

T.C.
ERCIYES ÜNİVERSİTESİ
BİLİMSEL ARAŞTIRMA PROJELERİ
KOORDİNASYON BİRİMİ

**İLETKEN DESTEKLİ EŞDÜZLEMLİ DALGA KILAVUZLARININ
ESNEK HESAPLAMA YÖNTEMLERİ İLE SENTEZİ**

Proje No: FBA-09-791

NORMAL ARAŞTIRMA PROJESİ (NAP)

SONUÇ RAPORU

Proje Yürütücüsü
Prof. Dr. Kerim GÜNEY
Mühendislik Fakültesi
Elektrik-Elektronik Bölümü

Araştırmacılar
Prof. Dr. Celal YILDIZ
Yrd. Doç. Dr. Mustafa TÜRKMEN
Araş. Gör. Sabri KAYA
Mühendislik Fakültesi
Elektrik-Elektronik Bölümü

NİSAN 2011

KAYSERİ

ÖZET

Mikrodalga iletim hatları (MİH), mikrodalga entegre devrelerinin temelini oluşturur. MİH'ler esas olarak işaretlerin taşınmasında kullanılmakla beraber, balun, süzgeç ve kuplörler gibi birçok devre elemanlarının gerçekleştirilmesinde de kullanılırlar. MİH'lerin analizinde quasi-statik yaklaşımlar ve tam-dalga yaklaşımlar kullanılır. Quasi-statik yaklaşımda sadece TEM modu için iletim hattının karakteristik parametreleri belirlenirken, tam-dalga yaklaşımda yalnızca TEM modu için değil aynı zamanda hibrit modlar için de iletim hattının karakteristik parametreleri frekansa bağlı olarak belirlenir. Quasi-statik yaklaşımın kullanıldığı yöntemler, konform dönüşüm tekniği, sonlu farklar yöntemi, Fourier dönüşüm domeninde değişebilir yöntemi ve sınırlı elemanlar yöntemidir. Tam-dalga yaklaşımının kullanıldığı yöntemler ise, zaman domeninde sonlu farklar yöntemi, Moment yöntemi, mod-uygunlaştırma yöntemi, spektral domen analizi ve spektral domende Galerkin yöntemidir.

Literatürde mikrodalga iletim hatlarının karakteristik parametrelerini farklı analiz yöntemleri kullanarak belirleyen çok sayıda çalışma yapılmış olmasına rağmen, arzu edilen karakteristik empedansa sahip olması istenen mikrodalga iletim hattının geometrik boyutlarının belirlenmesi amacıyla yapılan sentez çalışmaları sınırlı sayıdadır. Bu projede, mikrodalga iletim hatlarından iletken destekli eşdüzlemli dalga kılavuzlarının geometrik boyutlarının hesaplanması için kapalı formda sentez modelleri esnek hesaplama yöntemleri kullanılarak oluşturulmuş ve bu modellerin katsayıları DE (Differential Evolution) ve PSO (Particle Swarm Optimization) algoritmaları kullanılarak optimum bir şekilde bulunmuştur.

Proje kapsamında oluşturulan sentez modellerinin geçerliliğini göstermek için iletken destekli eşdüzlemli dalga kılavuzlarının analizi IE3D elektromanyetik simülatörü kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Ayrıca iletken destekli eşdüzlemli dalga kılavuzları tasarlanmış ve imal edilmiştir. Bu projede sunulan sentez modellerinden elde edilen sonuçlar IE3D elektromanyetik simülatörü sonuçlarıyla ve deneysel çalışma sonuçlarıyla karşılaştırılmıştır.

Bu projede yapılan teorik, simülasyon ve deneysel çalışmaların sonuçları literatürdeki mevcut sonuçlarla karşılaştırılmıştır. Projeden elde edilen sonuçların literatürdeki sonuçlarla iyi bir uyum içerisinde olduğu görülmüştür.

Anahtar Kelimeler: İletken destekli eşdüzlemli dalga kılavuzları, esnek hesaplama yöntemleri, IE3D elektromanyetik simülatörü, deneysel çalışma

ABSTRACT

Microwave transmission lines are essential components of microwave integrated circuits. They have been used to realize many circuit components, such as baluns, filters, and couplers, as well as simply to carry signals. Quasi-static or full-wave approaches are used for analyzing of microwave transmission lines. The quasi-static approach only produces transmission line parameters for the TEM mode. On the other hand, the full-wave approach can produce the transmission parameters not only for the TEM mode but also for the hybrid modes, whose parameters are functions of frequency. The quasi-static methods are conformal mapping technique, finite difference method, variational method in Fourier transform domain, and boundary element method. Full-wave methods are finite difference time domain method, method of Moment, mode-matching method, spectral domain analysis, and Galerkin's method in spectral domain.

There are a lot of studies in the literature to obtain the characteristic parameters of microwave transmission lines by using the different analysis methods. Whereas, there is a little synthesis studies to determine the physical dimensions of microwave transmission lines having required characteristic impedance. In this project, closed-form synthesis models to compute the geometrical dimensions of conductor-backed coplanar waveguides are obtained by using the soft computing methods. The values of the coefficients in the closed-form synthesis models are optimally determined by DE (Differential Evolution) and PSO (Particle Swarm Optimization) algorithms.

In order to show the accuracy and validity of the synthesis models obtained in this project, conductor-backed coplanar waveguides are analyzed by using the electromagnetic simulator IE3D, and conductor-backed coplanar waveguides are also designed and constructed. The results of synthesis models presented in this project are compared with the electromagnetic simulator IE3D and experimental results.

The theoretical, simulation, and experimental results obtained in this project are compared with the results available in the literature. The results obtained in this project are in good agreement with the results available in the literature.

Keywords: Conductor-backed coplanar waveguides, soft computing methods, electromagnetic simulator IE3D, experimental work

İÇİNDEKİLER

ÖZET.....	i
ABSTRACT	ii
TABLolar LİSTESİ	v
ŞEKİLLER LİSTESİ.....	vi

1. BÖLÜM

GENEL BİLGİLER

1.1. Mikrodalga İletim Hatları	1
1.2. Mikrodalga İletim Hatlarının Analizinde Kullanılan Yöntemler.....	4
1.2.1. Konform Dönüşüm Tekniği (KDT)	4
1.2.2. Moment Yöntemi (MOM: Method of Moment)	5
1.3. Projenin Amacı.....	7

2. BÖLÜM

GEREÇ ve YÖNTEM

2.1. Giriş	9
2.2. Esnek Hesaplama Yöntemleri	9
2.2.1. Differential Evolution (DE)	10
2.2.2. Particle Swarm Optimization (PSO)	11
2.3. Moment Yöntemine Dayalı IE3D Programı	11
2.4. Deneysel Çalışmalarda Kullanılan Cihaz ve Malzemeler	15
2.4.1. Baskı Devre Kazıma Cihazı	15
2.4.2. RT/Duroid Taban Malzemeleri	16
2.4.3. Konnektörler.....	16
2.4.4. Network Analizör	16

3. BÖLÜM

BULGULAR VE TARTIŞMA

3.1. Deneysel Çalışmalar	17
3.1.1. İletken Destekli Simetrik Eşdüzlemlı Dalga Kılavuzları için Yapılan Deneysel Çalışmalar.....	17
3.1.2. İletken Destekli Asimetrik Eşdüzlemlı Dalga Kılavuzları için Yapılan Deneysel Çalışmalar.....	21
3.2. İletken Destekli Eşdüzlemlı Dalga Kılavuzları için Sunulan Sentez Modelleri.....	22
3.2.1. İletken Destekli Simetrik Eşdüzlemlı Dalga Kılavuzları için Sunulan Sentez Modelleri	23
3.2.2. İletken Destekli Asimetrik Eşdüzlemlı Dalga Kılavuzları için Sunulan Sentez Modelleri	30

4. BÖLÜM

SONUÇLAR VE ÖNERİLER

4.1. Sonuçlar.....	37
4.2. Öneriler	38
KAYNAKLAR.....	39
EK-1.....	44
EK-2.....	55

TABLOLAR LİSTESİ

Tablo 2.1. Baskı devre kazıma cihazı ve aparatları	15
Tablo 2.2. Konnektörlerin özellikleri	16
Tablo 3.1. İletken destekli simetrik EDK'lara ait simülasyon ve ölçüm sonuçları	21
Tablo 3.2. İletken destekli asimetrik EDK'lara ait simülasyon ve ölçüm sonuçları	22
Tablo 3.3. Sentez formüllerinden elde edilen sonuçların literatürdeki sonuçlarla ve proje kapsamında gerçekleştirilen simülasyon ve ölçüm sonuçlarıyla karşılaştırılması	29
Tablo 3.4. Sentez formüllerinden elde edilen sonuçların literatürdeki sonuçlarla karşılaştırılması	29
Tablo 3.5. DE algoritması kullanılarak elde edilen sentez formülü katsayıları	32
Tablo 3.6. PSO algoritması kullanılarak elde edilen sentez formülü katsayıları	33
Tablo 3.7. Sentez formüllerinden elde edilen sonuçların KDT, IE3D ve ölçüm sonuçları ile karşılaştırılması	36

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 2.1. IE3D'nin örgü yapısı	13
Şekil 2.2. QC-7000 Baskı devre kazıma cihazı	15
Şekil 2.3. ISO Pro 2.7 yazılım logosu	15
Şekil 2.4. Kazıma uçları	15
Şekil 2.5. Çeşitli konnektörler	16
Şekil 2.6. Rohde-Schwarz ZVB 20 vektör network analizör	16
Şekil 3.1. İletken destekli simetrik EDK'nın kesit görünümü	17
Şekil 3.2. İki kapılı devre konfigürasyonu	18
Şekil 3.3. Deneysel olarak tasarlanan iletken destekli simetrik EDK	21
Şekil 3.4. İletken destekli asimetrik EDK'nın kesit görünümü	21
Şekil 3.5. Deneysel olarak tasarlanan iletken destekli asimetrik EDK	22
Şekil 3.6. İletken destekli simetrik EDK'nın kesit görünümü	23
Şekil 3.7. Birinci sentez formülünden elde edilen yarık genişliği sonuçlarının literatürdeki sonuçlarla karşılaştırılması	27
Şekil 3.8. İkinci sentez formülünden elde edilen şerit genişliği sonuçlarının literatürdeki sonuçlarla karşılaştırılması	27
Şekil 3.9. Sentez formüllerinden elde edilen sonuçların quasi-statik analiz sonuçları ile karşılaştırılması	28
Şekil 3.10. İletken destekli asimetrik EDK'nın kesit görünümü	30
Şekil 3.11. Birinci sentez formülünden elde edilen şerit genişliği sonuçlarının quasi-statik analiz sonuçları ile karşılaştırılması	34
Şekil 3.12. İkinci sentez formülünden elde edilen yarık genişliği sonuçlarının quasi-statik analiz sonuçları ile karşılaştırılması	35
Şekil 3.13. Sentez formüllerinden elde edilen sonuçların quasi-statik analiz sonuçları ile karşılaştırılması	35

1. BÖLÜM

GENEL BİLGİLER

1.1. Mikrodalga İletim Hatları

Mikrodalga devrelerindeki hızlı gelişmeler, ikinci dünya savaşı sırasında gerçekleşmiş ve radar problemlerine mikrodalga tekniklerini uygulamak amacıyla laboratuvarlar kurularak deneysel çalışmalar yapılmıştır. Bu deneysel çalışmalar için analitik metotlar da geliştirilmiştir. Pratik olarak gerçekleştirilen bu çalışmaların hepsi uygulamada hızlı bir şekilde kullanım alanları bulmuşlardır. Bu çalışmalarda, dalga kılavuzu ve koaksiyel TEM hatlar mikrodalga devrelerin gelişiminde iki temel yapı olarak yer almışlardır. Dalga kılavuzları, yüksek kalite faktörlü boşluk rezonatörlerine imkan sağlayan düşük kayıp ve yüksek güç kapasitesi sağlamışlardır. Koaksiyel hatlar ise bozulma etkileri olmadığından doğal olarak geniş bant aralığı sağlamıştır. Bu iki iletim hattı yapısı, mikrodalga devreler için önemli elemanlar olarak yer edinmiş ve birbirlerini bütünleyici olarak değerlendirilmişlerdir. İki-iletkenli iletim hat teorisinin özel adaptasyonundan meydana gelen çok yararlı mikrodalga teknikleri bu aşamada ortaya çıkmış ve iletken kaplı iki dielektrik plaka arasına ince bir iletkenin sandviç şeklinde yerleştirilmesinden meydana gelen şerit hatlar 1951 yılında Barrett ve Barnes [1] tarafından tasarlanmıştır. Şerit hat teknikleri ilk olarak baskı devre için geliştirilen bakır kaplı levhaların kullanılmasıyla geliştirilmiştir. Şerit hatlar, birbirlerine yakın yerleştirilmiş iki şerit arasındaki doğal kuplajdan dolayı paralel hat kuplörlerinde kullanılmak için uygun bulunmuşlardır. Şerit hat konfigürasyonunun kullanıldığı kuplajlı hat yönlü kuplör prensipleri Wheeler [2] tarafından ortaya konulmuştur. Şerit hat karakteristiklerinin detaylı bir şekilde hesaplanması, ilk olarak Peters [3] tarafından yapılmıştır. Şerit hatların en önemli özelliği, hattın karakteristik empedansının merkez şerit genişliği ile kontrol edilebilmesidir.

1950’li yıllarda, bir başka iletim hattı yapısı olarak, bir dielektrik tabanın bir yüzeyine bir şerit yerleştirilmesi ve diğer yüzüne ise tamamen iletken kaplama yapılmasıyla elde edilen mikroşerit hatlar tasarlanmıştır [4, 5]. Bu yıllarda mikroşerit hatlar üzerine yoğun araştırmalar yapılmış ve tasarımlarda yaygın bir kullanım alanı bulmuşlardır. Mikrodalga devre elemanlarının silah, roket ve uydu uygulamalarında kullanılabilmesi için gerekli olan boyut

küçültmelerine olan ihtiyacın artması, 1960'lı yıllarda mikroşerit hatlara olan ilgiyi artırmıştır. Mikrodalga yarı iletken elemanlar, ince film yoğunlaştırma ve fotolitografi tekniğindeki hızlı gelişmelerle birlikte kuplajlı mikroşerit hatlar gibi düzlemsel mikrodalga iletim hat yapılarının kullanılmasıyla MIC (Microwave Integrated Circuits: Mikrodalga Entegre Devreler) teknolojisi doğmuştur [6-9]. MIC'ler, hibrid entegre devre teknolojisinin mikrodalga frekanslarının genişletilmesine imkan sağlarlar. Ayrıca sistem mühendislerine radar ve haberleşme sistemleri için boyutları küçük ve grup olarak kullanılmaları mümkün olan modülleri araştırma imkanı sunarlar. Ancak daha önce kullanılan şerit ve mikroşerit hatlarda dielektrik tabanın karşı tarafına yerleştirilmiş olan toprak düzlemleri, birçok aktif mikrodalga devre elemanları için gerekli olan şönt bağlantılara kolayca erişilir olmasını engelliyordu. Karakteristik parametrelerinin, dielektrik tabanın kalınlığına direkt olarak bağlı olması şerit ve mikroşerit hatlarda sıcaklık kompanzeli seramikler gibi yüksek dielektrik sabitli ve düşük kayıplı malzemelerin kullanımını da zorlaştırmaktaydı. Bu durum boyut küçültülmesinin önemli olduğu düşük frekanslar için kesinlikle bir dezavantajdı. Bütün bu olumsuz gelişmeler, toprak düzlemi de dahil olmak üzere bütün iletim elemanlarının aynı düzlemde yer aldığı yeni bir entegre devre iletim hat konfigürasyonunun, yani EDK (Coplanar Waveguide: Eşdüzlemli Dalga Kılavuzu) olarak adlandırılan yüzey kaplamalı iletim hatlarının geliştirilmesine neden olmuştur [10].

EDK'ların analizi ilk olarak Wen [10] tarafından 1969 yılında KDT (Conformal Mapping Technique: Konform Dönüşüm Tekniği) kullanılarak yapılmıştır. EDK'lar, bir dielektrik tabanın üzerine aynı düzlem üzerinde bir merkez iletken ve bu iletkenin her iki yanına, iki yarıktan sonra yerleştirilmiş olan toprak düzlemlerinden oluşmaktadırlar. Merkez iletkenle toprak düzlemleri arasındaki RF elektrik alan hava-dielektrik sınırına teğet olmaktadır [11]. Bütün iletim elemanlarının eşdüzlemli bir konfigürasyonu, harici şönt elemanlar gibi aktif devre elemanları ile bağlantıyı kolaylaştırmaktadır. Ayrıca MMIC'ler (Monolithic Microwave Integrated Circuits: Monolitik Mikrodalga Entegre Devreler) içerisindeki yarı-iletken taban veya ferromagnetik yarı-iletkenler üzerine yerleştirilmiş çeşitli elemanlarla da bağlantıda idealdirler.

Günümüzde kullanılan yüksek hızlı elektronik düzenler, 100 GHz ve daha yüksek frekanslar bölgesinde başarılı bir şekilde çalışabilmektedirler [12 - 19]. Yüksek frekanslarda, işaretin doğruluğunu kaybetmeden iletilmesi amacıyla devre elemanlarının birleştirilmesi ve

işaretlerin bir noktadan diğerine gönderilebilmesi için iletim hatlarının kullanılması gerekmektedir. İletim hattı olarak kullanılan yapılar içerisinde EDK'lar çeşitli üretim metotlarıyla uyumlu olmalarından dolayı yaygın olarak kullanılmaya başlamışlardır. Bunun yanı sıra mikrodalga iletim hatları (MİH) yüksek hızlı işaret karakterizasyonları ve MMIC uygulamaları için önemli elemanlar haline gelmişlerdir [20- 24].

MMIC dizaynı için kullanılan mikrodalga iletim ortamları, sağladıkları üstünlüklerden dolayı, literatürde son yıllarda birçok araştırmacı tarafından ele alınmış farklı geometrik boyutlarda üretimi ve analizleri gerçekleştirilmiştir. Ayrıca bu yapıların karakteristik parametrelerini belirleyen analitik yaklaşımların ve CAD modellerin gelişimi bu yapılara olan ilgiyi artırmıştır. Yüksek sıcaklıklı süper iletken mikrodalga düzenler, entegre optik yürüyen dalgalı modülatörler ve optik kontrollü mikrodalga düzenlerle ilgili yeni gelişmeler, EDK'lar üzerinde geniş çaplı bir araştırma başlatılmasına sebep olmuştur [25 - 30]. Günümüzde kullanılan EDK'lar MMIC teknolojisinin gelişmesiyle kompleks yapılar haline gelmişlerdir [31, 32]. Paketlenmiş MIC'lerde kullanılan EDK'ların alt ve üst yüzeyleri iletken duvarlarla kaplanmaktadır. Tam dalga analizleri genellikle böyle kompleks EDK yapılarını karakterize etmede kullanılır. Bu tür yaklaşımlar, geniş bir frekans bandında önemli derecede doğruluk sağlarlar [33- 37]. Tam dalga analiz yöntemlerinin yanı sıra, quasi-statik analiz yöntemi olan KDT, CAD uygulamaları için uygun olan kapalı form analitik ifadelerle imkan vermekte ve 40 GHz'e kadar olan frekans bölgeleri için tam dalga analizlerinin doğruluğu ile mukayese edilebilir bir doğruluğa sahiptir [38-46].

1982 yılında literatüre sunulan iletken destekli EDK'ların geleneksel EDK'lara göre bazı avantajları vardır. Bunlar, daha fazla mekanik dayanıklılığa sahip olmaları, ısıyı daha hızlı azaltma yetenekleri, düşük dispersiyon etkileri ve karakteristik empedanslarının daha kolay ayarlanabilir olmasıdır. Bu nedenle bir çok iletken destekli EDK yapısı literatüre sunulmuş ve analizleri farklı yöntemler kullanılarak gerçekleştirilmiştir [47-55, 57-61].

İletken destekli simetrik EDK'ların analizi ilk olarak spektral domen analizi (SDA) kullanılarak gerçekleştirilmiştir [47]. Ghione ve Naldi iletken destekli simetrik EDK'ların karakteristik parametrelerini KDT kullanarak hesaplamışlardır [48]. Ghione ve Naldi [49], yapmış oldukları bir çalışmada üst koruma, iletken destek, sonlu toprak düzlemleri ve hattan hata bağlantının bu tür iletim hattı konfigürasyonlarının karakteristik parametreleri üzerindeki etkilerini incelemişlerdir. Daha sonraki yıllarda değişik boyutlarda iletken destekli simetrik

EDK'lar tasarlanmış ve genişbant karakteristikleri elde edilmiştir [50]. Cheng ve Everard [51] iletken destekli simetrik EDK'ların analizini quasi-statik SDA yöntemiyle gerçekleştirmiştir. İletken destekli simetrik EDK'ların dispersiyon karakteristikleri mod uygunlaştırma metodu [52], enine rezonans tekniği [53] ve tam-dalga SDA ve Galerkin metodu [54] kullanılarak elde edilmiştir. Bir diğer çalışmada Yıldız ve ark. [55] iletken destekli simetrik EDK'ların karakteristik parametrelerini bulanık sinir ağları kullanarak elde etmişlerdir. İletken destekli simetrik EDK'ların geometrik boyutlarının hesaplanması için sentez formülleri de literatürde mevcuttur [56].

İletken destekli asimetrik EDK'ların analizi ilk olarak Chang ve Wang [57] tarafından 1992 yılında gerçekleştirilmiştir. Daha sonraki yıllarda, iletken destekli asimetrik EDK'ların efektif dielektrik sabiti, karakteristik empedansı ve elektrik alan şiddeti hesaplanmıştır [58]. Karpuz ve Görür [59] iletken destekli asimetrik EDK'ların karakteristik parametrelerini KDT kullanarak hesaplamışlardır. Bir diğer çalışmada iletken destekli asimetrik EDK'ların karakteristik parametreleri yapay sinir ağları kullanılarak elde edilmiştir [60]. Türkmen ve ark. [61] iletken destekli asimetrik EDK'ların karakteristik parametrelerini bulanık sinir ağları kullanarak elde etmişlerdir.

1.2. Mikrodalga İletim Hatlarının Analizinde Kullanılan Yöntemler

Bu bölümde, MİH'lerin analizinde en yaygın şekilde kullanılan klasik yöntemlerden konform dönüşüm tekniği ve moment yönteminin esasına ilişkin kısa bilgilere yer verilmiştir.

1.2.1. Konform Dönüşüm Tekniği (KDT)

Mikrodalga iletim hatlarının analizinde, konform dönüşüm tekniğinin geçerliliği, bir quasi-statik kabule dayanır. Bu kabul, iletim hatlarındaki dalga yayılım yönünde manyetik alan bileşeni bulunmadığı için dalga kılavuzlarındaki yayılım modunun yüksek frekanslarda TEM olarak seçilmesidir [46].

Quasi-TEM yaklaşımında, iletim hatlarının karakteristik parametrelerinin hesaplanması sırasında öncelikle dalga kılavuzlarının birim uzunluk başına kapasite değerinin belirlenmesi gerekir. Bu amaçla, iletim hattının birim uzunluk başına toplam kapasite değerlerinin belirlenebilmesi için yapı bir takım düzlem dönüşümleri ile paralel plakalı kondansatör haline dönüştürülür. Dielektrik yarı-düzlemin, KDT kullanılarak bir dikdörtgenin iç kısmına

dönüştürülmesine ilişkin düzlem dönüşümleri sonucunda birinci dereceden tam eliptik integraller içeren ifadeler elde edilir. Bu ifadelerle hattın birim uzunluk başına kapasite değeri, zıt kutuplu yüklere sahip olan paralel plakalı kondansatörün alt ve üst plakalarının düzgün bir elektrik alan ile indüklenmesinden doğan kapasite değerini ve boş olan yarı-düzlemin kapasite değerini içerecek şekilde hesaplanır. Ancak hattın birim uzunluk başına kapasite değerini veren bu ifadeler analitik olarak çözümlenmeleri zor olan ifadelerdir. 1969 yılında yapılan bir çalışmada birinci dereceden eliptik integraller için yaklaşık çözümler sunulmuş ve bu ifadeler literatürde yaygın bir kabul görmüştür [62]. Ancak quasi-statik yaklaşım sadece belirli bir frekans bölgesinde geçerliliğini korumaktadır. Özellikle yüksek frekans bölgelerinde iyi sonuç verip vermeyeceği kesin değildir. Bu amaçla yapılan araştırmalar sonucunda, EDK'ların frekans bağımlı parametreleri için literatürdeki mevcut kapalı form ifadelerin yetersiz kaldığı görülmüştür. Bu engel, bir takım nümerik yaklaşımlar ortaya konularak aşılmaya çalışılmıştır. Shih ve Itoh [63] tarafından 1982 yılında yapılan bir çalışmada iletken destekli EDK'lar için dispersif etkilerin 40 GHz'e kadar olan frekans bölgesinde ihmal edilebilir seviyede olduğu gösterilmiştir.

