ANKARA ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

DOKTORA TEZİ

RF/MİKRODALGA TASARIMLARINDA AKILLI MODELLEME SİSTEMLERİNİN UYGULANMASI

Erdem DEMİRCİOĞLU

ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

ANKARA
2014

Her hakkı saklıdır

TEZ ONAYI

Erdem DEMİRCİOĞLU tarafından hazırlanan "**RF/Mikrodalga Tasarımlarında Akıllı Modelleme Sistemlerinin Uygulanması**" adlı tez çalışması 18/02/2014 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından oy birliği ile Ankara Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik - Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda **DOKTORA TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Danışman: Doç. Dr. Murat Hüsnü SAZLI
Ankara Üniversitesi, Elektrik - Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Jüri Üyeleri :

Başkan : Prof. Dr. Fatih Vehbi ÇELEBİ
Yıldırım Beyazıt Üniversitesi, Bilgisayar Mühendisliği Anabilim Dalı

Üye : Prof. Dr. H. Gökhan İLK
Ankara Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Üye : Doç. Dr. Murat Hüsnü SAZLI
Ankara Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Üye : Yrd. Doç. Dr. Hakkı Alparslan ILGIN
Ankara Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Üye : Yrd. Doç. Dr. Ş. Taha İMECİ
İstanbul Ticaret Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Yukarıdaki sonucu onaylarım.

Prof. Dr. İbrahim DEMİR
Enstitü Müdürü

ETİK

Ankara Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü tez yazım kurallarına uygun olarak hazırladığım bu tez içindeki bütün bilgilerin doğru ve tam olduğunu, bilgilerin üretilmesi aşamasında bilimsel etiğe uygun davrandığımı, yararlandığım bütün kaynakları atıf yaparak belirttiğimi beyan ederim.

18/02/2014

Erdem DEMİRCİOĞLU

ÖZET

Doktora Tezi

RF/MİKRODALGA TASARIMLARINDA AKILLI MODELLEME SİSTEMLERİNİN UYGULANMASI

Erdem DEMİRCİOĞLU

Ankara Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Doç. Dr. Murat Hüsnü SAZLI

RF/mikrodalga sistemleri günümüzde ticari ve askeri elektronik uygulama alanlarında pekçok kullanım yerine sahiptir. Bu sistemler en uygun tasarım performansına ulaşmak amacıyla tekrarlısimülasyon ve testlere tabi tutulmaktadır. Tekrarlanan simülasyon ve test süreçleri gerek tasarım zamanı, gerekse üretim maliyetleri açısından ciddi yükler oluşturmaktadır. Bu doktora tezi çalışmasında, RF/mikrodalga sistem tasarımcılarının EM simülasyon programlarına ve tekrarlanan test süreçlerine olan sürekli bağımlılığının azaltılması için akıllı modelleme sistemlerinin geliştirilmesi hedeflenmiştir.

Tez kapsamında, çok bantlı mikroşerit antenlerin yapay sinir ağları ve bulanık mantık sistemine dayalı uyarlanır ağlar ile ileri yönlü modellenmesi incelenmiştir. Ayrıca Sonnet Suits kullanılarak tasarlanan kuple hatlı bant geçiren filtrelerin yapay sinir ağları ile tersine modellemesi yapılarak filtrelere ait fiziksel parametreler kestirilmiştir.

Sonnet Suits ve AWR Axiem kullanılarak tasarlanan, ardından üretilen ve ölçülen örümcek şekilli mikroşerit antenlere ait geri dönüş kaybının sinir ağları ve BMSDUA ile modelenebilmesi için çalışılan frekans aralığı, kullanılan alt tabaka malzemenin kalınlığı, elektriksel geçirgenlik katsayısı, antenin farklı rezonanslarda ışıma yapmasını sağlayan kütüklerin genişlikleri ve kütük genişliğinin malzeme kalınlığına oranı akıllı modelleme sistemlerine girdi olarak alınmıştır. Bu sistemlerinin yüksek doğruluk oranlarıyla hedeflenen modellemeleri gerçekleştirebildikleri görülmüştür.

BMSDUA ve sinir ağı yapıları aynı modelleme içinde sentez ve analiz işlemleri için kullanılmıştır. BMSDUA uygulanarak sentezlenen fiziksel parametreler sinir ağı ile saçılma parametrelerinin analizinde girdi olarak alınmıştır. Düşük elektriksel geçirgenlik katsayısına sahip malzemeler için, alt tabaka kalınlığı belirli bir seviyeye kadar arttırıldığında bant genişliği ve kestirim başarısınınyükseldiği gözlemlenmiştir.

Şubat 2014, 121 sayfa

Anahtar Kelimeler: Yapay Sinir Ağları, Bulanık Mantık Sistemine Dayalı Uyarlanır Ağlar, Çok Bantlı Mikroşerit Antenler, Kuple Mikroşerit Hatlı Bant Geçiren Filtreler, Akıllı Modelleme Sistemleri, Tersine Modelleme

ABSTRACT

Ph. D. Thesis

APPLICATIONS OF SMART MODELING SYSTEMS IN RF/MICROWAVE DESIGNS

Erdem DEMİRCİOĞLU

Ankara University
Graduate School of Natural and Applied Science
Department of Electrics and Electronics Engineering

Supervisor: Assoc. Prof. Dr. Murat Hüsnü SAZLI

The RF/Microwave systems have wide applications in commercial and military electronics area. These systems are simulated and tested repetitively to achieve highest design performances. Iterative simulation and test processes cause significant load in the manner of design time and production cost. In this dissertation, smart modeling systems are developed to reduce the dependency of RF/microwave system designer to EM simulation softwares and iterative test processes.

The forward modeling of multiband microstrip antennas using artificial neural networks and adaptive-neuro fuzzy inference systems are investigated throughout the dissertation. Besides, the coupled line bandpass filters which are designed using Sonnet Suits, are inverse modeled with artificial neural networks to achieve physical parameters of filters.

Spider shaped microstrip antennas which are designed by Sonnet Suits and AWR Axiem, then built and measured, are modeled to estimated back scattering parameters using ANFIS and ANN. Frequency range, thickness and dielectric constant of substrate, multi resonance stub widths and stub width to substrate thickness ratio are utilized as smart modeling system inputs. These systems provide highly accurate modeling results.

ANFIS and ANN are utilized in the single modeling for synthesis and analysis respectively. Physical parameters are determined using ANFIS and used as inputs to ANN scattering parameter analysis model. As the substrate thickness is increased to a certain level for low dielectric constant materials, bandwidth and accuracy augments.

February 2014, 121 pages

Key Words: Artificial Neural Networks, Adaptive-Neuro Fuzzy Inference Systems, Multiband Microstrip Antennas, Coupled Line Bandpass Filters, Smart Modeling Systems, Inverse Modeling

TEŞEKKÜR

Doktora çalışmalarımı beraber sürdürebilme fırsatını bana tanıyan, araştırmalarımı yapabilmem için her zaman destek olan, tezimin her aşamasına tecrübeleri ve bilgisi ile yön veren danışmanım Doç. Dr. Murat Hüsnü SAZLI'ya (Ankara Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı),

Tez çalışmalarım süresince yapılan Tez İzleme Komitesi toplantılarına katılarak, fikirleriyle çalışmamın olgunlaşmasını sağlayan ve tecrübeleriyle gerekli motivasyonu veren Yrd. Doç. Dr. Ş. Taha İMECİ (İstanbul Ticaret Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı) ve Yrd. Doç. Dr. Hakkı Alparslan ILGIN□a (Ankara Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı),

Tasarım aşamasında yardımlarını esirgemiyen Sonnet Software firmasından Dr. Serhend ARVAS'a, devre üretimine verdikleri destek için ODTÜ Mikrodalga Labratuvarına, sağladıkları ölçüm alt yapısı için TÜBİTAK Uzay Teknolojileri Araştırma Enstitüsüne,

Tüm çalışmalarım boyunca bana her zaman destek olan ve anlayış gösteren eşim Nazan ve oğlumuz Alp'e, maddi ve manevi desteklerini hiçbir zaman esirgemeyen ailelerimize en kalbi muhabbetlerimle teşekkür ederim.

Ayrıca doktora çalışmalarım boyunca beni destekleyen TÜBİTAK BİDEB 2211 Yurt İçi Doktora Burs Programına ve yürütücülerine teşekkürü borç bilirim.

Erdem DEMİRCİOĞLU
Ankara, Şubat 2014

İÇİNDEKİLER

TEZ ONAY SAYFASI
ETİK i
ÖZET ii
ABSTRACT iii
TEŞEKKÜR iv
KISALTMALAR DİZİNİ vi
ŞEKİLLER DİZİNİ viii
ÇİZELGELER DİZİNİ xii
1. GİRİŞ 1
2. KURAMSAL TEMELLER 9
2.1 Bulanık Mantık Sistemine Dayalı Uyarlanır Ağlar 9
2.1.1 Mamdani Tipi Bulanık Çıkarım Yöntemi 10
2.1.3 Gauss eğrisi üyelik fonksiyonu 15
2.1.4 Genelleştirilmiş çan-şekilli üyelik fonksiyonu 16
2.1.5 Üçgen şekilli üyelik fonksiyonu 17
2.1.6 Yamuk şekilli üyelik fonksiyonu 18
2.1.7 Pi - şekilli üyelik fonksiyonu 19
2.1.8 S - şekilli üyelik fonksiyonu 20
2.1.9 Sigmoidal üyelik fonksiyonu 21
2.1.10 Z-şekilli üyelik fonksiyonu 22
2.1.11 BMSDUA öğrenme algoritmaları 23
2.2 Yapay Sinir Ağları 26
2.2.1 Nöron Modeli 29
2.2.2 Aktivasyon Fonksiyonları 31
2.2.3 Sinir Ağı Mimarileri 35
2.2.4 Öğrenme algoritmaları 40
2.2.5 Sinir ağlarında tecrübe (önceden kazanılmış bilgi) kavramı 43
2.2.6 Çok katmanlı sinir ağları ve geri yayılım algoritması 44
3. MATERYAL ve YÖNTEM 53
3.1 Örümcek Şekilli Mikroşerit Antenlerin (ÖŞMA) YSA ile Modellenmesi 53
3.2 ÖŞMA'ların BMSDUA ile Modellenmesi 64
3.3 Çok Rezonanslı Antenlerin AMS ile Sentezi ve Analizi 79
3.4 Bant Geçiren PID Filtrelerin YSA ile Tersine Modellenmesi 93
4. BULGULAR 109
5. TARTIŞMA VE SONUÇ 112
KAYNAKLAR 115
ÖZGEÇMİŞ 120

KISALTMALAR DİZİNİ

AF	Aktivasyon Fonksiyonu
AMS	Akıllı Modelleme Sistemleri
BMS	Bulanık Mantık Sistemi
BMSDUA	Bulanık Mantık Sistemine Dayalı Uygulanır Ağlar
ÇBNAM	Çoklu Bağlantı Noktalı Ağ Modeli
DA	Doğru Akım
EGK	Elektriksel Geçirgenlik Katsayısı
EKKY	En Küçük Kareler Yöntemi
EKOK	En Küçük Ortalama Kareler
EM	Elektromanyetik
EY	Esnek Yayılım
FREG	Fletcher-Reeves Eşlenik Gradyenti
GA	Genetik Algoritma
İHM	İletim Hattı Modeli
KDÖH	Kendinden Düzenleyici Özellik Haritaları
KF	Komşuluk Fonksiyonu
LM	Levenberg-Marquardt
MY	Momentler Yöntemi
MYA	Mikroşerit Yama Anten
OKH	Ortalama Kare Hata
OM	Oyuk Modeli
ÖEG	Ölçeklenmiş Eşlenik Gradyenti
ÖŞMA	Örümcek Şekilli Mikroşerit Anten
Q	Kalite Faktörü
PID	Pseudo Inter Dijital
PPM	Pearson Product-Moment
PSO	Parçacık Sürü Optimizasyonu
RBFNN	Radial Basis Function Neural Network
RF	Radyo Frekansı
SAT	Spektral Alan Teknikleri

SDT	Spectral Domain Technique
SEY	Sonlu Elemanlar Yöntemi
SFZA	Sonlu Farklar Zaman Alanı
TSK	Takagi Sugeno Kang
ÜF	Üyelik Fonksiyonları
YSA	Yapay Sinir Ağı

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 2.1 Mamdani tipi örnek BMSDUA mimarisi (İki ÜF, iki girdi, bir çıktı için) 11
Şekil 2.2 Sugenotipi örnek BMSDUA mimarisi (Üç ÜF, üç girdi, bir çıktı için)..... 13
Şekil 2.3 Gauss eğrisi üyelik fonksiyonu..... 16
Şekil 2.4 Genelleştirilmiş çan-şekilli üyelik fonksiyonu 17
Şekil 2.5 Üçgen şekilli üyelik fonksiyonu 18
Şekil 2.6 Yamuk şekilli üyelik fonksiyonu..... 19
Şekil 2.7 Pi-şekilli üyelik fonksiyonu..... 20
Şekil 2.8 S-şekilli üyelik fonksiyonu 21
Şekil 2.9 Sigmaoidal üyelik fonksiyonu 22
Şekil 2.10 Z-şekilli üyelik fonksiyonu..... 23
Şekil 2.11 Doğrusal olmayan nöron modeli..... 30
Şekil 2.12 Biasın sabit girdi olarak alındığı doğrusal olmayan nöron modeli 31
Şekil 2.13 Eşik tipi aktivasyon modeli..... 32
Şekil 2.14 Parçalı - doğrusal aktivasyon fonksiyonu modeli..... 33
Şekil 2.15 Sigmoid aktivasyon fonksiyonu modeli..... 34
Şekil 2.16 Tek katmanlı ileri beslemeli sinir ağı mimarisi 35
Şekil 2.17 Çok katmanlı ileri beslemeli sinir ağı mimarisi..... 36
Şekil 2.18 Tümüyle bağlı çok katmanlı ileri beslemeli sinir ağı mimarisi 37
Şekil 2.19 Kısmi bağlı çok katmanlı ileri beslemeli sinir ağı mimarisi 37
Şekil 2.20 Atlamalı bağlantılı çok katmanlı ileri beslemeli sinir ağı mimarisi..... 38
Şekil 2.21 Tekrarlı sinir ağı mimarisi 39
Şekil 2.22 m+n çıktı nöronuna sahip tekrarlı sinir ağı mimarisi..... 40
Şekil 2.23 Eğiticili öğretim akış diyagramı 41
Şekil 2.24 Eğiticisiz öğretim akış diyagramı 42
Şekil 2.25 Geri yönlü yayılımlı öğrenme algoritması akış diyagramı 50
Şekil 3.1 ÖŞMA'ların LPKF ProtoMat H100 devre baskı makinesi gerçeklenmesi..... 56
Şekil 3.2 Agilent N5230A PNA-L network analizörlü ölçüm düzeneği..... 57
Şekil 3.3 ÖŞMA modellenmesinde kullanılan çok katmanlı algılayıcılı YSA bloğu 58
Şekil 3.4 ÖŞMA modellenmesinde kullanılan çok katmanlı algılayıcılı YSA mimarisi..... 58
Şekil 3.5 YSA ile 31 mil kalınlıklı RTd 5880'den yapılmış ÖŞMA'nın modellenmesi..... 61
Şekil 3.6 YSA ile 60 mil kalınlıklı RTd 6002'den yapılmış ÖŞMA'nın modellenmesi..... 62
Şekil 3.7 YSA ile 20 mil kalınlıklı RO 3203'den yapılmış ÖŞMA'nın modellenmesi 62
Şekil 3.8 YSA ile 125 mil kalınlıklı RTd 5880'den yapılmış ÖŞMA'nın modellenmesi..... 63

Şekil 3.9 YSA ile 70 mil kalınlıklı Arlon Foam Clad'den yapılmış ÖŞMA'nın modellenmesi 63
Şekil 3.10 YSA ile 75 mil kalınlıklı Rogers duroid 6006'dan yapılmış ÖŞMA'nın modellenmesi 64
Şekil 3.11 31 mil kalınlıklı RTd 5880'den üretilmiş ÖŞMA 66
Şekil 3.12 125 mil kalınlıklı RTd 5880'den üretilmiş ÖŞMA 66
Şekil 3.13 Önerilen BMSDUA için kara kutu modeli 67
Şekil 3.14 BMSDUA sistem mimarisi 68
Şekil 3.15 BMSDUA ile 31 mil kalınlıklı RTd 5880'den yapılmış ÖŞMA'nın modellenmesi 70
Şekil 3.16 BMSDUA ile 70 mil kalınlıklı Arlon Foam Clad'den yapılmış ÖŞMA'nın modellenmesi 70
Şekil 3.17 BMSDUA ile 20 mil kalınlıklı RO 3203'den yapılmış ÖŞMA'nın modellenmesi 71
Şekil 3.18 BMSDUA ile 125 mil kalınlıklı RTd 5880'den yapılmış ÖŞMA'nın modellenmesi 71
Şekil 3.19 BMSDUA ile 60 mil kalınlıklı RTd 6002'den yapılmış ÖŞMA'nın modellenmesi 71
Şekil 3.20 BMSDUA ile 75 mil kalınlıklı RTd 6006'den yapılmış ÖŞMA'nın modellenmesi 71
Şekil 3.21 RTd 5880 (31 mil kalınlıklı) ÖŞMA'nın rezonans frekanslarındaki kazanç değerleri 73
Şekil 3.22 RTd 5880 (31 mil kalınlıklı) ÖŞMA'nın 2,83 GHz'deki uzak alan yayılımı ve anten üzerindeki akım dağılımı 74
Şekil 3.23 RTd 5880 (31 mil kalınlıklı) ÖŞMA'nın 4,85 GHz'deki uzak alan yayılımı ve anten üzerindeki akım dağılımı 75
Şekil 3.24 RTd 5880 (31 mil kalınlıklı) ÖŞMA'nın 5,76 GHz'deki uzak alan yayılımı ve anten üzerindeki akım dağılımı 75
Şekil 3.25 RTd 5880 (31 mil kalınlıklı) ÖŞMA'nın 6,57 GHz'deki uzak alan yayılımı ve anten üzerindeki akım dağılımı 76
Şekil 3.26 RTd 5880 (31 mil kalınlıklı) ÖŞMA'nın 7,23 GHz'deki uzak alan yayılımı ve anten üzerindeki akım dağılımı 76
Şekil 3.27 RTd 5880 (31 mil kalınlıklı) ÖŞMA'nın 11,23 GHz'deki uzak alan yayılımı ve anten üzerindeki akım dağılımı 77
Şekil 3.28 Çok rezonanslı ÖŞMA'nın geometrik parametreleri 79
Şekil 3.29 ÖŞMA'nın geometrik parametrelerinin sentezi için kullanılan BMSDUA mimarisi 80
Şekil 3.30 ÖŞMA'nın sentez ve analiz modeline ait kara kutu gösterimi 81
Şekil 3.31 ÖŞMA'nın analizi için kullanılan YSA mimarisi 82
Şekil 3.32 RTd 5880 (31 mil kalınlıklı) ÖŞMA ait farklı rezonans frekanslarındaki akım yoğunlukları a. 2,82 GHz, b. 5,81 GHz, c. 6,66 GHz, d. 11,3 GHz 83

Şekil 3.33 YSA ile sentezlenen 70 mil kalınlıklı Arlon Foam Clad'den yapılmış ÖŞMA'nın geri dönüş kaybının modellenmesi 84
Şekil 3.34 YSA ile sentezlenen 125 mil kalınlıklı RTd 5880'den yapılmış ÖŞMA'nın geri dönüş kaybının modellenmesi 85
Şekil 3.35 YSA ile sentezlenen 20 mil kalınlıklı RO 3203'den yapılmış ÖŞMA'nın geri dönüş kaybının modellenmesi 85
Şekil 3.36 YSA ile sentezlenen 60 mil kalınlıklı RTd 6002'den yapılmış ÖŞMA'nın geri dönüş kaybının modellenmesi 86
Şekil 3.37 YSA ile sentezlenen 31 mil kalınlıklı RTd 5880'den yapılmış ÖŞMA'nın geri dönüş kaybının modellenmesi 86
Şekil 3.38 YSA ile sentezlenen 75 mil kalınlıklı RTd 6006'den yapılmış ÖŞMA'nın geri dönüş kaybının modellenmesi 87
Şekil 3.39 YSA ile sentezlenen 70 mil kalınlıklı Arlon Foam Clad'den yapılmış ÖŞMA'nın faz değerinin modellenmesi 88
Şekil 3.40 YSA ile sentezlenen 75 mil kalınlıklı RTd 6006'den yapılmış ÖŞMA'nın faz değerinin modellenmesi 88
Şekil 3.41 YSA ile sentezlenen 20 mil kalınlıklı RO 3203'den yapılmış ÖŞMA'nın faz değerinin modellenmesi 89
Şekil 3.42 YSA ile sentezlenen 60 mil kalınlıklı RTd 6002'den yapılmış ÖŞMA'nın faz değerinin modellenmesi 89
Şekil 3.43 YSA ile sentezlenen 31 mil kalınlıklı RTd 5880'den yapılmış ÖŞMA'nın faz değerinin modellenmesi 90
Şekil 3.44 YSA ile sentezlenen 125 mil kalınlıklı RTd 5880'den yapılmış ÖŞMA'nın faz değerinin modellenmesi 90
Şekil 3.45 31 mil kalınlıklı RTd 5880'den yapılmış ÖŞMA'nın geri dönüş parametrelerinin farklı YSA eğitim algoritmaları ile modellenmesi 91
Şekil 3.46 YSA ile yapılan ÖŞMA modellemesine ait regresyon eğrisi 92
Şekil 3.47 Bant geçiren PID filtre şeması 95
Şekil 3.48 PID filtrelerin tersine modellenmesi için önerilen YSA mimarisi 95
Şekil 3.49 PID filtreyi oluşturan rezonatör yapıları 96
Şekil 3.50 Rogers Duroid 6010 (50 mil kalınlık) rezonatör için rezonans frekans tepeleri 96
Şekil 3.51 Rogers Duroid 6010 (50 mil kalınlık) malzeme kullanılarak tasarlanan PID filtrenin (0,5 mm rezonator boşlukları) saçılma parametreleri 97
Şekil 3.52 Rogers Duroid 6010 (50 mil kalınlık) malzemeden üretilen PID filtre (Rezonatör aralıkları 1 mm) 98
Şekil 3.53 Rogers Duroid 6006 (20 mil kalınlık) malzemeden üretilen PID filtre (Rezonatör aralıkları 1 mm) 99
Şekil 3.54 Rogers Duroid 5880 (125 mil kalınlık) malzemeden üretilen PID filtre (Rezonatör aralıkları 1 mm) 99
Şekil 3.55 Rogers Duroid 5880 (31 mil kalınlık) malzemeden üretilen PID filtre (Rezonatör aralıkları 1 mm) 100

Şekil 3.56 Rogers Duroid 6010 (50 mil kalınlık) malzemeden üretilen PID filtre (Rezonatör aralıkları 0,5 mm) 100
Şekil 3.57 Rogers Duroid 5880 (125 mil kalınlık) malzemeden üretilen PID filtre (Rezonatör aralıkları 0,5 mm) 101
Şekil 3.58 Rogers Duroid 5880 (31 mil kalınlık) malzemeden üretilen PID filtre (Rezonatör aralıkları 0,5 mm) 101
Şekil 3.59 Rogers Duroid 5880 (31 mil kalınlıklı) malzemeden üretilen PID filtrenin saçılma parametreleri (Rezonatör aralıkları 1 mm) 102
Şekil 3.60 Rogers Duroid 5880 (125 mil kalınlık) malzemeden üretilen PID filtrenin saçılma parametreleri (Rezonatör aralıkları 1 mm) 102
Şekil 3.61 Rogers Duroid 5880 (125 mil kalınlık) malzemeden üretilen PID filtrenin saçılma parametreleri (Rezonatör aralıkları 0,5 mm) 103
Şekil 3.62 Rogers Duroid 5880 (31 mil kalınlık) malzemeden üretilen PID filtrenin saçılma parametreleri (Rezonatör aralıkları 0,5 mm) 103
Şekil 3.63 Rogers Duroid 6006 (20 mil kalınlık) malzemeden üretilen PID filtrenin saçılma parametreleri (Rezonatör aralıkları 1 mm) 104
Şekil 3.64 Rogers Duroid 6010 (50 mil kalınlık) malzemeden üretilen PID filtrenin saçılma parametreleri (Rezonatör aralıkları 1 mm) 104
Şekil 3.65 Rogers Duroid 6010 (50 mil kalınlık) malzemeden üretilen PID filtrenin saçılma parametreleri (Rezonatör aralıkları 0.5 mm) 105

ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 3.1 Anten simülasyonları ve üretim için kullanılan alt tabaka özellikleri 55
Çizelge 3.2 EM-simulatör analizlerinde kullanılan alt tabaka malzemelerinin özellikleri 56
Çizelge 3.3 İki saklı katmanlı YSA modelleri için korelasyon katsayıları 59
Çizelge 3.4 Her bir katmanında farklı sayıda nöron bulunan üç saklı katmanlı mimariler için performans ölçütleri 60
Çizelge 3.5 Her bir katmanında 50 nöron içeren üç saklı katmanlı mimari için performans ölçütleri 61
Çizelge 3.6 Rogers Duroid 5880 malzemeden (EGK = 2,2 ve 31 mil alt tabaka yüksekliği) üretilen antenin ışıma frekansları, bant genişlikleri ve geri dönüş kayıpları 69
Çizelge 3.7 BMSDUA mimarisi (3 ÜF'li) için performans ölçütleri 77
Çizelge 3.8 BMSDUA modelleme çıktılarının istenilen test değerleriyle karşılaştırılması 78
Çizelge 3.9 Sentezlenen antenler için geri dönüş kaybı ve faz değerlerinin modellenmesiyle elde edilen performans ölçütleri 91
Çizelge 3.10 Farklı alt tabakalar için YSA tersine modelleme sonuçları 107
Çizelge 3.11 PID filtreler için tersine modelleme performans değerleri 108

1. GİRİŞ

RF/Mikrodalga sistemleri, elektronik devrelerin sinyal çalışma frekans aralığının megahertz seviyesinden gigahertz seviyesine (300 MHz - 300 GHz) kadar olan özel bir sınıfıdır. Elektromanyetik (EM) yayılımda dalga boyunun 1mm - 1 m arasında kalan kısmı mikrodalga bölgesi olarak adlandırılır. Bu frekans aralığı televizyon ve radyo yayınlarında, kablosuz haberleşme uygulamalarında (cep telefonu, kablosuz internet vb.), uydu haberleşmesi ve noktadan noktaya haberleşme sistemlerinde sıklıkla kullanılmaktadır.

EM-simülatörler RF devre problemlerini çözmek için kullanılan, içinde özel algoritmalar ve matematiksel yöntemler barındıran tasarım ve optimizasyon araçlarıdır. Günümüzde yapay sinir ağı (YSA), bulanık mantık sistemine dayalı uyarlanır ağlar (BMSDUA) vb. akıllı modelleme sistemlerinin (AMS) RF/mikrodalga sistemlerinin tasarımına uygulanması artarak devam eden bir araştırma alanıdır. Bu alanda yapılan çalışmalar ile mikrodalga sistemlerinin üretilmesinde uzman tasarımcıların tecrübeleri doğrultusunda gerçekleştirilen simülasyon, fabrikasyon ve test safhalarının en düşük maliyetle ve kısa zaman içinde gerçekleştirilebilmesi hedeflenmektedir.

Alışılagelmiş üretim yaklaşımları çerçevesinde sistemlerin/cihazların tasarlanmasında ya da sistemler üzerinde düzeltmeler yapılmasında deneme yanılma yaklaşımı yakın zamana kadar önemli yer tutmaktaydı. Ancak AMS geliştikçe üretim safhaları için daha hızlı ve sistematik yaklaşımlar da ortaya konmaktadır. Ölçüm ya da simülasyon sonuçları geniş bir tasarım aralığı için elde edilerek eğitim veri setleri oluşturulan devre veya cihazların AMS ile karakteristiğinin kestirimi yapılabilir. Böylece hedeflenen tasarım aralığı için bir kere başarıyla eğitilen sistemler cihazın üretimi süresince meydana gelebilecek problemlere ya da tekrarlı süreçlere hızla cevap verebilir. AMS doğrusal olmayan cihazlar üzerinde başarılı kestirim sonuçları vermesi sebebiyle mikrodalga cihazlarının modellenmesi ve optimizasyonu alanında geniş uygulama fırsatları yakalamıştır.

EM simülasyonlar hesaplama yükü açısından maliyetli yazılımlardır. Özellikle fiziksel ve geometrik değişkenlerin tasarım sürecinde tekrarlanan döngüler halinde ayarlanması gereken durumlarda bu işlem yükü artacaktır. Tasarım karmaşıklığının arttığı, cihazların üretim toleranslarının düştüğü hallerde alışılageldik yöntemler ihtiyaca cevap veremezse daha hızlı ve yüksek doğruluklu çözümlerin ortaya konması gerekecektir. AMS hem mikrodalga cihazların modellenmesine, hem de cihaz üzerindeki fiziksel ve geometrik değişimler karşısında cihazın karakteristiğindeki değişimlerin tanımlanabilmesine uygun çözümler ortaya koymaktadır.

Bu tez çalışması kapsamında pasif mikrodalga devrelerin/cihazların akıllı modelleme sistemleri kullanılarak ileri yönlü ve tersine modellemeleri yapılacaktır. Böylelikle devre üretimi süresince ortaya çıkabilecek tekrarlanan tasarım, üretim ve test maliyetlerinin en aza indirilmesi hedeflenmektedir.

Bu doğrultuda yapılan literatür taramaları sonucunda, farklı istatistikî sinyal işleme yöntemlerinin geçmiş on yıl sürecinde sıklıkla bir çok mikrodalga cihaza uygulandığı görülmüştür (Zhang vd. 2010). Kullanılan farklı algoritmalara ve veri setlerine göre modelleme başarıları değişim göstermekle birlikte son yıllarda tersine modelleme yöntemleriyle devrenin elektriksel karakterinden fiziksel özelliklerine gidilmeye çalışılmaktadır (Kabir vd. 2008).

Gömülü pasif sistemlerin YSA kullanılarak farklı eğitim algoritmaları ile modellenmesi üzerine çalışmalar yapılmıştır. Bu araştırmalarda veri setlerinin dinamik olarak üretilebileceği durumlar da incelenmiştir (Devabhaktuni vd. 2001). Mobil haberleşme cihazlarının ön uç (front end) kısımlarında kullanılan LTCC devrelerinin daha az iterasyon ile üretilebilmesi amacıyla da AMS uygulanmıştır (Napijalo vd. 2003).

Elektromanyetik çözümler kullanılarak eğitilen ileri yönlü beslemeli YSA ile modellenen farklı tiplerdeki eşdüzlemsel dalga kılavuzu cihazlarında yüksek doğruluklu modelleme başarıları elde edilmiştir (Watson ve Gupta 1997, Yıldız ve Türkmen 2005, Nihad vd. 2005).

YSA uygulamaları RF ve milimetre dalga boylarındaki tümleşik devrelerin modellenmesinde ve bu devrelere ait parazitik etkilerin çıkarılmasında da başarıyla uygulanmıştır. Voltaj kontrollü osilatörler ve güç yükselteçleri üzerindeki parazitik etkileri modelleyen uygulamalar ölçüm sonuçlarıyla da karşılaştırılmıştır (Sen vd. 2006).

YSA ile geniş bant antenlere ait giriş empedanslarının geometrik parametrelere bağlı olarak tahmin edilmesi mümkündür. Bulunan empedans değerine Hilbert dönüşümü uygulanarak antene ait reaktans hesaplanmıştır (Kim vd. 2007). Antenlerin VSWR, bant genişliği ve çalışma frekansına göre optimize edilmesi amacıyla da YSA yöntemleri uygulanmıştır (Delgado vd. 2005).

Benzer şekilde doğrusal olmayan mikrodalga devrelerin optimizasyonu amacıyla giriş-çıkış uzayları arasında eşleştirme (space mapping), çalışma aralıklarının bölünmesi (domain partitioning) ve sinir ağı algoritmaları uygulanmıştır (Rizzoli vd. 2004). Bu çalışmalarda doğrusal devreler üzerine yapılan araştırmalar genişletilerek doğrusal olmayan sistemlere uyarlanmıştır. Öncelikle doğrusal sinyaller iki bağlantı noktalı (port) frekansa bağımlı admitans matrisleri olarak tanımlanır. Sonrasında doğrusal olmayan devreler için frekansa bağımlı tanımlama fonksiyonu çiftleri ile doğrusal devreler için elde edilen tepkiler arasında ilinti kurulmuştur (Rizzoli vd. 2002). MMIC devrelere ait saçılma parametreleri de devrenin fiziksel özellikleri kullanılarak modellemeye tabi tutulmuştur (Creech vd. 1997).

Transistör gibi doğrusal olmayan devre elemanlarının analitik yöntemlerle modellenebilmesi ancak büyük sinyal parametrelerinin (large signal parameters) ölçüm süreçleri sonucu elde edilmesiyle mümkündür. Ölçümler için gerekli olan vektör ağ analizörü (VNA – Vector Network Analyzer) gibi cihazlar gerek yüksek maliyetleri gerekse kalibrasyon ihtiyaçları sebebiyle ölçüm süreçlerini uzatmaktadır. Maliyet arttırıcı bu süreçleri azaltabilmek amacıyla sinir ağları ile MOSFET gibi transistor tipleri başarıyla modellenmiştir (Schreurs vd. 2002).

Büyük sinyal sinir ağı modellerinin budama (pruning) yöntemleri ve genetik algoritma uygulamaları ile başarılı bir şekilde birleştirilerek, HEMT tipi transistörlerin eşlenik devrelerine ait 7 esas elemanın transistör bias voltajları girdi olarak alınarak hesaplanabildiği görülmektedir (Shirakawa vd. 1998).

Üçüncü nesil baz istasyonlarında kullanılmak üzere tasarlanan güç yükselteçlerinin gerçek değerli zaman gecikmeli sinir ağları kullanılarak dinamik modellemesi yapılmıştır. Frekans ve zaman bölgelerinde simüle edilen sistemlere uygulanan AMS sonuçları ile ölçüm sonuçları karşılaştırıldığında modelleme başarısı ortaya çıkmıştır (Liu vd. 2004). Benzer şekilde 3. nesil uygulamalar için geliştirilen güç yükselteçlerinin dinamik modellemesi RBFNN kullanılarak yapılmıştır. Elde edilen RBFNN modelleme sonuçları paralel Hammerstein modeli ile karşılaştırılmıştır. 4 MHz bant genişlikli sinyalde bant içinde RBFNN'in, bant dışında ise Hammerstein modelinin başarılı olduğu gözlemlenmiştir. 20 MHz'lik sinyaller içinse her iki yöntem de benzer sonuçlar sunmaktadır (Isaksson vd. 2005). RF güç yükselteçlerinin modellenmesi için kullanılmış bir diğer yöntem ise global tekrarlayan zaman gecikmeli sinir ağlarıdır. Bu tip sinir ağlarının eğitilmesindeki zorlukların aşılabilmesi amacıyla ağ içindeki değişken ağırlık katsayıları ileri yönlü beslemeli sinir ağı kullanılarak hesaplanmıştır. Elde edilen ağırlık değerleri zaman gecikmeli sinir ağlarına adapte edilmiştir (O'Brien vd. 2006).

YSA modelleme yöntemlerinin sıklıkla kullanıldığı alanlardan biri de filtre uygulamalarıdır. Çift modlu pseudo-eliptik dalga klavuzu filtrelerin tasarımı için YSA ile filtre etkileşim matrislerinin birlikte kullanıldığı melez bir yöntem kullanılmıştır. Bu yöntemin uygulanması ile filtre tasarımında hızlı ve yüksek doğruluklu sonuçlar elde edilmiştir (Wang vd. 2006). Filtrelerin AMS ile modellenmesi sırasında karşılaşılan en büyük sorunlardan biri de çok sayıda giriş değişkeni olan yapıların eğitimidir. Bu tip yapılarda veri setlerinin oluşturulması ve eğitilmesi oldukça maliyetlidir. Bu sorunun önüne geçilebilmesi amacıyla çok boyutlu sinir ağları daha küçük boyutlu alt-sinir ağı yapılarına ayrılmıştır. Her bir alt yapı kendi içinde modellenerek son aşamada yeniden birleştirilmiştir. Tüm yapı için yüksek doğruluklu ve düşük işlem maliyetli nihai mahiyette bir çözüm bu alt sinir ağı yapılarının birleştirilmesiyle elde edilmiştir (Kabir vd. 2010).

AMS'nin son yıllarda kullanılmaya başladığı bir diğer alan da tersine modelleme uygulamalarıdır. Bu kavram içerisinde modele girdi olarak devrenin elektriksel parametreleri gönderilirken, çıktı olarak da geometrik parametreleri alınmaktadır. Ancak bu modellerin eğitilmesi sırasında karşılaşılan en büyük sorun girdi-çıktı arasındaki ilişkinin tekil olmamasıdır (nonuniqueness). İleri yönlü modellemelerde her bir girdi değerine karşılık gelen tek çıktı varken, tersine modelleme uygulamalarında aynı girdinin birden fazla çıktıya karşılık gelmesi sistemin eğitilmesini zorlaştırmaktadır. Bu sorunun ortadan kaldırılması amacıyla eğitim verisi içinde çok değerli çözümlerin tespit edilerek daha küçük eğitim setlerine ayrılması gerekmektedir. Küçük gruplar içerisinde eğitilen yapıların son aşamada birleştirilerek daha büyük bir yapı oluşturulması sonucu tüm veri setinin eğitilmesi mümkün olmaktadır (Kabir vd. 2008). Tersine modelleme kapsamında YSA uygulamalarının yazılımsal değil de donanımsal olarak yapılması durumunda alışılageldik devre modellerinin sinir ağı modelleriyle gerçeklenmesi mümkün olmaktadır (Vai vd. 1998).

Radyal tabanlı fonksiyonlar kullanan sinir ağı yapılarının sayısal elektromanyetik uygulamalarında kullanılabilir olduğu Soliman ve arkadaşları (2004) tarafından yapılan çalışmalar ile gösterilmiştir. Bahse konu çalışma kapsamında momentler metodunda (MoM) kullanılan etkileşim matrisinin RBFNN modelleri tarafından büyük oranda doldurulabileceği gösterilmiştir. Geri kalan matris elemanları alışılageldik MoM yöntemleriyle hesaplansa da, hesaplama süresinden ve yükünden büyük kazanç sağlanabilmektedir. Önerilen yöntem mikroşerit antenlerin analizine uygulanarak MoM ve RBFNN yöntemlerinin benzer çözümler sunduğu gösterilmiştir.

AMS'de modelleme başarısını arttırmak amacıyla klasik yöntemlere segmentasyon, parçalara ayırma (decomposition), hiyerarşik yapılanma, deneylerin düzenlenmesi ve biraraya getirme (clusterization) gibi geliştirme çalışmaları uygulanmıştır. Rayas-Sanchez (2004) bu çalışmaları anket halinde inceleyerek, sinir ağlarının EM-tabanlı istatistikî analiz ve verim optimizasyonuna uygulamalarını araştırmıştır. Monolitik mikrodalga cihazlarının EM tabanlı tasarımının YSA'lar kullanılarak hızlandırılabileceği ve global modellemelerin ortaya çıkarılacağı tartışılmıştır.

Farklı AMS'lerin mikrodalga cihaz tasarımına ortaklaşa uygulandığı örnekler de mevcuttur. Mandal ve arkadaşları (2008) spiral bir indüktörü YSA kullanarak modellemek için layout tasarım parametrelerini (spiralin dış çapı, sargı sayısı, metal izdüşümün genişliği ve metaller arası boşluk) girdi biçiminde alarak indüktans, kalite faktörü Q ve öz rezonas frekansını (SRF – Self Resonance Frequency) hesaplamışlardır. Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO – Particle Swarm Optimization) kullanarak da hedeflenen indüktans ve SRF değerlerine ulaşmak için gerekli olan çizim alanı belirlenmiştir. Böylece AMS kullanılarak mikrodalga devre tasarımcısına farklı çizim parametre setleri sunularak, devreye ait hedeflenen alan, Q ve SRF değerlerine ilişkin ödünleşim (trade-off) yapılmasına imkân sağlanır.

Kablosuz haberleşmede, biyomedikal teknolojilerinde ve mobil uygulamalarda yaşanan geniş spektrumlu gelişmelerle çok bantlı yüksek performanslı mikroşerit antenlere olan ihtiyaç hızlı şekilde artmıştır (Park ve Lee 2012, Abtahi vd. 2012, Seko ve Correra 2013). MYA ince kesitli, hafif, düşük üretim maliyetli ve diğer yapılara kolay bütünleşebilir olmaları sebebiyle mikrodalga uygulamalarında sıklıkla kullanılmaktadır. Askeri ve ticari alanlarda pekçok kullanım alanı bulunan MYA, çalışma frekansının %5'inden az olan dar bant genişlikleri sebebiyle dezavantaj oluşturmaktadır. Geniş bant ve çok bantlı MYA bu sorunun üstesinden gelmek amacıyla önerilmişti. Çok bantlı MYA, yama kenarlarına yarım dalgaboyu uzunluğunda kısa devre sonlandırılmış ya da çeyrek dalgaboyu uzunluğunda açık devre sonlandırılmış kütükler ilave etmek suretiyle elde edilebilirler. Kütükler rezonans frekansının altında kapasitif empedans gösterirken, rezonans frekansı üzerinde indüktif empedans göstererek çok bantlı yapıyı oluşturur (Kumar ve Ray 2000, Deshmukh ve Ray 2011).

Kablosuz ve mobil haberleşmede son yıllarda yaşanan gelişmelere paralel olarak düşük maliyetli, yüksek performanslı, kompakt filtrelere olan ihtiyaç artmıştır. Düzlemsel filtreler, baskı devre teknolojisi kullanılarak kolayca ve ucuza mal edilebilmeleri sayesinde fazlaca tercih edilir olmuşlardır. Yarım dalga boylu rezonatörler kullanılan paralel etkileşimli mikroşerit filtreler mikrodalga sistemlerin ana elemanları olsa da, sistemlerin boyutlarının küçültülmesinin önemli bir tasarım parametresi olduğu durumlarda uyumsuzluklar oluşturmuşlardır (Collin 1992). Mattaei (1962) tarafından

önerilen içiçe geçmiş (interdigital) mikroşerit bant geçiren mikroşerit filtreler küçük ebatlı tasarımlardır. Ancak filtrenin üretileceği malzeme katmanları arasında kanal delikleri kullanılması gerektiğinden düzlemsel üretime uygun değildir. Hem düzlemsel üretime hem de kompakt yapıya uygun sistemin elde edilebilmesi amacıyla içiçe geçmiş ve firteke (harpin) yapıdaki filtrelerin birleşimi olan pseudo-interdigital (PID) filtreler önerilmiştir (Hong ve Lancaster 1995).

Tez çalışması sırasında çok bantlı mikroşerit yama antenlerin (MYA), YSA ve BMSDUA yöntemleri kullanılarak ileri yönde modellenmesi üzerinde çalışılmıştır. Öncelikle örümcek şekilli çok bantlı MYA'ya ait giriş ve çıkış parametreleri tespit edilerek uygun BMSDUA yapısı oluşturulmuştur. Bu modellemede MYA'ların tasarlanması için kullanılan alt tabaka malzemelerinin elektriksel geçirgenlik katsayıları (EGK), antenlerin çalışma frekans aralığı ve antenlerin kütük (stub) genişliğinin malzeme kalınlığına oranı girdi parametreleri olarak alınarak, bunlara karşılık gelen anten geri dönüş kayıpları rezonans frekansları için %4,98 ortalama hata ile modellenmiştir.

Ayrıca örümcek şekilli çok bantlı MYA'lara ait geometrik değişkenlerin BMSDUA kullanılarak sentezlenmesi ve sentezlenen anten yapılarının YSA ile analiz edilmesi de incelenmiştir. BMSDUA ile sentezleme modeline EGK, antenlerin çalışma frekans aralığı ve alt tabaka kalınlıkları girdi olarak alınarak antene ait ana yamanın genişliği ve yüksekliği ile yamaya eklenecek kütüklerin genişlikleri sentezlenmiştir. Sentezlenen geometrik değişkenler BMSDUA girdileriyle birlikte YSA modellemesine tabi tutularak antenin saçılma parametreleri kestirilmiştir.

Son olarak PID bant geçiren mikroşerit filtrelere ait geometrik parametrelerin tersine YSA modellemesi yöntemiyle elektriksel parametreler girdi alınarak kestirilmesi incelenmiştir. Bu çalışmada PID filtreyi oluşturan rezonatörler arasında bırakılması gereken mesafelerin yüksek doğrulukta kestirilmesi hedeflenmiştir. Mevcut uygulamalarda bu boşluk değerleri simülatörler vasıtasıyla yapılan deneme yanılma işlemleriyle belirlenmektedir. Herhangi bir analitik ya da nümerik yöntem mevcut değildir. Tersine modelleme ile filtre üretiminde kullanılan alt tabakanın kalınlığı,

elektriksel geçirgenliği ve rezonatörler arasındaki etkileşim katsayısı kullanılarak olması gereken rezonatör boşluklarının kestirimi sağlanmıştır.

Bu tez çalışması beş bölümden oluşmaktadır. Yukarıda verilen giriş bölümünde, tez çalışmasının amacı ve kapsamına ilişkin açıklamalar yer almaktadır. İkinci bölümde, mikrodalga sistemlerin modellenmesi sırasında faydalanılacak yöntemlerin anlaşılmasını sağlayan kuramsal bilgiler verilmiştir. Bu bölümde, RF cihazların modellenmesi için kullanılacak YSA ve BMSDUA mimarileri incelenerek, modellere ait eğitim algoritmaları verilmiştir.

Üçüncü bölümde, AMS'nin geliştirilen çok bantlı mikroşerit antenlere ve PID filtrelere uygulanması anlatılmıştır. Bu bölümde, modelleme yöntemleri kullanılarak yapılan sentez ve analiz işlemlerine değinilmiştir. Farklı AMS mimarileri ve eğitim algoritmaları ile mikrodalga cihazlarının modellenmesi, sentezlenmesi ve analizi gösterilmiştir. Dördüncü bölümde, geliştirilen AMS'lere ait bulgular sunulmuştur. Son bölümde ise bu bulgular neticesinde çıkarılan sonuçlar ile ileride bu alanda yapılabilecek çalışmalar ile ilgili öneriler bulunmaktadır.

2. KURAMSAL TEMELLER

Bu bölümde mikrodalga cihazlarının tasarımı amacıyla kullanılan AMS'den BMSDUA ve YSA yöntemleri detaylı şekilde anlatılmıştır. Bu yöntemlere ait eğitim algoritmaları ve üyelik fonksiyonu tipleri hakkında bilgi verilmiştir.

2.1 Bulanık Mantık Sistemine Dayalı Uyarlanır Ağlar

Jang (1993) tarafından ortaya atılan BMSDUA yapıları, Takagi-Sugeno bulanık çıkarım sistemlerini temel alan sinir ağı uygulamalarıdır. Hem YSA hem de BMS'lerin çıkarım becerilerinin tek çerçevede kullanılmasını amaçlayan mimarilerdir. BMSDUA içerisinde kullanılan eğer-ise (if-then) kuralları yardımıyla doğrusal olmayan fonksiyonları kestirebilen öğrenim yetenekleri kazanılmıştır.

