

**T.C.
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ÖZGÜN PİNLER KULLANILARAK TASARLANAN MÜKEMMEL
MANYETİK İLETKEN TABANLI MAHAZALAR İLE
ELEKTROMANYETİK GİRİŞİMİN AZALTILMASI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Tuba GÖZLÜK

**Enstitü Anabilim Dalı : ELEKTRİK-ELEKTRONİK
MÜHENDİSLİĞİ**
Enstitü Bilim Dalı : ELEKTRONİK
Tez Danışmanı : Dr. Öğr. Üyesi Ahmet Yahya TEŞNELİ

Haziran 2019

T.C.
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

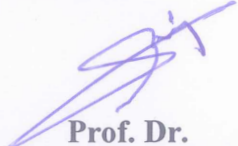
ÖZGÜN PİNLER KULLANILARAK TASARLANAN MÜKEMMEL
MANYETİK İLETKEN TABANLI MAHAZALAR İLE
ELEKTROMANYETİK GİRİŞİMİN AZALTILMASI

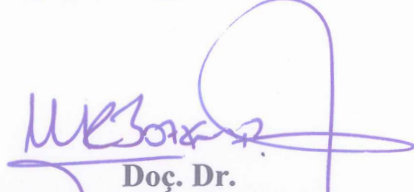
YÜKSEK LİSANS TEZİ


Tuba GÖZLÜK

Enstitü Anabilim Dalı : ELEKTRİK-ELEKTRONİK
MÜHENDİSLİĞİ
Enstitü Bilim Dalı : ELEKTRONİK

Bu tez 14.06.2019 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından oybirliği / oyçokluğu ile kabul edilmiştir.

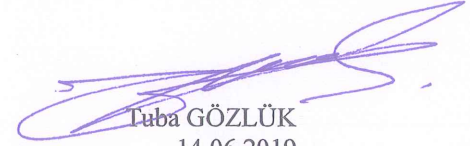

Prof. Dr.
Abdullah FERİKOĞLU
Jüri Başkanı


Doç. Dr.
Mehmet Recep BOZKURT
Üye


Dr. Öğr. Üyesi
Ahmet Yahya TEŞNELİ
Üye

BEYAN

Tez içindeki tüm verilerin akademik kurallar çerçevesinde tarafımdan elde edildiğini, görsel ve yazılı tüm bilgi ve sonuçların akademik ve etik kurallara uygun şekilde sunulduğunu, kullanılan verilerde herhangi bir tahrifat yapılmadığını, başkalarının eserlerinden yararlanılması durumunda bilimsel normlara uygun olarak atıfta bulunulduğunu, tezde yer alan verilerin bu üniversite veya başka bir üniversitede herhangi bir tez çalışmasında kullanılmadığını beyan ederim.



Tuba GÖZLÜK
14.06.2019

TEŞEKKÜR

Çalışmada emekleri olan saygıdeğer Ahmet Yahya Teşneli, Nigar Berna Teşneli ve Muhammet Hilmi Niőancı Hocalarıma tezimi tamamlama sürecinde desteklerini benden esirgemedikleri için teşekkür ediyorum ve saygılarımı sunuyorum.



İÇİNDEKİLER

TEŞEKKÜR.....	i
İÇİNDEKİLER	ii
SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ	v
ŞEKİLLER LİSTESİ	vii
TABLolar LİSTESİ.....	x
ÖZET.....	xi
SUMMARY	xii
BÖLÜM 1.	
GİRİŞ	1
BÖLÜM 2.	
DALGA KILAVUZLARI.....	3
2.1. Milimetre Dalga Uygulamaları.....	3
2.2. Dalga Kılavuzları Ve İletim Hatları Teknolojileri	4
2.2.1. Mikroşerit, düzlemsel ve topraklanmış düzlemsel dalga kılavuzları.....	8
2.2.2. Dikdörtgen dalga kılavuzları ve yüzey entegre edilmiş dalga kılavuzları	11
2.2.3. Boşluk dalga kılavuzu teknolojisi.....	17
2.2.3.1. Genel bakış.....	17
2.2.3.2. Yumuşak ve sert yüzeyler	17

2.2.3.3. Yapay manyetik iletkenler (AMC).....	19
2.2.3.4. Boşluk dalga kılavuzu türleri	19
2.2.3.4.1. Rigde boşluk dalga kılavuzu	20
2.2.3.4.2. Oluk boşluk dalga kılavuzu	21
2.2.3.4.3. Mikroşerit boşluk dalga kılavuzu	22

BÖLÜM 3.

EKRANLAMA TEKNİKLERİ.....	23
3.1. Mikrodalga, Milimetre Dalga ve RF Ekranlama.....	23
3.2. PMC Ekranlama	24
3.2.1. Pin yüzeyi ile paralel plaka durdurma bandının tasarımı	25
3.2.2. S parametreleri	28
3.2.3. Uydu ve mikrodalga haberleşmesinde frekans bantları.....	299
3.2.3.1. L-bant (1-2 GHz).....	29
3.2.3.2. S-bant (2-4 GHz)	29
3.2.3.3. C-bant (4-8 GHz).....	29
3.2.3.4. X-bant (8-12 GHz)	29
3.2.3.5. Ku-bant (12-18 GHz)	30
3.2.3.6. Ka-bant (26-40 GHz).....	30
3.2.4. Kayıplar	30
3.2.5. Geçişler	31

BÖLÜM 4.

TASARIM VE SİMULASYONLAR	32
4.1. Giriş	32
4.2. Tasarım Yöntemi	32
4.3. Tasarım ve Simülasyonlar	37
4.3.1. Model 1	37
4.3.2. Model 2	38
4.3.3. Model 3	39
4.3.4. Model 4	40
4.3.5. Model 5	41
4.3.6. Model 6	42

4.3.7. Model 7	43
4.3.8. Model 8	44
4.3.9. Model 9	45
4.3.10. Model 10	47
4.4. Prototip Üretimi ve Elektriksel Testler	48
BÖLÜM 5.	
TARTIŞMA VE SONUÇ	52
KAYNAKLAR	555
ÖZGEÇMİŞ	59

SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ

Ω	:Ohm
λ	:Dalga Boyu
α	:Zayıflama Sabiti
β	:Faz Sabiti
ε	:Elektrik Geçirgenlik
ε_r	:Dielektrik Sabiti
μ	:Manyetik Geçirgenlik
μ_r	:Bağıl Manyetik Geçirgenlik
f_0	:Frekans
AMC	:Yapay Manyetik İletken
CPW	:Coplanar Dalga Kılavuzu
DC	:Doğru Akım
dB	:Desibel
EBG	:Elektromanyetik Band Boşluğu
EMI	:Elektromanyetik Girişim
GHz	:Giga Hertz
LTE	:Uzun Dönem Evrim Radyofrekans
MHz	:Mega Hertz
mm	:Milimetre
MMIC	:Monolitik Mikrodalga Entegre Devreler
PEC	:Mükemmel Elektriksel İletken
PMC	:Mükemmel Manyetik İletken
RF	:Radyo Frekans
Q	:Kalite Faktörü
Q_U	:Yüksüz Kalite Faktörü

Q_L	:Yüklenen Kalite Faktörü
Q_E	:Dış Kalite Faktörü
SIW	:Yüzey Entegre Edilmiş Dalga Kılavuzu
TE	:Enine Elektrik Mod
TM	:Enine Manyetik Mod
TEM	:Enine Elektrik ve Manyetik Mod



ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 2.1. Dalga kılavuzları ve iletim hattı olarak kullanılan modüllere örnek. ...	6
Şekil 2.2. Dikdörtgen dalga kılavuzu $TE_{10} - TE_{20} - TE_{01}$ modları E-H-J alanları.	7
Şekil 2.3. TE-TM Modları(Sırayla)(Mavi ile gösterilen çizgiler elektrik alan, kırmızı ile gösterilen çizgiler manyetik alan).	7
Şekil 2.4. TEM modu.	8
Şekil 2.5. Mikroşerit dalga kılavuzu ve elektrik alan.	8
Şekil 2.6. Askıya alınmış mikroşerit dalga kılavuzu.	9
Şekil 2.7. a) Düzlemsel dalga kılavuzu, b) Topraklanmış düzlemsel dalga kılavuzu, c) Düzlemsel dalga kılavuzu fiziksel özellikleri, d) Topraklanmış düzlemsel dalga kılavuzu elektrik- manyetik alan.	10
Şekil 2.8. a) Dikdörtgen dalga kılavuzu, b)Dikdörtgen dalga kılavuzu alan çizgileri.	12
Şekil 2.9. m ve n indisine bağlı TE, TM mod kesme frekansları.	16
Şekil 2.10. Yüzey entegre edilmiş dalga kılavuzu	16
Şekil 2.11. a) Yumuşak yüzey, b) Sert yüzey, c) PEC/PMC şeritlerle oluşturulmuş yüzey.	18
Şekil 2.12. a) Pinli yapı, b) Entegre devre üzerinde pinli kapak modeli.	19
Şekil 2.13. a) Sırt boşluk dalga kılavuzu, b) Oluk boşluk dalga kılavuzu, c) Mikroşerit boşluk dalga kılavuzu.	20
Şekil 2.14. Sırt boşluk dalga kılavuzu ön görünüm.	21
Şekil 2.15. Oluk boşluk dalga kılavuzu ön görünüm.	21
Şekil 2.16. Mikroşerit boşluk dalga kılavuzu ön görünüm.	22
Şekil 3.1. PMC ekranlama geometrisi örneği.	24
Şekil 3.2. PMC ekranlama geometrisi ön görünüm.	26
Şekil 3.3. Yansıma ve iletim katsayıları gösterimi.	28

