

Aralık'18

December'18

Sayı/Number: 2 Cilt/Volume: 8
Yıl/Year: 2018

Yayın Sahibi

TMMOB Elektrik Mühendisleri Odası
adına
Gazi İPEK

Sorumlu Yazı İşleri Müdürü
İbrahim SARAL

Yayın İdare Merkezi

Ihlamur Sokak No: 10 Kat:3
Kızılay/Ankara

Tel: (312) 425 32 72

Faks: (312) 417 38 18

<http://bilimseldergi.emo.org.tr>

bilimseldergi@emo.org.tr

EMO üyelerine parasız dağıtılır

Teknik Editör

E. Orhan ÖRÜCÜ

Teknik Sekreter

Oylum YILDIR

Yayın Türü

Yerel Süreli Yayın
6 ayda bir yayınlanır

Basım Adedi

200

Basım Tarihi

Şubat 2019

Sayfa Düzeni

Hakkı ÜNLÜ

Ihlamur Sokak No: 10 Kat:3
Kızılay/Ankara

Tel: (312) 425 32 72/137

hakki.unlu@emo.org.tr

EMO BİLİMSEL DERGİ

**Elektrik, Elektronik, Bilgisayar, Biyomedikal
Mühendisliği Bilimsel Dergisi**

**The Journal of Electrical, Electronics, Computer and
Biomedical Engineering**

YAYIN KURULU

BAŞ EDITÖR/EDITOR IN CHIEF

Prof. Dr. A. Hamit Serbest

Çukurova Üniversitesi

EDİTÖRLER/EDITORIAL BOARD

Prof. Dr. Ayhan Altıntaş

Bilkent Üniversitesi

Prof. Dr. Cengizhan Öztürk

Boğaziçi Üniversitesi

Prof. Dr. Erhan Akın

Fırat Üniversitesi

Prof. Dr. Güven Önbilgin

Ondokuz Mayıs Üniversitesi

Prof. Dr. H. Altay Güvenir

Bilkent Üniversitesi

Doç. Dr. İzzet Gökhan Özbilgin

ISACA

Prof. Dr. Murat Eyüboğlu

Orta Doğu Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Timur Aydemir

Gazi Üniversitesi



1954

TMMOB

Elektrik Mühendisleri Odası

UCTEA/Chamber of Electrical Engineers

DANIŞMA KURULU

- Prof. Dr. Ahmet Koltuksuz**, *Yaşar Üniversitesi*
Prof. Dr. Ali Hikmet Doğru, *Ortadoğu Teknik Üniversitesi*
Prof. Dr. Arif Nacaroğlu, *Gaziantep Üniversitesi*
Prof. Dr. Atilla Bir, *İstanbul Teknik Üniversitesi*
Prof. Dr. Aydın Köksal, *Bilişim A.Ş.*
Prof. Dr. Aydoğan Özdemir, *İstanbul Teknik Üniversitesi*
Prof. Dr. Aysin Baytan Ertüzün, *Boğaziçi Üniversitesi*
Prof. Dr. Belgin Türkay, *İstanbul Teknik Üniversitesi*
Prof. Dr. Bülent Sankur, *Boğaziçi Üniversitesi*
Prof. Dr. Cüneyt Güzeliş, *Yaşar Üniversitesi*
Prof. Dr. Erdal Panayırıcı, *Kadir Has Üniversitesi*
Prof. Dr. Erkan Afacan, *Gazi Üniversitesi*
Prof. Dr. Ferit Acar Savacı, *İzmir İleri teknoloji Enstitüsü*
Prof. Dr. H. Bülent Ertan, *Ortadoğu Teknik Üniversitesi*
Prof. Dr. H. Özcan Gülçür, *Boğaziçi Üniversitesi*
Prof. Dr. Haldun Karaca, *Dokuz Eylül Üniversitesi*
Prof. Dr. İbrahim Eksin, *İstanbul Teknik Üniversitesi*
Prof. Dr. İnci Çilesiz, *İstanbul Teknik Üniversitesi*
Prof. Dr. İrfan Karagöz, *Gazi Üniversitesi*
Prof. Dr. Kemal Leblebicioğlu, *Ortadoğu Teknik Üniversitesi*
Prof. Dr. Muhittin Gökmen, *MEF Üniversitesi*
Prof. Dr. Murat Aşkar, *İzmir Ekonomi Üniversitesi*
Prof. Dr. Müjde Güzelkaya, *İstanbul Teknik Üniversitesi*
Prof. Dr. Osman Eroğul, *GATA (Gülhane Askeri Tıp Akademisi)*
Prof. Dr. Oya Kalıpsız, *Yıldız Teknik Üniversitesi*
Prof. Dr. Sermin Onaygil, *İstanbul Teknik Üniversitesi*
Doç. Dr. Lale Tükenmez Ergene, *İstanbul Teknik Üniversitesi*
Doç. Dr. Osman Abul, *TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi*
Doç. Dr. Özlem Özgün, *Hacettepe Üniversitesi*
Dr. Bora Güngören, *Portakal Teknoloji*
Ahmet Tarık Uzunkaya, *Entes Elektronik*
Bülent Damar, *Pelka Elektrik*
Fikret Küçükdeveci, *TEPA*
Serdar Bozkurt, *SIEMENS*

İÇERİK/CONTENTS

Türü: Araştırma Makaleleri

- Küresel Elektromanyetik Saçılma: Mie Teorisi** 105
Electromagnetic Scattering from Sphere: Mie Theory
Ahmet Sefer
- Memristör Tabanlı Negatif-Pozitif Kazanç Devresi** 113
Memristor-Based Amplifiers with Non-Inverting and Inverting Gains
Ertuğrul Karakulak, Reşat Mutlu, Erdem Uçar
- Akıllı Şebeke Bileşenleri ve Yapısal Analizi** 121
Smart Grid Components and Structural Simulation
Furkan Yazıcı, Mustafa Engin Başoğlu, Bekir Çakır
- Düzlemsel Transformatörlerin Benzetiminde Kullanılan MLM Yönteminin Hızlandırılmasına Yönelik Bir Çalışma** 129
A Study to Accelerate the MLM Method used for the Simulation of Planar Transformers
İ. Onur Loraz, M. Timur Aydemir
- Sensörsüz Vektör Kontrol Performansını Artırmak İçin bir Yöntem** 137
An Approach for Improving Performance of Sensorless Vector Control
H. Bülent Ertan, Tayfun Filci

Küresel Elektromanyetik Saçılma: Mie Teorisi

Electromagnetic Scattering from Sphere: Mie Theory

Ahmet Sefer

İTÜ Bilişim Enstitüsü
Piri Reis Üniversitesi, İstanbul, Türkiye
asefer@pirireis.edu.tr

Öz

Mie teorisi, küreden saçılan elektromanyetik alanlar için analitik bir çözüm getirerek, daha karmaşık saçılım problemlerin çözümü için bir esas oluşturur. Bu çalışmada, Mie teorisi hakkında detaylı bir analiz sunulmaktadır. Teori uygulamaları için MATLAB kodları geliştirilmiş ve örnekler sunulmuştur.

Anahtar kelimeler: Elektromanyetik Saçılma, vektörel harmonik fonksiyonlar, küresel fonksiyonlar, radar kesit alanı.

Abstract

Mie Theory sets basis for more advanced applications in scattering by presenting an analytical solution for electromagnetic waves that scatters from arbitrarily selected spheres. This study presents the theoretical analysis in detail. MATLAB scripts are developed according to the theory and examples are given for validations.

Keywords: Electromagnetic scattering, vectorial harmonical functions, spherical functions, radar cross section

1. Giriş

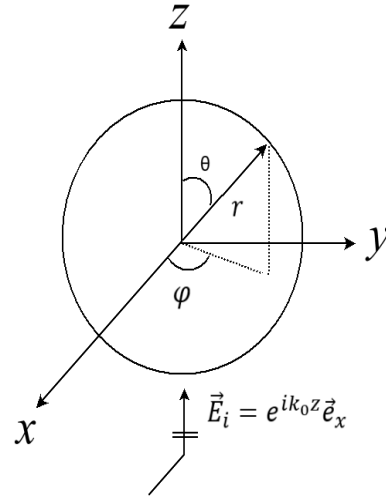
Gustav Mie, 20. Yüzyılın başlarında yayımladığı makalesinde [1], yarıçapı keyfi seçilmiş metal bir küreden saçılan elektromanyetik (EM) dalgalar için analitik bir çözüm sunmuş; bu yayına istinaden, küreden ışın-saçılma problemleri, sonraki dönemde Mie teorisi olarak literatürde yer edinmiştir [2-3]. Teorinin, içeriğinde EM ışın ve saçılma olan, hesaplamalı elektromanyetikten, plazma fiziğine, atmosferik ışımadan, biyomedikal alanına dek [4-6] geniş uygulama alanına sahip olması nedeniyle, daha karmaşık ışın ve saçılma problemleri için bir esas olarak kabul edildiğini söylemek yanlış olmayacaktır.

Bu çalışmanın ilk bölümünde, Mie teorisinin matematiksel esası üzerinde durulup, MATLAB tabanlı kodlar ile geliştirilen uygulama ve örnekler son bölümün konusu olacaktır.

2. Teori – Analitik Çözüm

Genel olarak bir EM dalga iletken bir cisim ile karşılaştığında, akım indüklenir ve buna bağlı olarak tekrar ışımaya ve saçılan dalgaları üretmeye başlar. Mie teorisi, Şekil 1 de gösterildiği üzere, yayılımı z yönünde olan düzlemsel bir elektrik alanın,

iletken bir küreye çarpması sonucu ortaya çıkacak sonuçların matematiksel analizini kapsar. Daha genel anlamda, gelen ve saçılan EM alanın küresel vektör harmonikler cinsinden seri açılımına dayanır. Teori, dalganın dielektrik bir malzeme seçimine bağlı olarak, küre tarafından absorbe edilecek EM alanı da kapsayarak genişletilebilir. Bütün senaryolar için, bu alanların teğetsel bileşenleri, sınır koşulları gereği, küre yüzeyinde devamlı olup; buna bağlı olarak elde edilmiş olan serilerin katsayıları hesaplanır. Bu çalışmada, serilerin içeriği olan küresel vektör harmoniklerin elde edilebilmesi için öncelikle küresel koordinatlarda skaler Helmholtz denklemi çözülecek; bu çözüm kullanılarak vektörel dalga denkleminde geçiş yapılacaktır ve seri açılımına ulaşılabilecektir. Çalışmanın bütününde zaman bağımlılığı $e^{-i\omega t}$ olarak seçilmiştir.



Şekil 1: Gelen düzlem dalga yayılımı ve küresel geometri

2.1 Skaler Helmholtz Denklemi

Keyfi seçilmiş bir $f(r, \theta, \phi)$ fonksiyonunun küresel koordinatlarda skaler Helmholtz denklemini sağladığı varsayımına bağlı olarak:

$$\frac{1}{r^2} \frac{\partial}{\partial r} \left(r^2 \frac{\partial f}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2 \sin \theta} \frac{\partial}{\partial \theta} \left(\sin \theta \frac{\partial f}{\partial \theta} \right) + \frac{1}{r^2 \sin \theta} \frac{\partial^2 f}{\partial \varphi^2} + k^2 f = 0.$$

(1)

Burada, $k = \omega \sqrt{\mu \epsilon}$ dalga numarasıdır. Denklemin çözümü için ikinci varsayım, fonksiyonun değişkenler üzerinde dağılıbilir olduğudur. Başka bir deyişle:

$$f(r, \theta, \varphi) = f_r(r) f_\theta(\theta) f_\varphi(\varphi). \quad (2)$$

Böylelikle, (2) ve (1) bağıntıları kullanılarak üç farklı dağıtılmış denklem elde edilir:

$$\frac{d}{dr} \left(r^2 \frac{\partial f_r}{\partial r} \right) + (k^2 r^2 - n(n+1)) f_r = 0, \quad (3)$$

$$\frac{1}{\sin \theta} \frac{\partial}{\partial \theta} \left(\sin \theta \frac{\partial f_\theta}{\partial \theta} \right) + \left[n(n+1) - \frac{m^2}{\sin^2 \theta} \right] f_\theta = 0, \quad (4)$$

$$\frac{d^2 f_\varphi}{d\varphi^2} + m^2 f_\varphi = 0. \quad (5)$$

Bu durumda, (3) bağıntısının çözümü küresel Bessel fonksiyonları olup, bu fonksiyonlar sıradan Bessel fonksiyonları ile ortak özelliklere sahiptir. [7] Buna ilaveten, doğrusal kombinasyonları birinci ve ikinci dereceden küresel Hankel fonksiyonlarını verecektir:

$$h_n^{(1)} = j_n(kr) + iy_n(kr), \quad (6)$$

$$h_n^{(2)} = j_n(kr) - iy_n(kr). \quad (7)$$

Küresel Bessel fonksiyonlarının $(b_n(kr))$ sıradan Bessel fonksiyonları $(B_n(kr))$ cinsinden tanımlamak gerekirse:

$$b_n(kr) = \sqrt{\frac{\pi}{2kr}} B_{n+\frac{1}{2}}(kr). \quad (8)$$

EM alanın, küre içerisinde ve/veya dışında Bessel ve Hankel fonksiyonları cinsinden tanımlamak için, bu fonksiyonların asimptotik davranışlarını incelemek gerekir [8]. Kabaca, küre içerisinde ki EM alan temsili için $j_n(kr)$ kullanılmalıdır çünkü $r=0$ için $j_n(kr)$ sonlu olup; $r \rightarrow \infty$ için sinüzoidal yapıdadır. Dolayısıyla bu fonksiyon, durağan tipi bir dalga tanımı için uygundur. Diğer taraftan, $r \rightarrow \infty$ için birinci dereceden Hankel fonksiyonları $(h_n^{(1)}(kr))$ ışınım koşullarını sağladığından; dışarı doğru uzak alandaki dalgaların temsili için kullanılırlar.

Öte yandan, (4) bağıntısının çözümü ile bütünleşik Legendre fonksiyonları $(P_n^m(\cos \theta), Q_n^m(\cos \theta))$ elde edilecektir [8]. Bu fonksiyonlar $\theta=0$ ve $\theta=\pi$ için tekil olduklarından, $[0, \pi]$ aralığı için sonlu bir dalga fonksiyonu tanımlayabilmek adına:

$$f_\theta(\theta) = P_n^m(\cos \theta). \quad (9)$$

Olarak seçilir. Son olarak, (5) bağıntısının çözümü, tek ve çift olmak üzere doğrusal olarak bağımsız harmonik sinüzoidal denklemler içerir:

$$f_{\varphi, \text{çift}}(\varphi) = \cos(m\varphi), \quad (10.a)$$

$$f_{\varphi, \text{tek}}(\varphi) = \sin(m\varphi). \quad (10.b)$$

(6)-(10) bağıntıları içerisinde bulunan sonuçlar bir araya getirilirse, (2)'de tanımlı skaler fonksiyon için:

$$f(r, \theta, \varphi) = \begin{cases} f_{\varphi^{mn}} = \cos(m\theta) P_n^m(\cos \theta) z_n(kr) \\ f_{\varphi^{mn}} = \sin(m\theta) P_n^m(\cos \theta) z_n(kr) \end{cases}. \quad (11)$$

(11) bağıntısında gösterilen $z_n(kr)$ EM dalganın konumuna göre küresel Bessel ya da birinci dereceden küresel Hankel fonksiyonunu temsil eder. İlaveten, (11) bağıntısında verilmiş olan m ve n birer tam sayıdır ve her bir terim karşılıklı olarak birbirlerine diktir [8]. Böylelikle, (1) bağıntısında verilmiş Helmholtz denklemini sağlayabilen herhangi bir fonksiyon, (11) bağıntısında tanımlı fonksiyonlarca seri açılımı yapılarak tanımlanabilir [8-9].

2.2 Vektörel Dalga Denklemi ve Küresel Harmonikler

Helmholtz'un ortaya koyduğu teoriye göre, bir vektörü tanımlayabilmek için, o vektörün diverjansını ve rotasyonelini biliyor olmak yeterlidir [4]. Bu başlık altında yapılacak çalışmada, EM alanları tanımlayabilmek için kullanılacak vektörler elde edilecektir. Tanımlanacak vektörler, (11) bağıntısında tanımlanan skaler fonksiyonlara bağlı olacak ve böylelikle EM alanlar için bir seri açılımı yapılabilecektir.

Başlangıç olarak, sabit ve birim uzunluğa sahip bir \vec{c} vektörüne bağlı olarak, üç adet vektör tanımlamak mümkündür:

$$\begin{aligned} \vec{L} &= \nabla f(r, \theta, \varphi), \\ \vec{M} &= \nabla \times (\vec{c} f(r, \theta, \varphi)), \end{aligned} \quad (12)$$

$$\vec{N} = \frac{1}{k} \nabla \times \vec{M}.$$

(12) bağıntısına bakarak her üç vektörün birbirlerine dik olduğu aşikardır. \vec{L} vektörünün rotasyoneli ve diverjansı için:

$$\begin{aligned} \nabla \times \vec{L} &= 0, \\ \nabla \cdot \vec{L} &= \nabla^2 f = -k^2. \end{aligned} \quad (13)$$

Buna ilaveten, \vec{M} ve \vec{N} vektörlerinin alan çizgileri daireseldir; diğer bir deyişle, diverjansları sıfırdır.

$$\nabla \cdot \vec{M} = \nabla \cdot \vec{N} = 0. \quad (14)$$

(12), (13) ve (14) bağıntılarının sonuçlarına bakarak, herhangi bir dalga fonksiyonu yukarıda tanımlanan vektörel fonksiyonların doğrusal kombinasyonları olarak sunulabilir. Ayrıca, boş uzayda ki düzlem EM alanlar, diverjansları sıfır ve birbirlerinin rotasyoneli olarak tanımlanabileceğinden, \vec{M} ve \vec{N} vektörleri, elektrik alan $\vec{E}(\vec{r})$ ve manyetik alan $\vec{H}(\vec{r})$ tanımları için yeterli ve uygundur. Eğer en başta tanımlanan sabit ve birim uzunlukta ki \vec{c} vektörü, kürenin radyal birim vektörü olan \vec{e}_r olarak kabul edilirse, bu durumda, \vec{M} ve \vec{N} vektörleri, seçilecek o küre için teğet olacaklardır. (11) bağıntısında gösterilen skaler fonksiyonun tek ve çift bileşenlerine bağlı kalarak, (12) bağıntısında tanımlanan vektörlerinin tek ve çift bileşenleri için,

$$\begin{aligned} \vec{M}_{\left\{ \begin{smallmatrix} e \\ o \end{smallmatrix} \right\} mn} &= \begin{Bmatrix} - \\ + \end{Bmatrix} \bar{e}_\varphi \frac{m}{\sin \varphi} \sin(m\varphi) P_n^m(\cos \theta) z_n(kr) \\ -\bar{e}_\varphi \begin{Bmatrix} \cos \\ \sin \end{Bmatrix} &\left\{ (m\varphi) \frac{dP_n^m(\cos \theta)}{d\theta} z_n(kr), \right. \\ \vec{N}_{\left\{ \begin{smallmatrix} e \\ o \end{smallmatrix} \right\} mn} &= \bar{e}_r \frac{z_n(kr)}{(kr)} \begin{Bmatrix} \cos \\ \sin \end{Bmatrix} \left\{ (m\varphi) n(n+1) P_n^m(\cos \theta) \right. \\ +\bar{e}_\theta &\begin{Bmatrix} \cos \\ \sin \end{Bmatrix} \left\{ (m\varphi) \frac{dP_n^m(\cos \theta)}{d\theta} \frac{1}{kr} \frac{d}{d(kr)} (kr z_n(kr)) \right. \\ &\left. \begin{Bmatrix} - \\ + \end{Bmatrix} \bar{e}_\varphi m \begin{Bmatrix} \sin \\ \cos \end{Bmatrix} \left\{ (m\varphi) \frac{P_n^m(\cos \theta)}{\sin(\varphi)} \frac{d}{d(kr)} (kr z_n(kr)). \right. \end{aligned} \quad (15)$$

Buna göre, \bar{e}_x yönünde polarize olmuş ve \bar{e}_z yönünde yayılım gösteren normalize düzlemsel elektrik alan için (16) bağıntısı aşağıda verilmiştir.

$$\vec{E}^i = \bar{e}_x e^{ikz} = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} B_{emn} \vec{M}_{emn} + B_{omn} \vec{M}_{omn} + A_{emn} \vec{N}_{emn} + A_{omn} \vec{N}_{omn}. \quad (16)$$

(16) bağıntısında gösterilen seri katsayıları (17) bağıntısında ki integraller ile hesaplanacaktır.

$$B_{\left\{ \begin{smallmatrix} emn \\ omn \end{smallmatrix} \right\}} = \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi \vec{E}^i \cdot \vec{M}_{\left\{ \begin{smallmatrix} emn \\ omn \end{smallmatrix} \right\}} \sin \theta d\theta d\varphi}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi \left| \vec{M}_{\left\{ \begin{smallmatrix} emn \\ omn \end{smallmatrix} \right\}} \right|^2 \sin \theta d\theta d\varphi}, \quad (17a)$$

$$A_{\left\{ \begin{smallmatrix} emn \\ omn \end{smallmatrix} \right\}} = \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi \vec{E}^i \cdot \vec{N}_{\left\{ \begin{smallmatrix} emn \\ omn \end{smallmatrix} \right\}} \sin \theta d\theta d\varphi}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi \left| \vec{N}_{\left\{ \begin{smallmatrix} emn \\ omn \end{smallmatrix} \right\}} \right|^2 \sin \theta d\theta d\varphi}. \quad (17b)$$

Sinüs ve kosinüs fonksiyonlarının ortogonal ilişkilerine bağlı olarak, $m=1$ dışındaki bütün katsayılar sıfırdır. Buna bağlı olarak, (16) bağıntısında tanımlanan düzlemsel elektrik alan denklemi sadeleşmiş haliyle, (18) bağıntısında tanımlanmıştır.

$$\vec{E}^i = \sum_{n=0}^{\infty} B_{01n} \vec{M}_{01n} + A_{e1n} \vec{N}_{e1n}. \quad (18)$$

Bu bağıntıda tanımlı katsayılar için, (17a) ve (17b) bağıntılarında gösterilen integrallerin hesaplanması gereklidir. Bu integralleri fonksiyonların ortogonal ilişkilerini kullanarak hesaplamak mümkündür [4]. Elde edilecek katsayılar göre gelen düzlemsel elektrik alan için yazılacak seri ifadesi, (19) bağıntısında gösterildiği gibidir.

$$\vec{E}^i = \sum_{n=0}^{\infty} i^n \frac{2n+1}{n(n+1)} \left(\vec{M}_{01n}^{(1)} - i \vec{N}_{e1n}^{(1)} \right) \quad (19)$$

(19) bağıntısında \vec{M} ve \vec{N} vektörleri için kullanılan (1) üst indisi, elektrik alanın radyal bileşeninin $j_n(kr)$ olduğunu vurgulamak içindir. Gelen manyetik alan, (19) bağıntısında tanımlı elektrik alanın rotasyonu ile ilintili olduğundan:

$$\vec{H}^i = -\frac{k}{\omega\mu} \sum_{n=0}^{\infty} i^n \frac{2n+1}{n(n+1)} \left(\vec{M}_{e1n}^{(1)} - i \vec{N}_{o1n}^{(1)} \right). \quad (20)$$

Bağıntılar ile tanımlanan vektör harmoniklerin ortogonal olmalarına ve bir sonra ki aşamada başvurulacak sınır koşullarının sürekliliğine bağlı olarak, dielektrik küre

içerisinde absorbe edecek ve küre dışına saçılım yapacak EM alanlar için de vektörel harmonikleri kullanmak mümkündür. (21) ve (22) bağıntıları, sırasıyla, içeriye absorbe edecek ve saçılacak EM alanları verecektir.

$$\vec{E}^t = \sum_{n=0}^{\infty} c_n \vec{M}_{o1n}^{(1)} - i d_n \vec{N}_{e1n}^{(1)}, \quad (21)$$

$$\vec{H}^t = \frac{k}{\omega\mu} \sum_{n=0}^{\infty} d_n \vec{M}_{e1n}^{(1)} - i c_n \vec{N}_{o1n}^{(1)}.$$

$$\vec{E}^s = \sum_{n=0}^{\infty} -b_n \vec{M}_{o1n}^{(3)} + i a_n \vec{N}_{e1n}^{(3)} \quad (22)$$

$$\vec{H}^s = \frac{k}{\omega\mu} \sum_{n=0}^{\infty} a_n \vec{M}_{e1n}^{(3)} + i b_n \vec{N}_{o1n}^{(3)}$$

2.3 Sınır Koşulları – Katsayıların Elde Edilmesi

Yarıçapı a olan kayıplı bir küre için, EM teğetsel alanların sürekliliğine bağlı olarak, (21) ve (22) bağıntılarında verilen dört bilinmeyen için dört denklem elde etmek mümkündür:

$$E_{\{\theta,\varphi\}}^i + E_{\{\theta,\varphi\}}^s = E_{\{\theta,\varphi\}}^t, \quad (23)$$

$$H_{\{\theta,\varphi\}}^i + H_{\{\theta,\varphi\}}^s = H_{\{\theta,\varphi\}}^t.$$

(23) bağıntısı ile elde edilen denklemlerin çözümü ile (21) ve (22) bağıntılarında verilen katsayıları bulmak mümkündür. Bu çalışmada sadece saçılan alan formülleri verilmiş olup; diğer iki katsayı için okuyucu [3-4] inceleyebilir.

