

**DİKDÖRTGEN ŞEKİLLİ MİKROŞERİT  
ANTENLERİN VEKİL MODEL YÖNTEMİ İLE  
ANALİZİ: REZONANS FREKANSI VE BANT  
GENİŞLİĞİ HESABI İÇİN MODELİN  
OLUŞTURULMASI VE ENİYİLENMESİ**

**Feyza TOKTAŞ**

**Yüksek Lisans**

**Mühendislik Bilimleri Anabilim Dalı**

**Dr. Öğr. Üyesi Deniz ÜSTÜN**

**Mayıs-2019**



**T.C.  
KARAMANOĞLU MEHMETBEY ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**DİKDÖRTGEN ŞEKİLLİ MİKROŞERİT ANTENLERİN VEKİL MODEL  
YÖNTEMİ İLE ANALİZİ: REZONANS FREKANSI VE BANT GENİŞLİĞİ  
HESABI İÇİN MODELİN OLUŞTURULMASI VE ENİYİLENMESİ**

**YÜKSEK LİSANS  
Feyza TOKTAŞ**

**Ana Bilim Dalı: Mühendislik Bilimleri**

**Tez DanıŐmanı: Dr. Öğr. Üyesi Deniz ÜSTÜN**

**KARAMAN 2019**

## TEZ ONAYI

Feyza TOKTAŞ tarafından hazırlanan “Dikdörtgen Şekilli Mikroşerit Antenlerin Vekil Model Yöntemi ile Analizi: Rezonans Frekansı ve Bant Genişliği Hesabı İçin Modelin Oluşturulması ve Eniyilenmesi” adlı tez çalışması aşağıdaki jüri tarafından oy birliği ile Karamanoğlu Mehmetbey Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Mühendislik Bilimleri Ana Bilim Dalı’nda **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Danışman: Dr. Öğr. Üyesi Deniz ÜSTÜN

Jüri Üyeleri:

*Dr. Öğr. Üyesi Deniz ÜSTÜN*

*Dr. Öğr. Üyesi Ayşe ELDEM*

*Dr. Öğr. Üyesi Ercan KÖSE*

İmza:



Tez Savunma Tarihi:30/05/2019

**Yukarıdaki sonucu onaylarım**



**Doç. Dr. Kâmil ARI**  
Enstitü Müdürü

## TEZ BİLDİRİMİ

Yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu tezin yazılmasında bilimsel ahlak kurallarına uyulduğunu, başkalarının eserlerinden yararlanılması durumunda bilimsel normlara uygun olarak atıfta bulunulduğunu, tezin içerdiği yenilik ve sonuçların başka bir yerden alınmadığını, kullanılan verilerde herhangi bir tahrifat yapılmadığını, tezin herhangi bir kısmının bu üniversite veya başka bir üniversitedeki başka bir tez çalışması olarak sunulmadığını beyan ederim.

(İmza)  
Feyza TOKTAŞ



## ÖZET

Yüksek Lisans

### DİKDÖRTGEN ŞEKİLLİ MİKROŞERİT ANTENLERİN VEKİL MODEL YÖNTEMİ İLE ANALİZİ: REZONANS FREKANSI VE BANT GENİŞLİĞİ HESABI İÇİN MODELİN OLUŞTURULMASI VE ENİYİLENMESİ

Feyza TOKTAŞ

Karamanoğlu Mehmetbey Üniversitesi  
Fen Bilimleri Enstitüsü  
Mühendislik Bilimleri Ana Bilim Dalı

Danışman: Dr. Öğr. Üyesi Deniz ÜSTÜN

Mayıs, 2019, 57 sayfa

Mikroşerit antenlerin uydu haberleşmesinden hücresel haberleşmeye ve savunma sanayiinden biyomedikal uygulamalara kadar geniş bir kullanım alanı bulunmaktadır. Bu nedenle, mikroşerit antenlerin analizi ve tasarımı önemli bir araştırma konusudur. Antenler, rezonans frekansı etrafında bant genişliğinin izin verdiği frekans bandında yüksek performans gösterdiklerinden dolayı anten analizinde antenin en önemli karakteristikleri rezonans frekansı ve bant genişliğidir. Sinirsel ağ modelleri ve meta modeller gibi hesaplamalı yaklaşımlardaki gelişmeler, başarılması zor olan hızlı ve düşük hesaplama maliyetli anten analizi için çalışan araştırmacılara yön vermiştir. Bu tez çalışması ile Dikdörtgen Mikroşerit Antenlerin (DMA) rezonans frekansı ve bant genişliği hesabı için Vekil Model (VEMO) dayalı konsept bir çalışma sunulmuştur. VEMO, kompakt ve analitik bir strateji benimseyerek karmaşık sistemlerin giriş çıkışları arasındaki ilişkiyi taklit eden bir meta modeldir. Bu ilişki, bir çekirdek interpolasyon fonksiyonu üzerine inşa edilir. Giriş ve çıkış arasındaki veri setine bağlı olarak modeldeki ağırlık vektörleri kullanılarak VEMO sıkılaştırılır. Bu nedenle modelin düzgün olarak uyumlandırılması, sıkı bir VEMO için çok önemli bir işlemdir. Radyal temelli fonksiyon üzerine kurulmuş VEMO'nun doğruluğunu geliştirmek için VEMO'nun ağırlık vektörleri Farksal Gelişim (FG) algoritması kullanılarak ve eniyilenerek bulunmuştur. Literatürde sunulmuş birbirinden farklı 33 adet ölçülmüş DMA'nın geometrik ve elektriksel parametrelerini içinde barındıran bir veri seti, VEMO'nun yapılandırılmasında kullanılmıştır. Toplam DMA sayısından 27 adedi, VEMO'nun yapılandırılması için ve geri kalan 6 adedi, VEMO'nun testi için kullanılmıştır. Ayrıca VEMO, literatürde sunulan sinirsel ağa ve formülasyona dayalı yaklaşımlar ile bir karşılaştırma yapılarak toplam mutlak hata bakımından doğrulanmıştır. Sonuçlar, VEMO'nun rezonans frekansı için 9.9 MHZ ve bant genişliği için %0.131 toplam mutlak hata ile en doğru değerleri ürettiğini göstermiştir.

**Anahtar Kelimeler:** Mikroşerit antenler, dikdörtgen mikroşerit antenler, rezonans frekansı, bant genişliği, vekil model, farksal gelişim algoritması, sinir ağları

## ABSTRACT

MS Thesis

### THE ANALYSIS OF RECTANGULAR MICROSTRIP ANTENNAS USING SURROGATE MODEL: CONSTRUCTION AND OPTIMIZATION OF THE MODEL FOR COMPUTATION OF THE RESONANT FREQUENCY AND BANDWIDTH

Feyza TOKTAŞ

Karamanoğlu Mehmetbey University  
Graduate School of Natural and Applied Sciences  
Department of Computer Engineering

Supervisor: Asst. Prof. Dr. Deniz ÜSTÜN

May, 2019, 57 pages

Microstrip antennas have been widely used in a broad area of applications from satellite communication to cellular communication and from defend industry to biomedical applications. Therefore, the analysis and design of the microstrip antennas have become crucial research topics. Since the antennas can merely exhibit high performance around the resonant frequency as allowed by the range of bandwidth, the most important characteristics in the analysis of an antenna are the resonant frequency and the bandwidth. The advances in computational approaches such as neoromodels and metamodels lead to researchers for cheap and fast analysis of the antennas which is a challenging task. With this study, a conceptual study based on Surrogate Model (SM) for computation of the resonant frequency and the bandwidth of rectangular microstrip antenna (RMA) is presented. SM is a metamodel which imitates the input-output behavior of the system by adopting a compact and analytic strategy. This relevance is built on an interpolating function. SM is compacted by using weighting vectors in accordance with the relation between input-output dataset. Therefore, fitting the model properly is very important process for a tight SM. In order to improve the accuracy of the SM which builds on radial basis function, the weighting vectors of the SM have been to be optimized and determined by Differential Evolution (DE) algorithm. A dataset with different geometrical and electrical parameters reported elsewhere in the literature including number of 33 measured RMAs is utilized in the construction of the SM. From the total number of RMAs, 27 RMAs and the remaining 6 RMAs are used in the construction and the test of the SM respectively. Moreover, SM has been validated for the total absolute error (TAE) by making a comparison with neural network and formulation-based approaches that is presented in the literature. The results show that the SM computes the most accurate resonant frequency and the bandwidth results with the TAEs of 9.9 MHz and 0.131%, respectively.

**Keywords:** Microstrip antennas, rectangular microstrip antennas, resonant frequency, bandwidth, surrogate model, differential evolution algorithm, neural networks

## ÖNSÖZ

Bu tez çalışmasında çok uzun süren bir kaynak araştırması sonucunda, literatürde sunulan birbirinden farklı 33 adet dikdörtgen şekilli mikroşerit antenlerin (DMA) elektriksel ve geometrik özelliklerini içerisinde barındıran bir veri seti bir araya getirilmiştir. Bu veri seti kullanılarak elde ettiğimiz antenlerin, rezonans frekansı ve bant genişliği hesabı için Vekil Modele (VEMO) dayalı özgün bir çalışma sunulmuştur. Eniyileme yapılarak sonuçlar elde edilirken VEMO'nun doğruluğunu geliştirmek için VEMO'nun ağırlık vektörleri Farksal Gelişim (FG) algoritması kullanılarak bulunmuştur. Elde edilen sonuçların sadece VEMO kullanılarak oluşturduğumuz modelde bile literatürde elde edilenlerden daha iyi olması daha iyisini yapmak üzere bizim de motivasyonumuzu artırmıştır. Bir sonraki aşamada ise VEMO'nun ağırlık vektörleri hesabı için farklı bir algoritma kullanılarak FG) ile eniyilenmesi, sonuçları daha da iyi elde etmemizi sağlamıştır. Böylece literatüre kendi alanında özgün bir çalışma ortaya çıkarılmıştır.

Bu çalışmanın hayata geçirilmesi sürecinde tez konusunun belirlenmesinden tezin yazılmasına gelene kadar araştırmanın her bir aşamasında fikirleriyle beni destekleyen, samimiyetini her zaman hissettiren, beni doğru yönde yönlendiren ve yoğun iş temposu arasında araştırmalarımın ivme katan danışman hocam Karamanoğlu Mehmetbey Üniversitesi Bilgisayar Mühendisliği Bölümü Öğretim Üyesi Dr. Öğr. Üyesi Deniz ÜSTÜN'e, desteğini ve yardımlarını esirgemeyen Karamanoğlu Mehmetbey Üniversitesi Bilgisayar Mühendisliği Bölümü öğretim üyelerinden Dr. Öğr. Üyesi Ayşe ELDEM'e sonsuz teşekkürlerimi sunarım. Ayrıca bilgi ve tecrübelerinden faydalandığım eşime, uzun soluklu tüm akademik çalışmalarımın şimdiye kadar desteklerini eksik etmeyen, bana olan güvenlerini hiç kaybetmeyen ve sabırla bekleyen çocuklarım A. Emre TOKTAŞ, Zeynep TOKTAŞ ve Betül TOKTAŞ'a teşekkür ederim.

**(İmza)**

**Feyza TOKTAŞ**

**(Karaman-2019)**



# İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
<b>ÖZET</b> .....	<b>i</b>
<b>ABSTRACT</b> .....	<b>ii</b>
<b>ÖNSÖZ</b> .....	<b>iii</b>
<b>İÇİNDEKİLER</b> .....	<b>iv</b>
<b>ÇİZELGELER DİZİNİ</b> .....	<b>v</b>
<b>ŞEKİLLER DİZİNİ</b> .....	<b>vi</b>
<b>SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ</b> .....	<b>vii</b>
<b>1. GİRİŞ</b> .....	<b>1</b>
<b>2. KURAMSAL TEMELLER VE KAYNAK ARAŞTIRMASI</b> .....	<b>3</b>
2.1. Kuramsal Temeller .....	3
2.2. DMA'nın Analiz Yöntemleri .....	10
2.2.1. İletim Hattı Modeli (İHM).....	10
2.2.2. Boşluk Modeli (BM).....	13
2.2.3. Kalite Faktörü, Bant Genişliği ve Verim .....	17
2.2.4. Yapay Sinir Ağları (YSA) .....	19
2.2.4.1. Çok Katmanlı Algılayıcı .....	22
2.2.5. Uyarlamalı Ağ Tabanlı Bulanık Çıkarım Sistemi (UABS) .....	23
<b>3. MATERYAL VE METOT</b> .....	<b>26</b>
3.1. Doğadan Esinlenmiş Eniyileme Algoritmaları .....	26
3.1.1. Farksal Gelişim Algoritması (FG) .....	27
3.2. Vekil Model .....	30
<b>4. BULGULAR</b> .....	<b>34</b>
<b>5. TARTIŞMA VE SONUÇ</b> .....	<b>39</b>
<b>KAYNAKLAR</b> .....	<b>40</b>
<b>ÖZGEÇMİŞ</b> .....	<b>44</b>

## ÇİZELGELER DİZİNİ

<u>Çizelge</u>	<u>Sayfa</u>
Çizelge 3-1 FGA'da kullanılan parametreler.....	28
Çizelge 4-1 Yapılandırma/eğitim ve test için kullanılan ölçülen DMA veri seti (boyut birimi: mm) (Kara, 1996b, 1996a, 1996d) .....	34
Çizelge 4-2 FG algoritmasının ayarlanmasında kullanılan kontrol parametreleri.....	35
Çizelge 4-3 Karşılaştırmalı ölçülmüş ve hesaplanan FR değerleri.....	36
Çizelge 4-4 Karşılaştırmalı ölçülmüş ve hesaplanan BW değerleri .....	37



## ŞEKİLLER DİZİNİ

<b><u>Şekil</u></b>	<b><u>Sayfa</u></b>
Şekil 2–1 Temel anten şekilleri .....	4
Şekil 2–2 DMA'nın 3B geometrisi .....	4
Şekil 2–3 Üsten görünen bir DMA'da besleme yapılarının gösterilmesi: a) Eş-eksen besleme, b) Mikroşerit hat, d) Eş-düzlemsel dalga kılavuzu.....	4
Şekil 2–4 DMA'nın ışınma mekanizması.....	10
Şekil 2–5 Mikroşerit antende etkin dielektrik sabitinin gösterimi.....	11
Şekil 2–6 DMA'nın fiziksel ve etkin uzunluğunun gösterilmesi .....	12
Şekil 2–7 Mikroşerit yama üzerindeki yük dağılımının ve akım yoğunluğunun oluşması .....	14
Şekil 2–8 DMA'nın geometrisi.....	15
Şekil 2–9 YSA'nın temel yapısı .....	20
Şekil 2–10 Çok katmanlı temel algılayıcı yapısı .....	22
Şekil 2–11 İki girişli UABS yapısı .....	24
Şekil 3–1 Doğadan esinlenmiş eniyileme algoritmaları .....	26
Şekil 3–2 Operatörler ve uygulama sıraları .....	28
Şekil 3–3 VEMO'nun analitik olarak yapılandırılması .....	31
Şekil 3–4 VEMO ile test işlemi: VEMO'nun yapılandırılmasında kullanılmayan herhangi bir giriş veri kümesinin çıkış değerinin yaklaşık olarak hesaplanması .....	31
Şekil 3–5 VEMO'nun FG algoritması kullanılarak yapılandırılması .....	33

## SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

### Simgeler

### Açıklama

$\varepsilon$	Antende kullanılan malzemenin elektriksel geçirgenliği
$f_r$	Rezonans frekansı
$\Delta L$	Antenin kenar uzaması
$A$	Manyetik potansiyel vektörü
$E$	Elektrik alan vektörü
$Q$	Antenin kalite faktörü
$e$	Antenin verimi
$D$	FG'ye ait değişken sayısı
$F$	FG'ye ait ağırlık faktörü
$CR$	FG'de çaprazlama faktörü
$r$	FG'de rastgele seçilmiş kromozomlar
$n$	FG'de mutasyon ve çaprazlamaya tabi tutulmuş ara kromozom
$u$	FG'de bir sonraki nesil için üretilen kromozom
$x_j^{(l)}$	FG'de değişkenlere ait alt sınır değeri
$x_j^{(u)}$	FG'de değişkenlere ait üst sınır değeri
$G_{max}$	FG'de en yüksek nesil sayısı
$\hat{y}(\hat{x})$	VEMO için çıkış vektörü
$\hat{x}$	VEMO için giriş vektörü
$\lambda$	VEMO için birincil ağırlık vektörü
$\beta$	VEMO için ikincil ağırlık vektörü
$r$	Euclidean normu
$\phi$	Güç-üstel RTF fonksiyonu
$\sigma$	RTF güç faktörü
$p$	RTF fonksiyonu genişliği
$\alpha$	VEMO ağırlık sabiti

### Kısaltmalar

### Açıklama

<b>BM</b>	Boşluk Modeli
<b>BW</b>	Bant Genişliği
<b>CYY</b>	Cevap Yüzey Yöntemi
<b>DMA</b>	Dikdörtgen Mikroşerit Anten
<b>FG</b>	Farksal Gelişim
<b>FR</b>	Rezonans Frekansı
<b>İHM</b>	İletim Hattı Modeli
<b>NP</b>	Number of Population (Popülasyon sayısı)
<b>PCB</b>	Printed Circuit Board
<b>RTF</b>	Radyal Tabanlı Fonksiyon
<b>TM</b>	Transverse Magnetic
<b>UABS</b>	Uyarlamalı Ağ tabanlı Bulanık Çıkarım Sistemi
<b>VEMO</b>	Vekil Model
<b>VSWR</b>	Voltage Standing Wave Ratio
<b>YSA</b>	Yapay Sinir Ağları

## 1. GİRİŞ

Antenler kablosuz haberleşme sistemlerinin hava ara yüzünde çalışan en önemli bileşenleridir. Önceleri iletim hattı olarak kullanılan mikroşerit yapı, temel olarak iki iletken plaka arasında bir dielektrik malzemenin kullanılmasından oluşmaktadır. Mikroşerit yapıların en önemli avantajı hafif, küçük, ucuz ve kolay üretilebilir olmalarıdır (Kumar ve Ray, 2003). Mikroşerit teknolojisinin antenlere uyarlanması, özellikle gezgin terminaller için düşünüldüğünde modern haberleşme sistemlerinin temel taşı olmuştur. Böylece, mikroşerit yapıların doğal avantajları antenlere miras kalmıştır. Bu avantajlarından dolayı, mikroşerit antenler kablosuz haberleşmeden, biyomedikal uygulamalarına kadar çok fazla alanda kullanıma sunulmuştur. Bu kullanım alanı dikkate alındığında, mikroşerit antenlerin analizi ve tasarımı önemli bir araştırma konusu olmuştur. Antenler, sadece rezonans frekansı civarında ve belirli bant genişliğinde çalıştıkları için antenlerin rezonans frekansının ve bant genişliğinin belirlenmesi oldukça önemli bir araştırma konusu olmuştur. Bu parametreler mikroşerit antenin şekline, geometrik ve elektriksel özelliklerine doğrudan bağlıdır. Düzgün şekillere sahip olduklarından ve az sayıdaki geometrik parametrelerinden dolayı dikdörtgen, üçgen ve dairesel şekilli mikroşerit antenler, literatürde en çok ilgi çeken ve üzerinde çalışılan anten tipleridir (Bancroft, 2009; Kumar ve Ray, 2003). Bunların içerisinde Dikdörtgen Mikroşerit Anten (DMA), basit yapısından dolayı en çok kullanılan ve dolayısıyla analizine en çok ihtiyaç duyulan anten şeklidir.

