T.C

SELÇUK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

DAİRE VE DİKDÖRTGEN GEOMETRİK YAPILI MİKROŞERİT ANTENLERİN SİMÜLASYONU VE REZONANS FREKANSLARININ YAPAY SİNİR AĞLARI İLE BELİRLENMESİ

DİLEK KOÇER

YÜKSEK LİSANS TEZİ

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI

KONYA, 2009

ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

DAİRE VE DİKDÖRTGEN GEOMETRİK YAPILI MİKROŞERİT ANTENLERİN SİMÜLASYONU VE REZONANS FREKANSLARININ YAPAY SİNİR AĞLARI İLE BELİRLENMESİ

Dilek KOÇER

Selçuk Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Yrd. Doç.Dr. S.Sinan GÜLTEKİN

2009, 139 Sayfa

Jüri: Doç.Dr. Salih GÜNEŞ

Yrd. Doç.Dr. Mesut GÜNDÜZ

Yrd. Doç.Dr. S.Sinan GÜLTEKİN

Topraklanmış bir taban üzerindeki metal yamadan meydana gelen mikroeşerit antenler, küçük ve hafif olmaları sebebiyle mobil uygulamalarda uzay araçları için uygundurlar.

İntegral denklem yaklaşımı ve FDTD gibi tam dalga teknikleri kullanılarak karmaşık mikroşerit antenlerin analiz yöntemleri gün geçtikçe iyileştirilmektedir ve kişisel bilgisayarlarda kullanılabilecek yazılımlar serbest şekilde mevcuttur.

Literatürde yapılan mikroşerit anten çalışmalarında, teorik hesaplamalar sonrasında deneysel sonuçlar ve simülasyon sonuçları karşılaştırılarak ampirik

ifadeler türetilmiştir. Simülasyon sonuçları, deneysel sonuçlara teorik sonuçlardan daha yakın ve daha doğru bir yaklaşım sağlayabilir.

Mikroşerit antenlerin karakteristik parametrelerinin belirlenmesi için kullanılan birçok metot vardır. Farklı seviyelerde karmaşıklığa ve hesaplamalara gerek duyan bu metotlar, basit analitik metotlar ve karmaşık nümerik metotlar olmak üzere ikiye ayrılabilir. Basit analitik metotlar, anten ışıma özellikleri hakkında fiziksel görüş verirler. Ancak, bu metotlar elektriksel olarak ince antenler için geçerlidir.

Karmaşık metotlardaki kesin matematiksel formülasyonlar yuvarlatma hataları ile sonuçlanan çok sayıda nümerik işlem içerirler ve teorik sonuçlara deneysel ayarlamalar yapılmasına gerek duyabilirler. Bu metotlardan sonuçların elde edilmesi, uzun süre gerektirir ve bu metotlar bilgisayar destekli tasarım için çok uygun değildirler. Öğrenme kabiliyeti, kolayca farklı problemlere uygulanabilirliği, genelleme özelliği, daha az bilgiye gereksinim duyması, hızlı işlem yapabilmeleri ve kolayca gerçekleştirilebilmeleri gibi özellikler YSA' ları son yıllarda popüler yapmıştır. YSA' ların bu cazip özelliklerinden dolayı, bu tezde dikdörtgen ve daire şekilli mikroşerit antenlerin rezonans frekansları bir simülasyon yazılımı ve YSA' ya dayanan bir model kullanılarak elde edilmiş ve literatürde mevcut diğer metot sonuçlarıyla karşılaştırılmıştır.. Ağı eğitmek için öğrenme algoritması olarak, optimum sonucu veren, Levenberg-Marquardt (LM) kullanılmıştır. Ayrıca besleme probu uzunluğunun rezonans frekansı üzerindeki etkisi simülasyon esnasında incelenmiş ve prob boyu ile rezonans frekansının değiştiği sonucuna varılmıştır.

Anahtar kelimeler: Dikdörtgen ve dairesel mikroşerit antenler, rezonans frekansı, besleme probu, anten simülasyonu, yapay sinir ağları.

ABSTRACT

Master Thesis

SIMULATION OF CIRCULAR AND RECTANGULAR MICROSTRIP ANTENNAS AND DETERMINATION OF THEIR RESONANT FREQUENCIES BY ARTIFICIAL NEURAL NETWORKS

Dilek KOÇER

Selçuk University

Graduate School of Natural and Applied Sciences

Department of Electrical and Electronics Engineering

Supervisor: Assist. Prof. Dr. S.Sinan GÜLTEKİN

2009, 139 Page

Jury: Assoc. Prof. Dr. Salih GÜNEŞ

Assist. Prof. Dr. Mesut GÜNDÜZ

Assist. Prof. Dr. S.Sinan GÜLTEKİN

Microstrip antennas that cosist of a metal patch on grounded substrate are suitable for mobile applications and space vehicles because of being small and light.

Using of integral equation approach and full wave analysis techniques like FDTD complex microstrip antenna analysis methods have becoming better day by day and there are usefull software that can be used in personel computers.

In microstrip antenna literature, after theoritical calculations experimental results are compared with simulation results and than empirical expressions are

derivated. Simulation results can submit more accurate and closer results to experimental results than theoritical results.

There ar a lot of methods that used for determination of microstrip antenna characteristics. They can divided into to groups as simple analytical methods and complex numeric methods because they need different difficulty levels and calculations. Simple analytical methods give physical information about antenna radiation properties But, these methods are current for only electrically thin antennas.

Certain mathematical formulations in the complex methods include a lot of numerical operations with rounding errors and they can need experimental adjustments. It takes long time to get results from these methods and they aren' t suitable for computer aided design.

Because of learning capabilities, possibility to use different problems, generalization property, less information need, fast processing and easy configuration, artificial neural networks recently become popular. For these attractive properties of ANN, in this study resonant frequencies of rectangular and circular microstrip antennas are obtained by using a ANN model and the results are compared with other method results in the literature. For training the network, Levenberg-Marquardt algorithm is used because of giving the best results. Also, the effect of feed probe length on resonant frequency is studied during simulation. Consequently, it is seen that the resonant frequency changes with probe length.

Key words: Rectangular and circular microstrip antennas, resonant frequency, feeding probe, antenna simulation,artificial neural networks.

TEŞEKKÜR

Bu tez çalışmasında, değerli zamanını ayırıp danışmanlığımı üstlenen ve her konuda desteğini esirgemeyen Sayın Yrd. Doç. Dr. Seyfettin Sinan GÜLTEKİN hocama sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Yardımlarını hiçbir zaman esirgemeyen Selçuk Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü öğretim üyesi hocalarıma ve öğretim elemanı arkadaşlarıma teşekkürü bir borç bilirim.

Tez çalışmamı hazırlarken bana her zaman destek olan ve yardımlarını esirgemeyen, beni sabırla bekleyen ve bana sonsuz anlayış gösteren aileme teşekkür ediyorum.

İÇİNDEKİLER

ÖZET ..... **İ**

ABSTRACT ..... **İİİ**

TEŞEKKÜR ..... **V**

İÇİNDEKİLER ..... **Vİ**

SİMGELER ..... **Vİİİ**

KISALTMALAR ..... **Xİİİ**

1.GİRİŞ **1**

1.1. Tezin Amacı ve Önemi 1

1.2 Mikroşerit Antenlerde Yüksek Frekans Yapı Simülatörü (*High Frequency Structure Simulator, HFSS)* ve Yapay Sinir Ağları ile Yapılan Optimizasyon Çalışmaları 2

2. MİKROŞERİT ANTENLER **5**

2.1. Mikroşerit Antenlerin Genel Özellikleri 5

2.2. Mikroşerit Anten Tipleri 7
2.2.1 Dikdörtgen şekilli mikroşerit anten 7
2.2.2 Daire şekilli mikroşerit anten 11
2.2.3 Üçgen şekilli mikroşerit anten 14

2.3. Mikroşerit Anten Besleme Şekilleri 15
2.3.1 Mikroşerit hat besleme 15
2.3.2 Koaksiyel hat besleme 19
2.3.3 Açıklık kuplajlı besleme 21
2.3.4 Gömme besleme (*inset-fed*) 23

2.4. Mikroşerit Antenlerin Analizinde Kullanılan Analitik ve Sayısal Modeller .. 26
2.4.1. Giriş 26
2.4.2. İletim hattı modeli 27
2.4.3 Genelleştirilmiş iletim hattı modeli 30
2.4.4. Rezonatör modeli 31
2.4.5. Genelleştirilmiş rezonatör modeli 39
2.4.6. Çok kapılı ağ modeli 41
2.4.7. Mikroşerit antenlerin tam dalga analizi 42

2.4.8. Spektral domen tam dalga analizi 44
2.4.9. Karmaşık potansiyel integral denklemi analizi 46
2.4.10. Sonlu fark zaman (FDTD-Finite Difference Time Domain) domeni analizi 47

2.5. Mikroşerit Anten için Koaksiyel Prob Modeli 59

2.6 Analitik Modellerin Karşılaştırılması 64

3. YAPAY SİNİR AĞLARI 67

3.1. Yapay Sinir Ağlarına Giriş 68
3.1.1 Yapay sinir ağlarında bilginin depolanması ve geri alınması 69

3.2. YSA'ların Sınıflandırılması 69
3.2.1. YSA' ların yapılarına göre sınıflandırılması 69
3.2.1.1. İleri beslemeli yapay sinir ağları 70
3.2.1.2 Geri beslemeli yapay sinir ağları 71
3.2.2. YSA' ların öğrenme algoritmalarına göre sınıflandırılması 72
3.2.2.1 Danışmanlı öğrenme metodu 72
3.2.2.2 Danışmansız öğrenme metodu 73
3.2.2.3 Takviyeli öğrenme metodu 73

3.3 Yapay Sinir Ağı Yapıları 73
3.3.1 Çok katmanlı perseptron (ÇKP) yapay sinir ağı yapısı 74

3.4 YSA Öğrenme Algoritmaları 75

3.4.1 Levenberg – Marquardt algoritması 76

4. YÜKSEK FREKANS YAPI SİMÜLATÖRÜ (HIGH FREQUENCY STRUCTURE SIMULATOR, HFSS) 3 BOYUTLU ELEKTROMAĞNETİK YAZILIMI 79

4.1. Giriş 79

5. MİKROŞERİT ANTENİN OPTİMİZASYONU 82

5.1. HFSS ile Yapılan Çalışma 82

5.2. YSA ile Yapılan Çalışma 96

6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER 99

6.1. Sonuçlar 99

6.2. Öneriler 103

7. KAYNAKLAR 104

SİMGELER

E : Elektrik alan

H : Manyetik alan

G : Green fonksiyonu

Z : Empedans

Z_0 : Karakteristik empedans

Z_i : Giriş empedansı

D : Yönelticilik

a : Yama yarıçapı

L : Uzunluk

W : Genişlik

Q_T : Toplam kalite faktörü

R_r : Toplam ışıma direnci

h : Dielektrik taban kalınlığı

f_r : Rezonans frekansı

f_{ks} : Keskin sınırlama fonksiyonu

G : Kazanç

ε_r : Bağıl dielektrik sabiti

ε_{reff} : Efektif dielektrik sabit

λ : Dalga boyu

λ_d : Dielektrik tabandaki dalga boyu

λ_o : Boşluk dalga boyu

tanδ : Kayıp tanjantı

η : Verim

η_0 : Serbest uzay dalga empedansı

k_0 : Serbest-uzay dalga sayısı

R_L : Kayıp direnç

V_0 : Uygulanan gerilim

x : Çok boyutlu giriş vektörü

C : Giriş vektörü ile aynı boyutta merkez vektörü

σ : Standart sapma

w : Ağırlık vektörü

w(k) : Bağlantı ağırlığı

w_{best} : k iterasyonundaki en iyi ağırlık değeri

dw(k) : k iterasyonundaki delta ağırlık vektörü

α : Öğrenme katsayısı

μ : Momentum katsayısı

μ_b : Momentum büyüme faktörü

c : Işık hızı

δ(k) : Eğim bileşeninin ağırlıklı ortalaması

δ_j : j Nöronuna ait faktör

y_j : j Nöronun hedef çıkışı

E(k) : k Anındaki hata değeri

E(w) : Amaç hata fonksiyonu

θ_i : Eşik değeri

θ : Dışbükey ağırlık faktörüdür

k : Sınıf sayısı

$\Delta W(k)$: k anındaki, düzeltme miktarı

κ : Öğrenme katsayısı artma faktörü

φ : Öğrenme katsayısı azaltma faktörü

$\alpha(k)$: k anındaki öğrenme katsayısı

κ_α : Öğrenme katsayısını derecelendirme faktörü

φ_α : Öğrenme katsayısını katsayısı azaltma faktörü

γ_α : Öğrenme katsayısını üstel olarak artırma faktörü

κ_μ : Momentum katsayısını derecelendirme faktörü

φ_μ : Momentum katsayısını azaltma faktörü

γ_μ : Momentum katsayısını üstel olarak artırma faktörü

α_{max} : Öğrenme katsayısının üst sınırı

μ_{max} : Momentum katsayısının üst sınırı

ε_l : Lineer ifadeler için öğrenme katsayısı

α_q : Quadratik ifadeler için öğrenme katsayısı

α_k : Arama doğrultusu boyunca performansı azaltacak şekilde seçilen faktör

e : Ağ hata vektörü

p : Sınıf sayısı

n : İşlemci eleman sayısı

p_k : Arama doğrultusu

Δ_k : Lokal kuadratik yakınsama doğruluğu

λ_k : Ölçeklendirme parametresi

A_k : k anındaki Hessian Matrisi

d_i : Öklit uzaklığı

h : Dielektrik taban kalınlığı

R : Dairesel yama taban yarıçapı

B : Eşdeğer suseptans

J_0 : Birinci türden Bessel fonksiyonu

β : Yayılma sabiti

L_{eff} : Etkin yama uzunluğu

x_0 : Besleme konumunun L kenarına olan uzaklığı

$\hat{n}$: Duvarlara normal olan birim zahirisi

$\overline{E}^e$: Dış bölgedeki elektrik alan

$\overline{H}^e$: Dış bölgedeki manyetik alan

ψ_{mn} : Eigen fonksiyonu

A_{mn} : Elektrik alan mod vektörü veya Eigen fonksiyonu ile ilişkili genlik katsayısı

Q : Kayıplı rezonatör faktörü

P_d : Mükemmel olmayan dielektrikteki güç kaybı

P_c : Mükemmel olmayan iletkendeki güç kaybı

P_r : Anten tarafından ışınlanan güç

W_T : ω_r rezonansında yamada depolanan toplam enerji

R_s : İletkenin yüzey direnci

σ : İletkenin iletkenliği

μ : Magnetik geçirgenlik

γ : Euler sabiti

H : Hessian matrisi

E : Performans fonksiyonu

N : Eğitim kümesindeki toplam örüntü sayısı

e_j : Hata işareti

μ : Marquardt parametresi

I : Birim matris

J : Jakobien matrisi

KISALTMALAR

GRM : Genelleştirilmiş Rezonatör Modeli

HFSS : High Frequency Structure Simulator

MŞA : Mikroşerit anten

YSA : Yapay Sinir Ağları

ÇKP : Çok Katmanlı Perseptronlar

RTY : Radyal Tabanlı Yapı

SGY : Standart Geri Yayılım

AO : Adaptif Oranlı

GM : Grup Momentumlu

DBD : Delta-Bar-Delta

GDBD : Genişletilmiş Delta-Bar-Delta

HY : Hızlı yayılım

GA : Genetik algoritma

YRA : Yönlendirilmiş Rasgele Arama

LM : Levenberg-Marguardt

PB : Powell-Beale

FR : Fletcher-Rives

PR : Polak-Ribiek

BFGS : Broyden-Fletcher-Goldfarb-Shanno

TAS : Tek adım Secant

ÖEG : Ölçeklendirilmiş Eşleştirmeli Gradiyent

EGY : Esnek Geri Yayılım

BR : Bayesian Düzenlileştirme

İEÇ : İşlem elemanı çıkışı

LVQ : Learning Vector Quantization

ART : Adaptive Resonance Theory

SOM : Self Organizing Map

GEBC : Genelleştirilmiş kenar sınır şartı

MPIE : Karmaşık potansiyelli integral eşitliği

CGFFT: Eşlenik-gradyent hızlı Fourier dönüşüm tekniği

FDTD : Sonlu Fark Zaman Domeni

MNM : Çok Kapalı Ağ Modeli

GF : Green Fonksiyonu

MOM : Moment Metodu

DAMA : Dairesel Mikroşerit Antenler

DMA : Dikdörtgen Mikroşerit antenler

UMA : Üçgen Mikroşerit Antenler

CAD :Computer Aided Design

UHF :Ultra High Frequency

FDTD : Finite Difference Time Domain

MPIE : Mixed-Potansiyel Integral Equation

RSY : Radar Saçılma Yüzeyi

EMC : Elektromagnetik Uyumluluk

EMI : Elektromagnetik Girişim

YAKUZ: Yakın Alan–Uzak Alan Dönüşüm

ABS : Açık Bölge Simülasyonu

EM : Elektromagnetik

3B : 3 Boyutlu

FEM : (Finite Element Method) Sonlu Eleman Metodu

ALPS : Adaptif Lanczos-Pade Taraması

1.GİRİŞ

1.1. Tezin Amacı ve Önemi

Teknolojinin hızla gelişmesiyle, tasarlanan herhangi bir ürün artık doğrudan üretime sokulmadan önce çeşitli simülasyon yazılımlarıyla bilgisayar ortamında da denenerek daha doğru sonuçlar elde edilmeye çalışılmakta ve bu şekilde prototip üretilmeden önce ne gibi durumlarla karşı karşıya kalınacağı hakkında fikir sahibi olunmaktadır. Elde edilen simülasyon sonuçları teorik sonuçlarla karşılaştırılarak, ayrıca deneysel veriler de hesaba katılarak, yeni ampirik ifadeler türetilebilmekte veya mevcut ifadelerde iyileştirmelere gidilebilmektedir.

Bu tez çalışmasında, literatürde yaygın olarak kullanılan koaksiyel beslemeli, dikdörtgen ve daire şekilli yamalar için mevcut parametrelere bağlı olarak çeşitli simülasyonlar gerçekleştirilmiştir ve bu simülasyonlara göre anten tasarımında seçilecek parametreler üzerine yorumlar getirilmiştir.

Mikroşerit antenlerin üretimi kolay ve ucuz olsa da, üretime geçilmeden önce simülasyon sonuçları değerlendirilerek, daha verimli ve daha doğru anten tasarımları yapılabilir. Böylece hem zamandan hem de malzemeden kar edilmiş olacak, hatalı üretimin getireceği külfetten kaçınılacaktır.

Günümüzde mikroşerit antenlerin sağladığı avantajlar; uzay araçlarından uçaklara, radarlardan uydu haberleşmesine, askeri ve biyomedikal uygulamalara kadar yaygın bir kullanım alanı bulmalarını sağlamakla beraber mikroşerit anten kullanımının getirdiği sınırlamalar uygulama çeşitliliğini azaltmaktadır. Bu sınırlamalardan en önemlileri dar band genişliğine sahip olma ve giriş empedans uyumsuzluklarıdır. Besleme noktasının yeri, ayrıca besleme tipi, besleme hattının uzunluğu, genişliği ve diğer özellikleri en iyi biçimde seçilerek bu sınırlamaların üstesinden gelinebilir. Böylece mikroşerit antenler kullanılarak daha verimli uygulamalar yapılabilecektir.

Mikroşerit antenlerin getirdiği avantajlar göz önüne alındığında sınırlamaların üstesinden gelmek için yapılan iyileştirme çabalarının önemi daha da artmaktadır. Mevcut mikroşerit anten tiplerini ve özelliklerini tüm ayrıntılarıyla analiz etmek, optimizasyona ait parametrelerin performansı için gereklidir.

Tasarlanan antenin bilgisayar ortamında simüle edilmesi, üretim aşamasında gereksiz maliyetleri ortadan kaldıracak ve en iyi sonucun üretim aşamasına geçmesine yardımcı olacaktır. Ayrıca simülasyondan elde edilecek sonuçlar hesapla bulunan sonuçlarla karşılaştırılabilecek ve deneysel uygulamalarda elde edilecek sonuçlara yol göstermiş olacaktır.

1.2 Mikroşerit Antenlerde Yüksek Frekans Yapı Simülatörü (*High Frequency Structure Simulator, HFSS)* ve Yapay Sinir Ağları ile Yapılan Optimizasyon Çalışmaları

Mikroşerit radyatör yapısı ilk olarak Deschamps tarafından 1953 yılında önerilmiştir . 1955 yılında Fransa' da Gutton ve Baissinot tarafından patenti alınan mikroşerit antenler, ancak 20 yıl sonra pratik şekilde imal edilebilecek duruma gelmişlerdir. 1970' li yıllar boyunca dielektrik taban malzemesindeki, üretim tekniklerindeki ve teorik modellerdeki ilerlemeler mikroşerit antenlere olan ilgiyi arttırmıştır. İlk pratik mikroşerit anten Howell ve Munson tarafından üretilmiştir. Bu andan itibaren mikroşerit antenler, sahip olduğu üstün özelliklerinden ötürü kendisine zengin bir kullanım alanı bulmakta ve geliştirilen yeni yöntemler sayesinde her geçen gün bu alanları genişletmektedir.

V. Sathi, Ch. Ghobadi ve J. Nourinia tarafından hazırlanan "An Efficient CAD Method to Design Dual-Band Probe-Fed Microstrip Antennas Using a Fuzzy Approach" adlı çalışmada, kısadevre şeritli çift-band mikroşerit anten tasarımı için çoklu port analizi akıllı bir bulanık yöntemle birleştirilmiştir. Bu tipteki antenlerin tasarımı için verimli bir CAD aracı önerilmiştir. Simülasyon sonuçları, Sonlu Eleman Metodu tabanlı yazılımı Yüksek Frekans Yapı Simülatörü (*High Frequency Structure Simulator)*' den elde edilen sonuçlar ve deneysel sonuçlarla uyum içerisinde olduğu sunulmuştur (Sathi, Ghobadi ve Nourinia, 2005)

Alexander Ioffe, Michael Thiel ve Achim Dreher, tarafından hazırlanan "Analysis of Microstrip Patch Antennas on Arbitrarily Shaped Multilayers" çalışmasında, herhangi bir şekle sahip çok katmanlı yapılara gömülü mikroşerit antenlerin ve besleme ağlarının verimli analizi için sayısal bir süreç önerilmiştir. Bu süreç, genel bir dalga denklemi çözümünü kullanan (GSDMM) düzlemsel olmayan yapılar için ayrık mod eşleştirme metodunun (DMM) özel bir uygulamasına dayanmaktadır (Ioffe ve Dreher, 2002). Örnek olarak düzlemsel olmayan dielektrik yüzeye konformal olan mikroşerit yama antenin karmaşık rezonans frekansı hesaplatılmıştır. Farklı şekiller uygun bir parametre ile modellenmiştir. Burada elde edilen sonuçların bir kısmı Ansoft firmasına ait HFSS ticari yazılım sonuçlarıyla karşılaştırılmıştır (Ioffe, Thiel ve Dreher, 2003).

Özlem Özgün, Selma Mutlu, M. I. Aksun ve Lale Alatan tarafından hazırlanan "Design of Dual-Frequency Probe-Fed Microstrip Antennas With Genetic Optimization Algorithm" adlı çalışmada, yamada çoklu yarıklar veya yama ile toprak düzlemi arasında çoklu kısa devre şeritleri kullanan çift band mikroşerit antenlerin tasarımı için kavite modeli tabanlı simülasyon aracı genetik optimizasyon algoritması ile birlikte sunulmuştur. Bu yaklaşım kavite modeline dayandığı için, çoklu port yaklaşımı yarıkların ve kısa devre şeritlerinin giriş empedansı üzerindeki etkilerini analiz etmek için verimli bir şekilde çalıştırılmıştır. Sonrasında, yarıkların ve kısa devre şeritlerinin pozisyonlarının optimizasyonu istenilen frekans bandları üzerinde kabul edilebilir bir anten çalışmasını sağlayabilmek için genetik optimizasyon algoritması üzerinden gerçekleştirilmitir. Bu verimli tasarım süreci ile tasarlanan antenler deneysel olarak gerçekleştirilmiş ve sonuçlar karşılaştırılmıştır. Buna ilaveten, bu sonuçlar SEM-tabanlı HFSS yazılımının sonuçlarıyla da karşılaştırılmıştır (Özgün, Mutlu, Aksun ve Alatan, 2003).

Payman Rezaee, Majid Tayarani ve Nasser Mozayani tarafından hazırlanan "A Qualitative Model for Input Impedance and Coupling of Microstrip Patch Antennas by Means of Fuzzy Inference Method" adlı çalışmada ise, (Tayarani ve Kami,1999 ve 2001) çalışmalarındaki bulanık çıkarsımaya dayanan çok hızlı ve doğru olan nitelikli bir model sunulmuştur. Modelin genel yapısı ilk

başta tek bir yamanın giriş empedansına dayandırılarak incelenmiştir. Ardından anahtar tanımlar anlatılmış ve yöntem model parametrelerini çıkartmak için kullanılmıştır. Başlangıçta bilgilerin çıkartılacağı simülasyon verileri veya bazı ölçümlere gereksinim vardır. Burada hem ölçüm hem de HFSS sonuçları kullanılmıştır. Kısmi mantık, biaslar ve yarıklar için, kısmi faz hatları için, bulanık modelin giriş parametreleri olarak, merkezlerin ve yarıçapın değişimi, çok basit eğrilere uydurulabileceği belirtilmiştir. Herhangi bir besleme konumu için mikroşerit yama antenin giriş empedansı önerilen bulanık sistemdeki basit eğrilerden hesaplanan başlangıç değerlerinin uygulanmasıyla kolayca tahmin edilebilir. Önerilen modelleme tekniğinin yeteneğinin gösterilmesi amacıyla iki mikroşerit yama anteni arasındaki kuplajlama da aynı şekilde modellenmiş ve üyelik fonksiyonları çıkartılmıştır (Rezaee, Tayarani ve Mozayani, 2007).

Bratislav Milovanovic, Marija Milijic, Aleksandar Atanaskovic, Zoran Stankovic tarafından hazırlanan "Modeling of Patch Antennas Using Neural Networks" çalışmasında ise, çok katmanlı perseptron ağlarına dayalı sinir ağı modeliyle bir yama anten modellenmiştir. Ağ eğitilirken HFSS' den elde edilen elektromanyetik simülasyon sonuçlarına ait veriler kullanılmıştır. Modelde yama uzunluğu (L), yama genişliği (W), yarık derinliği (l) ve yarık genişliği (s) olmak üzere kullanılan dört parametre, rezonans frekansı ve minimum S11 değerlerinin hesaplanmasına imkan tanımıştır (Milovanovic, Milijic, Atanaskovic ve Stankovic, 2005).

2. MİKROŞERİT ANTENLER

2.1. Mikroşerit Antenlerin Genel Özellikleri

Haberleşmede, pek çok tipte mikroşerit anten (basılı antenler olarak da bilinen) mevcuttur. En çok kullanılan tip olan mikroşerit yama anteni; bir tarafı anten elemanının deseninin çıkartılacağı, diğer tarafı ise toprak düzlemine karşılık gelecek iki yüzü altın, bakır, vs. gibi iyi iletken özelliğine sahip metalle kaplanmış dielektrik bir malzeme üzerine asit ile yakılarak çizilmesiyle üretilen dar bandlı, geniş ışın antenidir. Yaygın mikroşerit anten radyatör şekilleri; kare, dikdörtgen, daire ve eliptiktir; fakat herhangi bir şekilde tasarım yapılması da mümkündür. Bazı yama antenleri, dielektrik vidalar kullanmak suretiyle dielektrik tabandan uzakta tutularak toprak düzlemi üzerine havaya asılan metal yama şeklinde meydana getirilirler. Bu yapılanmada sağlamlık arka planda bırakılarak daha iyi bir band genişliği elde etmektedir. Mikroşerit antenler düşük profile sahip, mekanik olarak sağlam ve uyarlanabilir oldukları için, sıklıkla hava ve uzay araçlarının dış yüzeylerine monte edilirler veya mobil radyo haberleşme cihazlarının içine adapte edilirler.

Mikroşerit antenler basit iki boyutlu fiziksel geometrisinden ötürü oldukça ucuza mal edilen ve tasarlanan elemanlardır. Genellikle UHF ve daha yüksek frekanslarda çalıştırılırlar; çünkü anten boyutu doğrudan rezonans frekansındaki dalga boyuna bağlıdır. Basit bir yama anten maksimum 6-9dBi' lik bir yönlü kazanç sağlar. En yaygın kullanılan mikroşerit anten tipi dikdörtgen yamadır. Dikdörtgen yama anten dikdörtgen (mikroşerit) iletim hattının yaklaşık olarak yarım dalga boyundaki kısmıdır. Anten tabanı hava iken, dikdörtgen mikroşerit antenin uzunluğu yaklaşık olarak uzaydaki yarım dalga boyuna eşit olur. Anten; tabanı olan bir dielektrikle yüklendiğinde, tabanın bağıl dielektrik sabiti artacağı için anten uzunluğu azalır. Elektriksel anten uzunluğunu biraz arttıran genişletilmiş elektrik "saçılma alanları" sebebiyle antenin rezonans uzunluğu biraz daha kısadır.

Mikroşerit antenin basit bir modeli, diğer uçta ışıma kaybını temsil eden eşdeğer yüklere sahip mikroşerit iletim hattının bir kesimidir.

Mikroşerit antenlerin dielektrikle yüklenmeleri hem ışıma desenini hem de empedans band genişliğini etkiler. Tabanın dielektrik sabiti arttığı sürece, antenin Q faktörünü artıran anten band genişliği azalır ve bu yüzden empedans band genişliği de azalır. Mikroşerit antenlerin band genişliği ise $h/\sqrt{\varepsilon_r}$ ile orantılıdır. Antenin iletim hattı modeli kullanıldığında bu ilişki düşünülmemiştir; fakat 1970' lerin sonlarında Lo tarafından tanıtılan kavite modeli kullanıldığında anlaşılmıştır (Lo,1979).

Yama antenlerin doğasında var olan bir diğer avantaj ise kutuplu yönelticiliğe sahip olabilme yetenekleridir. Yama antenler; çoklu besleme noktaları ya da asimetrik yama yapılarıyla tek bir besleme noktası kullanılarak Dikey, Yatay, Sağ El Dairesel veya Sol El Dairesel kutuplanmaya sahip biçimde kolayca tasarlanabilir. Bu eşsiz özellik yama antenlerin değişik gerekliliklere sahip pek çok haberleşme tipinde kullanılmasına imkân tanır.

Mikroşerit antenler ilk olarak G.A. Deschamps tarafında 1953 yılında önerilmiştir; fakat Robert E. Munson gibi araştırmacılar tarafından düşük kayıplı yumuşak taban materyallerinin kullanılarak geliştirildiği 1970' lere kadar pratik hale gelmemişlerdir.

Mikroşerit antenlerin avantajları:

- Düşük üretim maliyetine sahip olmaları
- Konformal yapılara imkân tanıması
- Yarımdalga boyunda ya da daha azında ayrılabilen geniş dizi oluşturmada kolaylık sağlaması
- Düşük ağırlığa sahip olması

şeklinde sıralanabilir. Dezavantajları ise,

- Sınırlı band genişliği

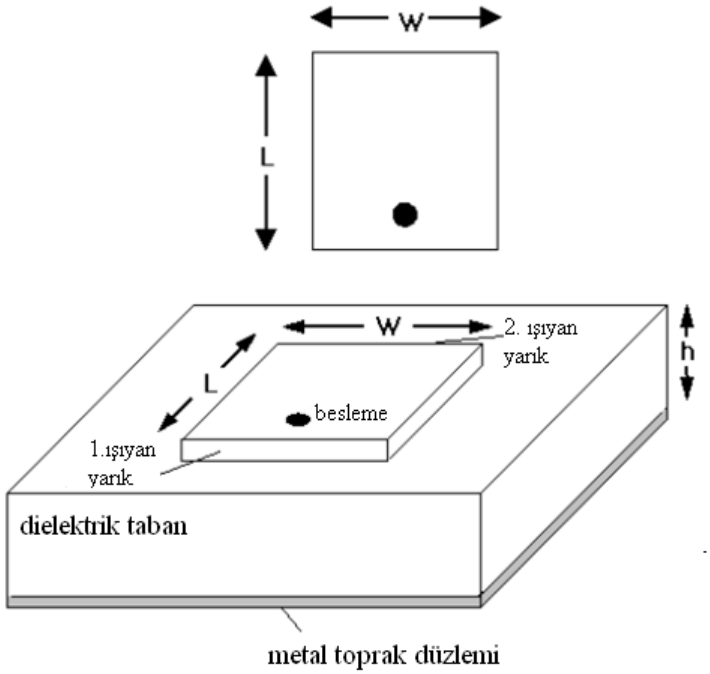
- Düşük güç işlemesi
- Mikroşerit antenlerin çoğunun yarı düzlem içinde ışıma yapması
- $\sim 30dB$ olan en üst kazanç seviyesinin pratik anlamda elde edilmesinde güçlükler yaşanması
- Besleme ve ışıma elemanı arasındaki yalıtımın zayıf olması
- Yüzey dalgalarının uyartımının mümkün olmasıdır.

Mikroşerit antenin boyutları frekansıyla ters orantılıdır. Mikrodalgadan daha küçük frekanslarda, mikroşerit yamalar boyut gereksinimleri sebebiyle kullanıma uygun değildir.

2.2. Mikroşerit Anten Tipleri

2.2.1 Dikdörtgen şekilli mikroşerit anten

En basit mikroşerit yama yapısı şüphesiz dikdörtgen mikroşerit yama antenidir. Şekil 2.1' de gösterildiği gibi, temel anten elemanı, arka yüzü toprak düzlemiyle kaplı h kalınlığında ve ε_r dielektrik sabitine sahip bir taban üzerine LxW boyutlarında iletken bir şerittir. Yama bir besleme ile uyartıldığında, toprak düzleminde ve yama metalinin alt kısmında bir akım dağılımı oluşturulur. Zamanın belirli bir anında, yamanın alt kısmı pozitif ve toprak düzlemi ise negatif olarak yüklenir. Bu yük dizileri arasındaki çekim gücü yükün büyük bir kısmını iki yüzey arasında tutmaya meyillidir. Yine de, bu itici güç yama üzerindeki pozitif yükler arasındaki bu yüklerin bir kısmını kenarlara doğru çeker. Bu durumda kenarlarda büyük bir akım yoğunluğu meydana gelir. Bu yükler saçılma alanlarının ve buna bağlı ışımanın kaynağıdır. Saçılma alanı ve ışıyan güç, düşük değerli dielektrik sabitine sahip daha kalın bir taban kullanılarak arttırılabilir.



Şekil 2.1 Dikdörtgen mikroşerit anten geometrisi

Dikdörtgen yama antenleri, orta band genişliğine sahip antenler için iletim hattı modeli kullanılarak (Munson, 1974) tasarlanabilir. %1' den küçük ya da %4' ten büyük band genişliğine sahip yamalar doğru sonuçların alınabilmesi için bir kavite analizi gerektirir; fakat iletim hattı modeli tasarımların çoğunu kapsar. En düşük mod olan TM_{10} modu, yama boyunca etkin uzunluk yarım dalga boyu olduğu zaman rezonansa girer. Şekil 2.2 rezonans uzunluğu boyunca koaksiyel ile beslenen yamayı göstermektedir. Işıma, saçılma alanlarından meydana gelmektedir. Bu alanlar kenarın ötesinde etkin açık devreye (manyetik duvara) doğru genişler. Bu genişleme aşağıda verilmektedir (Hammerstad, 1975).

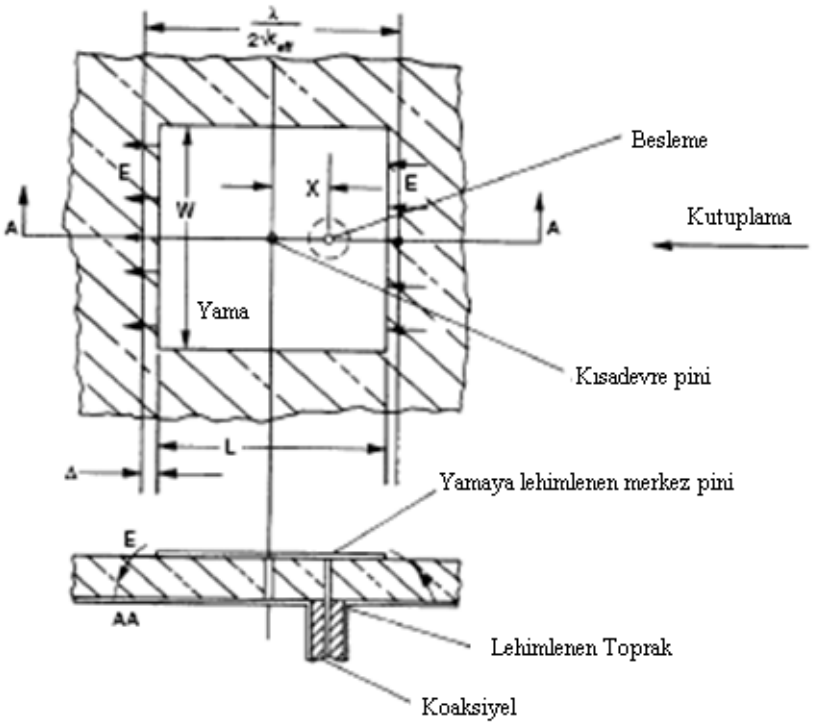
$$\frac{\Delta}{h} = 0.412 \frac{\varepsilon_{eff} + 0.300W/h + 0.262}{\varepsilon_{eff} - 0.258W/h + 0.813}$$

(2.1)

Burada h taban kalınlığı, W yamanın ışıma yapmayan kenarının genişliği ve ε_{eff} yamayla aynı genişliğe sahip mikroşerit iletim hattının etkin dielektrik sabitidir.

ε_{eff} için uygun bir yaklaşım şu şekilde verilebilir (Schneider, 1969):

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2}\left(1 + \frac{10h}{W}\right)^{-1/2} \tag{2.2}$$



Şekil 2.2 Koaksiyel beslemeli mikroşerit yama anteni

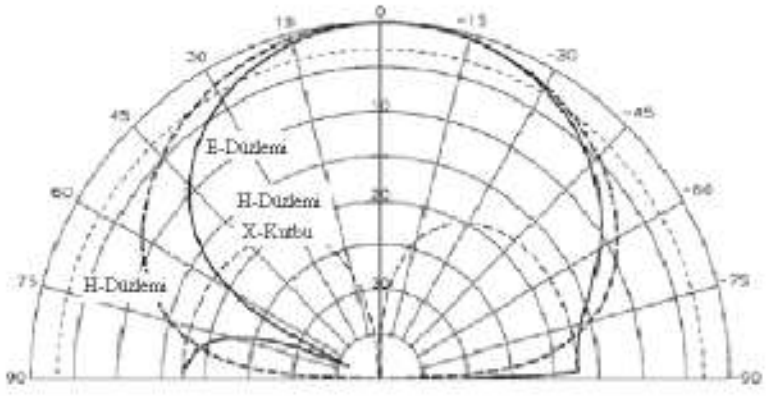
Burada ε_r tabanın dielektrik sabitidir. İletim hattı modeli yamayı, genişliğinin empedans ve etkin dielektrik sabitiyle belirlendiği düşük empedanslı bir mikroşerit hat olarak gösterir. Paralel düzlem ışıma kondüktansı ve kapasitif suseptansının birleşimi yamanın her iki ışıyan kenarını da yükler.