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{j_n(Na) [(k_0 a) j_n(k_0 a)]' - j_n(k_0 a) [(Nk_0 a) j_n(Nk_0 a)]'}{j_n(Nk_0 a) [(k_0 a) h_n^{(1)}(k_0 a)]' - h_n^{(1)}(k_0 a) [(Nk_0 a) j_n(Nk_0 a)]'} \\ b_n &= \frac{j_n(a) [(Nk_0 a) j_n(Nk_0 a)]' - N^2 j_n(Nk_0 a) [(k_0 a) j_n(k_0 a)]'}{h_n^{(1)}(k_0 a) [(Nk_0 a) j_n(Nk_0 a)]' - N^2 j_n(Nk_0 a) [(k_0 a) h_n^{(1)}(k_0 a)]'} \end{aligned} \quad (24)$$

Burada k_0 boş uzayda ki dalga numarasıdır. Kürenin iletkenliğine bağlı olarak, karmaşık olma ihtimali bulunan dalga numarası k_1 ise, $N = k_1 / k_0$, kürenin refraktif indisidir. (24) bağıntısında verilen a_n ve b_n saçılan dalgaların katsayıları c_n ve d_n küre içerisinde absorbe edilen alanların katsayılarıdır. Ricatti-Bessel fonksiyonları tanımlanarak a_n ve b_n katsayılarının bu fonksiyonlar üzerinden tanımları sırasıyla (25) ve (26) bağıntılarında verilmiştir.

$$\psi(r) = r j_n(r), \quad (25a)$$

$$\xi(r) = r h_n^{(1)}(r). \quad (25b)$$

$$a_n = \frac{N \psi_n(Nk_0 a) \psi_n'(k_0 a) - \psi_n(k_0 a) \psi_n'(Nk_0 a)}{N \psi_n(Nk_0 a) \xi_n'(k_0 a) - \xi_n(k_0 a) \psi_n'(Nk_0 a)}, \quad (26a)$$

$$b_n = \frac{\psi_n(Nk_0 a) \psi_n'(k_0 a) - N \psi_n(k_0 a) \psi_n'(Nk_0 a)}{\psi_n(Nk_0 a) \xi_n'(k_0 a) - N \xi_n(k_0 a) \psi_n'(Nk_0 a)} \quad (26b)$$

Kürenin iletkenliğine bağlı olarak, $\psi(Nk_0 a)$ genelde karmaşık olur. Buna bağlı olarak, fonksiyon ve onun türevi kayıplı ortamlar için birkaç terimden sonra iraksamaya başlar. Özellikle mükemmel iletken (PEC) kürelerde, numerik hesaplamalar son derece kısıtlıdır. Bu sorun, $\psi(Nk_0 a)$

fonksiyonunun logaritmik türevi olan fonksiyon kullanılarak çözümlenebilir [9]:

$$D_n(Nk_0a) = \frac{\psi'_n(Nk_0a)}{\psi_n(Nk_0a)} = \frac{[(Nk_0a)j_n(Nk_0a)]'}{(Nk_0a)j_n(Nk_0a)}. \quad (27)$$

(27) bağıntısında tanımlanan $D_n(Nk_0a)$ fonksiyonu $Nk_0a=0$ olmadığı sürece sonludur. İlaveten, $D_n(k_0a)$ fonksiyonu aşağı doğru yineleme koşulunu sağlar. Buna göre,

$$D_{n-1}(Nk_0a) = \frac{n}{Nk_0a} \frac{1}{D_n(Nk_0a) + n/Nk_0a}. \quad (28)$$

(27) ve (28) bağıntıları kullanılarak, a_n ve b_n katsayıları (29) bağıntısında yeniden tanımlanmıştır.

$$a_n = \frac{\left(\frac{D_n(Nk_0a)}{N} + \frac{n}{k_0a} \right) \psi_n(k_0a) - \psi_{n-1}(k_0a)}{\left(\frac{D_n(Nk_0a)}{N} + \frac{n}{k_0a} \right) \xi_n(k_0a) - \xi_{n-1}(k_0a)} \quad (29a)$$

$$b_n = \frac{\left(ND_n(Nk_0a) + \frac{n}{k_0a} \right) \psi_n(k_0a) - \psi_{n-1}(k_0a)}{\left(ND_n(Nk_0a) + \frac{n}{k_0a} \right) \xi_n(k_0a) - \xi_{n-1}(k_0a)} \quad (29b)$$

Son olarak katsayıların hesaplanması için n belirlenecek yineleme numarası $n \approx 2 + k_0a + 16k_0a^{1/3}$ [10] olarak seçilebilir. (29) bağıntısında tanımlanan katsayıların hesabı için oluşturulan MATLAB kodu Ek-1 de verilmiştir.

2.4 Uzak Alan Genlik Fonksiyonları

Küresel Hankel ve Bessel fonksiyonlarının asimptotik hareketlerine bağlı olarak, uzak bölgede saçılan elektrik alanlar (30) bağıntısında verilmiştir.

$$E_{s\theta} = \eta H_{s\phi} \cong i \frac{e^{ik_1r}}{k_1r} \cos(\phi) S_2(\theta), \quad (30a)$$

$$E_{s\phi} = \eta H_{s\theta} \cong i \frac{e^{ik_1r}}{k_1r} \sin(\phi) S_2(\theta). \quad (30b)$$

(30) bağıntısında verilen $S_1(\theta)$ ve $S_2(\theta)$ uzak alanlar için genlik fonksiyonlarıdır. (31) bağıntısında bu fonksiyonlar tanımlanmıştır.

$$S_1(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2n+1}{n(n+1)} [a_n \pi_n(\cos\theta) + b_n \tau_n(\cos\theta)],$$

$$S_2(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2n+1}{n(n+1)} [a_n \tau_n(\cos\theta) + b_n \pi_n(\cos\theta)]. \quad (31)$$

(31) bağıntısında tanımlanan π_n ve τ_n fonksiyonları açığa bağlı fonksiyonlar olarak adlandırılıp; tanımları (32a) ve (32b) bağıntılarında yapılmıştır.

$$\pi_n(\cos\theta) = \frac{P_n^1(\cos\theta)}{\sin\theta} \quad (32a)$$

$$\tau_n(\cos\theta) = \frac{dP_n^1(\cos\theta)}{d\sin\theta} \quad (32b)$$

(31) ve (32) bağıntılarında tanımlanan fonksiyonlar için oluşturulan MATLAB kodu Ek-1 de verilmiştir.

2.5 İleri ve Geri Yönde Saçılma – Radar Kesit Alanı

(31) bağıntısında tanımlanan uzak alan genlik fonksiyonları, θ değişkenine bağlı fonksiyonlardır. $\theta=0$ ve $\theta=\pi$ değerleri için:

$$\pi_n(\cos 0) = \tau_n(\cos 0) = \frac{n(n+1)}{2}, \quad (33)$$

$$\pi_n(\cos \pi) = -\tau_n(\cos \pi) = (-1)^{n+1} \frac{n(n+1)}{2}. \quad (34)$$

(33) ve (34) bağıntılarında elde edilen sonuçlara göre:

$$S_1(0) = S_2(0). \quad (35.a)$$

$$S_1(\pi) = -S_2(\pi). \quad (35.b)$$

Dolayısıyla, uzak bölgede saçılan EM alanlar, gelen EM alanlar ile doğrusal polarizasyonludur. Diğer açılarda ise bu alanlar eliptik polarizasyona sahiptirler. Bu açı değerlerinde genlik fonksiyonlarını özel kılan bir diğer durum ise, ileri kesit alanı ($\theta=0$) ve geri kesit alanı (Radar Kesit Alanı) ($\theta=\pi$) hesaplamaları için gereklilikleridir. Radar kesit alanı (RKA) [11-12] kabaca, küreden saçılan EM enerjinin gelen EM dalganın güç yoğunluğuna oranıdır. Bu doğrultuda, a yarıçaplı kürenin geometrik kesit alanı ile normalize edilmiş RKA (36) bağıntısında verilmiştir.

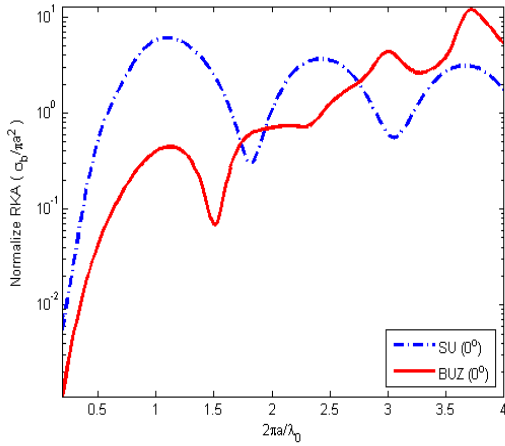
$$\frac{\sigma_s}{\pi a^2} = \frac{2}{(k_0a)^2} \sum_{n=1}^{\infty} (2n+1) (|a_n|^2 + |b_n|^2) \quad (36)$$

İleri yönde saçılma teorisine göre [13] ileri yönde saçılma kesit alanı, $\theta=0$ bölgesinde uzak alan genlik fonksiyonlarının reel kısmı ile ilişkilidir. a yarıçaplı kürenin geometrik kesit alanı ile normalize edilmiş ileri yönde saçılma kesit alanı (37) bağıntısında verilmiştir.

$$\frac{\sigma_{ext}}{\pi a^2} = \frac{2}{(k_1a)^2} \sum_{n=1}^{\infty} (2n+1) \text{Re}\{a_n + b_n\} \quad (37)$$

3. Sayısal Sonuçlar

Elde edilen sonuçlara göre yazılan kodları test etmek amacıyla sayısal örnekler bu kısımda verilmiştir. İlk olarak, yarıçapı a olan ve küresel bir geometriye sahip olduğundan, Mie teorisi ile modellenen su damlacığının RKA değerlerine dair bir çalışma sonucu verilecektir [14]. Çalışmada, boş uzay için dalga boyu $\lambda_0=3.2$ cm seçilmiş; su damlacığının sıfır derecedeki karmaşık refraktif indisi $N_{su}=7.1-2.89i$ olarak kabul edilmiştir. Diğer taraftan, yine aynı parametreler için buzun karmaşık refraktif indisi $N_{buz}=1.78-2.4 \times 10^{-3}i$ olarak kabul edilmiştir. Su ve buz parçacıklarının, $k_0a=2\pi a/\lambda_0$ 'nın fonksiyonu olarak normalize edilmiş RKA değerlerinin grafiği Şekil 2 de verilmiştir. Şekil 2 de gösterilen grafikte, sabit tutulan dalga boyu için, yarıçap a , dalga numarası parametresinin ($k_0=2\pi/\lambda_0$) bir fonksiyonu olarak, dalga boyu λ_0 cinsinden değişmektedir. Buna göre, maksimum yarıçap değeri yaklaşık olarak $a=2.03$ cm'dir. Şekil 2 de elde edilen değerler ile [14]'te referans alınan değerler arasında, yüzdesel bir hata fonksiyonu tanımlarsa:

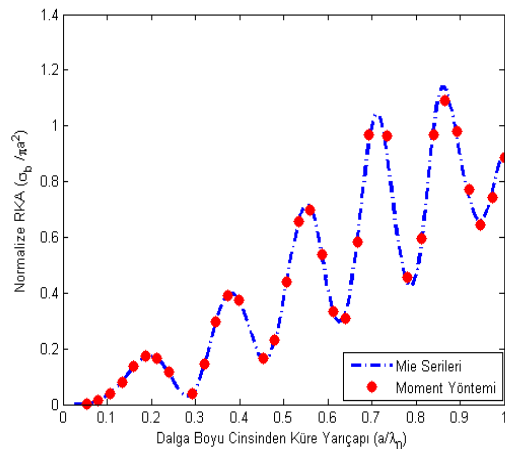


Şekil 2: Su ve Buz için $\lambda_0 = 3.2$ cm dalga boyunda, k_0a boyut parametresinin bir fonksiyonu olarak normalize edilmiş radar kesit alanları.

$$hata_{Su-Buz} = \frac{\|\sigma_{ref} - \sigma_{Mie}\|}{\|\sigma_{ref}\|} \times 100 \quad (38)$$

Elde edilen $hata_{Su-Buz}$ değeri %1'in altındadır.

RKA uygulamalarında, küreden saçılan alanlar, kürenin geometrik simetrisi ve analitik çözümünün varlığı dolayısıyla, yapılacak daha karmaşık bir geometri analizi için referans kabul edilirler. Diğer taraftan, RKA hesaplamalarında sıklıkla başvurulan, elektrik alan integral denklemlerinin çözümü için doğrusal bir çözüm sunan Moment Yöntemi (MoM) [15] ile elde edilen sonuçlar [16], Mie teorisi ile elde edilen RKA değerleri için referans teşkil ederler. Bu bağlamda, Şekil 3'de boyut parametresinin (k_0a) bir fonksiyonu olarak, yarıçapı a olan dielektrik bir küreden, Mie serileri kullanılarak elde edilen sonuçlar ve MoM değerleri ile kıyaslanmıştır. Elde edilen sonuçlar için dielektrik kürenin refraktif indisi $N_{dielectric} = 2 + 0i$ olarak alınmıştır.



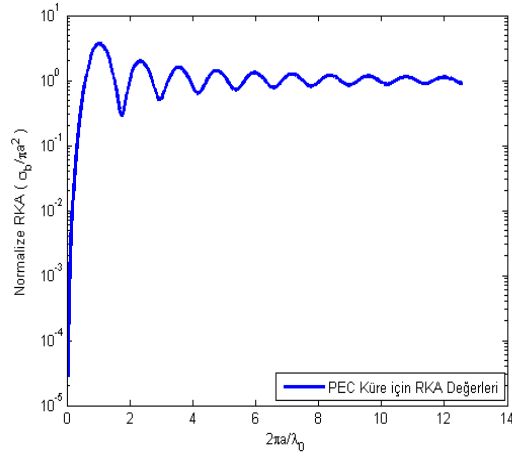
Şekil 3: Moment Yöntemi ve Mie serileri ile dielektrik küre için Normalize RKA sonuçları.

Şekil 3 için her iki yöntem ile elde edilen sonuçlar arasında (38) de olduğu gibi bir hata tanımı yapılırsa:

$$hata_{MoM-Mie} = \frac{\|\sigma_{MoM} - \sigma_{Mie}\|}{\|\sigma_{MoM}\|} \times 100 \quad (39)$$

Elde edilen $hata_{MoM-Mie}$ değeri yaklaşık olarak %2 mertebesinde ($hata_{MoM-Mie} = 0.0214 \times 100$) .

Son olarak mükemmel iletken (PEC) küre için elde edilen mono-statik RKA sonuçları Şekil 3'te gösterilmektedir. Şekil 3 için $a = 40$ cm seçilmiş PEC için refraktif indis $N_{PEC} = 1000 + 1000i$ olarak belirlenmiştir. Bu kadar büyük bir refraktif indis tanımı için Şekil 4'te verilen örnek, (29a) ve (29b) arası bağıntılarla hesaplanacak Mie katsayıları için test niteliğindedir.



Şekil 4: PEC küre için RKA Değerleri.

4. Sonuç

Küreden saçılma dair, Mie Serileri sayesinde, analitik olarak elektromanyetik (EM) alanlar ile ilgili bir sonuç elde etmek mevcut her zaman. Elbette, EM, analiz yapmak isteyen kişi için, geometrisinde ki mükemmel simetriye de bağlı olarak, küre, anlamlı bir ölçümleme elemanıdır. Öyle ki, analitik olarak çözümü olmayan ve buna istinaden numerik bir analiz yapılması gereken düzensiz geometriler için, Mie Serileri çözümü [1] her zaman ilk bakılması gereken referans olmuştur.

Teoriye dair geniş bir literatüre ulaşmak mümkün; bu çalışmanın, hâlihazırda bulunan literatüre ilaveten, özellikle yurtiçi araştırmaları için, giriş seviyesinde bir kaynakça olabilmesi umulmaktadır. Ekte sunulan MATLAB tabanlı yazılmış kod ile frekans, refraktif indis ve küre yarıçapı parametreleri kullanılarak, mono-statik RKA sonuçlarına ulaşmak mümkündür. Seçilecek refraktif indise bağlı olarak, Sayısal örneklerde gösterildiği üzere, dielektrik ve/veya mükemmel iletken yüzeyler katsayıları hesaplamak mümkün kılınmıştır. Örneklerde gösterildiği üzere, MATLAB tabanlı

kod ile elde edilen sonuçlar, literatürdeki sonuçlar ile birebir örtüşmektedir.

Kaynaklar

- [1] Mie, G., "Beigrade zur optik truber medien, speziell kolloidaler metallosungen", *Ann. Phys.*, 25, 377-455, 1908.
- [2] Stratton, J. A., *Electromagnetic Theory*, New York, McGraw-Hill, 1941.
- [3] Bohren C. F. and Huffinan D. R., *Absorption and scattering of light by small particles*, Wiley,. 1983.
- [4] Sefer A., Sevgi L., "Method of Moment Modelling of Wave Scattering from Arbitrary Geometries in 3D in Free Space", M.S. Thesis, Dept. Electron. And Commn. Eng., Dogus Uni. Istanbul, 2014.
- [5] Liou K. N., *An Introductwn to Atmospheric Radiation*, Oxford, Elsevier Books/Academic Press, 2002
- [6] Born M., Wolf E., *Principles of Optics*, NY, Pergamon Press, 2003.
- [7] Watson G.N., *A Treatise on the Theory of Bessel Functions*, Cambridge, Cambrige Press, 1995.
- [8] Abramowitz and Stegun, *Handbook of Mathematical Functions*, NY, Dover Books, 1972
- [9] Hong Du, "Mie-Scattering Calculation", *Appl. Opt.*, vol. 43 no. 9, pp. 1951-1956, 2004
- [10] Wiscombe W. J., (1980), "Improved Mie Scattering Algorithms", *Appl. Opt.*, vol. 19 no. 9, pp. 1505-1509, May 1980
- [11] Sevgi L. Ulm tk (:., yaktr G. and (:aktr M., "RCS Modelling and Simulation, Part 1: A Tutorial Review of Definitions, Strategies and Canonical Examples", *IEEE Antennas Propagat. Magazine*, vol. 50 no. 1, 115-126, Feb 2008.
- [12] Sefer A., Sevgi L., Uslu M. A., "MATLAB Based 3D MoM FDTD codes for the RCS analysis of Realistic Objects", *IEEE Antennas Propagat. Magazine*, vol. 57 no.4, 122-148, August 2015.
- [13] Ishimaru A, *Wave Propagation and Scattering in Random Media*, Wiley-IEEE Press, NY, 1999.
- [14] Stephen J. J., "Radar Cross Section for Water And Ice Spheres", *J. Meteo.*, 18, 348-359, June 1961.
- [15] Harrington R. F., *Field Computation by Moment Method*, 1st Ed. NY, IEEE Press, 1993.
- [16] Sefer A., Sevgi L., "LU Decomposition Based 3D Method of Moment Modelling of Wave Scattering From Arbitrary Geometries", 3^d EMC Turkiye Conference, Istanbul, 2016.
- [17] Skolnik M. I. *Introduction to Radar Systems*, McGraw Hill, NY, 1985.

EK-1: Küre için RKA Hesaplama – MATLAB Tabanlı Kod

```

% Author : Ahmet SEFER
% Purpose : To calculate Radar Cross Section of Sphere with Mie Theory
% a : radius of sphere [meter]
% f : frequency [Hz]
% N : complex refractive index; N=N'+iN"
function results=RCS_Mie(a,f,N)
u=pi;
c=300e6; %speed of light in free space
k=2*pi*f/c; %wave number in free space
kr=k*a;
nmax=round(2+kr+4.*kr.^(1/3)); %Iteration number
Nkr=N.*kr; %refractive index times size parameter
nmx=round(max(nmax,abs(Nkr))+16);
n=(1:nmax); nu = (n+0.5);
spherical_const=sqrt(0.5*pi*kr);%constant for spherical bessel functions
%=====RICATTI BESSEL FUNCTIONS According to (25a)&(25b) =====
%nth term of Ricatti Bessel "psi" function
Ricatti_Psi_n =spherical_const.*besselj((nu),kr);
%(n-1)th term of Ricatti Bessel "psi" function
Ricatti_Psi_n_1=ones(1,nmax);
Ricatti_Psi_n_1(2:nmax)=spherical_const.*besselj(nu(1:end-1),kr);
Ricatti_Psi_n_1(1) =sin(kr);
%nth term of Ricatti Bessel "chi" function
Ricatti_Chi_n =-spherical_const.*bessely((nu),kr);
%(n-1)th term of Ricatti Bessel "psi" function
Ricatti_Chi_n_1 =ones(1,nmax);
Ricatti_Chi_n_1(2:nmax)=-spherical_const.*bessely(nu(1:end-1),kr);
Ricatti_Chi_n_1(1) =cos(kr);
%nth term of Ricatti Bessel "xi" function
Ricatti_xi_n=Ricatti_Psi_n-li.*Ricatti_Chi_n;
%(n-1)th term of Ricatti Bessel "xi" function
Ricatti_xi_n_1=Ricatti_Psi_n_1-li.*Ricatti_Chi_n_1;
%===== Computation of Dn(z) Acc. to (28)=====
dn(nmx)=0+0i;
for j=nmx:-1:2
    dn(j-1)=j./Nkr-1/(dn(j)+j./Nkr);
end;
Dn=dn(n); % Dn(z), n=1 to nmax
da=Dn./N+n./kr;
db=N.*Dn+n./kr;
%===== SCATTERING COEFFICINETS Acc. to (29a)-(29b)=====
an=(da.*Ricatti_Psi_n-Ricatti_Psi_n_1)./(da.*Ricatti_xi_n-Ricatti_xi_n_1);
bn=(db.*Ricatti_Psi_n-Ricatti_Psi_n_1)./(db.*Ricatti_xi_n-Ricatti_xi_n_1);
p(1)=1;
t(1)=cos(u);
p(2)=3*cos(u);
t(2)=3*cos(2*u);
%recurrence relations of the functions defined in (32)-(34)
for ii=3:nmax,
    p1=(2*ii-1)./(ii-1).*p(ii-1).*cos(u);
    p2=ii./(ii-1).*p(ii-2);
    p(ii)=p1-p2;
    t1=ii*cos(u).*p(ii);
    t2=(ii+1).*p(ii-1);
    t(ii)=t1-t2;
end
pin=p;
taun=t;
n=(1:nmax);
n2=(2*n+1)./(n.*(n+1));
pin=n2.*pin;
taun=n2.*taun;
%The functions defined in (31)
S1=(an*pin'+bn*taun');
S2=(an*taun'+bn*pin');
phi=0;
z=(-50);
%=====Propagation of Field=====
propagation=1j./(k.*z).*exp(1j.*k.*z);
%=====Ex & Ey Fields in terms of Scattering Matrix elements=====
Ex=-S2.*cos(phi).*cos(phi).*propagation-S1.*sin(phi).*sin(phi).*propagation;
Ey=-S2.*sin(phi).*cos(phi).*propagation+S1.*cos(phi).*sin(phi).*propagation;
Etheta=propagation.*S2.*cos(phi); % (30a)
Ephi =propagation.*S1.*sin(phi); % (30b)
%=====RADAR CROSS SECTION=====
backscatteringS12 = (abs(S1)^2+abs(S2)^2)*(2*pi/k^2); % (36)

```

**Ahmet Sefer**

2010 yılında Bilkent Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü'nden lisans derecesini, 2014 yılında Doğu Üniversitesi Elektronik Haberleşme Mühendisliği Bölümü'nden yüksek lisans derecesini almıştır. Doktorasını İstanbul Teknik Üniversitesi Bilişim Enstitüsü'nde, Uydu Haberleşmesi ve Uzaktan Algılama konusunda 2015 yılında tamamlamıştır. Halen Piri Reis Üniversitesi Denizcilik Meslek Yüksek Okulu'nda Öğretim Görevlisi olarak yer almaktadır. Çalışma alanları; hesaplamalı elektromanyetik, radar kesit alanı, ters ve düz elektromanyetik saçılma problemleridir.

Memristör Tabanlı Negatif-Pozitif Kazanç Devresi Memristor-Based Amplifiers with Non-Inverting and Inverting Gains

Ertuğrul Karakulak^{1*}, Reşat Mutlu², Erdem Uçar³

¹Teknik Bilimler Meslek Yüksek Okulu, Namık Kemal Üniversitesi, Tekirdağ, Türkiye
ekarakulak@nku.edu.tr

²Çorlu Mühendisli Fakültesi, Namık Kemal Üniversitesi, Tekirdağ, Türkiye
rmutlu@nku.edu.tr

³Bilgisayar Mühendisliği Bölümü, Trakya Üniversitesi, Tekirdağ, Türkiye
erdemucar@trakya.edu.tr

Öz

Memristörler, doğrusal ve zamanla değişmeyen devre elemanları kullanılarak yapılamayacak bazı analog uygulamalar için büyük bir potansiyel vaat eden non-lineer devre elemanlarıdır. Bilimsel literatürde bazı memristör tabanlı filtreler ve yükselteçler gibi analog uygulamalar incelenmiştir. Eviren ve evirmeyen memristör tabanlı yükselteçler de literatürde incelenmiştir. Bu çalışmada, literatürde bir ilk olarak, hem negatif hem de pozitif kazanç verebilen, opamp ve memristör tabanlı bir devre önerilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Memristör, Memristif Sistemler, Programlanabilir yükselteçler.

Abstract

Memristors, which are nonlinear circuit elements, have a big potential to design analog circuits that can not be made using linear time-invariant circuit elements. In literature, some analog circuit applications such as memristor based filter and amplifier circuits have already been examined. Opamp based amplifiers has either negative or positive gains. Memristor-based inverting and non-inverting amplifiers have also been inspected in literature. In this study, for the first time in literature, it is shown how to make a new memristor-based amplifier which can give not only positive but also negative gains.

Keywords: Memristor, Memristive Systems, Programmable Amplifiers.

1. Giriş

Memristörler, Dr. Leon Chua tarafından 1971 yılında bulunmamış yani kayıp dördüncü bir temel devre elemanı olarak iddia edilmişlerdir [1]. Bu tarihten sonra, 2008 senesine kadar, memristörler konusunda çok az sayıda yayın yapılmıştır. 2008 yılında, HP firmasının bir araştırma ekibi tarafından, ince TiO_x filmlerin memristif davranış gösterdikleri ortaya konmuştur [2].

Bu tarihten sonra memristörler konusundaki yayınların sayısında çok ciddi bir artış yaşanmıştır.

Memristör üzerine yapılan çalışmaların çok önemli bir kısmı memristörlü analog devre önerileridir [3-8]. Literatürde memristörlerin analog uygulamalarına dair literatür tarama makaleleri de bulunmaktadır [3,4]. Memristörlerin yükselteç devrelerinde kullanılarak, ayarlanabilir yükselteçler yapılmasına dair çalışmalar da yapılmıştır [7-11]. Opamp tabanlı yükselteçlerden pozitif kazançta sahip olanlar evirmeyen ve bunlardan negatif kazançta sahip olanlar eviren yükselteçler olarak isimlendirilmektedirler. Çalışmalarda ele alınan memristörlü yükselteç devrelerinden bazıları eviren, bazıları ise evirmeyen yükselteçler şeklinde bağlanmıştır [8-12]. Memristör tabanlı hem eviren hem de evirmeyen özellikler gösteren opamp bir yükselteç devresi ise henüz literatürde yer almamıştır. Bu çalışmada devredeki memristörün memristans (elektriksel direnç) değeri değiştirilerek ya pozitif ya da negatif kazanç verebilecek memristör tabanlı birkaç yükselteç devresi incelenmiş ve önerilmiştir. Benzetimler yapılarak, eşik gerilimi altında devrenin beklenildiği gibi çalışırken, eşik gerilimi üstünde ayarlandığı kazanç değerini kaybedeceği gösterilmiştir.

Bu makale şu şekilde düzenlenmiştir; ikinci bölümde eşik gerilimine sahip bir memristör modeli ve modele ait akım-gerilim histeresis eğrisi verilmiştir, üçüncü bölümde memristör tabanlı fark yükselteç devreleri açıklanmıştır, dördüncü bölümde söz konusu devrelerin eşik gerilimi altında ve üstündeki davranışları benzetimler kullanarak incelenmiştir. Makale beşinci ve son bölüm olan tartışma ve sonuç bölümüyle tamamlanmıştır.

2. Nonlineer sürüklenme hızlı ve eşik gerilimli bir memristör modeli

Memristörün Dr.Chua tarafından ortaya konan sembolü Şekil 1'de görülebilir.