1.2.2. Moment Yöntemi (MOM: Method of Moment)

Tam-dalga analiz yöntemlerinden en önemlisi ve belki de en eskisi Moment yöntemidir (MOM: Method of Moment). Moment yönteminin ana formülasyonu, Green fonksiyonlarını kullanarak elde edilen integral denklemidir [64]. MOM tekniğinin en önemli özellikleri şu şekilde sıralanabilir;

1. MOM, Green fonksiyonları içeren bir uyarma problemidir.
2. İlk olarak analizi gerçekleştirilecek olan yapıya ait Green fonksiyonunun analitik olarak bulunması gerekir.
3. Ardından ele alınan yapının üzerindeki akımların sabit varsayıldığı küçük parçalara (gridlere) ayrılması ve yüzey akımlarının matris sistemi şeklinde yazılıp çözülmesi gerekir.
4. Matris sisteminin boyutu grid sayısına bağlıdır. Analiz edilecek yapının geometrik boyutlarına bağlı olarak grid sayısı arttıkça matrisin tersini almadaki zorluklar nedeniyle hesap hacmi ve süresi üstel olarak artmaktadır.

Teknik, karmaşık integral denklemlerinin doğrusal denklem sistemine indirgenip, ağırlıklandırılmış rezidüler kullanarak, çözülmesine dayanır. Bütün ağırlaştırılmış rezidü teknikleri bir ya da birkaç parametreye bağlı deneme çözümleri üretilmesine dayanır. Rezidüler, gerçek sonuçlarla deneme sonuçları arasındaki farkların bir ölçüsüdür. Değişken parametreler, rezidüleri minimize edecek olan, en uygun deneme fonksiyonları bulunacak şekilde ayarlanır.

MOM tekniği ile çözülen denklemler ya elektrik alan integral denklemleri (electrical field integral equation, EFIE) ya da magnetik alan integral denklemleri (magnetic field integral equation, MFIE) şeklinde karşımıza çıkar. Her iki denklem de, Maxwell denklemlerinin mükemmel iletkenlerden ya da kayıpsız dielektrikten saçılma durumunda çözülmesi ile elde edilebilir. Bu denklemlerde gelen alanlara ve indüklenen akım yoğunluklarına ait ifadeler yer almaktadır. Ele alınan yapıya uygun olarak bu iki integral denklemden birisi seçilir. Örneğin, EFIE sistemi tel iletkenlerden oluşan yapılara daha uygun düşerken, MFIE iletken düzlem yapılarda daha uygun olur. Her iki integral denklem de zaman domeninde uygulanabilir olmalarına karşın, MOM tekniğini kullanan yazılımların büyük çoğunluğu frekans domeninde işlem yapmaktadır.

MOM tekniğinde ilk adım indüklenen akımları, sonlu sayıda açılım fonksiyonu ile değiştirmektir. İkinci adım, M adet bağımsız test (ya da ağırlık) fonksiyonunun belirlenmesidir. Belirlenen bu test fonksiyonları ile çözülecek olan denklemin her iki tarafına iç çarpım uygulanır. Ele alınan integral denklem MFIE ise bilinmeyen gelen alanları içeren H vektörü matris formunda, $[H] = [Z] [J]$ olarak yazılır [65]. Bu matris sisteminde Z matrisi ele alınan yapı hakkındaki bilgiyi taşır. Gelen alanların indüklediği akımlar J vektörünün bileşenleridir. Bu bilinmeyenler, matris sistemi çözülerek elde edilir. İndüklenen akımlar hesaplandıktan sonra, saçılan alan gibi diğer parametreler bu akımlardan elde edilebilir. Ele alınan integral denkleme bağlı olarak MOM tekniği, sadece iletkenlerden oluşan yapılara, homojen kayıpsız dielektriklere, ya da çok özel iletken kayıpsız dielektrik yapılara uygulanır. MOM tekniğinde iletkenler, üzerlerinde indüklenen akımların sabit varsayıldığı, küçük parçaların (gridlerin) toplamı şeklinde düşünülür. Grid sayısı doğrudan matris sisteminin boyutunu belirler. MOM çözümü, bu matrisin tersini almaya dayandığından, grid sayısındaki doğrusal artış, bellek gereksiniminde ve hesap süresinde üstel artış demektir. Uygulamada, ele alınan probleme özgü değişik MOM matris formları bulunmasına karşın yöntemin işleyişi yukarıda özetlendiği gibidir.

1.3. Projenin Amacı

MİH'ler mikrodalga entegre devrelerinin temelini oluştururlar. MİH'ler esas olarak işaretlerin taşınmasında kullanılmakla beraber, balun, süzgeç ve kuplörler gibi birçok devre elemanlarının gerçekleştirilmesinde de kullanılırlar. MİH'ler değişik mikrodalga devre uygulamaları için farklı geometrik boyutlarda ve yapılarda tasarlanmışlardır. MİH'lerin analizinde quasi-statik yaklaşımlar ve tam-dalga yaklaşımlar kullanılır. Quasi-statik yaklaşımda sadece TEM modu için iletim hattının karakteristik parametreleri belirlenirken, tam-dalga yaklaşımda yalnızca TEM modu için değil aynı zamanda hibrit modlar için de iletim hattının karakteristik parametreleri frekansa bağlı olarak belirlenir. Quasi-statik yaklaşımın kullanıldığı yöntemler, KDT, sonlu farklar yöntemi, Fourier dönüşüm domeninde değişebilir yöntemi ve sınırlı elemanlar yöntemidir. Tam-dalga yaklaşımının kullanıldığı yöntemler ise, zaman domeninde sonlu farklar yöntemi, Moment yöntemi, mod-uygunlaştırma yöntemi, SDA ve spektral domende Galerkin yöntemidir.

Literatürde yaygın bir şekilde kullanılan MİH'lerden birisi iletken destekli EDK'lardır. İletken destekli EDK'ların quasi-statik analizi KDT ve quasi-statik SDA yöntemleri kullanılarak gerçekleştirilmiştir [47-49, 51, 57-59]. İletken destekli EDK'ların tam-dalga analizi ise mod uygunlaştırma metodu, enine rezonans tekniği, tam-dalga SDA ve Galerkin metodu kullanılarak gerçekleştirilmiştir [52-54].

Literatürde iletken destekli EDK'ların karakteristik parametrelerini farklı analiz yöntemleri kullanarak belirleyen çok sayıda çalışma yapılmış olmasına rağmen, arzu edilen karakteristik empedansa sahip olması istenen iletken destekli EDK'ların geometrik boyutlarının belirlenmesi amacıyla yapılan sentez çalışmaları sınırlı sayıdadır [56]. Bu araştırma projesinde iletken destekli simetrik ve asimetrik EDK'ların geometrik boyutlarının hesaplanması amacı ile kapalı formda formül modelleri oluşturulmuş ve bu modellerin katsayıları esnek hesaplama yöntemlerinden DE (Differential Evolution) [66, 67] ve PSO (Particle Swarm Optimization) [68] algoritmaları ile optimum bir şekilde belirlenmiştir. Bu esnek hesaplama yöntemleri klasik yöntemlere göre birçok avantaja sahiptir. Örneğin, DE algoritması hızlı, basit, esnek ve özellikle doğrusal olmayan optimizasyon problemlerinin çözümünde etkili bir algoritmadır. PSO algoritması kuş ve balık sürülerinin iki boyutlu hareketlerinden esinlenerek geliştirilmiş bir algoritmadır. PSO çok boyutlu problemlere oldukça hızlı ve tatmin edici çözümler üretebilen bir algoritmadır.

Esnek hesaplama yöntemleri, yerel minimumlara takılmamaları, başlangıç şartlarına çok bağlı olmamaları ve optimizasyon problemlerinde istenilen çözüme hızlı bir şekilde ulaşabilmelerinden dolayı bir çok mikrodalga ve anten probleminin çözümünde kullanılmıştır [69-80].

Proje kapsamında iletken destekli simetrik ve asimetrik EDK'lar deneysel olarak gerçekleştirilmiştir. Tasarım aşamasına geçmeden önce ilk olarak, şerit ve yarık genişlikleri değiştirilmek suretiyle 50 Ω 'luk karakteristik empedansa sahip iletim hattı yapıları belirlenmiştir. Ardından iletim hatları IE3D elektromanyetik simülatörü [81] ile simüle edilmiş ve tasarımlar gerçekleştirilmiştir. Deneysel olarak tasarımları gerçekleştirilecek iletim hatları, RT-Duroid taban malzemeleri üzerine QC 7000 cihazı kullanılarak baskı devre kazıma yöntemiyle imal edilmişlerdir. Bu iletim hatlarının S- parametreleri, Rohde-Schwarz ZVB 20 vektör network analizör (VNA: Vector Network Analyzer) ile ölçülmüş ve karakteristik empedans değerleri ise S-parametrelerine ait ölçüm sonuçlarının kullanılmasıyla dolaylı olarak hesaplanmıştır [46].

Bu araştırma projesinin temel amacı

- Esnek hesaplama yöntemlerinden DE ve PSO algoritmalarını kullanarak iletken destekli simetrik ve asimetrik EDK'ların geometrik boyutları için basit kapalı-form sentez formülleri sunmak;
- İletken destekli simetrik ve asimetrik EDK'ların karakteristik parametrelerini moment yöntemine dayalı bir elektromanyetik simülatör olan IE3D isimli paket program ile hesaplamak ve elde edilen sonuçları bu projede geliştirilen sentez modellerinin sonuçları ile karşılaştırmak;
- İletken destekli simetrik ve asimetrik EDK'ları deneysel olarak tasarlamak ve bu iletim hatlarının karakteristik parametrelerini ölçerek elde edilecek sonuçları bu projede geliştirilen sentez modellerinin sonuçları karşılaştırmak;
- Esnek hesaplama yöntemlerinin iletken destekli simetrik ve asimetrik EDK'ların sentezinde kullanılabileceğini göstermek;
- Yapılan teorik ve deneysel çalışmaları uluslararası indekslere giren dergilerde yayımlamaktır.

2. BÖLÜM

GEREÇ ve YÖNTEM

2.1. Giriş

1982 yılında literatüre sunulan iletken destekli EDK'ların geleneksel EDK'lara göre bazı avantajları vardır. Bunlar, daha fazla mekanik dayanıklılığa sahip olmaları, ısıyı daha hızlı azaltma yetenekleri, düşük dispersiyon etkileri ve karakteristik empedanslarının daha kolay ayarlanabilir olmasıdır. Bu nedenle bir çok iletken destekli EDK yapısı literatüre sunulmuş ve analizi farklı yöntemler kullanılarak gerçekleştirilmiştir [47-55, 57-61].

Literatürde iletken destekli EDK'ların karakteristik parametrelerini farklı analiz yöntemleri kullanarak belirleyen çok sayıda çalışma yapılmış olmasına rağmen, arzu edilen karakteristik empedansa sahip olması istenen iletken destekli EDK'ların geometrik boyutlarının belirlenmesi amacıyla yapılan sentez çalışmaları sınırlı sayıdadır [56]. Proje kapsamında esnek hesaplama yöntemlerinden DE (Differential Evolution) [66, 67] ve PSO (Particle Swarm Optimization) [68] algoritmaları kullanarak iletken destekli simetrik ve asimetrik EDK'ların geometrik boyutları için basit kapalı-form formüller elde edilmiştir. Ayrıca iletken destekli simetrik ve asimetrik EDK'ların karakteristik parametreleri moment yöntemine dayalı bir elektromanyetik simülatör olan IE3D [81] isimli paket program ile hesaplanmıştır. Proje kapsamında ayrıca iletken destekli simetrik ve asimetrik EDK'lar deneysel olarak tasarlanmış ve bu iletim hatlarının karakteristik empedansları S- parametrelerine bağlı olarak dolaylı olarak ölçülmüştür. Hem IE3D elektromanyetik simülatörü, hem de deneysel çalışmalardan elde edilen sonuçlar, bu proje kapsamında sunulan modellerden elde edilen sonuçlar ile karşılaştırılmıştır. Projede kullanılan esnek hesaplama yöntemleri, cihazlar ve malzemelerle ilgili detaylı bilgi aşağıda verilmektedir.

2.2. Esnek Hesaplama Yöntemleri

Bu projede iletken destekli simetrik ve asimetrik EDK'ların geometrik boyutlarının hesaplanması için basit ve doğru kapalı formda formüller üretmek amacı ile sentez modelleri oluşturulmuştur. Sentez modellerinin katsayıları esnek hesaplama yöntemlerinden DE ve PSO algoritmaları kullanılarak elde edilmiştir. Projede kullanılan esnek hesaplama yöntemleriyle ilgili bilgiler aşağıda verilmiştir.

2.2.1. Differential Evolution (DE)

DE algoritması basit, ama güçlü bir popülasyon tabanlı algoritmadır [66, 67]. Özellikle gerçek değerli tasarım parametrelerini içeren fonksiyonları küresel olarak optimize etmek amacıyla kullanılan bir araştırma algoritmasıdır. DE algoritmasında, N_{PAR} çözüm vektöründen oluşan bir popülasyon başlangıçta aşağıdaki gibi üretilir:

$$v_{i,j}^P = v_j^{\min} + M_j \times (v_j^{\max} - v_j^{\min}), \quad j=1, 2, \dots, N_{PAR} \quad (2.1)$$

Burada, M_j 0 ile 1 arasında rasgele bir sayıdır. $v_j^{\min}$ ve $v_j^{\max}$ ise sırasıyla j. parametrenin alabileceği minimum ve maksimum değerleri göstermektedir. Başlangıç popülasyonu oluşturulduktan sonra bu popülasyon mutasyon, çaprazlama ve seleksiyon olmak üzere üç aşamadan geçirilir.

Mutasyon: Popülasyon içerisinde rasgele üç çözüm ($t_{r1,G}$, $t_{r2,G}$, ve $t_{r3,G}$) aşağıdaki bağıntıya göre mutasyona uğratarak mutasyona uğratılmış vektör ($v_{i,G+1}$) elde edilir.

$$v_{i,G+1} = t_{r1,G} + F \cdot (t_{r2,G} - t_{r3,G}) \quad (2.2)$$

Burada r_1 , r_2 , ve $r_3 \in [1-N_{POP}]$ 'dir ve birbirinden farklı olmalıdır. F, fark vektörü üzerinde etkili olan bir ölçeklendirme faktörüdür.

Çaprazlama: Çaprazlama işleminde ebeveyn vektör ($t_{ji,G}$) ile mutasyon sonucunda elde edilen vektör ($v_{ji,G+1}$) karşılaştırılarak $p_{ji,G+1}$ yeni çözüm vektörü elde edilir.

$$p_{ji,G+1} = \begin{cases} v_{ji,G+1} & \text{if } (R_j \leq CR) \\ t_{ji,G} & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2.3)$$

Burada R_j , 0 ile 1 arasında üretilen rasgele bir değer, CR ise araştırmacının 0 ile 1 arasında belirlediği bir çaprazlama katsayısıdır.

Seleksiyon: Çaprazlama sonucunda elde edilen vektör ($p_{ji,G+1}$) ile ebeveyn vektör karşılaştırılır. Eğer çaprazlama sonucunda elde edilen vektör ebeveyn vektöre göre daha iyi

ise bir sonraki iterasyonda kullanılmak üzere çözüm kümesine dâhil edilir, aksi durumda ebeveyn vektörü yerini korur.

Yukarıdaki işlemler belirli bir durdurma kriterine gelinceye kadar devam eder, bu durdurma kriteri belirli bir hata değeri veya iterasyon sayısı olabilir.

2.2.2. Particle Swarm Optimization (PSO)

PSO [68], hayvanlardan ve farklı tür sosyal etkileşimlerden esinlenilerek geliştirilen bir optimizasyon tekniğidir. PSO ile biyoloji ve parçacık fiziği bilim dallarındaki kollektif davranışlar matematiksel temellere oturtularak pek çok mühendislik problemi çözülebilmektedir. Doğadaki parçacık davranışları tek başına çok fazla bir anlam içermemektedir fakat kollektif yapı içerisinde kıymetli sonuçlar üretebilmektedir.

PSO'da sürü içerisindeki parçacıkların hızı ve yönü aşağıdaki eşitlikler kullanılarak güncellenmektedir:

$$u_{id} = nu_{id} + c_1 \times K_1 \times (p_{id} - z_{id}) + c_2 \times K_2 \times (p_{gd} - z_{id}) \quad (2.4)$$

$$z_{id} = z_{id} + u_{id} \quad (2.5)$$

Burada u_{id} i . parçacık için d . boyut hızını, z_{id} i . parçacık için d . boyut pozisyonunu, c_1 ve c_2 ivme katsayılarını, K_1 ve K_2 0 ile 1 arasında rastgele değerleri, p_{id} vektörü i . parçacığın en iyi uygunluk değerini veren en iyi pozisyonu, p_{gd} popülasyondaki en iyi parçacığın pozisyonunu, n ise atalet ağırlık katsayısını göstermektedir.

2.3. Moment Yöntemine Dayalı IE3D Programı

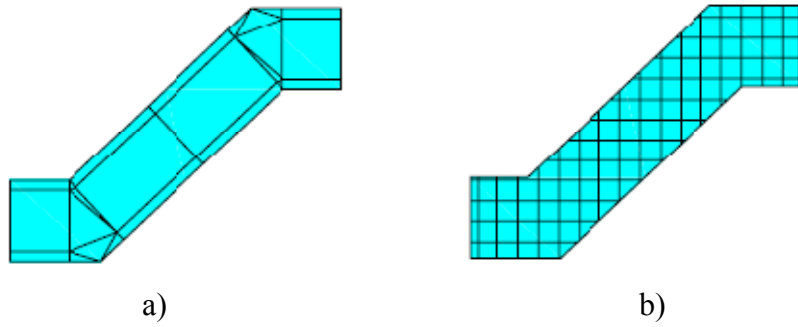
Elektromanyetik simülasyon, karmaşık mikrodalga ve RF baskı devre yapılarının, antenlerin, yüksek hızlı dijital devrelerin ve diğer elektronik bileşenlerin yüksek doğrulukta analizini ve tasarımlarını sağlayan gelişmiş bir yazılım teknolojisidir. IE3D [81], 3-boyutlu (3B) ve düzlemsel mikrodalga devreleri, MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuits), RFIC (Radyo Frekansı Entegre Devreleri: Radyo Frequency Integrated Circuits), RFID (Radyo Frekansı ile Tanımlama: Radio-Frequency Identification), antenler, dijital devreler ve yüksek hızlı devrelerin analizi ve tasarımı için kullanılabilen bir entegre tam dalga elektromanyetik

simülasyon ve optimizasyon paketidir. Pratik devre ve anten yapıları için, metalik alan ne kadar sınırlı ise IE3D'nin çözümü de o kadar sınırlı olacaktır. Buna en tipik örnek mikroşerit devre yapısıdır. Bu problemde çözüm alanı sadece dielektrik taban malzemesi üzerindeki şerittir. IE3D'de elektromanyetik teorelin temeli olan Maxwell denklemlerinin çözümü esasına dayanmaktadır. Ancak yöntemin sayısal doğasının dışında çok fazla varsayımlara dayanmaması nedeniyle çözümleri son derece doğru ve hassas olmaktadır. 1993 yılında IEEE International Microwave Symposium'daki resmi tanıtımından beri, IE3D düzlemsel ve 3-B elektromanyetik simülasyonda bir endüstriyel standart olarak kabul edilmiştir. 1993'ten beri IE3D'de birçok iyileşme gerçekleştirilmiştir. Bu durum IE3D'nin çok yönlü, kullanımı kolay, yenilikçi, verimli ve doğru sonuçlar sunabilen bir elektromanyetik simülasyon paketi olmasını sağlamıştır. IE3D'nin diğer teknik özellikleri ve kullanıcılara sağladığı imkânlardan bazıları aşağıda sıralanmıştır.

1. IE3D, windows ve linux tabanlı grafik ara yüzlerine sahip, emsallerine göre düşük maliyet, yüksek verimlilik ve yüksek doğruluk dereceli bir elektromanyetik simülasyon aracıdır. Kişisel bilgisayarlarda çalışan bu simülatör, üst düzey iş istasyonlarında çalışan diğer alan çözücülerden daha hızlıdır.
2. IE3D, 3B ve çok katmanlı metalik yapıların, bir poligon grubu olarak etkileşimli bir şekilde tasarlanmasına imkân sağlar. Tasarım aşamasındaki poligon ve köşe noktalarının belirlenmesini kolaylaştırmak için, birçok biçimlendirme özellikleri sağlanmış ve kısayollar tanımlanmıştır.
3. IE3D'de çemberler, halkalar, küreler, spiraller, silindirik ve konik vialar ve helezonlar gibi kompleks yapıların tasarımı için bir kitaplık sunulmuştur. Böylece, 3B ve çok katmanlı kompleks yapılar kolaylıkla tasarlanabilmektedir.
4. IE3D'de metalik yapıların şekil ve yöneliminde herhangi bir sınırlama konulmamıştır. Bu yüzden IE3D, konik vialar, konik helezon antenler, tel bağlar ve diğer genel şekilli 3B yapıları modelleyebilmektedir. IE3D geniş bir çeşitlilikte düzlemsel ve 3B mikrodalga ve RF yapıları oluşturup simüle edebilir.
5. MOM tabanlı bir sayısal simülasyon ele alınan devrenin küçük hücrelere bölünmesini gerektirir. Bu amaçla, IE3D'de hem dikdörtgensel hem de üçgensel hücreler

kullanılmaktadır. En yüksek verim için dikdörtgensel hücreler düzenli tabakalarda kullanılır. Üçgensel hücrelerden, düzensiz sınırlara uymakta faydalanılır. En iyi sonuçların elde edilmesi için dikdörtgensel hücrelerin verimliliği ve üçgensel hücrelerin esnekliği birleştirilmiştir.

6. IE3D, otomatik köşe hücresi tanımlama özelliği ile tecrübesiz kullanıcılara ızgara (grid) yapısını oluştururken büyük bir kolaylık sağlamaktadır. MİH yapılarında akım iletken şeritlerin köşesinde yoğunlaşmaktadır. Yüksek akımın köşelerde yoğunlaşmasının kusursuz modellenmesi, baskı devrelerinin doğru simülasyonu için son derece önemlidir. Köşelere küçük hücrelerin eklenmesi genellikle simülasyonun doğruluğunu sağlar. Bir simülasyona hücreler eklenirken, aynı zamanda simülasyon içerisindeki hücre sayısının düşürülmesi oldukça zordur. IE3D 3.0 ile birlikte, köşelerde küçük hücrelerin otomatik olarak oluşturulması seçeneği getirilmiştir. Çok az bir sayısal modelleme bilgisine sahip kullanıcılar, otomatik köşe hücresi özelliği sayesinde doğru sonuçları kolayca elde edebilirler. Şekil 2.1’de IE3D’nin örgü yapısı görülmektedir. IE3D’de dikdörtgensel ve üçgensel hücreli uniform olmayan örgü asgari hücre sayısı ile en doğru sonuçları verir. Şekil 2.1.a.’daki örgü yapısı buna örnektir. Uniform örgü yapısı, en basit iletim hattı yapıları için dahi gereğinden fazla sayıda hücre oluşturur bu da bilinmeyenlerin sayısını artırarak işlem süresinin çok daha fazla olmasına neden olur. Şekil 2.1.b.’deki örgü yapısı da uniform örgü yapısına bir örnektir.



Şekil 2.1. IE3D’nin örgü yapısı a) Dikdörtgensel ve üçgensel uniform olmayan örgü yapısı, b) Uniform örgü yapısı

7. IE3D, ince, kayıplı ve yüksek dielektrik sabitli taban malzemelerinin kullanılmasına izin vermektedir. İnce dielektrik taban malzemeleri metal - yalıtkan - metal kapasitörler ve spiral indüktörler gibi MMIC’lerde sıklıkla kullanılmaktadır. IE3D, 0.1µm incelikteki

dielektrik tabakaların modellenmesi için özel olarak tasarlanmıştır. IE3D yüksek dielektrik sabitli malzemelerinin kullanıldığı bileşenlerin doğru bir şekilde modellenmesini sağlamaktadır. IE3D, aynı zamanda yüksek ısıli süperiletken baskı devre şeritlerinin ve toprak düzlemlerinin doğru modellenmesini de içermektedir. Yarı iletkenlerin üretim sürecinde dielektrik malzemenin öziletkenliğini kontrol edebilmek için katkılama kullanılır. IE3D kompleks dielektrik permittiviteli, permeabilite ve öziletkenlik ile formüle edilmiştir. IE3D ayrıca kayıplı dielektrik malzemelerin de doğru bir şekilde modellenmesini sağlamaktadır.

8. IE3D, yarıklı yapıların manyetik akım modellemesi için zaman tasarrufu sağlayan ve hafıza gereksinimini azaltan bir simülatördür. Böylece IE3D, EDK'lar, EDK beslemeli antenler ve kuplajlı yama antenler gibi yarıklı yapılar için simülasyon zamanından ve hafızadan tasarruf sağlamaktadır.
9. IE3D, etkili matris çözücüler içermektedir. Tam matris çözücünün, çözüm süresi bilinmeyenlerin sayısının küpü ile orantılıdır. Simetrik matris çözücüler hafıza gereksinimini yarıya indirir. Kısmi matris çözücüler (PMS) sadece güçlü kuplajları dikkate alır ve hafıza gereksinimini ve simülasyon süresini önemli ölçüde azaltır. Tekrarlamalı matris çözücü, kısmi matris çözücü sonuçlarına dayanan tekrarlamalar yapar. PMS'nin simülasyon süresi bilinmeyenlerin sayısının karesi ile orantılıdır. Zamandan tasarruf sağlar ve doğru sonuçlar verir.
10. IE3D bileşenleri arasında ayrıca birde elektromanyetik optimizasyon motoru yer almaktadır. IE3D, kullanıcılara bir devrenin şeklini optimizasyon değişkenleri halinde tanımlama imkânı da sağlamaktadır. IE3D içerisindeki optimizasyon modülü, bir yapıyı en iyi performansı sağlayacak şekilde optimize edebilmektedir.
11. IE3D, S, Y ve Z parametrelerinin, dikdörtgensel grafik ve Smith abağında görsel gösterimini sağlayan MODUA isimli bir bileşene sahiptir. MODUA aynı zamanda bir devre simülatörüdür. Kullanıcı değişik S-parametre modüllerini ve toplu öğeleri grafiksel olarak birbiriyle bağlayarak düğümsel bir simülasyon gerçekleştirebilir.