Şekil 3.4. Uydu ve mikrodalga haberleşmesinde frekans band aralıkları.....	29
Şekil 4.1. Kare kesitli pinli referans PMC mahfaza modeli a) genel görünüm ve b) yandan görünüm.....	33
Şekil 4.2. a) f_{low} için birim hücrede elektrik alan dağılımı, b) Birim hücre, c) Dalga kılavuzu benzetimi.	34
Şekil 4.3. a) f_{high} için birim hücrede elektrik alan dağılımı, b) Birim hücre, c) Dalga kılavuzu benzetimi.	34
Şekil 4.4. a) Dikdörtgen dalga kılavuzu, b) Dikdörtgen dalga kılavuzu elektrik ve manyetik alan çizgileri.	35
Şekil 4.5. Kare kesitli pinli referans PMC mahfaza modeli için S_{11} ve S_{21} parametreleri.	36
Şekil 4.6. Birim hücrelerin karşılaştırılması a) perspektif görünüm, b) yan görünüm ve c) alt görünüm.	37
Şekil 4.7. Model 1 genel görünümü ve pin geometrisi	38
Şekil 4.8. Model 1 ve referans model için S_{21} parametreleri	38
Şekil 4.9. Model 2 genel görünümü ve pin geometrisi	39
Şekil 4.10. Model 2 ve referans model için S_{21} parametreleri	39
Şekil 4.11. Model 3 genel görünümü ve pin geometrisi	40
Şekil 4.12. Model 3 ve referans model için S_{21} parametreleri	40
Şekil 4.13. Model 4 genel görünümü ve pin geometrisi	41
Şekil 4.14. Model 4 ve referans model için S_{21} parametreleri	41
Şekil 4.15. Model 5 genel görünümü ve pin geometrisi	42
Şekil 4.16. Model 5 ve referans model için S_{21} parametreleri	42
Şekil 4.17. Model 6 genel görünümü ve pin geometrisi	43
Şekil 4.18. Model 6 ve referans model için S_{21} parametreleri	43
Şekil 4.19. Model 7 genel görünümü ve pin geometrisi	44
Şekil 4.20. Model 7 ve referans model için S_{21} parametreleri	44
Şekil 4.21. Model 8 genel görünümü ve pin geometrisi	45
Şekil 4.22. Model 8 ve referans model için S_{21} parametreleri.	45
Şekil 4.23. Model 9 genel görünümü ve pin geometrisi a) 1 helis, b) 2 helis, c) 3 helis ve d) 4 helis.	46
Şekil 4.24. Model 9 ve referans model için S_{21} parametreleri.	46

Şekil 4.25. Model 10 genel görünümü ve pin geometrisi (a) piramit ve (b) ters piramit biçimli.....	47
Şekil 4.26. Model 10 ve referans model için S_{21} parametreleri.	47
Şekil 4.27. Prototip üretimi yapılan PMC modeli.....	48
Şekil 4.28. Prototip üretimi yapılan PMC tasarımı için S_{11} ve S_{21} simülasyon sonuçları.....	49
Şekil 4.29. CNC tezgahında prototip üretimi.....	50
Şekil 4.30. PMC mahfaza prototipi.....	51
Şekil 4.31. PMC mahfaza prototipi elektriksel testleri	51
Şekil 4.32. PMC mahfaza prototipine ait simülasyon ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırması	51
Şekil 5.1. Bazı modeller için S_{21} parametrelerinin karşılaştırılması	53

TABLULAR LİSTESİ

Tablo 4.1. Kare kesitli pinli referans PMC mahfaza modeli tasarım parametre değerleri.....	33
Tablo 4.2. Prototip tasarım parametre değerleri.....	48
Tablo 5.1. Bazı modellerin kesim frekansları ve bant genişlikleri.....	53

ÖZET

Anahtar kelimeler: PMC Muhafaza Teknolojisi, AMC, Elektromanyetik İzolasyon, EMI, Ekranlama, Mikrodalga Devreler

Elektromanyetik girişim (EMI) bir cihazın, iletim kanalının, elektronik devrelerin veya herhangi bir sistemin performansını etkileyen elektromanyetik bozulmalardır. Cihazların birbirinden ve çevresel koşullardan veya bir devre elemanının devredeki diğer elemanlardan etkilenmesini engellemek amacıyla uygun muhafaza yöntemi kullanılarak dış ortamdan ve etkilerden yalıtımı sağlanmalıdır.

Bu çalışmada mikrodalga modüllerde elektromanyetik girişimin azaltılması konusundaki çalışmalar ve geliştirilen yöntemler incelenmiştir. Farklı pin geometrilerine sahip pinli kapaklar içeren mükemmel manyetik iletken (PMC) tabanlı mahfaza modelleri tasarlanarak pin geometrilerinin elektriksel performans üzerindeki etkileri araştırılmıştır. Fiziksel parametreleri teorik temellere göre hesaplanan kare kesitli pin geometrisinin kullanıldığı model referans olarak seçilmiştir. 10 GHz - 20 GHz frekans bandı düşünülerek tasarlanan referans modelin tüm parametreleri sabitken sadece pin geometrileri değiştirilerek farklı PMC mahfazalar tasarlanmış ve elektromanyetik analizleri yapılmıştır. Düz teller, farklı sayıda helisler ve piramit biçimli yapılarla oluşturulan farklı pin geometrilerinin X, Ku, ve K bantlarındaki frekansa bağlı iletim karakteristikleri karşılaştırılarak frekans bandı ve elektromanyetik izolasyon üzerindeki etkileri incelenmiştir. PMC mahfazayı minyatürleştiren, daha hafif, daha az malzeme gerektiren ve üretimi kolay özgün pin geometrileri önerilmiştir. Önerilen modellerden biri için prototip üretimi ve elektriksel testler yapılarak simülasyon sonuçları doğrulanmıştır.

REDUCING ELECTROMAGNETIC INTERFERENCE WITH PERFECT MAGNETIC CONDUCTOR BASED ENCLOSURES DESIGNED BY USING NOVEL PINS

SUMMARY

Keywords: PMC Packaging Technology, AMC, Electromagnetic Isolation, EMI, Shielding, Microwave Circuits

Electromagnetic interference (EMI) is the electromagnetic disturbance that affects the performance of a device, transmission channel, electronic circuits or any system. The devices must be insulated from the external environment and effects by using appropriate packaging method, in order to prevent the devices from being affected by each other and environmental conditions or a circuit element from other elements in the circuit.

In this study, the studies and the methods developed about the reduction of electromagnetic interference in microwave modules are examined. The effects of the pin geometries on electrical performance are investigated designing perfect magnetic conductor (PMC) based enclosure models consist of pinned covers with different pin geometries. The model has the square cross-sectioned pin geometry and whose physical parameters are calculated according to the theoretical foundations is selected as reference. While all the parameters of the reference model, which is designed for 10 GHz - 20 GHz frequency band are fixed, different PMC enclosures are designed by changing only the pin geometries and electromagnetic analyzes are done. The effects of different pin geometries formed by straight wires, different number of helices and pyramid shaped structures on frequency band and electromagnetic isolation are investigated by comparing the frequency dependent transmission characteristics in X, Ku, and K bands. Novel pin geometries that miniaturize the PMC enclosures, lighter, require less material and easy to manufacture are proposed. Prototype production and electrical tests were performed for one of the proposed models and the simulation results are verified.

BÖLÜM 1. GİRİŞ

Bir elektromanyetik bozulma, bir cihazın, bir ekipmanın veya bir sistemin performansını düşürebilen herhangi bir elektromanyetik olgudur [1]. Elektromanyetik bozulma elektromanyetik gürültünün, istenmeyen sinyalin veya yayılma ortamının kendisinin değişmesinin etkisi ile olabilir [1]. Elektromanyetik girişim, bir cihazın, bir ekipmanın veya elektromanyetik bir bozulmanın neden olduğu bir sistemin performansındaki bozulmadır [1]. Günümüzde yaygın olarak kullanılan ve bilgi teknolojisi ürünleri de dahil olmak üzere birçok cihazda veya aparatta bulunan entegre devreler, EMI'den en fazla zararı görmektedir. Aşırı durumlarda, EMI bu tür cihazların yanmasına neden olabilmektedir [1].

Milimetre dalga devrelerinin teknolojisi yıllardır gelişmektedir ve bugün karmaşık montajların ve mikrodalga modüllerinin gerçekleştirilmesinde kullanılacak kadar olgunlaşmıştır [2]. Kablosuz iletişimin artmasıyla yüksek veri hızı, yüksek bant genişliği gerektiren uygulamalara olan ihtiyacın da artması mikrodalga sistemleri üzerindeki çalışmalarını yoğunlaştırmıştır.

Tarihsel olarak, ilk milimetre dalga uygulamaları özelleştirilmiş mikrodalga modülleriyle askeri ve uzay amaçlı kullanılmıştır [2]. Bununla yanında, otomotiv sensörleri, yüksek hızlı kablosuz yerel alan ağları, microcell iletişim, noktadan noktaya bağlantılar ve noktadan çok noktaya bağlantılar, izleme sistemleri vb. gibi yeni sivil uygulamaların ortaya çıkmasıyla birlikte, maliyet ve kütle üretilebilirlik baskın faktörler haline gelmektedir [2].

EMI azaltımı konusunda literatürde yapılan çalışmalar arasında farklı yöntemler kullanılmıştır. Bu çalışmalarda çeşitli tür filtreler ve dalga kılavuzları kullanılmış ve en etkili yöntemler tartışılmıştır. Düzlemsel EMI filtresi, elektronik sistem entegrasyonu ve minyatürleştirilmesi için büyük öneme sahiptir [3]. Bununla birlikte,

bazı özel durumlar için EMI gürültüsü ciddi olduğundan tek aşamalı EMI filtresi gürültü bastırma talebini karşılayamaz ve çok aşamalı EMI filtresi bu sorunu çözmek için önemli bir seçimdir [3]. Bir diğer çalışmada aktif elektromanyetik girişim (EMI) filtreleri yüksek genlikli gürültü akımını bastırmada yetersiz görülmüştür. Aktif filtrelerin eksikliklerini gidermek için pasif bir filtreyi ve aktif bir filtreyi içeren hibrit filtreler önerilmiştir [4].

