu ve verimlilik ihtiyacı sebebiyle birçok kalıcı mıknatıslı yapılar üzerine Ar-Ge faaliyetleri sürdürülmektedir. İki kompresör pistonu, çift statorlu lineer endüksiyon makinesi tarafından tahrik edilen ileri geri kafes içinde hareket etmektedir. Doğrusal endüksiyon makinesi (LIM), iki farklı test düzeneğinde değerlendirilmiştir: İlk olarak LIM, mekanik çıkış gücünün ölçülmesini sağlayan bir yük motoru ile test edilmiş, ikincisinde ise, serbest pistonlu gaz kompresörü ortam havası ile test edilmiş, tahliye basıncı ve çıkış debisi ölçülmüştür. Salınlı lineer motorlar için mekanik sürtünme kayıplarının bir sorun teşkil ettiğini belirtmişler ve verimli hareket ettirici yatak araştırmasının önemine değinmişlerdir. Parazitlere sebep olan yanıl relüktans kuvvetinin telafisi için hem stator akımlarının hem de akı yoğunluklarının kontrolünü sağlayan altı kanallı bir inverter ile kontrolünü önermişlerdir (Rafetseder, Amrhein, & Poltschak, 2020).

Arçelik A.Ş.- T.C. Bilim, Sanayi ve Teknoloji Bakanlığı'nın destekleriyle yapılan çalışmada, ev tipi buzdolapları için yeni bir hareketli mıknatıslı lineer kompresörün CAD modeli ile ayrıntılı bir tasarımı verilmiştir. R600 gazın sıkıştırılması durumunda lineer kompresörün ayrıntılı analitik dinamik modeli sunulmuştur. Test düzeneği yardımıyla sunulan tüm analitik modellerin doğruluğu kanıtlanmıştır (Bijanazad, Hassan, Lazoglu, & Kerpicci, 2020).

Doğrusal elektromanyetik fırlatma teknolojisine yönelik ilginin artması ve bu alanda yaşanan gelişmeler nedeniyle uçak ivmelendirme, hızlı tren sistemleri, füze fırlatma sistemleri vb. birçok akademik çalışma yapılmaktadır. Geleneksel düz lineer motorlara göre TLM verimlilik, güç faktörü, kuvvet yoğunluğu ve diğer bazı performans göstergelerinde daha avantajlıdır (Hao Chen, Zhan, & Nie, 2019).

Silindirik yapılu kalıcı mıknatıslı lineer fırlatıcının (TPMLL) temel yapısı tanıtlıp ilk boyutları verilen TPMLL'nin performansını iyileştirmek için optimizasyon yöntemi kullanılıp elektromanyetik itme, elektromanyetik kuvvet gibi optimizasyon hedefleri optimize edilmiştir. Sonlu eleman modeli (FEM) kullanarak nihai model ile ilk modelin parametreleri karşılaştırılmıştır (Hao Chen, Zhan, Nie, & Zhao, 2019).

Stirling motorları için yeni bir yapıya sahip tek fazlı tübüler sabit mıknatıslı lineer jeneratör (TPMLG) önerilmiştir. Mekanik enerjiyi elektrik enerjisine dönüştürmek amacıyla TPMLG kullanılmıştır. Elektromanyetik alan analizi FEM ile yapılmıştır. TPMLG strok aralığının -0.015m, 0 ve 0.015 m olduğu bildirilmiştir. Stator ve kalıcı mıknatıslardan oluşan hareket ettirici her iki uçtan yayla sabitlenmiştir. Mıknatıslar radyal yapıdadır ve zıt kutuplu konumlandırılmıştır (Hao Chen, Zhan, Wang, & Nie, 2019).

Yapılan çalışmada, tek fazlı, silindirik hareketli mıknatıslı lineer jeneratör tasarlanmıştır. Lineer jeneratörün 75 Hz'lik frekans altındaki ileri-geri hareketin elektromanyetik özellikleri analiz ve test edilmiştir. %82 oranında üretim verimliliği rapor edilmiştir. Tasarlanan tek fazlı, hareketli mıknatıslı lineer jeneratörün, kompakt, hafif, verimli ve güvenilir olma avantajlarına sahip olduğu bildirilmiştir (H Chen, Liang, Nie, & Liu, 2017; Hao Chen, Zhao, Wang, & Nie, 2020).

Elektrik enerjisi üretim sisteminde kullanılan serbest pistonlu motorlar için tübüler, tek fazlı hareketli bobinli lineer jeneratör tasarlanmıştır. Tek fazlı hareketli bobin lineer jeneratör tasarımı, daha hızlı tepkiye, daha az hareketli kütleye ve daha iyi kontrol edilebilirliğe sahiptir. Daha düşük güç yoğunluğu, bakır kaybı bu tasarımın dezavantajıdır. Ayrıca hareketli bobinin aşırı ısınması söz konusu olup soğutulması zordur (Hu, Xu, Yang, & Liu, 2020; Xu & Chang, 2010; Yang, Xu, Liu, Liu, & Yu, 2019).

Elektrik enerjisi üretim sisteminde kullanılan serbest pistonlu motorlar için tübüler, tek fazlı hareketli bobinli lineer jeneratörün elektromanyetik karakteristik analizi yapılmıştır. Analiz edilen lineer jeneratörün performansını ve özelliklerini doğrulamak için prototip üretilip test edilmiştir. Bir ana motor tarafından sağlanan mekanik enerjiyi kullanan lineer jeneratör, bu enerjiyi elektrik enerjisine çevirmiştir. Geliştirilen tek fazlı hareketli mıknatıslı lineer jeneratörün kararlı bir yapıya ve yüksek güç yoğunluğuna sahip olduğu bildirilmiştir. Çalışmada üç fazlı hareketli mıknatıslı lineer jeneratör ile karşılaştırıldığında tasarlanan tek fazlı lineer jeneratörün, yüksek hızlarda ileri geri hareketli serbest pistonlu motorları etkinleştirmek için daha uygun olduğu bildirilmiştir (Hu, Xu, Sun, & Liu, 2020).

Serbest pistonlu motorlar için tübüler üç fazlı hareketli mıknatıslı lineer jeneratör tasarlanmıştır. Tasarımın hareketli parça ağırlığı 6 kg, kullanılan mıknatıs kalınlığı 6 mm, hava aralığı 1

mm sabit alınmıştır. Yakıt-hava odacığında meydana gelen yanma işlemi neticesinde kimyasal enerjiden elektrik enerjisi üretimi amaçlanmıştır. Lineer jeneratörün elektromanyetik özellikleri sonlu elemanlar yöntemleriyle tahmin edilmiştir. Tasarımın, yüksek verimlilik ve güç yoğunluğu avantajı yanında üretim süreci kontrolü zordur. Ölçülen test sonuçlarının tasarım, analiz ve performans tahminlerini doğruladığını bildirmişlerdir (Wang, West, Howe, Zelaya-De La Parra, & Arshad, 2007).

Serbest pistonlu motor jeneratör sistemlerinde kullanılan lineer jeneratörün temel parametrelerini iyileştirmek için boyunduruksuz hareket ettiricili yeni bir çift statorlu kalıcı mıknatıslı lineer jeneratörü tanıtılmıştır. Jeneratörün hareketli parçasını harekete geçirmek için yüksek hızlı ve yüksek frekanslı bir lineer aktüatör veya dönen bir elektrik motoru ve bir krank mili kullanılmıştır. Bu sayede mekanik enerjiden elektrik enerjisi üretmişlerdir. Jeneratörde tübüler yapıda sargılar ve kalıcı mıknatıs yapısı kullanılmıştır. Tüm lineer jeneratör türleri arasında, boru şeklindeki (tübüler) kalıcı mıknatıslı tipi, güçlü bir manyetik alan oluşturma yeteneği, kabul edilebilir verimliliği, saçaklanma ve stator-yarıklama etkilerini ortadan kaldırması nedeniyle daha fazla dikkat çektiğini belirtmişlerdir (Tajdiny, Monsef, & Lessani, 2021).

Çift yanlı, hava çekirdekli yüksek konum hassasiyetine sahip lineer bir motoru, robotik ve otomasyon alanlarına yönelik olarak tasarlanmıştır. Hareketli parça üzerinde fazladan manyetik yük bulunmaması ve bu yükün stator sırt demiri ile manyetik etkileşime girememesinden dolayı hava çekirdekli yapı düzgün hareket kabiliyeti sağlamıştır. Yapının çift yanlı oluşu motorun yüksek ve düşük hızlarda çalışmasını ve ivmelenmesini sağlamıştır. Tasarlanan motorda ısı ve kapladığı yer problem olarak tanımlanmıştır. Mıknatıslar, sargılar ve stator sırt demiri motorun üç ana bölümüdür. Lineer motorda 22 çift mıknatıs ve 6 bobin bulunmaktadır. Tasarlanan lineer motor sargıları üzerinde

Ansys Maxwell yazılımı ile optimizasyon çalışmaları yapılmıştır. Analizler sonucunda üretilen motorda 4 mıknatıs- 3 sargı yapısı seçilmiştir. Analizler FEM kullanılarak yapılmıştır (Taşkın, 2015).

Lineer motor yapılı engelli asansörü tasarımı ve lineer motor için elektromanyetik hesaplamaları yapılan engelli asansör tasarımları için tübüler lineer motor ve dairesel mıknatıs kullanımını önermişlerdir (Oruç & Dikmen, 2020).

Literatürde genelde mekanik enerjiyi elektrik enerjisine dönüştüren çalışmalardan farklı olarak bu çalışmada elektrik akımı uyartımıyla bir mekanik hareket sağlayan lineer motor tasarımı önerilmiş ve gerçekleştirilmiştir. TLM; tek fazlı sabit bobinli, hareketli neodyum mıknatıslı milden meydana gelmiştir. Ansys Maxwell3D ortamında FEM ile magnetostatik ve transient analizleri yapılmıştır. Maxwell analizleri sonrasında prototip tek fazlı iki sargılı hareketli kalıcı mıknatıslı TLM'nun deneysel çalışmaları tamamlanmıştır. FEM ile Prototip TLM' un çapı, spirakım uyartım değerleri, bobinlerin sarıldığı materyalin kalınlığı ile mıknatıslar arası mesafe gibi yapısal parametrelerin itme kuvveti üzerine olan analizleri yapılmıştır.

2. MATERYAL & METOD

Çalışmada TLM magnetostatik ve transient analizleri için Ansys Maxwell3D yazılımı ile FEM kullanılmıştır. Kalıcı mıknatıslı motor tasarımında mıknatıs seçimi son derece önemlidir. SmCo alaşımlarından sonra günümüze kadar üretilmiş olan nadir toprak elementi mıknatısları içerisinde en yüksek enerjiye ve kalıcı indüksiye sahip NdFeB (neodyum) mıknatıslarıdır. NdFeB mıknatıslar Neodimyum, Demir ve Bor elementlerinden yapılmışlardır. NdFeB mıknatıslar, diğer mıknatıslara göre yüksek enerji çarpanına, kalıcı akı yoğunluğuna sahiptir. Tasarlanan motor boyutunu küçültme imkânı

vermektedir. Ancak Curie sıcaklığı düşük ve maliyeti yüksektir. Tasarımı yapılan TLM' n da 8 mm çapında 8 mm yüksekliğinde silindirik yapılı N35 tipi neodyum mıknatıslar kullanılmıştır.

2.1. FEM ve Ansys

FEM, farklı alanlardan gelen mühendislik problemlerini çözmek için araştırmacılar, mühendisler ve bilim insanları tarafından kullanılan bir yöntemdir. FEM ile, doğada karşılaşılan her olay fizik kanunları, matematik dili aracılığıyla anlaşılmaya çalışılmaktadır. Elektromanyetik problemlerin çözümünde ve tasarımında kullanılan bir metottur. FEM, uygun sınır ve başlangıç koşulları ile sonlu bir uzaysal kısmi türev denklem seti ile tanımlanabilen herhangi bir mühendislik problemini çözebilmektedir. Problemler, otomotiv, havacılık, nükleer, biyomedikal vb. gibi farklı alanlardan gelen statik, kararlı hal veya geçici mühendislik uygulamaları olabilir.

FEM, sağlam bir teorik temele dayanır. Alanlardan gelen hesaplamaların kesin çözüme doğru doğruluğunu sağlayan matematiksel teoremlere dayanmaktadır. Alan çözümleri için uzamsal ayrıklaştırma rafine edilir ve tahmin edilen sabitlere uyarlanarak kullanılır.

Her olay kendine ait büyüklükler kullanılarak cebirsel, diferansiyel ve integral denklemler yardımıyla ifade edilebilmektedir.

Bir sistemin alt parçalara ayrılabilen bir model olduğunu, malzeme özellikleri tanımlanarak uygulayıcıya ait sınır şartları tanımlanarak FEM ile elektromanyetik, elektrostatik vb. analizler rahatlıkla yapılabilir. Örnek vermek gerekirse, mevcut küp şeklinde elektriksel bir malzemenin Ansys Maxwell yazılımı ile manyetik analizlerinin FEM ile yapıldığında; bu küp malzeme küçük küçük parçalara ayrılmakta ve bu küçük parçaların her birinde maxwell denklemleri çözümlenmektedir. Bu şekilde küp malzemenin elektromanyetik analizleri

gerçekleştirilmektedir. FEM'in temel mantığı; karmaşık bir problemi basite indirgeyerek çözüme götürmektir. Örnekteki küpün, küçük parçalarında Ansys Maxwell yazılımı kullanılarak Maxwell denklemleri çözülerek simülasyonları yapılmaktadır. Küpün küçük parçaları üzerinde; elektromanyetiğin temel denklemlerinden Faraday'ın endüksiyon yasası, Gauss magnetizma yasası, Amper yasası, Gauss yasası kullanılarak çözümlemeler yapılmaktadır. Ansys Maxwell yazılımı içerisinde Çizelge 1'de verilen Maxwell denklemleri kullanılarak adaptif mesh özelliği ile birlikte magnetostatik çözücü ile çözümlemeler yapılabilmektedir (Gieras & Piech, 2000; Inc, 2012; Oğuz, 2021; Taşkın, 2015).