BMSDUA'lar melez öğrenme becerilerini içermektedir. Yapı içerisinde bulanık eğer-ise kurallarındaki gibi insan bilgisine dayalı girdi-çıktı verileri arasında eşleştirme yapılması mümkün olduğu gibi, koşullu girdi-çıktı veri setleri de mevcuttur. Matematiksel çözüm yöntemleri yardımıyla belirsiz ya da tam bir formulasyonu yapılmamış doğrusal olmayan sistemlerin modellenmesinde zorluklar yaşanmaktadır. BMSDUA tipi AMS ile insan beyninin bilgiye ve muhakemeye dayalı niceliksel becerilerinin, eğer-ise kuralları çerçevesinde bulanık çıkarım sistemleri vasıtasıyla modellenmesi sağlanmıştır.

Kontrol, kestirim ve çıkarım alanında pek çok uygulamaları bulunan bulanık modelleme ve tanımlama sistemleri ilk olarak Takagi ve Sugeno (1985) tarafından incelenmiştir. Ancak insan becerisinin ve tecrübesinin bir kurallar dizisine standart yöntemler kullanılarak çevrilmesiyle ilgili hiçbir tanımlama yapılmamıştır. Ayrıca kestirim hatasını en aza indirmek ya da performansı en yüksek değere çıkarmak için üyelik fonksiyonlarının (ÜF) ayarlanmasında verimli bir yöntem sunulamamıştır (Jang 1993). Modellemede görülen bu eksiklikler yeni bir AMS ihtiyacı olarak BMSDUA'ların ortaya çıkmasını tetiklemiştir.

BMSDUA mimarileri, koşullu girdi-çıktı setlerini oluşturabilmek için uygun ÜF içeren bulanık eğer-ise kurallar setinden oluşmaktadır. Bulanık eğer-ise kuralları ya da koşullu bulanık ifadeler, "Eğer A olursa, B olur" şeklindeki ifadenin tanımlamasını yapar. Burada A ve B ifadeleri, uygun ÜF tarafından karakterize edilen bulanık setin etiketleri olarak adlandırılmaktadır (Zadeh 1965). Eğer-ise kuralları kısa yapılar olup, insanların belirsizlik halinde muhakeme kabiliyetlerinin modellenebilmesi açısından işlevseldir.

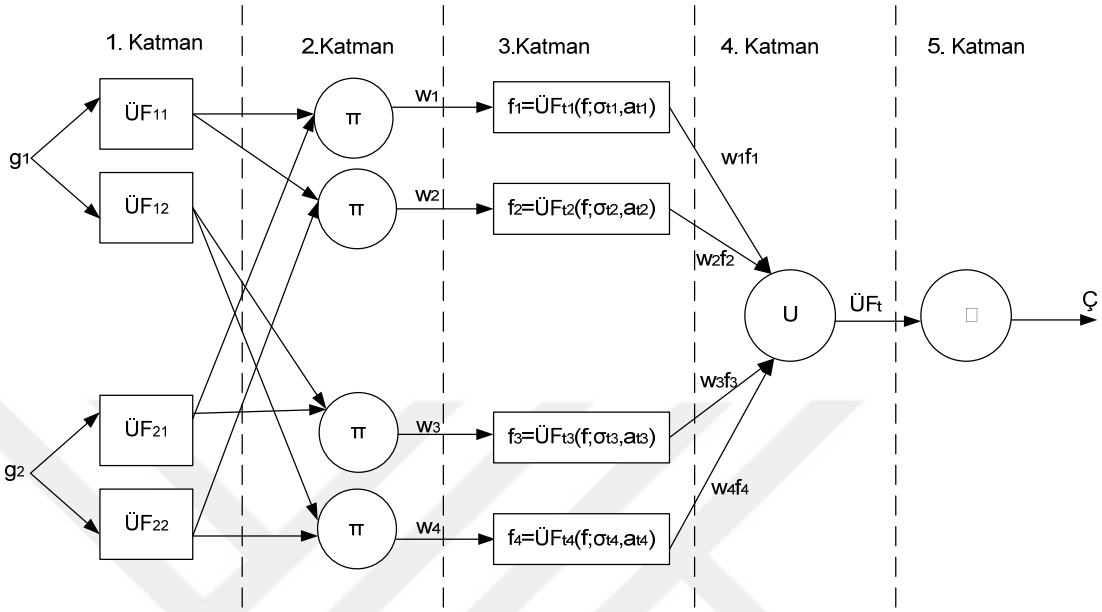
Bu tez çalışması sırasında, Takagi-Sugeno-Kang (TSK) ya da Sugeno ve Mamdani tipi BMSDUA modellerinde gauss eğrisi, genelleştirilmiş çan- şekilli, üçgen, yamuk, pi-şekilli, S-şekilli, sigmoidal, Z-şekilli üyelik fonksiyonları kullanılmıştır. BMSDUA'lara ait tasarım parametrelerinin en uygun şekilde belirlenebilmesi amacıyla melez (hybrid) ve geri yayılımlı (backpropagation) öğrenme algoritmaları kullanılmıştır.

TSK tipi BMSDUA modellemeleri Mamdani sistemlerine göre daha kompakt ve hesaplama maliyeti açısından daha verimli olduğundan, bulanık sistemlerde uyarlanabilir yöntemler için daha uygundur. Bu bulanık uyarlanabilir yöntemlerde ÜF'lerin ihtiyaca göre özelleştirilmesiyle veri setlerine en uygun modellemeler yapılabilir. TSK modeli, hesaplamalar açısından verimli, doğrusal yöntemlerle, optimizasyon ve uyarlanabilir yöntemlerle uyumlu, matematiksel analizlere uygun bir yöntemdir. Diğer taraftan Mamdani tipi çıkarım sezgisel, insani girdilere uygun ve yaygın kabul görmüş bir yöntemdir (http://www.mathworks.com, 2013).

2.1.1 Mamdani Tipi Bulanık Çıkarım Yöntemi

Mamdani ve Assilian (1975) tarafından önerilen bulanık çıkarım yöntemi, bulanık set teorisi kullanılarak inşa edilen ilk kontrol sistemidir. En sık kullanılan bulanık çıkarım yöntemi olmakla beraber, ilk olarak deneyimli kullanıcılardan elde edilen dilsel kontrol kurallarının sentezlenmesi sonucu buhar motoru ve kazanlarının kombinasyonunu kontrol etmek amacıyla kullanılmıştır. Mamdani tipi bulanık çıkarım yöntemi, Zadeh (1973) tarafından karmaşık sistemler ve karar verme süreçlerinde kullanılmak üzere önerilen bulanık mantık algoritması temel alınarak üretilmiştir (http://www.mathworks.com, 2013). Şekil 2.1'de g_1 ve g_2 girdilerine karşılık gelen Ç

çıktısını elde edebilmek için iki gauss ÜF'li örnek bir Mamdani tipi BMSDUA mimarisi sunulmuştur.



Şekil 2.1 Mamdani tipi örnek BMSDUA mimarisi (İki ÜF, iki girdi, bir çıktı için)

BMSDUA yapıları için gerekli eğer-ise kural setleri, ÜF'nin karesi kadar kural içermektedir. Sunulan örnek mimari için gerekli olan dört eğer-ise kural seti gauss tipi ÜF'ler kullanılarak aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned} &Eğer(g_1, \ddot{U}F_{11}) ve (g_2, \ddot{U}F_{21}) ise f_1 = \ddot{U}F_{t1}(f; \sigma_{t1}, a_{t1}) \\ &Eğer(g_1, \ddot{U}F_{11}) ve (g_2, \ddot{U}F_{22}) ise f_2 = \ddot{U}F_{t2}(f; \sigma_{t2}, a_{t2}) \\ &Eğer(g_1, \ddot{U}F_{12}) ve (g_2, \ddot{U}F_{21}) ise f_3 = \ddot{U}F_{t3}(f; \sigma_{t3}, a_{t3}) \\ &Eğer(g_1, \ddot{U}F_{12}) ve (g_2, \ddot{U}F_{22}) ise f_4 = \ddot{U}F_{t4}(f; \sigma_{t4}, a_{t4}) \end{aligned} \tag{2.1}$$

$$f_m = \ddot{U}F_{tm}(f; \sigma_{tm}, a_{tm}) \quad m = 1, 2, 3, 4 \tag{2.2}$$

Bu kurallar dizisinde $ÜF_{ij}$ i. girişin j. üyelik fonksiyonunu, f_m m. kuralın çıkışını, $ÜF_{tm}$ ise m. kuralın çıkış ÜF'sini göstermektedir.

Bulanıklaştırma, ağırlıklandırma, gerektirme, birleştirme ve durulaştırma olmak üzere beş katmandan oluşan Mamdani BMSDUA yapılarının, bulanıklaştırma katmanında girdi değerleri ÜF'ler kullanılarak bulanık değerlere dönüştürülür. Akabinde ağırlıklandırma katmanında her bir kuralın ağırlık çarpanı, w_m, kuralın "ise" ifadesinden önceki üyelik ifadelerinin değerlendirilmesiyle hesaplanır. Bulanıklaştırma katmanında bulanık üyelik değerlerine dönüştürülen girdi değerlerine, "&" ve operatörü uygulanarak her bir kurala ait ağırlık çarpanı ortaya çıkmış olur.

Gerektirme (implication) katmanında çıkış kurallarına ait gerektirme değerleri, önceki katmanda elde edilen ağırlıklandırma değerleriyle ÜF'larının çarpımı sonucu elde edilmiş olur. Birleştirme (union) işleminin uygulandığı dördüncü katmanda ise toplam çıkış fonksiyonu, tüm gerektirme değerlerinin hesaplanmasıyla elde edilir.

$$M_t = \bigcup_{m=1}^{4} w_{mf_m} = \bigcup_{m=1}^{4} w_m e^{\frac{-(x-a_{tm})^2}{2\sigma_{tm}^2}} \tag{2.3}$$

Son katman olan durulaştırma (defuzzify) katmanında ağırlık merkezi yöntemi uygulanarak durulaştırma sağlanır.

$$F = \frac{\int \ddot{U}F_t(f) f df}{\int \ddot{U}F_t(f) df} \tag{2.4}$$

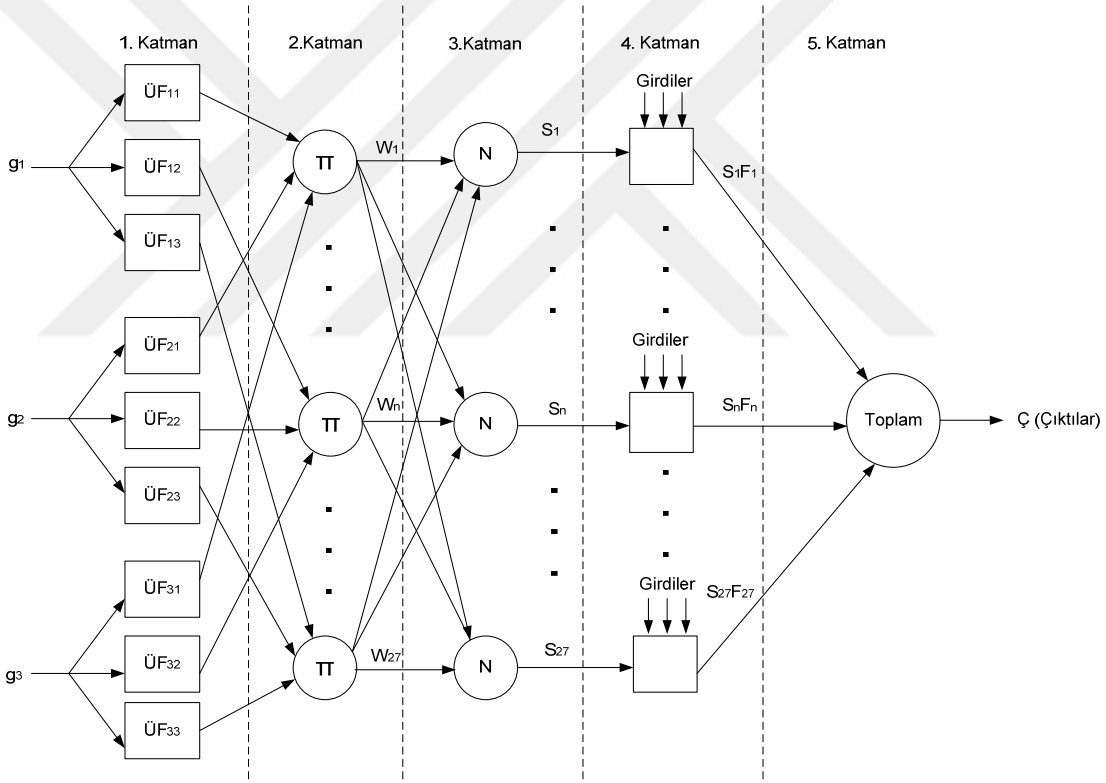
2.1.2 Takagi-Sugeno-Kang Tipi Bulanık Çıkarım Yöntemi

TSK tipi bulanık çıkarım yöntemi Mamdani yöntemine pekçok açıdan benzerlikler göstermektedir. TSK bulanık çıkarım yönteminin ilk iki adımı, girdilerin bulanık sisteme çevrilmesi ve bulanık operatörlerin uygulanması kısımları Mamdani yöntemi ile aynıdır. Mamdani yöntemiyle arasındaki temel fark çıktı ÜF'lerin bu yöntemde doğrusal denklem ya da sabit şeklinde olmasıdır. TSK modelinde kullanılan tipik bir kural aşağıda gösterilmiştir.

Eğer Girdi1=x ve Girdi2=y, ise Çıktı z=ax+by+c'dir (2.5)

Burada x ve y sistem girdileri olarak alınırken, z de çıktı olarak gösterilmiştir. Sıfırıncı dereceden Sugeno modelinde a ve b katsayıları 0 olacağından sistem çıktısı sabit, diğer durumlarda ise doğrusal olacaktır. Her bir kurala ait çıktı değeri ağırlıklandırma katsayısına göre belirlenecektir.

Şekil 2.2'de g_1, g_2 ve g_3 girdilerine karşılık gelen Ç çıktısını elde edebilmek için üç Gauss ÜF'si içeren örnek bir Sugeno tipi BMSDUA mimarisi sunulmuştur.



Şekil 2.2 Sugenotipi örnek BMSDUA mimarisi (Üç ÜF, üç girdi, bir çıktı için)

Şekil 2.2'de gösterilen Sugeno tipi ANFİS mimarisinde kare düğümler uyarlanabilir yapıdadır. Bu düğümlerle ilişkilendirilmiş değişkenler de yeniden ayarlanabilir özelliktedir. Diğer taraftan yuvarlak düğümler sabit yapıda olup, sistem içinde bu

düğümlerle ilişkilendirilmiş parametreler sabittir. Bu modele ait bulanık eğer-ise kurallar seti her bir giriş için aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned}
&\text{Eğer } (g_1, \text{ÜF}_{11}) \text{ ve } (g_2, \text{ÜF}_{21}) \text{ ve } (g_3, \text{ÜF}_{31}) \text{ ise } Ç_1 = F_1(g_1, g_2, g_3)\\
&\text{Eğer } (g_1, \text{ÜF}_{11}) \text{ ve } (g_2, \text{ÜF}_{21}) \text{ ve } (g_3, \text{ÜF}_{32}) \text{ ise } Ç_2 = F_2(g_1, g_2, g_3)\\
&\text{Eğer } (g_1, \text{ÜF}_{11}) \text{ ve } (g_2, \text{ÜF}_{21}) \text{ ve } (g_3, \text{ÜF}_{33}) \text{ ise } Ç_3 = F_3(g_1, g_2, g_3) \qquad (2.6)\\
&\qquad\qquad ...\\
&\text{Eğer } (g_1, \text{ÜF}_{13}) \text{ ve } (g_2, \text{ÜF}_{23}) \text{ ve } (g_3, \text{ÜF}_{33}) \text{ ise } Ç_{27} = F_{27}(g_1, g_2, g_3)
\end{aligned}$$

Burada g_1, g_2 ve g_3 girdi parametrelerini, ÜF_{ij} j. üyelik fonksiyonun i.girdisini, $Ç_k$ k. kuralın çıktısını, ve F_k ise k. üyelik fonksiyonunun çıktısını temsil etmektedir. (k=1, 2, ..., 27 ve i,j = 1,2,3).

Bulanıklaştırma, ağırlıklandırma, normalizasyon, durulaştırma ve toplama katmanı olmak üzere beş katmandan oluşan TSK tipi çıkarım modellerinde, bulanıklaştırma katmanında Mamdani tipi çıkarımın aynı katmanındaki fonksiyon icra edilir. Girdi değerleri ÜF'ler kullanılarak bulanık değerlere dönüştürülür. Ağırlıklandırma katmanında her bir kuralın ağırlıklandırma gücü (firing strength), eşitlik (2.6)'da verilen kuralların "ise" kısmından önceki üyelik ifadelerinin değerlendirilmesiyle elde edilir. Bu hesaplama ilk katmanda bulanık hale getirilmiş girdilere mantıksal ve işlemi uygulanarak yapılır. Ağırlıklandırma değerlerine ait örnek hesaplama aşağıda sunulmuştur.

$$\begin{aligned}
w_1 &= \text{ÜF}_{11}(g_1).\ \text{ÜF}_{21}(g_2).\ \text{ÜF}_{31}(g_3)\\
w_2 &= \text{ÜF}_{11}(g_1).\ \text{ÜF}_{21}(g_2).\ \text{ÜF}_{32}(g_3)\\
w_3 &= \text{ÜF}_{11}(g_1).\ \text{ÜF}_{21}(g_2).\ \text{ÜF}_{33}(g_3) \qquad (2.7)\\
&\qquad ...\\
w_{27} &= \text{ÜF}_{13}(g_1).\ \text{ÜF}_{23}(g_2).\ \text{ÜF}_{33}(g_3)
\end{aligned}$$

Normalizasyon katında önceki katmanda hesaplanan her bir ağırlıklandırma değeri, w_k, diğer ağırlıklandırma değerleri kullanılarak normalize edilir.

$$S_n = \frac{w_k}{\sum_{i=1}^{27} w_i} \tag{2.8}$$

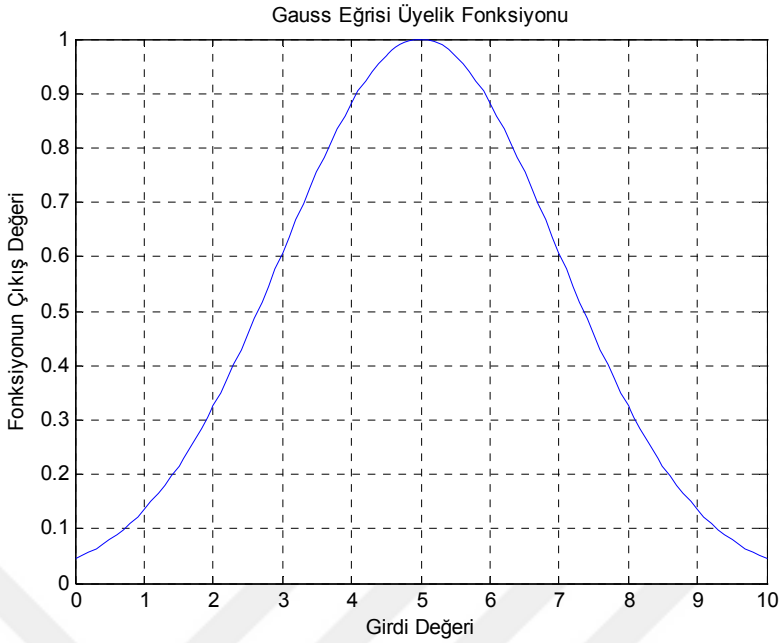
Durulaştırma katmanında ise çıkış kuralları oluşturularak, önceki katmanda hesaplanan normalize ağırlıklandırma değerleri ile çarpılır. Son katman olan toplama katmanında tüm ağırlandırılmış çıkış kuralları toplanarak TSK tipi BMSDUA'nın çıkışı hesaplanır (Baştürk 2009).

$$Ç = \sum_{n=1}^{27} S_n F_n = \frac{\sum_{n=1}^{27} w_n F_n}{\sum_{n=1}^{27} w_n} \tag{2.9}$$

2.1.3 Gauss eğrisi üyelik fonksiyonu

Simetrik Gauss eğrisi fonksiyonu, standart sapma σ, ve eğrinin tepe noktasının merkezi, a, şeklinde iki farklı değişkenle ifade edilebilen bir üyelik fonksiyonudur. Fonksiyona ait eşitlik aşağıda sunulmaktadır. Gauss eğrisi ÜF'nin çizimi şekil 2.3'te gösterilmiştir.

$$f(x;\sigma,a) = e^{\frac{-(x-a)^2}{2\sigma^2}} \tag{2.10}$$

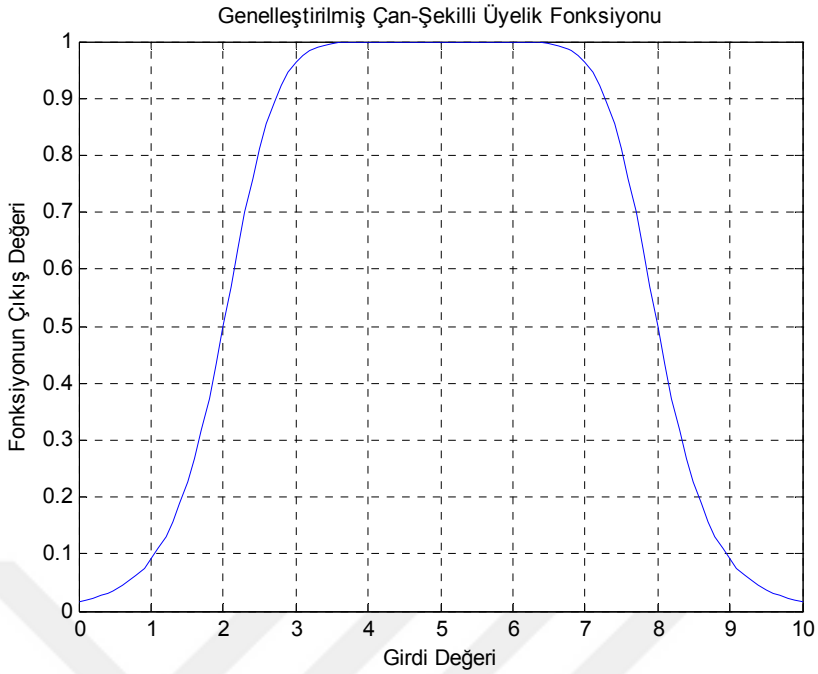


Şekil 2.3 Gauss eğrisi üyelik fonksiyonu

2.1.4 Genelleştirilmiş çan-şekilli üyelik fonksiyonu

Bu üyelik fonksiyonu üç farklı değişken a, b, c ile temsil edilebilen bir yapıdadır. Üyelik fonksiyonun merkezi c ile gösterilirken, a ÜF'nin yarım genişliğini, b'de kesişme noktalarında fonksiyonun eğimini kontrol eden değişkeni simgeler.

$$f(x;a,b,c) = \frac{1}{1+\left|\frac{x-c}{a}\right|^{2b}} \tag{2.11}$$

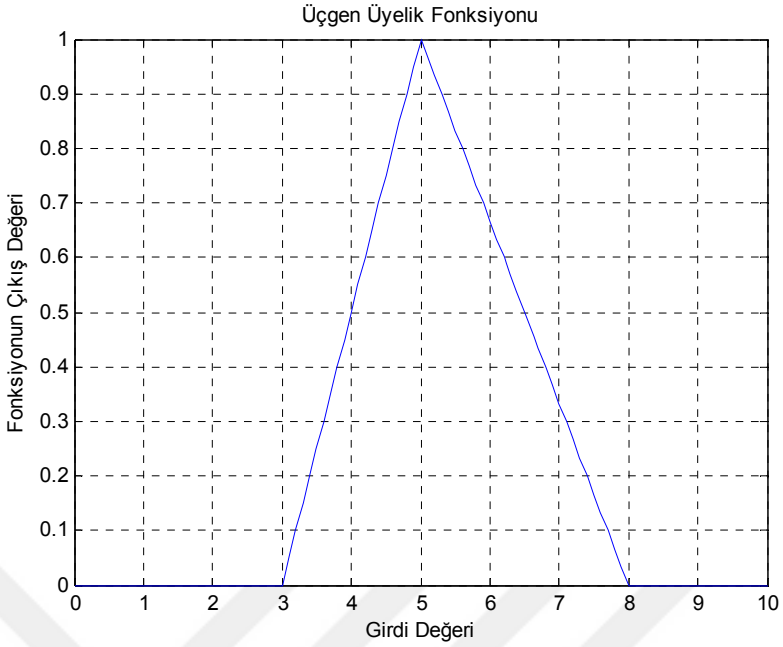


Şekil 2.4 Genelleştirilmiş çan-şekilli üyelik fonksiyonu

2.1.5 Üçgen şekilli üyelik fonksiyonu

Bu üyelik fonksiyonu üç farklı değişken a, b, c ile temsil edilebilen bir yapıdadır. Burada a ve c üçgenin ayaklarını temsil ederken, b de tepe noktayı göstermektedir.

$$f(x;a,b,c) = \begin{Bmatrix} 0, x \leq a \\ \dfrac{x-a}{b-a}, a \leq x \leq b \\ \dfrac{c-x}{c-b}, b \leq x \leq c \\ 0, c \leq x \end{Bmatrix} \tag{2.12}$$

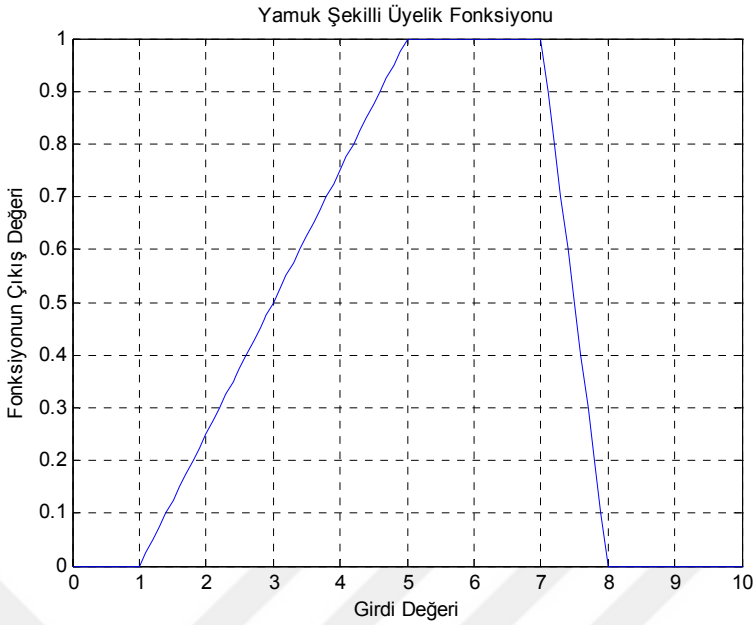


Şekil 2.5 Üçgen şekilli üyelik fonksiyonu

2.1.6 Yamuk şekilli üyelik fonksiyonu

Dört parametreli a, b, c ve d, bir üyelik fonksiyonudur. Burada a ve d yamuğun ayaklarını, b ve c de omuzlarını simgelemektedir.

$$f(x;a,b,c) = \begin{Bmatrix} 0, x \le a \\ \dfrac{x-a}{b-a}, a \le x \le b \\ 1, \quad b \le x \le c \\ \dfrac{d-x}{d-c}, c \le x \le d \\ 0, d \le x \end{Bmatrix} \tag{2.13}$$

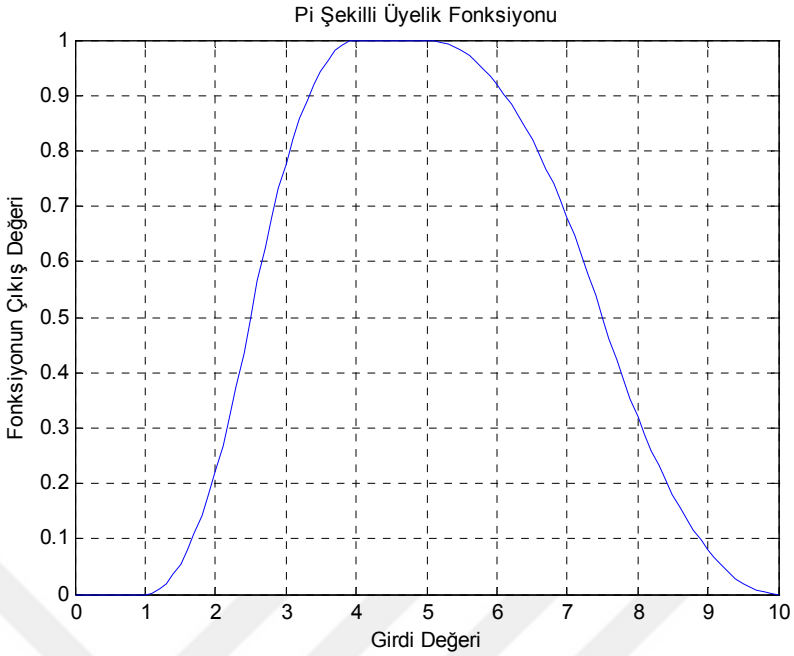


Şekil 2.6 Yamuk şekilli üyelik fonksiyonu

2.1.7 Pi - şekilli üyelik fonksiyonu

Dört değişkenli, a, b, c ve d, bir üyelik fonksiyonudur. Burada a ve d eğrinin ayaklarını, b ve c de omuzlarını simgelemektedir. S-şekilli ve Z-şekilli ÜF'lerin çarpımına karşılık gelen üyelik fonksiyonudur.

$$f(x;a,b,c) = \begin{Bmatrix} 0, x \le a \\ 2\left(\frac{x-a}{b-a}\right)^2, a \le x \le \frac{a+b}{2} \\ 1-2\left(\frac{x-b}{b-a}\right)^2, \frac{a+b}{2} \le x \le b \\ 1, \quad b \le x \le c \\ 1-2\left(\frac{x-c}{d-c}\right)^2, c \le x \le \frac{c+d}{2} \\ 2\left(\frac{x-d}{d-c}\right)^2, \frac{c+d}{2} \le x \le d \\ 0, x \ge d \end{Bmatrix} \quad (2.14)$$

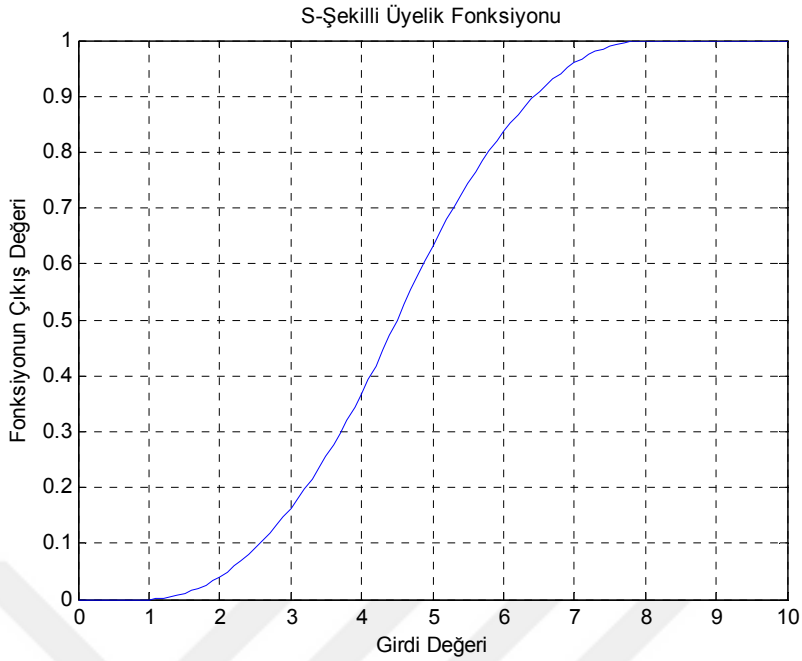


Şekil 2.7 Pi-şekilli üyelik fonksiyonu

2.1.8 S - şekilli üyelik fonksiyonu

Bu ÜF, iki değişken, a ve b, ile tanımlanabilir. S-şekilli parça polinom eğrisinin girdilere karşılık çıktılara eşleştirme yapmasına dayanmaktadır. Eğrinin eğimli kısmının uç noktaları a ve b değişkenleri ile gösterilmektedir.

$$f(x;a,b) = \begin{cases} 0, x \le a \\ 2\left(\frac{x-a}{b-a}\right)^2, a \le x \le \frac{a+b}{2} \\ 1-2\left(\frac{x-b}{b-a}\right)^2, \frac{a+b}{2} \le x \le b \\ 1, \quad b \le x \end{cases} \tag{2.15}$$

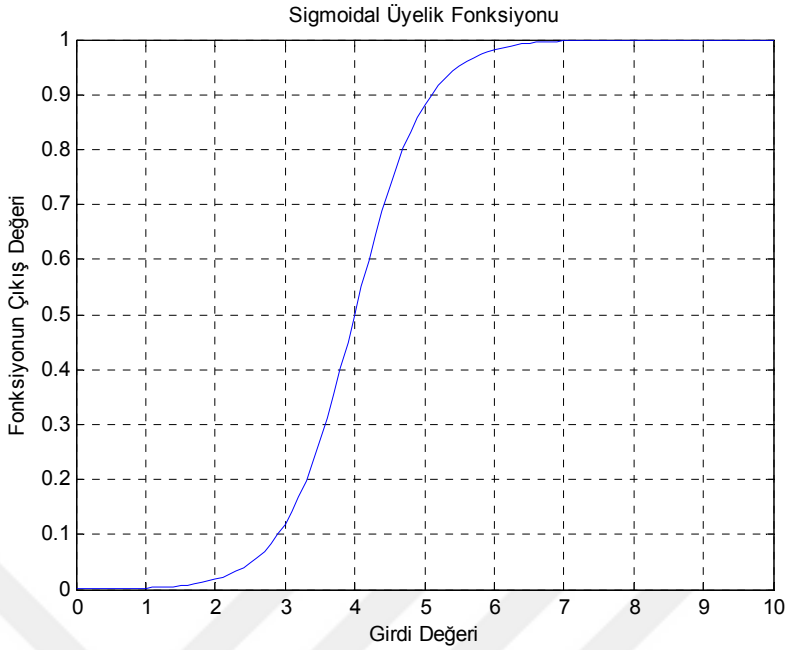


Şekil 2.8 S-şekilli üyelik fonksiyonu

2.1.9 Sigmoidal üyelik fonksiyonu

İki değişkenli, a ve b, bir üyelik fonksiyonudur. ÜF'nin sağa ya da sola doğru açıklıklı olması a değişkeninin işaretine bağımlıdır. İşareti pozitif olması durumunda ÜF "çok büyük", eksi olması durumunda ise "çok negatif" olarak davranacaktır.

$$f(x;a,b) = \frac{1}{1+e^{-a(x-b)}} \tag{2.16}$$

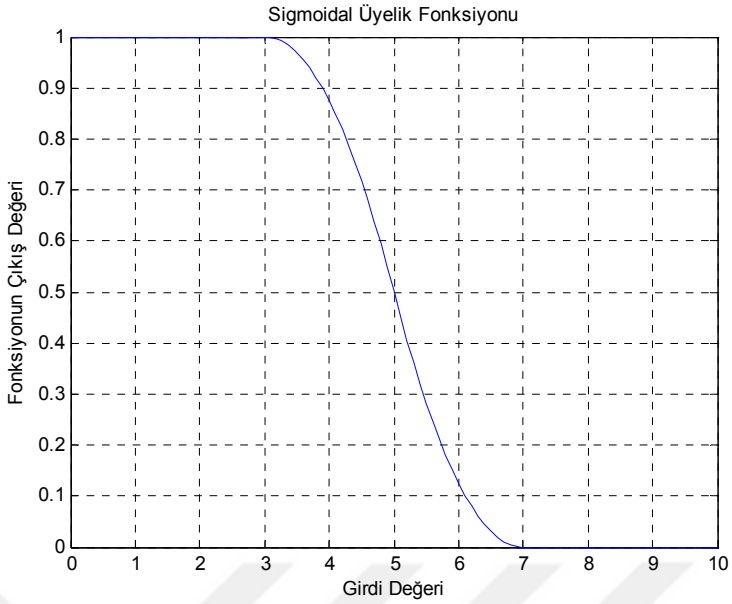


Şekil 2.9 Sigmaoidal üyelik fonksiyonu

2.1.10 Z-şekilli üyelik fonksiyonu

İki değişkenli, a ve b, Z-şekilli parça polinom eğrisinin girdilere karşılık çıktılara eşleştirme yapmasına dayanmaktadır. Eğrinin eğimli kısmının uç noktaları a ve b değişkenleri ile gösterilmektedir.

$$f(x;a,b) = \begin{cases} 1, x \le a \\ 1 - 2\left(\frac{x-a}{b-a}\right)^2, a \le x \le \frac{a+b}{2} \\ 2\left(\frac{x-b}{b-a}\right)^2, \frac{a+b}{2} \le x \le b \\ 0, \quad b \le x \end{cases} \tag{2.17}$$



Şekil 2.10 Z-şekilli üyelik fonksiyonu

2.1.11 BMSDUA öğrenme algoritmaları

BMSDUA modellerinde sıklıkla melez öğrenme algoritması kullanılmaktadır. Bu algoritma en küçük kareler yöntemi (EKKY) ile gradyent yönteminin birleşimi şeklinde uygulanmaktadır. İleri yönlü geçişte EKKY ile dördüncü katmandaki bağlı (consequent) parametreler belirlenir. Geri yönlü geçişlerde ise hata değerleri geri yönlü yayılım algoritması ilerlerken, gradyent yöntemi kullanılarak öncül (premise) parametreler güncellenir.

Bir BMSDUA yapısındaki k. katmanda N adet düğüm olduğunu varsayalım. Bu katmandaki i. düğümü (k, i) olarak tanımlayabiliriz. Bu düğümün çıkışı ya da fonksiyonu O_i^k olarak gösterilebilir. Bir düğümün çıkışı o düğüme gelen sinyallere ve düğüm parametrelerine bağlıdır.

$$O_i^k = O_i^k (O_1^{k-1}, ..., O_{N-1}^{k-1}, a, b, c, ...) \quad (2.18)$$

Burada a, b, c vd. bu düğümle ilişkili parametrelerdir. Bir BMSDUA yapısı için P adet girişe sahip eğitim veri seti varsa, p. girişe ($1 \leq p \leq P$) ait hata ölçütü ya da enerji fonksiyonu kare hataların toplamı olarak tanımlanabilir.

$$E_p = \sum_{m=1}^{\#(L)} (T_{m,p} - O_{m,p}^{L}) \tag{2.19}$$

Burada $T_{m,p}$p. hedef çıkış vektörünün m. elemanını, $O^{L}_{m,p}$ p. giriş vektörü tarafından üretilen gerçek çıkış vektörünün m. elemanını, L katman sayısını, #(L) katmandaki düğüm sayılarını göstermektedir. Tüm BMSDUA yapısı için hata ölçütü de aşağıdaki şekilde verilebilir.

$$E = \sum_{p=1}^{P} E_p \tag{2.20}$$

Parametre uzayında tüm hata ölçütü, E, üzerinde gradyent yöntemi uygulamak üzere bir eğitim prosedürü geliştirmek için, öncelikle p. Eğitim verisine ve her bir düğümün çıkışı, O'ya ait hata oranı $\partial E_p/\partial O$'nun hesaplanması gerekmektedir. L. katmandaki i. çıkış düğümüne ait hata oranı eşitlik (2.19) kullanılarak aşağıda verildiği üzere hesaplanabilir.

$$\frac{\partial E_p}{\partial O_{i,p}^{L}} = -2(T_{i,p} - O_{i,p}^{L}) \tag{2.21}$$

İç düğüm olan (k, i) için hata oranı zincir kuralı kullanılarak çıkarılabilir.

$$\frac{\partial E_p}{\partial O_{i,p}^{L}} = \sum_{m=1}^{\#(k+1)} \frac{\partial E_p}{\partial O_{m,p}^{L+1}} \frac{\partial O_{m,p}^{k+1}}{\partial O_{i,p}^{L}} \tag{2.22}$$

Bu eşitlikte k katmanının sayısı $1 \leq k \leq L-1$ olarak verilmiştir. Eşitlik (2.22)'de iç düğüme ait hata oranı, sonraki katmandaki düğümlere ait hata oranlarının doğrusal

kombinasyonu olarak ifade edilebilmektedir. Bu yüzden tüm 1≤ k ≤L ve 1≤ i ≤#(k) değerleri için $\partial E_p/\partial O^k_{i,p}$ eşitlik (2.21) ve (2.22) kullanılarak hesaplanabilir.

Parametre temelli olarak düşünüldüğünde, α uyarlanabilir ağ yapısına ait bir parametre olarak,

$$\frac{\partial E_p}{\partial \alpha} = \sum_{O^* \in S} \frac{\partial E_p}{\partial O^*} \frac{\partial O^*}{\partial \alpha} \tag{2.23}$$

Burada S, çıkış değerleri α'ya bağlı olan düğüm setini göstermektedir. Tüm hata ölçütünün α'ya göre türevi aşağıda gösterilmiştir.

$$\frac{\partial E_p}{\partial \alpha} = \sum_{p=1}^{P} \frac{\partial E_p}{\partial \alpha} \tag{2.24}$$

Bunlara bağlı olarak genel parametreler için geliştirilen güncelleme formülü aşağıda verilmiştir.

$$\Delta\alpha = -\eta \frac{\partial E}{\partial \alpha} \tag{2.25}$$

Burada öğrenme oranı olarak kullanılan η aşağıda gösterildiği üzere hesaplanabilir.

$$\eta = \frac{k}{\sqrt{\sum_\alpha (\frac{\partial E}{\partial \alpha})^2}} \tag{2.26}$$

Bu eşitlikte k gradyent adım büyüklüğünü, parametre uzayındaki her bir gradyent değişiminin uzunluğunu göstermektedir. Yakınsamanın hızı k değerinin değiştirilmesiyle ayarlanabilmektedir. Uyarlanabilir ağlar için gerçekte iki farklı öğrenme paradigması bulunmaktadır. Yığın öğrenme (batch learning), diğer adıyla çevrimdışı öğrenme paradigmasında α parametresi için kullanılan güncelleme formülü eşitlik (2.25)'te verilmiştir. Burada güncelleme tüm eğitim seti kullanıldıktan yani her bir epok ya da taramadan sonra yapılır.

Diğer taraftan örüntü öğrenmesi (pattern learning) ya da çevrimiçi öğrenme yönteminde parametreler her bir giriş-çıkış değeri kullanılır kullanılmaz hemen güncellenmektedir. Bu öğrenme paradigmasında eşitlik (2.24) güncelleme formülü olarak kullanılmaktadır (Jang 1993).

Uyarlanabilir ağlarda kullanılan parametrelerin tanımlanabilmesi amacıyla gradyent yöntemi kullanılmaktadır. Ancak bu yöntem yavaş ve yerel minimalara yakalanma ihtimali yüksektir. Yığın öğrenme algoritması gradyent ve EKK yöntemlerini birleştirerek parametreleri tanımlama yoluna gider (Jang 1991).

BMSDUA yapısı içindeki parametreler seti, S, öncül parametreler, S_1, ve bağlı parametreler, S_2, olarak iki gruba ayrıştırılabilir. İki geçişli melez öğrenme algoritması ile ileri yönlü geçişte S_1 parametreleri sabit tutulurken S_2 EKKY ile hesaplanır. Geri yönlü geçiş sırasında ise S_2 parametreleri sabit tutulurken S_1 geri yayılım algoritması kullanılarak hesaplanır.

İleri yönlü geçişin başlangıcında giriş vektörü oluşturulur. Katman katman düğüm çıkışları hesaplanır. Tüm veri seti için bu işlemler tekrarlanır. Akabinde S_2 parametreleri EKKY ile tanımlanır. Hata ölçütü her bir eğitim çifti için hesaplanır.

Geri yönlü geçiş sırasında dik iniş (steepest descent) algoritması S_1 parametrelerinin güncellenmesi amacıyla kullanılır. Sabit tutulan S_1 değerleri için S_2 kümesi içindeki parametreler benzer şekilde hesaplanarak global optimum noktanın yakalanması garanti altına alınır.

2.2 Yapay Sinir Ağları

Sinir ağları, tecrübe kaynaklı bilgiyi saklama ve gerektiğinde kullanmak için hazır hale getirme kabiliyetine sahip, basit işlemci parçalarından oluşmuş büyük paralel dağıtılmış işlemcilerdir. Sinir ağı bilgiyi çevreden eğitim süreçleri vasıtasıyla toplar. Nöronlar arasındaki bağları, sinaptik ağırlıklar, kullanarak toplanan bilgi ağ içerisinde saklanır. Bu iki özellik açısından sinir ağları insan beynini andırmaktadır (Haykin 1999).

Sinir ağları üzerindeki ilk çalışmalar 1940'larda başlamıştır. McCullogh ve Pitts (1943) tarafından sinir ağı fikri ortaya atılmış ve bu yapıların hesaplama amacıyla kullanılabileceği gösterilmiştir. Benzer zaman diliminde Hebb (1949) psikolojik kuralların sinir ağlarında bulunan sinapsların (ağırlık değerlerinin) güncellenmesi için kullanılabileceğini göstermiştir. Akabinde Rosenblatt (1958 ve 1962) iki farklı çalışma ile perseptron kavramını ortaya atarak geniş bir sinir ağı sınıfı oluşturmuştur. Widrow ve Hoff (1960) tarafından en küçük ortalama kareler (EKOK) algoritması oluşturularak tek katmanlı perseptronların eğitilmesi amacıyla kullanılmıştır. Minksy ve Papert (1969) tarafından yazılan "Perceptrons" kitabı ile tek katmanlı perseptronlar ile yapılabilecek hesaplamalar gösterilmiştir. Kohonen (1972) önerilen kendinden düzenleyici özellik haritaları (KDÖH), Grossberg (1976) tarafından önerilen doğrusal olmayan difrensiyel denklemler temelli eklemeli sinir ağı modelinin devamıdır. Hopfield (1982) tekrarlı ağ yapılarında hesaplamaları formüle etmek için kullanılabilecek bir enerji fonksiyonu fikrini ortaya atmıştır. Akabinde Rumelhart ve McLelland (1986) tarafından sinir ağı uygulamalarında sıklıkla kullanılan geri yayılım algoritması geliştirilmiştir. Böylece çok katmanlı perseptron sinir ağlarının kontrol sistemlerinden mikrodalga devre tasarımına kadar pek çok alanda yüksek verimle kullanılabilmesinin yolu açılmıştır.

YSA'lar farklı EM uygulamalarında başarılı şekilde kullanılabilmektedir. Üzerinde çalışılan problemlerde kapalı-biçim (closed-form) analitik ya da nümerik çözümler olmadığı, problemin ele alınması için deneme yanılma yönteminin ana yönelim olduğu frekans seçmeli yüzeylerin tasarımı vb. çalışmalarda YSA kullanılabilir. GPS, mobil ve cep telefonu haberleşmesinde uyarlanabilir anten dizileriyle hüzme biçimlendirilmesi vb. uygulamalarda gerçek zamanlı performansa ihtiyaç duyulduğu durumlarda yüksek hızlı veri işleme kabiliyetleriyle YSA'lar kullanılabilir. Büyük devrelerin modellenmesi ve optimizasyonu amacıyla, yakınsama oranları yüksek YSA uygulamalarına olan ihtiyaç da artmaktadır. Uzaktan algılama, hedef tanımlama vb. analitik çözümleri bulunmayan işaret işleme problemlerinde yeterli ölçüm verisi bulunması durumunda YSA ile yüksek doğruluklu kestirim yapmak mümkündür.