Literatürdeki dalga kılavuzları ile ilgili çalışmaları incelendiğinde bu tekniğin belirli bir frekansın üzerindeki enerjinin çoğunu geçirdiği, kesim frekansının altındaki enerjinin çoğunu zayıflattığı görülmektedir. Dalga kılavuzu yüksek güç kontrolü kapasitesi ve düşük kayıp avantajına sahiptir ama pahalı ve hantaldır [5]. Deneysel validasyonlar, boşluk dalga kılavuzunun çok düşük kayıplara sahip olduğunu göstermiştir. Boşluk dalga kılavuzu AMC yüzey kullanımı yüksek frekansta iki metal plaka arasındaki küçük boşluklardan herhangi bir sızıntının giderilmesinde etkilidir.

Yukarıda bahsedilenlerden de anlaşılacağı gibi devreleri güçlü dış alanlardan, parazitlerden korumak ve devreden istenmeyen herhangi bir yayılmayı önlemek için ekranlama gereklidir. İki paralel plaka arasındaki elektromanyetik dalga yayılımını kontrol etmek için PEC-AMC paralel plaka dalga kılavuzu konfigürasyonu kullanılabilir. Bu yöntem tüm paralel plaka modları için bir kesme koşulu ortaya koyar ve aralarındaki mesafe şartları sağlandığı sürece yayılma mümkün olmaz.

BÖLÜM 2. DALGA KILAVUZLARI

2.1. Milimetre Dalga Uygulamaları

Kablosuz ve uydu iletişim sistemlerinin geliştirilmesi, maliyetler, düşük kayıp, kompakt boyut ve tam bir anten sistemine dahil edilecek diğer RF devre elemanları ile uyumluluk açısından yüksek performanslı mikrodalga ve mm-dalga bileşenlerinin talep edilmesine neden olmuştur [6].

Milimetre dalga aralığı, dalga boyu 10 mm ile 1 mm arasında olan 30 GHz'den 300 GHz'e frekansları içerir [7]. Bu frekanslarda, yayılan sinyal atmosferik emilim nedeniyle zayıflamaya maruz kalır ve uzun mesafeli iletişim için kullanılamaz, ancak kısa mesafeli yüksek hızlı uygulamalar için çok caziptir, çünkü oksijen emilimi ve dar anten demeti duvara nüfuz etmeden kısa iletim mesafelerine izin verir [7].

Milimetre dalga aralığı kısa menzilli kablosuz iletişim, güvenli iletim, elektromanyetik girişim önleyici, küçük boyutlu ve yüksek kazançlı anten tasarımı gibi alanlarda kullanılmaktadır [7]. Sahip olduğu avantajlar, milimetre dalga sistemlerinin pek çok talebi karşılamak üzere kullanılmasını gündeme getirir [7]. Güvenlik cihazları, seyir kontrolü, otomatik frenleme ve çarpışma uyarısı dahil olmak üzere otomotiv uygulamaları için milimetre dalga radarı günümüzde çok popülerdir [7]. Radarın ince çözünürlüğü, hareket halindeki küçük nesnelere yüksek hassasiyetle algılamaya izin verir [7]. Bu radarlar 76 ila 81 GHz bandını kullanır [7]. Milimetre dalga sistemleri, yüksek yoğunluklu bölgelerde LTE 4G hücresel servislerini kullanan baz istasyonlarında ana taşıyıcı olarak kullanılmak üzere noktadan noktaya kablosuz iletişim bağlantıları için cazip hale gelmişlerdir [7].

Çoğu milimetre dalga mikrodalga sistemi sert hava koşullarında dış mekanlarda çalışmak zorundadır ve bu nedenle korunmalıdır. Milimetre dalga mikrodalga

modülleri için daha küçük boyut gereksinimlerine ve kompaktlığa uymak için, büyük miktarda elektronik bileşen kapalı bir alana yerleştirilmelidir. RF paketleme, bu tür yüksek yoğunluklu mikrodalga modülleri için izolasyon ve girişim bastırma açısından giderek daha önemli olmaktadır. Doğru kontrol edilmezse sistemin bozulmasına neden olabilir. Bu nedenle, milimetre dalga RF paketlemenin en zorlu tasarım özelliklerinden biri, bitişik mikrodalga devre bileşenleri arasında yüksek izolasyonu sağlamak ve istenmeyen RF girişimini bastırmaktır [8,9].

2.2. Dalga Kılavuzları Ve İletim Hatları Teknolojileri

Mikrodalga mühendisliğinde kilometre taşlarından biri, mikrodalga gücün düşük kayıplı iletimi için dalga kılavuzlarının ve diğer iletim hatlarının gelişmesidir [5]. Yüksek frekanslara geçme ihtiyacı, verimli entegre devre teknolojileri konusunda araştırma ve geliştirmeye yol açmıştır [7].

İlk mikrodalga sistemleri, iletim hattı ortamı için dalga kılavuzu ve koaksiyel hatlara dayanır [5]. Koaksiyel hat çok geniş bant genişliğine sahip ve test uygulamaları için uygundur ancak, karmaşık mikrodalga bileşenlerinin üretilmesi içinde zor bir ortamdır [5].

Düzlemsel iletim hatları stripline, mikroşerit, slotline, düzlemsel dalga kılavuzu ve ilgili diğer geometri formlarında bir alternatif sağlar [5]. Böyle iletim hatları kompakt, düşük kayıplı, mikrodalga entegre devre formlarına diyotlar ve transistörler gibi aktif cihazlarla kolayca entegre edilebilirler [5]. İlk düzlemsel iletim hattı stripline dalga kılavuzuna benzer düz şerit koaksiyel bir kablodur ve ikinci dünya savaşında bir güç bölücü üretiminde kullanılmıştır [5]. Ancak düzlemsel hatlar 1950'lere kadar yoğun bir gelişme yakalamamıştır [5].

İki veya daha fazla iletkenin oluşan iletim hatları, boyuna alan bileşenlerinin eksikliği ile karakterize edilen enine elektromanyetik dalgaları destekleyebilirler [5]. TEM dalgalarının benzersiz olarak tanımlanmış bir gerilim akım ve karakteristik empedansı vardır [5]. Dalga kılavuzları sıklıkla tek bir iletkenin oluşan boyuna

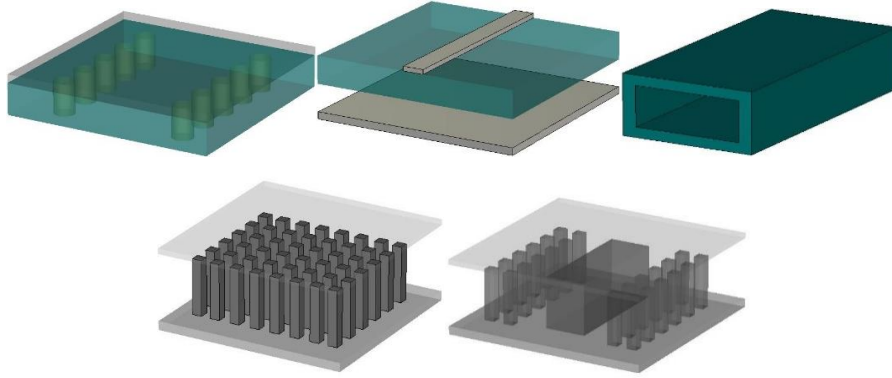
manyetik ya da elektrik alan bileşenleri tarafından karakterize edilmiş TE enine elektrik ve/veya TM enine manyetik dalgaları destekler [5].

Özel bir kılavuz verildiğinde, çözüme belirli sınır koşulları getirilecektir [10]. Serbest kaynak Maxwell denklemlerini ve sınır koşullarını sağlayan çözümler, dalga kılavuzu yapısının modlarını oluşturur [10]. Her dalga kılavuzu modu yapının karakteristik bir özdeğeri olan aksenal bir yayılma sabiti tarafından karakterize edilir [10].

Mikrodalga iletim sistemlerinde, dalga kılavuzları, vericiler ve alıcılar arasındaki köprü bağlantılarında stripline ve koaksiyel teknolojiye değerli ve daha basit bir alternatif sunar [11]. Standart bir dikdörtgen dalga kılavuzu, çok çeşitli boyutsal değişkenler olmasına rağmen, duvarlarında elektrik endüktansını ve duvarlar arasındaki boşlukta kapasitansı dağıtan içi boş bir metal tüp veya dikdörtgendir [11].

Dalga kılavuzları yüksek frekanslı sinyalleri kullanırken genellikle daha etkilidir, yüksek korumalıdır ve yakındaki sinyaller arasında izolasyon sağlayabilir [11]. Aynı zamanda, birden fazla iletken arasındaki boşluk sorununu ortadan kaldırmakta ve dielektrik malzemede tutarlılık ihtiyacını azaltmaktadır [11]. Dielektrik olarak havaya dayanan ve tek bir iletken içeren yapılardır [11].

Gümüş ve bakır gibi dalga kılavuzu malzemelerinin maliyeti ve dalga kılavuzu bileşenlerinin imalatında yer alan nispeten düşük hacimli üretim süreçleri nedeniyle, alternatif formlardan genellikle daha pahalıdır [11]. Ek olarak, düşük mikrodalga frekansları için tasarlanmış dalga kılavuzları, anten tabanlı uygulamalar için oluşturulmuş olanlardan daha büyük ve daha hacimli olma eğilimindedir ve çoğu dalga kılavuzu, radyo frekansı sinyallerini iletirken DC akımını geçirmez [11]. Bakır veya alüminyum dalga kılavuzları, direnç kaybını azaltmak için gümüş iç astarla da kaplanabilir [11]. Bu yöntemler, dalga kılavuzu teknolojisinin bazı dezavantajlarının dengelenmesine yardımcı olur ve çok çeşitli mikrodalga sistemlerinde uygulanmasını sağlar [11].