Çizelge 1. Maxwell Eşitliklerinin Genelleştirilmiş Formları

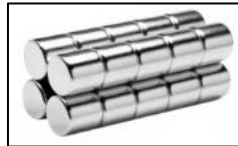
	Diferansiyel Form	İntegral Form
Ampere'nin devre yasası	$\nabla \times H = J + \frac{\partial D}{\partial t}$	$\oint_L H \cdot dl = \oint_s \left(J + \frac{\partial D}{\partial t} \right) ds$
Manyetik alanlar için Gauss Yasası	$\nabla \cdot B = 0$	$\oint_s B \cdot ds = 0$
Faraday Yasası	$\nabla \times E = -\frac{\partial B}{\partial t}$	$\oint_L E \cdot dl = -\frac{d}{dt} \oint_s B \cdot ds$
Gauss Yasası	$\nabla \cdot D = \rho_v$	$\oint_s D \cdot ds = \oint_v \rho_v \cdot dv$

Kaynak: (Sadiku, 2011)

2.2. Neodyum Mıknatıs

TLM'in hareketli mili üzerinde kullanılacak neodyum mıknatısın fiziki görünümü Şekil 1'de, mıknatıs özellikleri Çizelge 1'de verilmiştir.

Şekil 1. Kullanılan N35 tipi NdFeB Mıknatıslar



Çizelge 1. TLM'n da kullanılan NdFe35 mıknatıs materyal özellikleri

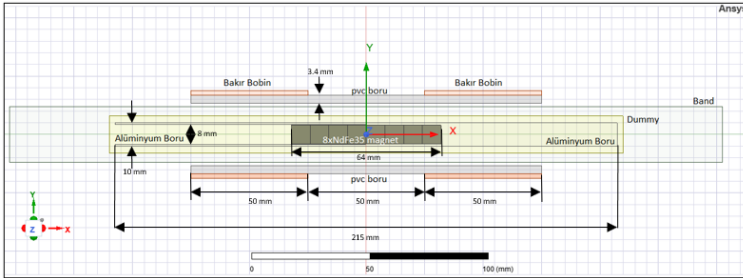
Parametre Adı	Tip	Değer	Birim
Relative Permeability	Simple	1.0997785406	
Bulk Conductivity	Simple	625000	siemens/m
Magnetic Coercivity (H_{cb})	Vector	-890000	A_per_meter
Mass Density	Simple	7400	kg/m ³
Remanence (B_r)	Simple	1.23	T
Max. Working Temp (T_c)		80	°C
Young's Modulus	Simple	147000000000	N/m ²

Kaynak: (Oğuz, 2021; Taşkın, 2015).

2.3. Prototip TLM Tasarımı

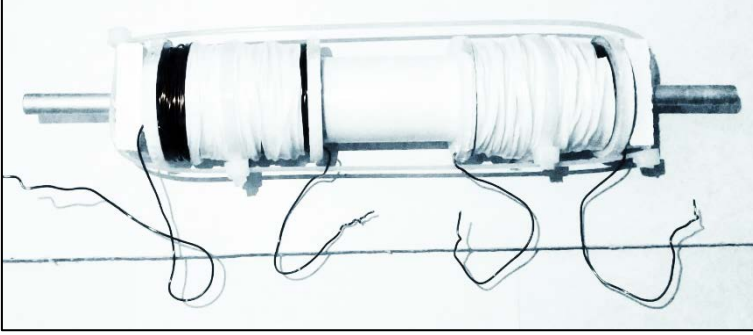
Literatürde son yıllarda lineer aktüatör çalışmalarında, sabit bobin hareketli mıknatıs yapıları önerilmektedir. Hareketli bobin yapılı aktüatörlerde harekete bağlı olarak zamanla bobinde dağılma, tellerde kopma ve ısınmalar olabilmektedir. Bu nedenlerden dolayı sabit bobin-hareketli mıknatıs yapılı TLM tasarımı tercih edilmiş ve Şekil 2’de bu tasarıma ait 2B görünümü verilmiştir. Şekil 3’te gerçekleştirilen prototip TLM görülmektedir.

Şekil 2. TLM’un 2B Kesit Görüntüsü



Kaynak: (Baloglu, Saritas, Yasar, & Golcuk, 2023)

Şekil 3. Prototip TLM Görünümü



TLM, tek faz ve seri bağlı iki bobinden oluşmaktadır. Her bir sargı, 1mm çapında dışı izole vernikli bakır tel kullanılarak 300 spirden oluşmaktadır. Laboratuvar ortamında sarılan seri bağlı bobin LCR metre kullanılarak bobin endüktansı 68uH, omik direnci 3,4 Ω olarak ölçülmüştür.

Tasarım için $\pm 15V$ DC besleme kaynağı, Pulse Voltage Source kaynağı kullanılan prgramda seçilmiş, Validation Check işlemi yapılarak tasarımda herhangi bir hatanın olmadığı doğrulanmıştır. Motion Setup parametre ayarı ile Dummy nesnesi için orijinden +y eksenini doğrultusunda ± 30 mm stroke hareketi verilmiştir.

2.4. FEM ile Prototip TLM Yapısal Parametre Analizi

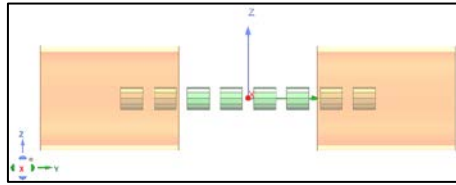
TLM performansı ile ilgili pek çok yapısal parametre bulunmaktadır. Kalıcı mıknatısın genişlik-kalınlık ve aralarındaki mesafe, stator yapısı gibi parametreler elektromanyetik itme kuvveti üzerinde önemli bir etkiye sahiptir. Bu parametreler içinde kalıcı mıknatısın maliyeti göz önünde bulundurularak kalıcı mıknatıs boyutu makul ölçülerde seçilmiştir.

TLM performansını etkileyen yapısal parametrelerin bilimsel olarak nasıl belirleneceği zor bir problemdir. TLM, tasarım ve optimizasyon için büyük zorluklar getiren çoklu

yapısal parametre, güçlü bağlantı ve karmaşık doğrusal olmayan bir sistemdir. TLM parametre optimizasyon sürecinde, bir optimizasyon hedefi optimal bir değere ulaştığında, diğer optimizasyon hedefleri bu arada optimal bir değer elde edemeyebilir veya bunun tersi de geçerli olabilir. Bu nedenle, optimizasyon hedefleri arasında karşılıklı bir kısıtlama ve etki vardır. Bu zor problem karşısında Ansys Maxwell3D ortamında FEM analizi yapılarak elektromanyetik itmeyi artırmaya yönelik olarak; prototip çalışması gerçekleştirilen TLM’da kullanılan 8 adet NdFeB mıknatısları arasındaki mesafe, $F=N \times I$ manyetomotor kuvveti gibi parametrelere yönelik optimetriks analizler yapılmıştır.

Tasarımda kullanılan mıknatıslar arası mesafenin analizini yapabilmek için move isimli bir parametre tanımlanmıştır. Move parametresi 0 mm, 4 mm ve 8 mm olacak şekilde ayarlanmıştır. Move = 8 mm değerinde mıknatıslar arası mesafe 8 mm olmakta, mıknatıslar orijine göre $\pm y$ eksenleri boyunca eşit aralıklarla konumlandırılmaktadır. Move parametresine göre mıknatısların konumları Şekil 4’de gösterilmiştir.

Şekil 4. Move=4 mm, Bobinler ve Mıknatısların Konumu



Kaynak: (Baloglu et al., 2023)

Manyetomotor kuvveti $F=N.I$, Ansys Maxwell belgelerinde “amper . tur” olarak ifade edilmektedir. 750 değeri, N (spir) birimi olmadığı için 750 spir x 1amper veya 300 spir x 2,5 amper şeklinde düşünülebilir. Tasarımdaki bobinlerin her biri 300 spir olduğundan burada 300 spir x 2,5 A olarak düşünülmüştür. F kuvvetinin, uygulanan akım değerine göre

değişimini analiz edebilmek içinde AMP_TUR isimli ikinci bir parametre tanımlanmıştır. Bu parametreye ise 750 ve 1500 olmak üzere iki farklı değer atanmıştır. Optimetriks parametre analizi için tanımlanmış parametreler ve iterasyon tablosu Çizelge 2’de verilmiştir.

Çizelge 2. Optimetriks Parametre Tablosu

AMP_TUR	move
750 A	0 mm
1500 A	0 mm
750 A	4 mm
1500 A	4 mm
750 A	8 mm
1500 A	8 mm

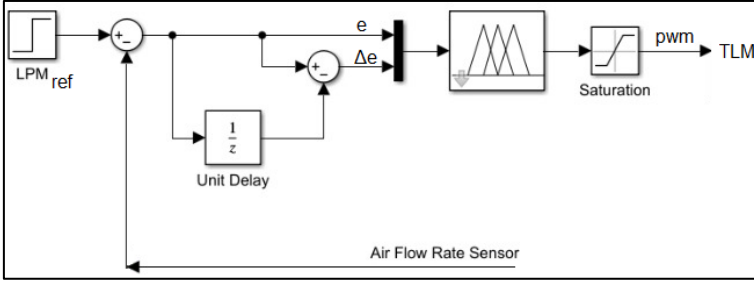
Kaynak: (Baloglu et al., 2023)

3. BULANIK KONTROL

Raspberry Pi 4 (RPi4), programlamayı sevdirmek, herkese bir bilgisayar edindirmek amacıyla geliştirilmiş kredi kartı ebatlarından az daha büyük, ARM tabanlı bir bilgisayardır.

Önerilen TLM için tasarlanan bulanık mantık kontrolcünün blok şeması Şekil 8’ de verilmiştir. Tasarım çapraz platformlarda çalışabilen Python PyQt5 ortamında yapılmış, RPi4 platformu üzerinde çalıştırılmıştır. Python PyQt5 sonuçları Matlab fuzzy logic designer sonuçları ile karşılaştırılmıştır. Şekil 8’ de, TLM hava kompresörü amacıyla kullanılmış, kompresörden alınan basınçlı havanın lpm, O₂ saflık oranı ile O₂ sıcaklığı OCS serisi ultrasonik oksijen sensörü ile ölçülmüştür. Sensörden alınan lpm parametresi, LPM_{ref} ile karşılaştırılarak istenen lpm akışı bulanık kontrolcü ile başarıyla sağlamıştır.

Şekil 8. Bulanık Mantık Kontrolcüsü



Kontrolcü girişleri hata (e) ve hatadaki değişim (Δe), kontrolcü çıkışı ise pwm değişkenleridir. Giriş üyelik fonksiyonlarının her biri $[-2,2]$ aralığında, pwm isimli çıkış değişkeni ise $[0,100]$ aralığında üçgen tipinde 7 üyelik fonksiyonundan oluşturulmuştur. Girişlere ve çıkışa ait üyelik fonksiyonları NB (negatif büyük), NO (negatif orta), NK (negatif küçük), S (sıfır), PK (pozitif küçük), PO (pozitif orta) ve PB (pozitif büyük) olarak isimlendirilmiştir. Bulanık mantık kontrolcüsüne ait 49 kural bulunmaktadır.

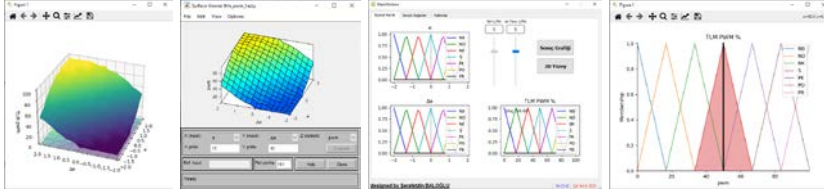
Kural tabanına ait 3d yüzey görünüm şekilleri Python için Şekil 9.a' da, Matlab için Şekil 9.b' de verilmiştir. Python ile Matlab çıktılarının başarılı bir şekilde örtüştüğü görülmektedir. Uzman görüşüne dayanan kural tablosuna ait yüzey grafiklerine göre ref ile sensörden ölçülen anlık lpm bilgisi aynı (3 lpm) olduğunda ($e=0$, $\Delta e=0$) kontrolcü çıkışı %50 pwm değerini almaktadır. Negatif hatada (elde edilen hava akışı ref. üzerinde iken) TLM pwm' nin düşme, pozitif hatada ise (elde edilen hava akışı ref. altında iken) TLM pwm' nin artma eğilimindedir.

Hata (e) ve hatadaki değişim (Δe) ait matematiksel ifadeler Denklem 1,2' de verilmiştir.

$$e = Ref_{lpm} - air\ flow_{lpm} \quad (1)$$

$$\Delta e = e(t) - e(t - 1) \quad (2)$$

Şekil 9. Python’da Bulanık Mantık Kontrolcüsü



(a)

(b)

(c)

(d)

a) Python yüzey grafiği

b) Matlab yüzey grafiği

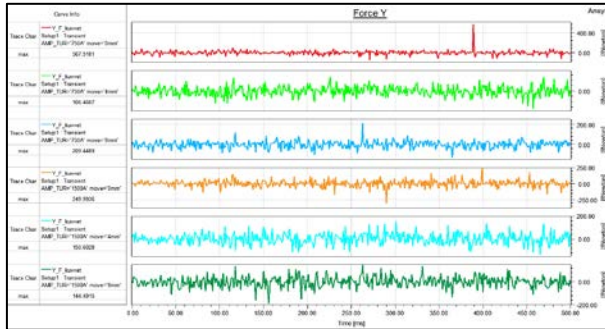
c) Python gui ekranı

d) Python kontrolcü çıkışı

4. BULGULAR

Move ve AMP_TUR yapısal parametrelerinin 6 olası iterasyona göre mıknatıslar üzerinde oluşan Force analizi, Ansys Maxwell3d’de yaklaşık 5 saatte tamamlanmıştır.