Günümüzde üretilen silikon temelli devreler nano saniyeler mertebesinden daha hızlı işlem yapabilirken, insan beynindeki nöronlar olaylara mili saniyeler mertebesinde tepki vermektedir. Aradaki bu ciddi hız farkına rağmen insan beyni, içerdiği nöronlar ve bunların arasındaki sinaptik bağlantıları doğru yöneterek, hâlihazırda mevcut en yüksek performanslı bilgisayarlardan bile daha iyi sonuçlar üretmektedir. İnsan beyninin korteksinde 10 milyar nöron ve 60 trilyon sinaps olduğu tahmin edilmektedir. Sinir ağları dağınık ve paralel yapıları ile öğrenme ve genelleme kabiliyetlerine sahiptirler. İşte bu genelleme kabiliyeti YSA'yı eğitim seti içerisinde daha önce hiç görmediği girdilere karşı çıktılar üretebilmek için avantajlı hale getirir (Christodoulou ve Georgiopoulos 2001).

YSA'lar doğrusal olmayan yapıları ile aynı şekilde doğrusal olmayan sistemlerin modellenmesini başarı ile yapabilmektedir. Sinir ağlarının eğitilmesinde yaygın olarak kullanılan öğreticili eğitim yöntemi ile girdi-çıktı çiftleri arasında eşleştirme yapılarak rastgele bir girdiye karşılık gelen çıktı değeri hesaplanmaktadır. Bu çıktının arzu edilen çıktıyla farkına göre nöronlar arasındaki sinapsler güncellenerek iteratif şekilde en uygun sinir ağı yapısı oluşturulmaktadır. YSA'lar sinaptik ağırlıklarını değişen çevre şartlarına göre yeniden uyarlayabilerek farklı eğitim setleri içinde başarılı modellemeler oluşturmaktadır. Sinir ağlarının büyük ve dağıtık yapıda olması olası nöron ya da sinaps hatalarını telafi edebilmelerini sağlamaktadır. Bu büyük, dağıtık ve paralel işlemci yapısı, sinir ağlarının VLSI teknolojileri ile gerçeklenebilmesine (implementation) olanak sağlamaktadır. YSA'lar kullanılarak çözülen problemler sonucu elde edilen tecrübe kolaylıkla genişletilerek diğer alanlardaki problemlerin çözümüne uygulanabilmektedir. YSA uygulamaları nörobiyoloji ile benzerlikler gösterdiğinden, nörobiyologlar tarafından ortaya atılacak yeni sinir ağı modelleri çözülemeyen ya da istenen performans sağlanamayan problemler için yeni kapılar açabilecektir (Haykin 1999).

Genel anlamda YSA'ları belirli girdi değerlerine karşılık belirli çıktıları üreten kara kutu modelleri olarak düşünebiliriz. Bu kara kutuların işlevlerini hakkıyla yerine getirebilmeleri seçilecek nöron modeline, aktivasyon foksiyonuna, sinir ağı mimarisine, öğrenme algoritmasına ve oluşturulan eğitim veri setine bağlıdır.

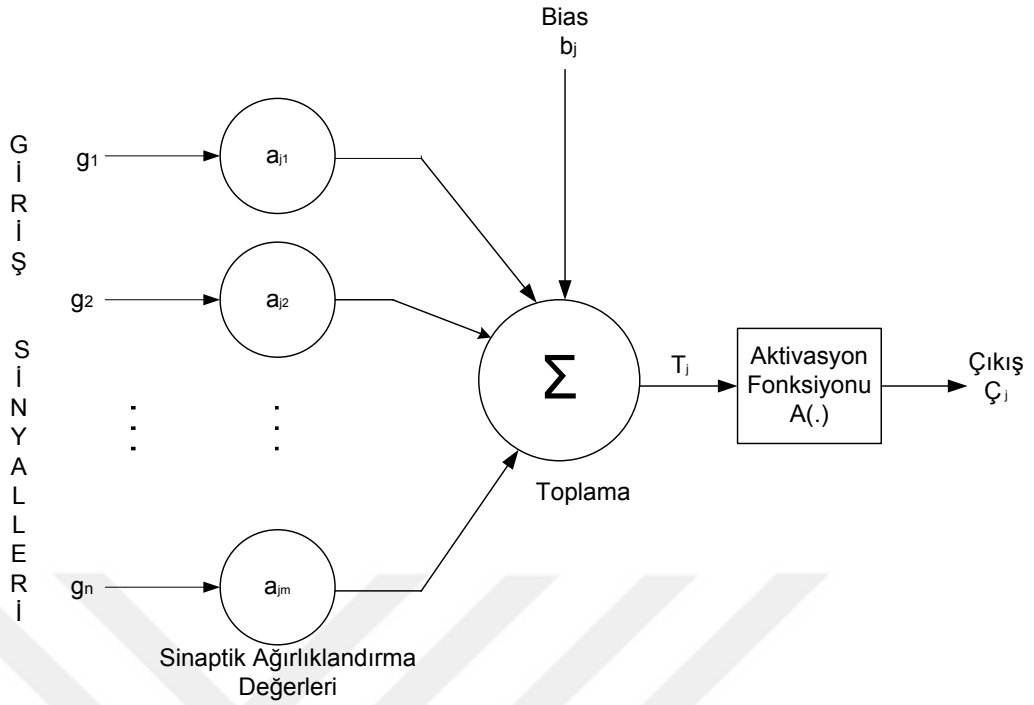
2.2.1 Nöron Modeli

Nöronlar sinir ağlarının temel yapı taşları olup, ağ içerisindeki bilgi işleme birimleridir. Nöron modeli sinapsler, toplayıcı ve aktivasyon fonksiyonu olarak üç parça halinde incelenebilir.

Sinapsler ya da bağlantı hatları, üzerlerindeki ağırlık ya da güç değerleri ile tanımlanırlar. Sinir ağının k. sinapsine girdi olarak verilen g_k sinyalini j.nörona bağlayan ağırlık değeri a_{jk} olarak gösterilir. Sinaptik ağırlık değerleri pozitif ya da negatif değerler alabilmektedir.

Nöronların toplayıcı kısımları, ağırlıklandırma değeriyle çarpılmış giriş sinyallerini toplayan doğrusal bir birleştirici görevi görmektedir. Hedef nöron üzerindeki tüm girdi sinyalleri bu kısımda kümülatif olarak toplanır.

Aktivasyon ya da sınırlama fonksiyonu, nöron çıkışına belirli bir sınır getirmek ve sonlu bir değer vermek amacıyla kullanılmaktadır. Sinir ağları için kullanılan genel aktivasyon fonksiyonu aralıkları [0, 1] ve ya [-1, 1] olarak belirlenmiştir. Şekil 2.11'de doğrusal olmayan nöron modeline ait genel bir gösterim sunulmuştur. Modele dışarıdan uygulanabilecek bias değeriyle, aktivasyon fonksiyonunun ağ girişinin azaltılması ya da arttırılması mümkün olacaktır. Nöron çıkışının belirli bir eşik değerini geçmesi o nöronun aktif olabilmesi için gereklidir. Bu sebepten bias ya da eşik ağırlığı gerektiği durumlarda sinir ağı uygulamalarında kullanılmaktadır.



Şekil 2.11 Doğrusal olmayan nöron modeli

Matematiksel olarak bir j nöronu aşağıdaki eşitlikler kullanılarak tanımlanabilir.

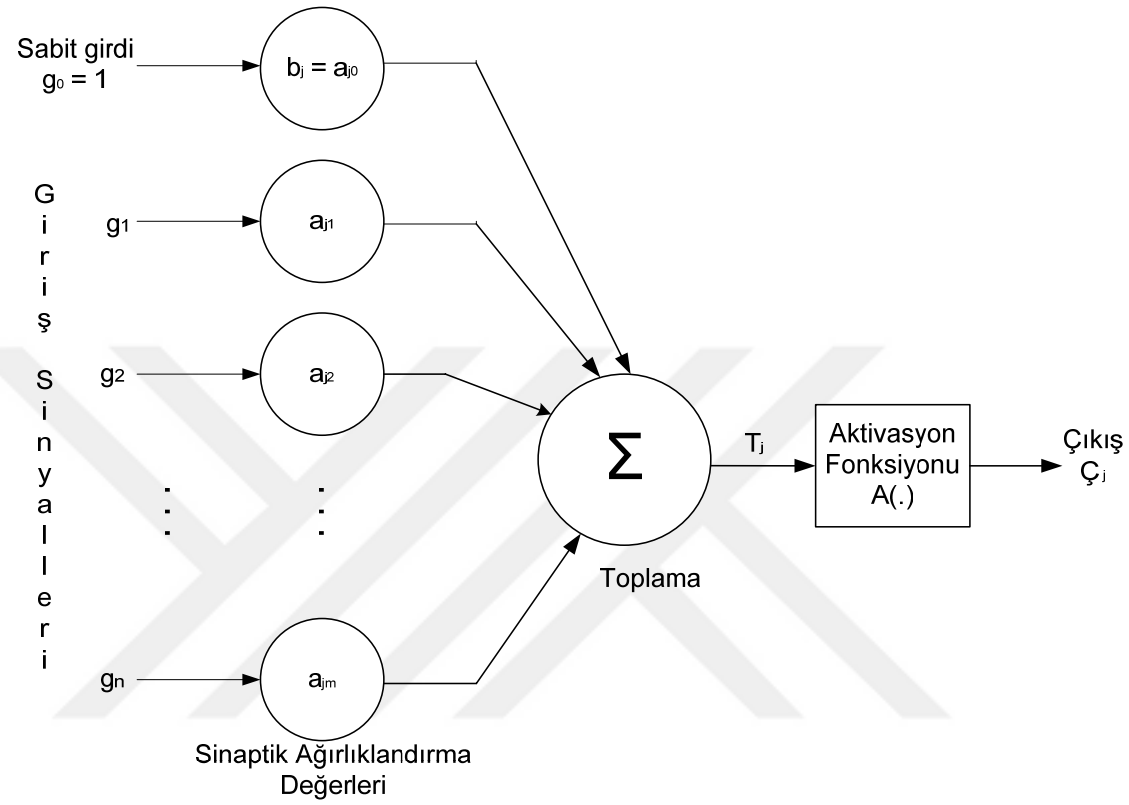
$$T_j = \sum_{k=1}^{n} w_{jk}\, g_k \tag{2.27}$$

$$Ç_j = A\left(T_j + b_j\right) \tag{2.28}$$

Burada g_1, g_2, ..., g_n nöron girdilerini, w_{j1}, w_{j2}, ..., w_{jn} sinaptik ağırlandırma değerlerini, T_j doğrusal birleştirici çıkışını, b_j bias değerini, A(.) aktivasyon fonksiyonunu, $Ç_j$ ise nöronun çıkış sinyalini göstermektedir.

Sinir ağında bias kullanılması doğrusal birleştirici çıkışına afin dönüşümü etkisi yapar. Bias değerinin pozitif ya da negatif olmasına göre indüklenmiş yerel alan ya da aktivasyon potansiyeli olarak adlandırılan T_k ile doğrusal birleştirici çıkışı arasındaki ilişki değiştirilebilir (Haykin 1999).

Bias değerinin dış parametre yerine, ağ girdisi olarak alındığı durumlar için $g_0=1$ ve $a_{j0}=b_k$ alınarak, bias değerinin olmadığı farklı bir doğrusal olmayan nöron modeli şekil 2.12'de verilmiştir.



Şekil 2.12 Biasın sabit girdi olarak alındığı doğrusal olmayan nöron modeli

2.2.2 Aktivasyon Fonksiyonları

Aktivasyon fonksiyonu, $A(T_j)$, nöron çıkışını indüklenen yerel alan cinsinden tanımlar. Temel olarak sinir ağı uygulamalarında çoğunlukla üç farklı aktivasyon fonksiyonu kullanılmaktadır.

Eşik tipi aktivasyon fonksiyonun farklı durumlar için alacağı değerler eşitlik (2.29)'da verilmiştir.

$$A(T) = \begin{cases} 1 \; ; \; T \geq 0 \\ 0 \; ; \; T < 0 \end{cases} \tag{2.29}$$

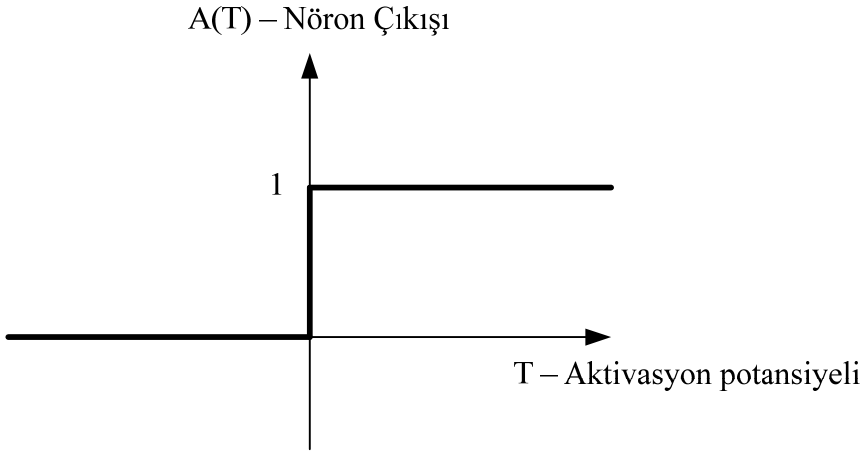
Heaviside fonksiyonu olarak da bilinen bu eşik fonksiyonunun herhangi bir j nöronunun çıkışına uygulanmasıyla elde edilen çıktı değeri eşitlik (2.30)'da sunulmuştur.

$$Ç_j = \begin{cases} 1 \; ; \; T_j \geq 0 \\ 0 \; ; \; T_j < 0 \end{cases} \tag{2.30}$$

Burada T_j ile gösterilen nörona ait indüklenen yerel alan değeri eşitlik (2.31)'de verilmiştir.

$$T_j = \sum_{k=1}^{n} w_{jk} \, g_k + b_j \tag{2.31}$$

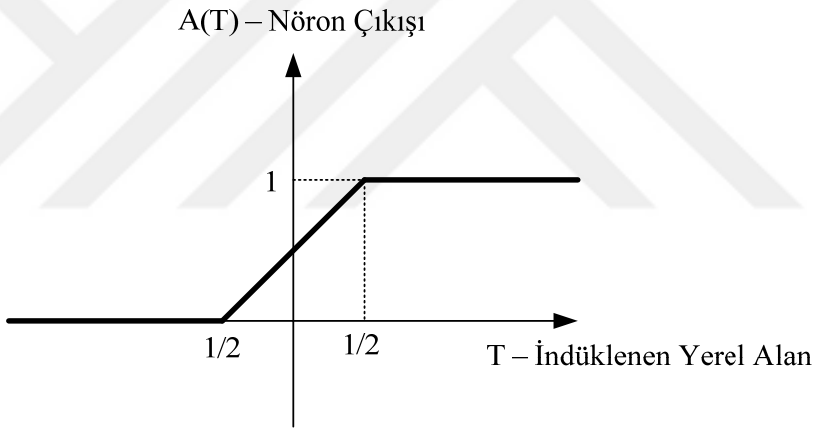
Bu aktivasyon fonksiyonunu kullanan doğrusal olmayan nöron modelleri McCulloch-Pitts modeli olarak olarak tanımlanır. Şekil 2.13'te gösterildiği üzere indüklenen yerel alan değeri negatif olmadığı durumlarda nöron çıkışı 1, diğer durumlarda 0'dır.



Şekil 2.13 Eşik tipi aktivasyon modeli

Parçalı (Piecewise) - doğrusal aktivasyon fonksiyonunda şekil 2.14'te sunulduğu üzere doğrusal çalışma bölgesi içinde kalan güçlendirme faktörü birim değer alır. Böylece doğrusal olmayan güçlendiricilere yaklaştırım durumu oluşur. Doğrusal çalışma alanının doyuma girmeden sürdürülebilmesi halinde AF doğrusal birleştiricilik durumuna genişler. Ancak doğrusal bölgenin güçlendirme faktörü sonsuz oranda büyütülürse, eşik fonksiyonuna indirgenir. Parçalı doğrusal AF eşitlik (2.32)'de tanımlanmıştır.

$$A(T) = \begin{cases} 1 \; ; \; T \geq \frac{1}{2} \\ T \; ; \; \frac{1}{2} > T > -\frac{1}{2} \\ 0 \; ; \; T \leq -\frac{1}{2} \end{cases} \tag{2.32}$$

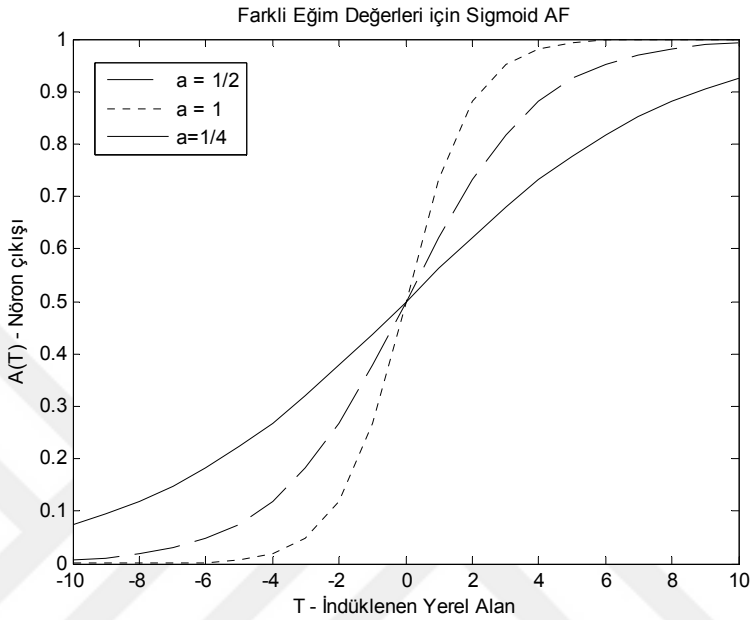


Şekil 2.14 Parçalı - doğrusal aktivasyon fonksiyonu modeli

Sigmoid aktivasyon fonksiyonu şekil 2.15'te verilen s-şekilli yapısıyla YSA'da en sık kullanılan AF biçimidir. Doğrusal ve doğrusal olmayan davranışlar arasında ince bir denge oluşturur. Diğer AF'lerden en büyük farkı her noktada türev alınabilir yapıda olmasıdır. Böylece sinir ağı içerisinde yer alan sinaptik ağırlıkları güncelleyen farklı öğrenme algoritmalarının kullanılması mümkün olacaktır. Sigmoid AF için örnek bir logistik fonksiyonu eşitlik (2.33)'de verilmiştir.

$$A(T) = \frac{1}{1 + \exp(-aT)} \tag{2.33}$$

Burada a positif eğim parametresini göstermektedir.



Şekil 2.15 Sigmoid aktivasyon fonksiyonu modeli

AF'lerin bazı durumlarda [0, 1] aralığı yerine [-1, 1] aralığında olması tercih edilir. AF'nin indüklenen yerel alana göre tek (odd) fonksiyon olduğu durumlarda orijine göre simetriklik ortaya çıkar. Eşitlik (2.34)'de gösterildiği üzere bu signum tipi AF'yi oluşturur.

$$A(T) = \begin{cases} 1\,;\ T > 0 \\ 0\,;\ T = 0 \\ -1;\ T < 0 \end{cases} \tag{2.34}$$

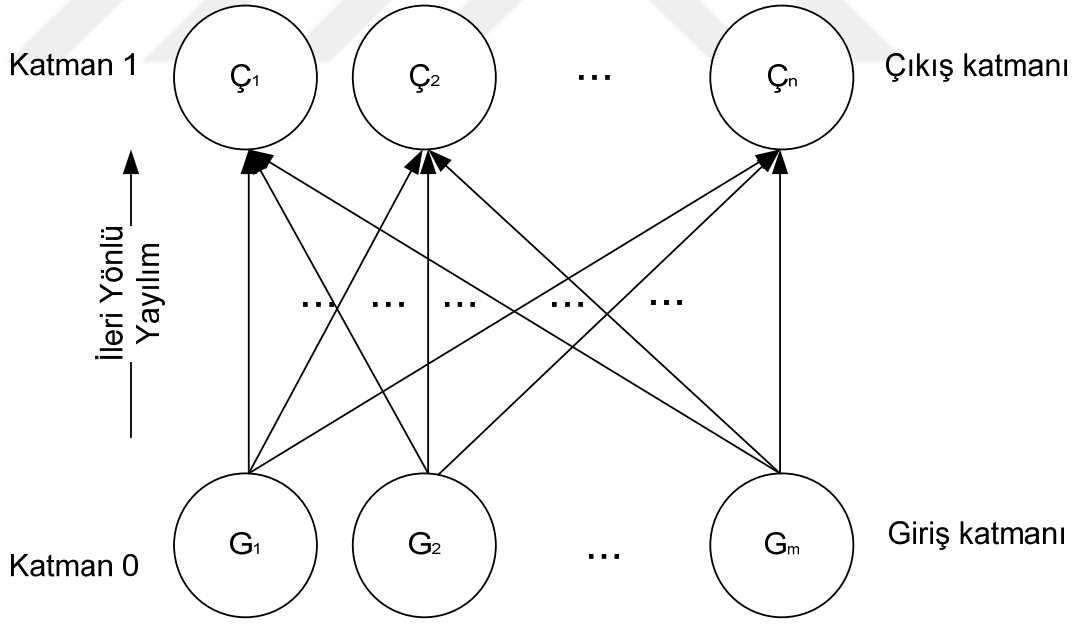
Sigmoid AF'nin eşitlik (2.35)'de verilen hali de hiperbolik tanjant fonksiyonu olarak tanımlanır.

$$A(T) = \tanh(T/2) = \frac{1 - \exp(-aT)}{1 + \exp(-aT)} \tag{2.35}$$

2.2.3 Sinir Ağı Mimarileri

Sinir ağı mimarileri veri setinin eğitilmesi amacıyla kullanılan eğitim algoritmalarına bağlı olarak farklılık gösterir. Sinir ağı mimarileri eğitim algoritmaları ve kurallarıyla birlikte bir yapıyı oluşturur. Temel olarak üç farklı yapıda sinir ağı mimarisi bulunmaktadır.

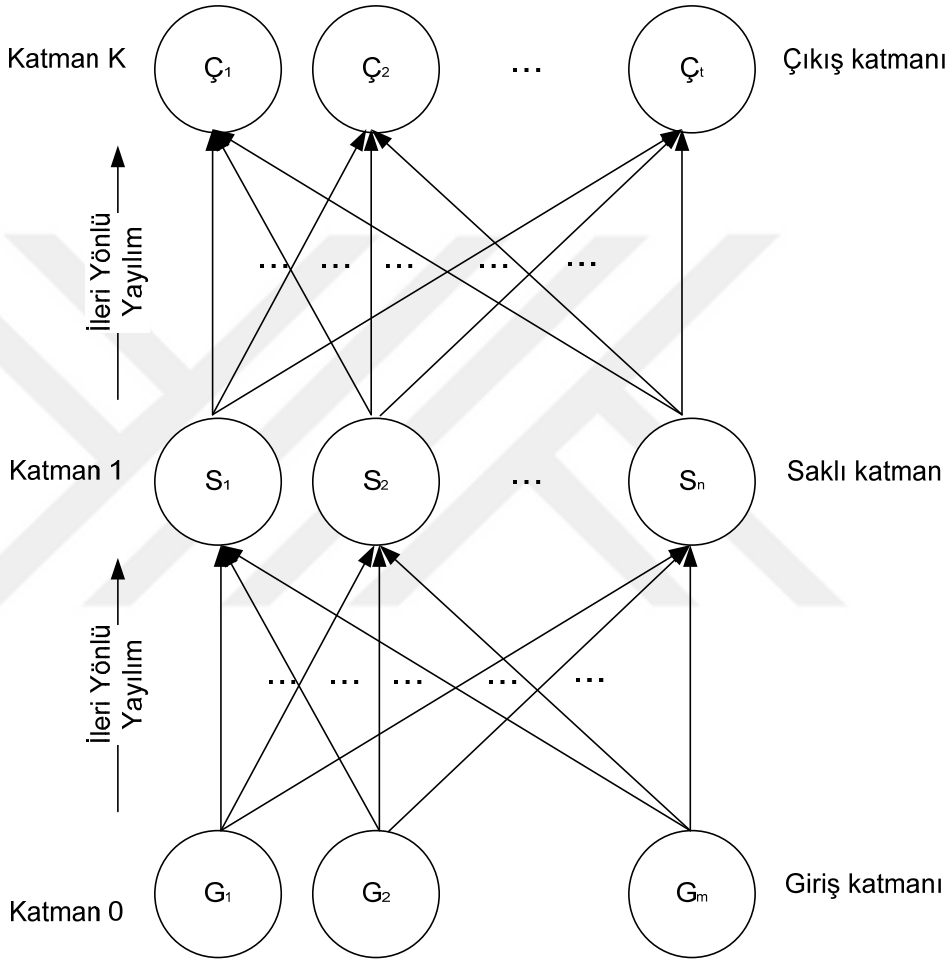
Tek-katmanlı ileri beslemeli ağlar, sadece giriş ve çıkış katmanlarından oluşmaktadır. Tek katmanlı sayılmalarının sebebi sadece çıkış katmanında nöron içermeleridir. Giriş katmanı sadece girdi değerlerinin kaydedilmesi amacıyla kullanılır. Herhangi bir hesaplama işlemi yapılmaz. Tüm hesaplamalar çıkış katmanı üzerindeki nöronlarda yapılır. Ağırlık katsayılarını taşıyan bağlantılar giriş katmanından çıkış katmanı yönünde kurulur. Aynı katman içinde ya da geri yönlü bağlantı bulunmaz. Şekil 2.16'da giriş katmanında m, çıkış katmanında n adet nöron bulunan ağ mimarisi verilen tek-katmanlı ileri beslemeli yapılar, tek katmanlı perseptron olarak da anılır.



Şekil 2.16 Tek katmanlı ileri beslemeli sinir ağı mimarisi

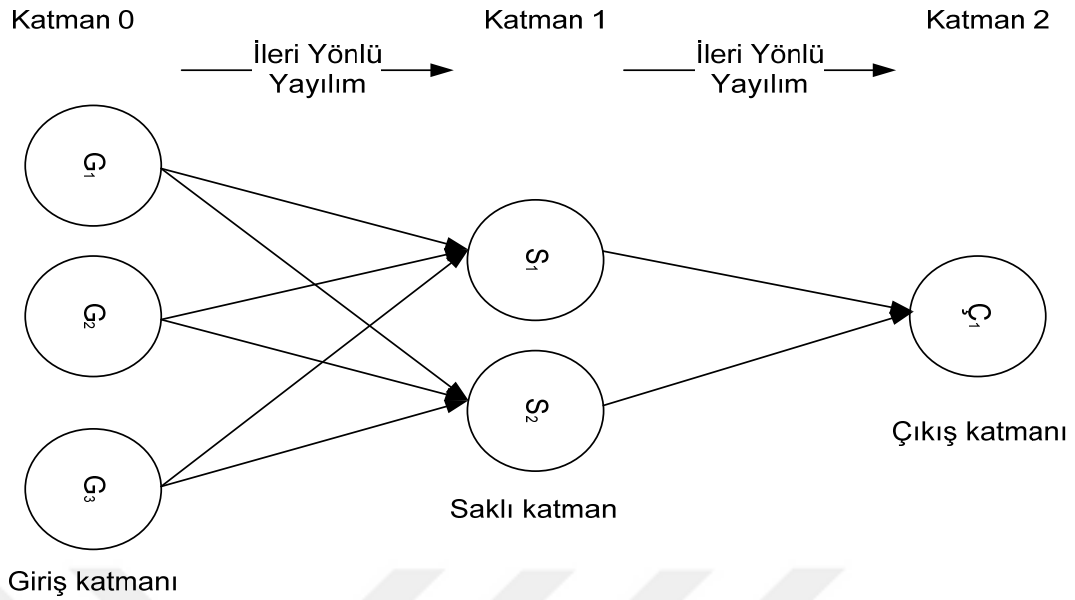
Çok-katmanlı ileri beslemeli ağlarda ise giriş ve çıkış katmanlarının arasında bir ya da birden çok saklı katman bulunmaktadır. Şekil 2.17'de bir örneği sunulan bu sinir ağı

mimarisinde K-1 adet saklı katman bulunmaktadır. Ağırlık katsayılarını taşıyan bağlantılar sadece düşük indisli katmandan yüksek indisliye doğru yapılabilir. Geri yönlü ya da aynı katman içinde bağlantının mümkün olmadığı bu bağlantı yapısı "standart bağlantı tipi" olarak adlandırılmaktadır. Tüm nöronlar arasında bağlantı olma zorunluluğu bulunmamaktadır.



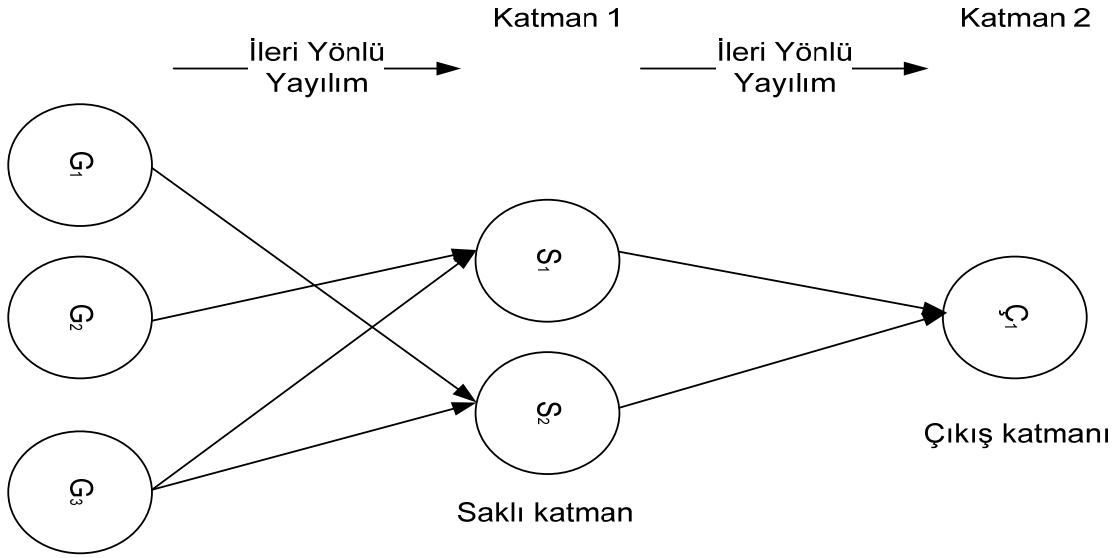
Şekil 2.17 Çok katmanlı ileri beslemeli sinir ağı mimarisi

Sinir ağı içerisindeki belirli bir katmandaki tüm nöronların ileri yönlü komşu katmanlardaki tüm nöronlar ile bağlantısı bulunması durumunda şekil 2.18'de gösterilen bu mimariye "tümüyle bağlı" sinir ağı mimarisi adı verilir.



Şekil 2.18 Tümüyle bağlı çok katmanlı ileri beslemeli sinir ağı mimarisi

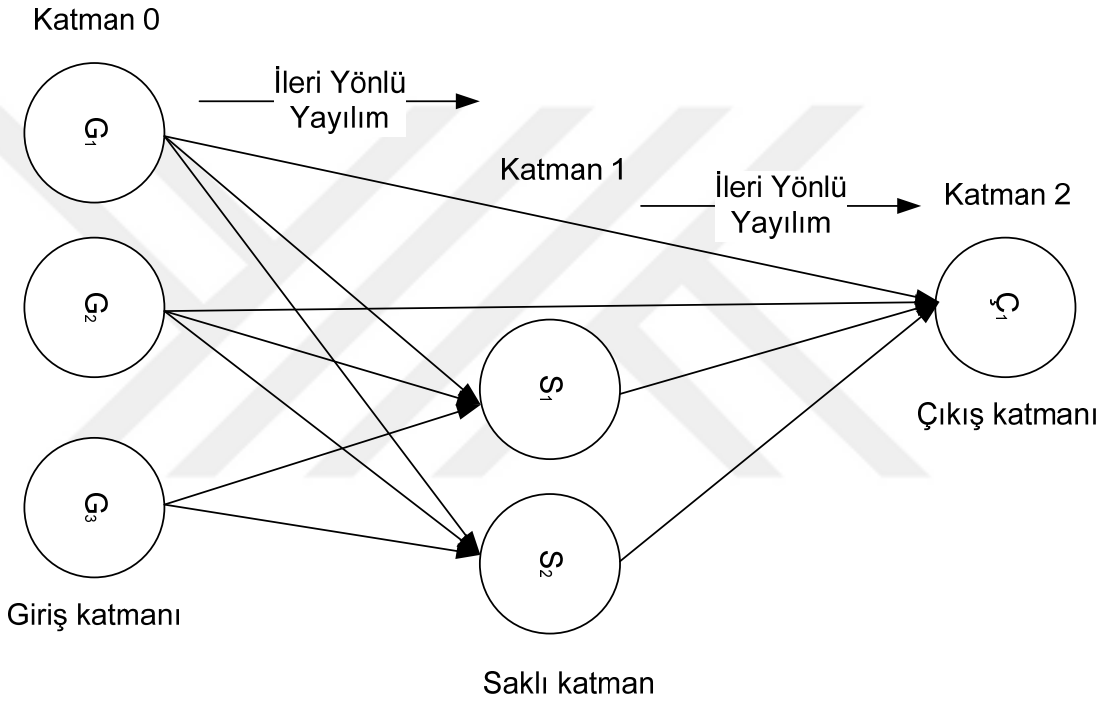
Bu farklı katmanlardaki nöronlar arasındaki sinaptik bağlantılardan bazılarının olmaması durumunda sinir ağı mimarisi şekil 2.19'da gösterilen "kısmi bağlantılı" yapıya dönüşür.



Şekil 2.19 Kısmi bağlı çok katmanlı ileri beslemeli sinir ağı mimarisi

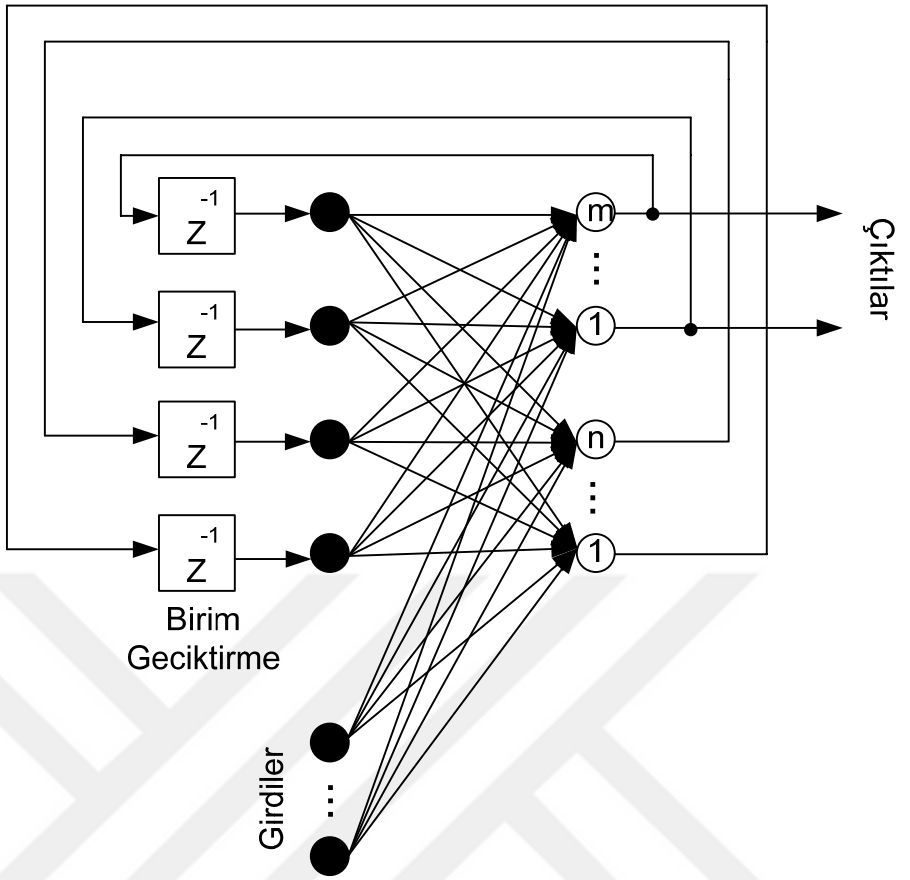
Bu mimaride saklı katmandaki her bir nöron en yakın komşuluğundan bir yerel kaynak düğüm setine bağlıdır. Bu özel yapı tasniflenmiş aktivasyon örüntüsünün karakteristiği hakkında önsel (prior) bilgi taşıyan bağlı ağ mimarisine dönüşmüştür.

Standart bağlantı yapısı dışında kalan atlamalı (jumping) ağırlık katsayıları içeren mimarilerde, şekil 2.20'de verildiği üzere sadece bir üst katmanla değil, daha üst indisteki katmanların nöronlarıyla da bağlantı kurulabilir.



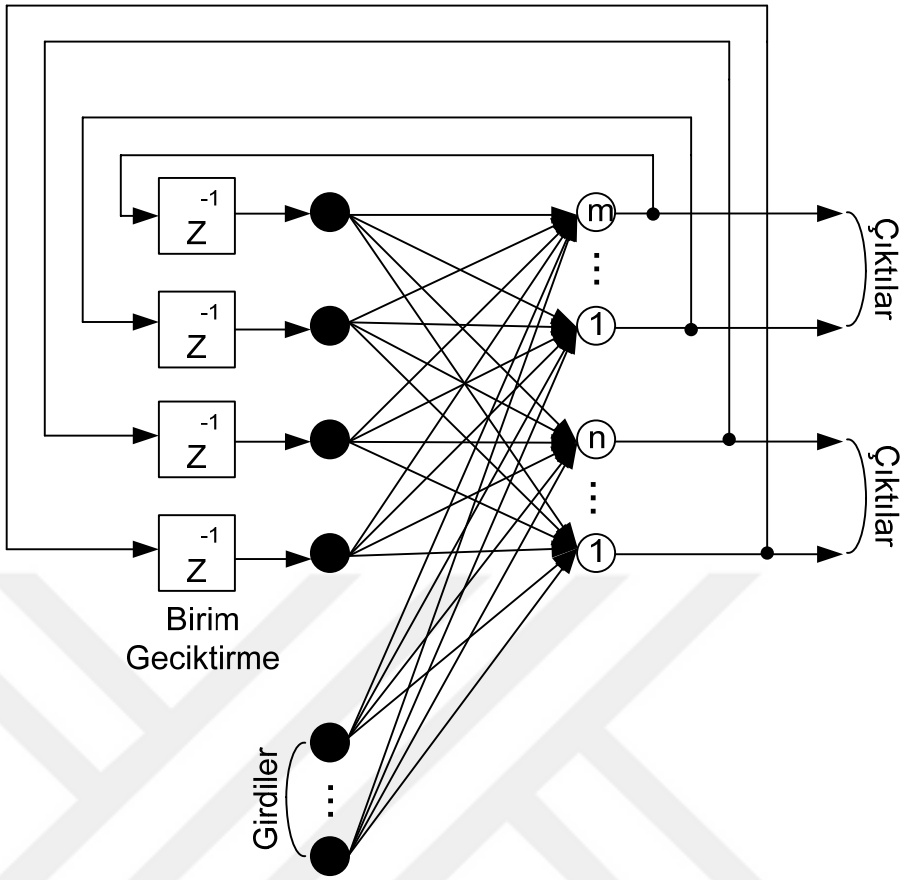
Şekil 2.10 Atlamalı bağlantılı çok katmanlı ileri beslemeli sinir ağı mimarisi

Bu mimarinin standart mimariye oranla üstünlüğü, daha fazla tipte bağlantıyı içerisinde barındırmasıdır. Yapı içerisindeki katman kavramının ortadan kaldırılarak düğümler arasında farklı bağlantıların yapılmasıyla tekrarlı (recurrent) ağ mimarileri oluşmuştur. Şekil 2.21'de verilen bu mimaride, girdi örüntülerinin uygulandığı giriş nöronları, çıktıların aldığı çıkış nöronları ve bunların dışında kalan saklı nöronlar vardır. Saklı ve çıkış nöronlarının çıktıları birim geciktirmeye tabi tutularak uygun ağırlık katsayıları ile aynı nöronlara girdi olarak uygulanmıştır.



Şekil 2.11 Tekrarlı sinir ağı mimarisi (Haykin 1999)

Tekrarlı sinir ağı mimarilerini şekil 2.22'de gösterildiği üzere saklı nöronlar olmadan da kurmak mümkündür. Tekrarlı sinir ağı mimarileri sadece ileri yönlü değil aynı zamanda geri yönlü bağlantılara da imkân tanımaktadır. Böylece kendinden geçici özellikteki problemlerin, klasik ileri beslemeli yapılara kıyasla daha verimli şekilde çözülmesine olanak sağlanmıştır.

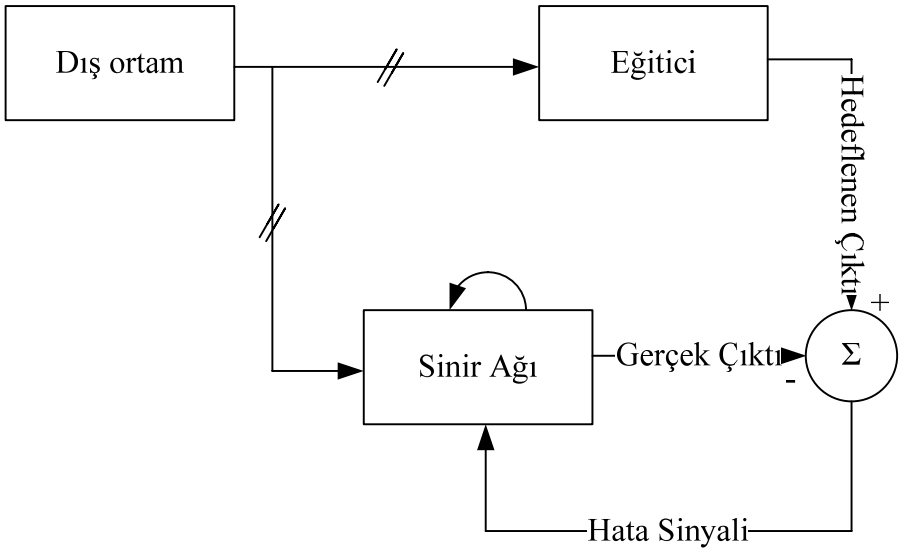


Şekil 2.12 m+n çıktı nöronuna sahip tekrarlı sinir ağı mimarisi (Haykin 1999)

2.2.4 Öğrenme algoritmaları

Sinir ağı mimarilerinde kullanılan temel öğrenme stratejileri, eğiticili (supervised) öğrenme, eğiticisiz (unsupervised) öğrenme ve melez öğrenme olarak detaylandırılabilir.

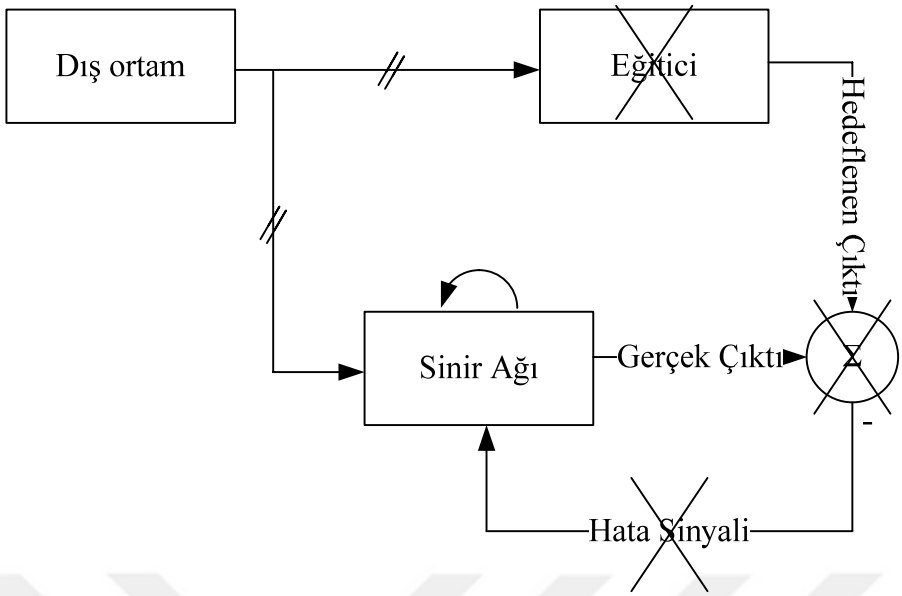
Eğiticili öğrenme uygulamalarında çevre bilgisini tanımlayan daha önceden toplanmış girdi-çıktı çiftleri öğretici olarak kullanılmaktadır. Bu önceden tanımlanmış bilgi yardımıyla verilen eğitim setine karşılık gelen sinir ağı ve hedef çıktısı belirlenebilmektedir. Hedef çıktı sinir ağı tarafından gösterilebilecek en uygun tepkiyi simgelemektedir. Gerçek eğitim setinin, sinir ağı çıktısından çıkarılmasıyla hata sinyali elde edilir. Bu hata sinyalinin geri yayılımı sonucu ağ parametreleri güncellenmektedir. Şekil 2.23'te gösterildiği üzere güncelleme işlemi istenen hata oranı elde edilene kadar tekrarlanmaktadır.



Şekil 2.13 Eğiticili öğretim akış diyagramı (Haykin 1999)

Eğiticisiz öğrenme prosedüründe dışarıdan bir eğiticiye ya da hata sinyalinin üretilmesine şekil 2.24'te gösterildiği üzere gerek yoktur. Eğiticinin bulunmadığı bu yapıda hedeflenen çıktılardan da bahsedemeyiz. Bunun yerine sinir ağının öğrenme gereksinimini tanımlayacak bir öngörü ile ölçüt oluşturulur. Sinir ağı, girdi verilerinin istatistiki düzeni içerisinde ayarlanır ve ağ içerisindeki bağımsız parametreler bu ölçütün başarımına göre en uygun şekilde güncellenir.

Bu eğitim stratejisi rekabetçi bir öğrenme kuralına dayanır. Sinir ağının rekabetçi katmanındaki nöronlar birbirleriyle yarışarak, belirli bir öğrenme kuralı çerçevesinde girdi özelliklerine en uygun karşılığı verme fırsatını ararlar. Burada "kazanan hepsini alır" stratejisi üzerine kurulu bir ağ yapısı mevcuttur. Buna göre en büyük toplam girdiyi sağlayan nöron aktif hale gelirken diğerleri kapalı durumda kalacaktır.



Şekil 2.14 Eğiticisiz öğretim akış diyagramı (Haykin 1999)

Bir diğer eğiticisiz öğrenme yöntemi olan destekli (reinforcement) öğrenmede, girdi-çıktı çiftleri arasında eşleştirme veri setinin toplandığı çevre ile sürekli etkileşim halinde kalınarak yapılır. Burada hedef skalar bir performans indeksini en düşük seviyeye çekmektir.

Melez öğrenme yöntemleri, eğiticili öğrenmenin tek başına yetersiz kaldığı durumlarda eğiticiz öğrenmeyle beraber devreye sokulmasıyla oluşturulmaktadır. Çözülmesi hedeflenen probleme özel olmakla birlikte, eğitim setinin büyütülmesiyle eğitim süresinin eksponansiyel arttığı durumlarda eğiticisiz öğrenme prosedürlerinin de kullanılması gerekmektedir.