Şekil 1. Memristör Sembolü

Akım bağımlı ve nonlineer iyon sürüklenme hızlı memristör modelleri literatürde bulunmaktadır [6,13,14]. Memristörün rezistansı yani memristans değeri $R(x)$ şeklinde gösterilir ve anlık memristans değeri memristörün durum değişkeni x 'e ya da içinden akan yüke (q) bağlıdır. Denklem (1)'de görüldüğü haliyle memristörün uçsal matematik modeli yazılabilir.

$$V(t) = R(x) i(t) \quad (1)$$

Ayrıca memristörün memristans değeri maksimum (R_{off}) ve minimum (R_{on}) değerler arasında değişmektedir:

$$R_{off} \leq R(x) \leq R_{on} \quad (2)$$

Bu çalışmada kullanılacak nonlineer sürüklenme hızlı ve eşik gerilimli memristör modeli ref [13]'ten alınmıştır. Bu model bir pencere fonksiyonuna sahiptir. Bu pencere fonksiyonu sayesinde memristörün fiziksel sınır noktalarında iyon sürüklenme hızlarının farklı olması modellenebilmektedir. Ayrıca memristör üzerindeki gerilim memristör eşik gerilimini aştığında, memristörün memristansı değişmektedir. Eşik gerilimi altında ise memristörün memristansı değişmemektedir. Simetrik eşik gerilimli bu modele ait durum değişkeninin parçalı fonksiyonu denklem (3)'te verilmiştir.

$$\frac{dx}{dt} = \begin{cases} \frac{\mu_v i(t) R_{on}}{D^2} f(x, i) & , \quad V_{TH} \leq abs(V(t)) \\ 0 & , \quad abs(V(t)) < V_{TH} \end{cases} \quad (3)$$

Denklem (3)'te D memristörün fiziksel uzunluğu, μ_v mobilite katsayısı, $i(t)$ memristör akımı, R_{on} memristörün minimum memristans değeri, V_{TH} memristörün eşik gerilimi, $V(t)$ ise memristör gerilimidir. Bu denklemde verilen durum değişkeni $x=w/D$ 'ye eşittir ve memristörün okside olmuş kısmının normalize edilmiş uzunluğunu göstermektedir. Durum değişkeni x sıfır ile bir arasında değişmektedir. w memristörün okside olmuş kısmının fiziksel uzunluğudur. Şekil 2'de memristörün fiziksel yapısı görülebilir. D ve w uzunlukları Şekil 2'de gösterilmiştir.

Denklemde $f(x, i)$ pencere fonksiyonudur ve denklem (4)'te verilmiştir. Bu fonksiyon iki değişkene bağlıdır ve bu değişkenlerden birisi memristör akımı diğeri de memristör durum değişkenidir.

$$f(x, i) = 1 - (x - stp(-i))^{2p} \quad (4)$$

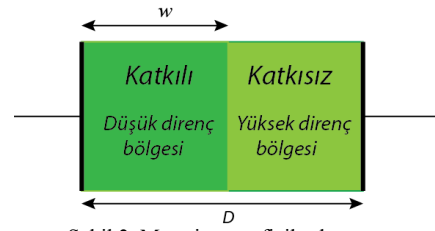
Denklemde p pencere fonksiyonunun kuvvet sabiti olup bu modelde '2' olarak alınmıştır. Memristans formülü w ya da x 'e bağlı olarak denklem (5)'teki şekilde verilebilir:

$$R(x) = R_{on} \frac{w}{D} + R_{off} \frac{D-w}{D} = \quad (5)$$

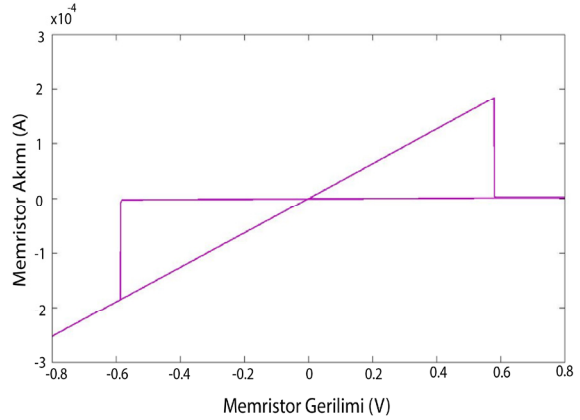
$$R_{on}x + R_{off}(1-x) =$$

$$R_{off} - (R_{off} - R_{on})x$$

Şekil 3'te bu modele sahip bir memristörün çimdiklenmiş sıfırdan geçen akım-gerilim histerisis eğrisi görülebilir.



Şekil 2. Memristörün fiziksel yapısı



Şekil 3. Memristör modeli akım-gerilim histerisis eğrisi.

Kullanılan memristör modelinin parametreleri Tablo 1'de verilmiştir.

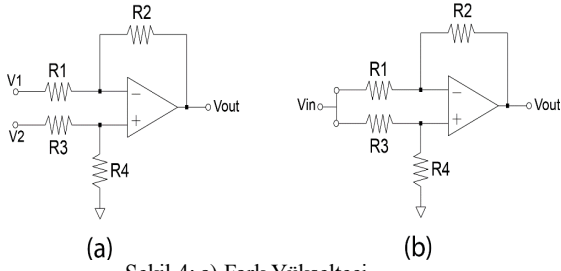
Tablo 1. Memristör modeline ait parametreler.

Memristörün Minimum Memristans Değeri	R_{on}	3.16 kΩ
Memristörün Maksimum Memristans Değeri	R_{off}	316 kΩ
Pencere Fonksiyonu Kuvveti	p	2
Memristörün İyon Mobilite Katsayısı	μ_v	0.0017827 $\frac{m^2}{V.s}$
Memristör Fiziksel Uzunluğu	D	0.13 μm
Memristör Eşik Gerilimi	V_{TH}	0.58 Volt

3. Modifiye edilmiş fark yükseltici

Bir eviren yükseltcin kazancı negatif, evirmeyen yükseltcin kazancı ise pozitiftir. Literatürde bazı memristör tabanlı opampli yükselteç devreleri önerilmesine ve incelenmesine rağmen, hem negatif hem de pozitif kazanç üreten memristör tabanlı opampli yükselteç devresi henüz yer almamıştır.

Şekil 4.a'da opampli bir fark yükselteci devresi görülmektedir. Şekil 4.a'daki devrenin girişlerinin birleştirilmesi ile Şekil 4.b elde edilir. Her iki devre de sabit dirençlere sahip oldukları için kazançları sabittir.



Şekil 4: a) Fark Yükseltici
b) Girişleri birleştirilmiş fark yükseltici.

Şekil 4.a'daki yükselticinin çıkış gerilimi Denklem (6)'daki haliyle verilebilir.

$$V_{out} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4}\right) V_2 - \left(\frac{R_2}{R_1}\right) V_1 \quad (6)$$

Eviren ve evirmeyen fark yükseltici girişlerinin birbirine bağlanması ($V_1=V_2=V_{in}$) ve R_1 ile R_2 direncinin eşit seçilmesiyle ($R_1=R_2$) denklem (6) denklem (7)'ye dönüşecektir.

$$V_{out} = \left(\frac{R_4 - R_3}{R_4 + R_3}\right) V_{in} \quad (7)$$

Bu devrenin kazancı denklem (8)'de görülebilir.

$$G = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_4 - R_3}{R_4 + R_3} \quad (8)$$

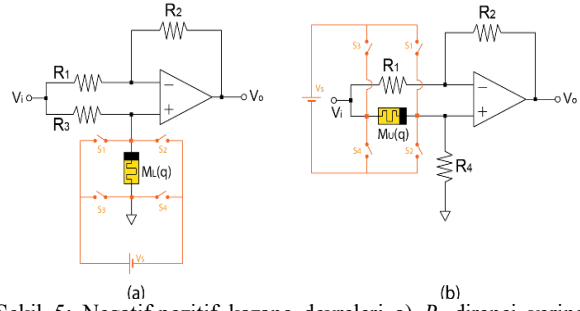
R_4 direnç değerinin R_3 direnç değerinden büyük olduğu durumlarda ($R_4 > R_3$) yükselteç kazancı pozitif olmakta ve R_3 direnç değerinin R_4 direnç değerinden büyük olduğu durumlarda ($R_3 > R_4$) ise yükselteç kazancı negatif olmaktadır. Söz konusu yükselteç devresi bundan sonra negatif-pozitif kazanç devresi olarak adlandırılacak ve bu kısımdan sonra NPGA olarak kısaltılacaktır. NPGA devresinin parametrik analizi için R_4 direnç değerinin R_3 direnç değerine oranı γ olarak ifade edelim. Bu durumda denklem (8) denklem (9)'a dönüşecektir.

$$G = \frac{(R_4 - R_3)/R_3}{(R_4 + R_3)/R_3} = \frac{\gamma - 1}{\gamma + 1} \quad (9)$$

Memristör tabanlı NPGA devresindeki R_3 ve R_4 dirençleri memristörler ile değiştirilerek Şekil 5'teki devreler elde edilebilir. Şekil 5.a'daki yükselteç aşağı memristörlü NPGA devresi ve Şekil 5.b'teki yükselteç yukarı memristörlü NPGA devresi olarak isimlendirilmiştir. M_L veya M_U memristörlerinin memristans değerleri memristör eşik gerilim değerinden yüksek gerilime sahip darbeler kullanılarak kolayca ayarlanabilir [15,16]. Şekil 5'te memristörün değerini ayarlamak için kullanılacak, anahtarlı kazanç ayar devreleri de gösterilmiştir. Bu anahtarlar yerine farklı transistör tiplerinden, amaca en uygun olanlar seçilebilir.

Şekil 5.a'da verilen devrenin kazanç denklemi denklem (10)'da görülebilir.

$$G = \frac{\frac{M_L}{R_3} - 1}{\frac{M_L}{R_3} + 1} = \frac{\gamma - 1}{\gamma + 1} \quad (10)$$



Şekil 5: Negatif-pozitif kazanç devreleri a) R_4 direnci yerine memristör bağlanmış devre ve kazanç ayar devresi b) R_3 direnci yerine memristör bağlanmış devre ve kazanç ayar devresi.

Şekil 5.b'deki memristör tabanlı yükselticinin kazanç eşitliği ise denklem (11)'de görülebilir.

$$G = \frac{\frac{R_4}{M_U} - 1}{\frac{R_4}{M_U} + 1} = \frac{\gamma - 1}{\gamma + 1} \quad (11)$$

Şekil 5.a'da R_3 ve Şekil 5.b'de R_4 direnci lineer zamanla değişmeyen dirençlerdir ve bu dirençlerin değeri iyi bir başarımlık için doğru şekilde seçilmelidir. Bu makalede R_3 veya R_4 dirençlerinin memristör memristansının maksimum ve minimum değerlerinin geometrik ortalaması olarak seçilmesi önerilmiştir. Yani, Şekil 5.a'daki yükselteç için R_3 direnç değeri:

$$R_3 = \sqrt{R_{off} \cdot R_{on}} \quad (12)$$

ve Şekil 5.b'deki yükselteç için R_4 direnç değeri:

$$R_4 = \sqrt{R_{off} \cdot R_{on}} \quad (13)$$

olarak alınacaktır.

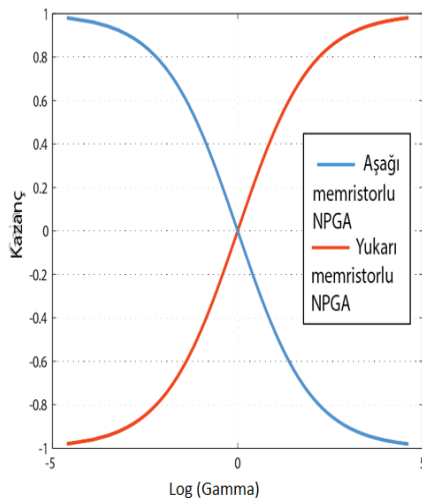
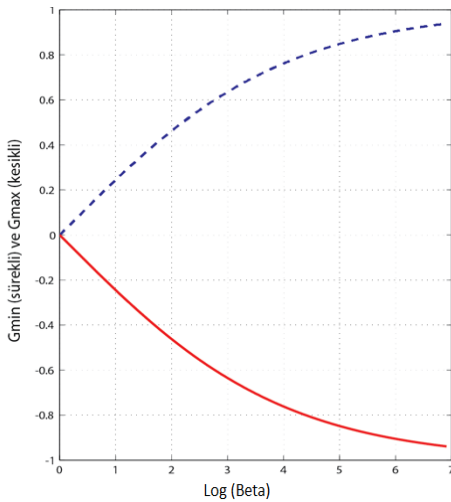
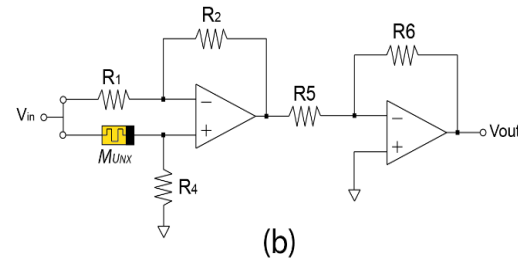
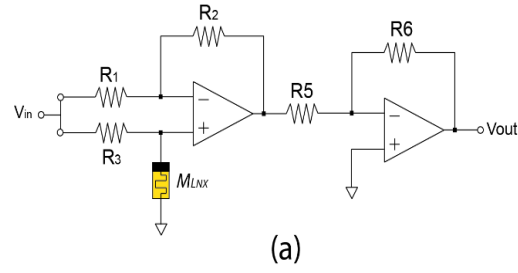
Şekil 5'teki devrelerin maksimum ve minimum kazançları Tablo 2'de verilmiştir. Denklemde β parametresi parametrik analiz için kullanılmıştır ve maksimum memristansın minimum memristansa oranı olarak tanımlanmıştır [6].

$$\beta = \frac{R_{OFF}}{R_{ON}} \quad (14)$$

Bu parametre özellikle memristör tabanlı bilgisayar belleklerinin modellenmesinde kullanılmaktadır ve bu tip belleklerin başarımlığının bir ölçüsü olarak ele alınmaktadır [17]. Verilen β parametresi için Şekil 5'teki devre topolojilerinin kazanç denklemleri Tablo 2'de verilmiştir. Önerilen negatif-pozitif kazanç devresinin γ parametresine bağlı kazanç eğrisi Şekil 6.a'da görülebilir. Her iki NPGA devresinin kazancının β parametresine bağlı değişimi ise Şekil 6.b'de görülebilir. Şekil 6.b'de görüldüğü gibi β sonsuza giderken yükselticinin kazancı -1 ile +1 aralığında değişmektedir. Burada kazançlar G_{min} ve G_{max} olarak ifade edilmiştir. Memristöre eşik gerilim değerinin üzerinde gerilim darbeleri uygulayarak memristörlerin memristans değerleri değiştirilebilir [15,16]. Eğer daha yüksek kazançlar istenirse, Şekil 7'de görüldüğü gibi ardışıl bir yükselteç kaskat bağlanarak bu kazanç değerleri elde edilebilir. Bu durumda kazanç değerleri $G_{min}R_6/R_5$ ile $G_{max}R_6/R_5$ aralığında olacaktır.

Tablo 2. β parametresine bağlı maksimum ve minimum kazanç denklemleri.

NPGA'nın Tipi	Maksimum Kazanç	Minimum Kazanç
Aşağı memristörlü NPGA devresi (Şekil 5.a)	$G_{max} = \frac{\beta - \sqrt{\beta}}{\beta + \sqrt{\beta}}$	$G_{min} = \frac{1 - \sqrt{\beta}}{1 + \sqrt{\beta}}$
Yukarı memristörlü NPGA devresi (Şekil 5.b)	$G_{max} = \frac{\sqrt{\beta} - 1}{\sqrt{\beta} + 1}$	$G_{min} = \frac{\sqrt{\beta} - \beta}{\sqrt{\beta} + \beta}$

Figure 6. a) NPGA devrelerinin γ 'ya bağlı olarak değişen kazanç eğrileri.Figure 6.b) NPGA devrelerinin β parametresine bağlı olarak minimum ve maksimum kazançlarının değişimi.

Şekil 7: a) Alt memristörlü NPGA devresinin ardışıl kazanç devresi ile kazanç aralığının artırılması. b) Üst memristörlü NPGA devresinin ardışıl kazanç devresi ile kazanç aralığının artırılması.

4. Eşik gerilimi altı ve üstündeki gerilimler için NPGA devrelerinin davranışı

4.1 Eşik gerilimi altı ve üstündeki gerilimler için aşağı memristörlü NPGA devresinin davranışı

$M_L=R(x)$ alınarak ve memristörün gerilimi gerilim bölücünden hesaplanarak, Şekil 5.a'daki aşağı memristörlü NPGA devresi yükselticinin dinamik denklemleri Denklem (15)-(18)'teki halde verilebilir.

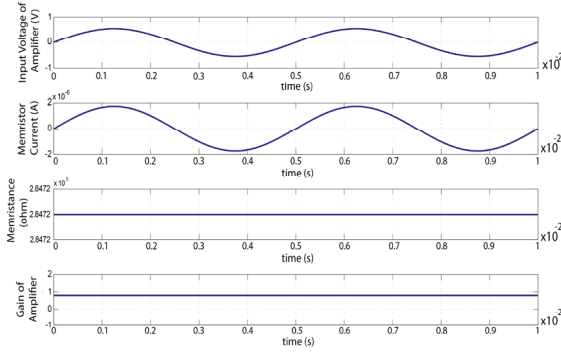
$$\frac{dx}{dt} = \begin{cases} \frac{\mu_v i(t) R_{on}}{D^2} f(x, i), & V_{TH} \leq \text{abs} \left(\frac{R(x) V_i(t)}{R(x) + R_3} \right) \\ 0, & \text{abs} \left(\frac{R(x) V_i(t)}{R(x) + R_3} \right) < V_{TH} \end{cases} \quad (15)$$

$$V(t) = R(x) i(t) \quad (16)$$

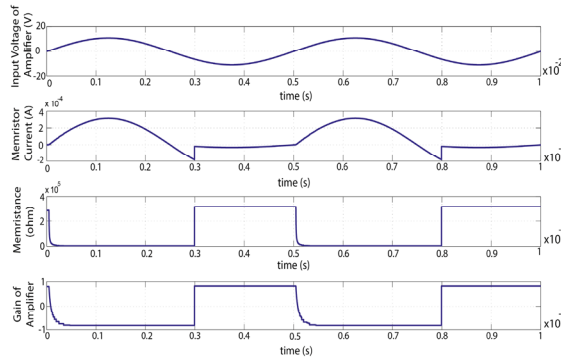
$$R(x) = R_{off} - (R_{off} - R_{on}) x \quad (17)$$

$$V_{out} = \left(\frac{R(x) - R_3}{R(x) + R_3} \right) V_{in} \quad (18)$$

Bu dinamik modelin memristör geriliminin eşik geriliminden alçak ve yüksek olacağı giriş gerilimi değerleri için benzetimi yapılmıştır. Benzetim sonuçları Şekil 8 ve Şekil 9 'da görülebilir. Şekil 8'de memristöre uygulanan sinüsoidal giriş gerilimi memristörün üzerinde eşik gerilimini geçmeyen bir gerilime neden olmaktadır. Bundan dolayı memristörün memristansı değişmemekte ve akımı sinüsoidal olmakta ve yükseltcin kazancı sabit kalmaktadır. Şekil 9'da memristöre uygulanan sinüsoidal giriş gerilimi memristörün üzerinde eşik gerilimini geçen bir gerilime neden olmakta ve bundan dolayı memristörün memristansı değişmekte ve akımı sinüsoidal olmaktadır. Sonuç olarak memristans değişimine bağlı olarak kazanç da değişmektedir. Memristörün bazı aralıklarda doyuma gittiği de görülmektedir. Doyumda olan bir memristörün memristansı R_{off} ya da R_{on} olmaktadır.



Şekil 8: Aşağı memristörlü NPGA devresine genliği $V_m=0.55V$ olan bir sinüsoidal gerilim uygulaması ($V_i=V_m\sin(\omega t)$).



Şekil 9: Aşağı memristörlü NPGA devresine genliği $V_m=10V$ olan bir sinüsoidal gerilim uygulaması ($V_i=V_m\sin(\omega t)$).

4.2 Eşik gerilimi altı ve üstündeki gerilimler için üst memristörlü NPGA devresinin davranışı

$M_i=R(x)$ alınarak ve memristörün gerilimi gerilim bölücünden hesaplanarak, Şekil 5.b'daki Üst memristörlü NPGA devresi yükseltecinin dinamik modeli Denklem (19)-(22)'de görüldüğü gibi verilebilir.

$$\frac{dx}{dt} = \begin{cases} \frac{\mu_v i(t) R_{on}}{D^2} f(x, i), & V_{TH} \leq \text{abs} \left(\frac{R(x)V_i(t)}{R(x) + R_4} \right) \\ 0, & \text{abs} \left(\frac{R(x)V_i(t)}{R(x) + R_4} \right) < V_{TH} \end{cases} \quad (19)$$

$$V(t) = R(x)i(t) \quad (20)$$

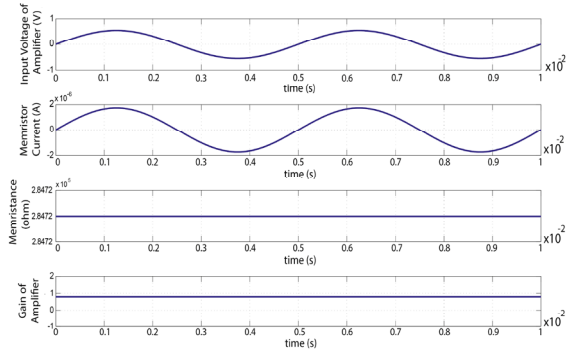
$$R(x) = R_{off} - (R_{off} - R_{on})x \quad (21)$$

$$V_{out} = \left(\frac{R_4 - R(x)}{R_4 + R(x)} \right) V_{in} \quad (22)$$

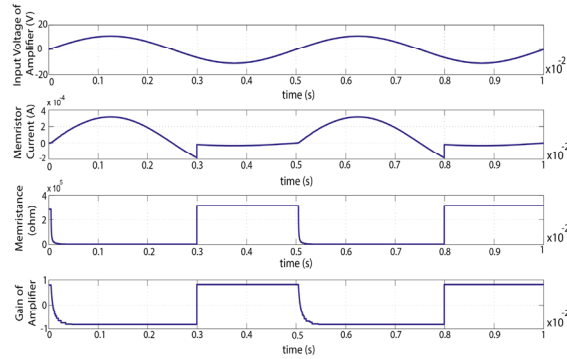
Bu dinamik modelin, memristörün geriliminin eşik geriliminden alçak ve yüksek olacağı giriş gerilimi değerleri için benzetimi yapılmıştır. Benzetim sonuçları Şekil 10 ve Şekil 11'de görülebilir. Şekil 10'da memristöre uygulanan sinüsoidal giriş gerilimi memristörün üzerinde eşik gerilimini geçmeyen bir gerilime neden olmaktadır. Bundan dolayı memristörün memristansı değişmemekte ve akımı sinüsoidal olmaktadır. Şekil 11'de ise memristöre uygulanan sinüsoidal giriş gerilimi memristörün üzerinde eşik gerilimini geçen bir gerilime neden olmakta ve bundan dolayı memristörün memristansı değişmekte ve akımı sinüsoidal olmamaktadır. Buna bağlı olarak devrenin

kazancı da değişmektedir. Memristörün bazı aralıklarda doyuma gittiği de görülmektedir.

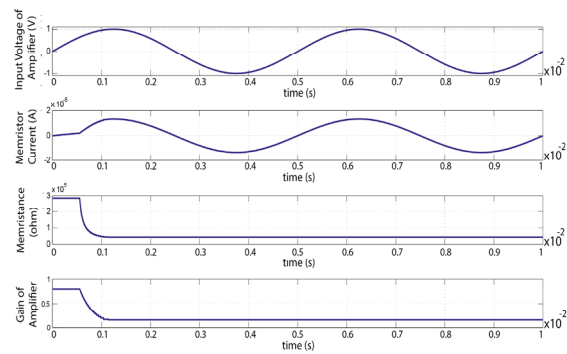
Şekil 12'de ise kaynak gerilimi, önce memristörün değerinin yalnızca belirli bir aralıkta eşik gerilimini geçmesine neden olmakta, memristörün memristansı minimum memristans değerine düşmektedir. Memristör memristansının Bu minimum memristans değerine düşmesi sebebiyle başlangıçtaki yükselteç kazanç değeri kaybedilmektedir. Gerilim bölücü direnç üzerinde düşen gerilim sebebiyle memristör üzerine daha az gerilim düşmektedir. Bu sebeple üzerinde eşik gerilimini aşan gerilim oluşmayan memristörün memristansı minimum memristans değerinde kalmaktadır. Devrenin kazancı minimum kazanç değerinde sabitlenmektedir.



Şekil 10: Üst memristörlü NPGA devresine genliği $V_m=0.55V$ olan bir sinüsoidal gerilim uygulaması ($V_i=V_m\sin(\omega t)$).



Şekil 11: Üst memristörlü NPGA devresine genliği $V_m=10V$ olan bir sinüsoidal gerilim uygulaması ($V_i=V_m\sin(\omega t)$).



Şekil 12: Üst memristörlü NPGA devresine genliği $V_m=1V$ olan bir sinüsoidal gerilim uygulaması ($V_i=V_m\sin(\omega t)$).

5. Tartışma ve Sonuç

Bu çalışmada literatürde ilk defa hem negatif hem de pozitif kazanç değerleri verebilen memristör tabanlı NPGA devreleri önerilmiştir. Bu devrelerin çalışma prensipleri ve tasarım kriterleri ortaya konmuştur.

Yükselteçlerde istenen kazanç değerlerinin elde edilmesi için memristans değerlerinin memristörlere uygulanacak eşik gerilimini aşan gerilim darbeleri ile değiştirilmesi gerekmektedir. Normal operasyon esnasında uygulanacak gerilimler memristörün geriliminin eşik gerilimini geçmesine neden olamayacak genlikte seçilmelidir. Memristörün geriliminin eşik gerilimini geçmesi, yükselteç kazancının istenmeyen şekilde ayarlandığı değerden kaymasına neden olmaktadır. Benzetimler yapılarak bu durumlar incelenmiş ve sonuçlar verilmiştir. NPGA devreleri gelecekte yapay sinir ağlarının ağırlık faktörlerinin ayarlanmasında, otomatik kontrol devrelerinde ve kaos devreleri gibi uygulamalarda yer alabilir.