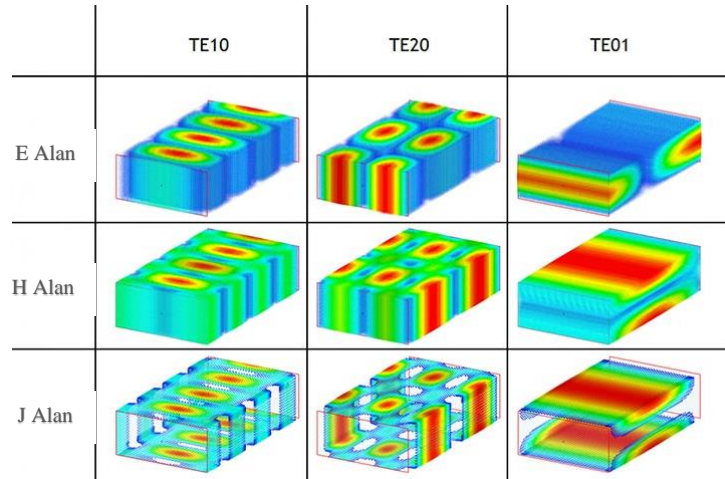


Şekil 2.1. Dalga kılavuzları ve iletim hattı olarak kullanılan modüllere örnek.

Dalga kılavuzları gücü tam olarak ihtiyaç duyulan yere yönlendirebilir, büyük miktarda gücü idare edebilir ve yüksek geçirgen bir filtre olarak işlev görebilir [12]. Dalga kılavuzları genellikle mikrodalga frekanslarında kullanılır (300 MHz'den büyük, 8 GHz ve üzeri daha yaygındır) [12]. Dalga kılavuzları geniş bantlı cihazlardır ve güç veya iletişim sinyallerini taşıyabilirler. Bazı dalga kılavuzu ve iletim hatlarına ait çizimler Şekil 2.1.'de gösterilmektedir.

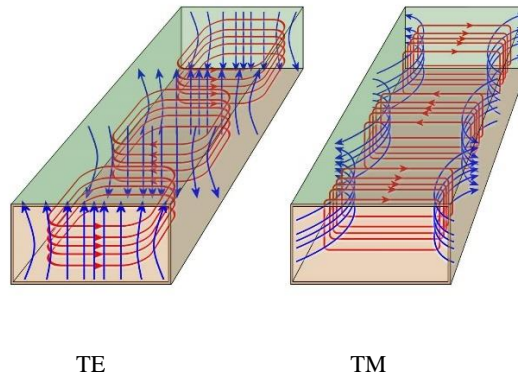
Enerji, bir ortam yoluyla yayılabilir. Yayılım modları, enerjinin türüne ve ortamın yapısına bağlı olarak değişir. Elektromanyetik dalgalar da birkaç farklı mod kullanarak dalga kılavuzları boyunca ilerleyebilir. Bununla beraber dalga kılavuzu teorisi göz önüne alındığında, elektromanyetik bir dalganın dalga kılavuzu içinde yayılabileceği bir dizi biçim olduğunu hesaplamak mümkündür ve farklı dalga kılavuzu modları farklı özelliklere sahiptir. Bu nedenle herhangi bir dalga kılavuzu için doğru modun uyarılması ve hatta desteklenebiliyorsa diğerlerinin mümkün olduğu kadar bastırılması gereklidir. Örneğin içi boş, metalik dalga kılavuzları yalnızca TE ve TM modlarıyla uyumlu iken koaksiyel kablo TEM yayılım modunu destekler. Sırt boşluk dalga kılavuzu ve mikroşerit boşluk dalga kılavuzlarının her ikisi de TEM yayılım modunu desteklemektedir. Öte yandan, oluk boşluk dalga kılavuzu, TE_{10} dikdörtgen dalga kılavuzu moduna çok benzeyen bir modu desteklemektedir.

Elektrik alan ve manyetik alanın yarım dalga boyu sayısı ile değişen TE ve TM modları oluşmaktadır. TE Modları Şekil 2.2.'deki gibi düşünülebilir.



Şekil 2.2. Dikdörtgen dalga kılavuzu TE_{10} - TE_{20} - TE_{01} modları E-H-J alanları [13].

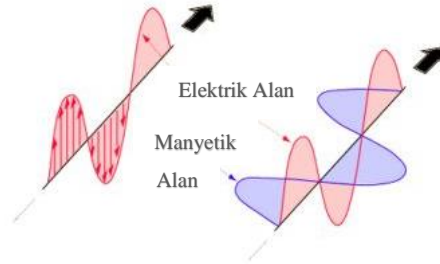
TE modu olarak bilinen dalga kılavuzu modu bazen H dalgaları olarak da adlandırılan enlemesine elektrik dalgalarına dayanır, karakterize edici özelliği elektrik vektörünün (E) her zaman yayılma yönüne dik olmasıdır [15]. Şekil 2.3.'de TE yayılım modu ile dikdörtgen dalga kılavuzu elektrik alan ve manyetik alan çizgileri gösterilmektedir.



Şekil 2.3. TE-TM Modları (Sırasıyla mavi ile gösterilen çizgiler elektrik alan, kırmızı ile gösterilen çizgiler manyetik alan) [14].

TM modu ise E dalgası olarak da adlandırılan enine manyetik dalgalara dayanır, manyetik vektörün (H vektörü) her zaman yayılma yönüne dik durması ile karakterize edilir [15]. Şekil 2.3.'de TM yayılım modu ile dikdörtgen dalga kılavuzu elektrik ve manyetik alan çizgileri gösterilmektedir.

TEM modu koaksiyel ve açık tel besleyicilerde yaygın olarak kullanılan moddur. TEM dalgası, hem elektrik vektörünün (E vektörü) hem de manyetik vektörün (H vektörü) yayılma yönüne dik olması ile karakterize edilir [15]. Şekil 2.4.'de TEM yayılım modu ile elektrik ve manyetik alan çizgileri gösterilmektedir.

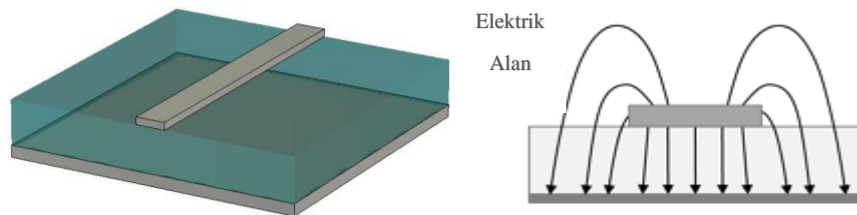


Şekil 2.4. TEM modu [15].

2.2.1. Mikroşerit, düzlemsel ve topraklanmış düzlemsel dalga kılavuzları

Geleneksel iletim hatlarının temel problemi, milimetre dalga aralığında önemli kayıplardan muzdarip olmalarıdır [7]. Aşağıda mikroşerit, düzlemsel dalga kılavuzları (CPW) ve topraklanmış düzlemsel dalga kılavuzları anlatılmaktadır.

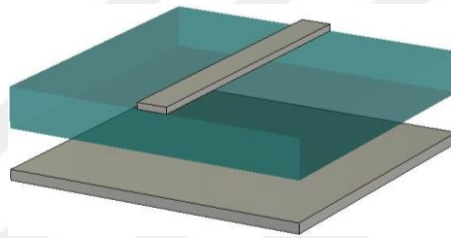
Dielektrik kayıplar, alt tabaka malzemelerinin kullanımından kaynaklanan bir konudur [7]. İnce bir film alt tabaka katmanına sahip olan mikroşerit hatlar kullanılabilir, ancak malzemenin kalınlığının düşürülmesi, iletken kayıpları artırma etkisine sahip olan hat empedansını (20Ω - 120Ω) karşılamak için daha dar bir metal şerit çizgisi anlamına gelir [7]. İletken kayıplar, daha dar şerit çizgileri için daha büyük dirençlerinden dolayı artar [7].



Şekil 2.5. Mikroşerit dalga kılavuzu ve elektrik alan [16].

Dalga yayılımı metal çizgiler ile yer düzlemi arasında alt tabaka içinde gerçekleşir. Bununla birlikte, yayılma havada meydana gelmediğinden kayıplar 20 GHz'in üzerinde çarpıcı bir şekilde artar. Ayrıca, alanın bir kısmı Şekil 2.5.'deki gibi çevreleyen hava ortamına uzandıkça, mikroşerit dalga kılavuzu yayılarak istenmeyen sızıntı ve parazite neden olur.

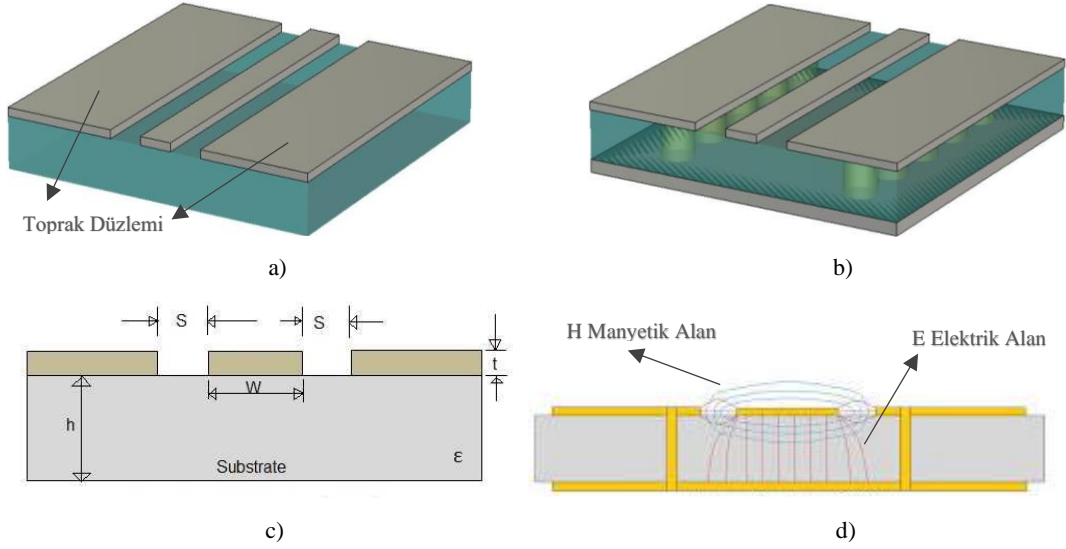
Dielektrik kayıplar, mikroşerit hattının alt yüzeyinin askıya alınmasıyla azaltılabilir. Bu şekilde alan, çoğunlukla alt yüzey ile toprak düzlemi arasındaki havada bulunur [7]. Bununla birlikte, şerit çizgisi ile toprak arasındaki mesafe, mikroşerit hattın yayılma eğilimini arttırmaktadır [7].