Şekil 5. Yapısal Parametrelerin Force_Y Kuvvetine Etkisi

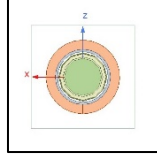


Kaynak: (Baloglu et al., 2023)

Şekil 5’ de y ekseninde sabit mıknatıslı milin hareketi esnasında vibrasyon etkileri görülmektedir. Şekilde, move=0 mm ve amper.tur = 750 A değerlerinde kuvvetin (Force_Y=567.9181fN) max. olduğu görülmüştür.

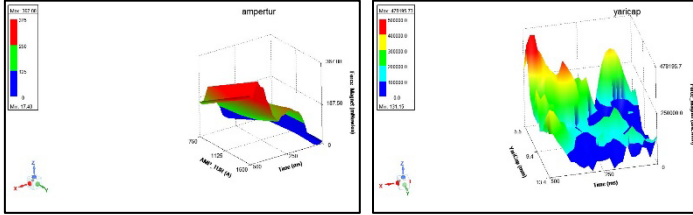
TLM’nun statoru ile hareket eden mil arasındaki hava boşluğu değerinin Fmagnet kuvveti üzerindeki etkisi araştırılmıştır. Şekil 6’ da r yarıçap parametresinin optimetrixs analizi 5.45 mm-13.45 mm aralığında 1 mm artışlarla 9 iterasyonda yapılmış ve analiz 4 saatte tamamlanmıştır.

Şekil 6. TLM r Parametre Değerleri (r=5.45–13.45mm)



Kaynak: (Baloglu et al., 2023)

Şekil 7. Parametreler-Fmagnet Analiz Grafikleri



a) Amp.tur parametresi

b) r parametresi

r parametresi ile Fmagnet kuvveti arasındaki ilişki araştırılmıştır. Fmagnet kuvveti, 313. ms’de titreşimsiz ve ani bir şekilde r=5,45 mm değerinde 69.1676 nN olarak gerçekleşmiştir. Fmagnet kuvveti; AMP_TUR=1500, move=4 mm parametre değerlerinde TLM hava boşluğu analizi sonucu 790.4400 fN’dan 69.1676 nN yükselmiştir. r yarıçap ile elde edilen itme kuvveti arasında ters orantı olduğu belirlenmiştir.

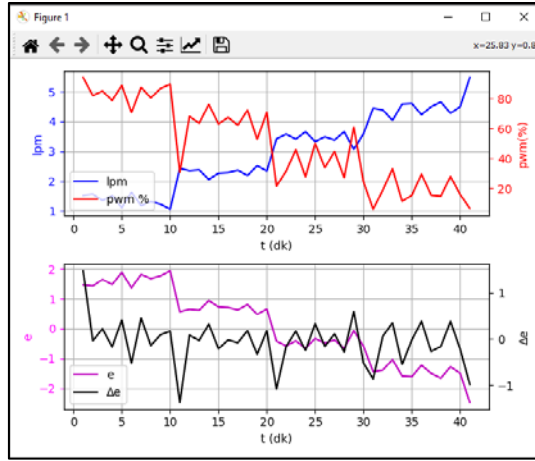
Çizelge 3’te FEM ile yapılan optimetriks parametre analiz öncesi ve sonrası yapısal parametre değerleri ile TLM mıknatıslar üzerinde oluşan itme kuvveti değerleri verilmiştir.

Çizelge 3. Analiz öncesi ve sonrası TLM parametre değerleri

Parametre Adı	Tasarım Öncesi			Tasarım Sonrası		
	Değer	Birim	Fmagnet _{max}	Değer	Birim	Fmagnet _{max}
move	0	mm	790.44 fN	4	mm	69.1676 nN
Amp_tur	750	ampertur		1500	ampertur	
Pvc kalınlığı	3.4	mm		0.5	mm	
r yarıçap	13.45	mm		5.45	mm	

Kaynak: (Baloglu et al., 2023)

Şekil 10. $lpm_{ref} = 3$, rastgele artışı airflow (lpm) giriş için oluşan e , Δe ve $pwm(\%)$ çıkışı



TLM bulanık kontrolör ile denetim sonuçları Şekil 10’ da verilmiştir. Grafiklerdeki lpm , airflow sensöründen okunan dakikada akan oksijen değerini, $pwm(\%)$ ise kontrolör çıkışıdır. Kontrolör girişinde kullanılan referans değeri 3 lpm olarak seçilmiştir. Seçilen her referans sinyal ile $[-2,2]$ aralığında hata (e) oluşacak şekilde 0-0.7 aralığında rastgele lpm artırımlarla airflow değerleri dakikada bir kontrolör girişine verilmiştir.

5. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu çalışmada silindirik yapılı, sabit bobin hareketli kalıcı mıknatıslı, sağa ve sola ± 30 mm hareket edebilen TLM' un tasarımı ve yapısal parametre analizi yapılmıştır. Elektrik akımı uyarıtımı verilerek mekanik hareket elde edilmiştir. TLM kullanılan NdFeB mıknatıslar birbirlerini çekecek biçimde konumlandırılarak tek bir mıknatıs yapısı oluşturulmuştur. Çalışma, gerçekleştirilen prototip lineer motor üzerinde yapılmıştır. TLM üzerinde manyetomotor kuvvet ($F=N*I$), mıknatıslar arası mesafe ve yarıçap parametreleri optimetriks analize tabii tutularak kalıcı mıknatıslı hareketli mil üzerinde meydana gelen $F_{magnet\ max}$ hale getirilmiştir.

Elde edilen sonuçlar aşağıda verilen ana hatlarıyla özetlenebilir:

- ✓ TLM' da, amperxtur değeri ile manyetomotor kuvvetinin doğru orantılı olduğu görülmüştür.
- ✓ Ansys Maxwell ortamında mıknatıslar arası mesafe 4 mm çıkarıldığında F_{magnet} kuvveti max değerine ulaşmıştır.
- ✓ Mil ile stator gövdesi arasındaki hava boşluğunun F_{magnet} üzerinde etkili olduğu, hava boşluğu ile oluşan F_{magnet} arasında negatif bir ilişkiden söz edilebileceği, simülasyon ve ampirik çalışmalardan elde edilmiştir.
- ✓ Ampirik çalışmalar neticesinde önerilen TLM, elektrik enerjisini başarılı bir şekilde mekanik enerjiye dönüştürmüştür.

Ansys Maxwell ortamında FEM ile tasarımı ve yapısal parametre analizleri yapılan TLM' un sağladığı mekanik hareket, savunma sanayisinde, endüstriyel üretimde, medikal cihazlarda (Oksijen Konsatrator (OK) cihazında kullanılan gürültü ve vibrasyona sebep olan gelenekse kompresör yerine TLM' lu hava

kompresörü kullanımı) başta olmak üzere pek çok alanda kullanılabilir.

KAYNAKÇA

- Baloglu, S., Saritas, i., Yasar, A., & Golcuk, A. (2023). Design and optimisation of tubular linear motor (TLM) for oxygen concentrator device. *Proceedings of the International Conference on Advanced Technologies*, 11, 9-13. doi:10.58190/icat.2023.10
- Bijanazad, A., Hassan, A., Lazoglu, I., & Kerpicci, H. (2020). Development of a new moving magnet linear compressor. Part A: Design and modeling. *International Journal of Refrigeration*, 113, 70-79.
- Bose, S., Bhattacharyya, S., Samanta, T., Chakraborty, A., Ghosh, S., & Gupta, S. (2015). Design and analysis of a tubular electromagnetic air compressor.
- Chen, H., Liang, K., Nie, R., & Liu, X. (2017). Three-dimensional electromagnetic analysis of tubular permanent magnet linear launcher. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 28(3), 1-8.
- Chen, H., Zhan, Y., & Nie, R. (2019). Multiobjective Optimization Design of Single-Phase Tubular Switched Reluctance Linear Launcher. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 47(5), 2431-2437.
- Chen, H., Zhan, Y., Nie, R., & Zhao, S. (2019). Multiobjective optimization design of tubular permanent magnet linear launcher. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 47(5), 2486-2492.
- Chen, H., Zhan, Y., Wang, H., & Nie, R. (2019). A tubular permanent magnet linear generator with novel structure. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 47(6), 2995-3001.
- Chen, H., Zhao, S., Wang, H., & Nie, R. (2020). A novel single-phase tubular permanent magnet linear generator. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 30(4), 1-5.

- Chen, N., Tang, Y., Wu, Y., Chen, X., & Xu, L. (2007). Study on static and dynamic characteristics of moving magnet linear compressors. *Cryogenics*, 47(9-10), 457-467.
- Gieras, J. F., & Piech, Z. J. (2000). *Linear Synchronous Motors-Transportation and automation Systems*. CRC Press LLC.
- Han, L., Li, X., & Xia, D. (2010). Design and experiment of a rotary room temperature permanent magnet refrigerator. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 20(3), 870-873.
- Hu, Y., Xu, Z., Sun, Y., & Liu, L. (2020). Electromagnetic Characteristics Analysis of a Tubular Moving Magnet Linear Generator System. *Applied Sciences*, 10(11), 3713.
- Hu, Y., Xu, Z., Yang, L., & Liu, L. (2020). Electromagnetic Loss Analysis of a Linear Motor System Designed for a Free-Piston Engine Generator. *Electronics*, 9(4), 621.
- Huang, X., Tan, Q., Wang, Q., & Li, J. (2016). Optimization for the pole structure of slot-less tubular permanent magnet synchronous linear motor and segmented detent force compensation. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 26(7), 1-5.
- Inc, A. (2012). User's guide–Maxwell 3D/ANSYS Maxwell v. 15. Retrieved from http://ansoft-maxwell.narod.ru/en/CompleteMaxwell3D_V15.pdf
- Liang, K. (2017). A review of linear compressors for refrigeration. *International Journal of Refrigeration*, 84, 253-273.
- Oğuz, K. (2021). *Çift taraflı hava çekirdekli sabit mıknatıslı lineer servo motor tasarımı ve uygulaması*.

- Oruç, O. O., & Dikmen, F. (2020). Lineer Motorlu Engelli Asansörü Tasarımı. *Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Dergisi*, 3(1), 109-124.
- Park, S., Hong, Y., Kim, H., Koh, D., Kim, J., Yu, B., & Lee, K. (2002). The effect of operating parameters in the Stirling cryocooler. *Cryogenics*, 42(6-7), 419-425.
- Rafetseder, D., Amrhein, W., & Poltschak, F. (2020). Performance Evaluation of an Electromagnetic Free Piston Compressor Without Permanent Magnets. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 56(3), 2500-2509.
- Rao, J., Gao, Y., Li, D., & Qu, R. (2016). Performance analysis of interior permanent magnet motor using overlapping windings with fractional ratio of slot to pole pair. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 26(7), 1-5.
- Sadiku, M. N. (2011). *Elements of Electromagnetics, International Fifth Edition* (Fifth ed.): Oxford University Press.
- Tajdiny, A., Monsef, H., & Lessani, H. (2021). Design and analysis of a novel yokeless mover permanent magnet linear generator for free piston engine converter. *IET Electric Power Applications*, 15(10), 1314-1330.
- Taşkın, Ö. (2015). *Çift Taraflı Hava Çekirdekli Lineer Motor Tasarımı Ve Gerçeklenmesi*. Fen Bilimleri Enstitüsü,
- Wang, J., West, M., Howe, D., Zelaya-De La Parra, H., & Arshad, W. M. (2007). Design and experimental verification of a linear permanent magnet generator for a free-piston energy converter. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 22(2), 299-306.
- Xu, Z., & Chang, S. (2010). Improved moving coil electric machine for internal combustion linear generator. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 25(2), 281-286.

Yang, L., Xu, Z., Liu, L., Liu, N., & Yu, H. (2019). A tubular PM linear generator with a coreless moving-coil for free-piston engines. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 34(3), 1309-1316.

ELEKTRİK TÜKETİMİ TAHMİNİ UYGULAMALARINDA MOD AYRIŞTIRMA YÖNTEMLERİ

Fatih BERBER¹

Okan BİNGÖL²

1. GİRİŞ

Gelişmekte olan Dünya’da nüfus ve endüstriyel tesisler giderek artmaktadır. Bu gelişmeler nedeni ile elektrik enerjisine olan talep de giderek artmaktadır. Artan bu talebi karşılama amacı ile bir yandan elektrik üretiminde kaynak çeşitliliği artırılırken diğer yandan tüketimin doğru planlaması yapılmaya çalışılmaktadır. Elektrik tüketiminin doğru tahmin edilmesi yapılacak olan planlamalar için oldukça önem arz etmektedir. Elektrik sistemi işletmecileri ve üretim yapan tesisler yapılacak olan tüketim tahminlerine göre aksiyon almakta ve bu tahminlere göre kaynak yönetimi ve bakım planlaması yapmaktadırlar. Tüketim tahmini uygulamalarında uzun yıllardır çeşitli çalışmalar yapılmıştır. Bu çalışmalarda çeşitli yöntemler uygulanmış ve daha doğru sonuca ulaşmak amacı ile sürekli yeni algoritmalar geliştirilmiştir. Son yıllarda yapay zekânın gelişmesi ile birlikte tüketim tahmini uygulamalarında da yapay zekâ yöntemleri oldukça başarılı sonuçlar vermiştir.