Harrington (1968) paralel düzlem radyatör için ışıma iletkenini aşağıdaki gibi verir,

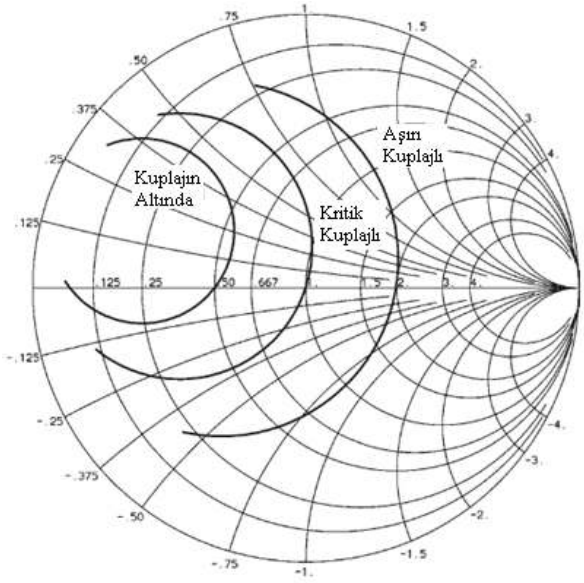
$$G = \frac{\pi W}{\eta \lambda_0}\left[1 - \frac{(kh)^2}{24}\right] \tag{2.3}$$

Burada λ_0 uzayın dalga boyudur. Etkin şerit genişlemesiyle ilişkili olan kapasitif suseptans:

$$B = 0.01668 \frac{\Delta}{h} \frac{W}{\lambda} \varepsilon_{eff} \tag{2.4}$$



Şekil 2.3 Rezonatör tabanı için besleme pini ışımasını içeren koaksiyel beslemeli mikroşerit yamanın deseni



Şekil 2.4 Besleme noktası dikdörtgen yamanın ışıyan kenarına yaklaşırken kuplaj altında, kritik kuplajlı ve aşırı kuplajlı yamaların Smith diyagramı frekans cevabı

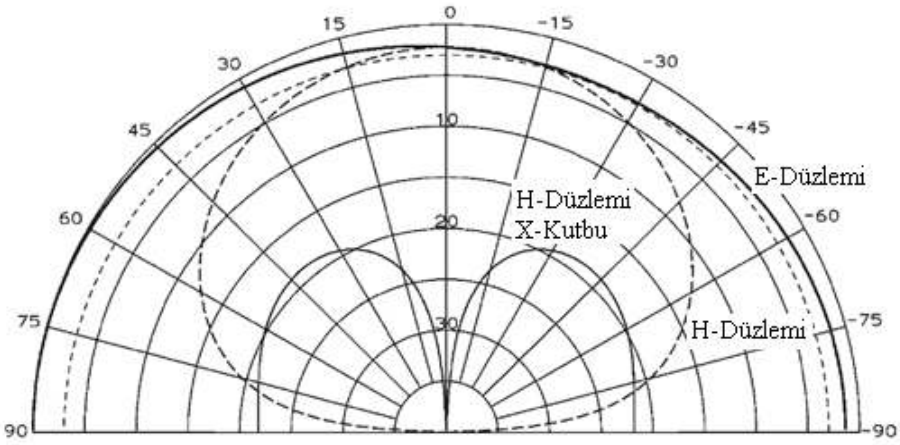
Mikroşerit yama tabanının içinden geçen besleme probu girişe seri bir indüktördür. Bu besleme yöntemiyle yamada uyartılan daha yüksek modlar antenin endüktif elemanına eklenir. Rezonans frekansının altında, anten endüktiftir ve sıfır dirence yakındır. Frekans yükseldikçe, endüktans ve direnç paralel rezonans yaklaşımından ötürü artar. Rezonans frekansının üzerinde ise, anten kapasitiftir ve empedans Smith diyagramını saat yönünde süpürür (Şekil 2.4) ve son olarak geriye doğru kısa devreye yakın indüktif ince bir eleman görülür. Besleme noktasını değiştirerek giriş direncinin arttırılması rezonans frekansı cevap dairesinin Smith diyagramında büyümesine ve daha yüksek seviyedeki bir direnç çizgisini kesmesine sebep olur.

Diyagramın merkezini çevrelerken eğri süpürmesinin hata vermesinden ötürü sol el eğrisini "kuplajın altında" (*undercoupled*) olarak adlandırırız. Merkez eğrisi kritik biçimde kuplajlanır ve sağdaki eğri aşırı kuplajlı durumdadır. Bu genel empedans cevabı ayrıca dairesel yamalar için de geçerlidir. Bu terimler herhangi bir çevresel noktadan Smith diyagramı merkezi etrafında ya da diyagram merkezine doğru süpürme yapan tüm rezonans eğrileri için kullanılır.

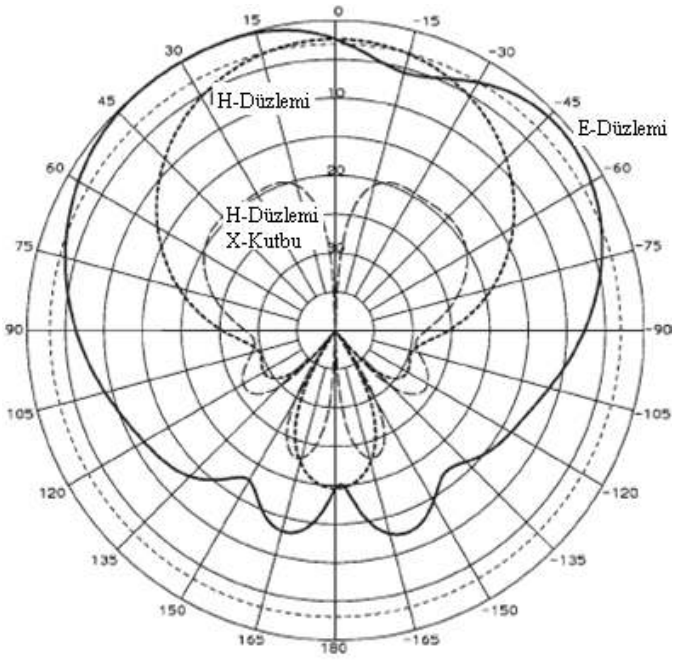
2.2.2 Daire şekilli mikroşerit anten

Dairesel disk antenler dikdörtgen şekilli antenlere benzer bir performans sergilerler. Dairesel disk, dikdörtgen diskten biraz daha küçüktür. Dizi uygulamaları gibi bazı uygulamalarda, diğer yapılanmalara göre dairesel şekiller belirgin avantajlar sağlamaktadır. Dairesel disk belli bir aralıktaki empedans değeri, ışıma deseni ve çalışma frekansı üretmesi için kolayca modifiye edilebilir.

Bazı uygulamalarda, dairesel bir yama mevcut boşluğa dikdörtgen bir yamadan daha iyi uyabilir.



Şekil 2.8 Çeyrek dalga dalgakılavuzu yamanın ışıma deseni



Şekil 2.9 2λ çapındaki disk üzerine yerleştirilmiş çeyrek dalga dalgakılavuzu yama anteni

Rezonatör modeli, rezonans frekansını ve band genişliğini belirlemelidir. Dairesel dalga kılavuzlarının TE modlarının kesim frekansları dairesel yama

antenlerin rezonans frekanslarını verir. Manyetik duvarlı yama ve TM modları dalga kılavuzu çiftidir. Rezonans frekansı aşağıdaki gibi verilebilir:

$$f_{np} = \frac{X'_{np} c}{2\pi a_{eff} \sqrt{\varepsilon_r}} \tag{2.6}$$

Burada X'_{np}, n.dereceden $J_n(x)$ Bessel fonksiyonundan türetilen sıfırlardır ve dairesel dalga kılavuzlarının TE modunda doğrudur. a_{eff} terimi ise yamanın etkin yarıçapına karşılık gelmektedir (Shen, 1977):

$$a_{eff} = a\sqrt{1 + \frac{2h}{\pi a \varepsilon_r}\left(\ln\frac{\pi a}{2h} + 1.7726\right)} \tag{2.7}$$

Burada, a fiziksel yarıçap ve h ise taban kalınlığıdır. Etkin yarıçap kullanılarak rezonans frekansı % 2.5 oranında bulunur.

Denklem (2.6) ve (2.7) belirli bir rezonans frekansını veren yarıçapı belirlemek amacıyla yeniden düzenlenirse;

$$a_{eff} = \frac{X'_{np} c}{2\pi f_{np} \sqrt{\varepsilon_r}} \tag{2.8}$$

olarak ifade edilir.

a_{eff} ve a yaklaşık olarak aynı olduğu durumda, Denklem (2.7)' u a' yı hesaplamak için tekrarlanabilir. Fiziksel yarıçap ise (Bahl ve Bhartia, 1980):

$$a = \frac{a_{eff}}{\sqrt{1 + 2H / \pi a \varepsilon_r \left[\ln\left(\pi a / 2H\right) + 1.7726\right]}} \tag{2.9}$$

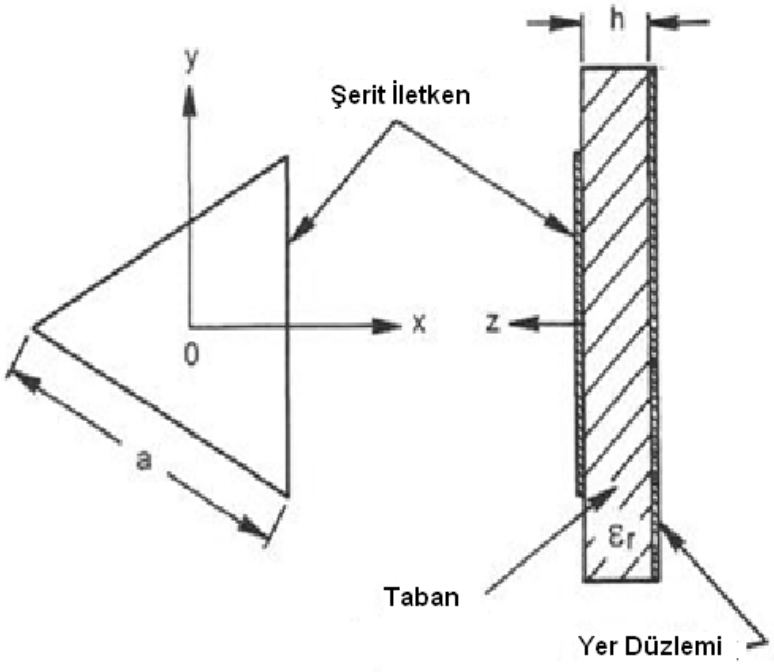
olarak belirlenebilir.

Denklem (2.9)' da a için hızlı bir şekilde yakınsayan a_{eff} kullanarak başlanır. En düşük dereceli mod, TM_{11}, X'_{11}' i (1.84118) kullanır ve kare yamaya benzer lineer olarak kutuplanmış bir alan üretilir. TM_{01} modu ise (X'_{01}=3.83171) bir örnek kenar saçılma alanından monopol tipinde bir ışıma üretir.

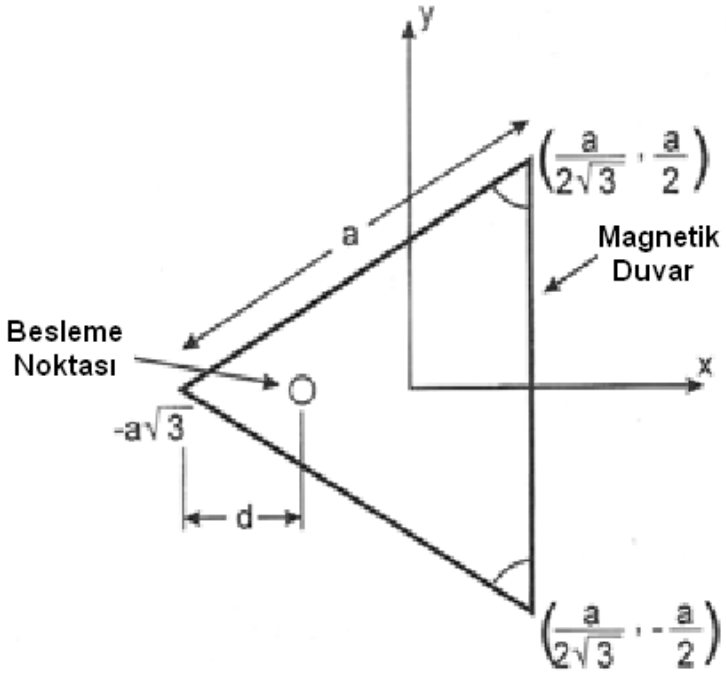
2.2.3 Üçgen şekilli mikroşerit anten

Hem teorik hem de deneysel olarak çalışılan üçgen yamaların daha küçük boyutlarda dikdörtgen yamalara benzer ışıma karakteristikleri sundukları bulunmuştur. Antenin boyutu kısaltma yarığı ilavesiyle daha da küçültülebilir. Şekil 2.10' da eşkenar üçgenin geometrisi ve koordinat sistemi gösterilmektedir. Üçgen şekilli antenlerin en basiti, eşkenar üçgen şeklindeki iletken ve topraklanmış bir dielektrik tabandan meydana gelmektedir. Eşkenar üçgen tam anlamıyla dairesel kutuplanmış bir anten elde edebilmek için bir yarıkla ya da çatlakla yüklenebilir.

Üçgen yamanın alan dağılımı; üçgenin magnetik bir duvar tarafından çevresi boyunca kuşatıldığı rezonatör modeli kullanılarak bulunabilir.



Şekil 2.10 Mikroşerit eşkenar üçgen anten yapısı



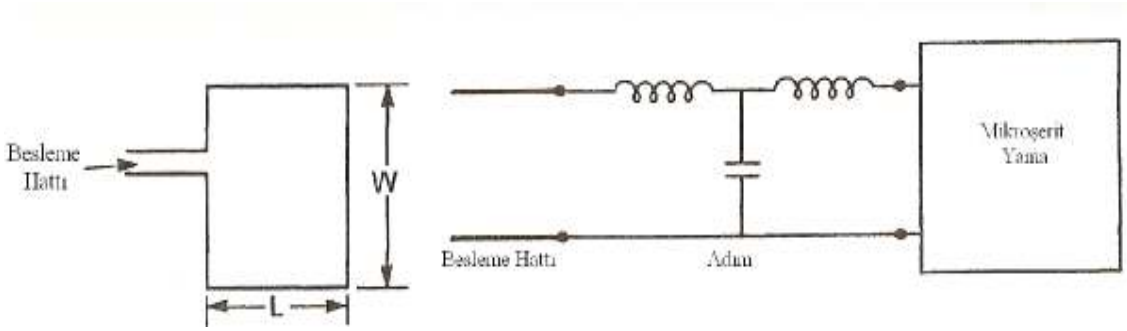
Şekil 2.11 Koordinat sistemi ve prob beslemeyle beraber üçgen geometrisi

2.3. Mikroşerit Anten Besleme Şekilleri

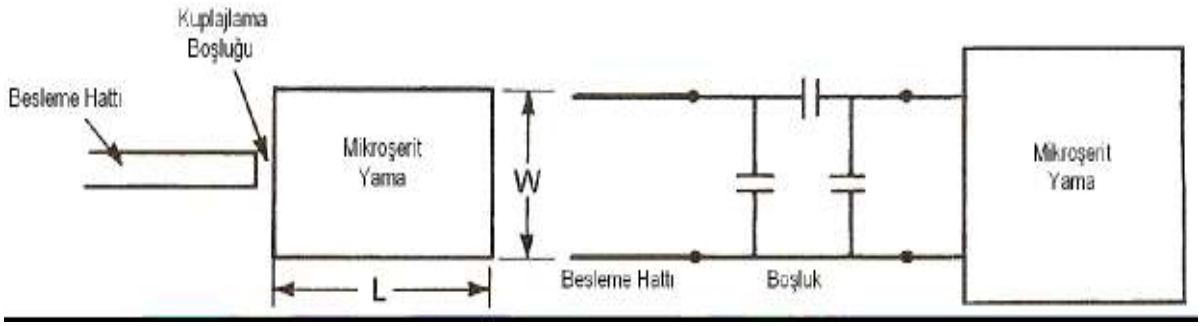
2.3.1 Mikroşerit hat besleme

Mikroşerit antenin aynı taban üzerindeki mikroşerit bir hat ile uyartımı doğal bir seçim olarak görülebilir; çünkü yama, mikroşerit bir hattın uzantısı olarak düşünülebilir ve her ikisi de aynı anda üretilebilir. Fakat bu teknikte bazı sınırlamalar söz konusudur. Mikroşerit hat ile yama arasındaki kuplajlama Şekil 2.12(a)' da gösterildiği gibi kenar/ara kuplajlaması şeklinde olabileceği gibi Şekil 2.12(b)' de olduğu gibi aralarındaki rezonatör üzerinden de olabilir. Kenar kuplajlı mikroşerit hat ile yamanın uyartılması, Şekil 2.13' te gösterildiği gibi mikroşerit hattın kesişme düzlemindeki H_y manyetik alanı ile ilişkili eşdeğer elektrik akım yoğunluğu J_z terimleriyle ifade edilebilir.

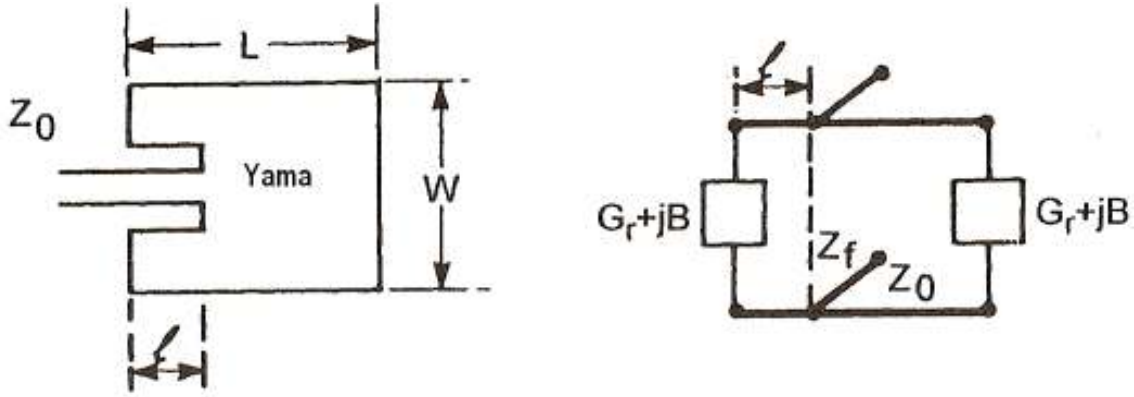
Bu akım şeridinin genişliği mikroşerit hattın etkin genişliği olarak alınabilir (Gupta, 1996). J_z akımı yama antenin E_z değeri ile kuplajlanır.


Besleme
Hattı
W
L
Besleme Hattı
Adım
Mikroşerit
Yama

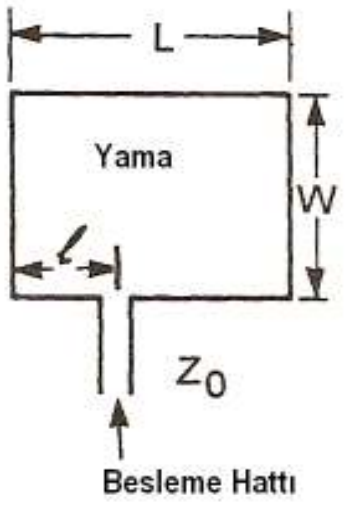
(a)

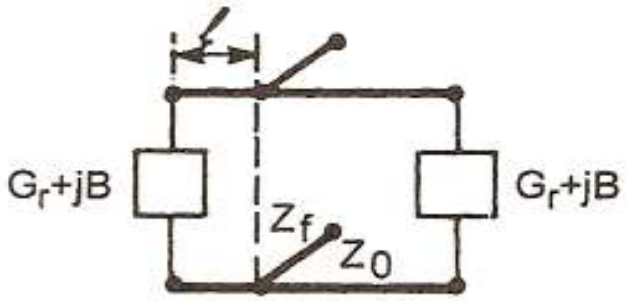

Kuplajlama
Boşluğu
Besleme Hattı
Mikroşerit
Yama
W
L
Besleme Hattı
Boşluk
Mikroşerit
Yama

(b)

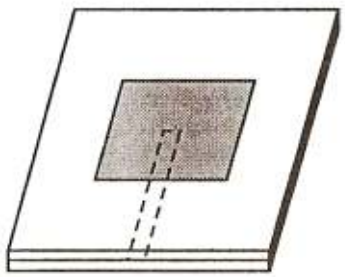

L
Z0
Yama
W
Gr+jB
Zf
Z0
Gr+jB

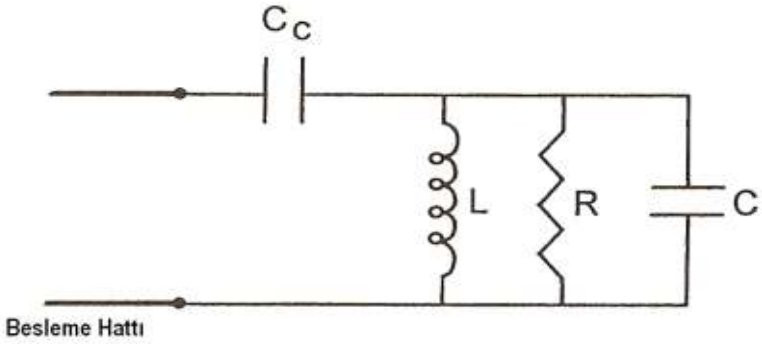
(c)



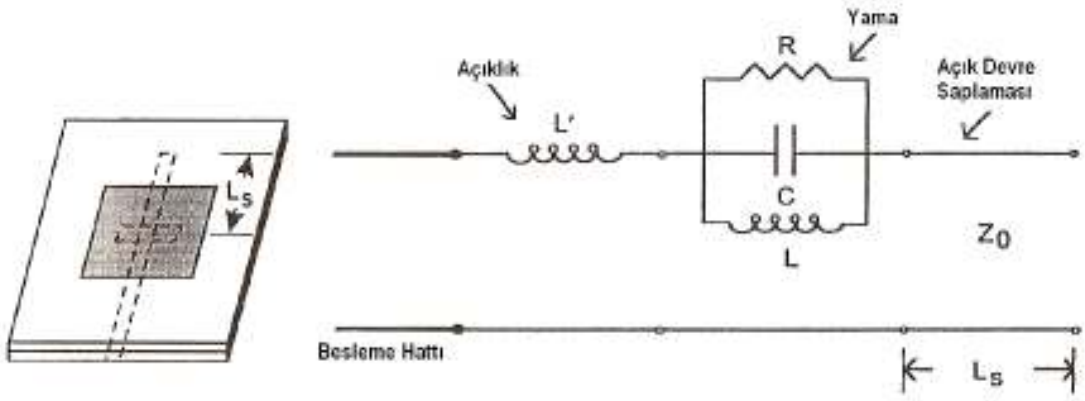


(d)



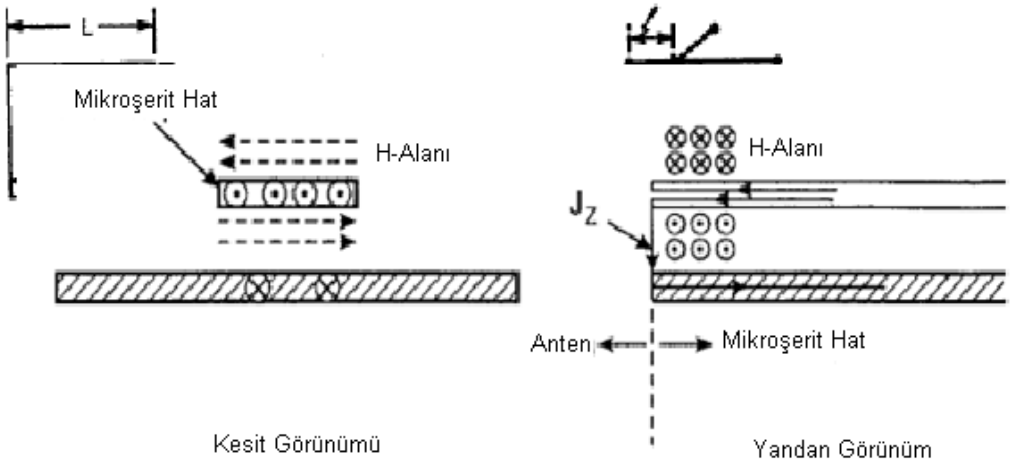


(e)



(f)

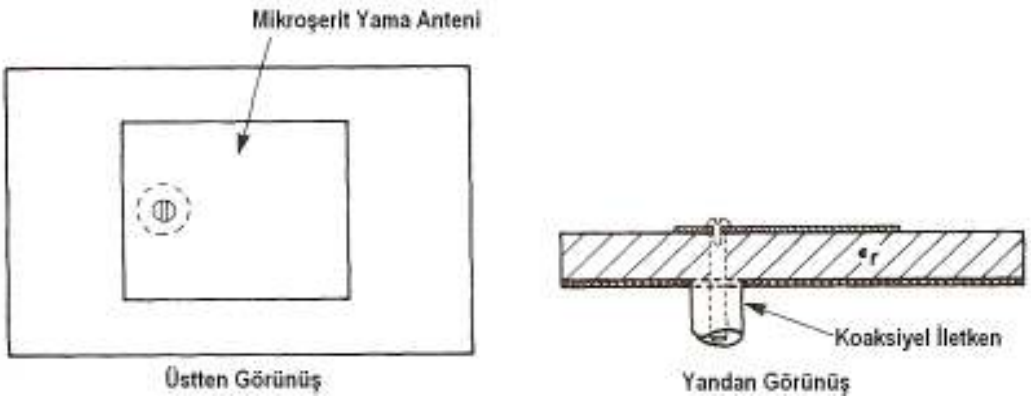
Şekil 2.12 Çeşitli mikroşerit besleme tipleri ve eşdeğer devreleri. (a) ışıyan kenarda mikroşerit besleme (b) rezonatör kuplajlı mikroşerit besleme (c) ışıyan kenarda gömme mikroşerit besleme (d) ışımayan kenarda mikroşerit besleme (e) yakınlık kuplajlı mikroşerit besleme (f) açıklık kuplajlı mikroşerit besleme



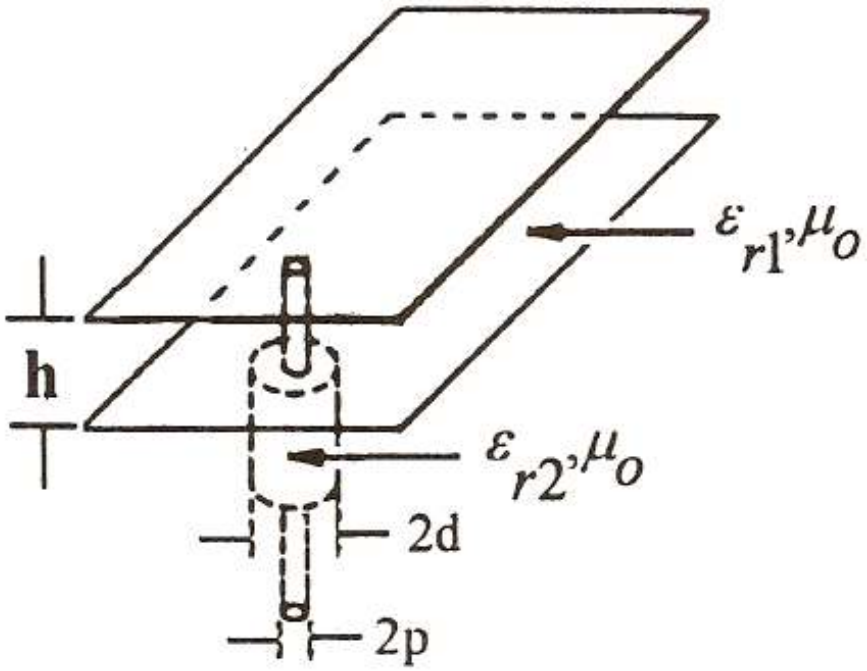
Şekil 2.13 Eşdeğer akım yoğunluğu J_z ile yama antenle mikroşerit besleme hattı arasındaki ara yüzde $H_{\tan}$ temsili (noktalı çizgiler H çizgilerini, düz çizgiler ise akım çizgilerini belirtir).

2.3.2 Koaksiyel hat besleme

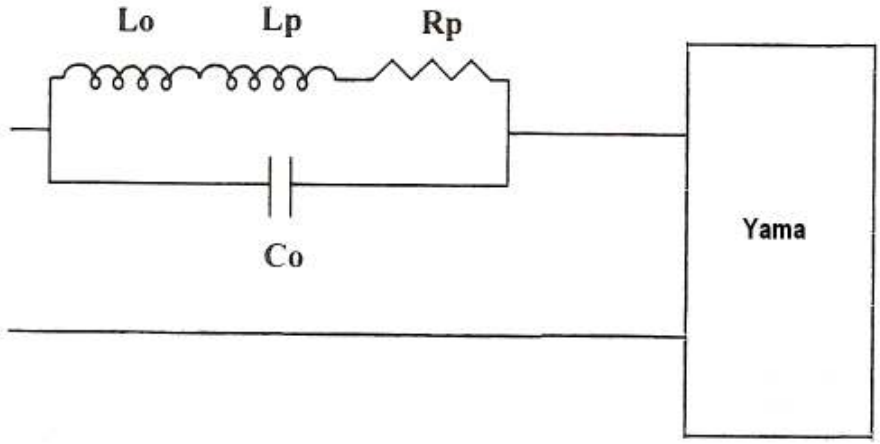
Gücün bir prob üzerinden kuplajlanması mikrodalga güç transferi için en temel mekanizmalardan biridir. Prob, koaksiyel hat beslemesi durumunda koaksiyel hattın iç iletkeni olabilir ya da gücü üçlü bir hattan (şerit hat) mikroşerit antene ortak toprak düzlemindeki yarık üzerinden iletmek amacıyla kullanılabilir. N tipi koaksiyel iletken kullanan tipik bir mikroşerit anten Şekil 2.14(a)' da gösterildiği gibidir. Koaksiyel iletken basılı devre kartının arka tarafına bağlanmıştır ve koaksiyelin merkez iletkeni tabanı geçtikten sonra yama metaline lehimlenir. Besleme noktasının konumu verilen mod için en iyi empedans uyuşmasını gerçekleştirecek şekilde belirlenir. Yama uyartımı genellikle J_z besleme akımı kuplajı üzerinden yama modunun E_z alanına doğru meydana gelir (Pozar, 1992). Kuplajlama sabiti aşağıdaki gibi elde edilebilir:



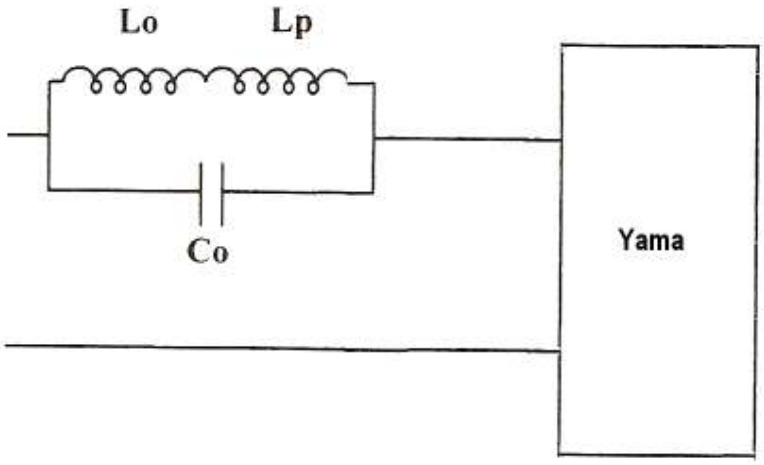
(a)



(b)



(c)



(d)

Şekil 2.14 Mikroşerit antenin koaksiyel prob beslemesi ve prob noktası için eşdeğer devre: (a) Tipik bir koaksiyel beslemeli mikroşerit anten. (b) Koaksiyel prob beslemeli paralel düzlem dalga kılavuzunun kanonik problemi. (c) Prob beslemeli mikroşerit antenin eşdeğer devresi. (d) c' deki devrenin değiştirilmiş hali

$$Kuplajlama \simeq \iiint_V E_z J_z dv \simeq \cos\left(\pi x_0 / L\right) \tag{2.10}$$

Burada L yamanın rezonans uzunluğu ve x_0 ise besleme noktasının yama kenarından olan kayma miktarıdır. Denklem (2.10) yamanın ışıyan kenarında konumlanan bir besleme için kuplajlamanın maksimum seviyede olduğunu gösterir $\left(x_0 = 0 \text{ veya L}\right)$.

2.3.3 Açıklık kuplajlı besleme

Bu besleme yapısının göze çarpan özellikleri daha geniş band genişliği ve ışıyan yamanın besleme yapısından meydana gelen ışımadan korunmasıdır (Pozar ve Schaubert, 1996). Bu besleme yapısı Şekil 2.12(f)' de gösterilmektedir. Şekilden görüldüğü gibi, yapıda, ortak bir toprak düzlemiyle ayrılan iki taban kullanılır. Alt tabandaki mikroşerit besleme hattı yamaya ortak toprak

düzlemindeki bir yarık açıklık üzerinden elektromanyetik olarak kuplajlanmıştır. Yarık herhangi bir şekilde veya boyutta olabilir ve bu parametreler band genişliğini geliştirmede kullanılabilir. İki katman için taban parametreleri beslemeyi ve ışımayı optimize edecek şekilde bağımsız olarak seçilir. Örneğin, besleme hattının tabanı ince ve yüksek dielektrik sabitine sahip olmalıdır. Hâlbuki yama tabanı kalın ve düşük dielektrik sabitine sahip olmalıdır. Dahası, besleme hattının açık ucunda oluşan ışıma yamanın ışıma deseniyle girişim yapmaz; çünkü toprak düzlemi bir koruma etkisi yaratır. Bu özellik ayrıca kutuplanma aralığını geliştirir. Eğer kuplajlama yarığı rezonansta değilse, yarıkta oluşan arka lob ışıması tipik olarak ileri yöndeki ana ışının 15 ila 20 dB altında kalır.

Kuplajlama yarığı yamanın manyetik alanının maksimum olduğu yerde yamaya nazaran yaklaşık olarak merkezlenmiştir. Bu işlem manyetik kuplajlamayı genişletmek amacıyla yamanın manyetik alanı ile yarığa yakın konumdaki eşdeğer manyetik akım için bilerek yapılmıştır. Kuplajlama genliği aşağıdaki ifadeden belirlenebilir (Pozar, 1992):

$$Kuplajlama \simeq \iiint_V \overline{M} \bullet \overline{H} dv \simeq \sin\left(\pi x_0 / L\right) \tag{2.11}$$

Burada x_0 yarıktan yama kenarına doğru olan kaymadır. Açıklık kuplajlı mikroşerit yamanın eşdeğer devresi ayrıca burada gösterilmektedir. Bu besleme yapısında, yama anteni yarık kuplajı sebebiyle beslemeye seri olarak görülür. Rezonans yapmayan yarık yama R-L-C ağıyla seri olan bir endüktör olarak temsil edilir. Açık devre mikroşerit saplamanın uzunluğu L_s ; $1/\omega C_s = Z_0 \cot\left(\beta L_s\right)$ olan C_s gibi bir şönt kapasitörle yer değiştirilebilir. Z_0 karakteristik empedansı ve β mikroşerit besleme hattının yayılma sabitidir.

Yukarıda tanımlanan besleme tekniklerinin değerine ilaveten, bu besleme kuplajlama yarığının şeklinin ve uzunluğunun, besleme hattının genişliğinin ve saplama uzunluğunun ayarlanmasıyla band genişliğini genişletmek için tanımlanabilir. Yığılmamış bir yama için (Targonski, 1998) yaklaşık olarak %21' lik bir empedans band genişliği bildirilir. İntegral denklemi yaklaşımına ve kavite modeline dayanan bu besleme tekniğinin analizi (Pozar 1985, Gronau ve Wolff 1986, Sullivan ve Schaubert 1986, Himdi 1989) çalışmalarında anlatılmıştır.

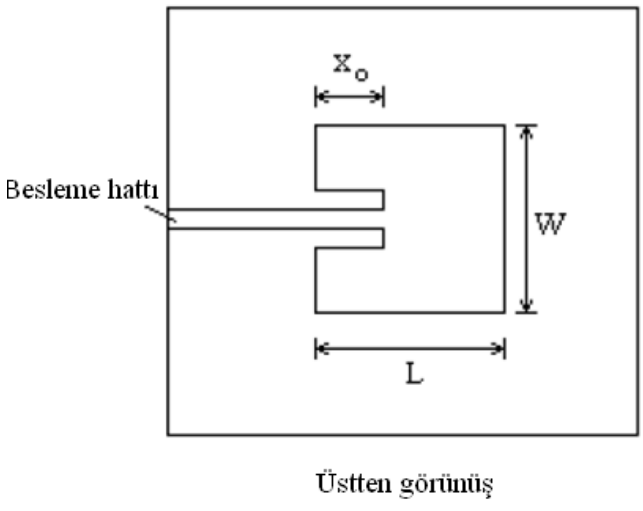
Açıklık kuplajlı dikdörtgen yamanın iletim hattı analizi (Himdi 1989)' da, FDTD analizi ise (Wu, 1992)' de anlatılmaktadır.

2.3.4 Gömme besleme (*inset-fed*)

Çoğu mikroşerit uç beslemeli antenlerde besleme hattı empedansı (50 Ω) ve yama kenarındaki ışıma direnci genellikle yama boyutlarına ve kullanılan tabana bağlı olarak birkaç yüz ohm olduğundan her zaman aynıdır. Bu giriş uyumsuzluğu sebebiyle anten performansı etkilenecektir; çünkü maksimum güç aktarımı sağlanamaz. Besleme ağında uyumlu bir ağ gerçekleştirildiğinde daha az yansıma oluşacağından anten performansında bir iyileşme gözlemlenir.

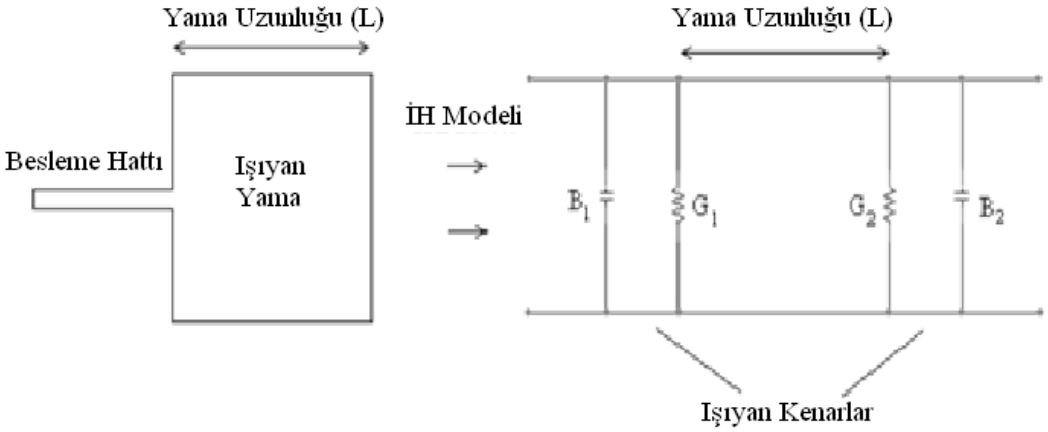
Tipik bir yöntem, anteni uyumlandırma amacıyla gömme bir besleme kullanmaktır; çünkü direnç, yama kenarından belli uzaklıkta 50 Ω değerinin bulunabileceği yama uzunluğu boyunca kosinüs kare fonksiyonu biçiminde değişmektedir (Carver ve Mink,1981).

Bu mesafe gömme uzaklığı olarak adlandırılır. Şekil 2.15' de gömme beslemeli yamanın diyagramı görülmektedir. Burada x_0 gömme uzunluğunu temsil etmektedir.



