

NİĞDE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ASİMETRİK KOPLANAR DALGA KILAVUZUNDA ARALIK
ANALİZİ

ELİF DERYA YAPICI

78432

YÜKSEK LİSANS TEZİ

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

Temmuz 1998

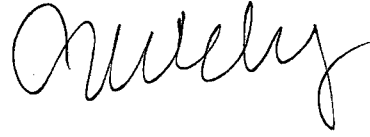
78432

YÜKSEK LİSANS TEZİ
78432

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürlüğüne;

Bu çalışma jürümüz tarafından ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİMDALI' nda YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak kabul edilmiştir.

Başkan : Yrd. Doç.Dr. Celal YILDIZ



Üye : Doç.Dr. Adnan GÖRÜR




Üye : Yrd.Doç.Dr. Bekir Sami TEZEKİCİ



ONAY:

Bu tez, 10.../.../1998 tarihinde, Enstitü Yönetim Kurulu'nca belirlenmiş olan yukarıdaki jüri üyeleri tarafından uygun görülmüş ve Enstitü Yönetim Kurulu'nun kararıyla kabul edilmiştir.

 .10..1.98.. / 1998

Prof. Dr. Kadriye KAYAKIRILMAZ
Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

ÖZET**ASİMETRİK KOPLANAR DALGA KILAVUZUNDA ARALIK ANALİZİ****YAPICI Elif Derya****Niğde Üniversitesi****Fen Bilimleri Enstitüsü****Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı****Danışman: Doç. Dr. Adnan GÖRÜR****Temmuz 1998, 84 Sayfa**

Bu tezde, asimetrik koplanar dalga kılavuzunun analizi yapıldı. Asimetrik koplanar dalga kılavuzunun merkez iletkenindeki seri aralık süreksizlik modelinin eşdeğer devresi olan Pi-devresinin paralel ve seri kapasitansları için konform dönüşüm kullanılarak kapalı formda ifadeler elde edildi. Bununla birlikte, Pi-devresinin kapasitansları kullanılarak aralığın S parametreleri hesaplandı.

Birinci bölümde; mikrodalga devrelerinin tarihi gelişimi hakkında bilgi verildi. İkinci bölümde; simetrik ve asimetrik koplanar dalga kılavuzlarının quasi-statik analizi yapıldı ve bu yapıların kayıp hesapları verildi. Üçüncü bölümde; mikroşerit ve koplanar dalga kılavuzlarındaki süreksizlik modelleri verildi. Mikroşerit ve koplanar dalga kılavuzlarındaki süreksizlik modellerinden aralık analizleri yapıldı. Bu bölümün son kısmında asimetrik koplanar dalga kılavuzunda aralık analizi yapılmıştır ve deneysel çalışma sonuçları ile teorik çalışmanın sonuçları birlikte verildi. Dördüncü bölümde; bu çalışmadan elde edilen sonuçlar değerlendirilmiştir ve grafikler ile verilmiştir.

Anahtar Sözcükler: Asimetrik koplanar dalga kılavuzu, Konform dönüşüm, Merkez şeritteki aralık.

SUMMARY**ANALYSIS OF A GAP IN ASYMMETRIC COPLANAR WAVEGUIDE****YAPICI Elif Derya****Niğde University****Institute of Science****Electric-Electronic Engineering Department****Supervisor: Doç. Dr. Adnan GÖRÜR****July 1998, 84 Pages**

In this thesis, analysis of asymmetric coplanar waveguide is given. Conformal mapping techniques are used to evaluate closed-form expressions for parallel and series capacitances of equivalent Pi-network of a gap in the central strip of asymmetric coplanar waveguide. In addition to this, capacitances of Pi-network are used to compute S parameters of the gap.

In the first chapter, information about historical progress of microwave circuits is given. In the second chapter, quasi-static analysis of symmetric and asymmetric coplanar waveguide is done and calculation of losses of these structures are given. In the third chapter, discontinuity models of microstrip and coplanar waveguides are given. The analysis of gap discontinuity model in microstrip and coplanar waveguide are done. In the last part of this chapter, gap analysis of asymmetric coplanar waveguide is made and experimental work results are given together with theory work results. In the fourth chapter, results obtained from this study are evaluated and given with graphs.

Key Words: Asymmetrical coplanar waveguide, Conformal mapping, Gap in the center strip.

TEŞEKKÜR

Yüksek Lisans Tez çalışmalarım boyunca yardımlarını esirgemeyen Sayın Hocam Doç. Dr. Adnan GÖRÜR'e, Araştırma Görevlisi Ceyhun KARPUZ'a ve Niğde Üniversitesi Mühendislik-Mimarlık Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Araştırma Görevlilerine teşekkür ederim.



İÇİNDEKİLER

ÖZET.....	iii
SUMMARY.....	iv
TEŞEKKÜR.....	v
İÇİNDEKİLER DİZİNİ.....	vi
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	viii
BÖLÜM 1. GİRİŞ.....	1
BÖLÜM 2. CPW ve ACPW YAPILARIN QUASI-STATİK ANALİZİ.....	9
2.1 Mikroşerit Hatlar.....	9
2.1.1 Mikroşerit hatların quasi-statik analizi.....	10
2.1.2 Mikroşerit hatların kayıpları.....	12
2.2 Koplanar Dalga Kılavuzu ve Koplanar Şeritler.....	16
2.2.1 Simetrik koplanar dalga kılavuzlarının quasi-statik analizi.....	20
2.2.2 Simetrik koplanar dalga kılavuzlarında iletken kayıplarının hesabı.....	25
2.2.3 Simetrik koplanar dalga kılavuzlarının quasi-statik analizi.....	26
2.2.4 Asimetrik koplanar dalga kılavuzlarında iletken kayıplarının hesabı.....	31
2.2.5 Koplanar hatların dizaynı.....	33
2.2.5.1 Dizayn denklemleri.....	33
2.2.5.2 Kayıplar.....	36
BÖLÜM 3. CPW ve ACPW'de ARALIK ANALİZİ.....	38
3.1 Mikroşerit ve CPW'deki Süreksizlikler.....	38
3.2 Mikroşerit ve Cpw'deki Aralık Analizleri.....	46
3.3 Asimetrik Koplanar Dalga Kılavuzunda Aralık Analizi.....	49
BÖLÜM 4. BULGULAR ve TARTIŞMA.....	60

4.1 Deneysel Çalışma.....	60
BÖLÜM 5. SONUÇLAR.....	68
KAYNAKLAR.....	72
EKLER.....	76
EK-A. Konform Dönüşüm.....	76
EK-B. Schwartz-Christoffel Dönüşümü.....	81
EK-C. Hilberg Dönüşümü.....	82



ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 2.1. Mikrodalga entegre devrelerinde kullanılan planar transmisyon hatlar.....	10
Şekil 2.2. Konform dönüşüm ve efektif dielektrik sabitinin çıkartılması.....	13
Şekil 2.3. (a) Koplanar Dalga Kılavuzunun (CPW) geometrisi (b) CPW'de elektrik ve magnetik alan dağılımları.....	18
Şekil 2.4. (a) Koplanar Şerit Hatların (CPS) geometrisi (b) CPS'de elektrik ve magnetik alan dağılımları.....	19
Şekil 2.5. CPW ve CPS analizi için Konform dönüşüm düzlemleri.....	20
Şekil 2.6. Simetrik Koplanar Dalga Kılavuzu.....	23
Şekil 2.7. Asimetrik Koplanar Dalga Kılavuzunun Kesit Görünüşü.....	27
Şekil 2.8. ACPW'nin kapasitesini hesaplamak için Konform Dönüşüm (a) Orjinal ACPW yapı (b) Dielektrik bölge için ara dönüşüm (c) Paralel plakalı kondansatöre dönüşüm.....	28
Şekil 3.1. (a) Mikroşeritte açık devre süreksizliği (b) Eşdeğer kapasitans (c) Eşdeğer hat uzunluğu.....	39
Şekil 3.2. Mikroşeritte step süreksizliği ve eşdeğer devresi.....	40
Şekil 3.3. Mikroşerit köşe süreksizliğinin geometrisi ve eşdeğer devresi.....	41
Şekil 3.4. Bir Mikroşerit T-jonksiyonu ve eşdeğer devresi.....	42
Şekil 3.5. Mikroşerit çapraz jonksiyonun geometrisi ve eşdeğer devresi.....	43
Şekil 3.6. CPW'de açık devre süreksizliği ve eşdeğer devresi.....	45
Şekil 3.7. CPW'nin merkez iletkeninin genişliğindeki step değişimi ve eşdeğer devresi.....	45
Şekil 3.8. Mikroşerit aralığı ve eşdeğer devreleri.....	46
Şekil 3.9. CPW'de aralık süreksizliği ve eşdeğer devresi.....	48
Şekil 3.10. Aralık Modeli.....	51
Şekil 3.11. Eşdeğer π devresi (a) gösterimi (b) tek mod (c) çift mod.....	52
Şekil 3.12. Konform dönüşümün birinci stepi.....	53

Şekil 3.13. Konform dönüşümün son stepleri.....	57
Şekil 4.1a,b. Asimetrik koplanar dalga kılavuzunda S_{21} parametresinin frekansa göre değişimi.....	62
Şekil 4.1c,d. Asimetrik koplanar dalga kılavuzunda S_{21} parametresinin frekansa göre değişimi.....	63
Şekil 4.1e,f. Asimetrik koplanar dalga kılavuzunda S_{21} parametresinin frekansa göre değişimi.....	64
Şekil 4.1g,h. Asimetrik koplanar dalga kılavuzunda S_{21} parametresinin frekansa göre değişimi.....	65
Şekil 4.2a,b. Simetrik koplanar dalga kılavuzunda S_{21} parametresinin frekansa göre değişimi.....	66
Şekil 4.2c,d. Simetrik koplanar dalga kılavuzunda S_{21} parametresinin frekansa göre değişimi.....	67
Şekil 5.1. Asimetrik koplanar dalga kılavuzunda paralel kapasitansın (C_p) asimetriklik oranına (s_1/s_2) göre değişimi ($G=s_1+\omega+s_2$, $h=750\mu\text{m}$, $\epsilon_r=3$, $\omega=3800\mu\text{m}$)...	70
Şekil 5.2. Asimetrik koplanar dalga kılavuzunda seri kapasitansın (C_s) asimetriklik oranına (s_1/s_2) göre değişimi ($G=s_1+\omega+s_2$, $h=750\mu\text{m}$, $\epsilon_r=3$, $\omega=3800\mu\text{m}$)...	71
Şekil Ek-A.1. $\text{sn}(\xi,K)$ fonksiyonu.....	80
Şekil Ek-B.1. w düzlemindeki poligonun z düzlemindeki reel eksene dönüşümü.....	81

BÖLÜM 1

GİRİŞ

Mikrodalga teknikleri, radyo astronomisi, uzun mesafeli haberleşme, radar sistemleri, tıbbi cihazlar ve füze elektronik sistemleri gibi çeşitli uygulamalarda yer almaktadır. Mikrodalga teknolojisinin, endüstri ve araştırmalardaki hızlı gelişmesinden dolayı mikrodalga alanında çalışmaları sürdürebilmek için mikrodalga düzen ve devrelerinin, teorik ve deneysel olarak dizayn ve analizinin anlaşılması önemlidir.

Bir mikrodalga sisteminin dizaynı ve testi için elemanlar ve devreler hakkında yeterli bilginin olması gereklidir. Bu yüzden mikrodalga düzenlerinin yanı sıra rezonatör, mikroşerit hatlar, hibridler, mikrodalga entegre devreleri (MIC'ler) ve mikrodalga frekanslarında içinde rezonanslı alanların uyarılabildiği metalik yapılar gibi mikrodalga elemanları tanımlanmalıdır.

Mikrodalga entegre devreleri (MIC'ler), yarı iletken taban üzerinde aktif ve pasif elemanların bağlanmasından oluşmuştur. Aktif elemanlar, genellikle silisyum planar chip'lerdir. Pasif elemanlar ise ince veya kalın film komponentlerdir. İletken (direnç elemanı) veya iletken olmayan (kondansatör) materyaller ince film şeklinde seramik, cam, silisyum dioksit veya yarı-yalıtkan GaAs taban üzerine kurulurlar. Birkaç bin angstrom kalınlığından daha fazla olan filmler kalın filmlerdir. Bu gibi filmler direnç elemanı oluşturmak için kullanılırlar. Elektronik uygulamalarda alçak frekanslarda kullanılan yarı iletken malzeme silisyumdur. En azından birkaç GHz'e kadar olan mikrodalga frekanslarında silisyum kullanılabilir ve bu durum monolitik mikrodalga entegre devrelerinde (MMIC'ler) de geçerlidir. MMIC için uygun olan yarı iletken tabanların transmisyon kayıplarını azaltmak ve komponentler arasındaki yeterli izolasyonu sağlamak için yüksek özgül dirençlerinin olması gereklidir. Yüksek özgül direnci olan silisyum ve yarı-yalıtkan GaAs bu gereksinimleri sağlamaktadır. Dağılmış transmisyon hat devreleri ve toplu eleman (indüktör ve kondansatör) devreleri

genellikle hibrid MIC için kullanılırlar. Bazı durumlarda, bir devrede dağılmış ve toplu elemanlar birlikte bulunabilir. Hibrid MIC'ler yüksek kaliteli seramik, cam veya ferit gibi tabanlar üzerine kurulurlar.

Alçak frekans devrelerindeki bütün empedans elemanları toplu parametrelerdir. Ancak, yüksek frekanslarda kullanılan transmisyon yapıları için bu tanım geçerli değildir. Mikrodalga frekanslarında, küçük iletken parçaları indüktans ve iletken parçaları arasındaki ortam kapasitans özelliği gösterir. Bu elemanlar, iletkenlerin uzunlukları boyunca dağılmış durumdadır ve iletkenin her noktasında etkilidirler. Mikrodalgaların dalgaboyları transmisyon hattının fiziksel boyuna oranla daha kısa olduğundan, dağılmış parametreler toplu parametre eşdeğeri ile doğru olarak gösterilemez. Bu yüzden, mikrodalga transmisyon hatları sadece dağılmış devre teorisi vasıtasıyla voltaj, akım ve empedans yardımıyla analiz edilebilir. Transmisyon hattının iletkenleri arasındaki mesafe iletilecek işaretin dalgaboyundan küçükse, transmisyon hattı dalga kılavuzu olarak analiz edilmelidir.

Transmisyon yapılarının konfigürasyonunun planar olması için mikrodalga entegre devrelerine (MICs) uygun bir devre elemanı olması gereklidir. Tek bir düzlemde elemanların karakteristiklerinin boyutlarla belirtilebilmesi planar konfigürasyondur. Örneğin, dielektrik taban üzerindeki mikroşerit hattın genişliği karakteristik empedansın kontrolünü sağlayabilir. Tek bir düzlemde empedans boyutlarla kontrol edilebildiği için devreler, ince filmlerin yüzeyden kimyasal yolla aşındırılması teknikleri ile yapılmaktadır. Mikrodalga frekanslarında bu tekniklerin kullanımı ile mikrodalga entegre devreleri gelişmeye başlamıştır. Planar olma şartlarını sağlayan birkaç transmisyon yapısı vardır. Bunlardan en yaygın olanları: (1) mikroşerit, (2) yarık hat, (3) koplanar dalga kılavuzu ve (4) koplanar şeritlerdir.

Mikroşerit hatların yüzeyine katı-hal elemanları yerleştirilebildiği için bu hatlar mikrodalga entegre devrelerinde kullanılabilir. Mikroşerit hat açık-şerit hat gibidir. Mikroşerit hatlarda enine elektromagnetik (TEM) modları vardır. Bazı durumlarda mikroşerit hatlarda radyasyon kaybı olur, fakat ince dielektrik tabanların kullanımı bu hatlardaki radyasyon kaybını azaltır. Birkaç GHz'den 50-60GHz'e kadar olan frekans aralıklarında MIC'lerde mikroşerit hatlar kullanılabilir. Yüksek frekanslarda kayıplar

oldukça artar ve yüksek mertebeden modlar problem olur. Mikroşerit hatların kullanılabilirdiği frekans limiti 60 GHz dolaylarındadır. Mikroşerit hatlar, diğer transmisyon hatlarından oldukça farklıdır. Örneğin, bir şerit hatla karşılaştırıldığında mikroşerit yapının üst kısmının açık olduğu görülür. Bu açık konfigürasyon mikroşeritin, dağılmış elemanların (aktif veya pasif) montajının yapıldığı mikrodalga entegre devrelerinde uygun kullanımını sağlar. Mikroşerit hatların bağlantılarının ve fabrikasyonlarının kolay olması gibi avantajları vardır. Bu avantajların yanı sıra mikroşeritin açık yapısı mikroşerit analizi ve dizaynında bazı karışıklıklara sebep olur. Dielektrik-hava sınır yüzeyinin mikroşeritteki yayılım modunu TEM olmayan hibrid moda dönüştürmesi bu karışıklıkları ortaya çıkarır. Mikroşeritin quasi-statik alan dağılımı ve Maxwell denklemleri mikroşerit yapının saf TEM dalgasını sağlamadığını gösterir.

Mikrodalga entegre devrelerinde kullanılan transmisyon yapılarından yarık hat 1968'de Cohn [1] tarafından verilmiştir. Yarık hat dielektrik taban ile bu tabanın yüzeyi üzerindeki dar bir yarıktan oluşur. Yarık hattın geometrisi de planardır ve mikrodalga entegre devrelerinde kullanıma uygundur. Mikroşerit devrelerinde yarık hatlar da bulunabilir. Bu tip bir hibrid kombinasyon mikrodalga devrelerinin dizaynında esneklik sağlar. Bir yarık hatta dalga, yarık boyunca elektrik alan bileşeni ile ilerler. Yarık hatların analizinde en çok kullanılan metod olan enine rezonans yaklaşım Cohn'un [1] çalışmasında verilmiştir.

Dielektrik taban yüzeyi üzerinde, bütün iletkenleri aynı düzlemde olan transmisyon hatları koplanar hatlardır. Bu tür transmisyon hatları; yarık hat, koplanar dalga kılavuzu (CPW) ve koplanar şeritleri (CPS) içermektedir. Koplanar dalga kılavuzları ve koplanar şeritlerin aktif veya pasif elemanlar ile seri veya paralel konfigürasyonlarının kolay olması bir avantajdır. Koplanar dalga kılavuzları Wen [2] tarafından 1969 yılında öne sürülmüştür. Koplanar dalga kılavuzu, dielektrik tabanın yüzeyi üzerinde paralel iki toprak iletken ile ince bir metal film şeridinden oluşmaktadır. Koplanar dalga kılavuzunun ve koplanar hatların karakteristik empedansı ve efektif dielektrik sabiti Wen tarafından 1969'da konform dönüşüm tekniği ile hesaplanmıştır. Wen'in analizinde hat parametreleri için analitik ifadeler verilmiştir, fakat bu ifadeler sadece sonsuz taban kalınlığı ve iki kenardaki toprak şeritlerin sonsuz boyutları için geçerlidir.

Davis [3] 1973'de Wen'in analizinden sonlu taban kalınlığı durumunu çalışmış ve ifadeleri bu duruma göre vermiştir. Fakat Davis de çalışmasında iki toprak şeritin genişliğini sonsuz olarak kabul etmiştir. Onların elde ettiği ifadeler analitik olarak çözülebilecek gibi basit değillerdi. Wen'in bulduğu ifadeler taban kalınlığının yarı genişliğinin iki katından daha fazla olduğu durumlar için geçerlidir. Bu şart yüksek karakteristik empedansı olan hatlar için oldukça zor elde edilir. Hat parametreleri, sonlu taban kalınlığı ve sonlu hat boyutları olması durumunda nümerik metodlar kullanılarak Hatsuda [4] tarafından 1975'de verilmiştir. Taban kalınlığı sonlu olan bir simetrik koplanar dalga kılavuzunun quasi-statik analizini, C. Veyres ve V. Foud Hanna [5] 1979'da yaptıkları çalışmalarında vermişlerdir.

Koplanar dalga kılavuzlarının pratik uygulamaları, yüksek dielektrik sabiti olan düşük kayıplı dielektrik tabanların üzerine yapılmış olan rezonans izolatör ve diferansiyel faz kaydırıcılardaki ölçümler ile deneysel olarak yapılmaktadır. Transmisyon sisteminin koplanar konfigürasyonu, hibrid entegre devrelerinde dış elemanların paralel bağlantısını kolay sağlamanın yanı sıra monolitik entegre devrelerin fabrikasyonuna da uyumludur. Mikroşerit ve şerit hatların birçok aktif mikrodalga cihazları için gerekli olan paralel bağlantıları kolay yapılamamaktadır. Bu hatlarda, karakteristik empedansın taban kalınlığına doğrudan bağlı olması seramik gibi yüksek dielektrik sabitli tabanların kullanılması zor olmaktadır. Bu durum, boyut hesaplarının önemli olması halinde düşük frekanslı işlem için engel teşkil etmektedir. Bütün bu dezavantajlar, toprak düzlemi de dahil bütün iletken elemanların aynı dielektrik taban üzerinde olan entegre devre transmisyon hat konfigürasyonu ile yok edilebilir veya hafifletilebilir.

Monolitik mikrodalga entegre devrelerindeki (MMIC'ler) son gelişmelerden dolayı çeşitli koplanar-tip transmisyon hatlarının quasi-statik karakteristiklerinin daha iyi anlaşılması gerekli olmuştur. Bugüne kadar, simetrik koplanar dalga kılavuzları ve şerit hatların karmaşık mikrodalga devrelerinin dizaynında paralel ve seri bağlantılarındaki esnekliklerinden dolayı bu hatların quasi-statik parametrelerinin hesaplanması çalışılmıştır. Simetrik koplanar dalga kılavuzu, koplanar şerit hat bu ve diğer birkaç sebepten dolayı MMIC uygulamaları için uygundur. Diğer yandan, asimetrik koplanar hatların da karakteristik empedans ve efektif dielektrik sabitindeki esneklikleri gibi monolitik mikrodalga entegre devrelerine sağladıkları önemli avantajları vardır.

Konform dönüşüm tekniği kullanılarak asimetrik koplanar dalga kılavuzlarının quasi-statik karakteristiklerini ve geometrik boyutların bu quasi-statik parametreler üzerindeki etkisini açıkça belirten çalışmalar yapılmıştır.

Koplanar dalga kılavuzlarında alanlar çoğunlukla iletkenler arasındaki boşluklarda yoğunlaştığından dolayı karakteristik parametrelerinin dispersiyonu çok azdır ve artan frekansla fazla değişmezler. Koplanar dalga kılavuzları (CPW), taban kalınlığına olan bağımlılığının daha az olması ve daha az dispersiyon sağlamasından dolayı milimetrik dalga ve yüksek hızlı dijital entegre devreleri için temel transmisyon hatlarından biridir.

Koplanar dalga kılavuzlarının, koaksiyal hatların veya diğer propagasyon yapılarının mikrodalga entegre devrelerindeki geniş uygulamalarında bu hatların süreksizlik modellerine gereksinim duyulmuştur. Dalga kılavuzu veya mikroşerit hatlar kesintisiz doğru bir şekilde olabilirler, fakat gerçekte bunlar tek başlarına ele alındığında kullanım alanları çok az olur ve herhangi bir durumda jonksiyon gerekli olabilir. Aralık, köşe bölgeleri, açık devreler, genişlik değişimleri ve jonksiyonlar gibi süreksizlikler transmisyon hatlarında oluşabilir. Bununla birlikte, bu gibi süreksizlikler çok az kapasitans ve indüktans oluşturabilir (genellikle <0.1 pF ve <0.1 nH). Bunların reaktansları yüksek mikrodalga ve milimetrik dalga frekanslarında önemli hale gelir. Yükselticilerin performansı önemsenecek derecede mikroşerit süreksizliklerinden etkilenir. Frekans birkaç GHz'i geçmediği sürece bu süreksizlikler ihmal edilebilir. 10 GHz'den yüksek frekanslarda süreksizlikler kesinlikle önemli olurlar.

Devre gereksinimlerinden ortaya çıkan birkaç tip süreksizlik şunlardır:

- a) açık devre,
- b) seri aralıklar,
- c) kısa devre,
- d) dik açılı köşeler,
- e) genişlikteki step değişiklikleri,
- f) enine yarıklık,
- g) T-jonksiyon,
- h) Çapraz-jonksiyon.

Mikrodalga tranzistör amplifikatörü, filtreler, mikser, ve osilatörler gibi birçok devre süreksizlik modellerini içerir. Süreksizlik modellerinde kapasitans ve indüktansın eşdeğer devreleri bulunur. Devre dizaynlarında süreksizlikten kaynaklanan kapasitans ve indüktansların değerlerini hesaplamak için bazı teknikler bulunmuştur. 10-12 GHz'in çok dışında kalan frekanslarda süreksizlikten gelen C ve L değerleri azaldıkça azalır. Bu yüksek frekanslardaki süreksizlikler saçılma parametreleri ile iyi bir şekilde tanımlanabilirler. Bununla birlikte, 18 GHz civarında LC yaklaşımı ile de başarılı bir hesaplama yapılabilmektedir. Çeşitli süreksizliklerden gelen radyasyon, eşdeğer direnç gösteren elemanların yükselmesine neden olur. Bazı durumlarda en azından belli bir frekans aralığında süreksizliğin etkisini yok edecek teknikler geliştirilebilir.

Mikroşerit süreksizliklerinin analizi için çeşitli metodlar vardır. Süreksizlikle ilgili olan frekansa bağlı saçılma matrisi katsayılarının belirlenmesi ile süreksizlik analizi yapılabilir. Süreksizliğin mikroşerit devrelerde tanımlanmasının doğruluğu oldukça önemlidir, çünkü bu devrelerin yapımından sonra ayar yapılması veya düzeltilmesi kolay değildir. Mikroşerit süreksizliklerinin analizi eşdeğer devrenin kapasitans ve indüktanslarının hesaplarını içermektedir. Elektrik alan dağılımındaki değişiklik kapasitansda bir değişiklik oluşturur. Eşdeğer indüktans ise magnetik alan dağılımındaki değişikliğe bağlı olarak yazılabilir. Mikroşerit süreksizliklerinin analizi quasi-statik hesaplamalarla yapılabilir. Quasi-statik analiz, kapasitans ve indüktansların hesabını kapsar.

Koplanar dalga kılavuzlarının mikrodalga entegre devrelerinde geniş uygulamalarının olmasından dolayı süreksizlik modellerine de gereksinim duyulmuştur. Koplanar dalga kılavuzlarında açık devre, merkez iletken step, merkez iletken seri aralık, gibi süreksizlik modelleri vardır. Eşdeğer devre elemanlarının değerleri, süreksizliğin fiziksel boyutlarına bağlı fonksiyonlar olarak ölçülen S parametrelerinden elde edilir. Merkez iletken genişliği ve taban kalınlığının eşdeğer devre elemanlarının değerleri üzerinde etkisi vardır. Bu süreksizlik modellerinde efektif dielektrik sabitinin frekansa bağımlılığı ölçülebilir ve hesaplanabilir. Koplanar dalga kılavuzu süreksizliklerinin statik analiz sonuçları yüksek frekanslarda bile geçerlidir. Eşdeğer parametreler, süreksizliğin yakınındaki alan dağılımlarından hesaplanabilir. Asimetrik koplanar dalga kılavuzlarında hava köprüleri ile oluşan süreksizlikler görülebilir. Bu süreksizlik

modelinin saçılma parametrelerini elde edebilmek için özel teorik ifadelerin kullanılması gereklidir.

Burada incelenen süreksizlik modeli, analizi yapılan asimetrik koplanar dalga kılavuzunun merkez iletkeninde uzunluğu g olan bir seri aralıktır. Seri aralık süreksizlik modelinin eşdeğer devresi, bir seri kapasitans ve iki paralel kapasitansdan oluşan Pi-devresidir. Asimetrik koplanar dalga kılavuzunun merkez iletkeninde seri aralığın oluşturduğu Pi-devresinin paralel ve seri kapasitansları için konform dönüşüm kullanılarak kapalı formda formüller elde edilmiştir.

Tezin amacı:

Koplanar dalga kılavuzlarının, mikrodalga entegre devrelerindeki (MMIC'ler) geniş uygulamalarında süreksizlik modellerine gereksinim duyulmuştur. Dalga kılavuzları kesintisiz doğru bir şekilde olabilirler, fakat gerçekte bunlar tek başlarına ele alındığında kullanım alanları çok az olur ve herhangi bir durumda jonksiyon gerekli olabilir. Bu çalışmada, asimetrik koplanar dalga kılavuzunun süreksizlik modellerinden merkez iletkenindeki seri aralık süreksizliğinin incelenmesi, bu aralık süreksizlik modelinin eşdeğer devresi olan Pi-devresinin paralel ve seri kapasitansları için konform dönüşüm kullanılarak kapalı formda formüller elde edilmesi ve teorik sonuçlar ile ölçüm sonuçlarının mukayesesi amaçlandı..