Bu amaçla öncelikle eğitim seti çok daha küçük parçalara ayrılarak grupladırılmaktadır. Bu gruplandırma eğiticisiz sinir ağı mimarisi ve öğrenme algoritması kullanılarak yapılır. Kümelenmiş bu küçük veri grupları eğiticili öğretim algoritması kullanılarak parça parça eğitilir. Böylece eğitim süresinin kayda değer oranda düşürülmesi sağlanmış olur.

2.2.5 Sinir ağlarında tecrübe (önceden kazanılmış bilgi) kavramı

Tecrübe, biriktirilmiş bilgi ya da insanlar/makineler tarafından çıkarım, tahmin ve dış dünyadan gelen etkilere yaklaşık cevaplar üretmek için kullanılan modeller olarak tanımlanmaktadır (Fischler ve Firschein 1987).

Sinir ağlarının esas kabiliyeti bulundukları ortamı modellemeleri ve olası değişikliklerden bağımsız olarak devam ettirebilmesidir. Haykin (1999) tarafından tecrübe iki farklı katagoride sınıflandırılmıştır.

- Öncül (priori) bilgi, sinir ağının çalışacağı çevre hakkında toplanması gereken bilgidir. Konuyla ilgili uzmanların bilgi birikimi farklı yöntemlerle sinir ağına aktarılabilir.
- Sensörlerden ölçümler sonucu elde edilen bilgiler de sinir ağına aktarılarak çalışılması planlanan çevre hakkında bilgi toplanabilir. Bu ölçüm verileri sensör gürültüsü ve sistemler arasındaki uyumsuzluklar sebebiyle genelde gürültülü ve eksiktir.

Sinir ağları, sadece içinde bulundukları ortamı tamamiyle modelleyen yapılar oluşturmazlar, aynı zamanda hedeflenen bilgi işleme fonksiyonunu yerine getirirler. Bu işlemin temel bileşeni tecrübe faktörünün sinir ağına yansıtılmış hali olan sinaptik ağırlıklar ve bias gibi serbest ağ parametreleridir.

Anderson ve Rosenfeld (1988) tarafından önceden kazanılmış bilginin sinir ağına aktarılması hususunda dört kural ortaya atılmıştır;

- Benzer sınıflara ait girdiler genelde ağ içerisinde benzer temsilleri ortaya koyarlar ve bu yüzden aynı grupta sınıflandırılmalıdırlar.
- Farklı sınıflar içerisinde gruplanan maddeler, ağ içerisinde tamamen farklı şeyleri temsil etmelidir.
- Ağ içerisinde önem derecesi yüksek bir özellik mevcut ise, onun temsili için daha fazla nöron ayrılmalıdır.

- Sinir ağının kurulumu aşamasında öncül bilgiler ve değişimsizlik (invariance) özellikleri göz önüne alınmalı; böylece bunları yeniden öğrenmek gerekmeyeceği için tasarım kolaylaşacaktır.

Son kural, sinir ağı içerisinde sınırlı ve özelleşmiş bir yapının oluşması gerekliliğini ortaya çıkarmaktadır. Buna bağlı olarak, biyolojik duyarga (görsel ve işitsel) ağlarının oldukça özelleşmiş olması geremektedir. Özelleşmiş ve sınırlı sinir ağı yapıları daha az sayıda parametre içermeleri sebebiyle daha az eğitim veri setine ihtiyaç duyar, daha hızlı öğrenir ve kestirim yapar. Özelleşmiş ağlarda bilginin transferi hızlandırılmıştır. Ayrıca tümüyle bağlı mimarilere göre daha küçük olmaları sebebiyle daha az maliyetle oluşturulabilirler (Haykin 1999).

2.2.6 Çok katmanlı sinir ağları ve geri yayılım algoritması

Çok katmanlı algılayıcılar (perseptronlar), giriş ve çıkış katmanları arasında bulundukları çevreden tamamen izole halde bir veya birden çok saklı katmanı içerirler. Bu hesaplama katmanlarının etkinliği geri yayılımlı öğrenme algoritmasının bulunmasıyla birlikte artmıştır. Bölüm 2.2.3'te değinildiği üzere, bu mimaride katmanlar arasında sadece ileri yönlü bir bağlantı yapısı mevcuttur. Geri yönlü ya da aynı katman içindeki nöronlar arasında bağlantı mümkün değildir.

Şekil 2.17'de verilen ileri beslemeli standart bağlantılı sinir ağı mimarisi göz önüne alınırsa, yapının girişine uygulanan girdiler $\boldsymbol{g}(p)$, bu giriş nöronundan saklı katmandaki j düğümüne net girdi $net_j^1(p)$ ve saklı katmandaki bu düğümün çıkışı $y_j^1(p)$ olarak tanımlanmıştır. Bu düğümün $\boldsymbol{g}(p)$ girdisi sebebiyle, çıkış katmanındaki i nöronuna net girdisi $net_i^2(p)$, bu çıkış katmanı nöronunun çıktısı da $y_i^2(p)$'dir. Sinir ağı mimarisi içinde giriş katmanındaki k düğümünden saklı katmandaki j düğümüne bağlanan ağılıklandırma katsayısı w_{jk}^1, saklı katmanındaki j düğümünden çıkış katmandaki i düğümüne bağlanan ağılıklandırma katsayısı w_{ij}^2'dir.

Çok katmanlı ileri beslemeli sinir ağı yapısının eğitimi için kullanılacak giriş-çıkış veri seti $\boldsymbol{g}(1)$, $\boldsymbol{h}(1)$, $\boldsymbol{g}(2)$, $\boldsymbol{h}(2)$, ...,$\boldsymbol{g}(p)$, $\boldsymbol{h}(p)$, ..., $\boldsymbol{g}(pT)$, $\boldsymbol{h}(pT)$ olsun. Burada $\boldsymbol{g}(1)$ girdisi

$\boldsymbol{h}(1)$'e, $\boldsymbol{g}(2)$ $\boldsymbol{h}(2)$'ye, $\boldsymbol{g}(p)$ $\boldsymbol{h}(p)$'ye, $\boldsymbol{g}(pT)$ de $\boldsymbol{h}(pT)$'ye eşleştirilecektir. Giriş örüntü vektörü $\boldsymbol{x}(p)$'ye karşılık gelen hedef çıktı vektörü $\boldsymbol{h}(p)$'nin elde edilebilmesi amacıyla bir hata fonksiyonu tanımlanmıştır.

$$H^{p}(\boldsymbol{w}) = \frac{1}{2}\sum_{i=1}^{I}[h_i^2(p) - y_i^2(p)]^2 \tag{2.36}$$

Burada amaç, ağırlıklandırma katsayılarını barındıran $\boldsymbol{w}$ vektörünü değiştirerek, H fonksiyonunu en düşük hale getirmek ve hedef çıktının, asıl çıktıya yaklaşmasını sağlamaktır. Eşitlik (2.36)'da verilen fonksiyonun türevinin alınabilir olduğu farz edilirse, bunu en düşük hale getirmek için gradyent iniş algoritması uygulanabilir. Bu algoritmada ağırlık vektörü $\boldsymbol{w}$, negatif gradyente bağlı olarak değiştirilir.

$$\Delta \mathbf{w} = -\eta \nabla H^{p}(\mathbf{w}) \tag{2.37}$$

Geri yayılımlı öğrenim algoritması, eşitlik (2.36)'da verilen hata fonksiyonuna gradyent iniş yönteminin uygulanmasıdır. Çıkış katmanındaki bir düğüme yakınsayan ağırlıklandırma katsayısı, w, için $\partial H^{p}(\boldsymbol{w})/\ \partial w$'nin hesaplanması gerekmektedir. Herhangi bir w_{ij}^2 katsayısı için eşitlik (2.36) kullanılarak;

$$\frac{\partial H^{p}(\boldsymbol{w})}{\partial w_{ij}^2} = \frac{1}{2}\sum_{l=1}^{I}\frac{\partial}{\partial w_{ij}^2}[h_l^2(p) - y_l^2(p)]^2 \tag{2.38}$$

Eşitlik (2.38)'de l=i dışında kalan tüm terimler sıfırdır. $[h_l^2(p)- y_l^2(p)]^2$ değeri l≠i için w_{ij}^2'ye bağımlı değildir. Zincir kuralının $1/2[h_l^2(p) - y_l^2(p)]^2$'nin kısmi türevine w_{ij}^2için uygulanmasıyla;

$$-[h_i^2(p) - y_i^2(p)]^2\left[\frac{\partial y_i^2(p)}{\partial w_{ij}^2}\right] \tag{2.39}$$

elde edilir.

Zincir kuralının bir kere daha uygulanmasıyla, y_i^2'nin w_{ij}^2için kısmi türevi;

$$\frac{\partial y_i^2(p)}{\partial net_i^2(p)} \frac{\partial net_i^2(p)}{\partial w_{ij}^2} \tag{2.40}$$

olarak elde edilir.

$\partial y_i^2(p)/\partial net_i^2(p)$ aynı zamanda $A'(net_i^2(p))$ olarak, i düğümünün aktivasyon fonksiyonu A(.)'nın, $net_i^2(p)$ için türevi şeklinde de yazılabilir. $net_i^2(p)$'yi aşağıdaki şekilde yazmak mümkündür.

$$net_i^2(p) = \sum_{m=0}^{J} w_{im}^2 y_m^1(p) \tag{2.41}$$

Eşitlik (2.41)'de verilen toplamda, w_{ij}^2'ye bağlı tek terim m=j terimidir. $\partial net_i^2(p)/\partial w^2_{ij}=y_i^2(p)$ çıkarımıyla birlikte, elde edilen çıkarımlar, eşitlik (2.38)'e uygulanırsa;

$$\frac{\partial H^p(\boldsymbol{w})}{\partial w_{ij}^2} = -\left[h_i^2(p) - y_i^2(p)\right] A'(net_i^2(p)) y_j^1(p) \tag{2.42}$$

elde edilir.

Eşitlik (2.42) w_{ij}^2 katsayısı için çıkış düğümüne yakınsayan bir ağırlık katsayısının değişimini aşağıdaki kurala bağlar.

$$\Delta w_{ij}^2 = \eta\left[h_i^2(p) - y_i^2(p)\right] A'\left(net_i^2(p)\right) y_j^1(p) = \eta\delta_i^2(p) y_j^1(p) \tag{2.43}$$

Eşitlik (2.43)'de $\delta_i^2(p)$, i. çıkış düğümüne ait hata terimini göstermektedir. Çok katmanlı perseptronlarda, çıkış katmanına yakınsayan ağırlık katsayılarının değişimi düğümün hata terimiyle orantılıdır.

Benzer şekilde giriş katmanından saklı katmanlara yayılan hata terimi de elde edilebilir. w_{jk}^{1}, giriş katmanındaki k nöronundan, saklı katmandaki j nöronuna olan ağırlıklandırma katsayısını simgelemektedir. Hata fonksiyonunun ağırlıklandırma katsayısına göre kısmi türevi aşağıda verilmiştir.

$$\frac{\partial H^{p}(\boldsymbol{w})}{\partial w_{jk}^{1}} = \frac{1}{2}\sum_{l=1}^{I}\frac{\partial}{\partial w_{jk}^{1}}[h_l^2(p) - y_l^2(p)]^2 \tag{2.44}$$

Zincir kuralının $1/2[h_l^2(p) - y_l^2(p)]^2$'nin kısmi türevine w_{jk}^{1}için uygulanmasıyla;

$$-[h_l^2(p) - y_l^2(p)]^2\left[\frac{\partial y_l^2(p)}{\partial w_{jk}^{1}}\right] \tag{2.45}$$

elde edilir.

Zincir kuralının bir kere daha uygulanmasıyla, y_l^2'nin w_{jk}^{1}için kısmi türevi;

$$\frac{\partial y_l^2(p)}{\partial net_l^2(p)}\frac{\partial net_l^2(p)}{\partial w_{jk}^{1}} \tag{2.46}$$

olarak elde edilir.

$\partial y_l^2(p)/\partial net_l^2(p)$ aynı zamanda $A'(net_l^2(p))$ olarak, i düğümünün aktivasyon fonksiyonu A(.)'nın, $net_l^2(p)$ için türevi şeklinde de yazılabilir. Buradan hata terimi;

$$\delta_l^2(p) = [h_l^2(p) - y_l^2(p)]A'\left(net_l^2(p)\right) \tag{2.47}$$

$$\frac{\partial H^{p}(\boldsymbol{w})}{\partial w_{jk}^{1}} = -\sum_{l=1}^{I}\delta_l^2(p)\frac{\partial net_l^2(p)}{\partial w_{jk}^{1}} \tag{2.48}$$

Sonuç olarak;

$$\frac{\partial \mathrm{net}_{\mathrm{l}}^{2}(\mathrm{p})}{\partial \mathrm{w}_{\mathrm{jk}}^{1}} = \mathrm{w}_{\mathrm{lj}}^{2} \frac{\partial \mathrm{y}_{\mathrm{j}}^{1}(\mathrm{p})}{\partial \mathrm{w}_{\mathrm{jk}}^{1}} \tag{2.49}$$

elde edilir.

Zincir kuralının bir kere daha uygulanıp, y_j^2'nin w_{jk}^1için kısmi türevinin alınmasıyla;

$$\frac{\partial \mathrm{y}_{\mathrm{j}}^{1}(\mathrm{p})}{\partial \mathrm{net}_{\mathrm{j}}^{1}(\mathrm{p})} \frac{\partial \mathrm{net}_{\mathrm{j}}^{1}(\mathrm{p})}{\partial \mathrm{w}_{\mathrm{jk}}^{1}} \tag{2.50}$$

bulunur.

$\partial y_j^1(p)/\partial net_j^1(p)$ aynı zamanda A'($net_j^2(p)$) olarak, j düğümünün aktivasyon fonksiyonu A(.)'nın, $net_j^1(p)$ için türevi şeklinde yazılabilir.

$$net_j^1(p) = \sum_{\mathrm{m}=0}^{\mathrm{K}} \mathrm{w}_{\mathrm{jm}}^{1} \mathrm{g}_{\mathrm{m}}(\mathrm{p}) \tag{2.51}$$

Yukarıda verilen toplamda, w_{jk}^1'ya bağlı tek terim m = k'dır. Böylece aşağıdaki ifade bulunur.

$$\frac{\partial \mathrm{net}_{\mathrm{j}}^{1}(\mathrm{p})}{\partial \mathrm{w}_{\mathrm{jk}}^{1}} = \mathrm{g}_{\mathrm{k}}(\mathrm{p}) \tag{2.52}$$

Eşitlikler (2.49 - 2.53)'de elde edilenlerin, eşitlik 2.49'a konmasıyla aşağıdaki ifade elde edilir.

$$\frac{\partial H^{p}(\boldsymbol{w})}{\partial w_{jk}^{1}} = -\left[\mathrm{A}'\left(\mathrm{net}_{\mathrm{l}}^{2}(\mathrm{p})\right) \sum_{\mathrm{l}=1}^{\mathrm{I}} \delta_{\mathrm{l}}^{2}(\mathrm{p}) w_{lj}^{1}\right] \mathrm{g}_{\mathrm{j}}(\mathrm{p}) \tag{2.53}$$

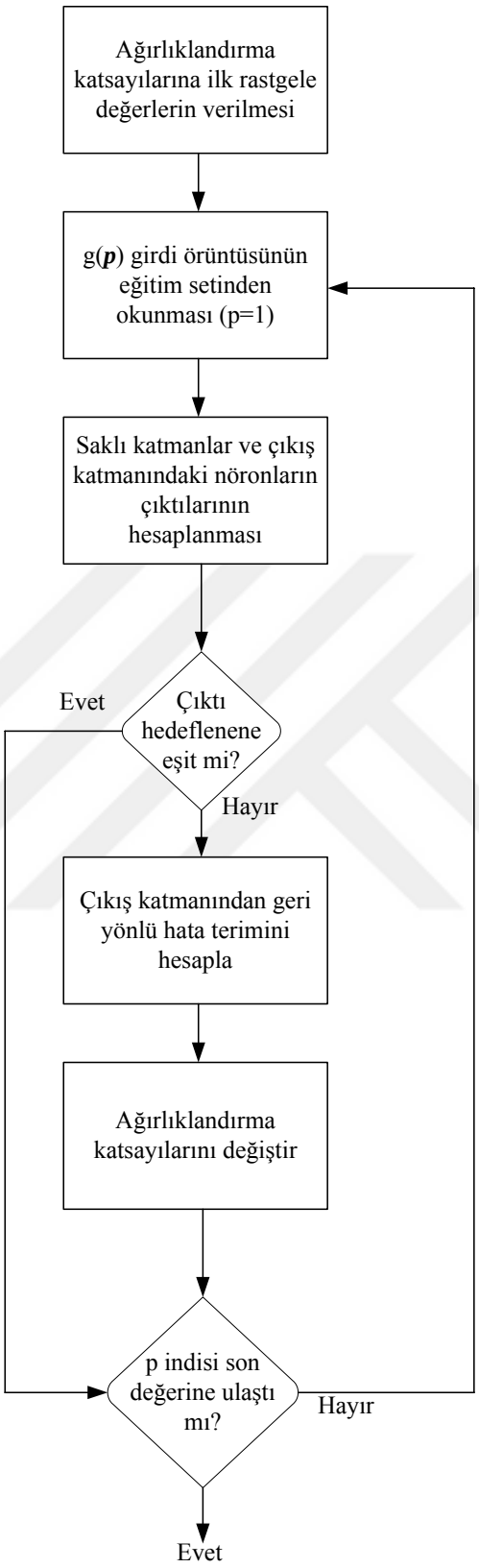
Eşitlik (2.53)'te köşeli parantez içerisinde gösterilen ifade, saklı katmandaki j nöronunun hata terimidir. Bu terimin hesaplanmasında çıkış katmanındaki nöronlara ait hata terimleri de dikkate alınır. Çok katmanlı sinir ağları için temel sorunlardan biri saklı katmandaki nöronlara hata teriminin aksettirilememesidir. Geri yayılımlı öğrenme algoritmasında kullanılan gradyent iniş yöntemiyle bu aşılarak, ağırlık katsayılarının adımları aşağıdaki ifade ile elde edilir.

$$\Delta w_{jk}^{2} = \eta \delta_{\mathrm{j}}^{2}(\mathrm{p}) \mathrm{g}_{\mathrm{k}}^{1}(\mathrm{p}) \tag{2.54}$$

Buradan saklı katmana yakınsayan ağırlıkların değişiminin, ağırlık katsayısıın yakınsadığı nöronun hata terimi ve ağırlık katsayısının yayıldığı nöronun çıkışı ile orantılı olduğu anlaşılmaktadır.

Saklı katmandaki ya da çıkış katmanındaki nöronların ağırlık katsayılarının değişiminde çok katmanlı sinir ağı mimarisinde kullanılan AF'nin seçimi büyük önem taşımaktadır. AF'nin türevi yukarıda verilen ağırlık adımlarının hesaplanması sırasında kullanılmaktadır. Türev alınabilirlik amacıyla çıkış katmanında doğrusal AF'ler kullanılabilirken, saklı katmanda doğrusal olmayan AF'ler kullanılmaktadır. Saklı katmanda doğrusal AF'lerin kullanılması durumunda çok katmanlı ağ, tek katmanlı sisteme dönüşmektedir. Bu sebeple saklı katmanda sigmoid veya hiperbolik tanjant tipi AF, çıkış katmanında doğrusal, sigmoid veya hiperbolik tanjant tipi AF'ler kullanılmaktadır. Her iki durumda da kullanılan AF'lerin türevi alınabilir özellikte olması gerekmektedir.

Şekil 2.25'te verilen akış diyagramında, geri yayılımlı öğrenme algoritması adımlar halinde incelenmiştir. Algoritma, ileri yönlü yayılım, geri yönlü hata terimi hesaplama ve ağırlık katsayılarının uyarlanması olmak üzere üç farklı fazdan oluşmaktadır.



Şekil 2.25 Geri yönlü yayılımlı öğrenme algoritması akış diyagramı

Standart geri yayılım algoritması Widrow-Hoff öğrenim kuralını uygulayan gradyent iniş tabanlı bir algoritmadır. Bunun yanı sıra farklı eğitim algoritmaları kullanılarak da geri yayılım algoritmasının uygulanması mümkündür.

Levenberg-Marquardt (LM) eğitim algoritması en büyük komşuluk fikrine dayanan bir en küçük karelerin kestirimi yöntemidir. LM küçük ağların daha kısa yakınsama sürelerinde modellenmesinde başarıyla uygulanabilmektedir. Gauss-Newton ve en dik iniş algoritmalarının üstün tarafları bu algoritmada bir araya getirilmiştir. LM algoritmasına ait hata fonksiyonu aşağıda verilmiştir (Levenberg 1963).

$$E(w) = \sum_{i=1}^{m} e_i^2\,(w) = \|g(w)\|^2 \tag{2.55}$$

$$e_i^2(w) = (y_{di} - y_i)^2 \tag{2.56}$$

Burada g(w) fonksiyonu bireysel hata terimlerini içermektedir. Çıkış katmanındaki i. nöronun çıktısı y_{di}, gerçek değeri ise y_i ile gösterilmektedir. g(w) fonksiyonunun ve onun Jacobian matrisinin, J_g, w noktasında bilinmesi gerekmektedir. Jacobian matrisi bias ve ağırlıklar cinsinden ağ hatalarının birinci türevlerini içermektedir. Hata fonksiyonu en aza indirilirken ağırlık vektörü de hesaplanmaktadır. Ağırlık vektörünün terimleri aşağıda gösterildiği üzere hesaplanmaktadır.

$$w_{k+1} = w_k + \delta w_k \tag{2.57}$$

$$\delta w_k = -(J_g^T g(w_k))(J_g^T J_g + \lambda I)^{-1} \tag{2.58}$$

Burada k, özyineleme sayısını, λ Marquardt parametresini, I birim matrisi, J_g ise $g(w_k)$'nin w_k'ye göre türevini göstermektedir.

Polak-Ribière Eşlenik Gradyenti (PREG) eğitim algoritması YSA içerisinde ağırlık ve bias değerlerini giriş parametrelerinin ve transfer fonksiyonlarının türevlerinin alınabilir olması durumunda hesaplar. Bu algoritmada satır taraması en küçük noktanın bulunması amacıyla kullanılır ve tarama yönü müteakip aramalardaki yeni gradyentlerden belirlenir. Ağırlık vektörünün güncellenmesiyle her özyinelemedeki tarama yönü tespit edilir (Polak ve Ribière 1969).

$$w_{k+1} = w_k + \alpha p_k \tag{2.59}$$

$$p_k = -g_k + \beta_k p_{k-1} \tag{2.60}$$

$$\beta_k = \frac{\Delta g_{k-1}^T g_k}{g_{k-1}^T g_{k-1}} \tag{2.61}$$

$$\Delta g_{k-1}^T = g_k^T - g_{k-1}^T \tag{2.62}$$

Fletcher-Reeves Eşlenik Gradyenti (FREG) eğitim algoritmasında önceki ve mevcut gradyentlerin normalize karelerini kullanarak ağırlık ve biasların güncellemelerini yapmaktadır (Fletcher ve Reeves 1964).

Ölçeklenmiş eşlenik gradyenti (ÖEG) eğitim algoritması her özyinelemede satır taraması yapmayarak daha hızlı yakınsama sağlamaktadır. Satır taraması işlemi her girdi için ağ çıkışının hesaplanmasını gerektirdiği için işlem yükünü arttırmaktadır (Moller 1993).

Esnek yayılım (EY) algoritması kısmi türevlerin genlik değerlerinin etkilerini elimine ederek daha hızlı yakınsama sağlar. Türevin işaretine göre ağırlık güncelleme yönünü belirler. Bu algoritmada türevin genlik değerinin ağırlıkların güncellenmesinde herhangi bir etkisi yoktur (Reidmiller ve Braun 1993).

3. MATERYAL ve YÖNTEM

Öncelikle, istatistikî sinyal işleme yöntemleri kullanılarak (yapay sinir ağları ve bulanık mantık sistemine dayalı uyarlanır ağlar) çoklu frekanslarda ışıma yapması hedeflenen örümcek şekilli mikroşerit antenlere ait saçılma parametrelerinin akıllı modelleme sistemleri ile ayrı ayrı tahmin edilmesi/modellenmesi amaçlanmıştır.

Akabinde bu modelleme sistemleri birleştirilerek aynı antenin hem analiz hem de sentez kısmının istatistikî sinyal işleme yöntemleri ile yapılabilmesi hedeflenmiştir. Bu modelleme esnasınsa BMSDUA sentez amacıyla, YSA analiz işleviyle kullanılmıştır.

Son olarak, YSA tersine modelleme ile bant geçirgen PID filtrelere ait elektriksel parametrelere karşılık gelen fiziksel özelliklerin tespit edilmesi amacıyla kullanılmıştır. Böylece, analitik ya da nümerik herhangi bir çözümü olmayan problemlerin deneme yanılma yöntemi harici akıllı modelleme sistemleriyle de kolayca çözülebileceği gösterilmiştir.

Mikrodalga cihazların/sistemlerin üretilmesi uzun ve pahalı süreçler gerektirmektedir. Bu süreçler kimi zaman aylar süren tasarım, üretim ve test aşamaları içerir. Uzayan ve tekrarlayan süreçler üreticilere artan maliyetler olarak yansır. Örneğin tasarlanması, üretilmesi ve test edilmesi uzun sürecek bir cihaz üzerindeki değişiklikler aynı süreçlerin tekrar edilmesini gerektirmektedir. Oysaki aynı cihazın tekrar tekrar üretilmesinin ve test edilmesinin yerine, daha önceden toplanan verilerle eğitilmiş akıllı modelleme sistemlerini kullanarak, veri setinin alt ve üst sınırları içerisinde yüksek doğruluklu güvenilir modellemeler yapılabilir. Bu modellemeler üreticileri hem tekrarlayan süreçlerin zaman kaybından korur hem de üretim maliyetlerini düşürür.

3.1 Örümcek Şekilli Mikroşerit Antenlerin (ÖŞMA) YSA ile Modellenmesi

Anten uygulamalarında kullanılabilecek yüksek frekanslarda çalışan alt tabaka (substrate) malzemeleri, piyasada bulunabilirlikleri de göz önüne alınarak elektriksel özelliklerine göre sınıflandırılmıştır. Eşitlik (3.1 - 3.6)'da verilen analitik yöntemler

kullanılarak, tek yamalı mikroşerit antenin genişlik ve yükseklik gibi fiziksel özelliklerinin yanı sıra antenin giriş empedansı ve besleme hattının empedans değerleri elde edilmiştir.

$$W = \frac{c}{2f_r}\left(\frac{\epsilon_r + 1}{2}\right)^{-1/2} \tag{3.1}$$

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2}\left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-1/2} \tag{3.2}$$

$$\Delta l = 0{,}412h\left(\frac{\epsilon_{eff} + 0.3}{\epsilon_{eff} - 0{,}258}\right)\left(\frac{W/h + 0{,}264}{W/h - 0{,}8}\right) \tag{3.3}$$

$$L = \frac{c}{2f_r\sqrt{\varepsilon_{eff}}} - 2\Delta l \tag{3.4}$$

$$R_{in} = \frac{45\lambda_o^2}{W^2} \tag{3.5}$$

$$Z_{oT} = \sqrt{R_{in} \times 50} \tag{3.6}$$

Burada;

c: Işık hızını,

f_r: Antenin merkez frekansını,

ε_r: Alt tabaka malzemenin elektriksel geçirgenlik katsayısını,

W: Yama antenin genişliğini,

H: Alt tabaka malzemenin kalınlığını,

ε_{eff}: Alt tabaka malzemenin efektif elektriksel geçirgenlik katsayısını,

Δl: Yama antenin boyundaki belirsizliği,

L: Yama antenin boyunu

λ_o: Merkez frekansta antenin dalga boyunu,

R_{in}: Antenin giriş empedansını,

Z_{oT}: Antenin mikroşerit besleme hattının empedansını göstermektedir.

Analitik denklemler ile belirlenen antene ait fiziksel özellikler, anten, filtre, kuplör vb. pasif yapılar için oldukça başarılı sonuçlar üreten üç boyutlu EM-simülasyon programları Sonnet Suits ve AWR AXIEM'e girilerek gerekli EM analizler yapılmıştır. Elde edilen analiz verileri (saçılma parametreleri ve faz değerleri) akıllı modelleme sistemleri için eğitim ve test setleri olarak kullanılabilecektir.

Aynı zamanda tasarlanan bazı antenlere ait devreler eldeki imkânlar ölçüsünde gerçeklenerek ölçüm sonuçları elde edilmiştir. Bu antenlere ait ölçüm sonuçları simülatör verilerinin yerine akıllı modelleme sistemleri için eğitim ve test setleri olarak kullanılmıştır. Tasarlanan modeller vasıtasıyla antenlere ait saçılma parametreleri ve faz değerleri yüksek doğruluk oranlarıyla tahmin edilmeye çalışılarak, simülatör çıktılarıyla karşılaştırılmıştır. Simülasyon ve üretim aşamalarında RF mikrodalga piyasasından anten üretimi amacıyla sıklıkla kullanılan farklı yükseklik ve elektriksel geçirgenlik değerlerine sahip alt tabaka malzemeleri göz önüne alınmıştır. Bu alt tabaka malzemelerine ait elektriksel özellikler çizelge 3.1'de verilmiştir.

Çizelge 3.1 Anten simülasyonları ve üretimi için kullanılan alt tabaka özellikleri

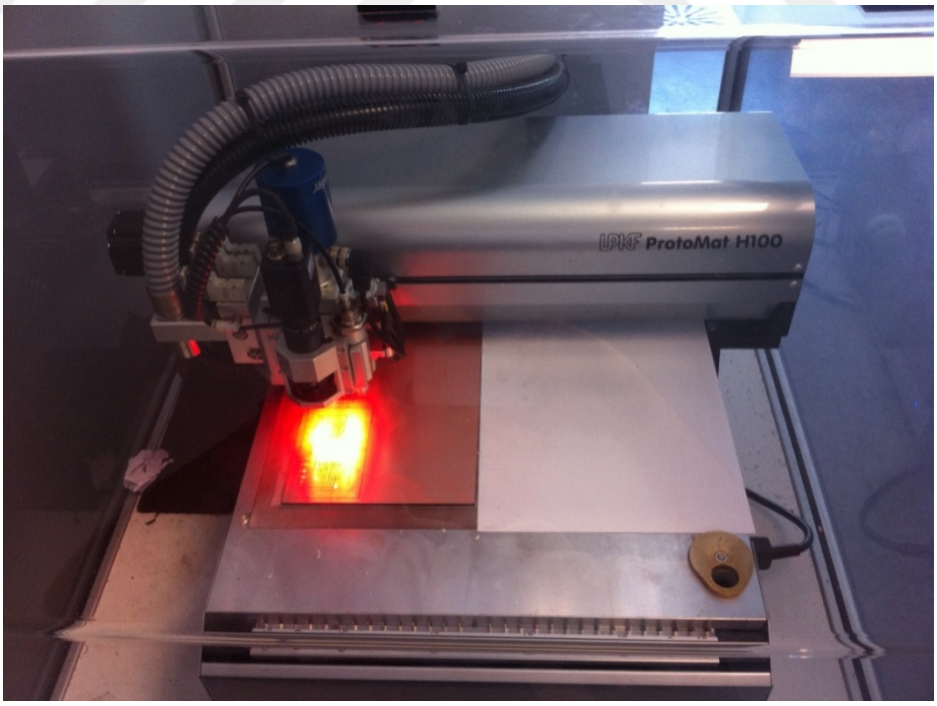
Alt tabaka malzemesi	**EGK**	**Yükseklik (mil)**
ArlonFoamClad	1,18 /1,2 /1,3	39/70/102
Rogers Duroid 5880	2,2	5/10/15/20/31/62/125
Rogers Duroid 6002	2,94	5/10/20/30/60/120
Rogers 3203	3,02	10/20/30/60
Rogers Duroid 6006	6,15	10/25/50/75/100

Çizelge 3.1'de verilen malzeme özellikleri arasından 6 farklı alt tabaka, modelleme aralığının alt - üst sınırları ve devre üretim imkanları göz önüne alınarak seçilmiştir. Yukarıda verilen analitik formüller kullanılarak geometrik özellikleri belirlenen bu tek yamalı antenlere "L" ve "ters L (Γ)" şeklinde kütükler (stubs) ilave edilerek birden fazla frekansta ışıma yapan ÖŞMA'lar elde edilmiştir. Tasarlanan bu antenler EM-simülatörlere aktarılarak EM saçılma analizleri yapılmıştır. Seçilen alt tabaka malzeme özellikleri çizelge 3.2'de sunulmuştur.

Çizelge 3.2 EM-simülatör analizlerinde kullanılan alt tabaka malzemelerinin özellikleri

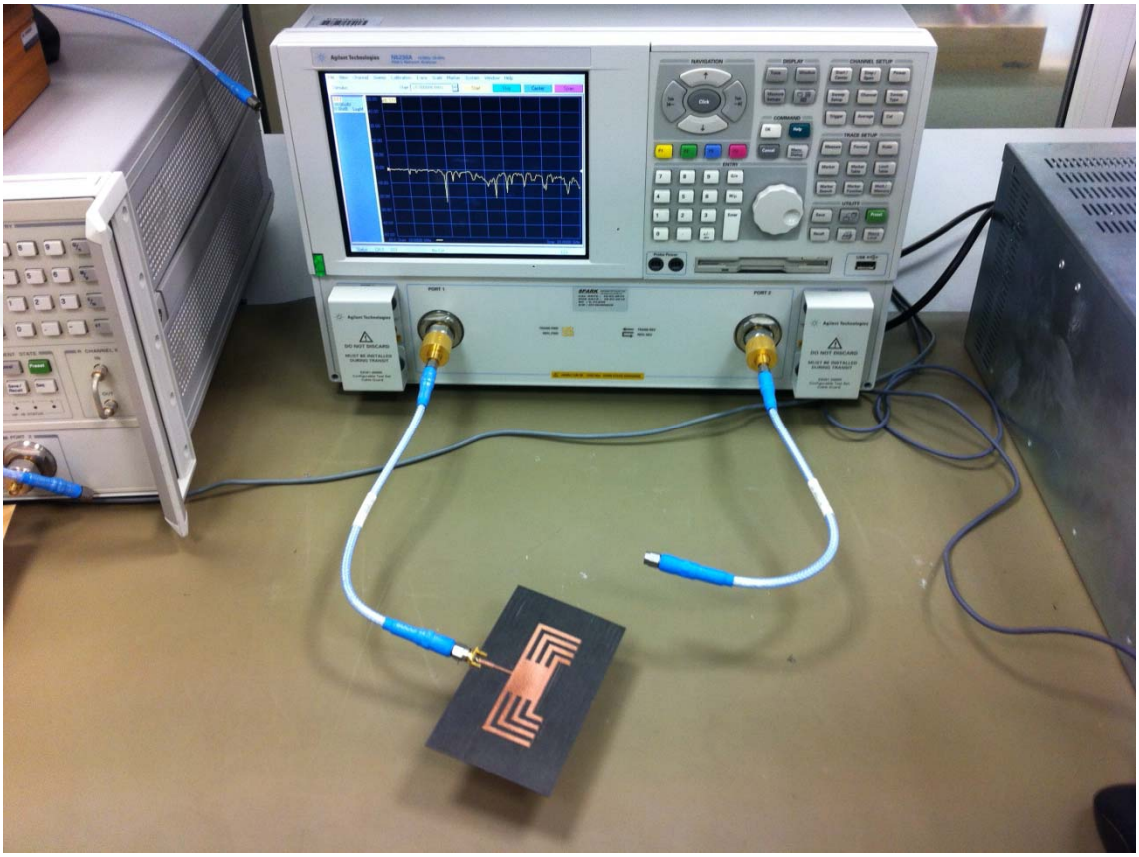
Alt tabaka malzemesi	EGK	Yükseklik (mil)
ArlonFoam Clad	1,2	70
Rogers Duroid 5880	2,2	31
Rogers Duroid 5880	2,2	125
Rogers Duroid 6002	2,94	60
Rogers 3203	3,02	20
Rogers Duroid 6006	6,15	75

Analizler öncelikle Sonnet Software Inc. firmasından temin edilen Sonnet Suits yazılımının 13.56 versiyonu ile yapılmıştır. Akabinde National Instruments grubu bünyesindeki AWR firmasından AXIEM modülü akademik çalışmalarda kullanılmak üzere öğrenci lisansıyla temin edilmiştir. EM simülatörler ile analiz edilen anten geometrilerinden, Rogers Duroid 5880 (EGK = 2,2 ve yükseliği 31 mil/125 mil) alt tabaka malzemeleri için anten devreleri şekil 3.1'de görülen LPKF ProtoMat H100 devre baskı makinesi kullanılarak gerçeklenmiştir.



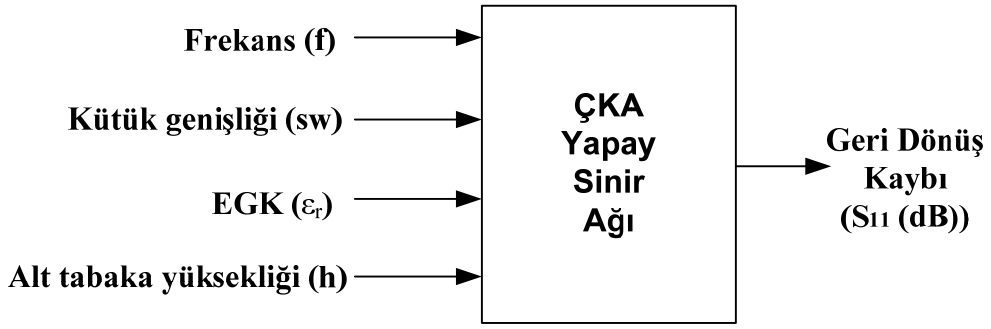
Şekil 3.1 ÖŞMA'ların LPKF ProtoMat H100 devre baskı makinesi gerçeklenmesi

Şekil 3.2'de gösterilen ölçüm düzeneğinde Agilent N5230A PNA-L Network Analizör (10MHz - 20 GHz) yardımıyla ölçümler tamamlanmıştır. Ölçüm ve simülatör sonuçları dahil edilerek oluşturulan veri setleri akıllı modelleme sistemlerinin eğitilmesinde ve test edilmesinde kullanılmıştır.

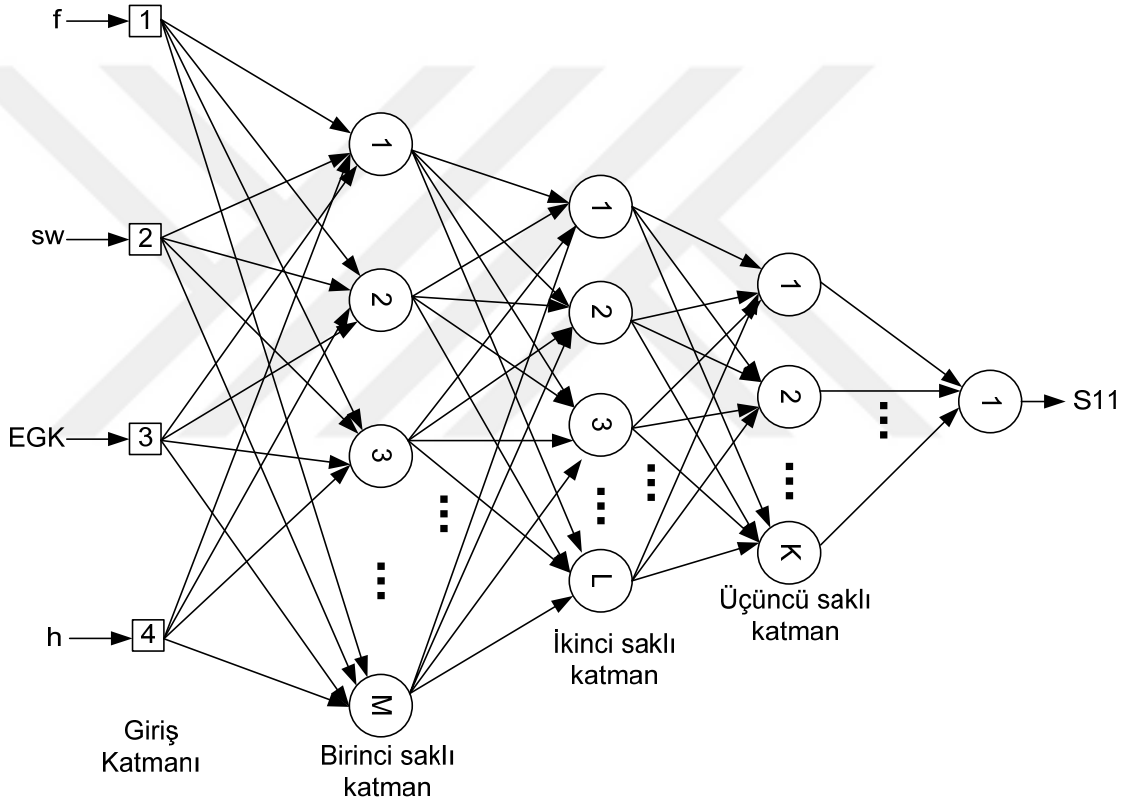


Şekil 3.2 Agilent N5230A PNA-L network analizörlü ölçüm düzeneği

Antenlerin alt ve üst tasarım sınırları olarak, kütük genişliği $65 \leq sw \leq 120$mil, alt tabaka yüksekliği $20 \leq h \leq 125$mil, EGK $1,2 \leq \varepsilon_r \leq 6,15$ ve tasarım frekans aralığı $1 \leq f \leq 15$GHz olarak seçilmiştir. ÖŞMA'ların modellenmesinde kullanılan çok katmanlı algılayıcılı YSA bloğu Şekil 3.3'te, bloğa ait mimari de şekil 3.4'te verilmiştir.



Şekil 3.3 ÖŞMA modellenmesinde kullanılan çok katmanlı algılayıcılı YSA bloğu



Şekil 3.4 ÖŞMA modellenmesinde kullanılan çok katmanlı algılayıcılı YSA mimarisi

YSA, oluşturulan veri setleri ile Levenberg-Marquardt geri yayılım algoritması kullanılarak eğitilmiştir. YSA'ların eğitilmesi Intel (R) Core i7-3612QM 2,1 GHz CPU işlemci ve 8 GB RAM taşıyan Dell makine üzerinde yapılmıştır.

Modelleme başarısının ölçülebilmesi amacıyla ortalama kare hata (OKH) ve Pearson Product-Moment (PPM) yöntemi kullanılmıştır. PPM yöntemine göre korelasyon katsayısı yüzdelik olarak, *γ,* aşağıdaki formül ile hesaplanabilmektedir.

$$\gamma = \frac{\sum(x_i - x)(y_i - y)}{\sqrt{\sum(x_i - x)^2(y_i - y)^2}} \tag{3.7}$$

Burada x_i: Test setinin i. elemanının değerini,

y_i: YSA çıkışında elde edilen i. elemanın değerini,

x: Test setinin ortalama değerini,

y: YSA çıktılarının ortalama değerini göstermektedir.

Öncelikle problemin karmaşık yapısının üstesinden gelebilmek için iki saklı katmanlı mimari denenmiştir. Çizelge 3.3'te iki saklı katmanda farklı nöron sayıları ile yapılan YSA modellemeleri sonucu elde edilen korelasyon katsayıları verilmiştir.

Çizelge 3.3 Her bir katmanında aynı sayıda nöron bulunan iki saklı katmanlı YSA modelleri için korelasyon katsayıları

Saklı katmanlardaki nöron sayıları	**PPM Korelasyon Yüzdesi**
10	%89,69
20	%89,19
30	%86,34
40	%94,13
50	%91,76
60	%95,08
70	%92,34
100	%96,10
110	%93,42

YSA mimarisinde her iki saklı katmanda da aynı sayıda nöron kullanılmıştır. Çizelge 3.3'te görüldüğü üzere saklı katmanlardaki nöron sayıları arttıkça modelleme başarısı da artmaktadır. Ancak belirli bir noktadan sonra nöron sayısını arttırmak başarıyı arttırmadığı gibi, işlem yükünü çoğaltacağı için eğitim süresini de uzatmaktadır. Modelleme başarısının yükseltilmesi amacıyla saklı katman sayısı üçe çıkarılarak, her saklı katmanda farklı nöron sayıları olacak şekilde mimariler güncellenmiştir. Çizelge 3.4'te bu farklı mimarilere ait performans değerleri verilmiştir. OKH ve PPM için tüm veri setine ait ortalama kare hata ve korelasyon yüzdesi hesaplanmıştır.

Çizelge 3.4 Her bir katmanında aynı sayıda nöron bulunan üç saklı katmanlı mimariler için performans ölçütleri

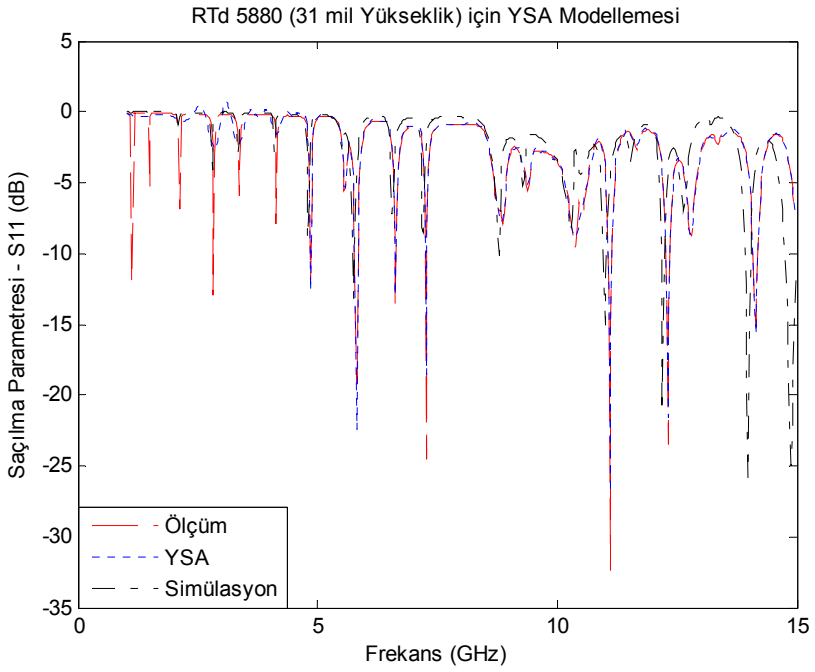
Saklı katmanlardaki nöron sayısı	**Eğitim süresi (s:d:sn)**	**En düşük performans değeri**	**Gradyent Aralığı**	**OKH**	**PPM**
10	0:01:28	0,00815	0,00102	2,5015	%92,86
20	0:07:29	0,00185	0,0274	1,0933	%96,98
30	0:27:36	0,00118	0,00229	1,5766	%95,77
40	01:19:23	0,000896	0,00289	0,5351	%98,52
50	03:13:51	0,000805	0,000325	0,8595	%98,50
60	07:21:43	0,000566	0,00116	0,5033	%98,61

Çizelge 3.4'te verilen ölçütlerden eğitim süresinin korelasyon yüzdesine oranı göz önüne alınarak her saklı katmanda 40 nöronun bulunduğu yapının yeterli modelleme başarısı sağlayacağı tespit edilmiştir. Her saklı katmanda aynı sayıda nöron kullanılarak en uygun mimarinin kısa sürede bulunması hedeflenmiştir. YSA ile modelleme sırasında toplam 8651 veri çifti bulunan setin, 2882 tanesi test, geri kalanı da eğitim maksadıyla kullanılmıştır. Veri setinin arttırılması ya da girdi olarak kullanılan parametrelerin çoğaltılması durumunda eğitim sürelerinin ciddi anlamda artacağı bilinmektedir. Farklı alt malzemeler için her bir katmanında 40 nöron içeren üç saklı katmanlı mimari ile elde edilen performans ölçütleri çizelge 3.5'te sunulmuştur.