Şekil 2.15 Gömme beslemeli yama

Gömme beslemeli yamanın analizi; anten analizi için iletim hattı model ağı kullanan (James, 1981) ve (Balanis, 1997)' de özetlenmektedir.



Şekil 2.16 Dikdörtgen yama antenin iletim hattı ağ modeli

Anten rezonanstayken $\left(L \sim \lambda_g / 2\right)$ toplam admitans gerçel hale gelir ve aşağıdaki formül kullanılarak hesaplanır:

$$Y_{in} = Y_1 + Y_2 = 2G_1 \tag{2.12}$$

Giriş empedansı ise aşağıdaki formülle hesaplanır:

$$Z_{in} = \frac{1}{Y_{in}} = \frac{1}{2G_1} \tag{2.13}$$

Yine de giriş empedansının hesaplandığı yukarıdaki denklem ışıyan yarıklar arasındaki ortak kuplajlama için dikkate alınmaz, bu sebeple giriş empedansı için yeni bir ifade belirlenebilir,

$$R_{in} = \frac{1}{2\left(G_1 \pm G_{12}\right)} \tag{2.14}$$

Burada

G_{12} = ortak kondüktans

G_1 = öz kondüktans

+ = tek rezonans modları

- = çift rezonans modları

Öz kondüktans aşağıdaki ifade kullanılarak hesaplanabilir (Balanis,1997):

$$G_1 = \frac{I_1}{120\pi^2} \tag{2.15}$$

Burada I_1 aşağıdaki gibi tanımlanan integraldir:

$$I_1 = \int_0^{\pi} \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2}\cos\theta\right)}{\cos\theta} \right]^2 \sin^3\theta d\theta = -2 + \cos(X) + XS_i(X) + \frac{\sin(X)}{X} \tag{2.16}$$

Burada: $X = k_0 W$

$k_0 = 2\pi / \lambda_0$

$S_i = \sin$ integrali

Ortak kondüktans G_{12} aşağıdaki ifade kullanılarak hesaplanır (James, 1981):

$$G_{12} = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^{\pi} \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2}\cos\theta\right)}{\cos\theta} \right]^2 J_0\left(k_0 L \sin\theta\right) \sin^3\theta d\theta \tag{2.17}$$

J_0 = Birinci türden Bessel fonksiyonu

Gömülü beslemeli yama için giriş direnci aşağıdaki basitleştirilmiş ifadeyle verilir (Balanis, 1997):

$$R_{in}\left(x = x_0\right) = \frac{1}{2\left(G_1 + G_{12}\right)} \cos^2\left(\frac{\pi x_0}{L}\right) \tag{2.18}$$

$x_0 = 0$ iken, yama kenarındaki direnç aşağıdaki şekilde bulunabilir:

$$R_{in}\left(x_0 = 0\right) = \frac{1}{2\left(G_1 + G_{12}\right)} \tag{2.19}$$

x_0' nin optimum değeri $\left(R_{in} = 50\Omega\right)$ 2.15 ila 2.17 no' lu denklemlerden bulunabilir. Yama kenarındaki direnç anten için uyumlu bir ağ tasarlamak amacıyla kullanılabilir.

2.4. Mikroşerit Antenlerin Analizinde Kullanılan Analitik ve Sayısal Modeller

2.4.1. Giriş

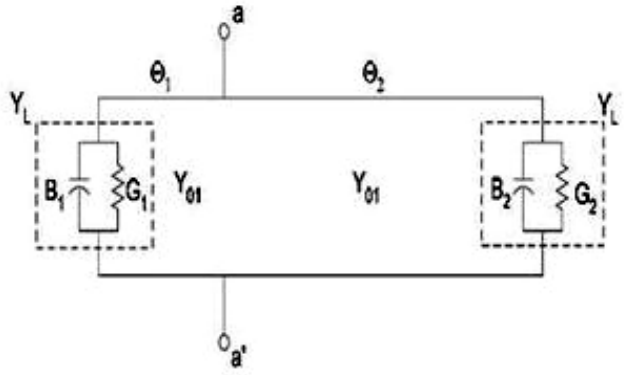
Mikroşerit antenlerin analizinde çok çeşitli yöntemler kullanılmaktadır. Bu yöntemlerden bazıları yüksek doğruluklu sonuçlar vermelerine rağmen, fazla hesap yüküne sahiptir. Uzun hesaplamaların yapılma gereği bu yöntemlerin kullanımını zorlaştırmakta ve bu yöntemlerin tercih edilmemesine sebep olmaktadır.

Mikroşerit anten analizinde kullanılacak yöntem belirlenirken; zorluğu, doğruluk derecesi, bilgisayarlı hesaplama yöntemlerine uyarlanıp uyarlanamayacağı ve çözüm maliyeti göz önünde bulundurulur.

Mikroşerit anten analizinde en çok tercih edilen yöntemler aşağıda anlatılmaktadır.

2.4.2. İletim hattı modeli

İletim hattı modeli, diğer modellerle karşılaştırıldığında en kolay modeldir. Bu model, dikdörtgen mikroşerit anteni belli uzunluktaki düşük empedanslı bir iletim hattıyla ayrılan iki ışıyan yarık dizisi olarak sunar.

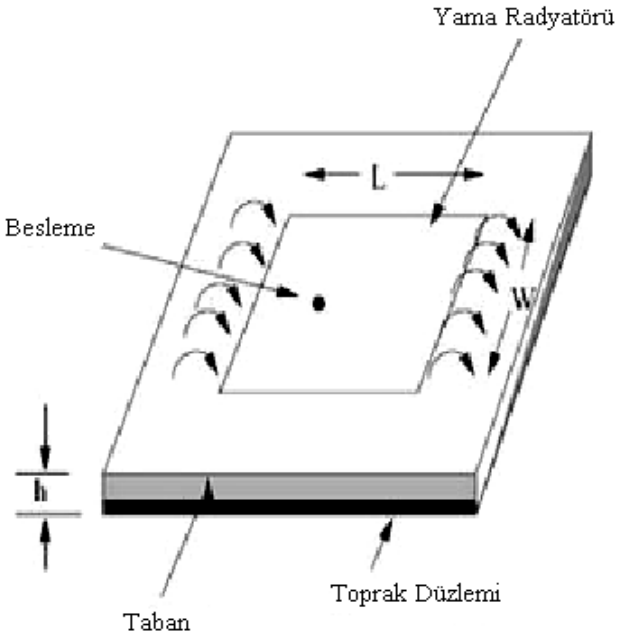


Şekil 2.17 Mikroşerit antenin iletim hattı modeli

Bu model için aşağıdaki etkiler dikkate alınmalıdır.

Saçılma Etkileri:

Yama boyutlarının uzunluk ve genişlik olarak sonlu olması dolayısıyla, yama kenarlarındaki alanlar dielektriğin dışında oluşan ve etkin dielektrik sabitinde değişikliğe yol açan alanlar gibi saçılmaya uğrar. Bu da yama boyutlarının ve taban kalınlığının bir fonksiyonudur.



Şekil 2.18 Yama antenin iletim hattı modeli

Yukarıdaki şekil yama antenin iletim hattı modelinin yandan görünüşünü gösterir. Etkin uzunluğu artırarak kenarlardaki saçılmalar gözlemlenebilir.

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2}\left[1 + 10\frac{h}{w}\right]^{-1/2} \tag{2.18}$$

Etkin Uzunluk ve Genişlik:

Saçılma etkisinde bağlı olarak, elektriksel yama boyutları fiziksel boyutlardan daha büyük olacaktır. Etkin uzunluk L_{eff} ' i hesaplamak için aşağıdaki formül kullanılabilir:

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \tag{2.19}$$

Burada, normalize edilmiş uzunluk uzantısı ΔL için yaklaşık bir ilişki aşağıdaki gibi verilebilir:

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{\left(\varepsilon_{eff} + 0.3\right)\left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{\left(\varepsilon_{eff} - 0.258\right)\left(\frac{W}{h} + 0.8\right)} \tag{2.20}$$

Verimli bir radyatör için, iyi bir ışıma verimliliği sağlayacak uygulanabilir genişlik

$$W = \frac{c}{2 f_r} \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}} \tag{2.21}$$

ile tanımlanabilir.

İletkenlik:

Her ışıyan yarık paralel eşdeğer Y admitansı (G iletkenliği ve B suseptansıyla beraber) ile temsil edilir. Yarıklar Θ_1 ve Θ_2 olarak adlandırılır. Yarığın eşdeğer admitansı aşağıdaki gibi verilir:

$$Y_1 = G_1 + B_1 \tag{2.22}$$

Sonlu (W) genişliğindeki bir yarık için

$$G_1 = \frac{W}{120 \lambda_0} \left[1 - \frac{1}{24} \left(k_0 h \right)^2 \right] \tag{2.23}$$

$$B_1 = \frac{W}{120 \lambda_0} \left[1 - 0.636 \ln \left(k_0 h \right) \right] \tag{2.24}$$

$\frac{h}{\lambda_0} < \frac{1}{10}$ için bulunabilir.

Her iki yarık da ideal olduğu için, eşdeğer admitansı,

$$\begin{aligned} Y_1 &= Y_2 \\ G_1 &= G_2 \\ B_1 &= B_2 \end{aligned} \tag{2.25}$$

Her yarığın iletkenliği rezonatör modelindeki alan ifadesi kullanılarak elde edilebilir. Genel olarak, iletkenlik

$$G_1 = \frac{2P_{rad}}{|V_0|^2} \tag{2.26}$$

şeklinde tanımlanır. İletim hattı modelinden elde edilen tüm bu denklemler antenin sentezi ve analizinde anten parametrelerinin hesabında kullanılabilir. Bu amaçla, modeller birbiriyle bağlantılı olarak kullanılmaktadır.

2.4.3 Genelleştirilmiş iletim hattı modeli

Şekil 2.1 (b)' deki eşdeğer devre farklı olarak genelleştirilmiş iletim hattı modeli (GİHM) olarak adlandırılan bir yaklaşımla çözülebilir (Bhattacharyya ve Garg, 1985, Bhattacharyya 1985, Bhattacharyya, Shafai ve Garg 1991).Bu yaklaşımda, bir örnek olmayan iletim hattı kesimleri akım kaynağının diğer yanındaki π-ağ eşdeğerlerine dönüştürülür. Elde edilen eşdeğer devre Şekil 2.6(b)' de gösterilmektedir. Bu eşdeğer devre akım kaynağı yerine gerilim kaynağı elde etmek amacıyla yıldız-delta ve delta-yıldız dönüşümleri kullanılarak basitleştirilebilir (Bhattacharyya ve Garg, 1985).

GİHM uygulaması dikdörtgen yamayla sınırlı değildir. Bunun yerine herhangi ayrılabilir mikroşerit anten geometrisine uygulanabilir. Pratikte kullanılan antenlerin çoğu bu kategoriye girer. Bu model kullanılarak çalışılan yama şekilleri, doğrusal kutuplama için, dikdörtgen yamayı, daire şekilli yamayı, daire şekilli halkayı, halka ve dairesel kesimleri ve dairesel halkaların ortak merkezli dizilerini içerir (Bhattacharyya ve Garg, 1985a, Bhattacharyya ve Garg, 1985b, Bhattacharyya 1985, Bhattacharyya, Shafai ve Garg 1991, Bhattacharyya ve Garg, 1985c, Bhattacharyya ve Garg, 1986). Dairesel kutuplu antenler kapsamında eliptik halka ve yarıklı dairesel halka da çalışılmıştır (Bhattacharyya ve Shafai 1988a, Bhattacharyya ve Shafai 1988b).

İletim Hattı modeli ile GİHM arasındaki temel fark; GİHM ‘ de yamanın ortagonal yönlerdeki bir iletim hattı şeklinde modellenmesidir. Sonuçta, enine yöndeki alan değişimleri GİHM’ de incelenmektedir. Dikdörtgen olmayan şekillerdeki uygulamalarda, iletim hatları genellikle bir örnek değildir. Ayrıca GİHM’ deki duvar admitansı tanımı diğer modellerdekinden farklıdır.

2.4.4. Rezonatör modeli

Mikroşerit yama antenler dar band rezonans antenleridir. Kayıplı rezonatör olarak da adlandırılabilirler. Bu sebeple, rezonatör modeli (Lo, 1979) yama antenlerin analizinde doğal bir seçim haline gelmiştir. Rezonatör modeli Lo tarafından geliştirilmiştir (Lo 1979, Richards 1981, Lo ve Richards 1981). Bu modelde, yama iç bölgesi altta ve üstte elektrik duvarlar ve çevresi magnetik bir duvar tarafından sınırlandırılan bir rezonatör olarak modellenir. Bu varsayımın temelleri ince tabanlar için $(h \ll \lambda_0)$ aşağıdaki gözlemlere dayanmaktadır:

- İç bölgedeki alanlar z ile değişmez$(\partial / \partial z \equiv 0)$; çünkü taban çok incedir, $(h \ll \lambda_0)$

- Elektrik alan sadece z yönündedir ve magnetik alan yama metali ve toprak düzlemiyle sınırlandırılan bölgede sadece enine bileşenlere sahiptir. Bu gözlem üst ve alttaki elektrik duvarlarını sağlar.

- Yamadaki elektrik akımı yama metalinin kenarına normal olacak şekilde $\overline{H}$’ ın teğetsel bileşeninin kenar boyunca ihmal edildiğini ve magnetik bir duvarın çevre boyunca yer alabileceğini belirten hiçbir bileşene sahip değildir. Matematiksel olarak, $\partial E_z / \partial n = 0$

Yamadaki alan dağılımı, iç alan ve dış alan şeklinde iki bölgeye bölünebilir.

Boşluğun iç bölgesi Şekil 2.1’ de gösterildiği gibi düşünülsün. Dielektriğin ince olmasından dolayı, iç bölgedeki alan dağılımı $\partial / \partial z \equiv 0$ ve z modundaki TM

ile tanımlanabilir. Sonuç olarak, E_x, H_x ve H_y olmak üzere sadece üç alan bileşeni mevcuttur. İç elektrik alanı $\overline{E}^i$ homojen olmayan dalga denklemini sağlamalıdır.

$$\nabla \times \nabla \times \overline{E}^i - k^2 \overline{E}^i = -j\omega\mu_0 \overline{J} \tag{2.27}$$

veya

$$\nabla_t^2 E_z + k^2 E_z = j\omega\mu_0 \hat{z} \cdot \overline{J} \tag{2.28}$$

Burada; $k^2 = \omega^2 \mu_0 \varepsilon_0 \varepsilon_r$, $\overline{J}$ koaksiyel besleme veya mikroşerit hattan kaynaklanan uyartım elektrik akım yoğunluğu, $\hat{z}$ yama düzlemine normal birim vektörü ve ∇t z ekseni hakkındaki enine del operatörüdür.

(2.16)' daki dalga denklemini sağlamanın yanı sıra, alanlar aşağıdaki sınır şartlarını da sağlamalıdır:

$$\hat{n} \times \overline{E}^i = 0 \text{ alt ve üst iletkenlerde} \tag{2.29}$$

$$\left.\begin{aligned} \hat{n} \times \overline{E}^i &= \hat{n} \times \overline{E}^e \\ \hat{n} \times \overline{H}^i &= \hat{n} \times \overline{H}^e \end{aligned}\right\} \text{ duvarlarda} \tag{2.30}$$

Burada $\hat{n}$ duvarlara normal olan birim zahirisidir. $\overline{E}^e$ ve $\overline{H}^e$ dış bölgedeki alanlardır.

(2.29)' da icra ettirilmesi gereken duvarlardaki alanlar, sırasıyla ε_r ve h taban parametrelerine, yama yapılandırmasına ve toprak düzleminin boyutuna dayanır. Bu alanları doğru bir şekilde belirlemek en basit yama şekli için bile oldukça zordur. Hemen hemen tüm yama şekilleri için çok iyi çalışılmasına gerek duyulan yaklaşımlardan bir tanesi tüm yama çevresi boyunca magnetik bir duvarın bulunduğunu varsaymaktır. Magnetik duvar, yama kenarlarından Δ mesafesi uzakta yer alır (Şekil 2.10). Zahiri uzantısı Δ saçılma alanlarında depolanan enerjiyi de dikkate alır. Her ne kadar basit yama şekilleri için Δ taban

parametrelerin ve yama şeklinin bir fonksiyonu olarak bulunabilse de, mikroşerit antenlerde kullanılan düşük dielektrik sabitli ince tabanlar için yaklaşık olarak h taban kalınlığına eşit bir değerde bulunur.

Magnetik duvar varsayımı altında, (2.29) aşağıdaki denkleme indirgenir:

$$\hat{n}\times\overline{H}=0 \quad \textit{magnetik duvarlarda} \tag{2.31}$$

Dâhili alanların belirlenmesi kolaydır. Yine de, bu alanlar harici alanlar tarafından üretilen yüklenme etkisinin dâhili alanların belirlenmesinde yer almaması sebebiyle sadece ilk derece için doğrudur. Dâhili elektrik alan dağılımı boşluğun Eigen fonksiyonları terimleriyle elde edilebilir.

Yama boşluğundaki elektrik alan aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$E_x(x,y)=\sum_m\sum_n A_{mn}\psi_{mn}(x,y) \tag{2.32}$$

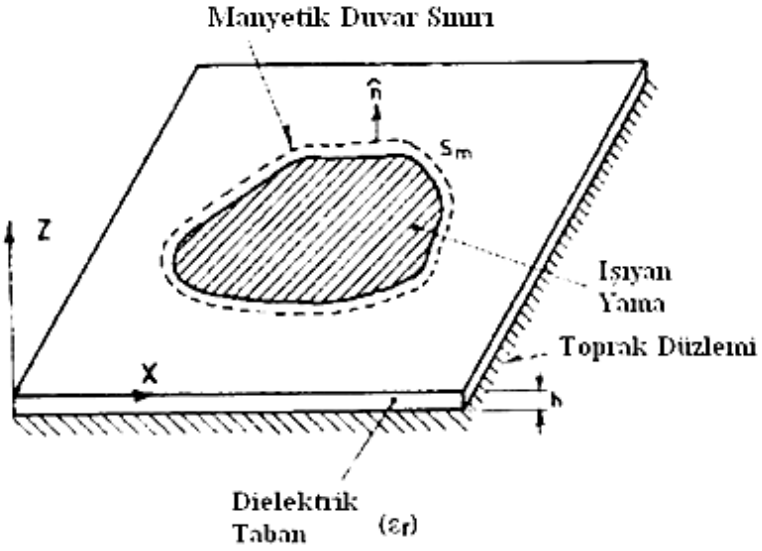
Burada A_{mn} elektrik alan mod vektörü veya Eigen fonksiyonu ψ_{mn}'yle ilişkili genlik katsayılarıdır. Eigen fonksiyonları

$$\left(\nabla_t^2+k_{mn}^2\right)\psi_{mn}=0 \tag{2.33}$$

ile

$$\frac{\partial\psi_{mn}}{\partial n}=0 \text{ magnetik duvarlarda} \tag{2.34}$$

denklemlerinin çözümleridir.



Şekil 2.19: Mikroşerit yama antenin manyetik duvar modeli

Burada Eigen fonksiyonlarının taban parametrelerine değil de yama metalinin şekline ve boyutuna dayandığına dikkat edilmelidir.

(2.28)' deki E_z için (2.32)' i yerine konursa ve her iki tarafı ψ_{mn}^* ile çarpılırsa, yama alanı üzerindeki integral hesaplanır ve genlik katsayıları aşağıdaki gibi elde edilir:

$$A_{mn} = \frac{j\omega\mu_0}{k^2 - k_{mn}^2} \frac{\iint J_z \psi_{mn}^* ds}{\iint \psi_{mn} \psi_{mn}^* ds} \tag{2.35}$$

Bu yüzden,

$$E_z = j\omega\mu_0 \sum_m \sum_n \frac{1}{k^2 - k_{mn}^2} \frac{\iint J_z \psi_{mn}^* ds}{\iint \psi_{mn} \psi_{mn}^* ds} \psi_{mn} \tag{2.36}$$

Ve

$$\vec{H} = \frac{1}{j\omega\mu_0} \hat{z} \times \nabla E_z \tag{2.37}$$

ile ifade edilir.

Alternatif olarak, geometri için Green fonksiyonları yama metalinin altındaki elektrik alanın belirlenmesinde görev alabilir. Bu durumda E_z için çözüm

$$E_z = \iint G(s \mid s') J_z ds' \tag{2.38}$$

haline gelir.

Dâhili alanlar bu durumda antenin giriş empedansının belirlenmesinde kullanılır. Rezonatör modelinde, giriş empedansı şu şekilde tanımlanır:

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} \tag{2.39}$$

Burada V_{in} besleme noktasındaki RF voltajıdır ve şu şekilde hesaplanır:

$$V_{in} = -E_z \ \left(besleme\ noktasında\right) \tag{2.40}$$

Besleme akımı ise;

$$I_{in} = \iint J_z ds \tag{2.41}$$

olarak ifade edilir.

Önceki işlem giriş empedansının saf reaktif olmasını temin edecektir; çünkü (2.36)' da toplama işareti altındaki bütün büyüklükler gerçektir. Işıma ve diğer kayıpların giriş empedansı üzerindeki etkisi hem suni olarak artırılan taban kayıp tanjantı biçimini (Lo 1979, Richards 1981, Lo ve Richards 1981) hem de ışıyan duvarlardaki empedans sınır şartını kapsamaktadır (Carver ve Coffey 1979,Carver ve Mink 1981).

Rezonatör modelinde, etkin bir kayıp tanjantı tanımlanırken dielektrik kaybı, iletken kaybı ve ışıma kaybı gibi değişik tipte kayıplar dikkate alınır:

$$\delta_{eff} = I / Q \tag{2.42}$$

Burada Q, kayıplı rezonatör faktörüdür ve aşağıdaki şekilde tanımlanır:

$$Q = \frac{\omega_r W_T}{P_d + P_c + P_r} \tag{2.43}$$

Bu sebeple,

$$\delta_{eff} = \frac{P_d + P_c + P_r}{\omega_r W_T} \tag{2.44}$$

olarak ifade edilir.

Burada, P_d mükemmel olmayan dielektrikteki güç kaybıdır, P_c, mükemmel olmayan iletkendeki güç kaybı ve P_r anten tarafından ışınlanan güçtür. İnce tabanlar için yüzey dalgası kaybı ihmal edilebilir; aksi takdirde yüzey güç kaybının da (2.44)' e eklenmesi gerekir. W_T ; ω_r rezonansında yamada depolanan toplam enerjidir. Depolanan enerji yama altındaki alanlarla belirlenir ve aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$W_T = W_e + 2W_m = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r}{2} \iiint \left| E_z{}^2 dV \right| \tag{2.45}$$

Dielektrik kaybı yama altındaki elektrik alandan hesaplanır.

$$P_d = \frac{\omega \varepsilon_0 \varepsilon_r \tan\delta}{2} \iiint |E_z|^2 \, dV = \omega \cdot \tan\delta \cdot W_T \tag{2.46}$$

$\tan\delta$ dielektrik kayıp tanjantıdır. İletken kaybı P_c yama metali ve yer düzlemindeki magnetik alandan hesaplanır:

$$P_c = 2\frac{R_s}{2} \iint |H_s|^2 \, ds \approx \frac{\omega W_T}{h\sqrt{\pi f \mu_0 \sigma}} \tag{2.47}$$

R_s ; iletkenlerin $\sqrt{\pi f \mu_0 \sigma}$ ile verilen yüzey direncidir ve σ iletkenin iletkenliğidir. Yamadan ışıyan güç P_r ise ışıma alanının yamanın üst yarıküresi üzerinden integral alınarak belirlenebilir:

$$P_r = \frac{1}{2\eta_0}\int_0^{2\pi}\int_0^{\pi/2}\left(\left|E_\theta\right|^2+\left|E_\phi\right|^2\right)r^2\sin\theta d\theta d\phi \tag{2.48}$$

E_θ ve E_ϕ için ifadeler, genel olarak, θ,ϕ ve taban parametrelerinin oldukça karışık fonksiyonlarıdır. Bu yüzden, sayısal bir integrasyon gerçekleştirilmiştir.

Alternatif olarak, δ_{eff} çeşitli kalite faktörü terimleriyle tanımlanabilir.

$$\textit{Dielektrik } \mathrm{Q};\mathrm{Q}_d = \frac{\omega_r W_T}{P_d} = 1/\tan\delta \tag{2.49a}$$

(2.34) ve (2.35)' ten tanımlanırsa,

$$\begin{aligned}\textit{İletken } \mathrm{Q};\mathrm{Q}_c &= \frac{\omega_r W_T}{P_c}\\ &= h\sqrt{\pi f \mu_0 \sigma}\ \text{(2.47)' den}\\ &= h/\Delta\ (\Delta \text{ iletken için deri kalınlığı})\end{aligned} \tag{2.49b}$$

$$\textit{Işıma } \mathrm{Q};\mathrm{Q}_r = \frac{\omega_r W_T}{P_r} \tag{2.49c}$$

Buran toplam Q, Q_T şeklinde elde edilir:

$$\frac{1}{Q_T} = \frac{P_d + P_c + P_r}{\omega_r W_T} = \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_r} \tag{2.50}$$

(2.38)' in (2.33)' de kullanılması δ_{eff} için aşağıdaki ifadeyi verir:

$$\delta_{eff} = \tan\delta + \frac{\Delta}{h} + \frac{P_r}{\omega_r W_T} \tag{2.51}$$

δ_{eff} terimiyle tanımlanan kayıplarla, k^2 için (2.35)' teki ifade

$$k^2 = k_0^2 \varepsilon_r \left(1 - j\delta_{eff}\right) \tag{2.52}$$

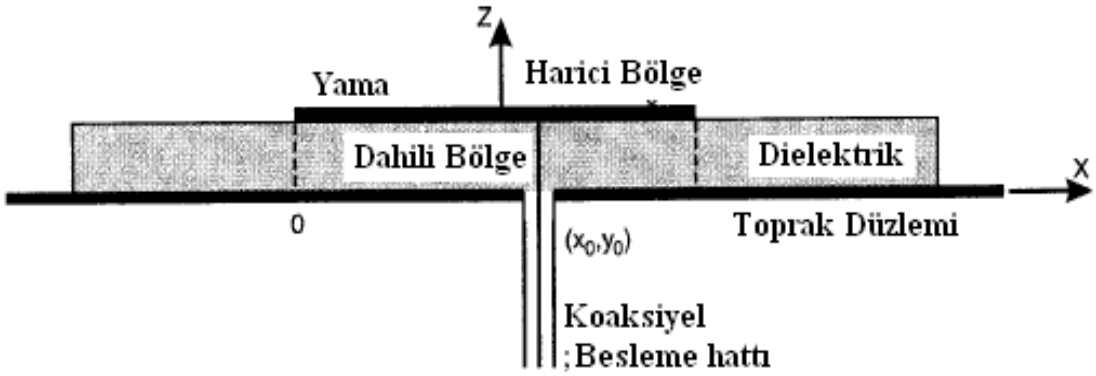
olarak değiştirilebilir. Bunun amacı E_z için ifadeyi aşağıdaki şekilde sağlamasıdır.

$$E_z = j\omega\mu_0 \sum_m \sum_n \frac{1}{k_0^2 \varepsilon_r \left(1 - j\delta_{eff}\right) - k_{mn}^2} \frac{\iint J_z \psi_{mn}^* ds}{\iint \psi_{mn} \psi_{mn}^* ds} \psi_{mn} \tag{2.53}$$

Frekansı değiştirerek, giriş empedansı rezonans frekansında ve rezonans frekansı civarında (2.53) ve (2.39)' in kullanılmasıyla hesaplanır. Rezonans gerçel giriş empedansıyla gösterilir.

Yukarıda anlatılan rezonatör modeli, çok sayıda yama şekline uygulanmaktadır. Dairesel polarizasyon rezonatör modeli kullanılarak tahmin edilebilir. Rezonatör modeli taban kalınlığıyla alanların değişimini kapsayacak şekilde değiştirilmiştir. Yığılı yama antenleri de ayrıca analiz edilmiştir.

Açıklıklar arasındaki ortak kuplajlama tam biçimde rezonatör modelinin içine girmektedir. Esas olarak sadece G_m için hesaplanan ve B_m ortak suseptans için hesaplanmayan ışıyan gücü içermektedir. Dahası, rezonatör modeli birden çok açıklığa sahip mikroşerit antenlerdeki açıklık alanlarının oranını doğrulamaz; çünkü açıklıklardaki alanlar tüm noktaların fazda olduğu duran dalga dağılımından doğrulanmaktadır. Nitekim güç ışımasına bağlı olarak, yama içindeki alan doğal biçimde ilerleyecektir ve bu yüzden açıklık alanları arasında bir faz farkı oluşacaktır. Bu sebeple, rezonatör modeli dizi uygulamalarına uygun değildir. Yine de, rezonatör modeli dikdörtgen yamalara arasındaki ortak kuplajın belirlenmesine kadar genişletilmiştir (Penard ve Daniel, 1982). Bunun içi, ışıyan kenarlardaki elektrik alan eşdeğer bir magnetik alanla yer değiştirilir ve rezonatör dalga kuplaj katsayısı hesaplanabilir. Rezonatör modeli ayrıca açıklık kuplajlı yama antenin analizinde de kullanılabilir (Himdi 1989, Ittipboon, Oostlander ve Antar 1989). Bu analizde, açıklık bir iletken yüzey üzerindeki eşdeğer magnetik akımla yer değiştirilir.



Şekil 2.19 Antenle ilişkili alanların dâhili ve harici bölgeler şeklinde ayrılması

2.4.5. Genelleştirilmiş rezonatör modeli

Genelleştirilmiş rezonatör modelinde yamadaki elektrik alan, verilen yama şekli Green fonksiyonları belirlenebilen düzenli şekillere parçalanarak belirlenebilir. Dikdörtgenler, daireler, üçgenler, daire parçaları, dairesel halkalar ve dairesel halka parçaları için Green fonksiyonları mevcuttur (Gupta ve ark. 1981).

Anten analizi için kesimlere ayırma metodunda (Garg ve Palanisamy,1986) anten Green fonksiyonlarının belirlenebilmesi amacıyla düzenli şekillere ayrılır. Garg ve Palanisamy (1986) tarafından yapılan çalışmada; kesimlere ayırma metodunun değiştirilmiş bir şekli sunulmaktadır. Bu şekilde metod daha verimli hale gelmektedir. Ayrıca, verilen bir kesim için ışıma kayıplarının oluştuğu varsayılarak tanımlanan hata da oluşmamaktadır.

Sunulan teknik rasgele yama şekilleri için genelleştirilmiş bir rezonatör modelidir. Rezonatör modelinde olduğu gibi, öncelikle rasgele şekilli yamadaki elektrik alan dağılımı belirlenir. Ardından anten karakteristiklerinin elde edilmesi amacıyla genel rezonatör modeli kullanılır. Genelleştirilmiş Rezonatör Modeli (GRM) olarak adlandırılan tekniğin bir özeti aşağıda verilmektedir:

a) Yamanın magnetik duvar modeli öncelikle fiziksel çevrenin zahiri uzantısı üzerinden saçılma alanlarında depolanan enerjinin hesaplanması için geliştirilir.

b) Böylece elde edilen eşdeğer geometri; Eigen fonksiyonlarının analitik olarak elde edilebileceği düzenli şekillerdeki kesimlere bölünür.

c) Kesimler arasındaki sürekli bağlantılar ayrık sayıda portlara bölünür. Tekniğin doğruluğu ve verimi arasında bir iyileştirme yapmak için, besleme noktasında bağlantının her $\lambda/20$ uzunluğu için bir port sağlanır.

d) Sonrasında çeşitli kesimlerin çoklu port Z-matrisleri değerlendirilir.

e) Bu Z-matrislerinin birleştirilmesiyle giriş reaktansı teğetsel elektrik ve magnetik alanların sürekliliğinin bağlantı sınırlamalarını sağlayacak şekilde çoklu port bağlantı metodu kullanılarak belirlenir.

f) Frekansla giriş reaktansının davranışı rezonans frekansının belirlenmesi için değerlendirilir.

g) Rezonans frekansında, çoklu port bağlantı metodunun yan ürünü olan çeşitli kesimlerdeki port akımları belirlenir.

h) Besleme akım yoğunluğu bir kesimin bağlantısı boyunca kesimin Eigen fonksiyonları terimleriyle genişletilerek ve port akımlarını basit değerler olarak kullanarak elde edilir.

i) Bu akım yoğunluğunu kullanarak, kesimdeki ve böylece tüm yamadaki elektrik alan değerlendirilir.

j) Sonuçta, rezonatör modeli anten karakteristiklerinin elde edilmesi amacıyla kullanılır.

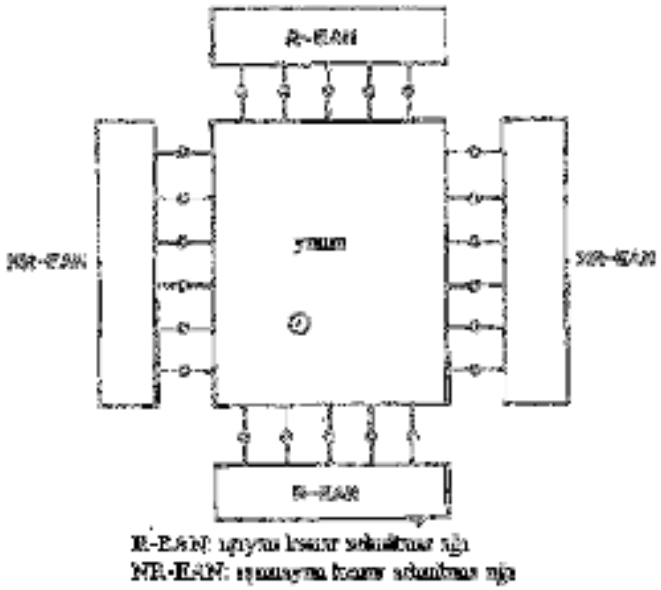
g) ve i) adımları mevcut tekniği (Gupta ve Sharma, 1981)' de verilenden farklı hale getirir. Teknik, lineer ve dairesel olarak kutuplanmış mikroşerit

antenlere uygulanabilir ve gayet iyi sonuçlar elde edilebilir (Palanisamy ve Garg, 1985).

2.4.6. Çok kapılı ağ modeli

Çok kapılı ağ modeli (Multiport Network Model: MNM) rezonatör modelinin genişletilmiş hali şeklinde düşünülebilir (James ve Hall 1989). Bu model, çeşitli kenarlar arasındaki ortak kuplajı ayrıca hesaba katar. Bu model düzlemsel devre yaklaşımını (Okoshi 1985) ve yamanın kenar admitanslarını kullanır.

MNM yönteminde, iç ve dış bölgedeki alanlar ayrı ayrı modellenir. İç bölge, çapraz şekilli yama anten için Şekil2.20' de görüldüğü gibi bütün çevre boyunca kapılar yerleştirilmiş çok kapılı düzlemsel bir devre olarak modellenir. Kenar alanları, ışıma alanları ve yüzey dalga alanlarından oluşan dış bölgedeki alanlar yük admitansları tarafından temsil edilirler. İletim hattı modelinin aksine, ışıma yapan ya da yapmayan bütün kenarlar MNM' de yük admitansları olarak temsil edilirler. Verilen bir kenara karşı gelen yük admitansları belli sayıda kapıya eşit olarak bölünür. Bu yükler daha sonra düzlemsel devre üzerinde karşı gelen kapılara bağlanırlar. Yani, verilen bir kenar için, çok kapılı ağdaki kapı sayısı ile yük ağındaki kapı sayısı aynıdır.



Şekil 2.20 Çok kapılı ağ modeli

2.4.7. Mikroşerit antenlerin tam dalga analizi

Daha önceki kısımlarda tanımlanan MŞA' in yaklaşım modelleri belli basitleştirici varsayımlar yapmaktadır. Bu varsayımlar,

1. Kapalı form öz fonksiyonlar şeklinde analitik basitliğe yol açar.

2. Duvar admitansları için kapalı form ifadeleri kullanırlar ve bu nedenle sayısal olarak daha az yoğun işlem gerektirirler.

3. Uzay dalga ışıması, yüzey dalga ışıması ve ortak kuplaj gibi farklı olayları birlikte hesaba katan bir yaklaşımı kullanırlar.

Sonuç olarak, aşağıda belirtilen çok sayıda sınırlamalar içerirler:

- $\partial / \partial_z \equiv 0$ kabulünden dolayı bu modeller sadece ince tabanlar $\left(h / \lambda_0 < 0.01\right)$ için geçerlidir.

- Bu modeller küçük genişlikli mikroşerit dipollere uygulandığında doğru sonuç vermezler (James and Hall 1989).

- Yaklaşım kuplajlı ve açıklık kuplajlı mikroşerit beslemeler gibi bazı besleme konfigürasyonlarını modellemek zordur.
- Modeller anizotropik tabanlar için test edilmemiştir.
- Bir yama antenden olan çapraz kutuplanmış ışıma, iletim hattı modeli veya çok kapılı ağ modeli kullanılarak kestirilemez; çünkü sadece tek modlu analiz yapılmıştır.

Burada bahsedilen sınırlamaların çoğu tam dalga tekniklerinde söz konusu değildir. Bu tekniklerin hesaplama maliyetleri yüksektir ve bunlar zor tekniklerdir. İntegral denklemi tekniklerinin temel yaklaşımı taban ve toprak düzlemi yan boyutlarda sonsuz uzunlukta alınmıştır. Çözümün formülasyonu, hava-dielektrik ara yüzeyindeki sınır şartlarının tam anlamıyla uygulanmasına dayanır. Bu kompozit dielektrik için tam Green fonksiyonu kullanılarak yapılır.

Green fonksiyonu, dielektrik kayıplarının, iletken kayıplarının, yüzey dalga modlarının ve uzay dalga ışımasının etkisini içerir. Yama iletkenindeki sınır şartı bir integral denklemine yol açar. Diferansiyel formdaki Maxwell denklemleri sonlu-fark şeklinde ve FDTD yaklaşımı kullanılarak zaman domeninde çözülür. Bu teknik Green fonksiyonu kullanmaz ve bu nedenle küçük boyutlu toprak düzlemi ve tabanın etkisini hesaba katar. Antene monte edilmiş herhangi bir yarı iletken eleman, eleman-alan etkileşim seviyesinde analize katılabilir. Bu imkân, aktif MŞA' in doğru analizine neden olur. Tam dalga tekniklerinin bazı özellikleri aşağıda verilmiştir (Pozar 1992):

Doğruluk: Tam dalga teknikleri genelde empedans ve ışıma karakteristikleri için en doğru çözümü verirler.

Bütünlük: Tam dalga teknikleri; dielektrik kaybı, iletken kaybı, uzay dalga ışıması, yüzey dalgaları ve dış kuplaj etkileri dâhil olmak üzere tümünü tam olarak çözer.

Çok yönlülük: Tam dalga teknikleri herhangi bir şekle sahip mikroşerit elemanlar ve diziler, farklı tipte besleme teknikleri, çok katmanlı geometriler, anizotropik tabanlar ve aktif antenler için kullanılabilir.

Hesaplama Maliyeti: Tam dalga teknikleri, sayısal olarak yoğun işlem gerektirir ve bu sebeple hesaplama maliyetini düşürmek için dikkatli programlama gerekir.

En popüler üç tam dalga tekniği şunlardır: Spektral domeni analizi tam dalga çözümü (Pozar 1987, Deshpande ve Bailey 1982), karmaşık-potansiyel elektrik alan integral denklem yaklaşımı (Pozar 1992, Itoh 1989, Mosig ve Gardiol 1982) ve sonlu fark zaman domeni tekniği (Taflove 1995, Kunz ve Lubers 1993).

Çok katmanlı ortam içeren problemler için integral denklemi iki farklı yolla çözülebilir.