Literatür taraması:

Koplanar dalga kılavuzlarının süreksizlik modellerinden birkaçı [17]'de verilmiştir. Simons ve Ponchak [23] CPW'de açık devre, merkez iletkeninde seri aralık, merkez iletkeninde simetrik step, gibi süreksizliklerin eşdeğer devre modellerini ve saçılma parametrelerine göre hesaplama yapmayı çalışmışlardır. Frankel [24] step darbe uyarıcısı altında iletilen dalga formunun süreksizlik kapasitansını ve indüktansını tanımlamıştır. Naghed ve Wolff eşdeğer kapasitans [25] ve indüktans [26] hesaplamak için üç boyutlu sonlu farklar metodunu kullanmışlardır. Alexandrou [27] CPW yapılarının köşelerinde elektrik darbe propagasyonunu ölçmüştür ve eşdeğer devrelerini vermiştir. Drissi [28] CPW'nin kısa sonlandırılmasının saçılma parametrelerini hesaplamıştır.

Benzer bir yaklaşımla Dib [29,30] birkaç CPW süreksizliklerini ve frekans bağımlı eşdeğer devrelerini vermiştir. Ming Hua Mao [31] CPW'de açık devre süreksizliğinin kapasitansının analizini yapıp teori ve deney sonuçlarını vermişlerdir. Dib ve Gupta [32] asimetrik koplanar dalga kılavuzlarındaki süreksizlikleri incelemişlerdir. S. Gevorgian ve arkadaşları [22] simetrik CPW'de aralık analizini inceleyip, aralığın π -devresinin paralel ve seri kapasitansları için kapalı formda ifadeler elde etmişlerdir.



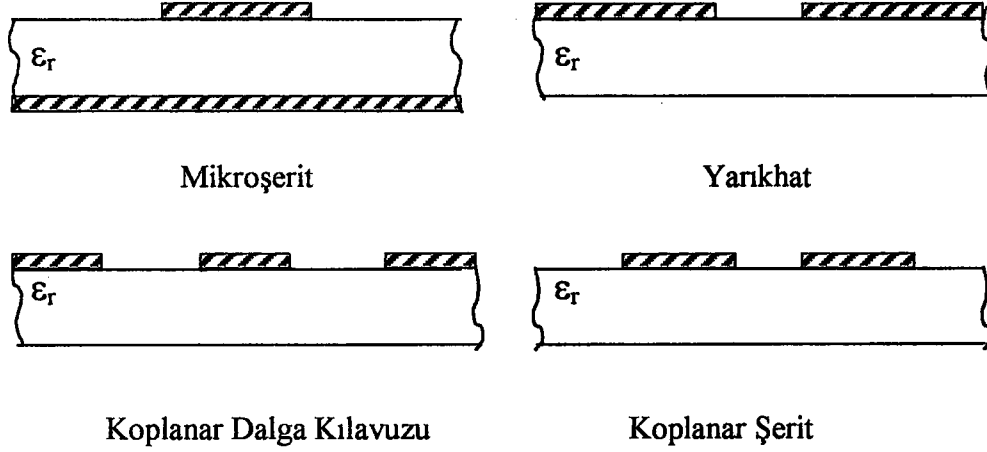
BÖLÜM 2

CPW ve ACPW YAPILARIN QUASI-STATİK ANALİZİ

2.1 Mikroşerit Hatlar

Transmisyon yapılarının konfigürasyonunun planar olması için mikrodalga entegre devrelerine (MIC'ler) uygun bir devre elemanı olması gereklidir. Elemanların karakteristiklerinin tek bir düzlemde boyutlarla belirlenebilmesi planar konfigürasyondur. Örneğin, dielektrik tabanın üzerindeki mikroşerit hattın genişliği karakteristik empedansın kontrolünü sağlayabilir. Planar olma şartlarını sağlayan birkaç transmisyon yapısı vardır. Bunlardan en yaygını: mikroşerit, yarık hat, koplanar dalga kılavuzu ve koplanar şerittir. Şekil (2.1)'de bu hatların kesit görünüşleri verilmektedir. Mikrodalga entegre devrelerinde kullanılabilen ters mikroşerit, asılı mikroşerit, çok katlı mikroşerit, dielektrik şerit dalga kılavuzu ve ters dielektrik şerit dalga kılavuzu gibi mikroşerit konfigürasyonları vardır. Mikroşerit hatlar, diğer transmisyon hatlarından oldukça farklıdır. Örneğin, bir şerit hatla karşılaştırıldığında mikroşerit yapının üst kısmının açık olduğu görülür. Bu açık konfigürasyon mikroşeritin, dağılmış elemanların (aktif veya pasif) montajının yapıldığı mikrodalga entegre devrelerinde uygun kullanımını sağlar. Bu avantajların yanı sıra mikroşeritin açık yapısı mikroşerit analizi ve dizaynında bazı karışıklıklara sebep olur. Dielektrik-hava sınır yüzeyinin mikroşeritteki yayılım modunu TEM olmayan hibrid moda dönüştürmesi bu karışıklıkları ortaya çıkarır. Mikroşeritin quasi-statik alan dağılımı ve Maxwell denklemleri mikroşerit yapının saf TEM dalgasını sağlamadığını gösterir.

Diğer transmisyon hatlarında olduğu gibi mikroşerit hatlarda da ölçümü gerekli önemli karakteristikler; karakteristik empedans, faz hızı ve zayıflama sabitidir.



Şekil 2.1. Mikrodalga entegre devrelerinde kullanılan planar transmisyon hatlar

2.1.1 Mikroşerit hatların quasi-statik analizi

Mikroşerit hatların analizi için, quasi-statik yaklaşım, dispersiyon modelleri ve tam dalga analizi gibi çeşitli metodlar vardır. Burada mikroşeritin quasi-statik analizi üzerinde durulacaktır. Bu metoda göre, yayılım modu saf TEM olarak kabul edilir ve yapının elektrostatik kapasitansından mikroşerit karakteristikleri hesaplanır. Transmisyon karakteristikleri, mikroşerit konfigürasyonunda dielektrik tabanın hava olduğu durumdaki kapasitans (C_a) ve dielektrik tabanın bulunduğu durumdaki kapasitans (C) değerlerinden hesaplanırlar. Karakteristik empedans Z ve faz sabiti β bu kapasitanslara bağlı olarak,

$$Z = Z_a (C_a/C)^{1/2} \quad (2.1)$$

$$\beta = \beta_0 (C/C_a)^{1/2} \quad (2.2)$$

şeklinde yazılabilir. Burada $Z_a = 1/(cC_a)$, $\beta_0 = \omega/c$, c elektromagnetik dalgaların boşluktaki hızı ve Z_a tabanın hava olduğu durumdaki karakteristik empedanstır. Elektrostatik kapasitansların (C_a ve C) hesaplanması için çeşitli metodlar vardır. Burada konform dönüşüm metodu ile yapılan hesaplar verilecektir.

Mikroşerit analizi için en çok kullanılan teknik Wheeler [6] tarafından 1964-65'de bulunmuştur. Bu metod, C_a ve efektif dielektrik sabitinin hesaplanması için konform dönüşümü kullanmaktadır. Dönüşüm şerit genişliğinin $W/h > 2$ olması durumunda

$$z = j\pi + d \cdot \tanh(z'/2) - z' \quad (2.3)$$

şeklinde verilmiştir. Şekil (2.2)'de görüldüğü üzere, z -düzleminden z' -düzlemine geçilir. Burada mikroşerit konfigürasyonu paralel plakalı kondansatör konfigürasyonuna dönüşür. Mikroşerit tabanın dielektrik-hava sınırı ba' eliptik eğrisine dönüşür (Şekil 2.2b). Şekil (2.2b)'deki dielektrik-hava sınırı eğrisi yaklaşık olarak Şekil (2.2c)'deki gibi dikdörtgen sınırına dönüştürülür. Eğrinin üzerindeki ($\pi s'$) alanı, paralel alan ($\pi s''$) ve seri alan $\pi(s' - s'')$ olarak yazılır. Şekil (2.2d)'de bu seri ve paralel alanlara eşdeğer alan s ile verilir,

$$s = s'' + (s' - s'')/\epsilon_r \quad (2.4)$$

Bu durumda, doldurma faktörü,

$$q = (g' - a' + s)/g' \quad (2.5)$$

ve efektif dielektrik sabiti,

$$\epsilon_{re} = (1 - q) + q \epsilon_r \quad (2.6)$$

şeklinde verilir. Bu sonuçlardan mikroşerit hat empedansı,

$$Z = \frac{377}{(\epsilon_r)^{1/2}} \left[\frac{W}{h} + 0.883 + \frac{\epsilon_r + 1}{\pi \epsilon_r} \left\{ \ln \left(\frac{W}{2h} + 0.94 \right) + 1.451 \right\} + 0.165 \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r^2} \right]^{-1} \quad (2.7)$$

şeklinde bulunur.

2.1.2 Mikroşerit hatların kayıpları

Bir mikroşerit yapıdaki zayıflama iki tip kayıp bileşeninden oluşur: iletken kaybı ve dielektrik kaybı. Eğer bir magnetik taban kullanılıyor ise bu durumda magnetik kayıp bileşeni de bulunur. Burada magnetik olmayan tabanların kayıpları verilecektir.

İletken Kayıpları:

Mikroşerit yapılarıdaki iletken kaybı Schneider [7] tarafından verilmiştir. Bu analiz Wheeler'ın indüktans kuralına dayanmaktadır. Bu metodda birim uzunluktaki seri yüzey direnci R , birim uzunluktaki toplam indüktans ile ifade edilmektedir.

Reel kısmı R (birim uzunluktaki yüzey direnci) ve sanal kısmı X 'e eşit olan bir iletkenin yüzey empedansı $Z_s = R + jX$ 'dir. Şu şekilde,

$$R = X = \omega L_i \quad (2.8)$$

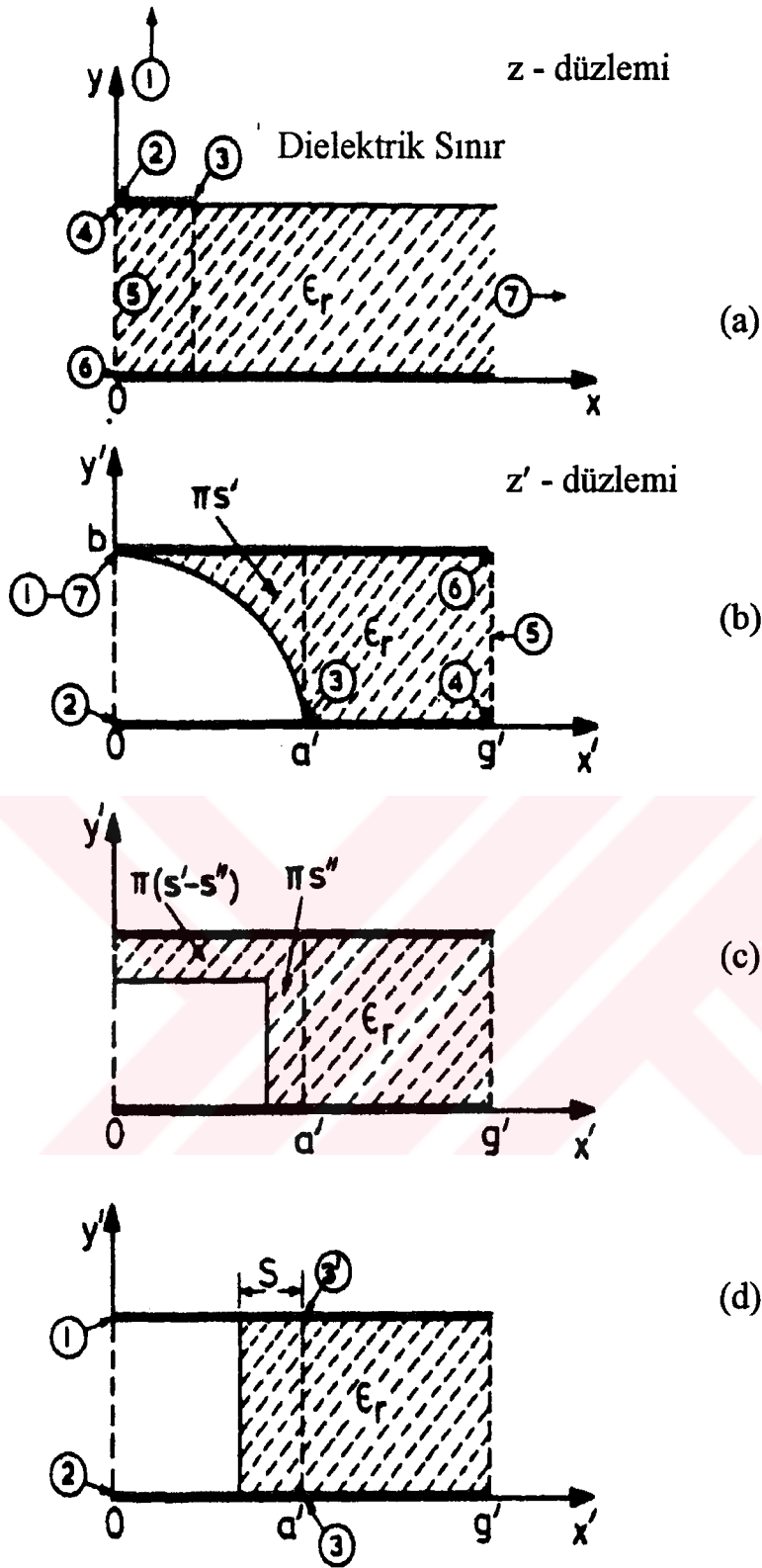
Wheeler'a göre L_i , birim uzunluktaki dış indüktans L 'den bulunabilir. Wheeler'a göre,

$$L_i = \sum_m \frac{\mu_m}{\mu_0} \frac{\partial L}{\partial n_m} \frac{\delta_m}{2} \quad (2.9)$$

$$R = \sum_m \frac{R_{sm}}{\mu_0} \frac{\partial L}{\partial n_m} \quad (2.10)$$

dir. Burada $\partial L / \partial n_m$ m duvarının artan azalmalarına göre L 'nin türevini gösterir. n_m bu duvarın normalidir ve $R_{sm} = \omega \mu_m \delta_m / 2$ m duvarının yüzey direncidir. İletken (omik) kaybindan dolayı oluşan zayıflama sabiti,

$$\alpha_c \cong \frac{P_c}{2P(z)} \quad (\text{neper/birim uzunluk}) \quad (2.11)$$



Şekil 2.2. Konform dönüşüm ve efektif dielektrik sabitinin çıkartılması

olur. Burada P_c iletkenlerdeki güç kaybı ve $P(z)$ iletilen güçtür. R ve Z' 'e (karakteristik empedans) bağlı olarak α_c ,

$$\alpha_c = \frac{|I|^2 R}{2|I|^2 Z} = \frac{1}{2\mu_0 Z} \sum_m R_{sm} \frac{\partial L}{\partial n_m} \quad (2.12)$$

şeklinde yazılabilir.

Mikroşerit tabanın hava varsayıldığı durumda karakteristik empedansa (Z^a) bağlı olarak mikroşerit yapının indüktansı L ,

$$L = Z^a / c \quad (2.13)$$

şeklinde verilir. Burada c elektromagnetik dalgaların boşluktaki hızıdır.

Wheeler'a göre iletkenin kalınlığı yaklaşık olarak deri derinliğinin dört kat daha fazlası olmalıdır. İletken kalınlığı deri derinliğinin $\pi/2$ katı kadar olduğu durumlarda iletken kaybı yaklaşık olarak %9 azalır.

Dielektrik Kayıpları:

Uniform olan transmisyon hattı için α_{du} hattın geometrik parametrelerinden bağımsızdır ve,

$$\alpha_{du} = \frac{GZ_0}{2} = \frac{\omega}{2} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon'}} \epsilon'' = \frac{\omega}{2} \sqrt{\mu\epsilon'} \tan \delta \quad (2.14)$$

şeklinde yazılabilir. Burada G birim uzunluktaki hattın paralel kondüktansı, ϵ' dielektrik geçirgenliğin reel kısmı ve ϵ'' sanal kısmıdır. Bununla birlikte, hattın kesitinde dielektrik uniform değilse yukarıdaki ifade kullanılamaz.

Karışık dielektrik olduğu durumlarda yapılan analizlerde efektif tanjant kaybı $(\tan \delta)_e$ kullanılmıştır. Üstteki dielektrik (hava) kayıpsız olarak kabul edilirse, α_d (karışık dielektrik olan durumlarda zayıflama sabiti),

$$\alpha_d = \frac{\omega}{2} \sqrt{\mu \epsilon_{re}} (\tan \delta)_e = \frac{\omega}{2} \sqrt{\mu \epsilon_{re}} \frac{\sigma_e}{\omega \epsilon_{re}} \quad (2.15)$$

şeklinde verilir. Eğer σ dielektriğin iletkenliği ve σ_0 havanın iletkenliği ise,

$$\sigma_e = q\sigma + (1-q)\sigma_0 \cong q\sigma \quad (\sigma_0 \ll \sigma \text{ olmasından dolayı})$$

$$\epsilon_0 \epsilon_{re} = q\epsilon + (1-q)\epsilon_0 \quad (\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_{re})$$

eşitliklerini yazabiliriz. Bundan dolayı, denklem (2.15),

$$\alpha_d = q \left\{ \frac{\epsilon}{q\epsilon + (1-q)\epsilon_0} \right\}^{1/2} \alpha_{du} = \left(\frac{\epsilon_r}{\epsilon_{re}} \right)^{1/2} q \alpha_{du} \quad (2.16)$$

şekline dönüşür. Buradaki q dielektrik doldurma faktörüdür ve dielektrik sabiti ϵ_r olan uniform hat için α_{du} zayıflama sabiti denklem (2.14)'de verilmiştir. Böylece,

$$q = \frac{\partial \epsilon_{re}}{\partial \epsilon_r} = \frac{\epsilon_{re} - 1}{\epsilon_r - 1}$$

ve zayıflama sabiti α_d ,

$$\alpha_d = 27.3 \frac{\epsilon_r}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \frac{\epsilon_{re} - 1}{\epsilon_r - 1} \frac{\tan \delta}{\lambda_0} \quad \text{dB/birim uzunluk} \quad (2.17)$$

şeklinde yazılabilir.

Alumina taban üzerinde bulunan mikroşerit hatların dielektrik kaybı α_d toplam kayıp α ile karşılaştırıldığında ihmal edilebilir. Fakat silisyum (Si) gibi yarı iletken tabanlar üzerinde bulunan mikroşerit hatlar için dielektrik kayıp daha önemlidir. Örneğin, Si taban üzerindeki özgül direnci 10^3 ohm-cm ($\epsilon_r=11.7$) olan 50Ω 'luk hattın iletkenlik kaybı yaklaşık 0.19 dB/cm iken, dielektrik kaybı 0.36 dB/cm olur. Bu tabanların dielektrik iletkenliği σ sıfır değildir. Bu durumda denklem (2.17)'de verilen ifadeye bazı değişikliklerin yapılması gereklidir ve son ifade,

$$\alpha_d = 4.34 \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \frac{\epsilon_{re} - 1}{\epsilon_r - 1} \left(\frac{\mu_0}{\epsilon_0} \right)^{1/2} \sigma \quad \text{dB/birim uzunluk} \quad (2.18)$$

şeklinde dir. Mikroşerit hatta dielektrik kayıp nümerik olarak moment metodu kullanılarak da hesaplanabilir. Bu durumda α_d ,

$$\alpha_d = \frac{\frac{\sigma}{2} \int E^2 \cdot ds}{2P} = \frac{\sigma \int E^2 \cdot ds}{2V^2 / Z} \quad (2.19)$$

şeklinde verilir.

2.2 Koplanar Dalga Kılavuzu ve Koplanar Şeritler

Dielektrik taban yüzeyi üzerinde, bütün iletkenleri aynı düzlemde olan transmisyon hatları koplanar hatlardır. Bu tür transmisyon hatları; yarı hat, koplanar dalga kılavuzu (CPW) ve koplanar şeritleri (CPS) içermektedir. Koplanar dalga kılavuzları ve koplanar şeritlerin aktif veya pasif elemanlar ile seri veya paralel konfigürasyonlarının kolay olması bir avantajdır. Koplanar dalga kılavuzları Wen [2] tarafından 1969 yılında önerülmüştür. Koplanar dalga kılavuzu, dielektrik tabanın yüzeyi üzerinde paralel iki toprak iletken ile ince bir metal film şeridinden oluşmaktadır. Koplanar dalga kılavuzunun ve koplanar hatların karakteristik empedansı ve efektif dielektrik sabiti Wen tarafından 1969'da konform dönüşüm tekniği ile hesaplanmıştır.

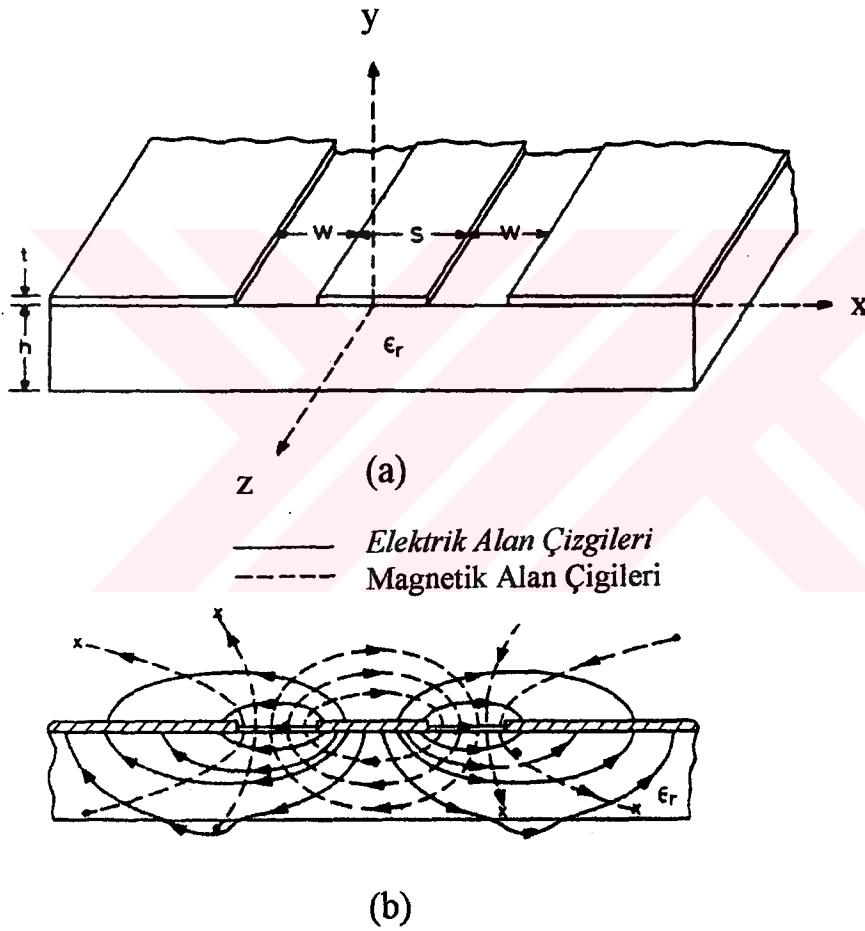
Monolitik mikrodalga entegre devrelerindeki (MMIC) son gelişmelerden dolayı çeşitli koplanar-tip transmisyon hatlarının quasi-statik karakteristiklerinin daha iyi anlaşılması gerekli olmuştur. Bugüne kadar simetrik koplanar dalga kılavuzları ve şerit hatların karmaşık mikrodalga devrelerinin dizaynında paralel ve seri bağlantılarındaki esnekliklerinden dolayı bu hatların quasi-statik parametrelerinin hesaplanması çalışılmıştır. Simetrik koplanar dalga kılavuzu, koplanar şerit hat bu ve diğer birkaç sebepten dolayı MMIC uygulamaları için uygundur. Diğer yandan, asimetrik koplanar hatların da karakteristik empedans ve efektif dielektrik sabitindeki esneklikleri gibi monolitik mikrodalga entegre devrelerine sağladıkları önemli avantajları vardır. Konform dönüşüm tekniği kullanılarak asimetrik koplanar dalga kılavuzlarının quasi-statik karakteristiklerini ve geometrik boyutların bu quasi-statik parametreler üzerindeki etkisini açıkça belirten çalışmalar yapılmıştır.

Şekil (2.3a)'da görüldüğü gibi bir koplanar dalga kılavuzu merkez şerit ve şerit düzleminde paralel iki toprak düzlemden oluşmuştur (dielektrik tabanın aynı yüzeyi üzerinde). Şekil (2.3b)'de ise quasi-statik yaklaşım için elektrik ve magnetik alan konfigürasyonu görülmektedir. Yüksek frekanslarda koplanar dalga kılavuzunun yayılım modu TEM olmaz, çünkü boyuna magnetik alan bileşeni bulunmaktadır. Bu durumda yarıklarda hava-dielektrik sınır yüzeyinde koplanar dalga kılavuzunun eliptik polarize magnetik alanı vardır ve karşılıksız ferit düzenler için uygun hale gelir.

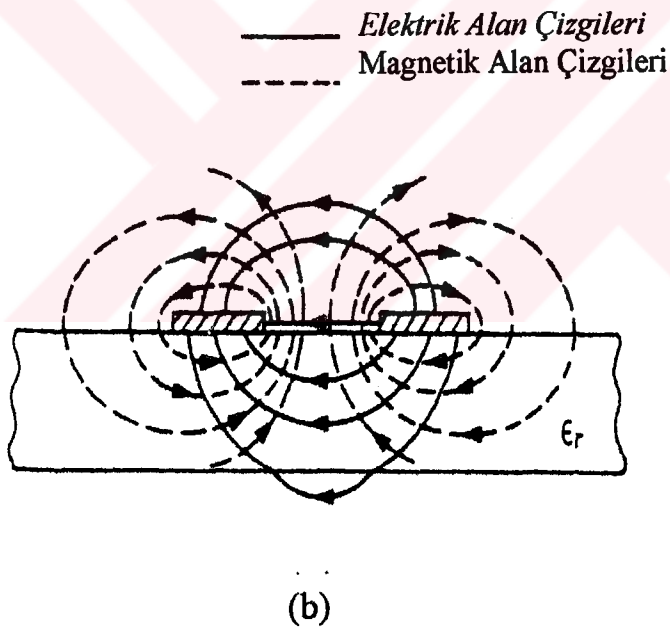
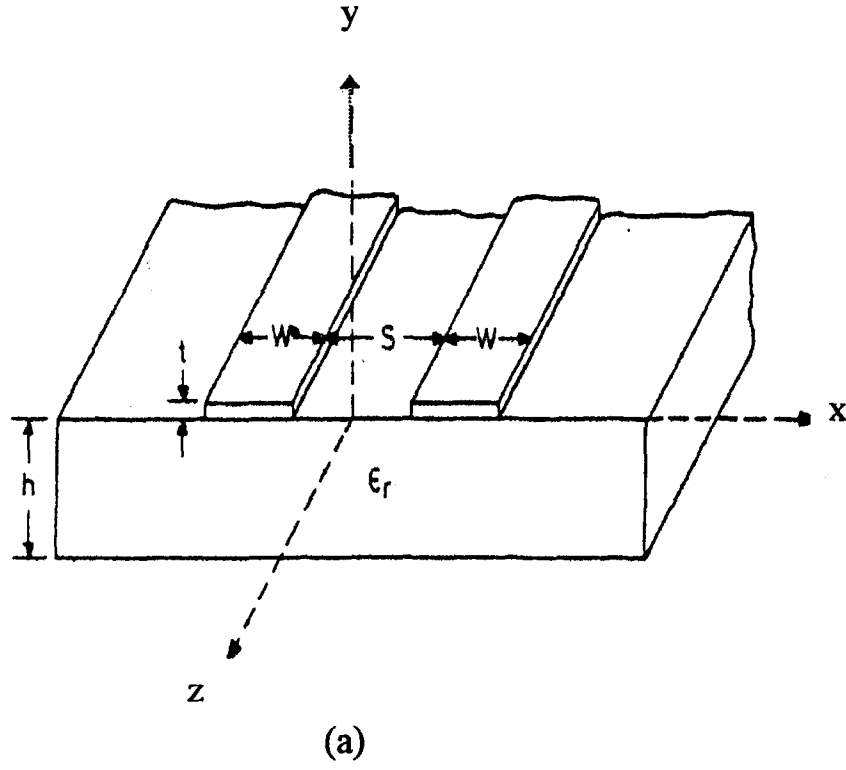
Koplanar dalga kılavuzlarının komplementeri olan koplanar şeritlerin konfigürasyonu Şekil (2.4a)'da görülmektedir. Genellikle eşit genişlikte olan ve dielektrik tabanın aynı yüzeyinde paralel bulunan iki şeritten oluşur. Elektrik ve magnetik alan konfigürasyonları Şekil (2.4b)'de görülmektedir. Düşük mikrodalga frekanslarında koplanar şeritler yüksek hızla çalışan bilgisayar devreleri için işaret taşımada uygundur.