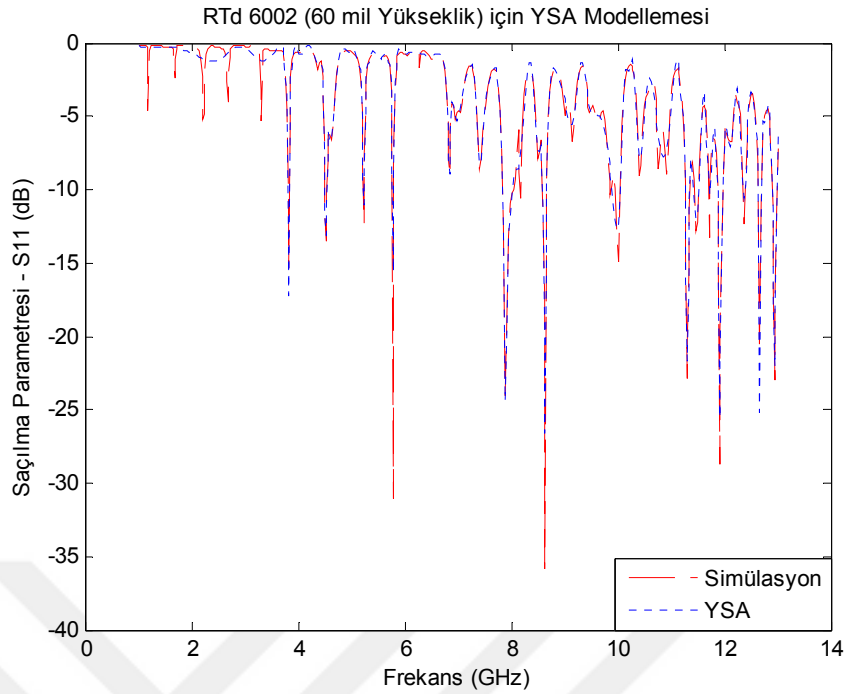
Çizelge 3.5 Her bir katmanında 40 nöron içeren üç saklı katmanlı mimari için performans ölçütleri

Alt tabaka malzemesi/Yükselik	OKH	PPM Korelasyon Yüzdesi
ArlonFoam Clad/70mil	0,0797	%99,82
Rogers Duroid 5880/31mil	1,1687	%94,89
Rogers Duroid 5880/ 125mil	0,2424	%99,79
Rogers Duroid 6002/60mil	1,7250	%96,36
Rogers 3203/20mil	1,5779	%92,33
Rogers Duroid 6006/75mil	1,8127	%96,50

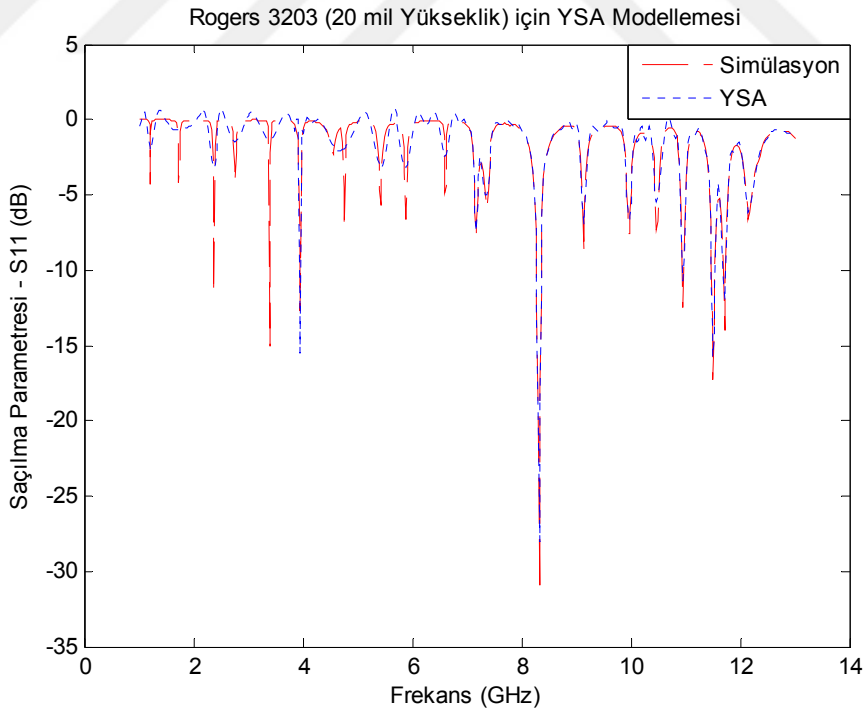
Modelleme sırasında gradyent aralığı 1000 epok için 0,00289'e kadar düşürülmüş olup, en düşük performans değeri de 0,000896 olarak ölçülmüştür. Toplam eğitim süresi özellikleri verilen Dell makine için 1 saat 19 dakika 23 saniyedir. Şekil 3.5 - 3.10 arasında farklı alt malzemeler için elde edilen YSA çıktılarının eğitim setleri ile karşılaştırılması verilmiştir. Ani değişimler içeren az örnekleme noktalı bölgeler dışında eğitim sonucu AMS ile yüksek başarılı modellemelerin yapılabildiği görülmektedir.



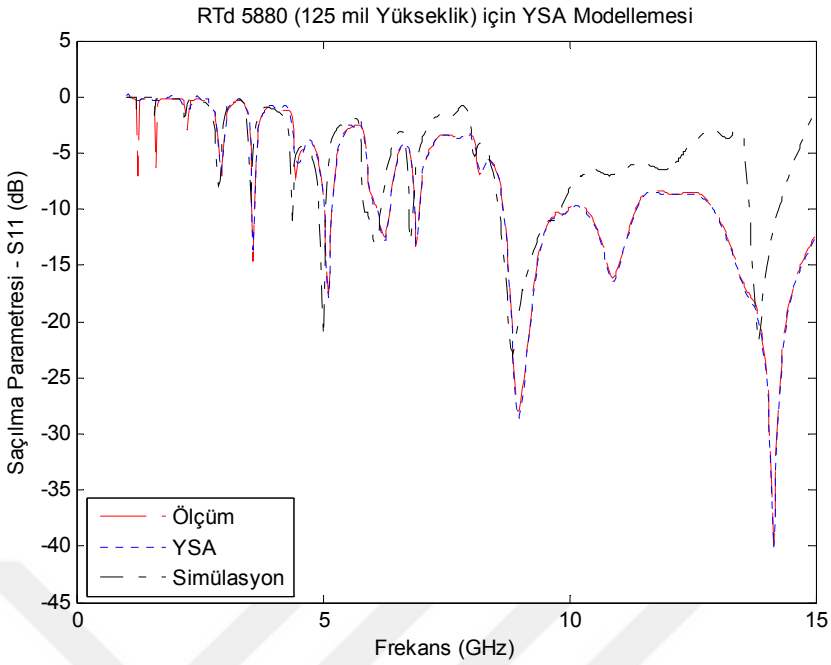
Şekil 3.5 YSA ile 31 mil kalınlıklı RTd 5880'den yapılmış ÖŞMA'nın modellenmesi



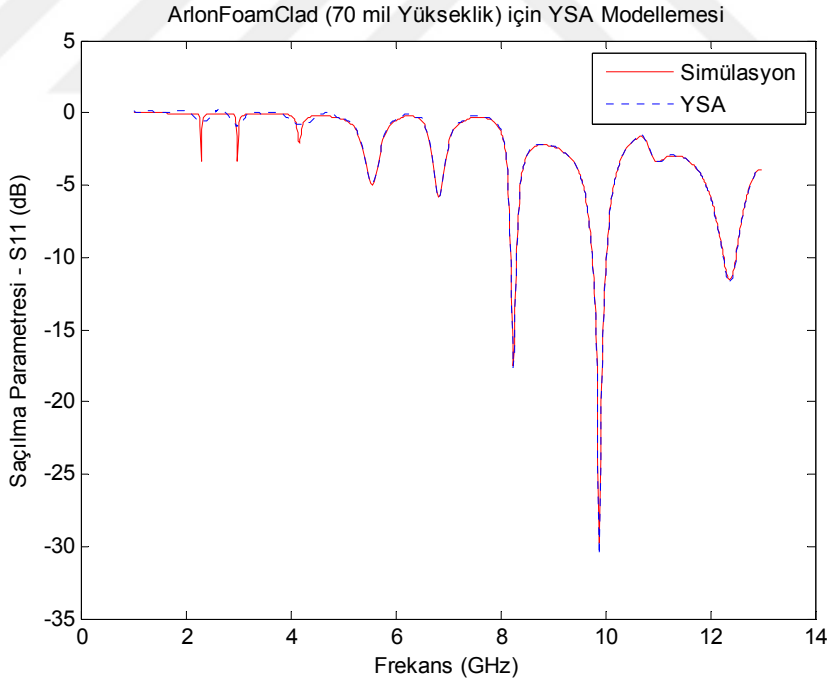
Şekil 3.6 YSA ile 60 mil kalınlıklı RTd 6002'den yapılmış ÖŞMA'nın modellenmesi



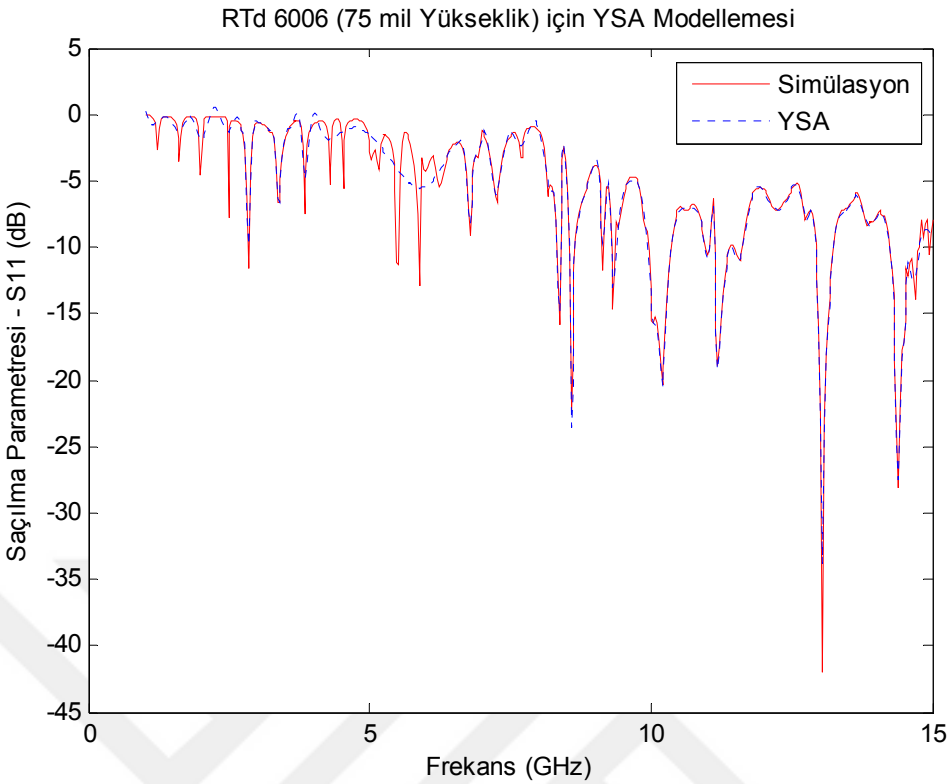
Şekil 3.7 YSA ile 20 mil kalınlıklı RO 3203'den yapılmış ÖŞMA'nın modellenmesi



Şekil 3.8 YSA ile 125 mil kalınlıklı RTd 5880'den yapılmış ÖŞMA'nın modellenmesi



Şekil 3.9 YSA ile 70 mil kalınlıklı Arlon Foam Clad'den yapılmış ÖŞMA'nın modellenmesi



Şekil 3.10 YSA ile 75 mil kalınlıklı Rogers duroid 6006'dan yapılmış ÖŞMA'nın modellenmesi

Grafikler incelendiğinde AMS kullanılarak elde edilen sonuçların ölçüm sonuçlarıyla hemen hemen örtüştüğü ve simülasyon sonuçlarından çok daha tutarlı olduğu gözlenmiştir. Özellikle şekil 3.8'de verilen 125 mil kalınlıklı malzemeden üretilen anten için simülasyon sonuçlarının 10 GHz üzerinde ölçüm sonuçlarından çok farklılaştığı görülmüştür.

3.2 ÖŞMA'ların BMSDUA ile Modellenmesi

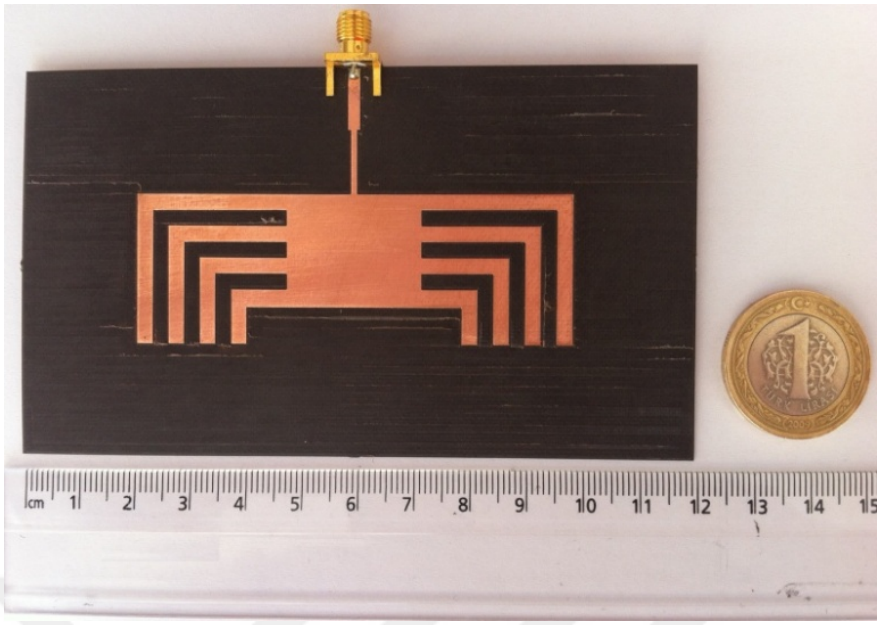
Bu bölümde farklı eğitim algoritmaları ve optimizasyon yöntemleri kullanılarak eğitilen BMSDUA sistemleri ile yüksek doğruluklu modellemeler yapılmıştır. YSA modellemesine benzer şekilde tekrarlı üretim aşamalarının azaltılarak ürün tasarlama sürelerinin ve üretim maliyetlerinin düşürülmesi hedeflenmiştir. MYA'larda ince dielektrik alt malzeme üzerine iki boyutlu ışıma yaması bulunmaktadır. Bu yüzden MYA'ların analizi iki boyutlu düzemsel bileşen olarak yapılabilir.

Analiz yöntemleri temelde iki gruba ayrılabilir. İlk grupta, yarıklı antenlerdeki gibi yama kenarlarında eşdeğer manyetik akım dağılımına dayalı iletim hattı modeli (İHM), oyuk modeli (OM) ve çoklu bağlantı noktalı ağ modeli (ÇBNAM) olmak üzere farklı yöntemler yer almaktadır.

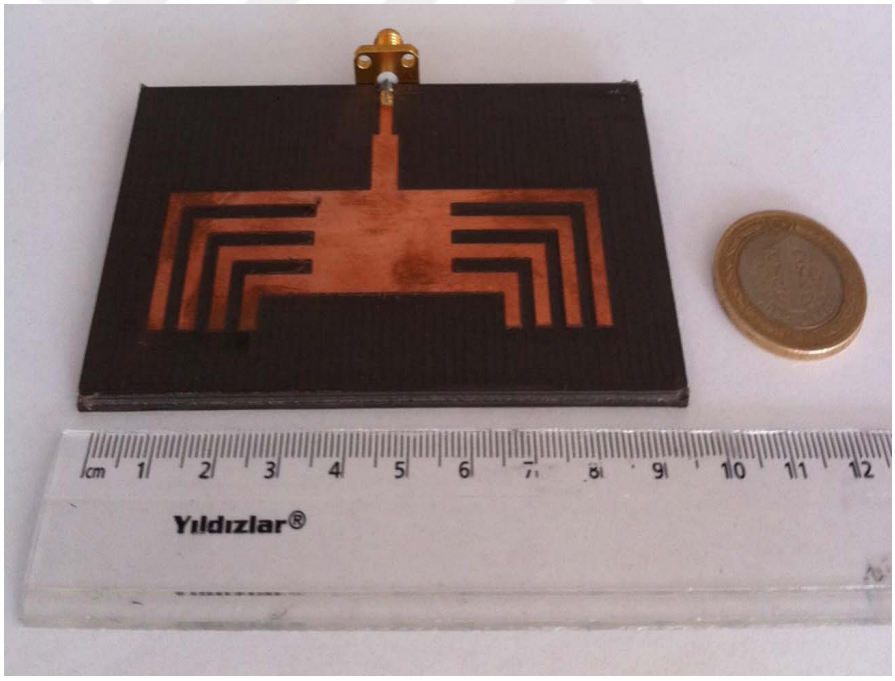
İkinci grupta, çubuk antenlere benzer şekilde yama iletkeninde ve toprak düzlemindeki elektrik dağılımını hesaplayan momentler yöntemi (MY), sonlu elemanlar yöntemi (SEY), spektral alan teknikleri (SAT), sonlu farklar zaman alanı (SFZA) yöntemleri gibi tam dalga sayısal analiz yöntemleri yer almaktadır.

Sayısal yöntemler, işlem sürelerinin ve işlemci gereksinimlerin en üst seviyede olması sebebiyle karmaşık geometrilerde her zaman karşılanabilir maliyetli çözümler sunamamaktadır. Önerilen model ile yayılım yönüne dik alan değişimlerinin ele alınamadığı İHM yöntemi, OM ve ÇBNAM gibi rastgele şekillerin analiz edilemediği yöntemlere alternatif çözümler üretilmiştir.

BMSDUA modelinin uygulanacağı ÖŞMA eşitlik (3.1 - 3.6) kullanılarak tasarlanmıştır. Şekil 3.11 - 3.12'de gösterilen üretilmiş ÖŞMA'da besleme tipi olarak mikroşerit besleme hattı seçilmiştir. Böylece tüm yapının olabildiğince düzlemsel ve kolay üretilebilir olması sağlanmıştır. Anten giriş empedansı 50 Ohm yapılarak, SMA konektör ile uyumlu bağlantı sağlanmıştır. SMA konektörün daha kolay lehimlenebilmesi için besleme hattına çeyrek dalga uzunluğunda mikroşerit hat ilave edilmiştir.

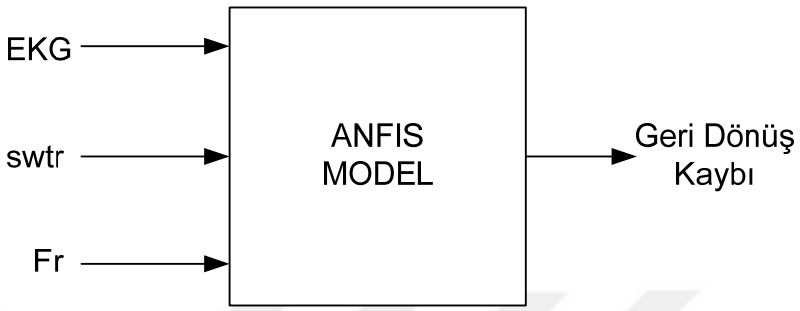


Şekil 3.11 31 mil kalınlıklı RTd 5880'den üretilmiş ÖŞMA



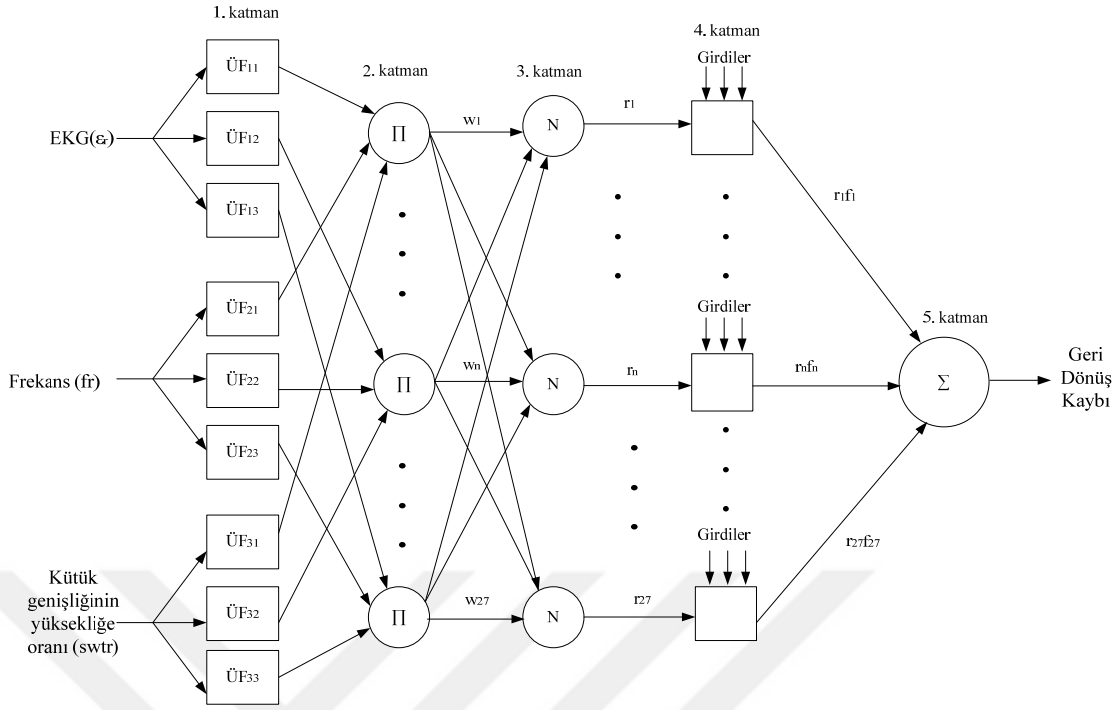
Şekil 3.12 125 mil kalınlıklı RTd 5880'den üretilmiş ÖŞMA

Şekil 3.13'te kara kutu modeli verilen BMSDUA ile oluşturulan AMS için ölçüm ve simülasyon sonuçlarından oluşan toplam 7777 girdi-çıktı çifti belirlenmiştir. Bu çiftlerden 4439'u kurulan modelin eğitimi, 3338'i de test edilmesi amacıyla kullanılmıştır.



Şekil 3.13 Önerilen BMSDUA için kara kutu modeli

Şekil 3.14'te sistem mimarisi gösterilen Birinci derecede TSK modeli kullanan BSMDUA yapısına ait eğer-ise kurallar dizisi aşağıda verilmiştir. 3 ÜF kullanılması durumunda her bir giriş aşağıdaki gibi yazılabilir.



Şekil 3.14 BMSDUA sistem mimarisi

Kural1: Eğer (ε_r = $ÜF_{11}$) ve (fr = $ÜF_{21}$) ve (swtr = $ÜF_{31}$) ise $B_1 = F_1(\varepsilon_r, fr, swtr)$

Kural2: Eğer (ε_r = $ÜF_{11}$) ve (fr = $ÜF_{21}$) ve (swtr = $ÜF_{32}$) ise $B_2 = F_2(\varepsilon_r, fr, swtr)$

...

Kural27: Eğer (ε_r = $ÜF_{13}$) ve (fr = $ÜF_{23}$) ve (swtr = $ÜF_{33}$) ise $B_{27} = F_{27}(\varepsilon_r, fr, swtr)$

Burada ε_r,*fr* ve *swtr* girdileri, $ÜF_{ij}$ i. girişin j. ÜF'sini, B_k k. kuralın çıkışını ve *Fk* ise k. ÜF'nin çıktısını göstermektedir. (k=1, 2, ..., 27 ve i, j = 1, 2, 3)

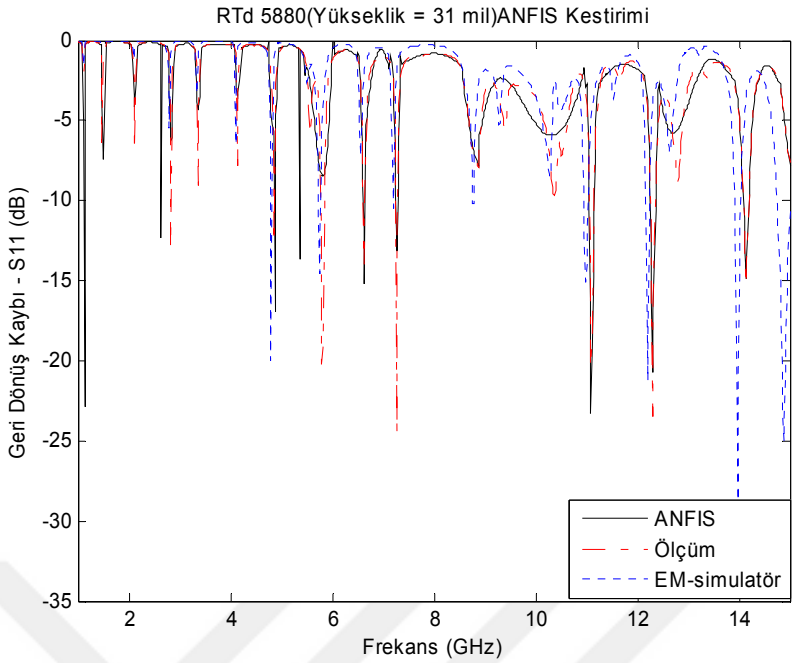
BMSDUA modelinin başarılı olabilmesi için eğitim setinin hedef çalışma aralığını yüksek doğrulukla karakterize etmesi gerekmektedir. Bu çalışmada kullanılan eğitim veri seti aralıkları, EGK için 1,2 < εr < 6,15, kütük genişliğinin alt tabaka kalınlığına oranı 0,8 < swtr < 6, çalışma frekansı için 1 < fr < 15 GHz olarak belirlenmiştir.

Rogers Duroid 5880 malzeme (EGK = 2,2 ve Alt tabaka yüksekliği = 31 mil) olan antenin üretilmesi ve ölçülmesi sonucu çizelge 3.6'da sunulan ışıma frekansları, bant genişlikleri ve geri dönüş kayıpları elde edilmiştir.

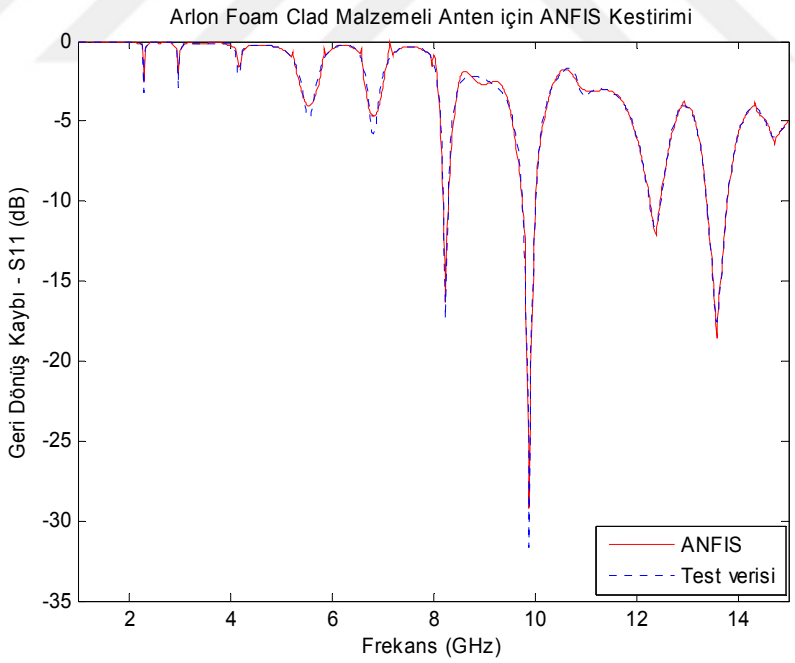
Çizelge 3.6 Rogers Duroid 5880 malzemeden (EGK = 2,2 ve 31 mil alt tabaka yüksekliği) üretilen antenin ışıma frekansları, bant genişlikleri ve geri dönüş kayıpları

Işıma Frekansı (MHz)	**Bant genişliği (MHz)**	**Geri dönüş kaybı (dB)**
1122,5	5	-12,0251
2828,75	20	-12,9234
4858,75	22	-12,6881
5812,5	70	-26,6201
6626,25	44	-13,9442
7265	43,75	-24,5534
11097,5	78,75	-32,4211
12305	87,5	-23,5091
14142,5	96,25	-15,3295

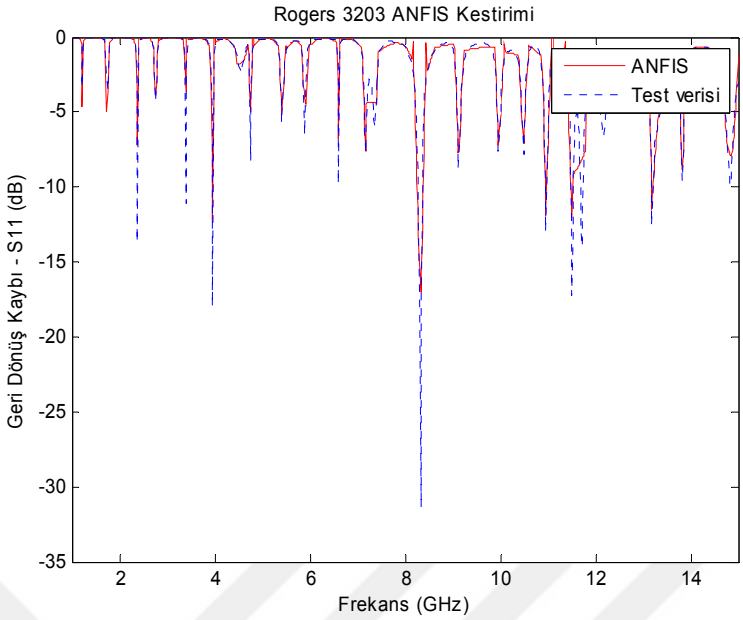
Modelleme sırasında kullanılan BMSDUA yapısı, karşılaştırma amacıyla hem melez öğrenme algoritmaları hem de geri yayılımlı optimizasyon yöntemi ile eğitilmiştir. Eşitlik (2.10)'da verilen Gauss ÜF kullanılarak yapılan modellemede 3 ÜF için 27 (3x3x3) kural tanımlanmıştır. Elde edilen BMSDUA modelleme sonuçlarının eğitim verileriyle karşılaştırılması şekil 3.15 - 3.20'de sunulmuştur.



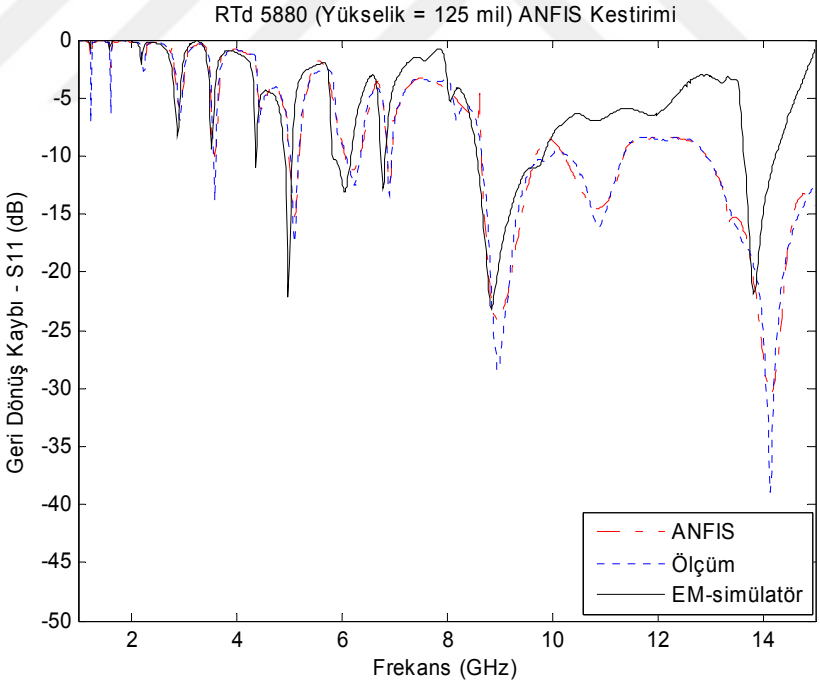
Şekil 3.15 BMSDUA ile 31 mil kalınlıklı RTd 5880'den yapılmış ÖŞMA'nın modellenmesi



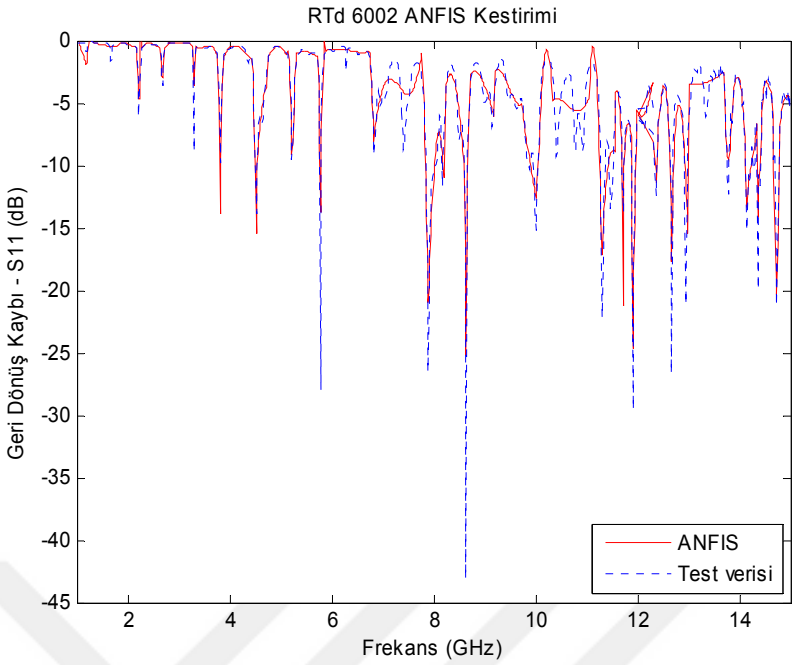
Şekil 3.16 BMSDUA ile 70 mil kalınlıklı Arlon Foam Clad'den yapılmış ÖŞMA'nın modellenmesi



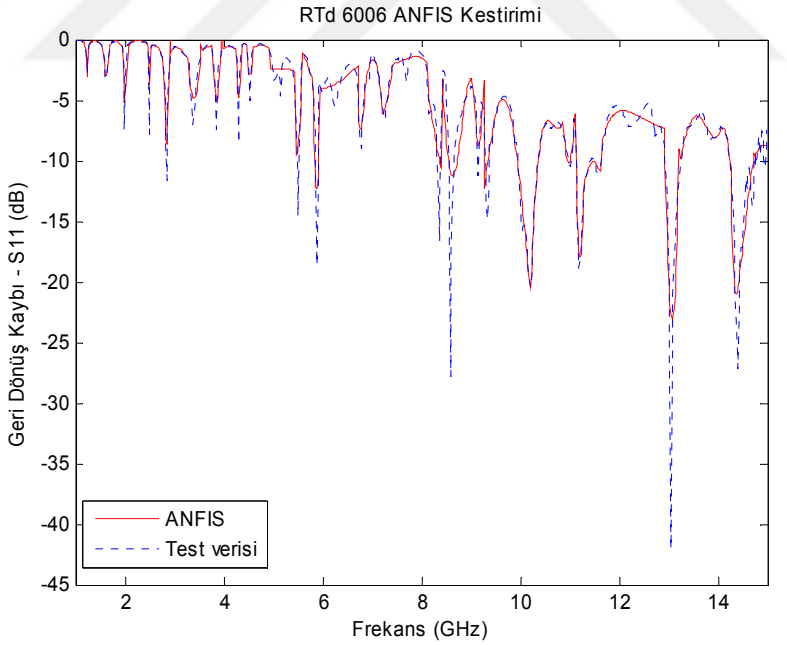
Şekil 3.17 BMSDUA ile 20 mil kalınlıklı RO 3203'den yapılmış ÖŞMA'nın modellenmesi



Şekil 3.18 BMSDUA ile 125 mil kalınlıklı RTd 5880'den yapılmış ÖŞMA'nın modellenmesi



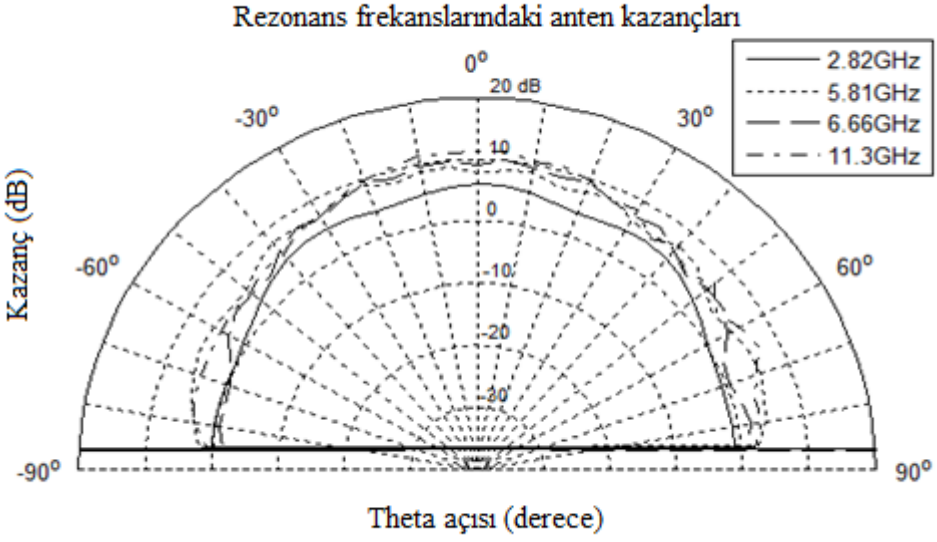
Şekil 3.19 BMSDUA ile 60 mil kalınlıklı RTd 6002'den yapılmış ÖŞMA'nın modellenmesi



Şekil 3.20 BMSDUA ile 75 mil kalınlıklı RTd 6006'den yapılmış ÖŞMA'nın modellenmesi

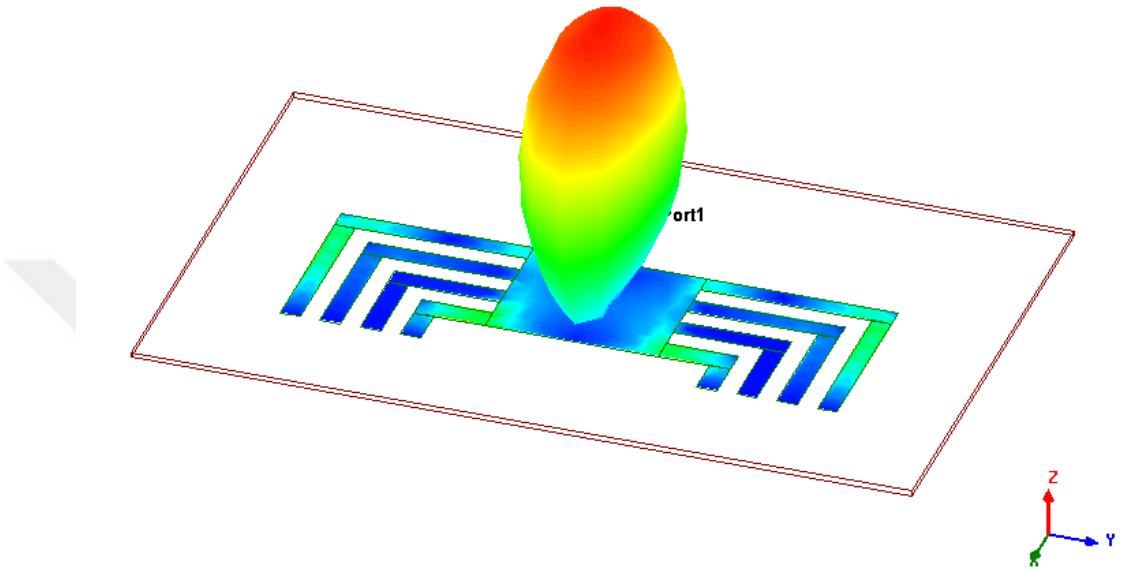
Şekil 3.15 - 3.20'de gösterilen modelleme başarısını arttırmak için ÜF sayısı arttırıldıkça model içerisindeki kural ve parametre sayısı da artmaktadır. Buna bağlı olarak modelleme için gerekli zaman ve işlem belleği de artış göstermektedir. Modelleme başarısını arttıracak bir diğer yöntem de ışıma frekansları çevresindeki örnekleme sayısını arttırmaktır. Alt tabaka malzemeleri inceldikçe rezonans bant genişlikleri daralmakta ve geri dönüş kaybı grafiklerinde keskin değişimler ortaya çıkmaktadır. Bu değişim bölgelerindeki örnekleme sayıları arttırılarak modelleme başarısı yükseltilebilecektir.

Simüle edilen ve üretilen anten üzerinde 9 farklı noktada -10dB ve altında geri dönüş kaybı tespit edilmiştir. Ancak bu noktalarda yeterli anten kazancı ve çapraz polarizasyon sağlanması gerekmektedir. Ölçülen frekans değerleri için çapraz polarizasyon -40dB, anten kazancı da 6,11 - 11,44 dB arasındadır. Şekil 3.21'de üretilen antene ait kazanç değerlerinin kutupsal gösterimi verilmiştir.



Şekil 3.21 RTd 5880 (31 mil kalınlıklı) ÖŞMA'nın rezonans frekanslarındaki kazanç değerleri

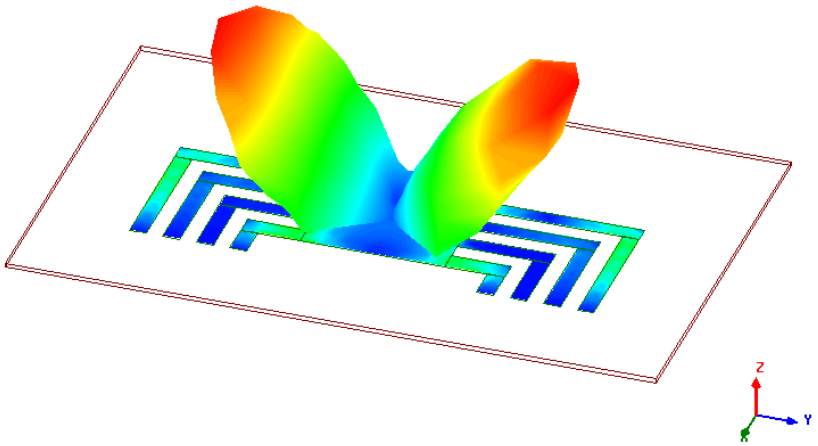
Üretilen antenler tasarım aşamasında farklı EM-simülatörler vasıtasıyla simüle edilerek optimum tasarım elde edilmeye çalışılmıştır. Kullanılan simülatörlerden biri de Ansoft firması tarafından geliştirilen Designer yazılımıdır. Bu yazılım genel anlamda bir devre simülatörü olsa da EM-simülatörlere ve ölçüm sonuçlarına yakın değerler vermiştir.



Şekil 3.22 RTd 5880 (31 mil kalınlıklı) ÖŞMA'nın 2,83 GHz'deki uzak alan yayılımı ve anten üzerindeki akım dağılımı

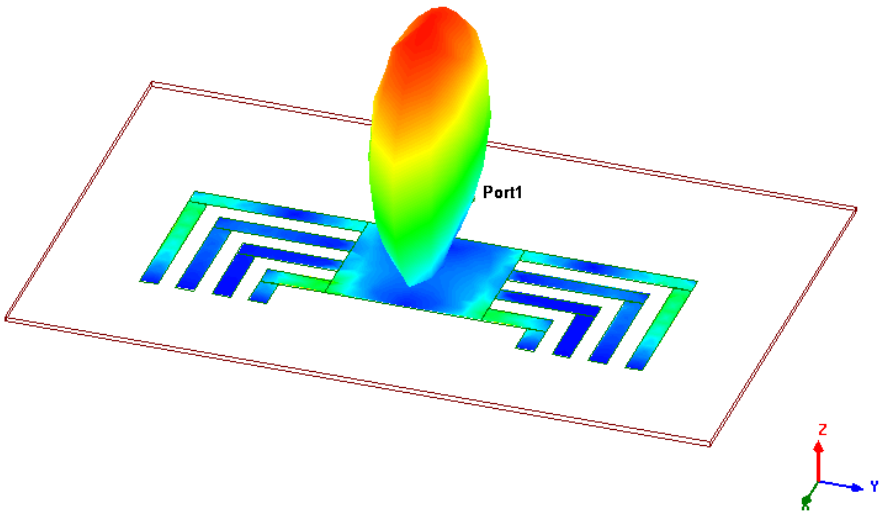
Bir antenin sadece geri dönüş kaybına bakılarak o antene ait rezonans frekansları belirlenemez. Bu frekans değerleri için uzak alan yayılım değerlerinin de incelenmesi gerekmektedir. Şekil 3.22'de gösterildiği üzere 31 mil kalınlıklı RTd 5880 malzemeden üretilen ÖMŞA 2,83 GHz'de yönlü ana kulakçığa (main lobe) sahiptir. Bu frekans için yan kulakçıkların (side lobe) varlığı görülmemektedir.

Diğer yandan Şekil 3.23'te görülen 4,85 GHz için uzak alan ışıma grafiği ana kulakçığın bastırılıp tüm gücün yan kulakçıklara dağıtıldığı yönlü olmayan bir yapıyı göstermektedir. Bu anten uygulamaları için istenilen bir performans ölçütü değildir. Her ne kadar geri dönüş kaybı -10 dB'nin altında olsa da uzak alan yayılımı istenilen özellikleri sağlamamaktadır.

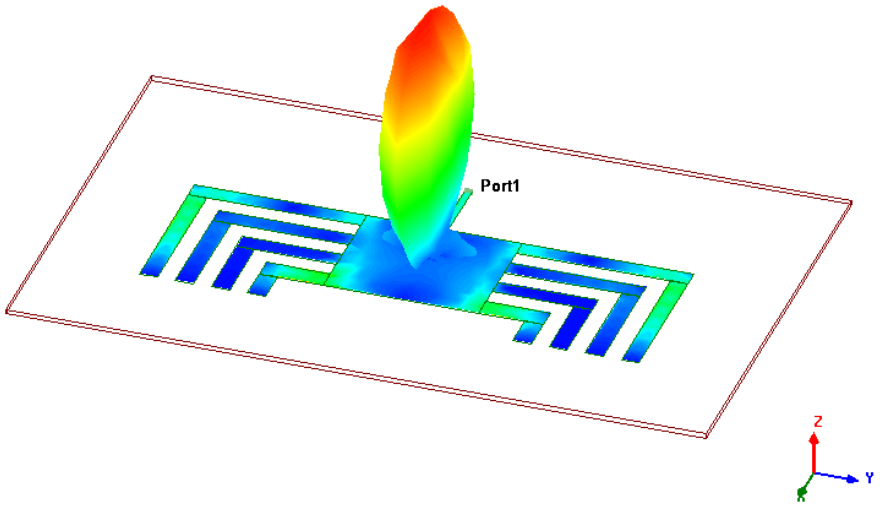


Şekil 3.23 RTd 5880 (31 mil kalınlıklı) ÖŞMA'nın 4,85 GHz'deki uzak alan yayılımı ve anten üzerindeki akım dağılımı

Şekil 3.24'te verilen uzak alan ışıma grafiğinde 5,76 GHz'de yönlü ana kulaçık görülmektedir. Şekil 3.25'te gösterilen 6,57 GHz için ise yan kulakçık değerleri ana kulakçığa göre ihmal edilebilir derecede küçüktür.