Kaynaklar

- [1] Chua, L.O., "Memristor - the missing circuit element", IEEE Trans Circuit Theory, 18, pp. 507-519, 1971.
- [2] Strukov, D.B. Snider, G.S., Stewart, D.R., Williams, R.S., "The missing memristor found", Nature, 453, pp. 80-83, 2008.
- [3] T. Prodromakis, C. Toumazou "A Review on Memristive Devices and Applications "Electronics, Circuits, and Systems (ICECS), 17th IEEE International Conference on, pp. 934 – 937, 2010.
- [4] Y. V. Pershin, J. Martinez-Rincon, M. Di Ventra, "Memory circuit elements: from systems to applications", the Journal of Computational and Theoretical Nanoscience, Vol.8, p.p. 441- 448, 2011.
- [5] Berdan, R. , T. Prodromakis, and C. Toumazou. "High precision analogue memristor state tuning." Electronics letters 48.18, 1105-1107, 2012.
- [6] Wei Yi, Frederick Perner, "Feedback write scheme for memristive switching devices" , Applied physics A 102.4: 973-982, 2011.
- [7] S.Shin, K. Kim, S.-M. Kang, "Memristor Applications For Programmable Analog ICs", IEEE Transactions on Nanotechnology, vol. 10, p.p. 266-274, 2010.
- [8] Y. Pershin, M. Di Ventra, "Practical Approach to Programmable Analog Circuits With Memristors", IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, Vol. 57, p.p. 1857 – 1864, 2010.
- [9] Wey, Todd A., and William D. Jemison. "Variable gain amplifier circuit using titanium dioxide memristors." IET circuits, devices & systems 5.1: 59, 2011.
- [10] Yener, Suayb Cagri, Resat Mutlu, and H. Hakan Kuntman. "A new memristor-based low-pass filter topology and its smallsignal solution using MacLaurin series." Optoelectronics and advanced materials-rapid communications, 9.1-2: 266- 273, 2015.
- [11] Yener, Şuayb Çağrı, Reşat Mutlu, and H. Hakan Kuntman. "Performance Analysis of a Memristor-Based Biquad Filter Using a Dynamic Model" Informacije Midem- Journal of microelectronics electronic components and materials, 44.2 : 109-118, 2014.

- [12] Wait, John V., Lawrence P. Huelsman, and Granino Arthur Korn. Introduction to operational amplifier theory and applications. McGraw-Hill Companies, 1975.
- [13] Biolek Z, Biolek D, Biolkova V. "SPICE model of memristor with nonlinear dopant drift", Radioengineering; 18: 210–214, 2009.
- [14] Joglekar, Yogesh N., and Stephen J. Wolf., "The elusive memristor: properties of basic electrical circuits", European Journal of Physics, vol.30, no.4, p.661, 2009.
- [15] Karakulak E., Mutlu R., Uçar E., "Reconstructive sensing circuit for complementary resistive switches-based crossbar memories." Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences 24.3: 1371-1383, 2016.
- [16] Berdan, R., T. Prodromakis, and C. Toumazou. "High precision analogue memristor state tuning." Electronics letters 48.18: 1105-1107, 2012.
- [17] Karakulak E., Mutlu R., Uçar E., "Sneak path current equivalent circuits and reading margin analysis of complementary resistive switches based 3D stacking crossbar memories", MIDEEM -Journal of Microelectronics, Electronic Components and Materials, vol. 44, pp. 235-241, 2014.



Ertuğrul Karakulak

1979 yılında Tekirdağ'da doğdu. Lisans eğitimini Sakarya Üniversitesi Elektronik Öğretmenliği, yüksek lisansını Sakarya Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsünde, doktora eğitimini ise Trakya Üniversitesi Bilgisayar Mühendisliği Bölümünden tamamladı. Tekirdağ Namık Kemal Üniversitesi Teknik Bilimler Meslek Yüksek Okulunda Doktor Öğretim Üyesi olarak görev yapmaktadır. Çalışma alanları Memristör ve Rezistif RAM belleklerdir.



Reşat Mutlu

1973 yılında Tekirdağ'da doğdu. Lisans eğitimini Yıldız Teknik Üniversitesi Elektrik Mühendisliği, Yüksek lisans ve doktorasını ise Rensselaer Polytechnic Enstitü'de sırasıyla 1998 ve 2004 yıllarında tamamladı. An itibariyle Tekirdağ Namık Kemal Üniversitesi Çorlu Mühendislik Fakültesi'nde doçent olarak görev yapmaktadır. Çalışma alanları elektronik sistemlerin modellenmesi, memristör, memristif sistemler ve rezistif RAM belleklerdir.



Erdem Uçar

1966 yılında Edirne'de doğdu. Trakya Üniversitesi Fizik bölümünde 1990 yılında lisans eğitimini tamamladı. Yüksek lisans ve doktorasını sırasıyla 1993 ve 1996 yıllarında Trakya Üniversitesi Bilgisayar Mühendisliği Bölümü'nde tamamladı. Halen Trakya Üniversitesinde Profesör olarak görev yapmaktadır. Akademik çalışma alanları yönetim bilişim sistemleri ve işletim sistemleridir.

Akıllı Şebeke Bileşenleri ve Yapısal Analizi Smart Grid Components and Structural Simulation

Furkan Yazıcı¹, Mustafa Engin Başoğlu², Bekir Çakır³

^{1,3}Elektrik Mühendisliği Bölümü, Kocaeli Üniversitesi, Kocaeli, Türkiye

furkan.yazici@tumurly.com, bcakir@kocaeli.edu.tr

²Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Gümüşhane Üniversitesi, Gümüşhane, Türkiye

menginbasoglu@gumushane.edu.tr

Öz

Yeni nesil elektrik iletim, dağıtım ve otomasyon sistemi olarak adlandırılan akıllı şebeke sistemleri, elektrik enerjisi ve buna bağlı bilgi teknolojisinin çok yönlü akışını kullanarak otomatik bir enerji dağıtım ağı oluşturmak amacıyla tasarlanmaktadır. Merkezi olarak tek yönlü enerji akışı sağlayan günümüz enerji dağıtım ve tüketimine istenilen şekilde cevap veremeyen geleneksel şebekelerin yerine, alt yapısı güçlü, anlık enerji tüketimlerine aktif bir şekilde cevap verebilen, enerji kayıplarının azaltılması ve verimliliğin yükseltilmesini amaçlayan akıllı şebeke sistemleri geliştirilmektedir. Bu çalışmada, mevcut şebeke yapıları incelenip, akıllı şebeke sistemi ve dünya genelindeki uygulamaları anlatılmıştır. Her geçen gün enerji ihtiyacının arttığı, temiz ve yenilenebilir enerji kaynaklarının kullanımına daha çok gereksinim duyulduğu akıllı şebeke sistemlerinin altyapı ve mimari tasarımları açıklanmıştır. Örnek bir akıllı şebeke sistemi oluşturularak, rüzgâr, güneş ve kojenerasyon santrallerinin şebeke ve birbirleri ile çalışma davranışları Homer Pro programında incelenmiştir.

Anahtar kelimeler: akıllı şebeke, yeni nesil şebeke

Abstract

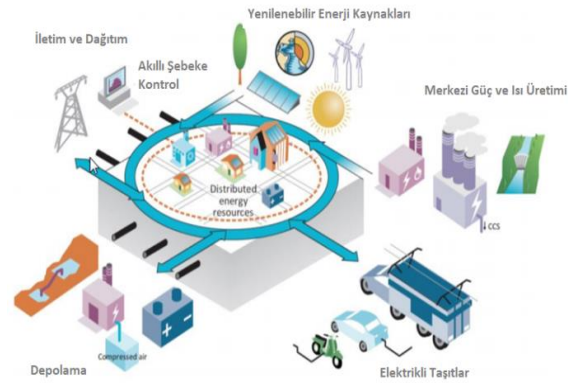
The Smart Grid which is a new generation of electricity transmission, distribution and automation systems, is designed for the purpose of creating an automated energy distribution network using the versatile flow of electricity and associated information technology. Instead of traditional networks that provide a central, unidirectional energy flow and can not respond to today's energy distribution and usage as desired, intelligent network designs are being developed that can proactively respond to powerful, instantaneous energy consumption and reduce energy losses and improve efficiency.

In this study, an overview of the existing network structures has been made and the applications of the smart grid system were explained. The operations of the wind, solar and natural gas plants have been simulated by the Homer Software and good coordination with each other were observed.

Keywords: smart grid, new generation

1. Giriş

Akıllı şebekeler enerji akışlarını otomatik olarak izleyebilen, enerji arzı ve talebindeki değişmelere uygun olarak adapte olabilen enerji ağlarıdır. Akıllı şebekeler, akıllı ölçüm sistemleri ile şebekenin parametrelerini izleyerek, gerçek zamanlı üretim ve tüketim hakkında bilgi sağlar ve tüketiciler ile tedarikçiler arasında arz-talep dengesini kurar. Akıllı sayaçlarla, tüketiciler zaman ve hacim olarak enerji kullanımlarını gün boyunca farklı enerji fiyatlarına uyarlayabilir ve daha düşük fiyat dönemlerinde daha fazla enerji harcayarak enerji faturalarında tasarruf sağlayabilir. Tipik bir akıllı şebeke yapısı Şekil 1'de verilmiştir.



Şekil 1. Akıllı şebeke mimari yapısı

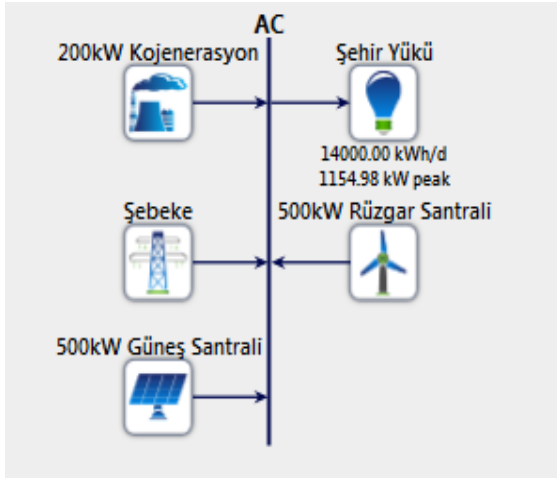
Yeni nesil elektrik iletim ve dağıtım sistemi olan akıllı şebeke, bilgi teknolojisini kullanarak hem mevcut şebeke altyapısının izlenebilirliğini hem de kontrol edilebilirliğini sağlamakla birlikte, arz-talep dengesini gözlemleyerek rüzgâr, güneş, biyogaz jeneratörleri gibi yenilenebilir enerji kaynaklarını sisteme daha etkin bir şekilde dahil ederek enerji çeşitliliğini ve güvenilirliğini artırır. Akıllı şebekelerde tek bir merkezden enerji beslemesi olmadığı için, dağıtım ve çeşitlendirilmiş bir ağ gibi enerji akışı çift veya çok yönlü bir şekilde sağlanıp, sistemdeki tüm enerji üretim kaynaklarının ve talebin gerçek zamanlı koordinasyonu sağlanır. Akıllı şebekelerin görevleri; son kullanıcıların aktif bir şekilde sisteme dahil edilmesini sağlamak, tüm enerji üretim ve depolama kaynaklarının sisteme tam entegrasyonunu gerçekleştirmek, geniş alanlı iletişim ağları, sunucular, ağ geçitleri, vb. iletişim araçlarıyla

tüm sistemi anlık olarak izleyebilmek, dağıtım durumunu izleyip enerji akış tahminini yapmak için gerilim, akım ve güç faktörünü anında okuyup, enerji kalitesi için Volt-VAR kontrolü sağlamak, üretim, iletim, dağıtım, piyasa işletimi, toptan satış, perakende satış, ithalat ve ihracat faaliyetleri ile bu faaliyetlere ilişkin iş ve işlemlerden oluşan elektrik enerjisi piyasasını ve aynı zamanda serbest tüketici kimliği ile son kullanıcıların enerji tercih ve çeşitliliğini sağlamak, iletim ve dağıtım sistemlerinin birbirleriyle tam entegrasyonunu sağlayıp, enerji piyasası içinde mevcut ve yeni kaynakların işlevselliğini artırarak enerji kalitesini sağlamaktır.

Bu çalışmada rüzgar, güneş ve kojenerasyon santrallerinden oluşan örnek bir akıllı şebeke kurulması, örnek akıllı şebeke sistemindeki santrallerin şehir elektrik kullanımına karşı ürerim ve yük paylaşımının analiz edilmesi, her bir santralin ve tüm örnek sistemin amortisman süresinin hesaplanması amaçlanmıştır.

2. Benzetim Çalışmaları

Homer Pro programında, örnek bir sistem oluşturularak; 1 adet 500kW kurulu gücünde Güneş Santrali, 1 adet 500kW kurulu gücünde Rüzgâr Santrali, 1 adet 200kW kurulu gücünde Kojenerasyon Santrali'nin, şebeke ve belirtilen şehir yükü ile birlikte çalışma davranışları incelenmiş ve benzetimi yapılmıştır. Akıllı şebekelerde, yenilenebilir enerji kaynaklarının öncelikli kullanılması ve diğer enerji kaynaklarıyla birlikte en verimli şekilde çalışması amaçlanır. Benzetimi yapılan örnek proje İstanbul iklim ve piyasa koşullarında tasarlanmış, çalıştırılmış ve rapor edilmiştir. Benzetimin amacı, akıllı şebeke sistemlerinde yenilenebilir enerji santralleri ve diğer üretim santrallerinin birlikte çalışma davranışlarının incelenmesi ve sistemin amortisman süresinin hesaplanmasıdır.



Şekil 2. Benzetimi Yapılan Akıllı Şebeke Bağlantı Şeması

Şekil 2'de tasarlanan enerji santrallerinin program ara yüzündeki tek hat şeması görülmektedir. Birbirlerine akıllı şebeke üzerinden AC bara seviyesinden bağlı olan enerji santralleri ve diğer şebeke bileşenlerinin, iletim ve dağıtım kayıpları, aynı zamanda santrallerin inverter, trafo vb. gibi iç bileşenleri ve iç kayıpları sistemde ihmal edilmiş ve gösterilmemiştir. Tüm sistemin maliyet ve amortisman hesaplamasında 5 Ocak 2019 günü ekonomik veriler göz

önüne alınarak alınmış olup bu değerler Tablo 1 'de belirtilmiştir.

Tablo 1. 5 Ocak 2019 tarihine ait ekonomik parametreler

5 Ocak 2019 Güncel Parametreler	
USD/TL	5,48
EUR/TL	6,32
1m ³ Doğalgaz (TL)	1,14
GES Elektrik Satış Fiyatı (USD Cent /kWh)	10,4
RES Elektrik Satış Fiyatı (USD Cent/kWh)	9,3
Ayedaş Elektrik Satış Fiyatı TL/kWh	0,41

2.1 Proje Bileşenleri

Benzetimi yapılan örnek projede, Homer Programı'nda her bir enerji kaynağı ayrı ayrı tanımlanmıştır. İstanbul bölgesi için tasarlanmış olan projede İstanbul için mevsimsel güneş ve rüzgâr alım değerleri girilerek, projenin gerçek zamanlı benzetimi sağlanmıştır. Ayrıca birbiri ile haberleşen elektrik üretim santrallerinin beslediği şehir elektrik kullanım davranışı tanımlanmış olup, bu tüketim davranışına göre sistemin en ekonomik ve en verimli şekilde çalışması amaçlanmıştır.

2.1.1. Enerji Kaynakları

Projede tanımlanan rüzgâr ve güneş enerji santrallerinin çalışma karakteristiklerini direk bir şekilde etkileyecek olan mevsimsel rüzgâr ve güneş enerjisi girdileri, Homer Pro programı vasıtasıyla NASA Surface Meteorology Database üzerinden İstanbul bölgesi için güneş ve rüzgâr mevsimsel değerleri programa indirilmiştir ve projeye eklenmiştir.

2.1.1.1 Güneş Kaynağı

NASA Meteoroloji ve Güneş Enerjisi Bilgi Bankası'ndan internet üzerinden İstanbul için aylık güneş enerjisi değerleri alınmış ve projeye girdi olarak eklenmiştir. Bu değerler Tablo 2'de listelenmiştir. Bu değerlerden de görüleceği üzere yıllık mevsimsel güneş ışınım değerleri yaz aylarında yüksek, kış aylarında düşüktür. Bu değerler ile doğru orantılı olarak güneş enerji santralinin elektrik üretimi, güneş enerji ışınım değerlerinin yüksek olduğu aylarda fazla, güneş ışınım değerlerinin düşük olduğu aylarda ise azdır.

Tablo 2. Yıllık İstanbul güneş enerjisi alım değerleri

Aylar	Hava Açıklık İndeksi	İstanbul Günlük Radyasyon (kWh/m ² /gün)
Ocak	0,374	1,520
Şubat	0,415	2,270
Mart	0,453	3,390
Nisan	0,482	4,600
Mayıs	0,526	5,790
Haziran	0,572	6,630
Temmuz	0,609	6,870
Ağustos	0,588	5,920
Eylül	0,555	4,540
Ekim	0,454	2,750
Kasım	0,396	1,730
Aralık	0,349	1,270

2.1.1.2 Rüzgâr Kaynağı

İstanbul için 200 m yükseklikte bulunan rüzgâr türbini için NASA Meteoroloji ve Güneş Enerjisi Bilgi Bankası'ndan internet üzerinden alınan rüzgâr hızı aylık ortalama değerleri Tablo 3'de verilmiştir.

Tablo 3. İstanbul için yıllık ortalama rüzgâr alım değerleri

İstanbul Ortalama Rüzgâr Hızı (m/s)			
Ocak	13,35	Temmuz	12,78
Şubat	14,91	Ağustos	12,91
Mart	13,67	Eylül	14,45
Nisan	11,85	Ekim	14,27
Mayıs	10,49	Kasım	13,1
Haziran	11,39	Aralık	13,456

2.1.2. Enerji Santralleri

Homer Pro programında, projede santral olarak; güneş, rüzgâr, jeneratör (kojenasyon) ve şebeke tanımlanmıştır.

2.1.2.1 Güneş Santrali

Projede 500kW kurulu gücünde Solarmax marka güneş panelleri ile tasarlanmış lisanssız güneş enerjisi santrali kurulmuştur. Homer Pro üzerinden Solarmax marka panellerin elektrik üretim karakteristiği alınmıştır. Ayrıca santral kurulum maliyetinde gerçek örneklerden yola çıkarak, fider bağlantısına kadar olan alçak gerilim kablolama, trafo bağlantısı, OG Hücre vb. santral bileşenleri göz önüne alınmıştır. Tablo 4'de güneş enerjisi santraline ait bazı bilgileri verilmiştir.

Tablo 4. 500kW güneş santrali kurulum değerleri

Kapasite	: 500kW
Marka	: Solarmax
Toplam Kurulum Maliyeti	: 3.300.000 TL
Şebeke Bağlantı Şekli	: AC
Santral Ömrü	: 25 yıl
Santral Yenileme Maliyeti	: 2.000.000 TL
Yıllık Bakım / Onarım gideri	: 16.500 TL

Tanımlanan güneş enerji santralinde iç kayıplar ihmal edilmiş ve trafo, inverter vb. bileşenler projede belirtilmemiştir.

2.1.2.2 Rüzgâr Santrali

Rüzgâr santrali olarak 500 kW gücünde 1 adet Windflow 45-500 model rüzgâr türbini kurulmuştur. İç kayıpları ihmal edilen santralin kurulum değerleri Tablo 5'de belirtilmiştir.

Tablo 5. 500kW rüzgâr santrali kurulum değerleri

Kapasite	: 500kW
Marka	: Windflow
Toplam Kurulum Maliyeti	: 3.550.000 TL
Şebeke Bağlantı Şekli	: AA
Santral Ömrü	: 25 yıl
Santral Yenileme Maliyeti	: 2.750.000 TL
Yıllık Bakım / Onarım gideri	: 40.000 TL
En Düşük Rüzgâr Çalışma Hızı	: 4,5 m/s
En Yüksek Rüzgâr Çalışma Hızı	: 25 m/s
Nomial Rüzgâr Çalışma Hızı	: 11,5 m/s

2.1.2.3 Kojenerasyon Santrali

200 kW gücünde Generic marka gaz motorlu kojenerasyon santrali sisteme dahil edilmiştir. Doğalgaz tüketerek, 200kW elektrik ve 250kWh ısı üreten santralin tüm üretimi, kullanıcı tarafından tüketilmektedir. Alt ısı değeri 85Mj/kg olan doğal gaz ile tam yükte saatte yaklaşık 58m³ doğal gaz tüketen kojenerasyon santralinin kurulum parametreleri Tablo 6'da listelenmiştir.

Tablo 6. 200kW kojenerasyon santrali kurulum değerleri

Kapasite	: 200kW
Marka	: Generic
Toplam Kurulum Maliyeti	: 1.260.000 TL
Şebeke Bağlantı Şekli	: AA
Santral Ömrü	: 40.000 saat
Santral Yenileme Maliyeti	: 550.000 TL
Bakım / Onarım gideri	: 18 TL/saat
Maksimum yakıt tüketimi	: 58 m ³
Günlük Çalışma Aralığı	: 06:00 – 22:00

2.1.3. Şebeke

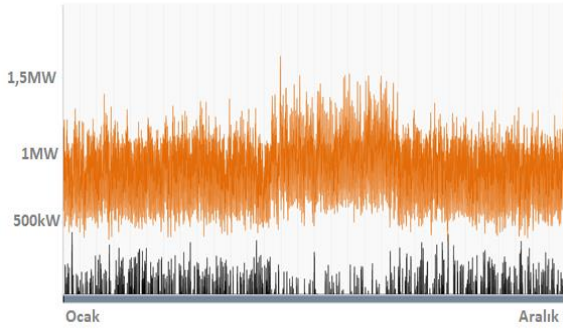
Şebeke, tüm elektrik üretim santrallerinin ve son kullanıcıların elektrik alış ve satış yapabileceği şekilde tasarlanmıştır.

2.1.4. Yük

Dalgalı tüketim yaptığı düşünülen bir şehrin tüketim değerleri, mevsimsel ve günlük tüketim davranışına göre tanımlanmıştır. Tüketim yükü tepe değeri en fazla 1.649,9 kW, ortalama tüketim yükü ise 833,3 kW olmuştur.

2.2 Analiz Sonuçları

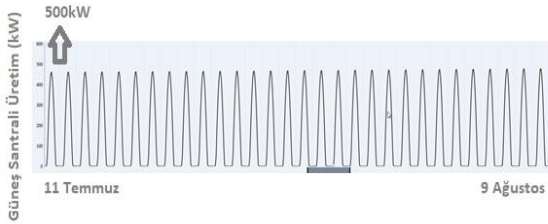
Tanımlanan sistemde yenilenebilir enerji üretim santralleri olarak 500kWh güneş enerjisi santrali, 500kWh rüzgâr enerjisi santrali ve 200kWh kojenerasyon santrali bulunmaktadır. Analiz sonuçları, birincil yük olarak tanımlanan ve ortalama yükü 833,3kWh olan şehir tüketimine karşı gösterilen akıllı şebeke performansı, akıllı üretim davranışlarının incelenmesi ve gözlemlenmesi, her bir üretim kaynağının kurulum maliyeti ve üretim verileri karşılaştırılarak sistemin amortisman süresine dayanarak hesaplanmıştır. Kurulan örnek sistem verimlilik esasına dayalı çalışmakta olup, arz talep dengesini en düşük maliyetli üretim kaynağından, ihtiyacın artmasıyla en yüksek maliyetli üretim kaynağına doğru yönlendiren kontrol ve otomasyon mekanizmaları bu benzetimde de aktif bir şekilde kullanılmıştır. Şebeke ve birbirleri ile senkron bir şekilde çalışan tanımlı santraller, günlük rüzgâr ve güneş alım değerleri, serbest piyasa elektrik alım satım fiyatı ve yük tüketimine bağlı olarak mümkün olduğunca verimli çalıştırılmışlardır. Elektrik üretim miktarı, talepten fazla olduğu durumlarda ve elektrik üretim fiyatının, şebeke elektrik alış fiyatından düşük olduğu zamanlarda, enerji santrallerinden üretilen elektrik enerjisi şebekeye satılmıştır. Rüzgâr, güneş ve kojenerasyon santralleri toplam 4.232,2 MWh elektrik enerjisi üretmiş ve santrallerden üretilen enerjinin 125.39 kWh enerjeye karşılık gelen %2,9'u şebekeye satılmıştır. Sistemde toplam 7.425,3 MWh elektrik tüketimi gerçekleşmiş olup 3.193,1 MWh enerji şebekeden sağlanmıştır. Şekil 3'de santrallerin elektrik üretim ve şebekeye elektrik satış grafiği gösterilmiştir.



Şekil 3. Yıllık elektrik üretim (turuncu) ve şebeke alış (siyah) grafiği

2.2.1 Güneş Santrali Çalışma Raporu

500kW kurulu gücündeki güneş santrali, günlük olarak havanın aydınlanmasıyla birlikte enerji üretimine başlayıp, havanın kararması ile birlikte üretimini azaltıp durdurmuştur. Akşam ve gece saatlerinde üretim yapmamıştır. Yıl boyunca toplam 4.389 saat çalışıp devrede kalan güneş santrali sistemdeki toplam elektrik tüketiminin %17,81'ini sağlamış ve toplam 1.322,8 MWh enerji üretmiştir. Şekil 4'de güneş santralinin 11 Temmuz – 9 Ağustos tarihleri arasındaki elektrik üretim karakteristiği gösterilmiştir.



Şekil 4. Güneş santrali 11 Temmuz – 9 Ağustos arasındaki üretim karakteristiği

2.2.2 Rüzgâr Santrali Çalışma Raporu

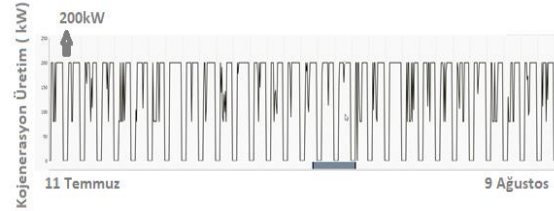
Günlük rüzgâr değeriyle ve sistemdeki elektrik tüketim – fiyat dengesiyle bağlantılı olarak rüzgâr santrali gün içerisinde maksimum 500kW tepe değerini görerek, rüzgâr ve elektrik talep dengesiyle bağlantılı olarak zaman zaman devreden çıkmıştır. Yıl boyunca 5061 saat devrede kalan rüzgâr santrali toplam 1.669,6 MWh elektrik üretmiştir. Bu üretim değeri ile sistemdeki toplam elektrik tüketiminin %22,49'unu karşılamıştır. Şekil 5'de rüzgâr santralinin 11 Temmuz – 9 Ağustos arasındaki üretim karakteristiği gösterilmiştir.



Şekil 5. Rüzgâr santrali 11 Temmuz – 9 Ağustos arasındaki üretim karakteristiği

2.2.3 Kojenerasyon Santrali Çalışma Raporu

200kW kurulu gücünde gaz motorlu kojenerasyon santrali yıllık ortalama 6,199 saat çalışmış ve yılda toplam 1.239,8 MWh elektrik ve 1.549,75 MWh ısı üretimi gerçekleştirmiştir. Ortalama 0,29m³/kWh doğal gaz tüketen gaz motoru, yılda toplam 359.542 m³ yakıt tüketmiştir. Doğalgaz motorlu kojenerasyon santrali ortalama 40,6 Kuruş/kWh maliyetli elektrik üretimi gerçekleştirmiştir. Yılda arz-talep dengesi ve şebeke elektrik fiyatına bağlı olarak ortalama 371 kez devreye girip çıkmıştır. Şekil 6'da 11 Temmuz – 9 Ağustos tarihleri arasındaki elektrik üretim değişimi görülmektedir.