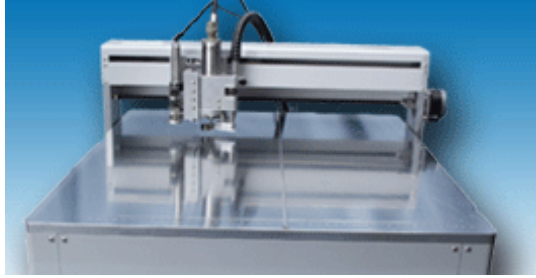
2.4. Deneysel Çalışmalarda Kullanılan Cihaz ve Malzemeler

Deneysel çalışmalarda kullanılan cihaz ve malzemeler; baskı devre kazıma cihazı, kazıma uçları, RT-Duroid taban malzemeleri ve konnektörlerdir. Deneysel çalışmalarda kullanılan cihaz ve malzemelerle ilgili bilgiler aşağıda verilmiştir.

2.4.1. Baskı Devre Kazıma Cihazı

Mikrodalga iletim hatları RT-Duroid dielektrik taban malzemesinin üzerindeki iletkenlerin baskı devre imalat cihazı ile kazınması ile imal edilmektedir. Baskı devre kazıma cihazının özellikleri ve cihazın diğer aparatlarına ait özellikler Tablo 2.1’de verilmektedir.

Tablo 2.1. Baskı devre kazıma cihazı ve aparatları

T-Tech's – QC-7000 13"x19" lik çalışma alanı olan XY imalat tablası, QC-7000 Standart Sistemi 8-23K RPM mil, kablolar, kullanıcı manueli ve başlangıç kitinden oluşmaktadır. Özellikler: 5K-60K arasında değişen hız - Pinomatik Z- eksen - Vakum tablası	 Şekil 2.2. QC-7000 Baskı devre kazıma cihazı
Software-IsoPro 2.7 IsoPro yazılımı kullanıcıların daha hızlı üretim yapabilmeleri, kolaylıkla kullanabilmeleri ve standart CAD çıkışlarını kolaylıkla değiştirebilmeleri için Windows grafik arayüzü kullanılmaktadır.	 Şekil 2.3. ISO Pro 2.7 yazılım logosu
Kazıma uçları Devre kartı prototiplerin yüzeyindeki iletkenleri maksimum düzeyde kazıyacak şekilde tasarlanmıştır. Dielektrik malzemeye minimum miktarda zarar verdiği için RF ve Mikrodalga uygulamalarında kullanılmaktadır. Kullanılan kazıma uçlarının uç kalınlıkları aşağıdaki gibidir: • 0.031" • 0.020" • 0.015" • 0.011"	 Şekil 2.4. Kazıma uçları (Endmils)

2.4.2. RT/Duroid Taban Malzemeleri

Mikrodalga iletim hatları RT-Duroid dielektrik taban malzemesinin üzerindeki iletkenlerin baskı devre imalat cihazı ile kazınması ile imal edilmektedir. Proje kapsamında elde edilen sentez modellerinin sonuçları, tasarlanan iletken destekli simetrik ve asimetrik EDK'ların ölçüm sonucu ile karşılaştırılmaktadır. Bu nedenle proje kapsamında dielektrik sabitleri farklı RT-Duroid taban malzemelerine ihtiyaç duyulmaktadır.

2.4.3. Konnektörler

Deneyisel olarak tasarımı gerçekleştirilen iletim hatlarının S- parametreleri vektör network analizör ile ölçülmektedir. Mikrodalga iletim hattı ile network analizör arasındaki bağlantılar konnektörler kullanılarak gerçekleştirilmektedir. Bu nedenle proje kapsamında konnektörlere ihtiyaç duyulmaktadır. Projede kullanılan konnektörlerin özellikleri Tablo 2.2'de verilmektedir.

Tablo 2.2. Konnektörlerin özellikleri

Özellikler: Empedans: 50 Ohm Arayüz frekansı: Maksimum 18 GHz Ağırlık: 0.0027 kg Çalışma Sıcaklığı : -65 °C - 165 °C	 Şekil 2.5. Çeşitli konnektörler
---	--

2.4.4. Network Analizör

Deneyisel olarak tasarımı gerçekleştirilen iletim hatlarının S- parametreleri Rohde-Schwarz ZVB 20 vektör network analizör ile ölçülmektedir. Şekil 2.6'da resmi verilen Rohde-Schwarz ZVB 20 vektör network analizör 10 MHz ile 20 GHz arasında ölçüm yapabilmektedir.



Şekil 2.6. Rohde-Schwarz ZVB 20 vektör network analizör

3. BÖLÜM

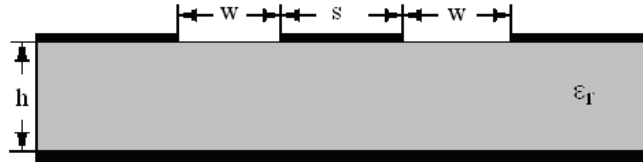
BULGULAR VE TARTIŞMA

3.1. Deneysel Çalışmalar

Proje kapsamında iletken destekli simetrik ve asimetrik EDK'lar deneysel olarak gerçekleştirilmiştir. Deneysel olarak tasarımları yapılan iletim hatları, RT-Duroid taban malzemeleri üzerine QC 7000 cihazı kullanılarak baskı devre kazıma yöntemiyle imal edilmişlerdir. Bu iletim hatlarının S- parametreleri, Rohde-Schwarz ZVB 20 vektör network analizör ile ölçülmüş ve karakteristik empedans değerleri S-parametrelerine ait ölçüm sonuçlarının kullanılmasıyla dolaylı olarak hesaplanmıştır [46]. Aşağıda bu deneysel çalışmalara ilişkin detaylar ve elde edilen bulgular yer almaktadır.

3.1.1. İletken Destekli Simetrik Eşdüzlemli Dalga Kılavuzları İçin Yapılan Deneysel Çalışmalar

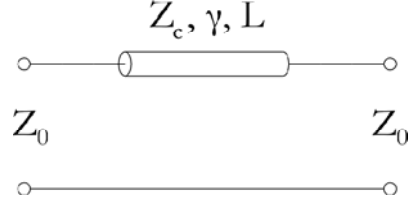
Kesit görünümü Şekil 3.1'de verilen iletken destekli simetrik EDK yapısında, ϵ_r dielektrik malzemenin bağıl dielektrik sabitini, h dielektrik malzemenin kalınlığını, s şerit genişliğini, w 'lar ise yarık genişliklerini göstermektedir.



Şekil 3.1. İletken destekli simetrik EDK'nın kesit görünümü

Bu çalışmada üç farklı iletken destekli simetrik EDK yapısı deneysel olarak gerçekleştirilmiştir. Tasarım aşamasına geçmeden önce şerit ve yarık genişlikleri değiştirilerek 50Ω 'luk karakteristik empedansa sahip iletken destekli simetrik EDK yapıları belirlenmiştir. Bu yapılar arasından mevcut malzemelerle tasarlanabilecek olan üç farklı yapı tespit edilmiştir. Ardından iletim hatları IE3D elektromanyetik simülatörü [81] ile simüle edilmiş ve tasarımlar gerçekleştirilmiştir. Tasarımlarda her iki yüzeyinde de iletken kaplama bulunan bağıl dielektrik sabiti $\epsilon_r = 6.15$ ve kalınlığı $h = 1270 \mu m$ olan RT/Duroid taban malzemeleri kullanılmıştır. Deneysel olarak gerçekleştirilen iletim hatlarının S- parametreleri

ölçülmüştür. Ardından da S-parametrelerine ait ölçüm sonuçları kullanılarak ilgili yapıların karakteristik empedans değerleri iki kapılı devre konfigürasyonu kullanılarak dolaylı olarak aşağıdaki gibi hesaplanmıştır [46].



Şekil 3.2. İki kapılı devre konfigürasyonu

Şekil 3.2’de görülen devre yapısında Z_c iletim hattının karakteristik empedansını, γ yayılım sabitini ve L iletim hattının boyunu, Z_0 ise ölçümde kullanılan probların karakteristik empedans değerlerini göstermektedir. İletim hattının karakteristik empedansının, ölçüm sonuçlarından dolaylı olarak hesaplanabilmesi için kullanılacak olan temel ifade aşağıda verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma L) & Z_c \sinh(\gamma L) \\ \frac{1}{Z_c} \sinh(\gamma L) & \cosh(\gamma L) \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Yukarıdaki eşitlikten açıkça görüleceği gibi ABCD matrisinin elemanları, iletim hattının boyuna (L) ve elektriksel parametrelerine (Z_c , γ) bağlıdır. ABCD matrisinin elemanları bilinirse iletim hattının karakteristik empedans değeri kolaylıkla hesaplanabilir. ABCD matrisinin elemanları, S- parametrelerinin değerlerinin aşağıdaki eşitliklerde yerine yazılması ile elde edilir;

$$A = \frac{(1 + S_{11}) \cdot (1 - S_{22}) + S_{12} \cdot S_{21}}{2 \cdot S_{21}} \quad (3.2)$$

$$B = Z_0 \cdot \frac{(1 + S_{11}) \cdot (1 + S_{22}) - S_{12} \cdot S_{21}}{2 \cdot S_{21}} \quad (3.3)$$

$$C = \frac{1}{Z_0} \cdot \frac{(1 - S_{11}) \cdot (1 - S_{22}) - S_{12} \cdot S_{21}}{2 \cdot S_{21}} \quad (3.4)$$

$$D = \frac{(1 - S_{11}) \cdot (1 + S_{22}) + S_{12} \cdot S_{21}}{2 \cdot S_{21}} \quad (3.5)$$

Ölçümlerden S_{11} ve S_{21} belirlenmiştir ve ayrıca iki kapılı devre yapısına sahip çift taraflı ve simetrik bir network için $S_{11}=S_{22}$ ve $S_{12}=S_{21}$ 'dir. Dolayısıyla bütün S parametre değerleri bilinmektedir. ABCD matrisi ile empedans matrisi arasındaki ilişki ise Eşitlik (3.6)'daki gibidir:

$$\begin{aligned} Z_{11} &= \frac{A}{C} & Z_{12} &= \frac{AD - BC}{C} \\ Z_{21} &= \frac{1}{C} & Z_{22} &= \frac{D}{C} \end{aligned} \quad (3.6)$$

Yine çift taraflı ve simetrik yapıdan dolayı $A=D$ ve $AD-BC=1$ 'dir. Buna göre S- parametreleri kullanılarak elde edilen ABCD matrisinden empedans matrisine Eşitlik (3.7) ve (3.8)'de verilen ifadeler kullanılarak geçiş yapılır.

$$Z_{11} = Z_{22} = \frac{A}{C} \quad (3.7)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = \frac{1}{C} \quad (3.8)$$

A ve C elemanlarının değerlerinin yerine yazılması ile;

$$Z_{11} = \frac{Z_c}{\tanh(\gamma L)} \quad (3.9)$$

$$Z_{21} = \frac{Z_c}{\sinh(\gamma L)} \quad (3.10)$$

elde edilir. Ölçümü yapılan iletim hattının boyu bilinmektedir ancak iletim hattının yayılım sabiti ve karakteristik empedansı bilinmeyen değerlerdir. Karakteristik empedansın hesaplanması için öncelikle yayılım sabitinin belirlenmesi gerekmektedir. Bu amaçla Eşitlik (3.9) ve (3.10)'da verilen ifadelerin taraf tarafa oranlanması ile

$$\cosh(\gamma L) = \frac{Z_{11}}{Z_{21}} \quad (3.11)$$

elde edilir. Buradan da yayılım sabiti γ ;

$$\gamma = \frac{1}{L} \cdot \cosh^{-1} \left(\frac{Z_{11}}{Z_{21}} \right) \quad (3.12)$$

olarak elde edilir. Dolayısıyla da Eşitlik (3.9) ve (3.10)'dan;

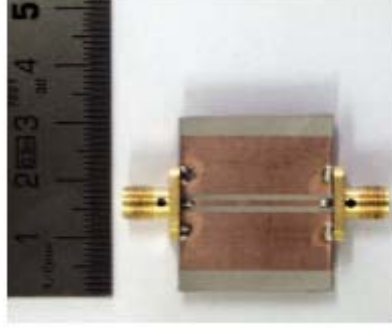
$$Z_c = Z_{11} \cdot \tanh(\gamma L) \quad (3.13)$$

veya

$$Z_c = Z_{21} \cdot \sinh(\gamma L) \quad (3.14)$$

ifadelerinden iletim hattının karakteristik empedans değeri (Z_c) bulunur.

Tasarlanan iletken destekli simetrik EDK'lardan biri Şekil 3.3'te görülmektedir. İletken destekli simetrik EDK'lara ait simülasyon ve ölçüm sonuçları Tablo 3.1'de yer almaktadır.



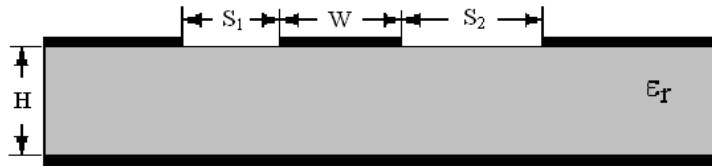
Şekil 3.3. Deneysel olarak tasarlanan iletken destekli simetrik EDK

Tablo 3.1. İletken destekli simetrik EDK'lara ait simülasyon ve ölçüm sonuçları ($\epsilon_r = 6.15$ ve $h = 1270 \mu\text{m}$)

Geometrik Boyutlar		Karakteristik empedans, Z_0 (Ω)	
w (μm)	s (μm)	Deneysel	IE3D
350	1150	47.17	51.89
400	1250	47.48	52.16
450	1350	47.25	52.30

3.1.2. İletken Destekli Asimetrik Eşdüzlemlı Dalga Kılavuzları İçin Yapılan Deneysel Çalışmalar

Şekil 3.4'te kesit görünümü verilen iletken destekli asimetrik EDK yapısında iletken desteğin üzerindeki dielektrik taban malzemesinin kalınlığı H , bağıl dielektrik sabiti ϵ_r 'dir. Dielektrik taban üzerine yerleştirilen iletken şeridin genişliği W , iletken şerit ile toprak düzlemi arasındaki yarıklık genişlikler S_1 ve S_2 'dir.



Şekil 3.4. İletken destekli asimetrik EDK'nın kesit görünümü

Bu çalışmada dört farklı iletken destekli asimetrik EDK yapısı deneysel olarak gerçekleştirilmiştir. Tasarım aşamasına geçmeden önce şerit ve yarıklık genişlikleri değiştirilerek 50Ω 'luk karakteristik empedansa sahip iletken destekli asimetrik EDK yapıları belirlenmiştir. Bu yapılar arasından mevcut malzemelerle tasarlanabilecek olan dört farklı yapı tespit edilmiştir. Ardından iletim hatları IE3D elektromanyetik simülatörü [81] ile simüle

edilmiş ve tasarımlar gerçekleştirilmiştir. Tasarımlarda her iki yüzeyinde de iletken kaplama bulunan bağıl dielektrik sabiti $\epsilon_r = 10.2$ ve kalınlığı $H = 1270 \mu\text{m}$ olan RT/Duroid taban malzemeleri kullanılmıştır. Deneysel olarak gerçekleştirilen iletim hatlarının S- parametreleri ölçülmüştür. Ardından da S-parametrelerine ait ölçüm sonuçları kullanılarak ilgili yapıların karakteristik empedans değerleri dolaylı olarak hesaplanmıştır [46].

Tasarlanan iletken destekli asimetrik EDK’lardan biri Şekil 3.5’te görülmektedir. İletken destekli asimetrik EDK’lara ait simülasyon ve ölçüm sonuçları Tablo 3.2’de yer almaktadır.



Şekil 3.5. Deneysel olarak tasarlanan iletken destekli asimetrik EDK

Tablo 3.2. İletken destekli asimetrik EDK’lara ait simülasyon ve ölçüm sonuçları ($\epsilon_r = 10.2$ ve $h = 1270 \mu\text{m}$)

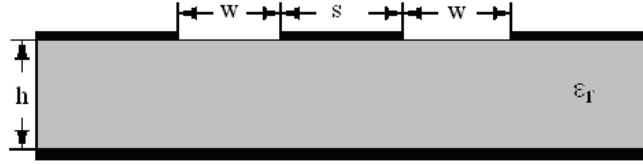
Geometrik Boyutlar			Karakteristik empedans, Z_0 (Ω)	
W (μm)	S_1 (μm)	S_2 (μm)	Deneysel	IE3D
800	300	1400	47.89	50.48
900	500	1150	47.10	49.71
950	500	2350	47.35	48.65
1000	600	2200	47.75	47.83

3.2. İletken Destekli Eşdüzlemli Dalga Kılavuzları için Sunulan Sentez Modelleri

İletken destekli simetrik ve asimetrik EDK’ların geometrik boyutlarının hesaplanması için proje kapsamında sentez modelleri oluşturulmuştur. Oluşturulan sentez modellerinin katsayıları esnek hesaplama yöntemlerinden DE ve PSO algoritmaları kullanılarak optimum bir şekilde elde edilmiştir. Sentez formüllerinden elde edilen sonuçlar literatürdeki sonuçlarla ve proje kapsamında gerçekleştirilen simülasyon ve deneysel çalışma sonuçlarıyla karşılaştırılmıştır. İletken destekli simetrik ve asimetrik EDK’ların sentezi için oluşturulan modellerle ilgili detaylı bilgiler aşağıda verilmektedir.

3.2.1. İletken Destekli Simetrik Eşdüzlemli Dalga Kılavuzları için Sunulan Sentez Modelleri

Kesit görünümü Şekil 3.6’da verilen iletken destekli simetrik EDK’da iletken desteğin üzerindeki dielektrik taban malzemesinin kalınlığı h , bağıl dielektrik sabiti ϵ_r ’dir. Dielektrik taban üzerine yerleştirilen iletken şeridin genişliği s , iletken şerit ile toprak düzlemi arasındaki yarık genişliği w ’dır.



Şekil 3.6. İletken destekli simetrik EDK’nın kesit görünümü

İletken destekli simetrik EDK’lar 1982 yılında Shih ve Itoh [47] tarafından literatüre sunulmuş ve analizi spektral domen analizi (SDA) kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Ghione ve Naldi iletken destekli simetrik EDK’ların karakteristik parametrelerini KDT kullanarak elde hesaplamışlardır [48]. Ghione ve Naldi [49], yapmış oldukları bir çalışmada üst koruma, iletken destek, sonlu toprak düzlemleri ve hattan hata bağlantının bu tür iletim hattı konfigürasyonlarının karakteristik parametreleri üzerindeki etkilerini incelemişlerdir. Daha sonraki yıllarda [50] değişik boyutlarda iletken destekli simetrik EDK’lar tasarlanmış ve genişbant karakteristikleri elde edilmiştir. Cheng ve Everard [51] iletken destekli simetrik EDK’ların analizini quasi-statik SDA yöntemiyle gerçekleştirmiştir. İletken destekli simetrik EDK’ların dispersiyon karakteristikleri mod uygunlaştırma metodu [52], enine rezonans tekniği [53] ve tam-dalga SDA ve Galerkin metodu [54] kullanılarak elde edilmiştir. Bir diğer çalışmada Yıldız ve ark. [55] iletken destekli simetrik EDK’ların karakteristik parametrelerini bulanık sinir ağları kullanarak elde etmişlerdir. İletken destekli simetrik EDK’ların geometrik boyutlarının hesaplanması için sentez formülleri de literatürde mevcuttur [56]. Bu proje kapsamında iletken destekli simetrik EDK’ların geometrik boyutlarının hesaplanmasında literatürdeki formüllerden daha doğru sonuçlar veren sentez formülleri esnek hesaplama yöntemlerinden DE ve PSO algoritmaları kullanılarak elde edilmiştir.

Sentez formüllerinin esnek hesaplama yöntemleri kullanılarak elde edilmesi için öncelikle iletken destekli simetrik EDK’ların karakteristik empedanslarının hangi parametrelere bağlı

olduğu belirlenmiştir. Yapılan literatür incelemesi sonucunda iletken destekli simetrik EDK'ların karakteristik empedanslarının, kullanılan dielektrik taban malzemesinin kalınlığına (h) ve bağlı dielektrik sabitine (ϵ_r), dielektrik malzeme üzerindeki yarık (w) ve şerit (s) genişliklerine bağlı oldukları belirlenmiştir. Literatürde mevcut olan analiz yöntemlerinden KDT [48] kullanılarak iletken destekli simetrik EDK'ların sentezinde kullanılacak olan 1086 adet veri seti elde edilmiştir. Veri setleri tüm pratik uygulamalar için geçerli olacak bir şekilde oluşturulmuştur. Veri seti oluşturulurken kullanılan tasarım parametreleri $2 \leq \epsilon_r \leq 50$, $0.1 \leq s/h \leq 5.5$, $0.1 \leq w/h \leq 1.90$, $20 \mu\text{m} \leq h \leq 3000 \mu\text{m}$ arasında değişen değerler için belirlenmiştir. Bunlara karşılık gelen karakteristik empedans değerleri $10 \Omega \leq Z_0 \leq 220 \Omega$ arasındadır.

Arzu edilen karakteristik empedansa sahip iletken destekli simetrik EDK'nın tasarımı için ilk adım uygun dielektrik tabanın seçilmesidir (ϵ_r , h). Uygun dielektrik taban seçildikten sonra yarık genişliği w ve şerit genişliği s boyutları hesaplanabilir. Bu çalışmada bu geometrik boyutların hesaplanması için iki sentez formülü sunulmuştur. Birinci sentez formülü, dielektrik taban malzemesi (ϵ_r , h) seçildikten sonra, verilen bir şerit genişliğine (s) karşılık arzu edilen karakteristik empedansa (Z_0) sahip iletim hattı tasarımı için gerekli olan yarık genişliğini (w) hesaplamaktadır. İkinci sentez formülü ise dielektrik taban malzemesi (ϵ_r , h) seçildikten sonra, verilen bir yarık genişliğine (w) karşılık arzu edilen karakteristik empedansa (Z_0) sahip iletim hattı tasarımı için gerekli olan şerit genişliğini (s) hesaplamaktadır.

İletken destekli simetrik EDK'ların geometrik boyutları için geçerli sentez modellerini bulmak amacıyla bir çok deneme yapılmıştır. Yapılan çalışmalar sonucunda, yarık ve şerit genişliklerinin hesaplanması için hata oranları düşük aşağıdaki sentez modelleri elde edilmiştir.

$$w = \frac{h \cdot \left(\alpha_1 \cdot x^{\alpha_2} + \alpha_3 \cdot y^{\alpha_4} + \alpha_5 \cdot \left(\frac{s}{h} \right)^{\alpha_6} \right)}{\left(\alpha_7 \cdot \left(x^{\alpha_8} \cdot \left(\frac{s}{h} \right)^{\alpha_9} + \alpha_{10} \cdot \left(\frac{s}{h} \right)^{\alpha_{11}} \cdot (y + \alpha_{12})^{\alpha_{13}} \right)^{\alpha_{14}} \cdot (x^{\alpha_{15}} \cdot (y + \alpha_{16})^{\alpha_{17}}) + \alpha_{18} \cdot \left(\frac{s}{h} \right)^{\alpha_{19}} \right)} \quad (3.15)$$

$$s = \frac{h \cdot \left(\alpha_1 \cdot x^{\alpha_2} \cdot y^{\alpha_3} \cdot \left(\frac{w}{h} \right)^{\alpha_4} + \alpha_5 \cdot x + \alpha_6 \cdot y + \alpha_7 \cdot \left(\frac{w}{h} \right) + \alpha_8 \cdot x^2 + \alpha_9 \right)^{\alpha_{10}}}{\alpha_{11} \cdot x^{\alpha_{12}} \cdot y^{\alpha_{13}} \cdot \left(\frac{w}{h} \right)^{\alpha_{14}} + \alpha_{15} \cdot x + \alpha_{16} \cdot y + \alpha_{17} \cdot \left(\frac{w}{h} \right)} \quad (3.16)$$

$$x = \frac{Z_0}{\eta_0} \quad \text{ve} \quad y = \frac{1}{\varepsilon_r} \quad (3.17)$$

Burada $\eta_0 = 120 \pi \Omega$ olup hava ortamının özempedansını, $(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{19})$ ise bilinmeyen katsayıları temsil etmektedir. DE ve PSO algoritmaları kullanılarak optimum bir şekilde bulunan katsayı değerleri (3.15) ve (3.16) eşitliklerinde yerine konularak yarık ve şerit genişlikleri için sentez formülleri elde edilmektedir.