Koplanar dalga kılavuzlarının quasi-TEM modu yayılımından dolayı kesim frekansı yoktur. Bununla birlikte, merkezi iletken şerit ve hava-dielektrik sınırına teğet toprak iletkenler sınır yüzeyinde deplasman akımında süreksizlik oluşturur. Bu elemanlar karşılıksız jromagnetik mikrodalga düzen uygulamaları için gerekli olan eliptik polarizasyonu sağlar. Eğer tabanın bağıl dielektrik sabiti ϵ_r bağıl olarak çok büyük ise taban yüzeyine dik düzlem polarizasyonu ile sınır yüzeyinde magnetik alanın dairesel

polarizasyonu oluşur. Bu gibi transmisyon hatları, tabanın yüzeyine dairesel polarize magnetik vektörün kolayca çıkabilmesinden dolayı entegre devre yapım tekniklerine ve karşılıksız jromagnetik düzen uygulamalarına uygundur. Koplanar konfigürasyonun bütün iletken elemanları için seri ve paralel kapasitansları ile aktif düzenler gibi dış paralel eleman bağlantısı kolay olur. Bu durum, yarı iletken taban veya ferromagnetik yarı iletkenler üzerinde kurulan monolitik mikrodalga entegre devrelerinde çeşitli elemanların bağlanması için idealdir. Tabanın yüksek dielektrik sabitinden dolayı enerjinin büyük çoğunluğu dielektrik içerisinde kalır ve eğer yüzeyden iki yarık genişliğinden daha fazla uzaklıkta ise toprak tabakanın yük etkisi ihmal edilebilir.



Şekil 2.3. (a) Koplanar Dalga Kılavuzunun (CPW) geometrisi
(b) CPW'de elektrik ve magnetik alan dağılımları

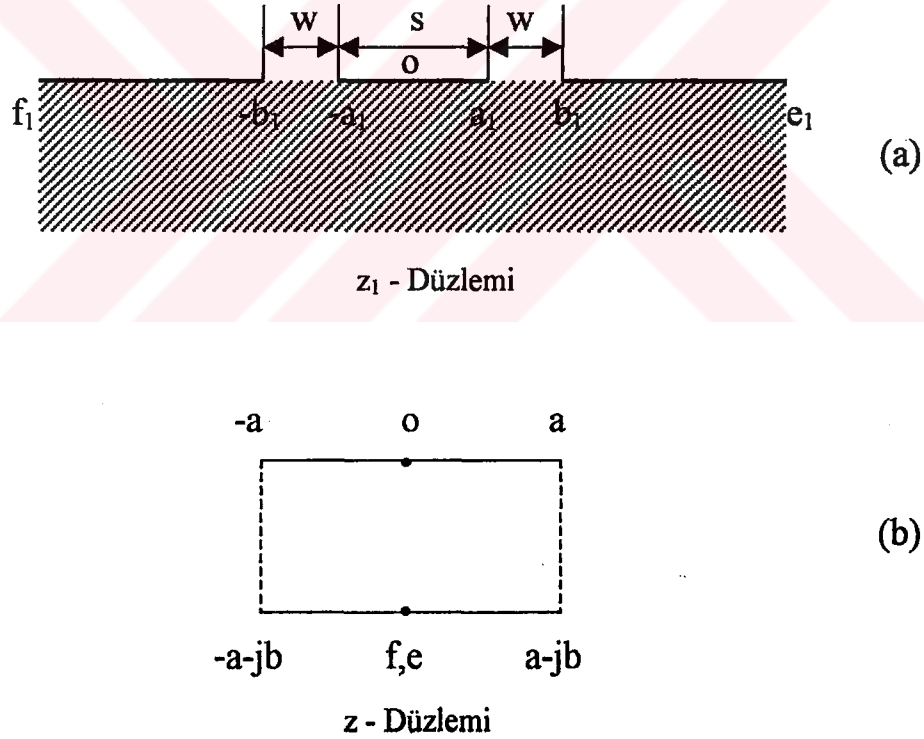


Şekil 2.4. (a) Koplanar Şerit Hatlarının (CPS) geometrisi
(b) CPS'de elektrik ve magnetik alan dağılımları

2.2.1 Simetrik koplanar dalga kılavuzlarının quasi-statik analizi

Koplanar hat çalışmalarında, quasi-statik yaklaşım iyi sonuçlar verir. Wen [2], dielektrik tabanın sonsuz sayılabilecek kalınlıkta olduğu durumda bu transmisyon hatlarının quasi-statik analizinin Konform dönüşüm ile yapılacağını ortaya çıkarmıştır. Bu varsayım dielektrik sabitinin büyük değerleri için geçerlidir.

Burada, konform dönüşüm metodu kullanılarak quasi-statik analiz çalışılmıştır. Koplanar dalga kılavuzu için quasi-statik analiz, dielektrik taban kalınlığının yeterince kalın ve sonsuz olduğu durumlarda konform dönüşüm kullanılarak yapılabilir. Şerit ve toprak düzlem metalinin kalınlığı ihmal edilebilir. Koplanar dalga kılavuzunun dielektrik yarı düzlemi z_1 'in (Şekil (2.5a)) z -düzleminde bir dikdörtgenin iç bölgesine (Şekil (2.5b)) dönüşmesi konform dönüşümdür.



Şekil 2.5. CPW ve CPS analizi için konform dönüşüm düzlemleri

$$\frac{dz}{dz_1} = \frac{A}{(z_1^2 - a_1^2)^{1/2} \cdot (z_1^2 - b_1^2)^{1/2}} \quad (2.20)$$

burada A sabittir. z-düzlemindeki dikdörtgenin a/b oranı,

$$a + jb = \int_0^{b_1} \frac{A dz_1}{(z_1^2 - a_1^2)^{1/2} \cdot (z_1^2 - b_1^2)^{1/2}} \quad (2.21)$$

integrali çözümlenerek elde edilebilir ve,

$$a/b = K(k)/K'(k) \quad (2.22)$$

şeklinde verilir. Burada K(k) birinci tip tam eliptik integraldir ve k modülü ve komplementeri k',

$$k = a_1/b_1 = \frac{S}{S + 2W}$$

$$K'(k) = K(k')$$

$$k' = (1 - k^2)^{1/2}$$

dir. Birim uzunluktaki hattın kapasitansı,

$$C = \varepsilon_0 \varepsilon_r 2a/b \quad (2.23)$$

toplam hat kapasitansı,

$$C = (\varepsilon_r + 1) \cdot \varepsilon_0 2a/b \quad (2.24)$$

şeklinde verilir.

Quasi-statik yaklaşım kullanılarak faz hızı ve karakteristik empedans,

$$v_{cp} = \left(\frac{2}{\epsilon_r + 1} \right)^{1/2} c \quad (2.25)$$

$$Z_{cp} = \frac{1}{Cv_{cp}} = \frac{30\pi}{\sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}} \frac{K'(k)}{K(k)} \quad (\text{ohm}) \quad (2.26)$$

şeklinde verilir. Burada c elektromagnetik dalgaların boşluktaki hızıdır. Wen'in [2] çalışmasında, ϵ_r 'nin büyük değerleri için taban kalınlığı sonsuzdan W 'ya azaltıldığında ve yarı genişliğinin ($W/h \rightarrow 1$) olduğu durumda koplanar dalga kılavuzunun karakteristik empedansının %10'dan daha az bir oranda arttığı görülmüştür. Wen'in bulduğu ifadeler taban kalınlığının yarı genişliğinin iki katından daha büyük olduğu durumlarda geçerlidir. Daha sonra yapılan çalışmalarda, taban kalınlığının sonlu olduğu koplanar dalga kılavuzları için yine konform dönüşüm kullanılarak kapalı formda ifadeler bulunmuştur.

Koplanar şerit ve koplanar dalga kılavuzu konfigürasyonları birbirlerinin komplementeri olduğu için koplanar şerit analizinde iletken ve hava-dielektrik duvarları Şekil (2.5b)'de yer değiştirmişlerdir. Bundan dolayı, hattın birim uzunluktaki kapasitansı,

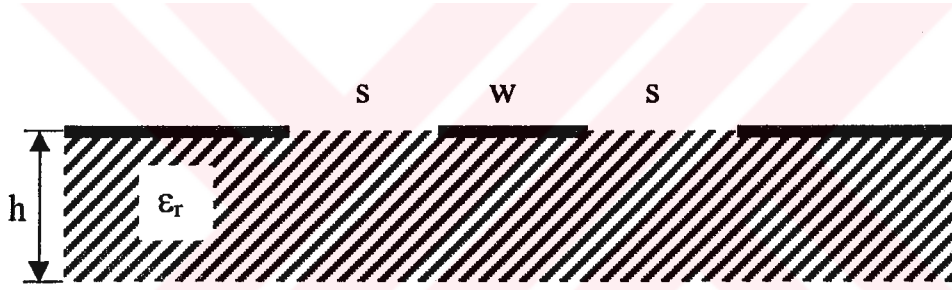
$$C = (\epsilon_r + 1) \cdot \epsilon_0 \frac{b}{2a} \quad (2.27)$$

ve karakteristik empedans,

$$Z = \frac{120\pi}{\sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}} \frac{K(k)}{K'(k)} \quad (\text{ohm}) \quad (2.28)$$

şeklinde yazılır.

Koplanar dalga kılavuzunun ve koplanar hatların karakteristik empedansı ve efektif dielektrik sabiti Wen tarafından 1969'da konform dönüşüm tekniği ile hesaplanmıştır. Wen'in analizinde hat parametreleri için verilen analitik ifadeler yukarıda verildi, fakat bu ifadeler sadece sonsuz taban kalınlığı ve iki kenardaki toprak şeritlerin sonsuz boyutları için geçerlidir. Davis [3] 1973'de Wen'in analizinden sonlu taban kalınlığı durumuna göre çalışmış ve ifadeleri bu duruma göre çıkarmıştır. Fakat Davis de çalışmasında iki toprak şeritin genişliğini sonsuz olarak kabul etmiştir. Onların elde ettiği ifadeler analitik olarak çözülebilecek gibi basit değillerdi. Wen'in bulduğu ifadeler taban kalınlığının yarı genişliğinin iki katından daha fazla olduğu durumlar için geçerlidir. Bu şart yüksek karakteristik empedansı olan hatlar için oldukça zor elde edilir. Taban kalınlığı sonlu olan Şekil (2.6)'daki gibi bir simetrik koplanar dalga kılavuzunun quasi-statik analizini, C. Veyres ve V. Foud Hanna [5] 1979'da yaptıkları çalışmalarında vermişlerdir. Şekil (2.6)'daki simetrik CPW'nin quasi-statik parametreleri için analitik ifadeler aşağıda verildi.



Şekil 2.6. Simetrik koplanar dalga kılavuzu

Bu durumda, hattın birim uzunluktaki hava kapasitansı ,

$$C_a = 4\epsilon_0 \frac{K(k_0)}{K(k'_0)} \quad (2.29)$$

şeklinde verilir ve burada k_0 modülü ve komplementeri k'_0 ,

$$k_0 = \frac{\omega}{\omega + 2s} \quad , \quad k'_0 = \sqrt{1 - k_0^2} \quad (2.30)$$

olarak verilir.

İkinci olarak dielektrik kapasitansı hesaplayabilmek için,

$$\omega = \sinh\left(\frac{\pi z}{2h}\right) \quad (2.31)$$

dönüşümü kullanılır ve birim uzunluktaki dielektrik kapasitans,

$$C_d = 2\varepsilon_0(\varepsilon_r - 1) \frac{K(k_d)}{K(k'_d)} \quad (2.32)$$

olarak bulunur. Burada k_d modülü ve komplementeri k'_d ,

$$k_d = \frac{\sinh\left(\frac{\pi\omega}{4h}\right)}{\sinh\left(\frac{\pi(2s + \omega)}{4h}\right)}, \quad k'_d = \sqrt{1 - k_d^2} \quad (2.33)$$

şeklinde verilir. Sonuçta, birim uzunluktaki toplam hat kapasitansı ve karakteristik empedans,

$$C = 4\varepsilon_0 \frac{K(k_0)}{K(k'_0)} + 2\varepsilon_0(\varepsilon_r - 1) \frac{K(k_d)}{K(k'_d)} \quad (2.34)$$

ve

$$Z = \frac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \frac{K(k'_0)}{K(k_0)} \quad (2.35)$$

şeklinde verilir. Burada efektif dielektrik sabiti,

$$\varepsilon_{eff} = 1 + \frac{(\varepsilon_r - 1) K(k_d) K(k'_0)}{2 K(k'_d) K(k_0)} \quad (2.36)$$

olarak verilir.

2.2.2 Simetrik koplanar dalga kılavuzlarında iletken kayıplarının hesabı

Simetrik koplanar dalga kılavuzu için iletken zayıflamaları analitik yaklaşımlar ile hesaplanabilir. Bu ifadeler, konform dönüşüm tekniği ile elde edilir. Şekil (2.6)'da görülen simetrik koplanar dalga kılavuzu kalınlığı h olan dielektrik taban ile desteklenmektedir. Simetrik koplanar dalga kılavuzunun iletkenlik kaybı α_c (neper/m) için Ghione'nun [8] çalışmasındaki ifadeler verildi. Buradaki, k_0 ve k_d modülleri denklem (2.30) ve (2.33)'de verildi.

İletken kaybı için genel ifade,

$$\alpha_c^{CPW} = \frac{R_s \sqrt{\varepsilon_{eff}}}{480\pi K(k_0) K(k'_0) (1 - k_0^2)} \cdot \left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{0.5\omega} \left[\pi + \log \left(\frac{8\pi 0.5\omega (1 - k_0)}{t(1 + k_0)} \right) \right] \\ + \frac{1}{0.5\omega + s} \left[\pi + \log \left(\frac{8\pi (0.5\omega + s) (1 - k_0)}{t(1 + k_0)} \right) \right] \end{array} \right\} \quad (2.37)$$

şeklindedir. Buradaki efektif dielektrik sabiti denklem (2.36)'da verildi.

R_s yüzey direnci ise,

$$R_s = \sqrt{\frac{\pi f \mu_0}{\sigma}} \quad (2.38)$$

dir. Burada σ iletkenliği (mhos/metre) bakırın iletkenliği olarak $5.8 \cdot 10^7$, μ_0 boşluğun geçirgenliği ve $4\pi \cdot 10^{-7}$ (H/m)'dir.

Koplanar dalga kılavuzunun dielektrik kaybı,

$$\alpha_d = \pi \frac{f}{c} \frac{\epsilon_r}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} q \tan \delta \quad (2.39)$$

q doldurma faktörü,

$$q = \frac{K(k'_0) K(k_d)}{K(k_0) K(k'_d)} \quad (2.40)$$

dür. Tanjant kaybı, $\tan \delta = 0.00012$ olarak alınabilir.

Toplam zayıflama $\alpha = \alpha_c + \alpha_d$ olup, faz sabiti β (radyan/metre) ve propagasyon sabiti γ ,

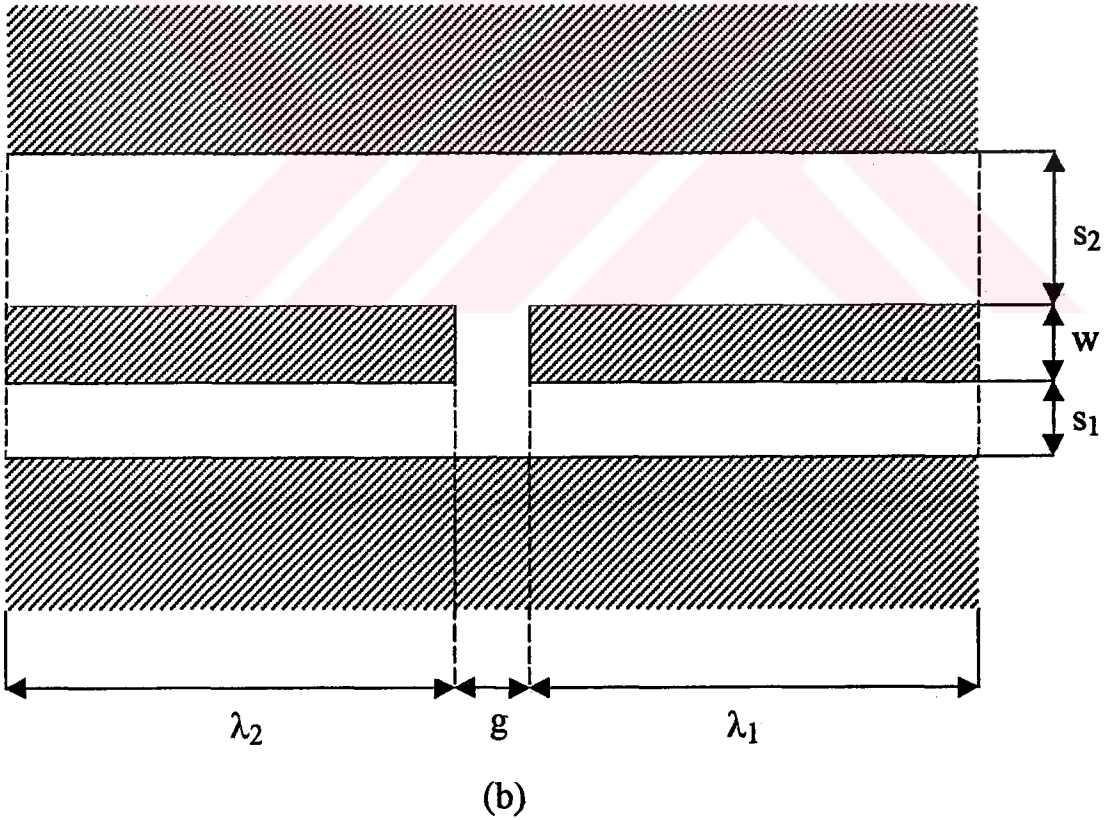
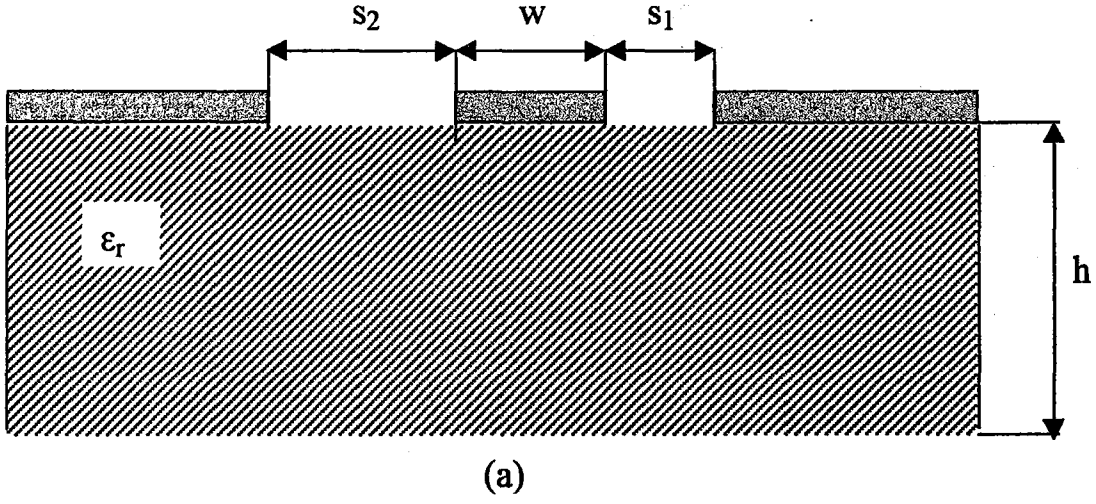
$$\gamma = \alpha + j\beta \quad \text{ve} \quad \beta = 2\pi f \sqrt{\epsilon_{eff} \mu_0 \epsilon_0} \quad \text{dır.}$$

2.2.3 Asimetrik koplanar dalga kılavuzlarının quasi-statik analizi

Bugüne kadar simetrik koplanar dalga kılavuzları ve şerit hatların karmaşık mikrodalga devrelerinin dizaynında paralel ve seri bağlantılarındaki esnekliklerinden dolayı bu hatların quasi-statik parametrelerinin hesaplanması çalışılmıştır. Simetrik koplanar dalga kılavuzu, koplanar şerit hat bu ve diğer birkaç sebepten dolayı MMIC uygulamaları için uygundur. Diğer yandan, asimetrik koplanar hatların da karakteristik empedans ve efektif dielektrik sabitindeki esneklikleri gibi monolitik mikrodalga entegre devrelerine sağladıkları önemli avantajları vardır.

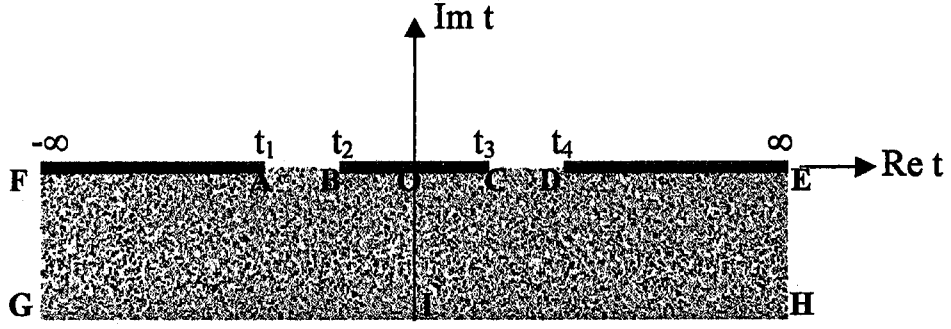
Konform dönüşüm tekniği kullanılarak asimetrik koplanar dalga kılavuzlarının quasi-statik karakteristiklerini ve geometrik boyutların bu quasi-statik parametreler üzerindeki etkisini açıkça belirten birkaç çalışma yapılmıştır. [9]'da asimetrik koplanar dalga kılavuzu (ACPW) için verilen quasi-statik formüller uzun ve karmaşık ifadelerdir. [10]'da ACPW'nin quasi-TEM parametreleri için konform dönüşüm kullanılarak hızlı ve basit analitik ifadeler verilmiştir. Şekil (2.7)'de asimetrik koplanar dalga kılavuzunun yapısı görülmektedir. ACPW'nin birim uzunluktaki toplam kapasitansı tabanın olmadığı durumdaki hava dolu hat kapasitansı ve dielektrik sabiti ($\epsilon_r - 1$) varsayılan tabanın

kapasitansının toplamıdır. Önce hava kapasitansı C_a 'yı elde edebilmek için ACPW'yi tabanı yok olarak düşünüp Şekil (2.8a)'daki üst yarı düzlem, dönüştürülür.



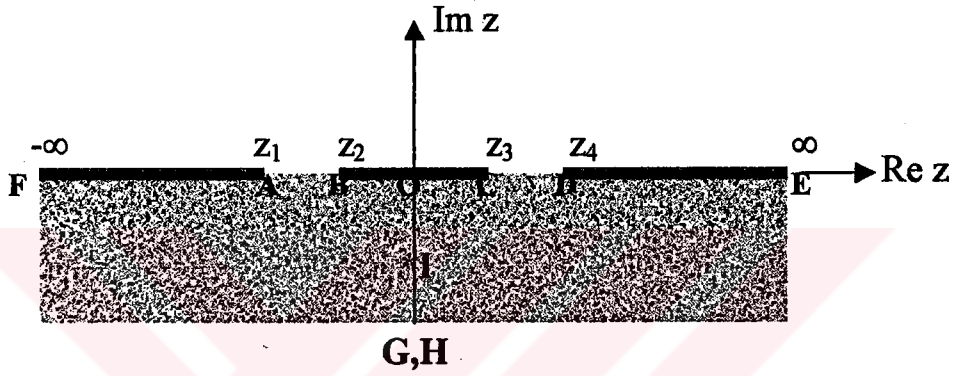
Şekil 2.7. Asimetrik koplanar dalga kılavuzunun kesit görünüşü

t - plane



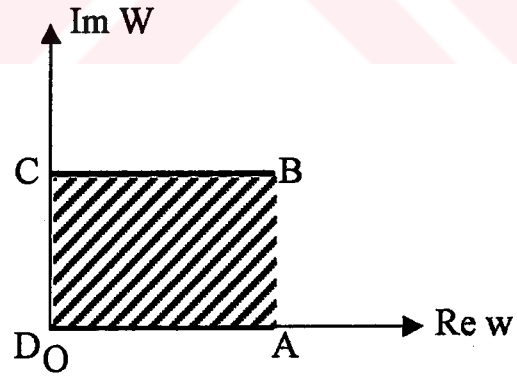
(a)

z - plane



(b)

W - düzlemi



(c)

Şekil 2.8. ACPW'nin kapasitesini hesaplamak için konform dönüşüm

- (a) Orjinal ACPW yapı
- (b) Dielektrik bölge için ara dönüşüm
- (c) Paralel plakalı kondansatöre dönüşüm

$$W = \int_{t_0}^t \frac{dt}{\sqrt{(t-t_1) \cdot (t-t_2) \cdot (t-t_3) \cdot (t-t_4)}} \quad (2.41)$$

dönüşümü ile w -düzlemindeki dikdörtgen bölgeye dönüştürülür. Bu durumda, hattın birim uzunluktaki hava kapasitansı,

$$C_a = 2\varepsilon_0 \frac{K(k_0)}{K(k'_0)} \quad (2.42)$$

ile verilir. Burada

$$k'_0 = \sqrt{\frac{1 + [(s_1 + s_2)/w]}{[1 + (s_2/w)] \cdot [1 + (s_1/w)]}} \quad (2.43)$$

dır. İkinci olarak dielektrik kapasitansı hesaplayabilmek için Şekil (2.8a)'daki dielektrik bölgeyi Şekil (2.8b)'deki alt yarı bölgeye dönüştürmek amacıyla

$$z = \sinh\left(\frac{\pi t}{2h}\right) \quad (2.44)$$

dönüşüm formülü kullanılır. Daha sonra Şekil (2.8b)'deki alt yarı düzlem

$$W = \int_{z_0}^z \frac{dz}{\sqrt{(z-z_1) \cdot (z-z_2) \cdot (z-z_3) \cdot (z-z_4)}} \quad (2.45)$$

eşitliği ile w -düzlemindeki dikdörtgen bölgeye dönüşür ve birim uzunluktaki dielektrik kapasitans,

$$C_d = \varepsilon_0 (\varepsilon_r - 1) \frac{K(k_d)}{K(k'_d)} \quad (2.46)$$

şeklinde bulunur. Burada,

$$k_d = \sqrt{\frac{2(G_1 + G_2)/W}{[1 + G_1/W] \cdot [1 + G_2/W]}} \quad (2.47)$$

$$W = \sinh\left(\frac{\pi W}{4h}\right) \quad (2.48)$$

$$G_1 = \sinh\left(\frac{\pi(w + 2s_2)}{4h}\right) \quad (2.49)$$

$$G_2 = \sinh\left(\frac{\pi(w + 2s_1)}{4h}\right) \quad (2.50)$$

dır. Sonuç olarak, birim uzunluktaki toplam hat kapasitansı ve karakteristik empedans,

$$C = 2\varepsilon_0\varepsilon_{eff} \frac{K(k_0)}{K(k'_0)} \quad (2.51)$$

$$Z = \frac{60\pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \frac{K(k'_0)}{K(k_0)} \quad (2.52)$$

olur. Burada efektif dielektrik sabiti ε_{eff} ,

$$\varepsilon_{eff} = 1 + q \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \quad (2.53)$$

ve doldurma faktörü q ,

$$q = \frac{K(k_0) K(k'_d)}{K(k'_0) K(k_d)} \quad (2.54)$$

olup, $K(k)$ birinci tip tam eliptik integraldir ve k ile $k' = (1-k^2)^{0.5}$ modüllerdir. $K(k)/K(k')$ oranı için tam ifadeler [11]'den elde edilebilir.