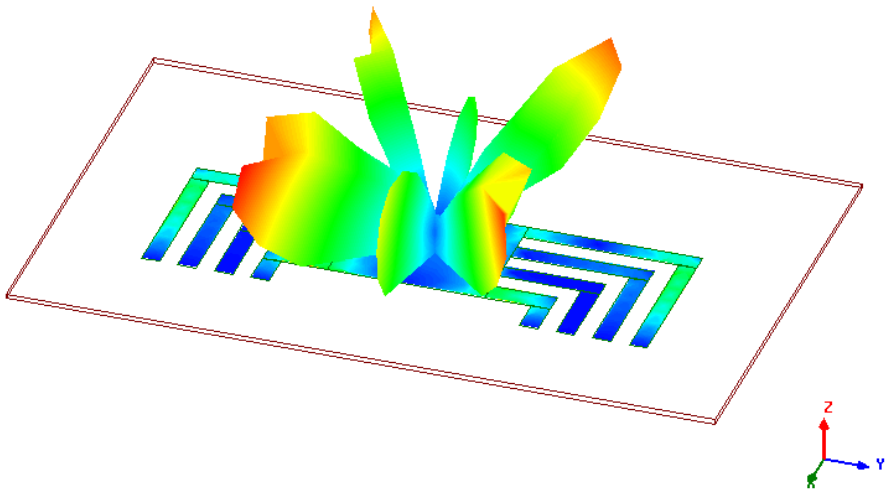


Şekil 3.24 RTd 5880 (31 mil kalınlıklı) ÖŞMA'nın 5,76 GHz'deki uzak alan yayılımı ve anten üzerindeki akım dağılımı

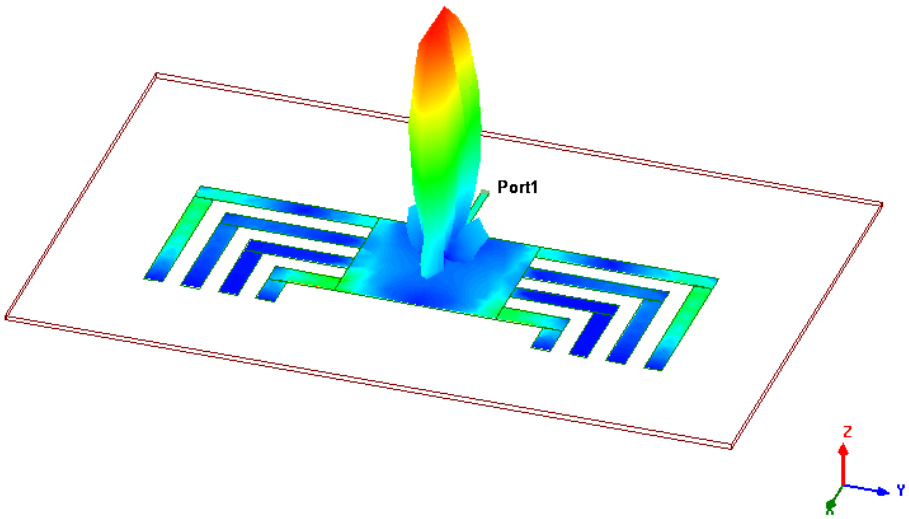


Şekil 3.25 RTd 5880 (31 mil kalınlıklı) ÖŞMA'nın 6,57 GHz'deki uzak alan yayılımı ve anten üzerindeki akım dağılımı

Şekil 3.26'de 7,23 GHz için verilen ışıma grafiğinde ise tamamen yönlü olmayan ve pek çok yan kulakçığa sahip bir uzak alan yayılımı görülmektedir.



Şekil 3.26 RTd 5880 (31 mil kalınlıklı) ÖŞMA'nın 7,23 GHz'deki uzak alan yayılımı ve anten üzerindeki akım dağılımı



Şekil 3.27 RTd 5880 (31 mil kalınlıklı) ÖŞMA'nın 11,23 GHz'deki uzak alan yayılımı ve anten üzerindeki akım dağılımı

Şekil 3.27'de 11,23 GHz için 6,57 GHz'deki ışıma özelliklerine benzer olarak düşük yan kulakçık ve yönlü ana kulakçık yayılımları görülmektedir.

Çizelge 3.7'de farklı alt tabaka malzemelerden üretilen ÖŞMA'lar için 3 ÜF'li BMSDUA mimarileriyle yapılan modelleme sonucu elde edilen PPM korelasyon yüzdeleri ve OKH değerleri verilmiştir.

Çizelge 3.7 BMSDUA mimarisi (3 ÜF'li) için performans ölçütleri

Alt tabaka malzemesi/Yükseklik	**OKH**	**PPM Korelasyon Yüzdesi**
ArlonFoam Clad/70mil	0,0880	%99,72
Rogers Duroid 5880/31mil	1,6042	%92,32
Rogers Duroid 5880/ 125mil	0,1530	%99,66
Rogers Duroid 6002/60mil	2,1138	%95,31
Rogers 3203/20mil	0,3567	%97,85
Rogers Duroid 6006/75mil	2,5598	%94,99

Üretilen ve simüle edilen antenlerin rezonans frekanslarındaki geri dönüş kayıpları ve istenilen test çıktılarına kıyasla hesaplanan hata oranları çizelge 3.8'de verilmiştir. Modelleme başarısının ÜF sayısı kadar örnekleme tipine de bağımlı olduğu görülmüştür. BMSDUA modelleri için melez öğrenme algoritmasının, %158,8 daha fazla hata oranı içeren geri yayılıma göre daha başarılı olduğu görülmüştür.

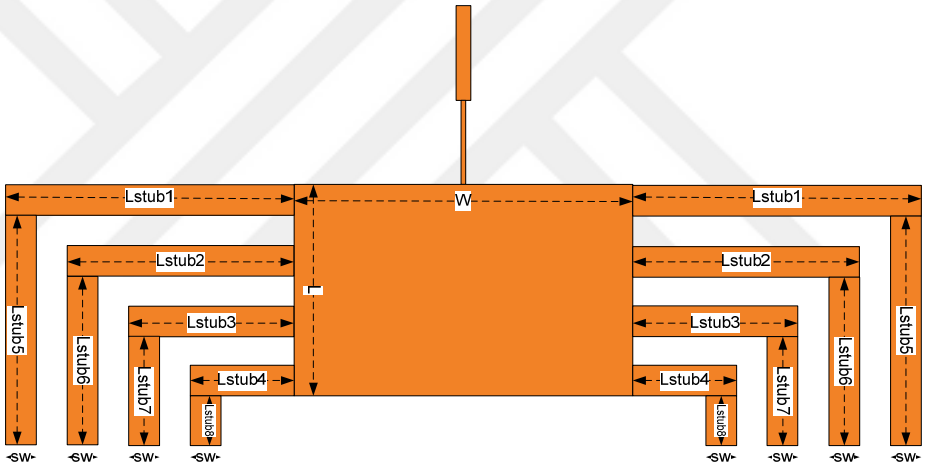
Çizelge 3.8 BMSDUA modelleme çıktılarının test değerleriyle karşılaştırılması
(* değerler ölçüm sonuçlarını göstermektedir)

Antenin Geometrik Parametreleri (mil)					**Rezonans Frekansı (GHz)**	**Geri Dönüş Kaybı (dB)**		**Hata Yüzdesi (%)**
L	W	sw	h	ε_r	f_r	İstenilen	BMSDUA	
950	790	115	31	2,2	2,8288	-12.923*	-12,3076	4,76
950	790	115	31	2,2	5,8213	-19.183*	-16,9678	11,55
950	790	115	31	2,2	6,6	-13,944*	-13,6498	2,10
950	790	115	31	2,2	11,2988	-14,815*	-16,3448	10,32
700	570	120	20	3,02	3,9575	-18,0083	-17,1126	4,97
700	570	115	20	3,02	8,3063	-17,1766	-17,9980	4,78
700	570	110	20	3,02	11,5088	-17,2607	-17,6923	2,50
700	570	105	20	3,02	13,1888	-12,5002	-11,5628	7,49
1070	850	120	60	2,94	4,5175	-15,8367	-13,8534	12,52
1070	850	120	60	2,94	7,8950	-26,4594	-24,0645	9,05
1070	850	115	60	2,94	11,7188	-13,7821	-13,6765	0,76
1070	850	110	60	2,94	14,7375	-21,2971	-20,9589	1,58
570	470	65	70	1,2	8,2538	-17,3120	-16,2210	6,30
570	470	65	70	1,2	9,89	-31,6930	-29,2283	7,77
570	470	70	70	1,2	12,3660	-11,6310	-11,9101	2,39
570	470	75	70	1,2	13,5630	-17,5630	-18,3192	4,30
950	730	100	125	2,2	5,1038	-17,427*	-15,2215	12,65
950	730	105	125	2,2	6,9063	-12,201*	-11,2479	7,81
950	730	110	125	2,2	8,9713	-27,945*	-24,1597	13,54
950	730	115	125	2,2	14,1688	-37,162*	-30,4104	18,16
Ortalama Hata Yüzdesi								7,262

3.3 Çok Rezonanslı Antenlerin AMS ile Sentezi ve Analizi

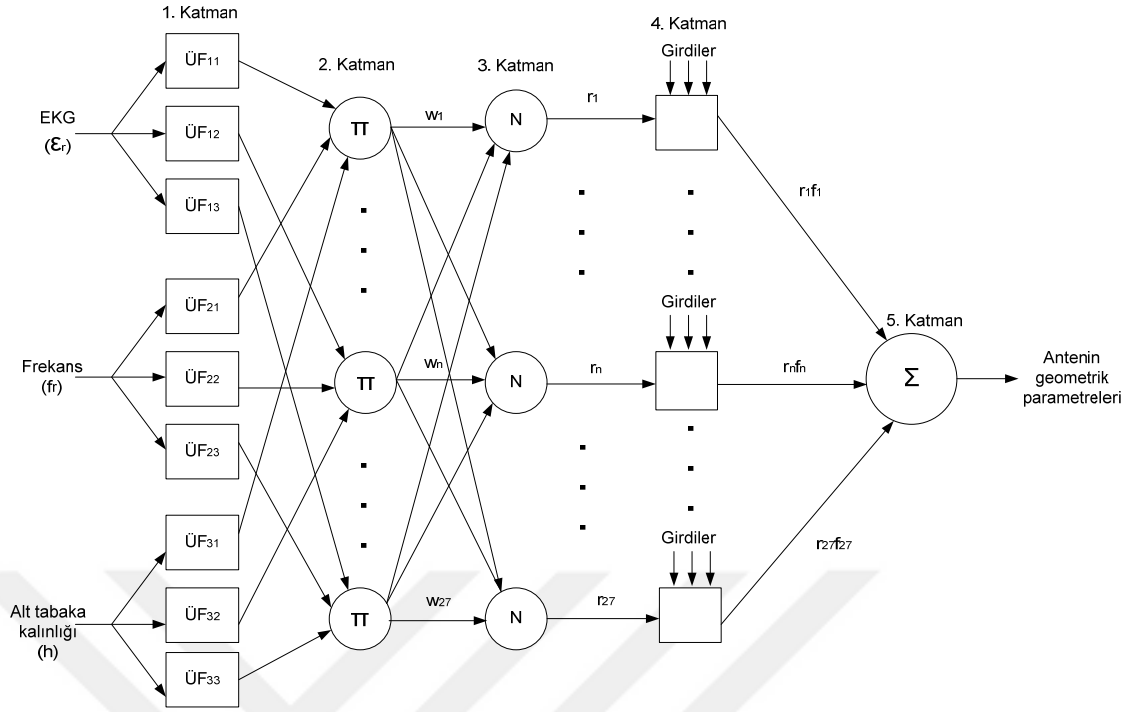
AMS çok rezonanslı antenlerin geometrik parametrelerinin sentezi ve bu parametreler kullanılarak tasarlanan antenin elektriksel özelliklerinin analizi amacıyla kullanılabilir. Bu çalışmada, BMSDUA yapıları kullanılarak antenlere ait fiziksel özellikler belirlenmiştir. Geometrik uzunlukları ortaya çıkarılan anten YSA modelleriyle analiz edilerek simülasyon ve ölçüm sonuçlarıyla karşılaştırılmıştır.

Şekil 3.28'de verilen ÖŞMA'ya ait geometrik parametrelerin hesaplanabilmesi amacıyla EGK, alt tabaka kalınlığı ve frekans değerlerini girdi parametresi olarak alan BMSDUA yapısı ortaya konmuştur.



Şekil 3.28 Çok rezonanslı ÖŞMA'nın geometrik parametreleri

BMSDUA modelinde EGK için eğitim seti aralığı $1,2 \leq \varepsilon r \leq 6,15$, alt tabaka genişliği aralığı $20 \text{ mil} \leq h \leq 125 \text{ mil}$, çalışma frekansı aralığı 1 GHz - 15 GHz olarak seçilmiştir. Model çıktıları olarak yama antenin genişlik ve uzunluk değerleri ile yamaya eklenen kütüklerin uzunlukları alınmıştır. Kütük genişlikleri sabit tutulmuştur. Şekil 3.29'da sentezleme modeline ait mimari gösterilmektedir.



Şekil 3.29 ÖŞMA'nın geometrik parametrelerinin sentezi için kullanılan BMSDUA mimarisi

Sugeno tipi BMSDUA mimarisinin oluşturulmasında her bir girdi parametresi için Gaussian özellikli 3 ÜF kullanılmıştır. Modelin eğitilmesi için 3891 girdi-çıktı çifti kullanılırken, 3886 çiftiyle de test edilmiştir. Kurulan BMSDUA modeli için oluşturulan eğer-ise kuralları aşağıda verilmiştir.

Kural 1: Eğer ($\varepsilon_r = ÜF_{11}$) ve ($fr = ÜF_{21}$) ve ($h = ÜF_{31}$) ise $B_1 = F_1(\varepsilon_r, fr, h)$

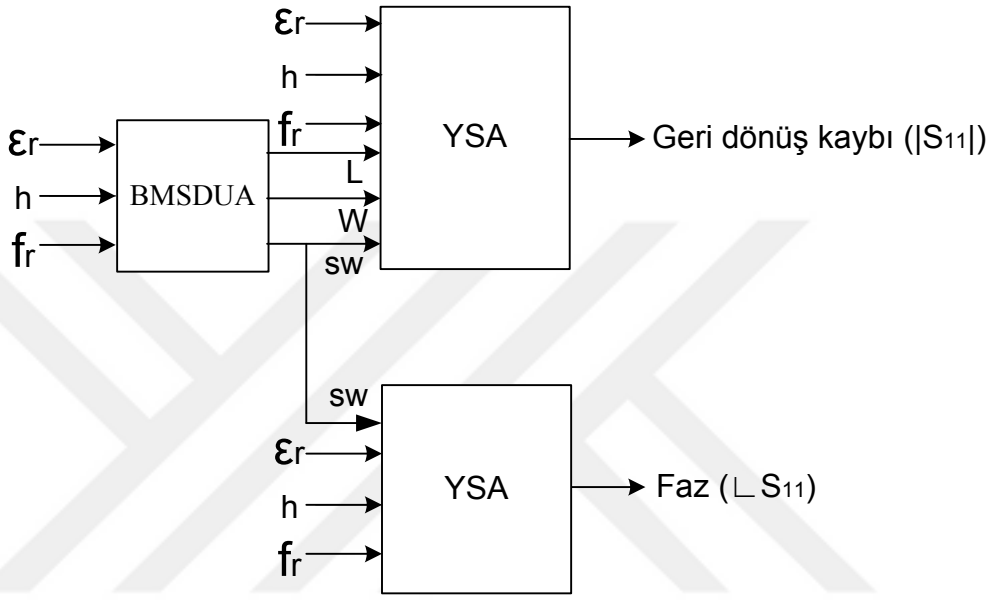
Kural 2: Eğer ($\varepsilon_r = ÜF_{11}$) ve ($fr = ÜF_{21}$) ve ($h = ÜF_{32}$) ise $B_2 = F_2(\varepsilon_r, fr, h)$

...

Kural 27: Eğer ($\varepsilon_r = ÜF_{13}$) ve ($fr = ÜF_{23}$) ve ($h = ÜF_{33}$) ise $B_{27} = F_{27}(\varepsilon_r, fr, h)$

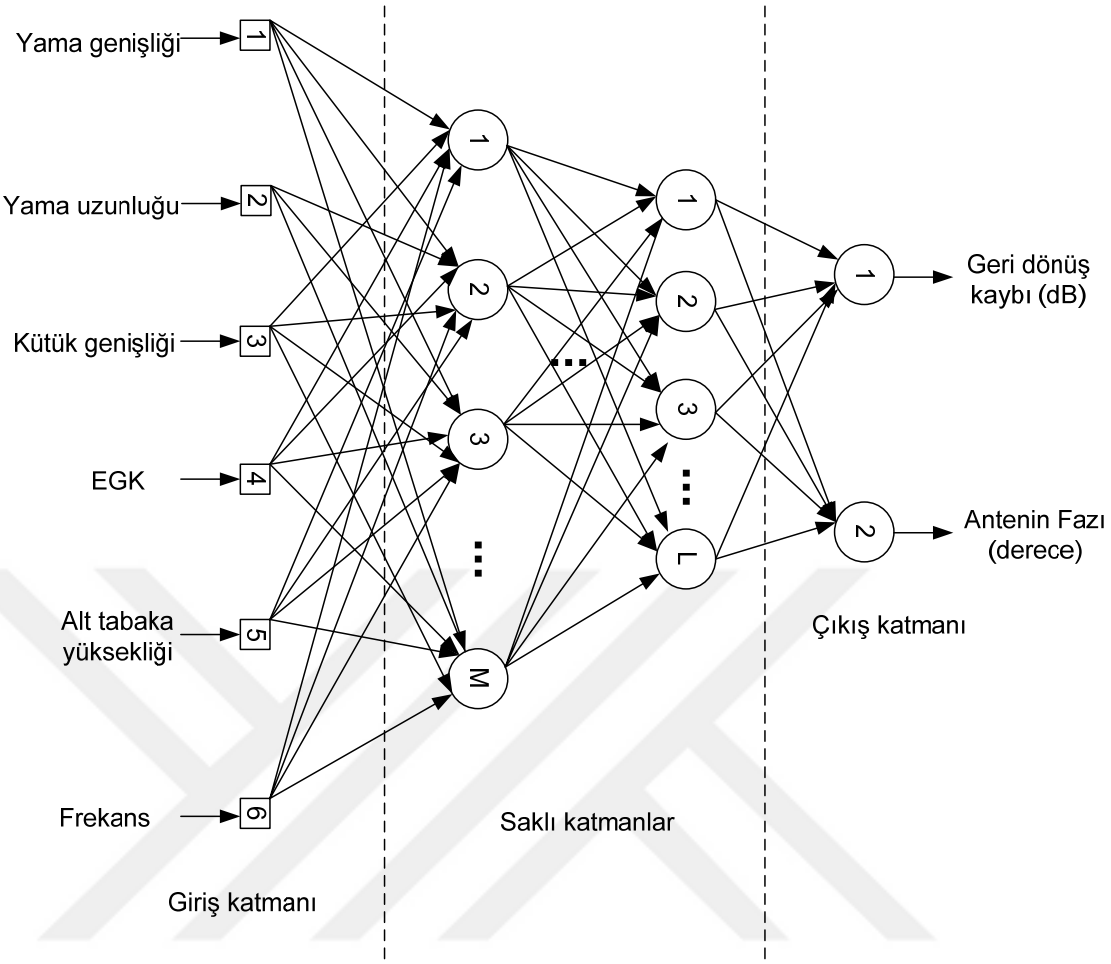
Burada ε_r,$f_r$ve h girdileri, $ÜF_{ij}$ i. girişin j. ÜF'sini, B_k k. kuralın çıkışını ve $F_k$ise k. ÜF'nin çıktısını göstermektedir. (k=1, 2, ..., 27 ve i, j = 1, 2, 3)

BMSDUA modellemesiyle elde edilen geometrik parametre değerleri kullanılarak anten geri dönüş kayıpları ve faz karakteristiği analiz edilmiştir. Anten tasarımında kullanılan alt tabaka özelliklerinin yanında BMSDUA modelinin çıktıları da YSA için girdi olarak kullanılmıştır. Şekil 3.30'da önerilen sentez ve analiz modelinin kara kutu gösterimi yapılmıştır.



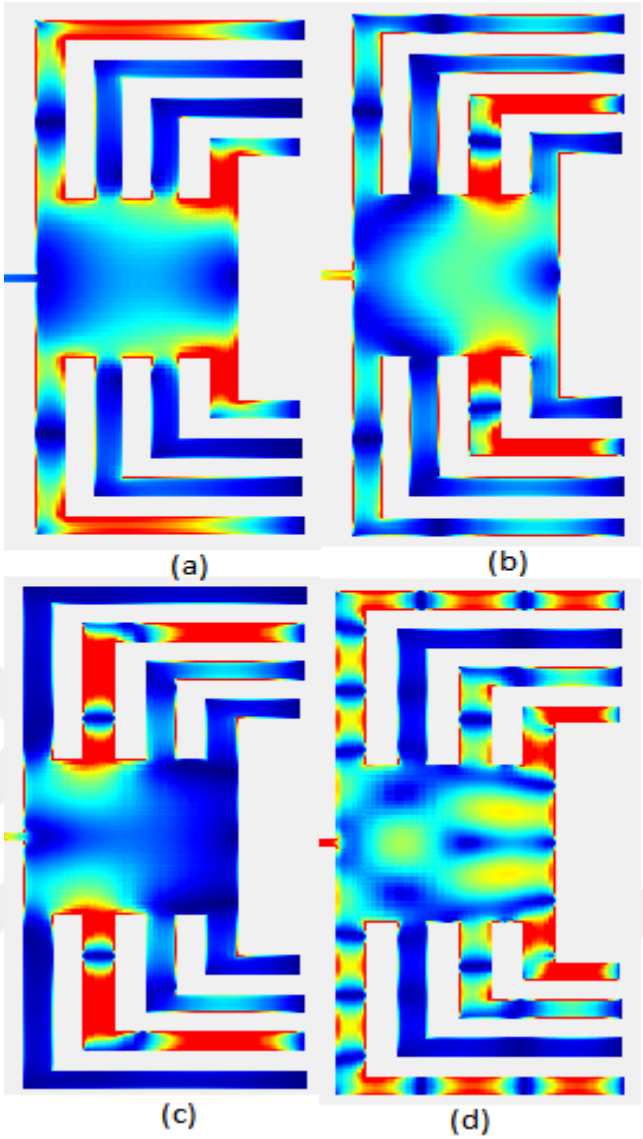
Şekil 3.30 ÖŞMA'nın sentez ve analiz modeline ait kara kutu gösterimi

YSA'nın eğitilmesi amacıyla oluşturulan veri setlerinin girdi aralıkları yama genişliği W için 570 mil ≤ W ≤ 1070 mil, yama uzunluğu L için 470 mil ≤ L ≤ 860 mil, kütük uzunlukları L_{stub} için 650 mil ≤ L_{stub} ≤ 1200 mil ve kütük genişlikleri sw için 65 mil ≤ sw≤ 120 mil olarak belirlenmiştir. Şekil 3.31'de analiz için kullanılan YSA modelinin mimarisi verilmiştir.



Şekil 3.31 ÖŞMA'nın analizi için kullanılan YSA mimarisi

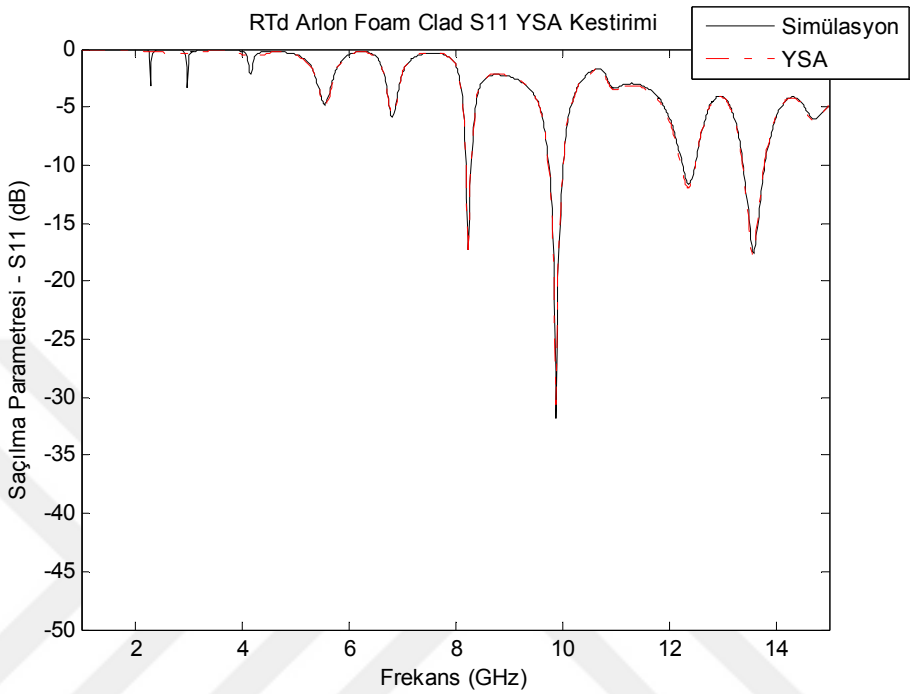
Rogers Duroid 5880 (Yükseklik = 31 mil) alt tabaka malzemesi kullanılarak sentezlenen antenin Sonnet yazılımı ile yapılan simülasyonlarında, ışıma frekansları için akım yoğunluk dağılımları Şekil 3.32'de gösterilmiştir. Şekil 3.32'de görülen kırmızı bölgeler akım yoğunluğunun en yüksek olduğu kısımlardır. Buna göre en içteki ve en dıştaki kütükler, sırasıyla en düşük ve en yüksek rezonans frekansları olan 2,82 GHz ve 11,3 GHz'de ışıma yapmaktadır. İçeriden dışarıya doğru gidildiğinde ikinci kütük 5,81 GHz'de, üçüncü kütük ise 6,66 GHz'de ışıma yapmaktadır.



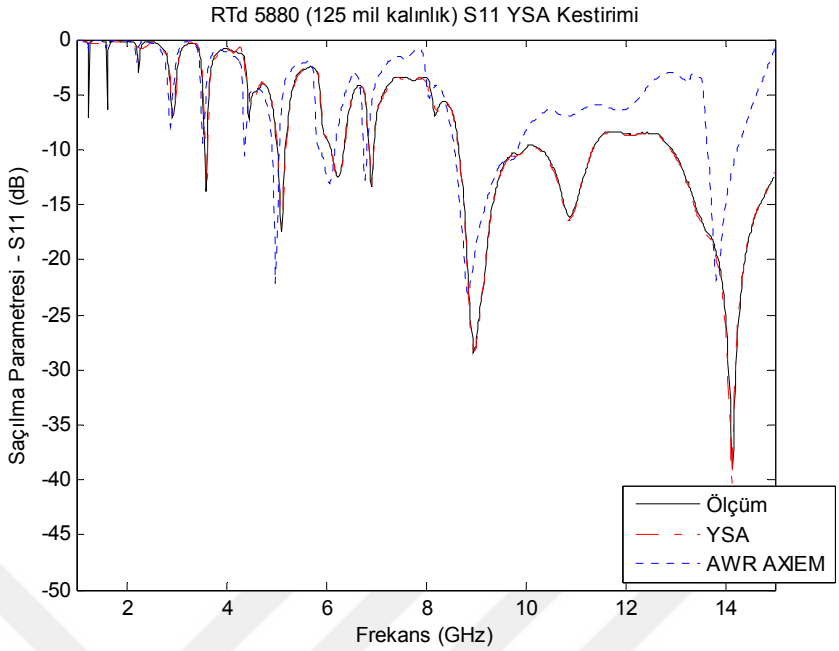
Şekil 3.32 RTd 5880 (31 mil kalınlıklı) ÖŞMA ait farklı rezonans frekanslarındaki akım yoğunlukları a. 2,82 GHz, b. 5,81 GHz, c. 6,66 GHz d. 11,3 GHz

Şekil 3.33 - 3.38 arasında farklı alt tabaka malzemeleri kullanılarak YSA ile sentezlenen ÖŞMA'lara ait geri dönüş kaybı değerlerinin sinir ağı modelleme sonuçları sunulmuştur. Modelleme amacıyla oluşturulan eğitim setlerinde RTd 5880 malzemeden üretilen antenler için ölçüm sonuçları kullanılırken diğer antenlerde simülasyon sonuçları kullanılmıştır. Benzer şekilde elde edilen modelleme sonuçları ölçüm ve simülasyon sonuçlarıyla karşılaştırılarak sunulmuştur. Sonuçlar göz önüne alındığında, geri dönüş kaybı grafiklerinin rezonans bölgelerinde yaşanan ani değişimlerin YSA

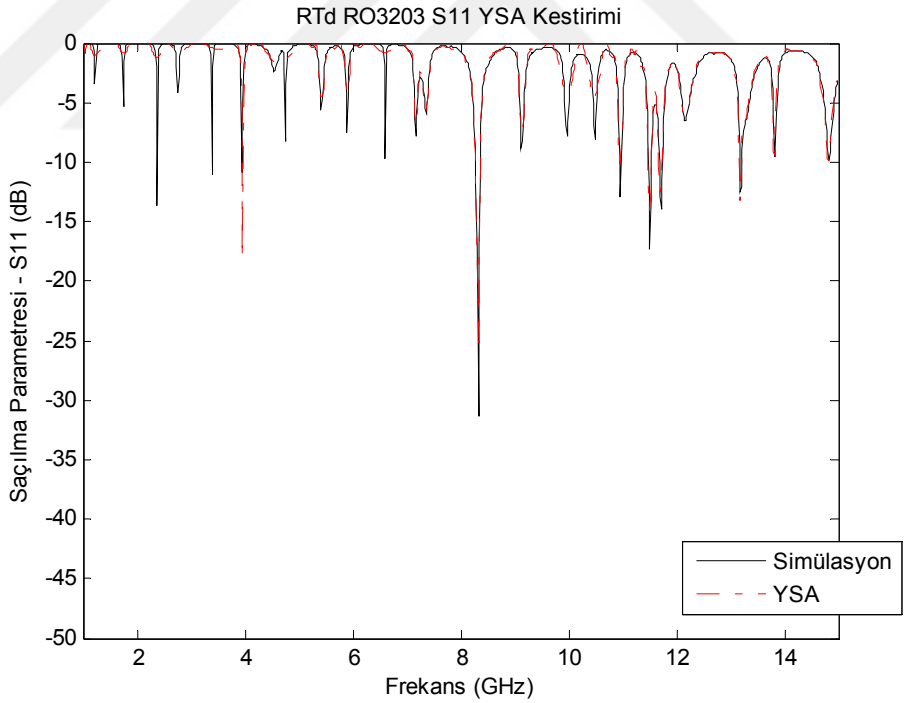
tarafından takip edilmesinin zor olduğu görülmüştür. Bu bölgelerde yeteri kadar örnekleme noktası alınamaması sebebiyle yapılan kestirimlerde en düşük geri dönüş kaybı değerlerinin kestiriminde başarı oranının düştüğü gözlemlenmiştir.



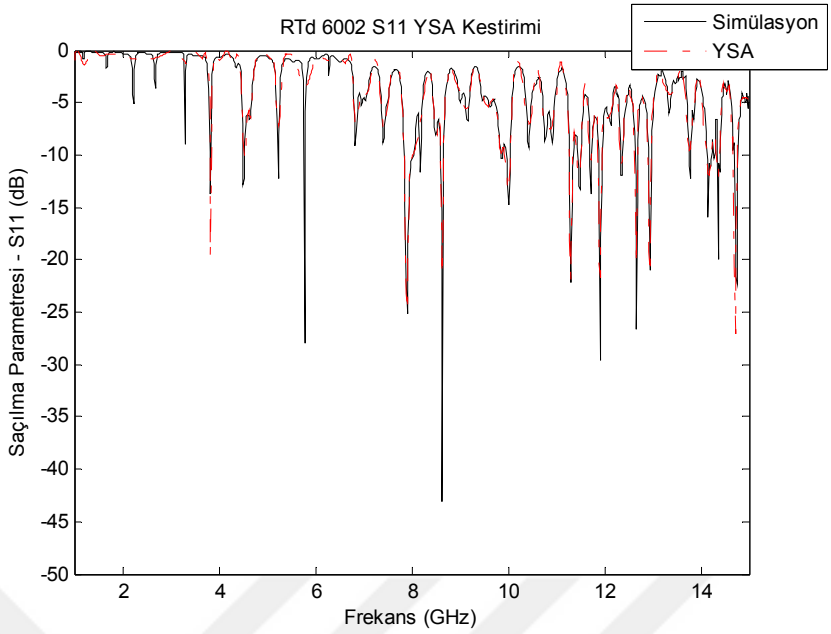
Şekil 3.33 YSA ile sentezlenen 70 mil kalınlıklı Arlon Foam Clad'den yapılmış ÖŞMA'nın geri dönüş kaybının modellenmesi



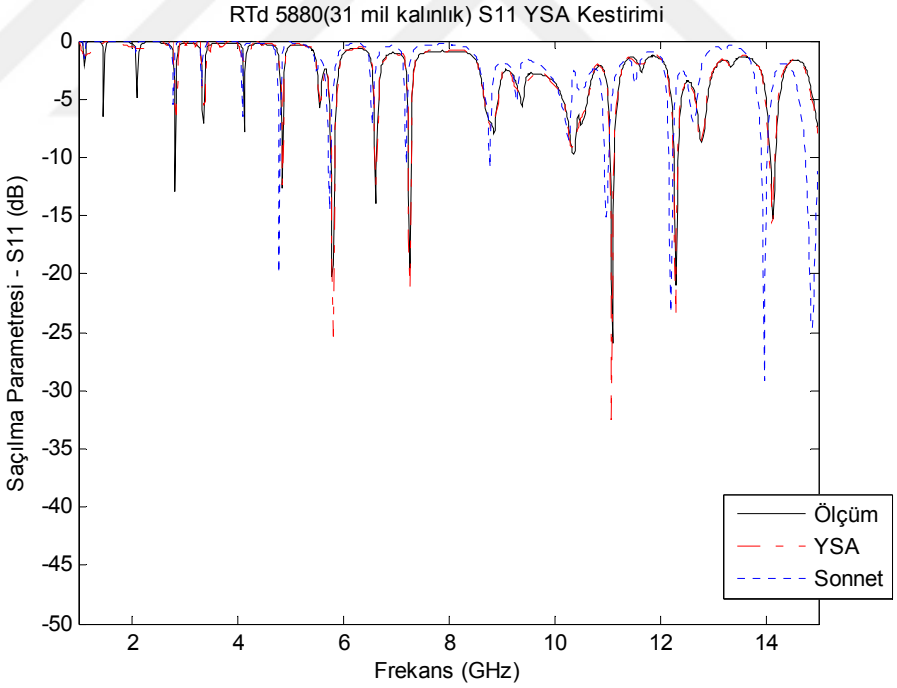
Şekil 3.34 YSA ile sentezlenen 125 mil kalınlıklı RTd 5880'den yapılmış ÖŞMA'nın geri dönüş kaybının modellenmesi



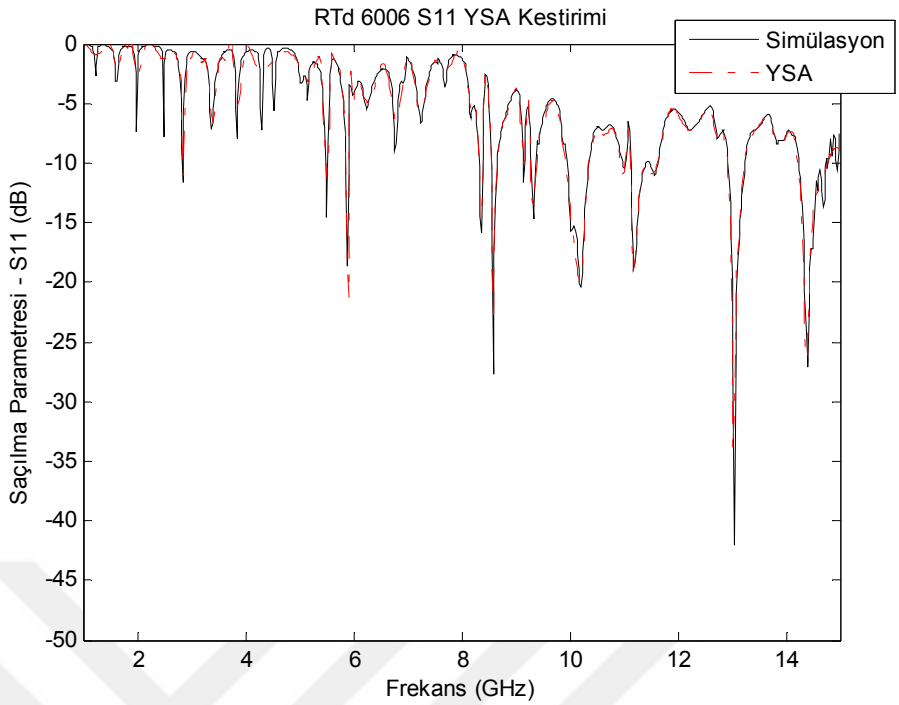
Şekil 3.35 YSA ile sentezlenen 20 mil kalınlıklı RO 3203'den yapılmış ÖŞMA'nın geri dönüş kaybının modellenmesi



Şekil 3.36 YSA ile sentezlenen 60 mil kalınlıklı RTd 6002'den yapılmış ÖŞMA'nın geri dönüş kaybının modellenmesi

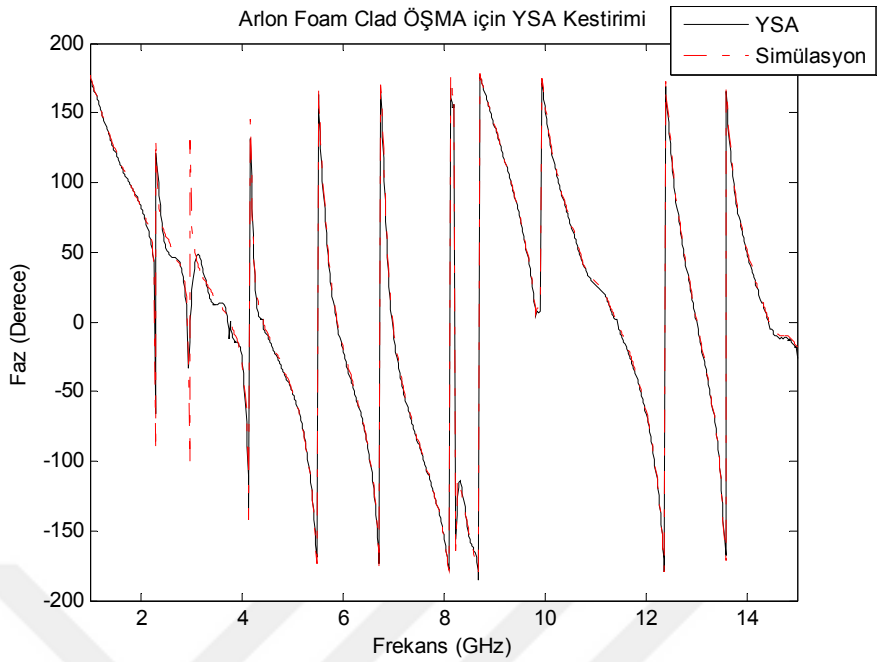


Şekil 3.37 YSA ile sentezlenen 31 mil kalınlıklı RTd 5880'den yapılmış ÖŞMA'nın geri dönüş kaybının modellenmesi

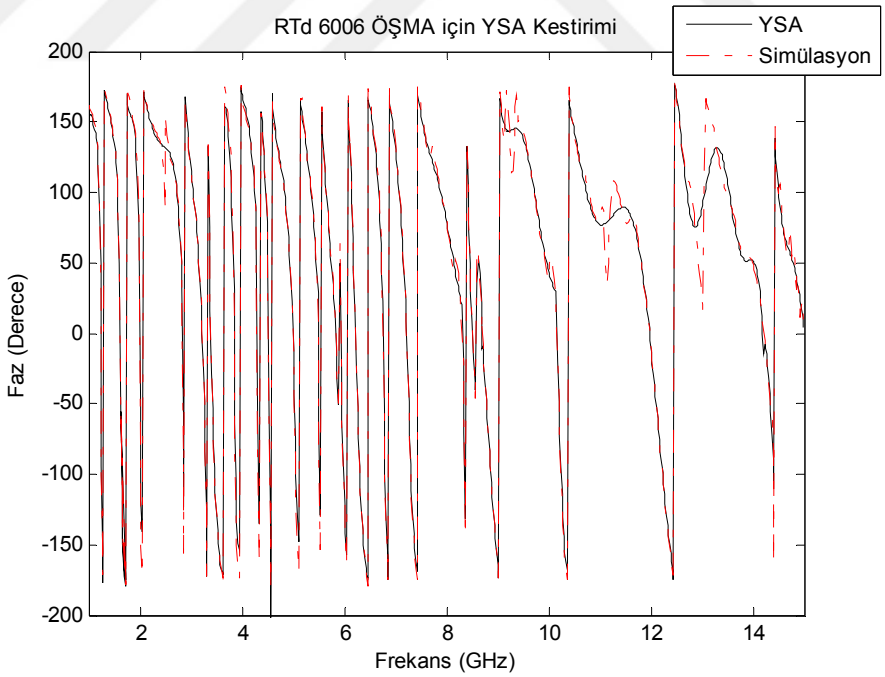


Şekil 3.38 YSA ile sentezlenen 75 mil kalınlıklı RTd 6006'den yapılmış ÖŞMA'nın geri dönüş kaybının modellenmesi

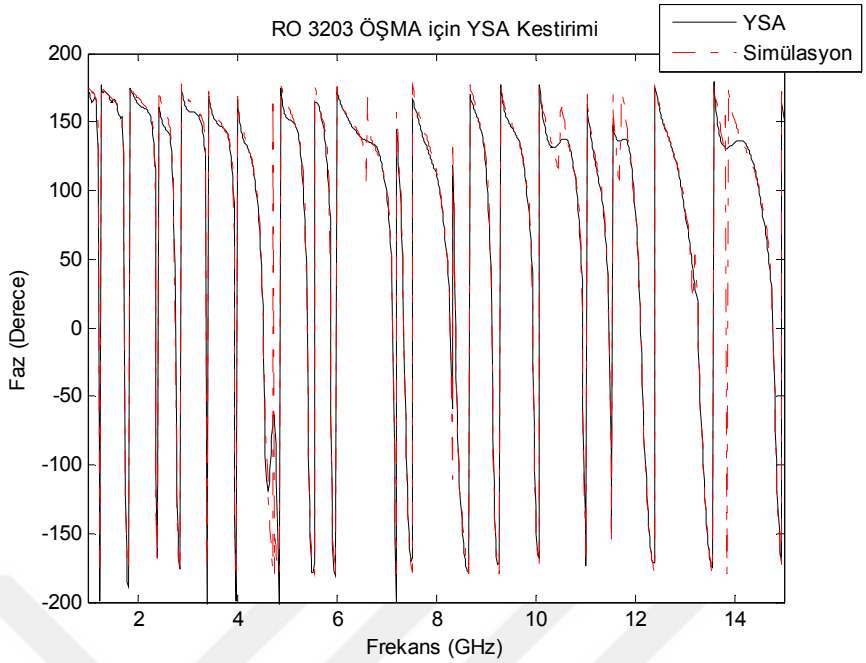
Şekil 3.39 - 3.44 arasında farklı alt tabaka malzemeleri kullanılarak YSA ile sentezlenen ÖŞMA'lara ait faz değerlerinin sinir ağı modelleme sonuçları sunulmuştur. Modelleme amacıyla oluşturulan eğitim setlerinde RTd 5880 malzemeden üretilen antenler için ölçüm sonuçları kullanılırken diğer antenlerde simülasyon sonuçları kullanılmıştır. Benzer şekilde elde edilen modelleme sonuçları ölçüm ve simülasyon sonuçlarıyla karşılaştırılarak sunulmuştur. Sonuçlar göz önüne alındığında fazda yaşanan ani değişimlerin YSA tarafından takip edilmesinin zor olduğu ve bunun başarımı düşürdüğü görülmüştür. Ayrıca bazı noktalarda yeteri kadar örnekleme alınamaması sebebiyle yapılan kestirimlerin başarı oranının düştüğü gözlemlenmiştir.