¹ Elektrik-Elektronik Mühendisi, Isparta Uygulamalı Bilimler Üniversitesi, Lisansüstü Eğitim Enstitüsü, Elektr-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, fatihberber1@gmail.com, ORCID: 0000-0002-4712-6335.

² Prof. Dr, Isparta Uygulamalı Bilimler Üniversitesi, Teknoloji Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği, okanbingol@isparta.edu.tr, ORCID: 0000-0001-9817-7266

Yapay zekânın bir alt dalı olan derin öğrenme algoritmaları elektrik tüketimi uygulamalarında kullanılmaktadır. Derin öğrenme algoritmaları ile yapılan uygulamalarda başarılı sonuçlar ortaya çıkmıştır. Derin öğrenme algoritmaları özellikle büyük verileri işleme konusunda oldukça iyi performans göstermektedir. Yinelemeli sinir ağları (RNN) tüketim tahmininde kullanılan bir modelidir. RNN, zaman içindeki ilişkileri ve bağlantıları modelleyen, sıralı veri girişini işleyip belirli bir sıralı veri çıkışı üretmek üzere eğitilmiş derin öğrenme modelidir. Uzun-kısa süreli bellek (LSTM) ve geçitli tekrarlayan birim (GRU) RNN modeli olarak uygulamalarda kullanılmaktadır.

Derin öğrenme algoritmalarının elektrik tüketimi tahmini uygulamalarındaki başarısını yükseltmek için çeşitli veri ön işleme yöntemleri uygulanmaktadır. Elektrik tüketimi durağan olmayan bileşenler içerdiğinden dolayı fourier dönüşümü kullanmak genellikle uygun olmamaktadır (Carvalho, Moraesa, Braga, & Mendes, 2020). Fourier dönüşümü kullanılamayan sinyaller için zaman-frekans tabanlı yöntemler etkili bir alternatif olmaktadır. Bu yöntemlerden birisi olan mod ayrıştırma yöntemleri karmaşık ve durağan olmayan elektrik tüketimi verisini farklı frekanslarda alt sinyallere ayırarak modelin daha başarılı tahmin yapmasına katkı sağlamaktadır. Literatürde farklı mod ayrıştırma yöntemleri uygulanmaktadır. Bu yöntemlerden bazıları;

- Ampirik Mod Ayrıştırma,
- Değişken Mod Ayrıştırma,

Bu bölümde, mod ayrıştırma yöntemlerine ilgi duyan araştırmacılara rehberlik etmesi amacı ile son yıllarda yapılan ayrıştırma yöntemleri ile yapılan tahmin çalışmaları incelenmiştir. Algoritmaları, fikirleri ve tüketim tahmini uygulamaları da içeren son teknoloji mod ayrıştırma yöntemleri

özetlenmiştir. Güncel literatürün gözden geçirilmesi yapılmış ve en yeni mod ayırıştırma yöntemlerine dair bilgiler sunulmuştur.

2. ELEKTRİK TÜKETİMİ TAHMİNİNİN ÖNEMİ

Günümüz dünyasında enerjiye olan talep giderek artmaktadır. Enerji çeşitleri arasında elektrik enerjisinin önemli bir yeri vardır. Elektrik üretiminde uzun yıllardır kullanılan fosil yakıtların rezervleri giderek azalmaktadır (Yelgeç & Bingöl, 2024). Bu nedenle elektrik tüketimi tahmini, doğru üretim ve kaynak yönetimi için kritik öneme sahiptir. Tüketim tahmininin hatalı yapılması, enerji arzı sorunlarına ve gereksiz yatırımlara yol açabilir. Bu yüzden, elektrik tüketiminin doğru bir şekilde tahmin edilmesi, sadece üretim planlamasında değil, aynı zamanda doğalgaz ve kömür gibi yeraltı kaynaklarının ekonomik bir şekilde kullanılmasında da önemli bir rol oynar. Yük tahmini, sistem işletmecilerinin asli görevlerini yapabilmeleri için gelecekteki enerji tüketimini öngören önemli bir çalışmadır. Ayrıca, güç sisteminin planlanması, işletilmesi ve kontrolünde kritik bir unsurdur (Almalaq ve Zhang, 2019). Eğer yük tahmini yanlış yapılırsa, gelecekteki yüklerin planlanmasıyla ilgili tüm aşamalar etkilenir ve tüm planlama ve işletme süreci risk altına girer. Doğru yük tahmini, sadece gelecekteki üretim birimlerinin optimize edilmesine yardımcı olmakla kalmaz, aynı zamanda gelecekteki enerji tesislerine yapılacak yatırımlardan tasarruf sağlar ve planlama, işletme ve kontrol görevlerindeki risk faktörlerini tanımlamaya yardımcı olur. Yeni yapılacak olan enerji nakil hattı, trafo merkezi gibi şebeke yatırımları doğru planlanmadığında, artan talep karşısında mevcut sistem yetersiz kalabilir ve elektrik arzında aksaklıklar yaşanabilir. Elektrik tüketim tahmini, kuruluşların daha gerçekçi hedefler belirlemesine ve belirsizlikleri azaltmasına yardımcı olur, böylece kaynakların etkili kullanımını sağlar (Hyndman &

Athanasopoulos, 2018). Buna göre tüketim tahmininin enterkonnekte sistem işletmesinde, yatırımlarda ve kaynak yönetiminde çok önemli bir yeri vardır.

Yük tahmini sonuçlarının doğru bir şekilde elde edilmesinde bazı zorluklar ile karşılaşilmektedir. Bu zorlukların başında kullanıcı tercihleri, cihaz türlerinin nitelik ve niceliğindeki farklılıklar, yenilenebilir enerji kaynaklarının yaygınlığı gibi faktörler bulunmaktadır (Mujeeb & Javaid, 2019). Yük tahmini uygulamasındaki en büyük zorluklardan biri de elektrik yükünün karmaşık yapısı olmasıdır. Zaman içinde yük davranışında meydana gelen değişiklikler tahmini zorlaştırmaktadır. Elektrik tüketim talebini etkileyen faktörlerin tümünü yük tahmin modellerine tam olarak entegre etmek oldukça güçtür (Baesmat vd., 2021).

Son yıllarda geliştirilen yapay zeka yöntemleri ile elektrik tüketimi tahmini uygulamalarında ortaya çıkan zorlukları aşmak daha kolay hale gelmiştir. Derin öğrenme gibi yapay zeka yöntemleri ile geliştirilen modeller sayesinde büyük veri setleri işlenmesi, analiz edilmesi gibi konularda başarılı sonuçlar elde edilmektedir. Elektrik tüketimi verilerinin tahmininde derin öğrenme ile birlikte mod ayrıştırma gibi veri ön işleme yöntemlerinin kullanılması modelin başarısını arttırmaktadır.

3. MOD AYRIŞTIRMA YÖNTEMLERİ

Elektrik tüketimi gibi durağan olmayan zaman serilerinin analizinde mod ayrıştırma yöntemleri kullanılmaktadır. Elektrik tüketimi verilerinin farklı frekanslardaki alt sinyallere ayrılacak sinyalin önemli parçalarının ortaya çıkması sağlanmaktadır. Bu alt sinyallerin ayrı ayrı analiz edilmesi modelin daha başarılı tahmin yapmasına katkı sağlamaktadır. Mod ayrıştırma yöntemleri ilk örneği 1998 yılında N.E.Huang ve arkadaşları tarafından ampirik mod ayrıştırma yöntemi olarak ortaya

atılmıştır (Huang vd., 1998). Takip eden yıllarda çeşitli mod ayrıştırma yöntemleri geliştirilmiş ve bu yöntemler literatürde yaygın olarak kullanılmaya başlanmıştır.

Son yıllarda elektrik tüketim tahmini için yapılan çalışmalarda mod ayrıştırma yöntemleri sıkça kullanılmaktadır. Araştırmacılar daha doğru sonuçlar elde etmek amacı ile yapay zeka modellerinde ayrıştırma yöntemlerini kullanmaktadırlar.

Gu vd., (2024) yapmış oldukları çalışmalarında Avustralya'daki elektrik tüketim verileri kullanılarak değişken mod ayrıştırma yöntemi (VMD) ile bir tahmin modeli ortaya koymuşlardır. Çalışmada VMD parametreleri Tuna optimizasyon algoritması ile optimize edilmiş ve sonuçta modelin başarısı MAPE hata kriterine göre 0,3929 değeri elde etmişlerdir.

Yin vd., (2024) yapmış oldukları çalışmalarında Panama saatlik elektrik tüketim verileri ile derin öğrenme ve ampirik mod ayrıştırma tekniklerinin birlikte kullanıldığı hibrit model ortaya koymuşlardır. Önerilen modeli başarısı belirleme katsayısına (R^2) göre 0,942 olarak elde edilmiştir.

Lotfipoor vd., (2024) yapmış oldukları çalışmalarında bayesian optimizasyon algoritması ile desteklenmiş ampirik mod ayrıştırma yöntemi ve derin öğrenme algoritmaları birlikte kullanılarak beş ayrı kısa dönem elektrik tüketim tahmini modeli ortaya koymuşlardır. Çalışma sonucunda modellerin RMSE başarı kriterine göre hata oranları 98,82 ile 328,74 arasında değişen değerler elde etmişlerdir.

Duan vd., (2024) yapmış oldukları çalışmalarında kısa dönem elektrik tüketim tahmini için serçe arama optimizasyon yöntemi ile parametre optimizasyonu yapılmış değişken mod ayrıştırma yöntemi ve derin öğrenme algoritması birlikte hibrit model ortaya koymuşlardır. Bu modelin başarısı MAPE hata kriterine göre %11,62 olarak elde etmişlerdir.

Yamasaki vd., (2024) yapmış oldukları çalışmada çeşitli makine öğrenmesi ve mod ayrıştırma yöntemleri ile hibrit modeller ortaya koymuşlar ve modellerin başarısı MAPE hata kriterine göre %2,54 olarak elde etmişlerdir.

Elektrik tüketim tahmini uygulamalarında çeşitli mod ayrıştırma yöntemleri kullanılmaktadır. Ampirik mod ayrıştırma (EMD), değişken mod ayrıştırma (VMD) ve bunların değişik versiyonları tüketim tahmini çalışmalarında en çok kullanılan yöntemlerdir.

EMD Huang ve arkadaşları tarafından 1998 yılında ortaya atılmıştır (Huang vd., 1998). EMD ile durağan olmayan bir sinyal belirli şartları sağlayana kadar farklı frekanslarda alt sinyallere ayrılmaktadır. Daha doğru sonuçlar elde etmek için içsel mod fonksiyonları denilen bu alt sinyaller ayrı ayrı analiz edilmektedir. İçsel mod fonksiyonları iki şartı sağlamalıdır;

1. Ekstrem noktaların sayısı ile sıfır geçişlerin sayısı arasındaki fark bire eşit olmalı,
2. Ortalama zarf grafiği olarak çizilen fonksiyon herhangi bir noktadaki ortalama değer sıfıra eşit olmalıdır.

İçsel mod fonksiyonları aşağıdaki adımlar uygulanarak bulunabilir (Liu vd., 2022).

1. Giriş sinyalinin, $x(t)$, yerel ekstremum noktaları belirlenir.
2. Bu ekstremum noktalar birleştirilerek alt $l(t)$, ve üst, $u(t)$, zarf sinyalleri elde edilir.
3. Denklem (1)'e göre, alt ve üst zarf sinyallerinin ortalaması alınarak ortalama zarf fonksiyonu, $m(t)$, elde edilir.

$$m(t) = \frac{u(t)+l(t)}{2} \quad (1)$$

1. $m(t)$ elde edildikten sonra denklem (2) yardımı ile $m(t)$ ile $x(t)$ arasındaki fark alınır,

$$h(t) = x(t) - m(t) \quad (2)$$

2. $h(t)$ fonksiyonu yukarıda bahsedilen iki şartı sağlıyorsa bu fonksiyon birinci içsel mod fonksiyonu olarak kabul edilir $imf1(t)$,
3. Denklem (3)'te gösterildiği gibi $h(t)$ fonksiyonu iki şartı sağlamadığı takdirde bu sinyal orijinal sinyal olarak kabul edilir ve şartları sağlayana kadar 1,2,3,4. adımlar tekrarlanır

$$h_{1n} = h_{1(n-1)}(t) - m_{1n}(t) \quad (3)$$

4. Daha sonra denklem (4)'de gösterildiği şekilde elde edilen $imf1(t)$ ile orijinal sinyal $x(t)$ 'nin farkı alınarak yeni bir sinyal elde edilir ve bu yeni sinyal $imf2(t)$ 'nin elde edilmesi için orijinal sinyal olarak kabul edilir.

$$r(t) = x(t) - imf1(t) \quad (4)$$

5. $r(t)$ artık fonksiyonu durağan bir fonksiyon olana kadar ilk yedi adım tekrarlanır.

$$x(t) = \sum_{i=1}^k imf_i(t) + r_k(t) \quad (5)$$

Sonuçta elde edilen içsel mod fonksiyonları ve artık sinyalin toplamı giriş sinyaline eşit olmaktadır.