Burada efektif dielektrik sabitinin, asimetriklik oranı 1'e doğru arttığı zaman arttığı ve şekil oranı w/h arttığı durumda azaldığı belirlenmiştir. Başka bir deyişle, ACPW'nin sinyal şerit genişliği w tabanın kalınlığı h 'a yaklaştıkça efektif dielektrik sabiti azalır. Tabanın kalınlığı 0'a doğru gittikçe modül k_d sifira yaklaşır ve dolayısıyla $K(k_d)$ sonsuza yaklaşır. Böylece, denklem (2.53)'den $\epsilon_{eff} = 1$ bulunur. Buna ek olarak, tabanın kalınlığı sonsuza giderse denklem (2.47) ve (2.54)'den modül k_d , k_0 'a ve doldurma faktörü q , 1'e eşit olur. Böylece, sonsuz kalınlıktaki ACPW için iyi bilinen bir sonuç $(\epsilon_r + 1)/2$ 'ye gelinmiş olur. Sonuç olarak, efektif dielektrik sabiti üzerinde taban kalınlığının etkisi ihmal edilemez. GaAs taban için sonlu taban kalınlığı olan ACPW'nin karakteristik empedansı, asimetriklik oranı ve şekil oranı 1'e doğru arttıkça azalmaktadır. Taban kalınlığı sonsuz olduğu zaman karakteristik empedans minimum değerine ulaşmaktadır. [9] ve [10]'da verilen analitik ve deneysel sonuçlar oldukça yakındır. Bu çalışmada, asimetrik koplanar dalga kılavuzunun karakteristik empedansı, efektif dielektrik sabiti, toplam kapasitansı gibi quasi-statik parametreleri [10]'dan elde edilen ve yukarıda verilen analitik ifadeler kullanılarak hesaplanmıştır.

2.2.4 Asimetrik koplanar dalga kılavuzlarında iletken kayıplarının hesabı

Asimetrik koplanar dalga kılavuzunun iletkenlik kaybı α_c (neper/m),

$$\alpha_c^{ACPW} = \frac{R_s \sqrt{\epsilon_{eff}}}{480\pi K(k_0)K(k'_0)} \left[\phi((s_1 + 0.5w) - 0.5w \cdot k_0) + \phi((s_2 + 0.5w) - 0.5w \cdot k_0) \right] \\ + \phi(w \cdot k'_0) - \phi((s_1 + 0.5w) + (s_2 + 0.5w) \cdot k'_0) \quad (2.55)$$

ile verilebilir [8]. Burada ϵ_{eff} ACPW'nin efektif dielektrik sabitidir ve denklem (2.53)'de verildi. K birinci tip tam eliptik integral olup, (Ek C.6) ve (3.35) denklemleri ile verilir.

R_s yüzey direnci,

$$R_s = \sqrt{\frac{\pi f \mu_0}{\sigma}} \quad (2.56)$$

dir. Burada μ_0 , boşluğun geçirgenliği $4\pi \cdot 10^{-7}$ (H/m) ve σ , iletkenlik bakır için $5.8 \cdot 10^7$ (mhos/metre)'dir.

Ayrıca ϕ fonksiyonu,

$$\phi(\zeta_1 - \zeta_2 \cdot k) = \frac{1}{\zeta_1 - \zeta_2} \left\{ \log \left[\frac{2\pi(\zeta_1 - \zeta_2)k}{\tau} \right] + \pi \right\} \quad (2.57)$$

dir ve t şerit kalınlığı dikkate alındığı durumda $\tau = t/2$ iken,

$$\phi(\zeta_1 - \zeta_2 \cdot k) = \frac{1}{\zeta_1 - \zeta_2} \left\{ \log \left[\frac{4\pi(\zeta_1 - \zeta_2)k}{t} \right] + \pi \right\} \quad (2.58)$$

olur. k_0 ve k_0' modülleri geometrik parametrelere bağlı olan fonksiyonlar olarak denklem (2.43)'de verildi.

ACPW'nin dielektrik kaybı ise,

$$\alpha_d = \pi \cdot \frac{f}{c} \cdot \frac{\epsilon_r}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \cdot q \cdot \tan \delta \quad (2.59)$$

ile verilir. Burada ϵ_{eff} ACPW'nin efektif dielektrik sabiti olup, (2.53) denkleminde verildi. $\tan \delta = 0.00012$ ise olarak alınır. ACPW için toplam kayıp,

$$\alpha = \alpha_c + \alpha_d \quad , \quad \beta = 2\pi f \sqrt{\epsilon_{eff} \mu_0 \epsilon_0} \quad (2.60)$$

dir. Burada α zayıflama sabiti (neper/metre) ve β (radyan/metre) faz sabitidir. Daha sonra propagasyon sabiti γ ,

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (2.61)$$

ile hesaplanır. Yukarıda verilen ifadelerden görüldüğü gibi quasi-TEM hatların zayıflama sabitleri hatların efektif dielektrik sabitlerine bağlıdır. Bu ifadeler, metal kalınlığının yarık ve şerit genişliğinden çok daha küçük olması durumunda geçerlidir.

2.2.5 Koplanar hatların dizaynı

Koplanar hatların karakteristikleri için, konform dönüşüm metodu ile quasi-statik analizi yukarıda verildi. Koplanar hat devrelerinin kolay dizaynı için kapalı formda dizayn denklemlerine gerek vardır. Bu denklemler, koplanar dalga kılavuzu ve koplanar şeritin karakteristik empedansı, efektif dielektrik sabiti için kapalı form ifadelerini ve bunların metal şerit genişliğiyle değişimini içermektedir. Buradaki bütün dizayn denklemleri ve datalar, quasi-statik analize göre verilmiştir. Tabanın düşük dielektrik sabiti için dispersiyon ihmal edilebilir. Sonuçlar, quasi-TEM analizinin 20GHz'e kadar kullanılabileceğini gösterir [17].

2.2.5.1 Dizayn denklemleri

Koplanar hatların karakteristik empedansı ve efektif dielektrik sabiti aşağıda kapalı formda tanımlanırlar. Şekil (2.5)'de koplanar dalga kılavuzu ve konform dönüşüm düzlemleri görülmektedir.

Wen'in [2] çalışmasından koplanar dalga kılavuzunun quasi-statik sonuçları şu şekilde verilebilir,

$$Z = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{K'(k)}{K(k)} \quad (2.62)$$

burada $k = \frac{S}{S + 2W}$ olup,

K/K' oranı için kesin olan ifadeler [11]'de verilmiştir. Bu ifadeler,

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \frac{1}{\pi} \ln \left[2 \frac{1+\sqrt{k}}{1-\sqrt{k}} \right] \quad 0.707 \leq k \leq 1 \quad (2.63a)$$

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \frac{\pi}{\ln \left[2 \frac{1+\sqrt{k'}}{1-\sqrt{k'}} \right]} \quad 0 \leq k \leq 0.707 \quad (2.63b)$$

şeklindedir. Denklem (2.63) ve dolayısıyla denklem (2.62)'in milyonda 3 hatası vardır.

Efektif dielektrik sabiti için,

$$\varepsilon_{re} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} \left[\tanh \{1.785 \log(h/W) + 1.75\} + \frac{kW}{h} \{0.04 - 0.7k + 0.01(1 - 0.1\varepsilon_r)(0.25 + k)\} \right] \quad (2.64)$$

eşitliği kullanılabilir.

Koplanar şerit hat için karakteristik empedans,

$$Z = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{re}}} \frac{K(k)}{K'(k)} \quad (2.65)$$

dir. Burada ε_{re} (2.64) denkleminle verilmiştir.

Şerit Kalınlığının Etkisi:

Yukarıda belirtilen sonuçlar, sonsuz ince metal şerit iletken ve toprak düzlem varsayılarak elde edilmiştir. Fakat, pratikte karakteristikleri etkileyen metalin sonlu 't' kalınlığı vardır. Koplanar hatların empedansları üzerine şerit kalınlığının etkisi, şerit genişliği ve boşluğun efektif değerlerinin tanımlanmasıyla hesaba alınır. Koplanar dalga kılavuzu için,

$S_e = S + \Delta$ ve bundan dolayı da $W_e = W - \Delta$ yazılabilir.

Burada $\Delta = (1.25t/\pi)[1 + \ln(4\pi S/t)]$ dir. Karakteristik empedans,

$$Z = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon'_{re}}} \frac{K'(k_e)}{K(k_e)} \quad (2.66)$$

şeklinde ifade edilebilir. Burada k_e modülü,

$$k_e = S_e / (S_e + 2W_e) \cong k + (1 - k^2) \Delta / 2W$$

şeklinde verilir, ve ϵ'_{re} kalın koplanar dalga kılavuzu için efektif dielektrik sabitidir. ϵ'_{re} için ifade, koplanar dalga kılavuzunun kapasitans ifadesine metal kalınlığından dolayı bir terim eklenerek türetilir. ϵ'_{re} için en son ifade,

$$\epsilon'_{re} = \epsilon_{re} - \frac{0.7(\epsilon_{re} - 1)t/W}{[K(k)/K'(k)] + 0.7t/W} \quad (2.67)$$

dir. t/W 'nın artışı ile koplanar dalga kılavuzunun karakteristik empedansı ve efektif dielektrik sabiti azalır. t/W 'nin bu karakteristikler üzerindeki etkisi, modülün küçük değerlerinde daha fazladır.

Koplanar şeritler için karakteristik empedans ve efektif dielektrik sabiti üzerinde şerit kalınlığının etkisi koplanar dalga kılavuzundakine benzer ve kapalı formdaki ifadeler,

$$Z = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon'_{re}}} \frac{K(k_e)}{K'(k_e)} \quad (2.68)$$

şeklinde verilebilir. Burada $k_e = S_e / (S_e + 2W_e) \cong k - (1 - k^2) \Delta / 2W$

ve $\Delta = (1.25t/\pi)[1 + \ln(4\pi W/t)]$ dir. Koplanar şerit hat için efektif dielektrik sabiti de,

$$\epsilon'_{re} = \epsilon_{re} - \frac{1.4(\epsilon_{re} - 1)t/S}{[K'(k)/K(k)] + 1.4t/S} \quad (2.69)$$

dir.

2.2.5.2 Kayıplar

Diğer transmisyon hatları gibi, koplanar hatların da omik ve dielektrik kaybı olmak üzere iki tip kaybı vardır. Koplanar dalga kılavuzu konfigürasyonunda farklı azalmalar (δn) aşağıdaki gibidir:

$$\delta n = -\delta S \text{ (şerit iletkenin kenarındaki azalma)}$$

$$\delta n = \delta W \text{ (şerit iletkenin ya da toprak iletkenin kenarındaki azalma)}$$

$$\delta n = -\delta t \text{ (iletkenin üst veya aşağısındaki azalma)}$$

İletkenin bütün duvarlarındaki azalmaları hesaba kattıktan sonra, omik kayıplardan dolayı zayıflama sabiti için,

$$\alpha_c^{cw} = 0.023 \frac{R_s}{Z} \left[\frac{\partial Z^a}{\partial W} - \frac{\partial Z^a}{\partial S} - \frac{\partial Z^a}{\partial t} \right] \text{ dB/birim uzunluk} \quad (2.70)$$

yazılabilir. Buradaki üst indis cw, koplanar dalga kılavuzunu belirtir. Z^a koplanar dalga kılavuzu dielektriğin hava olduğu durumdaki karakteristik empedansdır ve R_s iletkenin yüzey direncidir. Kısmi türevleri denklem (2.70)'de yerine koyduktan sonra iletken kaybı,

$$\alpha_c^{cw} = 4.88 \times 10^{-4} R_s \epsilon_{re} Z \frac{P'}{\pi W} \cdot \left(1 + \frac{S}{W} \right) \cdot \left\{ \frac{\frac{1.25}{\pi} \ln \frac{4\pi S}{t} + 1 + \frac{1.25t}{\pi S}}{\left[2 + \frac{S}{W} - \frac{1.25t}{\pi W} \left(1 + \ln \frac{4\pi S}{t} \right) \right]^2} \right\} \quad (2.71)$$

eşitliği yazılabilir. Burada , $P' = \left(\frac{K}{K'} \right)^2 P$,

$$P = \frac{k}{(1 - \sqrt{1 - k^2}) \cdot (1 - k^2)^{3/4}} \quad 0.0 \leq k \leq 0.707$$

$$P = \frac{1}{(1-k)\sqrt{k}} \left(\frac{K'}{K} \right) \quad 0.707 \leq k \leq 1.0 \quad (2.72)$$

dır. Koplanar dalga kılavuzunda dielektrik kaybından dolayı zayıflama sabiti için verilen ifade mikroşerit için belirtilen ifade ile aynıdır. Bu ifade,

$$\alpha_d = 27.3 \frac{\epsilon_r}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \frac{\epsilon_{re} - 1}{\epsilon_r - 1} \frac{\tan \delta}{\lambda_0} \quad \text{dB/birim uzunluk} \quad (2.73)$$

dır. Bu durumda, ϵ_{re} (2.64)'de verilmiştir.

Koplanar dalga kılavuzunun toplam kaybı ($\alpha_c^{sw} + \alpha_d$), empedansın azalması veya şerit genişliği S'in artmasıyla azalmaktadır. Koplanar şeritlerde iletken kaybı için verilen ifade,

$$\alpha_c^{cs} = 17.34 \frac{R_s}{Z} \cdot \frac{P'}{\pi S} \cdot \left(1 + \frac{W}{S} \right) \cdot \left\{ \frac{\frac{1.25}{\pi} \ln \frac{4\pi W}{t} + 1 + \frac{1.25t}{\pi W}}{\left[1 + 2 \frac{W}{S} + \frac{1.25t}{\pi S} \left(1 + \ln \frac{4\pi W}{t} \right) \right]^2} \right\} \quad (2.74)$$

şeklindedir. Burada P', (2.72)'de verilenin aynısıdır.

Koplanar şerit hattın dielektrik kaybı için ifade (2.73) denklemi ile aynıdır. Koplanar şerit hat ile koplanar dalga kılavuzunun toplam kaybı modülün 0.2'den büyük olduğu durumlarda aynıdır.

BÖLÜM 3

CPW ve ACPW'de ARALIK ANALİZİ

3.1 Mikroşerit ve CPW'deki Süreksizlikler

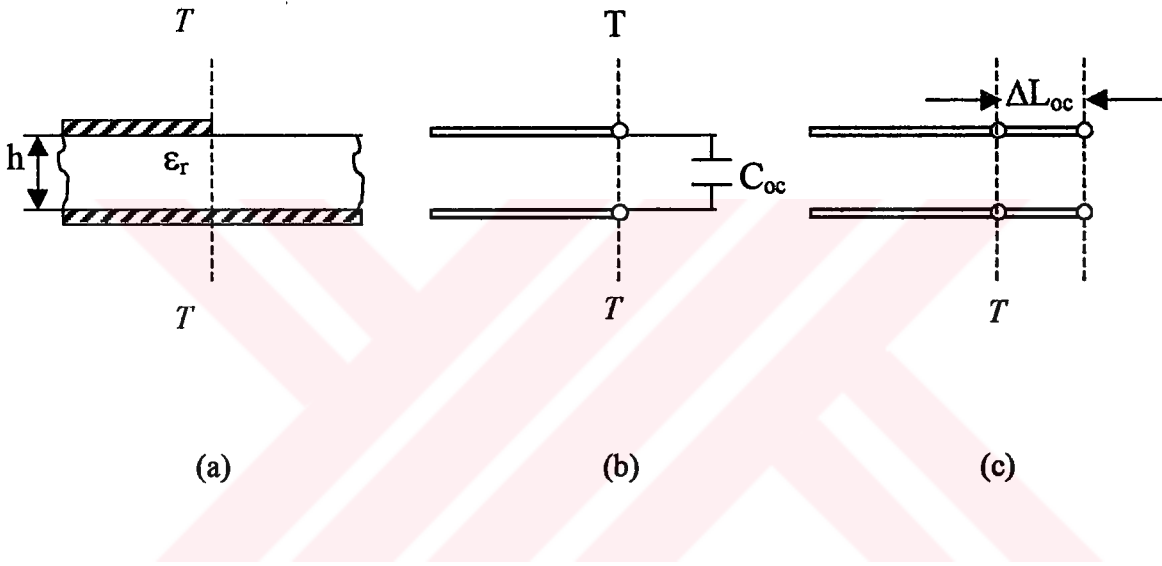
Koplanar dalga kılavuzlarının, koaksiyal hatların veya diğer propagasyon yapılarının mikrodalga entegre devrelerindeki geniş uygulamalarında bu hatların süreksizlik modellerine gereksinim duyulmuştur. Dalga kılavuzu veya mikroşerit hatlar kesintisiz doğru bir şekilde olabilirler, fakat gerçekte bunlar tek başlarına ele alındığında kullanım alanları çok az olur ve herhangi bir durumda jonksiyon gerekli olabilir. Aralık, köşe bölgeleri, açık devreler, genişlik değişimleri ve jonksiyonlar gibi süreksizlikler transmisyon hatlarında oluşabilir. Hemen her mikrodalga devresinde hat süreksizlikleri görülmektedir ve bu süreksizlikler eşdeğer devreler ile tanımlanmaktadır.

Süreksizliğin mikroşerit devrelerde tanımlanmasının doğruluğu oldukça önemlidir, çünkü bu devrelerin yapımından sonra ayar yapılması veya düzeltilmesi kolay değildir. Mikroşerit süreksizliklerinin analizi eşdeğer devrenin kapasitans ve indüktanslarının hesaplarını içermektedir. Elektrik alan dağılımındaki değişiklik kapasitansda bir değişiklik oluşturur. Eşdeğer indüktans ise magnetik alan dağılımındaki değişikliğe bağlı olarak yazılabilir. Mikroşerit süreksizliklerinin analizi quasi-statik hesaplamalarla yapılabilir. Quasi-statik analiz, kapasitans ve indüktansların hesabını kapsar.

Mikroşerit hatlarda görülen süreksizlikler, açık devreler, aralıklar, genişlikteki stepler, dik açılı köşeler, T-jonksiyonları, çapraz jonksiyonlardır. Bu süreksizliklerden dolayı oluşan kapasitansın değeri süreksizliğin yakınında oluşan fazla yük dağılımının bulunması ile hesaplanabilir. Silvester ve Benedek [12,13,14], Farrar ve Adams [15], Horton [16] süreksizlik kapasitansının hesabını quasi-statik metodlarla yapmışlardır. Bazı mikroşerit süreksizlik tiplerinde indüktif etkiler de önemli olmaktadır. Bu gibi

süreksizliklerin eşdeğer devresinin indüktif reaktansının hesabı yapılabilir. Devre dizaynlarında süreksizlikten kaynaklanan kapasitans ve indüktansların değerlerini hesaplamak için teknikler gereklidir. Bu teknikler, K.C.Gupta'nın [17] ve Terry Edwards'ın [18] kitabında detaylı olarak verilmiştir. Süreksizlik konusunda Silvester ve Benedek'in [12,13,14] çalışmasından iyi sonuçlar alınmıştır. Süreksizlik indüktansının hesaplanması Thomson ve Gopinath [19] tarafından verilmiştir.

Rezonatör, yan hat gibi devrelerde açık devre süreksizliği oluşabilir. Bu süreksizliğin eşdeğer devresinin kapasitansı C_{oc} ile gösterilmiştir. Şekil (3.1)'de açık devre süreksizliği ve eşdeğer devresi görülmektedir.



Şekil 3.1. (a) Mikroşeritte açık devre süreksizliği
(b) Eşdeğer kapasitans
(c) Eşdeğer hat uzunluğunu

Silvester ve Benedek'in [12] mikroşeritte açık devre süreksizliği için buldukları ifade,

$$\frac{C_{oc}}{W} = \exp \left\{ 2.3026 \sum_{i=1}^5 C_i(\epsilon_r) \left[\log \frac{W}{h} \right]^{i-1} \right\} \quad (\text{pF/m}) \quad (3.1)$$

şeklinde verilir. Açık devre süreksizliği için eşdeğer hat uzunluğu ΔL_{oc} aşağıda verilen bağıntı kullanılarak C_{oc} 'den elde edilebilir,

$$\frac{\Delta l_{oc}}{h} = \frac{C_{oc}}{W} = \frac{cZW/h}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (3.2)$$

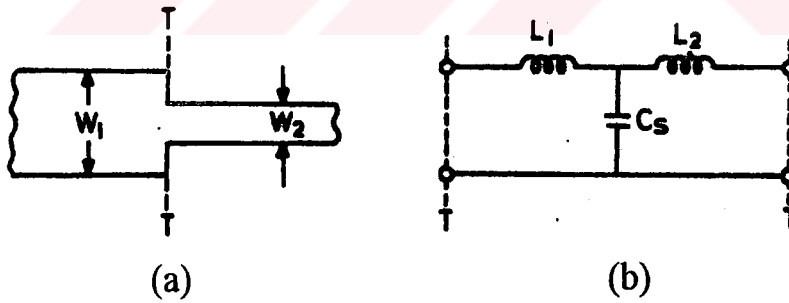
burada c boşluktaki dalga propagasyonunun hızıdır.

Farklı empedansları olan iki mikroşeritin jonksiyonundaki genişlikte stepler olabilir. Bu tip süreksizlikler, transformatör, kuplör ve filtre dizaynında görülür. Step süreksizliğinin konf C_s kapasitansı ile ilgili sonuçları Farrar ve Adams [15], Benedek ve Silvester [13], Gupta ve Gopinath [20] vermişlerdir. Mikroşeritte step süreksizliği için indüktans igürasyonu ve eşdeğer devresi Şekil (3.2)'de görülmektedir.

C_s kapasitansı ile ilgili sonuçları Farrar ve Adams [15], Benedek ve Silvester [13], Gupta ve Gopinath [20] vermişlerdir. Mikroşeritte step süreksizliği için indüktans sonuçları

$$L_{wl} = \frac{Z\sqrt{\epsilon_{re}}}{c} \quad (\text{H/m}) \quad (3.3)$$

şeklinde verilir.



Şekil 3.2. Mikroşeritte step süreksizliği ve eşdeğer devresi

Devre dizaynında süreksizlik indüktansının etkisini hesaba katabilmek için L_s toplam indüktansı L_1 ve L_2 ,

$$L_1 = \frac{L_{w1}}{L_{w1} + L_{w2}} L_s \quad (3.4a)$$

$$L_2 = \frac{L_{w2}}{L_{w1} + L_{w2}} L_s \quad (3.4b)$$

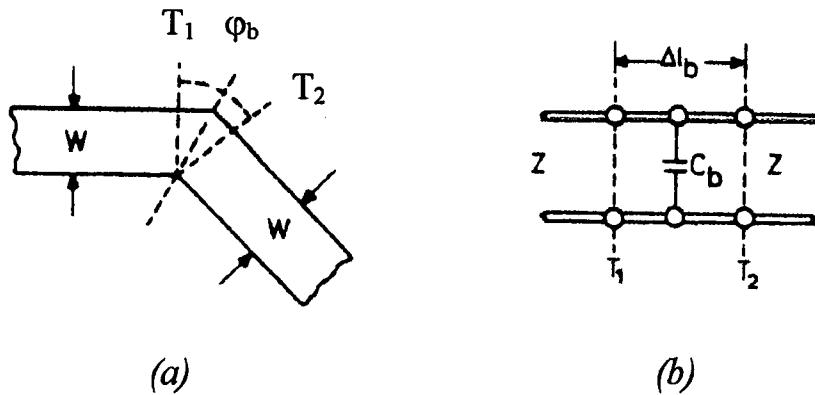
olarak verilir. C_s ve L_s için kapalı formdaki ifadeler,

$$\frac{C_s}{\sqrt{W_1 W_2}} (pF/m) = 130 \log \left(\frac{W_1}{W_2} \right) - 44 \quad (3.5 \leq W_1/W_2 \leq 10) \quad (3.5)$$

$$\frac{L_s}{h} (nH/m) = 40.5 \left(\frac{W_1}{W_2} - 1.0 \right) - 75 \log \frac{W_1}{W_2} + 0.2 \left(\frac{W_1}{W_2} - 1 \right)^2 \quad (3.6)$$

şeklinde verilir.

Empedansları eşit veya eşit olmayan iki hat mikroşeritte köşe süreksizliği oluşturabilir. Devre dizaynında esnekliğinden dolayı kullanılırlar. Şekil (3.3)'de eşit empedanslı mikroşeritlerin köşe süreksizliği ve eşdeğer devresi görülmektedir.



Şekil 3.3. Mikroşerit köşe süreksizliğinin geometrisi ve eşdeğer devresi

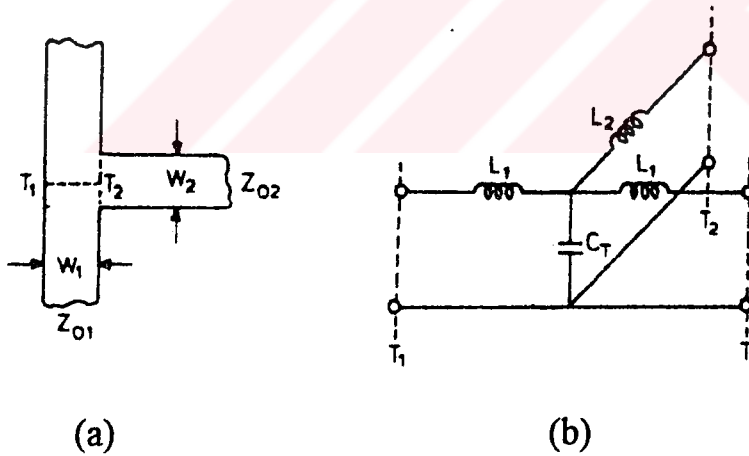
Devrelerde en çok kullanılan ve analitik olarak incelenen mikroşerit köşe dik açılı köşelerdir ($\phi_b=90^\circ$). Silvester ve Benedek [14] dik açılı köşelerde oluşan kapasitansın değerini hesaplamışlardır. Dik açılı köşelerin indüktansı Thomson ve Gopinath [19] tarafından verilmiştir. Dik açılı köşe süreksizlikleri için kapalı formdaki ifadeler,

$$\frac{C_b}{W} (pF/m) = \frac{(14\epsilon_r + 12.5)W/h - (1.83\epsilon_r - 2.25)}{\sqrt{W/h}} + \frac{0.02\epsilon_r}{W/h} \quad (W/h < 1 \text{ için}) \quad (3.7a)$$

$$\frac{C_b}{W} (pF/m) = (9.5\epsilon_r + 1.25)W/h + 5.2\epsilon_r + 7.0 \quad (W/h > 1 \text{ için}) \quad (3.7b)$$

$$\frac{L_b}{h} (nH/m) = 100(4\sqrt{W/h} - 4.21) \quad (3.8)$$

şeklinde verilir. Empedans devreleri gibi birçok devrede bulunan mikroşerit süreksizliklerinden en önemlilerinden biri T-jonksiyonudur. Şekil (3.4)'de mikroşerit T-jonksiyonu ve eşdeğer devresi verilmiştir.



Şekil 3.4. Bir mikroşerit T-jonksiyonu ve eşdeğer devresi

Bu yapı için süreksizlik kapasitansı C_T , Silvester ve Benedek'in [14] çalışmalarında hesaplanmıştır. T-jonksiyonu için indüktans hesabı Thomson ve Gopinath [19]

tarafından yapılmıştır. Eşdeğer devrenin hat empedansı 50 ohm ve $\epsilon_r = 9.9$ için süreksizlik reaktanslarının kapalı formda ifadeleri,

$$\frac{C_r}{W_1} (pF/m) = \frac{100}{\tanh(0.0072Z)} + 0.64Z - 261 \quad (25 \leq Z \leq 100) \quad (3.9)$$

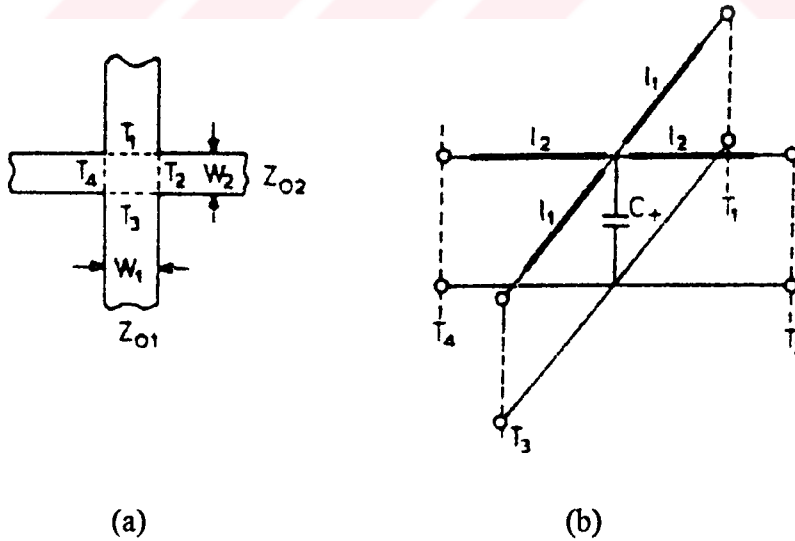
$$\frac{L_1}{h} (nH/m) = -\frac{W_2}{h} \left\{ \frac{W_2}{h} (-0.016 \frac{W_1}{h} + 0.064) + \frac{0.016}{W_1/h} \right\} L_{w1}$$

$$(0.5 \leq (W_1/h, W_2/h) \leq 2.0) \quad (3.10)$$

$$\frac{L_2}{h} (nH/m) = \left\{ (0.12 \frac{W_1}{h} - 0.47) \frac{W_2}{h} + 0.195 \frac{W_1}{h} - 0.357 + 0.0283 \sin(\pi \frac{W_1}{h} - 0.75\pi) \right\} L_{w2}$$

$$(1 \leq W_1/h \leq 2), (0.5 \leq W_2/h \leq 2) \quad (3.11)$$

şeklinde ve burada L_w , genişliği W olan mikroşeritin birim uzunluktaki indüktansdır. Mikroşerit hatlardaki çapraz jonksiyon ve eşdeğer devresi Şekil (3.5)'de verilmiştir.