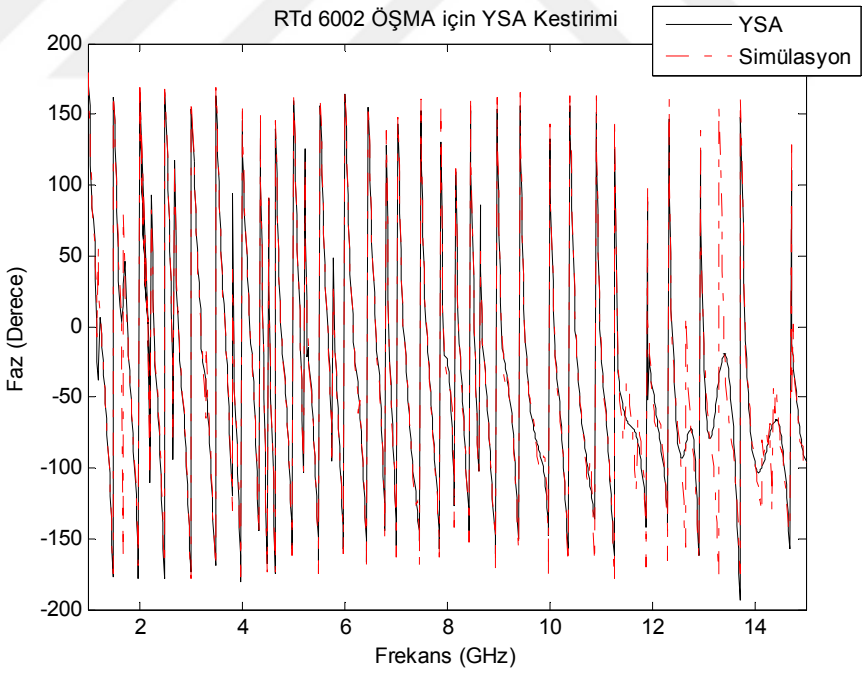
Şekil 3.39 YSA ile sentezlenen 70 mil kalınlıklı Arlon Foam Clad'den yapılmış ÖŞMA'nın faz değerinin modellenmesi



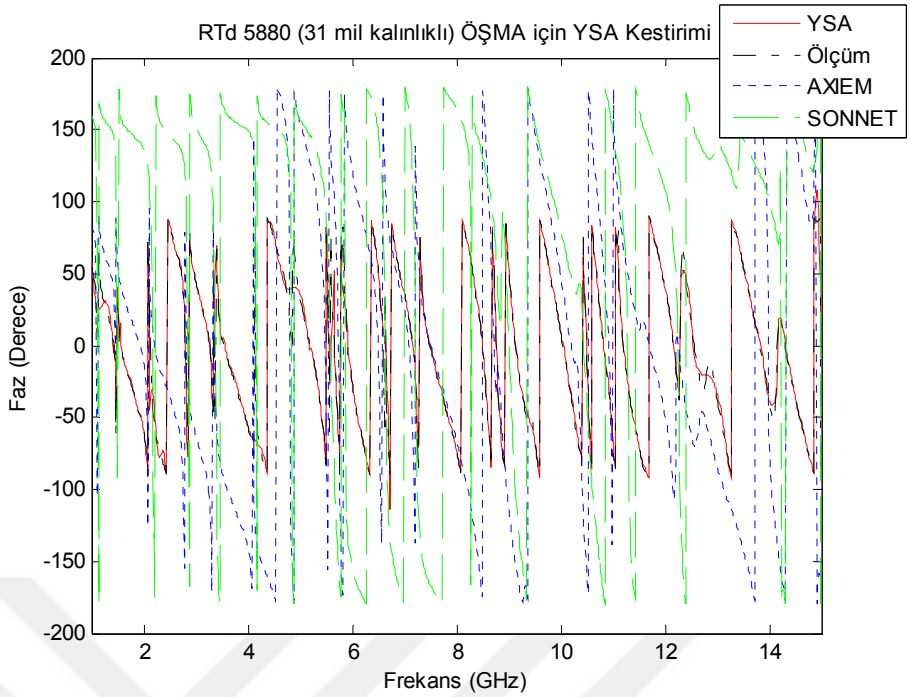
Şekil 3.40 YSA ile sentezlenen 75 mil kalınlıklı RTd 6006'den yapılmış ÖŞMA'nın faz değerinin modellenmesi



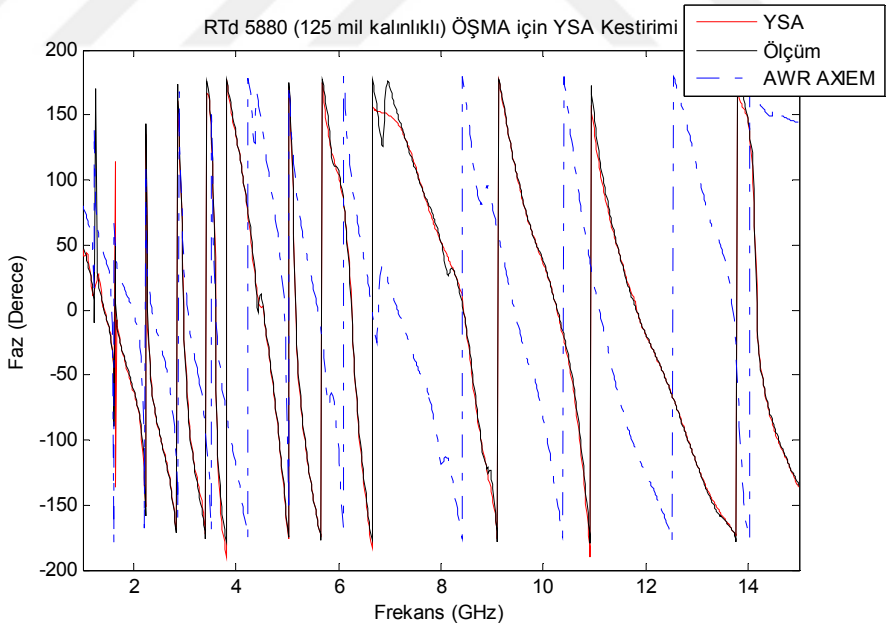
Şekil 3.41 YSA ile sentezlenen 20 mil kalınlıklı RO 3203'den yapılmış ÖŞMA'nın faz değerinin modellenmesi



Şekil 3.42 YSA ile sentezlenen 60 mil kalınlıklı RTd 6002'den yapılmış ÖŞMA'nın faz değerinin modellenmesi



Şekil 3.43 YSA ile sentezlenen 31 mil kalınlıklı RTd 5880'den yapılmış ÖŞMA'nın faz değerinin modellenmesi

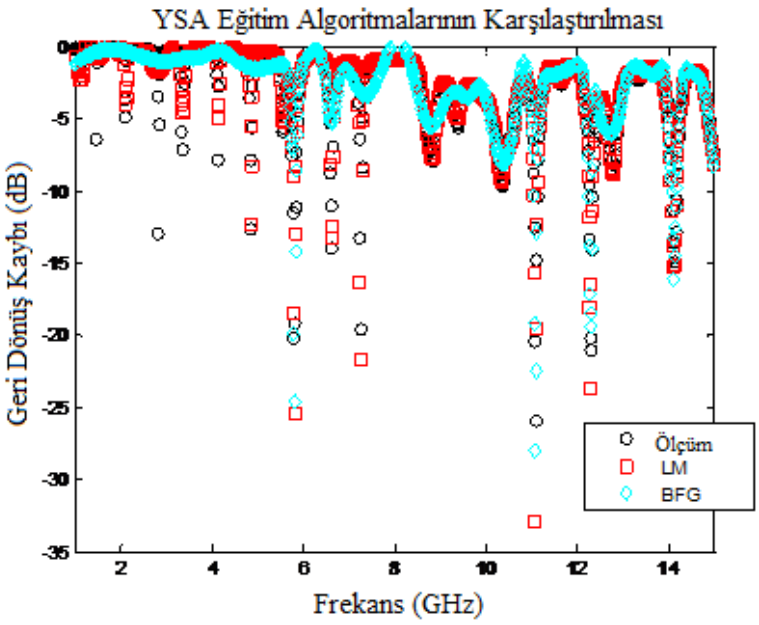


Şekil 3.44 YSA ile sentezlenen 125 mil kalınlıklı RTd 5880'den yapılmış ÖŞMA'nın faz değerinin modellenmesi

Çizelge 3.9 Sentezlenen antenler için geri dönüş kaybı ve faz değerlerinin modellenmesiyle elde edilen performans ölçütleri

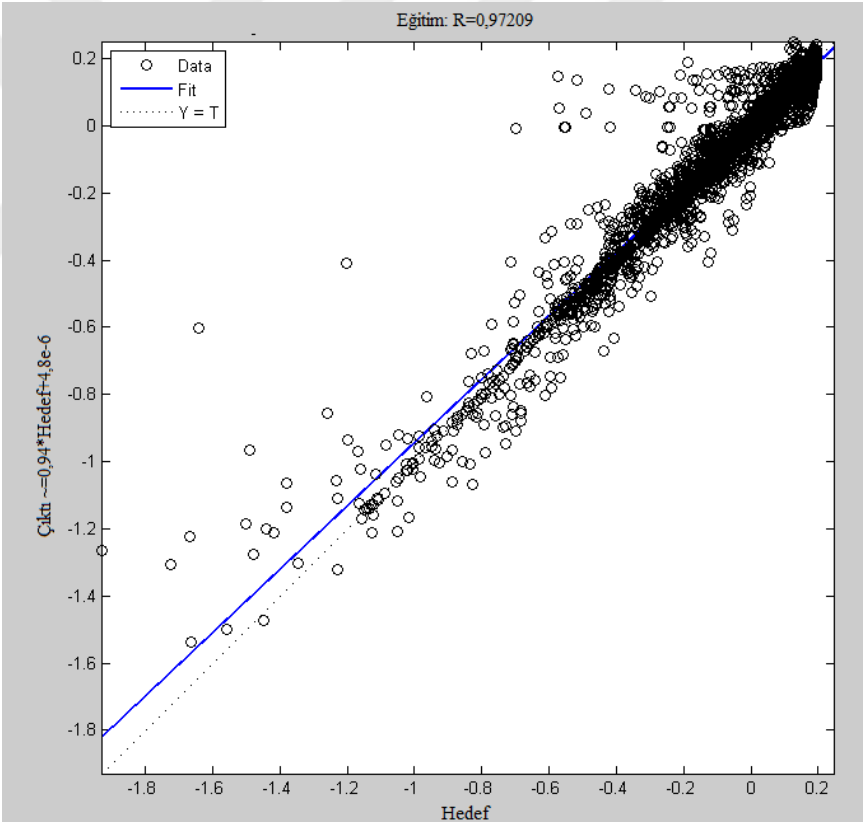
Alt tabaka malzemesi/Yükselik	**Geri Dönüş Kaybı Modellemesi için PPM Korelasyon Yüzdesi**	**Faz Modellemesi için PPM Korelasyon Yüzdesi**
ArlonFoam Clad/70mil	%99,75	%99,67
Rogers Duroid 5880/31mil	%96,12	%97,34
Rogers Duroid 5880/ 125mil	%99,70	%99,60
Rogers Duroid 6002/60mil	%97,62	%97,37
Rogers 3203/20mil	%92,23	%98,02
Rogers Duroid 6006/75mil	%97,62	%99,34

Modellemenin temelini oluşturan YSA'nın eğitilmesi sırasında farklı eğitim algoritmaları uygulanmıştır. Bu algoritmalardan ÖMŞA analizi için en başarılı iki tanesi karşılaştırılmalı olarak Şekil 3.45'te sunulmuştur.



Şekil 3.45 31 mil kalınlıklı RTd 5880'den yapılmış ÖŞMA'nın geri dönüş parametrelerinin farklı YSA eğitim algoritmaları ile modellenmesi

Levenberg-Marquardt (LM) eğitim algoritması fazla bellek ihtiyacına rağmen YSA kestirim uygulamaları için en uygun algoritmalardan biridir. Diğer bir verimli algoritma olan geri yayılımlı quasi-Newton algoritması LM'e göre daha yavaş yakınsama sağlamaktadır. LM eğitim verilerinin seyrek dağılımlı ve süreksiz olduğu durumlarda başarılı sonuçlar sağlamakta ve eğitim seti içindeki veriler arasındaki ani değişimleri başarıyla yakalamaktadır. Buna rağmen LM algoritması için yüksek bellek ihtiyacı ve uzun hesaplama zamanları gözden kaçırılmamalıdır. Eğitim seti için kullanılan veriler arttırıldıkça geri yayılımlı quasi-Newton algoritması da merkez rezonans frekansı ve geri dönüş kaybı için başarılı kestirimler yapmaktadır. YSA kullanılarak yapılan modellemeye ait regresyon analizi Şekil 3.46'da sunulmuştur. Kestirimlerin doğruluğu arttıkça kestirim noktaları hedef eğrisi üzerine oturmaktadır.



Şekil 3.46 YSA ile yapılan ÖŞMA modellemesine ait regresyon eğrisi

3.4 Bant Geçiren PID Filtrelerin YSA ile Tersine Modellenmesi

YSA benzeri istatistiki modelleme sistemlerinin fiziksel ve geometrik parametreleri girdi olarak aldığı, çıktı olarak da RF mikrodalga devrelere ait elektriksel parametreleri sunduğu yapılar ileri yönlü (forward) modelleme olarak adlandırılır. Bu yapının tam tersi işletilirse, YSA'lar mikrodalga devre tasarımında tersine (inverse) modelleme için kullanılabilir. EM sinyal işlemede kullanılan geleneksel istatistiki modelleme uygulamalarının aksine, tersine modelleme teknikleri elektriksel parametreleri girdi olarak alırken, model çıktısı olarak da tasarım sonucunda belirlenmesi hedeflenen devreye ait geometrik/fiziksel parametreleri hesaplamaktadır.

Sinyal işleme yöntemleriyle tersine modelleme yöntemlerini kullanarak mühendislik tasarım faaliyetlerinin gerçekleştirilebileceği farklı uygulamalar mevcuttur. Bant geçiren mikroşerit PID filtreler geniş bant filtreleme amacıyla kompakt ve düzlemsel çözümler üretebilmektedir. PID filtreler geleneksel interdijital filtrelerde kısa devre yapmak amacıyla kullanılan direkt deliklere (via) ihtiyaç duymaz. Küçültülmüş mikroşerit bant geçiren filtreler küçük ebatlı ve hafif olması istenen sistemler için uygulanabilirdir. Filtredeki rezonatörlerin birbiriyle etkileşimi EM simülator kullanılarak hesaplanmalıdır. Rezonatörler arasındaki boşluğun hesaplanabilmesi için herhangi bir analitik ya da nümerik yöntem bulunmamaktadır.

Bu tez çalışmasında filtre isterleri göz önüne alınarak rezonatörler arasında bırakılması gereken boşluklarının uygun şekilde hesaplanabilmesi için YSA ile tersine modelleme yönteminin uygulanabileceği gösterilmiştir. RF mikrodalga devrelerin optimizasyonu tersine modelleme uygulaması olarak görülebilir. EM-simülatör kullanılarak yapılan optimizasyon işlemlerinde en uygun geometrinin bulunması için tekrar tekrar simülasyonların yenilenmesi gerekmektedir. Tersine modelleme ile bu tekrarlanan simülasyon süreçlerinin önüne geçerek tasarım süreleri ve maliyetleri kısaltılabilir.

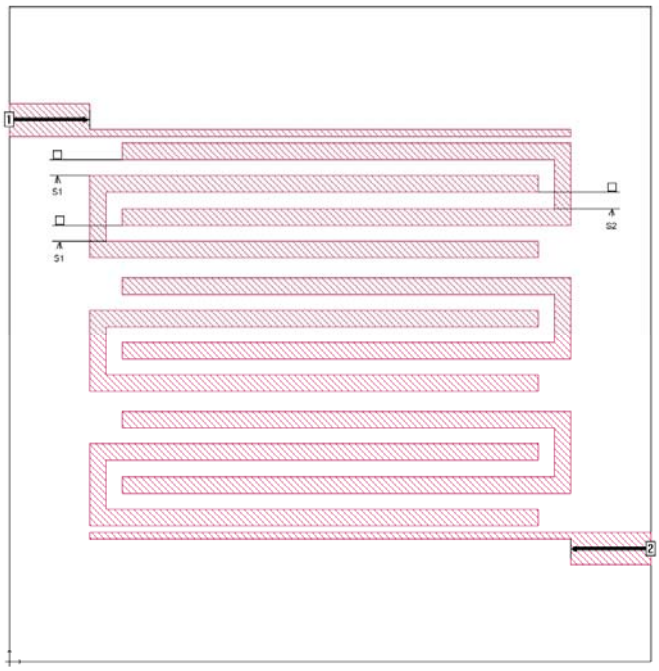
Yarım dalga boyu uzunluğunda paralel etkileşimli (coupled) hatlar içeren mikroşerit filtreler, mikrodalga ekipmanlarının temel öğelerinden birisidir. Diğer taraftan bu yapıların boyutlarının entegre olacakları sistemle uyumlu olması hayati bir tasarım

uygulamasıdır. Geleneksel inter-digital mikroşerit filtreler kısa devre edilmiş via delikleriyle kompakt tasarımlar sunar. Ancak via deliklerinin üretilmesi düzlemsel olmayan, devrenin alt ve üst yüzleri arasında doğrudan bağlantı oluşturan bir süreçtir. Düzlemsel üretim ve kompakt tasarım zorunlulukları PID yapıları zorunlu kılmaktadır.

Mikroşerit PID filtre geometrisinde rezonatörler arasında bırakılması gereken en uygun mesafeler YSA kullanılarak tersine modelleme yöntemleriyle elde edilmeye çalışılmıştır. PID filtrelerin genel tasarım süreçlerinde rezonatörler arasındaki boşluklar deneme yanılma yöntemi ile belirlenmektedir.

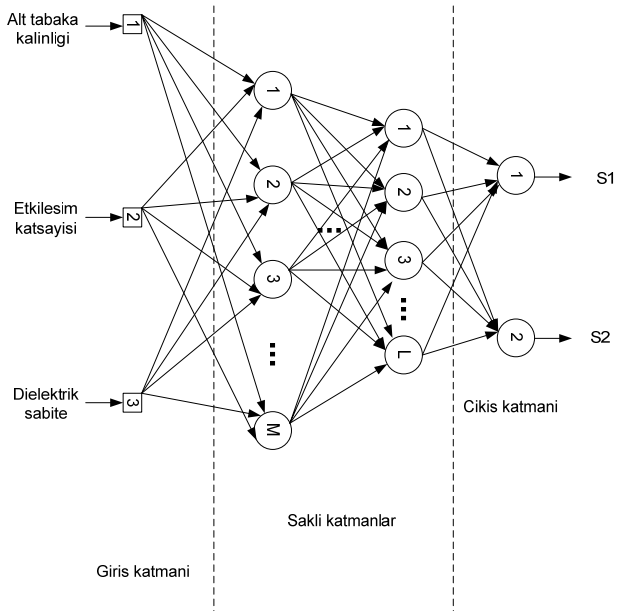
Bu tez çalışmasında boşluk mesafelerinin rezonatörler arasındaki etkileşim katsayıları ve alt tabaka malzemesinin karakteristik özellikleri göz önüne alınarak tahmin edilebileceği gösterilmektedir.

Şekil 3.47'de tasarımında tersine modelleme sistemlerinin kullanılması hedeflenen PID filtre devresi sunulmuştur. Burada S1 ve S2 rezonatörler arasındaki mesafeyi gösterirken, rezonatörlerin etkileşim katsayısının (coupling coefficient) değişimi için ayarlanabilir parametreler olarak alınmıştır. S1+S2 uzunluğu 1mm'ye sabitlenmiş, S1 ve S2 uzunlukları 0,2 mm'den 0,8 mm'ye 0,1 mm aralıklarla değiştirilmektedir. Devrelerin tasarımında kullanılan alt tabakanın elektriksel geçirgenlik katsayıları 2,2 ile 10,2 arasında, alt tabaka kalınlıkları 20 mil ile 125 mil arasında değişim göstermektedir. S1 ve S2 değiştikçe, filtrenin elektriksel ve manyetik rezonans frekansları değişmekte ve durdurma bandı ayarlanabilmektedir. Hâlihazırda rezonatörler arasındaki mesafenin hesaplanabilmesi için herhangi bir analitik veya sayısal yöntem bulunmamaktadır. Ulaşılması istenen etkileşim katsayılarına karşılık gelen boşluk genişliklerinin belirlenebilmesi için EM-simülatör destekli tasarım ile YSA uygulamaları kullanılabilecektir.



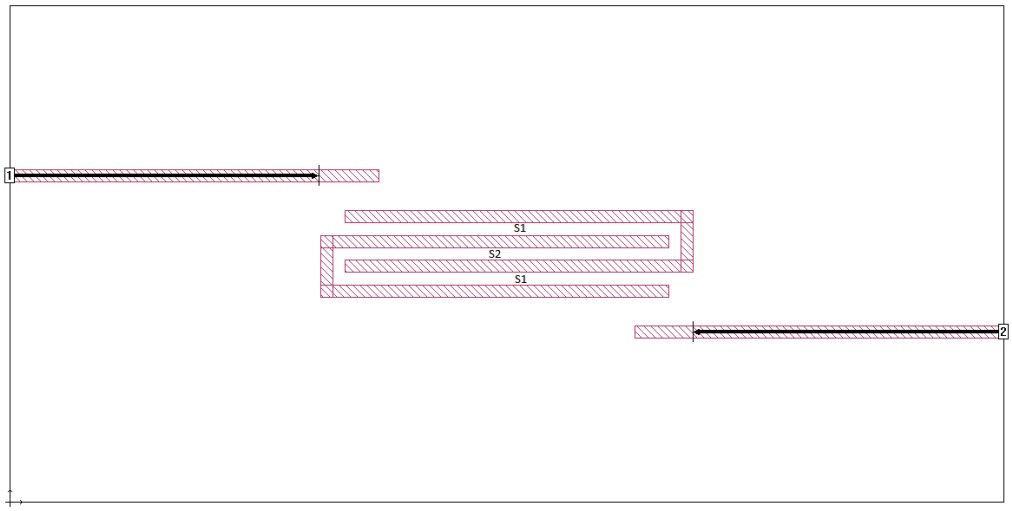
Şekil 3.47 Bant geçiren PID filtre şeması

İleri modelleme yöntemlerinin aksine, tersine modellemede etkileşim katsayısı, ileri ve geri dönüş kayıpları ve bant genişliği gibi mikrodalga tasarım isterleri girdi olarak alınarak devrenin fiziksel boyutları belirlenmeye çalışılmıştır. PID filtrelerin tersine modellenmesi için önerilen YSA mimarisi şekil 3.48'de sunulmuştur.

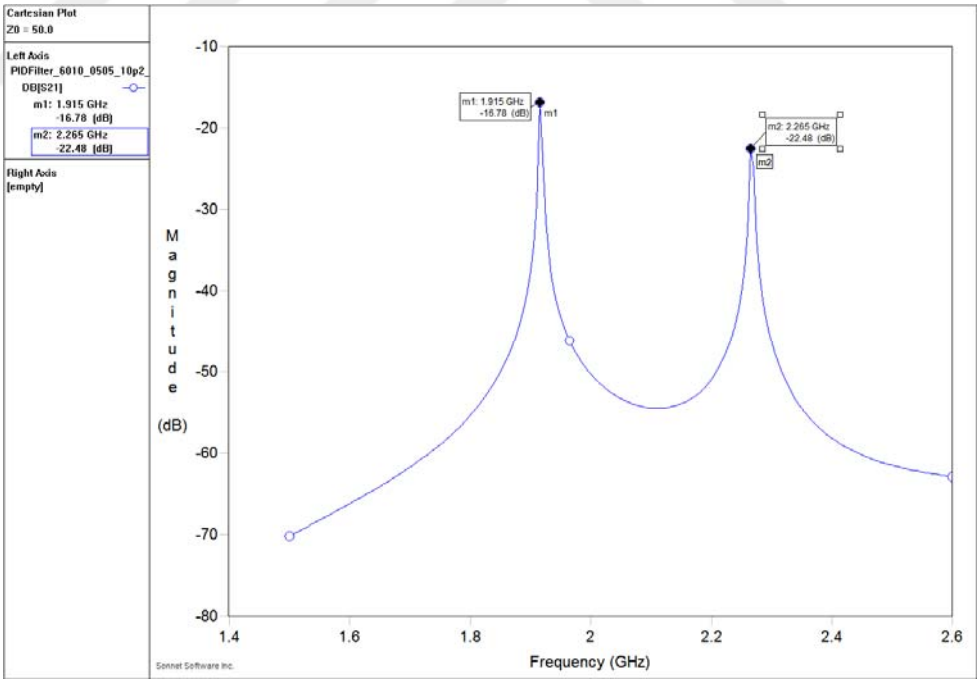


Şekil 3.48 PID filtrelerin tersine modellenmesi için önerilen YSA mimarisi

PID filtre yapısına ait simülasyonlar, düzlemsel mikroşerit yapıların tasarımında başarılı sonuçlar üreten Sonnet Yazılımı ile yapılmıştır. Şekil 3.49'da filtrelerin temel bileşenini oluşturan rezonatör yapıları görülmektedir.



Şekil 3.49 PID filtreyi oluşturan rezonatör yapıları

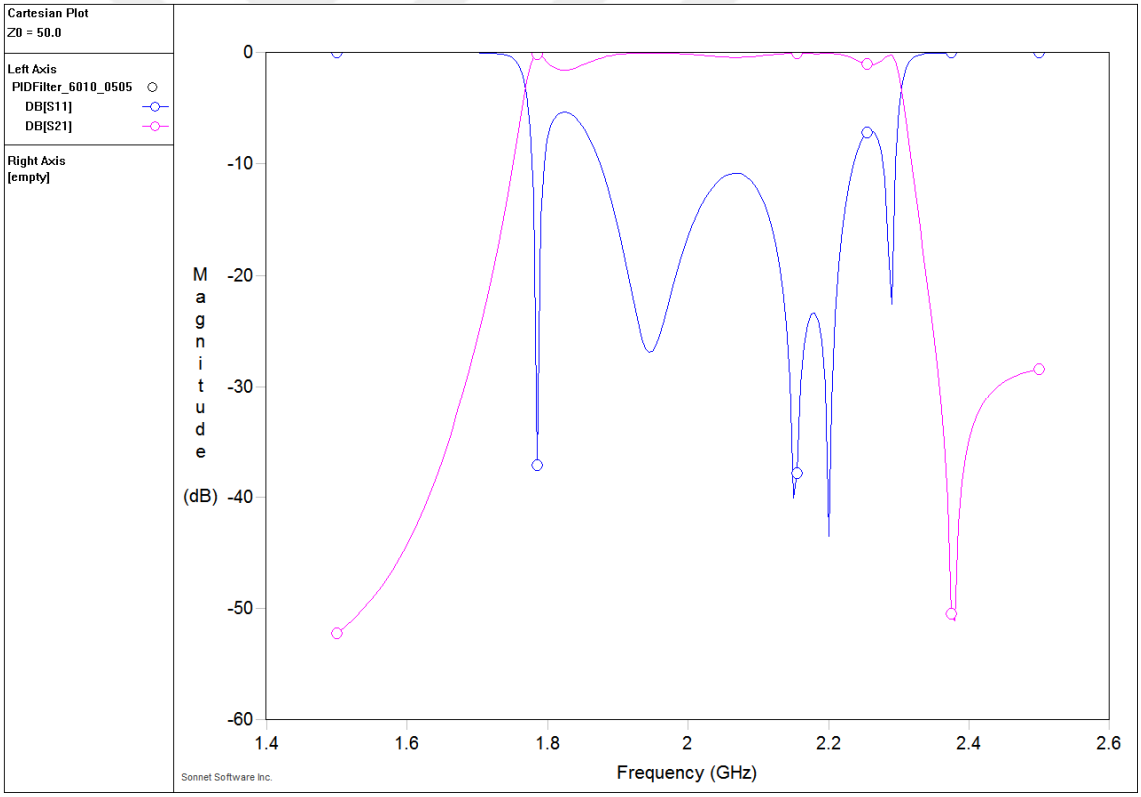


Şekil 3.50 Rogers Duroid 6010 (50 mil kalınlık) rezonatör için rezonans frekans tepeleri

Şekil 3.50'de görüldüğü üzere simülasyon ile elde edilen f_{p1} ve f_{p2} frekans rezonans tepeleri kullanılarak eşitlik (3.7) yardımıyla etkileşim katsayısı, k, hesaplanmaktadır.

$$k = \frac{f_{p2}^2 - f_{p1}^2}{f_{p2}^2 + f_{p1}^2} \tag{3.7}$$

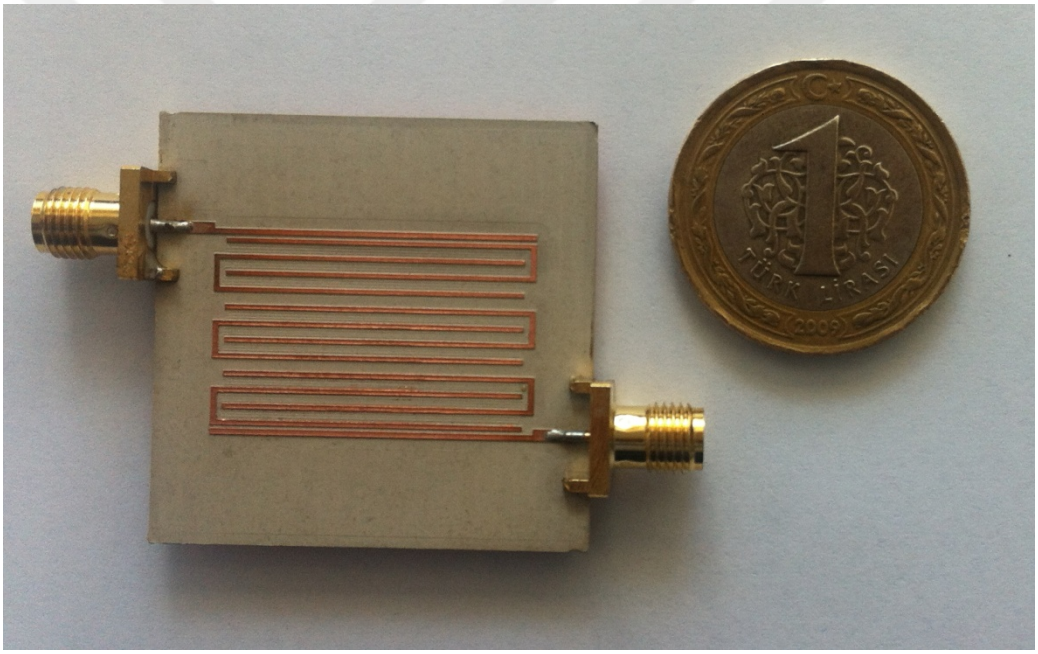
Hesaplanan etkileşim katsayıları rezonans frekansında etkileşen, kuple olan enerjinin depolanan enerjiye oranını vermektedir. Şekil 3.51'de tasarlanan filtreye ait bant genişliği ve saçılma parametreleri (geri dönüş kaybı, S_{11}, ve geçiş kaybı, S_{21}) görülmektedir. PID filtre 2 GHz merkez frekansında yaklaşık 30 dB geri dönüş kaybı ile çalışmaktadır.



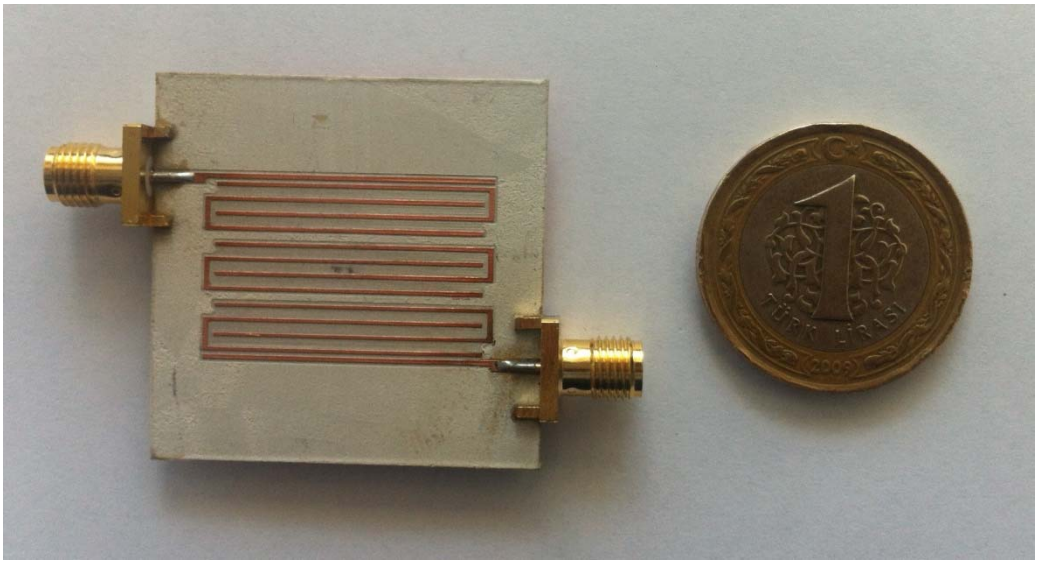
Şekil 3.51 Rogers Duroid 6010 (50 mil kalınlık) malzeme kullanılarak tasarlanan PID filtrenin (0,5 mm rezonator boşlukları) saçılma parametreleri

Tasarlanan filtreler LPKF baskı makinesi yardımıyla üretilerek, ölçümler Agilent N5230A PNA-L Network Analizör ile yapılmıştır. Filtre üretiminde yaşanan en büyük sorun özellikle 20 mil kalınlıktaki malzemenin işlenmesi sırasında rezonatör üzerindeki mikroşerit yolların çizilememesidir. Malzemenin esnek yapısı sebebiyle devrelerin çizimi ince hatlar için mümkün olamamıştır.

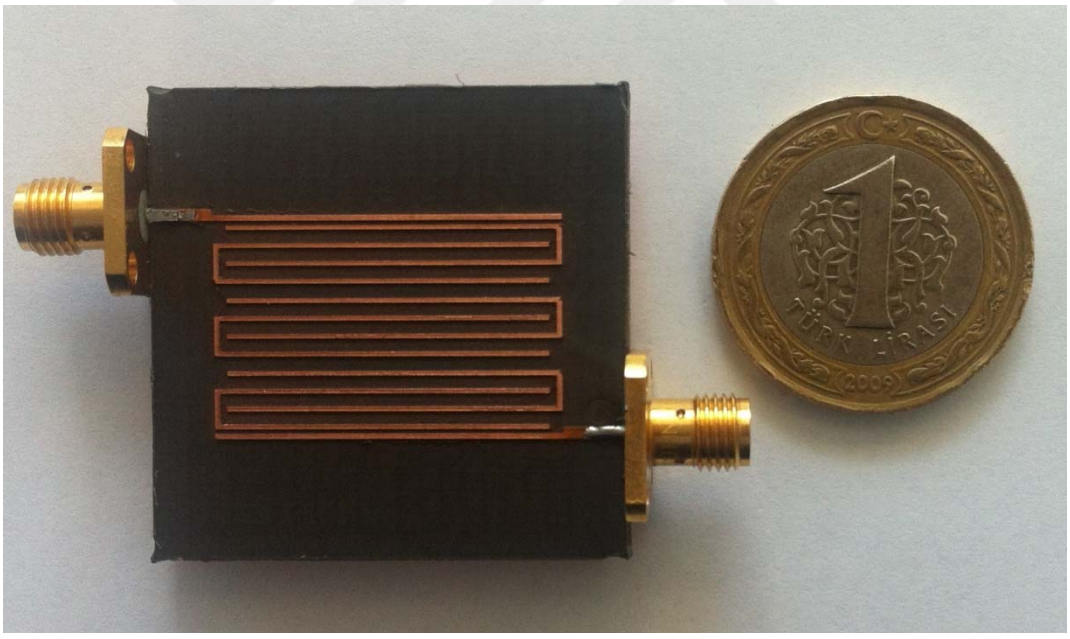
Ayrıca 8 mil kalınlıktaki besleme hatları LPKF makinesinin minimum çalışma kalınlığıdır. Bu hatlar plakanın üzerindeki devre dışındaki kısımlar soyulurken zarar görmüştür. Şekil 3.52 - 3.58'de farklı malzemeler için üretilen devreler gösterilmektedir.



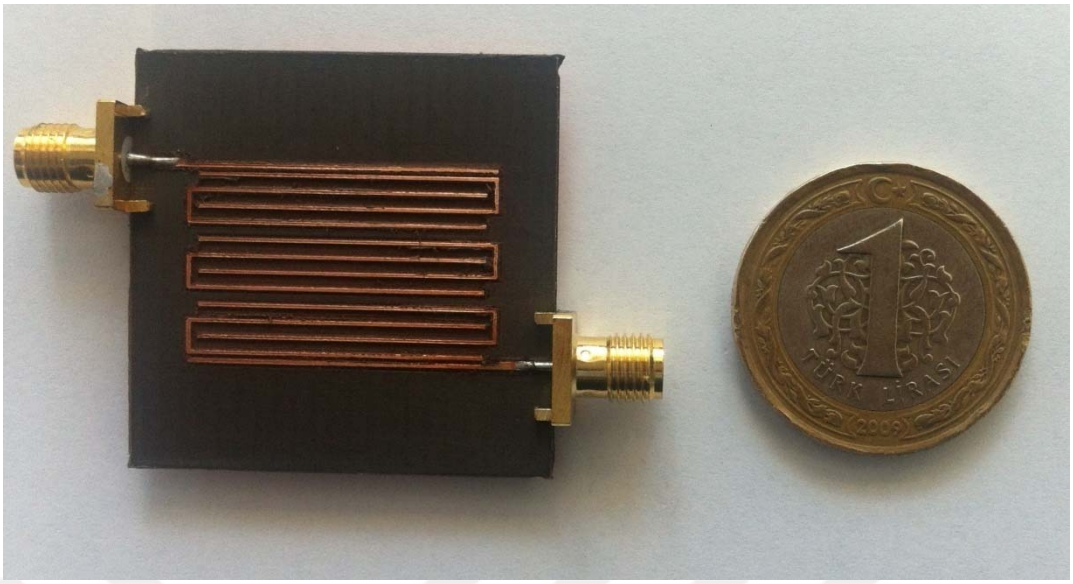
Şekil 3.52 Rogers Duroid 6010 (50 mil kalınlık) malzemeden üretilen PID filtre (Rezonatör aralıkları 1 mm)



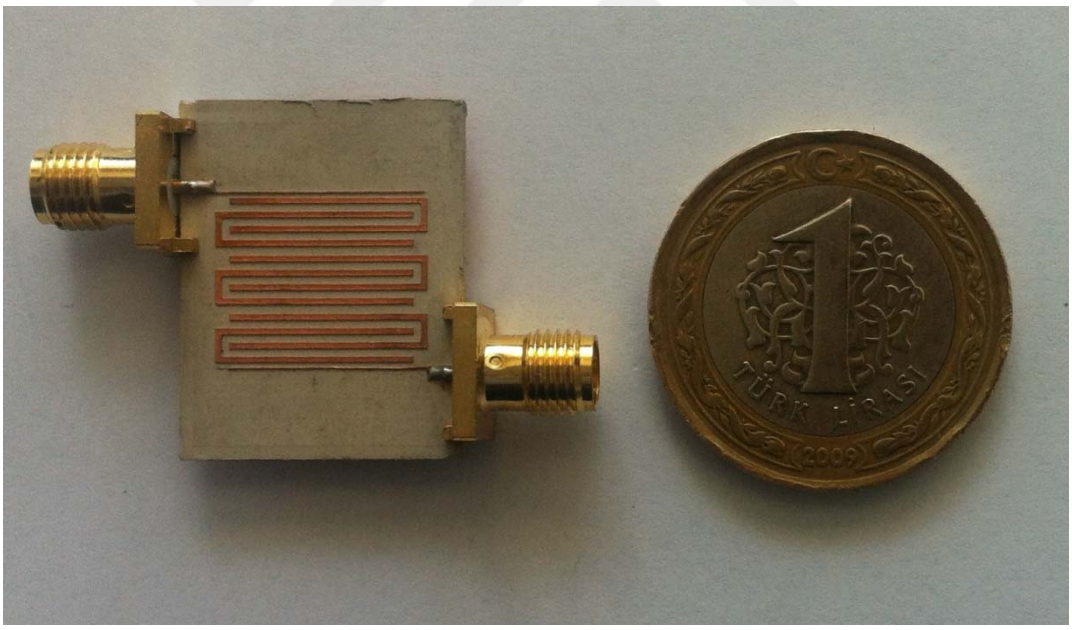
Şekil 3.53 Rogers Duroid 6002 (20 mil kalınlık) malzemeden üretilen PID filtre (Rezonatör aralıkları 1 mm)



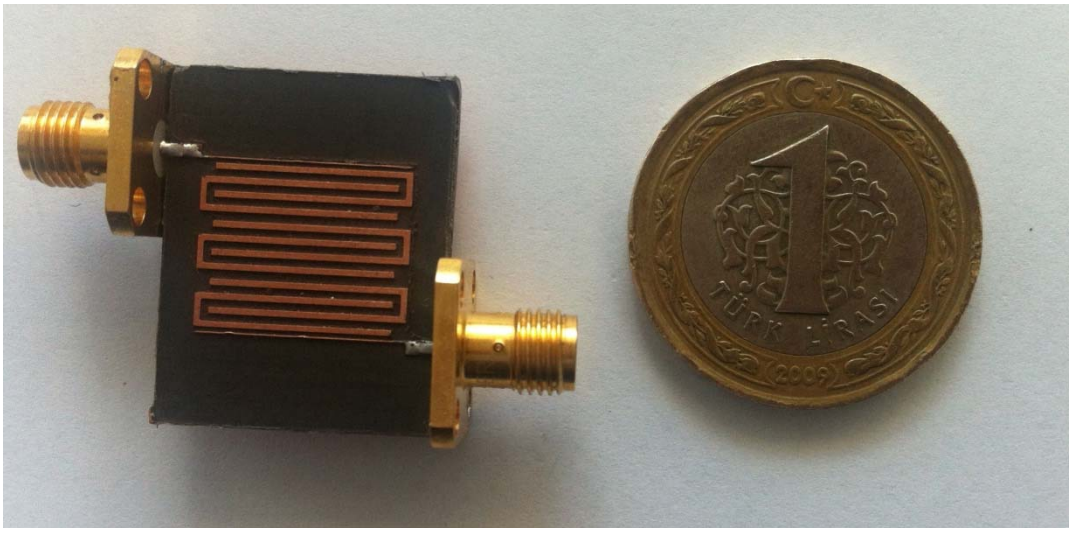
Şekil 3.54 Rogers Duroid 5880 (125 mil kalınlık) malzemeden üretilen PID filtre (Rezonatör aralıkları 1 mm)



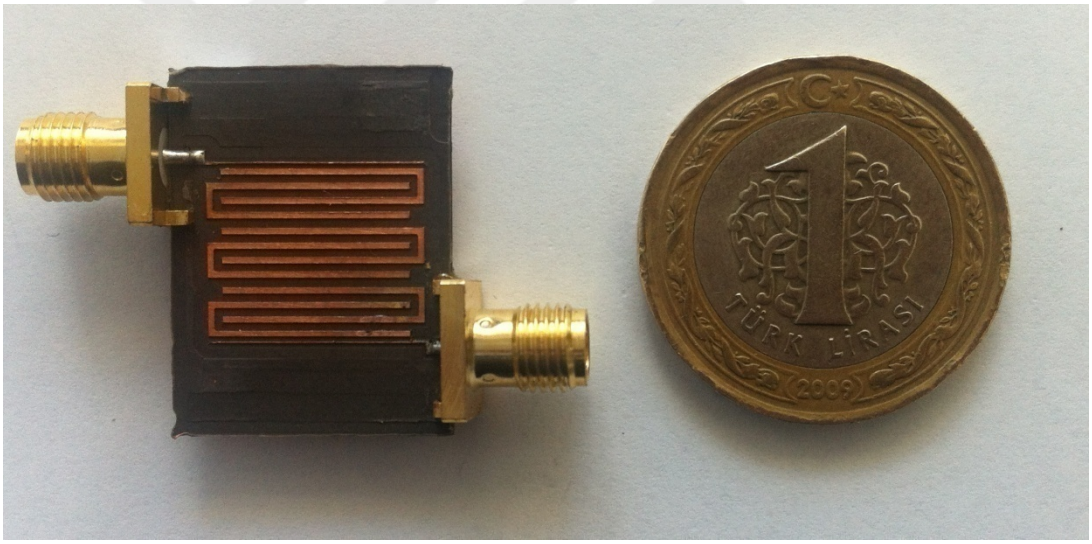
Şekil 3.55 Rogers Duroid 5880 (31 mil kalınlık) malzemeden üretilen PID filtre (Rezonatör aralıkları 1 mm)



Şekil 3.56 Rogers Duroid 6010 (50 mil kalınlık) malzemeden üretilen PID filtre (Rezonatör aralıkları 0,5 mm)

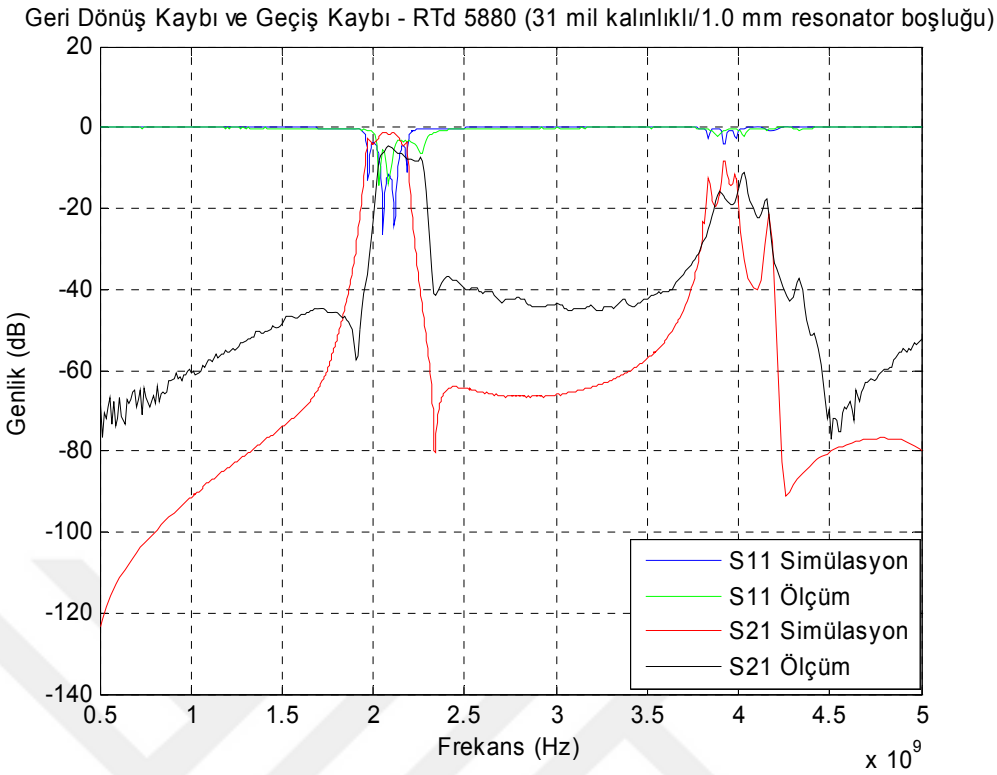


Şekil 3.57 Rogers Duroid 5880 (125 mil kalınlık) malzemeden üretilen PID filtre (Rezonatör aralıkları 0,5 mm)

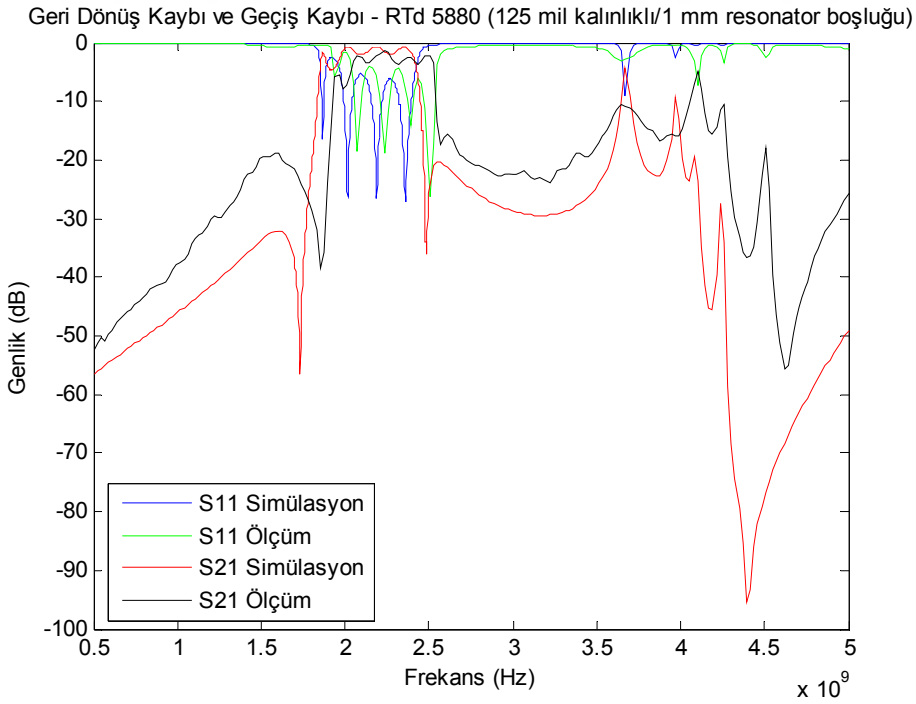


Şekil 3.58 Rogers Duroid 5880 (31 mil kalınlık) malzemeden üretilen PID filtre (Rezonatör aralıkları 0,5 mm)

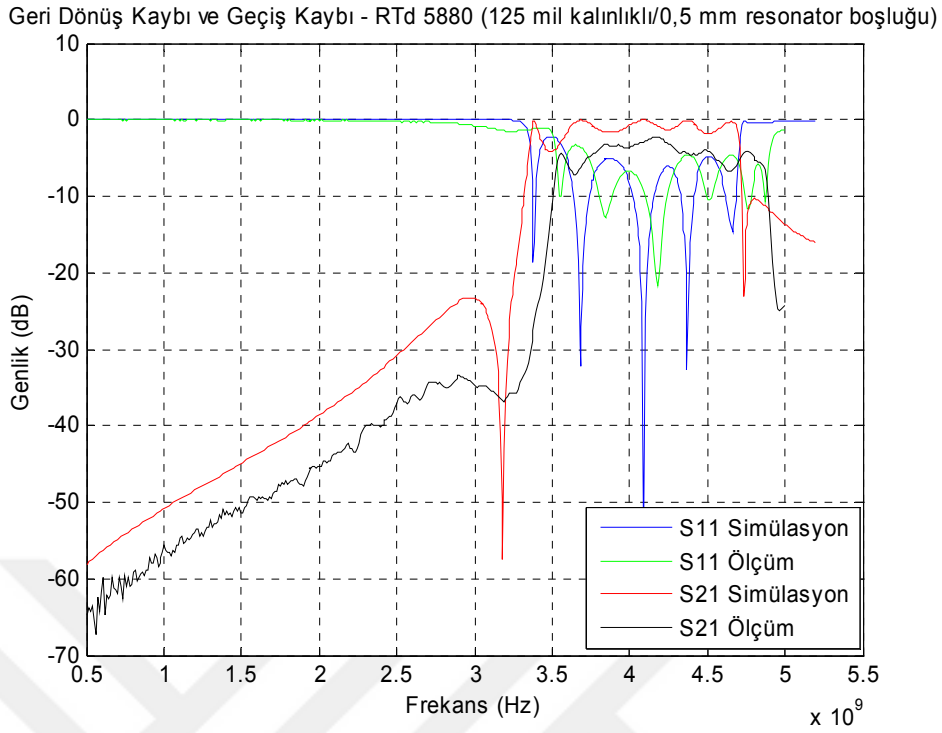
Şekil 3.59 - 3.65'de yukarıda gösterilen devrelere ait geri dönüş kaybı ve iletim kaybı ölçüm ve simülasyon sonuçları gösterilmektedir.