Şekil 2.6. Askıya alınmış mikroşerit dalga kılavuzu

Düzlemsel dalga kılavuzları, iki boşlukla ayrılmış iki toprak düzlemi ve merkezi bir şerit çizgisine sahiptir [7]. CPW, boşlukları sinyal çizgisi genişliğine ayarlayarak tasarımda daha fazla esneklik sunar [7]. Ayrıca, tüm iletkenler aynı katman üzerinde bulunur ve deliklerden geçen topraklama bağlantıları elimine edilir [7]. Bununla birlikte, bu yapı dielektrik kayıplarına sahiptir [7].

CPW'lerin karşılaştığı diğer bir problem de, iki toprak düzlemi arasında farklı potansiyellere neden olan bükümler veya T-kavşakları gibi süreksizliklerden dolayı istenmeyen modların uyarılmasıdır [7]. Bu dezavantaj, her iki toprak düzleminde aynı potansiyeli sağlamak için merkez iletkeni üzerine hava köprüleri yerleştirilerek önlenir [7]. Bununla birlikte, hava köprülerinin eklenmesi, üretim sürecinde karmaşıklığa neden olmaktadır [7].



Şekil 2.7. a) Düzlemsel dalga kılavuzu, b) Topraklanmış düzlemsel dalga kılavuzu, c) Düzlemsel dalga kılavuzu fiziksel özellikleri [17], d) Topraklanmış düzlemsel dalga kılavuzu elektrik- manyetik alan [18].

Elektromanyetik enerjinin havadaki sızıntısı, alt tabaka yüksekliğinin (h), genişliğinin (s) iki katı kadar olmasıyla kontrol edilebilmektedir [17]. Düzlemsel dalga kılavuzu, düşük frekanslarda yarı TEM modunu desteklerken, yüksek frekanslarda TE modunu destekler [17].

Bir düzlemsel dalga kılavuzunun karakteristik empedansı kalınlıktan (t) etkilenmez, genişliğe (w) ve boşluğa (s) bağlıdır. 20 Ohm'luk en düşük karakteristik empedans, maksimum şerit genişliği ve minimum slot alanı ile elde edilebilir [17]. Tipik olarak 200 ila 250 Ohm arasındadır [17].

GCPW (Topraklanmış düzlemsel dalga kılavuzu), dielektrik bir katmanın üstünde iki toprak düzlemi, iki toprak düzlemi arasına bir sinyal iletkeni ve dielektrik katmanın altında ek bir toprak düzlemi ile ekstra bir topraklama ve izolasyon seviyesine ulaşır. Topraklanmış düzlemsel dalga kılavuzu, diğer devrelerden izolasyon sağlamak için altta metal bir toprak düzlemi kullandığından, CPW'den daha az kayba sahiptir [7]. Üst toprak düzlemleri ile alt toprak düzlemi arasındaki delikler kullanılarak uygun topraklama sağlanır [7]. Ek olarak, bu devreler tipik olarak, bir tam devreye entegre edildiklerinde, bir muhafaza içinde ekranlanır ve performanslarını etkileyen boşluk modları görünebilir [7]. Bununla birlikte, bu sürüm aynı zamanda yüksek frekansta kayıp sorununu da sunmaktadır [7].

2.2.2. Dikdörtgen dalga kılavuzları ve yüzey entegre edilmiş dalga kılavuzları

Dikdörtgen dalga kılavuzları mikrodalga sinyalleri taşımada ve halen birçok uygulamada kullanılan en eski iletim hattı çeşitlerinden biridir [5]. Kuplörler, dedektörler, izolatörler, zayıflatıcılar ve slotlu hatlar gibi bileşenlerin geniş çeşitliliği sebebiyle, 1 GHz'den 220 GHz üzerindeki çeşitli standart dalga kılavuzu bantlarına kadar ticari olarak mevcuttur [5]. Minyatürleşme ve entegrasyona yönelik son eğilim nedeniyle dalga kılavuzları yerine mikroşerit ve şerit hat gibi birçok mikrodalga devre düzlemsel iletim hatları kullanılarak üretilmektedir [5]. Bazı hassas test uygulamalarında, milimetre dalga sistemleri ve yüksek güç sistemleri gibi pek çok uygulamada halen dalga kılavuzlarına ihtiyaç vardır [5].

Dalga kılavuzu modu, elektrik ve manyetik alanların enine ve boyuna bileşenlerinin benzersiz bir dağılımını gösterir [19]. Dalga kılavuzlarında yayılabilen iki tür dalga kılavuzu modu vardır: TE (Enine Elektrik) ve TM (Enine Manyetik). TE modlarında sadece enine (yayıma yönüne dik) elektrik alanı vardır ve uzunlamasına (yayıma yönü boyunca) bileşen yoktur ve manyetik alan her yöne mevcuttur [19]. TM modları için sadece enine manyetik alanla ilgileniriz ve elektrik alan her yöne mevcuttur [19].

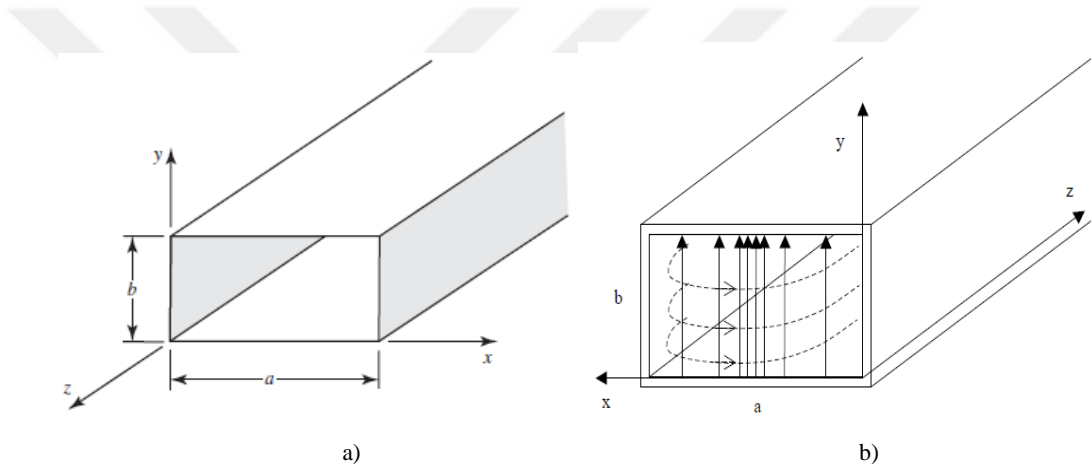
Çalışma frekansı modun kesme frekansının üzerinde olduğu sürece yayılabilen sonsuz sayıda mod vardır. TE_{mn} ve TM_{mn} notasyonu genel olarak dalga tipini ve modunu belirtmek için kullanılır, burada m ve n sırasıyla yatay ve dikey yönlerde mod numarasıdır. En düşük kesme frekansı olan mod, temel mod veya baskın mod olarak adlandırılır.

Bir dikdörtgen dalga kılavuzu TM ve TE modlarını destekler ancak TEM dalgaları desteklenmez çünkü dikdörtgen dalga kılavuzunda sadece bir iletken olduğundan tek bir gerilim tanımlanamaz [20]. İçi boş dikdörtgen dalga kılavuzu için baskın mod TE_{10} 'dur. Bir dikdörtgen dalga kılavuzu belirli frekans altında yayılım yapamaz. Bu frekansa kesme frekansı denir [20].

Dikdörtgen dalga kılavuzları, iç boyutlarına ve dolayısıyla çalışma frekans aralığına dayalı bant tanımlarına sahiptir [21]. Dalga kılavuzunun iç genişliği (daha büyük

boyut) kesme frekansını, yükseklik ise esasen empedansı belirler [21]. Yükseklik, standart dalga kılavuzu boyutlarının çoğu için genişliğin yarısı kadardır [21]. Kesim frekansı, dalga kılavuzu genişliğinin serbest boşluklu yarı dalga boyuna eşit olduğu frekanstır [21]. Dalga kılavuzunun kesitinde, iç köşelerin yuvarlanması gibi herhangi bir değişiklik, kesme frekansını değiştirecektir [21].

Standart dikdörtgen dalga kılavuzları, mikroşerit iletim hatlarıyla karşılaştırıldığında metalik yapılara kılavuzluk eder, korumalı, yüksek güç kullanma kabiliyetine ve düşük kayıplara sahiptir, çünkü yalnızca metalden yapılmıştır [9]. İçi boş dikdörtgen dalga kılavuzunun bir çizimi Şekil 2.8.'de gösterilmektedir.



Şekil 2.8. a) Dikdörtgen dalga kılavuzu, b) Dikdörtgen dalga kılavuzu alan çizgileri [22].