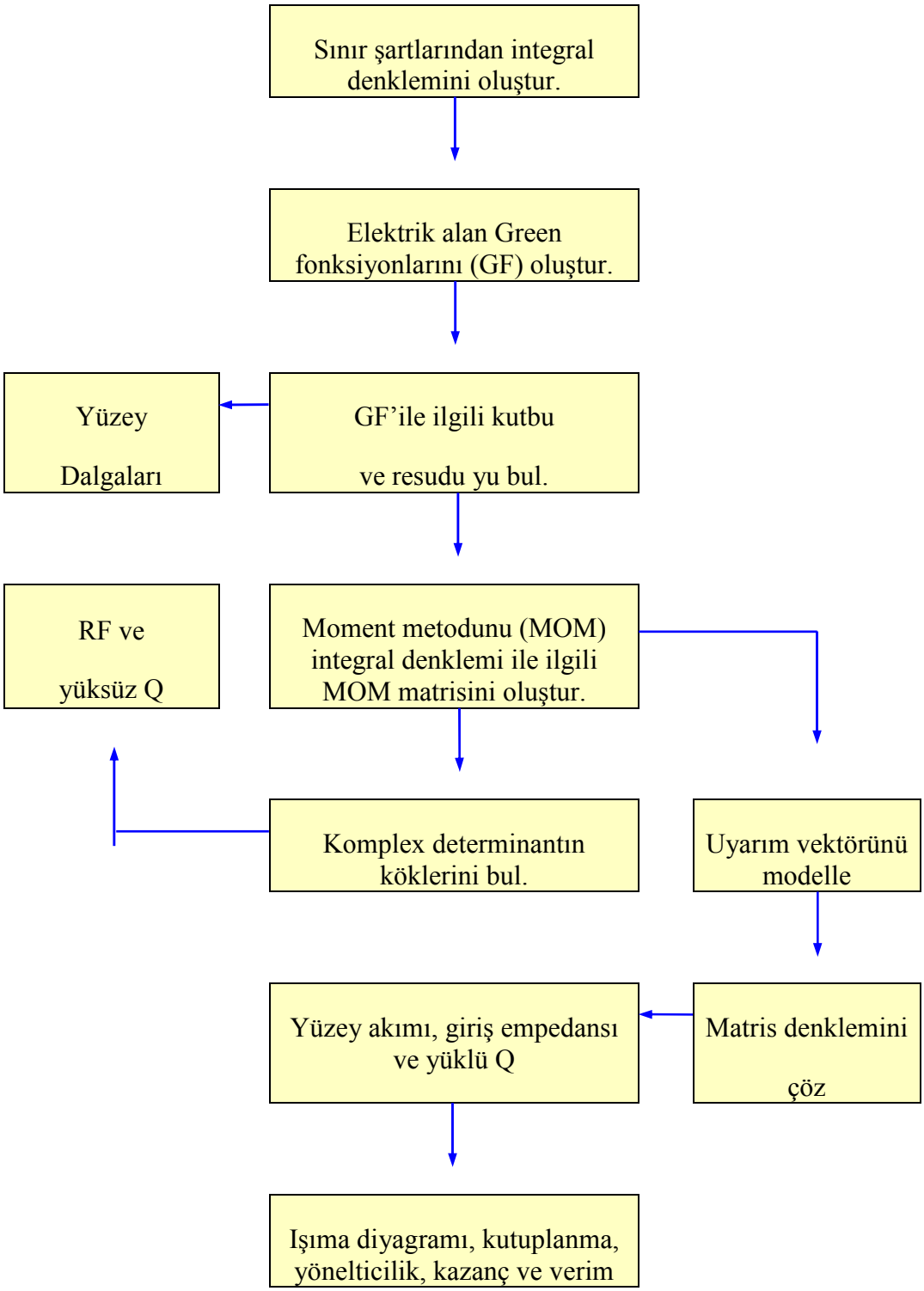
1. İntegral denklemi yazılır ve spektral domende çözülür. Bu yaklaşım genelde spektral domen yaklaşımı olarak nitelenir.

2. Diğer yaklaşımda, spektral domen Green fonksiyonunu hesaplamada kullanılır.

Fakat bu aşamada ters dönüşüm alınarak integral denklemi uzay domeninde çözülür. Bu yaklaşım probleme daha iyi bir fiziksel kavrayış ve hesabı daha verimli yapmayı sağlar. Skaler potansiyel ve vektörel potansiyel analizi için seçildiğinde, teknik karmaşık-potansiyel integral denklem tekniği olarak bilinir (Gültekin, 2002).

2.4.8. Spektral domen tam dalga analizi

Bu yaklaşım MŞA' in karmaşık dielektrik yapısı için tam Green fonksiyonu kullanılır (Pozar 1987, Deshpande ve Bailey 1982). Green fonksiyonu, yama iletkende sınır şartlarını sağlamak için elektrik alan integral denklemi formülasyonunda kullanılır. Sonuç integral denklemleri, bir matris denklemi oluşturmak üzere moment yöntemi vasıtasıyla bir dizi lineer denkleme ayrılırlar. Matris denkleminin çözümü yama iletkeni üzerindeki akım dağılımından ve Green fonksiyonundan bulunur. Şekil 2.21 analizdeki ana işlemleri listeler.



Şekil 2.21 MŞA analizi basamakları

Spektral domende moment metodunda izlenen temel adımlar şunlardır:

1. Dielektrik dilime ait Green fonksiyonu ile bilinmeyen yama akımını içeren integral denkleminin formüle edilmesi.

2. Dielektrik dilim için, tam Green fonksiyonunun çıkarılması.

3. Vektör magnetik potansiyel ifadesinde geçen Sommerfield tipi integrallerin nümerik olarak hesaplanması.

4. Yama yüzey akımının formüle edilmesi ve hesaplanması için Galerkin prosedürünün kullanılması (kenardan beslemeli yama olması durumunda besleme yüzeyi akımı dâhil).

5. Anten özelliklerinin belirlenmesi.

Bu teknikte Green fonksiyonunun elde edilişi elektromagnetik olarak tamdır. Diğer bir değişle, metotda yüzey-dalga etkileri ve (birden fazla eleman olması durumundaki) karşılıklı kuplaj etkileri anten dizileri için hesaba katılmalıdır. Bunlardan ikincisi hassas dizi tasarımında özel bir öneme sahiptir.

Spektral domende moment metodu potansiyel olarak herhangi bir keyfi yama şeklinin veya yama dizilerinin analizinde kullanılabilir. Bu metodun potansiyeli üzerindeki tek sınırlama, analiz için gereken analitik ve sayısal hesaplamanın uzun olmasıdır (Gültekin, 2002).

2.4.9. Karmaşık potansiyel integral denklemi analizi

Karmaşık potansiyel integral denklemi yaklaşımı (*mixed-potansiyel integral equation: MPIE*), spektral domende tanımlanan integral denklem analizinden hesaplama olarak daha verimlidir. Çoğu ticari integral denklemi yazılımları bu tekniği kullanırlar.

MPIE' ye dayanan integral denklem çözümü çeşitli tipteki MŞA konfigürasyonlarının analizi için kullanılır (James ve Hall 1989, Mosig ve Gardiol 1982, Mosig ve Gardiol 1985, Hall ve Mosig 1989, Michalski ve Hsu 1994,

Demuynck ve ark. 1998, Wu ve ark. 1991, Uckun 1997, Kahrizi ve ark. 1993, Chen ve Alexopulos 1995, Hall ve Mosig 1996, Barlatey ve ark. 1990a, Vandenbosch ve Van de Capelle 1992, Barlatey ve ark. 1990b, Vabdenbosch ve Demuynck 1998, Michalski ve Mosig 1995, Champagne ve ark. 1994).

Karmaşık potansiyelli integral denklemi metodu, keyfi şekilli yamaların analizi için Mosig (1998) tarafından önerilmiştir. Metot temelde Harrington' un (1968) ince antenler için kullandığı metodun MŞA' e uyarlanmış halidir. İntegral denklemi hem bir skaler potansiyel hem de bir vektörel potansiyel içerir, dolayısıyla diğer yazarlar tarafından incelenen integral denkleminin genelleştirilmiş bir biçimidir.

Karmaşık potansiyelli integral denklemi, moment metodu kullanarak uzay domeninde çözülür (Mosig 1998). Pratik olarak ilgi duyulabilecek muhtelif yapılar (dikdörtgen bir yama ve L-şeklinde bir yama dâhil) ele alınmasına rağmen, sunulan sonuçlar tasarımcı tarafından doğrudan kullanılmaya uygun bir biçimde değildir (Gültekin, 2002).

2.4.10. Sonlu fark zaman domeni analizi (FDTD-Finite Difference Time Domain)

FDTD yöntemi, Maxwell denklemlerindeki kısmi türev operatörlerinin merkezi farklara dayalı sonlu farklar karşılıkları ile değiştirilip, doğrudan zaman ve konum domenlerinde sayısallaştırılmasına dayanır (Yee, 1966). Ele alınan problemde üç boyutlu hesap uzayının, eş özellikli $N_x \times N_y \times N_z$ adet dikdörtgen prizmadan oluştuğu varsayılır. Birbirinin özdeşi olan bu küçük prizmaların boyutları, $\Delta x \times \Delta y \times \Delta z$ olup, FDTD hücresi olarak isimlendirilir. Hücre numaraları, (i,j,k) sırasıyla, x' te, y' de ve z' deki hücre numarası olmak üzere tam sayılarla belirtilir. İlk kez [1]' de belirtildiği gibi, her hücrede farklı yerlerde konuşlandırılan üç elektrik ve üç magnetik alan bileşeni ayrıca aralarında zaman farkı olacak şekilde, iteratif olarak istenen zaman süresince hesaplanır. T hesap süresi, n (tam sayı) zaman adımı, Δt hesaplama zaman aralığı olmak üzere, $T = n \times \Delta t$ süresince her hücrede bütün bileşenler için hesaplama yapılır.

Çözümler iteratif olduğundan zaman ve konum aralıkları arasında belli bir kararlılık kriteri (Yee, 1966) söz konusudur. Yani, konumda ayrıklaşma yapıldıktan sonra zaman aralığı keyfi seçilemez. Ayrıca, FDTD ile zaman domeninde geniş bandlı darbesel işaretlerin simülasyonu da söz konusu olduğundan simüle edilen en yüksek frekanslı (en küçük dalga boylu, λ_{min}) bileşen için sayısal dispersiyona neden olmayacak konum örneklemesine dikkat etmek gerekir (Yee, 1966). Pratikte sayısal dispersiyon sınırı, problemden probleme ve istenen doğruluğa bağlı olarak değişmekle birlikte (Δx, Δy ya da Δz ' nin en büyüğü) $\lambda_{min}/100$ ile $\lambda_{min}/4$ arasında seçilebilmektedir. Yöntemin ayrıntıları bu konuda hazırlanmış kitaplarda (Taflove 1995, Kunz ve Luebbers 1993) bulunabilir.

Maxwell denklemleri uzayın belli bir noktasında ve anında elektrik ve magnetik alan değerlerini birbirine bağlar.

$$rot\vec{E}\left(\vec{r},t\right) = -\mu\frac{\partial H\left(\vec{r},t\right)}{\partial t} \tag{2.54}$$

$$rot\vec{H}\left(\vec{r},t\right) = \varepsilon\frac{\partial \vec{E}\left(\vec{r},t\right)}{\partial t} + \vec{J} \tag{2.55}$$

Elektrik alanın konuma göre kısmi türevi, magnetik alanın zamana göre kısmi türevine ortam parametreleri ε (dielektrik sabiti), μ (magnetik geçirgenlik) ve σ (iletkenlik) ile bağlıdır. İkinci Maxwell denkleminde ise bunun tersi söz konusudur.

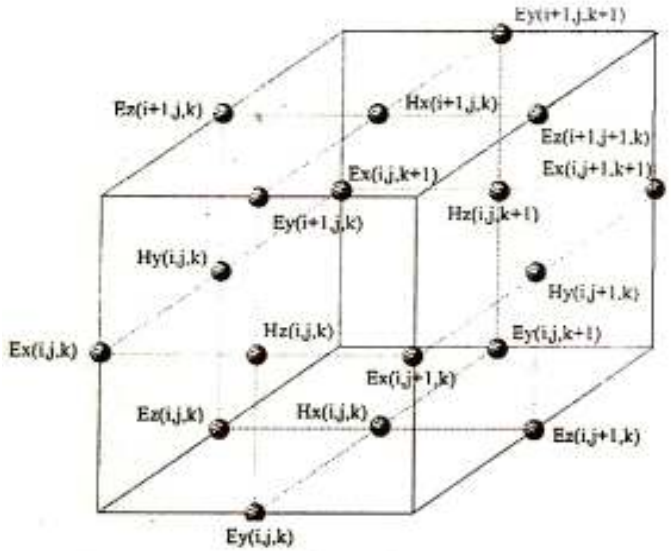
Verilen bu iki denklem merkezi farklara göre ayrıklaştırılıp düzenlenirse uzayın her noktasında üç elektrik ve üç magnetik alan bileşenini içeren iteratif denklemler elde edilir. Bunlardan ikisi örnek olarak aşağıda verilmiştir.

$$\begin{aligned} \tilde{H}_x^n(i,j,k) &= \tilde{H}_x^{n-1}(i,j,k) - \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta z}\left[E_y^n(i,j,k) - E_y^n(i,j,k-1)\right] \\ &- \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta y}\left[E_z^n(i,j,k) - E_z^n(i,j-1,k)\right] \end{aligned} \tag{2.56}$$

$$E_z^n(i,j,k)=\frac{2\varepsilon-\sigma\Delta t}{2\varepsilon+\sigma\Delta t}E_z^{n-1}(i,j,k)-\frac{2\Delta t}{(2\varepsilon+\sigma\Delta t)\Delta y}\left[H_x^n(i,j,k)-H_x^n(i,j-1,k)\right]-\frac{2\Delta t}{(2\varepsilon+\sigma\Delta t)\Delta x}\left[H_y^n(i,j,k)-H_y^n(i-1,j,k)\right] \quad (2.57)$$

Burada n ve n-tilda aralarında yarım adım fark olan zaman adımlarını gösterir. İteratif denklemlerden görüldüğü gibi, uzayın bir noktasındaki magnetik alan bileşeni aynı noktada bir önceki kendi değerine ve diğer eksenlerdeki komşu elektrik alan değerlerine bağlıdır. Örneğin, H_x bileşeni kendisinin zamanda önceki değeri ile komşu E_y ve E_z değerlerine bağlıdır.

Benzer şekilde, E_z bileşeni de zamanda önceki değeri ile komşu H_x ve H_y değerleri ile belirlenir. Bu durumda, hiçbir bileşen verildiği noktadaki diğer bileşenlere gerek duymamaktadır. Yee (1966) bu mantıktan yola çıkarak Şekil 2.22 ‘ de verilen hücre yerleşimini ortaya atmıştır.



Şekil 2.22: Birim Yee hücresi ve alan bileşenlerinin yerleşimi

Şekil 2.1' de verilen birim Yee hücresi komşu hücre indisleri ile birlikte gösterilmiştir. Bu hücre yapısı incelendiğinde şu noktaların altı çizilebilir:

- Her birim Yee hücresinde üç elektrik ve üç magnetik alan bileşeni bulunur. Her hücre (i,j,k) etiketi ile anılır. Bunlar sırasıyla, x,y ve z' deki hücre indisleridir. Zamanda ve konumda ayrıklaştırma adımları Δt ve $\Delta x , \Delta y , \Delta z$ ' tir. Yani herhangi bir alan bileşeni için

$$(i, j, k) = (i \times \Delta x, j \times \Delta y, k \times \Delta z), \quad t = n \times \Delta t \tag{2.58}$$

  anlamına gelmektedir (burada zaman indisi karışıklığa neden olmamak için gösterilmemiştir. Aslında n zaman adımındaki alan bileşenleri, örneğin x-bileşeni, $E_x = E_x^{\,n}$ şeklindedir.)

- Her ne kadar bir hücre içerisindeki altı bileşen de aynı (i,j,k) etiketi ile gösterilse de Şekil 2.1' den görüldüğü gibi, bu bileşenlerin hücre içi yerleşimi farklıdır. Örneğin, $E_x(i, j, k)$ hücrenin x-kenar ortasında iken, $H_z(i, j, k)$ hücrenin xy-yüzey ortasında bulunur. Yani elektrik alanlar hücre kenarlarında, magnetik alanlar hücre yüzeylerindedir.

- Aynı hücrede, elektrik ve magnetik alanların yerleşimleri gibi, hesaplandıkları zaman adımları da farklıdır. Elektrik ve magnetik alanlar birbirinden $\Delta t / 2$ kadar farklı zamanlarda hesaplanırlar. Yani, hesaplanırken, magnetik alanlar $t = \Delta t / 2 , \; 3\Delta t / 2 , 5\Delta t / 2$,vb. adımlarında hesaplanmaktadır. Böylece, hesaplama bir elektrik alanlar bir magnetik alanlar diye iteratif olarak sürdürülür.

- Aynı hücrede belli bir noktada elektrik ve magnetik alanlarından söz edebilmek için konumda ve zamanda ortalama almak yeterlidir. Örneğin alan bileşenlerini hücre merkezine ötelemek için iki magnetik alan bileşeni

$$H_x(i, j, k) = \frac{1}{2} \times \left[H_x(i, j, k) + H_x(i+1, j, k) \right] \tag{2.59}$$

yeterlidir. Ancak elektrik alan bileşenleri için komşu dört bileşene gerek vardır.

$$E_z(i,j,k)=\frac{1}{4}\times\left[E_z(i,j,k)+E_z(i+1,j,k)+E_z(i,j+1,k)+E_z(i+1,j+1,k)\right] \quad (2.60)$$

- İteratif FDTD denklemlerinde, herhangi bir ortam üç ortam parametresi ile temsil edilir. Bunlar, dielektrik sabiti ε, magnetik geçirgenlik μ, ısıl kayıpları temsil eden iletkenlik σ' dır. Bunlardan ε ve σ, elektrik alan bileşenlerinin hesaplandığı denklemlerde görünmektedir.

- Hücrelerde elektrik ve magnetik alan bileşenleri için farklı ortam parametreleri (ε, σ ve μ) belirlenerek ince teller ya da elektrik/magnetik ince tabakalar, vb. modellenebilir. Örneğin, dört hücre uzunluklu sonsuz ince tel anteni z boyunca k. hücreden itibaren yerleştirmek için $(\lambda=4\Delta z)$ FDTD simülasyonu süresince

$$E_z(i,j,k)=E_z(i,j,k+1)=E_z(i,j,k+2)=E_z(i,j,k+3)=0 \quad (2.61)$$

yazmak yeterlidir. Diğer alan bileşenleri iteratif denklemlerden hesaplanırken bu dört hücredeki E_z bileşenleri sıfırlanarak bu anten modellenmiş olur. Benzer şekilde (i,j,k) hücresinin ön yüzeyini (xy-düzlemi) sonsuz ince iletken bir tabaka ile kaplamak için (Şekil 2.22)

$$E_x(i,j,k)=E_x(i,j+1,k)=0 \quad (2.62)$$

$$E_y(i,j,k)=E_y(i+1,j,k)=0 \quad (2.63)$$

yazmak yeterlidir.

- FDTD simülasyonu boyunca elektrik ve magnetik alanlar güncellenmektedir. Buna karşın, bu alan değerlerinde herhangi bir noktada gerilim ya da akım hesabı kolayca yapılabilir. Herhangi bir (i,j,k)

hücresindeki gerilim ve akım Gauss ve Amper yasasından elde edilir. Örneğin V_z ve I_z

$$V_z(i,j,k) = -E_z(i,j,k) \times \Delta z$$
$$I_z(i,j,k) = \left[H_x(i,j-1,k) - H_x(i,j,k)\right] \times \Delta x + \left[H_y(i,j,k) - H_y(i-1,j,k)\right] \times \Delta y \quad (2.64)$$

kullanılarak hesaplanır.

- FDTD simülasyonunda hem sinüzoidal hem de darbesel kaynaklar modellenebilir. Örneğin, (i,j,k) hücresinde $V_z(t)$ kaynağı için

$$E_z^n(i,j,k) = E_z^n(i,j,k) - V_z(n \times \Delta t)/\Delta z \quad (2.65)$$

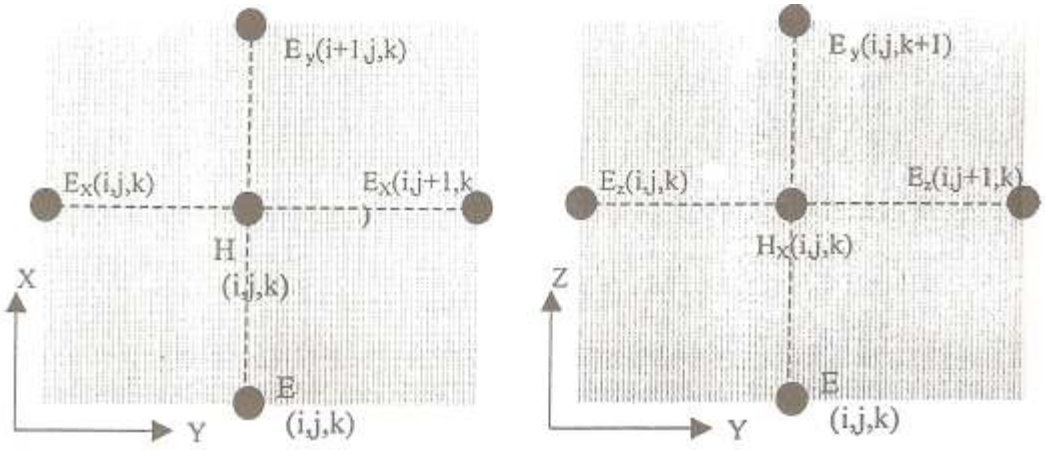
yazmak yeterlidir. Burada, genliği A_0 frekansı f_0 olan sinüzoidal kaynak için

$$V_z(n \times \Delta t) = A_0 \times \mathrm{Sin}(2\pi f_0 n \Delta t) \quad (2.66)$$

M ve L, zamanda öteleme ve darbe süresini ayarlayan tamsayılar olmak üzere Gauss tipi darbesel kaynak için ise

$$V_z(n \times \Delta t) = A_0 \times \exp\left(-(n-M)^2 / L^2\right) \quad (2.67)$$

kullanılır.



Şekil 2.23: Birim Yee hücresinde xy ve zy düzlemlerindeki bileşenler

FDTD simülasyonunun en önemli adımı birim Yee hücresinin iyi anlaşılmasıdır. Bu anlaşılmadan alan ve devre büyüklüklerinin hesaplanması, konumda ve zamanda senkronizasyonun sağlanması son derece zordur. Birim hücrede yerleşim ve ortam parametrelerinin belirlenmesi anlaşıldıktan sonra, diğer önemli adımlara geçilebilir.

FDTD yöntemi ile üç boyutlu herhangi bir elektromagnetik problem ele alınabilir. Bu problemlerden bazıları

- Mikroşerit hatlı devre analizi
- Açık ya da kapalı dalga kılavuzlarında dalga iletimi ve süreksizlikler
- Radar Saçılma Yüzeyi (RSY) modelleme
- Anten ve anten dizi tasarımları ve sentezi
- Biyolojik dokularda elektromagnetik yutulma hesapları
- Mikrodalga fırın simülasyonu
- EMC/EMI (Elektromagnetik Uyumluluk ve girişim) modelleme

olarak sıralanabilir. Problem gurubu ne olursa olsun FDTD hesap uzayı üç boyutlu Kartezyen koordinat sisteminde X_{min}, Y_{min}, Z_{min} ile X_{max}, Y_{max}, Z_{max} düzlemleri arasında kalan dikdörtgen uzayı $N_x \times N_y \times N_z$ adet Yee hücresine bölünerek işe başlanır. Eğer problem kapalı bir uzayı (örneğin dikdörtgen

rezonatör) ele alıyorsa X_{min}, Y_{min}, Z_{min} ile X_{max}, Y_{max}, Z_{max} düzlemlerini ince mükemmel iletken *(perfect electrical conductor, pec)* ile kaplamak yeterlidir. Oysa, FDTD ile modellenen büyük elektromagnetik problemlerinde ele alınan yapı etrafında anca 3-5 dalga boyu mesafe kalır. Yani, FDTD hesap uzayı içerisinde Maxwell denklemleri kullanılarak ancak yakın alanlar simüle edilebilir. Oysa RSY davranışı veya anten ışıma diyagramı hesaplarında yapıdan çok uzaklardaki (sonsuzdaki) alan davranışları gerekir. Bu yüzden, bu tip problemlerde FDTD simülasyonu kadar, simüle edilen yakın alanlardan -elektromagnetik teoride eşdeğerlilikler kullanılarak- uzak alanların elde edilmesi de önemlidir.

Bugüne dek FDTD simülasyonunda yakın alanlardan uzak alanların elde edilmesi için frekans (Taflove, 1995) ve zaman (Kunz ve Luebbers, 1993) domeninde Huygen' nin eşdeğerlik yasası kullanılagelmiştir. Bu yönteme göre FDTD hesap uzayında cismi çevreleyen kapalı sanal bir yüzey üzerinde her hücrenin belirtilen doğrultuda uzak alan katkısı hesaplanır. Bu, kapalı sanal yüzeye yakın alan–uzak alan dönüşüm (YAKUZ) yüzeyi adı verilir.

Ayrıca, bazı problemler için FDTD denklemleri toplan alan mantığına göre düzenlenir. RSY hesabı gibi bazı problemlerde ise- problemin doğası gereği- FDTD algoritması saçılan alan mantığına göre düzenlenir. Toplam alanların, gelen ve saçılan alan bileşenlerinin toplamı şeklinde yazılması ayrıca gelen alanı analitik olarak belirlemeye de olanak tanıdığından FDTD ile yapılan hesaplarda sayısallaştırmanın getirdiği hataları azaltmaktadır (Taflove, 1995).

FDTD tekniğinde önemli sorunlardan birisi de açık bölge (ABS) simülasyonudur. Yukarıda belirtildiği gibi, eğer rezonatör gibi her yanı mükemmel iletken kaplı yapılarla ilgileniliyorsa FDTD hesap uzayının altı sınır yüzeyindeki teğetsel elektrik alan bileşenlerini- simülasyon süresince- sıfırlamak yeterlidir. Oysa, anten ışıma diyagramı ya da hedef RSY davranışı hesaplanmak isteniyorsa durum değişir. Bilgisayar kapasitesine bağlı olarak FDTD hesap uzayı sonlu sayıda hücreden oluşur. Bu sayı birkaç bin olabileceği gibi, birkaç milyon hücre de olabilir. Sayı ne olursa olsun her eksende bir maksimum hücre sayısı söz

konusudur. Örneğin x-eseninde ilk hücre 1 iken son hücre N_x ' tir. Benzer şekilde, y ve z-eksenlerinde ilk hücreler 1,1 iken son hücreler N_y ve N_z ' dir.

İteratif FDTD alan denklemlerine bakıldığında bir hücredeki elektrik alan bileşenlerinin hesabında komşu magnetik alanlar ile aynı noktada bir önceki elektrik alan değerinin kullanıldığı görülür. Benzer durum, magnetik alan bileşenlerinde de vardır. Yani (i,j,k) hücresindeki değerler ile komşu (i+1,j,k), (i,j+1,k), (i,j,k+1), … hücrelerindeki değerler kullanılmaktadır. Örneğin x-ekseni soldan sağa doğru bir okla gösterilsin (Şekil 2.23). Bu durumda ilk hücre i=1 en solda, son hücre $i = N_x$ en sağda olur. İlk hücredeki bileşenler hesaplanırken komşu i=0 ve i=2 hücrelerindeki, son hücrede hesap yapılırken $i = N_x - 1$ ve $i = N_x + 1$ hücrelerindeki bileşenler kullanılır. Oysa i=0 ve $i = N_x + 1$ hücreleri olmadığından bu değerler sıfır gibi alınacak ve tam yansıma söz konusu olacaktır. Yani, FDTD hesap uzayının sınır yüzeylerinde iteratif denklemleri- hiçbir önlem almaksızın- aynen uygulamak tam yansımalara neden olacaktır. Bu ise ele alınan yapının değişmesi demektir.

FDTD algoritmasının, ayrıklaştırılmış ve kısmi türevleri sonlu farklar eşdeğerleriyle değiştirilmiş Maxwell denklemlerinin iteratif çözümüne dayandığı ifade edilmişti. Herhangi bir kısmi türevli denklem sisteminin iki tip çözümü bulunabilir. Bunlar kapalı ve açık çözümler olarak isimlendirilir. Kapalı çözümler, ele alınan problemdeki bilinmeyen sayısı kadar bağımsız denklem kurup problemi matris sistemi şeklinde ele almaya dayanır. Sistemin sol tarafında bilinmeyenler vektörü, sağ tarafta ise katsayılar matrisi ve bilinen fonksiyonlar bulunur. Katsayılar matrisinin tersi alınarak denklem sistemi çözülür. Matris tersinin olması için gerek ve yeter koşul oluşturulan denklemlerin birbirinden lineer bağımsız olmasıdır. Bu durumda kapalı çözümler her zaman kararlıdırlar. Açık çözümler genelde iteratif denklemler şeklinde ortaya çıkar. Matris tersi gerektirmediğinden daha kolay ve hızlı hesaplanabilir ancak çözümlerin kararlı olması bazı koşullara bağlıdır. Yani parametreler nasıl olursa olsun çözüm elde edilir mantığı geçerli değildir. FDTD tekniği açısından bu zaman adımı Δt ' nin konum adımları $\Delta x, \Delta y$ ve Δz ' den bağımsız olamayacağı anlamına gelir.

Courant (Yee 1966, Taflove 1995) kriteri denen ve konum ve zaman adımlarını ışık hızı (c) ile birbirine

$$\Delta t \le \frac{1}{c\sqrt{\left(\frac{1}{\Delta x}\right)^2+\left(\frac{1}{\Delta y}\right)^2+\left(\frac{1}{\Delta z}\right)^2}} \tag{2.68}$$

şeklinde bağlayan bu kriterin fiziksel anlamı önemli olduğundan bunu üzerinde durulacaktır. Courant kriterini bir an için sadece zamana ve x' e bağlı dalga problemi için ele alalım. Bu durumda yukarıdaki kararlılık kriteri

$$c \times \Delta t \le \Delta x \tag{2.69}$$

olarak ifade edilir. Kararlılık kriterinin ardındaki fiziksel gereklilik çok basittir. Eşitliğin sol tarafı hız çarpı zaman, yani dalganın aldığı yolu verir. Üstelik ışık hızı dalganın en yüksek hızı olduğuna göre alınan yol maksimumdur. Sağ tarafta ise hücre boyutu vardır. O halde FDTD iteratif denklemlerinin kararlı olabilmesi için seçilen zaman adımında dalganın maksimum ilerlemesi hücre boyutunu aşmamalıdır. Başka bir deyişle, dalga hareketinin bir zaman adımında hücre içerisinde kalabilmesi için zaman adımı yeterince küçük seçilmelidir. Zaten başka türlü dalgayı zamanda ve konumda simüle etmek ve dalga iletimini izlemek olası değildir.

Açık bölge simülasyonu

FDTD hesap uzayı içerisinde simüle edilen yapıdan dışa doğru giden (saçılan, yansıyan, vs.) dalgaların serbest uzayda yayılıyormuş gibi FDTD sınır yüzeylerinde yutulması ve geriye yansımaların olabildiğince yok edilmesi işlemine açık bölge simülasyonu (ABS) adı verilir.

FDTD algoritması

FDTD algoritması, işleyiş açısından oldukça basittir. Ana döngü zaman döngüsüdür. Seçilen maksimum zaman adımı tamamlayıncaya kadar ana zaman döngüsü çalıştırılır. Ayrı ayrı işleri yapan alt programlar şeklinde düzenlenmesi,

FDTD algoritmasının gerek işleyişini gerekse kullanımı ve anlaşılmasını kolaylaştırır.

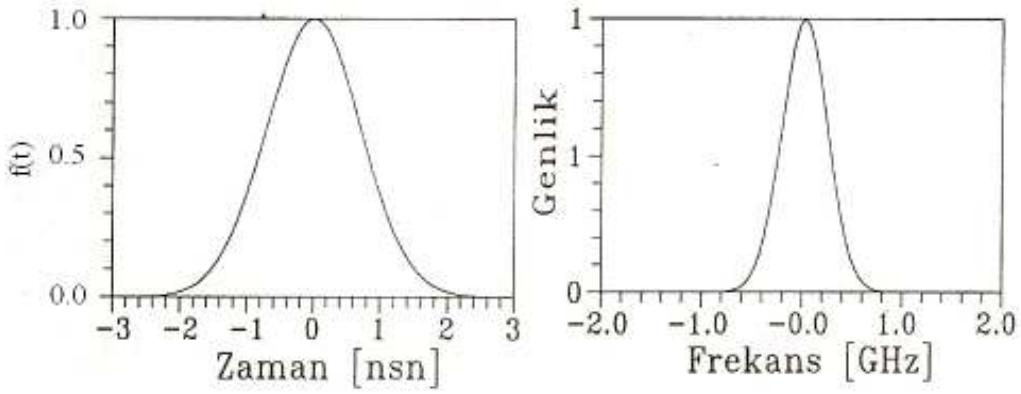
Parametre seçimi

FDTD ile elektromagnetik problem simülasyonunda önemli unsurlardan birisi de parametre seçimidir. FDTD ile zamanda darbesel işaretlerin simüle edilmesindeki ana amaç ele alınan yapının geniş frekans bandında davranışını incelemektir. Unutulmamalıdır ki, FDTD ile her yapı her frekans bölgesinde incelenemeyebilir. Bu nedenle, FDTD ile bir yapı simüle edilmek istendiğinde çıkış noktası parametrelerinin belirlenmesi olmalıdır. FDTD' de parametre seçimi aynı zamanda bir çeşit optimizasyon anlamına da gelir. Parametre seçiminin iki önemli ayağı vardır. Bunlar;

1. İstenen frekans analizi ve ayrık Fourier tekniğinin gerekleri,
2. FDTD parametrelerinin istenen frekans analizi doğrultusunda belirlenmesi

olarak sıralanabilir. Bu iki unsur birlikte ele alındığında parametre optimizasyonu doğal olarak yapılmış olur.

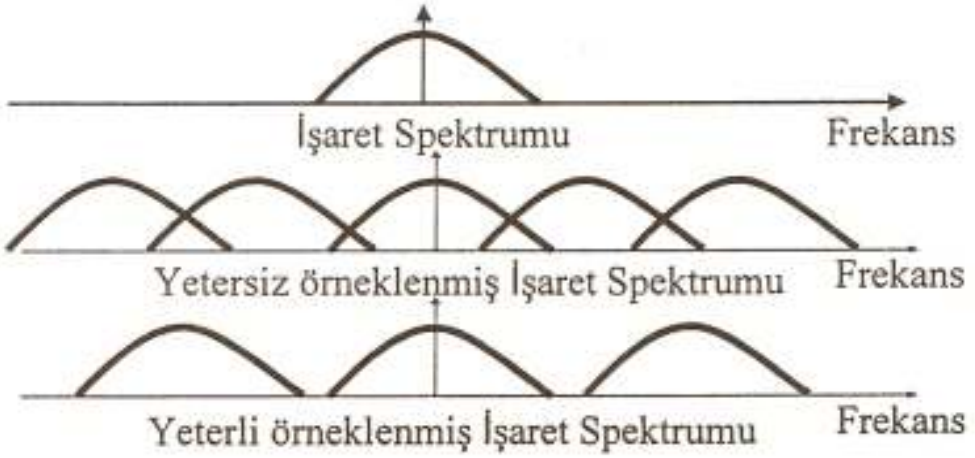
FDTD hesap uzayına yerleştirilen yapı ne olursa olsun, genelde, zamanda darbesel bir işaret uygulanır. Bu işaret, bir gerilim ya da akım kaynağı olabileceği gibi, saçılma problemlerinde olduğu gibi bir düzlem dalga da olabilir. Kaynak tipi ve konumda değişimi ne olursa olsun zaman değişimi Gauss fonksiyonu benzeri bir davranış gösterir. Şekil 2.24' te 3 dB darbe süresi iki nanosaniye olan bir Gauss darbesi ve frekans bandı yan yana çizilmiştir.



Şekil 2.24: Gauss darbesinin normalize zaman ve frekans davranışı.

Şekil 2.24' ten görüleceği gibi, Gauss darbesi alçak frekansları da (DC bileşeni) içeren frekans bandına sahiptir. Çok alçak frekanslardan istenen en yüksek frekansa kadar analizlerde Gauss darbesi kullanmak elverişlidir. Oysa saçılan alan problemlerinde ya da dalga kılavuzlarında DC bileşen zaten söz konusu olmadığından Gauss fonksiyonu yerine Gauss fonksiyonunun birinci hatta üst mertebe türevleri kullanılabilir. Türev mertebesi arttıkça Gauss fonksiyonunun alçak frekansları atılmaktadır. Ancak, problem ne olursa olsun kaynak olarak Gauss darbesi uygulanabilir. Eğer yapıda DC bileşeni ya da alçak frekanslar desteklenmiyorsa, zaten uyarma hücresinden birkaç hücre ötede bu bileşenler sönecek ve Gauss darbesi yerine Gauss fonksiyonunun birinci türevi gibi bir işaret iletilecektir. Buna darbe kopması adı verilir.

FDTD ile fiziksel bir problemin simülasyonunda diğer önemli bir nokta da frekans analizidir. FDTD ile alan ya da devre parametrelerinin zaman domeninde davranışları elde edilir. Simülasyon bitiminde ise frekans analizi ayrık Fourier dönüşümleri ile gerçeklenir. Bu işlemde önemli bir sorun işaretin uygun örneklenmesidir. Şekil 2.52' te işaretin uygun örneklenmesi ya da örneklenmemesi durumunda neler olabileceği şematik olarak gösterilmiştir.



Şekil 2.25: Sınırlı banda sahip bir işaretin örnekleme sıklığı ile ilişkisi

Sınırlı banda sahip zaman işareti örneklendiğinde (yani ayrıklaştırıldığında) işaretin bandı frekans domeninde periyodikleşir. Bu durumda bandların iç içe geçmesi bilgi kaybı demektir. Bunu önlemenin yolu uygun örneklemeden geçer. Uygun örnekleme, işaret işleme tekniğinde bilinen Nyquist örnekleme teoreminden başka bir şey değildir. Yani işaretten zamanda alınan ayrık örneklerin sıklığı içerdiği en yüksek frekansın iki katı hızda olmalıdır.

2.5. Mikroşerit Anten için Koaksiyel Prob Modeli

Mikroşerit antenlerin koaksiyel probla beslenmeleri uygun ve kullanışlı bir uyartım mekanizmasıdır. Anten analizindeki tam dalga tekniklerinde, uyartım antenin bir integral parçası gibi davranır ve giriş empedansı hesaplanır. Prob reaktansı Şekil 2.28' de tarif edilen bu verilerden çıkartılabilir. Öte yandan analitik modeller, ideal bir beslemeyi kullanılırlar. Besleme ayrık olarak modellenir, besleme reaktansı hesaplanır ve yama antenin giriş empedansına ilave edilir. Yama antenin rezonatör modeli analizinde, koaksiyel besleme yapısının tamamı, elektrik akım akışının toprak düzleminden yamaya doğru düşey şekilde

aynı tarzdaki dağıldığı sonlu genişlikteki ince bir şerit olarak modellenir. Modeldeki prob reaktansı rezonatörün rezonans dışındaki modlarıyla ilişkili bir indüktans olarak görünür. Dikdörtgen bir yama için elde edilen prob reaktansı

$$X_p = \omega\mu_0 h \sum_m \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\psi_{mn}^2(x_0, y_0)}{k_{mn}^2 - k^2} G_{mn} \tag{2.70}$$

Burada m=1, n=0 modu kabul edilmiştir ve

$$G_{mn} = \sin c\left(m\pi D_x / (2L)\right) \sin c\left(n\pi D_y / (2W)\right) \tag{2.71}$$

$$\psi_{mn}(x, y) = \sqrt{\frac{\varepsilon_m \varepsilon_n}{LW}} \cos(k_m x) \cos(k_n y) \tag{2.72}$$

Burada $p = 0$ için $\varepsilon_p = 1$ ve $p \neq 0$ içinse $\varepsilon_p = 0$' dır.