Literatürde, DMA'nın analizine yönelik farklı yaklaşımlar önerilmiştir. Bunlar, esasen formülasyona ve hesaplama dayanan yaklaşımlar olarak iki başlık altında değerlendirilebilir. Formülasyona dayanan yaklaşımlar, genel olarak İletim Hattı Modeli (İHM–İng.: Transmission Line Model) ve Boşluk Modeli (BM–İng.: Cavity Model) yöntemlerinde kullanılan farazi kenar uzamasının uyumlandırılması ile elde edilmektedir (Balanis, 2005). Hesaplama dayanan yaklaşımlar ise, sinirsel ağ tabanlı Yapay Sinir Ağları (YSA–Artificial Neural Network) ve Uyarlamalı Ağ tabanlı Bulanık çıkarım Sistemi (UABS–İng.: Adaptive-Network-based Fuzzy Inference System) gibi bilgisayar destekli makine öğrenme tekniklerinin eğitilmesi ile elde edilen modellerdir (Bonaccorso, 2018). Bu yaklaşımlar, literatürde deneysel olarak ölçülmüş antenler üzerinde test edilmiştir (Chen ve Tian, 2014; Gultekin ve ark., 2003; Guney ve ark., 2002; Guney ve Sarikaya, 2006, 2007; Karaboga ve ark., 1999; Merad ve ark., 2011; Sagiroglu ve ark.,

1999; Sagiroglu ve Kalinli, 2005). Bu yaklaşımlar incelendiğinde formülasyona dayanan yaklaşımların basit olması ve kullanım kolaylığı sağlaması ile birlikte doğruluk oranının zayıf olması dikkat çekmektedir. Buna karşılık, hesaplama dayanan yaklaşımların ise doğruluk oranlarının yüksek olması ile birlikte karmaşık yapıya sahip olması ve kullanımının zor olması bir dezavantaj olarak karşımıza çıkmaktadır. Bu nedenle, DMA'nın analizi yapılırken kullanılan yöntemlerin, formülasyon yöntemleri kadar basit ama sinirsel ağ modelleri kadar doğru yöntemler olması DMA'nın analizini oldukça kolaylaştıracaktır.

Son yıllarda geliştirilen Vekil Model (VEMO–İng.: Surrogate model), karmaşık benzetimleri veya deneysel sistemleri modelleyebilen etkili, sonuç odaklı ve güçlü bir hesaplamalı yaklaşımdır (Forrester ve ark., 2008; Müller, 2017). VEMO, kompakt ve analitik bir strateji benimseyerek sistemlerin giriş ve çıkışları arasındaki ilişkiyi taklit eder. Bu ilişki bir çekirdek interpolasyon fonksiyonu üzerine inşa edilir. Giriş ve çıkış arasındaki veri setine bağlı olarak modeldeki ağırlık vektörleri kullanılarak VEMO sıkılaştırılır. Bu nedenle modelin düzgün olarak uyumlandırılması, sıkı bir VEMO için çok önemli bir işlemdir.

Bu tez çalışmasında, DMA'nın rezonans frekansının ve bant genişliğinin hesaplanmasına yönelik interpolasyon için Radyal Tabanlı Fonksiyon (RTF–İng.: Radial Basis Function) (Powell, 1987) kullanılarak bir VEMO oluşturulmuştur. Genel olarak ağırlık vektörleri analitik olarak bulunur. Bu çalışmada, daha sıkı bir VEMO oluşturmak için doğadan esinlenilerek geliştirilmiş yarı-sezgisel eniyilemeye dayanan Farksal Gelişim (FG–İng.: Differential Evolution) algoritması önerilmiştir (Storn ve Price, 1997). FG, basit ve güçlü bir algoritma olduğu için birçok zor eniyileme probleminde başarıyla kullanılmıştır. Bu çalışmada FG yardımı ile VEMO'ya ait en iyi ağırlık vektörleri bulunmuştur. VEMO'nun hesaplanan rezonans frekansı ve bant genişliği değerleri, literatürdeki sinirsel modellerden olan YSA'nın ve UABS'nin sonuçları ile toplam mutlak hata üzerinden karşılaştırılmıştır (Akdagli, 2007b; Gultekin ve ark., 2003; Guney ve Sarikaya, 2006, 2007; Kara, 1996a; Merad ve ark., 2011). VEMO, kullanımı ve kurulumu düşünüldüğünde bu modellerden daha basit olmasına rağmen bunların tamamından daha iyi sonuçlar vermiştir.

## 2. KURAMSAL TEMELLER VE KAYNAK ARAŞTIRMASI

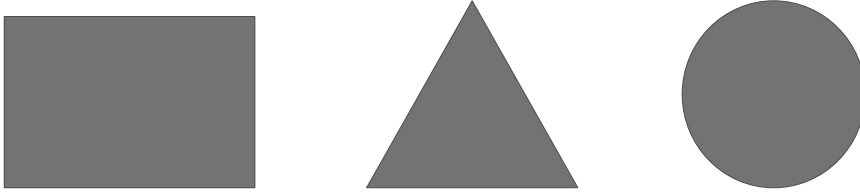
### 2.1. Kuramsal Temeller

Elektromanyetik dalga yayan mikroşerit antenler fikri, ilk olarak 1950’li yıllarda ortaya atılmıştır (Deschamps, 1953) İki yıl sonra Gutton ve Baissinot (1955) tarafından mikroşerit anten yapısının patenti alınmıştır (Gutton ve Boissinot, 1955). Deschamps’ın ortaya atmasından yaklaşık yirmi yıl sonra ilk mikroşerit anten gerçekleştirilmiştir (Munson, 1974). O günden sonra mikroşerit antenlerin, uydu haberleşmesinden hücrel haberleşmeye ve savunma sanayisinden biyomedikal uygulamalara kadar birçok alanda kullanımı hızla artmıştır (Guha ve Antar, 2011).

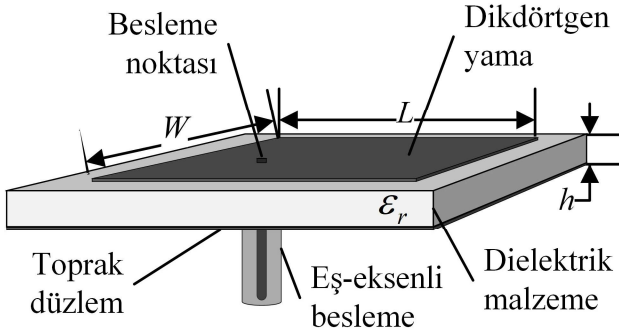
Mikroşerit tasarımları (aynı zamanda yama olarak bilinir), antenler ve elektromanyetik alanlarında en önemli gelişmelerden birisidir. Basit bir yapıya sahip olduğundan ve PCB (İng.: Printed Circuit Board) teknolojisi kullanılarak basılabildiğinden dolayı kablosuz iletişim sistemlerinde en çok kullanılan anten tipidir.

Keşfedildikleri ilk günden itibaren, mikroşerit antenler, analizi ve tasarımı kritik önem arz eden bir araştırma konusu olmuştur. Mikroşerit antenler, rezonans frekansının bulunduğu bant genişliğinde çalıştıkları için bu antenlerin en önemli analiz parametreleri, antenin rezonans frekansı ve bant genişliğidir. Rezonans frekansı ve bant genişliği, antenin fiziksel ve elektriksel parametrelerine bağlıdır. Antenin fiziksel parametreleri, antenin geometrik şekli ile ilgilidir; antenin elektriksel parametreleri ise antendeki dielektrik malzemeye ait parametreleridir. Antenin fiziksel parametrelerinin azlığından dolayı geleneksel hale gelen anten geometrileri Şekil 2–1’de verilmiştir. Anten geometrileri olarak değerlendirildiğinde en önemli anten çeşitleri dikdörtgen, üçgen ve daire şekilli antenlerdir (Bancroft, 2009). Bunlardan DMA, ilk tasarlanan mikroşerit anten olmasından ve antenin tasarımının kolay olmasından dolayı literatürde en çok çalışılan anten şekli olmuştur.

Eş-eksen beslemeli DMA’nın 3 boyutlu (3B) geometrisi Şekil 2–2’de verilmiştir. Buna göre bir DMA,  $W \times L$  boyutlarında dikdörtgen iletken bir yama ve aynı boyutta bir toprak düzlem ile bunların arasında  $h$  kalınlığında bir dielektrik malzemedir oluşmaktadır.

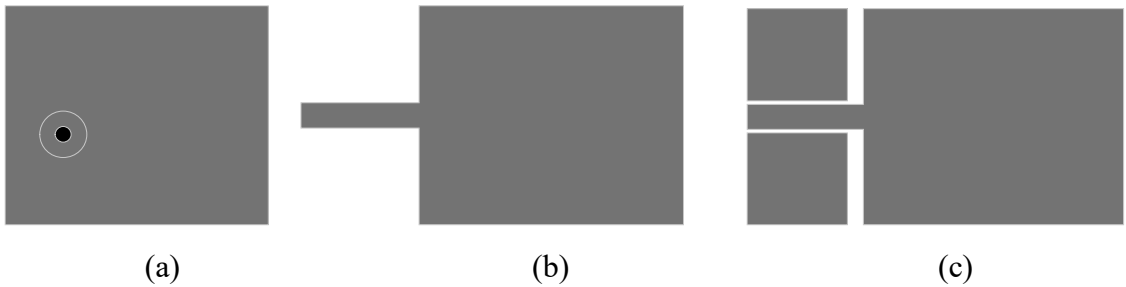


Şekil 2-1 Temel anten şekilleri



Şekil 2-2 DMA'nın 3B geometrisi

Mikroşerit antenlerin besleme yapısı, antenin tasarımını ve performansını doğrudan etkilediği için oldukça önemlidir. Antenlerin üç temel besleme yapısı vardır ve bunlar Şekil 2-3'te gösterilmiştir. Bunlar, Eş-eksen (İng. Coaxial veya Probe), mikroşerit hat (İng.: Microstrip Line) ve eş-düzlemsel dalga kılavuzudur (İng.: Coplanar Waveguide) (Balanis, 2005).



Şekil 2-3 Üstten görünen bir DMA'da besleme yapılarının gösterilmesi: a) Eş-eksen besleme, b) Mikroşerit hat, d) Eş-düzlemsel dalga kılavuzu

Howell (1975), çeşitli geleneksel mikroşerit anten tiplerini ele almıştır. Antenlerin tasarım prosedürleri hem doğrusal hem de dairesel polarize antenler için verilmiştir. Çalışmada ölçülen ışıma diyagramları C bandı için sunulmuştur (Howell, 1975).

Itoh (1974), mikroşerit antenlerin rezonans frekanslarını hesaplamak için BM'yi geliştirmiştir. Elde edilen formülasyon, tam dalga analizi kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Karakteristik denklem, Fourier dönüşümü alanında uygulanan Galerkin yöntemi



kullanılarak türetilmiştir. Yöntemin doğruluğu, elde edilen sayısal sonuçların deneysel verilerle karşılaştırılması ile kanıtlanmıştır. Farklı yapısal parametrelere sahip mikroşerit rezonatörleri için sayısal veriler sağlanmıştır. Son olarak, mikroşerit rezonatörlerin elde edilen sonuçları, mikroşerit rezonatör yapılarının açık ucundaki son etkiyi tahmin etmek için kullanılmıştır.

Agrawal ve Bailey (1977), yaptıkları çalışmada DMA'nın analizi için farklı bir yöntem sunmuştur. Anten, dielektrik bir ortama yerleştirilmiş ince bir tel ızgara ile temsil edilmiştir. Tel ızgara bölümlerinde, parçalı sinüzoidal akımları değerlendirmek için Richmond'un reaksiyon formülasyonu kullanılmıştır. Hesaplanan sonuçlar, daha sonra sonlu dielektrik süreksizliği hesaba katılarak değiştirilmiştir. Çalışma sonunda hesaplanan ve ölçülen sonuçlar karşılaştırılmıştır.

Lo ve ark. (1979) tarafından mikroşerit antenleri analiz etmek için BM'ye dayanan bir teori geliştirilmiştir, çalışma sonucunda çeşitli sayıda kanonik şekiller için bazı formüller verilmiştir. Teorik olarak öngörülen ışıma diyagramları ve empedans lokusları, incelenen birbirinden farklı şekillerdeki ve boyutlardaki birçok anten için ölçülenler ile gayet uyumlu çıkmıştır. Bu çalışmanın sonucunda bir DMA'nın rezonans frekansını belirlemek için bazı formüller verilmiştir.

Carver ve Mink (1981), teorik ve pratik tasarım teknikleri üzerinde durarak, mikroşerit anten elemanlarını incelemiştir. Mevcut dielektrik malzemeleri, dielektrik sabit toleransı ile mikroşerit yamaların rezonans frekansı arasındaki ilişki dikkate alınarak gözden geçirilmiştir. İHM ve BM ile Moment Metodu (MOM – İng.: Method of Moments) ve Sonlu Eleman Metodu (SEM – İng.: Finite Element Method) gibi sayısal yöntemler dahil olmak üzere çeşitli teorik analiz teknikleri özetlenmiştir. Hem geleneksel yamalar için hem de dairesel kutuplu mikroşerit yamaları içeren tasarımlar için pratik prosedürler verilmiştir. Aynı zamanda bu çalışmalarında tipik yama tasarımlarının kalitesi, bant genişliği ve verimlilik faktörleri de tartışılmaktadır.

Pozar (1982), giriş empedansı problemine ve DMA'nın karşılıklı eşleşmesine ilişkin bir moment yöntemi çözümü sunmuştur. Formülasyonda, topraklanmış dielektrik levhada Green fonksiyonunu kullanılarak malzeme ve yüzey dalgalarının varlığı hesaba katılmaktadır. Giriş empedansı ve karşılıklı kuplaj hesaplamaları, ölçülen verilerle ve diğer hesaplamalarla karşılaştırılmıştır.

Pues ve van de Capelle (1984), DMA için ilk İHM'yi sunmuştur. Eşdeğer yuvalar arasındaki karşılıklı radyal bağlantı ve yan boşlukların ışıma iletkenliği üzerindeki etkisi dikkate alınmıştır. Bu çalışmada DMA'nın giriş empedansı için elde edilen sonuçların mevcut deneysel ve teorik sonuçlarla uyumlu olduğu gösterilmiştir.

Mosig ve Gardiol (1985), mikroşerit yapıların dinamik analizini yapmışlardır ve çok katlı yapılar için karma potansiyel integral denklemlerini sağlamışlardır. Bunun için, alt bölümsel fonksiyonları kullanan iki boyutlu MOM seçilmiştir. Böylece, farklı mikroşerit anten yapıları herhangi bir frekansta ve herhangi bir malzeme için analiz edilebilir hale gelmiştir; pratik sayısal yöntemler tartışılmıştır ve doğruluk kaybı olmadan hesaplama süresini azaltmak için özel sayısal araçlar sunulmuştur. DMA ve oluklu yama için elde edilen sonuçlar verilmiştir ve ölçülen değerlerle karşılaştırılmıştır. DMA için sonsuz boyutlu malzeme için ideal durumuna karşılık gelen ışıma diyagramları sunulmuştur.

Pozar (1985), mikroşerit antenleri beslemek için boşluk kuplaj tekniğini açıklamıştır. Bir alt tabakadaki mikroşerit anten, iki alt tabakayı ayıran toprak düzlemindeki bir açıklıktan başka bir paralel alt tabaka üzerindeki bir mikro tabaka beslemesine bağlanır. Bu bağlantı mekanizmasını açıklayan basit bir teori ile birlikte prototip açıklık beslemeli bir antenin ölçümleri sunulmuştur.

Sullivan ve Schaubert (1986), aradaki toprak düzlemindeki bir açıklık ile bir mikroşerit çizgisine bağlanan mikroşerit yama antenini analiz etmişlerdir. Bağlanmış integral denklemler, Green'in topraklanmış dielektrik levhalar için uygun olan fonksiyonlarını kullanarak formüle edilir. Böylece, analiz tüm bağlanma etkileri ile her iki malzemenin ışıma ve yüzey dalga etkilerini içerir. Birleştirilmiş integral denklemlerinin Galerkin moment yöntemi ile çözümü, ölçülen verilerle uyum içindedir.

Chang ve ark. (1986), elektriksel olarak kalın DMA'ların elektromanyetik özelliklerini deneysel olarak incelemişlerdir. Antenler, farklı yama boyutlarında ve dielektrik malzeme 0.03 ila 0.23 dalga boylarında değişen elektriksel kalınlıklarda üretilmiştir. Antenlerin rezonans frekansları ölçülmüştür ve sonuçlar mevcut formüllerle karşılaştırılmıştır. Bant genişliği, elektrik kalınlığının bir fonksiyonu olarak hesaplanmıştır ve anten ışıma örüntüleri ölçülmüştür.

Bhattacharyya ve ark. (1991); dikdörtgen, dairesel ve eliptik halka şekillerindeki mikroşerit antenlerin İHM'yi kullanarak ışına örüntülerinin, giriş empedanslarının, ortak empedanslarının ve öz empedanslarının hesaplanması üzerinde çalışmışlardır ve analizler sonucu yeni ifadeler elde etmişlerdir.