Şekil 6. Kojenerasyon santrali 11 Temmuz – 9 Ağustos arasındaki üretim karakteristiği

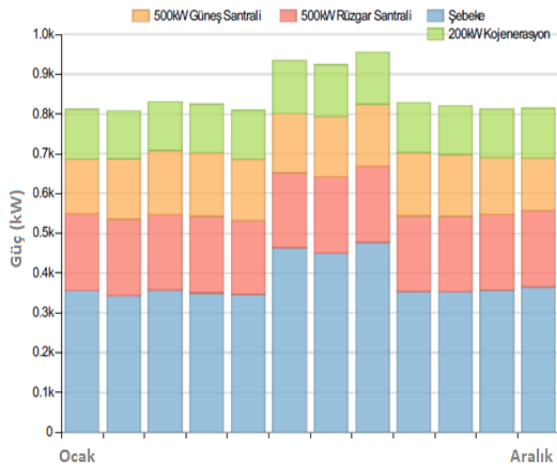
2.2.4 Genel Çalışma Raporu

Analizi yapılan örnek sistemdeki tüm santrallerin ayrı ayrı yıllık gelir/gider hesaplaması yapılmış olup, santrallerin amortisman süreleri hesaplanmıştır. 5 Ocak 2019 tarihli döviz kuruna göre elektrik tüketim fiyatı ve yenilenebilir enerji santrallerinin elektrik üretim devlet alım garanti ücreti alınmıştır. Sırasıyla; yılda 737.890 TL kar sağlayan güneş santralinin amortisman süresi 4,48 yıl, 850.895 TL kar sağlayan rüzgâr santralini amortisman süresi 4,38 yıl ve yılda 528.486 TL kar sağlayan kojenerasyon sisteminin amortisman süresi 2,38 yıl olmuştur. Sistemin toplam amortisman süresi 3,91 yıl olarak hesaplanmıştır. Detaylı üretim ve tüketim değerleri Tablo 7'de belirtilmiştir.

Tablo 7. Sistem kurulum ve amortisman süresi hesabı

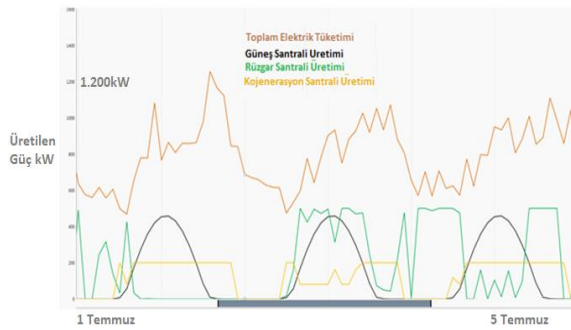
	Güneş Santrali	Rüzgâr Santrali	Kojenerasyon Santrali
USD / TL	5,48		
EUR / TL	6,32		
Doğalgaz Fiyat TL / m ³	1,4		
Kurulu Gücü (KWe) / yıl	500	500	200
Santral Kurulum Maliyeti (TL)	3.300.000	3.550.000	1.260.000
Yıllık Elektrik Üretimi MWh(e) / yıl	1.322,80	1.669,60	1239,8
Yıllık Isı Üretimi MWh(th) / yıl	0	0	1549,7
Toplam Enerji Üretimi MWh / yıl	1.322,8	1.669,6	2.789,5
Elektrik Satış(Kazanç) Fiyatı USD Cent / TL	10,4	9,3	7,48
Yıllık Toplam Kazanç TL	753.890	850.895	1.143.427
Doğalgaz Tüketim m ³ / yıl	0	0	359.542
Yıllık Gider (TL) (Tüketim, Bakım)	16.500	40.000	111.582
Yıllık Toplam Maliyet (TL)	16.500	40.000	614.941
Yıllık Toplam Kar (TL)	737.390	810.895	528.486
Santral Amortisman Süresi (YIL)	4,48	4,38	2,38
Sistem Genel Amortisman Süresi	3,91	YIL	

Şekil 7'de enerji kaynaklarının aylık üretim oranları belirtilmiştir. Bu üretim oranlarında yenilenebilir enerji kaynaklarının mevsimsel değerler ile arz-talep dengesini gözetmesi, aynı zamanda piyasa elektrik alış-satış tarifesi ve santrallerin işletim maliyetleri önemli ölçüde belirleyici olmuştur.



Şekil 7. Enerji kaynaklarının aylık ortalama üretimi (kırımcı: şebeke, kahverengi: rüzgâr, turuncu: güneş, yeşil: kojenerasyon)

Akıllı şebeke sisteminde yıllık en fazla tüketim sırasıyla %45,03 (3.343,4 MWh) ile şebekeden, %22,49 (1.669,6 MWh) ile rüzgâr santrali, %17,81 (1.322,8 MWh) ile güneş santrali ve %14,67 (1.239,8 kWh) ile kojenerasyon santralinden karşılanmıştır. Toplam elektrik tüketimi ve santrallerin elektrik üretim grafikleri Şekil 8'de belirtilmiş ve grafikler 1 Temmuz – 5 Temmuz arası ölçekli gösterilmiştir. Elektrik tüketimi 2 Temmuz günü gece saatlerinde en yüksek değerine ulaşmış ve o zaman zarfında rüzgâr ve güneş santralleri çalışmadığı için elektrik tüketimi şebeke ve kojenerasyon santralinden sağlanmıştır.

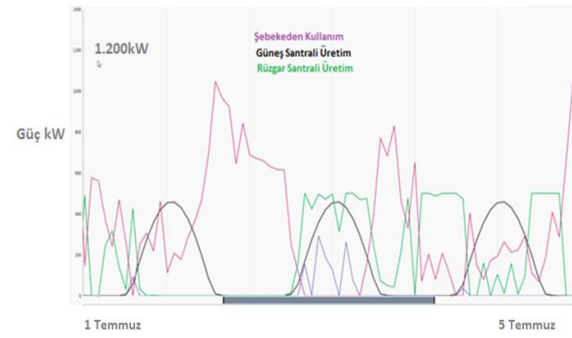


Şekil 8. Toplam Tüketim ve Santrallerin Üretim Grafikleri

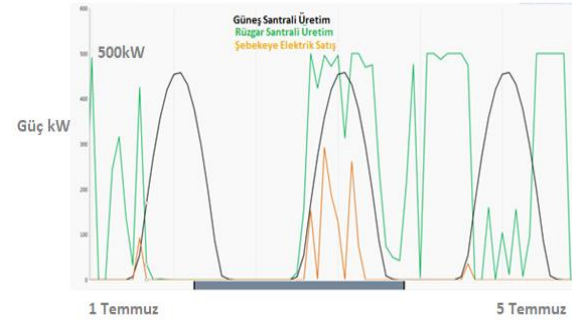
Tüketim öncelikli olarak santrallerin üretiminden karşılanmaktadır. Santrallerin toplam üretim değerinin, tüketim değerini karşılayamadığı durumlarda, şebekeden elektrik çekilerek yük tüketimi karşılanmıştır.

Şekil 9'da şebekeden elektrik tüketiminin diğer santrallerden karşılanamadığı zamanlar daha fazla olduğu, diğer santrallerin üretiminin elektrik tüketimini karşılayabildiği zamanlar ise şebekeden hiç elektrik çekilmediği görülmektedir.

Elektrik üretiminin elektrik tüketiminden fazla olduğu ve elektrik satış fiyatının üretim fiyatından yüksek olduğu zamanlarda şebekeye elektrik satışı Şekil 10'da görülmektedir.

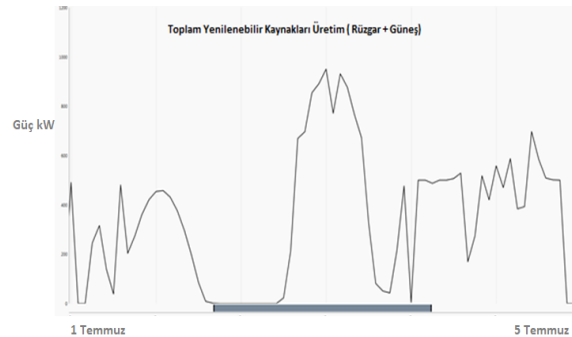


Şekil 9. Şebeke Kullanım – Rüzgâr – Güneş Santralleri Üretim Grafikleri



Şekil 10. Rüzgâr – Güneş Santralleri Üretim- Şebekeye Satış Grafikleri

Yenilenebilir enerji kaynaklarının mevsimsel değerlere bağlı olarak toplam üretim grafiği Şekil 11'de gösterilmiştir. İki santralin toplam en yüksek enerji üretim değeri 3 Temmuz gündüz saatlerinde gerçekleşmiştir.



Şekil 11. Yenilenebilir Enerji Kaynakları Toplam Üretim Grafiği

Rüzgâr ve güneş santrallerinin elektrik üretim performansları, ilgili enerji kaynaklarının değeri ile doğru orantılıdır. Şekil 12 ve Şekil 13'de güneş ve rüzgâr santrallerinin üretim performansları görülmektedir.



Şekil 12. Rüzgâr Hızı – Rüzgâr santrali üretim grafikleri



Şekil 13. Güneş Alım – Güneş santrali üretim grafikleri

3. Sonuçlar

Yük talebinin yüksek olduğu saatlerde akıllı şebeke sistemi diğer santrallerin üretim kapasitesini artırarak arz-talep dengesini sağlamıştır. 500kW gücündeki güneş ve rüzgâr enerji santrallerinin üretim değerleri mevsimsel parametreler ile doğru oranda değişmiş, 200kW Kojenerasyon santralının üretim değeri ve çalışma aralığı serbest piyasa elektrik alım fiyatına göre belirlenmiştir.

Rüzgâr ve güneş santrallerinin ürettiği elektrik enerjisinin şebekeye satışı konusunda devlet alım garantisinin dolar ile olması, bu santrallerin amortisman sürelerini düşürmüştür. 3.3 Milyon TL yatırım maliyetli 500kW güneş santrali kendini 4,48 yılda, 3,55 Milyon TL yatırım maliyetli 500kW Rüzgâr Santrali ise kendini 4,38 yılda amorti etmiştir. 1.26 Milyon TL yatırım maliyeti olan 200kW gücündeki gaz motorlu kojenerasyon santralının amortisman süresi 2,38 yıl olarak hesaplanmıştır. Toplam amortisman süresi 3,91 yıl olarak hesaplanan sistemin üretim verimliliğinde akıllı şebeke işletme yönetimi direk etkili olmuştur.

Yapılan benzetim sonucunda toplamda 8.11 Milyon TL yatırım maliyeti ile oluşturulan örnek akıllı şebeke sisteminin 3.91 yılda kendini amorti ettiği, bu yıldan sonra yılda 2,07 Milyon TL kar ettirdiği gözlemlenmiştir. 3,3 Milyon TL yatırım maliyetli ile kurulan 500kW güneş santrali kendini 4,48 yılda, 3,55 milyon TL yatırım maliyetli ile kurulan 500kW rüzgâr santrali kendini 4,38 yılda, 1,26 Milyon TL yatırım maliyeti olan 200kW gücündeki gaz motorlu kojenerasyon santrali kendini 2,38 yılda amorti etmiştir. Örnek sistemin kurulduğu İstanbul ili mevsimsel rüzgâr ve güneş alım değerleri rüzgâr ve güneş santrallerinin üretim değerlerinde etkili olmuştur. Yenilenebilir enerji kaynaklarının

kullanılması ve şebekeye entegrasyonunu teşvik etmek için devlet tarafından şebeke enerji satış tarifesi belirlenmiştir. Güneş santrallerinin ürettiği enerjide 10,4 Dolar Cent, rüzgâr santrallerinin ürettiği enerjide 9,3 Dolar Cent alım garantisi bulunmaktadır. USD/TL kurunun 5,48 olduğu benzetim süresince yenilenebilir enerji kaynakları mümkün olduğu ölçüde tam performans ile çalıştırılmışlardır. Güneş ve rüzgâr santrallerinden üretilen enerjinin bir kısmı şehir yükü tarafından tüketilmiş, bir kısmı ise şebekeye satılmıştır. Doğal gaz m³ fiyatının 1,4 TL olduğu benzetim süresince 200kW elektrik ve 250kW ısı üretim gücündeki kojenerasyon santrali sadece sistemdeki iç tüketimi karşılamak amacıyla çalıştırılmış olup, şebekeye elektrik enerjisi satmamıştır. Elektrik tüketim fiyatının yaklaşık 10kuruş/kWh olduğu gece tarifesince (22:00 – 06:00 saatleri arası) kojenerasyon santrali çalıştırılmamıştır. Benzetimi yapılan sistemde santrallerin ve şebeke elektrik ekipmanlarının periyodik bakım süreleri haricinde bir arıza ve kesinti gerçekleşmemiştir. Akıllı şebeke yönetim sistemi enerji kalitesi ve enerji tedarikini sağlamak amacıyla şebeke içi enerji akışını verimli bir şekilde yönetmiştir. Merkezi üretime dayalı geleneksel şebeke yapısı ile kurulan aynı örnek sistemde yılda 10-12 defa plansız elektrik kesintisi yaşanırken, akıllı şebeke bileşenlerinin kullanıldığı ve enerji kaynak çeşitliliğinin sağlandığı sistemde hiç plansız kesinti yaşanmamıştır

Kaynaklar

- [1] Shafullah G. M., "Smart Grid and Renewable Energy", Published Online, 2013, <http://www.scirp.org/journal/sgre> <http://dx.doi.org/10.4236/sgre.2013.41004>.
- [2] Gulich O., "Master's Thesis technological and Business Challenges of Smart Grids" Aggregator's Role in Current Electricity Market, 2010.
- [3] International Energy Agency "Technology Roadmap, smart Grids", OECD/IEA, 2011.
- [4] Overview of Activities and Players in Smart Grids, Draft 2015, http://www.unece.org/fileadmin/DAM/energy/se/pdfs/gee/News/Smart_Grids_Overview_05-19-15.pdf.
- [5] UNECE, "Overview of Activities and Players in Smart Grids", http://www.unece.org/fileadmin/DAM/energy/se/pdfs/gee/News/Smart_Grids_Overview_05-19-15.pdf.
- [6] European Commission, "JRC Science and Policy Reports Smart Grid Projects Outlook 2014, Report EUR 26651 EN", 2014.
- [7] Gulich O., "Master's Thesis technological and Business Challenges of Smart Grids" Aggregator's Role in Current Electricity Market, 2010.
- [8] Modellstadt Mannheim (moma) : Abschlussbericht, 2013
- [9] Overview of Activities and Players in Smart Grids, Draft 2015, http://www.unece.org/fileadmin/DAM/energy/se/pdfs/gee/News/Smart_Grids_Overview_05-19-15.pdf.



Furkan Yazıcı

1988 yılında Rize’de doğdu. Lisans derecesini Pamukkale Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü’nde tamamladı. Lisans bitirme tezini 2008-2009 yılları arasında ‘Alçak gerilim elektrik tesislerinde tek ve üç fazlı kısa devre akımlarının hesaplanması’ konulu olarak Biberach Üniversitesi’nde ve Elektro Rehm firmasında, Almanya’da tamamladı. 2009-2010 yılları arasında Mannheim Üniversitesi Otomasyon ve Enerji Sistemleri Master programında eğitim görmüştür. 2011-2018 yılları arasında Enerji Santralleri kurulum ve devreye alma, güç sistemleri satış alanında çalışan Furkan Yazıcı, 2018 yılında Tübitak BIGG 1512 Teknogirişim Programı’nı kazanarak akıllı güneş sistemleri alanında Arge çalışmaları yapmaktadır. Halen sahibi olduğu Tumurly Akıllı Teknoloji Sistemleri Ltd. Şti firmasında 2,45kWp gücünde AYÇA isimli yerli güneş sistemi tasarlayıp geliştirme ve Kocaeli Üniversitesi Elektrik Mühendisliği Yüksek Lisans Programı’nda ‘Akıllı Şebekeler’ konulu tezi ile tez aşamasındadır



Yrd. Doç. Dr. Mustafa Engin Başoğlu

1988 yılında doğdu. 2013 yılında Kocaeli Üniversitesi Elektrik Mühendisliği bölümünden mezun oldu. Doktorasını “Fotovoltaik sistemler için yeni bir maksimum güç noktası izleme yönteminin geliştirilmesi ve uygulanması” tezi ile 2017 yılında tamamladı. 2012 yılından itibaren Kocaeli Üniversitesi Elektrik Mühendisliği bölümünde araştırma görevlisidir. 2018 yılından itibaren Gümüşhane Üniversitesi Elektrik Elektronik Bölümünde yardımcı doçenttir. İlgili alanları şunlardır: fotovoltaik sistemler, maksimum güç noktası izleme algoritmaları, güç elektroniği, anahtar modlu güç kaynakları ve elektrikli makinelerin kontrolü.



Prof. Dr. Bekir akır

Kocaeli’de doğdu, lisans ve yüksek lisansını sırasıyla 1986 ve 1990 yıllarında Berlin Teknik Ünibersitesi Elektroteknik Mühendisliği Fakültesi’nde tamamladı. 1995 yılında Kocaeli Üniversitesi’nden doktora derecesini aldı. Halen Kocaeli Üniversitesi Elektrik Mühendisliği Bölümünde profesör olarak görev yapmaktadır. Araştırma alanları arasında mikrodenetleyici tabanlı devreler, mantık devreleri, güç elektroniği sürücü devreleri, yenilenebilir enerji kaynakları ve maksimum güç noktası takip algoritması bulunmaktadır.

Düzlemsel Transformatörlerin Benzetiminde Kullanılan MLM Yönteminin Hızlandırılmasına Yönelik Bir Çalışma

A Study to Accelerate the MLM Method used for the Simulation of Planar Transformers

İ. Onur Loraz¹, M. Timur Aydemir²

¹Aselsan A.Ş., Ankara, Türkiye
ioloraz@aselsan.com.tr

²Elektrik- Elektronik Mühendisliği Bölümü, Gazi Üniversitesi, Ankara, Türkiye
aydemirmt@gazi.edu.tr

Öz

Yüksek güç yoğunluğuna sahip, düşük maliyetli güç devrelerine olan talep gün geçtikçe artmaktadır. Bu ihtiyacı karşılamaya yönelik, düzlemsel (İng: planar) transformatör yapıları gün geçtikçe daha cazip hale gelmektedir. Düzlemsel transformatörlerin, sahip olduğu avantajların yanı sıra, prototip üretiminin uzun oluşu ve yapısından kaynaklanan parazitik etkilerin azaltılması için gerek duyulan çalışmaların tasarım süresini uzatması gibi sakıncaları da bulunmaktadır. Düzlemsel transformatörlerin başarılı bir biçimde tasarlanabilmesi için önceden modelleme ve benzetiminin sağlıklı olarak yapılması önemlidir. Bu amaçla kullanılan yöntemlerden biri Modüler Katmanlar Yöntemi (MLM) olarak adlandırılır. Bu çalışmada hızlandırılmış MLM yöntemi kullanarak aktif ileri çevirici devresinde kullanılacak bir transformatörün benzetim çalışması yapılmıştır. Elde edilen sonuçlar uygulama devresi ile karşılaştırılmıştır.

Anahtar kelimeler: Düzlemsel transformatör, planar transformatör, transformatör modelleme, benzetim.

Abstract

The demand for high power density and low-cost power electronic circuits increases day by day. Planar transformers that can meet this demand have been drawing more attention recently. Long production duration of the prototypes and long design duration due to the necessity of performing some work to reduce the parasitic effects are the negative sides of the planar transformers. Modelling and simulation of planar transformers should be carefully carried out before the production for a successful application. One of the methods used for this purpose is the "Modular Multi Layer Method" (MLM). In this paper, the design of a planar transformer for an active forward converter and its simulation by using accelerated MLM are discussed. The simulation and experimental results are compared.

Keywords: Planar transformer, transformer modeling, simulation.

1. Giriş

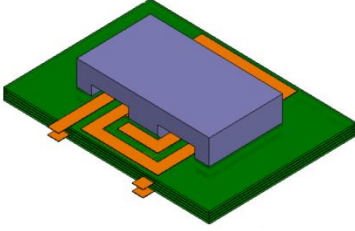
Son zamanlarda, standart düzlemsel (İng: planar) transformatörler sahip olduğu avantajlardan dolayı standart tel sargılı transformatörlere göre daha fazla tercih edilmeye başlanmıştır. Düzlemsel transformatör yapılarının düşük profili ve yüksek güç yoğunluğu ve çok daha iyi ısı atım kabiliyetine sahip olması, üretilen her transformatörün birbirinin eşi olması ve benzer parazitik etkileri göstermesi düzlemsel transformatörlerin avantajlarından bazılarıdır [1,2]. Ayrıca, endüstri tarafından bakıldığında da düzlemsel transformatörlerin üretim süresinin kısalığı, az iş gücü gerektirmesi, Düzlemsel transformatörleri çok daha tercih edilir kılmaktadır. Fakat bu avantajlar tasarım sürecine aynı şekilde yansımamaktadır. Her ne kadar düzlemsel transformatörlerin büyük miktarlardaki üretimi hızlı olsa da düşük sayıdaki üretimi aynı oranda kısalınamamaktadır. Ek olarak, üretilen transformatörlerin değiştirilememesi de tasarımcıların transformatörler üzerinde küçük değişikliklere gitmesini engellemektedir. Bu da Ar-Ge aşamasının uzamasına, birden fazla düzlemsel transformatör üretimine; sonuç olarak da firmalara ek maliyet çıkmasına neden olmaktadır. Tüm bu nedenler düzlemsel transformatör yapıları için benzetim yöntemlerinin geliştirilmesini zorunlu kılmıştır.

Bu makalede düzlemsel transformatör yapısı anlatılmış, ardından MLM metodu [3] ile düzlemsel transformatör benzetim yöntemleri incelenmiş ve daha sonra da MLM metodu kullanılarak "M2Spice" yazılımı [4] yardımıyla trafonun farklı devre yapıları ile benzetimi yapılmıştır. "M2Spice" yazılıma ek olarak yapılacak bazı iyileştirmelerle benzetim süresinin daha kısaltılacağı gösterilmiştir, benzetimde kullanılan yapının gerçekleştirilerek alınan ölçümlerin yapılan benzetimle tutarlı olduğu gösterilmiştir.

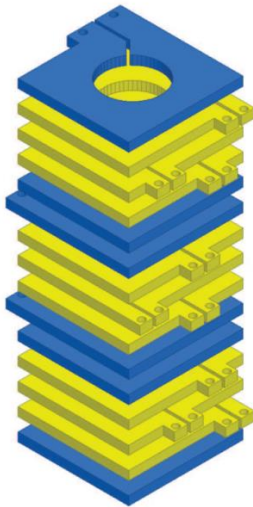
2. Düzlemsel Transformatör Yapısı

Düzlemsel transformatörlerin yapısı basit olarak Şekil 1'de gösterilmektedir. Standart transformatörlerinden farklı olarak, akım bakır teller yerine baskı devre kartlarına (BDK) çizilen bakır hatlar üzerinden akıtılmakta, çekirdek ise BDK üzerindeki boşluklardan BDK'ye bağlanmaktadır. Örnek bir düzlemsel transformatör için BDK'nin her bir katmanında bir

sarım olacak şekilde çizilen bakır hatlar Şekil 2’de gösterilmiştir. Sarımlar burada gösterildiği gibi her katmanda tek sarım olabileceği gibi birden fazla sarım ya da sargı da olabilir.



Şekil 1: Örnek düzlemsel transformatör yapısı. (Yeşil: Baskı Devre Kartı (BDK), Turuncu: BDK üzerindeki bakır hatlar, Mor: Çekirdek) [6]



Şekil 2: Düzlemsel transformatörler için örnek sarım şekli

Hatların BDK’lerin üzerinde olması ve çekirdeğin belli bir şekilde BDK’ye monte edilmesi; düzlemsel transformatörlerin kolaylıkla aynı biçimde üretilebilir olmasını, mıknatıslanma ve kaçak endüktans değerlerinin üretilen tüm transformatörler için aynı olmasını sağlamaktadır. Standart tel sargılı transformatörlerdeki sargı işlemi düzlemsel transformatörlerde olmadığı için seri üretimlerde üretim maliyeti de düşmektedir. Ayrıca, transformatörün üst yüzeyi, transformatör için gerekli taban alanını arttırmakla birlikte, ısı atımı için geniş bir alan sağlamaktadır. Düzlemsel transformatörler hem küçük hacimli oluşlarıyla hem de yüksek ısı atımı kabiliyetleri nedeniyle, özellikle yüksek frekanslarda (100 kHz’den birkaç MHz’e kadar) yüksek güç yoğunluğuna sahiptir. Düzlemsel transformatörlerin alternatif akım (AA) direnç değerleri standart transformatörlere göre yüksek olmakla birlikte, bu değer; sarımlar arasında kolaylıkla uygulanabilen sandviç yöntemi ile azaltılabilmektedir. Bu yöntem farklı sargılara ait sarımların BDK katmanları arasında belirli bir düzen ile sıralanmasını ve sarımların birbirleri üzerindeki etkisini kontrol etmeyi amaçlamaktadır [2, 5]. Ancak, BDK katmanlarında bakır hatların birbirine yakın, geniş ve paralel oluşu; hem yüzey ve yakınlık (İng: proximity) etkisi gibi olumsuzluklara hem de sarımlar arası kapasitenin standart tel

sargılı transformatörlere göre daha büyük olmasına, dolayısıyla ortak mod gürültüsünün yüksek düzeyde olmasına yol açmaktadır [6]. Literatürde, özellikle düşük güçlerde sıklıkla kullanılan ileri (forward) ve çapraz (flyback) çevirici uygulamalarına yönelik olarak, bu gürültünün azaltılması için yöntemler önerilmiştir [4]. Her ne kadar düzlemsel transformatörlerin kaçak endüktans değeri için bir genelleme yapılamasa da sarımların BDK içinde doğru dağıtılmasıyla düşük kaçak endüktans değerleri elde edilebilmektedir [2, 7].

Sahip olduğu olumlu özelliklere karşın parazitik etkilerin kaçınılmaz olması nedeni ile parazitik etkilerin devreye etkisini daha doğru tahmin edebilmek ve düzlemsel transformatörlerin tasarım süresini kısaltmak için tasarım sürecinde modelleme ve benzetim çalışmaları önem taşımaktadır. Literatürde tasarım sürecini kolaylaştırmaya yönelik modelleme ve benzetim çalışmaları yapılmış ve farklı yöntemler önerilmiştir. Çeşitli deneysel hesaplamaların kullanımı, elektriksel devre şeklinde modelleme ve sonlu eleman yöntemi ile benzetim yöntemleri düzlemsel transformatör benzetimi için önerilen yöntemlerden bazılarıdır [3,8-10]. Fakat bu yöntemler düzlemsel transformatörlerin çevre elemanları ile birlikte modellenmesine izin vermemekte ya da ücretli yazılımların kullanılmasını gerektirmektedir. "Modular Layer Method" (MLM; İng: Modüler Katmanlar Yöntemi) adı verilen yöntem ile düzlemsel transformatörler; endüktör, direnç ve ideal transformatörlerden oluşan bir elektrik devresi olarak modellenmektedir [3,10]. Bu yaklaşım diğer yöntemlerde olan dezavantajları ortadan kaldırmakta, benzetim süre ve maliyetini önemli ölçüde azaltmaktadır. Hatta bu yöntemi daha da kolaylaştırmak için gerekli devre elemanlarının büyüklüklerinin hesaplandığı "M2Spice" yazılımı da ücretsiz olarak sunulmuştur [11,12]. Bu yazılımların bazı inceliklerine dikkat edildiği sürece düzlemsel transformatörün tasarımı oldukça kolaylaşmaktadır. Söz konusu yöntem bir sonraki bölümde kısaca tanıtılmaktadır.