Dikdörtgen kesitli bir dalga kılavuzunun boyutları a ve b olarak verilmiştir. Dalga kılavuzunun ϵ ve μ geçirgenliklerinde izotropik bir ortam ile homojen olarak dolu olduğu varsayılır. Dalga kılavuzu duvarları mükemmel elektrik iletkenlerdir. Böylece sınır koşulları basitçe tanımlanır:

$$E_x = 0, y = 0, y = b, E_y = 0, x = 0, x = a \quad (2.1)$$

Şimdi elde edilen genel çözümün çıktularından bu sınır şartlarını sağlayan özel çözümü seçmektir.

z eksenini için TE Mod denenirse;

$E_x \propto \partial H_z / \partial y$ ve $E_y \propto \partial H_z / \partial x$ Dolayısıyla belirlenen sınır koşulları aşağıdaki eşitliklerdir:

$$y = 0 \text{ ve } y = b' \text{ de } \partial H_z / \partial y = 0 \text{ ve } x = 0 \text{ ve } x = a' \text{ da } \partial H_z / \partial x = 0 \quad (2.2)$$

$x = 0$ ve $y = 0$ duvarındaki şartları sağlayan çözümler ve genel çözüm ile uyumlu eşitlik:

$$H_z = H_0 \cos k_x x \cos k_y y e^{-j\beta z} \quad (2.3)$$

Duvarlardaki diğer iki sınır şartı $x = a$ ve $y = b$, $\sin k_y y = 0$ ve $\sin k_x x = 0$ olmasını gerektirir.

Dolayısıyla, k_x ve k_y ayrık değerler almalıdır. Eşitliklerdeki gibi :

$$k_x = m\pi/a, k_y = n\pi/b \quad (2.4)$$

Her yerde sıfır alana karşılık gelen $m=n=0$ durumu hariç m ve n ; $0,1,2,\dots$ değerleri alan tamsayılardır. Bu TEM modunun dalga kılavuzunda var olamayacağı anlamına gelir.

Böylece modlar m ve n tamsayı çiftleri tarafından etiketlenir TE_{mn} ya da H_{mn} modları gösterilir. Enine alanlar H_z den elde edilir.

TM modları için E_z dört duvarda da yok olmalıdır. Böylece;

$E_z = E_0 \sin k_x x \sin k_y y e^{-j\beta z}$ verilir. k_x ve k_y hem m hem n sıfırdan büyük olacak şekilde verilir.

TM modlar m ve n tamsayı çiftleri ile etiketlenir ve TM_{11} modundan başlayarak TM_{mn} veya E_{mn} modları olarak görülür.

TE_{mn} ve TM_{mn} modlarının her ikisi için;

$\beta_{\perp}^2 + \beta_z^2 = \beta^2 = \omega^2 \mu \epsilon$, faz sabitini yayılma yönünde yayılma sabitlerinin karelerinin toplamı olarak tanımlar [19]. β_{\perp} sabiti kesinlikle dalga kılavuzu boyutları ve yayılan dalga kılavuzu modu ile ilgilidir [19].

$$\beta_{\perp}^2 = \beta_x^2 + \beta_y^2 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 \quad (2.5)$$

m ve n indisleri sırasıyla a ve b dalga kılavuzu tarafları boyunca varolan yarım dalgaların sayısına karşılık gelir. a ve b dalga kılavuzunun genişliği ve uzunluğudur [19]. Dalga kılavuzu boyunca yayılma sadece belirli bir frekans aralığında mümkündür [19]. Bu aralığın düşük frekanslı kesme frekansları olarak adlandırılır ve aşağıdaki denklemlerin çözümü ile bulunmaktadır[19].

$$\beta_z^2 = \beta^2 - \beta_\perp^2 \quad (2.6)$$

$$0 = \beta_c^2 - \beta_\perp^2 \quad (2.7)$$

$$\beta_{c,mn}^2 = \beta_\perp^2 = \omega_{c,mn}^2 \mu \epsilon \quad (2.8)$$

$$4\mu\epsilon\pi^2 f_{c,mn}^2 = \beta_\perp^2 \quad (2.9)$$

$$f_{c,mn}^2 = \frac{\beta_\perp^2}{4\mu\epsilon\pi^2} \quad (2.10)$$

$$f_{c,mn} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (2.11)$$

Kesme frekansları $\beta=0$ da tanımlanır. Bu frekansın altı β nin tamamen hayali olduğunu söyler. Dolayısıyla mod yayılmaktansa zayıflar. Kesme dalga sayısı k_c ve kesme dalga frekansları $f_c \equiv \omega_c/2\pi$ verilir:

$$k^2 = \beta^2 + \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 \equiv \omega^2 \mu \epsilon \quad (2.12)$$

$$k_c \equiv \frac{\omega_c}{v} = [(m\pi/a)^2 + (n\pi/b)^2]^{1/2} \quad (2.13)$$

$v = (\mu\epsilon)^{-1/2}$ sınırlandırılmamış ortamda düzlem dalganın faz hızıdır.

Eşitlik daha genel bir form alır:

$\beta^2 = \omega^2 \mu \epsilon - k_c^2$ tüm dalga kılavuzlarında kesit şeklinden bağımsız mükemmel iletken duvarlar ve izotropik dolgu geçerlidir.

Modlar geleneksel olarak kendi kesme frekanslarının değerlerine göre sıralanır. En düşük dereceli mod belli bir frekans aralığında, diğer tüm modlar kesildiğinde en az f_c 'ye sahip olan ve yayılabildiği belli baskın moddur.

Dikdörtgen dalga kılavuzunda baskın mod $a > b$ için $F_c = v/2a$ 'nın TE_{10} modudur. Bir sonraki yüksek dereceli mod ya TE_{01} ya TE_{20} 'dır (sırasıyla $2b > a$ ya da $2b < a$ olup olmadığına bağlı olarak).

TE_{mn} ve TM_{mn} modları aynı kesme frekansına sahiptir ve bu nedenle verilen bir frekansta aynı β değerine sahiptir. Böyle modlara dejenere modlar denir. Kılavuz dalga boyu ve faz hızı da her iki mod için aynıdır. m veya n sıfırsa E ve H alan ifadelerinin sıfır olduğu gözlenir. Bu nedenle TM_{00} , TM_{01} , TM_{10} modları yoktur ve en düşük dereceli TM yayılma modu TM_{11} modudur [5].

TE_{10} Modu TE modun birinci dereceden yayılma modudur. Bu modun $a > b$ kabul edilerek en düşük kesme frekansına sahip olduğu sonucuna varılmıştır[20].

$$TE_{10} \quad m=1, n=0 \text{ olduğu durumda;}$$

$$f_{c,mn} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{1\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{0\pi}{b}\right)^2}$$

$$f_{c,10} = \frac{1}{2a\sqrt{\mu\epsilon}}$$

$$TE_{20} \quad m=2, n=0 \text{ olduğu durumda;}$$

$$f_{c,mn} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{2\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{0\pi}{b}\right)^2}$$

$$f_{c,10} = \frac{\sqrt{2}}{2a\sqrt{\mu\epsilon}}$$

$$TE_{01} \quad m=0, n=1 \text{ olduğu durumda;}$$

$$f_{c,mn} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{0\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{1\pi}{b}\right)^2}$$

$$f_{c,10} = \frac{1}{2b\sqrt{\mu\epsilon}}$$

$$TM_{11} \text{ ve } TE_{11} \quad m=1, n=1 \text{ olduğu durumda;}$$

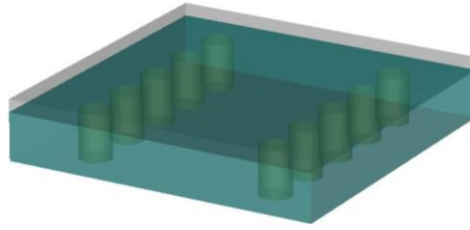
$$f_{c,mn} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{1\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{1\pi}{b}\right)^2}$$

Yukarıda TM ve TE modları için kesme frekansları değerleri formülize edilmiştir. Aşağıdaki tabloda ise m ve n değerleri için oluşan modların oluşturduğu kesme frekansı değerleri karşılaştırılmıştır.

Mode	m	n	$f_{c_{m,n}}$ (GHz)
TE	1	0	6.562
TE	2	0	13.123
TE	0	1	14.764
TE, TM	1	1	16.156
TE, TM	1	2	30.248
TE, TM	2	1	19.753

Şekil 2.9. m ve n indisine bağlı TE, TM mod kesme frekansları [5].

Dalga kılavuzları düzlemsel olmayan tasarımlardır. Bu nedenle pasif ve aktif bileşenlere sahip hepsi bir arada çip entegre devrelerin aynı modülde gerçekleşmesini zorlaştırmaktadır. Ayrıca, baskılı devre kartları için kullanılan tekniklerle üretilemeyen dikey metal duvarlarla çevrelenmeleri gerekir [7]. Bununla birlikte, milimetre dalgalarında dalga boyu çok küçük hale gelir ve mevcut işleme teknikleriyle gerçekleşmesi karmaşık ve zaman alıcıdır [7]. Dalga kılavuzlarının ayırık blokları arasında iyi elektriksel temas sağlamak için çok hassas işleme teknikleri gerekir [7]. Bu işlemlerin seri üretim için elde edilmesi zor ve pahalıdır [7].



Şekil 2.10. Yüzey entegre edilmiş dalga kılavuzu

Yukarıdaki şekilde gösterilen yüzey entegre edilmiş dalga kılavuzu (SIW) son zamanlarda tanıtılmıştır. Basılı teknolojiye gerçekleşen düzlemsel bir dalga kılavuzudur. Bununla birlikte, SIW, milimetrik dalga aralığında mikro şerit iletim hatları ile aynı problemle karşı karşıyadır, yani kullanılan malzemeden dolayı yüksek dielektrik kayıplar ve şekilde gösterildiği gibi mükemmel bir metal koruma sağlamayan geçiş deliklerinden kaynaklanan radyasyon kayıpları ile karşılaşmaktadır [19,20]. SIW yalnızca TE modlarının yayılmasını desteklerken, TM modları yapının doğası gereği yönlendirilemez. Yan duvarlarda yollar bulunduğu için, enine manyetik

(TM) modlar mevcut değildir; TE_{10} bu nedenle baskın moddur. SIW tekniği; antenler, filtreler, güç bölücüler, kuplörler vb. birçok mikrodalga yapıya uygulanmaktadır.