Bu modelde, prob aynı tip akım taşıyan $D_x \times D_y$ boyutlarındaki bir şerit olarak modellenir. Denklem (2.70); (x_0, y_0) besleme konumunun, taban parametrelerinin, yama boyutu ile şeklinin ve prob boyutlarının etkisini içerir. Bu model yama kenarına çok yakın olmayan tüm besleme konumlarındaki ölçülen sonuçları oldukça iyi bir şekilde takip eden besleme indüktansını tahmin etmek amacıyla gösterilir. Kenardaki ya da kenara yakın besleme konumları için, model manyetik duvar tarafından üretilen görüntüye göre çok yüksek olan indüktansları tahmin etmek için bulunur (Richards, 1983).

Pek çok model prob reaktansını modelleyecek şekilde geliştirilmektedir. Bu modellerde, paralel bir plaka dalga kılavuzunun içindeki bir probun kanonik problemi çözülmektedir. Görüntü teorisiyle, iki sonsuz paralel plaka arasındaki silindirik sabit akımın sabit akım yoğunluğuna sahip bir sonsuz silindirdekine eşdeğer olduğu kolayca görülebilir. Sonsuz silindirin birim uzunluğu başına düşen empedans doğru bir yaklaşımla elde edilebilir (Daniamo ve Papiernik, 1994). Bu da mevcut iki plaka arasındaki prob empedansı için aşağıdaki ifadeye yol gösterir (Harrington, 1961):

$$Z_p = \frac{\omega\mu_0 h}{4} H_0^{(2)}(kp) J_0(kp) \qquad k = k_0\sqrt{\varepsilon_r} \text{ için} \tag{2.73a}$$

Burada p, prob yarıçapıdır. Küçük kp değerleri için $(kp < 1)$, bu formül aşağıdaki biçimde indirgenebilir (Zheng ve Chang 1991, Tulintsteff, Al ve Kong 1991):

$$Z_p = \frac{\omega\mu_0 h}{4} + j\frac{\omega\mu_0 h}{2\pi}\left[\ln\left(\frac{2}{kp}\right) - \gamma\right] \tag{2.73b}$$

Burada $\gamma = 0.57721$, Euler sabitidir. Taban kalınlığı arttığında, akım dağılımı artık sabit kalamaz. Aşağıdaki ifadeye yol açan bir integral denklemi yaklaşımı (Lewin 1959, Fong, Pues ve Withes 1985):

$$Z_p = \frac{60\pi}{\sqrt{\varepsilon_r}} \frac{\tan^2(kh/2)}{kh/2} + j\frac{120}{\sqrt{\varepsilon_r}} \tan(kh/2) \ln\left(\frac{1.125}{kp}\right) \tag{2.73c}$$

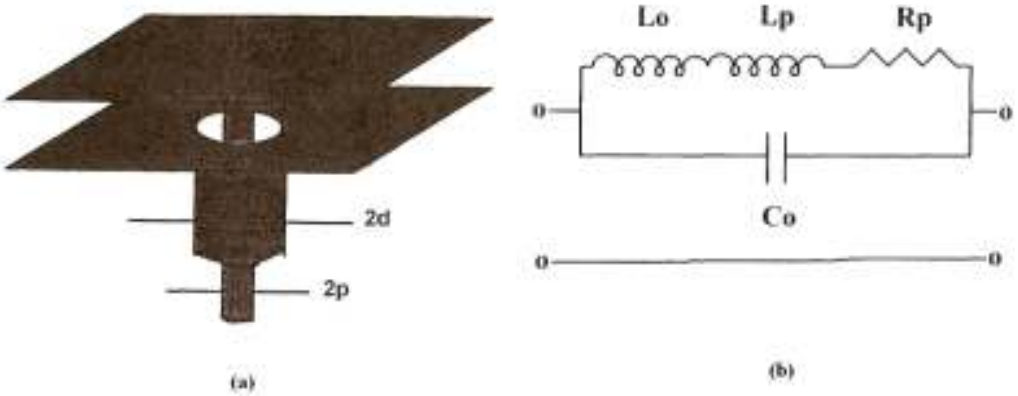
Gerçek bir koaksiyel besleme koaksiyel açıklıkta radyal bir elektrik alan üretir. Bu uyartım modelindeki eşdeğer devre, probun varlığında yerine geçen toprak düzlemindeki manyetik bir akım halkasıdır (Richards, 1983). Manyetik akım probdaki akımı da kapsar. Daha kaba bir yaklaşımla mevcut bir TEM dalgası koaksiyel açıklıktaki varsayılır (Zheng ve Chang, 1991).

Dış iletkeninin tepesi kesilmiş ve Şekil 2.26' da gösterildiği gibi paralel plaka dalga kılavuzunun alttaki iletken plakasının üzerine monte edilen, koaksiyel bir hat geometrisini düşünürsek, içteki iletken paralel plaka bölgesinin içinden geçer ve üstteki iletken plakaya birleştirilir. Burada, açıklıktaki manyetik akım modeli kullanılır. Paralel plaka bölgesindeki radyal iletim hattı modu ve tüm yüksek dereceli modlar uyartımdan belirlenir. Prob admitansı, sürekliliğinin prob açıklığındaki karmaşık güç akışının zorlanmasıyla elde edilir. $(kh)^2 \ll \pi$ ve $(kd)^4 \ll 1$ varsayımı altında, prob admitansı aşağıdaki şekilde ifade edilebilir (Tuliftseff, al ve Kong 1991):

$$Y_{prob} = \left[R_p + j\omega \left(L_p + L_0 \right) \right]^{-1} + j\omega C_0 \tag{2.74}$$

Burada,

$$R_p = \omega \mu_0 h / 4 \tag{2.75}$$



Şekil 2.26 (a) Koaksiyel prob ile paralel yüzeyler arasındaki bağlantı yapısı (b) a' daki prob empedansının eşdeğer devresi

$$L_p = \frac{\mu_0 h}{2\pi}\left[\ln\left(\frac{2}{kp}\right) - \gamma\right] \tag{2.76}$$

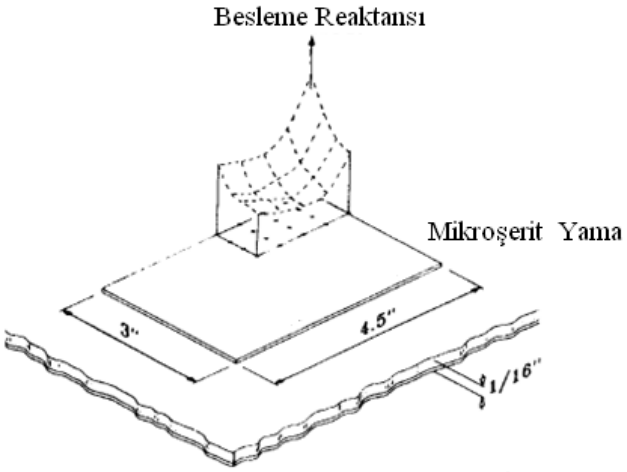
$$C_0 = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r}{6hg^2}\left\{3\pi\left[d^2 - p^2 - 2d^2 g\right] + 4\pi h^2 g - \frac{12h^3}{\pi^2 d}\left(1.202 - \sum_{n=1}^{\infty} n^{-3}\exp\left[-2n\pi\left(d-p\right)/h\right]\right)\right\} \tag{2.77}$$

$$L_0 = \frac{-\mu_0 h k^2}{4\pi g}\left[g\left(d^2 + p^2\right) - d^2 + p^2\right]\left[\ln\left(\frac{kp}{2}\right) + \gamma\right] \tag{2.78}$$

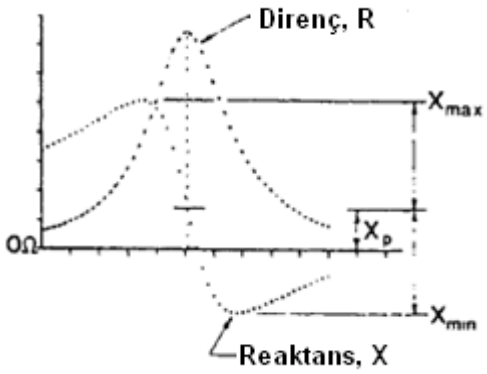
$$g = \ln(d/p) \tag{2.79}$$

Burada d, Şekil 2.26(a)' da gösterilen takviye deliğinin yarıçapıdır. (2.74) ' teki prob admitansına dayanan prob için eşdeğer devre, Şekil 2.26(b)' de gösterilmektedir. Bu eşdeğer devrenin sonsuz paralel plakanın sonlu boyuttaki bir yama ile yer değiştirilmesi halinde bile kullanılabileceği ve probun yama kenarına çok yakın yerleştirilmemesi önerilmektedir. (2.74)' e dayanarak, prob empedansının prob pozisyonunun bir fonksiyonu olmadığı görülebilir. Buna rağmen, deneyler prob reaktansının besleme konumuyla değiştirdiği göstermektedir. Ölçülen besleme reaktansı Şekil 2.27' de hesaplanan değerle karşılaştırılmaktadır (Richards, 1983). Yüksüz yama antenler için, bu değişim belirgin bir tasarım fikri olmayabilir; çünkü rezonans frekansı sıklıkla rezonans frekansı civarındaki besleme reaktansına güçlü bir şekilde hakim olur. Bu gibi durumlarda, (2.74)' deki besleme reaktansı kullanılabilir. Yine de, yarıklarla, kısa devreyle ya da varaktör diyotlarla yüklü yamalarda, rezonans frekansı yüksüz yamanınkinden farklıdır ve rezonans reaktansı daha fazla besleme reaktansından baskın olamayacaktır (Richards, 1983). Bu sebepten ötürü, Denklem (2.74) yüklü yamalar için kullanılmamalıdır. Nümerik teknikler anten performansını hesaplamak için veya bu gibi bir durumda besleme reaktansını ölçmek için kullanılabilir. Şekil 2.28' de dikdörtgen yama anten için tipik bir giriş empedansı-frekans eğrisi gösterilmektedir. $X_{\min}$ ve $X_{\max}$ değerlerinden, prob reaktansı veya besleme reaktansı şu şekilde bulunabilir:

$$X_p = \frac{1}{2}\left(X_{\min} + X_{\max}\right) \tag{2.80}$$



Şekil 2.27: Dikdörtgen bir yama için 1400MHz' de ölçülen besleme reaktansı.



Şekil 2.28: Rezonans mikroşerit anteni için tipik empedans eğrisinden çıkartılan besleme reaktansı

2.6 Analitik Modellerin Karşılaştırılması

Şimdiye kadar tartışılan çeşitli modeller iki kategoride gruplandırılabilir: İletim hattı modelleri ve rezonatör modelleri. İletim hattı modelinin gerçekleştirilmesi kolaydır ve ışıyan kenarlar arasındaki ortak kuplajlamanın etkisi yükler üzerindeki açıklığa ilave edilmektedir. Yüzey dalgası güç kaybının etkisi ilave yük kondüktanslarıyla dâhil edilebilir. Bu modelin temel güçlüğü yama genişliği boyunca uzanan alanların ve taban kalınlığının tek biçimli olduğunun varsayılmasıdır. Bu yüzden, bu model dikdörtgen yama geometrisi, ince taban, tek katman, lineer kutuplanmış antenler ve prob beslemeyle mikroşerit kenar besleme ile sınırlandırılır. Dikdörtgen yamalı anten dizileri analiz edebilir. Yine de Genelleştirilmiş İletim Hattı Modeli enine yöndeki çeşitli alanları da içerecek biçimde genelleştirilebilir. Bu sebepten ötürü, dairesel kutuplamalı antenler ve dizi antenleri içeren pratik mikroşerit antenlerin tümünün analizinde de bu model kullanılabilir. Buna rağmen, uygulaması ince tabanlar, prob besleme ve mikroşerit kenar beslemeye sahip yığılmamış antenlerle sınırlıdır. Kayıplı iletim hattı modeli rasgele şekle sahip yamaların, yığılı geometrilerin ve açıklık kuplajlı olanları analiz etmek amacıyla genelleştirilir. Bu modeldeki ortak kuplajlama da tamamıyla dahil edilmektedir. Bu yüzden, dizi antenler için uygun değildir.

Yukarıda anlatılan Rezonatör modeli temelde kayıplı rezonatör modelidir. Işıyan kenarlar arasındaki ortak kuplajlama sadece ortak kondüktansın etkisi için hesaplanan ışıyan güç biçiminde dahil edilir. Ortak suseptans hesaba katılmaz. Yüzey dalgası güç kaybı da genel bir kayıp terimi için dâhil edilebilir. Rezonatör modeli taban kalınlığı boyunca çeşitli alanları, mikroşerit hattın açıklık kuplajını ve yığılı yama yapısını da içerecek şekilde genelleştirilmiştir. Dikdörtgen yamalar arasındaki ortak kuplajlama iletim hattı modeli durumundaki gibi manyetik akım modelinden belirlenebilir. Yine de, bu yaklaşımın dizilere uygulanması sınırlıdır; çünkü bu modelde, çeşitli açıklıklardan kaynaklanan alanların fazda olduğu varsayılır. Işıma ve ortak kuplaj etkileri çoklu port ağ modelindeki (MNM) kümeli yükler üzerinden tamamıyla birleştirilir. Yama genişliği boyunca uzanan alan değişimleri de ayrıca rezonatör modeline dâhil edilmektedir. Bu modelin temel sınırlaması ise taban kalınlığı boyunca değişen alanların hesaba katılmamasıdır. Bu model çok katmanlı bir geometriye ya da açıklık kuplajlı bir

antene uygulanamaz. Çeşitli analiz modellerinin karşılaştırılması Tablo 2. 1' de verilmektedir.

Analitik modellerin temel güçlüğü rezonans frekansındaki ve ince olmayan tabanlar için giriş empedansındaki sınırlı doğruluklarıdır. Ayrıca, ortak kuplajlama, büyük diziler, yüzey dalgası etkileri ve farklı taban yapıları gibi sorunları ele alırken sınırlı kapasiteye sahiptirler (Pozar, 1992).

Tam dalga nümerik teknikleri uzay dalga ışıması, yüzey dalga kaybı ve kuplajlaması, kenarlar arasındaki ortak kuplajlama, saçılma alanları vb. tüm etkiler için mikroşerit antenlerin analizini sağlayabilir. Bu özelliklerin tümü doğru bir Green fonksiyonu üzerinden analiz teknikleriyle bütünleştirilmektedir. Bu teknikler oldukça doğru ve güçlüdür. FDTD tekniği de sonlu taban boyutu ve toprak düzlemi etkilerini dâhil etmek amacıyla kullanılabilir.

Tablo 2.1 Çeşitli anten analiz modellerinin karşılaştırılması

	Model					
Uygulama	**İletim Hattı Modeli**	**GİHM**	**Kayıplı İletim Hattı Modeli**	**Rezonatör Modeli**	**GRM**	**MNM**
Analiz edilen yama şekli	Sadece Dikdörtgen	Ayrılabilir geometriler	Rasgele şekiller	Düzenli şekiller	Ayrılabilir geometriler	Ayrılabilir geometriler
Taban kalınlığı	İnce	İnce	İnce	Kalın	İnce	İnce
Kullanılan besleme tipi	Mikroşerit kenar besleme, prob besleme	Mikroşerit kenar besleme, prob besleme	Olası tüm besleme tipleri	Mikroşerit kenar besleme, prob besleme, açıklık kuplajlı besleme	Mikroşerit kenar besleme, prob besleme	Mikroşerit kenar besleme, prob besleme, yakınlık kuplajlı besleme
Dairesel kutuplamalı antenler	Hayır	Evet	Hayır	Evet	Evet	Evet
Yığılı antenler	Hayır	Hayır	Evet	Evet	Hayır	Hayır
Kenarlar arasında ortak kuplajlama	Doğrudan dahil edilmiştir	Doğrudan dahil	Dolaylı olarak dahil	Dolaylı olarak dahil	Dolaylı olarak dahil	Doğrudan dahil
Dizilere uygulanması	Evet	Evet	Hayır	Hayır	Hayır	Evet

3. YAPAY SİNİR AĞLARI

3.1. Yapay Sinir Ağlarına Giriş

Genel olarak yapay sinir ağları, insan beyninin sinir ağlarını taklit eden bilgisayar programlarıdır. Yapay sinir ağları bir anlamda paralel bilgi işleme sistemi olarak düşünülebilir. Yapay sinir ağlarına bu bilgiler ilgili olaya ait özellikler üzerinde eğitilerek verilir. Böylelikle, örnekler sayesinde açığa çıkarılmış özellikler üzerinde çeşitli genelleştirmeler yapılarak daha sonra ortaya çıkacak ya da o ana kadar hiç rastlanmamış olaylara da çözümler üretilmektedir.

Yapay sinir ağları (YSA), insan beyninden esinlenerek geliştirilmiş, ağırlıklı bağlantılar aracılığıyla birbirine bağlanan ve her biri kendi belleğine sahip işlem elemanlarından oluşan paralel ve dağıtılmış bilgi işleme yapılarıdır. Yapay sinir ağları, bir başka deyişle, biyolojik sinir ağlarını taklit eden bilgisayar programlarıdır. Yapay sinir ağları zaman zaman bağlantıcılık (*connectionism*), paralel dağıtılmış işlem, sinirsel-işlem, doğal zekâ sistemleri ve makine öğrenme algoritmaları gibi isimlerle de anılmaktadır.

Yapay sinir ağları bir programcının geleneksel yeteneklerini gerektirmeyen, kendi kendine öğrenme düzenekleridir. Bu ağlar öğrenmenin yanı sıra, ezberleme ve bilgiler arasında ilişkiler oluşturma yeteneğine de sahiptir.

Yapay sinir ağları insan beyninin bazı organizasyon ilkelerine benzeyen özellikleri kullanmaktadır. Yapay sinir ağları bilgi işleme sistemlerinin yeni neslini temsil ederler. Genel olarak yapay sinir ağları model seçimi ve sınıflandırılması gibi işlerde başarılıdır. Geleneksel bilgisayarlar ise özellikle model seçme işinde verimsizdir ve sadece algoritmaya dayalı hesaplama işlemleri ile kesin aritmetik işlemlerde hızlıdırlar.

Birçok yapay sinir ağı tipi bulunmakla birlikte bazılarının kullanımı diğerlerinden daha yaygındır. En çok kullanılan yapay sinir ağı, Geri Yayılımlı Yapay Sinir ağı olarak bilinen ağ tipidir. Bu tip yapay sinir ağı, tahmin ve sınıflandırma işlemlerinde çok iyi sonuçlar vermektedir.

Belirsiz, gürültülü ve eksik bilgilerin işlenmesinde yapay sinir ağları başarıyla kullanılmaktadır.

3.1.1 Yapay sinir ağlarında bilginin depolanması ve geri alınması

Yapay sinir ağlarına herhangi bir örnek giriş verisinin tanınabilmesi ve bunun daha sonra kullanılabilmesi için verinin ağda nasıl temsil edildiğini, nerede saklandığını ve nasıl geri alındığının bilinmesi gerekmektedir.

Klasik bilgisayarlarda bilgi 1 ve 0 serileri ile temsil edilirken, sinir ağlarında matematiksel işlev ile temsil edilir. İşlem elemanları arasındaki bağlantının ağırlıkları bu işlevin değişkenleri olarak görev yaparlar. Burada ağırlıklar saklanan bilginin ne olduğuna karar verir; fakat kendilerinin bir anlamı yoktur.

Sinir ağlarındaki bilgi, ağ içindeki bağlantılarda ve birçok ağırlıklar yoluyla dağıtılmaktadır. Klasik bilgisayar bilgiyi belleğinde belirli bir yerde saklar, sinir ağları ise bilgiyi tüm ağ boyunca dağıtır. Bu durum dağıtılmış bellek olarak bilinir.

Klasik bilgisayarlarda bilgi, belirli bellek bölgesine ulaşılarak alınır. Sinir ağlarında ise, bilgi muhtemelen gürültülü ya da tamamlanmamış giriş örneği olarak ağa sunulur. Ağ, giriş ile tüm ihtimalleri birleştirerek en iyi ve en uygun örneği çıkış olarak seçer. Bu çıkış örneği, ağ tarafından giriş örneği hakkında eldeki bilgi olarak temsil edilir. Bu durum ise birleştirilmiş bellek olarak bilinir (Elmas, 2003).

3.2. YSA'ların Sınıflandırılması

YSA' lar, nöronlardan ve ağ bağlantılarından meydana gelir. Ağ bağlantı şekillerine, öğrenme kurallarına ve aktivasyon fonksiyonlarına göre belirlenen bu YSA modelleri yapılarına ve öğrenme algoritmalarına göre sınıflandırılırlar.

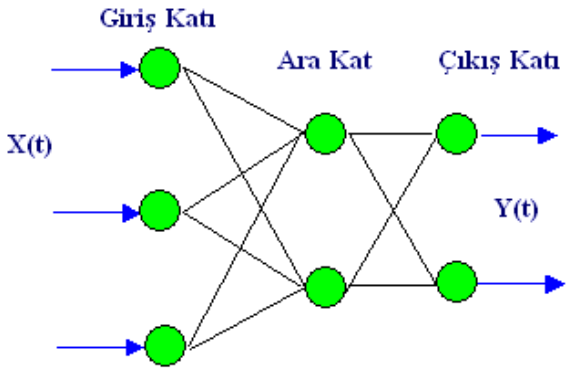
3.2.1. YSAların yapılarına göre sınıflandırılması

YSA yapılarına göre ileri beslemeli *(feed forward)* ve geri beslemeli *(feedback)* ağlar olarak iki sınıfa ayrılırlar.

3.2.1.1. İleri beslemeli yapay sinir ağları

İleri beslemeli bir ağda işlemci elemanlar katmanlar üzerinde bulunur. Giriş katmanı dış ortamlardan aldığı bilgileri hiçbir değişikliğe uğratmadan orta katmandaki işlemcilere iletir. Bilgi orta ve çıkış katmanında işlenerek ağ çıkışına iletilir. Girişler giriş katmanından çıkış katmanlarına doğru tek yönlü bağlantılarla iletilirken bir katmandaki çıkışlar bir sonraki katmana giriş olarak verilir (Rummerhart ve McCelleand 1986). Herhangi bir andaki çıkış sadece o andaki girişin bir fonksiyonudur. Ağ statik yapılı bir hafızaya sahiptir. Diğer bir ifadeyle herhangi o andaki giriş verilerinin bir fonksiyonudur.

İleri beslemeli ağlar doğrusal olmayan bir yapıya sahip olup ÇKP ve LVQ *(Learning Vector Quantization)* ağları bunlara örnek olarak verilebilir. Bir ÇKP yapısına ait olan geri yayılım algoritması bu tip ağlarda en çok kullanılan öğrenme algoritmasıdır. Şekil 3.1 te bir ileri beslemeli YSA yapısı verilmiştir.

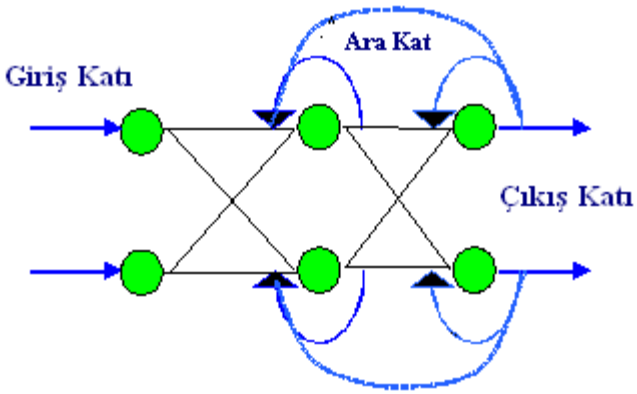


Şekil 3.1 İleri beslemeli ağ yapısı

Herhangi bir problemi çözmek amacıyla kullanılan YSA' da katman sayısı ve orta katmandaki nöron sayısı gibi kesin belirlenememiş bilgilere rağmen nesne tanıma ve sinyal işleme gibi alanların yanı sıra sistemlerin tanımlanması ve denetiminde de statik olarak da bilinen ileri beslemeli YSAları yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu tip YSA' lar statik YSA' lar olarak da bilinir.

3.2.1.2 Geri beslemeli yapay sinir ağları

Geri beslemeli bir sinir ağı en az bir işlemci çıkışının kendisine veya diğer işlemcilere giriş olarak verildiği ve geri beslemenin bir gecikme elemanı üzerinden yapıldığı ağdır. Geri besleme bir katmandaki işlemciler arasında olduğu gibi katmanlar arasındaki işlemciler arasında da olabilir (Haykin 1994). Bu yapısı ile geri beslemeli YSA doğrusal olmayan dinamik bir davranış gösterir ve herhangi bir andaki çıkış hem o andaki hem de önceki girişlere bağlıdır. Bu özellikleri ile özellikle tahmin uygulamalarında başarılı sonuçlar alınmıştır (Neural Ware 1996). Bu ağlara örnek olarak *Hoppfield self organization map* (SOM), Elman ve Jordan ağları verilebilir (Hoppfield 1982, Kohonen 1989, Elman 1990, Oh 1992). Şekil 3.2' de bir geri beslemeli YSA yapısı verilmiştir.



Şekil 3.2 Geri beslemeli ağ yapısı

3.2.2. YSA' ların öğrenme algoritmalarına göre sınıflandırılması

Öğrenme gözlem ve eğitim sonucu oluşan hareketin doğal yapıda meydana getirdiği davranış değişikliği olarak tanımlanabilir (Haykin 1994). Bu tanıma göre gözlem ve eğitim sonucu oluşan davranış değişiklikleri bir takım metot ve kurallar yardımıyla ağırlıklarının değiştirilmesiyle sağlanabilir. Yani öğrenme sırasında ağın uyarılması dolayısıyla ağırlıklarının da uyarlanması ve ağın problemi çözmeye yönelik yeni tepkiler vermesi gerekir. YSA' daki herhangi bir ağırlık ele alınırsa öğrenme matematiksel olarak aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$W(k+1) = W(k) \pm \Delta W(k) \tag{3.1}$$

Burada $\Delta W(k)$, k anında belirli bir kurala göre hesaplanarak o anki ağırlıklara uygulanacak düzeltme miktarıdır. $\Delta W(k)$ yani düzeltme miktarını belirlemek için tanımlanmış kurallara öğrenme algoritmaları denir. Bunun için genel olarak üç öğrenme metodundan ve bunların uygulandığı değişik öğrenme kurallarından söz edilebilir. Bu öğrenme kuralları ise şunlardır:

3.2.2.1 Danışmanlı öğrenme metodu

YSA istenilen tepkiyi alabilmek için öğrenmeyi sağlayacak çözümü istenen problemin yapısını ve ortamın davranışlarını ihtiva eden uygun bir eğitici sinyal kullanır. Eğitici sinyaller eğitim örneklerini oluşturur. Hedef çıkış ile gerçek ağ çıkışı arasındaki hata, YSA ağırlıklarına yansıtılır. Danışmanlı öğrenme algoritması istenen çıkış sinyalini sağlamak için bir danışmana ihtiyaç duyar ve bu yaklaşım metodu fonksiyon yaklaştırma, nesne tanıma, sistem kimliklendirme ve uyarlamalı denetim alanlarında kullanılır (Narendra ve Parthasarathy 1990, Poggio ve Girosi 1990, Chen ve ark. 1991, Hunt ve ark. 1992, Fukado ve ark. 1992, Chen ve Billings 1992, Chen ve ark. 1992, Sastry ve ark. 1994, Tamura ve Tateishi 1997).

Widrow ve Hoff (1960) tarafından geliştirilen Delta Kuralı, Rumelhart ve McClelland (1986) tarafından geliştirilen Genelleştirilmiş Delta Kuralı veya Geri

Yayılım (back propagation) algoritması ve Kohonen (1989) tarafından geliştirilen LVQ-YSA mimarisi buna örnek olarak verilebilir ve en çok kullanılan örnektir.

3.2.2.2 Danışmansız öğrenme metodu

Danışmansız öğrenme metodu öğrenme süresince sadece giriş bilgilerini kullanır. Giriş bilgilerine göre ağ öğrenme kurallarını kendi kendine geliştirir yani istenilen çıkış değerinin bilinmesine gerek yoktur. Ses tanıma ve robot modelleme (Haykin 1994) gibi uygulamalarda danışmansız öğrenme yöntemleri kullanılmıştır. Carpenter ve Grossberg (1988) tarafından geliştirilen Adaptif Rezonans Teorisi (ART) veya Kohonen (1989) tarafından geliştirilen SOM, danışmansız öğrenme metodlarına örnek olarak verilebilir.

3.2.2.3 Takviyeli öğrenme metodu

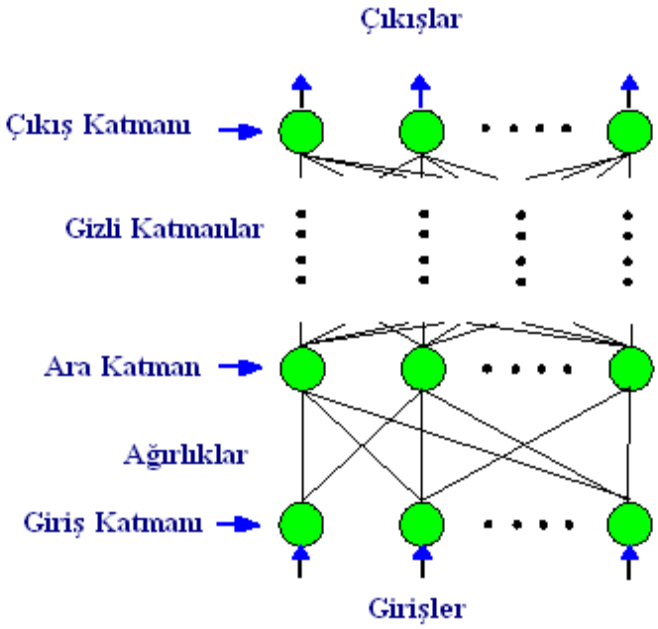
Takviyeli öğrenme metodunda da danışmanlı öğrenme metodu gibi istenilen çıkışın bilinmesine gerek yoktur. Bunun yerine istenen çıkışı elde edebilmek için çıkışın verilen girişle uygunluğunu değerlendiren bir kriter kullanılmaktadır. Optimizasyon problemlerini çözmek için Hinton ve Sejnowski tarafından geliştirilen Boltzmann kuralı veya Genetik Algoritma, takviyeli öğrenmeye örnek olarak verilebilir (Holland 1975, Grefenstette 1986, Goldberg 1989).

3.3 Yapay Sinir Ağı Yapıları

Literatürde birçok YSA yapısı mevcuttur (Simpson 1990, Haykin 1994). ÇKP' lar, RTY' ları, LVQ' lar, SOM, ART, Hopfiedl Ağları, Elman ve Jordan Ağları ve Kohonen Ağlar bunlara örnek olarak verilebilir. Bu ağlardan tezde kullanılan Çok Katmanlı Perseptronlar ayrıntılı şekilde verilecektir.

3.3.1 Çok katmanlı perseptron (ÇKP) yapay sinir ağı yapısı

ÇKP, Şekil3.3' te gösterildiği gibi, bir giriş katmanı, bir veya birden fazla ara katman ve bir çıkış katmanından oluşan ileri beslemeli bir YSA tipidir. Giriş katmanındaki işlemci elemanlar, giriş sinyallerini ara katmandaki işlemci elemanlara dağıtır. Ara katmandaki işlemci elemanlar, giriş katmanından gelen girişler bağlantı ağırlıklarıyla çarpıldıktan sonra toplanır ve bir transfer fonksiyonundan geçirilerek çıkış katmanına aktarılır. Çıkış katmanındaki işlemci elemanlar ara katman elemanları gibi davranarak ağ çıkış değerini hesaplar.



Şekil 3.3 Genel bir ÇKP yapısı

İleri beslemeli sinir ağı modeli olarak adlandırılan yapıda bilgi akışı, ileri doğrudur ve geri besleme yoktur. Giriş katmanındaki işlem elemanı sayısı, uygulanan problemin giriş sayısına bağlıdır. Ara katman sayısı ve ara katmanlardaki işlem elemanı sayısı ise, deneme-yanılma yolu ile bulunur. Çıkış katmanındaki eleman sayısı ise yine uygulanan probleme göre değişebilir (Sağıroğlu 1994,1996).

Kullanılan eğitme algoritmasına göre, ağın çıkışı ile arzu edilen çıkış arasındaki hata tekrar geriye doğru yayılarak hata minimuma düşünceye kadar ağın ağırlıkları değiştirilir.

3.4 YSA Öğrenme Algoritmaları

Literatürde çok sayıda öğrenme algoritması mevcuttur. Bu algoritmalar YSA yapılarına göre değişmektedir. Bu bölümde tez çalışmasındaki, ÇKP' ları eğitmede yaygın olarak kullanılan YSA öğrenme algoritmaları özetlenmiştir. Bunlar; danışmanlı öğrenme algoritmaları olan standart geri yayılım (SGY), adaptif öğrenme oranlı geri yayılım (AO), grup momentumlu geri yayılım (GM), delta-bar-delta (DBD), genişletilmiş delta-bar-delta (GDBD) ve hızlı yayılım (HY), takviyeli öğrenme metodu olan genetik algoritma (GA) ve yönlendirmeli rasgele arama (YRA), Levenberg-Marquardt (LM), eşleştirmeli gradyent tekniklerinden Powell-Beale (PB), Fletcher-Rivees (FR) ve Polak-Ribiee (PR), Quasi Newton tekniklerinden Broyden-Fletcher-Goldfarb-Shanno (BFGS) ile tek adım secant (TAS), ölçeklendirilmiş eşleştirmeli gradyent (ÖEG), Esnek geri yayılım öğrenme algoritması (EGY), Bayesian düzenlileştirme algoritmasıdır (BD).

Bu tez çalışmasında, dikdörtgen ve daire şekilli mikroşerit antenlerin rezonans frekanslarını bulmak için modellenen ağı eğitmede geriye yayılım (*back-propagation*) algoritmasının bir türü olan Levenberg – Marquardt algoritması kullanılmıştır. Bu algoritmanın eğitim için seçilmesinin sebebi ise; diğer algoritmalara göre anten parametrelerinin hesabında daha iyi sonuçlar vermesidir (Gültekin, 2002).

3.4.1 Levenberg – Marquardt algoritması

Geriye yayılım algoritması, yapay sinir ağlarında en çok kullanılan algoritmadır. Geriye yayılım öğrenmesi sırasında ağ, her giriş örüntüsünü, çıkış nöronlarında sonuç üretmek üzere gizli katmanlardaki nöronlardan geçirir. Daha sonra çıkış katmanındaki hataları bulabilmek için, beklenen sonuçla, elde edilen sonuç karşılaştırılır. Bundan sonra, çıkış hatalarının türevi çıkış katmanından geriye doğru gizli katmanlara geçirilir. Hata değerleri bulunduktan sonra, nöronlar kendi hatalarını azaltmak için ağırlıklarını ayarlar. Ağırlık değiştirme denklemleri, ağdaki performans fonksiyonunu en küçük yapacak şekilde düzenlenir.

İleri beslemeli ağlarda kullanılan öğrenme algoritmaları, performans fonksiyonunu en küçük yapacak ağırlıkları ayarlayabilmek için, performans fonksiyonunun gradyenini kullanırlar. Geriye yayılım algoritması da, ağ boyunca gradyen hesaplamalarını geriye doğru yapar. En basit geriye yayılım öğrenme algoritması gradyen azalması algoritmasıdır. Bu algoritmada ağırlıklar, performans fonksiyonunun azalması yönünde ayarlanır. Fakat bu yöntem, pek çok problem için çok yavaş kalmaktadır. Bu algoritmadan daha hızlı, daha yüksek performanslı algoritmalar da vardır.

Hızlı algoritmalar genel olarak iki kategoriye ayrılabilir. İlk kategorideki algoritmalar, deneme yanılma tekniklerini kullanarak, standart gradyen azalması *(steepest descent)* yönteminden daha iyi sonuçlar verebilir. Deneme-yanılma işlemlerini kullanan geriye yayılım algoritmaları; momentum terimli geriye yayılım, öğrenme hızı değişen geriye yayılım ve esnek geriye yayılım algoritmalarıdır. Hızlı algoritmaların ikinci kategorisindeki algoritmalar, standart sayısal optimizasyon yöntemlerini kullanır. Bu algoritmalar; eşlenik gradyen öğrenme algoritması, Newton öğrenme algoritmaları ve Levenberg – Marquardt öğrenme algoritmasıdır.

Öğrenme algoritmaları, kendisinden önce geliştirilen algoritmalara alternatif olarak ortaya çıkmıştır ve önceki algoritmaların iyi yönlerini geliştirip, kötü yönlerini azaltmaya yönelmiştir. Levenberg – Marquardt algoritması da, Newton ve Gradyen Azalması algoritmalarının en iyi özelliklerinden oluşur ve kısıtlamalarını ortadan kaldırır.

Eşlenik gradyen öğrenme algoritmasına alternatif olarak sunulan Newton yöntemlerinde, temel adım Hessian matrisini elde etmektir. Hessian matrisi, performans fonksiyonunun ağırlıklara göre ikinci dereceden türevlerinden oluşan bir matristir. Hessian matrisi, ağırlık uzayının farklı doğrultularındaki gradyen değişimini gösterir.

$$H(n) = \frac{\partial^2 E(n)}{\partial w^2 (n-1)} \tag{3.2}$$

Burada H, Hessian matrisi, E performans fonksiyonu, w ağın sinaptik ağırlığıdır. Performans fonksiyonu, duruma göre toplam ani hata veya ortalama karesel hata olarak alınabilir. Bu çalışmada, ileri beslemeli ağların çoğunda olduğu gibi, performans fonksiyonu olarak, ortalama karesel hata kullanılmıştır.

$$E(n) = E_{ort}(n) = \frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N}\frac{1}{2}\sum_{j\in C} e_j^2(n) \tag{3.3}$$

Burada N eğitim kümesindeki toplam örüntü sayısını, e_j hata işaretini, C ağın çıkış katmanındaki bütün nöronları içeren kümeyi göstermektedir. d_j istenen değer, y_j ağın çıkışı olmak üzere hata işareti,

$$e_j(n) = d_j(n) - y_j(n) \tag{3.4}$$

olarak bulunabilir. Hessian matrisi hesaplandıktan sonra, tersi bulunarak ağırlıklar yenilenebilir. Ancak Hessian matrisi çok karmaşık ve ileri beslemeli bir yapay sinir ağı için hesaplanması zor bir matristir. Newton yöntemlerinin içinde, ikinci dereceden türevlerin hesaplanmadan işlem yapılan bir sınıf vardır. Bu sınıftaki yöntemler, quasi – Newton yöntemleri olarak adlandırılırlar. Quasi – Newton yöntemleri, algoritmanın her iterasyonunda, Hessian matrisinin yaklaşık bir şeklini kullanır.