DE algoritması kullanılarak elde edilen yarık ve şerit genişliği formülleri aşağıdaki gibidir:

$$w = \frac{h \cdot \left(2.15 \cdot x^{0.894} - 1.61 \cdot y^{-0.339} + 8.03 \cdot \left(\frac{s}{h} \right)^{0.96} \right)}{\left(7.804 \cdot \left(x^{2.434} \cdot \left(\frac{s}{h} \right)^{2.438} + 1.253 \cdot \left(\frac{s}{h} \right)^{-0.019} \cdot (y + 0.124)^{-1.208} \right)^{-6.972} \cdot (x^{-3.109} \cdot (y + 0.232)^{-9.96}) - 7.881 \cdot \left(\frac{s}{h} \right)^{0.954} \right)} \quad (3.18)$$

ve

$$s = \frac{h \cdot \left(19.212 \cdot x^{1.204} \cdot y^{0.634} \cdot \left(\frac{w}{h} \right)^{-0.24} - 13.31 \cdot x + 0.58 \cdot y + 0.235 \cdot \left(\frac{w}{h} \right) + 17.4 \cdot x^2 + 1.145 \right)^{-0.813}}{2.827 \cdot x^{3.76} \cdot y^{1.325} \cdot \left(\frac{w}{h} \right)^{-1.076} + 0.828 \cdot x - 0.00011 \cdot y - 0.0021 \cdot \left(\frac{w}{h} \right)} \quad (3.19)$$

DE'nin optimizasyon sürecinde popülasyon büyüklüğü 30, mutasyon oranı 0.8 ve çaprazlama oranı 0.8 olarak alınmıştır.

PSO algoritması kullanılarak elde edilen yarık ve şerit genişliği formülleri aşağıdaki gibidir:

$$w = \frac{h \cdot \left(1.73 \cdot x^{1.014} - 1.24 \cdot y^{-0.370} + 7.65 \cdot \left(\frac{s}{h} \right)^{0.971} \right)}{\left(7.668 \cdot \left(x^{2.435} \cdot \left(\frac{s}{h} \right)^{2.422} + 1.254 \cdot \left(\frac{s}{h} \right)^{-0.02} \cdot (y + 0.119)^{-1.207} \right)^{-6.979} \cdot (x^{-3.103} \cdot (y + 0.23)^{-9.964}) - 7.52 \cdot \left(\frac{s}{h} \right)^{0.954} \right)} \quad (3.20)$$

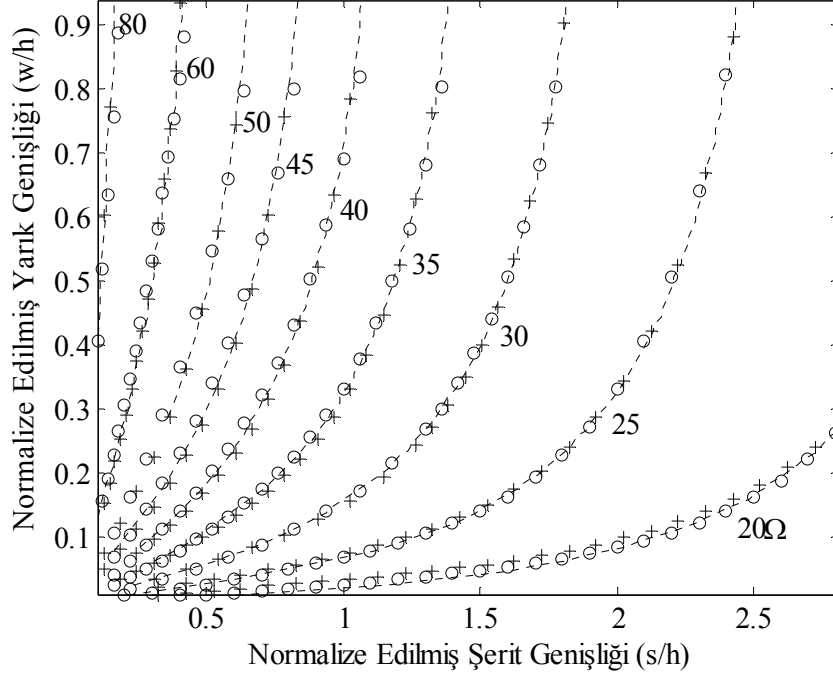
ve

$$s = \frac{h \cdot \left(18.564 \cdot x^{1.189} \cdot y^{0.633} \cdot \left(\frac{w}{h} \right)^{-0.234} - 13.34 \cdot x + 0.524 \cdot y + 0.22 \cdot \left(\frac{w}{h} \right) + 16.458 \cdot x^2 + 1.117 \right)^{-0.814}}{3.045 \cdot x^{3.772} \cdot y^{1.341} \cdot \left(\frac{w}{h} \right)^{-1.064} + 0.871 \cdot x - 0.0001 \cdot y - 0.002 \cdot \left(\frac{w}{h} \right)} \quad (3.21)$$

PSO optimizasyonunda popülasyon büyüklüğü 30, atalet ağırlık katsayısı 0.5, c_1 ve c_2 katsayıları 2.05 olarak alınmıştır.

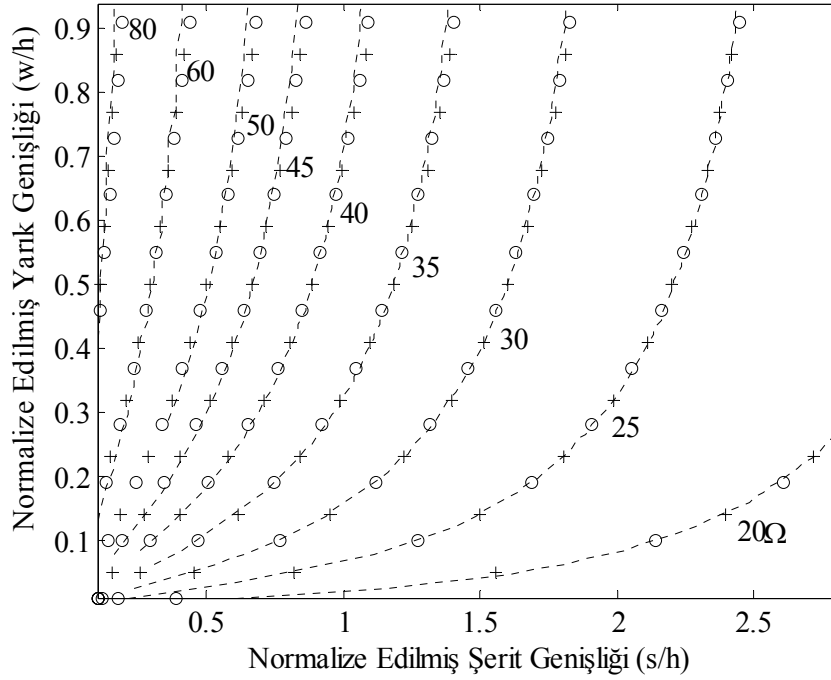
DE ve PSO algoritmaları kullanılarak elde edilen sentez formüllerinin quasi-statik [48] sonuçlar ile karşılaştırıldığında 1086 veri seti için ortalama yüzde hataları sırasıyla % 0.67 ve % 0.8'dir. Bu çalışmada sunulan sentez formülleri $s/h \leq 10/(1 + \ln \epsilon_r)$, $w/h \leq 10/[3(1 + \ln \epsilon_r)]$, $2 \leq \epsilon_r \leq 50$ ve $10 \Omega \leq Z_0 \leq 220 \Omega$ aralıkları içerisinde geçerlidir.

Bu çalışmada, DE algoritması kullanılarak elde edilen sentez formüllerinin sonuçları literatürdeki sonuçlarla ve proje kapsamında gerçekleştirilen simülasyon ve deneysel çalışma sonuçları ile karşılaştırılmıştır. Şekil 3.7'de $\epsilon_r = 12.9$ ve $h = 200 \mu\text{m}$ olan iletken destekli simetrik EDK'ların arzu edilen karakteristik empedansı (Z_0) vermesi için birinci sentez formülünden elde edilen yarık genişliği $w(\epsilon_r, Z_0, s/h)$ sonuçları literatürdeki sonuçlarla [48, 56] karşılaştırılmıştır. Şekil 3.8'de ise aynı iletim hattının arzu edilen karakteristik empedansı (Z_0) vermesi için ikinci sentez formülünden elde edilen şerit genişliği $s(\epsilon_r, Z_0, w/h)$ sonuçları literatürdeki sonuçlarla [48, 56] karşılaştırılmıştır. Sentez formüllerinden elde edilen sonuçların quasi-statik analiz [48] sonuçları ile çok iyi bir uyum içerisinde olduğu Şekil 3.7 ve 3.8'den açıkça görülmektedir. Benzer sonuçlar farklı dielektrik taban malzemeleri ($2 \leq \epsilon_r \leq 50$) için de elde edilmiştir.



----- Analiz [48] ○ ○ ○ Birinci Sentez Formülü [56] + + + Birinci Sentez Formülü

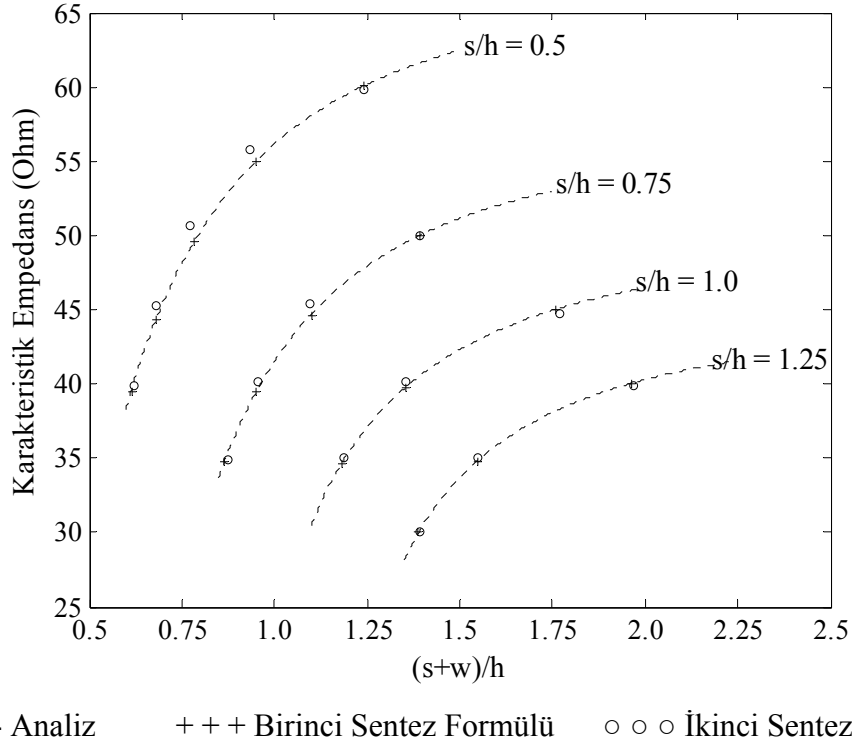
Şekil 3.7. Birinci sentez formülünden elde edilen yarık genişliği (w) sonuçlarının literatürdeki sonuçlarla karşılaştırılması ($\epsilon_r = 12.9$ ve $h = 200 \mu m$)



----- Analiz [48] ○ ○ ○ İkinci Sentez Formülü [56] + + + İkinci Sentez Formülü

Şekil 3.8. İkinci sentez formülünden elde edilen şerit genişliği (s) sonuçlarının literatürdeki sonuçlarla karşılaştırılması ($\epsilon_r = 12.9$ ve $h = 200 \mu m$)

Verilen bir s ve w değeri için (3.18) ve (3.19) eşitliklerindeki sentez formülleri kullanılarak elde edilen karakteristik empedans sonuçları quasi-statik analiz [48] sonuçları ile farklı s/h değerleri için Şekil 3.9'da karşılaştırılmıştır. Şekil 3.9'da elde edilen sonuçlar $\epsilon_r = 10.2$ ve $h = 635 \mu\text{m}$ olan iletken destekli simetrik EDK'lar için elde edilmiştir. Sentez formüllerinden elde edilen sonuçların quasi-statik analiz sonuçları ile uyum içerisinde olduğu Şekil 3.9'dan açıkça görülmektedir.



Şekil 3.9. Sentez formüllerinden elde edilen sonuçların quasi-statik analiz [48] sonuçları ile karşılaştırılması ($\epsilon_r = 10.2$ ve $h = 635 \mu\text{m}$)

Bu çalışmada DE algoritması kullanılarak oluşturulan sentez formülünden elde edilen sonuçlar literatürdeki sonuçlarla [48, 50, 56] ve proje kapsamında gerçekleştirilen simülasyon ve deneysel çalışma sonuçları ile karşılaştırılmıştır. Sentez formüllerinin geçerliliğini ortaya koymak için üç farklı iletken destekli simetrik EDK yapısı ($\epsilon_r = 6.15$ ve $h = 1270 \mu\text{m}$) deneysel olarak tasarlanmıştır. Sentez formüllerinden elde edilen sonuçlar literatürdeki sonuçlarla ve proje kapsamında gerçekleştirilen simülasyon ve deneysel çalışma sonuçlarıyla Tablo 3.3'te karşılaştırılmıştır. Sentez formüllerinden elde edilen sonuçlar literatürdeki KDT [48], sentez formülleri [56], IE3D [81] ve ölçüm [50] sonuçlarıyla Tablo 3.4'te

karşılaştırılmıştır. Bu tablolarda Z_0' , w' ve s' ölçüm sonuçlarını; $Z_0(w', s')$, w' ve s' değerleri kullanılarak hesaplanan karakteristik empedans değerlerini; $Z_0(w, s')$, verilen s' ve birinci sentez formülünden elde edilen w değerleri kullanılarak hesaplanan karakteristik empedans değerlerini; $Z_0(w', s)$ ise verilen w' ve ikinci sentez formülünden elde edilen s değerleri kullanılarak elde edilen karakteristik empedans değerlerini göstermektedir. Ayrıca bu tablolarda $Z_0(w^*, s')$, verilen s' ve literatürdeki sentez formülünden elde edilen w^* değerleri kullanılarak hesaplanan karakteristik empedans değerlerini; $Z_0(w', s^*)$ ise verilen w' ve literatürdeki sentez formülünden elde edilen s^* değerleri kullanılarak elde edilen karakteristik empedans değerlerini göstermektedir. Tablolardan açıkça görüldüğü gibi sentez formüllerinden elde edilen sonuçlar literatürdeki sonuçlarla ve proje kapsamında yapılan simülasyon ve deneysel çalışmaların sonuçları ile iyi bir uyum içerisindedir.

Tablo 3.3. Sentez formüllerinden elde edilen sonuçların literatürdeki sonuçlarla ve proje kapsamında gerçekleştirilen simülasyon ve ölçüm sonuçlarıyla karşılaştırılması ($\epsilon_r = 6.15$ ve $h = 1270 \mu\text{m}$)

DENEYSEL			KDT [48]	IE3D [81]	SENTEZ FORMÜLLERİ [56]				SENTEZ FORMÜLLERİ			
w' (μm)	s' (μm)	Z_0' (Ω)	$Z_0(w', s')$ (Ω)	$Z_0(w', s')$ (Ω)	w^* (μm)	s^* (μm)	$Z_0(w^*, s')$ (Ω)	$Z_0(w', s^*)$ (Ω)	w (μm)	s (μm)	$Z_0(w, s')$ (Ω)	$Z_0(w', s)$ (Ω)
350	1150	47.17	49.49	51.89	358	1141	49.72	49.64	329	1115	48.83	50.10
400	1250	47.48	49.15	52.16	407	1240	49.35	49.32	378	1213	48.60	49.77
450	1350	47.25	48.66	52.30	456	1340	48.82	48.83	429	1312	48.22	49.27

Tablo 3.4. Sentez formüllerinden elde edilen sonuçların literatürdeki sonuçlarla karşılaştırılması ($\epsilon_r = 12.9$ ve $h = 100 \mu\text{m}$)

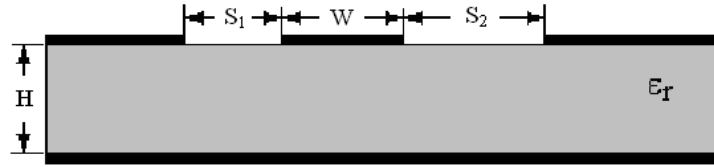
DENEYSEL [50]			KDT [48]	IE3D [81]	SENTEZ FORMÜLLERİ [56]				SENTEZ FORMÜLLERİ			
w' (μm)	s' (μm)	Z_0' (Ω)	$Z_0(w', s')$ (Ω)	$Z_0(w', s')$ (Ω)	w^* (μm)	s^* (μm)	$Z_0(w^*, s')$ (Ω)	$Z_0(w', s^*)$ (Ω)	w (μm)	s (μm)	$Z_0(w, s')$ (Ω)	$Z_0(w', s)$ (Ω)
50	51	48	50	51.75	53	50	50.48	50.23	50	51	50.01	50.28
20	27	46	50	51.35	21	25	50.67	51.02	20	26	49.40	50.81
10	14	44	50	41.67	9	14	48.58	50.64	8	13	48.01	51.15

Sonuç olarak bu çalışmada iletken destekli simetrik EDK'ların geometrik boyutlarının hesaplanması için sentez formülleri elde edilmiştir. DE ve PSO algoritmaları kullanılarak elde edilen formüllerin sonuçları quasi-statik [48] sonuçlar ile karşılaştırıldığında ortalama yüzde hataları sırasıyla % 0.67 ve % 0.8'dir. Daha önce Yıldız ve Türkmen [56] tarafından literatüre sunulmuş olan sentez formüllerinin ortalama yüzde hatası % 0.98'dir. Bu sonuçlara göre hata oranları literatürdeki mevcut formüllere göre daha düşük olan sentez formülleri

DE ve PSO algoritmaları kullanılarak bu çalışmada elde edilmiştir. Sentez formüllerinden elde edilen sonuçların literatürdeki mevcut sonuçlarla ve proje kapsamında gerçekleştirilen simülasyon ve deneysel çalışmaların sonuçları ile çok iyi bir uyum içerisinde olması sunulan sentez formüllerinin iletken destekli simetrik EDK'ların geometrik boyutlarının hesaplanmasında kullanılabileceğini açıkça göstermektedir [82] (EK-1).

3.2.2. İletken Destekli Asimetrik Eşdüzlemli Dalga Kılavuzları için Sunulan Sentez Modelleri

Kesit görünümü Şekil 3.10'da verilen iletken destekli asimetrik EDK yapısında iletken desteğin üzerindeki dielektrik taban malzemesinin kalınlığı H , bağıl dielektrik sabiti ϵ_r 'dir. Dielektrik taban üzerine yerleştirilen iletken şeridin genişliği W , iletken şerit ile toprak düzlemi arasındaki yarık genişlikler S_1 ve S_2 'dir.



Şekil 3.10. İletken destekli asimetrik EDK'nın kesit görünümü

İletken destekli asimetrik EDK'ların analizi ilk olarak Chang ve Wang [57] tarafından 1992 yılında gerçekleştirilmiştir. Daha sonraki yıllarda iletken destekli asimetrik EDK'ların efektif dielektrik sabiti, karakteristik empedansı ve elektrik alan şiddeti hesaplanmıştır [58]. Karpuz ve Görür [59] iletken destekli asimetrik EDK'ların karakteristik parametrelerini KDT kullanarak hesaplamışlardır. Bir diğer çalışmada iletken destekli asimetrik EDK'ların karakteristik parametreleri yapay sinir ağları kullanılarak elde edilmiştir [60]. Türkmen ve ark. [61] iletken destekli asimetrik EDK'ların karakteristik parametrelerini bulanık sinir ağları kullanarak elde etmişlerdir. İletken destekli asimetrik EDK'ların karakteristik parametrelerinin hesaplanması için bir çok çalışma mevcut olmasına rağmen geometrik boyutlarının hesaplanması için literatürde sentez formülü mevcut değildir. Bu nedenle proje kapsamında iletken destekli asimetrik EDK'ların tasarımında çok geniş bir kullanım alanına sahip sentez formülleri esnek hesaplama yöntemlerinden DE ve PSO algoritmaları kullanılarak elde edilmiştir.

Sentez formülleri oluşturulurken, KDT [59] sonuçlarından elde edilen 3024 veri seti kullanılmıştır. Veri seti oluşturulurken kullanılan tasarım parametreleri $2 \leq \varepsilon_r \leq 21$, $0.1 \leq W/H \leq 0.9$, $0.1 \leq S_1/H \leq 1.8$, $0.1 \leq S_2/H \leq 2$, $0.1 \leq S_1/S_2 \leq 0.9$, $25 \mu\text{m} \leq H \leq 2500 \mu\text{m}$ arasında değişen değerler için belirlenmiştir. Bunlara karşılık gelen karakteristik empedans değerleri $25 \Omega \leq Z_0 \leq 210 \Omega$ arasındadır.

Arzu edilen karakteristik empedansa sahip iletken destekli asimetrik EDK'nın tasarımı için ilk adım uygun dielektrik tabanın seçilmesidir (ε_r , H). Uygun dielektrik taban seçildikten sonra yarık genişliği ve şerit genişlikleri hesaplanabilir. Bu çalışmada yarık ve şerit genişliklerinin hesaplanması için iki sentez formülü sunulmuştur. Birinci sentez formülü, dielektrik taban malzemesi (ε_r , H) seçildikten sonra, verilen yarık genişliklerine (S_1 ve S_2) karşılık arzu edilen karakteristik empedansa (Z_0) sahip iletim hattı tasarımı için gerekli olan şerit genişliğini (W) hesaplamaktadır. İkinci sentez formülü ise dielektrik taban malzemesi (ε_r , H) seçildikten sonra, verilen bir şerit genişliğine (W) ve yarık genişliğine (S_2) karşılık arzu edilen karakteristik empedansa (Z_0) sahip iletim hattı tasarımı için gerekli olan diğer yarık genişliğini (S_1) hesaplamaktadır.

İletken destekli asimetrik EDK'ların geometrik boyutları için geçerli sentez modellerini bulmak amacıyla bir çok deneme yapılmıştır. Yapılan çalışmalar sonucunda, şerit ve yarık genişliklerinin hesaplanması için hata oranları düşük aşağıdaki sentez modelleri elde edilmiştir.

$$W = \frac{H \cdot \left(\alpha_1 + \alpha_2 \cdot x + \alpha_3 \cdot y + \alpha_4 \cdot \left(\frac{S_1}{H} \right) + \alpha_5 \cdot \left(\frac{S_2}{H} \right) + \alpha_6 \cdot \left(\frac{S_1}{H} \right)^2 + \alpha_7 \cdot \left(\frac{S_2}{H} \right)^2 + \alpha_8 \cdot x^{\alpha_9} \cdot y^{\alpha_{10}} \cdot \left(\frac{S_1}{H} \right)^{\alpha_{11}} \cdot \left(\frac{S_2}{H} \right)^{\alpha_{12}} \right)^{1/2}}{\left(1 + \alpha_{13} \cdot x + \alpha_{14} \cdot y + \alpha_{15} \cdot \left(\frac{S_1}{H} \right) + \alpha_{16} \cdot \left(\frac{S_2}{H} \right) + \alpha_{17} \cdot x^2 + \alpha_{18} \cdot y^2 + \alpha_{19} \cdot x^{\alpha_{20}} \cdot y^{\alpha_{21}} \cdot \left(\frac{S_1}{H} \right)^{\alpha_{22}} \cdot \left(\frac{S_2}{H} \right)^{\alpha_{23}} \right)} \quad (3.22)$$

ve

$$S_1 = \frac{H \cdot \left(\alpha_1 \cdot x^{\alpha_2} + \alpha_3 \cdot y^{\alpha_4} + \alpha_5 \cdot \left(\frac{W}{H} \right)^{\alpha_6} + \alpha_7 \cdot \left(\frac{S_2}{H} \right)^{\alpha_8} + \alpha_9 \right)}{\left(1 + \alpha_{10} \cdot x + \alpha_{11} \cdot y + \alpha_{12} \cdot \left(\frac{W}{H} \right) + \alpha_{13} \cdot \left(\frac{S_2}{H} \right) + \alpha_{14} \cdot x^2 + \alpha_{15} \cdot y^2 + \alpha_{16} \cdot \left(\frac{W}{H} \right)^2 + \alpha_{17} \cdot \left(\frac{S_2}{H} \right)^2 + \alpha_{18} \cdot x^{\alpha_{19}} \cdot y^{\alpha_{20}} \cdot \left(\frac{W}{H} \right)^{\alpha_{21}} \cdot \left(\frac{S_2}{H} \right)^{\alpha_{22}} \right)} \quad (3.23)$$

$$x = \frac{1}{\varepsilon_r} \quad \text{ve} \quad y = \frac{Z_0}{\eta_0} \quad (3.24)$$

Burada $\eta_0 = 120 \pi \Omega$ olup hava ortamının özempedansını, $(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{23})$ ise bilinmeyen katsayıları temsil etmektedir. DE ve PSO algoritmaları kullanılarak optimum bir şekilde bulunan katsayı değerleri sırasıyla Tablo 3.5 ve Tablo 3.6'da verilmiştir. DE'nin optimizasyon sürecinde popülasyon büyüklüğü 30, mutasyon oranı 0.8 ve çaprazlama oranı 0.8 olarak alınmıştır. PSO optimizasyonunda popülasyon büyüklüğü 30, atalet ağırlık katsayısı 2, c_1 ve c_2 katsayıları 2.1 olarak alınmıştır. Elde edilen sentez formülleri $2 \leq \varepsilon_r \leq 21$, $0.1 \leq W/H \leq 0.9$, $0.1 \leq S_1/H \leq 1.8$, $0.1 \leq S_2/H \leq 2$, $0.1 \leq S_1/S_2 \leq 0.9$, $25 \mu\text{m} \leq h \leq 2500 \mu\text{m}$ ve $25 \Omega \leq Z_0 \leq 210 \Omega$ aralıkları için geçerlidir.