VMD, karmaşık sinyalleri bileşenlerine ayıran bir analiz yöntemidir. VMD'nin temel hedefi, gerçek değerli bir giriş sinyalini, bu sinyali yeniden oluştururken belirli seyreklik özellikleri taşıyan çeşitli alt sinyallere (modlara) bölmektir (Dragomiretskiy ve Zosso, 2014). Bu teknik, zaman serileri, görüntüler, ses sinyalleri ve diğer çok boyutlu verilerin ayrıştırılması ve analizi için yaygın olarak kullanılır. VMD'nin ana amacı, sinyalin farklı bileşenlerini ayırmak ve bu bileşenlerin detaylı analizini yapmaktır. Yöntemin temel prensibi, bir sinyali değişken sayıda modlara bölen bir dizi işlemden oluşur; her mod,

farklı frekans veya ölçeklerdeki sinyal bileşenlerini ifade eder. VMD yönteminin uygulama adımları (Xue vd., 2016);

6. Modların güncellenmesi adımı.

Mevcut merkez frekansı kullanarak modu doğrudan Fourier alanında güncellemek için bir Wiener filtre uygulanır.

7. Merkez frekanslarının güncellenmesi adımı.

Her modun merkez frekansları, modun güç spektrumunun ağırlık merkezi dikkate alınarak güncellenir.

8. İkili çıkış güncellemesi adımı.

Tam sinyalin yeniden elde edilmesi için her bir Lagrange çarpanı yeniden düzenlenir.

4. SONUÇLAR VE TARTIŞMA

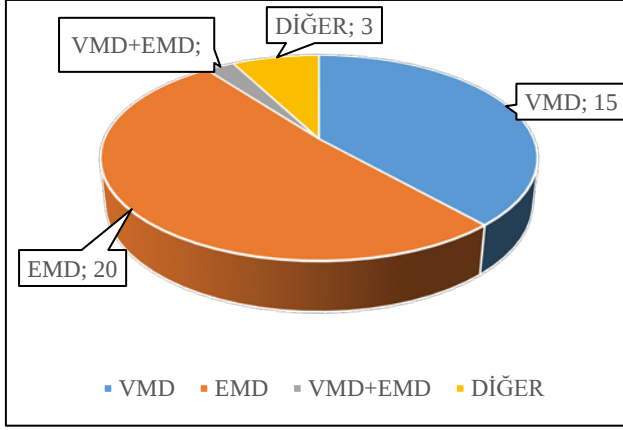
Son yıllarda yapılan elektrik tüketim tahmini çalışmalarında yapay zeka yöntemlerinin başarısını artırma amacı ile çeşitli veri ön işleme yöntemleri kullanılmaktadır. Bu yöntemlerden birisi olan mod ayrıştırma yöntemleri tahmin modellerinin başarısının artmasına destek olmaktadır

Tablo 1. 2023-2024 Yıllarında Mod Ayrıştırma Yöntemleri ile Yapılan Elektrik Tüketim Tahmini Çalışmaları

Referans	Tahmin Dönemi	Tahmin Algoritması	Mod Ayrıştırma Yöntemi	Başarı Kriteri
(Ali vd., 2024)	Kısa	CFNN	MVMD	R^2 - 98,93
(Aswanuwath vd., 2023)	Kısa	ANN	VMD-EMD	MAPE-2,81
(Bu vd., 2023)	Kısa	CNN	VMD	MAPE-1,7
(Cheng vd., 2023)	Kısa	LSTM	VMD	R^2 -49,36
(Fan vd., 2024)	Kısa	GRU	CEEMDAN	MAPE-1,11
(Geng vd., 2023)	Kısa	TCN	VMD	MAPE-0,025
(Gu vd., 2024b)	Kısa	LSTM	VMD	MAPE-0,274
(Hong vd., 2023)	Kısa	TCN-GRU	CEEMDAN	R^2 -95,0

(Huang vd., 2023)	Kısa	TCN	CEEMDAN	R ² -99,5
(Kong vd., 2023)	Kısa	LSTM	DMD	MAPE-3,47
(Li vd., 2023)	Kısa	SVR	MEMD	MAPE-2,68
(Li vd., 2023)	Çok Kısa	LSTM	CEEMDAN	MAPE-1,649
(Liu vd., 2023)	Uzun	LSTM	CEEMDAN	MAE-3,821
(Lotfipoor vd., 2024)	Kısa	CNN-LSTM	EMD	RMSE-98,82
(Mansouri vd., 2023)	Kısa	SVR	DMD	MAPE-4,09
(Meng vd., 2023)	Kısa	FNN	STL	R ² -93,00
(Mounir vd., 2023)	Kısa	LSTM	EMD	MAPE-0,28
(Oqaibi ve Bedi, 2024)	Uzun	GRU	CEEMDAN	MAPE-0,01
(Predić vd., 2024)	Kısa	RNN	VMD	R ² -73,50
(Ran vd., 2023)	Kısa	LSTM	CEEMDAN	R ² -80,00
(Ribeiro vd., 2023)	Kısa	SVR	VMD	MAE-81,53
(Rubasinghe vd., 2023)	Kısa	LSTM	ICEEMDAN	MAPE-1,96
(Shi ve Teh, 2024)	Kısa	LSTM	CEEMD	MAPE-2,45
(Shin vd., 2024)	Kısa	RVFL	VMD	MAPE- 1,766
(Su vd., 2023)	Kısa	CNN-GRU	VMD	MAPE-3,46
(Sun vd., 2023)	Kısa	ELM	VMD	R ² -99,49
(Tao vd., 2024)	Uzun	BİLSTM	EEMD	MAPE-1,382
(Wang ve Li, 2023)	Kısa	GRU	VMD	MAPE-1,924
(Wang vd., 2023)	Kısa	LSTM	VMD	MAPE-0,494
(Wang vd., 2023)	Kısa	GRU	CEEMDAN	MAPE-4,321
(Wu vd., 2023)	Kısa	BİLSTM	VMD	MAPE-2,19
(Yamasaki vd., 2024)	Çok Kısa	SVR	EMD	MAPE-5,36
(Yang vd., 2023)	Kısa	BPNN	ICEEMDAN	MAPE-0,97
(Yang vd., 2024)	Çok Kısa	DARNN	EEMD	R ² -97,00
(Yin vd., 2024)	Kısa	LSTM	EMD	R ² -96,6
(Zeng vd., 2023)	Çok Kısa	LSTNet	EEMD	RMSE-0,028
(Zhang vd., 2023)	Kısa	ELM	MEMD	MAPE-26,6
(Zhu vd., 2023)	Kısa	LSTM	VMD	MAPE-5,938
(Zou vd., 2023)	Kısa	BİGRU	VMD	R ² -98,27

Şekil 1 Kullanılan Mod Ayırıştırma Yöntemlerinin Dağılımı



Şekil-1’de görüldüğü gibi 2023 ve 2024 yıllarında yapılan elektrik tüketim tahmini çalışmalarında değişik mod ayırıştırma yöntemleri kullanılmaktadır. VMD ile yapılan çalışmalarda en başarılı modelin MAPE hata oranına göre 0,025 ile Geng vd., (2023) tarafından yapılan çalışma olmuştur. Çalışmaların çoğunda tahmin algoritması olarak LSTM ve GRU gibi tekrarlayan sinir ağları algoritmaları kullanılmıştır.

5. SONUÇ

Son yıllarda yapılan elektrik tüketimi tahmini çalışmalarında yapay zeka yöntemlerinin başarısını arttırmak amacıyla çeşitli veri ön işleme yöntemleri kullanılmaktadır. Bu yöntemlerden biri olan mod ayırıştırma, tahmin modellerinin doğruluğunu artırmada önemli bir rol oynamaktadır. Araştırmalar, mod ayırıştırma yöntemleri kullanılarak yapılan tahminlerin daha yüksek başarı oranlarına sahip olduğunu göstermektedir. Özellikle, mod ayırıştırma yöntemleri ile elde edilen alt sinyallerin ayrı ayrı analiz edilmesi, modellerin performansını önemli ölçüde artırmaktadır.

Çalışmalar, mod ayrıştırma yöntemlerinin elektrik tüketim tahmininde yaygın olarak kullanıldığını ve çeşitli algoritmalarla entegre edildiğinde tahmin doğruluğunun arttığını ortaya koymuştur. Örneğin, VMD, EMD ve bunların varyasyonları gibi yöntemler, tahmin modellerinde başarılı sonuçlar elde edilmesini sağlamıştır.

2023 ve 2024 yıllarında yapılan çalışmalar incelendiğinde, mod ayrıştırma yöntemlerinin kullanıldığı tahmin modellerinin genellikle daha düşük hata oranlarına sahip olduğu ve tahmin doğruluğunun yüksek olduğu görülmektedir. Tablo 1'de listelenen çalışmalar, çeşitli mod ayrıştırma yöntemleri kullanılarak elde edilen tahmin sonuçlarını ve bu yöntemlerin tahmin doğruluğunu artırmadaki etkisini detaylandırmaktadır.

Sonuç olarak, mod ayrıştırma yöntemleri, elektrik tüketimi tahmin modellerinin başarısını artırmada etkili bir araç olarak öne çıkmaktadır. Gelecekteki çalışmaların, bu yöntemlerin farklı yapay zeka algoritmaları ile entegrasyonunu daha da geliştirerek tahmin doğruluğunu artırması beklenmektedir. Bu bağlamda, mod ayrıştırma yöntemlerinin kullanımı, elektrik tüketimi tahmini uygulamalarında önemli bir yer tutmaya devam edecektir.

Kısaltmalar

ANN	Yapay Sinir Ağları
BİGRU	Çift Yönlü Geçitli Tekrarlayan Birim
BİLSTM	Çift Yönlü Uzun-Kısa Süreli Bellek
BPNN	Geri Beslemeli Sinir Ağları
CEEMDAN	Uyarlanabilir Gürültü ile Tam Topluluk Ampirik Mod Ayrıştırması
CNN	Evrişimsel Sinir Ağları

DARNN	Çift Aşamalı Dikkat Tabanlı Tekrarlayan Sinir Ağı
DMD	Dinamik Mod Ayırıştırma
EEMD	Topluluk Ampirik Mod Ayırıştırması
ELM	Ekstrem Öğrenme Makinesi
FNN	İleri Beslemeli Sinir Ağları
ICEEMDAN	Geliştirilmiş Uyarlanabilir Gürültü ile Tam Topluluk Ampirik Mod Ayırıştırması
LSTNet	Uzun-Kısa Süreli Zaman Serisi Ağı
MEMD	Çok Değişkenli Ampirik Mod Ayırıştırma
PSO	Parçacık Sürü Optimizasyonu
RVFL	Rastgele Vektör İşlevsel Bağlantısı
STL	Mevsimsel Tren Mod Ayırıştırma
SVR	Destek Vektör Regresyon
TCN	Zaman Evrişimsel Ağ

KAYNAKLAR

- Ali, M., Prasad, R., Jamei, M., Malik, A., Xiang, Y., Abdulla, S., Deo, R. C., Farooque, A. A., & Labban, A. H. (2024). Short-term wave power forecasting with hybrid multivariate variational mode decomposition model integrated with cascaded feedforward neural networks. *Renewable Energy*, 221. <https://doi.org/10.1016/j.renene.2023.119773>
- Almalaq, A., & Zhang, J. J. (2019). Deep Learning Application: Load Forecasting in Big Data of Smart Grids. In W. Pedrycz & S.-M. Chen (Eds.), *Deep Learning: Algorithms and Applications* (1st ed., Vol. 865, pp. 103–128). Springer. <http://www.springer.com/series/7092>
- Aswanuwath, L., Pannakkong, W., Buddhakulsomsiri, J., Karnjana, J., & Huynh, V. N. (2023). A Hybrid Model of VMD-EMD-FFT, Similar Days Selection Method, Stepwise Regression, and Artificial Neural Network for Daily Electricity Peak Load Forecasting. *Energies*, 16(4). <https://doi.org/10.3390/en16041860>
- Baesmat, K. H., Masoudipour, I., & Samet, H. (2021). Improving the Performance of Short-Term Load Forecast Using a Hybrid Artificial Neural Network and Artificial Bee Colony Algorithm. *IEEE Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering*, 44(3), 275–282. <https://doi.org/10.1109/ICJECE.2021.3056125>
- Bu, X., Wu, Q., Zhou, B., & Li, C. (2023). Hybrid short-term load forecasting using CGAN with CNN and semi-supervised regression. *Applied Energy*, 338. <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2023.120920>
- Cheng, N., Zheng, P., Ruan, X., & Zhu, Z. (2023). Electric vehicle charging load prediction based on variational

- mode decomposition and Prophet-LSTM. *Frontiers in Energy Research*, 11. <https://doi.org/10.3389/fenrg.2023.1297849>
- Duan, Q., He, X., Chao, Z., Tang, X., & Li, Z. (2024). Short-Term power load forecasting based on sparrow search algorithm-variational mode decomposition and attention-long short-Term memory. *International Journal of Low-Carbon Technologies*, 19, 1089–1097. <https://doi.org/10.1093/ijlct/ctae052>
- Fan, C., Nie, S., Xiao, L., Yi, L., Wu, Y., & Li, G. (2024). A multi-stage ensemble model for power load forecasting based on decomposition, error factors, and multi-objective optimization algorithm. *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, 155. <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2023.109620>
- Geng, G., He, Y., Zhang, J., Qin, T., & Yang, B. (2023). Short-Term Power Load Forecasting Based on PSO-Optimized VMD-TCN-Attention Mechanism. *Energies*, 16(12). <https://doi.org/10.3390/en16124616>
- Gu, L., Wang, J., & Liu, J. (2024). A combined system based on data preprocessing and optimization algorithm for electricity load forecasting. *Computers and Industrial Engineering*, 191. <https://doi.org/10.1016/j.cie.2024.110114>
- Gu, L., Wang, J., & Liu, J. (2024). A combined system based on data preprocessing and optimization algorithm for electricity load forecasting. *Computers and Industrial Engineering*, 191. <https://doi.org/10.1016/j.cie.2024.110114>
- Hong, Y., Wang, D., Su, J., Ren, M., Xu, W., Wei, Y., & Yang, Z. (2023). Short-Term Power Load Forecasting in Three