3. MLM Yöntemi İle Düzlemsel Transformatörlerin Modellenmesi

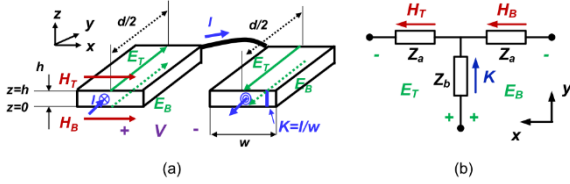
Düzlemsel transformatörün direnç, endüktör ve ideal transformatör olarak modellenmesinin ilk çıkış noktası Maxwell denklemlerinin 1-D (tek boyutlu) analizidir. Kullanılan çekirdeğin manyetik geçirgenlik değeri yeterince büyük olduğu ve iletkenler tüm pencere boşluğunu doldurduğu sürece bu varsayım geçerlidir. Bu varsayımlardan yola çıkarak düzlemsel transformatörün modellenmesi için MLM yöntemi geliştirilmiştir [3].

3.1. Tek Bir Sarımın Modellenmesi

Şekil 3’te düzlemsel transformatörün tek bir sarımı gösteren modelde, $d(m)$ hattın uzunluğunu, $w(m)$ genişliğini, $h(m)$ ise kalınlığını göstermektedir. Bu tek sarım üzerinden de $J(A/m^2)$ akım yoğunluğuna sahip $I(A)$ akımı akmaktadır ve $V(V)$ gerilimi endüklenmektedir. Bu akımın birim genişlikteki büyüklüğü ise $K(A/m)$ ile gösterilmektedir. Akan akımdan dolayı H manyetik alanı ve E elektrik alanı oluşmaktadır. Tek bir katman için 1-D difüzyon denklemlerinin çözülmesi ile birlikte denklem (1) elde edilmiştir.

$$\begin{aligned} E_T &= Z_a H_T + Z_b K \\ E_B &= Z_a K - Z_a H_b \end{aligned} \quad (1)$$

Burada T indeksi ile gösterilen terim sarımın üst yüzünü, B indeksi ise sarımın alt yüzünü göstermektedir. Denklemden verilen Z (Ω) terimleri karmaşık sayılar olup denklem (2) deki gibi ifade edilmektedir.



Şekil 3.(a) Düzlemsel transformatörün tek bir sarımı, (b) bu sarımı modelleyen devre [3]

$$\begin{aligned} Z_a &= \frac{\psi(1-e^{-\psi h})}{\sigma(1+e^{-\psi h})} \\ Z_b &= \frac{2\psi e^{-\psi h}}{\sigma(1-e^{-2\psi h})} \\ \psi &= \frac{1+j}{\delta}, \quad \delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} \end{aligned} \quad (2)$$

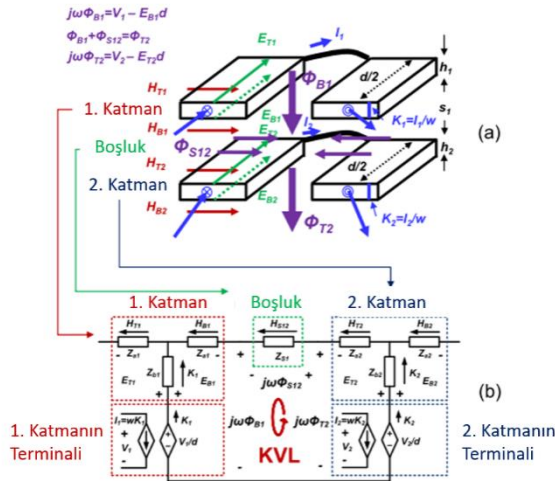
Denklem (1)'deki elektriksel ve manyetik bileşenler arasındaki ilişki Ampere yasası uygulanarak denklem (3)'teki gibi elde edilebilir. Denklem (1) ve (3), Şekil 2(b)'deki elektrik devresini analiz etmek için gerekli Kirchhoff denklemlerini oluşturur [3].

$$(H_T - H_B)w = I = Kw \quad (3)$$

3.2. Üst Üste Gelen İki Sarımın Modellenmesi

Şekil 4'te gösterildiği gibi üst üste gelen iki sarım PCB yalıtım malzemesi yardımıyla birbirinden ayrılır. Tek sarım modellenmesinde kullanılan denklemler; elektromanyetik teorideki sınır koşulu kuralına uygun olarak yalıtkan malzeme boşluğu ve bu boşluktaki manyetik alan da dikkate alınarak üst üste gelen iki sarım için çözülür.

Bir katmanda birden fazla seri sarım yapıldığı durumda ise Şekil 4'te gösterilen akım bağımlı gerilim kaynağı sarım sayısı oranında azaltılır.



Şekil 4: (a) Üst üste gelen iki sarım, (b) üst üste gelen iki sarımı modelleyen devre [3]

3.3. Çekirdek ve Hava Aralığının Modellenmesi

Çekirdeğin üst ve alt yüzündeki relüktans sırasıyla \mathcal{R}_T ve \mathcal{R}_B 'dir. Dowell formülü [11] kullanılarak m sarım sayısına sahip en üst ve alt (n) katmanlardaki değişkenlerin \mathcal{R}_T ve \mathcal{R}_B ile ilişkili olduğu bulunmuştur. Bu değişkenler denklem (4)'te gösterilmiştir.

$$\begin{aligned} dE_{T1} - \frac{V_1}{m_1} &= -\frac{jw}{\mathcal{R}_T} wH_{T1} \\ dE_{Bn} - \frac{V_1}{m_n} &= \frac{jw}{\mathcal{R}_B} wH_{Bn} \end{aligned} \quad (4)$$

Burada $Z_T = jw/\mathcal{R}_T$ ve $Z_B = jw/\mathcal{R}_B$ olacak şekilde iki farklı empedans tanımlanıp denklem (4) tekrar yazılabilir.

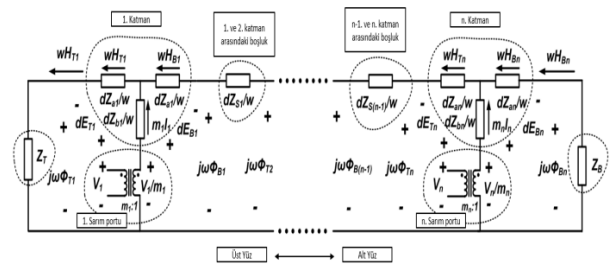
3.4. Düzlemsel Transformatörünün Eşdeğer Devre İle Gösterimi

Yukarıda bahsedilen adımlardaki işlemler yapıldıktan sonra düzlemsel transformatör Şekil 5'te gösterildiği gibi direnç, endüktör ve ideal transformatörden oluşan bir eşdeğer devre ile modellenebilir.

4. MLM Yönteminin Uyarlanması

Bu çalışma kapsamında, aktif ileri çevirici devresinde kullanılacak 1:2 sarım oranlı bir transformatörün modellenmesi ve benzetimi hedeflenmiştir.

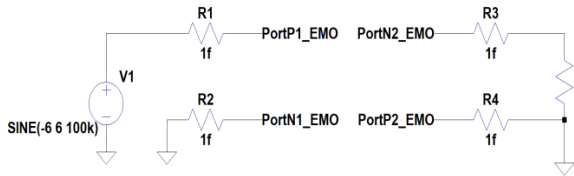
MLM yönteminin düzlemsel transformatöre uygulanması sırasında, bir önceki bölümde verilen formüllerin çözülmesi ve modelde kullanılacak devre elemanlarının değerlerinin belirlenmesi gerekmektedir. Bu hesaplamaların yapılması için gelişmiş matematik araçlarının kullanılması, yöntemi oldukça pratik hale getirmektedir. Bu hesaplamaları kolay bir şekilde yapmak için, önceki bölümlerde de ifade edildiği gibi, ücretsiz yayınlanan M2Spice yazılımı kullanılabilir [4]. M2Spice yazılımı sayesinde gerekli devre şeması değerleri ve bunların kendi arasındaki bağlantısını veren bir kod otomatik olarak üretilebilmektedir. Üretilen kodun LTSpice [13] yazılımına eklenmesiyle transformatör sargılarının artı ve eksi uçları diğer devre elemanlarına bağlanabilecek şekilde modellenebilmektedir [12]. Bu işlem esnasında LTSpice programının çözüm yöntemi "normal" mod yerine "alternate" moda ayarlanmalıdır. Her ne kadar "alternate" mod, "normal" moda göre çok daha yavaş çalışsa da "normal" modda yapılan bazı denemelerde yakınsama hatası gözlemlenmiştir.



Şekil 5: Düzlemsel transformatörün devre şeması modeli [3]

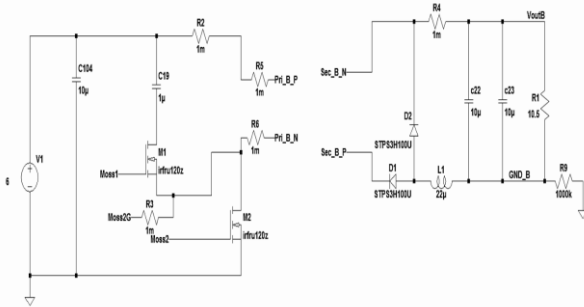
Kullanılacak transformatörün sarım sayıları birincil taraf için 6 ikincil taraf için 12 olarak hesaplanmıştır. Dolayısıyla 18 katmanlı olacak BDK'nin ilk altı katmanı seri bağlanarak

birincil tarafı, ikinci 12 katmanı da kendi aralarında seri bağlanarak ikincil tarafı oluşturmaktadır. Hava aralıksız transformatörün çekirdeği 3F4 malzemesinden üretilen iki adet E/32/6/20 çekirdek kullanıldığı varsayılmıştır. 18 katmanlı transformatörün M2Spice programı kullanılarak basit bir benzetim çalışması yapılmıştır. Benzetim Şekil 6'da verilen basit devre kullanılarak yapılmıştır. Burada PortP1_EMO birincil sargının artı ucunu, PortN1_EMO ise birincil sargının eksi ucunu göstermektedir. İkincil taraf için de aynı gösterim kullanılmıştır. Şekilde gösterilen 1f değerleri 1 femto-ohm ($f\Omega$) anlamına gelmekte olup, devrenin çalışmasını etkilemeyen ancak benzetim programında düğüm tanımlayabilmek için kullanılan dirençlerin değerlerini ifade etmektedir.



Şekil 6: M2Spice programını denemek için kullanılan basit devre

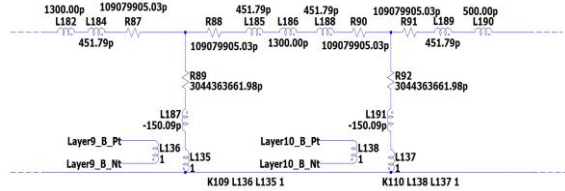
Transformatörünün birincil tarafına 100 kHz frekanslı 6V tepe değerli bir sinüs akımı uygulanmış, ikincil tarafına da 1 k Ω değerinde bir yük bağlanmıştır. İlk 10 μ s için yapılan benzetimin sonuçları 0.859 saniyede alınmıştır. Daha sonra aynı yapı bu kez de Şekil 7'e verilen aktif ileri çevirici yapısını oluşturan çevre elemanları da benzetime dâhil ederek tekrarlanmıştır. Anahtarlama frekansı olan 100 kHz aynı şekilde korunmuş ilk 10 μ s'lik sürenin benzetimi için gereken süre 9134.788 s'ye çıkmıştır. Benzetimin gerçekleşme süresi, M2Spice programının pratik uygulamalarda beklenen kolaylığı sağlamadığı, maliyetin süre bakımından çok fazla olduğunu göstermiştir.



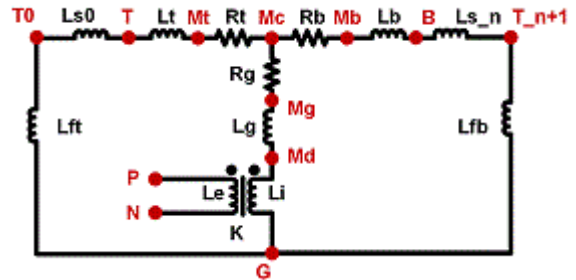
Şekil 7: Düzlemsel transformatör benzetiminde kullanılan aktif ileri çevirici devresi

Bu sorunu aşmak için M2Spice yazılımının ürettiği kodu kullanmak yerine, transformatörün her bir katmanı için model devrenin ayrı ayrı kurulup, devre elemanları değerlerinin elle girilip, bağlantıların da elle yapılması düşünülmüştür. Devre elemanlarının değerlerini elde etmek içinse M2Spice yazılımının ürettiği kodun içinde yer alan değerler kullanılmıştır. Alınan bu değerler Şekil 8'de verilen devre elemanlarının değerleridir [3]. Diğer bir deyişle, M2Spice yazılımının ürettiği kodu kullanmak yerine, bu kod ile aynı

yapıyı veren devre çizilmiştir. Şekil 7'de verilen aktif ileri çevirici yapısı, çevre elemanları ile birlikte tekrar modellenmiş ve benzetim çalışmaları tekrarlanmıştır. Aynı bilgisayarda yapılan benzetim çalışmalarında, 10 μ s'lik süreyi hesaplamanın, katmanların devre elemanı olarak modellendiği durumda M2Spice yazılımının ürettiği koda göre yaklaşık 10.000 kat daha hızlı olduğu ve toplam benzetim süresinin 0.983 saniye olduğu gözlemlenmiştir.



Şekil 7: Düzlemsel transformatörün katmanlarının modellenmesini gösteren bir kesit



Şekil 8: M2Spice yazılımında hesaplanan değerlerin devredeki karşılıkları [4]

M2Spice programının ürettiği kodu kullanarak yapılan benzetimin, maliyet bakımından pratik olmamasının yanı sıra aşağıdaki maddeler açısından da her bir katmanın ayrı ayrı modellenmesine göre eksik kaldığı gözükmektedir.

- M2Spice yazılımında her bir katmanın hangi sargıya ait olduğu belirtilebiliyor fakat o katmanın sargının kaçınıcı sarımına ait olduğu bilgisi benzetime dâhil edilemiyor. Yazılım katmanları sırası ile numaralandırıyor dolayısıyla sarımlar, katmanlar arasında istenildiği gibi dağıtılamıyor.
- M2Spice yazılımı, bir sargının tüm sarımlarının tümünün paralel ya da tümünün seri bağlanmasına izin veriyor. Aynı sargıya ait bazı dönüşlerin birbiri ile paralel bazılarının ise birbiri ile seri olduğu bilgisi benzetime eklenemiyor.
- Düzlemsel transformatörün katmanları arasındaki kapasitif etki MLM metodu ile hesaplanamıyor [3]. Bunu hesaplamak için katmanlar arasındaki kapasitenin benzetime ayrıca eklenmesi gerekiyor. M2Spice programının ürettiği koda bu kapasite değerlerini eklemek ise oldukça karmaşık.

5. Bir Düzlemsel Transformatörün Çevre Elemanları ile Modellenmesi ve Benzetim Sonuçları ile Ölçüm Sonuçlarının Karşılaştırılması

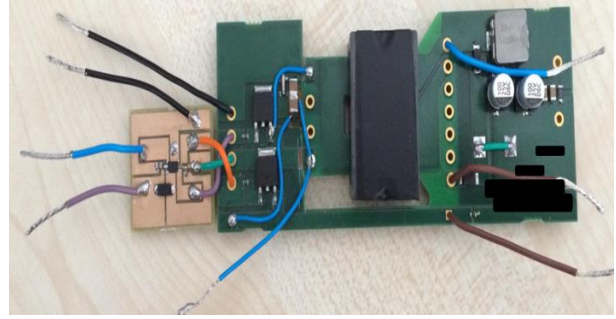
Her bir katmanın ayrı ayrı modellenmesinin, M2Spice yazılımının ürettiği kodu kullanmaktan daha kullanışlı olduğunu gösterdikten sonra, M2Spice yazılımının kabiliyeti

dışında kalan ve bu makalede önerilen yöntemle kolaylıkla benzetimi yapılan bir transformatör; aktif ileri çevirici yapısı içinde modellenmiş, ardından da gerçekleştirilmiştir. Bu iş için 1:2 sarım oranlı, ancak bu kez birincil sargısında 3 ikincil sargısında 6 sarım olan 18 katmanlı bir düzlemsel transformatör üzerinden benzetim yapılmıştır. Transformatörün katman yapısı ve sarım dağılımı Tablo 1'de gösterilmektedir.

Tablo 1: Kullanılan düzlemsel transformatörün katman yapısı ve ilgili katmandaki sarım

Katman No	Bağlı Olduğu Sargı ve Sarım
1	İkincil 1. sarım - 1
2	İkincil 1. sarım - 2
3	İkincil 2. sarım - 1
4	İkincil 2. sarım - 2
5	İkincil 3. sarım - 1
6	İkincil 3. sarım - 2
7	Birincil 1. sarım - 1
8	Birincil 1. sarım - 2
9	Birincil 2. sarım - 1
10	Birincil 2. sarım - 2
11	Birincil 3. sarım - 1
12	Birincil 3. sarım - 2
13	İkincil 4. sarım - 1
14	İkincil 4. sarım - 2
15	İkincil 5. sarım - 1
16	İkincil 5. sarım - 2
17	İkincil 6. sarım - 1
18	İkincil 6. sarım - 2

Transformatörün iletken katmanlarının kalınlığı 70 μm , izolasyon malzemesinin kalınlığı ise 100 μm seçilmiştir. Çekirdek olarak yine 3F4 materyalinden yapılan E32/6/20 yapısı kullanılmıştır. Aktif ileri çevirici yapısı içinse; anahtarlama elemanı olarak IRFRU120Z güç MOSFET'i kullanılmış, bu MOSFET'i anahtarlama için LTC4449 MOSFET sürücü entegresi kullanılmıştır. Yapılan benzetimlerde aktif ileri çeviricinin yapısına odaklanmaktan ziyade transformatörün verilerine dikkat edilmiş; sıfır gerilim/akım anahtarlama, güç kayıpları, en yüksek verim gibi elde etme amacı güdülmüştür. Aktif ileri çevirici 6V ile beslenmiş, yük olarak ise 10 Ω 'luk endüktif etki göstermeyen direnç bağlanmıştır. Ardından LTSpice programında benzetim gerçekleştirilmiştir. 3500 μs 'ye kadar sistem benzetimi yapılmış, bu işlem 240.227 s'de tamamlanmıştır.

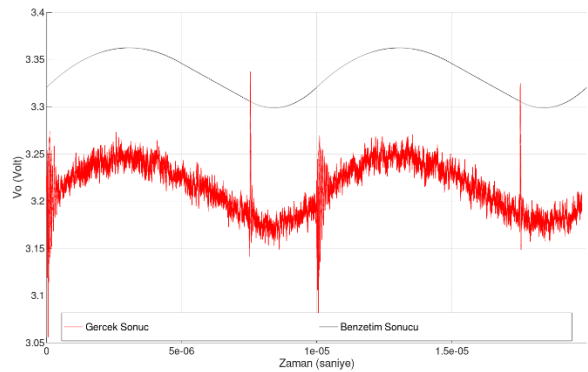


Şekil 8: Aktif ileri çevirici yapısı ile üretilen düzlemsel transformatör kartı

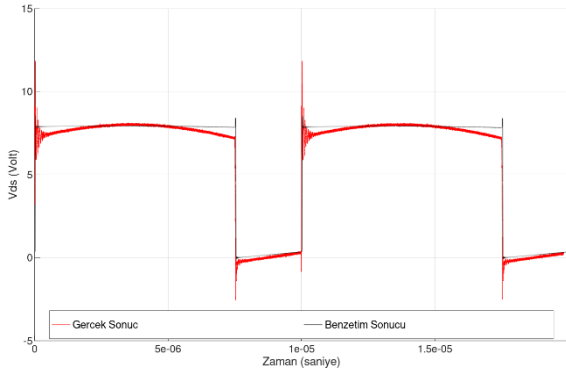
Ardından Şekil 8'de gösterildiği gibi transformatör aktif ileri çevirici devresiyle birlikte üretilmiş, aynı devre elemanları ile ölçüm alınmıştır. Yapılan benzetimden elde edilen sonuçlar ve ölçüm sonuçları Şekil 9, Şekil 10 ve Şekil 11'de verilmiştir.

Şekil 9'da verilen çıkış gerilimi karşılaştırması küçük farklılıklar dışında tutarlıdır. Tasarlanan aktif ileri dönüştürücüde herhangi bir geri besleme mekanizması bulunmadığından dolayı çıkış gerilimi yük miktarı ile bağlantılıdır. Ek olarak, benzetimde kullanılan çevre elemanları her ne kadar gerçek birimler ile olabildiğince benzer şekilde modellenirse de endüktörlerin sargı kayıpları, yarıiletken malzemelerin doğrusal olmayan karakteristikleri gibi etkilerden dolayı hatalı sonuçlar alınabilmektedir. Bu karakteristikler göz önüne alındığında çıkış geriliminde görülen bu farklılıklar gayet makuldür.

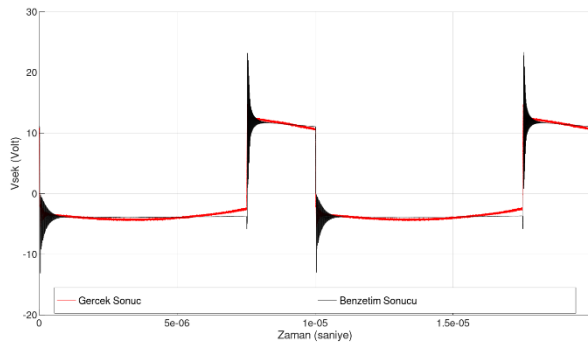
Şekil 10 ve Şekil 11'deki görülen alınan ölçüm ile benzetimden elde edilen dalga şekli arasındaki fark MLM metodunun hata payından, birincil taraftaki MOSFETlerin modellerinin gerçek değerlerle bire bir uyuşmamasından, baskı devre kartı ve düzlemsel transformatör üzerindeki parazitik elemanların modellenemiyor olmasından kaynaklanmaktadır. Tüm bu etkilerle birlikte alanın ölçümlere benzetim sonuçları ile tutarlıdır demek mümkündür.



Şekil 9: Aktif ileri çeviricinin çıkış gerilimi



Şekil 10: Aktif ileri çevirici üzerinde bulunan Şekil 7'deki devrede M2 MOSFETi olarak gösterilen MOSFETin V_{DS} gerilimi



Şekil 11: Düzlemsel transformatörün sekonder sarmı gerilimi

6. Sonuç

Düzlemsel transformatörlerin tasarım sürecinin standart tel sargılı transformatörlere göre tasarımı süresi ve modifikasyona elverişlilik yönünden daha maliyetli oluşu düzlemsel transformatörlerin benzetim yöntemleri üzere çalışmalara yoğunluk verilmesine neden olmuştur. Bu yöntemler içinde MLM yöntemi hız, esneklik ve ulaşılabilirlik bakımından en avantajlı olanıdır. M2Spice yazılımı düzlemsel transformatörün karakteristik özelliklerinin; endüktör, direnç ve transformatör olarak modellenirken ara işlem basamakları yapmakta ve hızlı bir şekilde sonuç vermektedir. Fakat ürettiği bilgiyi doğrudan kullanmak benzetim süresini oldukça uzatmaktadır.

Her ne kadar M2Spice yazılımı çok başarılı bir şekilde benzetim işlemini kolaylaştırırsa da, çevre elemanları benzetime katıldığı zaman LTSpice yazılımı verimli çalışmamakta ve benzetim süresi oldukça uzamaktadır. Bu yüzden, M2Spice yazılımının ürettiği "text" dosyasının içinden gerekli değerler çıkartılmalı ve her bir katman ayrı ayrı LTSpice yazılımında modellenmelidir. Böylece benzetim süresi 10.000 kate yakın kısalmaktadır. Bununla birlikte farklı sarmı şekillerine yönelik çalışmalar da katmanların ayrı ayrı modellenmesi ile benzetime katılabilmektedir.

M2Spice programının çıktısına herhangi bir modifikasyon yapılmadan benzetime dâhil edilemeyecek bir düzlemsel transformatör; gerekli düzenlemelerle LTSpice yazılımında modellenmiş, ardından da gerçekleştirilmiştir. Alınan sonuçlar benzetimin güvenilir bir şekilde çalıştığını göstermektedir.

Teşekkür

Bu çalışmanın deneysel uygulamaları Aselsan A.Ş. olanakları ile gerçekleştirilmiştir. Çalışma boyunca gerekli her türlü teknik desteği sağladığı için Aselsan A.Ş.'ye sonsuz teşekkürlerimizi sunarız.

Kaynaklar

- [1] M. T. Quirke, J. J. Barrett and M. Hayes, "Planar magnetic component technology-a review," in *IEEE Transactions on Components, Hybrids, and Manufacturing Technology*, vol. 15, no. 5, pp. 884-892, Oct. 1992.
- [2] Z. Ouyang and M. A. E. Andersen, "Overview of Planar Magnetic Technology—Fundamental Properties," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 9, pp. 4888-4900, Sept. 2014.
- [3] M. Chen, M. Araghchini, K. K. Afridi, J. H. Lang, C. R. Sullivan and D. J. Perreault, "A Systematic Approach to Modeling Impedances and Current Distribution in Planar Magnetics," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 1, pp. 560-580, Jan. 2016.
- [4] Chen, M., & Pavlick, S. (2018, August 03). M2Spice: A Better Tool for Planar Magnetics Modeling. Retrieved January 04, 2019, <http://www.princeton.edu/~minjie/m2spice.html>
- [5] Z. Ouyang, O. C. Thomsen and M. A. E. Andersen, "Optimal Design and Tradeoff Analysis of Planar Transformer in High-Power DC-DC Converters," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 7, pp. 2800-2810, July 2012.
- [6] M. A. Saket, M. Ordonez and N. Shafiei, "Planar Transformers With Near-Zero Common-Mode Noise for Flyback and Forward Converters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 2, pp. 1554-1571, Feb. 2018.
- [7] Z. Ouyang, O. C. Thomsen and M. A. E. Andersen, "The analysis and comparison of leakage inductance in different winding arrangements for planar transformer," *2009 International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, Taipei, pp. 1143-1148, 2009.
- [8] S. R. Cove, M. Ordonez and J. E. Quaicoe, "Modeling of planar transformer parasitics using design of experiment methodology," *CCECE 2010*, Calgary, AB, pp. 1-5, 2010.
- [9] Y. Veli, A. M. Morega, M. Morega and L. Pîslaru-Dănescu, "Numerical modeling of a planar transformer for micro-power controllers," *2017 10th International Symposium on Advanced Topics in Electrical Engineering (ATEE)*, Bucharest, pp. 206-210, 2017.
- [10] L. A. R. Tria, D. Zhang and J. E. Fletcher, "Planar PCB Transformer Model for Circuit Simulation," in *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 52, no. 7, pp. 1-4, Art no. 8400804, July 2016.
- [11] S. J. Gunter, M. Chen, S. A. Pavlick, R. A. Abramson, K. K. Afridi and D. J. Perreault, "Applicability and limitations of an M2Spice-assisted "Planar-magnetics-in-the-circuit" simulation approach," *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Long Beach, CA, pp. 1138-1147, 2016.
- [12] P. L. Dowell, "Effects of eddy currents in transformer windings," in *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 113, no. 8, pp. 1387-1394, August 1966. doi: 10.1049/piee.1966.0236
- [13] Engelhardt, M. (2016). LTSpiceIV (Version 4.23k) [Computer software]. Linear Technology.