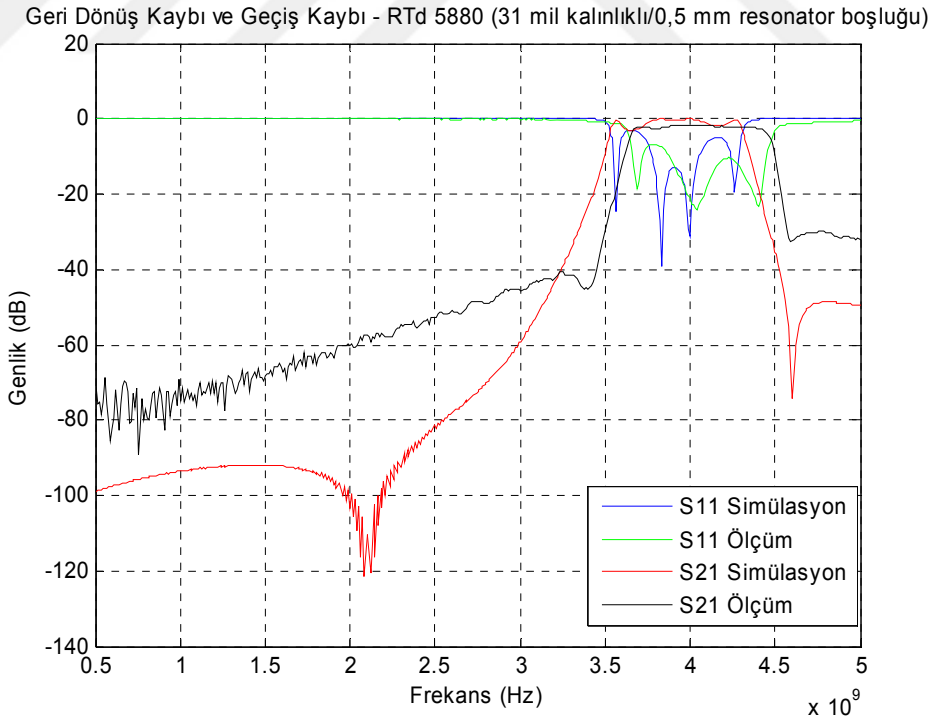
Şekil 3.59 Rogers Duroid 5880 (31 mil kalınlıklı) malzemeden üretilen PID filtrenin saçılma parametreleri (Rezonatör aralıkları 1 mm)



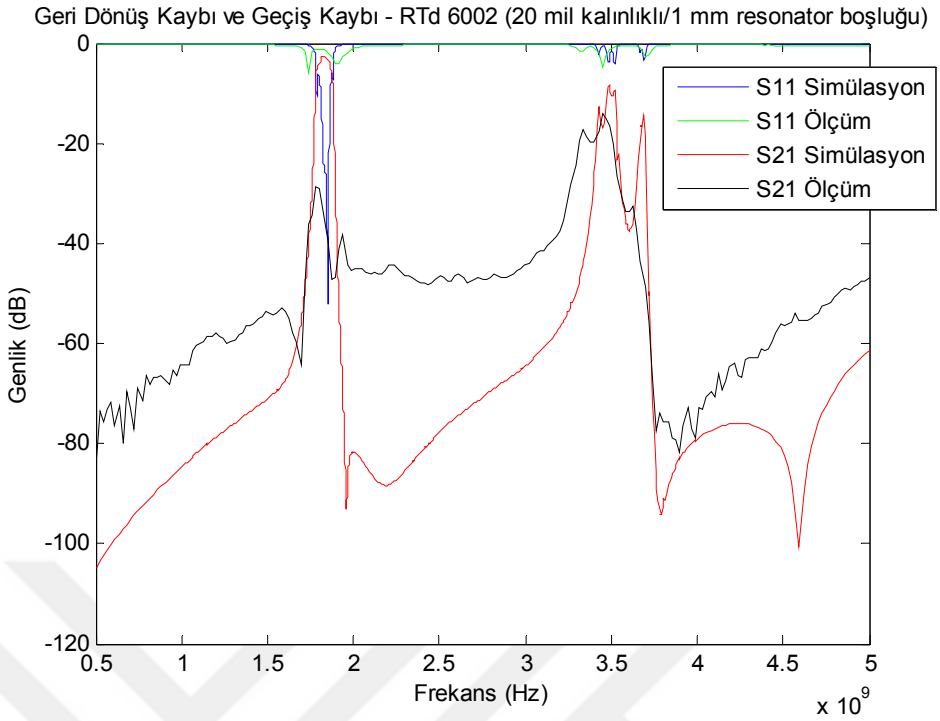
Şekil 3.60 Rogers Duroid 5880 (125 mil kalınlık) malzemeden üretilen PID filtrenin saçılma parametreleri (Rezonatör aralıkları 1 mm)



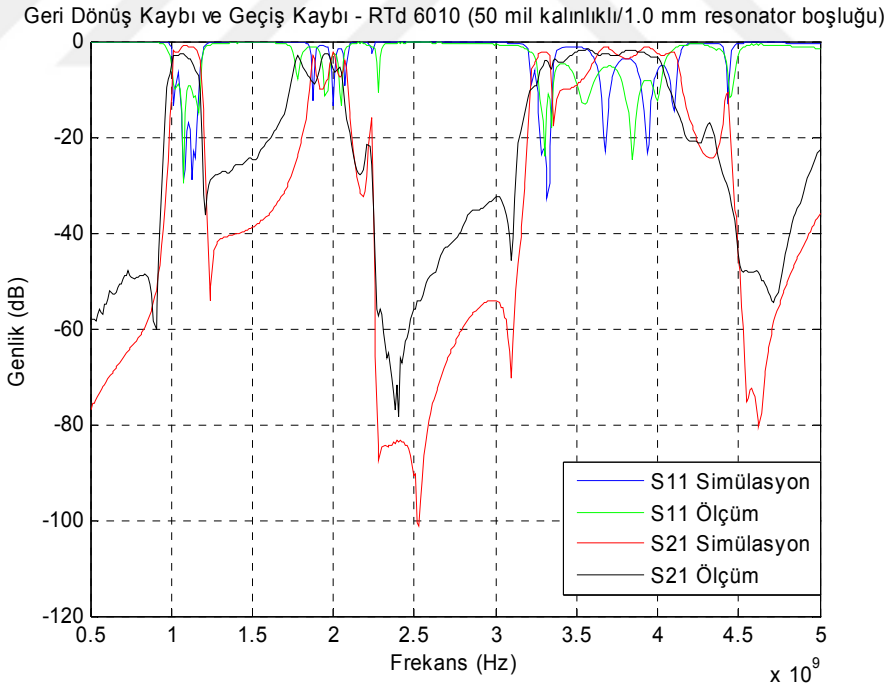
Şekil 3.61 Rogers Duroid 5880 (125 mil kalınlık) malzemeden üretilen PID filtrenin saçılma parametreleri (Rezonatör aralıkları 0,5 mm)



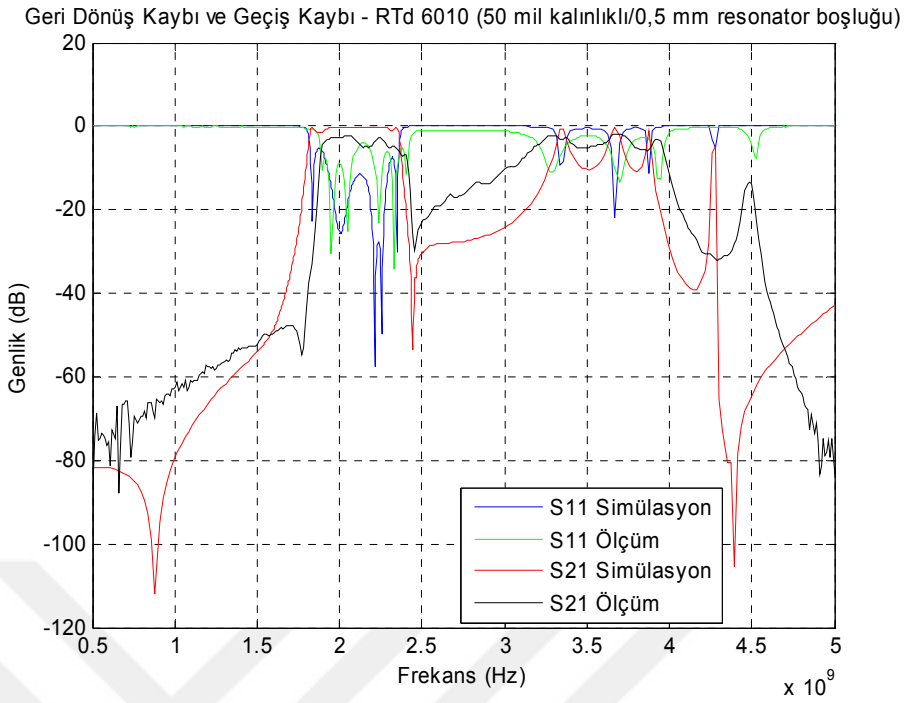
Şekil 3.62 Rogers Duroid 5880 (31 mil kalınlık) malzemeden üretilen PID filtrenin saçılma parametreleri (Rezonatör aralıkları 0,5 mm)



Şekil 3.63 Rogers Duroid 6002 (20 mil kalınlık) malzemeden üretilen PID filtrenin saçılma parametreleri (Rezonatör aralıkları 1 mm)



Şekil 3.64 Rogers Duroid 6010 (50 mil kalınlık) malzemeden üretilen PID filtrenin saçılma parametreleri (Rezonatör aralıkları 1 mm)



Şekil 3.65 Rogers Duroid 6010 (50 mil kalınlık) malzemeden üretilen PID filtrenin saçılma parametreleri (Rezonatör aralıkları 0.5 mm)

Ölçüm ve simülasyon sonuçları karşılaştırıldığında arada oluşan farkın temel sebebi olarak üretim hataları göze çarpmaktadır. Mikroşerit hatlar arasında 0,2 mm'ye kadar düşen boşluklar olmakla beraber bazı hatların kalınlıkları da 0,2 mm'den daha azdır. Üretim sırasında doğru uçların seçilmemesi sebebiyle kullanılan LPKF üretim makinesi PID filtre üzerindeki bazı besleme hatlarını olması gerekenden daha ince yapmıştır.

Ayrıca filtrelerin ticari kullanım öncesi metal kutular içine alınarak dış etkenlerden arındırılması sıklıkla uygulanan bir yöntemdir. Böylece dışarıdan gelebilecek ışımaların filtre performansını etkilemesinin de önüne geçilmiş olur.

Ölçüm sonuçları incelendiğinde, Şekil 3.59'da görülen 31 mil kalınlıklı RTd 5880 malzemeden üretilen PID filtrenin simülasyonlarında 2,085 GHz merkez frekansında 10 MHz bant genişliğine sahip bant durdurma özelliği gözlenmektedir. Ölçüm sonuçları aynı merkez frekansında yaklaşık 3 dB daha az geçiş kaybı (insertion loss) vermektedir. Aynı bant içerisinde geri dönüş kaybı ölçüm sonuçlarında daha yüksek ölçülmüştür. Bu iki özellik sebebiyle bu bölgede PID filtreye ait bant geçiren karakteristiği zayıflamıştır.

Şekil 3.60 ve 3.61'de 125 mil kalınlıklı RTd 5880 malzemeden yapılan bant geçiren PID filtreler için ölçülen değerler merkez frekanslarda yaklaşık 10 MHz'lik kaymalarve geri dönüş kaybının genliğindeki yükselmeler dışında simülasyon sonuçlarıyla uyumludur. Ancak bant geçiren özellikli frekans aralığı alt tabaka malzeme kalınlığının artması sebebiyle kısıtlıdır.

Şekil 3.62'de 31 mil kalınlıklı RTd 5880 malzemeden yapılan 0,5 mm rezonatör mesafeli tasarım için simülasyon sonuçlarında 3,76 GHz - 4,28 GHz arasında bant geçiren filtre özelliği gözlemlenmiştir. Ölçüm sonuçlarında 3,685 GHz - 4,425 GHz aralığında geniş bant geçiren filtre özelliklerinin sağlandığı gözlemlenmiştir. Şekil 3.63'te 20 mil kalınlıklı RTd 6002 malzemeden yapılan 1,0 mm rezonatör mesafeli tasarım için yapılan simülasyonlarda elde edilen 1,832 GHz merkez frekanslı PID filtre alt tabaka malzemeden kaynaklı üretim hataları sebebiyle gerçeklenememiştir.

Şekil 3.64'te 50 mil kalınlıklı RTd 6010 malzemeden yapılan 1,0 mm rezonatör mesafeli tasarım için yapılan simülasyolarda 1,08 GHz'de PID bant geçiren filtre özelliği gözlenmiştir. Ölçüm sonuçlarında geçiş kaybı değerlerinde yaklaşık 1,5 dB'lik düşüş görülmüştür. Benzer şekilde 3,3 GHz, 3,554 GHz ve 3,837 GHz'de bant geçiren filtre özellikleri görülmektedir.

Şekil 3.65'te 50 mil kalınlıklı RTd 6010 malzemeden yapılan 0,5 mm rezonatör mesafeli tasarım için yapılan simülasyonlarda 1,92 - 2,26 GHz aralığında bant geçiren filtre özelliklerinin sağladığı görülmüştür. Üretilen PID filtrenin ölçülmesiyle 1,92 GHz - 2,09 GHz arasında bant geçiren özelliğin sağlandığı ancak üretim hataları sebebiyle geri dönüş kaybı ve geçiş kaybında performans düşüşleri yaşandığı gözlemlenmiştir.

Rezonatörler arasında bırakılması gereken boşlukların yüksek doğrulukla belirlenebilmesi için YSA ile tersine modelleme uygulanmıştır. Elektriksel geçirgenlik katsayısı, filtrenin tasarlanmasında kullanılan alt tabakanın kalınlığı ve etkileşim katsayıları (coupling coefficients) modele girdi olarak alınırken, rezonatörler arasındaki boşlukları temsil eden S1 ve S2 modelin çıktısıdır. Uygulanan modelleme sonucu farklı girdilere karşılık elde edilen S1 ve S2 kestirim sonuçları Çizelge 3.10'da sunulmuştur.

Çizelge 3.10 Farklı girdiler için YSA tersine modelleme sonuçları

ε_r (Elektriksel Geçirgenlik Katsayısı)	Alt Tabaka Kalınlığı (mil)	Etkileşim Katsayısı	S1 (Simülasyon) (mm	S1 (YSA) (mm)	S2 (Simülasyon) (mm)	S2 (YSA) (mm)
10,8	50	0,3107	0,3	0,277	0,7	0,734
10,8	50	0,1681	0,5	0,434	0,5	0,493
10,8	50	0,032	0,7	0,755	0,3	0,249
10,2	50	0,2353	0,4	0,371	0,6	0,648
10,2	50	0,1002	0,6	0,64	0,4	0,348
6,15	75	0,3473	0,3	0,308	0,7	0,692
6,15	75	0,2021	0,5	0,498	0,5	0,546
6,15	75	0,0663	0,7	0,726	0,3	0,287
2,94	20	0,1324	0,4	0,483	0,6	0,507
2,94	20	0,0289	0,6	0,734	0,4	0,268
2,2	31	0,2649	0,3	0,302	0,7	0,651
2,2	31	0,1294	0,5	0,512	0,5	0,484
2,2	31	0,0051	0,7	0,77	0,3	0,211
2,2	125	0,3721	0,3	0,308	0,7	0,687
2,2	125	0,2308	0,5	0,494	0,5	0,5
2,2	125	0,0957	0,7	0,719	0,3	0,234
10,2	25	0,2163	0,3	0,355	0,7	0,665
10,2	25	0,0911	0,5	0,617	0,5	0,39
10,2	25	0,0148	0,7	0,76	0,3	0,265
10,2	75	0,2717	0,4	0,371	0,6	0,659
10,2	75	0,1346	0,6	0,599	0,4	0,357
10,2	100	0,2889	0,4	0,415	0,6	0,637
10,2	100	0,1483	0,6	0,599	0,4	0,327
10,2	100	0,0804	0,7	0,726	0,3	0,244
6,15	25	0,1553	0,4	0,496	0,6	0,538
6,15	25	0,0976	0,5	0,613	0,5	0,403
6,15	25	0,0157	0,7	0,758	0,3	0,235
6,15	50	0,3114	0,3	0,307	0,7	0,688
6,15	50	0,1702	0,5	0,512	0,5	0,505
6,15	50	0,0199	0,7	0,768	0,3	0,203
6,15	100	0,3604	0,3	0,327	0,7	0,748
6,15	100	0,2163	0,5	0,503	0,5	0,539
6,15	100	0,1501	0,6	0,593	0,4	0,382
2,94	30	0,257	0,3	0,305	0,7	0,678
2,94	30	0,1192	0,5	0,55	0,5	0,491
2,94	60	0,3372	0,3	0,296	0,7	0,701
2,94	60	0,1893	0,5	0,455	0,5	0,564
2,94	120	0,3707	0,3	0,31	0,7	0,687
2,94	120	0,2315	0,5	0,492	0,5	0,522
2,94	120	0,0936	0,7	0,719	0,3	0,279

Test verileri değerlendirildiğinde bant geçiren PID filtreler kullanılarak oluşturulan setin tersine modellenmesinde Çizelge 3.11'de verilen performans değerleri elde edilmiştir. Veri seti büyütüldükçe daha karmaşık sinir ağı yapılarının kullanılması gerekliliği daha önceki uygulamalarda görülmüştü. Bu uygulamada 65 veri eğitim, 40 veri de test amacıyla kullanılmıştır.

Çizelge 3.11 PID filtreler için tersine modelleme performans değerleri

Rezonatör Mesafe Değişkeni	**OKH**	**PPM Korelasyon Yüzdesi**
S1	0,002491	%96,67
S2	0,002976	%96,62

4. BULGULAR

Örümcek şekilli mikroşerit antenlerin YSA ile modellenmesinde öncelikle iki saklı katmanlı mimari denenmiştir. İki saklı katmanın her birinde 10 - 110 arasında nöron bulunan mimariler için PPM korelasyon yüzdesi %89,69 - %96,10 olarak bulunmuştur. İki saklı katmanlı mimariler kısa sürede eğitilebilmektedir. Diğer yandan korelasyon yüzdesini arttırmak amacıyla saklı katman sayısını üçe çıkardığımız durumda korelasyon yüzdesi %98,61, OKH 0,5033 olarak bulunmaktadır. Bu değerler, literatürde bulunan çalışmalar göz önüne alınarak, tanımlanan veri setinin başarı ile modellenmesi için yeterli olarak kabul edilmiştir.

YSA ile modelleme sırasında toplam 8651 veri çifti bulunan setin, 2882 tanesi test, geri kalanı da eğitim maksadıyla kullanılmıştır. Veri setinin arttırılması ya da girdi olarak kullanılan parametrelerin çoğaltılması durumunda eğitim sürelerinin ciddi oranda arttığı gözlemlenmiştir. Farklı alt malzemeler için her bir katmanında 40 nöron içeren üç saklı katmanlı mimari ile modelleme sırasında gradyent aralığı 1000 epok için 0,00289'e kadar düşürülmüş olup, en düşük performans değeri de 0,000896 olarak ölçülmüştür. Toplam eğitim süresi Intel (R) Core i7-3612QM 2,1 GHz CPU işlemci ve 8 GB RAM taşıyan Dell makine için 1 saat 19 dakika 23 saniye olarak ölçülmüştür.

BMSDUA ile oluşturulan AMS için ölçüm ve simülasyon sonuçlarından oluşan toplam 7777 girdi-çıktı çifti belirlenmiştir. Bu çiftlerden 4439'u kurulan modelin eğitimi, 3338'i de test edilmesi amacıyla kullanılmıştır. Modelleme sırasında kullanılan BMSDUA yapısı, karşılaştırma amacıyla hem melez öğrenme algoritmaları hem de geri yayılımlı optimizasyon yöntemi ile eğitilmiştir. Gauss ÜF kullanılarak yapılan modellemede 3 ÜF için 27 kural tanımlanmıştır.

Farklı alt tabaka malzemelerden üretilen ÖŞMA'lar için 3 ÜF'li BMSDUA mimarileriyle yapılan modelleme sonucu elde edilen PPM korelasyon yüzdeleri %92,32 - %99,72 arasında, OKH değerleri 0,0880 - 2,5598 arasında değişmektedir. Saçılma parametrelerine ait grafikler incelendiğinde, rezonans frekanslarında keskin değişimler yaşanan ÖŞMA'ların modellenmesinin daha zor olduğu görülmektedir.

Üretilen ve simüle edilen antenlerin rezonans frekanslarındaki geri dönüş kayıpları ve istenilen test çıktılarına kıyasla hesaplanan hata oranları hesaplanmıştır. Modelleme başarısının ÜF sayısı kadar örnekleme tipine de bağımlı olduğu görülmüştür. BMSDUA modelleri için melez öğrenme algoritmasının, %158,8 daha fazla hata oranı içeren geri yayılıma göre daha başarılı olduğu görülmüştür.

Çok rezonanslı antenlerin AMS ile sentez ve analizinde, antene ait fiziksel parametrelerin ÖŞMA tasarımında kullanılan alt tabaka malzeme özelliklerinden BMSDUA ile sentezlenmesi sağlanmıştır. Sentezlenen fiziksel parametreler YSA ile yapılan analiz işlemine girdi olarak alınarak antenin saçılma parametreleri kestirilmeye çalışılmıştır.

Elde edilen faz değerlerinin test verileriyle karşılaştırılması sonucu %97,37 - %99,67 arasında korelasyon başarısı sağlanmıştır. Benzer şekilde geri dönüş kaybı modellemesinde %92,23 - %99,75 arasında başarım elde edilmiştir. Faz modellemesi yapılırken faz karakteristiğinin ani değişimler içermesi sebebiyle faz değerleri daha küçük alt gruplar halinde eğitilerek modelleme yapılmıştır.

Analiz kısmında kullanılan YSA'nın eğitilmesi sırasında farklı eğitim algoritmaları uygulanmıştır. Bu algoritmalardan ÖŞMA analizi için en başarılı iki tanesi Levenberg-Marquardt (LM) ve geri yayılımlı quasi-Newton algoritması olarak tespit edilmiştir. LM eğitim algoritması fazla bellek ihtiyacına rağmen YSA kestirim uygulamaları için en uygun algoritmalardan biridir. Diğer bir verimli algoritma olan geri yayılımlı quasi-Newton algoritması LM'e göre daha yavaş yakınsama sağlamaktadır. LM eğitim verilerinin seyrek dağılımlı ve süreksiz olduğu durumlarda başarılı sonuçlar sağlamakta ve eğitim seti içindeki veriler arasındaki ani değişimleri başarıyla yakalamaktadır. Buna rağmen LM algoritması için yüksek bellek ihtiyacı ve uzun hesaplama zamanları gözden kaçırılmamalıdır. Eğitim seti için kullanılan veriler arttırıldıkça geri yayılımlı quasi-Newton algoritması da merkez rezonans frekansı ve geri dönüş kaybı için başarılı kestirimler yapmaktadır.

Bant geçiren PID filtrelerin tersine modellenmesinde, filtre rezonatörleri arasında bırakılması gereken boşlukların yüksek doğrulukla belirlenebilmesi için YSA uygulanmıştır. Elektriksel geçirgenlik katsayısı, filtrenin tasarlanmasında kullanılan alt tabakanın kalınlığı ve etkileşim katsayıları (coupling coefficients) modele girdi olarak alınırken, rezonatörler arasındaki boşlukları temsil eden S1 ve S2 model çıktısı olarak belirlenmiştir.

Üretilen PID filtrelerden 31 mil kalınlıklı RTd 5880 malzemeden yapılan 0,5 mm rezonatör mesafeli tasarım için 3,6 - 4,5 GHz aralığında geniş bant geçiren filtre özelliklerinin sağlandığı gözlemlenmiştir. 50 mil kalınlıklı RTd 6010 malzemeden yapılan 0,5 mm rezonatör mesafeli tasarım, 1,9 - 2,2 GHz aralığında bant geçiren filtre özelliklerini sağlamaktadır.

Tersine modelleme uygulamasında 65 veri eğitim, 40 veri de test amacıyla kullanılmıştır. YSA çıktılarının modelleme sonuçlarıyla karşılaştırılması sonucunda S1 mesafesi için OKH değeri 0,002491, PPM korelasyon yüzdesi %96,67; S2 mesafesi için OKH değeri 0,002976, PPM korelasyon yüzdesi %96,62 olarak tespit edilmiştir.

5. TARTIŞMA VE SONUÇ

RF/Mikrodalga sistemlerinin AMS ile modellenebilmesi için öncelikle hedeflenen tasarım aralıklarını kapsayan veri setlerinin oluşturulması gerekmektedir. Bu veri setleri simülasyon ya da ölçüm sonuçları kullanılarak oluşturulabilir. Oluşturulan veri setlerinin uygun modelleme sistemlerinin eğitilmesinde kullanılmasıyla tasarım aşamalarının kısaltılması mümkün olacaktır.

Farklı mikrodalga sistemlerine göre modellemede kullanılacak yöntemlerin karmaşıklığı değişkenlik gösterecektir. Modellemelerde girdi sayısı arttırıldıkça kestirim süresinin uzaması beklenmektedir. Bu sebeple girdilerin doğru seçilmesi, hedeflenen problemin doğru tanımlanabilmesi ve modellemenin kısa sürede yapılabilmesi açısından önem kazanmaktadır. Model girdilerinin ve çıktılarının belirlenmesinden sonra uygun model mimarisi (ÜF sayısı, saklı katman sayısı, nöron sayısı vb.) oluşturulur. Veri setinin karakteristiği göz önüne alınarak mimarinin eğitilmesi sırasında kullanılacak eğitim algoritmaları belirlenerek eğitim işlemi tamamlanır.

ÖŞMA antenin fiziksel özellikleri LPKF baskı makinesinin alt sınırlarını zorlayıcı yapıda olmadığından örnek anten yapılarının üretilmesinde zorluklar yaşanmamıştır. Mikrodalga cihazların fiziksel ebatları dalga boyu cinsinden ölçülmektedir. Frekans yükseldikçe dalga boyu düşeceğinden antenin dalga boyu cinsinden ebatları yüksek frekanslarda artmaktadır. Örneğin 1 GHz'de dalga boyu 30 cm iken 15 GHz'de 2 cm'e düşmektedir. Aynı cihaz dalga boyu cinsinden 15 kat daha büyük bir yapı haline gelmektedir. EM-simülasyonlar hangi yöntemi kullanırsa kullansın cihazın geometrisini küçük parçalara ayırarak hesaplamalar yaptığı için yüksek frekanslarda simülasyon süresi artmaktadır. AMS frekansı diğer girdi parametrelerinden farksız olarak ele aldığından yeterli veri seti olduğu sürece yüksek ya da düşük frekans aralıklarında aynı hesaplama süresi ve doğruluğunda çalışmaktadırlar.

ÖŞMA yapılarında kullanılan alt tabaka malzemenin kalınlığı arttırıldıkça rezonans frekanslarındaki bant genişlikleri de artmaktadır. Buna karşılık kalın alt tabaka malzemenin kesilmesi ve konektörlerin devreye lehimlenmesi daha zordur.

AMS EM-simülatör ya da üretim süreçlerine kıyasla daha hızlı, düşük maliyetli ve yüksek doğruluklu çözümler sunmaktadır. Karmaşık doğrusal olmayan yapıdaki girdi çıktı ilişkilerinin modellenmesinde AMS sayısal ve analitik çözümlere alternatif yöntemler sunmaktadır. AMS'nin eğitilmesinde kullanılan eğitim setleri büyütülüp, ilgi duyulan parametre aralığında daha sık örnekleme aralıklarıyla veri toplandıkça modellemenin başarısı arttırılacaktır.

Tersine modelleme sürecinde kullanılan filtrelerin üretiminde yaşanan en büyük sorun özellikle ince alt tabaka kalınlığındaki malzemelerin işlenmesi sırasında rezonatör üzerindeki mikroşerit yolların uygun şekilde çizilememesidir. Malzemenin esnek yapısı sebebiyle devrelerin çizimi ince hatlar için mümkün olamamıştır. Ayrıca 8 mil kalınlıktaki besleme hatları LPKF makinesinin minimum çalışma kalınlığıdır. Bu hatlar mikroşerit plakanın üzerindeki devre dışındaki hatlar soyulurken zarar görmüştür.

Benzer şekilde özellikle filtre devreleri üzerindeki hatların ince yapıda olması sebebiyle üretimde doğru uçların seçilmesi gerekmektedir. Plakaların kesilmesinde ve soyulmasında kalın uç tercihi devrenin karakteristiğinde beklenmeyen hatalara sebebiyet verebilmektedir.

Tersine modelleme sistemlerinin geliştirilmesinde kritik rol oynayan unsur eğitim verilerinin olabildiğince geniş aralığı kapsaması ve devre karakteristiğini tanımlayan parametrelerin doğru seçilebilmesidir. Eğitim aralığının alt ve üst sınırı genişletildikçe farklı tipteki filtrelerin tersine modellenmesinin önü açılacaktır. Diğer yandan eğitim setindeki parametre sayısı arttıkça ve bu parametrelerin alabileceği değerler farklılaştıkça eğitim süreci karmaşıklaşacaktır.

İleri yönlü ve tersine modelleme sistemlerinin kullanılmasında temel amaç simülasyon ve üretim süreçlerinde oluşan zaman ve maliyet kaybının önüne geçmektir. Bu tez çalışmasında yapılan uygulamalarda 1 GHz - 15 GHz aralığında 125 mil kalınlıklı alt tabaka malzemeden üretilen ÖŞMA için yaklaşık 25 saat süren EM-simülasyonlar AMS ile tüm veri seti 1saat 19 dakikada eğitilmiştir.

Eğitim sırasında kullanılan veri setinin genişletilmesiyle aynı AMS mimarisi için eğitim süresinde doğrusal bir artış olmaktadır. Buna rağmen genişletilen ilgi alanıyla daha fazla RF/mikrodalga cihazının AMS kütüphanesine eklenmesi mümkün olacaktır.

Aynı veri setleri için YSA ve BMSDUA uygulamaları karşılaştırıldığında, BMSDUA ile modellemenin veri setinin ilk örnekleri için YSA'dan daha başarılı sonuçlar verdiği gözlemlenmiştir. Veri setinin geneli göz önüne alındığında YSA'nın süreksizliklerin takibinde daha başarılı olduğu görülmektedir. Veri setindeki girdi-çıktı çiftlerinin az olduğu durumlarda BMSDUA kullanımı modelleme başarısını arttıracaktır.

KAYNAKLAR

Abtahi, S., Yang, J. and Kidborg, S. 2012. A new compact multiband antenna for stroke diagnosis system over 0.5 - 3 GHz. Microwave Optical and Technology Letters, 54(10), 2342 - 2346.

Anderson, J.A. and Rosenfeld, E. 1988. Neurocomputing: foundations of research. MIT Press, 752, Cambridge, Massachusetts, ABD.

Anonim. Web Sitesi: (http://www.mathworks.com/help/fuzzy/types-of-fuzzy-inference-systems.html). Erişim Tarihi: 08.01.2014

Baştürk, N.S. 2009. Bulanık mantık sistemleri ile çeşitli tipteki mikroşerit antenlerin karakteristik parametrelerinin hesaplanması. Doktora Tezi, Erciyes Üniveritesi, 240, Kayseri.

Christodoulou, C. and Georgiopoulos, M. 2001. Applications of neural networks in electromagnetics. Artech House, Massachusetts, ABD.

Collin, R. E. 1992. Foundations for microwave engineering 2. baskı. McGraw - Hill, 944, New York, ABD.

Creech, G.L., Paul, B.J., Lesniak, C.D., Jenkins, T.J. and Calcatera, M. C. 1997. Artificial neural networks for fast and accurate EM-CAD of microwave circuits. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 45(5), 794–802.

Delgado, H.J., Thursby, M.H. and Ham, F.M. 2005. A novel neural network for the synthesis of antennas and microwave devices. IEEE Transactions on Neural Networks, 16(6), 1590–1600.

Deshmukh, A.A. and Ray, K.P. 2011. Multiband rectangular microstrip antennas. IETE Journal of Research, 57(5), 437-442.

Devabhaktuni, V.K., Yagoub, M.C.E. and Zhang, Q.J. 2001. A robust algorithm for automatic development of neural-network models for microwave applications, IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques. 49(12), 2282–2291.

Fischler, M.A and Firchein, O. 1987. Intelligence: the eye, the brain and the computer. Addison-Wesley, 331, Reading, Massachusetts, ABD.

Fletcher, R. and Reeves, C.M. 1964. Function minimization by conjugate gradients. The Computer Journal, 7, 149-154.

Grossberg, S. 1976a. Adaptive pattern classification and universal recording: I. parallel development and coding of neural detectors. Biological Cybernatics. 23, 121 - 134.

Grossberg, S. 1976b. Adaptive pattern classification and universal recording: II. feedback, expactation, olfaction, illusions. Biological Cybernatics. 23, 187 - 202.

Haykin, S. 1999. Neural networks - a comprehensive foundations. 2. baskı, Pearson, Prentice Hall, 936, New Jersey, ABD.

Hebb, D.O. 1949. The organization of behavior: a neurophysiological theory. Wiley, 378, New York, ABD.

Hopfield, J.J. 1982. Neural networks and physical systems with emergent collective computational abilities. Proceedings of the National Academy of Science. 79, 2554 - 2558.

Hong, J.H. and Lancaster, M.J. 1995. Development of new microstrip pseudo-interdigital bandpass filters. IEEE Microwave Guided-Wave Letters, 5, 261 - 263.

Isaksson, M., Wisell, D. and Ronnow, D. 2005. Wide-band modeling of power amplifiers using radial-basis function neural networks. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 53(11), 3422–3428.

Jang, J.S.R. 1991. Fuzzy modeling using generalized neural networks and kalman filtering algorithm. Proceedings of Ninth National Conference on Artificial Intelligence, 762-767.

Jang, J.S.R. 1993. ANFIS: Adaptive-network-based fuzzy inference system. IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics, 23(3), 665-685.

Kabir, H., Wang, Y., Yu, M. and Zhang, Q.J. 2008. Neural network inverse modeling and applications to microwave filter design. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 56(4), 867–879.

Kabir, H., Wang, Y., Yu, M. and Zhang, Q.J. 2010. High dimensional neural network techniques and applications to microwave filter modeling. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 58(1), 145 – 156.

Kabir, H., Zhang, L., Yu, M., Aaen, P.H., Wood, J, and Zhang, Q.J. 2010. Smart modeling of microwave devices, IEEE Microwave Magazine. 11(3), 105 - 118.

Kim, Y., Keely, S., Ghosh, J. and Ling, H. 2007. Application of artificial neural networks to broadband antenna design based on a parametric frequency model, IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 55(3), 669–674.

Kohonen, T. 1972. Correlation matrix memories. IEEE Transactions on Computers, C-21, 353 - 359.

Kumar, G. and Ray, K. P. 2000. Tuneable and dual band circular microstrip antenna with stubs. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 48(7), 1036-1039.

Levenberg, K. 1963. A method for the solution of certain nonlinear problems in least squares. Quarterly of Applied Mathematics, 11, 431- 441.

Liu, T., Boumaiza, S. and Ghannouchi, F. M. 2004. Dynamic behavioral modeling of 3G power amplifier using real-valued time delay neural networks. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 52(3), 1025–1033.

Mamdani, E.H. and Assilian, S. 1975. An experiment in linguistic synthesis with a fuzzy logic controller. International Journal of Man-Machine Studies, 7(1), 1-13.

Mandal, S.K., Sural, S. and Patra, A. 2008. ANN- and PSO-based synthesis of on-chip spiral inductors for RF Ics. IEEE Transactions on Computer-Aided Design, 27(1), 188–192.

Mattei, G.L. 1962. Interdigital band-pass filters. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 10 (6), 479 - 491.

McCullogh, W.S. and Pitts, W. 1943. A logical calculus of the ideas immanent in nervous activity. Bulletin of Mathematical Biophysics, 5, 115 - 133.

Minsky, M.L. and Papert S.A. 1969. Perceptrons. MIT Press, 308, Cambridge, Massachusetts, ABD.

Moller, M.F. 1993. A scaled conjugate gradient algorithm for fast supervised learning. Neural Networks, 6, 525-533.

Napijalo, V., Young, T., Costello, J., Conway, K., Kearney, D., Humphrey, D. and Verner, B. 2003. An LTCC design technique based on accurate component models and EM simulations. in Proceedings of 33rd European Microwave Conference, 415–418.

Nihad, D., Jehad, A. and Amjad, O. 2005. CAD modeling of coplanar waveguide interdigital capacitor. International Journal of RF Microwave Computer-Aided Engineering, 15(6), 551–558.

O'Brien, B., Dooley, J. and Brazil, T.J. 2006. RF power amplifier behavioral modeling using a globally recurrent neural network. IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 1089–1092, San Francisco, California.

Park, S-II. and Lee, J. 2012. A multiband film type inverted F-antenna for GSM, DCS, PCS, USPCS, and WCDMA bands. Microwave Optical and Technology Letters, 54(12), 2757 - 2762.

Polak, E. and Ribiere, G. 1969. Note sur la convergence de methods de directions conjuguees. Reveu Francaise d'Informatique et de Recherche Operationnelle, 16-35,

Rayas-Sanchez, J.E. 2004. EM-based optimization of microwave circuits using artificial neural networks: The state-of-the-art. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 52(1), 420–435.

Reidmiller, M. and Braun, H. 1993. A direct adaptive method for faster backpropagation learning: The Rprop algorithm. Proceedings of the IEEE International Conference on Neural Networks, 586-591.

Rizzoli, V., Costanzo, A., Masotti, D., Lipparini, A., and Mastri, F. 2004. Computer-aided optimization of nonlinear microwave circuits with the aid of electromagnetic simulation. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 52(1), 362–377.

Rizzoli, V., Neri, A., Masotti, D. and Lipparini, A. 2002. A new family of neural network-based bidirectional and dispersive behavioral models for nonlinear RF/microwave subsystems. International Jorunal of RF Microwave Computer-Aided Engineering, 12(1), 51–70.

Rosenblatt, F. 1958. The perceptron: a probabilistic model for information storage and organization in the brain. Psychological Review, 65, 386 - 408.

Rosenblatt, F. 1962. Principles of neurodynamics. Spartan Books, 616, Washington DC, ABD.

Rumelhart, D.E. and McCleland, J.L. 1986. Learning internal representations by error propagation. Parallel Distributed Processing: Explorations in the Microstructure of Cognition. 1(8), MIT Press, Cambridge, Massachusetts, ABD.

Seko, M.H. and Correra, F.S. 2013. A novel tri-band planar inverted-F antenna for GSM/DCS/PCS operation in mobile handsets. Microwave Optical and Technology Letters, 55(4), 821 - 825.

Anonim. Web Sitesi: (http://www.mathworks.com/help/fuzzy/types-of-fuzzy-inference-systems.html). Erişim Tarihi: 08.01.2014

Sen, P., Woods, W.H., Sarkar, S., Pratap, R.J., Dufrene, B.M., Mukhopadhyay, R., Lee, C., Mina, E.F. and Laskar, J. 2006. Neural-network-based parasitic modeling and extraction verification for RF/millimeter-wave integrated circuit design. IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques, 54(6), 2604–2614.

Shirakawa, K., Shimizu, M., Okubo, N. and Daido, Y. 1998. Structural determination of multilayered large signal neural-network HEMT model. IEEE Transactions on

Microwave Theory and Techniques, 46(10), 1367–1375.

Soliman, E.A., Bakr, M.H. and Nikolova, N.K. 2004. Neural networks method of moments (NN-MoM) for the efficient filling of the coupling matrix. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 52(6), 1521–1529.

Takagi, T. and Sugeno, M. 1985. Fuzzy identification of systems and its applications to modelling and control. IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics, 15(1), 116-132.

Yıldız, C. and Turkmen, M. 2005. Very accurate and simple CAD models based on neural networks for coplanar waveguide synthesis. International Journal of RF Microwave Computer-Aided Engineering, 15(2), 218–224.

Vai, M.M., Wu, S., Li, B. and Prasad, S. 1998. Reverse modeling of microwave circuits with bidirectional neural network models. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 46(10), 1492–1494.

Wang, Y., Yu, M., Kabir, H. and Zhang, Q.J. 2006. Effective design of cross-coupled filter using neural networks ad coupling matrix. in IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 1431–1434, San Francisco, California.

Watson, P.M. and Gupta, K.C. 1997. Design and optimization of CPW circuits using EM-ANN models for CPW components. IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques, 45(12), 2515–2523.

Widrow, B. and Hoff, M.A. 1960. Adaptive switching circuits. IRE WESCON Convention Record, 96 - 104.

Zadeh, L.A. 1965. Fuzzy sets. Information and Control, 8(3), 338 - 353.

Zadeh, L.A. 1973. Outline of a new approach to the analysis of complex systems and decision processes. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, 3(1), 28-44.

ÖZGEÇMİŞ

Adı Soyadı : Erdem DEMİRCİOĞLU

Doğum Yeri : Ula/MUĞLA

Doğum Tarihi : 10.06.1982

Medeni Hali : Evli

Yabancı Dili : İngilizce

Eğitim Durumu (Kurum ve Yıl)

Lise: İzmir Fen Lisesi (2000)

Lisans: Yıldız Teknik Üniversitesi Mühendislik Fakültesi
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü (2004)

Yüksek Lisans: Syracuse Üniversitesi Elektrik Mühendisliği Bölümü
(08/2004 - 08/2006)

Çalıştığı Kurum/Kurumlar ve Yıl

Syracuse Üniversitesi Elektrik Mühendisliği Bölümü 2005-2006

Türksat AŞ, 2006 - 2011

Başbakanlık Ar-Ge Daire Başkanlığı, 2011-

SCI - SCI Expanded Yayınları

Demircioğlu, E., and Sazlı,M. H.Behavioral modeling of a C-Band ring hybrid coupler using artificial neural networks, Radioengineering, 19:4, 645-652, 2010.

Demircioğlu, E., Sazlı, M. H., Şengül, O., İmeci, Ş. T., and Ilgın, H. A. Adaptive-Network-Based İnference System Models On Multiband Patch Antenna Design, Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Science, doi:10.3906/elk-1301-159, 2013.

Demircioğlu, E., Sazlı, M. H., İmeci, S. T., and Sengül, O. Soft Computing Techniques on Multi-Resonant Antenna Synthesis and Analysis, Microwave and Technology Letters, 55:11, 2643-2648, 2013.

Ulusal Kongre Sunumları

Demircioğlu, E., Sazlı, M. H., İmeci, T., ve SanliE. Dijital Ayrılık Probleminin Çözümünde Uydu Tabanlı Birleşik Ağ Uygulamaları, *Akademik Bilişim 2013*, 23-25 Ocak 2013, Akdeniz Üniversitesi.

Sanli, E., Nefes, M. M., Yağlı, A. F., Demirel, S., **Demircioğlu, E**. ve Sazlı, M. H. CE-CS analyses in geosynchronous telecom satellites, 1. Ulusal EMC Konferansı, 14-16 Eylül 2011, Doğuş Üniversitesi.

Nefes, M. M., Demirel, S., Sanli, E., Gülgönül, Ş., **Demircioğlu, E**. ve Yağlı, A. F. EMC analyses in telecom satellites, 1. Ulusal EMC Konferansı, 14-16 Eylül 2011, Doğuş Üniversitesi.

İmeci, Ş. T., Apaydın, Z., **Demircioğlu, E.** ve Sazlı, M. H. Nano uydularda TKM S-bant yama anten tasarımı, IEEE 18. Sinyal İşleme, İletişim ve Uygulamaları Kurultayı, SIU 2010, pp.657-660, Diyarbakır, 22-24 Nisan 2010.

Demircioğlu, E., Yağlı, A. F., Şanlı, E. ve Sazlı, M. H. RF Mikrodalga Dairesel Hibrid Kuplörlerinin Yapay Sinir Ağlarıyla Davranış Modellenmesi, 3. Haberleşme Teknolojileri ve Uygulamaları Sempozyumu, YTÜ, Beşiktaş, İstanbul, Aralık, 2009.

Uluslararası Kongre Sunumları

Demircioglu, E., Sazli, M. H., Sengul, O., Imeci, S. T. and Gokten M. Inverse Modeling of Pseudo-Interdigital Bandpass Filters Using Artificial Neural Networks, Progress in Electromagnetics Research Symposium, Stockholm, 12-15 Agustos, 2013.

Demircioğlu, E., Sazlı, M. H., İmeci, S. T., Ilgın, H. A., Kuzu, L. and Altunkilic, F. Artificial Neural Networks Based Multiband Microstrip Antenna Modeling, ACES 2013, March 24 - 28, Monterey, CA.

Demircioglu, E., Nefes, M. M. and Kuzu, L. Architectural Optimization in Satellite TCR Systems through Reliability Analysis, ETC 2008, Munich, Germany, April 2008.

Demircioglu, E. and Nefes, M. M. Reliability-based TT&C subsystem design methodology for complex spacecraft missions, CISS 2008, Princeton, NJ, U.S. March 2008.

Demircioglu, E. and Osadciw, L. A. A Bayesian Network Sensor for Heterogeneous Radar Suites, IEEE Radar Conference, April 2006.