- Stages Based on CEEMDAN-TGA Model. *Sustainability* (Switzerland), 15(14).
<https://doi.org/10.3390/su151411123>
- Huang, J., Zhang, X., & Jiang, X. (2023). Short-term power load forecasting based on the CEEMDAN-TCN-ESN model. *PLoS ONE*, 18(10 OCTOBER).
<https://doi.org/10.1371/journal.pone.0284604>
- Huang, N. E., Shen, Z., Long, S. R., Wu, M. C., Snin, H. H., Zheng, Q., Yen, N. C., Tung, C. C., & Liu, H. H. (1998). The empirical mode decomposition and the Hubert spectrum for nonlinear and non-stationary time series analysis. *Proceedings of the Royal Society A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences*, 454(1971), 903–995.
<https://doi.org/10.1098/rspa.1998.0193>
- Hyndman, R. J., & Athanasopoulos, G. (2018). *Forecasting: Principles and Practice* (2nd ed.). Texts.
- Kong, X., Wang, Z., Xiao, F., & Bai, L. (2023). Power load forecasting method based on demand response deviation correction. In *International Journal of Electrical Power and Energy Systems* (Vol. 148). Elsevier Ltd.
<https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2023.109013>
- Li, K., Huang, W., Hu, G., & Li, J. (2023). Ultra-short term power load forecasting based on CEEMDAN-SE and LSTM neural network. *Energy and Buildings*, 279.
<https://doi.org/10.1016/j.enbuild.2022.112666>
- Li, Y., Zhu, N., & Hou, Y. (2023). A novel hybrid model for building heat load forecasting based on multivariate Empirical modal decomposition. *Building and Environment*, 237.
<https://doi.org/10.1016/j.buildenv.2023.110317>

- Liu, H., Xiong, X., Yang, B., Cheng, Z., Shao, K., & Tolba, A. (2023). A Power Load Forecasting Method Based on Intelligent Data Analysis. *Electronics (Switzerland)*, 12(16). <https://doi.org/10.3390/electronics12163441>
- Liu, M., Sun, X., Wang, Q., & Deng, S. (2022). Short-Term Load Forecasting Using EMD with Feature Selection and TCN-Based Deep Learning Model Enhanced Reader. *Energies*, 15(7170), 1–22.
- Lotfipoor, A., Patidar, S., & Jenkins, D. P. (2024). Deep neural network with empirical mode decomposition and Bayesian optimisation for residential load forecasting. *Expert Systems with Applications*, 237. <https://doi.org/10.1016/j.eswa.2023.121355>
- Lotfipoor, A., Patidar, S., & Jenkins, D. P. (2024). Deep neural network with empirical mode decomposition and Bayesian optimisation for residential load forecasting. *Expert Systems with Applications*, 237. <https://doi.org/10.1016/j.eswa.2023.121355>
- Mansouri, A., Abolmasoumi, A. H., & Ghadimi, A. A. (2023). Weather sensitive short term load forecasting using dynamic mode decomposition with control. *Electric Power Systems Research*, 221. <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2023.109387>
- Meng, Y., Yun, S., Zhao, Z., Guo, J., Li, X., Ye, D., Jia, L., & Yang, L. (2023). Short-term electricity load forecasting based on a novel data preprocessing system and data reconstruction strategy. *Journal of Building Engineering*, 77. <https://doi.org/10.1016/j.jobbe.2023.107432>
- Mounir, N., Ouadi, H., & Jrhilifa, I. (2023). Short-term electric load forecasting using an EMD-BI-LSTM approach for smart grid energy management system. *Energy and*

- Buildings*, 288.
<https://doi.org/10.1016/j.enbuild.2023.113022>
- Mujeeb, S., & Javaid, N. (2019). ESAENARX and DE-RELM: Novel Schemes for Big Data Predictive Analytics of Electricity Load and Price. *Sustainable Cities and Society*, 51. <https://doi.org/10.1016/j.scs.2019.101642>
- Oqaibi, H., & Bedi, J. (2024). A data decomposition and attention mechanism-based hybrid approach for electricity load forecasting. *Complex and Intelligent Systems*, 10(3), 4103–4118. <https://doi.org/10.1007/s40747-024-01380-9>
- Predić, B., Jovanovic, L., Simic, V., Bacanin, N., Zivkovic, M., Spalevic, P., Budimirovic, N., & Dobrojevic, M. (2024). Cloud-load forecasting via decomposition-aided attention recurrent neural network tuned by modified particle swarm optimization. *Complex and Intelligent Systems*, 10(2), 2249–2269. <https://doi.org/10.1007/s40747-023-01265-3>
- Ran, P., Dong, K., Liu, X., & Wang, J. (2023). Short-term load forecasting based on CEEMDAN and Transformer. *Electric Power Systems Research*, 214. <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2022.108885>
- Ribeiro, M. H. D. M., da Silva, R. G., Ribeiro, G. T., Mariani, V. C., & Coelho, L. dos S. (2023). Cooperative ensemble learning model improves electric short-term load forecasting. *Chaos, Solitons and Fractals*, 166. <https://doi.org/10.1016/j.chaos.2022.112982>
- Rubasinghe, O., Zhang, T., Zhang, X., Choi, S. S., Chau, T. K., Chow, Y., Fernando, T., & Iu, H. H. C. (2023). Highly accurate peak and valley prediction short-term net load forecasting approach based on decomposition for power

- systems with high PV penetration. *Applied Energy*, 333. <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2023.120641>
- Shi, J., & Teh, J. (2024). Load forecasting for regional integrated energy system based on complementary ensemble empirical mode decomposition and multi-model fusion. *Applied Energy*, 353. <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2023.122146>
- Shin, S. M., Rasheed, A., Kil-Heum, P., & Veluvolu, K. C. (2024). Fast and Accurate Short-Term Load Forecasting with a Hybrid Model. *Electronics (Switzerland)*, 13(6). <https://doi.org/10.3390/electronics13061079>
- Su, J., Han, X., & Hong, Y. (2023). Short Term Power Load Forecasting Based on PSVMD-CGA Model. *Sustainability (Switzerland)*, 15(4). <https://doi.org/10.3390/su15042941>
- Sun, L., Lin, Y., Pan, N., Fu, Q., Chen, L., & Yang, J. (2023). Demand-Side Electricity Load Forecasting Based on Time-Series Decomposition Combined with Kernel Extreme Learning Machine Improved by Sparrow Algorithm. *Energies*, 16(23). <https://doi.org/10.3390/en16237714>
- Tao, P., Zhao, J., Liu, X., Zhang, C., Zhang, B., & Zhao, S. (2024). Grid load forecasting based on hybrid ensemble empirical mode decomposition and CNN-BiLSTM neural network approach. *International Journal of Low-Carbon Technologies*, 19, 330–338. <https://doi.org/10.1093/ijlct/ctae007>
- Wang, C. H., & Li, W. Q. (2023). A hybrid model of modal decomposition and gated recurrent units for short-term load forecasting. *PeerJ Computer Science*, 9. <https://doi.org/10.7717/peerj-cs.1514>

- Wang, J., Liu, H., Zheng, G., Li, Y., & Yin, S. (2023). Short-Term Load Forecasting Based on Outlier Correction, Decomposition, and Ensemble Reinforcement Learning. *Energies*, 16(11). <https://doi.org/10.3390/en16114401>
- Wang, L., Zhou, X., Xu, H., Tian, T., & Tong, H. (2023). Short-term electrical load forecasting model based on multi-dimensional meteorological information spatio-temporal fusion and optimized variational mode decomposition. *IET Generation, Transmission and Distribution*, 17(20), 4647–4663. <https://doi.org/10.1049/gtd2.12992>
- Wu, K., Peng, X., Chen, Z., Su, H., Quan, H., & Liu, H. (2023). A novel short-term household load forecasting method combined BiLSTM with trend feature extraction. *Energy Reports*, 9, 1013–1022. <https://doi.org/10.1016/j.egyr.2023.05.041>
- Xue, Y. J., Cao, J. X., Wang, D. X., Du, H. K., & Yao, Y. (2016). Application of the Variational-Mode Decomposition for Seismic Time-frequency Analysis. *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*, 9(8), 3821–3831. <https://doi.org/10.1109/JSTARS.2016.2529702>
- Yamasaki, M., Freire, R. Z., Seman, L. O., Stefenon, S. F., Mariani, V. C., & dos Santos Coelho, L. (2024). Optimized hybrid ensemble learning approaches applied to very short-term load forecasting. *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, 155. <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2023.109579>
- Yamasaki, M., Freire, R. Z., Seman, L. O., Stefenon, S. F., Mariani, V. C., & dos Santos Coelho, L. (2024). Optimized hybrid ensemble learning approaches applied to very short-term load forecasting. *International Journal*

- of Electrical Power and Energy Systems*, 155.
<https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2023.109579>
- Yang, D., Guo, J. e., Li, Y., Sun, S., & Wang, S. (2023). Short-term load forecasting with an improved dynamic decomposition-reconstruction-ensemble approach. *Energy*, 263.
<https://doi.org/10.1016/j.energy.2022.125609>
- Yang, F., Fu, X., Yang, Q., & Chu, Z. (2024). Decomposition strategy and attention-based long short-term memory network for multi-step ultra-short-term agricultural power load forecasting. *Expert Systems with Applications*, 238.
<https://doi.org/10.1016/j.eswa.2023.122226>
- Yelgeç, M. A., & Bingöl, O. (2024). Wind Power Forecasting With LSTM and Comparison With Different Machine Learning Algorithms: A Case Study of Southwestern Turkey. *Electric Power Components and Systems*.
<https://doi.org/10.1080/15325008.2024.2327826>
- Yin, C., Wei, N., Wu, J., Ruan, C., Luo, X., & Zeng, F. (2024). An Empirical Mode Decomposition-Based Hybrid Model for Sub-Hourly Load Forecasting. *Energies*, 17(2).
<https://doi.org/10.3390/en17020307>
- Yin, C., Wei, N., Wu, J., Ruan, C., Luo, X., & Zeng, F. (2024). An Empirical Mode Decomposition-Based Hybrid Model for Sub-Hourly Load Forecasting. *Energies*, 17(2).
<https://doi.org/10.3390/en17020307>
- Zeng, W., Li, J., Sun, C., Cao, L., Tang, X., Shu, S., & Zheng, J. (2023). Ultra Short-Term Power Load Forecasting Based on Similar Day Clustering and Ensemble Empirical Mode Decomposition. *Energies*, 16(4).
<https://doi.org/10.3390/en16041989>

- Zhang, Y., Liu, L., Yuan, F., Zhai, H., & Song, C. (2023). Multifactor and multiscale method for power load forecasting. *Knowledge-Based Systems*, 268. <https://doi.org/10.1016/j.knosys.2023.110476>
- Zhu, J., Bai, W., Zhao, J., Zuo, L., Zhou, T., & Li, K. (2023). Variational mode decomposition and sample entropy optimization based transformer framework for cloud resource load prediction. *Knowledge-Based Systems*, 280. <https://doi.org/10.1016/j.knosys.2023.111042>
- Zou, Z., Wang, J., E, N., Zhang, C., Wang, Z., & Jiang, E. (2023). Short-Term Power Load Forecasting: An Integrated Approach Utilizing Variational Mode Decomposition and TCN-BiGRU. *Energies*, 16(18). <https://doi.org/10.3390/en16186625>

POWER BALANCE VERIFICATION OF ELECTROMECHANICAL SYSTEM SIMULATIONS: A CASE STUDY WITH DOUBLY-FED INDUCTION MACHINE

Ata SEVİNÇ¹

1. INTRODUCTION

Research studies frequently encounter failures and disruptions due to wrong interpretations or applications of basic equations such as modelling errors in practical studies or bugs in software applications and simulations. In order to surmount these failures, research students are encouraged to measure or observe each quantity in equations and then to check if the equations are really satisfied as assumed theoretically. If not, then the researcher should go one step back or sometimes go back to the mid-stage between the last tested correct and wrong stages, and check the equations for that stage similarly. This approach usually helps the researcher identify and solve the failure. A basic component might not work properly or the researcher might have thought its function or usage in a wrong way when designing or coding. However, sometimes there is no back stage practically, an equation is simply not satisfied. In such a case, which probably includes a modelling error, the researcher should go back to former equations yielding that equation checking if they really yield it under the operating conditions considered properly. The equation revision process may continue until reaching the very

¹ Asst. Prof. Dr., Kırıkkale Üniversitesi, Mühendislik ve Doğa Bilimleri Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, a.sevinc@kku.edu.tr, ORCID: 0000-0002-4273-7532.

basic equations. Such a procedure requires and/or develops a strong educational background both theoretically and practically.

Sargent is one of the researchers with the most academic work on the validation and verification of model simulations (Sargent 1981, 1984, 1986, 1996, 2001, 2010 and many more). Sargent (1981) handled the validation and verification of model simulations in three steps: conceptual model validation, computerized model verification, and operational validity. He suggested some criteria such as verification, user friendliness, technical validity, etc. He assessed the model with the total score of these criteria (Sargent 1981). Sargent (1984) presented a tutorial for this purpose including tests such as comparing to other models, degenerate tests, extreme-condition tests, etc. Sargent (1986) handled validation of the graphical models which became available in computer simulations. Sargent (1996) used graphical displays as validation methods including histograms, some behaviour graphs, and box plots. He noted that the data in those graphs does not require assumptions about independence or normality, or any other statistical distribution (Sargent 2001). A summary of propositions about accuracy and reliability of simulation models can be found as a report (Thacker *et al.* 2004) and another as a book chapter in (Aboud 2009). Sargent (2010) developed a statistical procedure that incorporates hypothesis testing for comparing model and system outputs. This approach is specifically designed for situations where model accuracy is provided as a range.