İ. Onur Loraz

2016 yılında Ortadoğu Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nden mezun oldu ve Gazi Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde yüksek lisans çalışmalarına başladı. Halen ASELSAN A.Ş.'de analog tasarım mühendisi olarak çalışmaktadır.



Prof. Dr. M. Timur Aydemir

Lisans ve yüksek lisans derecelerini Karadeniz Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümünden 1983 ve 1985 yıllarında, doktora derecesini ise University of Wisconsin – Madison Elektrik ve Bilgisayar Mühendisliği Bölümü'nden 1995 yılında aldı. O tarihten beri Gazi Üniversitesi'nde görev yapmaktadır. 2001-2002 yıllarında Fulbright bursiyeri olarak ABD'de University of Wisconsin - Madison Üniversitesi'nde misafir araştırmacı olarak görev yaptı. Güç Elektroniği, Elektrik Makineleri ve Yenilenebilir Enerji Kaynakları alanında çalışmaları bulunmaktadır.

Sensörsüz Vektör Kontrol Performansını Artırmak İçin bir Yöntem An Approach for Improving Performance of Sensorless Vector Control

H. Bülent Ertan¹, Tayfun Filci²

¹Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü, Atılım Üniversitesi, Ankara, Türkiye
bulent.ertan@atilim.edu.tr,

²Aselsan A.Ş., Ankara, Türkiye
tayfun.filci@metu.edu.tr

Öz

Sensörsüz vektör kontrol yöntemleri, konum veya hız sensörü bulundurmamaları nedeni ile kimi uygulamalarda tercih edilirler. Ancak, bu tip yöntemler doğaları gereği rotor manyetik alanının yerinin tesbiti konusunda hata yaparlar. Bunun sonucu olarak bu şekilde sürülen motorların performansı, sensörlü vektör uygulamalarına göre daha düşüktür. Bu bildiri, motor akımı içinde bulunan rotor oluklarından kaynaklanan harmoniklerin, vektör kontrol algoritması içinde kullanılabilir kadar kısa bir süre içinde belirlenmesine imkan sağlayan bir yöntem sunmaktadır. Yöntemin özü; akım içindeki oluk harmoniklerini, temel akım bileşeni üzerine bindirilmiş, genlik nodülasyonu bir sinyal olarak ele almaktır. Bu akım sinyalini demodüle ederek rotor oluk harmonik genliği belirlenebilir. Bu bilgiden rotor konumu veya hızı elde edilebilir. Bu amaçla geliştirilen yöntem bir deney motoru üzerinde uygulanmış ve elde edilen sonuçlar makalede değerlendirilmiştir.

Anahtar kelimeler: sensörsüz vektör kontrol, akım harmonikleri, rotor oluk harmoniği, konum belirleme, motor hızı belirleme

Abstract

Sensorless vector control methods are preferred in some applications because of lack of position or speed sensor. However, such approaches are prone to error in prediction of rotor magnetic field position. As a consequence, sensorless vector controlled motors have inferior performance as compared to methods, which employ a sensor. The approach in this paper presents a method, which allows prediction of the magnitude of the rotor slot harmonics embedded in motor current, in a duration so short that they can be computed in the period in which vector control algorithm references are calculated. The essence of the presented approach is recognition of the fact that the fundamental component of motor current actually is amplitude modulated by a current component at rotor slot harmonic frequency. Using this information, rotor position or motor speed can be obtained. The method developed for this purpose is described and tested on a motor in the laboratory and the results obtained are presented.

Keywords: Sensorless vector control, current harmonics, rotor slot harmonics, position identification, speed identification

1. Giriş

Vektör kontrol amacı ile kullanılan yöntemler genel olarak iki gruba ayrılabilir. Bunlardan birisi “Dolaylı vektör kontrol” yöntemi, diğeri ise doğrudan vektör kontrol yöntemi olarak tanımlanmaktadır.

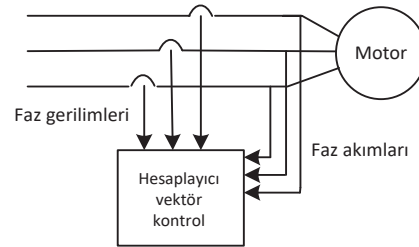
Dolaylı vektör kontrol yöntemleri akı ölçümüne gerek duymazlar. Ancak rotor şaftına konumlandırılmış bir konum ölçer kullanılmasına gerek vardır. Stator manyetik alanının konumu ve bu amaçla gereken faz akımlarının değeri; motor parametrelerinden bazıları ve moment referansı ve akı referans bilgileri kullanılarak hesaplanır [1].

Doğrudan vektör kontrol yöntemlerinde ise bir konum sensörü kullanılmasına gerek yoktur. Motoru süren eviricinin zaten, barındırdığı akım ve gerilim sensörlerinden gelen akım ve gerilim bilgisi, rotor konumunun hesaplanmasında kullanılır. Şekil 1 de şematik olarak bir asenkron motor ve rotor akısı konum hesaplayıcısı bloğu gösterilmektedir. Bu blok (1) ve (2) denklemini kullanarak rotor akısının konumunu ve genliğini hesaplar.

$$\lambda = v \quad (1)$$

$$\lambda = -[\lambda \quad (2)$$

Bu denklemlerde üstsimge “s” statordaki bir koordinat sistemine gönderme yapmaktadır. Koyu yazılmış değişkenler



Şekil 1 Sensörsüz vektör kontrol basit blok şeması

uzay vektördür. r_s stator fazının direnci, λ_{qds}^s stator sargısını bağlayan akıyı, λ_{qdr}^s rotor sargısını bağlayan akıyı, i_{qds}^s stator akımı, uzay vektörünü temsil etmektedir. L_r , L_m , L_s' sırası ile; rotor endüktansı, mıknatıslama endüktansı ve stator "transient" endüktansıdır.

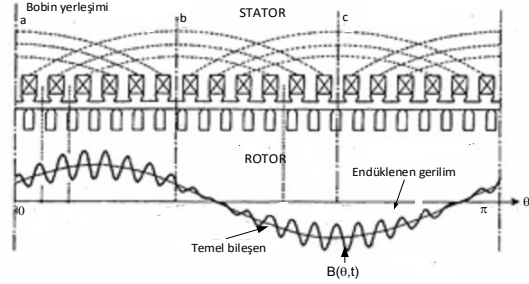
"Dolaylı vektör kontrol" (DVK) yöntemi, sıfır hıza kadar denetimi sağlayabilir. Dinamik performansı da gayet başarılı bir yöntemdir. Burada sorun motor şaftına bir konum algılayıcı yerleştirilmesi ihtiyacından doğmaktadır. Konum belirleyiciler pahalı bileşenlerdir, ayrıca ek kablaj yapılmasını gerektirirler. Bunun yanında kimi uygulamalarda mevcut bir mekanik düzenin değiştirilmesi arzu edilmeyebilir.

Öte yandan, yukarıda sözü edilen konum algılayıcıya ihtiyaç duyulmaması nedeni ile, birçok uygulamada, daha düşük performansa rağmen, sensörsüz doğrudan kontrol (DK) yöntemi tercih edilmektedir. Bu yöntemin diğer bir sorunu da sıfır hıza kadar motorun kontrol edilememesidir. (1) denkleminde bu durum kolayca anlaşılabilir. Hız düştükçe (1) denkleminin değeri ufalır. Denklemin sağ tarafı ise bir fark içermektedir. Stator direnç değerinin sıcaklığa bağlı olduğu hatırlanırsa, direnç değerindeki hataların, λ_{qds}^s değerinin hatalı hesaplanmasına yol açacağı açıktır. Sonuç olarak çalışma frekansı 3-4 Hz civarında düştüğünde bu yöntemle başarılı bir vektör kontrol uygulamak imkansızlaşır. Bu yöntemde bir diğer sorun ise λ_{qds}^s hesaplanırken denklemin sağ tarafının bir integral alınmasını gerektirmesidir. Neticede integral değerinin kayması, konum belirleme hatasına yol açar. Bu unsur, DK yönteminin vektör kontrolde daha düşük performans vermesinin nedenlerinden birisidir.

Yukarıda sözü edilen sensörsüz DK yönteminin konum belirleme hassasiyeti artırılabilirse, DVK yöntemine yakın bir performans, DK yöntemi ile de elde edilebilir. Bu sorunun çözümü için, yazarların geliştirdiği bir yaklaşım bu makalenin konusunu oluşturmaktadır.

Söz konusu problemin çözümü gerçek rotor konumundan bir şekilde bilgi almayı gerektirmektedir. Bu amaçla rotorda bulunan olukların veya suni olarak rotorda oluşturulmuş referans olabilecek manyetik alanı etkileyebilecek "işaretlerin" kullanılması gerekir [2]. Rotor olukları varlığı, zaten var olmaları nedeni ile, en önemli imkan olarak öne çıkmaktadır. Rotor oluklarının konum veya hız belirleme amacı ile kullanılması halinde motor parametrelerinden bağımsız bir yöntem oluşturuluyor olması da önemli bir unsurdur.

Bilindiği gibi motor akımı rotor oluk harmoniklerini içerir. Bu harmoniklerin belirlenerek rotor kafes arızalarının belirlenmesinde yararlanılması literatürde rastlanan bir yaklaşımdır [3], [4], [5], [6]. Kimi uygulamalarda rotor oluk harmoniklerinin motor hızını belirlemek için kullanıldığına da rastlanmaktadır [7]. Ancak, var olan araştırmalar genellikle frekans spektrumu analizine dayanmaktadır. Bu tip analiz yaklaşımı, analiz mesela akım üzerinden yapıyorsa, zaman içinde bir süreli bir kayıt alınmasını ve daha sonra da harmonik analizinin yapılmasını gerektirmektedir. Bilinen en hızlı algoritmalar bile bu yöntemle onlarca mili saniye süre alabilmektedir. Bu sakıncayı giderebilen ve motorun dışına yerleştirilen bir bobin kullanan bir yöntem yakın zamanda [8], [9] yayınlanmıştır. Buradaki çalışma bu yöntemin bir benzerini kullanmaktadır.



Şekil 2 Rotor olukları nedeni ile oluşan harmonikler ve hava aralığında temel bileşen

Vektör kontrolü uygulamasında, motor, darbe genişlik modülasyonu ile üretilen gerilimlerle sürülmektedir. Bu nedenle, rotor oluk harmoniklerinin (ROH), motor farklı hızlarda sürülürken, akım içinden tanımlanabilmesi sorunu olabilir. Bu bakımdan bu makalede bir sonraki bölüm, akım içinde rotor oluk harmoniklerinin tanımlanıp tanımlanamayacağını araştırmaktadır. Daha sonra ROH'nin anlık olarak belirlenebilmesi için önerilen yöntem ortaya konulmuştur. Bir sonraki bölümde, yöntemin geçerliliğinin sınanması için oluşturulan deney ortamı verilmiştir. Deney sonuçlarının verildiği bölümde ise, motor farklı hızlarda sürülürken, akım kayıtlarına dayanarak, belirlenen konum ile bir konum kodlayıcıdan gelen rotor konum kayıtları karşılaştırılmıştır.

2. Rotor Oluk Harmonikleri

Burada geliştirilen yöntemi kavrayabilmek için, rotor olukları nedeni ile hava aralığında oluşan akı yoğunluğu dağılımının incelenmesinde yarar vardır. Şekil 2 de hava aralığında akı yoğunluğunun tipik görünümünde, temel bileşen üzerine binmiş rotor oluk harmonikleri izlenebilmektedir. Doğal olarak bu akı yoğunluğu dağılımı, stator bobinlerinde aynı harmonik frekanslarda gerilim endüklenmesine neden olur. Bu harmonikler (3) deklemindeki gibi ifade edilebilir [10], [11].

$$B(\theta, t) = B_1 \cos(\omega_s t) + B_r \cos \left[\left(\frac{Z}{P} \omega_r + \omega_s \right) t - (P + Z)\theta + \psi_r \right] + B_r \cos \left[\left(\frac{Z}{P} \omega_r - \omega_s \right) t - (P - Z)\theta + \psi_r \right] \quad (3)$$

θ : stator referans noktasına göre mekanik açı, ω_r : rotor açısız frekansı, $\omega_s = 2\pi f_s$, $f_s =$ güç kaynağı frekansı, Z : oluk sayısı, P : kutup çifti sayısı, B_1 : temel bileşen akı yoğunluğu, ψ_r : faz açısı

Denklemin (3) ROH açısız hızının, (4) denkleminde verildiği gibi, temel bileşenle aynı yönde ve ters yönde dönen iki harmonik bileşenden oluştuğunu göstermektedir.

$$\omega_{rsh} = \frac{Z}{P} \omega_r \mp \omega_s \quad (4)$$

ROH frekansı (5) teki gibidir. Rotorun devir/dakika olarak hızı ise (6) da verildiği gibi hesaplanabilir.

$$f_r = \frac{P}{Z} (f_{rsh} \mp f_s) \quad (5)$$

$$N_r = \frac{60 f_r}{P} \quad (6)$$

Devir dakika cinsinden motor hızı ROH frekansı ve besleme frekansı cinsinden hesaplanabilir [8], [9].

$$N_r = \frac{60}{z} (f_{rsh} \mp f_s) \quad (7)$$

3. Motor Akımında Harmoniklerin Ölçülebilirliği

Bu bölümde teorik olarak var olması gereken rotor oluk harmoniklerinin, ne derecede ölçülebilir olduğu araştırılmıştır. Daha önce de belirtildiği gibi motoru süren evirgeç, motora darbe genişlik modülasyonlu bir gerilim uygulamaktadır. Bu nedenle ROH'lerin diğer kaynaklardan gelen harmoniklere karışarak tanımlanamaz hale gelmesi söz konusu olabilir. Motor yüksüz veya yüklü olarak çalışırken de durum farklılıklar gösterebilir. Bu durumu açıklığa kavuşturmak için test motoru bir evirgeç ile sürülürken, şaftına bağlı diğer bir motor yine bir evirgeçle kontrol ederek, test motorunu yüklenebileceği bir deney ortamı oluşturulmuştur. Bu deney düzeninde yukarıdaki sorulara cevap aranmıştır. Bu amaçla 380 V, 50 Hz, 1.1 kW bir deney motoru kullanılmıştır. Bu motorun statorunda 36, rotorunda ise 26 oluk vardır. Stator akımında oluşması beklenen ROH ve harmonikleri (8) denklemden hesaplanabilir.

$$\text{Oluk Harmonik frekansı} = n \times \frac{z}{p} (f_r \pm f_s) \quad (8)$$

$$\text{Shaft hızı} = \frac{60f_r}{p} \quad (9)$$

Bu denklemlerde rotor hızı 996 d/d alındığında stator akımında oluşması beklenen ROH temel frekans çifti ve harmoniklerinin frekansı Tablo 1 de verildiği gibidir.

Tablo 1 Deney motorunun 50 Hz besleme geriliminde rotor oluk harmonikleri (996 d/d)

	1 ^{ci} çift (Hz)		3 ^{cu} çift (Hz)		5 ^{ci} çift (Hz)	
Beklenen	433±50 Hz		1299±50 Hz		2165±50 Hz	
49.96 Hz sinus Ölçülen	381	481	1244	1344	2108	2207

Tablo 2 Rotor oluk harmoniklerinin 50 Hz de genliği (sinüs)

Harmonik	#1	#2	#3	#4	#5
Genlik (mV)	1,8	0,76	3,3	0,14	0,099

3.1. Deney Düzeni

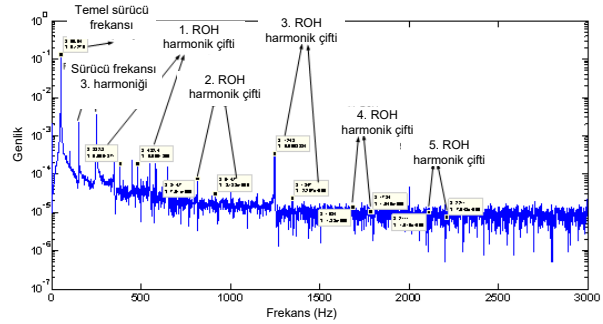
Deney düzeninde test motoru ilk olarak, 50 Hz de sinusoidal bir gerilimle sürülmüş, yüklü ve yüksüz olarak ROH'lerin temel bileşeni ve ROH harmonik bileşenleri 5. harmonik dahil genliği ölçülmüştür. Böylece evirgeç çıkışındaki darbeleri gerilimin etkisinden uzak bir ortamda söz konusu harmoniklerin varlığı ve genliği araştırılmıştır. Akım ölçümü için 100mV/A bir akım probu kullanılmıştır. Deney motoru

sürülürken akım sayısal bir osiloskop ile kaydedilmiştir. Alınan kayıtlar bilgisayar ortamında Matlab'da FFT yöntemi ile analiz edilerek çiftler halinde bulunan harmonik bileşenler belirlenmiştir.

3.2. Deney Sonuçları

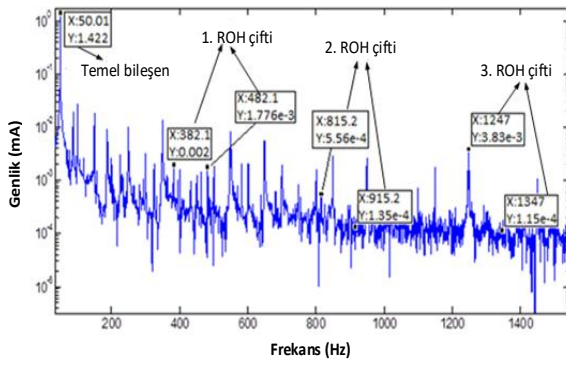
Motor boşa 49.96 Hz'de sinüs besleme gerilimi ile dönerken alınan akım kayıtlarının FFT analizi sonucu Şekil 3 te verilmiştir. Bu şekil üzerinde, belirlenen akım harmonikleri de işaretlidir. Ölçülen değerler Tablo 1'de beklenen harmonik değerleri ile birlikte verilmiştir. Bu veriler rotor oluk harmoniklerinin akım içinde gayet belirgin olduğunu ve kolaylıkla tanımlanabileceğine işaret etmektedir.

Kayıt uzunluğu ve örnekleme sayısı yapılan ölçümlerde aranan harmoniklerin kaçırılmaması açısından önemlidir. Yapılan çalışmada, 1 saniyelik bir kayıtlar ve bu sürede 5000 örnek alınmasının, ROH nin 5. harmonik dahil tanımlanabilmesi için yeterli olduğunu göstermiştir.



Şekil 3 50 Hz sinüs gerilimde rotor oluk harmonikleri

Akım harmonikleri motor evirgeç ile 5Hz-90Hz frekans aralığında "darbe genişlik modülasyonlu (DGM)" bir sürücü ile sürülürken de kaydedilerek evirgeçin darbeleri çıkış geriliminin oluk harmoniklerinin tanımlanmasını engelleyip engellemediği de araştırılmıştır. Şekil 4 te 50 Hz de elde edilen akımın FFT analizi sonucu gözlenmektedir. Doğal olarak darbeleri evirgeç gerilimi nedeni ile Şekil 3 teki kayda göre spektrumda pek çok harmonik belirdiği izlenmektedir. Ancak, rotor oluk harmonikleri yine de kolaylıkla ayırt edilebilmektedir.

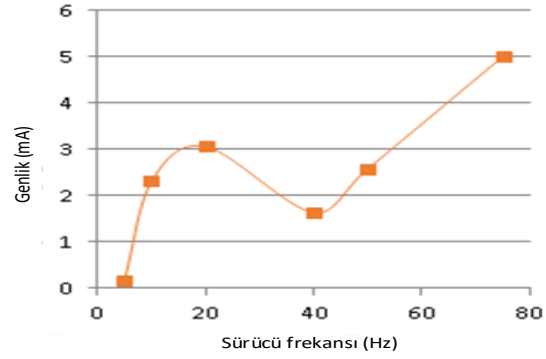


Şekil 4 Evirgeçle (DGM) sürülen motorun 50 Hz de rotor oluk harmonikleri

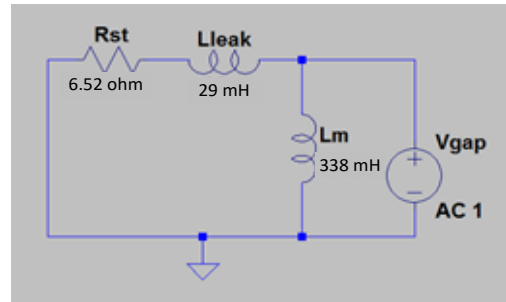
Tablo 2 de, motor evirgeç ile, 50 Hz de sürülürken elde edilen ROH frekanslarının genliği sunulmaktadır. Yapılan bu deneysel çalışmada, rotor oluklarından kaynaklanan harmoniklerin 3. Bileşeninin daima baskın olduğu izlenmiştir. Bu nedenle buradaki amaç için rotor oluklarında oluşan harmoniklerin 3. çiftinin kullanılması kararlaştırılmıştır. Bu harmoniğin deney motoru evirgeçle sürülürken genliğinin nasıl değiştiği de incelenmiştir. Bu değişim Şekil 5 te grafik olarak sunulmuştur. Deneyde söz konusu harmoniğin genliğinin, hız düşüktüğü, ufaldığı gözlenmektedir. Bu beklenen bir sonuçtur. Öte yandan sürüş frekansı arttıkça harmonik genliğinin artması beklenirken, 20-40 Hz arasında, ilginç bir genlik düşüşü gözlenmiştir. Bu olgunun nedeni araştırıldığında bu durumun statorunda endüklenen ve akım harmoniklerini oluşturan gerilimin gördüğü, Şekil 6 da verilen, eşdeğer devreden kaynaklandığı anlaşılmıştır. Devre mıknatıslama endüktansı L_m , kaçak akı endüktansı L_{leak} ve stator fazının direnci R_{st} den oluşmaktadır. Bu devrenin kazancı gerçekten de 20-40 Hz arasında söz konusu harmonikleri bastırmaktadır.

Yapılan çalışma sonucunda, izlenen bu etkiye rağmen, rotor oluklarının, akım içinde oluşturduğu harmoniklerin, birkaç Hz sürüş frekansından başlayarak, izlenebilir genlikte olduğu belirlenmiştir.

Özetle buradaki çalışmadan şu sonuca varılabilir. Rotor oluklarından kaynaklanan akım harmonikleri ölçülebilir niteliktedir. Bu harmoniklerin frekansı vektör kontrol algoritması içinde yeterince hızlı belirlenebilirse, motorun hız bilgisi ve rotorun statora göre konum bilgisi elde edilebilir. Bu bilgi sensörsüz vektör kontrol algoritması içinde kullanılabilir.



Şekil 5 Evirgeçle sürülen motorun 3. Oluk harmoniğinin gerilim frekansı ile değişimi.



Şekil 6 Statorunda endüklenen gerilime (V_{gap}) görünen eşdeğer devre.

Bu durumda sensörsüz algoritmanın konum veya hız hatalarından kaynaklanan sorunlar giderilerek bu tip vektör kontrol kullanan sürücülerin performansı yükseltilebilir.

4. Rotor Oluk Harmoniklerinin Hızlı Ölçülmesi için Bir Yöntem

Literatürde akımda mevcut rotor oluk harmoniklerinin özellikle rotor çubuklarında oluşan arızaların belirlenmesi için kullanıldığı izlenmektedir. Daha önce de sözü edildiği gibi, bu amaçla, belli bir uzunlukta akım kaydı alınarak, rotor oluklarından kaynaklanan harmonik çift FFT yöntemi ile aranmaktadır. Bu arama sürecini hızlandırmak için çeşitli yöntemlerin geliştirildiği makalelere rastlanmaktadır. Ancak, hem kayıt alınma ihtiyacı, hem de FFT yönteminin doğası nedeni ile, harmonik frekansların belirlenmesi onlarca ms alabilmektedir. Söz konusu frekans belirlendiğinde (9) denkleminde motor hızı ve konumun da belirlenmesi söz konusu olabilir. Ancak, bu işlemin yavaşlığı nedeni ile vektör kontrol amaçlı olarak bu yöntemlerin kullanılması imkanı yoktur. Bu makalede bu zorluğu aşmak için geliştirilen bir yöntem sunulmaktadır.

Şekil 2 incelendiğinde motorun hava aralığında temel bileşen üzerine bindirilmiş rotor oluk harmonikleri izlenebilmektedir. Bir önceki bölümde, bu akımın stator sargısında endüklendiği gerilim nedeni ile, motor akımında da aynen bu şekilde, temel akım bileşeni üzerine akımın bindirilmiş olduğunu ve izlenebildiğini akım kayıtları üzerinden gösterilmişti. Bu durumda akım harmonikleri FFT yöntemi yerine akımın

demodüle edilmesi yolu ile de belirlenebileceği aklı gelmektedir. Bu durumda güç kaynağı frekansındaki akım bileşeni, taşıyıcı olarak düşünülebilir, rotor oluk harmonikleri ise genlik modülasyonu yapan sinyaldir.

2. Bölümde belirtildiği gibi aynen hava aralığı akısında olduğu gibi, stator akımında rotor oluk harmonikleri bir frekans çifti ile belirmektedir. Akım sinyalini $f_{rsh}(t)$ olarak gösterirsek, genlik modülasyonlu bu sinyali demodüle etmek için taşıyıcı sinyal fonksiyonu $f_s(t)$ ile çarpım yeterli olacaktır. Bu işlem (11) denkleminde gösterilmiştir. Bu çarpım sonucunda (12) denkleminde verilen fonksiyon elde edilecektir.

$$f_{rsh} = kf_R \pm fs \quad (10)$$

$$f_{demod}(t) = f_{rsh}(t) \times f_s(t) \quad (11)$$

$$f_{demod}(t) = A \cdot \sin(k \cdot 2\pi f_R t) + \frac{A}{2} \cdot [\sin((k \cdot 2\pi f_R - 2 \cdot 2\pi f_s)t) + \sin((k \cdot 2\pi f_R + 2 \cdot 2\pi f_s)t)] \quad (12)$$

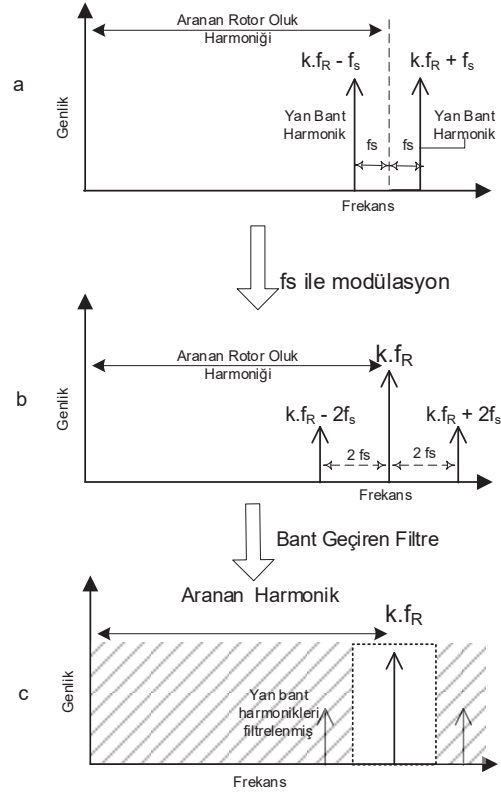
(12) denkleminde frekans alanında bakacak olursak, Şekil 7b de izleneceği gibi, rotor oluk frekansına karşı gelen f_r frekansı ve bu frekansın sağ ve solunda $\pm 2f_s$ uzaklıkta bir çift frekans görülecektir. Bu durumda yapılması gereken, bir filtre ile frekans çiftini ve spektrumdaki istenmeyen harmonikleri elimine etmek ve merkez frekansına karşı gelen, f_r bileşenin genliğini elde etmektir (Şekil 7c).