2.2.3 Boşluk dalga kılavuzu teknolojisi

2.2.3.1. Genel bakış

Boşluk Dalga Kılavuzu teknolojisi, 1988 yılında Per-Simon Kildal tarafından yumuşak ve sert yüzeyler üzerine yapılan araştırmalardan doğmuştur. Yumuşak ve sert yüzeyler hakkında bilgi bir sonraki bölümde verilecektir.

Boşluk dalga kılavuzu teknolojisinin düşük maliyetli, yüksek frekanslı mikrodalga veya mm-dalga ticari uygulamaları için yaygın çözümler sunabilen yeni bir iletim hattı teknolojisi olduğu söylenebilir.

Boşluk dalga kılavuzu teknolojisi dielektrik kayıplara sahip değildir ve modüler montaj anlamında metal dalga kılavuzundan daha esnektir. Böylelikle düşük kayıplı iletim hattı olarak kullanılabilir ve iyi performanslı pasif mikrodalga bileşenler tasarlanabilir. Boşluk dalga kılavuzlarına topraklanmış düzlemsel dalga kılavuzunda olduğu gibi izolasyon için uygun bir topraklama yapmaya gerek yoktur. Yerden tasarruf sağlar ve bir mikrodalga modülünde daha fazla devre elemanının daha kompakt bir biçimde yerleştirilmesine izin verir.

2.2.3.2. Yumuşak ve sert yüzeyler

Boşluk dalga kılavuzu, metamalzemeler kavramı, sert ve yumuşak yüzeylerin tanımı gibi özelliklere dayanmaktadır [21-22].

Metamalzemeler doğada bulunmayan elektromanyetik özellikler sergileyen yapay malzemelerdir [7]. Doğada bulunmayan ve en çok arzu edilen özellik manyetik iletkenliktir. Araştırmacılar, son yıllarda yapay olarak manyetik iletkenlik oluşturabilecek, dolayısıyla Yapay Manyetik İletkenler (AMC'ler) veya ideal olarak

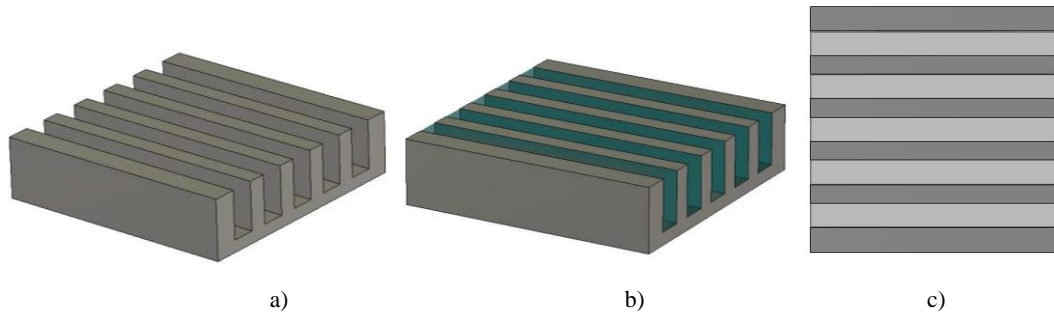
Mükemmel bir Manyetik İletken (PMC) olarak adlandırılabilir meta yüzeyler oluşturmak için çok çalıştılar [7].

Genel olarak, sert bir yüzey yayılan dalgaları desteklerken, yumuşak bir yüzey ise dalgaların yayılmasını engellemektedir [7]. Tipik bir yumuşak yüzey enine oluklar tarafından gerçekleştirilir. Öte yandan, sert yüzey ise olukların doldurulmasıyla elde edilebilir.

$$d = \lambda / (4\sqrt{\epsilon_r - 1}), \quad (2.14)$$

ϵ_r Dielektrik malzemenin bağıl geçirgenliği ve λ serbest uzay dalga boyu.

İdeal olarak, yumuşak ve sert bir yüzey PEC (Mükemmel Elektrik İletken) ve PMC şeritlerinden oluşabilmektedir [23]. Şeritlerin uzunlamasına olduğu durumlar sert bir yüzeyi temsil eder, yani dalga yayılanlarla aynı yöne yönlendirilir. Sert yüzeyler örneğin yüzeydeki uzunlamasına oluklar ile sağlanabilir. Yumuşak bir yüzey enine, yani, yayılma yönüne dik yönlendirir. PEC / PMC şeritleri, enine (yumuşak) veya uzunlamasına (sert) metal şeritlere sahip dielektrik bir alt tabaka ile gerçekleştirilebilir [7].



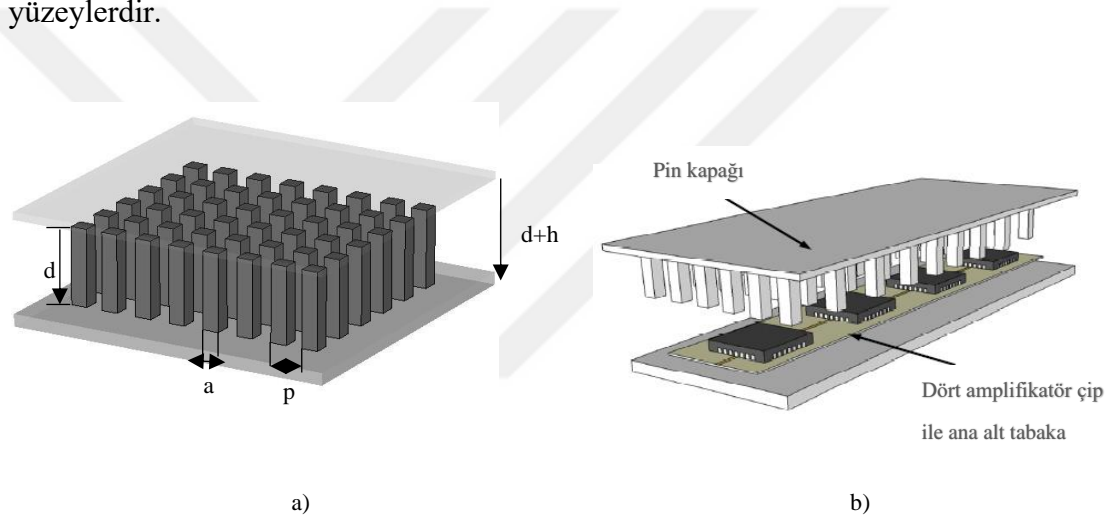
Şekil 2.11. a) Yumuşak yüzey, b) Sert yüzey, c) PEC/PMC şeritlerle oluşturulmuş yüzey.

Yumuşak ve sert yüzeyler, ideal olarak PEC / PMC şerit olarak ideal şekilde tanımlanmıştır. PMC şeritleri, çeyrek dalga boylu kesitli metal oluklarla gerçekleştirilebilir. PEC / PMC şeritleri ve EBG yüzeyleri (veya PMC yüzeyleri)

paralel metal plakalar arasındaki boşlukta yeni bir yüksek frekanslı dalga kılavuzu gerçekleştirmek için kullanılabilir.

2.2.3.3. Yapay manyetik iletkenler (AMC)

Bir AMC pin kapağı ile paketleme ilk önce [24] 'de gösterilmiştir. Mikroşerit filtreleri ekranlamak için başarıyla kullanılmıştır [25]. Pinlerin yaylar veya zikzak teller ile avantajlı şekilde denendiği görülmüştür [26-28]. Paralel plaka modlarının yayılmasını engellemek için bir AMC gerekmektedir. Bu amaçla kullanılacak yüzeyler, dalgaların sadece bir doğrultuda ilerlemesini durduracak nitelikteki yumuşak yüzeylerdir.



Şekil 2.12. a) Pinli yapı, b) Entegre devre üzerinde pinli kapak modeli [29].

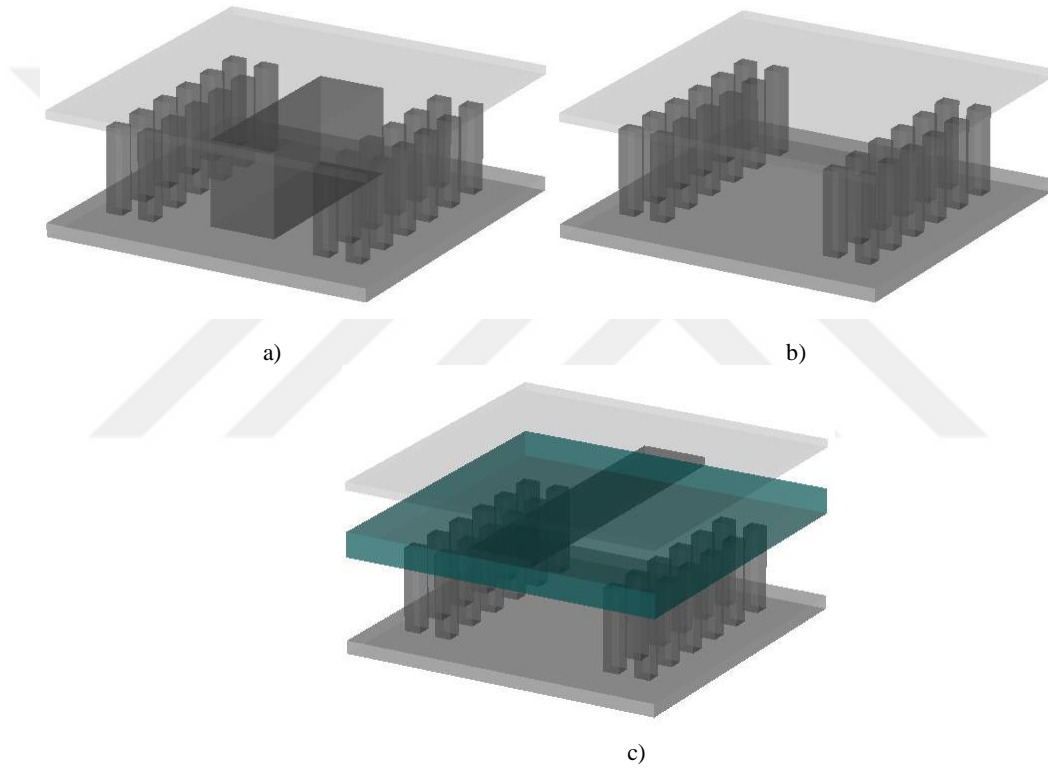
Pinler, bir alt ve bir üst kesme frekansı tarafından tanımlanan bir durdurma bandı içinde yüksek bir empedans yüzeyi olarak çalışır. Pinlerin yüksekliği, kısa devreyi (PEC) bir açık devreye (PMC) dönüştürmek için yaklaşık $d = \lambda/4$ olmalıdır ve p küçük olmalıdır. Alt kesme frekansı pinlerin yüksekliği ile tanımlanırken, üst kesme sınırı, $d + h = \lambda/2$ olan frekans olarak tanımlanır, burada h , hava boşluğunun yüksekliğidir ve $\lambda/4$ 'ten küçük olmalıdır.