In Notes of Simulation and Modelling (2024), how to verify and validate the simulation models are explained as a tutorial. The model building is considered as an iterative process including comparisons with the real system at each iteration.

Zhang *et al.* (2012) handled the electromechanical and electromagnetic system simulations' construction and validation

using the block realization, then the hierarchical initialization. To validate the developed models, they used the black-box testing method and compared the results. Verification and validation methods for electromechanical simulations have been summarized as a community article in (How can you ensure accurate and reliable electromechanical simulations in harsh environments? 2024), which includes calibration, sensitivity and uncertainty analysis, and optimization.

This chapter is focused on verification of electromechanical systems' computer simulations with the power balance rule because more than physical, it is a mathematical rule. It is applicable in most engineering subjects and it must be satisfied at every time step of the simulation; however, it is usually confusing for most research students because instantaneously considering, the energy goes into or come from various forms. In addition, even the simple Ri^2 law on a resistor may not be applied directly if the balance is checked exactly in discrete-time solutions.

Electric machinery simulations are good examples to clarify such confusions because their dynamics include both electrical and mechanical power, both generating and motoring modes, both electromagnetic and kinetic energy storage, both fast and slow modes, and both active and reactive power definitions are available instantaneously. In addition, stationary or rotating reference frames and pulse-width modulated inputs increase the complexity in a research student's mind. Among the electric machinery, one of the most complicated models belongs to doubly-fed induction machines (DFIM), which can be fed both from the stator and the rotor. In order to clarify these aspects, the application of the power balance check is shown on a DFIM in this chapter.

2. MODEL OF DOUBLY-FED INDUCTION MACHINE (DFIM)

With the definitions of

$$\begin{bmatrix} \Phi_s \\ \Phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s \\ \mathbf{i}_r \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$T_e = \frac{3}{2} n_{pp} (\phi_{sd} i_{sq} - \phi_{sq} i_{sd}) \quad (2)$$

the basic equations of the DFIM dynamics (Zuckerberger & Alexandrovitz 1996, Zenginobuz *et al.* 2004, Sevinç 2019) are

$$\mathbf{v}_s = R_s \mathbf{i}_s + \frac{d\Phi_s}{dt} + j\omega_g \Phi_s \quad (3)$$

$$\mathbf{v}_r = R_r \mathbf{i}_r + \frac{d\Phi_r}{dt} + j(\omega_g - \omega_r) \Phi_r \quad (4)$$

$$J_i \frac{d(\omega_r/n_{pp})}{dt} = \underbrace{\frac{3}{2} n_{pp} M (i_{rd} i_{sq} - i_{rq} i_{sd})}_{T_e} - B_f \frac{\omega_r}{n_{pp}} - T_L \quad (5)$$

where among the parameters n_{pp} is the number of the pole pairs, B_f is friction constant, J_i is inertia, R_s and R_r are stator and rotor resistances, L_s , L_r and M are stator, rotor and mutual inductances, respectively; among the variables ω_g is the angular speed of the dq axes with respect to stator, T_e and T_L are electromechanical and load torques, $\Phi_s = \phi_{sd} + j\phi_{sq}$ and $\Phi_r = \phi_{rd} + j\phi_{rq}$ are stator and rotor flux linkages respectively; the inputs $\mathbf{v}_s = v_{sd} + jv_{sq}$ and $\mathbf{v}_r = v_{rd} + jv_{rq}$ are stator and rotor voltages; and the state variables, $\mathbf{i}_s = i_{sd} + ji_{sq}$ and $\mathbf{i}_r = i_{rd} + ji_{rq}$ are stator and rotor currents respectively, and ω_r is the electrical angular speed of the rotor; hence ω_r/n_{pp} is the mechanical angular speed of the rotor.

Defining the leakage constant $\sigma = (L_s L_r - M^2)/(L_s L_r)$, stator and rotor time constants $\tau_s = L_s/R_s$ and $\tau_r = L_r/R_r$ respectively, and

$$A(\omega_r, \omega_g) = \begin{bmatrix} \frac{-1}{\sigma\tau_s} & \omega_g + \frac{M^2}{\sigma L_s L_r} \omega_r & \frac{M}{\sigma L_s \tau_r} & \frac{M}{\sigma L_s} \omega_r \\ -\omega_g - \frac{M^2}{\sigma L_s L_r} \omega_r & \frac{-1}{\sigma\tau_s} & \frac{-M}{\sigma L_s} \omega_r & \frac{M}{\sigma L_s \tau_r} \\ \frac{M}{\sigma L_r \tau_s} & \frac{-M}{\sigma L_r} \omega_r & \frac{-1}{\sigma\tau_r} & \omega_g - \frac{\omega_r}{\sigma} \\ \frac{M}{\sigma L_r} \omega_r & \frac{M}{\sigma L_r \tau_s} & \frac{\omega_r}{\sigma} - \omega_g & \frac{-1}{\sigma\tau_r} \end{bmatrix} \quad (6)$$

state equations (3)-(5) can be rewritten as

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = A(\omega_r, \omega_g) \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & \frac{-M}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & \frac{-M}{\sigma L_s L_r} \\ \frac{-M}{\sigma L_s L_r} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & \frac{-M}{\sigma L_s L_r} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3}{2} \frac{n_{pp}^2 M}{J_i} (i_{rd} i_{sq} - i_{rq} i_{sd}) - \frac{B_f}{J_i} \omega_r - \frac{n_{pp}}{J_i} T_L \quad (8)$$

When simulating the model in discrete-time with a time step of dt , denoting the next time step values with superscript “ $+$ ”, (3)-(5) become

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{1}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sd}^+ - \phi_{sd} \\ \phi_{sq}^+ - \phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\omega_g \phi_{sq} \\ \omega_g \phi_{sd} \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\begin{bmatrix} v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{1}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{rd}^+ - \phi_{rd} \\ \phi_{rq}^+ - \phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -(\omega_g - \omega_r) \phi_{rq} \\ (\omega_g - \omega_r) \phi_{rd} \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$J_i \frac{\omega_r^+ - \omega_r}{n_{pp} dt} = \underbrace{\frac{3}{2} n_{pp} M (i_{rd} i_{sq} - i_{rq} i_{sd})}_{T_e} - B_f \frac{\omega_r}{n_{pp}} - T_L \quad (11)$$

3. POWER BALANCE

As the DFIM model is quite complicated to interpret the power balance in discrete-time, it will be better to show the power balance interpretation first on a first-order circuit with a resistor

and inductor (RL), then on a second order electromechanical system, DC servo motor.

3.1.Simple RL Circuit

The voltage-current relation of a simple series RL circuit with a voltage source v , resistance R and inductance L is

$$v = Ri + L \frac{di}{dt} \quad (12)$$

When we apply this equation in discrete time we substitute $di = i^+ - i$ and the time step for dt . Then

$$v = Ri + \frac{L}{dt} (i^+ - i) \quad (13)$$

Since the current in the next step will be the result of the applied voltage at the present time, the power balance equation is

$$vi^+ = Rii^+ + \frac{L}{dt} (i^+ - i) i^+ \quad (14)$$

The term in the left hand side is the power delivered by the voltage source. The first term in the right hand side is the power dissipated on the resistor, and the second term is the power correspondence of the stored energy in the inductor.

3.2.DC Servo Motor

The DC servo motor equations with a fixed excitation flux (Sevinç 2013) are:

$$v_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + K_b \omega \quad (15)$$

$$J_i \frac{d\omega}{dt} = K_b i_a - B_f \omega - T_L \quad (16)$$

When we apply these equations in discrete time we substitute $di_a = i_a^+ - i_a$, $d\omega = \omega^+ - \omega$, and the time step for dt . Then

$$v_a = R_a i_a + \frac{L_a (i_a^+ - i_a)}{dt} + K_b \omega \quad (17)$$

$$J_i \frac{\omega^+ - \omega}{dt} = K_b i_a - B_f \omega - T_L \quad (18)$$

where the parameters R_a and L_a are armature resistance and inductance, K_b is back emf or torque constant, B_f is friction constant and J_i is inertia; and the variables v_a and i_a are applied armature voltage and current, ω is angular rotor speed in rad/s, and T_L is load torque. In addition, $K_b \omega$ is the back emf and $K_b i_a$ is the electromechanical torque produced by the motor.

Since the current in the next step will be the result of the applied voltage at the present time, the power balance of the electrical equation is

$$v_a i_a^+ = R_a i_a i_a^+ + \frac{L_a}{dt} (i_a^+ - i_a) i_a^+ + K_b \omega i_a^+ \quad (19)$$

The term in the left hand side is the power delivered by the voltage source. The first term in the right hand side is the power dissipated on the winding resistor, the second term is the power correspondence of the stored energy in the leakage inductor of the winding. The third term in the right hand side is then the electromechanical power.

Since the speed in the next step will be the result of the electromechanical torque at the present time, the power balance of the mechanical equation is

$$\frac{J_i}{dt} (\omega^+ - \omega) \omega^+ = K_b i_a \omega^+ - B_f \omega \omega^+ - T_L \omega^+ \quad (20)$$

The term in the left hand side is the power correspondence of the kinetically stored energy. The first term in the right hand side is the electromechanical power produced by the motor, the second is the dissipated power due to the friction, and the third is the mechanical power delivered to the load.

As seen in the last two equations, there is a small difference between the produced electromechanical powers calculated from the two equations, the first is $K_b \omega i_a^+$ but the

second is $K_b i_a \omega^+$. They are the same in continuous time, but such a small difference is inevitable in discrete time. Therefore, the power balance should be checked separately for the two equations each with its own electromechanical power. Their balances must be satisfied exactly if the forward Euler method is used regardless of how small the time step is. The difference between the two electromechanical power, however, must approach zero as the time step is reduced. A similar problem will also be found in DFIM and the power balance check will also be similar.

3.3.DFIM

Verification of the power balance equations of the basic RL circuit and DC servo motor are almost identical to verification of the model equations. However, it is somewhat different in DFIM, where the electrical power is delivered or received both from the stator and rotor. The produced electromechanical power is, however, found with a slight difference when calculating from the electrical equations and from the mechanical equation as in the DC servo motor.

Since the effects of applied stator and rotor voltages on the currents are seen at the next time step, the instantaneous stator and rotor input powers p_i^s and p_i^r should be calculated as multiplying by $[i_{sd}^+ \ i_{sq}^+]$ and $[i_{rd}^+ \ i_{rq}^+]$ from left respectively:

$$p_i^s = \frac{3}{2}(v_{sd}i_{sd}^+ + v_{sq}i_{sq}^+) = p_{Rs} + \frac{3}{2dt}(i_{sd}^+(\phi_{sd}^+ - \phi_{sd}) + i_{sq}^+(\phi_{sq}^+ - \phi_{sq})) + \frac{3}{2}\omega_g(i_{sq}^+\phi_{sd} - i_{sd}^+\phi_{sq}) \quad (21)$$

$$p_i^r = \frac{3}{2}(v_{rd}i_{rd}^+ + v_{rq}i_{rq}^+) = p_{Rr} + \frac{3}{2dt}(i_{rd}^+(\phi_{rd}^+ - \phi_{rd}) + i_{rq}^+(\phi_{rq}^+ - \phi_{rq})) + \frac{3}{2}(\omega_g - \omega_r)(i_{rq}^+\phi_{rd} - i_{rd}^+\phi_{rq}) \quad (22)$$

where p_{Rs} and p_{Rr} are the stator and rotor copper losses respectively:

$$p_{Rs} = \frac{3}{2}R_s(i_{sd}i_{sd}^+ + i_{sq}i_{sq}^+) \quad (23)$$

$$p_{Rr} = \frac{3}{2} R_r (i_{rd} i_{rd}^+ + i_{rq} i_{rq}^+) \quad (24)$$

(21) and (22) are true if the multiplications of unbalance voltage and current components on both stator and rotor sides, $v_{so} i_{so}$ and $v_{ro} i_{ro}$ respectively, are zero, which is satisfied if a neutral line is not used. The multiplier 3/2 comes because the model used here assumes the equivalence of voltage and current amplitudes between three phase and two phase (dq) models. The sum of the middle terms in (21) and (22) is the power corresponding to the energy stored in the magnetic field:

$$p_{mag} = \frac{3}{2dt} [L_s i_{sd}^+ (i_{sd}^+ - i_{sd}) + L_s i_{sq}^+ (i_{sq}^+ - i_{sq}) + L_r i_{rd}^+ (i_{rd}^+ - i_{rd}) + L_r i_{rq}^+ (i_{rq}^+ - i_{rq})] + \frac{3M}{2dt} [i_{sd}^+ (i_{rd}^+ - i_{rd}) + i_{sq}^+ (i_{rq}^+ - i_{rq}) + i_{rd}^+ (i_{sd}^+ - i_{sd}) + i_{rq}^+ (i_{sq}^+ - i_{sq})] \quad (25)$$

The sum of the last terms in (21) and (22) equals p_m^e , which is the electromechanical power calculated from discrete-time electrical equations:

$$p_m^e = \frac{3}{2} \omega_g (i_{sq}^+ \phi_{sd} - i_{sd}^+ \phi_{sq}) + \frac{3}{2} (\omega_g - \omega_r) (i_{rq}^+ \phi_{rd} - i_{rd}^+ \phi_{rq}) \quad (26)$$

In fact, if the present time values are used instead of the next time values in (26), the continuous-time electromechanical power formula

$$p_m^c = \frac{\omega_g T_e}{n_{pp}} + \frac{(\omega_g - \omega_r)(-T_e)}{n_{pp}} = T_e \frac{\omega_r}{n_{pp}} \quad (27)$$

is obtained. However, since the effects of T_e and T_L on the speed are seen at the next time step, the electromechanical power calculated from discrete-time mechanical equation:

$$p_m^m = T_e \frac{\omega_r^+}{n_{pp}} = \frac{3}{2} \omega_r^+ M (i_{rd} i_{sq} - i_{rq} i_{sd}) \quad (28)$$

which is composed of three components:

$$p_m^m = p_f + p_{kin} + p_o \quad (29)$$

where p_f , p_{kin} , p_o are the friction loss, the power corresponding to the kinetically stored energy, the output power respectively as

$$p_f = B_f \frac{\omega_r \omega_r^+}{n_{pp}^2} \quad (30)$$

$$p_{kin} = J_i \frac{\omega_r^+ (\omega_r^+ - \omega_r)}{n_{pp}^2 dt} \quad (31)$$

$$p_o = T_L \frac{\omega_r^+}{n_{pp}} \quad (32)$$

The power balance of the mechanical equation is (29). The power balance of the electrical equations to be satisfied is

$$p_i^s + p_i^r = p_{Rs} + p_{Rr} + p_{mag} + p_m^e \quad (33)$$

If the model is simulated with the forward Euler method, both balances must be satisfied exactly at every time step. If another method is used such as 4-step Runge-Kutta method, a small difference occurs between both sides of each power balance equation, which approaches zero as the time step is reduced approaching zero. However, there are small differences among p_m^e , p_m^m and p_m^c even with the forward Euler method. As the time step is reduced approaching zero, the differences among them also approaches zero.