Kara (1996a, 1996b, 1996c), aynı yıl içinde DMA ile ilgili dört önemli çalışmayı literatüre sunmuştur. Elektriksel olarak kalın DMA'lar için yüzey dalgalarını hesaba katan BM'ye dayanan bant genişliği formülasyonu önermiştir (Kara, 1996a). BM'ye ve İHM'ye dayanan çeşitli formüller, farklı kalınlıklarda ve çeşitli alt tabaka malzemelerine sahip eş-eksen beslemeli DMA'nın bant genişliğini hesaplamak için kapalı form ifadelerini üretmek için birleştirilmiştir. Formül ile; ışına, iletken ve dielektrik kayıplarının etkileri kalite faktörleriyle birlikte dikkate alınmıştır (Kara, 1996b).

DMA'nın rezonans frekanslarının hesaplanması için üç kapalı form ifadesi sunulmuştur. Bu ifadeler, BM ve İHM değiştirilerek ve eğri uydurma yöntemi ile türetilmiştir (Kara, 1996c). DMA'nın rezonans frekanslarını belirlemek için İHM, BM ve manyetik duvar modellerine dayanan formüller çalışılmıştır ve doğruluğu değerlendirilmiştir (Kara, 1996d).

Luk ve ark. (1998), DMA'nın bant genişliğini artırmak için çalışmışlardır. L-şekilli bir probu olan DMA'nın özellikleri incelenmiştir. Destekleyici malzeme olarak dalga boyunun yaklaşık %10'u kalınlığında bir köpük tabakası kullanılmıştır. %35 empedans bant genişliği ve ortalama 7.5 dBi kazanç elde edilmiştir.

Sagirolu ve ark. (1999), YSA'nın bir ağ yapısı olan çok katmanlı algılayıcılara dayanan, elektriksel olarak ince ve kalın DMA'ların bant genişliğini hesaplamak için bir yaklaşım sunmuşlardır. Bu çalışmalarında geri yayılım, delta-bar-delta, hızlı yayılım ve genişletilmiş delta-bar-delta gibi dört farklı öğrenme algoritması, algılayıcıları eğitmek için kullanılmıştır. Yeni yaklaşım kullanılarak elde edilen teorik bant genişliği sonuçları, literatürdeki deneysel sonuçlarla uyumlu çıkmıştır.

Karaboga ve ark. (1999), geri yayımlı çok katmanlı algılayıcı içeren YSA'ya dayanan elektriksel olarak ince ve kalın DMA'ların rezonans frekansını hesaplamak için bir yöntem sunmuşlardır. Bu yöntem, çeşitli kalınlıklar ve elektriksel geçirgenlikler için

kullanılabilir şekilde elde edilmiştir. Hesaplanan rezonans frekans sonuçlarının, başka bir yerde bildirilen deneysel sonuçlarla uyumlu olduğu gösterilmiştir.

Guney ve ark. (2002), çok katmanlı algılayıcılara dayanan bir YSA modeli ile geleneksel şekilli mikroşerit antenlerin rezonans frekanslarının belirlenmesi için genelleştirilmiş bir yöntem sunmuşlardır. Geri yayılma, delta-bar-delta ve genişletilmiş delta-bar-delta olarak üç farklı öğrenme algoritması, algılayıcıları eğitmek için kullanılmıştır. Dikdörtgen, dairesel ve üçgen mikroşerit antenlerin rezonans frekansları için sinirsel ağ sonuçları, literatürde mevcut olan deneysel sonuçlarla iyi bir uyum içindedir.

Gultekin ve ark. (2003), çok katmanlı algılayıcı YSA'ya ve radyal temelli fonksiyon ağlarına dayanan elektriksel olarak ince ve kalın DMA'ların bant genişliğini hesaplamak için sinirsel modeller sunmuşlardır. On üç öğrenme algoritması, çok katmanlı algılayıcıları eğitmek için kullanılmıştır. Sinirsel modeller kullanılarak elde edilen bant genişliği sonuçları, literatürde mevcut olan deneysel sonuçlarla uyum içindedir.

Güney (2003), elektriksel olarak kalın DMA'ların bant genişliğini hesaplamak için eğri uydurma tekniği ile elde edilmiş bir kapalı form formül sunmuştur. Bu yeni bant genişliği ifadesi kullanılarak elde edilen teorik bant genişliği sonuçları, literatürde bildirilen deneysel sonuçlarla uyum içindedir.

Guney ve Gultekin (2004), DMA'ların rezonans frekansını hesaplamak için çok katmanlı algılayıcı YSA modelleri sunmuşlardır. On bir öğrenme algoritması ile geri yayılma, çok katmanlı algılayıcıları eğitmek için kullanılmıştır. Sinirsel modeller kullanılarak elde edilen rezonans frekans sonuçları literatürde mevcut deneysel sonuçlarla iyi bir uyum içerisindedir. Sinirsel modellerin performansları birbirleriyle karşılaştırıldığında en iyi sonuç, Levenberg-Marquardt algoritması tarafından eğitilmiş modeller ile elde edilmiştir.

Sagiroglu ve Kalinli (2005), düzgün geometriye sahip mikroşerit antenlerinin rezonans frekanslarını belirlemek için paralel tabu arama algoritması ile eğitilmiş YSA'ya dayanan akıllı ve yeni bir yaklaşım sunmaktadır. Dikdörtgen, dairesel ve üçgen mikroşerit antenlerin rezonans frekanslarını belirlemek için tek bir ANN modeli kullanılmıştır. Elde edilen sonuçlar, literatürde sunulan deneysel yöntemlerle ve diğer yöntemlerle uyum içerisindedir.

Guney ve Sarikaya (2006), DMA'ların bant genişliğini hesaplamak için UABS'ye dayanan yeni bir yöntem sunmuşlardır. İstenilen performansı elde etmek için bulanık çıkarım sistemlerinin güçlü özellikleri sinir ağlarının güçlü özellikleri ile birleştirilmiştir. UABS'nin parametrelerini tanımlamak için, en küçük kareler yöntemine ve geri yayılım algoritmasına dayalı bir karma öğrenme algoritması kullanılmıştır. ANFIS kullanılarak elde edilen bant genişliği sonuçları, literatürde mevcut deneysel sonuçlarla gayet uyumlu çıkmıştır.

Akdağlı (2007b), DMA'ların rezonans frekansını hesaplamaya yönelik iki çalışma sunmuştur. Çalışmalar, kenar uzama yaklaşımı kullanılarak geliştirilmiş formülasyon modelleri içermektedir. İlk çalışmada elde edilen model FG algoritması kullanılarak oluşturulmuştur. Hesaplamalar, çeşitli kalınlıklarda ve anten üzerinde oluşturulmuş bir dizi farklı boyutlarda 46 deneysel olarak ölçülmüş anten üzerinde yapılmıştır (Akdagli, 2007a).

İkinci çalışmada, daha basit bir arama yöntemi kullanılarak kapalı formülü bir formül oluşturulmuştur. Çalışmada elde edilen rezonans frekans sonuçları, literatürde tahmin edilenlerle karşılaştırıldığında deneysel sonuçlarla daha iyi uyum sağladığı gösterilmiştir.

Guney ve Sarikaya (2007), UABS'ye dayanan elektriksel olarak ince ve kalın dielektrik malzemeye sahip DMA'ların yama uzunluğunu ve genişliğini hesaplamak için bir yöntem sunmuşlardır. UABS sonuçlarının, literatürde mevcut deneysel sonuçlarla uyum içinde olduğu gösterilmiştir.

Merad ve ark. (2011), DMA'ların analizi ve tasarımı için bir teorik yaklaşım sunmuşlardır. Bu çalışmalarındaki amaç, DMA'ların analizine uygulanan YSA aracı ile eniyileme için bir tabu araması arasındaki bağlantıyı kullanmaktır. Veri tabanı işlevi gören bir sinir ağının hesaplama süresini büyük ölçüde azalttığı gösterilmiştir.

Chen ve Tian (2014) çalışmalarında, DMA'nın rezonans frekansını modellemek için doğadan esinlenilerek oluşturulmuş Parçacık Sürüsü Optimizasyonu (PSO) algoritmasına dayanan YSA kullanmıştır. PSO-YSA eğitimi verilirken süreyi azaltmak için CUDA (İng.: Compute Unified Device Architecture) altında grafik işlem birimi ortamındaki paralel uygulaması önerilmiştir.

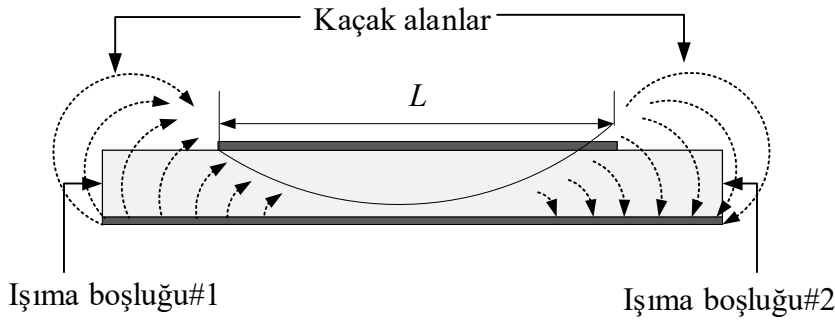
## 2.2. DMA'nın Analiz Yöntemleri

### 2.2.1. İletim Hattı Modeli (İHM)

İHM, mikroşerit antenlerin özellikle rezonans frekansını inceleyen kolay ve yararlı bir analiz yöntemidir. Bir DMA, her biri  $W$  genişliğinde ve yüksekliği  $h$  olan  $L$  uzunluğuyla ayrılmış iki tane yayılan dar açıklık (boşluk) dizisi olarak gösterilebilir. İHM,  $L$  uzunluğundaki düşük empedanslı iletim hattıyla ayrılmış iki parça mikroşerit anteni temsil eder.

Yamanın boyutları uzunluk ve genişlik boyunca sınırlı olduğundan, yamanın kenarlarındaki alan saçaklanmalarına (İng.: Fringing fields) maruz kalır. Bu durum mikroşerit antenin yayılan iki yuvası için Şekil 2–4'de uzunluk boyunca gösterilmiştir. Aynıısı genişlik boyunca da geçerlidir. Saçaklanma miktarı, yamanın boyutlarının ve dielektrik malzemenin yüksekliğinin bir fonksiyonudur.

Temel  $E$ -düzleminde ( $xy$  düzlemi) saçaklanma, yama uzunluğu  $L$ 'nin, malzemenin  $h$  yüksekliğinin ( $L/h$ ) ve malzemenin dielektrik sabiti  $\epsilon_r$ 'in bir fonksiyonudur. Mikroşerit antenlerde  $L/h \gg 1$  için saçaklanma azalır; bununla birlikte dikkate alınması gerekir, çünkü antenin rezonans frekansını etkiler. Aynıısı antenin genişliği için de geçerlidir (Balanis, 2005).



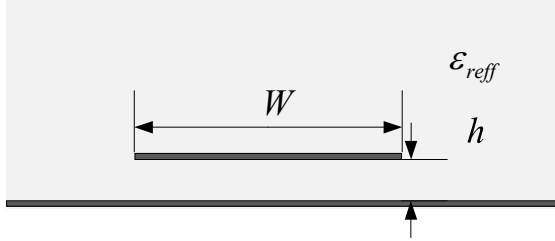
Şekil 2–4 DMA'nın ışırma mekanizması

Şekil 2–2'de gösterilen DMA için tipik elektrik alan çizgileri Şekil 2–4'te gösterilmiştir. Bu çizgiler, malzeme ve havadan oluşan homojen olmayan bir ortamda oluşmaktadır. Görülebildiği gibi elektrik alan hatlarının çoğu malzeme içinde bulunur ve bazı kısımları havada bulunur.  $W/h \gg 1$  ve  $\epsilon_r \gg 1$  için elektrik alanı çizgileri çoğunlukla malzemede yoğunlaşır. Bu durumda saçaklanma, antenin fiziksel boyutlarına kıyasla elektriksel

olarak daha geniş görünmesine neden olur. Dalgaların bir kısmı malzemede ve bir kısmı ise havada hareket ettiğinden, saçaklanmayı ve dalga yayılımını hesaba katan etkin bir dielektrik sabiti  $\epsilon_{reff}$  tanıtılmıştır (Balanis, 2005).

Etkin dielektrik sabitinin tanıtılması için antenin orijinal boyutlarına sahip olduğunu, toprak düzleminin üzerindeki yüksekliğine sahip olduğunu, Şekil 2–5'te gösterildiği gibi bir dielektrik içine gömüldüğünü varsayalım. Etkin dielektrik sabiti, düzgün dağılımlı bir dielektrik malzemenin dielektrik sabiti olarak tanımlanır. Böylece Şekil 2–5'teki alan çizgileri, Şekil 2–4'teki alan çizgileri ile özdeş elektriksel özelliklere ve yayılma sabitine sahiptir.

Havada çalışan bir antene ait alan çizgisi için etkin dielektrik sabiti  $1 < \epsilon_{reff} < \epsilon_r$  olur. Malzemenin dielektrik sabitinin birden çok daha büyük  $\epsilon_r \gg 1$  olduğu durumlar için  $\epsilon_{reff}$  değeri, malzemenin gerçek dielektrik sabiti  $\epsilon_r$  değerine daha yakın olacaktır. Etkin dielektrik sabiti aynı zamanda frekansın bir fonksiyonudur. Çalışma frekansı arttıkça, elektrik alan hatlarının çoğu malzemede yoğunlaşır. Bu nedenle, antenlerin alan çizgileri homojen bir dielektrik ortamdaki gibi davranır ve etkin dielektrik sabiti malzemenin dielektrik sabitine yaklaşır.



Şekil 2–5 Mikroşerit antende etkin dielektrik sabitinin gösterimi

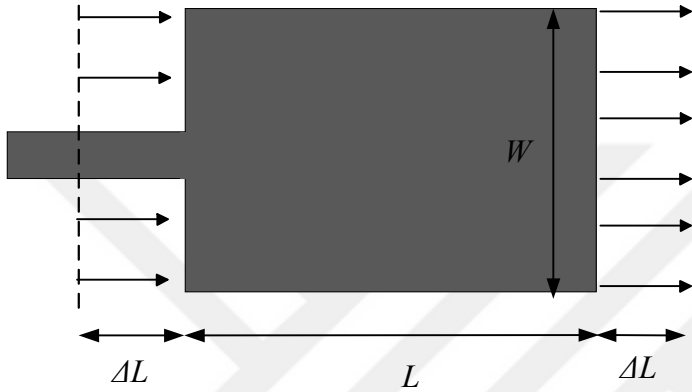
Düşük frekanslar için etkin dielektrik sabiti esasen sabittir. Orta frekanslarda değerleri monoton bir şekilde artmaya başlar ve nihayetinde malzemenin dielektrik sabitinin değerlerine yaklaşır. Etkin dielektrik sabitinin başlangıç değerleri (düşük frekanslarda) statik değerler olarak adlandırılır ve  $W/h \gg 1$  koşulu altında aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + 10 \frac{h}{W} \right]^{-1/2} \quad (2-1)$$

Saçaklanma etkileri nedeniyle, elektriksel olarak mikroşerit antenin yaması fiziksel boyutlarından daha büyük görünür. Bu saçaklanma etkisi nedeniyle oluşan fiziksel ve

etkin uzama değeri ana  $E$ -düzlemi ( $xy$  düzlemi) için, Şekil 2–6’da gösterilmiştir; buradaki yama boyunca uzunlukları, her bir ucunda, etkin dielektrik sabit  $\epsilon_{reff}$  'in ve genişlik-yükseklik oranı ( $W/h$ ) bir fonksiyonu olan  $\Delta L$  mesafesi ile uzatılmıştır. Normalize uzama için çok popüler ve oldukça pratik, yaklaşık bir ilişki bulunmaktadır (Balanis, 2005).

$$\Delta L = 0.412 \times h \frac{(\epsilon_{reff} + 0.3) \left( \frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{reff} - 0.258) \left( \frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (2-2)$$



Şekil 2–6 DMA'nın fiziksel ve etkin uzunluğunun gösterilmesi

Yamanın uzunluğu her iki tarafta  $\Delta L$  kadar uzamış görüldüğü için yamanın etkin uzunluğu bu durumda (saçaklanma olmadan baskın  $TM_{010}$  mod için  $L = \lambda / 2$ ) aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \quad (2-3)$$

Baskın  $TM_{010}$  modu için mikroşerit antenin rezonans frekansı, uzunluğunun bir fonksiyonudur. Genellikle aşağıdaki gibi verilir,

$$(f_r)_{010} = \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2-4)$$

Burada,  $c$  boşluk alanda ışığın hızıdır.

Eşitlik (2–4) saçaklanmayı hesaba katmadığından, frekans değeri kenar etkilerini içerecek şekilde ifadenin değiştirilmesiyle ve etkin değerlerin kullanılmasıyla hesaplanması gerekir.

$$(f_r)_{010} = \frac{c}{2(L+2\Delta L)\sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad (2-5)$$



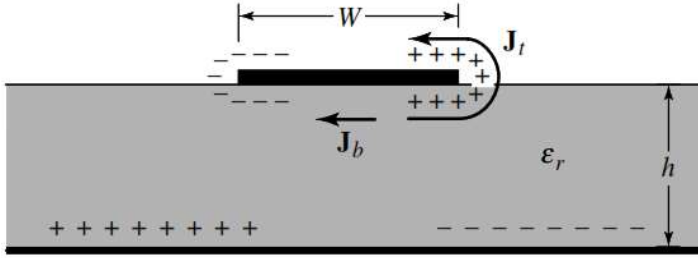
### 2.2.2. Boşluk Modeli (BM)

Mikroşerit antenler dielektrik yüklü boşluklara benzer ve daha yüksek dereceli rezonans gösterir. Dielektrik malzeme içerisindeki normalleştirilmiş alanlar (yama ile toprak düzlemi arasında), o bölgenin elektrik iletkenleri (onun üstünde ve altında) ve yamanın çevresini saran manyetik duvarlar (açık bir devreye benzetmek için) ile sınırlandırılmış bir boşluk olarak ele alınması ile doğru bir şekilde bulunabilir. Bu durum, prensip olarak reaktif bir giriş empedansına (sıfır veya sonsuz rezonans değerinde) yol açan ve hiçbir gücü yaymayan yaklaşık bir modeldir. Ancak, gerçek alanların böyle bir model tarafından üretilenlerle yaklaşık olduğu varsayılarak hesaplanan ışınım örüntüsü, giriş admittansı ve rezonans frekansları ölçümlerle uyum içerisindedir. Bu kabul görmüş bir yaklaşımdır ve dalga kılavuzları, boşluklar ve ışığıcıların analizinde çok başarılı olan pertürbasyon yöntemlerine benzer (Balanis, 2005).