Şekil 3.5. Mikroşerit çapraz jonksiyonun geometrisi ve eşdeğer devresi

C_+ kapasitansı Silvester ve Benedek [14] tarafından hesaplanmıştır. Çapraz jonksiyonun süreksizliklerinde kapasitans ve indüktans için kapalı formda ifadeler $\epsilon_r=9.9$ için [21]'de verilmiştir. Hatası %5 olan ifadeler,

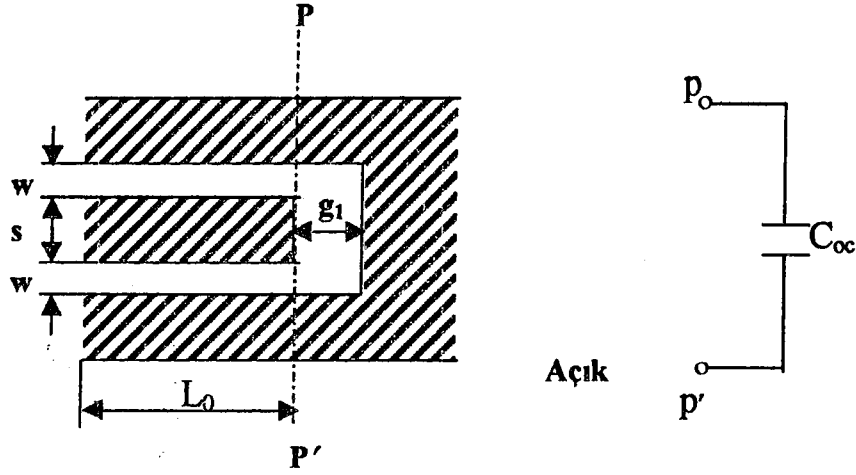
$$\frac{C_+}{W_1} = \left[\log \frac{W_1}{h} \left\{ 86.6 \frac{W_2}{h} - 30.9 \left(\frac{W_2}{h} \right)^{1/2} + 367 \right\} + \left(\frac{W_2}{h} \right)^3 + 74 \frac{W_2}{h} + 130 \right] \cdot \left(\frac{W_1}{h} \right)^{-1/3} - 240 + \frac{2}{W_2/h} - 1.5 \frac{W_1}{h} \left(1 - \frac{W_2}{h} \right) \quad (3.12)$$

$$\frac{L_1}{h} = \left\{ \frac{W_1}{h} \left[165.6 \frac{W_2}{h} + 31.2 \sqrt{\frac{W_2}{h}} - 11.8 \left(\frac{W_2}{h} \right)^2 \right] - 32 \frac{W_2}{h} + 3 \right\} \left(\frac{W_1}{h} \right)^{-3/2} \quad (3.13)$$

$$\frac{L_3}{h} = 337.5 + \left(1 + \frac{7}{W_1/h} \right) \frac{1}{W_2/h} - 5 \frac{W_2}{h} \cos \left[\frac{\pi}{2} \left(1.5 - \frac{W_1}{h} \right) \right] \quad (3.14)$$

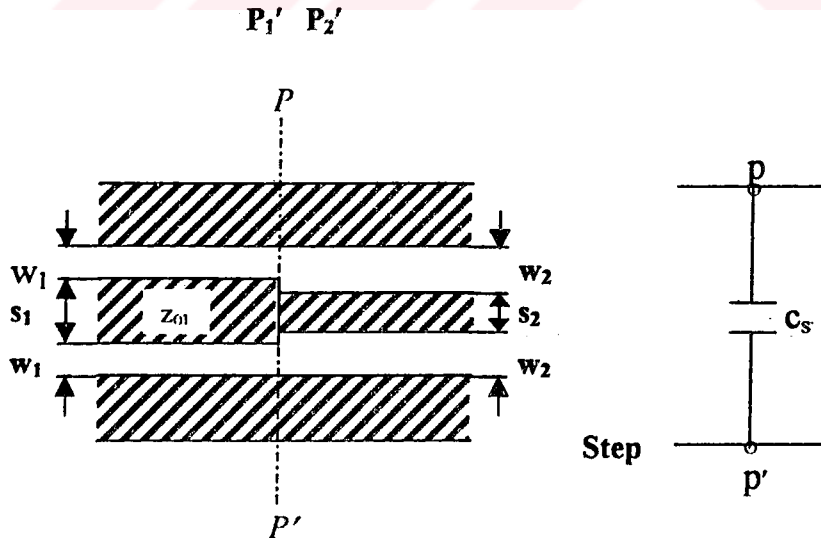
dir. Koplana dalga kılavuzlarının mikrodalga entegre devrelerinde geniş uygulamalarının olmasından dolayı süreksizlik modellerine de gereksinim duyulmuştur. Koplana dalga kılavuzlarında açık devre, merkez iletken step, merkez iletken seri aralık, gibi süreksizlik modelleri vardır. Eşdeğer devre elemanlarının değerleri, süreksizliğin fiziksel boyutlarına bağlı fonksiyonlar olarak ölçülen S parametrelerinden elde edilir. Merkez iletken genişliği ve taban kalınlığının eşdeğer devre elemanlarının değerleri üzerinde etkisi vardır. Bu süreksizlik modellerinde efektif dielektrik sabitinin frekansa bağımlılığı ölçülebilir ve hesaplanabilir.

Açık devre süreksizlik modelinde CPW'de merkez iletken yarıktan sonra kısa bir mesafe önce sonlandırılır ve böylece Şekil (3.6)'da görüldüğü gibi g_1 olarak belirtilen aralık oluşur. Açık devrede elektrik alan merkez iletken ile etrafındaki toprak iletken arasında oluşur ve bundan dolayı kapasitif reaktansa ulaşır. Açık devre kapasitansı C_{oc} , g_1 aralığı üzerindeki kaçak alanlardan oluşan kapasitans ve W yarıklarının üzerinde oluşan kapasitansların paralel kombinasyonudur. Aralık bağımlı olan kapasitanslar $1/g_1$ ile orantılı olarak değişirler. Yarıktan bağımlı olan kapasitanslar ise sabittir. Modülleri aynı olan ve aynı taban üzerinde bulunan iki CPW hat için daha geniş merkez iletkeni olan hattın kapasitansı daha büyüktür.



Şekil 3.6. CPW'de açık devre süreksizliği ve eşdeğer devresi

Koplanar dalga kılavuzunda merkez iletken genişliğinde step değişimi Şekil (3.7)'de görülmektedir. Step süreksizliği normal CPW'nin elektrik ve magnetik alanlarını bozar. Ek reaktansların step süreksizliğinin düzleminde yer aldığı düşünülür. Modellerin deneyleri sonucunda reaktanslar paralel kapasitans, C_s olarak gösterilmiştir. Bu kapasitansın düşük empedanslı CPW hatlarını daha yüksek empedanslı CPW hatlarına uzatmak gibi etkisi vardır. Normalize edilmiş step genişliği S_1/S_2 arttıkça, C_s açık devre saturasyon kapasitansına ulaşır. Modülleri aynı olan ve aynı taban üzerinde bulunan iki CPW hat için daha geniş merkez iletkeni olan hattın C_s kapasitansı daha büyüktür.

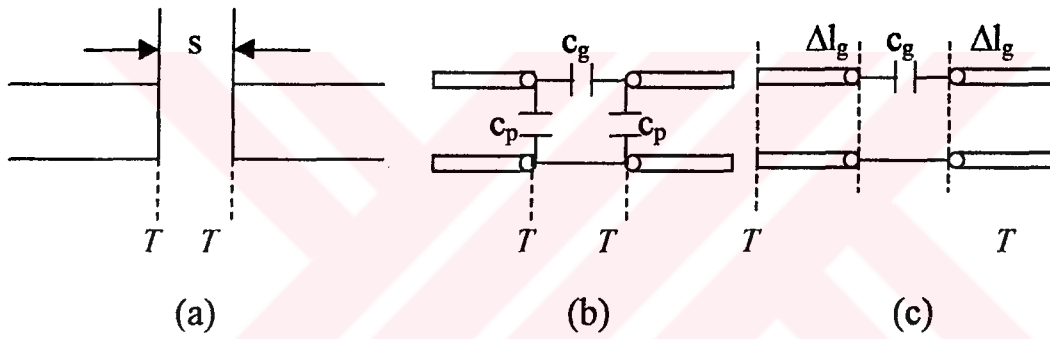


Şekil 3.7. CPW'nin merkez iletkeninin genişliğindeki step değişimi ve eşdeğer devresi

3.2 Mikroşerit ve Cpw'deki Aralık Analizleri

Süresizliğin mikroşerit devrelerde tanımlanmasının doğruluğu oldukça önemlidir çünkü bu devrelerin yapımından sonra ayar yapılması veya düzeltilmesi kolay değildir. Mikroşerit süresizliklerinin analizi kapasitans ve indüktansların hesaplarını içermektedir. Mikroşerit süresizliklerinin analizi quasi-statik hesaplamalarla yapılabilir. Quasi-statik analiz, statik kapasitans ve düşük frekanslı indüktansların hesabını kapsar.

Filtreler, rezonatörlere bağlama elemanları, dc bloklar gibi devrelerin dizaynında mikroşeritin aralık süresizlikleri görülür. Şekil (3.8)'da mikroşerit aralıkları ve eşdeğer devresi verilmiştir.



Şekil 3.8. Mikroşerit aralığı ve eşdeğer devreleri

Aralık kapasitansları ile ilgili çalışmalar arasında Benedek ve Silvester'in sonuçları daha doğrudur. C_{tek} ve $C_{çift}$ kapasitansları C_p ve C_g ile ilgilidir;

$$C_{çift} = 2C_p \quad (3.15)$$

$$C_{tek} = 2C_g + C_p \quad (3.16)$$

Şekil (3.8)'deki hat uzunluğu Δl_g şu şekilde hesaplanabilir.

$$\frac{\Delta I_x}{h} = \frac{C_p}{W} \cdot \frac{cZW/h}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.17)$$

Yapılan deneylerin sonuçları ile hesaplanan değerler birbirine yakındır. $C_{çift}$ ve C_{tek} için $\epsilon_r=9.6$, $0.5 \leq W/h \leq 2$ durumunda kapalı formdaki ifadeler [21]'den, [13]'den alınan nümerik sonuçlarla eğri uydurma yöntemiyle bulunmuştur. Bulunan ifadeler, aşağıda verilmektedir:

$$C_{tek}/W(pF/m) = \left(\frac{S}{W}\right)^{m_0} \cdot \exp(k_0) \quad (3.18)$$

$$C_{çift}/W(pF/m) = \left(\frac{S}{W}\right)^{m_e} \cdot \exp(k_e) \quad (3.19)$$

burada,

$$m_0 = \frac{W}{h} (0.619 \log W/h - 0.3853) \quad (0.1 \leq S/W \leq 1.0)$$

$$k_0 = 4.26 - 1.453 \log W/h$$

$$m_e = 0.8675, \quad k_e = 2.043 \left(\frac{W}{h}\right)^{0.12} \quad (0.1 \leq S/W \leq 0.3)$$

$$m_e = \frac{1.565}{(W/h)^{0.16}} - 1, \quad k_e = 1.97 - \frac{0.03}{W/h} \quad (0.3 \leq S/W \leq 1.0) \quad (3.20)$$

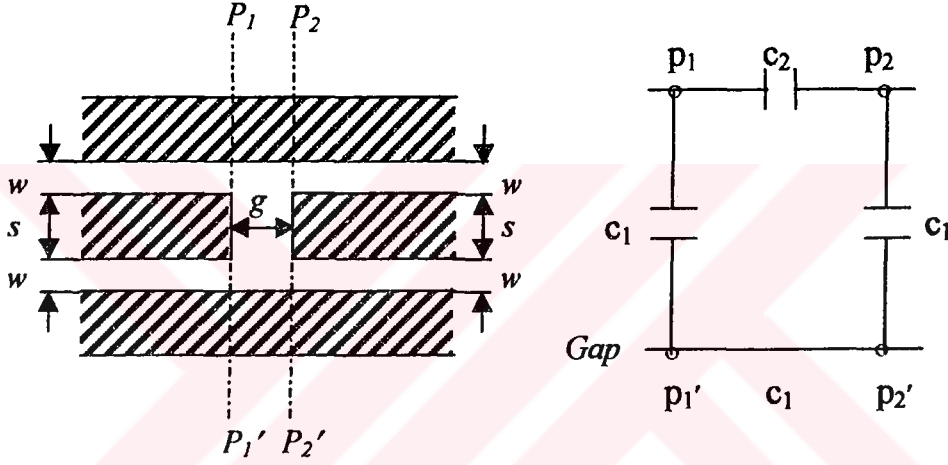
$2.5 \leq \epsilon_r \leq 15$ için C_{tek} ve $C_{çift}$ değerleri aşağıdaki formüllerle hesaplanabilir:

$$C_{tek}(\epsilon_r) = C_{tek}(9.6) \cdot (\epsilon_r / 9.6)^{0.8} \quad (3.21)$$

$$C_{cift}(\epsilon_r) = C_{cift}(9.6) \cdot (\epsilon_r / 9.6)^{0.9} \quad (3.22)$$

Buradaki parametrelere göre yukarıda verilen ifadelerdeki hata %7'dir.

Koplanar dalga kılavuzunun merkez iletkeninde uzunluğu g olan bir seri aralık Şekil (3.9)'da görülmektedir.



Şekil 3.9. CPW'de aralık süreksizliği ve eşdeğer devresi

Merkez iletkendeki seri aralık modeli, bir seri kapasitans C_2 ve iki paralel kapasitans C_1 'den oluşan Pi-devresidir. Açık devredeki benzer şekilde aralığın üzerinde oluşan kapasitans C_2 $1/g$ ile orantılı olarak azalır. Paralel kapasitansı C_1 , $g=0$ için koplanar dalga kılavuzu hat kapasitansından büyük g değerleri için açık devre doyma kapasitansına kadar artar. C_1 ve C_2 kapasitansları 50Ω 'luk daha geniş merkez iletkenli hat için daha büyük değerler alırlar. Koplanar dalga kılavuzunda merkez iletkeninde seri aralığın oluşturduğu Pi-devresinin paralel ve seri kapasitansları için konform dönüşüm kullanılarak kapalı formda formüller elde edilmiştir. Öncelikle, bu Pi-devresinin kapasitansları hesaplanır, daha sonra da aralığın S-parametreleri bulunur.

C_{tek} ve $C_{çift}$ kapasitansları C_1 ve C_2 ile ilgilidir;

$$C_{çift} = 2C_1 \quad (3.23)$$

$$C_{tek} = 2C_2 + C_1 \quad (3.24)$$

C_1 ve C_2 kapasitansları hesaplandıktan sonra π -devresinin ABCD matrisinde yerine yazılır. Daha sonra da S parametrelerine dönüşüm yapılabilir.

Koplanar dalga kılavuzlarının süreksizlik modellerindeki hataların kaynakları: model hataları, radyo frekansı ölçüm hataları ve geometrik hatalardır. Merkez iletkenin seri aralık modeli iki kapılı devrelerde hatalar verebilir. Bunlar transmisyon hattının uzunluğu boyunca oluşan geometrik hatalardır. Geometrik hatalar, devrelerin dizaynını karşılıklı yaparak ve optimizasyon programında ileri, geri S parametrelerini kullanarak en aza indirilebilirler. Optimizasyon programı, ileri ve geri karakteristiklerin ortalamasını alır ve bundan dolayı, hataları minimuma indirger. Geçiş karakterizasyonunda kullanılan iki kapılı devreler uzunluk olarak eşit tutulurlar.

3.3 Asimetrik Koplanar Dalga Kılavuzunda Aralık Analizi

Koplanar dalga kılavuzlarının mikrodalga entegre devrelerindeki geniş uygulamalarında bu hatların süreksizlik modellerine de gereksinim duyulmuştur. Koplanar dalga kılavuzlarında süreksizliği inceleyen sınırlı sayıda yayın vardır. Burada koplanar dalga kılavuzlarındaki süreksizliklerden merkez iletkendeki aralık modeli incelendi.

Bu çalışmada, asimetrik koplanar dalga kılavuzunda konform dönüşüm tekniklerini kullanarak asimetrik koplanar dalga kılavuzunun merkez şeritindeki aralığın π -devresinin paralel ve seri kapasitansları için kapalı formda ifadeler elde edildi. Burada elde edilen ifadeler asimetrik koplanar dalga kılavuzu parametrelerinin ve frekanslarının geniş aralıkları için geçerlidir. Daha önce S. Gevorgian ve arkadaşları [22] simetrik CPW'de aralık analizini inceleyip, aralığın π -devresinin paralel ve seri kapasitansları için kapalı formda ifadeler elde etmişlerdir.

Teorik Analiz:

Şekil (3.10)'da bu çalışmada analizi yapılan merkez şeritinde aralığı olan asimetrik koplanar dalga kılavuzunun geometrisi görülmektedir. Bu yapıda kalınlığı h , dielektrik sabiti (ϵ_r-1) olan tabanı göz önünde bulunduruldu. Merkez şeritin genişliği w , asimetriklikten dolayı yarı genişlikleri s_1 ve s_2 , aralığın genişliği g , şerit kalınlığı t olarak tanımlandı. Şekil (3.11a)'da gösterilen π -devresinin seri kapasitansı C_s ve paralel kapasitansları C_p ile böyle bir aralığın analizi yapılabilir. Bu kapasitanslar aralıktaki kaçak alanları gösterir. Kaçak alanlar koplanar dalga kılavuzunun şeriti üzerinde toplanmış fazla olan yük taşıyıcıları ile birleşirler. Kaçak alanlar ve fazla olan yükler aralığın kenarlarına ulaşırlar. Bununla birlikte, aralığın kenarından λ gibi oldukça uzakta koplanar dalga kılavuzunun üzerinde magnetik duvar oluşabilir.

C_s ve C_p kapasitanslarının hesabı için aralığın tek (Şekil 3.11b) ve çift (Şekil 3.11c) mod kapasitansları incelendi. Tek mod için aralığa bakan şerit uçların karşıt potansiyeli vardır ve aralık düzleminde elektrik duvar oluştuğu düşünülebilir (Şekil 3.11b). Daha sonra bu duvarın potansiyelinin sıfır olduğu göz önünde bulunduruldu. Çift mod durumunda her iki şerit aynı potansiyeye sahiptir ve aralık düzleminde magnetik duvar oluştuğu düşünülür (Şekil 3.11c). Aralığın π -devresinin çift ve tek kapasitansları şu şekilde verilir:

$$C_p = C_e \quad (3.25)$$

$$C_s = \frac{1}{2}(C_o - C_e) \quad (3.26)$$

Şerit üzerindeki tek mod potansiyeli için (Şekil 3.11), düzlemdeki giriş kapasitansı, asimetrik koplanar dalga kılavuzunun kapasitansı ile C_o kapasitansının toplamıdır:

$$C_{ino} = C_o + C_L \quad (3.27)$$

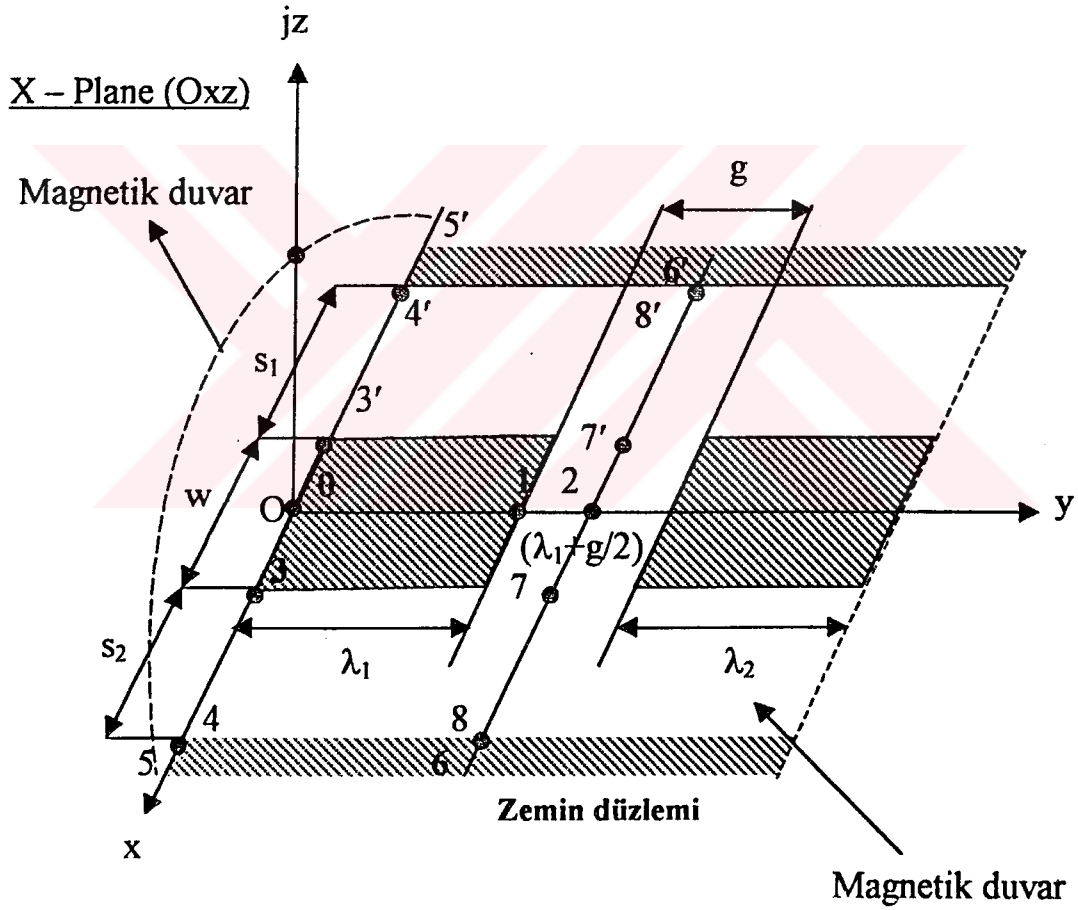
Burada C_L asimetrik koplanar dalga kılavuzunun birim uzunluktaki kapasitansıdır.

Benzer şekilde çift mod için:

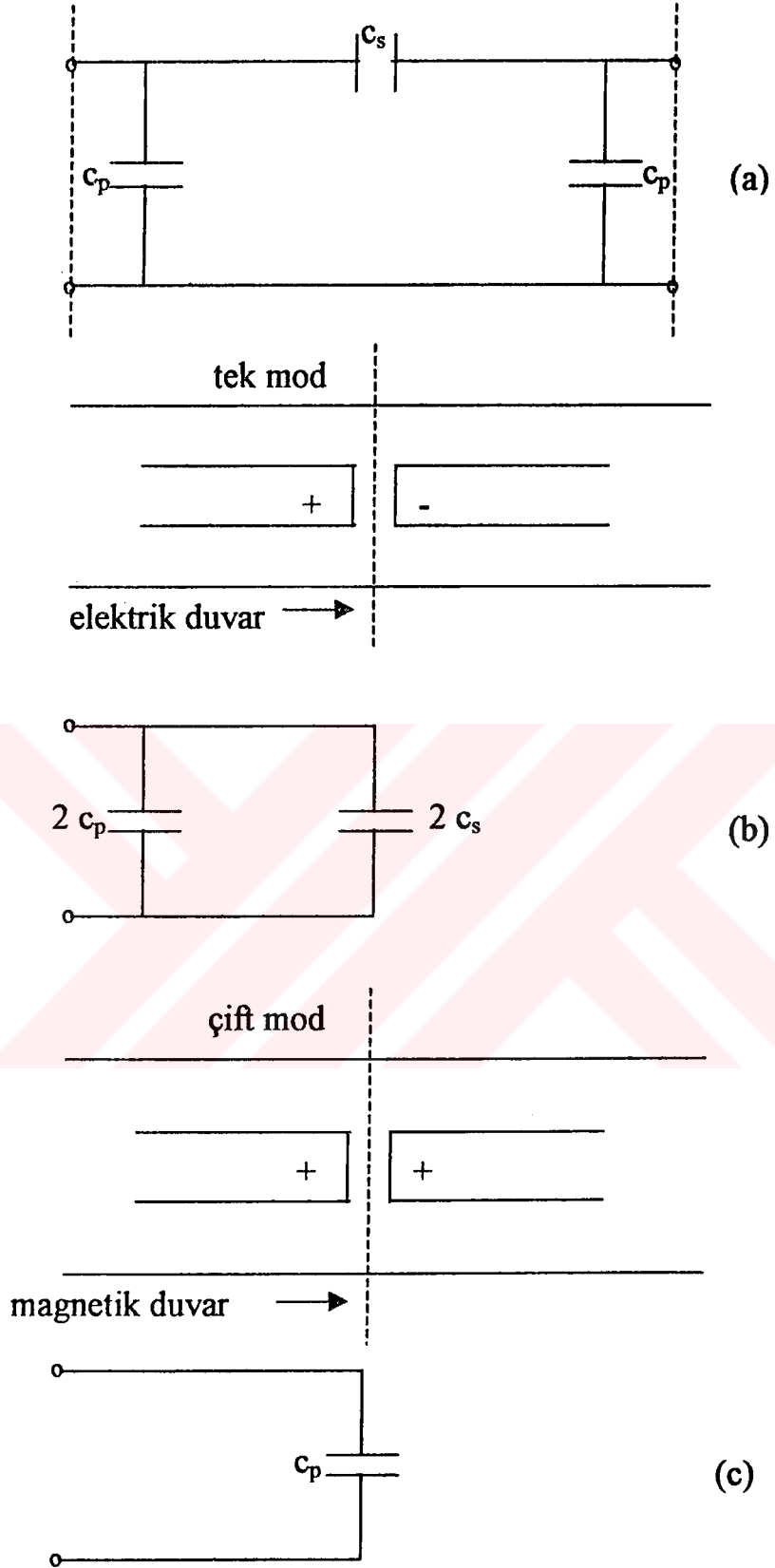
$$C_{ine} = C_e + C_L \quad (3.28)$$

C_{mo} ve C_{ine} değerlerini elde edebilmek için aşağıda gösterilen bir dizi konform dönüşüm uygulandı.

Bu çalışmada, asimetrik koplanar dalga kılavuzunun karakteristik empedansı, efektif dielektrik sabiti, toplam kapasitans gibi quasi-statik parametreleri [10]'dan elde edilen ve bölüm 2.2.3'de verilen analitik ifadeler kullanılarak hesaplanmıştır.