Tablo 3.5. DE algoritması kullanılarak elde edilen sentez formülü katsayıları

	Birinci Sentez Formülü (W)		İkinci Sentez Formülü (S_1)			
	$0.1 \leq S_2/H < 1.1$	$1.1 \leq S_2/H \leq 2$	$0.1 \leq W/H < 0.3$	$0.3 \leq W/H < 0.5$	$0.5 \leq W/H < 0.7$	$0.7 \leq W/H \leq 0.9$
α_1	11.193	-2.74	8.795	5.048	23.86	-2.267
α_2	-18.999	-27.580	0.762	0.972	0.634	0.894
α_3	-11.671	27.889	-7.269	-5.717	-25.626	2.041
α_4	9.403	-1.348	1.155	1.879	0.619	1.365
α_5	-0.267	-5.871	27.36	1.29	-12.336	0.378
α_6	-9.007	-1.532	29.258	1.797	9.543	0.233
α_7	-4.463	2.895	1.566	-21.165	0.402	11.874
α_8	14.928	10.543	-0.130	0.002	-0.812	0.003
α_9	1.496	1.349	-0.092	22.563	6.513	-12.497
α_{10}	-2.444	-2.193	3.901	-5.893	-6.778	1.44
α_{11}	0.688	0.516	-11.618	-8.60	-5.764	4.338
α_{12}	0.501	0.541	-8.679	-25.446	-18.608	-2.954
α_{13}	-7.651	-7.878	-1.03	-0.120	-0.420	0.269
α_{14}	28.469	25.856	-16.543	-7.556	-11.096	1.893
α_{15}	3.084	1.359	8.841	18.697	8.404	-6.951
α_{16}	0.893	0.816	9.49	22.771	11.117	2.208
α_{17}	7.981	8.363	0.172	-0.124	-0.1	-0.056
α_{18}	24.901	5.896	0.157	0.668	0.082	-0.024
α_{19}	30.137	35.328	2.515	1.713	2.791	2.648
α_{20}	-1.957	-1.699	-4.89	-3.394	-5.606	-4.89
α_{21}	3.797	4.054	-1.197	-0.829	-1.947	-1.924
α_{22}	-0.491	-0.440	0.26	0.199	0.26	0.26
α_{23}	-0.446	1.054	---	---	---	---

Tablo 3.6. PSO algoritması kullanılarak elde edilen sentez formülü katsayıları

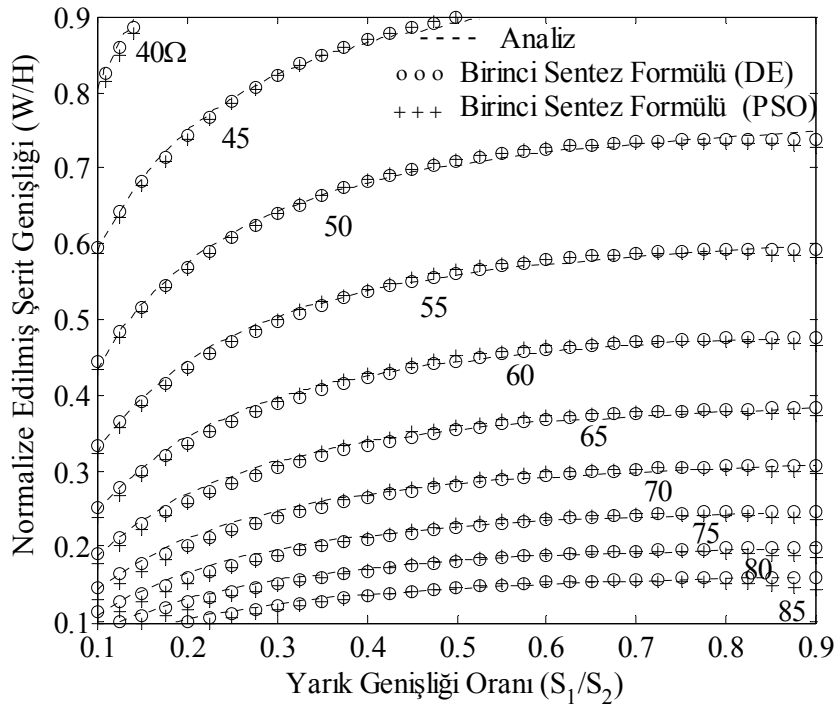
	Birinci Sentez Formülü (W)		İkinci Sentez Formülü (S_1)			
	$0.1 \leq S_2/H < 1.1$	$1.1 \leq S_2/H \leq 2$	$0.1 \leq W/H < 0.3$	$0.3 \leq W/H < 0.5$	$0.5 \leq W/H < 0.7$	$0.7 \leq W/H \leq 0.9$
α_1	4.962	1.958	8.768	3.748	23.835	-2.158
α_2	-11.288	-10.886	0.717	1.234	0.663	1.066
α_3	6.065	5.117	-7.219	-1.197	-25.829	1.986
α_4	2.595	2.635	1.086	19.7	0.651	1.925
α_5	-4.980	-1.983	-11.643	1.954	-11.946	0.313
α_6	-1.908	-0.903	13.62	2.017	9.571	0.137
α_7	1.052	-0.298	15.396	-8.278	0.18	0.082
α_8	2.392	2.545	-0.014	0.004	-0.920	0.458
α_9	1.598	1.571	-13.928	9.756	6.613	-0.672
α_{10}	-2.87	-2.806	6.135	-5.842	-5.876	4
α_{11}	0.559	0.554	-12.118	-8.631	-5.698	0.639
α_{12}	0.521	0.517	-6.44	-25.357	-23.309	-2.248
α_{13}	-6.269	-2.558	-1.23	-0.069	1.642	0.214
α_{14}	21.681	18.672	-17.65	-7.789	-10.286	-1.746
α_{15}	0.985	0.975	8.758	19.230	4.573	0.356
α_{16}	0.631	0.580	3.893	22.749	14.512	1.684
α_{17}	6.919	2.131	0.235	-0.136	-0.714	-0.032
α_{18}	-7.682	-4.004	0.155	0.670	0.08	-0.027
α_{19}	29.4	20.608	2.47	1.712	2.806	2.652
α_{20}	-2.195	-2.314	-4.842	-3.392	-5.651	-4.889
α_{21}	4.485	4.432	-1.186	-0.831	-1.933	-1.941
α_{22}	-0.545	-0.502	0.249	0.193	0.258	0.263
α_{23}	-0.664	-0.546	---	---	---	---

Bu çalışmadailetken destekli asimetrik EDK'ların geometrik boyutlarının hesaplanması için DE ve PSO algoritmaları kullanılarak sentez formülleri elde edilmiştir. DE ve PSO algoritmaları kullanılarak elde edilen sentez formüllerinin quasi-statik analiz sonuçları [59] ile karşılaştırıldığında 3024 veri seti için ortalama yüzde hataları sırasıyla % 0.56 ve % 0.93'tür.

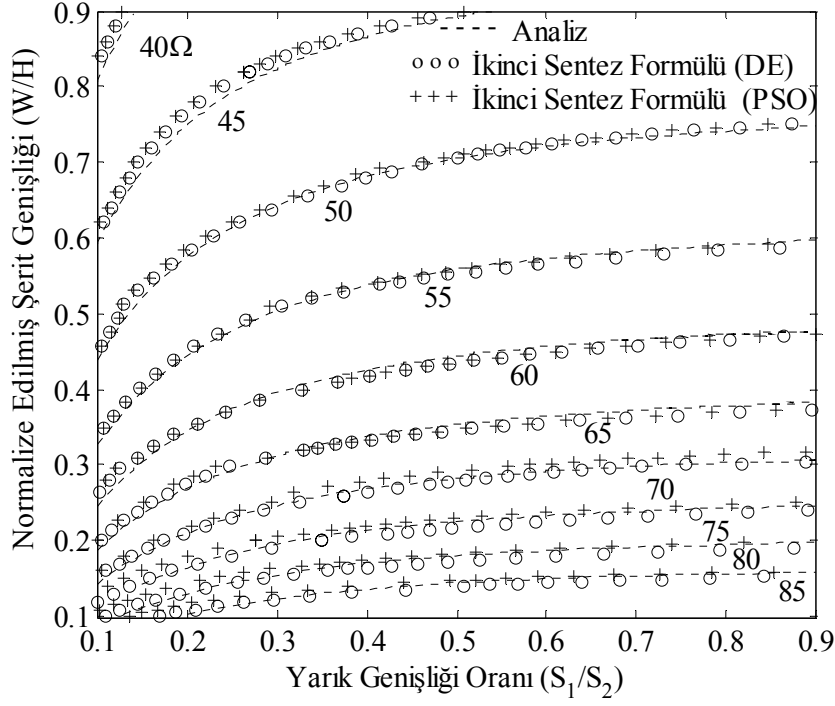
DE ve PSO algoritmaları kullanılarak oluşturulan sentez formülünden elde edilen sonuçlar, literatürdeki sonuçlarla ve proje kapsamında gerçekleştirilen simülasyon ve deneysel çalışma sonuçları ile karşılaştırılmıştır. Şekil 3.11'de $\epsilon_r = 12.9$, $S_2/H = 2$ ve $H = 635 \mu\text{m}$ olaniletken destekli asimetrik EDK'nın arzu edilen karakteristik empedansı (Z_0) vermesi için birinci

sentez formüllerinden elde edilen şerit genişliği $W(\epsilon_r, Z_0, S_1/H, S_2/H)$ sonuçları quasi-statik analiz [59] sonuçları ile karşılaştırılmıştır. Şekil 3.12’de ise aynı iletim hattının arzu edilen karakteristik empedansı (Z_0) vermesi için ikinci sentez formüllerinden elde edilen yarık genişliği $S_1(\epsilon_r, Z_0, W/H, S_2/H)$ sonuçları quasi-statik analiz [59] sonuçları ile karşılaştırılmıştır. Sentez formüllerinden elde edilen sonuçların quasi-statik analiz [59] sonuçları ile çok iyi bir uyum içerisinde olduğu Şekil 3.11 ve 3.12’den açıkça görülmektedir. Benzer sonuçlar farklı dielektrik taban malzemeleri ($2 \leq \epsilon_r \leq 21$) için de elde edilmiştir.

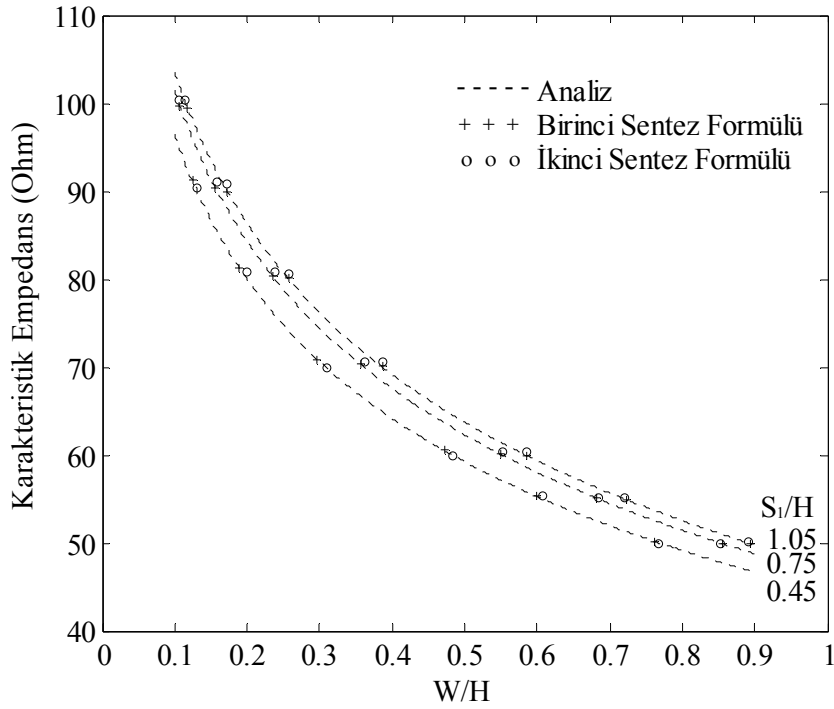
DE algoritması kullanılarak elde edilen sentez formüllerinin sonuçları quasi-statik analiz [59] sonuçları ile farklı S_1/H değerleri için Şekil 3.13’te karşılaştırılmıştır. Şekil 3.13’te elde edilen sonuçlar $\epsilon_r = 10.2$, $S_2/H = 1.5$ ve $H = 1270 \mu\text{m}$ olan iletken destekli asimetrik EDK’lar için elde edilmiştir. Sentez formüllerinden elde edilen sonuçların quasi-statik analiz sonuçları ile uyum içerisinde olduğu Şekil 3.13’ten açıkça görülmektedir. Ayrıca bu şekilde birinci ve ikinci sentez formüllerinin kendileri arasında da iyi bir uyum olduğu görülmektedir.



Şekil 3.11. Birinci sentez formülünden elde edilen şerit genişliği sonuçlarının quasi-statik analiz [59] sonuçları ile karşılaştırılması ($\epsilon_r = 12.9$, $S_2/H = 2$, $H = 635 \mu\text{m}$)



Şekil 3.12. İkinci sentez formülünden elde edilen yarı genişliği sonuçlarının quasi-statik analiz [59] sonuçları ile karşılaştırılması ($\epsilon_r = 12.9$, $S_2/H = 2$, $H = 635 \mu\text{m}$)



Şekil 3.13. Sentez formüllerinden elde edilen sonuçların quasi-statik analiz [59] sonuçları ile karşılaştırılması ($\epsilon_r = 10.2$, $S_2/H = 1.5$ ve $H = 1270 \mu\text{m}$)

Bu çalışmada DE ve PSO algoritması kullanılarak oluşturulan sentez formüllerinden elde edilen sonuçlar, literatürdeki sonuçlarla [59] ve proje kapsamında gerçekleştirilen simülasyon ve deneysel çalışma sonuçları ile karşılaştırılmıştır. Sentez formüllerinin geçerliliğini ortaya koymak için dört farklı iletken destekli asimetrik EDK yapısı ($\epsilon_r = 10.2$ ve $H = 1270 \mu\text{m}$) deneysel olarak tasarlanmıştır. Sentez formüllerinin sonuçlarından elde edilen karakteristik empedans değerleri literatürdeki sonuçlarla ve proje kapsamında gerçekleştirilen simülasyon ve deneysel çalışma sonuçlarıyla Tablo 3.7’de karşılaştırılmıştır. Bu tabloda Z_0' , W' , S_1' ve S_2' ölçüm sonuçlarını; Z_0 , W' , S_1' ve S_2' değerleri kullanılarak hesaplanan karakteristik empedans değerlerini; Z_{0W} , S_1' , S_2' ve birinci sentez formüllerinden elde edilen W değerleri kullanılarak hesaplanan karakteristik empedans değerlerini; Z_{0S1} ise W' , S_2' ve ikinci sentez formüllerinden elde edilen S_1 değerleri kullanılarak elde edilen karakteristik empedans değerlerini göstermektedir. Tablo 3.7’den açıkça görüldüğü gibi sentez formüllerinden elde edilen sonuçlar KDT [59], IE3D [81] ve ölçüm sonuçlarıyla oldukça iyi bir uyum içerisindedir.

Tablo 3.7. Sentez formüllerinden elde edilen sonuçların KDT, IE3D ve ölçüm sonuçları ile karşılaştırılması ($\epsilon_r = 10.2$ ve $H = 1270 \mu\text{m}$).

DENEYSEL				KDT [59]	IE3D [81]	SENTEZ FORMÜLLERİ (DE)				SENTEZ FORMÜLLERİ (PSO)			
W' (μm)	S_1' (μm)	S_2' (μm)	Z_0' (Ω)	Z_0 (Ω)	Z_0 (Ω)	W (μm)	S_1 (μm)	Z_{0W} (Ω)	Z_{0S1} (Ω)	W (μm)	S_1 (μm)	Z_{0W} (Ω)	Z_{0S1} (Ω)
800	300	1400	47.89	49.52	50.48	782	344	49.94	50.45	769	329	50.26	50.14
900	500	1150	47.10	49.95	49.71	901	516	49.94	50.13	877	451	50.48	49.37
950	500	2350	47.35	50.10	48.65	944	462	50.24	49.65	941	400	50.31	48.77
1000	600	2200	47.75	49.93	47.83	989	583	50.16	49.79	988	500	50.20	48.96

Sonuç olarak bu çalışmada iletken destekli asimetrik EDK’ların geometrik boyutlarının hesaplanması için DE ve PSO algoritmaları kullanılarak sentez formülleri elde edilmiştir. DE ve PSO algoritmaları kullanılarak elde edilen sentez formüllerinin quasi-statik analiz sonuçları [59] ile karşılaştırıldığında 3024 veri seti için ortalama yüzde hataları sırasıyla % 0.56 ve % 0.93’tür. Sentez formüllerinden elde edilen sonuçların KDT, IE3D ve deneysel çalışma sonuçları ile çok iyi bir uyum içerisinde olması sunulan sentez formüllerinin iletken destekli asimetrik EDK’ların geometrik boyutlarının hesaplanmasında kullanılabileceğini açıkça göstermektedir [83] (EK-2).

4. BÖLÜM

SONUÇLAR VE ÖNERİLER

4.1. Sonuçlar

Proje kapsamında, MİH'lerden iletken destekli simetrik ve asimetrik EDK'ların geometrik boyutlarının hesaplanması için kapalı formda sentez modelleri oluşturulmuştur. Oluşturulan sentez modellerinin katsayıları esnek hesaplama yöntemlerinden DE ve PSO algoritmaları kullanılarak elde edilmiştir. DE algoritması kullanılarak elde edilen sentez formüllerinin quasi-statik analiz sonuçlarına göre ortalama yüzde hatasının PSO algoritması kullanılarak elde edilen sentez formüllerine göre daha düşük olduğu tespit edilmiştir.

Moment yöntemine dayalı bir elektromanyetik simülatör olan IE3D isimli paket program kullanılarak iletken destekli simetrik ve asimetrik EDK'ların karakteristik parametreleri hesaplanmıştır. İletken destekli simetrik ve asimetrik EDK'lar deneysel olarak tasarlanmış ve tasarlanan iletim hatlarının S- parametreleri vektör network analizör kullanılarak ölçülmüştür. Ölçülen S- parametreleri kullanılarak iletim hattının karakteristik empedansı dolaylı olarak hesaplanmıştır. Deneysel çalışmalardan elde edilen sonuçlar teorik sonuçlarla karşılaştırılmıştır.

Esnek hesaplama yöntemleri kullanılarak elde edilen sentez formüllerinin sonuçları literatürdeki sonuçlarla ve proje kapsamında gerçekleştirilen simülasyon ve deneysel çalışmaların sonuçlarıyla karşılaştırılmıştır. Proje kapsamında gerçekleştirilen teorik, simülasyon ve deneysel çalışmalardan elde edilen sonuçların literatürdeki sonuçlarla iyi bir uyum içerisinde olduğu görülmüştür.

Sonuç itibarı ile proje kapsamında gerçekleştirilen çalışmalarla esnek hesaplama yöntemlerinin, iletken destekli simetrik ve asimetrik EDK'ların sentezinde kullanılabileceği gösterilerek projenin amacına ulaşılmıştır. Teorik ve deneysel çalışmalar sonucunda oluşturulan 1 makale SCI tarafından taranan uluslararası bir dergide, 1 makale de SCOPUS tarafından taranan uluslararası bir dergide yayınlanmıştır. Raporun sonunda ek olarak verilen bu makalelerin ikisinde de Erciyes Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Birimi'nin desteği vurgulanmıştır.

4.2. Öneriler

İletken destekli simetrik ve asimetrik EDK'ların geometrik boyutlarının hesaplanması için sentez modelleri oluşturulurken öncelikle literatürdeki yöntemler kullanılarak veri setleri elde edilmektedir. Sentez modellerinin katsayıları DE ve PSO algoritmaları kullanarak optimum bir şekilde bulunmaktadır. Veri setlerinin sayısının çok fazla olması algoritmaların probleme uygulanmasını zorlaştırmakta ve işlem süresini artırmaktadır. Bu nedenle veri setleri çok fazla sayıda olmamalı ancak tüm pratik uygulamalar için geçerli olacak bir şekilde oluşturulmalıdır.

Proje kapsamında iletken destekli simetrik ve asimetrik EDK'lar deneysel olarak gerçekleştirilmiştir. Tasarım aşamasına geçmeden önce şerit ve yarık genişlikleri değiştirilerek 50 Ω 'luk karakteristik empedansa sahip iletim hatları belirlenmiştir. Ardından iletim hatları IE3D elektromanyetik simülatörü ile simüle edilmiş ve tasarıma geçilmiştir. Deneysel olarak tasarımları gerçekleştirilecek iletim hatları, RT-Duroid taban malzemeleri üzerine QC 7000 cihazı kullanılarak baskı devre kazıma yöntemiyle imal edilmişlerdir. Dielektrik taban malzemelerinin üzerindeki iletkenleri baskı devre kazıma cihazı ile kazırken dikkat edilecek en önemli husus kazıma uçlarının derinliğinin iyi ayarlanmasıdır. Kazıma uçlarının derinliği dielektrik taban üzerindeki iletkenin kalınlığından daha az olursa iletken yeteri kadar kazınamamaktadır. Bu durumda iletken şerit ile toprak düzlemi arasında kısa devre oluşmaktadır. Kazıma uçlarının derinliği dielektrik taban üzerindeki iletkenin kalınlığından daha fazla olursa bu durumda da iletkenle birlikte dielektrik taban malzemesi de kazınmaktadır. Her iki durumda da arzu edilen karakteristik empedansa sahip iletim hattı imal edilememektedir. Bu nedenle tasarımlar gerçekleştirilirken baskı devre kazıma ucunun derinliğinin, dielektrik taban üzerindeki iletken kalınlığı ile aynı olmasına dikkat edilmelidir.

KAYNAKLAR

1. Barrett, R. M., M. H. Barnes, 1951. Microwave circuits, *National Conference on Airborne Electronics, IRE, Ohio, May 1951*.
2. Wheeler, H. A., 1952. Directional Coupler. US patent 2 606 974, August 12, 1952.
3. Peters, R. W., 1956. Handbook of Tri-Plate Microwave Components. Nashua, New Hampshire.
4. Greig, D. D., Engelmann, H. F., 1952. Microstrip: A new transmission technique for kilomegacycle range. *Proc. IRE*, 40: 1644-1650.
5. Assadourian, F., Rimai, E., 1952. Simplified theory of microstrip transmission systems. *Proc. IRE*, 40: 1644-1650.
6. Special Issue on, Microwave Integrated Circuits, *IEEE Transactions on Electron Devices*, ED-15, 1968.
7. Special Issue on, Microwave Integrated Circuits, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, MTT-19, 1971.
8. Gupta, K. C., Singh, A., 1974. *Microwave Integrated Circuits*. Wiley Eastern Ltd., New Delhi.
9. Frey, J., 1974. *Microwave Integrated Circuits*. Artech House, Dedham.
10. Wen, C. P., 1969. Coplanar waveguide: A surface transmission line suitable for nonreciprocal gyromagnetic device applications. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, MTT-17 (12): 1087-1090.
11. Duncan, B. J., Swern, L., Tomiyasu, K., Hannwacker, J., 1957. Design considerations for broad-band ferrite coaxial line isolators. *Proc. IRE*, 45: 483-490.
12. Gupta, K. C., Garg, R., Bahl, I. J., 1979. *Microstrip Lines and Slot Lines*. Artech House.
13. Dipolalo, F., 2000. *Networks and Devices Using Planar Transmission Lines*. CRC Press.
14. Gupta, K. C., 1979. *Microwaves*. Wiley Eastern Ltd., Ch. 10, New Delhi.
15. Duyar, M., 1999. Çok Katlı Koplanar Dalga Kılavuzları ve Koplanar Şeritlerin Quasi-Statik Analizi. Niğde Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans Tezi, Niğde.
16. Perlman, B. S., Gelnovatch, V. G., 1974. Computer Aided Design, Simulation and Optimization, in *Advances Microwaves*. L. Young and H. Sobol, 8, New York Academic Press.
17. Ho, P., 1991. Extremely high gain 0.1 μm gate-length InAlAs/InGaAs/InP/HEMT's. *Electronic Letters*, 27: 325-327.
18. Ahmari, D. A., Fresina, M. T., Hartmann, Q. J., Barlage, D. W., Mares, P. J., Feng, M., Stillman, G.E., 1996. High speed in GaP/GaAs HBT's with a strained In_xGa_{1-x}As base. *IEEE Electronic Device Letters*, 17 (5): 226-228.
19. Gill, D. M., Kane, B. C., Svensson, S. P., Tu, D. W., Uppal, P. N., Byer, N. E., 1996. High performance 0.1 μm InAlAs/InGaAs high electron mobility transistors on GaAs. *IEEE Electronic Device Letters*, 17(7): 328-330.
20. Valdmanis, J. A., 1990. Electro-Optic Measurement Techniques for Picoseconds Materials Devices and Integrated Circuits, in *Measurement of High Speed Signals in Solid States Devices*. 136-137, R. B. Marcus, Ca: Academic, San Diego.
21. Frankel, M. Y., Whitaker, J. F., Mourou, G. A., 1992. Optoelectronic transient characterization of ultra fast devices. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 28, 2313-2324.
22. Jackson, R. W., 1986. Consideration on the use of CPW for millimeter-wave integrated circuits. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, MTT-34: 1450-1456.