Boşluk modeline yakından bakmak için, boşluk içindeki alanların oluşumu ve yan duvarlarından ışımının fiziksel bir yorumu sunulabilir. Mikroşerit yamaya enerji verildiğinde, yamanın üst ve alt yüzeylerinde ve ayrıca toprak düzleminin yüzeyinde, Şekil 2-7'de gösterildiği gibi bir yük dağılımı oluşur.

Yük dağılımı iki mekanizma tarafından kontrol edilir; bunlar, çekici ve itici mekanizmalardır. Çekici mekanizma, yamanın alt tarafına karşılık gelen zıt yükler ile yamanın alt kısmında yük konsantrasyonunu koruma eğiliminde olan zemin düzlemi arasındadır. İtici mekanizma, yamanın alt kısmındaki bazı yükleri yamanın altından, kenarlarının etrafından üst yüzeyine itme eğiliminde olan benzer yükler arasındadır. Bu yüklerin hareketi, Şekil 2-7'de gösterildiği gibi sırasıyla yamanın alt ve üst yüzeylerinde bunlara karşılık gelen akım yoğunlukları  $J_b$  ve  $J_t$ 'ye neden olur. Pratikte çoğu mikroşerit anten için yükseklik/genişlik oranı çok küçük olduğundan, çekici mekanizma hakimdir; yük konsantrasyonunun ve akımın çoğu yamanın altında kalır. Yamanın kenarlarından üst yüzeyine az miktarda akım girer. Bununla birlikte bu akım, yükseklik-genişlik oranı azaldıkça azalır. Sınırdaki ise üste doğru olan akım sıfır olacaktır. Bu durum, ideal olarak yamanın kenarlarına herhangi bir teğet manyetik alan bileşeni yaratmaz. Bunu, dört yan duvarın manyetik alanı ve dolayısıyla yamanın altındaki elektrik alan dağılımını bozmayacak mükemmel manyetik iletken yüzeyler olarak modellemek mümkündür. Uygulamada, sınırlı yükseklik-genişlik oranı olduğundan, küçük olmasına rağmen,

kenarlardaki teğet manyetik alanlar tam olarak sıfır olmaz. Bununla birlikte küçük olmaları nedeniyle, boşluk modeline iyi bir yaklaşım, yan duvarlara mükemmel bir manyetik iletken gibi davranmaktır. Bu model, yamanın altında iyi bir normalize elektrik alan ve manyetik alan dağılımları (modları) üretir.



Şekil 2-7 Mikroşerit yama üzerindeki yük dağılımının ve akım yoğunluğunun oluşması

Mikroşerit anten yalnızca bir boşluk olarak değerlendirildiği için elektrik ve manyetik alanların mutlak genliklerini bulmak yeterli olmaz. Aslında, boşluğun çeperlerini ve içindeki malzemeyi kayıpsız olarak ele aldığımız takdirde boşluk ışımaz ve giriş empedansı tamamen reaktif olur. Ayrıca empedansı temsil eden işlev, sadece gerçek kutuplara sahip olacaktır. Işımayı hesaba katmak için bir kayıp mekanizması tanımlanmalıdır.

Mikroşerit antenin kalınlığı genellikle çok küçük olduğu için, dielektrik malzeme içinde (yama ile toprak düzlemi arasında) üretilen dalgalar, yama kenarına geldiklerinde önemli ölçüde kayba uğrarlar. Bu nedenle, gelen enerjisinin sadece küçük bir kısmı yayılır ve antenin çok yetersiz olduğu düşünülebilir. Yamanın altındaki alanlar, sinüzoidal dalga fonksiyonlarıyla temsil edilebilecek duran dalgaları oluşturur. Malzemenin yüksekliği çok küçük olduğu için ( $h \ll \lambda$ ;  $\lambda$ , dielektrik içindeki dalga boyudur), yükseklik boyunca alandaki farklılıklar sabit olarak kabul edilecektir. Ayrıca, çok küçük malzeme yüksekliği nedeniyle, yamaların kenarları boyunca alan saçaklanmaları da çok küçüktür. Böylece elektrik alanı yama yüzeyine neredeyse normaldir. Bu nedenle, sadece  $TM^x$  alanı konfigürasyonları boşlukta dikkate alınacaktır. Boşluğun üst ve alt duvarları mükemmel elektriksel iletkenliğe sahipken, dört yan duvar, mükemmel iletken manyetik duvarlar olarak modellenebilir (teğet manyetik alanlar bu dört duvar boyunca kaybolur).

Vektör potansiyeli yaklaşımı kullanılarak boşluk içindeki alan sınırları bulunabilir. Şekil 2-8'e istinaden, yamanın altındaki hacim, dielektrik sabiti  $\epsilon_r$  olan bir dielektrik malzeme

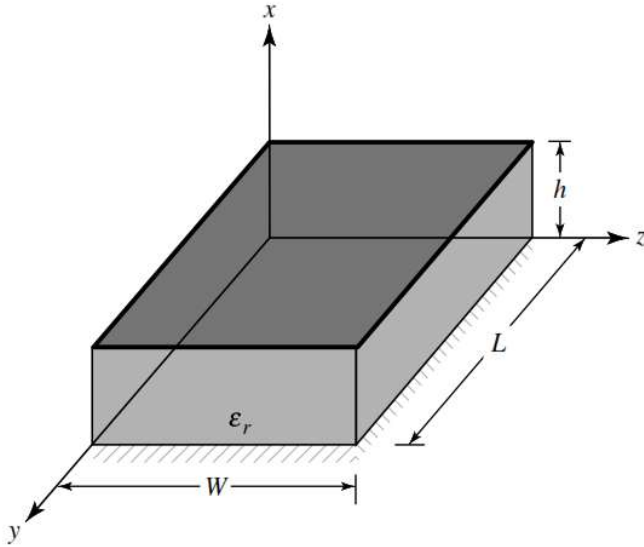
ile yüklenmiş dikdörtgen bir boşluk olarak ele alınabilir. Dielektrik malzemenin kesildiği ve yamanın kenarlarının ötesine uzatılmadığı varsayılmaktadır. Vektör potansiyeli  $A_x$ 'in aşağıdaki homojen dalga denklemini sağlaması gerekir.

$$\nabla^2 A_x + k^2 A_x = 0 \quad (2-6)$$

Bu denklemin genel çözümü yapılırken değişkenlerin ayrılması yöntemi kullanılabilir ve çözüm aşağıdaki şekilde yazılabilir,

$$A_x = [A_1 \cos(k_x x) + B_1 \sin(k_x x)][A_2 \cos(k_y y) + B_2 \sin(k_y y)][A_3 \cos(k_z z) + B_3 \sin(k_z z)] \quad (2-7)$$

Burada,  $k_x$ ,  $k_y$  ve  $k_z$ , sırasıyla  $x$ ,  $y$  ve  $z$  yönlerindeki dalga sayısıdır. Bunlar sınır koşullarına bağlı olarak belirlenecektir. Boşluk içinde elektrik ve manyetik alanlar, aşağıdaki  $A_x$  vektörü potansiyeli ile ilgilidir.



Şekil 2-8 DMA'nın geometrisi

$$\begin{aligned} E_x &= -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \left( \frac{\partial^2}{\partial x^2} + k^2 \right) A_x & H_x &= 0 \\ E_y &= -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \frac{\partial^2 A_x}{\partial x \partial y} & H_y &= \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_x}{\partial z} \\ E_z &= -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \frac{\partial^2 A_x}{\partial x \partial z} & H_z &= -\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_x}{\partial y} \end{aligned} \quad (2-8)$$

Aşağıdaki sınır koşullarına uygulanırsa,

$$\begin{aligned}
& E_y(x' = 0, 0 \leq y' \leq L, 0 \leq z' \leq W) \\
& = E_y(x' = h, 0 \leq y' \leq L, 0 \leq z' \leq W) = 0 \\
& H_y(0 \leq x' \leq h, 0 \leq y' \leq L, z' = 0) \\
& = H_y(0 \leq x' \leq h, 0 \leq y' \leq L, z' = W) = 0 \\
& H_z(0 \leq x' \leq h, y' = 0, 0 \leq z' \leq W) \\
& = H_z(0 \leq x' \leq h, y' = L, 0 \leq z' \leq W) = 0
\end{aligned} \tag{2-9}$$

Üssü koordinat  $x', y', z'$ , boşluk içindeki alanları göstermektedir.  $E_y(x' = 0, 0 \leq y' \leq L, 0 \leq z' \leq W) = 0$  ve  $E_y(x' = h, 0 \leq y' \leq L, 0 \leq z' \leq W) = 0$  sınır koşulları uygulanırsa,  $B_1=0$  olduğu gösterilebilir,

$$k_x = \frac{m\pi}{h}, \quad m = 0, 1, 2, \dots \tag{2-10}$$

$$k_z = \frac{p\pi}{W}, \quad p = 0, 1, 2, \dots \tag{2-11}$$

$$k_y = \frac{n\pi}{L}, \quad n = 0, 1, 2, \dots \tag{2-12}$$

$$A_x = A_{mnp} \cos(k_x x') \cos(k_y y') \cos(k_z z') \tag{2-13}$$

$$\left. \begin{aligned}
k_x &= \left(\frac{m\pi}{h}\right), \quad m = 0, 1, 2, \dots \\
k_y &= \left(\frac{n\pi}{L}\right), \quad n = 0, 1, 2, \dots \\
k_z &= \left(\frac{p\pi}{W}\right), \quad p = 0, 1, 2, \dots
\end{aligned} \right\} m = n = p \neq 0 \tag{2-14}$$

$$k_x^2 + k_y^2 + k_z^2 = \left(\frac{m\pi}{h}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{W}\right)^2 = k_r^2 = \omega_r^2 \mu \epsilon \tag{2-15}$$

$$(f_r)_{mnp} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{h}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{W}\right)^2} \tag{2-16}$$

$$E_x = -j \frac{(k^2 - k_x^2)}{\omega\mu\epsilon} A_{mnp} \cos(k_x x') \cos(k_y y') \cos(k_z z')$$

$$E_y = -j \frac{k_x k_y}{\omega\mu\epsilon} A_{mnp} \sin(k_x x') \sin(k_y y') \sin(k_z z')$$

$$E_z = -j \frac{k_x k_z}{\omega\mu\epsilon} A_{mnp} \sin(k_x x') \sin(k_y y') \sin(k_z z') \tag{2-17}$$

$$H_x = 0$$

$$H_y = -\frac{k_z}{\mu} A_{mnp} \cos(k_x x') \cos(k_y y') \sin(k_z z')$$

$$H_z = \frac{k_y}{\mu} A_{mnp} \cos(k_x x') \sin(k_y y') \cos(k_z z')$$

$$(f_r)_{010} = \frac{1}{2L\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2-18)$$

$$(f_r)_{020} = \frac{1}{L\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{c}{L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2-19)$$

### 2.2.3. Kalite Faktörü, Bant Genişliği ve Verim

Kalite faktörü, bant genişliği ve verim birbiriyle ilişkili olan anten performans parametreleridir ve birbirlerinden bağımsız olarak her birini eniyilemek için tam bir serbestiye yoktur. Bu nedenle, eniyilenmiş anten performansına ulaşmada aralarında bir denge vardır. Bununla birlikte, birini eniyilerken bir diğerinin performansının düşürülmesi gerekir.

Kalite faktörü, anten kayıplarını temsil eden bir değerdir. Tipik olarak ışıma, direnil, dielektrik ve yüzey dalgası kayıpları vardır. Bu nedenle toplam kalite faktörü  $Q_t$ , tüm bu kayıplardan etkilenir ve genel olarak şöyle yazılır (Balanis, 2005),

$$\frac{1}{Q_t} = \frac{1}{Q_{rad}} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_{sw}} \quad (2-20)$$

Burada,

$Q_t$  = Toplam kalite faktörü

$Q_{rad}$  = Işıma kayıplarına bağlı kalite faktörü

$Q_c$  = Direnil (iletim) kayıplardan kaynaklanan kalite faktörü

$Q_d$  = Dielektrik kayıplara bağlı kalite faktörü

$Q_{sw}$  = Yüzey dalgaları nedeniyle kalite faktörü

Çok ince malzemeler için yüzey dalgalarından kaynaklanan kayıplar çok küçüktür ve ihmal edilebilir. Bununla birlikte, kayıpların daha kalın malzemeler için dikkate alınması gerekir. Bu kayıplar boşluklar kullanılarak da elimine edilebilir.

Geleneksel şekillerin (dikdörtgen ve dairesel dahil) çok ince malzemeleri ( $h \ll \lambda_0$ ) için çeşitli kayıpların kalite faktörlerini temsil eden yaklaşık formüller vardır (Balanis, 2005).

Bunlar,

$$Q_c = h\sqrt{\pi f \mu \sigma} \quad (2-21)$$

$$Q_d = \frac{1}{\tan\delta} \quad (2-22)$$

$$Q_{rad} = \frac{2\omega\epsilon_r}{hG_t/l} K \quad (2-23)$$

burada,  $\tan\delta$  malzemenin kayıp tanjantı,  $\sigma$  yama ve topraklama düzlemi iletkenlerinin iletkenliğidir,  $G_t/l$  yayılan açıklığın birim uzunluğu başına toplam iletkenliktir ve

$$K = \frac{\iint_{alan} |E|^2 dA}{\oint_{\text{çevre}} |E|^2 dl} \quad (2-24)$$

TM<sub>010</sub> dominant modda çalışan bir DMA için,

$$K = \frac{L}{4} \quad (2-25)$$

$$\frac{Q_t}{l} = \frac{Q_{rad}}{W} \quad (2-26)$$

Eşitlik (2-23) ile temsil edildiği gibi  $Q_{rad}$ , malzemenin yüksekliği ile ters orantılıdır ve çok ince malzemeler için genellikle baskın faktördür.

Antenin oransal bant genişliği, antenin  $Q_t$ 'si ile ters orantılıdır ve şu şekilde ifade edilir.

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{1}{Q_t} \quad (2-27)$$

Ancak, Eşitlik (2-27) antenin giriş terminallerinde empedans uyumunu hesaba katmadığı için faydalı olmayabilir. Oransal bant genişliğinin daha anlamlı bir şekilde tanımlanması, giriş terminallerindeki birim olduğu varsayılarak VSWR (İng.: Voltage Standing Wave Ratio) değerinin tasarım frekansında, istenen bir maksimum değere eşit veya daha düşük olduğu bir frekans bandının üzerindedir. Empedans uyumunu dikkate alan Eşitlik (2-27)'nin değiştirilmiş bir formu aşağıdaki gibi verilebilir.

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{VSWR-1}{Q_t \sqrt{VSWR}} \quad (2-28)$$

Genel olarak hacimle orantılı olur. Sabit bir frekanslı DMA için şu şekilde ifade edilir.

$$BW \sim \text{hacim} = \text{alan} \cdot \text{yükseklik} = \text{uzunluk} \cdot \text{genişlik} \cdot \text{yükseklik}$$

$$\sim \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\epsilon_r} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2-29)$$

Bu nedenle, bant genişliği malzemenin dielektrik sabitinin kare kökü ile ters orantılıdır.

$$e_{cd} = \frac{R_r}{R_r + R_L} \quad (2-30)$$

Bir antenin ışıma verimliliği Eşitlik (2-30)'daki gösterim ile ifade edilir (Balanis, 2005) ve giriş gücü üzerinden yayılan güç olarak tanımlanır. Ayrıca bir mikroşerit anten için yazılmış olan kalite faktörleri ile de ifade edilebilir.

$$e_{cdsw} = \frac{1/Q_{rad}}{1/Q_t} = \frac{Q_t}{Q_{rad}} \quad (2-31)$$

Burada,  $Q_t$  toplam kalite faktörünü ifade eder.

#### 2.2.4. Yapay Sinir Ağları (YSA)

İnsan beynindeki hafıza, zeka ve düşünme işlemi, milyarlarca sinir hücresinin birbirlerine bağlanmasından oluşan biyolojik sinir ağı tarafından gerçekleştirilir. Yapay Sinir Ağları, makine öğrenmede kullanılan ana araçlardan birisidir. Bu bağlamda yapay sinir ağları, insan öğrenmesinin yöntemini kopyalamak isteyen ve insan beyninden esinlenen sistemlerdir.

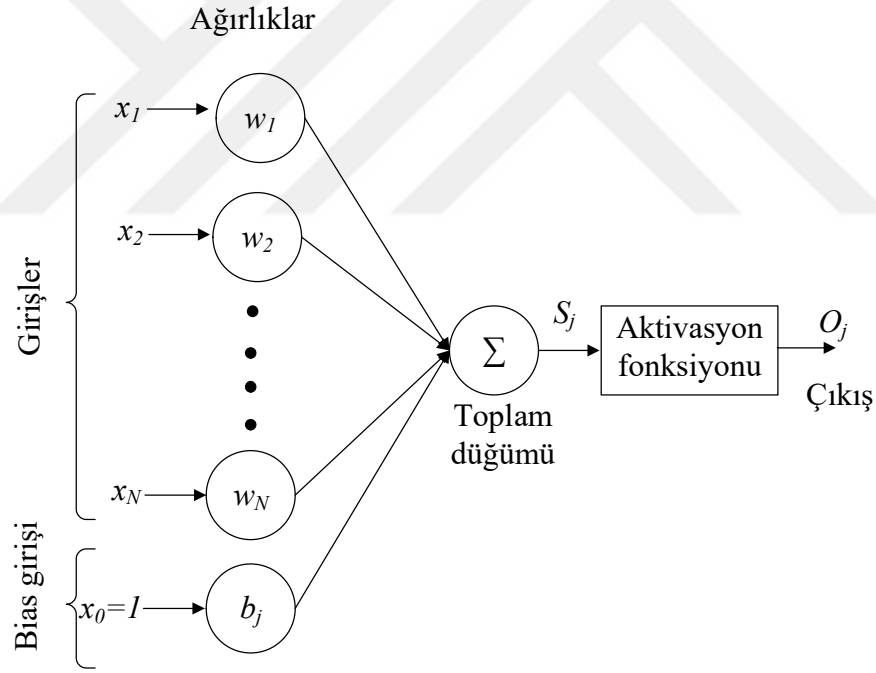
Sinir ağları, giriş ve çıkış katmanlarından meydana gelir, birçok durumda sistemin girişini çıkış katmanının kullanabileceği bir şeye dönüştüren gizli bir katman da sisteme dahil olur. Sinir ağları, makine öğrenmesini ve tanınmasını ortaya çıkaran bilim adamları tarafından makine kullanmadan insan programcılarının kullanımı için çok fazla kompleks sistemler ve sayısal modeller bulmak amacıyla kullanılan mükemmel araçlardır.