Bu süreçte zorluklar olduğu açıktır. Merkez frekansı doğal olarak motor değişik hızlarda sürülürken veya hızlanıp yavaşlarken merkez frekans ve iki harmonik bileşen değişecektir. Bu nedenle filtre merkez frekansının her bir vektör kontrol basamağında belirlenmesi ve filtre tasarımının da değişmesi gerekir.

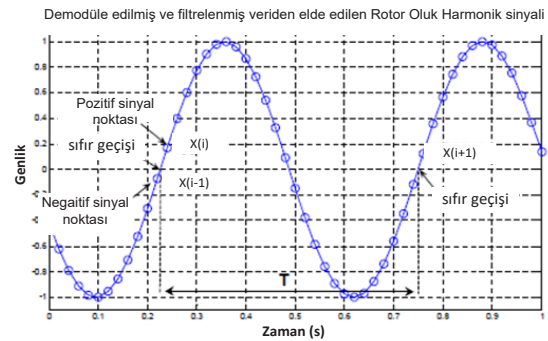
Demodülasyon işlemi çok az işlem gerektirdiğinden vektör kontrol algoritmasının her basamağı için ayrılan süre içerisinde kolaylıkla gerçekleştirilebilir. Filtre parametrelerinin değişiyor olmasının gerektireceği hesaplama süresi ise, bir soraki bölümde ele alınacağı gibi, bir tablo kullanılarak aşılabilir. Bu durumda her bir vektör kontrol basamağında rotor oluk harmonisinin genliği filtre çıktısı olarak elde edilecektir. Bu durum Şekil 8 den de izlenebilir. Bu şekildeki her bir halka vektör kontrolün bir basamağında elde edilen genliği göstermektedir. Yeterli sayıda basamaklık uygulamadan sonra ROH nin değişiminin şekli ortaya çıkar. Bu süreçte üzerinde çalışılan motorun oluk sayısına gerek duyulmaktadır. Oluk sayısı motor üzerinde yapılacak bir deneye belirlenebilir [13].

Şekil 8 den takip edilebileceği gibi ROH nin bir periyodu için geçen zaman algoritma içinde bellidir. Bu sürede katedilen açı ise bir rotor oluk harmoniğine karşı gelen açıdır.

$$\theta_r = \frac{2\pi}{kZ} \quad (13)$$



Şekil 7 akım içinde rotor oluk harmonikleri ve demodülasyon süreci



Şekil 8 Rotor oluk harmonisinin genliğinin değişiminin belirlenmesi

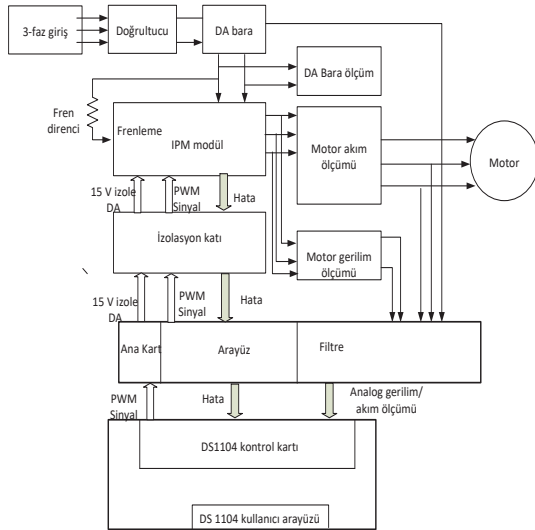
(13) denkleminde Z rotor oluk sayısı, k üzerinde çalışılan rotor oluk harmonisinin numarasıdır. θ_r açısı her bir ROH periyodu geçildiğinde toplandığı zaman rotor manyetik alanının konumunun takibini sağlayacaktır. Sensörsüz vektör kontrol yönteminden de bu açı belirlenebilmektedir. Ancak burada belirtilen yöntemle, gerçek konum geri beslemesi sağlanmış olmakta ve sensörsüz yöntemlerin doğasından kaynaklanan hataların düzeltilmesi imkanı doğmaktadır. θ_r ve ROH periodunun bulunması için geçen süre belli olduğu için rotor hızı da hatasız hesaplanabilir.

5. Yöntemin Uygulanması

Bir önceki bölümde tanımlanan yöntem laboratuvarında uygulanmıştır. Deney motorunu sürmek için kullanılan sürücü de laboratuvarımızda geliştirilen bir sürücüdür. Sistem donanımı dSPACE DS 1104 cihazınca denetlenmektedir. Sensörsüz vektör kontrol algoritması her 150 μ s de bir akım ve gerilimleri okuyarak vektör kontrol uygulamasını gerçekleştirmektedir. Vektör kontrol algoritması yaklaşık bu sürenin 75 μ s sini kullanmaktadır. Kalan süre rotor oluk harmoniğinin belirlenmesi için kullanılmaya uygundur. Buradaki uygulamada konum belirleme süresinin 50 μ s sınırlanması kararlaştırılmıştır.

Deney sırasında, geliştirilen konum belirleme algoritmasının doğrulanması amacı ile deney motoru şaftına bir konum sensörü monte edilmiştir. Böylece algoritmanın belirlediği konum ile gerçek rotor konumu karşılaştırılması imkanı yaratılmıştır.

Demodülasyon sürecinin en önemli bileşeni filtreleme işlemidir. Bu makalede filtre konusunda detaya girilmeyecektir. Filtre olarak, hesaplama süreci avantajı nedeni ile, "Infinite Impulse Response" (IIR) tipi bir filtre kullanılmıştır. Uygulamanın 150 μ s lik vektör kontrol adımı içinde gerçekleştirilmesi ve filtrenin değişen şaft hızı ile uyum göstermesi belli aralıklarla filtre parametrelerinin bir tablo halinde hafızada saklanması ve uygun filtre parametrelerinin bu tablodan okunması ile gerçekleştirilmiştir. Uygun filtre yapısının oluşturulması ve algoritmanın işlemesi sırasında filtre parametrelerinin seçimi uygulaması [12] numaralı referansta açıklanmıştır.



Şekil 9 Deney düzeni yapısı

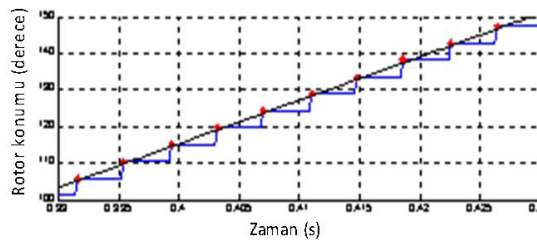
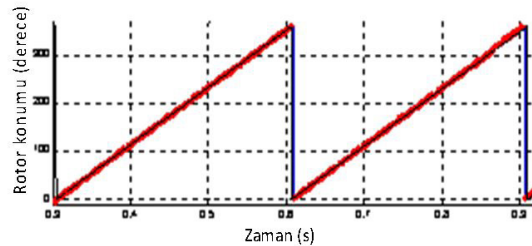
Şekil 8 de izleneceği gibi ROH nin zamana karşı değişimi elde edildikten sonra, değişimin periyodunun belirlenmesi gerekmektedir. En basit yöntem dalga şeklinin sıfır geçişinin belirlenmesidir. Sıfır geçişinin belirlenmesi ile bir periyod içerisinde 2 defa rotor konumu belirlenmiş olmaktadır. Bu şekilde sensörsüz vektör kontrol algoritmasına gerçek konum bilgisi aktarılabilir. Bu bilginin hangi sıklıkta aktarılması olacağı doğal olarak oluk sayısına ve motorun çalışma hızına bağlıdır. Burada tanımlanan algoritmanın, çözünürlüğü daha da artırılabilir için tepe noktalarından geçişlerin de belirlenmesi uygulanabilecek bir başka yöntemdir.

Bu makale için yapılan deneylerde sadece sıfır geçişlerinin belirlenmesi yeterli bulunmuştur. Sıfır geçişini belirlemek için ROH harmonik gerilimin işaret değiştirmesini gözlemek yeterlidir. İşaret değişimi sonrasında gerçek sıfır geçiş noktasını belirlemek için interpolasyon yöntemi kullanmak düşünülebilir. Ancak bir sonraki bölümde kullanılan algoritma işaret geçişinin belirlendiği basamağı sıfır geçiş noktası olarak kabul edilen basit bir algoritmadır.

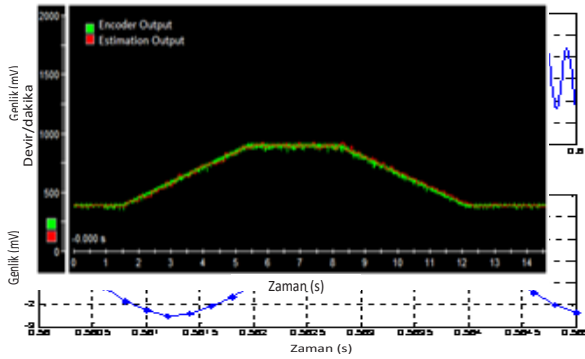
6. Deneyler ve Bazı Sonuçlar

Önceki bölümlerde açıklanan algoritmanın ne derecede görevini başardığını belirlemek için bir dizi deney yapılmıştır. Deneylerde, motor V/f kontrollü bir sürücü ile çalıştırılmış, şafta monte edilmiş bulunan "encoder" çıktısı dSPACE "denetim aracı" ile kaydedilmiştir. Burada geliştirilen algoritma laboratuvarımızda geliştirilmiş olan, Bölüm 5'te kısaca tanımlanan, sürücü üzerinde çalıştırılmıştır. Böylece hem encoder, hem de algoritma çıktısı eş zamanlı olarak elde edilebilmiş ve karşılaştırılmıştır.

Önce motor sabit hızda 10-75 Hz arasındaki frekanslarda sürülerek deneyler yapılmıştır. Bu deneyler, motor çeşitli seviyelerde yüklenerek tekrarlanmıştır. Daha sonra motor hızı deney sürecinde değiştirilerek algoritmanın hız değişimlerini takip etme yeteneği de incelenmiştir. Bu makalede sadece motor 10 Hz'de sürülürken elde edilen sonuçlar sunulmuştur



Şekil 11 Motor 10 Hz de sürülürken rotor konumu değişimi. Alt Şekil; konum ölçer ve algoritmadan belirlenen konum (Noktalar ölçülen değerdir.)



Şekil 10 Motor 10 Hz de sürülürken 3. rotor oluk harmonik t ve alttaki şekilde, büyütülmüş bir periyot ve kestirilen nokta

Şekil 10'da, üst şekilde, deney sırasında motor 10 Hz de sürülürken motor akımından belirlenen ROH akımının 3. Harmonik bileşeninin zamana göre değişimi, izlenmektedir. Alt şekilde ise bu harmoniğin genliğinin algoritma tarafından belirlenmiş değişimi eş zamanlı ekseninde verilmiştir.

Şekil 10'dan; yer yer ROH 3. Harmonik genliğinin küçüldüğü izlenmektedir. Ancak burada sunulan deney için, bunun bir sorun teşkil etmediği gözlenmiştir. Yapılan deneyler ROH genliğinin 5 Hz besleme frekansının altında izlenemez hale geldiğini göstermektedir.

Şekil 11'de ise deney motoru 10 Hz de sürülürken konum belirleyiciden alınan rotor konum bilgisi ve algoritmadan elde edilen konum bilgisi birlikte gösterilmiştir. Elde edilen sonuç her iki konum çıktısının birbirinden ayıramayacak kadar yakın olduğunu göstermektedir.

Algoritma konum çıktısı ve ölçülen konum alt şekilde büyütülmüş olarak gösterilmiştir. Burada gözlenen basamaklı konum kestiriminin nedeni; 150 μ s boyunca bir önceki konumun sabit kaldığı varsayımı ile şekillerin çizilmiş olmasıdır. Bu şekillerden algoritmanın rotor konumunu hassasiyetle belirleyebildiği gözlenmektedir. Motor yüklü ve

Şekil 12 Motor hızlanırken ve yavaşlarken alınan hız kaydı. Algoritma çıktısı ve konum belirleyici birlikte.

yüksüzken yapılan tüm deneylerin de benzeri sonuçlar verdiği izlenmiştir.

Şekil 12 de ise motorun hızı değişirken algoritma çıktısı ve konum belirleyiciden alınan çıktı birlikte gösterilmektedir. Şekilden izlendiği gibi her iki konum çıktısı birbirinden ayıramayacak kadar yakındır.

7. Sonuçlar

Bu bildiriye, rotor oluk harmonikleri nedeni ile akım içinde oluşan ve ölçülebilen harmoniklerin genlik değişiminin, anlık olarak, nasıl belirlenebileceğini gösteren bir yöntem açıklanmıştır. Yöntemin özü rotor oluk harmonik akımının, akımın temel bileşeninin genliğini modüle ettiği gözlemdir. Bu durumda akım sinyali kolayca demodüle edilebilmektedir.

Demodülasyon işlemi bu bildiriye açıklandığı gibi 50 μ s gibi bir sürede tamamlanarak harmonik akımın genliği elde edilebilmektedir. Bu nedenle yöntem vektör kontrol algoritmasının bir basamağı içinde çalıştırılabilmekte ve rotor oluk harmonik genliğinin nasıl değiştiği elde edilebilmektedir. Bu değişimin tepe değeri ve sıfır geçişleri belirlendiğinde rotor konumunun zaman içinde nasıl değiştiği ve dolayısı ile motor hızı da elde edilebilmektedir. Bu bilgi sensörsüz vektör kontrol yönteminin kullanıldığı sürücüler için çok önemlidir. Çünkü gerçek rotor konumu bilgisinin anlık olarak elde ediliyor olması, sensörsüz vektör kontrol yöntemlerin konum belirleme hatası zaafını gidermekte kullanılabilir. Böylece bu tip yöntemleri kullanan sürücülerin performansı sensör kullanan sürücülerle karşılaştırılabilir hale getirilebilir.

Geliştirilen yöntemin zaafı konum belirlemekte kullanılan harmoniklerin genliğinin motor hızı düşüldükçe düşmesidir. Sonuç olarak burada yapılan çalışmadan belirlendiği gibi, 5 Hz besleme frekansının altında yöntem uygulanamamaktadır. Bu sorun zaten sensörsüz yöntemlerin (sinyal enjekte edenler hariç) genel zaaftır. Sensörsüz sürücü kullanan uygulamalarda, zaten çok düşük hızlarda işletme söz konusu değildir.

Sensörsüz sürücü performansının burada sunulan yöntemle ne ölçüde iyileştirilebildiği başka bir makalede ele alınacaktır.

Kaynaklar

- [1] Novotny D.W., T. A. Lipo, "Vector Control and Dynamics of AC Drives", Oxford University Press, 1998.
- [2] Jansen P.L, Lorenz R.D. "Transducerless Position and Velocity Estimation in Induction and Salient AC Machines", IEEE transactions on industry applications, vol. 31, no. 2, 1995.
- [3] Cilia, J.; Asher, G.M.; Bradley, K.J.; , "Sensorless position detection for vector controlled induction motor drives using an asymmetric outer-section cage," Industry Applications Conference, 286-292, 1996.
- [4] V. Kokko, "Condition monitoring of squirrel-cage motors by axial magnetic flux measurements," Doktora tezi, Oulu Üniversitesi, 2003.
- [5] M.D. Negrea, "Electromagnetic flux monitoring for detecting faults in electrical machines," Doktora tezi, Department of Electrical and Communications Engineering Helsinki Teknoloji Üniversitesi, 2006.
- [6] Nemeç, M.; Drobnic, K.; Nedeljko, D.; Fiser, R.; Ambrozic, V.; , "Detection of Broken Bars in Induction Motor Through the Analysis of Supply Voltage Modulation," Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.57, no.8, 2879-2888, Aug. 2010.
- [7] O R. Blasco-Gimenez, G. M. Asher, M.Sumner, K.J. Bradley," Performance of FFT-Rotor Slot Harmonic Speed Detector for Sensorless Induction Motor Drives", IEEE Proc.-Elkctr. Power Appl., Vol. 143/3, 258-268, May 1996.
- [8] Ozan Keysan, H. Bülent Ertan, "Real Time Speed & Position Estimation Using Rotor Slot Harmonics" IEEE

- Trans. Industrial Informatics, paper No: 10.1109/TII.2012.2210231, 2013.
- [9] Keysan O. "A Non-Invasive Speed and Position Sensor For Induction Machines Using External Search Coils", Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Y, Lisans tezi, 2009.
- [10] 18 M. Ishida, K. Hayashi, Ueda M. "A Speed Detection Method of Squirrel-Cage Induction Motor Utilizing Rotor Slot-Harmonics in the Air Gap and its Application to Slip-Frequency Control" Trans. IEEE Japan, Vol. 99B, 1979.
- [11] Ishida M., Iwata K. "A New Slip Frequency Detector of an Induction Motor Utilizing Rotor Slot Harmonics", IEEE Transactions on Industry Applications Vol.IA-20, No.3, 575-582, May-June 1984.
- [12] Filci, T., "Prediction of rotor Position From Rotor Slot Harmonics Existing in Motor Stator Current", Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Yüksek Lisans Tezi, Şubat 2016.
- [13] Keysan O., Ertan H. B. "Determination of Rotor Slot Number of an Induction Motor Using an External Search Coil", FactaUniversitatis, Ser.:Elec. Energ. Vol. 22, no.2, 227-234, August 2009.



Prof. Dr. Bülent Ertan

Lisans ve Yüksek Lisans derecelerini Orta Doğu Teknik Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümünden sırası ile 1971 ve 1973 yıllarında almıştır. Doktora derecesini ise 1977 yılında Leeds Üniversitesi'nde tamamladığı çalışması ile almıştır. Aynı yıl ODTÜ Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümünde göreve başlayan Dr. Ertan 1983 yılında Doçent 1988 yılında profesör ünvanını almıştır.

1995-1998 yılları arasında ODTÜ Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölüm Başkan yardımcılığı, 1999-2000 yılları arasında ODTÜ Mühendislik Fakültesi Dekan Yardımcılığı görevlerini yürütmüştür. Bir çok endüstri destekli araştırma yürüten Dr. Ertan 2000 yılında TÜBİTAK BİLTEN (şu anda UZAY) Enstitüsü Müdür yardımcılığı görevinde bulunmuştur. 2000-2008 yılları arasında bu enstitüde Akıllı Enerji Dönüşümü Grubunun koordinatörü olarak çalışmıştır. 2000 yılında ODTÜ Mustafa Parlar Eğitim ve Araştırma Vakfı'nın Mütavelli Heyeti Başkanlığında bulunan Dr. Ertan halen bu vakfın yönetim kurulunda görev yapmaktadır.

Çalışmalarını, elektrikli otomobil konusunda ve rüzgar enerjisi sistemleri için motor ve alternator tasarımı, dönüştürücü ve kontrol sistemi tasarımı, vektör kontrollü sürücüler, sinus çıkış üreten dönüştürücüler üzerinde sürdürmektedir. EMO, IET ve IEEE üyesidir.



Tayfun Filci

ODTÜ Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümünden 2013 yılında mezun olmuştur. Y. Lisans çalışmasını yine ODTÜ de aynı bölümde 2016 yılında tamamlamıştır. Halen Aselsan A.Ş. de görev yapmaktadır.

EMO Bilisel Dergi'ye gönderilen makaleler; IEEE makale yazım biçimi temel alınarak düzenlenmiş olan ve aşağıda yer alan Yazım Kurallarına uygun olarak hazırlanmalıdır.

Makale Yazım Kuralları:

Makale Sayfaları: A4 (210 mm x 297 mm) kağıt boyutunda hazırlanmalıdır.

Sayfa Kenar Boşlukları: İlk sayfa için; üst = 3 cm, alt = 3,7 cm, sol = 2 cm, sağ = 2 cm
diğer sayfalar için; üst = 2,5 cm, alt = 3,7 cm, sol = 2 cm, sağ = 2 cm olmalıdır.

Makale her biri 80 mm genişliğinde iki sütun halinde yazılmalıdır. Sütunlar arasında 10 mm aralık bırakılmalıdır. Makale, Times New Roman yazı tipi ile tek satır aralıklı, iki yana dayalı hizalı olarak yazılmalıdır. Özel durumlarda diğer yazı karakterleri de kullanılabilir. Önerilen karakter boyutu ve aynı zamanda kullanılacak en küçük boyut 9'dur. Makaleler en az 4, en çok 12 sayfa olmalıdır. En son PDF dosyasını oluştururken bütün yazı karakterlerinin eklenmesi unutulmamalıdır.

Makale Başlığı: Makalenin adı Türkçe ve İngilizce olarak 14 punto ile kalın, ortalı olarak yazılmalıdır. Önce Türkçe başlık yazılmalı bir satır altında İngilizce başlık yer almalıdır. Sadece ilk harfleri büyük yazılmalıdır.

Yazar Adları: Makale başlığında yazar adları, sadece ilk harfleri büyük, 12 punto ile italik olarak yazılmalıdır.

Kurum Adları: Yazarların isimlerinin bir satır altına kurum adları buldukları şehir ve ülke ile birlikte yazılmalıdır. Kurum adlarının altında, ilgili yazarların e-posta adresleri yer almalıdır.

Öz (Abstract): Türkçe öz ve İngilizce "abstract" başlıktan sonra dört satır boşluk bırakılarak yazılmalıdır. Öz ve "abstract" italik harflerle yazılmalı ve iki yana dayalı hizalanmalıdır. Öz ve "abstract"; en az 100, en çok 150 kelimededen oluşmalıdır. Türkçe öz ve İngilizce "abstract" birbirinin tam çevirisi olmalıdır. Türkçe ve İngilizce özetler arasında 12 mm boşluk bırakılmalıdır.

Anahtar Kelimeler (Key Words): İndeksleme amacıyla kullanılmak üzere, makalenin içeriği hakkında fikir veren en az 3 en çok 6 anahtar yer almalıdır. Türkçe anahtar kelimeler, Türkçe özün sonunda; İngilizce "key words" ise İngilizce "abstract"ın sonunda bir satır altında yer almalıdır. Anahtar kelimeler ve "key words" 9 punto ile italik olarak yazılmalıdır.

Başlıklar: Bölüm başlıkları, numaralandırılmalı, yalnızca baş harfleri büyük harflerle yazılmalı ve sütuna ortalanmalıdır. Bölüm başlıkları kalın ve ortalanmış olmalı, başlıkta sadece ilk kelimenin baş harfi büyük, başlığın gerisi küçük harflerle yazılmalıdır. Alt başlıklar ana başlıklarla aynı formatta yalnız sola dayalı olarak yazılmalıdır. Alt başlıkların altındaki diğer başlıklar da alt başlıklarla aynı formatta yalnız italik harflerle kalınlaştırılmadan yazılmalıdır. Üç dereceden fazla başlık kullanılmamalıdır.

Şekiller: Bütün şekiller sütuna (veya şekil iki sütunu da kaplıyorsa sayfaya) göre ortalanmalıdır.

Şekillerin başlıkları her şeklin altına yazılmalıdır. Şekiller koyu veya renkli bölgeler içeriyorsa, yüksek

kaliteli, renksiz lazer yazıcılarda düzgün basılabilir olup olmadığı kontrol edilmelidir. Makale metninde kullanılan şekiller gri tonda sadece imgeler renkli tonda olabilir.

Tablolar: Tablonun başlığı tablonun üstünde olmalıdır.

Denklemler: Denklemlerin her biri ayrı satıra yazılmalı ve numaralandırılmalıdır.

Köprüler: Makalede köprüler (hyperlink) kullanılabilir. Köprülerden konuyla ilgili (doküman, ses, çoklu-ortam vs.) daha geniş bilgiye ulaşma olanağını veren bağlantılar olarak yararlanılabilir. Köprünün yazı biçimi metinle aynı olup altı çizili olarak yazılmalıdır.

Sayfa Numaraları: Makaleye sayfa numaraları eklenmemelidir. Sayfa numaraları daha sonra dergi yetkililerince topluca eklenecektir. Makalelerde sayfa başlığı veya altlığı şeklinde üst ve alt bilgi kullanılmamalıdır.

Kaynaklar: Kaynakçanın biçimi standart IEEE kaynakça biçimidir. Kaynaklar kullanılış sırasına göre numaralandırılmalıdır. Örneğin [1], [2] ve [3]...

[1] Soyad, A. ve Soyad, B., "Makalenin Başlığı", Yayınlandığı dergi adı, Cilt No., Sayfa numaraları, Yayın yılı.

[2] Soyad, A. (varsa Editör), Kitabın adı, Yayıncının adı, Yayın yeri, Yayın yılı.

[3] Soyad, A. ve Soyad, B., "Makalenin Başlığı", Sunulduğu derginin veya konferansın adı, Yayın yılı, Sayfa numaraları.

İtalik: a, A, x, f, AB gibi matematiksel simgeler italik olmalıdır. Yunan harfleri, sayılar, parantezler ve noktalama işaretleri hiçbir zaman italik olmamalıdır. +, -, ', =, < gibi matematiksel simgeler ve sin, cos, log gibi kısaltmalar hiçbir zaman italik olmamalıdır. Aynı anda hem italik hem de koyu punto kullanılmamalıdır.

Aralık: Noktalama işaretlerinden önce değil, sonra bir aralık bırakılır. +, -, ', =, <, » gibi simgelerden önce ve sonra birer aralık bırakılır. Açan parantezden sonra ve kapatan parantezden önce aralık bırakılmaz. Açan parantezden önce ve kapatan parantezden sonra aralık bırakılır. Metinde yan yana iki aralık bırakılmaz, yani aralık çubuğuna iki kez üst üste basılmaz. Bu durumu metni yazdıktan sonra kontrol ediniz.

Makalede kullanılacak yazı tipi boyut ve biçimleri:

Başlık	14 Kalın Yalnızca baş harfleri büyük
Yazar adları	12 <i>İtalik</i>
Kurum adları	12
Özetler	9 <i>İtalik</i>
Alt ve üst simgeler	7
Başlıklar	11 Kalın
Metin	9