Şekil 3.10. Aralık modeli



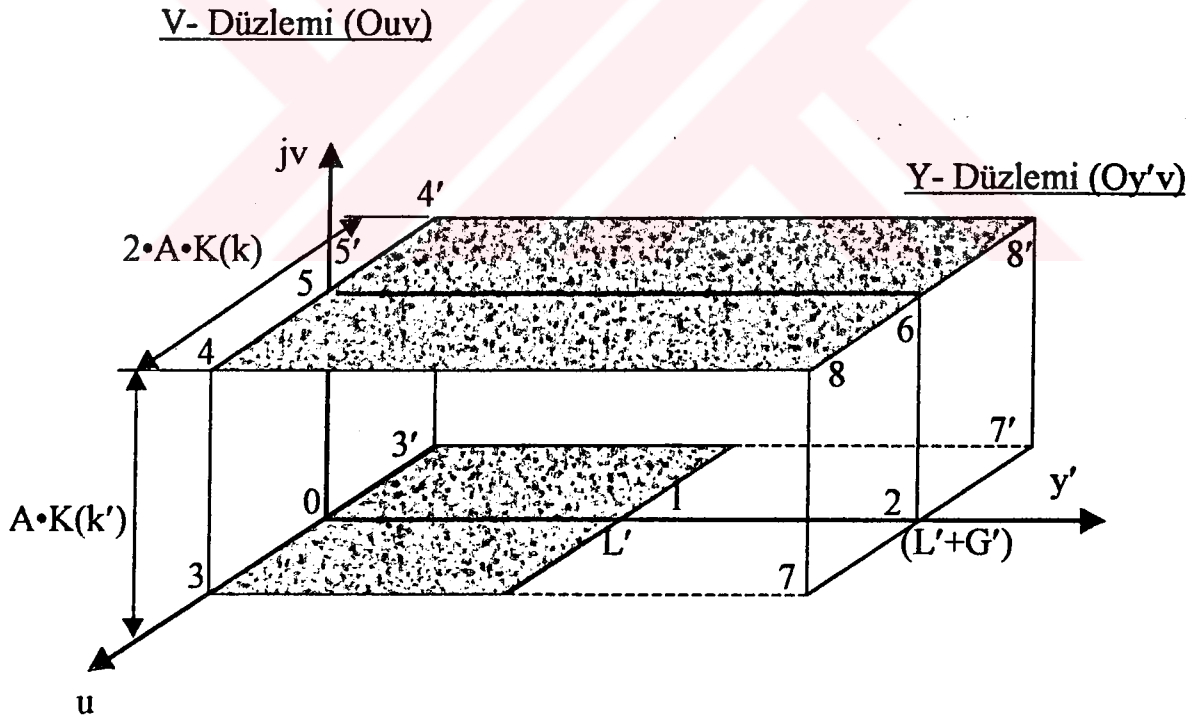
Şekil 3.11. Eşdeğer π devresi (a) gösterimi (b) tek mod (c) çift mod

Tek Mod Kapasitans:

Önce, Şekil (3.10)'daki bütün boyutlar s ile bölündü. Bu bölünen değerler, $Y' = Y/s$ gibi belirtildi. Toprak düzlemlerin potansiyeli sıfır kabul edildi. Schwarz-Christoffel dönüşümü,

$$V = A \int_0^x \frac{dx}{\sqrt{(1-x^2)(1-k^2x^2)}} \quad (3.29)$$

X-düzleminin (0xz) üst yarı bölgesini V-düzlemindeki (0uv) (Şekil 3.12) dikdörtgeninin içine dönüştürür. $A = 0.5w$ olmak üzere bu dönüşümden dolayı hat kesitleri $\overline{34} = A \cdot K(k')$ ve $\overline{33'} = 2A \cdot K(k)$ olur. Burada $K(k_0)$ ve $K(k_0')$ birinci tip tam eliptik integral olup, modülü (2.43) ile verildi ve $k_0' = \sqrt{1-k_0^2}$ dir.



Şekil 3.12. Konform dönüşümün birinci stepi

Bu dönüşümden sonra ACPW'nin λ uzunluğundaki kapasitansı C_L şu şekilde verilir,

$$C_L = 2\epsilon_0\epsilon_{eff} \frac{K(k_0)}{K(k'_0)} \lambda \quad (3.30)$$

burada ϵ_{eff} (2.53) denklemi ve q (2.54) denklemi ile verildi.

(3.29)'daki dönüşüm magnetik ve elektrik duvarlar arasındaki toprak düzlemi 44'88' (Şekil 3.12)'deki dikdörtgen içine ve elektrik duvarın üst yarısı düzlemi $y' = \lambda + g/2$ 'yi 77'88' (Şekil 3.12)'deki dikdörtgen içine dönüştürür.

Bundan sonra yapılan işlemde,

$$P = sn \left[\frac{Y'}{\lambda' + g'/2} K(k_1), k_1 \right] \quad (3.31)$$

fonksiyonu, Y düzlemindeki $(0y'v)$ (Şekil 3.12) dikdörtgeninin içini P-düzlemindeki (Şekil 3.13) işaretli alana dönüştürür. Bu dönüşümün sonucu,

$$p_1 = sn \left[\frac{\lambda'}{\lambda' + g'/2} K(k_1), k_1 \right]$$

$$p_2 = sn \left[\frac{\lambda' + g'/2}{\lambda' + g'/2} K(k_1), k_1 \right] = 1 \quad (3.32)$$

dir. Koordinatın 6. noktasından (Şekil 3.12)

$$\frac{K(k_1)}{K(k'_1)} = \frac{\lambda + g/2}{wK(k'_0)} \quad (3.33)$$

elde edilir. Burada k_0 (2.43) denklemi ile verildi ve k_1 (3.33) denkleminde ters Hilberg dönüşümü [11] kullanılarak hesaplanır.

Ters Hilberg dönüşümü şu şekilde uygulanır. Örneğin,

$$\frac{K(k)}{K(k')} = \beta \quad \text{ise,}$$

$$k = \left(\frac{e^{\pi\beta} - 2}{e^{\pi\beta} + 2} \right)^2 \quad 1 < \beta < \infty \quad \text{ve}$$

$$k = \sqrt{1 - \left(\frac{e^{\pi\beta} - 2}{e^{\pi\beta} + 2} \right)^4} \quad 0 < \beta < 1$$

$$k' = \sqrt{1 - k^2} \quad (3.34)$$

dir. Denklem (3.33)'deki $K(k')$ gibi ifadelerin de hesaplanması gereklidir. Örneğin, K ve K' parametreleri için $k \ll 1$ ve $k' \ll 1$ olduğu durumda iki kullanışlı yaklaşım şu şekildedir:

$$K(k) = K'(k') = \frac{\pi}{2} \left(1 + \frac{k^2}{4} + \frac{9}{64} k^4 \right) \quad k \leq 0.4 \quad (3.35a)$$

$$K'(k') = K(k) = \left(1 + \frac{k'^2}{4} + \frac{9}{64} k'^4 \right) \ln \frac{4}{k'} - \frac{k'^2}{4} - \frac{21}{168} k'^4 \quad (3.35b)$$

k ve k' modüllerinin ara değerleri için aşağıdaki formül kullanılabilir:

$$K' = K(k') = \frac{2}{1+k} K\left(\frac{1-k}{1+k}\right) \quad (3.35c)$$

$k' < 0.707$ olduğu durumda (3.35a) kullanılır ve $k' > 0.707$ olduğu durumda (3.35b) kullanılır.

Son yapılan işlem de, Schwartz-Christoffel dönüşümü,

$$T = B \int_0^p \frac{dp}{\sqrt{(1-p^2) \cdot (1-k_2^2 p^2)}} \quad (3.36)$$

P-düzleminin üst yarı bölgesini T-düzlemindeki (Şekil 3.13b) dikdörtgenin içine dönüştürür. Eliptik integralin k_2 modülü denklem (3.32)'den,

$$k_2 = \frac{p_1}{p_2} = sn \left[\frac{\lambda'}{\lambda' + g'/2} K(k_1), k_1 \right] \quad (3.37)$$

şeklinde bulunur. Yine burada da ters Hilberg dönüşümü kullanılarak k_2 modülü elde edilir. T-düzlemindeki hat kesitlerinin uzunlukları $\overline{01} = B \cdot K(k_2)$, $\overline{12} = B \cdot K(k_2')$ 'dir. Bundan dolayı birim uzunluktaki kapasitans $C_{ino}' = 2\epsilon_0 \epsilon_{eff} K(k_2)/K(k_2')$ olarak bulunur. Bu kapasitans $\overline{44}' = 2A \cdot K(k_0)$ uzunluğu ile çarpılır ve $A=0.5w$ iken toplam giriş kapasitansı,

$$C_{ino} = 4\epsilon_0 \epsilon_{eff} \frac{K(k_2)}{K(k_2')} K(k_0) \cdot 0.5w \quad (3.38)$$

olur. Buradaki ϵ_{eff} , (2.53) denklemi ile verildi.

Denklem (3.38) ve (3.30) kullanılarak denklem (3.27) vasıtasıyla tek mod kapasitansı $C_o = C_{ino} - C_L$ şeklinde bulunur.

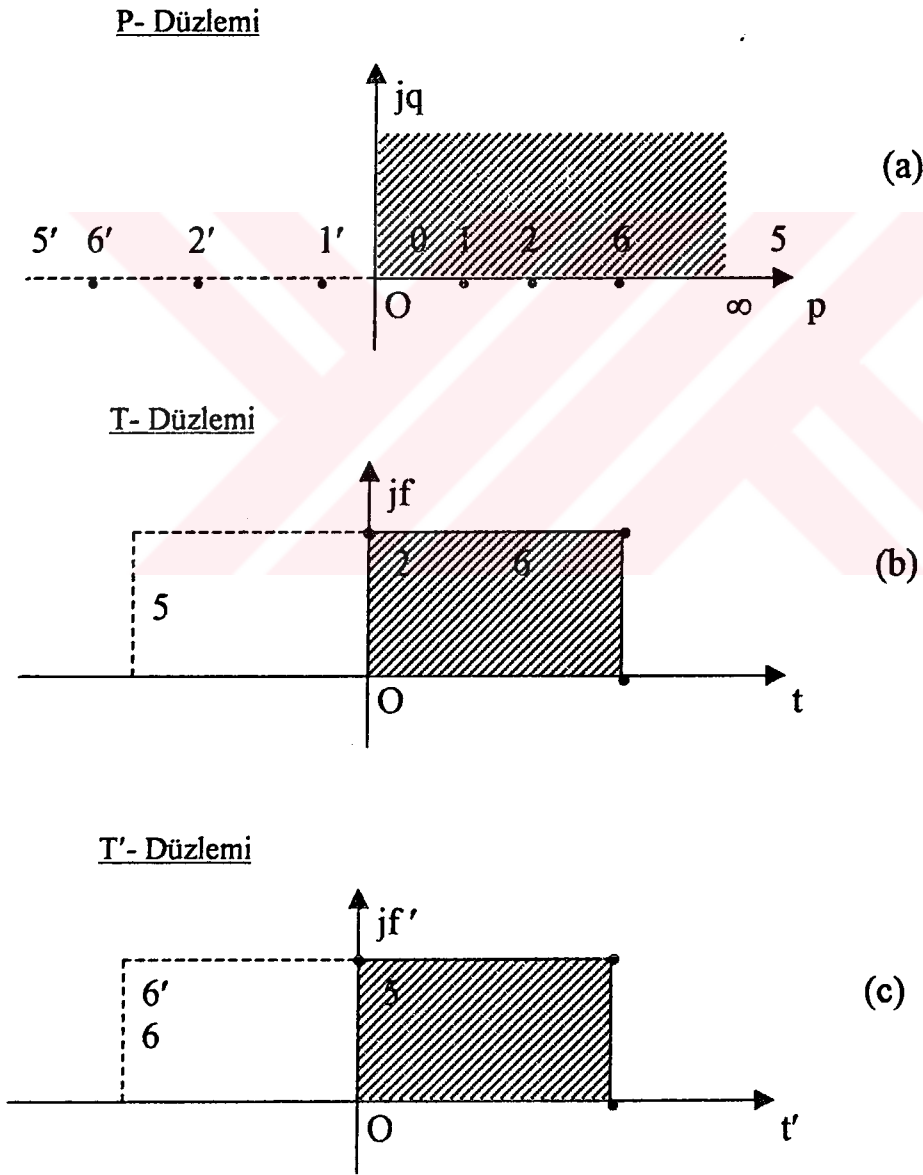
Çift Mod Kapasitansı:

Çift mod için $y = \lambda + g/2$ 'de (Şekil 3.10) magnetik duvar olduğu varsayılır. (3.29) denkleminde verilen dönüşüm ile magnetik duvarın $z \geq 0$ kısmı 77'88' (Şekil 3.12) dikdörtgeninin içine dönüştürülür. Dönüşüm fonsiyonu (3.31) kullanılarak Y-düzlemindeki (0y'v) 0265' (Şekil 3.12) dikdörtgeni P-düzlemindeki üst yarı bölgeye

(Şekil 3.13) dönüştürülür. (Şekil 3.13)'deki $\overline{16}$ hat kesiti çift mod için magnetik duvarı belirtir. 6. nokta (Şekil 3.12) için $y_6' = (\lambda' + g/2) + jK(k')$ ile P-düzlemindeki (Şekil 3.13a) p_6 koordinatı,

$$p = sn \left[\frac{Y_6'}{\lambda' + g'/2} K(k_1), k_1 \right] = \frac{1}{k_1} \quad (3.39)$$

olur.



Şekil 3.13. Konform dönüşümün son stepleri

Son işlem olarak Schwartz-Christoffel dönüşümü P-düzleminin (Şekil 3.13a) üst yarı bölgesini T'-düzleminde (Şekil 3.13c) paralel plaka kapasitansına dönüştürür. (Şekil 3.13c)'den çift modun kapasitansı,

$$C_{ine} = 4\varepsilon_0\varepsilon_{eff} \frac{K(k_3)}{K(k'_3)} K(k_0) \cdot 0.5w \quad (3.40)$$

şeklinde bulunur. Denklem (3.40) ve (3.30) kullanılarak denklem (3.28)'den $C_e = C_{ine} - C_L$ 'den çift-mod kapasitansı bulunur. Burada k_3 Şekil (3.13c) ile tanımlanır:

$$k_3 = \frac{p_1}{p_6} = sn \left[\frac{\lambda}{\lambda + g/2} K(k_1), k_1 \right] \cdot k_1 \quad (3.41)$$

Böylece, π -devresinin kapasitansları aşağıdaki gibi bulunur:

$$C_p = C_e$$

$$C_s = 0.5(C_o - C_e)$$

Daha sonra bulunan C_p ve C_s kapasitanslarının admitansları alınır. Karakteristik

empedansı $Z = \frac{1}{j\omega C}$ olan kapasitansın admitansı $Y = j\omega C$ 'dir,

$$Y_1 = \frac{1}{Z_1} \quad Y_2 = \frac{1}{Z_2} \quad Y_3 = \frac{1}{Z_3}$$

$$Y_1 = j\omega C_p \quad Y_2 = j\omega C_p \quad Y_3 = j\omega C_s$$

ise asimetrik π -devresinin aşağıda verilen matrisinde yerine yazılır,

$$[A \ B \ C \ D] = \begin{bmatrix} 1 + \frac{Y_2}{Y_3} & \frac{1}{Y_3} \\ Y_1 + Y_2 + \frac{Y_1 Y_2}{Y_3} & 1 + \frac{Y_1}{Y_3} \end{bmatrix}$$

ACPW için kayıp hesabı bölüm 2.2.4'de verildi. Bu bölümde verilen formüllere göre propagasyon sabiti γ hesaplanır ve transmisyon matrisinin ABCD parametreleri,

$$[A \ B \ C \ D] = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma l) & Z_0 \sinh(\gamma l) \\ \frac{1}{Z_0} \sinh(\gamma l) & \cosh(\gamma l) \end{bmatrix}$$

verilen matriste yerine konur.

Daha sonra, π -devresinin ve transmisyon hatlarının ABCD matrisleri çarpılır. Çarpım sonucunda elde edilen ABCD matrisinin elemanlarından dönüşüm yapılarak S-parametreleri elde edilir. Dönüşüm formülleri aşağıdaki gibidir:

$$S_{11} = \frac{A + B - C - D}{A + B + C + D}$$

$$S_{12} = \frac{2(AD - BC)}{A + B + C + D}$$

$$S_{21} = \frac{2}{A + B + C + D}$$

$$S_{22} = \frac{-A + B - C + D}{A + B + C + D}$$

Bu çalışmada, S_{21} parametresi hesaplandı ve frekansa göre değişiminin grafikleri elde edildi.

BÖLÜM 4

BULGULAR ve TARTIŞMA

4.1 Deneysel Çalışma

Bu çalışmada, asimetrik koplanar dalga kılavuzunun sayısal ve deneysel analizi yapıldı. Asimetrik koplanar dalga kılavuzunun merkez iletkenindeki seri aralık süreksizlik modelinin eşdeğer devresi olan Pi-devresinin paralel ve seri kapasitansları hesaplandı. Burada elde edilen ifadeler, asimetrik koplanar dalga kılavuzu parametrelerinin ve frekansın geniş aralıkları için geçerlidir.

Asimetrik koplanar dalga kılavuzunda, kalınlığı h , dielektrik sabiti (ϵ_r-1) olan taban göz önünde bulunduruldu. Merkez şeritin genişliği w , asimetriklikten dolayı yarı genişlikleri s_1 ve s_2 , aralığın genişliği g , şerit kalınlığı t olarak tanımlandı. Aralığın analizi Pi-devresinin seri kapasitansı C_s ve paralel kapasitansları C_p ile yapıldı. Bununla birlikte, Pi-devresinin kapasitansları kullanılarak aralığın S-parametreleri hesaplandı. Bu ifadelerin hesaplanması asimetrik koplanar dalga kılavuzunda aralık analizini veren bölüm 3.3.'de anlatıldı.

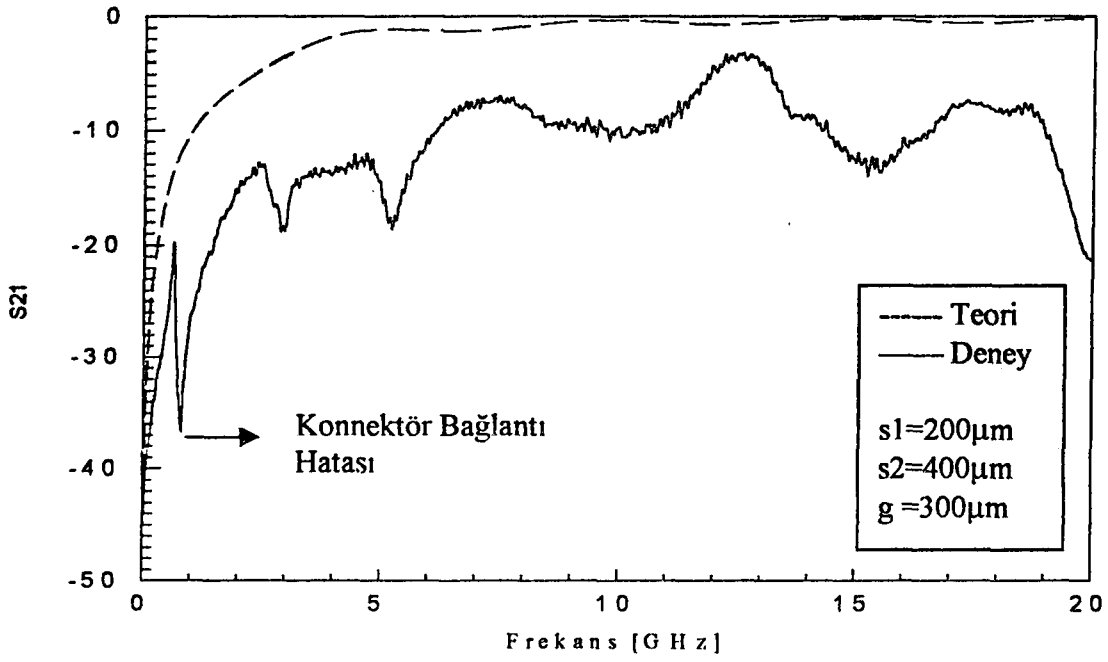
Sayısal analiz ve deneysel ölçümler, merkez şerit genişliği $w=3800\mu\text{m}$, taban kalınlığı $h=750\mu\text{m}$, efektif dielektrik sabiti $\epsilon_r=3$ için yapıldı. Verilen bu parametrelerin boyutlarına göre dizayn edilmiş devrelerin S_{21} parametresinin frekansa bağlı deneysel ölçümleri, HP-8720C network analizörü kullanılarak yapıldı. Ölçümler için giriş ve çıkış bağlantılarında 50Ω 'luk konnektörler kullanıldı. Burada, teorik çalışmadan ve HP-8720C network analizörü kullanılarak yapılan ölçümlerin sonuçlarından elde edilen S_{21} parametresinin 0-20GHz aralığında frekansa bağlı değerleri aynı grafik üzerinde birlikte gösterildi.

Şekil 4.1 , S_{21} parametresinin, teorik hesaplamalar sonucu türetilen ifadeler ile deneysel ölçümlerden elde edilen değerlerinin 0-20 GHz aralığında frekansa göre değişimini göstermektedir. Yarık genişlikleri $s_1=200\mu\text{m}$ sabit kalırken, $s_2=400\mu\text{m}$ ve $600\mu\text{m}$ için aralık genişliği $g=300, 400, 500, 800\mu\text{m}$ olacak şekilde analiz yapıldı. Ayrıca, asimetrik koplanar dalga kılavuzu formülasyonundan türetilen ifadelerden, $s_1=s_2=200\mu\text{m}$ simetrik durumunda, aralık genişliği $g=300, 400, 500, 800\mu\text{m}$ için S_{21} parametresi değerleri 0-20 GHz frekans aralığında hesaplandı. Bu değerlerin simetrik koplanar dalga kılavuzu formülasyonundan türetilen ifadelerden elde edilen değerleri sağladığı görüldü. Simetrik durum için elde edilen sayısal ve deneysel sonuçlar Şekil 4.2'de verildi.

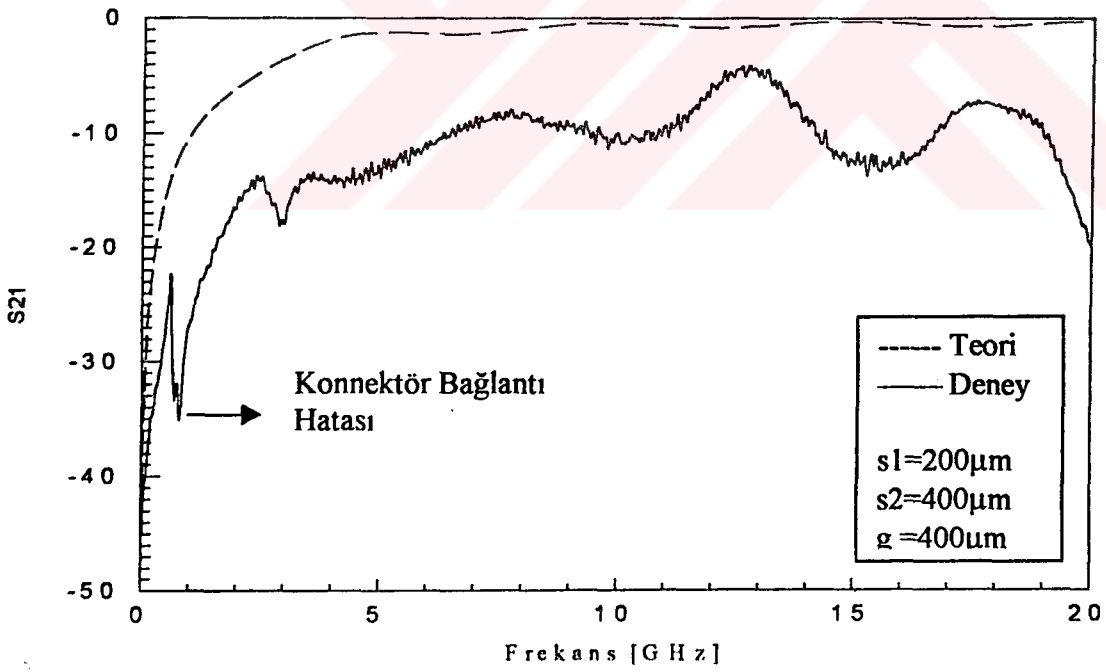
Teorik çalışma ile HP-8720C network analizörü kullanılarak yapılan ölçümlerin sonuçlarından elde edilen S_{21} parametresinin frekansa bağlı grafikleri arasında farklar vardır. Bu farklılıklar, ölçümler sırasında kayıplardan dolayı oluşmaktadır.. Ölçümler sırasında oluşabilecek olan kayıplar;

- iletkenlik kaybı, dielektrik kaybı, ışıma kaybı, bağlantı kayıplarıdır.

Bu kayıplardan dielektrik ve iletkenlik kayıpları, Giovanni'nin makalesindeki [8] asimetrik koplanar dalga kılavuzu için verilen ifadelerle göre hesaplandı. Koplanar hatların mikroşerit hatlara göre ışıma kaybı azdır. Konnektör ve kablo bağlantılarından oluşan kayıplar da bağlantı kayıplarıdır. Konnektör bağlantılarından kaynaklanan hatalar, S_{21} parametresinin frekansa bağlı grafiklerinde (Şekil 4.1(a), (b), (h)) görülmektedir.

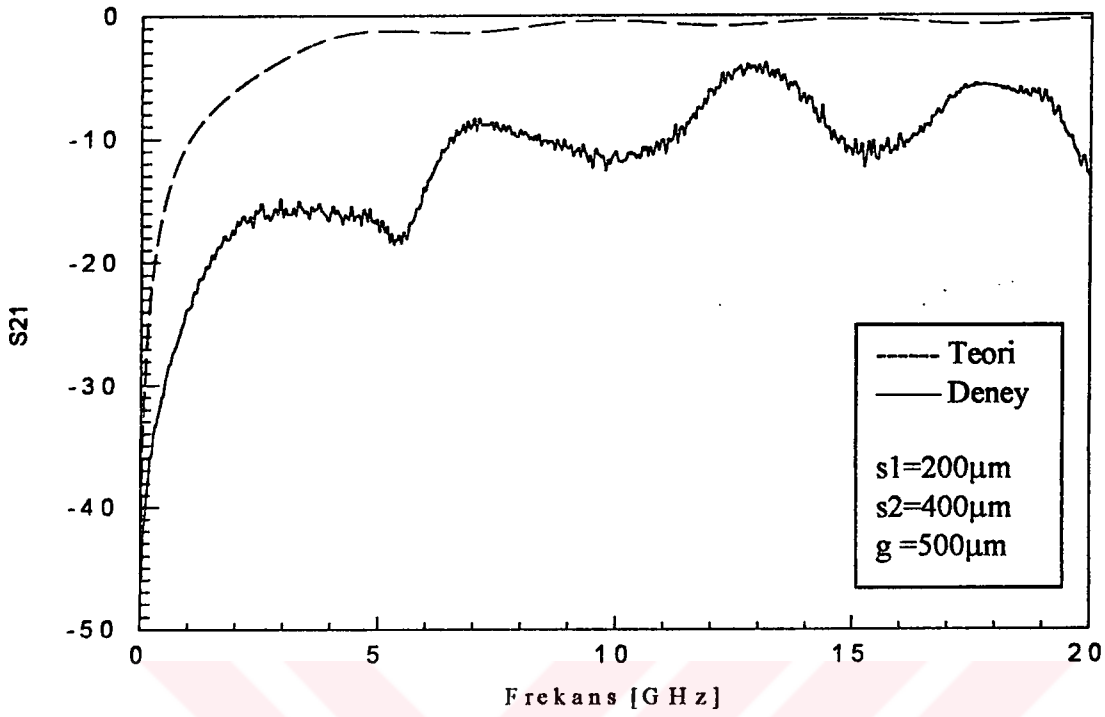


(a)

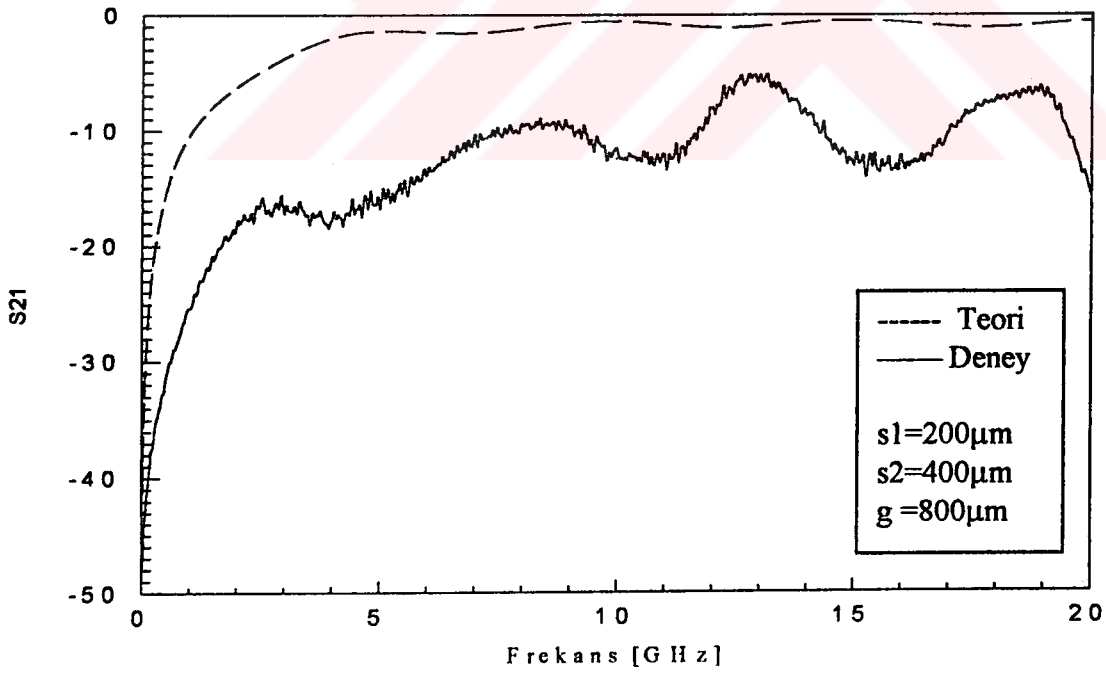


(b)