-
23. Majidi-Ahy, R., 1990. 5-100 GHz InP coplanar waveguide MMIC distributed amplifier. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, MTT-38: 1986-1993.
 24. Riazat, M., Majidi-Ahy, Feng, I. J., 1990. Propagation modes and dispersion characteristics of coplanar waveguides, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, MTT-38: 245-251.
 25. Alferness, R. C., 1982. Waveguide electrooptic modulators. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, MTT-30 (8): 1121-1137.
 26. Newman, N., Lyons, G. W., 1993. High temperature superconducting microwave devices: Fundamental issues in materials, physics and engineering. *Journal of Superconducting*, 6(3): 119-160.
 27. Kebler, J., Dill, R., Russer, P., 1992. Influence of buffer layers within YBCO coplanar waveguide structures. *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, 2 (1): 6-77.
 28. Ramer, O. G., 1982. Integrated optics electrooptic modulator electrodo analysis. *Journal of Quantum Electronics*, 18: 386-392.
 29. Chung, H., Chang, W. S. C., Bettis, G. E., 1993. Microwave properties of traveling wave electrodes in LiNbO₃ electrooptic modulators. *Journal of Lightwave Technology*, 11 (8): 1274-1278.
 30. Special Issue on, Application of Lightwave Technology to Microwave Devices, Circuits and Systems, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, MTT-38, 1990.
 31. Itoh, T., 1989. *Numerical Technique for Microwave and Millimeter-wave Passive Circuits*. Wiley, New York.
 32. Soghomonian, M. S., Robertson, I. D., 1993. Finite differences modelling of novel waveguiding structures for MMIC applications. *Journal of Microwave and Millimeter-wave Computer Aided Eng.*, 3: 271-286.
 33. Davis, M. E., Williams, E. W., Celestini, A. C., 1973. Finite-boundary corrections to the coplanar waveguide analysis. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, MTT-21 (10): 594-596.
 34. Chang, C. N., Chang, W. C., Chen, C. H., 1991. Full-wave analysis of multilayer coplanar lines. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, MTT- 39 (4): 747-750.
 35. Su, H. C., Wong, K. L., 1996. Full-wave analysis of the effective relative permittivity of a coplanar waveguide printed inside a cylindrical substrate. *Microwave and Optical Technology Letters*, 12 (4): 94-97.
 36. Dib, N., Weller, T., Scardelletti, M., Imparato, M., 1999. Analysis of cylindrical transmission lines with the finite difference time domain method. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, MTT-47 (4): 509-512.
 37. Hanna, V. F., Thebault, D., 1984. Theoretical and experimental investigation of asymmetric coplanar waveguides. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, MTT-32: 1649-1651.
 38. Hanna, V. F., Veyers, C., 1980. Extension of the application of conformal mapping techniques to coplanar lines with finite dimensions. *International Journal of Electronics*, 48: 47-56.
 39. Kitazawa, T. C., W. Kuo, K. S. Kong, T. Itoh, 1991. Planar transmission line with finitely thick conductors and lossy substrates, pp. 769-772. *IEEE Transactions on Microwave Symposium Digest, June 1991*.
 40. Su, H. C., Wong, K. L., 1997. Quasi-static solutions of cylindrical coplanar waveguides. *Microwave and Optical Technology Letters*, 14 (6): 347-351.

-
41. Svacina, J., 1992. Parameters of multilayer asymmetric coplanar waveguide, modeling, measurements and control. AMSE Press, 48 (2): 37-45.
 42. Kiang, J. F., 1996. Quasi-TEM analysis of coplanar waveguides with an inhomogeneous semiconductor substrate. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, MTT-44 (9): 1586-1589.
 43. Ghione, G., M. Goano, M. Pirola, 1999. Exact, conformal-mapping models for the high-frequency losses of coplanar waveguides with thick electrodes of rectangular or trapezoidal cross section, pp. 1311-1314. *Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International, 1999*.
 44. Fang, S. J., Wang, B. S., 1999. Analysis of asymmetric coplanar waveguide with conductor backing. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, MTT-47 (2): 238-240.
 45. Bedair, S. S., Wolff, I., 1992. Fast, accurate and simple approximate analysis formulas for calculating the parameters of supported coplanar waveguides for (M)MIC's. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, MTT-40: 41-48.
 46. Simons, R. N., 2001. Coplanar Waveguide Circuits, Components and Systems. John Wiley and Sons. Inc.
 47. Shih, Y. C., Itoh, T., 1982. Analysis of conductor-backed coplanar waveguide. Electronic Letters, 18: 538-540.
 48. Ghione, G. Naldi, C. U., 1983. Parameters of coplanar waveguides with lower ground plane. Electronic Letters, 19: 734-735.
 49. Ghione, G., Naldi, C. U., 1987. Coplanar waveguides for MMIC applications: Effect of upper shielding, conductor backing, finite-extent ground planes, and line-to-line coupling. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, MTT-35: 260-267.
 50. Shih, Y.-C., 1991. Broadband characterization of conductor-backed coplanar waveguide using accurate on-wafer measurement techniques. Microwave Journal, 34: 95-105.
 51. Cheng, K. K. M., Everard, J. K. A., 1993. A new technique for the quasi-TEM analysis of conductor-backed coplanar waveguide structures. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, MTT-41: 1589-1592.
 52. Tien, C. C., Tzuang, C. K. C., Peng, S. T., Chang, C. C., 1993. Transmission characteristics of finite-width conductor-backed coplanar waveguide. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, MTT-41: 1616-1624.
 53. Neto, A. G., C. S. D. Rocha, D. Bajon, H. Baudrand, 1995. Analysis of the conductor-backed coplanar waveguide by an alternative formulation of the transverse resonance technique, pp. 851-855. *SBMO/IEEE MTT-S Int., 1995*.
 54. Huang, J. F., Kuo, C. W., 1998. More investigations of leakage and nonleakage conductor-backed coplanar waveguide. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 40: 257-261.
 55. Yıldız, C., Güney, K., Türkmen, M., Kaya, S., 2009. Analysis of conductor-backed coplanar waveguides using adaptive-network-based fuzzy inference system models. Microwave and Optical Technology Letters, 51 (2): 439-455.
 56. Yıldız, C., Türkmen, M., 2008. Synthesis formulas for conductor-backed coplanar waveguide. Microwave and Optical Technology Letters, 50 (4): 1115-1117.
 57. Chang, J. J., Wang, W. S., 1992. Characteristics of asymmetrical conductor-backed coplanar waveguides. International Journal of Electronics, 72: 641-650.
 58. Fang, S. J., Wang, B. S., 1999. Analysis of asymmetric coplanar waveguide with conductor backing. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, MTT-47: 238-240.

-
59. Karpuz, C., Görür, A., 1999. Effect of upper shielding and conductor backing on quasi static parameters of asymmetric coplanar waveguides. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 9: 394-402.
 60. Yıldız, C., Gültekin, S., Güney, K., Sağiroğlu, S., 2002. Neural models for the resonant frequency of electrically thin and thick circular microstrip antennas and the characteristic parameters of asymmetric coplanar waveguides backed with a conductor. *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, 56: 396-406.
 61. Türkmen, M., Yıldız, C, Güney, K., Kaya, S., 2009. Comparison of adaptive-network-based fuzzy inference system models for analysis of conductor-backed asymmetric coplanar waveguides. *Progress in Electromagnetics Research M*, 8: 1-13.
 62. Hilberg, W., 1969. From approximations to exact relations for characteristic impedances. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, MTT-17: 259 -265.
 63. Shih, Y. C., Itoh, T., 1982. Analysis of coplanar transmission lines for monolithic integrated circuits. *Electronic Letters*, 18 (12): 538-540.
 64. Harrington, R. F., 1968. *Field Computation by Moment Methods*, The Macmillan Co.
 65. Burke, G. J., Poggio, A. J., Numerical electromagnetic code - Method of Moments, 116, Naval Electronics System Command (ELEX 3041), July 1977.
 66. Storn, R., K. Price, 1995. Differential Evolution-a Simple and Efficient Adaptive Scheme for Global Optimization Over Continuous Spaces, Technical Report TR-95-012. *International Computer Science Institute (ICSI), Berkeley, California, USA, 1995.*
 67. Price, K., 1996. Differential evolution: A fast and simple numerical optimizer, pp. 524-527. *IEEE North American Fuzzy Info Process Conf, Berkeley, CA, 1996.*
 68. Kennedy, J., Eberhart, R., 1995. Particle swarm optimization, pp. 1942-1948. *Int. Conf. Neural Networks, Perth, 1995, Australia.*
 69. Michalski, K. A., 2000. Electromagnetic imaging of circular cylindrical conductors and tunnels using a differential evolution algorithm. *Microwave and Optical Technology Letters*, 27: 330-334.
 70. Qing, A., 2003. Electromagnetic inverse scattering of multiple two-dimensional perfectly conducting objects by the differential evolution strategy. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 51: 1251-1262.
 71. Luo, X. F., Teo, P. T., Qing, A., Lee, C. K., 2005. Design of double-square-loop frequency-selective surfaces using differential evolution strategy coupled with equivalent-circuit model. *Microwave and Optical Technology Letters*, 44: 159-162.
 72. Wang, W., Lu, Y., Fu, J. S., Xiong, Y. Z., 2005. Particle swarm optimization and finite-element based approach for microwave filter design, *IEEE Transactions on Magnetics*, 41: 1800-1803.
 73. Liu, W. C., 2005. Design of a multiband CPW-fed monopole antenna using a particle swarm optimization approach, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 53: 3273-3279.
 74. Akdağlı A., Güney K., 2006. New wide-aperture-dimension formula obtained by using a particle swarm optimization for optimum gain pyramidal horns. *Microwave and Optical Technology Letters*, 48 (6): 1201-1205.
 75. Xu, S., Samii, Y. R., Gies, D., 2006. Shaped-reflector antenna designs using particle swarm optimization: An example of a direct-broadcast satellite antenna. *Microwave and Optical Technology Letters*, 48: 1341-1347.
 76. Chauhan, N., Mittal, A., Wagner, D., Kartikeyan, M. V., Thumm, M. K., 2008. Design and optimization of nonlinear tapers using particle swarm optimization. *International Journal of Infrared and Millimeter Waves*, 29: 792-798.

-
77. Yıldız, C., Akdağlı, A., Türkmen, M., 2006. Simple and accurate synthesis formulas obtained by using a differential evolution algorithm for coplanar strip lines. *Microwave and Optical Technology Letters*, 48: 1133-1137.
 78. Güney, K., Yıldız, C., Kaya, S., Türkmen, M., 2007. New and accurate synthesis formulas for multilayer homogeneous coupling structure. *Microwave and Optical Technology Letters*, 49 (10): 2486-2489.
 79. Güney, K., Yıldız, C., Kaya, S., Türkmen, M., 2007. Synthesis formulas for multilayer homogeneous coupling structure with ground shielding. *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, 21 (14): 2073-2084.
 80. Akdağlı, A., Türkmen, M., Yıldız, C., 2008. Accurate and simple synthesis formulas for coplanar waveguides. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 18 (2): 112-117.
 81. Zeland Software Inc., IE3D, Version 12.12, (Web page: <http://www.zeland.com>), (Date accessed: January 2008).
 82. Kaya, S., Güney, K., Yıldız, C., Türkmen, M., 2009. Accurate synthesis formulas obtained by using a differential evolution algorithm for conductor-backed coplanar waveguides. *Progress in Electromagnetics Research M*, 10: 71-81.
 83. Kaya, S., Güney, K., Yıldız, C., Türkmen, M., 2011. New and accurate synthesis formulas for asymmetric conductor-backed coplanar waveguides. *Microwave and Optical Technology Letters*, 53 (1): 211-216.

ACCURATE SYNTHESIS FORMULAS OBTAINED BY USING A DIFFERENTIAL EVOLUTION ALGORITHM FOR CONDUCTOR-BACKED COPLANAR WAVEGUIDES

S. Kaya, K. Guney, C. Yildiz, and M. Turkmen

Department of Electrical and Electronics Engineering
Faculty of Engineering
Erciyes University
Kayseri 38039, Turkey

Abstract—In this paper, accurate synthesis formulas obtained by using a differential evolution (DE) algorithm for conductor-backed coplanar waveguides (CBCPWs) are presented. The synthesis formulas are useful to microwave engineers for accurately calculating the physical dimensions of CBCPWs. The results of the synthesis formulas are compared with the theoretical and experimental results available in the literature. A full-wave electromagnetic simulator IE3D and experimental results are obtained in this work. The average percentage error of the synthesis formulas obtained by using DE algorithm is computed as 0.67% for 1086 CBCPW samples having different electrical parameters and physical dimensions, as compared with the results of quasi-static analysis.

1. INTRODUCTION

The conductor-backed coplanar waveguide (CBCPW) has the advantage of mechanical strength, heat sinking ability, and lower characteristic impedance compared with conventional coplanar waveguide in designing microwave integrated circuits (MICs). Among these advantages, CBCPWs allow easy implementation of mixed coplanar/microstrip circuits, reduce radiation effects, and raise effective permittivity. These and several other advantages make CBCPWs ideally suit for MIC as well as monolithic MIC (MMIC) applications [1–12].

Corresponding author: S. Kaya (sabrikaya@erciyes.edu.tr).

After the initialization, the algorithm goes into genetic evolution, and three genetic operations, namely, mutation, crossover and selection are executed in sequence. In this work, the mutation operation, which generates a mating partner for each individual by producing a difference vector called the mutant vector, is used. Mutant vector $v_{i,G+1}$ is produced by

$$v_{i,G+1} = t_{r1,G} + F \cdot (t_{r2,G} - t_{r3,G}) \quad (2)$$

where r_1 , r_2 , and r_3 belong to the set $\{1, 2, \dots, N_{POP}\}$, and $t_{r1,G}$, $t_{r2,G}$, and $t_{r3,G}$ represent three random individuals chosen in the current generation, G , to produce the mutant vector for the next generation, $v_{i,G+1}$. The random numbers r_1 , r_2 , and r_3 should be different from the running index i . F is the real scaling factor which controls the amplification of the differential variation between two random vectors.

Following mutation operation, in order to control the amount of diversity of the mutant vectors, the crossover is used. The crossover may partially suppress the effect of mutation by forming a trial vector $p_{ji,G+1}$

$$p_{ji,G+1} = \begin{cases} v_{ji,G+1}, & R_j \leq P_{CR} \\ t_{ji,G}, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3)$$

where R_j is a real random number in the range of $[0, 1]$, and P_{CR} is the probability of a real-valued crossover factor.

Finally, the selection operation is used to produce better offspring. Each child competes with its parent, and survives only if its fitness value is better. Following this, the next round of genetic evolution then begins.

The above procedure continues until a termination criterion is attained or a predetermined generation number is reached.

3. SYNTHESIS FORMULAS OBTAINED FROM DE ALGORITHM

The cross-section of a CBCPW is illustrated in Fig. 1. In this figure, s is the central strip width, w is the slot width, and h is thickness of the dielectric substrate with relative permittivity ϵ_r .

In this paper, accurate synthesis formulas for computing the physical dimensions of CBCPWs are obtained with the use of DE algorithm. These synthesis formulas are essentially derived from the data set. The data set used in this work has been obtained from the respective quasi-static analysis results [5] and contains 1086 samples. The design parameter ranges of CBCPWs used in these samples are $2 \leq \epsilon_r \leq 50$, $0.1 \leq s/h \leq 5.5$, $0.1 \leq w/h \leq 1.90$,

Various types of CBCPW structures have been presented and analyzed in the literature [4–11]. The CBCPWs were analyzed by using the spectral domain approach (SDA) [4], conformal mapping method (CMM) [5,6], and quasi-static SDA [7]. The dispersion characteristics of CBCPWs have been obtained by using the rigorous mode matching method [8], alternative formulation of the transverse resonance technique [9], full-wave SDA and Galerkin's method [10], and a hybrid two-dimensional finite-difference time-domain/Marquardt curve-fitting technique [11]. The synthesis formulas were also proposed in [12].

In this paper, accurate synthesis formulas obtained by using the differential evolution (DE) [13,14] algorithm are presented for CBCPWs. DE algorithm, one of the evolutionary algorithms, has been proven to be a highly efficient technique for solving numerical optimization problems. It is recognized that DE algorithm is practical and powerful optimization tools for a variety of microwave engineering problems [15–23]. The synthesis formulas proposed here are used to successfully compute the physical dimensions of CBCPWs. The validity and accuracy of the proposed synthesis formulas are verified by comparing their results with those of experimental works [3], CMM [5], synthesis formulas [12], a full-wave electromagnetic simulator IE3D [24], and experimental works realized in this study. It was shown that the synthesis formulas proposed in this paper provide more accurate results than the synthesis formulas proposed in [12].

2. DIFFERENTIAL EVOLUTION (DE) ALGORITHM

DE algorithm is an exceptionally simple, fast and robust computation method for solving optimization problems [13,14]. DE algorithm uses only a few control parameters, and these remain fixed throughout the entire optimization procedure.

DE algorithm operates on a population with N_{POP} chromosomes, and each chromosome is a symbolic representation of the vector consisting of the N_{PAR} optimization parameters. To establish a starting point for optimum seeking, the population must be initialized. The initial population is created with random values selected from within the given boundaries:

$$v_{i,j}^P = v_j^{\min} + M_j \cdot (v_j^{\max} - v_j^{\min}), \quad j = 1, 2, \dots, N_{PAR} \quad (1)$$

where M_j is a random number, uniformly distributed between 0 and 1, and $v_j^{\min}$ and $v_j^{\max}$ represent the minimum and maximum permissible values of the j th parameter, respectively.

$20 \mu\text{m} \leq h \leq 3000 \mu\text{m}$, and the respective characteristic impedance is $10 \Omega \leq Z_0 \leq 220 \Omega$.

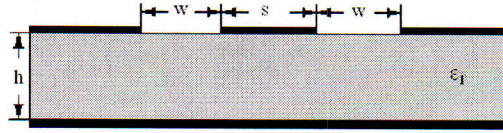


Figure 1. Cross-section of a CBCPW.

In this paper, first, the CBCPW parameters related to the physical dimensions are determined by using the results available in the literature. After this determination, models for the physical dimensions are chosen, then the unknown coefficient values of the models are determined by the DE algorithm. It is clear from the literature [5] that four parameters ε_r , h , s , and w are needed to determine the characteristic impedance of a CBCPW. The first design step is the selection of a suitable dielectric substrate (ε_r, h) for a CBCPW having a required characteristic impedance Z_0 . Then, the physical dimensions w and s are determined. In this paper, two synthesis formulas for w and s are presented. The first synthesis formula calculates the slot width $w(Z_0, s, \varepsilon_r, h)$ for a given dielectric substrate (ε_r, h) and a required characteristic impedance Z_0 by choosing an appropriate strip width s . The second synthesis formula computes the strip width $s(Z_0, w, \varepsilon_r, h)$ for a given dielectric substrate (ε_r, h) and a required characteristic impedance Z_0 by choosing an appropriate slot width w .

To find proper computer-aided design (CAD) models for the physical dimensions of CBCPWs, many experiments were carried out in this study. After many trials, the following synthesis models, which produce very good results, were chosen to determine the slot and strip widths, respectively,

$$w = \frac{h \cdot (\alpha_1 \cdot x^{\alpha_2} + \alpha_3 \cdot y^{\alpha_4} + \alpha_5 \cdot (\frac{s}{h})^{\alpha_6})}{(\alpha_7 \cdot (x^{\alpha_8} \cdot (\frac{s}{h})^{\alpha_9} + \alpha_{10} \cdot (\frac{s}{h})^{\alpha_{11}} \cdot (y + \alpha_{12})^{\alpha_{13}})^{\alpha_{14}} \cdot (x^{\alpha_{15}} \cdot (y + \alpha_{16})^{\alpha_{17}}) + \alpha_{18} \cdot (\frac{s}{h})^{\alpha_{19}})} \quad (4)$$

and

$$s = \frac{h \cdot (\beta_1 \cdot x^{\beta_2} \cdot y^{\beta_3} \cdot (\frac{w}{h})^{\beta_4} + \beta_5 \cdot x + \beta_6 \cdot y + \beta_7 \cdot (\frac{w}{h}) + \beta_8 \cdot x^2 + \beta_9)}{\beta_{11} \cdot x^{\beta_{12}} \cdot y^{\beta_{13}} \cdot (\frac{w}{h})^{\beta_{14}} + \beta_{15} \cdot x + \beta_{16} \cdot y + \beta_{17} \cdot (\frac{w}{h})} \quad (5)$$

with

$$x = \frac{Z_0}{\eta_0} \quad (6)$$

$$y = \varepsilon_r \quad (7)$$

where $\eta_0 = 120\pi\Omega$ is the intrinsic impedance of free space, $(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{19})$ and $(\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_{17})$ are the unknown coefficients. In this paper, the coefficient values are optimally found by the DE algorithm. The following slot and strip width formulas are then obtained by substituting these optimum coefficient values into Eqs. (4) and (5):

$$w = \frac{h \cdot \left(2.15 \cdot x^{0.894} - 1.61 \cdot y^{-0.339} + 8.03 \cdot \left(\frac{s}{h} \right)^{0.96} \right)}{\left(7.804 \cdot \left(x^{2.434} \cdot \left(\frac{s}{h} \right)^{2.438} + 1.253 \cdot \left(\frac{s}{h} \right)^{-0.019} \cdot (y + 0.124)^{-1.208} \right)^{-6.972} \cdot \left(x^{-3.109} \cdot (y + 0.232)^{-9.96} \right) - 7.881 \cdot \left(\frac{s}{h} \right)^{0.954} \right)} \quad (8)$$

and

$$s = \frac{h \cdot \left(19.212 \cdot x^{1.204} \cdot y^{0.634} \cdot \left(\frac{w}{h} \right)^{-0.24} - 13.31 \cdot x + 0.58 \cdot y + 0.235 \cdot \left(\frac{w}{h} \right) + 17.4 \cdot x^2 + 1.145 \right)^{-0.813}}{2.827 \cdot x^{3.76} \cdot y^{1.325} \cdot \left(\frac{w}{h} \right)^{-1.076} + 0.828 \cdot x - 0.00011 \cdot y - 0.0021 \cdot \left(\frac{w}{h} \right)} \quad (9)$$

The proposed synthesis formulas are valid for the ranges of $s/h \leq 10/(1 + \ln \varepsilon_r)$, $w/h \leq 10/[3(1 + \ln \varepsilon_r)]$, $2 \leq \varepsilon_r \leq 50$, and $10\Omega \leq Z_0 \leq 220\Omega$. In the DE algorithm optimization process, the values of population size, mutation rate, and crossover rate are taken as 30, 0.8, and 0.8, respectively.

4. NUMERICAL RESULTS AND DISCUSSION

In order to show the validity and accuracy of the proposed synthesis formulas given in (8) and (9), the results of the synthesis formulas obtained by using DE algorithm are compared with the results of respective quasi-static analysis [5] in Figs. 2 and 3. The results of synthesis formulas proposed by Yildiz and Turkmen [12] are also given in these figures for comparison. Figs. 2 and 3, respectively, illustrate the quasi-static analysis [5] contours, the slot width $w(Z_0, s, \varepsilon_r, h)$ results obtained by first synthesis formula and the strip width $s(Z_0, w, \varepsilon_r, h)$ results obtained by second synthesis formula for CBCPWs with $\varepsilon_r = 12.9$ and $h = 200 \mu\text{m}$ and a required characteristic impedance. It

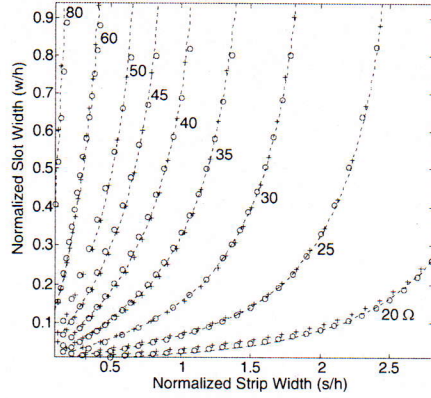


Figure 2. Comparison of the $w(Z_0, s, \epsilon_r, h)$ results obtained by using the first synthesis formula proposed in this paper, the synthesis formula proposed in [12] and the quasi-static analysis [5] contours for CBCPWs ($\epsilon_r = 12.9$ and $h = 200 \mu\text{m}$). — — Analysis [5], $\circ \circ \circ$ Yildiz and Turkmen [12], $+++$ First Synthesis Formula.