Sinir ağları başka bir deyişle perseptronlar; 1944'lerden bu yana ortaya çıkmasına rağmen, yalnızca son yıllarda yapay zekanın büyük bir parçası olmuştur. Bu durum geriyayılım olarak adlandırılan bir tekniğe ulaşılması nedeniyle ortaya çıkmıştır. Bu teknik, sinir ağlarına sonucun beklenen sonuçla eşleşmediği durumlarda ağın gizli katmanlarının nöronlarını ayarlamaya olanak tanır. Diğer önemli gelişme ise sinir ağlarının derin öğrenmeye ulaşmasıdır. Derin öğrenmeli sinir ağları, çok katmanlı ağların farklı katmanlarında aradığı şeyi farkedebilinceye kadar farklı özellikler ortaya çıkarır.

Teknik seviyede en büyük zorluklardan birisi ağları eğitmek için kullanılan zaman miktarıdır. Bu zaman miktarı, daha karmaşık görevler için önemli miktarda hesaplama

gücü gerektirebilecek ağırlarda oldukça fazladır. Bununla birlikte en büyük sorun ise yapay sinir ağlarının, kullanıcının veri içerdiği ve cevap aldığı “kara kutular” olmasıdır. Sinir ağları cevapları hassas şekilde ayarlayabilirler, ancak kesin karar alma sürecine erişemezler. Bu durum, çok sayıda araştırmacının aktif bir şekilde üzerinde çalıştığı bir konudur. Yapay sinir ağları günlük hayatımızda karşılaştığımız problemlerde daha büyük bir rol oynadıkça çözüm süreci daha da zorlaşacaktır.

YSA, insan beyninin biyolojik sinir sisteminin elektronik olarak taklit edilmesidir (Çakır, 2018). YSA bileşenleri, biyolojik sinir sistemi ile benzeşmektedir. Yapay sinir hücresinin yapısı, Şekil 2–9’da görüldüğü gibi temel olarak bir toplayıcı düğümü, girişler, ağırlıklar ve aktivasyon fonksiyonunu içerir. Giriş işaretleri, sürekli darbeler veya ayrık darbeler şeklinde olabilir. Her giriş işareti, bir kazanç ile ağırlıklandırılır ve toplayıcı düğümünde girişler ve bias işareti toplanır. Çıktadaki bir aktivasyon fonksiyonuna aktarılır.



Şekil 2–9 YSA’nın temel yapısı

Şekil 2–9’da görüldüğü gibi YSA’nın temel yapısında herhangi bir  $j$ ’inci sinir hücresi çıkışı için giriş işaretleri ve bias teriminin ağırlık toplamı matematiksel olarak Eşitlik (2–20)’deki gibi ifade edilir.

$$S_j = \sum_{i=1}^N w_{ji}x_i + b_j \quad (2-32)$$



Burada  $N, j$ 'inci çıkış sinir hücresine uygulanan toplam giriş sayısı;  $w_{ji}$ , çıkış sinir hücresi  $j$  ile önceki katmandaki  $x_i$  çıkış sinyaline sahip olan  $i$ 'inci sinir hücresi arasındaki ağırlık;  $b_j$  ise bias terimidir. Böylece transfer fonksiyonu uygulandıktan sonra  $j$ 'inci sinir hücresinin çıkışı Eşitlik (2-21)'deki denklemlerle belirlenir.

$$O_j = f_j(S_j) = f(S_j) \quad (2-33)$$

YSA tekli sinir hücresiyle basit bazı veri işleme fonksiyonlarını yerine getirilebilmesine rağmen, zorlu mühendislik problemlerinin modellenmesi için YSA'nın sinir hücrelerinin çeşitli kombinasyonlarla ağlar halinde birbirlerine bağlanması gerekmektedir. Böylece, sinir hücreleri birbirlerine bağlanarak YSA topolojisi oluşturulur. Bu topolojideki sinir hücrelerinin her biri diğer tüm sinir hücrelerine bağlı olabileceği gibi sadece farklı katmanlardaki sinir hücrelerine de kısmi olarak bağlanabilir. Sinir hücrelerinin giriş ve çıkış veri setlerinin ve kullanılan katmanların sayılarına göre YSA, iki temel bağlantı mimarisine sahiptir. Bunlar;

Öz ilişkili (İng.: Auto-associative): Bu mimaride giriş sinir hücreleri aynı zamanda çıkış sinir hücresidir. Hopfield ağları bu tiptedir.

Ayrı ilişkili (İng.: Hetero-associative)

Bu mimaride farklı giriş ve çıkış sinir hücresi setleri mevcuttur. Örnek olarak ÇKA ve Kohonen ağı verilebilir.

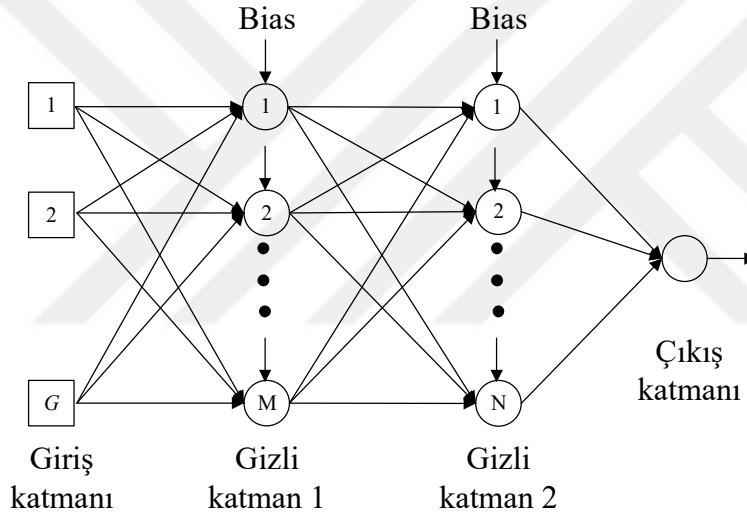
Bir ağda, geri besleme bağlantılarının bulunmasına göre mimariler iki ayrı sınıfa ayrılır. İleri beslemeli mimaride; çıkış sinir hücrelerinden giriş sinir hücrelerine doğru bir bağlantı mevcut değildir. YSA, önceki çıkış değerlerini ve sinir hücrelerinin aktivasyon durumları hakkındaki bilgiyi saklamaz. Algılayıcı benzeri ağlar, ileri beslemeli tiptendir. Geri beslemeli mimaride, çıkış sinir hücrelerinden giriş sinir hücrelerine doğru bağlantılar mevcuttur. Bu tipteki YSA daha önceki durumları hafızasında tutar, ancak sonraki durumlar sadece giriş sinyallerine değil ağın önceki durumlarına da bağlıdır. Hopfield, Elman ve Jordan ağları bu tipte ağlara örnektir.

Bir yapay sinir ağının temel modelini, sinir hücrelerinin tipi ve bağlantı mimarisinin yanında eğitime algoritması da belirler. Eğitime algoritması, YSA'nın öğrenme yeteneği kazanması için gereklidir. YSA eğitildikten sonra, giriş vektörlerinden oluşan bir veri seti ağa uygulandığında istenen çıkış vektör veri seti, ağda hesaplanır ve böylece giriş setinin

iç karakteristikleri ve yapısı hakkında YSA eğitilmiş olur. Giriş setinin elemanlarına “eğitme örnekleri” adı verilir.

#### 2.2.4.1. Çok Katmanlı Algılayıcı

YSA modellerinin tamamı değerlendirildiğinde; çok katmanlı algılayıcı model genelleştirme kapasitesiyle, çalışma basitliği ile ve fonksiyon yaklaşımını gerçekleştirme yetenekleriyle en yaygın olarak kullanılan modeldir. Bu modelde en çok kullanılan çok katmanlı temel bir algılayıcı yapısı Şekil 3.2’de görülmektedir. Çok katmanlı algılayıcıların işlem yeteneği, ağda bulunan sinir hücrelerinin doğrusal olmama özelliğine dayanır. Sinir hücreleri doğrusal elemanlar olsalardı, iki veya üç katmanlı algılayıcılar yerine uygun ağırlık değerine sahip tek katmanlı bir ağ kullanılabilirdi.



Şekil 2–10 Çok katmanlı temel algılayıcı yapısı

Temel yapıdaki katmanlar aşağıdaki işlevleri yerine getirirler:

**Giriş katmanı:** Dış ortamdan bilgiyi alan ve bunu işlem yapmak üzere YSA’ya aktaran sinir ağı katmanıdır. Girişler sensörlerden alınabilecek sinyaller olabileceği gibi, modellenen sistemlerden sağlanan sinyaller de olabilir.

**Gizli katman:** Giriş katmanından bilgiyi alan ve çıkışa ileten sinir ağı katmanıdır. Dış dünyayla direkt bir bağlantısı yoktur. Gizli katmandan diğer katmanlara tüm bağlantılar sistem içerisinde gerçekleştirilir.

**Çıkış katmanı:** İşlenmiş bilgiyi alan ve sistem çıkışına çıkış sinyalleri olarak gönderen sinir ağı katmanıdır.

Bias: Sinir hücresi üzerinde değer kaydırma (offset) görevi yapar. Bias'ın görevi, sinir hücrelerinin aktivasyonu için bir eşik değerinin sağlanmasıdır. Bias girişi, ağdaki her bir gizli katmana ve çıkış katmanına bağlanır.

### 2.2.5. Uyarlamalı Ağ Tabanlı Bulanık Çıkarım Sistemi (UABS)

Bulanık mantık ve sinir ağları yapısı bakımından düşünüldüğünde birbirini tamamlayan makine öğrenme sistemleridir. Sinir ağları düşük seviyeli hesaplama yapılarında iyi bir performans sağlarken, ham verilerde bulanık mantık dilsel yorumlarla daha yüksek seviyeli performans sağlayabilir. Ancak bulanık mantık sistemi yeni çevre şartları için kendini yenileyemez ve öğrenme yetisi de yoktur. Diğer taraftan sinir ağlarının öğrenme kabiliyeti vardır. Bu iki yapının birleştirilmesi bulanık mantık çıkarım sistemine öğrenme kabiliyeti eklemiştir ve bulanık mantık çıkarım sistemini daha etkili hale getirmiştir. Ortaya çıkan yapıyı sadece öğrenme kabiliyeti olarak açıklamak yetersiz kalır. Buna ilaveten bu birleşme sonucu bulanık mantık parametrelerinin eniyilenmesinde de gelişme olmuş, en küçük kareler metodu ve gradyent metotlarının kazanımı ile bulanık mantık sinir ağları metodundan daha hızlı yakınsayan bir metot haline dönüşmüştür.

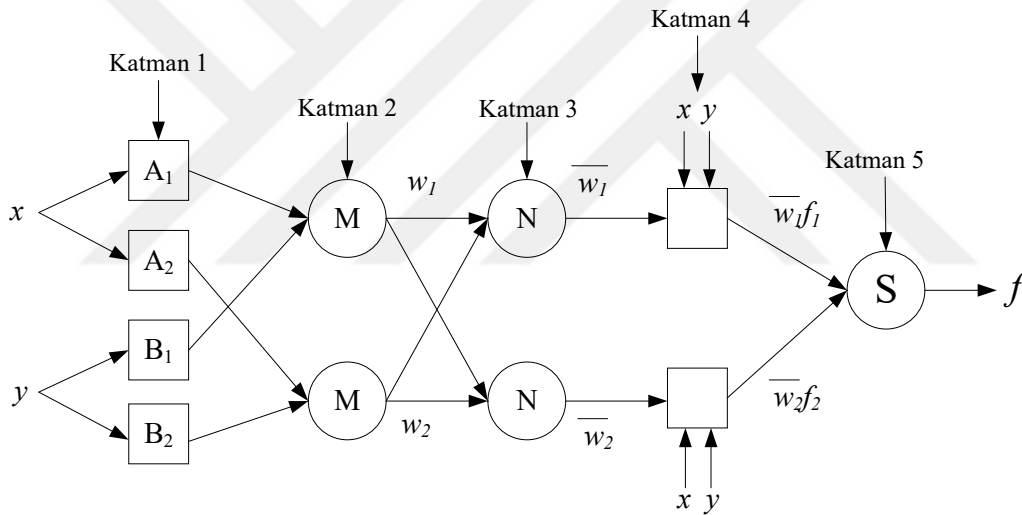
Öncelikle UABS'yi tanımlayabilmek için sinir ağı bulanık mantığın ne olduğuna bakmakta fayda vardır. Bir nero-fuzzy sistem, öğrenme parametrelerinin, bulanık mantık (fuzzy) setlerinin ve bulanık mantık kurallarının elde edilmesinde YSA teoreminden esinlenilmiş bir çıkarım sistemini kullanır. Modern neuro-fuzzy sistemler genellikle özel yapılı ileri beslemeli çok katmanlı YSA yapısıdır (Lin ve Lee, 1996)

UABS'nin yapısı da YSA gibi ileri beslemeli bir yapıdır. Üretilen her çıktı, geriye bakılmaksızın bir sonraki katman için işlenmesi gereken yeni bir veriyi oluşturur. Genel olarak bir ağ tabanlı bulanık mantık çıkarım sistemi bir giriş, bir çıkış ve 3 gizli katman olmak üzere 5 katmandan oluşur. Üç gizli katman, üyelik fonksiyonlarını ve bulanık mantık kurallarını içerir.

UABS'nin temel yapısı aynı kalmakla birlikte dilsel ifadelerle olan bakış açıları farklılığı bulanık mantığın türevlerinin oluşmasının önünü açmıştır. Mamdani ve Sugeno modeli olmak üzere iki adet berraklaştırma (defuzzication) modeli vardır (Roychowdhury ve Wang, 1996). Ebrahim Mamdani'nin önermiş olduğu geri çözümleme sisteminde hem giriş hem de çıkış üyelik fonksiyonları fuzzy setlerinden oluşur. Diğer yöntem ise TSK

(Tagaki-Sugeno-Kanga) metodu olarak bilinir ve bu berraklaştırma yönteminde, çıkış fonksiyonu doğrusal değişkenlerden ya da sabit sayılardan oluşur. Bu yönüyle Sugeno modeli Mamdaninin önerisinden daha basit ve etkili kalmaktadır. Sugeno, Tagaki gibi önerenlerin isimleri ile bulanık mantık çalışmaları anılır olmuştur. Fuzzy'nin temelindeki dilsel ifadelerin kullanımı UABS'nin de temelidir. Ancak bu dilsel ifadelerin eniyilenmesi, bir ağ ile yapılmaktadır. Bu da UABS'nin işlem gücüne paralel veri işleme kabiliyeti ile beraber öğrenme yetisi katmaktadır. UABS uygulamalarında Sugeno en yaygın tercih edilen bulanık mantık modelidir. Sugeno ile Tsukama metotlarında UABS'nin katman sayıları arasında bir fark yoktur. Yalnızca Tsukama modeli katman 2'den katman 4'e ileri yönde bir ilave besleme yapar.

Şekil 2-11'de UABS yapısını basitleştirmek için iki girişli bir Sugeno modeli, UABS yapısı ve çalışması verilmiştir.



Şekil 2-11 İki girişli UABS yapısı

Katman 1: Bu katmandaki her bir düğüm, düğüm fonksiyonu  $x$  veya  $y$ 'nin  $A$  ve  $B$  ile ifade edilen dilsel ifadelerinin uyarlanabilir bir şeklini oluşturur.

Katman 2: Bu katmandaki her bir düğüm  $P$  ile gösterilen sabit düğümlerdir. Bu düğümün çıkışları kendisine gelen tüm sinyallerden türetilir.

Katman 3: Bu katmanda bir önceki katmanda oluşan ağırlıklar kendi içlerinde normalize edilirler.

Katman 4: Bu katmanda daha önceden belirlenen fonksiyonlarla üretilen ağırlıklar kullanılarak son katman öncesi çıkışlar elde edilirler.

Katman 5: Bu katman yalnızca toplam sembolünü içeren tek düğümlü bir katmandır. Bu girişe gelen tüm değerler bir toplama işlemine tabi tutularak berraklaştırılan değerlerden UABS sonucu hesaplanır.

Buraya kadar anlatılanlar UABS'nin çıkış değerini nasıl ürettiği ile ilgilidir. Ancak UABS'yi asıl cazip kılan bu değerleri hesaplayabilmesi değil bu üyeliğe ve (burada anlatılan şekli ile birinci dereceden Sugeno) fonksiyonlara ait parametreleri oldukça hızlı bir şekilde hesaplayabilmesidir. UABS de YSA gibi ileri yön beslemeli bir ağ yapısına sahiptir.

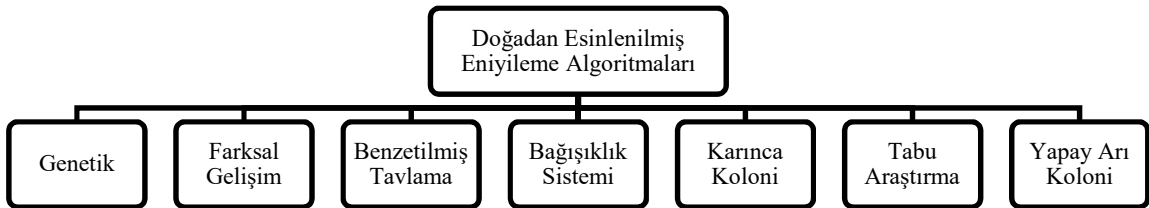
UABS'nin çalışması boyunca adaptif olarak değiştirebileceği bir diğer parametre seti de şartlı kurallara bağlı olunan fonksiyona ait parametre değerleridir. Bu ayarlanması gereken parametreler, çıkıştan bir önceki katmanda yer alan fonksiyonun katsayılarıdır. Yukarıda bahsedilen giriş uzayına ait parametreler, tahmini öncül parametreler olarak kabul edilirler.