Levenberg – Marquardt algoritması da quasi – Newton yöntemleri gibi, Hessian matrisinin yaklaşık değerini kullanır. Levenberg – Marquardt algoritması için Hessian matrisinin yaklaşık değeri şu şekilde bulunabilir:

$$H(n) = J^T(n)J(n) + \mu I \tag{3.5}$$

(3.5) denklemindeki μ Marquardt parametresi, I ise birim matristir. Burada J matrisi, Jakobien matrisi olarak adlandırılır ve ağ hatalarının ağırlıklara göre birinci türevlerinden oluşur:

$$J(n) = \frac{\partial e(n)}{\partial w(n-1)} \tag{3.6}$$

(3.6) denkleminde e, ağ hataları vektörüdür. Jakobien matrisi, hesaplamada Hessian matrisinden daha kolay olduğu için tercih edilir. Ağın gradyeni,

$$g(n) = J^T(n)e(n) \tag{3.7}$$

olarak hesaplanır ve ağırlıklar (3.8) denklemine göre değiştirilir:

$$w(n+1) = w(n) - \left[H(n)\right]^{-1} g(n) \tag{3.8}$$

Marquardt parametresi, μ, skaler bir sayıdır. Eğer μ sıfırsa, bu yöntem yaklaşık Hessian matrisini kullanan Newton algoritması; eğer μ büyük bir sayı ise, küçük adımlı gradyen azalması yöntemi haline gelir. Newton yöntemleri, en küçük hata yakınlarında daha hızlı ve kesindir. Her başarılı adımdan sonra, yani performans fonksiyonunun azalmasında μ azaltılır ve sadece deneme niteliğindeki bir adım performans fonksiyonunu yükseltecekse μ arttırılır. Bu yöntemle, algoritmanın her iterasyonunda, performans fonksiyonu daima azaltılır.

Genel olarak Levenberg – Marquardt algoritması yavaş yakınsama probleminden etkilenmez. Burada hedef, performans fonksiyonun en küçük yapacak ağırlık değerini bulmaktadır (Oğuz 2001, Haykin 1999,Ngia 2000).

4. YÜKSEK FREKANS YAPI SİMÜLATÖRÜ (HIGH FREQUENCY STRUCTURE SIMULATOR, HFSS) 3 BOYUTLU ELEKTROMAĞNETİK YAZILIMI

4.1. Giriş

Yüksek Frekans Yapı Simülatörü (HFSS) rasgele 3 boyutlu hacimsel pasif cihaz modellemesi için *Microsoft Windows* grafiksel kullanıcı ara yüzüyle benzer avantajlar sunan yüksek performanslı bir tam dalga elektromagnetik (EM) alan simülatörüdür. Simülasyonları, görsellemeyi, katı modellemeyi ve 3B EM problemleri kolay ve doğru çözümler sağlayan kolay öğrenme ortamındaki otomasyonu bütünleştirir. Ansoft HFSS; paralel olmayan bir performans ve tüm 3B EM problemlere bir bakış sunmak amacıyla Sonlu Eleman Metodu' nu (Finite *Element Method, FEM*), adaptif örgüleme ve parlak grafikleri kullanır. Ansoft HFSS; S Parametreleri, Rezonans frekansı ve Alanlar gibi parametrelerin hesabında kullanılabilir.

Tipik kullanımı aşağıdakileri içerir:

- Paket Modellemesi
- PCB Kart Modellemesi
- Silikon/GaAs (spiral indiktörler, transformatörler)
- EMC/EMI
- Antenler/Mobil Haberleşme
- Konnektörler
- Dalga kılavuzları
- Filtreler

HFSS basit bir monopolden karmaşık radar tertibatları ve rasgele besleme ağlarına kadar çeşitli antenlerin tasarlanmasına, iyileştirilmesine ve

performanslarının tahminine izin verir. Antenlerden anten dizilerine ve besleme sistemlerine kadar, HFSS Işıma desenlerini, ışın genişliğini, dâhili alanları ve daha fazlasını içeren elektriksel performansları doğru bir şekilde tahmin eder. Diğer uygulamaları ise RF ve mikrodalga bileşen tasarımı, yüksek frekans IC tasarımı, yüksek hızlı paket tasarımı ve yüksek hızlı ya da RF PCB tasarımıdır.

HFSS temel kütle elemanı bir dört yüzlü olan interaktif bir simülasyon sistemidir. Bu zamanın bir kesitinde diğer teknikleri kullanarak herhangi bir rastgele 3B geometrisini, özellikle karmaşık eğrilere ve şekillere sahip olanlarda, çözme imkânı verir

Ansoft teğetsel vektör sonlu elemanları, adaptif örgüleme ve Adaptif Lanczos-Pade Taraması' nı (ALPS) geliştirerek ve uygulayarak Sonlu Eleman Metodunun EM simülasyonda kullanımını sunar. Günümüzde HFSS Düğüm Kipleri (*Modes-to-Nodes*) ve Tam Dalga Uzayı™ gibi inovasyonlarla endüstri çözümlemeleri mevcuttur.

Ansoft HFSS yıllar boyunca pek çok kullanıcıdan ve endüstriden gelen girişlerle geliştirilmiştir. Endüstride, Ansoft HFSS yüksek üretilebilirlik araştırmaları, gelişimler ve sanal prototiplemeler için seçilen bir araçtır.

HFSS'in sahip olduğu çizdirme tipleri aşağıda sıralanmaktadır:

- Dikdörtgensel Çizim
- Kutupsal Çizim
- 3B Dikdörtgensel Çizim
- 3B Kutupsal Çizim
- Smith Abağı
- Veri Tablosu
- Işıma Deseni

HFSS bir yapının elektromagnetik davranışını hesaplamak için kullanılan interaktif bir yazılım paketidir. Yazılım bu davranışın detaylı analizi için ön işleme komutlarını içerir.

HFSS; 2D (DXF, GERBER, GDSIII) ve 3D (IGES, SAT, STEP) giriş formatlarıyla ve Cadence®, Mentor Graphics®, Synopsys®, and Zuken® yeni versiyon özellikleriyle uyumludur. Buna ilaveten bir spice modeli HSpice®, PSpice®, SpectreRF ‘ lara olmak üzere dışa aktarılabilir.

HFSS’ i kullanarak aşağıdakiler hesaplanabilir:

- Sınır problemleri, ışıyan yakın ve uzak alanlar için temel elektromagnetik alan belirleyicilerini
- Karakteristik port empedansı ve yayılma sabitlerini
- Genelleştirilmiş S-parametreleri ve belirli port empedansları için normalize edilmiş S-parametrelerini
- Bir yapının Eigenmodlarını veya rezonanslarını

Yapıyı çizdirebilir, her nesne için materyal karakteristiklerini belirleyebilir ve portlarla özel yüzey karakteristikleri belirlenebilir.

HFSS ardından gerekli alan çözümleri ile bağlantılı port karakteristiklerini ve S-parametrelerini üretir. Problem kurulduğunda, HFSS problemi tek bir belirli frekansta ya da belli bir aralıktaki pek çok frekansta çözüleceğini belirlemeye imkân tanır.

Bu çalışmada; literatürde mevcut olan anten parametreleri ile simülasyonlar gerçekleştirilmiş ve bunun sonucunda alınan değerler, teorik hesaplamalarla elde edilenlerle karşılaştırılmıştır.

5. MİKROŞERİT ANTENİN OPTİMİZASYONU

5.1. HFSS ile Yapılan Çalışma

Teorik hesaplamalarla elde edilen anten Ansoft HFSS versiyon 10 ile modellenerek simüle edilmiştir. Simülasyon sonucunda rezonans frekansı bulunarak teorik değerlerle karşılaştırma yapılmıştır. Elde edilen sonuçların iyileştirilmesi amacıyla antenlerin prob boyu parametrelerinde sistematik bir şekilde gerekli değişiklikler gerçekleştirilmiştir. Bu denemeler sonucunda elde edilen yeni sonuçlar eskileriyle karşılaştırılarak en iyi sonuç alınana kadar bu işlem tekrarlanmıştır.

Optimizasyon için HFSS dahilinde olan otomatik optimizasyon işlemleri kullanılmamış, her bir parametre değişikliği manuel olarak girilmiş ve sonuçlar yine manuel olarak hesaplatılmıştır.

Genel olarak mikroşerit yama $\lambda_0 / 2$ genişliğine ve $\lambda_d / 2$ uzunluğuna sahiptir. λ_d , tabanın dielektrik sabitine bağlıdır. Yama genişliği yamanın giriş empedansını, yama uzunluğu ise antenin rezonans frekansını kontrol etmektedir. Belirli bir frekansta rezonansa girecek bir yama tasarımı HFSS gibi bir simülasyon aracı kullanıldığında birkaç adımdan ibarettir. Mikroşerit yama anten için dört temel tasarım parametresi; yama genişliği, yama uzunluğu, dielektrik tabanın yüksekliği ve geçirgenliğidir. Bunun yanı sıra simülasyon esnasında besleme noktası ve kullanılan probun özelliklerinin de (prob iç iletkeninin çapı, dış yalıtkanın çapı, kullanılan dielektrik malzeme, vs.) bilinmesi gerekmektedir. Ayrıca antenin simüle edileceği uygun bir ortamın (hava, vakum, vs.) da gerekli boyutlar hesaplanarak tanımlanması gerekmektedir.

Dielektrik tabanın yüksekliği ve geçirgenliği yama antenin çalışmasındaki en etkili iki parametredir. Yama uzunluğu ve genişliği nispeten tasarımcı için daha basit kalmaktadır.

Yama anten modeli uygun dielektrik taban yüksekliği, taban geçirgenliği ve taban boyutlarında HFSS' te oluşturulmuştur. Ardından yama anteni daha önce

bahsedilen boyutlardaki taban üzerine çizilmiştir. Yine simülasyonun gerçek ortamdaki değerlere en yakın şekilde gerçekleştirilebilmesine imkân tanıyan bir hava ortamı tasarlanmış ve bu hava ortamının yüksekliği

$$h_{hava} = \frac{\lambda}{4} = \frac{c}{f \times 4} \tag{5.1}$$

formülünden hesaplanılmıştır.

Giriş empedansının tam olarak uyuşmasıyla, anten kazancı arttırılabilir. Antenin rezonans frekansı yama uzunluğunda yapılacak ufak değişikliklerle ayarlanabilir. HFSS dahilinde bu ayarlamalara yardım edecek parametrik süpürmeler, optimizasyon aracı ve ayarlama aracı gibi pek çok farklı araç bulunmaktadır.

Bu çalışmada kullanılan parametreler, çalışmayı yapan kişi, anten tipi, vs. gibi özelliklere bağlı kalınarak gruplara ayrılmıştır. Her bir parametre grubu için, kaynak alınan makale dikkate alınarak, farklı bir simülasyon adımı takip edilmiştir. Örneğin, dikdörtgen mikroşerit anten parametrelerinde, Kara' nın (1996b) çalışmasındaki 17 adet anten parametresi için, prop boyu 0.1 mm ile 20 mm arasında değiştirilerek rezonans frekansı sonuçları alınmıştır. Dairesel yamaların simülasyonunda ise, prob boyu 0.1-20 mm arasında ve 1-150 mm arasında değiştirilmek suretiyle rezonans frekanslarına en yakın değerler elde edilmeye çalışılmıştır. Yine bir kısım antenlerin simülasyonu esnasında, elde edilen sonuçların çok yakın aralıklarda değişmemesi üzerine, prob boyu değeri 5mm aralıklarla değiştirilmiş, rezonans frekansına yaklaşılan bölgelerde değişim aralığı daraltılarak (1 mm veya 0.1mm) net değere ulaşılması hedeflenmiştir.

Simülasyonlar yaklaşık olarak 3 ila 5 dk sürmektedir. Kara' nın (1996a) bir diğer çalışmasından alınan değerlerle yapılan denemeler sonucunda, HFSS simülasyonunun büyük toprak düzlemli antenler için çok uzun simülasyon zamanına ve uzun ağ oluşturma işlemlerine ihtiyaç duyduğu, bu sebepten ötürü de bu yazılımın büyük toprak düzlemli anten simülasyonları için kullanışlı olmadığı sonucuna varılmıştır. Yazılımın kendisi tarafından da bu simülasyonlardan önce

uyarı mesajı verilmiştir. Yine simülasyon süresinin uzunluğunun; kullanılan bilgisayarın donanımsal özelliklerine ve simülasyon esnasında başka programların kullanılıp kullanılmadığına da bağlı olduğu belirlenmiştir.

Koaksiyel besleme kullanıldığında, prob uzunluğunun arttırılması giriş empedansını daha endüktif hale getirecek ve bu durum da uyuşmazlık problemine yol açacaktır. Bu sebeple simülasyon esnasında prob boyu değeri seçilirken çok uzun olmamasına dikkat edilerek maksimum 150 mm' lik bir prob boyu seçilmiştir. Yine, teoride mümkün olsa da, uygulamada çok kısa prob boyunun üretimi zor olacağından, bu noktada elde edilen simülasyon sonuçlarına itibar etmemek gerekir. Prob endüktansı azaltılmak istenirse ya prob boyunun azaltılması yoluna gidilecek ya da prob çapı seri kapasitanslar eklenerek büyültülecektir.

Ayrıca prob boyuna bağlı olarak rezonans frekansındaki değişimlerin beklenenden farklı şekilde olabileceği gözlenmiştir. Bazı antenler için prob boyuyla orantılı şekilde değişen rezonans frekansı değerleri, bazı antenler için dalgalanmalar oluşturmuştur. Antenlerin bir kısmında, rezonans frekansında prob boyuna bağlı olarak gözlenen değişim oldukça yavaşken ve prob boyundaki milimetrik değişimlerden etkilenmezken diğer antenlerde 0.1 mm' lik değişimlerde bile 100MHz' ler civarında rezonans frekansı değişimleri görülmüştür. HFSS yazılımında simülasyon ayarlamaları yapılırken süpürme işleminin ve simülasyonun yapılacağı frekans aralığı, yine çizilecek grafik için hangi aralıklarla değer alınacağı belirtilmektedir. Bu durumda, bazı taramalarda, elde edilen frekans değeri, seçilen aralığı aştığından ötürü grafikteki sonuç değeri okunamamış ve bu değerler "XXXX" şeklinde bırakılarak belirlenemediği anlamında bir gösterim seçilmiştir. Sonuç grafikleri çizdirilirken ise, belirlenemeyen bu değerler "0" olarak seçilerek çizimler gerçekleştirilmiştir.

HFSS ile yapılan denemeler sonunda elde edilen değerlere göre, prob boyu-rezonans frekansı değişim eğrileri verilmiştir. Bu eğrilerde, ilgili yamanın rezonans frekansının yakalandığı prob yüksekliği değeri ile değişimi görülmektedir. Simülasyonlardan elde edilen sonuçlar ile literatürdeki mevcut sonuçların ve YSA ile elde edilen sonuçların karşılaştırılması, DMA ve DAMA için ayrı tablolar hazırlanarak Tablo 5.1 ve Tablo 5.2' de gösterildiği gibidir.

Çalışmada kullanılan DMA ve DAMA parametreleri ise, Tablo 5.3 ve Tablo 5.4' te verilmektedir. Tablolarda *italik* ile gösterilen son değerler, YSA kısmında test verisi olarak kullanılmıştır. HFSS simülasyonunda elde edilen sonuçlar, rezonans frekansı-prob boyu ilişkisini gösterecek biçimde grafiklere dönüştürülerek Şekil 5.13 ve Şekil 5.14' te verilmiştir. Yine seçilen bazı DMA ve DAMA parametreleri için anten tasarım şekilleri, ışıma desenleri ve rezonans frekansı cevap eğrileri Şekil 5.1-5.12' de görüldüğü gibidir.

Tablo 5.1 DAMA Simülasyon Sonuçları ile Literatürdeki Sonuçların ve YSA Sonuçlarının Karşılaştırılması

Yama No	f_{ca}	f_{ho}	f_{de}	f_{ab}	f_{li}	f_{ro}	$f_{gü}$	f_{le}	f_{ku}	f_{sa}	Ölçülen ($f_ö$)	f_{HFSS}	$f_{YSA(LM)}$
1	845	849	840	842	844	838	841	840	842	835	**835**	**850**	**835.2**
2	842	849	833	837	839	831	836	832	837	828	**829**	**840**	**828,0**
3	834	849	821	826	829	819	826	818	826	815	**815**	**820**	**814.8**
4	1141	1154	1127	1133	1136	1124	1132	1125	1133	1128	**1128**	**1130**	**1126.7**
5	1445	1466	1427	1436	1439	1423	1435	1423	1436	1443	**1443**	**1450**	**1443.7**
6	1115	1142	1098	1105	1109	1095	1105	1091	1105	1099	**1099**	**1130**	**1100.1**
7	1565	1580	1545	1555	1559	1541	1554	1539	1555	1570	**1570**	**1570**	**1569.9**
8	4203	4290	4145	4175	4187	4134	4173	4120	4175	4070	**4070**	**4090**	**4070,0**
9	1539	1580	1513	1522	1529	1509	1523	1498	1522	1510	**1510**	**1510**	**1509.6**
10	818	833	818	827	827	816	825	817	827	825	**825**	**831.44**	**825,0**
11	1339	1379	1344	1358	1360	1340	1359	1336	1358	1361	**1360**	**1360**	**1360,0**
12	1014	1037	1016	1027	1027	1013	1026	1013	1027	1030	**1030**	**1030**	**1029.9**
13	1972	2061	1990	2009	2012	1984	2012	1966	2009	2003	**2003**	**2040**	**2003,0**
14	3627	3963	3749	3744	3737	3739	3752	3634	3744	3750	**3750**	**3760**	**3750,0**
15	4722	5353	5001	4938	4922	4987	4943	4817	4938	4945	**4945**	**4900**	**4945,0**
16	*4461*	*4695*	*4401*	*4413*	*4437*	*4388*	*4422*	*4328*	*4413*	*4425*	*4425*	***4430***	***4425,0***
17	*4776*	*5046*	*4714*	*4723*	*4749*	*4699*	*4731*	*4630*	*4723*	*4723*	*4723*	***4780***	***4730,0***

Tablo 5.2 DMA Simülasyon Sonuçları ile Literatürdeki Sonuçların ve YSA Sonuçlarının Karşılaştırılması

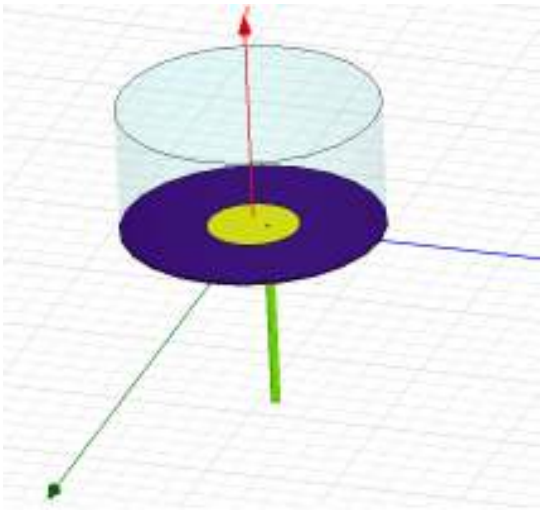
No	**Mevcut yöntemlerden hesaplanan rezonans frekansı değerleri** (MHz)																				
	f_{ho}	f_{ha}	f_{ca}	f_{ba}	f_{ja}	f_{se}	f_{ga}	f_{ch}	f_{ka1}	f_{ka2}	$f_{gü1}$	$f_{gü2}$	$f_{gü3}$	$f_{gü4}$	$f_{gü5}$	$f_{gü6}$	$f_{gü7}$	$f_{gü8}$	$f_{ölç}$	f_{HFSS}	$f_{YSA(LM)}$
1	2586	2381	2373	2452	2296	2458	2389	2377	628	786	2323	2306	2309	2306	2311	2339	2310	2331	**2310**	**2380**	**2310**
3	3222	2911	2893	3013	2795	3042	2915	2908	963	1219	2831	2892	2890	2893	2891	2888	2890	2927	**2890**	**2960**	**2890**
4	5039	4327	4239	4529	4108	4681	4296	4331	2294	2983	4191	4234	4224	4232	4238	4224	4240	3846	**4240**	**4460**	**4240**
5	7559	6085	5928	6448	5700	6918	5965	6089	5032	6712	5919	5854	5841	5876	5840	5867	5840	5853	**5840**	**6400**	**5840**
6	10919	8137	7956	8711	7482	9836	7820	7889	10261	14005	7528	7683	7704	7690	7934	7808	7700	7953	**7700**	**7370**	**7700**
8	12284	8905	8986	9579	8132	11054	8508	8402	12894	17725	8254	8321	8270	8347	8243	8418	8270	8251	**8270**	**8400**	**8270**
9	14038	9831	11330	10621	8894	12588	9306	8709	16706	23151	9141	9112	9146	9097	9152	8956	9140	9164	**9140**	**9860**	**9140**
10	8933	5101	1E+06	5614	4320	7958	4525	5109	19581	28126	4922	4730	4728	4731	4733	4724	4730	4632	**4730**	**4760**	**4730**
11	8933	7829	7694	8154	7463	8341	7795	7825	3494	4500	7585	7876	7839	7880	7902	7797	7870	7912	**7870**	**7950**	**7870**
12	8698	6845	7546	7519	6464	8447	6889	7160	8089	8067	6367	8013	7990	8009	7845	7878	8000	7845	**8000**	**8010**	**8000**
13	7485	5870	6601	6484	5525	7342	5904	6179	7241	7242	5452	7116	7107	7125	7125	7146	7134	7125	**7134**	**7130**	**7134**
14	6478	5092	5660	5606	4803	6317	5125	5341	6113	6103	4735	6059	6067	6053	6069	6130	6070	6105	**6070**	**6080**	**6070**
15	6523	5101	5823	5660	4784	6453	5122	5396	6529	6546	4729	6387	6392	6393	6402	6455	6380	6421	**6380**	**6380**	**6380**
16	5798	4539	5264	5063	4239	5804	4550	4830	5950	5976	4196	5975	5950	5971	6025	5968	5990	6054	**5990**	**6000**	**5990**
17	4768	3746	4227	4141	3526	4689	3770	3949	4600	4600	3479	4647	4632	4650	4713	4598	4660	4735	**4660**	**4670**	**4660**
18	4084	3201	3824	3615	2938	4209	3168	3446	4556	4603	2921	4611	4602	4614	4625	4624	4601	4634	**4600**	**4600**	**4600**
19	3585	2808	3335	3162	2590	3668	2790	3015	3920	3955	2572	3974	3954	3975	4002	3990	3950	4012	**3980**	**3980**	**3979,1**
20	6180	4855	5423	5352	4576	6042	4886	5100	5881	5875	4513	5850	5847	5844	5832	5890	5918	5843	**5820**	**5820**	**5821,1**
21	3558	2785	3299	3133	2573	3629	2771	2987	3863	3895	2555	3907	3882	3907	3893	3930	3930	3914	**3900**	**3900**	**3900,2**
22	3510	2753	3294	3112	2522	3626	2721	2966	3940	3982	2509	3988	3978	3988	3994	3982	3979	4014	**3980**	**3980**	**3981,2**
23	3313	2608	3147	2964	2364	3473	2554	2823	3852	3903	2356	3878	3982	3878	3854	3846	3900	3871	**3900**	**3900**	**3899,4**
24	3408	2668	3115	2983	2485	3430	2670	2845	3554	3574	2461	3577	3510	3574	3622	3634	4058	3654	**3580**	**3610**	**3562,1**
25	3001	2358	2838	2675	2146	3129	2317	2549	3450	3493	2137	3483	3460	3480	3501	3461	3470	3524	**3470**	**3470**	**3470,2**
26	*2684*	*2102*	*2502*	*2370*	*1936*	*2752*	*2086*	*2259*	*2954*	*2982*	*1924*	*2977*	*2963*	*2978*	*3012*	*3006*	*2980*	*3027*	*2980*	***2980***	***2980***
27	*2763*	*2168*	*2600*	*2453*	*1982*	*2863*	*2139*	*2338*	*3125*	*3160*	*1972*	*3153*	*3141*	*3154*	*3173*	*3169*	*3150*	*3184*	*3150*	***3150***	***3150***
28	*2779*	*2183*	*2623*	*2474*	*1992*	*2889*	*2151*	*2357*	*3160*	*3197*	*1983*	*3197*	*3187*	*3199*	*3145*	*3210*	*3330*	*3127*	*3200*	***3200***	***3206,9***

Tablo 5.3 DMA Parametreleri

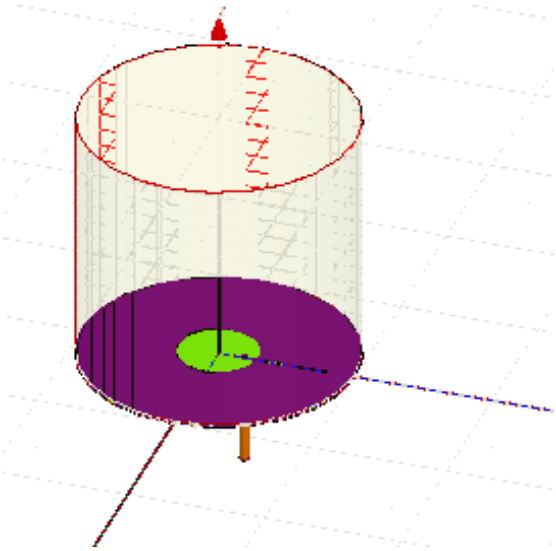
YAMA NO	L (mm)	W (mm)	a (mm)	fr (MHz)	ε_r	h (mm)
1	10,80	7,76	4,03	8000	2,55	3,30
2	12,55	7,90	3,00	7134	2,55	4,00
3	14,50	9,87	3,75	6070	2,55	4,50
4	15,20	10,00	3,45	5820	2,55	4,76
5	14,40	8,14	3,10	6380	2,55	4,76
6	16,20	7,90	3,50	5990	2,55	5,50
7	19,70	12,00	2,55	4660	2,55	6,26
8	23,00	7,83	4,25	4600	2,55	8,45
9	27,56	12,56	3,20	3580	2,55	9,52
10	26,20	9,74	3,10	3980	2,55	9,52
11	26,40	10,20	3,55	3900	2,55	9,52
12	26,76	8,83	3,06	3980	2,55	10,00
13	28,35	7,77	3,20	3900	2,55	11,00
14	31,30	9,20	3,00	3470	2,55	12,00
15	33,80	10,30	3,60	3200	2,55	12,81
16	35,00	12,71	3,70	2980	2,55	12,81
17	34,00	10,80	3,70	3150	2,55	12,81
18	57,00	38,00	1,50	2310	2,33	3,175
19	45,50	30,50	1,50	2890	2,33	3,175
20	29,50	19,50	1,50	4240	2,33	3,175
21	19,50	13,00	1,50	5840	2,33	3,175
22	14,00	9,00	1,50	7700	2,33	3,175
23	12,00	8,00	1,50	8270	2,33	3,175
24	*10,50*	*7,00*	*1,50*	*9140*	*2,33*	*3,175*
25	*17,00*	*11,00*	*1,50*	*7870*	*2,33*	*3,175*
26	*17,00*	*11,00*	*1,50*	*4730*	*2,33*	*3,175*

Tablo 5.4 DAMA Parametreleri

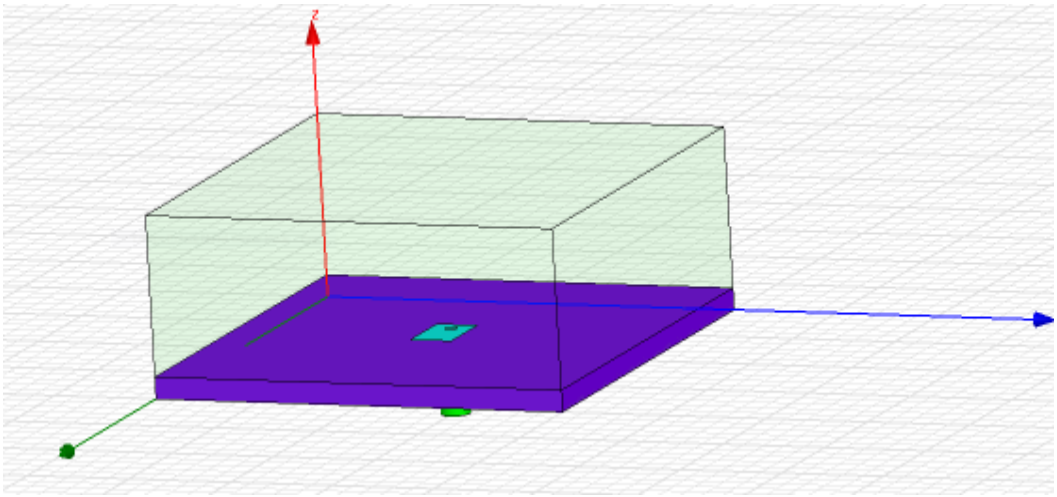
YAMA NO	r (cm)	a (mm)	fr (MHz)	ε_r	h (cm)
1	6,800	65	835	2,32	0,08000
2	6,800	65	829	2,32	0,15900
3	6,800	65	815	2,32	0,31800
4	5,000	47,5	1128	2,32	0,15900
5	3,800	11,7	1443	2,49	0,15240
6	4,850	24.25	1099	2,52	0,31800
7	3,493	11,4	1570	2,5	0,15880
8	1,270	4,064	4070	2,59	0,79370
9	3,493	18,9	1510	2,5	0,31750
10	4,950	18,9	825	4,55	0,23500
11	2,990	18,9	1360	4,55	0,23500
12	3,975	7,5	1030	4,55	0,23500
13	2,000	10,5	2003	4,55	0,23500
14	1,040	7,6	3750	4,55	0,23500
15	0,770	10,5	4945	4,55	0,23500
16	*1,150*	*7,5*	*4425*	*2,65*	*0,15875*
17	*1,070*	*10,5*	*4723*	*2,65*	*0,15875*



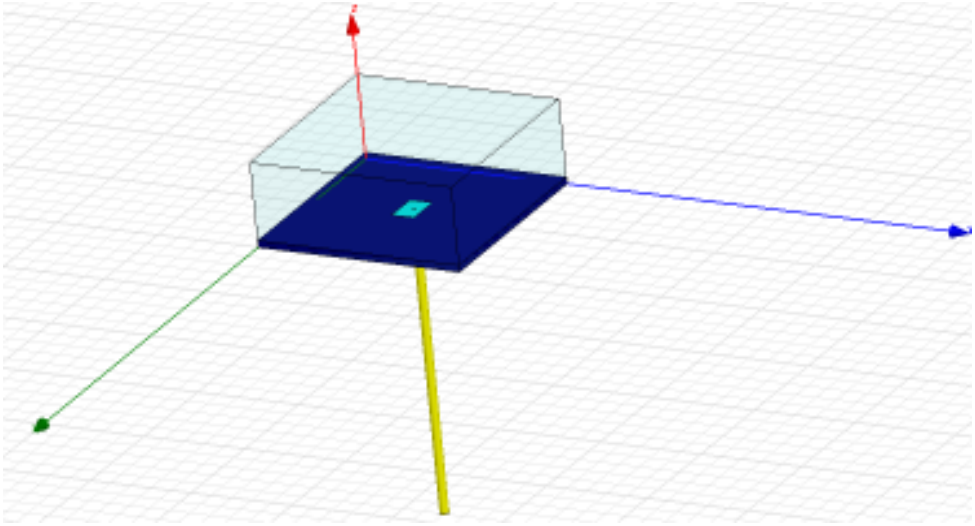
Şekil 5.1 DAMA 7 no' lu yamanın tasarımı



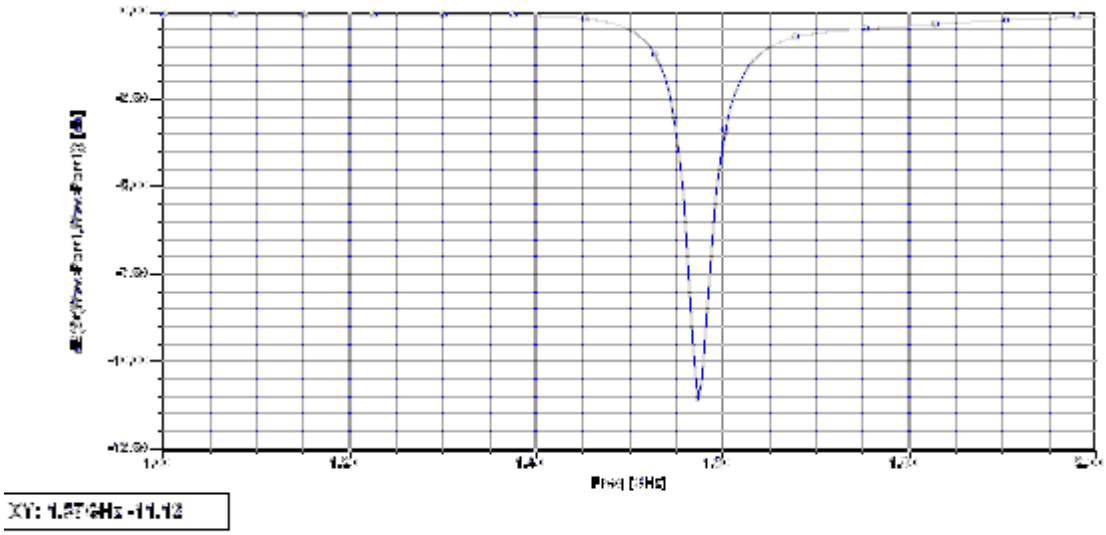
Şekil 5.2 DAMA 11 no' lu yamanın tasarımı



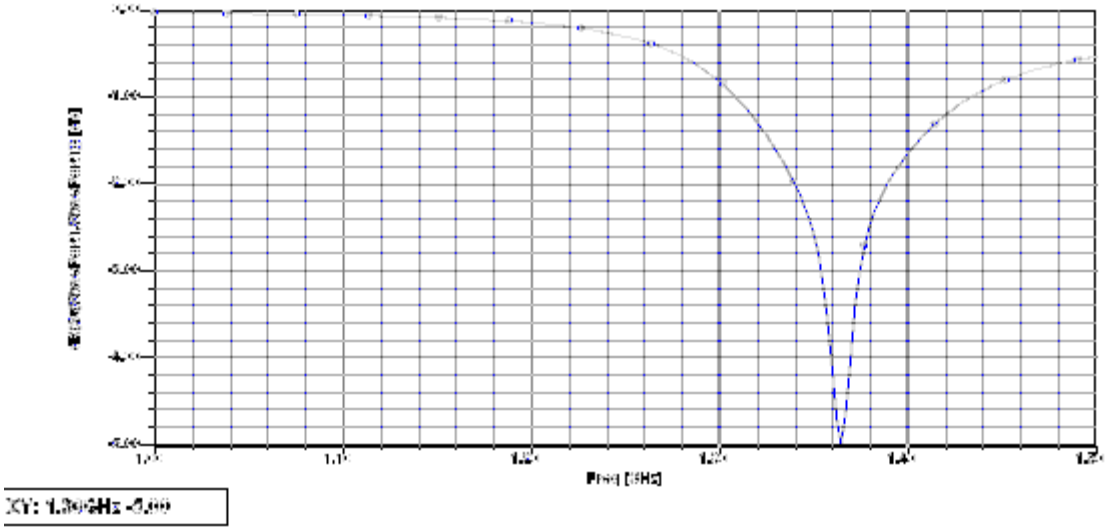
Şekil 5.3 DMA 4 no' lu yamanın tasarımı



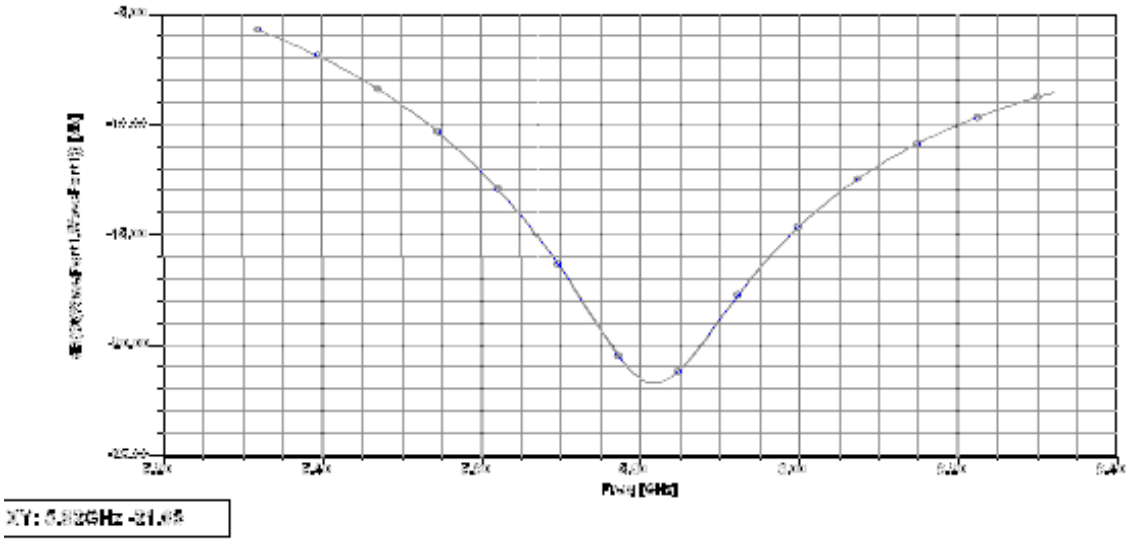
Şekil 5.4 DMA 5 no' lu yamanın tasarımı



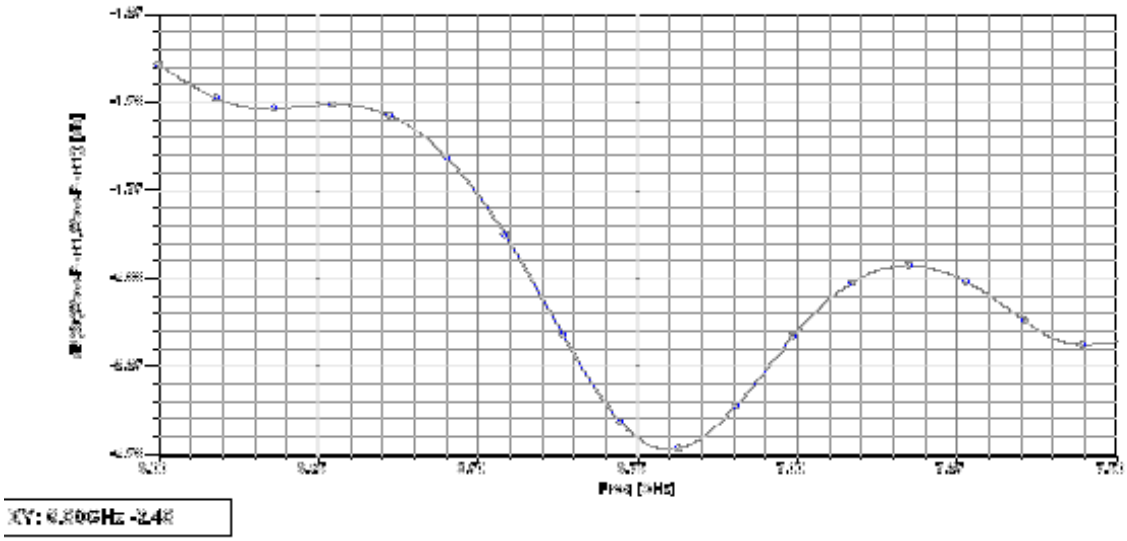
Şekil 5.5 DAMA 7 no' lu yamanın rezonans frekansı eğrisi



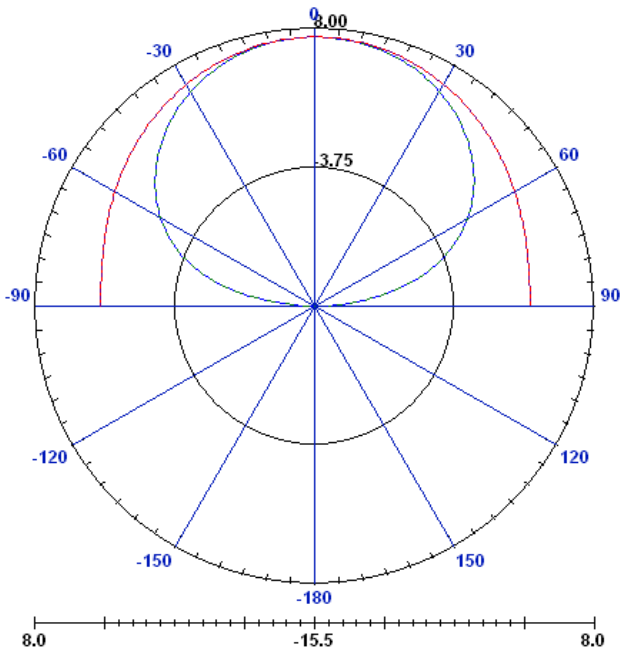
Şekil 5.6 DAMA 11 no' lu yamanın rezonans frekansı eğrisi