Şekil 4.1a,b. Asimetrik koplana dalga kılavuzunda S_{21} parametresinin frekansa göre değişimi

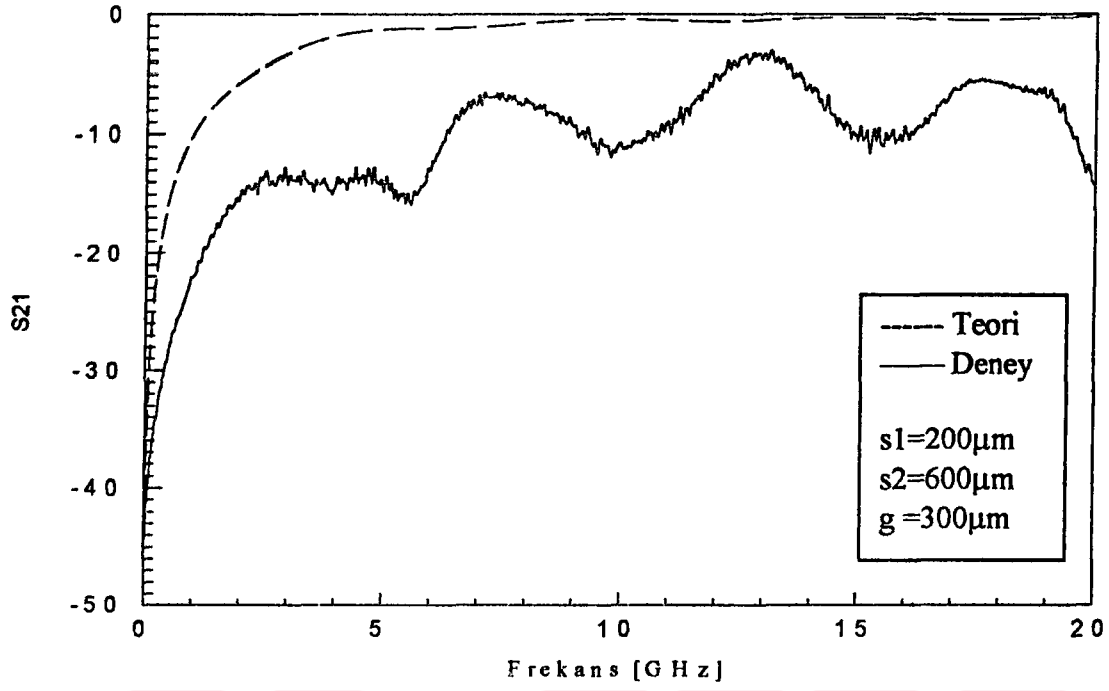


(c)

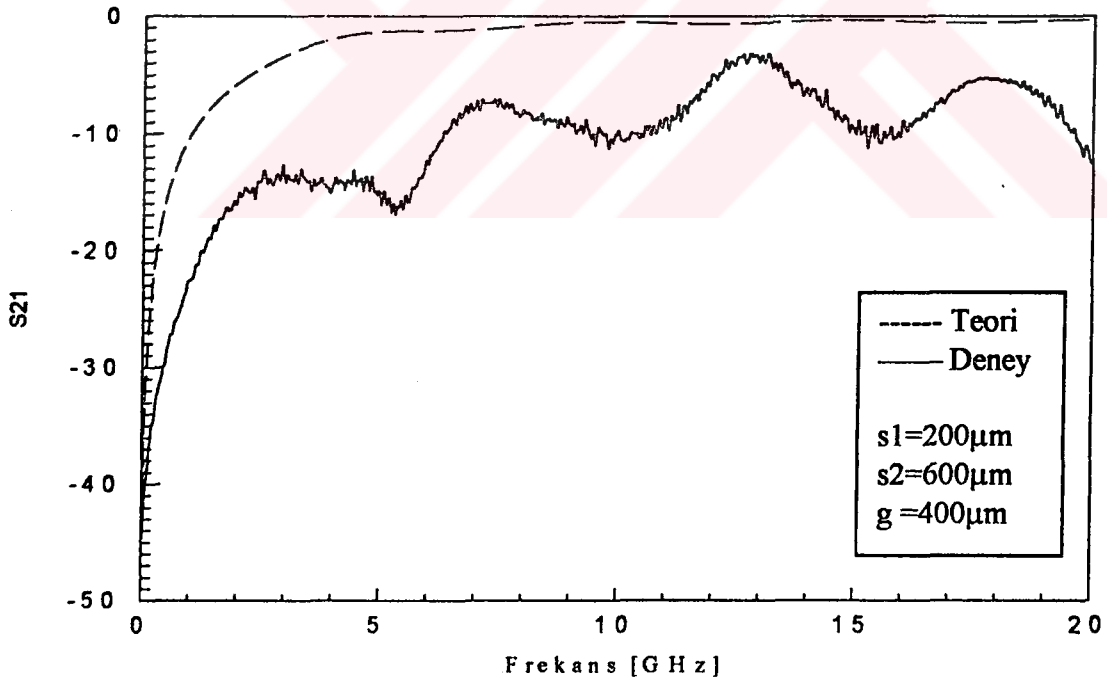


(d)

Şekil 4.1c,d. Asimetrik koplanar dalga kılavuzunda S_{21} parametresinin frekansa göre değişimi

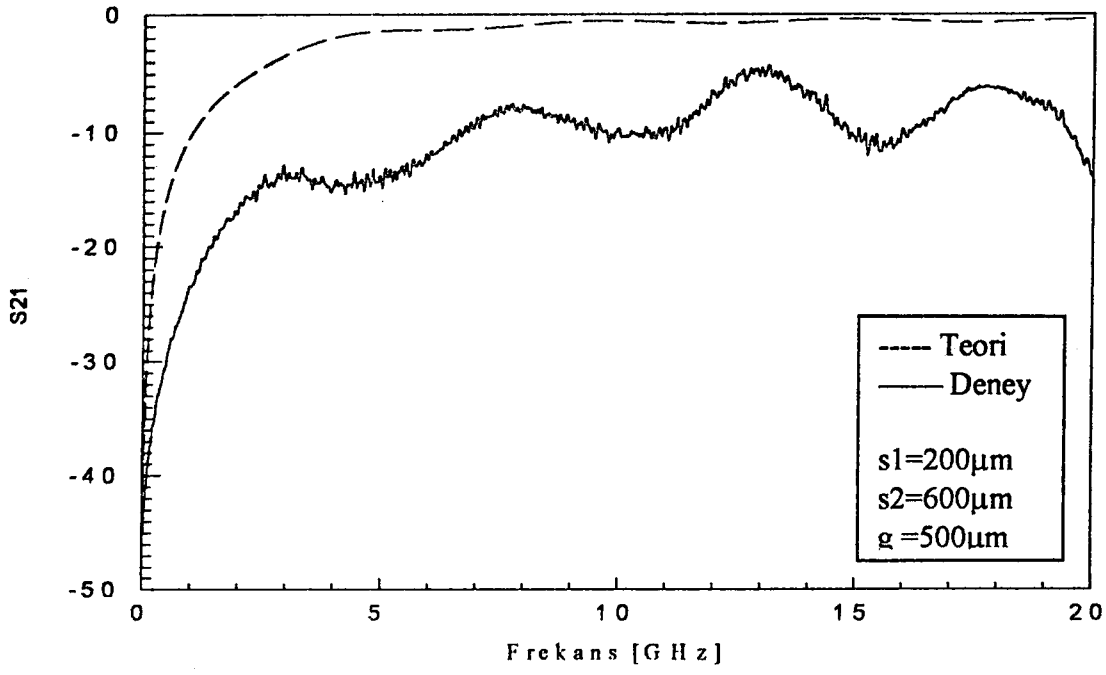


(e)

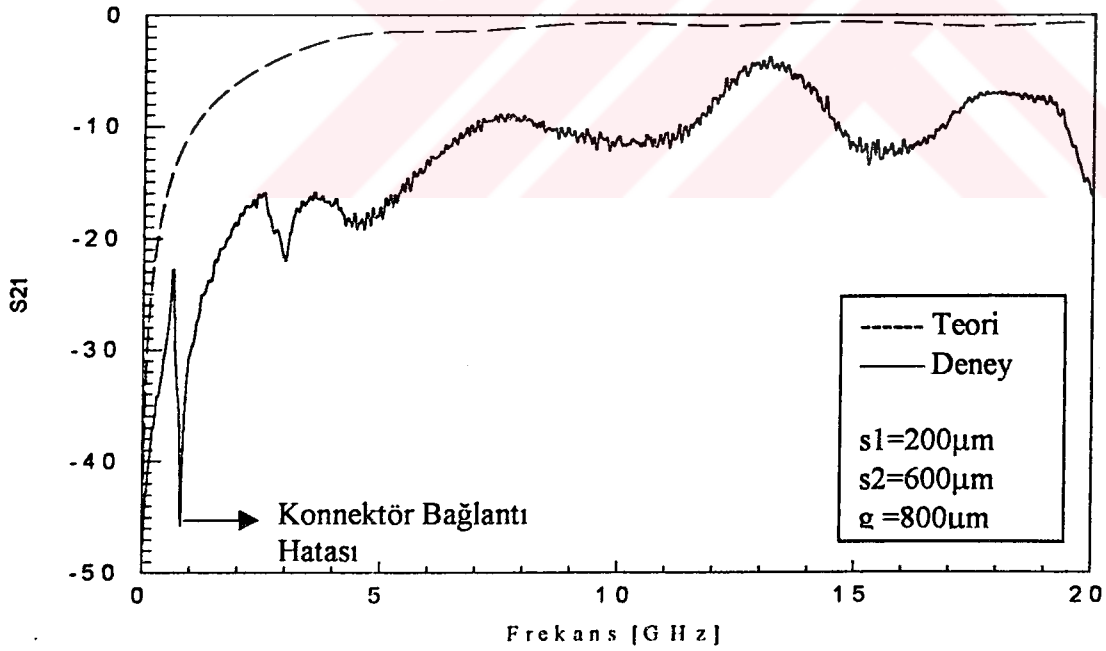


(f)

Şekil 4.1e,f. Asimetrik koplanar dalga kılavuzunda S_{21} parametresinin frekansa göre değişimi

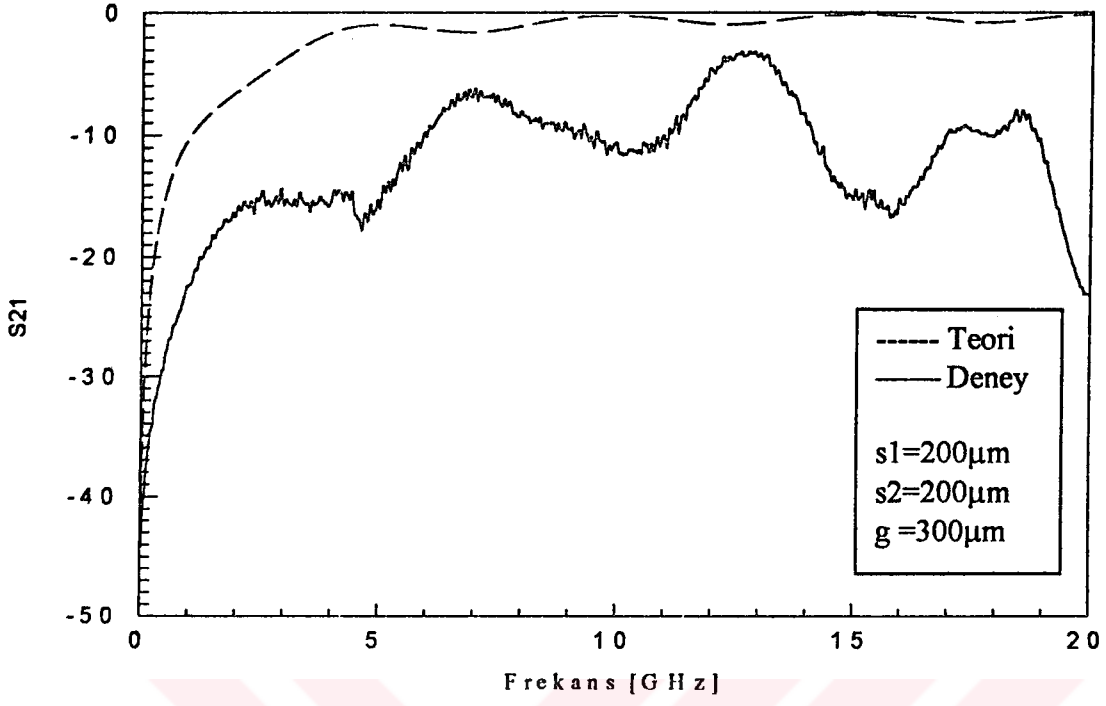


(g)

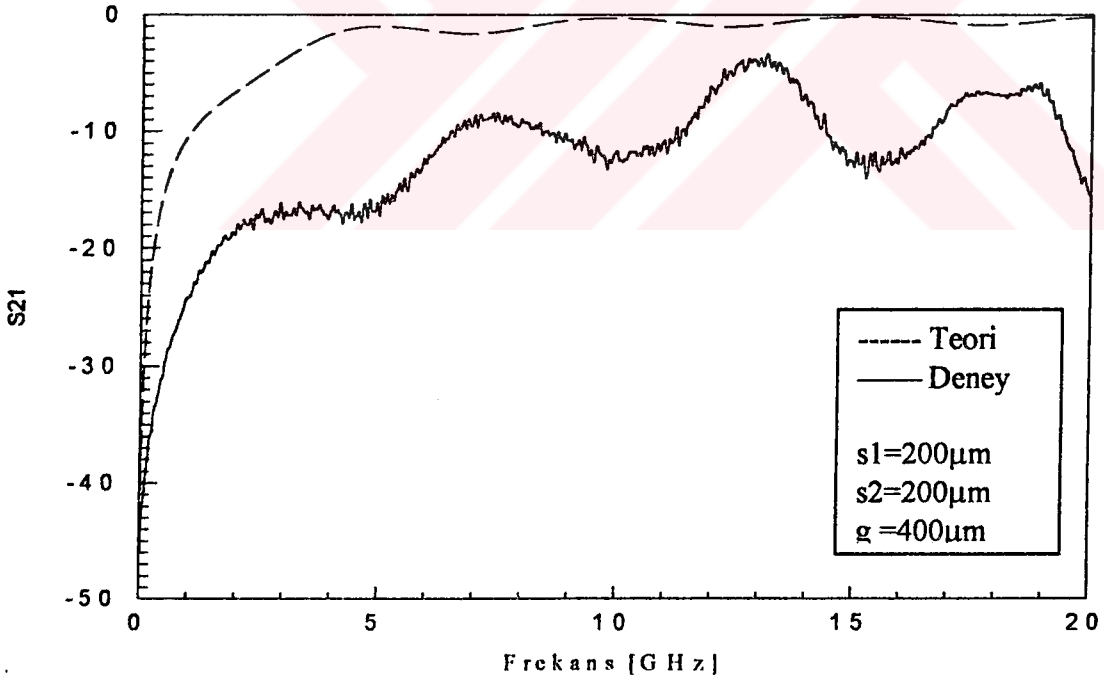


(h)

Şekil 4.1g,h. Asimetrik koplana dalga kılavuzunda S_{21} parametresinin frekansa göre değişimi

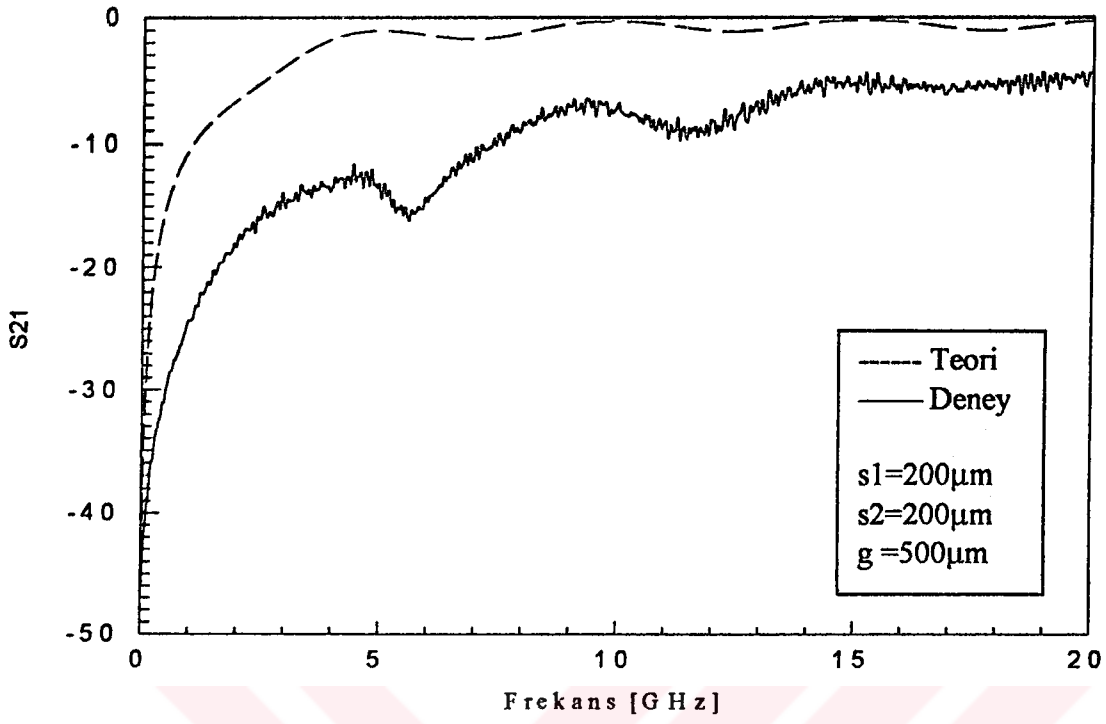


(a)

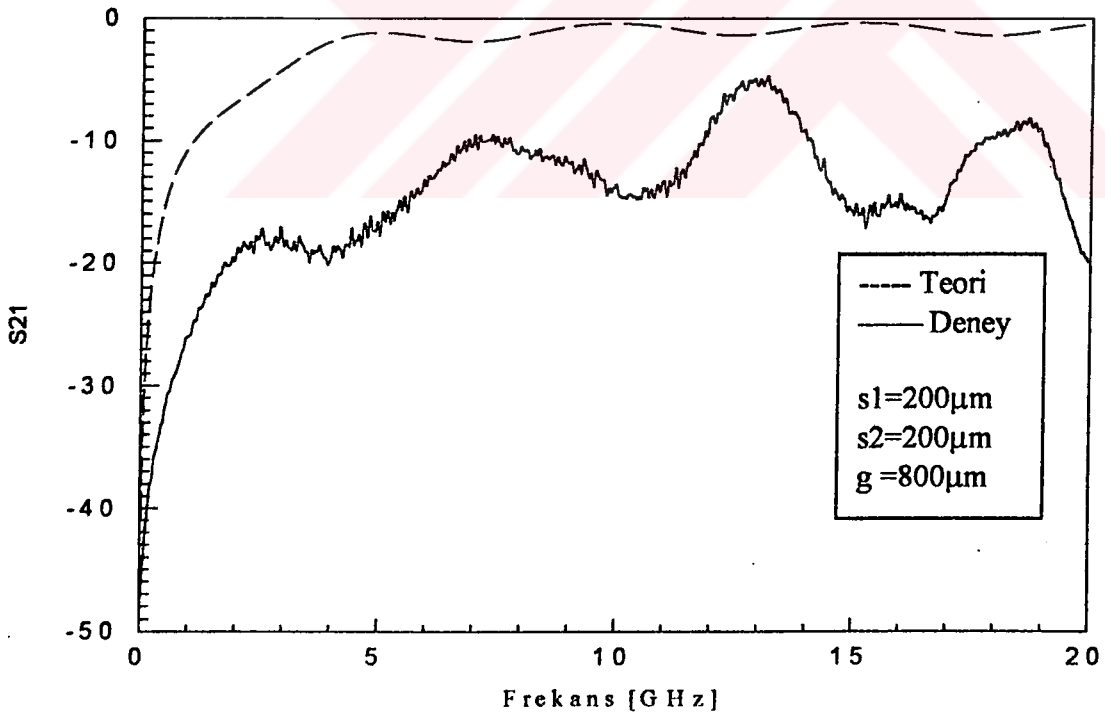


(b)

Şekil 4.2a,b. Simetrik koplana dalga kılavuzunda S_{21} parametresinin frekansa göre değişimi



(c)



(d)

Şekil 4.2c,d. Simetrik koplanar dalga kılavuzunda S_{21} parametresinin frekansa göre değişimi

BÖLÜM 5

SONUÇLAR

Koplanar dalga kılavuzlarının, koaksiyal hatların veya diğer transmision yapılarının mikrodalga entegre devrelerindeki geniş uygulamalarında bu hatların süreksizlik modellerine gereksinim duyulmuştur. Bu nedenle, mikroşerit ve koplanar dalga kılavuzlarında görülen süreksizlikler anlatıldı. Koplanar dalga kılavuzlarında süreksizliği inceleyen sınırlı sayıda çalışma vardır. Daha önce, S. Gevorgian ve arkadaşları [22] simetrik koplanar dalga kılavuzunda aralık analizini inceleyip, aralığın Pi-devresinin paralel ve seri kapasitansları için kapalı formda ifadeler elde etmişlerdir.

Asimetrik koplanar dalga kılavuzlarındaki süreksizlik modellerinden biri olan aralık analizi teorik ve deneysel olarak yapıldı. Asimetrik koplanar dalga kılavuzunun merkez iletkenindeki seri aralık süreksizlik modelinin eşdeğer devresi olan Pi-devresinin paralel ve seri kapasitansları hesaplandı. Bu hesaplanan kapasitanslar kullanılarak aralığın S_{21} parametresi elde edildi.

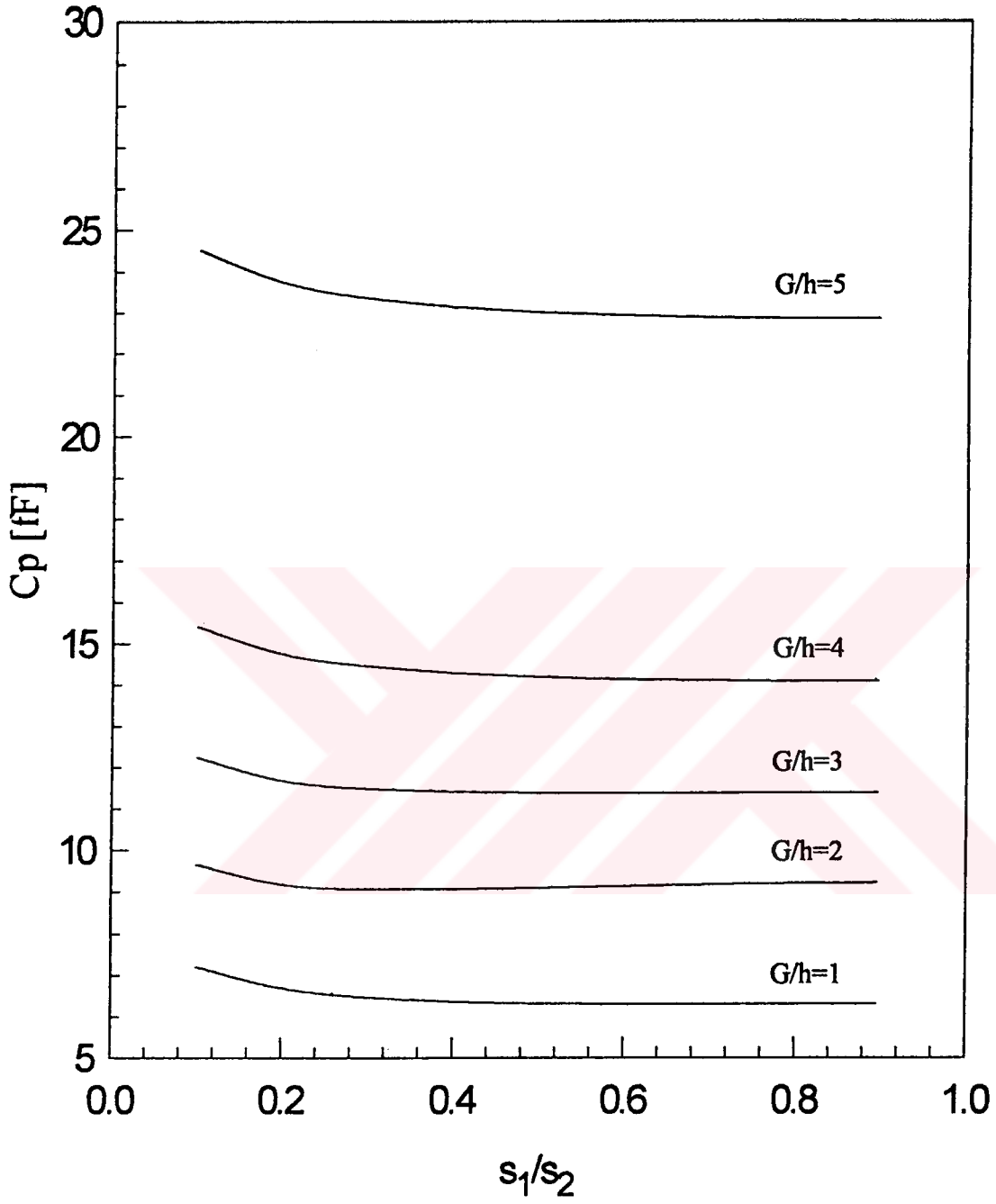
Burada, analizi yapılan merkez şeritte aralığa sahip asimetrik koplanar dalga kılavuzunun taban kalınlığı h , efektif dielektrik sabiti (ϵ_r-1) 'dir. Asimetrik koplanar dalga kılavuzunun merkez şerit genişliği ω , yarı genişlikleri s_1 ve s_2 , aralığın genişliği g , şerit kalınlığı t olarak tanımlandı. Bölüm 3.3'de açıklandığı gibi konform dönüşüm tekniği kullanılarak aralık süreksizliğinin eşdeğer devresi olan Pi-devresinin paralel ve seri kapasitansları için kapalı formda ifadeler elde edildi. $\omega=3800\mu\text{m}$, $h=750\mu\text{m}$, $t=35\mu\text{m}$, $\epsilon_r=3$, $s_1=200\mu\text{m}$ sabit olarak alınırken, $s_2=400\mu\text{m}$, $600\mu\text{m}$, $g=300, 400, 500, 800\mu\text{m}$ değerleri için paralel kapasitans C_p ve seri kapasitans C_s hesaplandı. Şekil 5.1'de asimetrik koplanar dalga kılavuzunda paralel kapasitansın (C_p) asimetri oranına (s_1/s_2) göre değişimi verildi. Burada, asimetri oranı 0.1 ile 0.9 arasında değişirken C_p kapasitansının 5-25 fF değerleri arasında değiştiği görüldü. Şekil 5.2 ise asimetrik

koplanar dalga kılavuzunda seri kapasitansın (C_s) asimetri oranına (s_1/s_2) göre değişimini göstermektedir. Burada, asimetri oranı yine 0.1 ile 0.9 arasında değişirken C_s kapasitansı 200-900 fF değerlerini almaktadır.