### 3. MATERYAL VE METOT

#### 3.1. Doğadan Esinlenmiş Eniyileme Algoritmaları

Mühendislik alanında karşılaşılan problemler, doğrusal olmayan eniyileme problemi olarak modellenebilmektedir. Eniyileme, en basit tanımı ile bir sistemin istenen özelliklerini artırırken istenmeyen özelliklerini azaltma işlemidir. Başka bir deyişle kazancı arttırmayı ve maliyeti azaltmayı hedefler. Uygulamadaki problemlerin çoğu doğrusal olmayan yapıdadır. Değişken sayısına ve veri tiplerine bağlı olarak eniyileme problemlerinin zorluk dereceleri de artabilmektedir. Bu tür eniyileme problemlerinin çözümünde klasik eniyileme algoritmaları yetersiz kalabilmektedir. Son yıllarda doğadan esinlenilmiş eniyileme algoritmaları, zorlu mühendislik problemlerinin çözümünde başarılı sonuçlar vermektedir. Doğrusal olmayan bu problemlerin çözümüne yönelik geliştirilmiş birçok algoritma bulunmaktadır.

Şekil 3-1’de en çok kullanılan doğadan esinlenmiş eniyileme algoritmaları verilmiştir (Karaboğa, 2018). Bu tip problemlerin klasik yöntemlerle çözümü, problemin yapısına bağlı olarak hem modellemede hem de çözüm sürecinde zorluklar içermektedir. Bazen istenilen sonuca ulaşmak zorlaşmaktadır veya sonuca ulaşılabilirse bile ulaşılma süresi uzamaktadır. Doğadan esinlenmiş algoritmalar, doğada en iyi olarak işleyen olayların matematiksel modellenmesi çıkarılmak suretiyle benzetilmesinin yapılması sonucu elde edilmiştir. Popülasyon temelli sezgisel yöntemler birçok noktada arama yapabildiği için hızlı bir şekilde sonuç verebilmektedirler. Bu yöntemlerden bazıları genetik algoritma, farksal gelişim algoritması, karınca kolonisi algoritması, yapay arı koloni algoritması ve benzetilmiş tavlama algoritmasıdır. Algoritmalarda kullanılan amaç fonksiyonları farklı biçimlerde tanımlanabilir. Bu fonksiyonlar evrimsel algoritmaların kilit noktalarından biridir. Yanlış bir amaç fonksiyonu ile çözümü çok kolay olan problemler için bile bu algoritmalar yakınsama sağlamayabilir.



Şekil 3-1 Doğadan esinlenmiş eniyileme algoritmaları

Bu tez çalışmasında, VEMO'nun eniyilenecek yapılandırılmasında doğadan esinlenilmiş eniyileme algoritmalarından biri olan Farksal Gelişim (FG) algoritması kullanılacaktır.

### **3.1.1. Farksal Gelişim Algoritması (FG)**

FG, Storn ve Price tarafından 1995 yılında geliştirilmiştir (Storn ve Price, 1997). FG, özellikle verinin sürekli olduğu problemlerde etkin sonuçlar verebilen, işleyiş ve operatörler itibariyle genetik algoritmaya benzeyen popülasyon temelli sezgisel eniyileme algoritmasıdır.

#### **3.1.1.1. FG Algoritmasının Özellikleri**

FG; temel olarak genetik algoritmalara dayanmaktadır, popülasyon tabanlıdır ve aynı anda birçok noktada araştırma yapabilmektedir. FG'de, operatörler yardımıyla iterasyonlar boyunca problemin çözümü için daha iyi sonuçlar araştırılmaktadır; klasik ikili genetik algoritmalarından farklı olarak değişkenler gerçek değerleriyle temsil edilmektedir.

Genetik algoritmalarındaki çaprazlama, mutasyon ve seçim operatörleri FG'de de kullanılmaktadır. Diğer algoritmalarından farklı olarak FG'de, her bir operatör tüm popülasyona sırayla uygulanmaktadır. Kromozomlar tek tek ele alınmaktadır, rastgele seçilen üç kromozom kullanılarak yeni bir birey elde edilmektedir. Bu işlemler sırasında mutasyon ve çaprazlama operatörleri kullanılmaktadır. Mevcut kromozom ile elde edilen yeni kromozomun uygunlukları karşılaştırılarak uygunluğu daha iyi olan kromozom, yeni birey olarak bir sonraki popülasyona aktarılmaktadır.

FG algoritmasının diğer algoritmalarından üstün bir özelliği, kolayca kodlanabilmesidir. Diğer algoritmalar için binlerle ifade edilen satırdan oluşan kodlar söz konusu iken FG algoritması için yaklaşık 20 satırlık kod yeterli olmaktadır.

#### **3.1.1.2. FG Algoritmasının Parametreleri**

FG'de popülasyonun her bir bireyine "gen" (boyut) denir. Genlerin gruplandırılmasıyla oluşturulan yeni kümeler "kromozom" denir. Amaç, problemin tüm kısıtlarını sağlayan en iyi çözümü araştırmaktır. FG terminolojisinde 'amaç fonksiyonu' (objective-function), 'maliyet fonksiyonu' (cost-function) olarak da adlandırılabilir. Kısıtlardan uzaklaşmalar durumunda, ceza katsayılarıyla uygunluk fonksiyonunun değeri

düşürülmektedir ve böylece uygun çözüm alanından uzaklaşmalar cezalandırılmaktadır. FG’de kullanılan parametreler aşağıdaki gibi Çizelge 3.3’de gösterilmiştir.

Parametre	Açıklama
$NP$	Popülasyon Büyüklüğü (kromozom sayısı)
$D$	Değişken Sayısı (gen sayısı) $(1, 2, 3, \dots, j)$
$CR$	Çaprazlama Faktörü $[0.1, 1.0]$
$G$	Nesil $(1, 2, 3, \dots, G_{\max})$
$F$	Ağırlık Faktörü
$x_{j,i,G}$	$G$ neslindeki, $i$ kromozomunun $j$ parametresi (gen)
$n_{j,i,G+1}$	Mutasyon ve çaprazlamaya tabi tutulmuş ara kromozom
$u_{j,i,G+1}$	$x_j, i, G'$ den bir sonraki nesil için üretilen kromozom (child-trial)
$r_{1,2,3}$	Yeni kromozomun üretilmesinde kullanılacak rasgele seçilmiş kromozomlar $r_{1,2,3} \in \{1,2,3, \dots, NP\}$ $r_1 \neq r_2 \neq r_3 \neq i$
$x_j^{(l)}, x_j^{(u)}$	Değişkenlere ait alt ve üst sınır değerleri

Çizelge 3-1 FGA’da kullanılan parametreler

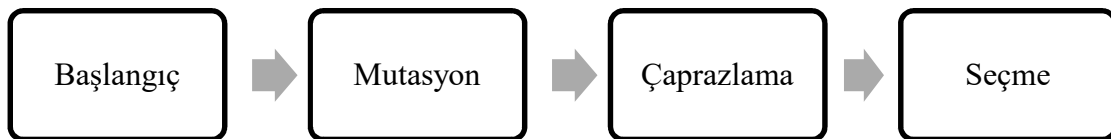
Eniyileme problemleri genel olarak aşağıdaki gibi ifade edilebilir,

$$\begin{aligned}
 & \text{Minimize } f(x) \\
 & \text{Kısıtlar } g_k(x) \leq 0 \\
 & x_j^{(l)} \leq x_j \leq x_j^{(u)}, \quad j = 1, 2, \dots, n
 \end{aligned} \tag{3-1}$$

$f(x)$  amaç fonksiyonu,  $g_k(x)$  kısıtlar seti ve  $X = \{x_1, x_2, x_3, \dots, x_n\}$  gerçek değerli değişkenler setidir.  $x_j^{(l)}$  ve  $x_j^{(u)}$  sırasıyla değişkenlere ait alt ve üst sınır değerleridir.

Genlerle temsil edilen problem değişkenlerinin FG operatörleri ile sınır dışında belirlenmeleri durumu sürekli kontrol edilmelidir. Aksi takdirde çözüm uygun olmayan alanlara kayacak ve belki de sonsuza gidecektir. Bunun engellenmesi için ise yapılabilecek iki düzeltme söz konusudur. Sınır dışındaki değerlerin sınıra çekilmesi, değişkenin alt ya da üst sınır değeri alması düzeltme alternatiflerinden birincisidir. İkincisi ise sınırların dışında değer almış değişkenlerin yeni değerlerinin alt ve üst sınır arasında rastgele belirlenmesidir. Problemin amaç fonksiyonu, değişkenler ve kısıtlar belirlendikten sonra FG işlemleri adım adım izlenerek uygulanır.

Genel olarak FG’nin operatörleri ve sıraları Şekil 3-2’de gösterilmiştir. Şekilde de görüldüğü gibi dört farklı operatör mevcuttur.



Şekil 3-2 Operatörler ve uygulama sıraları



### 3.1.1.3. Kodlama ve Başlangıç Popülasyonu

Başlangıçta  $NP$  adet  $D$  boyutlu kromozomdan meydana gelen başlangıç popülasyonu üretilir. Başlangıç popülasyonun üretilmesinde kullanılan operatörün matematiksel ifadesi aşağıdaki gibidir,

$$\forall i \leq NP \wedge \forall j \leq D: x_{j,i,G=0} = x_j^{(l)} + rand_j[0,1].(x_j^{(u)} - x_j^{(l)}) \quad (3-2)$$

Burada,  $x_j^{(l)}$  ve  $x_j^{(u)}$  sırasıyla değişkenlere ait alt ve üst sınır değerleri,  $P$  kromozom sayısı ve  $D$  değişken sayısı (gen sayısı) ( $j = 1, 2, \dots, D$ ),  $j$  gen parametresidir. Başlangıç popülasyonu üretildikten sonra, açıklanan operatörler  $G_{max}$  (en yüksek nesil sayısı) sayısına ulaşıncaya kadar uygulanarak algoritma tamamlanır. Son nesildeki en iyi birey çözüm vektörüdür.

### 3.1.1.4. Mutasyon

Mutasyon sonucunda, rastgele seçilen iki kromozomun genlerinin birbirinden çıkarılması ile elde edilen yeni kromozomun her bir geni ağırlık faktörü ile ağırlıklandırılır ve ortaya çıkan kromozom rastgele seçilen üçüncü kromozom ile toplanarak yeni bir kromozom elde edilir. Mutasyon operatörüne ait matematiksel ifade aşağıdaki gibidir,

$$\forall j \leq D: n_{j,i,G+1} = x_{j,r_3,G} + F.(x_{j,r_1,G} - x_{j,r_2,G}) \quad (3-3)$$

Burada,  $D$  değişken sayısı (gen sayısı) ( $j = 1, 2, \dots, D$ ),  $j$  gen parametresi,  $F$  ağırlık faktörü,  $n_{j,i,G+1}$  mutasyon ve çaprazlamaya tabi tutulmuş ara kromozom,  $i$  kromozom parametresi,  $r_{1,2,3}$  yeni kromozomun üretilmesinde kullanılacak rastgele seçilmiş kromozomlardır.  $F$  parametresi genellikle 0–2 arasında değerler almaktadır. Mutasyon sonucunda, çaprazlamada kullanılacak olan kromozom elde edilir ( $n_{j,i,G+1}$ ).

### 3.1.1.5. Çaprazlama

FG’de kullanılan çaprazlama yöntemi ile  $CR$  katsayısı dikkate alınarak mutasyon sonucunda oluşan yeni genlerden hangilerinin alınacağı belirlenmektedir. 0 ile 1 arasında üretilen rastgele sayı  $CR$ ’den küçükse gen,  $n_{j,i,G+1}$ ’den seçilir; aksi takdirde mevcut kromozomdan seçilir. Buradaki amaç, belirlenen oranda genin yeni fark kromozomundan alınmasıdır. Çaprazlama işleminin matematiksel ifadesi Eşitlik (3–4)’de gösterilmektedir,

$$\forall j \leq D: x_{j,u,G+1} = \begin{cases} x_{j,n,G+1} & \text{eğer } \mathit{rand}[\mathbf{0}, \mathbf{1}] \leq CR \ \forall j = j_{\mathit{rand}} \\ x_{j,i,G} & \text{aksi durumda} \end{cases} \quad (3-4)$$

Burada,  $D$  değişken sayısı (gen sayısı) ( $j = 1, 2, \dots, D$ ),  $j$  gen parametresi,  $i$  kromozom parametresi ve  $n_{j,i,G+1}$  mutasyon ve çaprazlamaya tabi tutulmuş ara kromozomdur. Buradaki  $j = j_{\mathit{rand}}$  koşulu, en az bir tane genin üretilen yeni kromozomdan alınmasını garanti etmek amacıyla konulmuştur. Rastgele seçilen  $j_{\mathit{rand}}$  noktasındaki gen  $CR$ 'ye bakılmaksızın  $n_{j,i,G+1}$ 'den seçilir.

### 3.1.1.6. Seçim

Seçim operatörü ile mevcut nesilden üretilen yeni kromozomlar değerlendirilerek yeni nesil oluşturulur. Kromozomların yeni nesilde yer alma olasılıkları, uygunluklarına bağlıdır. Karşılaştırılan kromozomlardan uygunluğu yüksek olan kromozom, yeni neslin bireyi olarak atanmaktadır. Seçim operatörüne ait işlem, Eşitlik (3-5)'te görülmektedir.

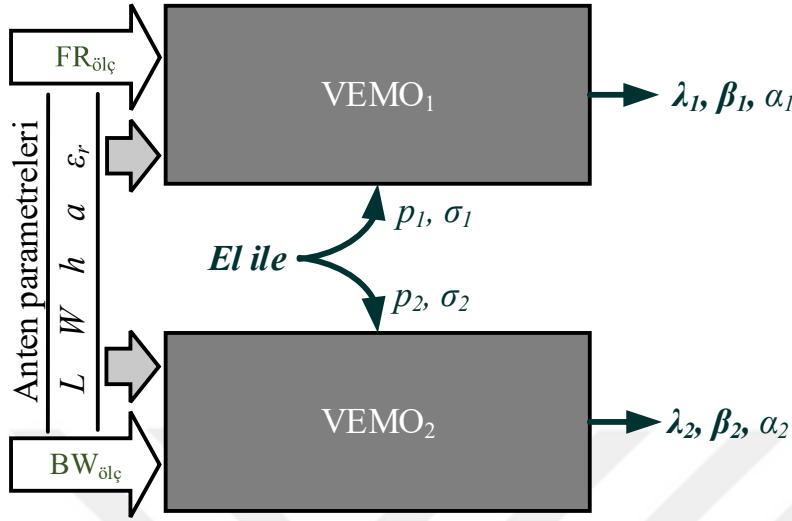
$$\forall i \leq NP : x_{i,G+1} = \begin{cases} x_{u,G+1} & \text{eğer } f(x_{u,G+1}) \leq f(x_{i,G}) \\ x_{i,G} & \text{diğer durumda} \end{cases} \quad (3-5)$$

## 3.2. Vekil Model

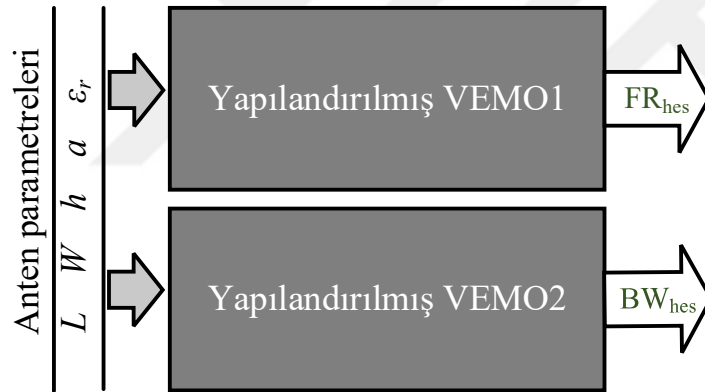
VEMO, zor ve karmaşık sistemleri modellemeye yarayan etkin bir hesaplamalı yaklaşımdır. VEMO, kompakt ve analitik bir strateji benimseyerek sistemlerin girişleri ve çıkışları arasındaki ilişkiyi taklit ederek modelleme yapar. Bu ilişki, bir çekirdek interpolasyon fonksiyonu üzerine inşa edilir. Giriş ve çıkış arasındaki veri setine bağlı olarak modeldeki ağırlık vektörleri kullanılarak VEMO yapılandırılır. Bu nedenle güçlü bir VEMO için modelin sıkı olarak uyumlandırılması çok önemlidir.

Şekil 3-3'te görüldüğü gibi oldukça hızlı ve doğruluğu yüksek bir meta model olan VEMO, giriş-çıkış ilişkisi üzerinden interpolasyon fonksiyonlarını uyumlandırarak yapılandırılır. Böylece, VEMO'nun yapılandırılmasında kullanılmayan herhangi bir giriş veri kümesinin çıkış değeri, test için VEMO aracılığı ile Şekil 3-4'te gösterildiği gibi yaklaşık olarak hesaplanabilir. Fonksiyon seçimleri ve ağırlık vektörlerinin belirlenmesi, VEMO'nun yapılandırılmasında çok önemlidir. Literatürde çeşitli interpolasyon fonksiyonları bulunmaktadır. Bunların en bilinenleri radyal temelli fonksiyon (RTF) (Powell, 1987), cevap yüzey yöntemi (CYY) (Box ve Wilson, 1951) ve Kriging'dir (Krige, 1951). RTF, hesaplaması kolay olması ve basit olması nedeniyle VEMO'nun

yapılandırılmasında çokça kullanılmaktadır (Müller ve Shoemaker, 2014). Radyal temelli VEMO'nun yapısı Eşitlik (3–6)'da verilmiştir.