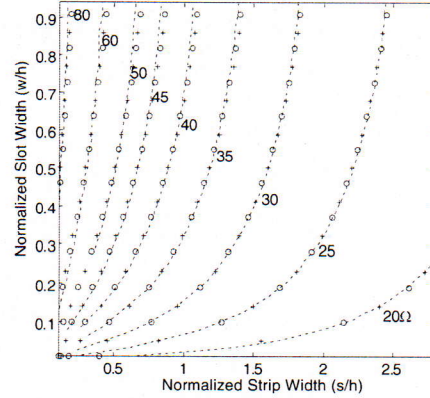


Figure 3. Comparison of the $s(Z_0, w, \epsilon_r, h)$ results obtained by using the second synthesis formula proposed in this paper, the synthesis formula proposed in [12] and the quasi-static analysis [5] contours for CBCPWs ($\epsilon_r = 12.9$ and $h = 200 \mu\text{m}$). — — Analysis [5], $\circ \circ \circ$ Yildiz and Turkmen [12], $+++$ Second Synthesis Formula.

is clear from Figs. 2 and 3 that there is a very good agreement between the results of quasi-static analysis [5] and the synthesis formulas proposed in this paper. This good agreement supports the validity of the synthesis formulas proposed here. The average percentage errors of the synthesis formulas obtained by using DE algorithm and the synthesis formulas proposed Yildiz and Turkmen [12] are computed as 0.67% and 0.98%, respectively, for 1086 CBCPW samples, as compared with the results of quasi-static analysis [5]. Therefore, better accuracy with respect to the previous synthesis formulas [12] is obtained.

The characteristic impedances calculated by using the results of synthesis Formulas (8) and (9) for a given s and w , respectively, are compared with those of quasi-static analysis [5] for CBCPWs with $\epsilon_r = 10.2$ and $h = 635 \mu\text{m}$ in Fig. 4. In this figure, the characteristic impedance results are plotted with respect to the shape ratio $(s+w)/h$ for four different s/h values. It can be seen from Fig. 4 that the results of the synthesis formulas are in very good agreement with the results of quasi-static analysis. It is also apparent from this figure that there is a very good self-consistent agreement between the first and second

synthesis formulas.

In this paper, three different CBCPWs are fabricated on RT/duroid laminates ($\epsilon_r = 6.15$ and $h = 1270 \mu\text{m}$) by using the printed circuit board (PCB) excavation technique. The characteristic impedances of these CBCPWs are calculated from the measured S -parameters for 1.75 GHz. We also calculated the characteristic impedances by using a full-wave electromagnetic simulator IE3D [24]. In Table 1, the results of the synthesis formulas obtained by using DE algorithm are compared with the results of measured [3], CMM [5], the formulas presented by Yildiz and Turkmen [12], IE3D [24], and experimental works realized in this study. In this table, Z'_0 is the measured characteristic impedance values, w' and s' represent the measured geometrical dimensions of slot and strip widths of CBCPWs, respectively. Also, Z_0 represents the characteristic impedance values obtained from CMM and IE3D by using w' and s' . Z_{0w} and Z_{0s} are the final-check quasi-static analysis results calculated by using the w and s values obtained from the first and second synthesis formulas, respectively. As it can be seen from Table 1, a close agreement is obtained between the theoretical and experimental results. It is also clear that the best results are obtained from Eq. (8) with respect to the experimental results.

In this paper, the synthesis models, which are simpler and more complicated than the models given by Eqs. (4) and (5), were also tried. It was observed that the results of simpler models are not in good

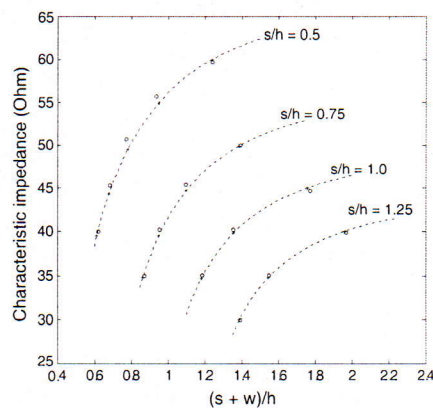


Figure 4. Comparisons of the characteristic impedances calculated by using the results of the first synthesis Formula (8) for a given s ; the results of the second synthesis Formula (9) for a given w ; and the quasi-static analysis [5] for CBCPWs ($\epsilon_r = 10.2$ and $h = 635 \mu\text{m}$). — — — Analysis [5], + + + First Synthesis Formula, o o o Second Synthesis Formula.

Table 1. Comparisons of the characteristic impedance results of the present synthesis formulas, experimental works [3], CMM [5], synthesis formulas proposed by Yildiz and Turkmen [12], IE3D [24], and experimental works realized in this study.

Measured			CMM [5]	IE3D [24]	Yildiz and Turkmen [12]		Present Results	
w' (μm)	s' (μm)	Z'_0 (Ω)	Z_0 (Ω)	Z_0 (Ω)	Z_{0w} (Ω)	Z_{0s} (Ω)	Z_{0w} (Ω)	Z_{0s} (Ω)
350	1150	47.17*	49.49	51.89	49.72	49.64	48.83	50.10
400	1250	47.48*	49.15	52.16	49.35	49.32	48.60	49.77
450	1350	47.25*	48.66	52.30	48.82	48.83	48.22	49.27
50	51	48	50	51.75	50.48	50.23	50.01	50.28
20	27	46	50	51.35	50.67	51.02	49.40	50.81
10	14	44	50	41.67	48.58	50.64	48.01	51.15

*Measured in this paper for CBCPWs with $\varepsilon_r = 6.15$ and $h = 1270 \mu\text{m}$ and the remainder measured in [3] for CBCPWs with $\varepsilon_r = 12.9$ and $h = 100 \mu\text{m}$.

agreement with the theoretical and experimental results available in the literature, and that the more complicated models provide only a little improvement in the results, at the expense of the simplicity of the synthesis formulas. The advantages of the proposed synthesis formulas are simplicity and accuracy.

Similar good results are obtained for all CBCPW samples to be designed with different electrical parameters and physical dimensions. The results obtained from the proposed synthesis formulas clearly illustrate the performance of DE algorithm in obtaining high quality solutions. DE algorithm can be applied to obtain synthesis formulas for other transmission lines by choosing proper models.

5. CONCLUSION

In this paper, synthesis formulas obtained by using DE algorithm are presented for computing accurately the physical dimensions of CBCPWs. The characteristic impedance values calculated by using the results of these synthesis formulas are in good agreement with the theoretical and experimental results available in the literature and experimental results obtained in this study. This good agreement supports the validity and accuracy of the synthesis formulas proposed here. The synthesis formulas allow the designers to determine the physical dimensions of CBCPWs for the required design specifications in a very simple and convenient way, rather than by the iteration approach of applying the analysis technique.

ACKNOWLEDGMENT

The work described in this paper is supported by The Erciyes University Scientific Research Project Center, 2009, Project No: FBA-09-791.

REFERENCES

1. Nguyen, C., *Analysis Methods for RF, Microwave, and Millimeter-wave Planar Transmission Line Structures*, John Wiley and Sons, 2000.
2. Simons, R. N., *Coplanar Waveguide Circuits, Components and Systems*, John Wiley and Sons, 2001.
3. Shih, Y. C., "Broadband characterization of conductor-backed coplanar waveguide using accurate on-wafer measurement techniques," *Microwave Journal*, Vol. 34, 95–105, 1991.
4. Shih, Y. C. and T. Itoh, "Analysis of conductor-backed coplanar waveguide," *Electronic Letters*, Vol. 18, 538–540, 1982.
5. Ghione, G. and C. U. Naldi, "Parameters of coplanar waveguides with lower ground plane," *Electronic Letters*, Vol. 19, 734–735, 1983.
6. Ghione, G. and C. U. Naldi, "Coplanar waveguides for MMIC applications: Effect of upper shielding, conductor backing, finite-extent ground planes, and line-to-line coupling," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 35, 260–267, 1987.
7. Cheng, K. K. M. and J. K. A. Everard, "A new technique for the quasi-TEM analysis of conductor-backed coplanar waveguide structures," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 41, 1589–1592, 1993.
8. Tien, C. C., C. K. C. Tzuang, S. T. Peng, and C. C. Chang, "Transmission characteristics of finite-width conductor-backed coplanar waveguide," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 41, No. 9, 1616–1624, 1993.
9. Neto, A. G., C. S. D. Rocha, D. Bajon, and H. Baudrand, "Analysis of the conductor-backed coplanar waveguide by an alternative formulation of the transverse resonance technique," *SBMO/IEEE MTT-S Int.*, 851–855, 1995.
10. Huang, J. F. and C. W. Kuo, "More investigations of leakage and nonleakage conductor-backed coplanar waveguide," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 40, No. 3, 257–261, 1998.

11. Hotta, M., Y. Qian, and T. Itoh, "Efficient FDTD analysis of conductor-backed CPW's with reduced leakage loss," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 47, 1585–1587, 1999.
12. Yildiz, C. and M. Turkmen, "Synthesis formulas for conductor-backed coplanar waveguide," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 50, No. 4, 1115–1117, 2008.
13. Price, K., "Differential evolution: A fast and simple numerical optimizer," *IEEE North American Fuzzy Info. Process. Conf.*, 524–527, Berkeley, CA, 1996.
14. Storn, R. and K. Price, "Differential evolution: A simple and efficient heuristic for global optimization over continuous spaces," *Journal of Global Optimization*, Vol. 11, 341–359, 1997.
15. Michalski, K. A., "Electromagnetic imaging of circular cylindrical conductors and tunnels using a differential evolution algorithm," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 27, 330–334, 2000.
16. Qing, A., "Electromagnetic inverse scattering of multiple two-dimensional perfectly conducting objects by the differential evolution strategy," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 51, 1251–1262, 2003.
17. Luo, X. F., P. T. Teo, A. Qing, and C. K. Lee, "Design of double-square-loop frequency-selective surfaces using differential evolution strategy coupled with equivalent-circuit model," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 44, 159–162, 2005.
18. Luo, X. F., A. Qing, and C. K. Lee, "Application of the differential-evolution strategy to the design of frequency-selective surfaces," *Int. J. RF and Microwave CAE*, Vol. 15, 173–180, 2005.
19. Yildiz, C., A. Akdagli, and M. Turkmen, "Simple and accurate synthesis formulas obtained by using a differential evolution algorithm for coplanar strip lines," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 48, 1133–1137, 2006.
20. Guney, K., C. Yildiz, S. Kaya, and M. Turkmen, "New and accurate synthesis formulas for multilayer homogeneous coupling structure," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 49, 2486–2489, 2007.
21. Guney, K., C. Yildiz, S. Kaya, and M. Turkmen, "Synthesis formulas for multilayer homogeneous coupling structure with ground shielding," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 21, No. 14, 2073–2084, 2007.
22. Guney, K., C. Yildiz, S. Kaya, and M. Turkmen, "Synthesis formulas for microcoplanar striplines," *Microwave and Optical*

- Technology Letters*, Vol. 50, 2884–2888, 2008.
23. Guney, K., C. Yildiz, S. Kaya, and M. Turkmen, “New and accurate synthesis formulas for asymmetric coplanar stripline with an infinitely wide strip,” *Journal of Infrared, Millimeter and Terahertz Waves*, Vol. 50, 109–116, 2009.
 24. Zeland Software Inc., IE3D, Version 12.12, www.zeland.com, 2007.

ACKNOWLEDGMENTS

This research was partially supported by the BK21 program, by the National Center for Nanomaterials Technology (NCNT), and WCU (World Class University) program through the National Research Foundation of Korea funded by the Ministry of Education, Science and Technology (R31-2008-000-10100-0).

REFERENCES

1. S.C. Cripps, RF power amplifiers for wireless communications, Artech House, Norwood, MA, 2006.
2. Y.S. Lee, M.W. Lee, and Y.H. Jeong, A 1-GHz GaN HEMT based class-E power amplifier with 80% efficiency, *Microwave Opt Technol Lett* 50 (2008), 2989–2992.
3. I. Kim, Y.Y. Woo, J. Kim, J. Moon, J. Kim, and B. Kim, High-efficiency hybrid EER transmitter using optimized power amplifier, *IEEE Trans Microwave Theory Tech* 56 (2008), 2582–2593.
4. Y.S. Lee, M.W. Lee, S.H. Kam, and Y.H. Jeong, A high-efficiency GaN-based power amplifier employing inverse class-E topology, *IEEE Microwave Wirel Compon Lett* 19 (2009) 593–595.
5. M.J. Pelk, W.C. Neo, J.R. Gajadharsing, R.S. Pengelly, and L.C.N. de Vreede, A high-efficiency 100-W GaN three-way Doherty amplifier for base-station applications, *IEEE Trans Microwave Theory Tech* 56 (2008), 1582–1591.
6. Y.S. Lee, M.W. Lee, and Y.H. Jeong, High efficient class-F GaN HEMT Doherty amplifier for WCDMA applications, *Microwave Opt Technol Lett* 50 (2008), 2328–2331.
7. Y.S. Lee, M.W. Lee, S.H. Kam, and Y.H. Jeong, A highly linear and efficient three-way Doherty amplifier using two-stage GaN HEMT cells for repeater systems, *Microwave Opt Technol Lett* 51 (2009), 2895–2898.
8. Y. Yang, J. Cha, B. Shin, and B. Kim, A microwave Doherty amplifier employing envelope tracking technique for high efficiency and linearity, *IEEE Microwave Wirel Compon Lett* 13 (2003), 370–372.
9. J. Kim, J. Cha, I. Kim, and B. Kim, Optimum operation of asymmetrical-cells-based linear Doherty power amplifiers—Uneven power drive and power matching, *IEEE Trans Microwave Theory Tech* 53 (2005), 1802–1809.
10. Y.S. Lee, M.W. Lee, and Y.H. Jeong, High-power amplifier linearization using the Doherty amplifier as a predistortion circuit, *IEEE Microwave Wirel Compon Lett* 18 (2008), 611–613.
11. M.W. Lee, Y.S. Lee, S.H. Kam, and Y.H. Jeong, Split augmented Hammerstein behavioral model with additional distortion path, In *Proceedings of 2010 IEEE Radio and Wireless Symposium*, New Orleans, 2010, pp. 176–179.
12. M. Lee, Y.S. Lee, S.H. Kam, and Y.H. Jeong, A wideband digital predistortion for highly linear and efficient GaN HEMT Doherty power amplifier, *Microwave Opt Technol Lett* 52 (2010), 484–487.

© 2010 Wiley Periodicals, Inc.

NEW AND ACCURATE SYNTHESIS FORMULAS FOR ASYMMETRIC CONDUCTOR-BACKED COPLANAR WAVEGUIDES

S. Kaya, K. Guney, C. Yildiz, and M. Turkmen

Department of Electrical and Electronics Engineering, Faculty of Engineering, Erciyes University, Kayseri, Turkey; Corresponding author: sabrikaya@erciyes.edu.tr

Received 17 April 2010

ABSTRACT: New and accurate synthesis formulas for the asymmetric conductor-backed coplanar waveguide (ACBCPW) are presented. They are obtained by using a differential evolution and particle swarm optimization algorithms. The synthesis formulas are useful to microwave

engineers for accurately calculating the physical dimensions of ACBCPWs. The results of the synthesis formulas are compared with the quasi-static analysis, a full-wave electromagnetic simulator IE3D, and experimental results obtained in this work. The average percentage errors of the synthesis formulas found by using differential evolution and particle swarm optimization algorithms are calculated to be 0.56% and 0.93%, respectively, for 3024 ACBCPW samples having different electrical parameters and physical dimensions, compared with the results of respective quasi-static analysis. © 2010 Wiley Periodicals, Inc. *Microwave Opt Technol Lett* 53:211–216, 2011; View this article online at wileyonlinelibrary.com. DOI 10.1002/mop.25666

Key words: asymmetric conductor-backed coplanar waveguides; synthesis formulas; differential evolution; particle swarm optimization; experiment

1. INTRODUCTION

The conductor-backed coplanar waveguide (CBCPW) structures allow easy implementation of mixed coplanar/microstrip circuits, reduce radiation effects, and raise effective permittivity. Also, CBCPWs have the advantage of mechanical strength, heat sinking ability, and lower characteristic impedance than conventional coplanar waveguide in designing microwave-integrated circuits (MICs). These and several other advantages make CBCPWs ideally suited for MIC as well as monolithic MIC (MMIC) applications [1–15].

The symmetric CBCPWs [1–10] and asymmetric CBCPWs (ACBCPWs) [11–15] have been presented and analyzed in the literature. In practice, asymmetric CBCPWs having all advantages of symmetric CBCPWs are useful in some particular applications [11–15]. The analytical formulas have been proposed for calculating the quasi-TEM parameters of the ACBCPW without or with upper shielding [11]. The effective permittivity, characteristic impedance, and electric-field strength of ACBCPWs have been obtained in [12]. The computer-aided design-oriented analytical formulas obtained by using conformal mapping method (CMM) have been proposed for computing the quasi-static parameters of ACBCPW, asymmetric CPW with upper shielding, and ACBCPW with upper shielding [13]. The effective permittivity and characteristic impedance of ACBCPWs have been determined by using the artificial neural networks [14]. The adaptive-network-based fuzzy inference system models have been used to obtain the characteristic parameters of ACBCPWs [15].

The ACBCPWs have been analyzed by many researchers as mentioned above to obtain the characteristic parameters. To the best of our knowledge, there is no synthesis formula in the literature to determine the physical dimensions of ACBCPWs for the required design specifications. Owing to the increasing popularity of ACBCPWs for the design of MICs and MMICs, it becomes highly desirable to have efficient and reliable formulas in obtaining the physical dimensions of ACBCPWs.

In this study, new and accurate synthesis formulas obtained by using the differential evolution (DE) [16, 17] and particle swarm optimization (PSO) [18] algorithms are presented for ACBCPWs. DE algorithm is an efficient, effective, and robust evolutionary optimization method. PSO algorithm is an optimization technique inspired by social behavior of bird flocking or fish schooling. It is recognized that DE and PSO algorithms are practical and powerful optimization tools for a variety of electromagnetic problems [19–34]. The validity and accuracy of the proposed synthesis formulas are verified by comparing their results with the results of

CMM [13], a full-wave electromagnetic simulator IE3D [35], and experimental works realized in this study.

2. DE ALGORITHM

DE algorithm [16, 17], one of the evolutionary algorithms, has proven to be a highly efficient technique for solving numerical optimization problems. The major benefits of DE algorithm are its simplicity, ease of use, and robustness. It operates on a population with N_{pop} chromosomes, and each chromosome is a symbolic representation of the vector consisting of the N_{par} optimization parameters. The initial population is created with random values selected from within the given boundaries:

$$v_{ij} = v_j^{\min} + M_j \cdot (v_j^{\max} - v_j^{\min}), \quad j = 1, 2, \dots, N_{\text{par}} \quad (1)$$

where M_j is a random number, uniformly distributed between 0 and 1, and $v_j^{\min}$ and $v_j^{\max}$ represent the minimum and maximum permissible values of the j th parameter, respectively. After the initialization, the algorithm goes into genetic evolution, and three genetic operations, mutation, crossover, and selection, are executed in sequence.

2.1. Mutation

DE algorithm mutates and recombines the population to produce a population of N_{pop} trial vectors. Mutant vector $v_{i,G+1}$ is produced by

$$v_{i,G+1} = r_{1,G} + P_{\text{mut}} \cdot (r_{2,G} - r_{3,G}) \quad (2)$$

where r_1 , r_2 , and r_3 belong to the set $\{1, 2, \dots, N_{\text{pop}}\}$ and $r_{1,G}$, $r_{2,G}$, and $r_{3,G}$ represent three random individuals chosen in the current generation, G , to produce the mutant vector for the next generation, $v_{i,G+1}$. The random numbers r_1 , r_2 , and r_3 should be different from the running index i . P_{mut} is the real scaling factor, which controls the amplification of the differential variation between two random vectors.

2.2. Crossover

Following mutation operation, a trial vector is determined by performing the crossover operation as follows:

$$p_{ji,G+1} = \begin{cases} v_{ji,G+1}, & \gamma \leq P_{\text{cross}} \\ p_{ji,G}, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3)$$

where γ is a real random number in the range of (0, 1) and P_{cross} is the probability of a real-valued crossover factor. The trial is then checked, and if an optimization parameter value falls outside the prescribed bounds, it is replaced by a feasible value.

2.3. Selection

The selection operation is used to produce better offspring. Each child competes with its parent, and survives only if its fitness value is better. Following this, the next round of genetic evolution then begins.

The process of mutation, crossover, and selection is repeated until a termination criterion, such as maximum number of generations, is satisfied.

3. PARTICLE SWARM OPTIMIZATION

The PSO, based on the simulation of a simplified sociological behavior associated with swarm such as bees, bird flocking, and

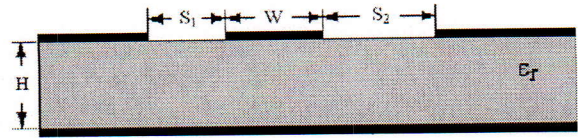


Figure 1 Cross-section of an ACBCPW

fish schooling, is an optimization algorithm first proposed by Kennedy and Eberhart [18] in 1995. PSO algorithm is based on a population of particles that fly in the D -dimensional space with a velocity dynamically adjusted according to its own flying experience and that of its companions. The velocity and location for the i th particle are given as $\vec{u}_i = (u_{i1}, \dots, u_{id}, \dots, u_{iD})$ and $\vec{l}_i = (l_{i1}, \dots, l_{id}, \dots, l_{iD})$, respectively.

The velocities and locations of particles are updated according to the following formulas:

$$u_{id} = nu_{id} + c_1 \times K_1 \times (p_{id} - l_{id}) + c_2 \times K_2 \times (p_{gd} - l_{id}) \quad (4)$$

$$l_{id} = l_{id} + \Delta t \cdot u_{id} \quad (5)$$

where u_{id} and l_{id} are the velocity and location of i th particle in the d th dimension, respectively, the vector p_i is the best location giving the best fitness value of the particle i , the vector p_g is the location of the best particle among all the particles in the population, n is the inertia weight to balance the global and local search ability, K_1 and K_2 are random values between 0 and 1, and c_1 and c_2 are the acceleration constants.

4. SYNTHESIS FORMULAS

The cross-section of an ACBCPW is illustrated in Figure 1. In this figure, S_1 and S_2 are the slot widths, W is the strip width, and H is thickness of the dielectric substrate with relative permittivity ϵ_r .

The microwave designer needs practical and accurate formulas for computing the physical dimensions of ACBCPWs. In this study, new and accurate synthesis formulas for computing the physical dimensions of ACBCPWs are obtained with the use of DE and PSO algorithms. The following is a step-by-step procedure for obtaining synthesis formulas of ACBCPWs.

1. The ACBCPW parameters related to the physical dimensions are determined by using the results available in the literature.
2. The data set are obtained from the respective quasi-static analysis results [13] for a wide practical range of design parameters.
3. After many trials, synthesis models, which produce very good results, are chosen to determine the physical dimensions.
4. Based on the data set, the unknown coefficient values of the models are determined optimally by the DE and PSO algorithms.
5. As a check, the results of the synthesis formulas derived from the data set are compared with the results of the quasi-static analysis, a full-wave electromagnetic simulator IE3D, and experimental results obtained in this work.
6. The results of the synthesis formulas should be in very good agreement with the results of the quasi-static analysis, a full-wave electromagnetic simulator IE3D, and experimental results obtained in this work.

It is clear from the literature [13] that five parameters ϵ_r , H , W , S_1 , and S_2 are needed to determine the characteristic

TABLE 1 The Coefficient Values Determined by DE Algorithm for Synthesis Formulas

	First Synthesis Formula (W)		Second Synthesis Formula (S_1)			
	For $0.1 \leq S_2/H < 1.1$	For $1.1 \leq S_2/H \leq 2$	For $0.1 \leq W/H < 0.3$	For $0.3 \leq W/H < 0.5$	For $0.5 \leq W/H < 0.7$	For $0.7 \leq W/H \leq 0.9$
α_1	11.193	-2.74	8.795	5.048	23.86	-2.267
α_2	-18.999	-27.580	0.762	0.972	0.634	0.894
α_3	-11.671	27.889	-7.269	-5.717	-25.626	2.041
α_4	9.403	-1.348	1.155	1.879	0.619	1.365
α_5	-0.267	-5.871	27.36	1.29	-12.336	0.378
α_6	-9.007	-1.532	29.258	1.797	9.543	0.233
α_7	-4.463	2.895	1.566	-21.165	0.402	11.874
α_8	14.928	10.543	-0.130	0.002	-0.812	0.003
α_9	1.496	1.349	-0.092	22.563	6.513	-12.497
α_{10}	-2.444	-2.193	3.901	-5.893	-6.778	1.44
α_{11}	0.688	0.516	-11.618	-8.60	-5.764	4.338
α_{12}	0.501	0.541	-8.679	-25.446	-18.608	-2.954
α_{13}	-7.651	-7.878	-1.03	-0.120	-0.420	0.269
α_{14}	28.469	25.856	-16.543	-7.556	-11.096	1.893
α_{15}	3.084	1.359	8.841	18.697	8.404	-6.951
α_{16}	0.893	0.816	9.49	22.771	11.117	2.208
α_{17}	7.981	8.363	0.172	-0.124	-0.1	-0.056
α_{18}	24.901	5.896	0.157	0.668	0.082	-0.024
α_{19}	30.137	35.328	2.515	1.713	2.791	2.648
α_{20}	-1.957	-1.699	-4.89	-3.394	-5.606	-4.89
α_{21}	3.797	4.054	-1.197	-0.829	-1.947	-1.924
α_{22}	-0.491	-0.440	0.26	0.199	0.26	0.26
α_{23}	-0.446	1.054	-	-	-	-

impedance of an ACBCPW. The data set used in this work has been obtained from the respective quasi-static analysis results [13] and contains 3024 samples. The design parameter ranges of ACBCPWs used in these samples are $2 \leq \epsilon_r \leq 21$, $0.1 \leq W/H \leq 0.9$, $0.1 \leq S_1/H \leq 1.8$, $0.1 \leq S_2/H \leq 2$, $0.1 \leq S_1/S_2 \leq 0.9$, and $25 \mu\text{m} \leq H \leq 2500 \mu\text{m}$, and the respective characteristic impedance is $25 \Omega \leq Z_0 \leq 210 \Omega$. The first design step is the selection of a suitable dielectric substrate (ϵ_r , H) for an ACBCPW having a required characteristic impedance Z_0 . Then, the physical dimensions, strip and slot widths, are determined. In this study, two synthesis formulas for strip and slot widths of ACBCPWs are presented. The

first synthesis formula calculates the strip width $W(Z_0, \epsilon_r, H, S_1, S_2)$ for a given dielectric substrate (ϵ_r , H) and a required characteristic impedance Z_0 by choosing appropriate S_1 and S_2 . The second synthesis formula computes the slot width $S_1(Z_0, \epsilon_r, H, W, S_2)$ for a given dielectric substrate (ϵ_r , H) and a required characteristic impedance Z_0 by choosing appropriate W and S_2 .