4. SIMULATION RESULTS FOR DFIM

The DFIM model in (7)-(8) has been simulated with $R_s = 1.28333 \text{ } \Omega$, $R_r = 0.9233 \text{ } \Omega$, $L_s = 0.1418333 \text{ H}$, $L_r = 0.1430333 \text{ H}$, $M = 0.1373333 \text{ H}$, $n_{pp}=2$, $J_i = 0.1 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$, $B_f = 0.005 \text{ N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}/\text{rad}$, $dt = 0.0001 \text{ s}$ and with the control and wind conditions used in (Kılıçaslan 2015). 2 s simulation results for speed and power balance are shown in Figures 1-5. The DFIM is

operated under generating mode except the start up. The speed is shown in Figure 1.

Figure 1. Electrical angular speed of the doubly-fed induction machine, which is in generating mode except in the start up

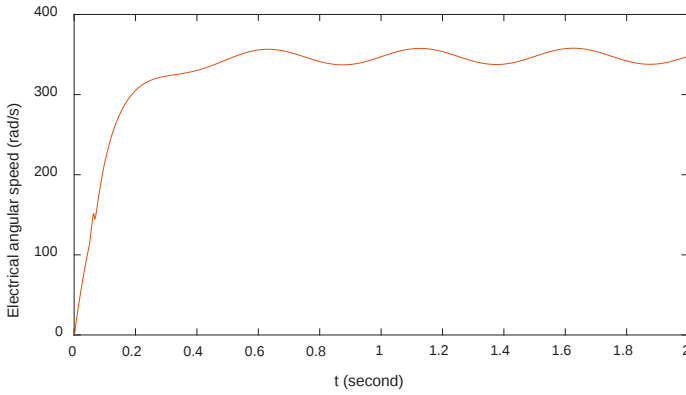
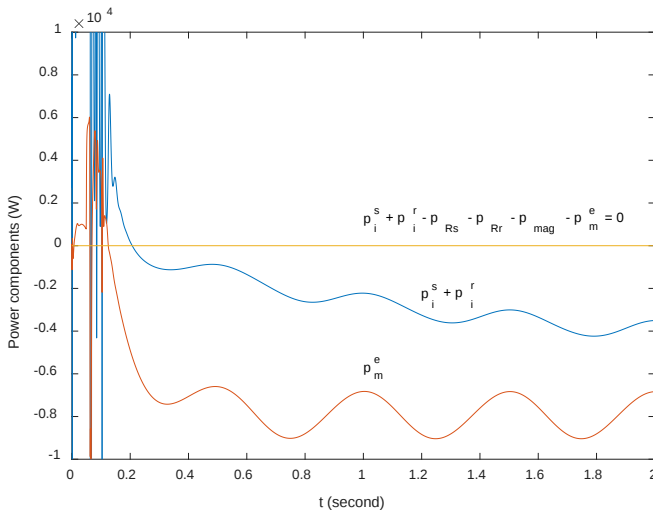


Figure 2. Power balance of DFIM according to the electrical equations together with electrical terminal power and electromechanical power which are calculated according to the motor mode



The power balance of the electrical equations is shown in Figure 2 together with the total electrical power from the stator and rotor, and the total shaft electromechanical power calculated according to the motor mode. Since the machine is in generating mode after start up, both are negative.

The power balance of the mechanical equations is shown in Figure 3 together with the total shaft electromechanical power and the net shaft output power. Since the machine is in generating mode after start up, both are negative.

Both in Figure 2 and Figure 3, the electrical and mechanical balances are satisfied exactly as expected for a correct model. Figure 4 shows the balances in a zoomed range together with the difference between p_m^e and p_m^m . These plots have been repeated in Figure 5 after simulating the same events with $dt = 0.00001$ s, which is one tenth of the previous. As we expected, the difference between p_m^e and p_m^m has been reduced obviously.

Figure 3. Power balance of DFIM according to the mechanical equations together with the net shaft output and electromechanical powers which are calculated according to the motor mode

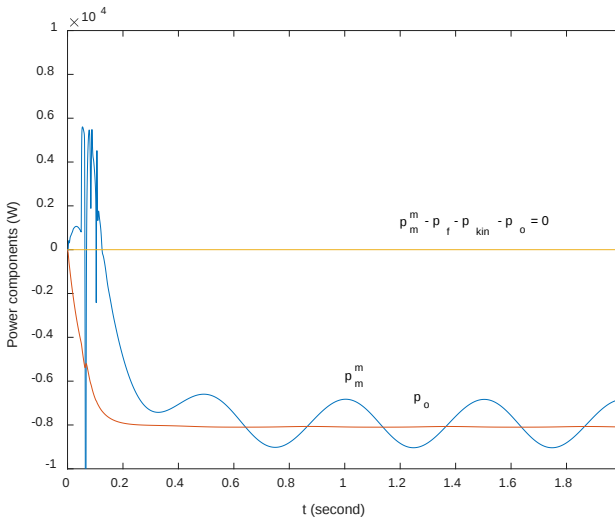


Figure 4. Exact power balances of the electrical and mechanical equations of DFIM together with electromechanical power difference calculated from two different ways.

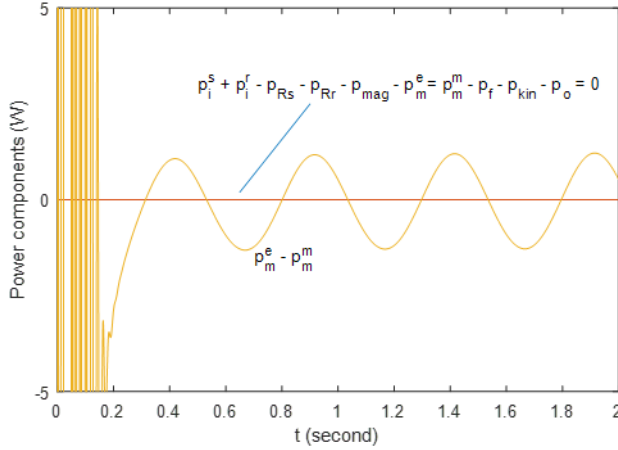
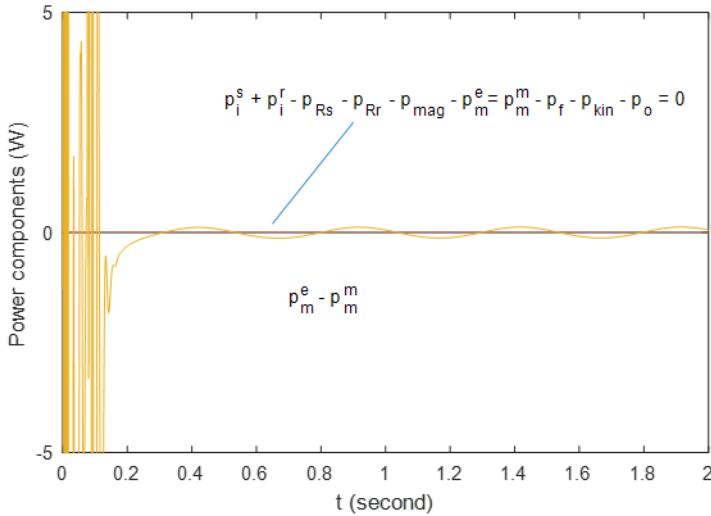


Figure 5. Exact power balances of the electrical and mechanical equations of DFIM together with electromechanical power difference calculated from two different ways for $dt = 0.00001$ s.



5. CONCLUSION

Electromechanical systems' models can be verified with the power balance check. This verification requires attention that the product of the two variables to find each power component must be multiplied with a careful timing. If one of the variable is the reason and the other is the result, then the reason at a certain time must be multiplied by the next time result value. This chapter showed this application with a case study on a doubly-fed induction machine model, which is one of the complicated electromechanical systems. The case study revealed another problem that the electromechanical power can be found slightly different when calculated from electrical and mechanical equations. Therefore, the verification should be checked separately.

REFERENCES

- About, S. J. (2009). Verification and validation of simulation models. In *Handbook of Research on Discrete Event Simulation Environments: Technologies and Applications* (pp. 58-74). IGI Global.
- Kılıçaslan, M. F. (2015). Çift beslemeli asenkron jeneratör denetimi, PhD Thesis, Kırıkkale Üniversitesi, Kırıkkale, Türkiye.
- Notes of Simulation and Modelling. (2024). Available online: <https://ioesolutions.esign.com.np/notes/text-notes-show/Verification-and-validation-of-simulation-models> (accessed on 26 June 2024).
- How can you ensure accurate and reliable electromechanical simulations in harsh environments? (2024). LinkedIn AI community. Available online: <https://www.linkedin.com/advice/3/how-can-you-ensure-accurate-reliable-electromechanical> (accessed on 27 June 2024).
- Sargent, R. G. 1981. "An Assessment Procedure and a Set of Criteria for Use in the Evaluation of Computerized Models and Computer-Based Modeling Tools." Final Technical Report RADC-TR-80-409, U.S. Air Force.
- Sargent, R. G. 1984. "A Tutorial on Verification and Validation of Simulation Models." In *Proc. 1984 Winter Simulation Conf.*, edited by S. Sheppard, U. W. Pooch, and C. D. Pegden, 114-121. Piscataway, NJ: Institute of Electrical and Electronic Engineers Inc.
- Sargent, R. G. 1986. "The Use of Graphical Models in Model Validation." In *Proc. 1986 Winter Simulation Conf.*, edited by J. R. Wilson, J. O. Henriksen, and S. D. Roberts,

237-241. Piscataway, New Jersey: Institute of Electrical and Electronic Engineers Inc.

Sargent, R. G. 1996. "Some Subjective Validation Methods Using Graphical Displays of Data." In *Proc. 1996 Winter Simulation Conf.*, edited by J. M. Charnes, D. J. Morrice, D. T. Brunner, and J. J. Swain, 345-351. Piscataway, New Jersey: Institute of Electrical and Electronic Engineers Inc.

Sargent, R. G. 2001. "Graphical Displays of Simulation Model Data as Statistical References." In *Simulation 2001 (Proc. of the 4th St. Petersburg Workshop on Simulation)*, edited by S. M. Ermakor, Yu. N. Kashtanov, and V. B. Melas, 109-118. Publisher: Chemistry Research Institute of St. Petersburg University.

Sargent, R. G. 2010. "A New Statistical Procedure for Validation of Simulation and Stochastic Models." Technical Report SYR-EECS-2010-06, Department of Electrical Engineering and Computer Science, Syracuse University, Syracuse, New York.

Sevinc, A. (2013). Minimal controller synthesis algorithms with output feedback and their generalization. *Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences*, 21(8), 2329-2344.

Sevinc, A. (2019). Model Parameters of Electric Motors for Desired Operating Conditions. *Advances in Electrical & Computer Engineering*, 19(2).

Thacker, B. H., Doebling, S. W., Hemez, F. M., Anderson, M. C., Pepin, J. E., & Rodriguez, E. A. (2004). Concepts of model verification and validation. Report. Los Alamos National Laboratory.

- Zenginobuz, G., Cadirci, I., Ermis, M., & Barlak, C. (2004). Performance optimization of induction motors during voltage-controlled soft starting. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 19(2), 278-288.
- Zhang, Y., Zhang, B., Wu, S., & Wu, W. (2012, May). Dynamic model development and validation for electromagnetic and electromechanical simulation. In PES T&D 2012 (pp. 1-6). IEEE.
- Zuckerberger, A., & Alexandrovitz, A. (1996). Modelling and simulation of unsymmetrical supplied three-phase induction motor. *European Transactions on Electrical Power*, 6(3), 189-194.

ELEKTRİK-ELEKTRONİK VE HABERLEŞME
MÜHENDİSLİĞİ ÇALIŞMALARI

yaz
yayınları

YAZ Yayınları
M.İhtisas OSB Mah. 4A Cad. No:3/3
İscehisar / AFYONKARAHİSAR
Tel : (0 531) 880 92 99
yazyayinlari@gmail.com • www.yazyayinlari.com