Şekil 3–3 VEMO'nun analitik olarak yapılandırılması



Şekil 3–4 VEMO ile test işlemi: VEMO'nun yapılandırılmasında kullanılmayan herhangi bir giriş veri kümesinin çıkış değerinin yaklaşık olarak hesaplanması

$$\hat{y}(\hat{x}) = \sum_{i=1}^N \lambda_i \phi(r) + \beta^T \hat{x} + \alpha \quad (3-6)$$

Burada  $\hat{y}(\hat{x})$ , giriş vektörü  $\hat{x}$  için VEMO'nin çıkış vektörüdür. Bizim problemimizde,  $\hat{x}$  DMA'nın anten parametreleridir ve  $\hat{y}(\hat{x})$  ise ona karşılık gelen rezonans frekansı (RF) veya bant genişliği (BW) değeridir. Her bir  $\hat{x}_i$  DMA için kullanılan veri kümesinin içindeki bir antene karşılık gelir.  $\lambda = [\lambda_1, \dots, \lambda_N]^T$ , giriş verisi  $N$  sayıda birincil ağırlık vektörüdür. Başka bir deyişle  $N$ , VEMO'nun yapılandırma aşamasında kullanılacak 27 adet DMA'nın sayısıdır.  $\beta = [\beta_1, \dots, \beta_d]$  ikincil ağırlık vektörüdür ve  $d$  veri kümesinin boyutudur. Başka bir deyişle kullanılan problemde  $d = 5$  ile DMA'nın parametrelerinin

sayısıdır.  $\alpha$ , ağırlık sabitidir.  $r = \|\hat{x}_l - \hat{x}_v\|$  değeri  $l, v=1, \dots, N$  ile Euclidean normudur. Bu tez çalışmasındaki uygulamada, aşağıdaki güç-üstel RTF seçilmiştir.

$$\phi(r) = \exp\left(\frac{-r^p}{\sigma^p}\right) \quad (3-7)$$

Burada,  $\sigma$  ve  $p$  el yordamı ile belirlenerek VEMO'nun ayarlanmasına olanak sağlayan RTF'nin sırasıyla güç faktörü ve genişliğidir. Sıkı bir şekilde uyumlandırılmış bir VEMO için bu faktörler mümkün olduğu kadar en iyi belirlenmelidir. Giriş-çıkış ilişkisi Eşitlik (3-6)'daki gibi oluşturulduktan sonra, ağırlık vektörleri ve sabitini bulmak için aşağıdaki ifadenin çözülmesi gerekmektedir (Powell, 1987).

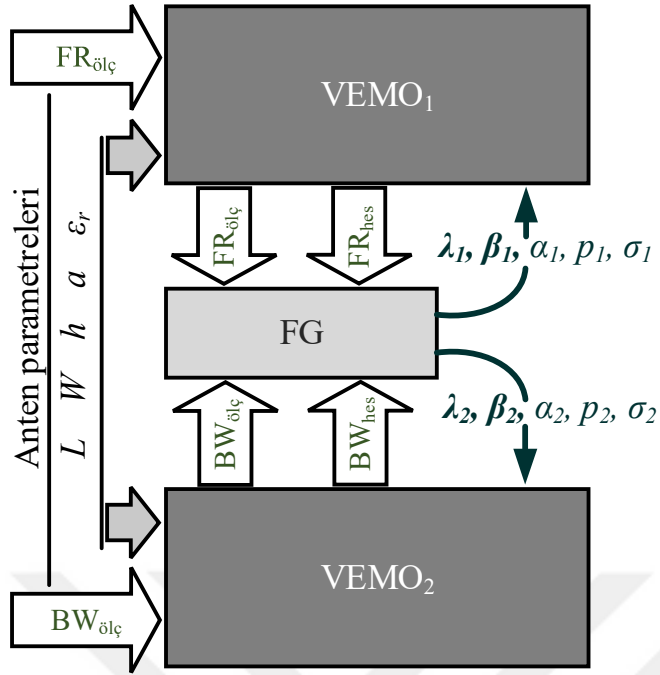
$$\begin{bmatrix} \Phi & \mathbf{P} \\ \mathbf{P}^T & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda \\ \mathbf{c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{y}} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (3-8)$$

Burada,  $\mathbf{P} = [\hat{x}_1^T, \dots, \hat{x}_N^T; 1, \dots, 1]^T$  ve  $\mathbf{c} = [\beta_1, \dots, \beta_d, \alpha]^T$  dir. Bundan dolayı birincil ve ikincil ağırlık vektörleri ( $\lambda, \beta$ ) ve sabit ( $\alpha$ ) değerleri analitik olarak aşağıdaki şekilde çözülebilir,

$$\begin{bmatrix} \lambda \\ \mathbf{c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi & \mathbf{P} \\ \mathbf{P}^T & \mathbf{0} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{y}} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (3-9)$$

Böylece nihai VEMO, belirlenen ağırlık vektörleri Eşitlik (3-6)'da verilen ana VEMO yapısında yerine konularak yapılandırılır. Bundan dolayı herhangi bir DMA'nın RF veya BW değeri, test için yapılandırılan VEMO aracılığıyla hesaplanabilir.

Genel olarak ağırlık vektörleri, buraya kadar bahsedildiği gibi analitik olarak belirlenir. Bununla birlikte, bu şekilde bir yapılandırma, model giriş-çıkış ilişkisine sıkıca uyumlandırılmayabilir. Bu tez çalışmasında; FG algoritması, ilk olarak VEMO'nun ağırlık vektörlerini ve RTF faktörlerini hep birlikte optimal bir şekilde bulmak için kullanılmıştır. Önerilen VEMO-tabanlı DMA'nın hesaplamalı analizine ilişkin yapılandırma işlemleri blok şemaları Şekil 3-5'de gösterilmektedir.



Şekil 3-5 VEMO'nun FG algoritması kullanılarak yapılandırılması

#### 4. BULGULAR

VEMO'nun yapılandırılması ve test edilmesinde, Çizelge 4-1'de verilen DMA veri seti kullanılmıştır (Kara, 1996b, 1996a, 1996d).

Anten numarası	DMA'nın parametreleri				
	$W$	$L$	$a$	$h$	$\epsilon_r$
1	8.50	12.90	4.15	0.17	2.22
2	20.00	25.0	6.83	0.79	2.22
3	10.63	11.83	3.90	0.79	2.22
4 <sup>a</sup>	20.74 <sup>a</sup>	26.2 <sup>a</sup>	10.2 <sup>a</sup>	0.79 <sup>a</sup>	2.55 <sup>a</sup>
4 <sup>b</sup>	11.85 <sup>b</sup>	7.90 <sup>b</sup>	4.10 <sup>b</sup>	0.17 <sup>b</sup>	2.22 <sup>b</sup>
5	9.10	10.00	3.75	1.27	10.2
6	17.20	18.60	5.94	1.57	2.33
<b>7<sup>test</sup></b>	<b>18.10</b>	<b>19.60</b>	<b>6.27</b>	<b>1.57</b>	<b>2.33</b>
8	12.70	13.50	4.25	1.63	2.55
9	15.00	16.21	5.28	1.63	2.55
<b>10<sup>test</sup></b>	<b>13.37</b>	<b>14.12</b>	<b>4.75</b>	<b>2.00</b>	<b>2.55</b>
11	11.20	12.00	4.25	2.42	2.55
12	14.03	14.85	4.60	2.52	2.55
13	15.30	16.30	4.70	3.00	2.50
<b>14<sup>test</sup></b>	<b>9.05</b>	<b>10.18</b>	<b>3.70</b>	<b>3.00</b>	<b>2.50</b>
15	11.70	12.80	3.40	3.00	2.50
16	13.75	15.80	5.82	4.76	2.55
17	7.76	10.80	4.03	3.30	2.55
<b>18<sup>test</sup></b>	<b>7.90</b>	<b>12.55</b>	<b>3.00</b>	<b>4.00</b>	<b>2.55</b>
19	9.87	14.50	3.75	4.50	2.55
20	10.00	15.20	3.45	4.76	2.55
21	8.14	14.40	3.10	4.76	2.55
22	7.90	16.20	3.50	5.50	2.55
23	12.00	19.70	2.55	6.26	2.55
24	7.83	23.00	4.25	8.45	2.55
25	12.56	27.56	3.20	9.52	2.55
26	9.74	26.20	3.10	9.52	2.55
<b>27<sup>test</sup></b>	<b>10.20</b>	<b>26.40</b>	<b>3.55</b>	<b>9.52</b>	<b>2.55</b>
28	8.83	26.76	3.06	10.00	2.55
29	7.77	28.35	3.20	11.00	2.55
30	9.20	31.30	3.00	12.00	2.55
31	10.30	33.80	3.60	12.81	2.55
32	12.65	35.00	3.70	12.81	2.55
<b>33<sup>test</sup></b>	<b>10.80</b>	<b>34.00</b>	<b>3.70</b>	<b>12.81</b>	<b>2.55</b>

<sup>a</sup>sadece BW'nin hesaplanması için (Kara, 1996b)

<sup>b</sup>sadece FR'nin hesaplanması için FR (Kara, 1996d)

Çizelge 4-1 Yapılandırma/egitim ve test için kullanılan ölçülen DMA veri seti (boyut birimi: mm) (Kara, 1996b, 1996a, 1996d)

Bu antenler literatürde hesaplamaya ve formülasyona dayalı yaklaşımların geliştirilmesinde sıkça kullanılmıştır (Akdagli, 2007a, 2007b; Chen ve Tian, 2014;

Gultekin ve ark., 2003; Guney, 2003; Guney ve Gultekin, 2004; Guney ve ark., 2002; Guney ve Sarikaya, 2006, 2007, Kara, 1996c, 1996d, 1996a, 1996b; Karaboga ve ark., 1999; Merad ve ark., 2011; Sagiroglu ve ark., 1999; Sagiroglu ve Kalinli, 2005). Burada kullanılan DMA veri seti, birbirinden farklı geometrik ve elektriksel parametrelere sahip 33 adet ölçülmüş antenlerin parametreleridir. Bu sayede önerilen VEMO, bu veri setini kullanan diğer çalışmalar ile adil olarak karşılaştırılma olanağına sahip olmuştur. Diğer çalışmalar gibi bu 33 adet veri setinden, 27 adedi DMA modelinin yapılandırılmasında ve geriye kalan 6 adedi ise VEMO'nun test edilmesinde kullanılmıştır. FR ve BW hesabının yapılabilmesi için VEMO'nun FG algoritması ile eniyilenmesi için FG, Çizelge 4-2'de verilen kontrol parametreleri kullanılarak ayarlanmıştır.

$G_{max}$	$NP$	$D$	$F$	$CR$
250	30	70	0.6	0.8
Sınır değer	$x_j^{(l)}$		$x_j^{(u)}$	
	$\lambda$ ve $\beta$ için		$\alpha$ , $p$ ve $\sigma$ için	
	0	10	-250	250

Çizelge 4-2 FG algoritmasının ayarlanmasında kullanılan kontrol parametreleri

Analitik olarak yapılandırılmış VEMO veya FG ile eniyilenmiş VEMO'ya ait RF ve BW sonuçları sırasıyla Çizelge 4-3 ve Çizelge 4-4'te verilmiştir. VEMO'nun FR sonuçları aynı zamanda literatürde sunulan YSA (Merad ve ark., 2011), UABS (Guney ve Sarikaya, 2007) ve formül (Akdagli, 2007a) ile elde edilen sonuçlar ile Çizelge 4-3'de karşılaştırılmıştır. Benzer şekilde, VEMO ile elde edilen BW değerleri ile literatürde raporlanan YSA (Gultekin ve ark., 2003), UABS (Guney ve Sarikaya, 2006) ve formül (Kara, 1996a) sonuçları karşılaştırılmıştır. Literatürde aynı veri setini kullanan daha fazla çalışma olmasına rağmen çizelgelerde YSA, UABS ve formül tabanlı çalışmalardan en iyi sonuçları veren yaklaşımlar birbirleriyle karşılaştırılmıştır. Elde edilen sonuçlar, yapılandırma/egitim ve test bakımından toplam mutlak hata değerleri alınarak daha iyi bir analiz için çizelgelerin altlarında derlenmiştir. VEMO modeli, matematiksel bir çatı üzerinde yapılandırılırken, sinirsel modeller ise ağı eğitimi esaslarına dayanmaktadır. FG ile eniyilenmiş VEMO, FR'yi en iyi toplam mutlak hata ile 9.9 MHz olarak hesaplarken YSA'nın (Merad ve ark., 2011), UABS'nin (Guney ve Sarikaya, 2007) ve formülün (Akdagli, 2007a) sırasıyla 11.3 MHz, 31 MHz and 1001 MHz toplam mutlak hata ile hesapladıkları Çizelge 4-3'de görülmektedir.

Anten numarası	FR (MHz)					
	(Kara, 1996a, 1996d)	Bu çalışma		Literatür		
		Eniyilenmiş	Analitik	Sinirsel		Formül
		FG ile eniyilenmiş VEMO	VEMO	YSA (Merad ve ark., 2011)	UABS (Guney ve Sarikaya, 2007)	(Akdagli, 2007b)
1	7740	7740	7740	7740	7740	7737
2	3970	3970	3970	3970	3970	3925
3	7730	7730	7730	7730	7730	7730
4	8450	8450	8450	8451	8450	8415
5	4600	4600	4600	4600	4600	4600
6	5060	5060	5060	5060	5056	4948
<b>7<sup>test</sup></b>	<b>4805</b>	<b>4805</b>	<b>4830</b>	<b>4806</b>	<b>4805</b>	<b>4715</b>
8	6560	6560	6560	6560	6560	6578
9	5600	5600	5600	5600	5600	5546
<b>10<sup>test</sup></b>	<b>6200</b>	<b>6203.7</b>	<b>6191</b>	<b>6201</b>	<b>6200</b>	<b>6207</b>
11	7050	7050	7050	7050	7050	7060
12	5800	5800	5800	5800	5800	5802
13	5270	5270	5270	5270	5270	5204
<b>14<sup>test</sup></b>	<b>7990</b>	<b>7990</b>	<b>8000</b>	<b>7990</b>	<b>7990</b>	<b>7943</b>
15	6570	6570	6570	6570	6567	6441
16	5100	5100	5100	5100.5	5100	5259
17	8000	8000	8000	8000	8000	8000
<b>18<sup>test</sup></b>	<b>7134</b>	<b>7134</b>	<b>7136.8</b>	<b>7134</b>	<b>7134</b>	<b>7136</b>
19	6070	6070	6070	6070	6053	6041
20	5820	5820	5820	5821.4	5820	5815
21	6380	6380	6380	6380	6380	6431
22	5990	5990	5990	5990	5990	5971
23	4660	4660	4660	4660	4660	4583
24	4600	4600	4600	4600.1	4600	4600
25	3580	3580	3580	3579.3	3580	3580
26	3980	3980	3980	3978.8	3980	3965
<b>27<sup>test</sup></b>	<b>3900</b>	<b>3893.8</b>	<b>3909.7</b>	<b>3900.9</b>	<b>3903</b>	<b>3902</b>
28	3980	3980	3980	3980.3	3980	3978
29	3900	3900	3900	3902	3900	3900
30	3470	3470	3470	3470.2	3470	3479
31	3200	3200	3200	3200.9	3200	3196
32	2980	2980	2980	2980	2980	2986
<b>33<sup>test</sup></b>	<b>3150</b>	<b>3150</b>	<b>3168.7</b>	<b>3149.9</b>	<b>3154</b>	<b>3153</b>
Toplam mutlak hata	Yapılandırma/Eğitim	1.43e-10	369e-10	4.8	24	–
	Test	9.9	74.2	6.5	7	–
	Toplam	9.9	74.2	11.3	31	1001

Çizelge 4-3 Karşılaştırmalı ölçülmüş ve hesaplanan FR değerleri

YSA'nın ve UABS'nin sırasıyla 4.8 MHz ve 24 MHz toplam mutlak hata ile eğitimi gerçekleştirilmiştir. Burada formül, bütün veri seti üzerinden oluşturulduğu için formül için eğitim ve test işlemi yapılmamaktadır. Ayrıca, FG kullanılarak VEMO'nun toplam



mutlak hatasının 74.2 MHz'den 9.9 MHz'e düşürülmüş olması dikkat çekicidir. Böylece, FG sayesinde FR hesaplanmasında VEMO'nun doğruluğu yaklaşık olarak %87 oranında arttırılmıştır.

Anten numarası	BW (%)					
	(Kara, 1996b, 1996a)	Bu çalışma		Literatür		
		Eniyilenmiş	Analitik	Sinirsel		Formül
		FG ile eniyilenmiş VEMO	VEMO	YSA (Gultekin ve ark., 2003)	UABS (Guney ve Sarikaya, 2006)	(Kara, 1996a)
1	1.07	1.070	1.070	1.069	1.070	1.200
2	2.20	2.200	2.200	2.199	2.200	2.780
3	3.85	3.850	3.850	3.850	3.850	5.030
4	1.95	1.950	1.950	1.949	1.950	2.460
5	2.05	2.050	2.050	2.050	2.050	4.090
6	5.10	5.100	5.100	5.101	5.100	6.460
<b>7<sup>test</sup></b>	<b>4.90</b>	<b>4.899</b>	<b>4.860</b>	<b>4.560</b>	<b>4.926</b>	<b>6.170</b>
8	6.80	6.800	6.800	6.800	6.800	8.120
9	5.70	5.700	5.700	5.699	5.700	7.120
<b>10<sup>test</sup></b>	<b>7.70</b>	<b>7.600</b>	<b>7.603</b>	<b>7.811</b>	<b>7.716</b>	<b>9.160</b>
11	10.90	10.900	10.900	10.899	10.900	11.720
12	9.30	9.300	9.300	9.299	9.300	10.420
13	10.00	10.000	10.000	10.001	10.000	11.150
<b>14<sup>test</sup></b>	<b>16.00</b>	<b>16.000</b>	<b>16.002</b>	<b>15.954</b>	<b>16.059</b>	<b>15.160</b>
15	13.60	13.600	13.600	13.601	13.600	13.140
16	15.90	15.900	15.900	15.899	15.900	15.110
17	17.50	17.500	17.500	17.499	17.500	17.000
<b>18<sup>test</sup></b>	<b>18.20</b>	<b>18.197</b>	<b>18.205</b>	<b>18.345</b>	<b>18.304</b>	<b>17.770</b>
19	17.90	17.900	17.900	17.877	17.900	17.340
20	18.00	18.000	18.000	18.023	18.000	17.470
21	19.00	19.000	19.000	19.004	19.000	18.420
22	20.00	20.000	20.000	20.000	20.000	19.290
23	18.70	18.700	18.700	18.699	18.700	18.010
24	20.90	20.900	20.900	20.919	20.900	21.260
25	20.00	20.000	20.000	20.000	20.000	19.660
26	20.60	20.600	20.600	20.600	20.600	20.850
<b>27<sup>test</sup></b>	<b>20.30</b>	<b>20.289</b>	<b>20.601</b>	<b>20.237</b>	<b>20.307</b>	<b>20.610</b>
28	20.90	20.900	20.900	20.873	20.900	21.400
29	21.96	21.960	21.960	21.948	21.960	22.260
30	21.50	21.500	21.500	21.545	21.500	21.910
31	21.60	21.600	21.600	21.571	21.600	21.730
32	20.40	20.400	20.400	20.405	20.400	16.070
<b>33<sup>test</sup></b>	<b>21.20</b>	<b>21.217</b>	<b>21.345</b>	<b>21.265</b>	<b>21.183</b>	<b>21.550</b>
Toplam mutlak hata	Yapılandırma/Eğitim	1.75e-11	2.79e-11	0.199	0	-
	Test	0.131	0.589	0.770	0.229	-
	Toplam	0.131	0.589	0.969	0.229	23.920

Çizelge 4-4 Karşılaştırmalı ölçülmüş ve hesaplanan BW değerleri

Çizelge 4-2 üzerinden görüldüğü gibi VEMO'nun yapılandırılması yaklaşık olarak sıfır hata ile yapılmıştır. FG ile eniyilenmiş VEMO, BW'yi en iyi toplam mutlak hata %0.131 olarak hesaplarken YSA (Gultekin ve ark., 2003), UABS (Güney ve Sarıkaya, 2006) ve formül (Kara, 1996a) sırasıyla %0.969, %0.229 ve %23.920 toplam mutlak hata ile hesapladıkları Çizelge 4-4'te görülmektedir. BW hesabında da VEMO'nun yapılandırılması ve UABS'nin eğitimi yaklaşık olarak sıfır hata ile yapılmış olmasına rağmen YSA'nın toplam mutlak hatası %0.199 olarak gerçekleşmiştir. Ayrıca, FG kullanılarak VEMO'nun toplam mutlak hatasının %0.589'den %0.131'e düşürülmüş olması dikkate değerdir. FG sayesinde BW hesabında VEMO'nun doğruluğu yaklaşık olarak %78 iyileştirilmiştir. Yapılandırma aşamasında hem analitik hem de FG ile eniyilenmiş VEMO hem FR hem de BW hesabında diğerlerinden çok daha az hata ile oluşturulmuştur.