To find proper computer-aided design models for the physical dimensions of ACBCPWs, many experiments were carried out in this study. After many trials, the following synthesis models, which produce very good results, were chosen to determine the strip and slot widths, respectively,

$$W = \frac{H \cdot \left(\alpha_1 + \alpha_2 \cdot x + \alpha_3 \cdot y + \alpha_4 \cdot \left(\frac{S_1}{H}\right) + \alpha_5 \cdot \left(\frac{S_2}{H}\right) + \alpha_6 \cdot \left(\frac{S_1}{H}\right)^2 + \alpha_7 \cdot \left(\frac{S_2}{H}\right)^2 + \alpha_8 \cdot x^{20} \cdot y^{210} \cdot \left(\frac{S_1}{H}\right)^{211} \cdot \left(\frac{S_2}{H}\right)^{212} \right)^{1/2}}{\left(1 + \alpha_{13} \cdot x + \alpha_{14} \cdot y + \alpha_{15} \cdot \left(\frac{S_1}{H}\right) + \alpha_{16} \cdot \left(\frac{S_2}{H}\right) + \alpha_{17} \cdot x^2 + \alpha_{18} \cdot y^2 + \alpha_{19} \cdot x^{220} \cdot y^{221} \cdot \left(\frac{S_1}{H}\right)^{222} \cdot \left(\frac{S_2}{H}\right)^{223} \right)} \quad (6)$$

and

$$S_1 = \frac{H \cdot \left(\alpha_1 \cdot x^{22} + \alpha_3 \cdot y^{24} + \alpha_5 \cdot \left(\frac{W}{H}\right)^{26} + \alpha_7 \cdot \left(\frac{S_2}{H}\right)^{28} + \alpha_9 \right)}{\left(1 + \alpha_{10} \cdot x + \alpha_{11} \cdot y + \alpha_{12} \cdot \left(\frac{W}{H}\right) + \alpha_{13} \cdot \left(\frac{S_2}{H}\right) + \alpha_{14} \cdot x^2 + \alpha_{15} \cdot y^2 + \alpha_{16} \cdot \left(\frac{W}{H}\right)^2 + \alpha_{17} \cdot \left(\frac{S_2}{H}\right)^2 + \alpha_{18} \cdot x^{219} \cdot y^{220} \cdot \left(\frac{W}{H}\right)^{221} \cdot \left(\frac{S_2}{H}\right)^{222} \right)} \quad (7)$$

with

$$x = \frac{1}{\epsilon_r} \quad (8)$$

$$y = \frac{Z_0}{\eta_0} \quad (9)$$

where $\eta_0 = 120 \pi \Omega$ is the intrinsic impedance of free space, ($\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{23}$) are the unknown coefficients. The values of the

coefficients in the synthesis models are optimally determined by DE and PSO algorithms. The optimum coefficient values obtained by DE and PSO algorithms are given in Tables 1 and 2, respectively. In the DE algorithm optimization process, the values of population size, mutation rate, and crossover rate are taken as 30, 0.8, and 0.8, respectively. In the PSO algorithm optimization process, the values of population size, inertia weight, and acceleration constants c_1 and c_2 are chosen as 30, 2, 2.1, and 2.1, respectively. The proposed synthesis formulas are valid for the ranges of $2 \leq \epsilon_r \leq 21$, $0.1 \leq W/H \leq 0.9$, $0.1 \leq$

TABLE 2 The Coefficient Values Determined by PSO Algorithm for Synthesis Formulas

	First Synthesis Formula (W)		Second Synthesis Formula (S_1)			
	For $0.1 \leq S_2/H < 1.1$	For $1.1 \leq S_2/H \leq 2$	For $0.1 \leq W/H < 0.3$	For $0.3 \leq W/H < 0.5$	For $0.5 \leq W/H < 0.7$	For $0.7 \leq W/H \leq 0.9$
α_1	4.962	1.958	8.768	3.748	23.835	-2.158
α_2	-11.288	-10.886	0.717	1.234	0.663	1.066
α_3	6.065	5.117	-7.219	-1.197	-25.829	1.986
α_4	2.595	2.635	1.086	19.7	0.651	1.925
α_5	-4.980	-1.983	-11.643	1.954	-11.946	0.313
α_6	-1.908	-0.903	13.62	2.017	9.571	0.137
α_7	1.052	-0.298	15.396	-8.278	0.18	0.082
α_8	2.392	2.545	-0.014	0.004	-0.920	0.458
α_9	1.598	1.571	-13.928	9.756	6.613	-0.672
α_{10}	-2.87	-2.806	6.135	-5.842	-5.876	4
α_{11}	0.559	0.554	-12.118	-8.631	-5.698	0.639
α_{12}	0.521	0.517	-6.44	-25.357	-23.309	-2.248
α_{13}	-6.269	-2.558	-1.23	-0.069	1.642	0.214
α_{14}	21.681	18.672	-17.65	-7.789	-10.286	-1.746
α_{15}	0.985	0.975	8.758	19.230	4.573	0.356
α_{16}	0.631	0.580	3.893	22.749	14.512	1.684
α_{17}	6.919	2.131	0.235	-0.136	-0.714	-0.032
α_{18}	-7.682	-4.004	0.155	0.670	0.08	-0.027
α_{19}	29.4	20.608	2.47	1.712	2.806	2.652
α_{20}	-2.195	-2.314	-4.842	-3.392	-5.651	-4.889
α_{21}	4.485	4.432	-1.186	-0.831	-1.933	-1.941
α_{22}	-0.545	-0.502	0.249	0.193	0.258	0.263
α_{23}	-0.664	-0.546	-	-	-	-

$S_1/H \leq 1.8$, $0.1 \leq S_2/H \leq 2$, $0.1 \leq S_1/S_2 \leq 0.9$, $25 \mu\text{m} \leq H \leq 2500 \mu\text{m}$, and $25 \Omega \leq Z_0 \leq 210 \Omega$.

5. NUMERICAL RESULTS AND DISCUSSION

In this study, the synthesis formulas to calculate the physical dimensions of ACBCPWs are obtained with the use of DE and PSO algorithms. The average percentage errors of the synthesis formulas by using DE and PSO algorithms are computed as 0.56% and 0.93%, respectively, for 3024 ACBCPW samples,

compared with the results of quasi-static analysis [13]. These error values obviously show that the synthesis formulas presented in this study can be used for accurately computing the physical dimensions of ACBCPWs.

To show the validity and accuracy of the proposed synthesis formulas given in (6) and (7), the results of the synthesis formulas obtained by using DE and PSO algorithms are compared with the results of respective quasi-static analysis [13] in Figures 2 and 3. Figures 2 and 3, respectively, illustrate the quasi-static

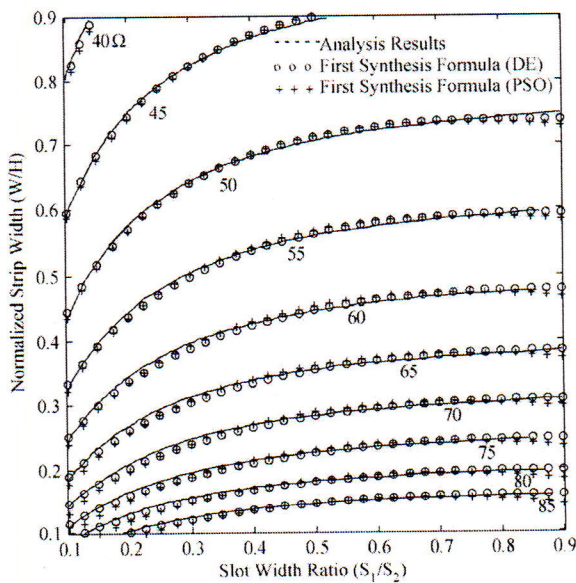


Figure 2 Comparison of the $W(Z_0, \epsilon_r, H, S_1, S_2)$ results obtained from the synthesis formulas by using the DE and PSO algorithms and the quasi-static analysis [13] contours for ACBCPWs ($\epsilon_r = 12.9$, $S_2/H = 2$, and $H = 635 \mu\text{m}$)

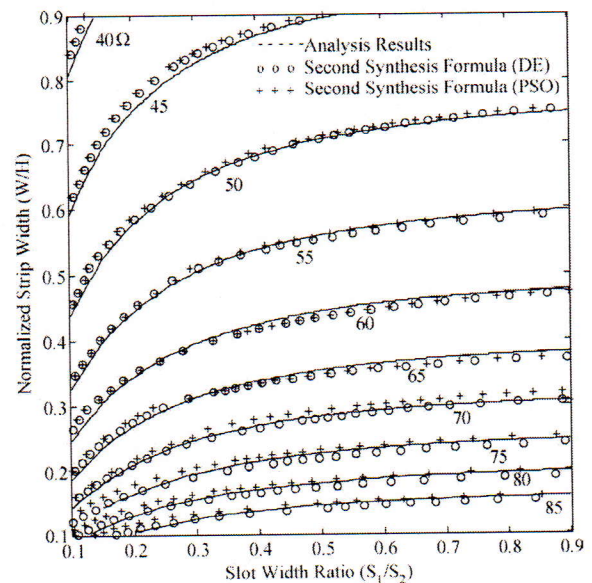


Figure 3 Comparison of the $S_1(Z_0, \epsilon_r, H, W, S_2)$ results obtained from the synthesis formulas by using the DE and PSO algorithms and the quasi-static analysis [13] contours for ACBCPWs ($\epsilon_r = 12.9$, $S_2/H = 2$, and $H = 635 \mu\text{m}$)

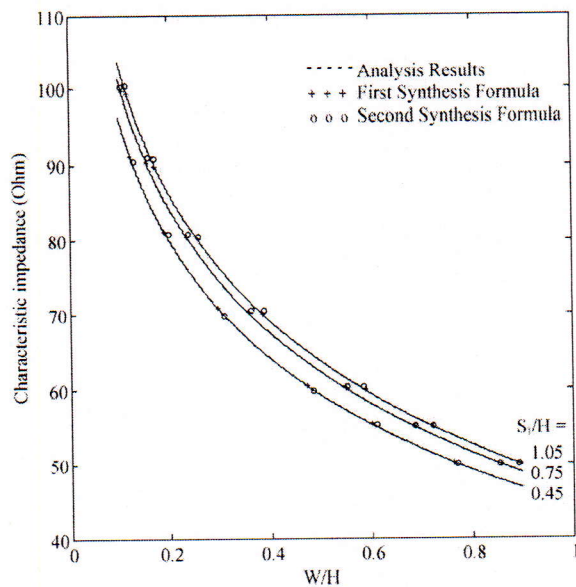


Figure 4 Comparisons of the characteristic impedances calculated by using the results of first synthesis formula (6) for given S_1 and S_2 ; the results of second synthesis formula (7) for given W and S_2 ; and the quasi-static analysis [13] for ACBCPWs ($\epsilon_r = 10.2$, $S_2/H = 1.5$, and $H = 1270 \mu\text{m}$)

analysis [13] contours, the strip width $W(Z_0, \epsilon_r, H, S_1, S_2)$ results obtained by first synthesis formula and the slot width $S_1(Z_0, \epsilon_r, H, W, S_2)$ results obtained by second synthesis formula for ACBCPWs with $\epsilon_r = 12.9$, $S_2/H = 2$, and $H = 635 \mu\text{m}$, and a required characteristic impedance. It is clear from Figures 2 and 3 that there is a very good agreement between the results of quasi-static analysis [13] and the synthesis formulas proposed in this study. This good agreement supports the validity of the synthesis formulas proposed here. Similar contours are achieved for the different dielectric substrate materials ($2 \leq \epsilon_r \leq 21$), but they are not given here to avoid repetition.

The characteristic impedances calculated by using the results of synthesis formulas obtained by using DE algorithm are compared with those of quasi-static analysis [13] for ACBCPWs with $\epsilon_r = 10.2$, $S_2/H = 1.5$, and $H = 1270 \mu\text{m}$ in Figure 4. For brevity, the results of the synthesis formulas obtained by using PSO algorithm are not shown in this figure. In this figure, the characteristic impedance results are plotted with respect to the normalized strip width W/H for three different S_1/H values. It can be seen from Figure 4 that the results of the synthesis formulas are in good agreement with the results of quasi-static analysis. It is also apparent from this figure that there is a good

self-consistent agreement between the first and second synthesis formulas.

In this study, four different ACBCPWs are fabricated on RT/duroid laminates ($\epsilon_r = 10.2$ and $H = 1270 \mu\text{m}$) by using the printed circuit board excavation technique. The characteristic impedances of these ACBCPWs are calculated from the measured S -parameters for 1.75 GHz [2]. We also calculated the characteristic impedances by using a full-wave electromagnetic simulator IE3D [35]. In Table 3, the results of the synthesis formulas obtained by using DE and PSO algorithms are compared with the results of CMM [13], IE3D [35], and experimental works realized in this study. In this table, Z_0' is the measured characteristic impedance value, and W' , S_1' , and S_2' represent the measured geometrical dimensions of strip and slot widths of ACBCPWs, respectively. Also, Z_0 represents the characteristic impedance values obtained from CMM and IE3D by using W' , S_1' , and S_2' . In this table, W represents the strip width obtained from the first synthesis formula by using S_1' and S_2' . S_1 represents the slot width obtained from the second synthesis formula by using W' and S_2' .

Z_{0W} and Z_{0S1} are the final-check quasi-static analysis results calculated by using the W and S_1 values obtained from the first and second synthesis formulas, respectively. As it can be seen from Table 3, a good agreement is obtained between the theoretical and experimental results.

Similar good results are obtained for all ACBCPW samples to be designed with different electrical parameters and physical dimensions. The results obtained from the proposed synthesis formulas clearly illustrate the performance of DE and PSO algorithms in obtaining high-quality solutions. DE and PSO algorithms can be applied to obtain synthesis formulas for other transmission lines by choosing proper models.

In this study, synthesis models, which are simpler and more complicated than the models given by Eqs. (6) and (7), were also tried. It was observed that the results of simpler models are not in good agreement with the results of the methods available in the literature, and that the more complicated models provide only a little improvement in the results, at the expense of the simplicity of the synthesis formulas.

6. CONCLUSION

In this study, new and accurate synthesis formulas obtained by using DE and PSO algorithms are presented for calculating the physical dimensions of ACBCPWs. The average percentage error of the synthesis formulas obtained by using DE algorithm is smaller than that of the synthesis formulas found by using PSO algorithm for 3024 ACBCPW samples having different electrical parameters and physical dimensions. The characteristic impedance values calculated by using the results of the synthesis formulas are in good agreement with the respective quasi-static analysis results and experimental results realized in this study.

TABLE 3 Comparisons of the Results of Synthesis Formulas by Using the DE and PSO Algorithms, CMM [13], IE3D [35], and Experimental Works Realized in this Study ($\epsilon_r = 10.2$ and $H = 1270 \mu\text{m}$)

Measured						Synthesis Formulas (DE)				Synthesis Formulas (PSO)			
W' (μm)	S_1' (μm)	S_2' (μm)	Z_0' (Ω)	CMM [13], Z_0 (Ω)	IE3D [35], Z_0 (Ω)	W (μm)	S_1 (μm)	Z_{0W} (Ω)	Z_{0S1} (Ω)	W (μm)	S_1 (μm)	Z_{0W} (Ω)	Z_{0S1} (Ω)
800	300	1400	47.89	49.52	50.48	782	344	49.94	50.45	769	329	50.26	50.14
900	500	1150	47.10	49.95	49.71	901	516	49.94	50.13	877	451	50.48	49.37
950	500	2350	47.35	50.10	48.65	944	462	50.24	49.65	941	400	50.31	48.77
1000	600	2200	47.75	49.93	47.83	989	583	50.16	49.79	988	500	50.20	48.96

This good agreement supports the validity and accuracy of the synthesis formulas proposed here. The synthesis formulas allow the designers to determine the physical dimensions of ACBCPWs for the required design specifications by a very simple and convenient way, rather than by the iteration approach of applying the analysis technique.

ACKNOWLEDGMENT

This work is supported by The Erciyes University Scientific Research Project Center, 2009, Project No. FBA-09-791.

REFERENCES

1. C. Nguyen, Analysis methods for RF, microwave, and millimeter-wave planar transmission line structures, Wiley, New York, 2000.
2. R.N. Simons, Coplanar waveguide circuits, components, and systems, Wiley, New York, 2001.
3. Y.C. Shih, Broadband characterization of conductor-backed coplanar waveguide using accurate on-wafer measurement techniques, *Microwave J* 34 (1991), 95–105.
4. Y.C. Shih and T. Itoh, Analysis of conductor-backed coplanar waveguide, *Electron Lett* 18 (1982), 538–540.
5. G. Ghione and C.U. Naldi, Parameters of coplanar waveguides with lower ground plane, *Electron Lett* 19 (1983), 734–735.
6. G. Ghione and C.U. Naldi, Coplanar waveguides for MMIC applications: Effect of upper shielding, conductor backing, finite-extent ground planes, and line-to-line coupling, *IEEE Trans Microwave Theory Tech* 35 (1987), 260–267.
7. K.K.M. Cheng and J.K.A. Everard, A new technique for the quasi-TEM analysis of conductor-backed coplanar waveguide structures, *IEEE Trans Microwave Theory Tech* 41 (1993), 1589–1592.
8. A.G. Neto, C.S.D. Rocha, D. Bajan, and H. Baudrand, Analysis of the conductor-backed coplanar waveguide by an alternative formulation of the transverse resonance technique, *SBMO/IEEE MTT-S Int* 2 (1995), 851–855.
9. M. Hotta, Y. Qian, and T. Itoh, Efficient FDTD analysis of conductor-backed CPW's with reduced leakage loss, *IEEE Trans Microwave Theory Tech* 47 (1999), 1585–1587.
10. C. Yildiz, K. Guney, M. Turkmen, and S. Kaya, Analysis of conductor-backed coplanar waveguides using adaptive-network-based fuzzy inference system models, *Microwave Opt Technol Lett* 51 (2009), 439–455.
11. J.J. Chang and W.S. Wang, Characteristics of asymmetrical conductor-backed coplanar waveguides, *Int J Electron* 72 (1992), 641–650.
12. S.J. Fang and B.S. Wang, Analysis of asymmetric coplanar waveguide with conductor backing, *IEEE Trans Microwave Theory Tech* 47 (1999), 238–240.
13. C. Karpuz and A. Gorur, Effect of upper shielding and conductor backing on quasi static parameters of asymmetric coplanar waveguides, *Int J RF Microwave CAE* 9 (1999), 394–402.
14. C. Yildiz, S. Gultekin, K. Guney, and S. Sagiroglu, Neural models for the resonant frequency of electrically thin and thick circular microstrip antennas and the characteristic parameters of asymmetric coplanar waveguides backed with a conductor, *AEU-Int J Electron Commun* 56 (2002), 396–406.
15. M. Turkmen, C. Yildiz, K. Guney, and S. Kaya, Comparison of adaptive-network-based fuzzy inference system models for analysis of conductor-backed asymmetric coplanar waveguides, *Prog Electromagn Res M* 8 (2009), 1–13.
16. K. Price, Differential evolution: A fast and simple numerical optimizer, In: *Proceedings of the IEEE North American fuzzy information processing conference*, Berkeley, CA, 1996, pp. 524–527.
17. R. Storn and K. Price, Differential evolution: A simple and efficient heuristic for global optimization over continuous spaces, *J Global Optimizat* 11 (1997), 341–359.
18. J. Kennedy and R. Eberhart, Particle swarm optimization, In: *Proceedings of the IEEE International Conference on Neural Networks*, Perth, Australia, 1995, pp. 1942–1948.
19. K.A. Michalski, Electromagnetic imaging of circular-cylindrical conductors and tunnels using a differential evolution algorithm, *Microwave Opt Technol Lett* 27 (2000), 330–334.
20. A. Qing, Electromagnetic inverse scattering of multiple two-dimensional perfectly conducting objects by the differential evolution strategy, *IEEE Trans Antenn Propag* 51 (2003), 1251–1262.
21. X.F. Luo, P.T. Teo, A. Qing, and C.K. Lee, Design of double-square-loop frequency-selective surfaces using differential evolution strategy coupled with equivalent-circuit model, *Microwave Opt Technol Lett* 44 (2005), 159–162.
22. X.F. Luo, A. Qing, and C.K. Lee, Application of the differential-evolution strategy to the design of frequency-selective surfaces, *Int J RF Microwave CAE* 15 (2005), 173–180.
23. C. Yildiz, A. Akdagli, and M. Turkmen, Simple and accurate synthesis formulas obtained by using a differential evolution algorithm for coplanar strip lines, *Microwave Opt Technol Lett* 48 (2006), 1133–1137.
24. K. Guney, C. Yildiz, S. Kaya, and M. Turkmen, New and accurate synthesis formulas for multilayer homogeneous coupling structure, *Microwave Opt Technol Lett* 49 (2007), 2486–2489.
25. K. Guney, C. Yildiz, S. Kaya, and M. Turkmen, Synthesis formulas for multilayer homogeneous coupling structure with ground shielding, *J Electromagn Wave Appl* 21 (2007), 2073–2084.
26. K. Guney, C. Yildiz, S. Kaya, and M. Turkmen, Synthesis formulas for microcoplanar striplines, *Microwave Opt Technol Lett* 50 (2008), 2884–2888.
27. A. Akdagli, M. Turkmen, and C. Yildiz, Accurate and simple synthesis formulas for coplanar waveguides, *Int J RF Microwave CAE* 18 (2008), 112–117.
28. K. Guney, C. Yildiz, S. Kaya, and M. Turkmen, New and accurate synthesis formulas for asymmetric coplanar stripline with an infinitely wide strip, *J Infrared Milli Terahz Waves* 50 (2009), 109–116.
29. S. Kaya, S.K. Guney, C. Yildiz, and M. Turkmen, New and accurate synthesis formulas for open supported coplanar waveguides, *Microwave Opt Technol Lett* 52 (2010), 262–269.
30. W. Wang, Y. Lu, J.S. Fu, and Y.Z. Xiong, Particle swarm optimization and finite-element based approach for microwave filter design, *IEEE Trans Magn* 41 (2005), 1800–1803.
31. W.C. Liu, Design of a multiband CPW-fed monopole antenna using a particle swarm optimization approach, *IEEE Trans Antenn Propag* 53 (2005), 3273–3279.
32. A. Akdagli and K. Guney, New wide-aperture-dimension formula obtained by using a particle swarm optimization for optimum gain pyramidal horns, *Microwave Opt Technol Lett* 48 (2006), 1201–1205.
33. S. Xu, Y.R. Samii, and D. Gies, Shaped-reflector antenna designs using particle swarm optimization: An example of a direct-broadcast satellite antenna, *Microwave Opt Technol Lett* 48 (2006), 1341–1347.
34. N. Chauhan, A. Mittal, D. Wagner, M.V. Kartikeyan, and M.K. Thumm, Design and optimization of nonlinear tapers using particle swarm optimization, *Int J Infrared Milli Waves* 29 (2008), 792–798.
35. Zeland Software Inc., IE3D, Version 12.12, Available at: www.zeland.com, 2009. Accessed

© 2010 Wiley Periodicals, Inc.

CHARACTERIZATION OF NONLINEARITY USING POLYNOMIAL TRANSFER FUNCTION OF ALL-OPTICAL SAMPLING

Shangjian Zhang, Yong Liu, Heping Li, and Yongzhi Liu

Key Laboratory of Broadband Optical Fiber Transmission and Communication Networks, Ministry of Education, School of Optoelectronic Information, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 610054, People's Republic of China; Corresponding author: sjzhang@uestc.edu.cn

Received 22 April 2010

ABSTRACT: A novel method for full characterizing nonlinear distortion of all-optical sampling is proposed based on polynomial transfer function. The method only requires fitting transfer curve with a