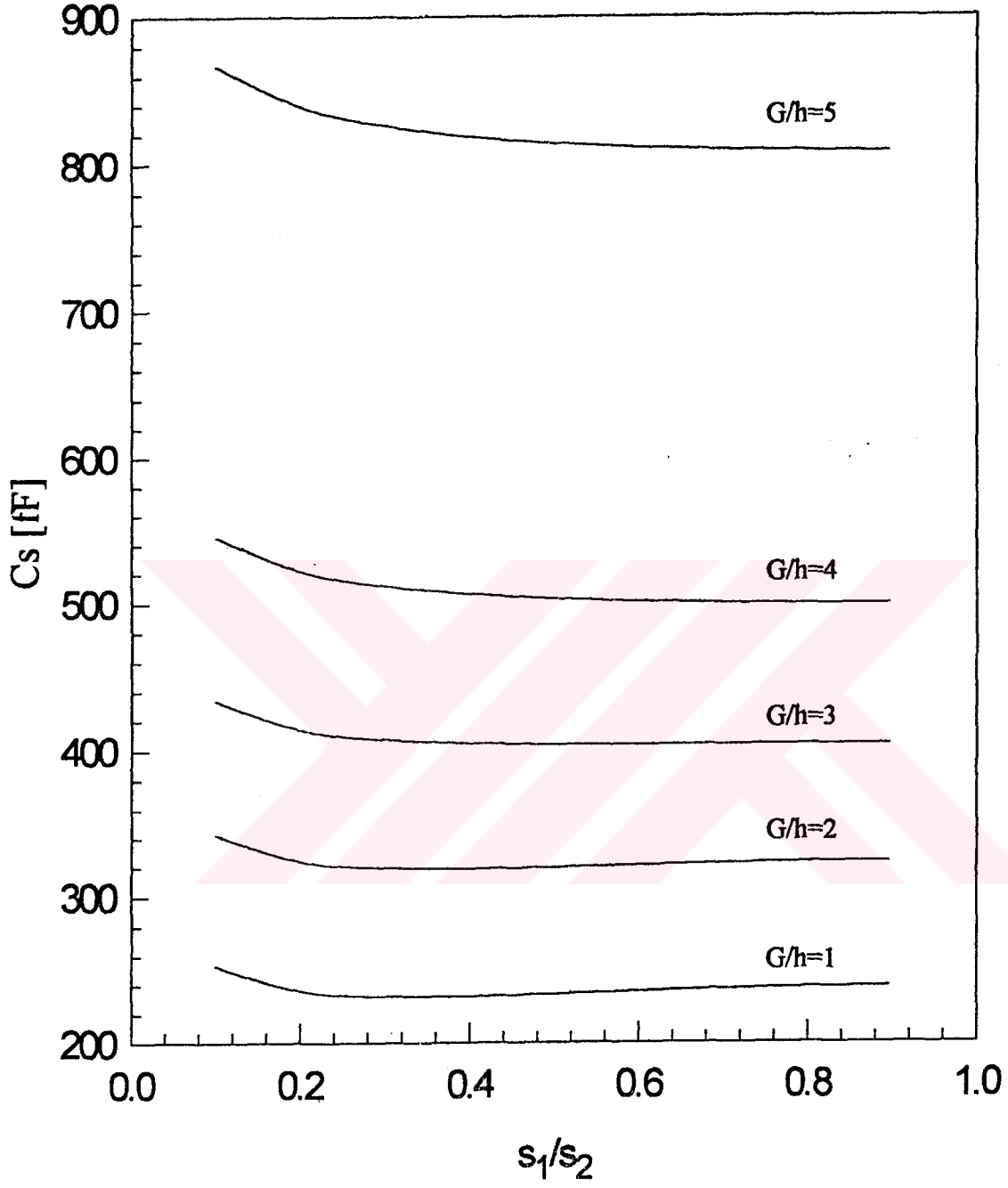
Teorik çalışmada, eşdeğer Pi-devresinin konform dönüşüm tekniği ile hesaplanan paralel C_p kapasitansı ve seri C_s kapasitansı kullanılarak aralığın S_{21} parametresi hesaplandı. Deneysel analizde, dizayn edilen asimetrik koplanar dalga kılavuzu devrelerinin S_{21} parametreleri frekansa bağlı olarak HP-8720C network analizörü kullanılarak ölçüldü. Burada, teorik çalışmadan ve deneysel ölçümlerin sonuçlarından elde edilen S_{21} parametresinin frekansa göre değişimleri birlikte gösterildi. Şekil 4.1'de verilen grafiklerde frekans 0-20GHz aralığında değişirken S_{21} parametresinin -50dB civarından sıfıra doğru yaklaştığı görülmektedir. Teorik çalışma ile elde edilen S_{21} parametresinin grafikleri ile deney sonucu elde edilen S_{21} parametresinin grafikleri arasında görülen farklar ölçümler sırasındaki iletkenlik, dielektrik, ısıma ve bağlantı kayıplarından oluşmaktadır. Bu nedenle asimetrik koplanar dalga kılavuzunun iletkenlik ve dielektrik kayıpları da hesaplandı. Koplanar hatlarda ısıma kaybı çok düşük olmaktadır. Konnektör ve kablo bağlantılarından kaynaklanan kayıplar da bağlantı kayıplarıdır. Deneysel çalışma sırasında konnektör bağlantılarından kaynaklanan kayıplar S_{21} parametresinin frekansa bağlı grafiklerinde işaret edilmiştir. Bu çalışmada, elde edilen ifadeler asimetrik koplanar dalga kılavuzu parametrelerinin ve frekansın geniş aralıkları için geçerlidir.

Öneriler:

Daha önce simetrik koplanar dalga kılavuzunda aralık analizi S. Gevorgian ve arkadaşları [22] tarafından yapılmıştır. Bu çalışmada ise asimetrik koplanar dalga kılavuzunda aralık analizi konform dönüşüm metodu ile teorik ve deneysel olarak yapıldı. Burada elde edilen formüllerin simetrik durum için de geçerli olduğu görüldü. Ayrıca bu çalışmada türetilen formüller ile, burada yapılmayan çok katlı koplanar dalga kılavuzunun efektif dielektrik sabiti kullanılarak çok katlı koplanar dalga kılavuzunun da aralık analizi yapılabilir.



Şekil 5.1. Asimetrik koplanar dalga kılavuzunda paralel kapasitansın (C_p) asimetriklik oranına (s_1/s_2) göre değişimi ($G=s_1+\omega+s_2$, $h=750\mu\text{m}$, $\epsilon_r=3$, $\omega=3800\mu\text{m}$)



Şekil 5.2. Asimetrik koplanar dalga kılavuzunda seri kapasitansın (C_s) asimetriklik oranına (s_1/s_2) göre değişimi ($G=s_1+\omega+s_2$, $h=750\mu\text{m}$, $\epsilon_r=3$, $\omega=3800\mu\text{m}$)

KAYNAKLAR

[1] Cohn, S.B., "Slotline on a Dielectric Substrate," IEEE Trans., Vol. MTT-17, pp. 768-778, 1969.

[2] Wen, C.P., "Coplanar Waveguide: A Surface Strip Transmission Line Suitable for Non-Reciprocal Gyromagnetic Device Application," IEEE Trans., Vol. MTT-17, pp. 1087-1090, 1969.

[3] Davis, M.E., et. al., "Finite-Boundary Corrections to the Coplanar Waveguide Analysis," IEEE Trans., Vol. MTT-21, pp. 594-596, 1973.

[4] Hatsuda, T., "Computation of Coplanar-Type Strip Line Characteristics by Relaxation Method and its Applications to Microwave Circuits," IEEE Trans., Vol. MTT-23, pp. 795-802, 1975.

[5] C. Veyres, V. Foud Hanna, "Extension of the application of conformal mapping technique to coplanar lines with finite dimensions," Centre National d'Etudes des Telecommunications PAB/ETR, Issy les Moulineaux, France, 1979.

[6] Wheeler, H.A., "Transmission Line Properties of Parallel Wide Strips by Conformal Mapping Approximation," IEEE Trans., Vol. MTT-12, pp. 280-289, 1964.

[7] Schneider, M.V., "Microstrip Lines for Microwave Integrated Circuits," B.S.T.J., Vol. 48, pp. 1422-1444, 1969.

[8] Giovanni Ghione, "A CAD-Oriented Analytical Model for the Losses of General Asymmetric Coplanar Lines in Hybrid and Monolithic MICs," IEEE Trans., Vol. 41, pp. 1500-1512, 1993.

- [9] V.F.Hanna, D. Thebault, "Theoretical and Experimental Investigation of Asymmetrical Coplanar Waveguides," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-32, pp. 1649-1651, 1984.
- [10] C. Karpuz, A. Görür, H. Görür, M. Alkan, "Fast and Simple Analytical Expressions for Quasistatic Parameters of Asymmetric Coplanar Lines", Microwave and Optical Technology Letters, 9/6, pp. 334-336, August 20, 1995.
- [11] W. Hilberg, "From Approximations to Exact Relations for Characteristic Impedances," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-17, pp. 259-265, 1969.
- [12] P. Silvester, P. Benedek, "Equivalent Capacitance of Microstrip Open Circuits," IEEE Trans., Vol. MTT-20, pp. 511-516, 1972.
- [13] P. Benedek, P.Silvester, "Equivalent Capacitance for Microstrip Gaps and Steps," IEEE Trans., Vol. MTT-20, pp. 729-733, 1972.
- [14] P. Silvester, P.Benedek, "Microstrip Discontinuity Capacitances for Right-angle Bends, T-junctions and Crossings," IEEE Trans., Vol. MTT-21, pp. 341-346, 1973.
- [15] A. Farrar, A.T.Adams, "Computation of Static Capacitance Data for Single, Double and Triple Microstrip Line," IEEE-GMTT Int. Microwave Symp.Digest, pp. 257-261, 1970.
- [16] Horton, R., "Equivalent Representation of an Abrupt Impedance Step in Microstrip Line," IEEE Trans., Vol. MTT-21, pp. 562-564, 1973.
- [17] K.C.Gupta, R.Garg, I.J.Bahl, Microstrip Lines and Slotlines. Dedham, MA:Artech, Ch. 1,3,7, 1979.
- [18] T.C.Edwards, Foundation for Microstrip Circuit Design. New York:Wiley, Ch. 2,5.

- [19] A.F.Thompson, A.Gopinath, "Calculation of Microstrip Discontinuity Inductances," IEEE Trans., Vol. MTT-23, 1975, pp. 648-655, 1981.
- [20] C.Gupta, A.Gopinath, "Equivalent Circuit Capacitance of Microstrip Step Change in Width," IEEE Trans., Vol. MTT-25, pp. 819-822, 1977.
- [21] Garg,Ramesh, I.J.Bahl, "Microstrip Discontinuities," Int. J. Electronics, Vol. 45, July, 1978.
- [22] S.Gevorgian, A.Deleniv, T.Martinsson, S.Gal'chenko, P.Linner, I.Vendik, "CAD Model of a Gap in a Coplanar Waveguide," International Journal of Microwave and Milimeter-Wave Computer-Aided Engineering, Vol. 6, pp. 369-377, 1996.
- [23] R.N.Simons, G.E.Ponchak, "Modelling of some coplanar waveguide discontinuities," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 36, pp. 1796-1803, Dec., 1988
- [24] M.Y.Frankel, S.Gupta, J.A. Valdmanis,and G.A.Mourou, "Picosecond pulse formation by transmission line discontinuities," Electron. Lett., Vol. 25, pp. 1363-1365, Sept.1989.
- [25] M.Naghed, I.Wolff, "Equivalent capacitance of coplanar waveguide discontinuities and interdigitated capacitors using a three-dimensional finite difference method," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. 38, pp. 1808-1815, Dec. 1990.
- [26] M.Naghed, M.Rittweger, I.Wolff, "A new method for the calculation of the equivalent inductances of coplanar waveguide discontinuities," IEEE MTT-S int. Microwave Symp. Dig., pp. 747-750, 1991.

- [27] S.Alexandrou, R.Sobolewski, H.Nakano, B.C.Tousley, T.Y.Hsiang, "Picosecond characterization of bent coplanar waveguides," *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, Vol. 1, pp. 236-238, Sept. 1991.
- [28] M.Drissi, F.V.Hanna, J.Citrene, "Analysis of coplanar waveguide radiating end effects using the integral equation technique," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 39, pp. 112-116, Jan. 1991.
- [29] N.I.Dib, L.P.B.Katehi, "Modelling of shielded CPW discontinuities using the space domain integral equation method," *J. Electromagnetics Waves Appl.*, Vol. 5, pp. 503-523, 1991.
- [30] N.I.Dib, L.P.B.Katehi, G.E.Ponchak, R.N.Simons, "Theoretical and experimental characterization of coplanar waveguide discontinuities for filter applications," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 39, pp. 873-882, May 1991.
- [31] Ming-Hua Mao, Ruey-Bei Wu, Chun-Hsiung Chen, Chao-Hui Lin, "Characterization of coplanar waveguide open end capacitance-Theory and Experiment", *IEEE Trans.*, Vol. 42, pp. 1016-1024, June 1994.
- [32] Nihad I.Dib, Minoo Gupta, George E.Ponchak, Linda P.B.Katehi, "Characterization of asymmetric coplanar waveguide discontinuities", *IEEE Trans.*, Vol. 41, pp. 1549-1558, Sept. 1993.

EKLER

EK-A. Konform Dönüşüm

Eğer bir transmisyon hattının kapasitansı belirlenebilirse, $Z_c=1/vc$ eşitliğinden karakteristik empedansı belirlenebilir. İki boyutlu Laplace denkleminin çözümü için pek çok metod vardır. Bunlardan biri, Konform dönüşüm diğeri ise Schwartz-Christoffel dönüşümdür. Planar transmisyon hatlarında kullanılan transmisyon hat yapıları için Laplace denklemleri için çözüm bulmak zordur. İki boyutlu potansiyel problemleri çözmek için sınırlar Laplace denklemleri ile çözümün kolay yapılabileceği daha basit bir konfigürasyona dönüştürülür. Konform dönüşüm tekniği koordinat dönüşümüne denk gelir ve planar transmisyon hatlarında uygulaması aşağıda anlatıldı.

$\zeta = \sigma + j\eta$ bir kompleks değişken olsun ve fonksiyonu şu şekilde kabul edelim,

$$\sin \zeta = \sin(\sigma + j\eta) = \sin \sigma \cosh \eta + j \cos \sigma \sinh \eta$$

Bu fonksiyon reel eksen σ boyunca 2π periyodu ile periyodiktir. Yeni bir kompleks değişken W 'yı tanımlarsak,

$$W = u + jv = \sin \zeta \quad (1)$$

$W = \sin \zeta$ fonksiyonu için, $dW / d\zeta = \cos \zeta = (1 - W^2)^{1/2}$, böylece

$$\frac{d\zeta}{dW} = \frac{1}{\sqrt{1 - W^2}} \quad (2)$$

bu ters fonksiyonu verir,

$$\zeta = \sin^{-1} W = \int_0^W \frac{dW}{\sqrt{1-W^2}} \quad (3)$$

σ eksenini boyunca 0'dan 1'e integralden periyodun dörtte biri elde edilir,

$$\frac{\pi}{2} = \int_0^1 \frac{dW}{\sqrt{1-W^2}} \quad (4)$$

Planar transmisyon hat problemlerinin çözümünde kullanılan bir fonksiyon, kompleks ζ düzleminde σ ve η eksenlerinin her ikisi boyunca periyodiktir çünkü mümkün olan bütün değerlerini dikdörtgen içerisine alır. Eliptik sinüs fonksiyon çift periyodlu bir fonksiyondur ve şöyle ifade edilir,

$$W = sn(\zeta, k) \quad (5)$$

k parametresine modül denir ve iki periyodu tanımlar. Eliptik sinüs fonksiyonunun σ boyunca $4K$ ve η boyunca $2K'$ periyodu vardır. Ters fonksiyon şu şekilde verilir,

$$\zeta = sn^{-1}(W, k) = \int_0^W \frac{dW}{\sqrt{(1-W^2) \cdot (1-k^2W^2)}} \quad (6)$$

K ve K' şu şekilde verilir,

$$K = \int_0^1 \frac{dW}{\sqrt{(1-W^2) \cdot (1-k^2W^2)}} \quad (7a)$$

$$K + jK' = \int_0^{1/k} \frac{dW}{\sqrt{(1-W^2) \cdot (1-k^2W^2)}} \quad (7b)$$

veya

$$K' = \int_1^{1/k} \frac{dW}{\sqrt{(W^2-1)(1-k^2W^2)}} \quad (7c)$$

$W = \sin \theta$ yerine konur ve K ifadesi şu şekilde elde edilir,

$$K = K(k) = \int_0^{\pi/2} \frac{d\theta}{\sqrt{1-k^2 \sin^2 \theta}} = F\left(k, \frac{\pi}{2}\right) \quad (8)$$

Birinci tip tam eliptik integraldir. K' için elde edilen ifadede $k^2(W^2-1) = (1-k^2)\cos^2\theta$ kullanılarak ifade şu forma getirilir,

$$K' = K'(k) = \int_0^{\pi/2} \frac{d\theta}{\sqrt{1-k'^2 \sin^2 \theta}} = F\left(k', \frac{\pi}{2}\right) = K(k') \quad (9)$$

burada komplementer modül $k' = (1 - k^2)^{1/2}$ 'dir. (6) ve (7) formüllerinden şu ifadeler çıkarılır,

$$sn(0, k) = 0 \quad (10a)$$

$$sn(K, k) = 1 \quad (10b)$$

$$sn(K + jK', k) = \frac{1}{k} \quad (10c)$$

Diğer kullanılan değer ise,

$$sn(jK', k) = \pm\infty \quad (10d)$$

Eliptik sinüs fonksiyonu sinüs fonksiyonundan çıkarılır ve $k=0$ olduğu durumda indirgenir.

K ve K' parametreleri, $k \ll 1$ ve $k' \ll 1$ durumlarında kullanışlı olan iki yaklaşım formülü şu şekildedir,

$$K(k) = K'(k') = \frac{\pi}{2} \left(1 + \frac{k^2}{4} + \frac{9}{64} k^4 \right) \quad k \leq 0.4 \quad (11a)$$

$$K'(k') = K(k) = \left(1 + \frac{k'^2}{4} + \frac{9}{64} k'^4 \right) \ln \frac{4}{k'} - \frac{k'^2}{4} - \frac{21}{168} k'^4 \quad k \geq 0.65 \quad (11b)$$

k ve k' modülleri yer değiştirebilir. $K(k)/K'(k) = K(k)/K(k')$ 10^5 'de bir doğrulukla şu formüller kullanılarak hesaplanabilir:

$$\frac{K}{K'} = \frac{1}{\pi} \ln \left(2 \frac{1 + \sqrt{k}}{1 - \sqrt{k}} \right) \quad 0.7 \leq k \leq 1$$

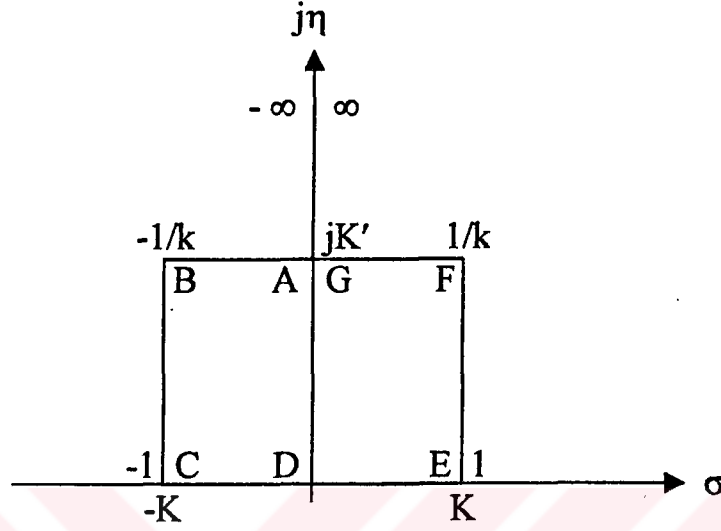
$$\frac{K}{K'} = \left[\frac{1}{\pi} \ln \left(2 \frac{1 + \sqrt{k'}}{1 - \sqrt{k'}} \right) \right]^{-1} \quad 0 \leq k \leq 0.7 \quad (11c)$$

k ve k' 'nin ara değerleri için aşağıdaki formül kullanılabilir:

$$K' = K(k') = \frac{2}{1+k} K \left(\frac{1-k}{1+k} \right) \quad (11d)$$

burada k ve k' yer değiştirebilir. k' 0.707'den küçük olduğu durumda $(1-k)/(1+k)$ her zaman 0.172'den küçüktür ve (11a) uygulanabilir. k' 0.707'den büyük ise (11b) kullanılabilir. Şekil Ek-A.1'deki ζ düzleminde verilen dikdörtgeni göz önüne alalım. A, B, C, D, E, F noktalarında işaretlenen $sn(\zeta, k)$ değerleri de görülmektedir. $W = sn(\zeta, k)$ dikdörtgeni, reel W eksenine ve bütün iç değerleri W düzlemin üst yarı bölgesine dönüştürür. AB, CDE ve FG kenarları iletken metal sınırları ise W düzlemindeki konfigürasyon havadaki koplunar transmisyon hattıdır. CDE ve BAF

plakaları arasındaki kapasitans ζ düzlemindeki ideal paralel plaka kapasitansının iki katıdır ve bundan dolayı şöyle verilir,



Şekil Ek-A.1. $\text{sn}(\xi, K)$ fonksiyonu

$$C = 2\epsilon_0 \frac{2K}{K'} = 4\epsilon_0 \frac{K}{K'} \quad (12)$$

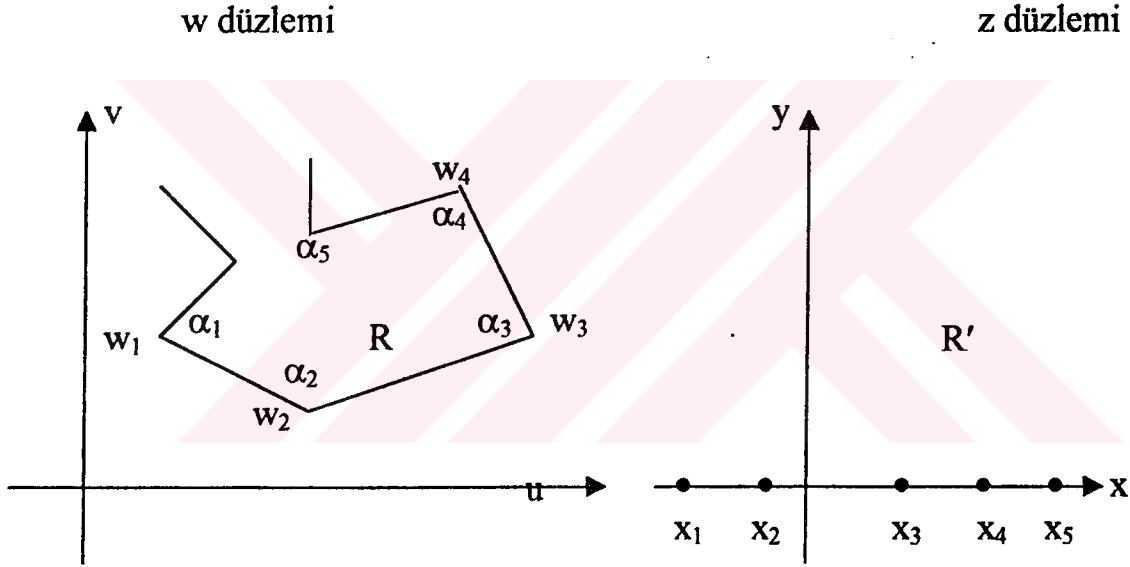
Koplanar hattın parametresi, merkez şeritin genişliğinin toprak düzlemler arasındaki boşluğa oranıdır, şu şekilde verilir $2/2u_1=k$ ve eliptik sinüs fonksiyonunun modülüdür. ζ düzlemindeki BC ve EF sınırları magnetik duvar olduğu için paralel kapasitansı yoktur. BC ve EF kenarları iletken şerit olarak seçilirse, koplanar şerit transmisyon hattı elde edilir. V potansiyelinde BC ve $-V$ potansiyelinde EF sınırı ile ideal paralel plaka kapasitansı şöyle bulunur,

$$C = 2\epsilon_0 \frac{K}{2K'} = \epsilon_0 \frac{K'}{K} \quad (13)$$

k sıfıra doğru gittiğinde, $\pm u_1$ noktaları sonsuza gider ve bir yarık hat elde edilir. Bununla birlikte, $k=0$ olmamalı çünkü bir yarık ile ayrılan iki düzlem arasındaki kapasitans sonsuz olmaktadır.

EK-B. Schwartz-Christoffel Dönüşümü

Schwartz-Christoffel dönüşümü, z -düzlemindeki reel eksenini w -düzlemindeki bir poligona (z -düzleminin üst yarısını da poligonun iç bölgesine) dönüştüren bir konform dönüşümdür. w düzleminde w_1, w_2, \dots, w_n köşeleri ve iç açıları $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n$ olan Şekil Ek-B.1'deki gibi bir poligonu göz önüne alalım. Bu şekildeki w_1, w_2, \dots, w_n noktaları z düzleminin reel eksenini üzerinde x_1, x_2, \dots, x_n noktalarına dönüştür.



Şekil Ek-B.1. w düzlemindeki poligonun z düzlemindeki reel eksene dönüşümü

w düzlemindeki poligonun içi R 'yi z düzlemindeki üst yarı bölge R' 'ne ve poligonun sınırını reel eksenini üzerine dönüştürür ve şu şekilde verilir,

$$\frac{dw}{dz} = A(z - x_1)^{\alpha_1/\pi-1} (z - x_2)^{\alpha_2/\pi-1} \dots (z - x_n)^{\alpha_n/\pi-1} \quad (1)$$

veya

$$w = A \int (z - x_1)^{\alpha_1/\pi-1} (z - x_2)^{\alpha_2/\pi-1} \dots (z - x_n)^{\alpha_n/\pi-1} dz + B \quad (2)$$

burada A ve B kompleks sabitlerdir.

Aşağıda belirtilen şu noktalara dikkat edilmelidir.

1. x_1, x_2, \dots, x_n 'lerden herhangi 3 nokta seçilebilir.
2. A ve B sabitleri poligonun ölçüsünü, yönelişini ve pozisyonunu belirler.
3. x_n gibi bir noktayı, (1) ve (2)'nin son faktörleri x_n noktasını içermediği durumda seçmek uygundur.
4. Sonsuz açık poligonlar kapalı poligonların limiti olarak kabul edilebilir.

EK-C. Hilberg Dönüşümü

K/K' genel fonksiyonu konform dönüşüm ile elde edilebilir. Bu fonksiyonun değerine yakın olarak elde edilen sonuçlar eliptik integral teorisi ile bulunabilir. Fakat konform dönüşüm ile eliptik integral teorisine gerek duyulmadan kullanışlı ve genel formüller çıkarılabilir. Aynı zamanda tablo halinde verilen eliptik integral fonksiyonlara göre daha hızlı bir şekilde ve kesin olarak sonuçlar bulunabilir. Transmisyon hatlarının birçoğunun karakteristik empedansları temel fonksiyonlara bağlı olarak verilemez. Simetrik koplanar dalga kılavuzu Şekil (2.6) karakteristik empedansı,

$$Z = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \frac{K(k'_0)}{K(k_0)} \quad (1)$$

Burada, efektif dielektrik sabiti,

$$\epsilon_{eff} = 1 + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{K(k_d) K(k'_0)}{K(k'_d) K(k_0)} \quad (2)$$

olarak verilir.

$K(k_0)$ birinci tip tam eliptik integraldir,

$$K(k_0) = \int_0^{\pi/2} \frac{d\varphi}{\sqrt{1 - k_0^2 \sin^2 \varphi}} \quad (3)$$

burada k_0 , k_0' ve k_d , k_d' modül olarak tanımlanırlar.

$$k_0^2 + k_0'^2 = 1, \quad k_d^2 + k_d'^2 = 1 \quad (4)$$

Yukarıdaki karakteristik empedansı (1) olan Şekil (6) için modüller şu şekilde verilir,

$$k_0 = \frac{0.5\omega}{0.5\omega + s}, \quad k_0' = \sqrt{1 - k_0^2}$$

$$k_d = \frac{\sinh\left(\frac{\pi\omega}{4h}\right)}{\sinh\left(\frac{\pi(2s + \omega)}{4h}\right)}, \quad k_d' = \sqrt{1 - k_d^2} \quad (5)$$

Bu durumda $K(k_0)/K(k_0')$ ve $K(k_d)/K(k_d')$ eliptik integral fonksiyonları Wolfgang Hilberg'in [11] makalesinde belirtilen yaklaşımla hesaplanabilir:

$$\frac{K}{K'} = \frac{1}{\pi} \ln \left[2 \frac{1 + \sqrt{k}}{1 - \sqrt{k}} \right] \quad 1 \leq \frac{K}{K'} \leq \infty \quad \text{ve} \quad \frac{1}{\sqrt{2}} \leq k \leq 1$$

$$\frac{K}{K'} = \pi / \ln \left[2 \frac{1 + \sqrt{k'}}{1 - \sqrt{k'}} \right] \quad 0 \leq \frac{K}{K'} \leq 1 \quad \text{ve} \quad 0 \leq k \leq \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (6)$$

Nümerik hesaplar, bu yaklaşımın $3 \cdot 10^{-6}$ 'dan daha az bağıl hatası olduğunu göstermiştir. Daha sonra simetrik koplanar dalga kılavuzunun kapasitans değerleri de aşağıda verilen formüller ile hesaplanabilir. Simetrik koplanar dalga kılavuzunu taban yok olarak düşünüp hava kapasitansı C_a şu şekilde verilir,

$$C_a = 4\varepsilon_0 \frac{K(k_0)}{K(k'_0)} \quad (7)$$

Dielektrik kapasitansı ise,

$$C_d = 2\varepsilon_0(\varepsilon_r - 1) \frac{K(k_d)}{K(k'_d)} \quad \text{olarak verilir.} \quad (8)$$

Sonuç olarak birim uzunluktaki toplam hat kapasitansı şu şekilde verilir,

$$C = 4\varepsilon_0 \frac{K(k_0)}{K(k'_0)} + 2\varepsilon_0(\varepsilon_r - 1) \frac{K(k_d)}{K(k'_d)} \quad (9)$$