Sonuçlar gösteriyor ki, sinirsel ağ modelleri kapalı kutu halinde ve daha karmaşık yapıda olmasına rağmen VEMO daha iyi doğru sonuçlara sahiptir. Karmaşıklık bakımından VEMO, formülasyon ve sinirsel modellerin arasında olmasına rağmen VEMO, sinirsel modelin keskinliğine ve formülasyonun basitlik ve kullanılabilirlik gibi avantajlarına sahiptir. Ayrıca, bu tez çalışması ile FG gibi doğadan esinlenmiş algoritmaların VEMO'nun eniyilenmesinde kullanılabileceği gösterilmiştir. VEMO, antenlerin bilgisayar destekli tasarımı için faydalı, kullanışlı ve hızlı bir hesaplamalı analiz aracı olabilir.

## 5. TARTIŞMA VE SONUÇ

Mikroşerit antenlerin en önemli performans karakterleri FR ve BW'dir. Bu nedenle, bu değerlerin analizleri önemli bir araştırma konusu olmuştur. Bu karakteristiklerin analizine yönelik olarak literatürde, YSA ve UABS gibi sinirsel modellerin kullanıldığı daha birçok çalışma önerilmiştir. Bu tez çalışmasında, literatürde en çok çalışılan DMA'ların analizi için VEMO'ya dayanan hesaplamalı bir model önerilmiştir. RTF üzerinde oluşturulan VEMO'nun yapılandırma ve test aşamalarında, literatürde daha önce sunulan ölçülmüş 33 adet DMA'yı içeren bir veri seti kullanılmıştır. Bu 33 adet veri setinden 27 adedi yapılandırma için geriye kalan 6 adedi ise modelin doğruluğunu test etmek için kullanılmıştır. VEMO'nun ağırlık vektörleri, genellikle yapılandırma aşamasında veri setinin giriş-çıkış ilişkisi üzerinden elde edilir. Fakat bu şekilde yapılandırılan VEMO, söz konusu giriş-çıkış ilişkisine yeterince sıkı uyumlandırılamayabilir. Bu çalışmada, VEMO'nun ağırlık vektörleri ve RTF'nin güç-üstel faktörlerinin belirlenmesi için FG isimli doğadan esinlenmiş algoritmaya dayanan yeni bir yaklaşım kullanılması önerilmiştir. Analitik olarak yapılandırılmış VEMO ve FG ile eniyilenmiş VEMO, hem yapılandırma hem de test aşaması için literatürde daha önce önerilmiş sinirsel ağ modelleri ve formülasyona dayanan ifadelerle toplam mutlak hata açısından karşılaştırılmıştır.

Elde edilen sonuçlar gösteriyor ki VEMO, 9.9 MHz toplam mutlak hata ile en iyi FR'yi hesaplarken; sinirsel ağ modelleri olan YSA, 11.3 MHz ve UABS, 31 MHz toplam mutlak hata ile hesaplamaktadır. Öte yandan VEMO, %0.131 toplam mutlak hata ile en iyi BW'yi hesaplarken; sinirsel ağ modelleri olan YSA, %0.969 ve UABS, %0.229 toplam mutlak hata ile bulmaktadır. Bu arada, FG algoritması kullanılarak eniyilenmiş VEMO ile analitik olarak yapılandırılmış VEMO'ya göre FR hesabında %87, BW hesabında ise %78 oranında iyileşme sağlanmıştır. Önerilen VEMO'ya dayanan hesaplama yöntemi sinirsel ağ modellerinin keskinliğini ve fomülün basitliğini birleştirmiş olmaktadır. Bu çalışma ile bilgisayar destekli tasarım uygulamalarına aday olabilecek kolay, hızlı ve kullanışlı bir meta model önerilmiştir.

## KAYNAKLAR

- Agrawal, P. ve Bailey, M., 1977. An analysis technique for microstrip antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 25(6), 756–759.
- Akdagli, A., 2007a. A closed-form expression for the resonant frequency of rectangular microstrip antennas. *Microwave and Optical Technology Letters*. 49(8), 1848–1852.
- Akdagli, A., 2007b. An empirical expression for the edge extension in calculating resonant frequency of rectangular microstrip antennas with thin and thick substrates. *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*. 21(9), 1247–1255.
- Balanis, C.E., 2005. Antenna Theory: Analysis and Design, 3rd Edition - Constantine A. Balanis. *Book*. New Jersey: John Wiley & Sons, Inc.
- Bancroft, R., 2009. *Microstrip and printed antenna design*. SciTech Pub.
- Bhattacharyya, A., Shafai, L. ve Gary, R., 1991. Microstrip Antenna—A Generalized Transmission Line. *Progress In Electromagnetics Research*. 4, 45–84.
- Bonaccorso, G., 2018. *Mastering machine learning algorithms : Expert techniques to implement popular machine learning algorithms and fine-tune your models*.
- Box, G.E.P. ve Wilson, K.B., 1951. On the Experimental Attainment of Optimum Conditions. *Journal of the Royal Statistical Society: Series B (Methodological)*. 13(1), 1–45.
- Çakır, F.S., 2018. *Yapay Sinir Ağları Matlab Kodları ve Matlab Toolbox Çözümleri*. Nobel Yayıncılık.
- Carver, K. ve Mink, J., 1981. Microstrip antenna technology. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 29(1), 2–24.
- Chang, E., Long, S. ve Richards, W., 1986. An experimental investigation of electrically thick rectangular microstrip antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 34(6), 767–772.
- Chen, F. ve Tian, Y.B., 2014. Modeling resonant frequency of rectangular microstrip antenna using CUDA-based artificial neural network trained by particle swarm optimization algorithm. *Applied Computational Electromagnetics Society Journal*. 29(12), 1025–1034.
- Deschamps, G.A., 1953. Microstrip Microwave Antennas. *Third Symposium on the USAF Antenna Research and Development Program*. Monticello.
- Forrester, A.I.J., Sóbester, A. ve Keane, A.J., 2008. *Engineering design via surrogate modelling : a practical guide*. J. Wiley.
- Guha, D. ve Antar, Y., 2011. *Microstrip and printed antennas : new trends, techniques, and applications*. Wiley.

- Gultekin, S.S., Guney, K. ve Sagiroglu, S., 2003. Neural networks for the calculation of bandwidth of rectangular microstrip antennas. *Applied Computational Electromagnetics Society Journal*. 18(2), 46–56.
- Guney, K., 2003. A simple and accurate expression for the bandwidth of electrically thick rectangular microstrip antennas. *Microwave and Optical Technology Letters*. 36(3), 225–228.
- Guney, K. ve Gultekin, S.S., 2004. Artificial Neural Networks for Resonant Frequency Calculation of Rectangular Microstrip Antennas with Thin and Thick Substrates. *International Journal of Infrared and Millimeter Waves*. 25(9), 1383–1399.
- Guney, K., Sagiroglu, S. ve Erler, M., 2002. Generalized neural method to determine resonant frequencies of various microstrip antennas. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*. 12(1), 131–139.
- Guney, K. ve Sarikaya, N., 2006. Adaptive neuro-fuzzy inference system for the computation of the bandwidth of electrically thin and thick rectangular microstrip antennas. *Electrical Engineering*. 88(3), 201–210.
- Guney, K. ve Sarikaya, N., 2007. Adaptive neuro-fuzzy inference system for computing the resonant frequency of electrically thin and thick rectangular microstrip antennas. *International Journal of Electronics*. 94(9), 833–844.
- Gutton, H. ve Boissinot, G., 1955. Flat Aerial for Ultra High Frequencies. *French Patent No. 703 113*. (70313).
- Howell, J., 1975. Microstrip antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 23(1), 90–93.
- Itoh, T., 1974. Analysis of Microstrip Resonators. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 22(11), 946–952.
- Kara, M., 1996a. A novel technique to calculate the bandwidth of rectangular microstrip antenna elements with thick substrates. *Microwave and Optical Technology Letters*. 12(2), 60–64.
- Kara, M., 1996b. A simple technique for the calculation of the bandwidth of rectangular microstrip antenna elements with various substrate thicknesses. *Microwave and Optical Technology Letters*. 12(1), 16–20.
- Kara, M., 1996c. Closed-form expressions for the resonant frequency of rectangular microstrip antenna elements with thick substrates. *Microwave and Optical Technology Letters*. 12(3), 131–136.
- Kara, M., 1996d. The resonant frequency of rectangular microstrip antenna elements with various substrate thicknesses. *Microwave and Optical Technology Letters*. 11(2), 55–59.
- Karaboğa, D., 2018. *Yapay Zeka Optimizasyon Algoritmaları. Yapay Zeka Optimizasyon Algoritmaları*. Nobel Akademik Yayıncılık.

- Karaboga, D., Güney, K., Sagiroglu, S. ve Erler, M., 1999. Neural computation of resonant frequency of electrically thin and thick rectangular microstrip antennas. *IEE Proceedings - Microwaves, Antennas and Propagation*. 146(2), 155.
- Krige, D.G., 1951. A Statistical Approach To Some Basic Mine Valuation Problems On The Witwatersrand. *Journal of the Chemical Metallurgical & Society of South Mining Africa*. 52(6), 119–139.
- Kumar, G. ve Ray, K.P., 2003. *Broadband microstrip antennas*. Artech House.
- Lin, C.T. ve Lee, C.S.G., 1996. *Neural fuzzy systems : a neuro-fuzzy synergism to intelligent systems*. Prentice Hall PTR.
- Lo, Y., Solomon, D. ve Richards, W., 1979. Theory and experiment on microstrip antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 27(2), 137–145.
- Luk, K.M., Mak, C.L., Chow, Y.L. ve Lee, K.F., 1998. Broadband microstrip patch antenna. *Electronics Letters*. 34(15), 1442.
- Merad, L., Bendimerad, F.T. ve Meriah, S.M., 2011. Design and resonant frequency calculation of rectangular microstrip antennas. *International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields*. 24(2), 144–153.
- Mosig, J.R. ve Gardiol, F.E., 1985. General integral equation formulation for microstrip antennas and scatterers. *IEE Proceedings H Microwaves, Antennas and Propagation*. 132(7), 424.
- Müller, J., 2017. SOCEMO: Surrogate optimization of computationally expensive multiobjective problems. *INFORMS Journal on Computing*. 29(4), 581–596.
- Müller, J. ve Shoemaker, C.A., 2014. Influence of ensemble surrogate models and sampling strategy on the solution quality of algorithms for computationally expensive black-box global optimization problems. *Journal of Global Optimization*. 60(2), 123–144.
- Munson, R.E., 1974. Conformal Microstrip Antennas and Microstrip Phased Arrays. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. AP-22(1), 74–78.
- Powell, M.J.D., 1987. Radial basis functions for multivariable interpolation: a review. *Algorithms for approximation* (ss. 143–167). Oxford: Clarendon Press.
- Pozar, D., 1982. Input impedance and mutual coupling of rectangular microstrip antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 30(6), 1191–1196.
- Pozar, D., 1985. Microstrip antenna aperture-coupled to a microstripline. *Electronics Letters*. 21(2), 49.
- Pues, H. ve van de Capelle, A., 1984. Accurate transmission-line model for the rectangular microstrip antenna. *IEE Proceedings H Microwaves, Optics and Antennas*. 131(6), 334.

- Roychowdhury, S. ve Wang, B.-H., 1996. Cooperative neighbors in defuzzification. *Fuzzy Sets and Systems*. 78(1), 37–49.
- Sagiroglu, S., Guney, K. ve Erler, M., 1999. Calculation of bandwidth for electrically thin and thick rectangular microstrip antennas with the use of multilayered perceptrons. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*. 9(3), 277–286.
- Sagiroglu, S. ve Kalinli, A., 2005. Determining Resonant Frequencies of Various Microstrip Antennas within a Single Neural Model Trained Using Parallel Tabu Search Algorithm. *Electromagnetics*. 25(6), 551–565.
- Storn, R. ve Price, K., 1997. Differential Evolution – A Simple and Efficient Heuristic for global Optimization over Continuous Spaces. *Journal of Global Optimization*. 11(4), 341–359.
- Sullivan, P. ve Schaubert, D., 1986. Analysis of an aperture coupled microstrip antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 34(8), 977–984.

## ÖZGEÇMİŞ

### **Kimlik Bilgileri:**

Adı Soyadı: Feyza TOKTAŞ

E-posta: feyzatoktas@kmu.edu.tr

Adresi: Kazım Karabekir Paşa Mahallesi Gazi Osman Paşa Caddesi No:6 Prestij  
Konakları B Blok Daire No: 46 Karaman Merkez

### **Eğitim:**

**Lise:** Gaziantep Cumhuriyet Lisesi 1996

**Lisans:** Gaziantep Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü (İngilizce)  
2002

**Yüksek Lisans:** Karamanoğlu Mehmetbey Üniversitesi Mühendislik Bilimler ABD  
Bilgisayar Mühendisliği Programı 2019

**Yabancı Dil ve Düzeyi :** Gaziantep Üniversitesi Hazırlık Sınıf Düzeyi: 85

### **İş Deneyimi :**

Karamanoğlu Mehmetbey Üniversitesi Yapı İşleri ve Teknik Daire Başkanlığı /  
Mühendis / Ocak 2015 – Devam ediyor

Mersin Üniversitesi Mersin Meslek Yüksek Okulu (Uzaktan Eğitim) / Öğretim Görevlisi  
/ Aralık 2008 – Ocak 2015

Mersin Üniversitesi Mersin Meslek Yüksek Okulu (Uzaktan Eğitim) / Bilgi İşlem  
Uzmanı / Aralık 2007 – Aralık 2008

Milli Eğitim Bakanlığı İstanbul / Sözleşmeli Bilgisayar Öğretmeni / Kasım 2004 –  
Temmuz 2005

İstanbul İşbir Elektrik / Satış Mühendisi / Temmuz 2004 – Kasım 2004

Gaziantep Etap Mühendislik / Proje Uzmanı / Eylül 2003 – Haziran 2004

Gaziantep Simpa Elektrik A.Ş. Siemens Bölge Bayi / Teknik Uzman / Eylül 2002 – Eylül  
2003



**Deneyim Alanları :**

Elektrik – Elektronik ile ilgili ders notu hazırlama ve ders verme, uzaktan eğitim portalı üzerinden ders verme

Proje hazırlama ve takibi

Satış mühendisliği

**Tezden Üretilmiş Yayınlar :**

Üstün, D. ve Toktaş, F., 2019. Computational Analysis of Rectangular Microstrip Antennas Using Surrogate Model Optimized by Differential Evolution. Microwave and Optical Technology Letters, Mart 2019'dan itibaren hakem değerlendirme aşamasında.

**Tezden Üretilmiş Tebliğ ve/veya Poster Sunumu ile Katıldığı Toplantılar :**

Üstün, D., Yigit, E., Toktaş, A., Tekbaş, M. ve Toktaş, F., 2019. Prediction of the Feeding Point by Radial Basis Function Surrogate Model for the Rectangular Microstrip Antennas, International Conference on Artificial Intelligence and Data Processing, Malatya, Türkiye, 21-22 Eylül.

**Diğer Yayınlar :**

Toktas, A., Akdagli, A., Ozdemir, C., B Bicer, M., Toktas, F. ve Yilmaz, B., 2012. Selected Patents on Compact Microstrip Antennas. Recent Patents on Electrical & Electronic Engineering (Formerly Recent Patents on Electrical Engineering), 5(1), 1–10.

**Diğer Tebliğ ve/veya Poster Sunumu ile Katıldığı Toplantılar :**

Özdemir, C., Yılmaz, B. ve Toktaş, F., 2011. Development of Simulation Software for the Radar Cross Section of Large and Complex Targets at High Frequencies. Ulusal Savunma Uygulamaları Modelleme ve Simülasyon Konferansı USMOS-2011 Ankara, Türkiye 14–15 Haziran.

Özdemir, C., Yılmaz, B. ve Toktaş, F., 2011. Kentsel Bölgelerdeki Antenlerden Yayılan Elektromanyetik Alan Dağılımlarının Benzetiminin Gerçekleştirilmesi. Elektromanyetik Alanlar ve Etkileri Sempozyumu EMANET-2011 İstanbul, Türkiye, 7–8 Ekim.

Ustun, D., Toktas, A., Sabanci, K., Yigit, E. ve Toktas, F., 2018. An UWB Antenna Design Having Band-Reject Characteristic by Y-Shaped Strip. XXIIIrd International Seminar/Workshop on Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory (DIPED), 185–188.