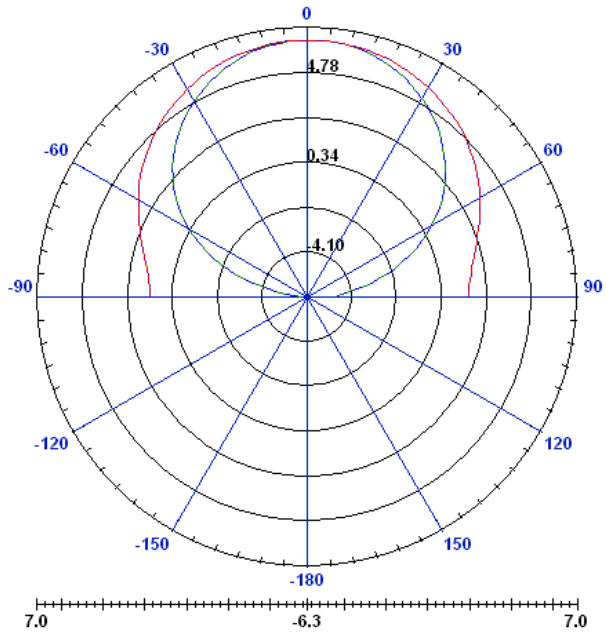
Şekil 5.7 DMA 4 no' lu yamanın rezonans frekansı eğrisi



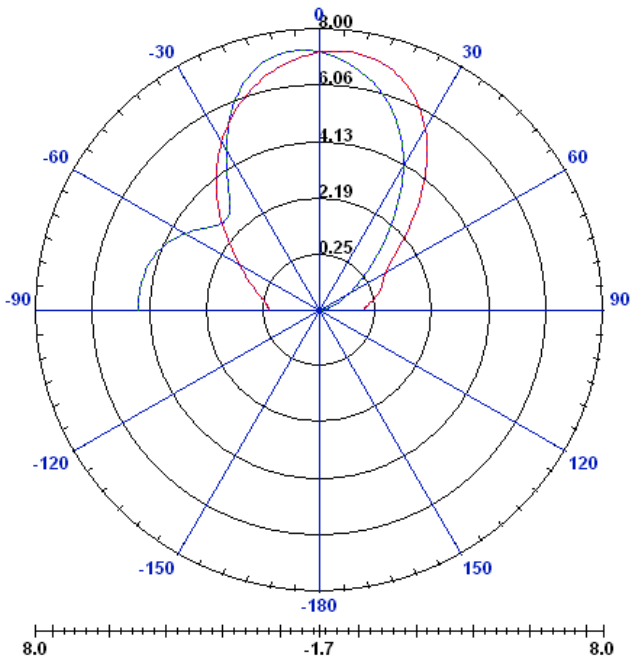
Şekil 5.8 DMA 5 no' lu yamanın rezonans frekansı eğrisi



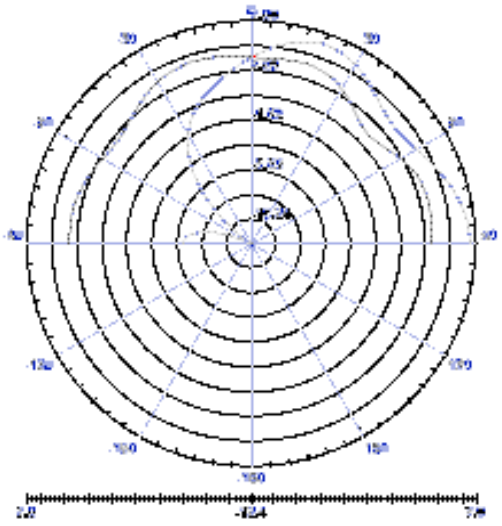
Şekil 5.9 DAMA 4 no' lu yamanın ışıma deseni



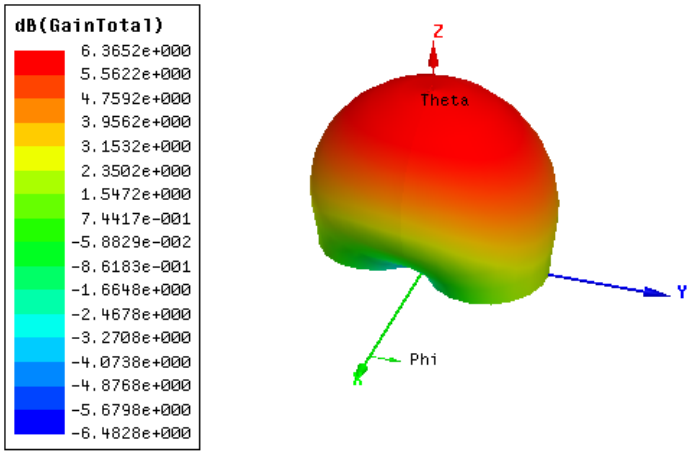
Şekil 5.10 DAMA 7 no' lu yamanın ışıma deseni



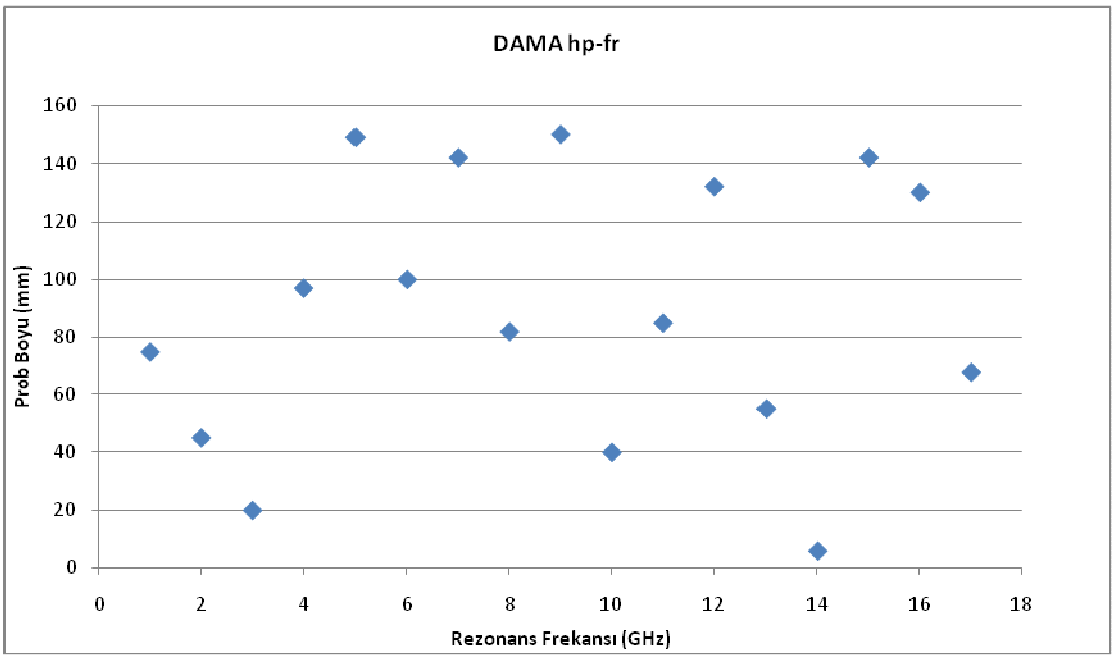
Şekil 5.11 DMA 4 no' lu yamanın ışıma deseni



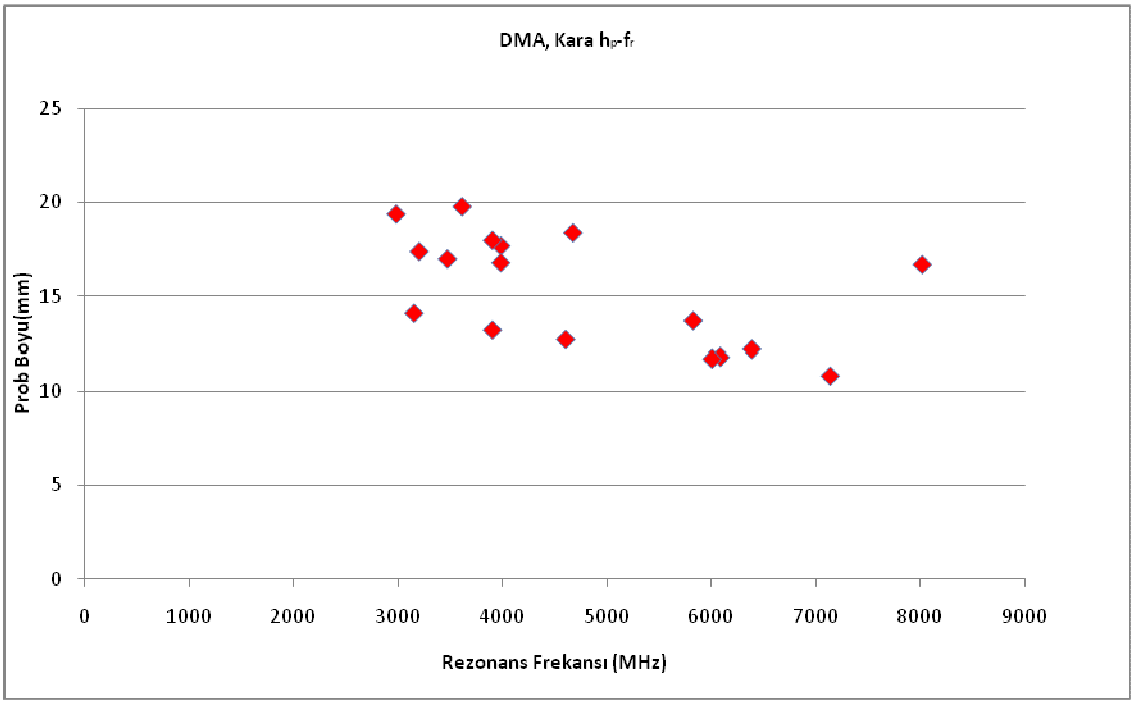
Şekil 5.12 DMA 5 no' lu yamanın ışıma deseni



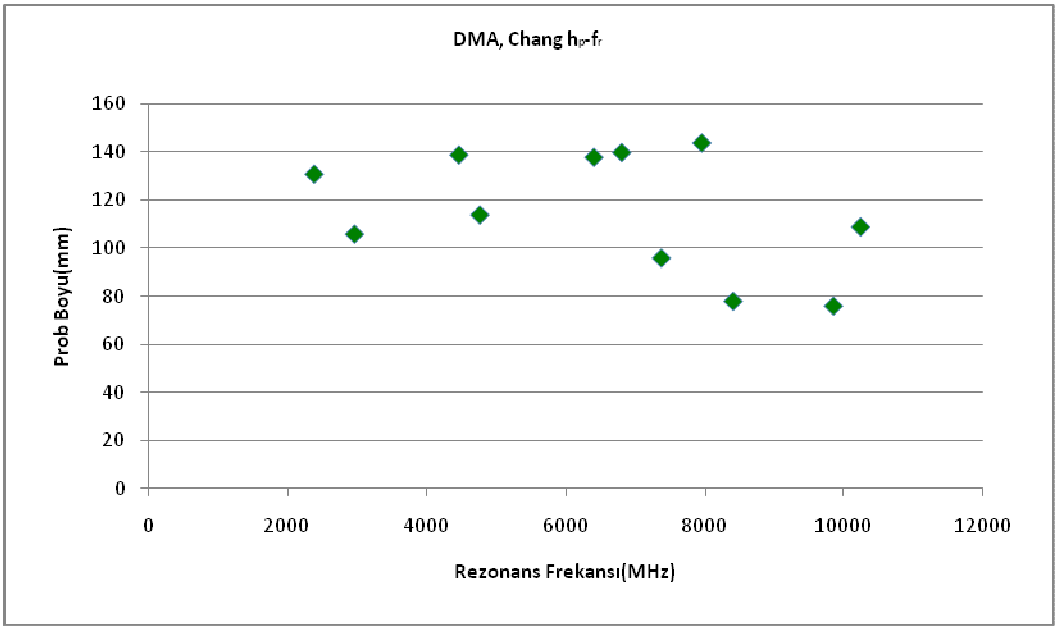
Şekil 5.13 DMA 7 no' lu yamanın 3B kutupsal grafiği



Şekil 5.14 DAMA için rezonans frekansı- prob yüksekliği değişimi



(a)



(b)

Şekil 5.15 DMA için rezonans frekansı- prob yüksekliği değişimi (a) Kara parametreleri için (b) Chang parametreleri için

5.2. YSA ile Yapılan Çalışma

Bu tez çalışmasında, literatürdeki mevcut dikdörtgen ve daire şekilli mikroşerit yama antenlerinin rezonans frekanslarını hesaplamak için bir yapay sinir ağı modeli tasarlanmıştır.

Tasarlanan ağ eğitilirken Levenberg-Marquartd öğrenme algoritması kullanılmıştır.

Nöral modellerin eğitiminde kullanılan tüm ağırlıklar, başlangıçta düzgün olarak dağıtılmış rasgele değerlerden oluşmuştur.

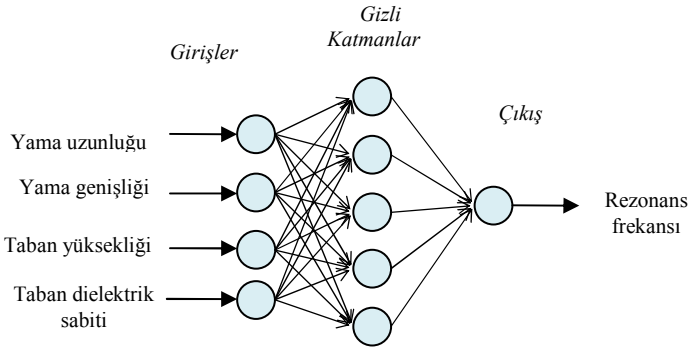
Tasarlanan ağın girişleri; DMA için yama uzunluğu (L), yama genişliği (W), dielektrik taban yüksekliği (h) ve tabanın dielektrik sabiti (ε_r) ; ile DAMA için yama yarıçapı (a),dielektrik taban yüksekliği (h) ve tabanın dielektrik sabiti (ε_r)parametreleri olup ağın çıkışı rezonans frekansı parametresinden ibarettir. Yapay sinir ağının yapısı Şekil 5.16' da gösterildiği gibidir.

Ağın yapı özellikleri Tablo 5.5' te gösterilmektedir.

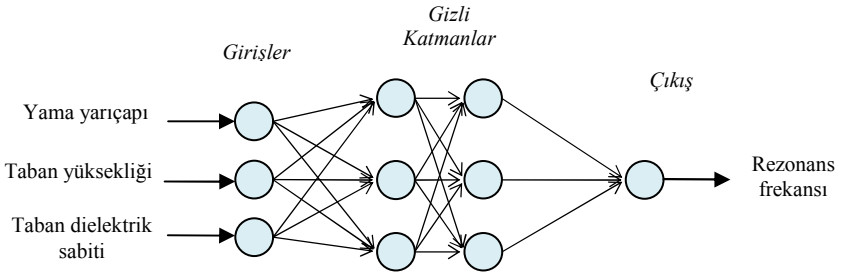
Tablo 5.5 YSA modellerinin özellikleri

Anten Tipi	**DAMA**	**DMA**
Ağ Yapısı	3x3x1	4x1x1
Epok Sayısı	300	500

Ağı eğitmede, literatürdeki mevcut veriler (Kara 1996e,f; Chang 1986; Abboud, Damiano ve Papiernik 1988,1990; Dahale ve Lee,1983,1987; Carver ve Mink, 1981; Antoszkiewicz ve Shafai, 1990; Howell,1975 Itoh ve Mittra,1989) kullanılmıştır. Bu verilerden DMA için 23 tanesi eğitim, geri kalan 3 tanesi ise test verisi olarak gruplandırılmıştır. DAMA içinse 2 tane veri test amaçlı ayrılarak kalan 15 veri ile ağ eğitilmiştir.



(a)



(b)

Şekil 5.16 YSA Ağ Yapıları (a) DMA için (b) DAMA için

6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

6.1. Sonuçlar

Bu tez çalışmasında dikdörtgen ve daire şekilli yamaya sahip mikroşerit antenlerin rezonans frekansı için literatürde mevcut olan deneysel ve teorik değerler, HFSS' de yapılan simülasyonlar sonucu elde edilen değerler ve YSA kullanılarak elde edilen değerlerle karşılaştırılmıştır.

HFSS' de yapılan çalışmada, kullanılan koaksiyel probun özellikleri ile prob boyu değerlerin antenin rezonans frekansı üzerinde önemli etkilere sahip olduğu; fakat simülasyon ortamında tanımlanan hava boşluğunun yüksekliğinin simülasyon sonuçları üzerinde ciddi bir değişiklik meydana getirmediği gözlenmiştir. Ayrıca seçilen tabanın genişlik ve uzunluk değerleri de rezonans frekansı üzerinde fazla bir etkiye sahip değildir. Değiştirilen parametrelerin sadece rezonans frekansı üzerindeki etkileri, grafiksel sonuçlar incelenerek, belirlenmiştir. Prop boyu, probun özellikleri değiştirildiğinde antenin giriş ve ışıma dirençlerinde oluşacak değişikliklerin hesap yoluyla bulunmasından ziyade rezonans frekansı grafiği üzerindeki etkileri incelenmiştir.

Bu çalışma boyunca, gerek simülasyon gerekse YSA ile elde edilen sonuçların doğruluğu çeşitli grafiksel gösterimler ile daha anlaşılır hale getirilmiş ve bu yöntemlerin mikroşerit anten tasarımında ne kadar etkili kullanılabileceği gösterilmiştir. HFSS simülasyonundan elde edilen sonuçlar, literatürde mevcut olan çeşitli modeller kullanılarak hesaplanmış sonuçlar ve YSA modeliyle elde edilen sonuçlar Şekil 6.1ve Şekil 6.2' de görüldüğü gibidir. Grafikten de anlaşılacağı gibi, HFSS sonuçları, deneysel sonuçlara, teorik sonuçlara göre daha fazla yaklaşmaktadır; fakat YSA ile elde edilen sonuçlardaki toplam hata oranı HFSS sonuçlarındakilere göre daha düşüktür. Elde edilen hata değerleri Tablo 6.1' de görüldüğü gibidir.

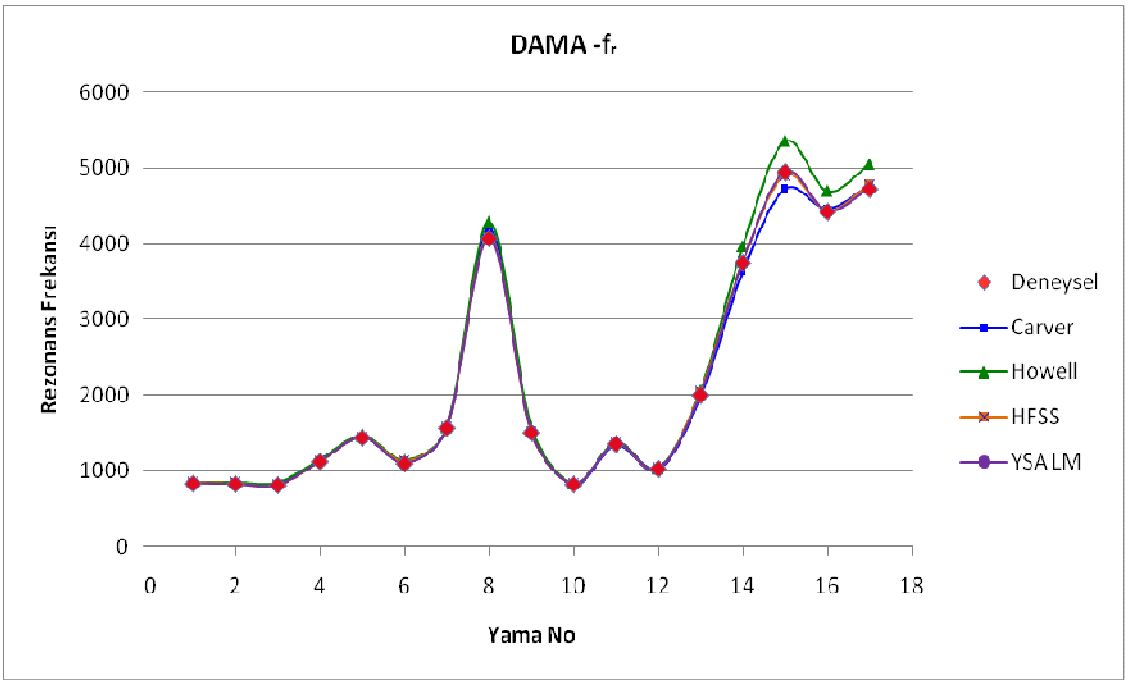
Tablo 6.1: DAMA ve DMA için toplam hata değerleri

DAMA Hata Değerleri											
Yöntem	**f_{ca}**	**f_{ho}**	**f_{de}**	**f_{ab}**	**f_{li}**	**f_{ro}**	**$f_{gü}$**	**f_{le}**	**f_{ku}**	**f_{HFSS}**	**$f_{YSA(LM)}$**
Toplam Hata	750	1766	276	214	290	310	203	655	214	**251,44**	**12,1**

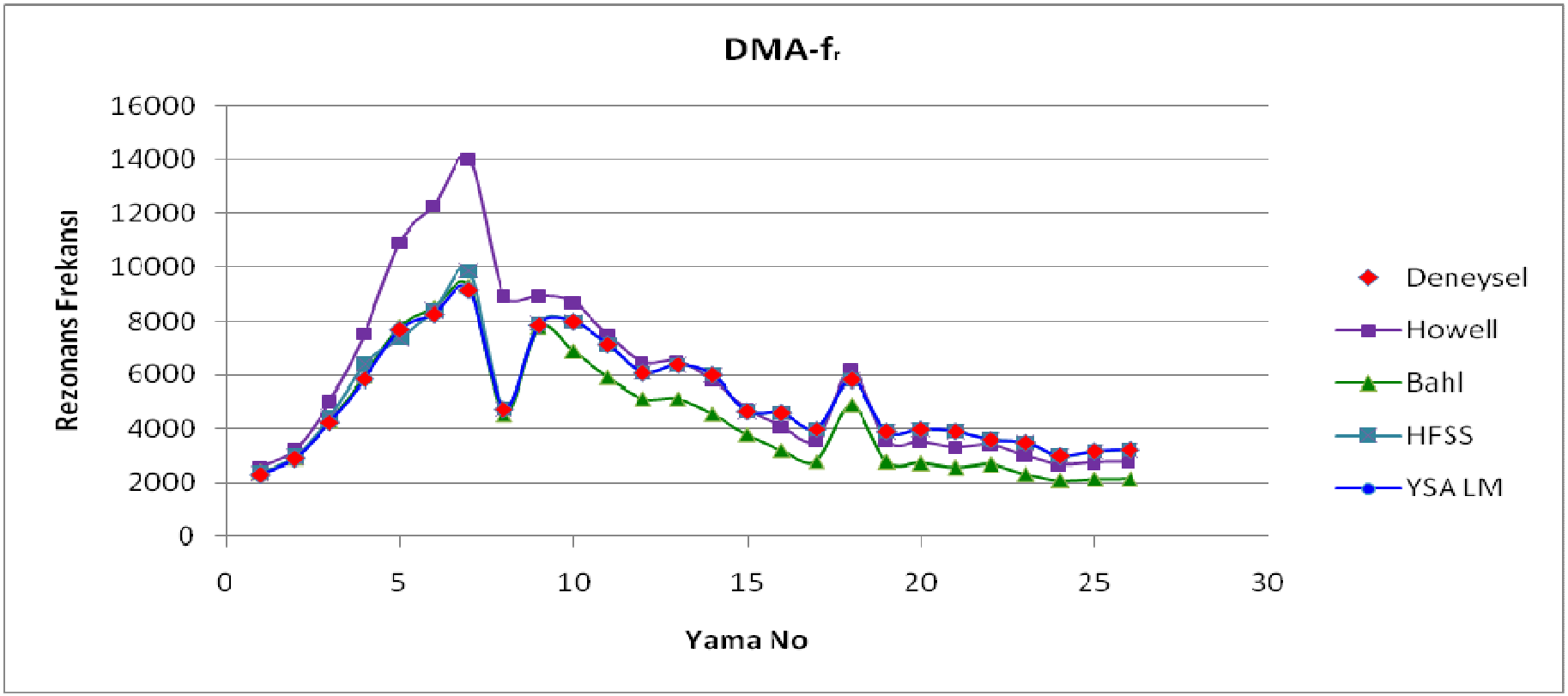
DMA Hata Değerleri													
Yöntem	**f_{ho}**	**f_{ha}**	**f_{ca}**	**f_{ba}**	**f_{ja}**	**f_{se}**	**f_{ga}**	**f_{ch}**	**f_{ka1}**	**f_{ka2}**	**$f_{gü1}$**	**f_{HFSS}**	**$f_{YSA(LM)}$**
Toplam Hata	26838	21711	1008436	18159	25149	18370	20270	16855	41256	62446	24799	**2284**	**29**

f_{ca}, f_{ho}, f_{de}, f_{ab}, f_{li}, f_{ro}, $f_{gü}$, f_{le} ve f_{ku}; sırasıyla Carver (1979a), Howell (1975), Derneryd ve Lind (1979), Abboud ve ark. (1990), Liu ve Chew (1988), Roy ve Jecko (1993), Güney (1994a), Lee ve Fan (1994), Kumprasert ve Kiranon (1995) tarafından bulunan DAMA rezonans frekansı sonuçlarını temsil eder.

f_{ho}, f_{ha}, f_{ca}, f_{ba}, f_{ja}, f_{se}, f_{ga}, f_{ch}, f_{ka1}, f_{ka2} ve $f_{gü1}$; sırasıyla Howell (1975), Hammerstad (1975), Carver (1979b), Bahl ve Bhartia (1980), James ve ark. (1981), Sengupta (1983), Garg ve Long (1987), Chew ve Liu (1988), eğri uydurma formülü kullanarak Kara (1996d), modifiye edilmiş rezonatör modeli ile Kara (1996e) ve Güney (1994d tarafından bulunan DMA rezonans frekansı sonuçlarını temsil eder.



Şekil 6.1: DAMA sonuçlarının karşılaştırılması



Şekil 6.2: DMA sonuçlarının karşılaştırılması

6.2. Öneriler

HFSS simülasyon programında bilinmesi gereken bazı parametrelerin (dielektrik taban uzunluğu ve genişliği, beslemede kullanılan koaksiyel prob parametreleri, vs.) literatürde mevcut olmaması ve bu değerlerin tahmini olarak seçilip deneme-yanılma yöntemiyle son halinin elde edilmesi, deneysel olarak bulunmuş olan sonuçlarla simülasyon sonuçları arasındaki farkın açıklanmasında kullanılabilir.

YSA' da yapılan çalışmada ise model oluşturulurken bu parametrelerin saf dışı bırakılması, bu hatayı ortadan kaldırarak deneysel sonuçlara daha yakın ve yüksek doğruluklu sonuçlar elde edilmesini sağlamıştır.

Elde edilen tüm bu sonuçlar doğrultusunda literatürde mevcut olmayan parametreler için bir sistematik oluşturulmaya çalışılarak simülasyon sonuçlarının deneysel sonuçlara daha da yakınlaştırılması sağlanabilir. Bu çalışmada simülasyonlar ve YSA modelleri anten parametrelerinden sadece rezonans frekansının bulunması amacıyla düzenlemiştir. Işıma deseni, rezonans direnci, vb anten parametrelerini de içine alacak bir çalışma hazırlanabilir. Literatürde çeşitli anten parametreleri için, farklı tiplerdeki mikroşerit antenleri göz önünde bulundurarak tasarlanmış pek çok YSA modeli mevcuttur.

Tezde yapılan simülasyonlar ile YSA çalışmaları; GSM, UMTS, GPS, vs. günümüzde yaygın olan mikroşerit anten uygulamaları için ön çalışma olarak kabul edilip, bu antenler tezde izlenen adımlar kullanılarak gerçekleştirilebilir.

Gelişen malzeme ve katkılama teknolojileri ile taban malzemesi üretimindeki gelişmeler, literatürdeki anten tasarımlarında dielektrik katsayılarını değiştirmek suretiyle yeni tasarımların yapılabilmesine imkan tanımaktadır. Ayrıca, kütüphanelerinin metamateryaller gibi farklı malzemeleri desteklemesi sebebiyle HFSS bu gibi yeni tabanlarla çalışılmasını kolaylaştırmaktadır. Yeni olmasından dolayı pahalı ve de zor temin edilebilecek malzemelerle yapılacak tasarımların bilgisayar ortamında öncelikle denenmesi ve deneysel olarak elde edilmesi planlanan sonuçlar hakkıında bilgi vermesi sebebiyle tasarımcılara faydasının dokunacağı tahmin edilmektedir.

7. KAYNAKLAR

Abboud F., Damiano J.P. ve Papiernik A., "A New Model for Calculating the Input Impedance of Coax-Fed Circular Microstrip Antennas with and without Air Gaps," IEEE Trans. Ant. Propagat., AP-38, no. 11, s. 1882-1885, 1990.

Abboud F., Damiano J.P. ve Papiernik A., "New Determination of Resonant Frequency of Circular Disc Microstrip Antenna: Application to Thick Substrate," Electron. Lett., 24, no. 17, s. 1104-1106, 1988.

Akkaya İ., 1997, "Antenler ve Propagasyon", Seçkin Yayınevi**.**

Anderson C., Learning and Problem Solving with Multilayer Connectionist Systems, Technical Report COINS TR 86-50, University of Massachusetts, Amherst, MA., 1986.

Antoszkiewicz K. ve Shafai L., "Impedance Characteristics of Circular Microstrip Patches," IEEE Trans. Ant. Propagat., AP-38, no.6, s. 942-946, 1990.

Arnott R., "Diversity combining for digital mobile radio using radial basis function networks," Signal Processing, 63, no.1, s.1-16, November 1997.

Bahl I.J., ve Bhartia P., Microstrip Antennas, Dedham, MA: Artech House. 1980.

Bailey M.C. ve Deshpande M. D., "Integral Equation Formulation of Microstrip Antennas," IEEE Trans., AP-30, no.4, s.651-656, 1982.

Balanis C.A., Advanced Engineering Electromagnetics, John Wiley and Sons, New York, 1989.

Bancroft, R. Microstrip and Printed Antenna Design Noble Publishing 2004, chapter 2-3

Barlatey L., Mosig J.R. ve Gardiol F.E., "Hybrid Integral Equation Approach for Patch Antennas in Multilayered Substrates," Proc. IEE, Pt. H, no. 137, s. 99-107, 1990a.

Barlatey L., Mosig J.R. ve Sphicopmilns T., "Analysis of Stacked Microstrip Patches With a Mixed Potential Integral Equation," IEEE Trans, on Antennas and Propagation, no. AP-38, s. 608-615, 1990b.

Barone F., Ciaramella A., Eleuteri A., Garufi F., Milano L. ve Tagliaferri R., "A Neural Network Approach for the Noise Identification and Data Quality of the VIRGO Antenna," AIP conference proceedings. no.523, s.465-466, 2000.

Battiti R., "First and Second Order Methods for Learning: Between Steepest

Descent and Newton's Method," Neural Computation, 4, s.141-166, 1992

Bayrak M., 1997, Elektromagnetik Alan Teorisi-I,II, Selçuk Üniversitesi Yayınevi, KONYA

Beale E.M. L., A Derivation of Conjugate Gradients, Numerical Methods for Nonlinear Optimization, London:Academic Press., 1972.

Berg E.P., Engel B. A. ve Forrest J.C., "Pork Carcass Composition Derived from a Neural Network Model of Electromagnetic Scans," Journal of animal science. 76, no.1, s.18-22, 1998.

Bermani E., Caorsi S. ve Raffetto M., "An Inverse Scatterıng Approach Based On A Neural Network Technıque For The Detectıon Of Dıielectric Cylinders Buried In A Lossy Half-Space," Journal of electromagnetic waves and applications. 14, no.3, s. 323-324, 2000a.

Bermani E., Caorsi S. ve Raffetto M., "A Threshold Electromagnetic Classification Approach for Cylinders Embedded in a Lossy Medium by Using a Neural Network," Technique Microwave and optical technology letters. 24, no.1, s.13-15, 2000b.

Beşdok E., Raster Veritabanlarının Yapay Sinir Ağları İle Yorumlanması, Doktora Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 2000.

Bhartia P., Rao K.V.S. ve Tomar R.S., Millimeter-Wave Microstrip and Printed Circuit Antennas, Artech House, Canton, MA., 1991.

Bhattacharyya A.K., Garg R., "Generalised Transmission Line Model for Microstrip Patches", IEE Proc., Vol.132, Pt.H, 1985, pp.93-98

Bhattacharyya A.K., "Generalised Transmission Line Model of Microstrip Patch Antennas and Some Applications", Ph.D. Thesis, Indian Institute of Technology, Kharagpur, India, 1985.

Bhattacharyya A.K., Shafai K.L., ve Garg R., "Microstrip Antenna-A Generalised Transmission Line", Progress in Electromagnetics Research, Vol.4, 1991, pp.45-84.

Bhattacharyya A.K. ve Garg R., "Input Impedance of an Annular Ring Micorstrip Antenna Using Circuit Theory Approach", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol. AP-33, 1985, pp. 217-219.

Bishop C. M., Neural Networks for Pattern Recognition, Oxford University Press., 1995.

Broomhead D. S. ve Lowe D., "Multivariable Functional Interpolation and Adaptive Networks," Complex systems, 2, s. 321-355, 1988.

Bolat S., Kalenderli Ö., "Levenberg-Marquardt Algoritması Kullanılan Yapay Sinir Ağı ile Elektrot Biçim Optimizasyonu", 2003, International XII. Turkish Symposium on Artificial Intelligence and Neural Networks – TAINN

Caorsi S. ve Gamba P., "Subsurface Sensing-Electromagnetic Detection of Dielectric Cylinders by a Neural Network Approach," IEEE transactions on geoscience and remote sensing : a publication of the IEEE Geoscience and Remote Sensing Society. 37, no. 2, s. 820-827, 1999.

Carpenter G.A. ve Grossberg S., "The ART of Adaptive Pattern Recognition by a Self-Organising Neural Network," Computer, s. 77-88, 1988.

Carver K.R., "Practical Analytical Techniques for the Microstrip Antenna," Proc. Workshop on Printed Circuit Antenna Thechnology, New Mexico State University, Las Cruces., s. 1-20, Oct. 1979a.

Carver K.R., "A Modal Expansion Theory for the Microstrip Antenna," IEEE AP-S Int. Symposium Digest, s. 101-104, 1979b.

Carver K.R. ve Coffey E.L., "Theoretical Investigation of the Microsirip Antenna," Tech. Report PT-00929, Physical Science Laboratory, New Mexico State University, Las Cruces, NM, 1979.

Carver K.R. ve Mink, J.W., "Microstrip Antenna Technology," IEEE Trans. Antennas Propagat., AP-29, s. 2-24, 1981.

Champagne N.J., Williams J.T. ve Wilton D.R., "Analysis of Resistivcly Loaded Printed Spiral Antennas," Electromagnetics, no. 14, s. 363-395, 1994.

Chang E., Long S.A. ve Richards W.F., "An Experimental Investigation of Electrically Thick Rectangular Microstrip Antennas," IEEE Trans. Antennas Propagat., AP-34, s 767-772, 1986.

Charpentier E., Laurin J. J., "An Implementation of a Direction-Finding Antenna for Mobile Communications Using a Neural Network," IEEE transactions on antennas and propagation. 47, no.7, s.1152-1159, 1999.

Chen C. ve Alexopoulos N.G., "Modeling Microstrip Line Fed Slot Antennas With Arbitrary Shape," Electromagnetics, no. 15, s. 567-586, 1995.

Chen S., Cowan C.F.N. ve Grant P.M., "Orthogonal Least Squares Learning Algorithm for Radial Basis Function Networks," IEEE Transactions on Neural Networks, 302-309, 1991.

Chen S. ve Billings S.A., "Neural Networks for Nonlinear Dynamic System Modeling and Identification," Int. J. Control, 56, no:2, s. 319-346, 1992.

Chen S., Billings S.A. ve Grant P.M., "Recursive Hybrid Algorithm for Non-Linear System Identification Using Radial Basis Function Networks," Int. J. Control, 55, no. 5, s. 1050-1070, 1992.

Chen W., Lee K.F. ve Dahele J.S., "Theoretical and Experimental Studies of the Resonant Frequencies of the Equilateral Triangular Microstrip Antenna," IEEE Trans. Antennas Propagat., AP-40, no. 10, s. 1253-1256, October 1992.

Chew W.C. ve Liu Q., "Resonant Frequency of a Rectangular Microstrip Patch," IEEE Trans., AP-36, s. 1045-1056, 1988.

Christodoulou C.G. ve Georgiopoulos M., Application of Neural Networks in Electromagnetics, Artech House, MA, USA, 2001.

Dahele J.S. ve Lee K.F., "Effect of Substrate Thickness on the Performance of a Circular-Disk Microstrip Antenna," IEEE Trans. Ant. Propagat., AP-31, no.2, s. 358-364, 1983.

Dahele J.S. ve Lee K.F., "On the Resonant Frequencies of the Triangular Patch Antenna," IEEE Trans. Antennas Propagat., AP-35, No. 1, January, s. 100-101, 1987.

Damiano J.P. ve Papiernik A., "Survey of Analytical and Numerical Models for Probe-Fed Microstrip Antennas", IEE Proc. Microwaves, Antennas Propagation, Vol. 141, 1994, pp. 15-22.

Davis L., Handbook of genetic algorithms. NY.: Van Nostrand Reinhold, 1991.

Demuynck F.J., Vandenbosch G.A.E. ve Van de Capelle A.R., "The Expansion Wave Concept: Part I, Efficient Calculation of Spatial Green's Functions in a Stratified Dielectric Medium," IEEE Trans, on Antennas and Propagation, no. AP-46, s. 397-406, 1998.

Dennis J.E. ve Schnabel R.B., Numerical Methods for Unconstrained Optimization and Nonlinear Equations, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall. 1983.

Derneryd A.G., "A Theoretical Investigation of the Microstrip Antenna Element," Antennas Propagat IEEE Trans., AP-26, s. 532-535, 1978.

Derneryd A.G., Lind A.G., "Extended Analysis of Rectangular Microstrip Resonator Antenna," IEEE Trans. Antennas. Propagat., s. 846-849, 1979.

Deschamps G.A., Microstrip Microwave Antennas, Presented at the third USAF Symposium on Antennas, 1953

Deshpande M.D. ve Bailey M.C., "Input Impedance of Microstrip Antennas", IEEE Trans, on Antennas and Propagation, no. AP-30, s. 645-650, 1982.

Devabhaktuni V.K., Yagoub M.C.E., Fang Y., Xu J. ve Zhang Q.J., "Neural Networks for Microwave Modeling: Model Development Issues and Nonlinear Modeling Techniques." International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, 11, no.1, s. 4-21. 2001.

Du K.L., Lai A.K.Y., Cheng K.K.M. ve Swamy M.N.S., "Neural methods for antenna array signal processing," Signal Processing, 82, no.4, s.547-561 April 2002.

Efe M. Ö., Kaynak O., 2000, Yapay Sinir Ağları ve Uygulamaları, Boğaziçi

Üniversitesi Yayınevi

Elmas Ç, 2003, Yapay Sinir Ağları, Seçkin ;Yayınevi

Elman J.L., "Finding Structure in Time," Cognitive Science, 14, s. 179-211, 1990.

Erler M., "Dikdörtgen Mikroşerit Antenlerin Yapay Sinir Ağları İle Tasarımı ve Analizi," Doktora Tezi, Erciyes Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Kayseri, 1998.

Erler M., Güney K. ve Sağıroğlu Ş., "Computation of Gain for Pyramidal Horn with the Use of Multilayered Perceptrons. Proc. of 9th Turkish Symposium on Artificial Intelligence and Neural Networks," (TAINN'2000), İzmir, Turkey, s. 315-322, June 2000.

Fahlman S.E., "An Emprical Study of Learning Speed in Backpropagation Networks," Technical Report CMU-CS-88-162, Carnegie Mellon University, 1988.

Fletcher R., Reeves C.M., "Function Minimization by Conjugate Gradients," Computer Journal, 7, s.149-154, 1964.

Fletcher R., Practical Methods of Optimization, John Wiley & Sons., 1987.

Fong, K.S., Pues H.F. ve Withers M.J, "Wideband Multilayer Coaxial-Fed Microstrip Antenna Element", Electron. Lett., Vol. 21, 1985, pp.497-499.

Foresee F.D. ve Hagan M.T., "Gauss-Newton approximation to Bayesian regularization," Proceedings of the 1997 International Joint Conference on Neural Networks, 1997.

Fukado T., Shibata, Tokita M., "Neuromorphic Control: Adaptation and Learning," IEEE Transactions on Industrial Electronics, 39, no. 6, s. 497-503, 1992.

Gang X., "On the Resonant Frequencies of Microstrip Antennas," IEEE Trans. Antennas Propagat., AP-37, no. 2, s. 245-247, 1989.

Garg R. ve Palanisamy V., "Generalized Cavity Model and Its Application to Series Fed Nmicrostrip Patch Arrays", 1986

Garg R. ve Long S.A., "Resonant Frequency of Electrically Thick Rectangular Microstrip Antennas," Electron. Lett., 23, s. 1149-1151, 1987

Garg R. ve Long S.A., "An Improved Formula for the Resonant Frequency of the Triangular Microstrip Patch Antenna," IEEE Trans. Antennas Propagat., AP-36, s. 570, 1988

Garg R., Bhartia P., Bahl I.J. ve Ittipiboon A., Microstrip Antenna Design Handbook. Dedham MA.: Artech House, 2000

Goldberg D.E., Genetic Algorithms in Search, Optimisation and Machine Learning, Addison-Wesley, Reading, MA., 1989.

Grefenstette J.J., "Optimisation of Control Parameters for Genetic Algorithms," IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics, SMC-16, no. 1, s. 122-128, 1986.

Gronau G., ve Wolff I. , "Aperture- Coupling of a Rectangular Microstrip Resonator", Electron.Lett. Vol.22, 1986, pp.554-556

Gupta K.C., et al., "Microstrip Lines and Slot Lines" 2nd ed., Artech House, Norwood, MA, 1996

Gupta K.C., Garg R. ve Chadha R., Computer-Aided Design of Microwave Circuits, Artech House. Dedham, MA, 1981.

Gupta X.C. ve Sharma P.C., "Segmentation and desegmentation techniques for the analysis of planar microstrip antennas", Int-Symp. Antennas Propagat, pp 19-22, 1981.

Gupta K.C. ve Benalla A., Microstrip Antenna Design, Artech House, Canton, MA., 1988.

Gutton H. ve Baissinot G., Flat Aerial for Ultra High Frequencies, French Patent No 703113., 1955.

Gültekin S., Güney K. ve Sağıroğlu Ş., "Dairesel Mikroşerit Antenlerin Nöral Tasarımı." Elektrik-Elektronik Bilgisayar Mühendisliği 9. Ulusal Kongresi, Kocaeli, s. 327-330, Eylül 2001.

Gültekin S., Güney K. ve Sağıroğlu Ş., "A Comparative Study of Neural Networks for Resonant Frequency Computation of Electrically Thin and Thick Circular Microstrip Antennas." Second International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO`2001), Bursa, Turkey, s. 204-208, November, 2001.

Gültekin S.S., Çeşitli Tipteki Mikroşerit Antenlerin Karakteristik Parametrelerinin Farklı Algoritmalarla Eğitilen Yapay Sinir Ağları ile Hesaplanması, 2002, Doktora

Tezi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Konya

Güney Ö., 1991, Dairesel Mikroşerit Anten Analizi ve Dizaynı, Yüksek Lisans Tezi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Kayseri.

Güney K., "A New Edge Extension Expression for the Resonant Frequency of Electrically Thick Rectangular Microstrip Antennas," International Journal of Electronics, 75, s. 767-770, 1993a.

Güney K., "Resonant Frequency of a Triangular Microstrip Antenna," Microwave and Optical Technology Letters, 6, s. 555-557, 1993b.

Güney K., "Resonant Frequency of Electrically-Thick Circular Microstrip Antennas," International Journal of Electronics, 77, no. 3, s. 377-386, 1994a.

Güney K., "Bandwidth of a Resonant Rectangular Microstrip Antenna," Microwave and Optical Technology Letters, 7, s. 521-524, 1994b.

Güney K., "Radiation quality factor and Resonant resistance of Rectangular Microstrip Antennas," Microwave and Optical Technology Letters, 7, s. 427-430, 1994c.

Güney K., "Resonant Frequencies of a Tunable Rectangular Microstrip Patch Antenna," Microwave and Optical Technology Letters, 7, s. 581-585, 1994d.

Güney K., "Comments on 'On the Resonant Frequencies of Microstrip Antennas'," IEEE Trans. Antennas Propagat., AP-42, s. 1363-1365, 1994e.

Güney K., Erler M. ve Sağıroğlu Ş., "Neural Computation of Mutual Coupling Coefficient Between Two Rectangular Microstrip Antennas With Various Substrate Thicknesses." Proc. of Progress in Electromagnetics Research Symposium (PIERS'98), Nantes, France, s. 57, July 1998a.

Güney K., Sağıroğlu Ş. ve Erler M., "Neural Computation of Mutual Coupling Coefficients of Electrically Thin and Thick Rectangular Microstrip Antennas." Proc. of International Conference on Neural Networks and Brain (ICNN&B'98), Beijing, China, s. 223-226, October 1998b.

Güney K., Sağıroğlu Ş. ve Erler M., "Yapay Sinir Ağları ile Dairesel Mikroşerit Anten Tasarımı." Çukurova Üniversitesi, Mühendislik-Mimarlık Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, 10. Yıl Sempozyumu, Adana, s. 78-83, Şubat

1998c.

Güney K., Sağıroğlu Ş. ve Erler M., "Yapay Sinir Ağları ile Dikdörtgen Mikroşerit Antenlerin Rezonans Direncinin Hesaplanması." Bursa V. Bilgisayar-Haberleşme Sempozyumu, Bursa, s. 92-95, Kasım 1998d.

Güney K., Erler M. ve Sağıroğlu Ş., "Neurodesign of Log-Periodic Dipole Arrays." Journal of Engineering and Architectural Faculty of Osmangazi University, XII, no. 2, s. 18-34, 1999a.

Güney K., Erler M. ve Sağıroğlu Ş., "Artificial Neural Networks for the Characteristic Impedance Calculation of Conductor-Backed Coplanar Waveguides." International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO`99), Bursa, Turkey, s. 224-228, December 1999b.

Güney K., Erler M. ve Sağıroğlu Ş., "Calculation of Directivity for the E-Plane and H-Plane Sectoral Horn Antennas with the Use of Artificial Neural Networks." Journal of Sciences and Engineering, Erciyes University, 15, no. 1-2, s. 32-48, 1999c.

Güney K., Sağıroğlu Ş. ve Erler M., "Comparison Of 'Neural Networks For Resonant Frequency Computation Of Electrically Thin and Thick Rectangular Microstrip Antennas'," Journal Of Electromagnetic Waves and Applications, 15, no. 8, s. 1121-1145, 2000a.

Güney K., Erler M. ve Sağıroğlu Ş., "Artificial Neural Networks for the Resonant Resistance Calculation of Electrically Thin and Thick Rectangular Microstrip Antennas." Electromagnetics, 20, no. 5, s. 387-400, 2000b.

Güney K. ve Titi İ., "Yapay Sinir Ağı İlaveli Kalman Filtresi ile Hedef İzleme." Proc. of 9th Turkish Symposium on Artificial Intelligence and Neural Networks (TAINN'2000), İzmir, Turkey, s. 417-420, June 2000a.

Güney K. ve Titi İ., "Yapay Sinir Ağları İle Hedef İzleme." Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Dergisi, 13, no. 3, s. 649-663, Temmuz 2000b.

Güney K. ve Titi İ., "Yapay Sinir Ağları Kullanılarak Hedef Tipi Belirleme." Elektrik-Elektronik-Bilgisayar Mühendisliği Sempozyumu (ELECO'2000), Bursa, s. 204-207, Kasım 2000c.

Güney K., Sağıroğlu Ş. ve Erler M., "Comparison of Neural Networks for Resonant

Frequency Computation of Electrically Thin and Thick Rectangular Microstrip Antennas." Journal of Electromagnetic Waves and Applications (JEWA), 15, no. 8, s. 1121-1145, 2001a.

Güney K., Gültekin S. ve Sağıroğlu Ş., "Design of Circular Microstrip Antennas Using Artificial Neural Networks." Proc. of 10th Turkish Symposium on Artificial Intelligence and Neural Networks (TAINN'2001), Gazimagusa, Turkish Republic of Northern Cyprus, s. 12-21, June 2001b.

Güney K., Sağıroğlu Ş. ve Erler M., "Generalized Neural Method to Determine Resonant Frequencies of Various Microstrip Antennas." International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering (Special Issue: Applications of Artificial Neural Networks to RF and Microwave Design), 12, no. 1, s. 131-139, 2002.

Hagan M.T., Demuth H.B. ve Beale M., Neural Network Design, Boston PWS Publishing Company, 1996.

Hall R.C. ve Mosig J.R., "Analysis ol Coaxially Fed Microstrip Amentias With Electrically Thick Substrates," Electromagnetics, no. 9, s. 367-384, 1989.

Hall R.C. ve Mosig J.R., "The Analysis of Arbitrarily Shaped Aperture-Coupled Patch Antennas Via a Mixed-Potential Integral Equation," IEEE Trans, on Antennas and Propagation, no. AP-44, s. 608-614, 1996.

Hammerstad E.D., "Equations for Microstrip Circuits Design, in Proc. Fifth European Microwave Conference, Hamburg," 268-272, 1975.

Harrington R.F., "Time-Harmonic Electromagnetic Fields", McGraw-Hill, New York, 1961.

Harrington R.F., Field Computation by Moment Methods, NewYork, Macmillan, 1968.

Haykin S., Neural Networks, A Comprehensive Foundation, Macmillan College Publishing Comp. Inc., 1994.Michigan Press., Ann Arbor, MI., 1975.

Haykin S., Neural Networks: a Comprehensive Foundation, Upper Saddle River, N.J., Prentice Hall, 1999.

Himmelblau D.M., Applied Nonlineer Programming, McGraw-Hill., 1972.

Himdi, M. et al., "Analysis of Aperture Coupled Microstrip Antenna Using Cavity Method", Electron. Lett., Vol. 25, 1989, pp.391-392.

Himdi M., "Transmission Line Analysis of Aperture-Coupled Microstrip Antenna", Electron Lett., Vol.25, 1989, pp.1229-1230.

Himdi M. et al., "Analysis of Aperture-Coupled Microstrip Antenna Using Cavity Method", Electron. Lett., Vol. 25, 1989, 391-392.

Hirasawa K., ve Haneishi M., Analysis, Design, and Measurement of Small and Low-Profile Antennas, Artech House, Canton, MA, 1992.

Holland J.H., Adaptation in Natural and artificial Systems, The University of Michigan Press., Ann Arbor, MI., 1975.

Hopfield J.J., "Neural Networks and Physical Systems with Emergent Collective Computational Abilities," In: Proc. National Academy of Sciences, USA, April, 79, s. 2554-2558, 1982.

Howell, J.Q., "Microstrip Antennas" IEEE AP-S Symp. Digest, 1972, pp.177-180

Howell J.Q., "Microstrip Antennas," IEEE Trans., AP-23, s. 90-93, 1975.

Hunt K.J., Sbarbaro D., Zbikowski R., "Neural Networks for Control Systems - A Survey," Automatica, 28, No:6, s. 1083-1112, 1992.

Ioffe A., Thiel M, ve Dreher A., "Analysis of Microstrip Patch Antennas on Arbitrarily Shaped Multilayers" IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL. 51, NO. 8, AUGUST 2003 page 1929-1935

Ittipiboon A.R., Oostlander ve Antar Y.M.M., "Modal Expansion Method of Analysis for Slot-Coupled Microstrip Antenna", Electron. Lett., Vol. 25, 1989, pp.1338-1340.

Itoh T. ve Mittra R., "Analysis of a Microstrip Disk Resonator," Archiv für Electronik und Übertrugungstechnik (AEU), 27, no. 11, s. 456-458, 1973.

Itoh T, "Numerical Techniques for Microwave and Millimeter-Wave Passive Structures", John Wiley, New York, 1989.

Jackson D.R. ve Alexopoulos N.G., "Simple Approximate Formulas for Input Resistance, Bandwidth, and Efficiency of a Resonant Rectangular Patch," IEEE Trans. Antennas Propagat., 39, s. 407-410, 1991.

Jacobs R.A., "Increased Rate of Convergence Through Learning Rate Adaptation," Neural Networks, 1, s. 295-307, 1988.

James J.R., Hall, P.S. ve Wood C., Microstrip Antennas-Theory and Design, IEE Electromagnetic Wave Series No. 12, London, Peter Peregrinus Ltd., 1981.

James J.R. ve Hall P.S., Handbook of Microstrip Antennas, Peter Peregrinus, London, UK, 1989.

Jang J.S.R., Sun C.T. ve Mizutani E., Neuro-Fuzzy and Soft Computing-A Computational Approach to Learning and Machine Intelligence, Prentice-Hall, Inc., 1997.

Kahrizi M., Sarkar T.K. ve Maricevic Z.A., "Analysis of a Wide Radiating Slot in the Ground Plane of a Microstrip Line," IEEE Trans, on Microwave Theory and Techniques, no. MTT-41, s. 29-37, 1993.

Kara M., "A Novel Technique to Calculate the Bandwidth of Rectangular Microstrip Antenna Elements with Thick Substrates," Microwave Opt. Technol. Lett., 12, s. 59-64, 1996a.

Kara M., "A Simple Technique for the Calculation of Bandwidth of Rectangular Microstrip Antenna Elements with Various Substrate Thicknesses," Microwave Opt. Technol. Lett., 12, s, 16-20, 1996b.

Kara M., "An Efficient Technique for the Computation of the Input Resistance of Rectangular Microstrip Antenna Elements with Thick Substrates," Microwave Opt. Technol. Lett., 13, s. 363-369, 1996c.

Kara M., "The Calculation of the Input Resistance of Rectangular Microstrip Antenna Elements with Various Substrate Thicknesses," Microwave Opt. Technol. Lett., 13, s. 137-142, 1996d.

Kara M., "The Resonant Frequency of Rectangular Microstrip Antenna Elements with Various Substrate Thicknesses," Microwave and Optical Technology Letters, 11, s. 55-59, 1996e.

Kara M., "Closed-Form Expressions for the Resonant Frequency of Rectangular Microstrip Antenna Elements with Thick Substrates," Microwave and Optical Technology Letters, 12, s. 131-136, 1996f.

Karaboğa D., Güney K. , Sağıroğlu Ş. ve Erler M., "Neural Computation of Resonant Frequency of Electrically Thin and Thick Rectangular Microstrip Antennas." IEE Proceedings-Microwaves, Antennas and Propagation, Pt.H., 146, no. 2, s. 155-159, 1999.

Karna K.N. ve Breen D.M., "An Artificial Neural Networks Tutorial: Basics," Neural Networks, 1, no:1, s. 4 -23, 1989.

Kesten H., "Accelerated Stochastic Appoximation," Annuals of Mathematical Statistics, 29, s. 41-59, 1958.

Koçak T., Cılız K. ve Kaynak O., "Yapay Sinir Ağları ile Gerçek Zamanda Denetim," Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı, TOK'96, s. 23-29, 1996.

Kohonen T.," Correlation Matrix Memories," IEEE Transactions on Computers, 21, s. 353-359, 1972.

Kohonen T., Self Organization and Associative Memories, Springer-Verlag, New York, 1984.

Kohonen T., "Statistical Patern Recognition with Neural Networks:" Benchmark Studies, Porceedings of The Second Annual IEEE International Conference on Neural Networks, 1, 1988.

Kohonen T., Self-Organisation and Associative Memory (3rd ed), SpRinger-Verlag, Berlin, 1989

Kumar G. ve Gupta K.C., "Broadband Microstrip Antennas Using Additional Resonators Gap Coupled to the Radiating Edges," IEEE Trans. Antennas Propagat., AP-32, s. 1375-1379, 1984.

Kumprasert N. ve Kiranon W., "Simple and Accurate Formula for the Resonant Frequency of the Equilateral Triangular Microstrip Patch Antenna," IEEE Trans. Antennas Propagat., AP-42, no. 8, s. 1178-1179, August 1994.

Kumprasert N. ve Kiranon W., "Simple and Accurate Formula for the Resonant Frequency of the Circular Microstrip Disk Antenna," IEEE Trans. Ant. Propagat., AP-43, no. 11, s. 1331-1333, 1995.

Kunz K.S. ve Lubers R.J., "The Finite Difference Time Domain Method for Electromagnetics", CRC Press, Boca Raton, FL, 1993

Lee K.F. ve Fan Z., "CAD Formulas for Resonant Frequencies of TM11 Mode of Circular Patch Antenna with or without Superstrate," Microwave and Optical Technology Letters, 7, no. 12, s. 570-573, 1994.

Lee K.F. ve Chen W., Advances in Microstrip and Printed Antennas, John Wiley and Sons, 1997.

Leonard J.A., Kramer M.A., "Radial Basis Functions for Classifying Process Faults," IEEE Control Systems, April, 11(3), s.31-38, 1991.

Leonard J.A., Kramer M.A. ve Ungar M.A., "Using Radial Basis Functions to Approximate a Function and Its Error Bounds," IEEE Transactions on Neural Networks, 3(4), s. 624-627, 1992.

Leung M., Splitt G. ,2002, UNIVERSITY OF CANBERRA, Microstrip Antenna Design Using Mstrip40 Laboratory Manual Author

Levenberg K., "A Method For the Solution of Certain Nonlinear Problems in Least Squares," Quart.Appl. Math., 2, s. 164-168, 1944.

Lewin L., "A Contribution to the Theort of Cylindrical Antennas-Radiation Between Parallel Plates", IRE Trans., Vol. AP-7, 1959, pp. 162-168.

Liu Q. ve Chew W.C., "Curve-Fitting Formulas for Fast Determination of Accurate Resonant Frequency of Circular Microstrip Patches," IEE. Proc., 135, Pt.H, no. 5, s. 289-292, 1988.

Lo Y.T., "Theory ve Experiment on Microstrip Antennas," IEEE Trans, on

Antennas and Propagation, no. AP-27, s. 137-145, 1979.

Lo Y.T. ve Richards W.F., "Perturbation Approach to Design of Circularly Polarized Microstrip Antennas," Electron. Lett., s. 383-385, 1981.

Lo Y.T., Wright S.M. ve Davidovitz M., "Microstrip Antennas, in Handbook of Microwave and Optical Components," K. Chang (Editor), vol. 1, John Wiley and Sons, New York, s. 764-889, 1989.

Lo, Y.T., Solomon D. and Richards, W.F. ,Theory and Experiment on Microstrip Antennas, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, AP-27,1979 pp. 137-149.

Lowe D., "Adaptive Radial Basis Function Nonlinearities and The Problem of Generalization," In Proceedings of The First IEEE International Conference on Artificial Neural Networks, London, 6, s.171-175, 1989.

MacKay D.J.C., "Bayesian interpolation," Neural Computation, 4, no. 3, s. 415-447, 1992.

Man K.F., Tang K.S. ve Kwong S., Genetic Algorithm: Concepts and Aplications," IEEE Transactions on Industrial Electronics, 43, no. 5, s. 519-534, 1996.

Maren A., Harston C. ve Pap R., Handbook of Neural Compiting Applications, ISBN 0-12-471260-6, Academic Press, London, UK, 1990.

Marinova I., Panchev C. ve Katsakos D., "Optimization-A Neural Network Inversion Approach to Electromagnetic Device Design," IEEE transactions on magnetics, 36, no. 4, s. 1080-1084, 2000.

Marquardt D.W., "An Algorithm For Least-Squares Estimation Of Nonlinear Parameters," J. Soc. Ind. Appl. Math., 11, s. 431-441, 1963.

Mathworks Inc., Matlab 5.3 Neural Network Toolbox, Users Guide, 5. Printing, Version 3, Mathworks Inc., 1998.

Matyas J., "Random Optimization, Automation and Remote Control," 26, s. 246-253, 1965.

Mcculloch W., Pitts W., "A Logical Calculus Of The Ideas Immanent In Nervous Activity," Bulletin Of Mathematical Biophysics., 5, s. 115-133, 1943.

Michalski K.A. ve J.R. Mosig, "Discrete Complex Im.ige Mixed-Potential Integral Equation Analysis of Microstrip Patch Antennas With Vertical Probe Feeds," Electromagnetics. no. 15, s. 377-392, 1995.

Milligan T. , "Modern Antenna Design", 2005, JOHN WILEY & SONS, INC., PUBLICATION

Milovanovic B., Milijic M., Atanaskovic A., Stankovic Z."Modeling of Patch Antennas Using Neural Networks", TELSIKS 2005 Serbia and Montenegro, Nits

September 28 - 30, 2005

Minai A.A., Williams, R.D., "Accelaration of Backpropagation Through Learning Rate and Momentum Adaptation," International Joint Conference on Neural Networks, 1, s. 676-679, 1990.

Minsky M.L. ve Papert S.A., Perseptron, Expended Edition, Cambridge, MA: MIT Press., London, UK, 1969.

Mishra R.K. ve Patnaik A., "Design of Circular Microstrip Antenna Using Neural Network," Inst. Electron. Telecommun. IEEE Eng. J. Res., 44, s. 35-39, 1998a.

Mishra R.K. ve Patnaik A., "Neural Network-Based CAD Model for the Design of Square-Patch Antennas," IEEE Trans. Antennas Propagat., AP-46, s. 1890-1891, 1998b.

Mishra R.K. ve Patnaik A., "Neurospectral Compitation for Input Impedance of Rectangular Microstrip Antenna" Electronics Letters 30th 35, no. 20, September 1999.

Moller M.F., "A Scaled Conjugate Gradient Algorithm for Fast Supervised Learning," Neural Networks, 6, s. 525-533, 1993.

Moody J. ve Darken C., "Learning with Localized Receptive Fields," Proceedings of the 1988 Connectionist Models Summer School, San Mateo CA., Carnegie Mellon University, Morgan Kaufman, 1988.

Moody J. ve Darken C., "Fast-learning in networks of locally-tuned processing units," Neural Computation, 1, 281-294, 1989.

Morabito F.C. ve Coccorese E., "A Neural Network Approach for the Reduction of the Dimensionality of Slowly Time-Varying Electromagnetic Inverse Problems." IEEE transactions on magnetics. 32, no. 3, s. 1306-1309, 1996.

Mosig J.R. ve Gardiol F.E., "A Dynamic Radiation Model for Microstrip Structures", Advances in Electronics and Electron Physics, no. 59, s. 139-234, 1982.

Mosig J.R. ve Gardiol F.E., "General Integral Equation Formulation for Microstrip Antennas and Scatterers", Proc. IEE, Pt. H, no. 132, s. 424-432, 1985.

Mosig J.R., "Arbitrarily Shaped Microstrip Structure and Their Analysis with a Mixed Potential Integral Equation," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 36, s. 314-323, 1988.

Munson R. E.," Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-22, no. 1, January 1974, pp. 74–78.

Narendra K.S. ve Parthasarathy K., "Identification and Control of Dynamical Systems Using Neural Networks," IEEE Transactions on Neural Networks, 1, no. 1, s. 4-27, 1990.

NeuralWare Handbook, Neural Computing: A Technology Handbook for Professional II/PLUS and NeuralWorks Explorer, Pittsburgh. USA., 1996.

Nowlan S.J., "Maximum Likelihood Competitive Learning, Advances in Neural Information Processing Systems," San Matko, CA, 2, s. 574-582, 1989.

Ngia S. H., "Efficient Training of Neural Nets for Nonlinear Adaptive Filtering Using a Recursive Levenberg-Marquardt Algorithm". IEEE Trans. on Signal Process., Vol 48, pp. 1915-1927, 2000.

Oğuz M., "Yalıtkan Maddelerde Elektriksel Delinme Dayanımının Yapay Sinir Ağları ile Belirlenmesi", Yüksek Lisans Tezi, İTÜ, 2001.

Özgün Ö., Mutlu S., Aksun M.I. ve Alatan L. "Design of Dual-Frequency Probe-Fed Microstrip Antennas With Genetic Optimization Algorithm"IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL. 51, NO. 8, AUGUST 2003 page 1947 1954

Palanisamy V. ve Garg R., "Rectangular ring and H-shaped microstrip antennas-alternatives to rectangular patch antennas", Electron. Lett., Vol. 21, pp 874-876, Sept. 12, 1985.

Palanisamy V. ve Garg R . "Analysis of Arbitrary Shaped Microstrip Patch Antennas Using Segmentation Technique and Cavity Model," IEEE Trans. Antennas Propagat, Vol. AP-34, 1986, pp 1208-1213.

Palanisamy V. ve Garg R., "Analysis of circularly polarized square ring and crossed strip microstrip antennas", Trans. Antennas Propagation, IEEE, 1986.

Palanisamy V. ve Garg R., "Generalized Cavity Model and Its Applications to Series End Fed Microstrip Patch Arrays",1986

Patnaik A., Mishra R.K., Patra G.K. ve Dash S.K., "An Artificial Neural Network Model for Effective Dielectric Constant of Microstrip Line," IEEE transactions on antennas and propagation., 45, no.11, s. 1697, 1997.

Pattnaik S.S., Panda D.C. ve Devi S., "Input Impedance of Rectangular Microstrip Patch Antenna Using Artificial Neural Networks." Microwave and Optical Technology Letters, 32, no. 5, s. 381-383, March 5, 2002a.

Pattnaik S.S., Panda D.C. ve Devi S., "Radiation Resistance of Coax-Fed Rectangular Microstrip Patch Antenna With The Use of Artificial Neural Networks." Microwave and Optical Technology Letters, 34, no. 1, s. 51-53, July 5, 2002b.

Penard E. ve Daniel J.P., "Mutual Coupling Between Microstrip Antennas", Electron.Lett., Vol. 18, 1982, pp.605-607.

Pham D.T., "An Intelligent Sensor For Robotics," Annals of the CIRP, 41. no. 1, s. 501-504, 1992.

Pham D.T., "Neural Networks in Engineering," In: Proc 9th Int. Conf. on Artificial Intelligence in Engineering, Pennsylvania State University, Malvern, PA, July 1994.

Pham D.T. ve Liu X., "Neural Networks for Identification, Prediction and Control," Springer-Verlag, London Limiting, U.K., 1995.

Pham D.T. ve Karaboğa D., Intelligent Optimisation Techniques, Springer-Verlag London Limited 2000.

Poggio ve Girosi F., "Network for Approximation and Learning," Proceedings of the IEEE, 75, no. 9, s. 1481-1497, 1990.

Powell M.J.D., "Restart Procedures for The Conjugate Gradient Method," Mathematical Programming, 12, s. 241-254, 1977.

Powell M.J.D., "Radial Basis Functions for Multivariable Interpolation: A Review, Algorithms for Approximation," Oxford: Clarendon Press., s. 143-167, 1987.

Pozar D.M., Antenna Design Using Personal Computers, Artech House, 121-126, Dedham, MA., 1985.

Pozar D.M., "Radiation and Scattering From a Microstrip Patch on a Uniaxial Substrate", IEEE Trans, on Antennas and Propagation, AP-35, s. 613-621, 1987.

Pozar D.M., "Microstrip Antennas," Proc. IEEE, no. 80, s. 79-91, 1992.

Pozar D.M. ve Schaubert (Editors) D.H., Microstrip Antennas-The Analysis and Design of Microstrip Antennas and Arrays, IEEE Press, New York, 1995.

Rezaee P., Tayarani M., Mozayani M. A Qualitative Model for Input Impedance and Coupling of Microstrip Patch Antennas by Means of Fuzzy Inference Method Proceedings of the 10th European Conference on Wireless Technology page 44 47 ,978-2-87487-003-3 © 2007 EuMA October 2007, Munich Germany

Richards W.F., "An Improved Theory for Microstrip Antennas and Applications", IEEE Trans, on Antennas and Propagation, no. AP-29, s. 38-46, 1981.

Richards, W.F., et al, "Experimental and Theoretical Investigation of the Inductance Associated With a Microstrip Antenna Feed", Electromagnetics, Vol.3, 1983, pp. 327-346.

Richards W.F., Microstrip Antennas, in Antenna Handbook, Y.T. Lo and S.W. Lee (Editors), Van Nostrand Reinhold, New York, 1988.

Riedmiller M. ve Braun H., "A Direct Adaptive Method for Faster Backpropagation Learning: The RPROP Algorithm," Proceedings of the IEEE International Conference on Neural Networks, San Francisco, CA, 1, s. 586-591, March 1993.

Rosenblatt F., "The Perseptron: A Probabilistic Model for Information Storage and Organition in The Brain," Phychological Review, 65, s. 386-408. 1958.

Roy J.S. ve Jecko B., "A Formula for the Resonance Frequencies of Circular Microstrip Patch Antennas Satisfying CAD Requirements," International Journal of Microwave and Millimeter-Wave Computer-Aided Engineering, 3, no. 1, s. 67-70, 1993.

Rumelhart D.E. ve McClelland J.L., "Parallel Distributed Processing: Explorations in the Microstructure of Cognition," vol.1, MIT Press, Cambridge, Massachusetts, 1986.

Sağıroğlu Ş., Güney K. ve Erler M., "Neural Computing of the Bandwidth of Resonant Rectangular Microstrip Antennas." Mathematical and Computational Applications, 3, no. 1, s. 37-47, 1998b.

Sağıroğlu Ş., Güney K. ve Erler M., "Neural Computing of the Radiation Patterns of Electrically Thin and Thick Rectangular Microstrip Antennas." Proc. of 7th Turkish Symposium on Artificial Intelligence and Neural Networks (TAINN'98), Ankara, Turkey, s. 271-272, June 1998c.

Sağıroğlu Ş., Güney K. ve Erler M., "Calculation of Resonant Frequency of Circular Microstrip Antenna with a Dielectric Layer Using Artificial Neural Networks." Proc. of the 2nd International Symposium on Intelligent Manufacturing Systems (IMS'98), Sakarya, Turkey, 1, s. 363-374, August 1998d.

Sağıroğlu Ş., Güney K. ve Erler M., "Neural Design of Rectangular Microstrip Antennas." Kayseri 2nd Aviation Symposium, Kayseri, Turkey, s. 209-218, May 1998e.

Sağıroğlu Ş., Güney K. ve Erler M., "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 (Special Issue: Applications of Artificial Neural Networks to RF and Microwave Design), 9, s. 277-286, 1999a.

Sağıroğlu Ş., Güney K. ve Erler M., "Neurocomputation of the Physical Properties of Rectangular Microstrip Antennas with Thin and Thick Substrates." Proc. of 8th Turkish Symposium on Artificial Intelligence and Neural Networks (TAINN'99), İstanbul, Turkey, s. 178-186, June 1999b.

Sağıroğlu Ş., Güney K., Erler M. ve Babayiğit B., "Neural Prediction of the Daily Temperature." Proc. of the Second International Symposium on Mathematical and Computational Applications, Bakü, Azerbeycan, s. 256-262, September 1999c.

Sainati R.A., CAD of Microstrip Antennas for Wirelees Applications, Artech House, Norwood, MA, 1996.

Sarıdiş G.N., "Learning Applied to Successive Approximation Algorithms," IEEE Transactions on Systems Science and Cybernetics, 6, s. 97-103, 1970.

Sastry S., Santharam G. ve Unnikrishnan K. P., "Memory Neuron Networks for Identification and Control of Dynamical Systems," IEEE Transactions on Neural Networks, 5, no. 2, s. 306-319, 1994.

Sathi V., Ghobadi Ch. ve Nourinia J. "An Efficient CAD Method to Design Dual-Band Probe-Fed Microstrip Antennas Using a Fuzzy Approach" Proceedings of the 3rd Annual Communication Networks and Services Research Conference (CNSR'05) 0-7695-2333-1/05 $20.00 © 2005 IEEE

Schneider M. V., "Microstrip lines for microwave integrated circuits", Bell System Technical Journal, vol. 48, May–June 1969, pp. 1421–1444.

Seguin J., Dandurand F., Lowther D.A. ve Sykulski J.K., "The Optimisation of Electromagnetic Devices Using a Combined Finite Element-Neural Network Approach ith On-Line Training," The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering, 18, no. 3 s. 266, 1999.

Sengupta D.L., "Approximate expression for the Resonant Frequency of a Rectangular Patch Antenna," Electron. Lett., 19, s. 834-835, 1983.

Sevgi L., Elektromagnetik Problemler ve Sayısal Yöntemler,1999, Birsen.

Shlager K.L. ve J.B. Schneider, "A Selective Survey of the Finite Difference Time Domain Literature," IEEE Trans., APM-37, no. 4, s. 39-56, 1995.

Shen L. C. et al.," Resonant frequency of a circular disk, printed circuit antenna", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-25, no. 4, July 1977, pp. 595–596.

Simpson P.S., Artificial Neural Networks, A Foundation, Paradigm, Aplications and Implamantation, Pergamon Press., 1990.

Singh R., De A. ve Yadava R.S., "Comments on 'An Improved Formula for the Resonant Frequency of the Triangular Microstrip Patch Antenna," IEEE Trans. Antennas Propagat., AP-39, no. 9, s. 1443-1445, September 1991.

Smyth P. ve Mellsrom J., "Fault Diagnosis of Antenna Pointing Systems Using Hybrid Neural Network and Signal Processing Models". Advances in neural information processing systems. no.4, s. 667-674, 1992.

Sullivan P.L., Schaubert D.H "Analysis of Aperture Coupled Microstrip Antenna", IEEE Tras. on Antennas and Propagation, vol. AP-34, 1986, pp.977-984.

Şeker S., Çerezci O., 2000, Elektromagnetik Dalgalar ve Mühendislik Uygulamaları, Seçkin Yayıevi.

Taflove A., Computational Electrodynamics: The Finite Difference Time Domain Method. Artech House, Norwood, MA, 1995.

Tamura S. ve Tateishi M., "Capabilities of a Four Layered Feedforward Neural Networks: Four Layers Versus Three," IEEE Transactions on Neural Networks, 8, no:2, s. 251-255, 1997.

Tatuzov L., "Neural Network Data Processing and Identification-Neural Network Methods for Reduction of Level of Side Lobes in Phased Antenna Arrays," Journal of computer and systems sciences international. 38, no. 5, s. 815-818, 1999.

Tayarani M.,Kami Y., "A New Approach to Analysis and Modeling of Externally Excited Transmission Lines Using Fuzzy Inference" International Symposium on Electromagnetic Compatibilityi EMC' 99 Tokyo, Japan, pp106-109, 1999.

Tayarani M.,Kami Y., "Qualitative Analysis in Engineering Electromagnetic; An Application to General Transmission Lines", IEIEC Transactions on Electronics, Vol.E84-C, No.3, March 2001

Titi İ ve Güney K., "Yapay Sinir Ağı İlaveli Kalman Filtresi İle Çok Sayıda Hedefi İzleme." Elektrik-Elektronik Bilgisayar Mühendisliği 9. Ulusal Kongresi, Kocaeli, s. 549-552, Eylül 2001a.

Titi İ ve Güney K., "Adaptive Neuro-Fuzzy Aided Kalman Filter for Target Tracking. Second International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO`2001), Bursa, Turkey, s. 332-336, November 2001b.

Tulintseff A.N., Al S.M. ve Kong J.A., "Input Impedance of a Probe-;Fed Stacked Circular Microstrip Antenna", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. AP-39, 1991, pp.381-390.

Uckun S., "A Novel Technique for Analysis of Electromagnetic Scattering From Microstrip Antennas of Arbitrary Shape," IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, no. MTT-45, s. 485-491, 1997.

Uykan Z., Eksin İ. ve Güzeliş C., "RTFA için Geliştirilen Yeni ir Öğrenme Yöntemi ile Sistem Tanılama," Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı, TOK'96, s. 141-147, 1996.

Vandenbosch G.A.F. ve Van de Capelle A.R., "Mixed-Potential Integral Expression Formulation of the Electric Field in a Stratified Dielectric Medium Application to the Case of a Probe Current Source," IEEE Trans. on Antennas and Propagation, no. AP-40. s. 806-817, 1992.

Vandenbosch G.A.F. ve Demuynck F.J., "The Expansion Wave Concept: Part II, a New Way to Model Mutual Coupling in Microstrip Arrays," IEEE Trans. on Antennas and Propagation. no. AP-46, s. 407-413, 1998.

Vigario R. ve Oja E., "A new criterion for the analysis of the electromagnetic fields in the global brain" the official journal of the International Neural Network Society, 13, no. 8, s. 891-908, 2000.

Wu K.L, I.itva J. ve Fralich R., "Full Wave Analysis of Arbitrarily Shaped Line-Fed Microstrip Antennas Using Triangular Finite-Element Method," Proc. IEE, Pt. H, no. 138, s. 421-428, 1991.

Wu C., et al. "Accurate Characterization of Planar Printed Antennas Using Finite-Difference Time-Domain Method", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. AP-40, 1992, pp.526-534

Wu C., Litva J. ve Navarro A., "Combination of finite impulse response neural network technique with FDTD method for simulation of electromagnetic problems." Electronics letters. 32, no. 12, s. 1112, 1996.

Yee K.S., "Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems Involving Maxwell's Equations in Isotropic Media," IEEE Trans. on Antennas and Propagation, no. AP-14, s. 302-307, 1966.

Yıldız C., Gültekin S., Güney K. ve Sağıroğlu Ş., "Neural Models for the Resonant Frequency of Electrically Thin and Thick Circular Microstrip Antennas and the Characteristic Parameters of Asymmetric Coplanar Waveguides Backed with a Conductor." Accepted for publication in AEU-International Journal of Electronics and Communications, 2002.

Zakarevicius R.A., Fooks H. ,1989, Microwave Engineering Using Microstrip Curcuits

Zurada J.M., Introduction to Artificial Neural Networks, West Publishing Company, 1992.

Zurcher J.F. ve Gardiol F.E., Broadband Patch Antennas, Artech House, Norwood, MA, 1995.

Zhang J., Wang Y. ve Chen Y., "Analysis of Active Antenna by Using Piecewise Harmonic Balance Technique and Neural Network" International journal of infrared and millimeter waves. 18, no. 5, s. 1023, 1997.

Zhang Q.J. ve Gupta K.C., Neural networks for RF and microwave design, MA:Artech House, Boston, 2000.

Zheng J.X. ve Chang D.C., "End-Correction Network of a Coaxial Probe for Microstrip Patch Antennas", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. AP-39, 1991, pp.115-118.

http://ansoft.com

http://microstrip-antennas.blogspot.com/2008/06/transmission-line model.html

http://wikipedia.com