2.2.3.4. Boşluk dalga kılavuzu türleri

Kılavuz yapısına bağlı olarak üç değişik versiyonda boşluk dalga kılavuzu vardır. Bunlar; Sırt boşluk dalga kılavuzu, Oluk boşluk dalga kılavuzu ve Mikroşerit boşluk

dalga kılavuzudur. Bu üç konfigürasyonda da periyodik metal pinler AMC yüzeyi olarak kullanılmaktadır.

Boşluk dalga kılavuzunun ana avantajı, üst metal yüzey ile alt metal yüzey arasında herhangi bir metal teması gerektirmeden gerçekleştirilebilmesidir. Böylece düşük frekanslı dalga kılavuzu bileşenlerinin yüksek frekans bantlarında kolay ve ucuz imalatı sağlanır [29]. Alan paralel metal plakalar arasındaki hava boşluğunda ilerlemektedir. Ancak dielektrik ile de kısmen veya tamamen doldurulabilir.

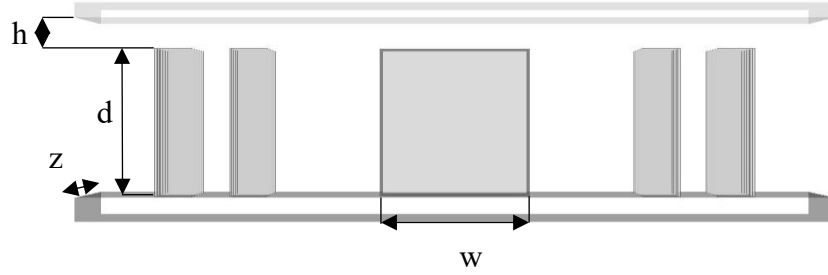


Şekil 2.13. a) Sırt boşluk dalga kılavuzu, b) Oluk boşluk dalga kılavuzu, c) Mikroşerit boşluk dalga kılavuzu.

2.2.3.4.1. Rigde boşluk dalga kılavuzu

Sırt boşluk dalga kılavuzu, yukarıdaki Şekil 2.13. a)' da görüldüğü gibi iki paralel plaka, metal pürüzsüz üst kapak ve pinler ile çevrili merkezde bulunan metal bir sırttan oluşan bir alt plaka ile gerçekleştirilir. Bu modelde pin yapısı, tüm paralel plaka modlarını durdurur ve sadece yarı *TEM* modun sırt boyunca ilerlemesine izin verir.

Metal pin kapağı kullanılması nedeniyle herhangi bir dielektrik gerektirmemektedir. Farklı modellerde sırt çevresinde diğer AMC tiplerinin de kullanıldığı görülmüştür.

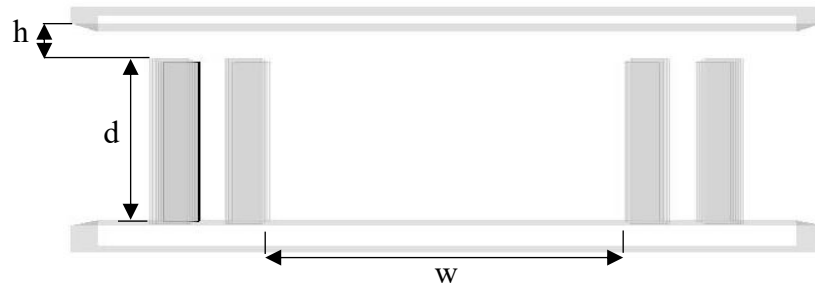


Şekil 2.14. Sırt boşluk dalga kılavuzu ön görünüm.

Şekil 2.14.'de gösterilen uzunlukların farklılığına göre durdurma ve geçiş frekansları değişecektir. z alt plakanın uzunluğu, h pinler ile üst kapak arası hava boşluğu mesafesi, d pinlerin uzunluğu ve w sırt yapısının genişliğini gösterecek olan değişkenlerdir.

2.2.3.4.2. Oluk boşluk dalga kılavuzu

Oluk boşluk dalga kılavuzu, Şekil 2.13. b)'de görülebileceği gibi, her iki yanın da pinlerle çevrili olduğu bir yapıdır. Sırt boşluk dalga kılavuzu ile olan fark, oluk kılıfının TE / TM modlarının yayılmasına izin vermesidir, böylece temassız metal plakalara sahip olmanın ek yararı ile dikdörtgen dalga kılavuzlarına benzer şekilde çalışır [30, 31]. Ek olarak, oluk boşluk dalga kılavuzu daha az kayba sahiptir.

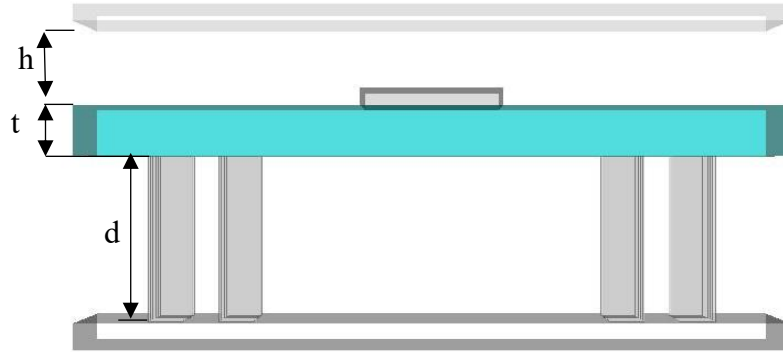


Şekil 2.15. Oluk boşluk dalga kılavuzu ön görünüm.

Oluk boşluk dalga kılavuzu modları, yukarıdaki Şekil 2.15’de gösterilen uzunluklara bağlı olarak oluşturulan durma bandı içinde ilerlemektedirler. Dikdörtgen dalga kılavuzu ile neredeyse aynı işlevi gördüğü literatürdeki diğer çalışmalarda gözlenmiştir. Sabit bir pin boyutu (d , a) ve periyodu (p) için AMC’nin durdurma bandı, pinler ve kapak arasında daha küçük bir hava boşluğu (h) ile artacaktır. Genel olarak pinin yüksekliği (d) çeyrek dalga boyunda ($\lambda/4$) tutulur, oysa hava boşluğu h , $\lambda/4$ ’den daha küçük olmalıdır. 0,25’den büyük periyodlar için, daha yüksek dereceli modların yayılması oluşabilir ve bu nedenle durdurma bandının üst frekans limiti azalır.

2.2.3.4.3. Mikroşerit boşluk dalga kılavuzu

Mikroşerit boşluğu dalga kılavuzu yapı olarak Şekil 2.13. c)’de gösterilmiştir. Mikroşerit hatlarına benzer şekilde çalışmaktadır. AMC, alanı, yazdırılan mikro şerit hattı ile üst zemin düzlemi arasındaki hava boşluğunda ilerlemeye zorlar [7]. Bu yapıyı gerçekleştirmek için kullanılan AMC ya pin ya da mantar tipi EBG yüzeyi olabilir [7]. Bant genişliğini etkileyen parametreler hava aralığı yüksekliği (h), seçilen dielektrikler ve alt tabaka kalınlığı d ve t ’ dir.



Şekil 2.16. Mikroşerit boşluk dalga kılavuzu ön görünüm.

Mikroşerit hatlarıyla karşılaştırıldığında, devrelere kolaylıkla uygulanabilmesi, daha az dielektrik ve iletkenlik kaybı yönünden avantajları bulunur. Mikroşerit boşluk dalga kılavuzu, kullanılacak AMC’ye ve yapılacak tasarıma bağlı olarak farklı versiyonlarda gerçekleştirilir.

BÖLÜM 3. EKLANLAMA TEKNİKLERİ

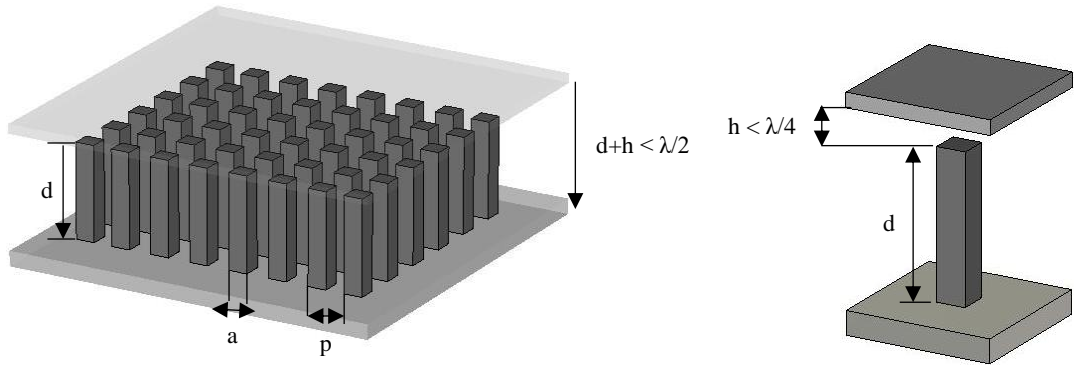
3.1. Mikrodalga, Milimetre Dalga ve RF Ekranlama

Elektrik devrelerinin, sistem performansını ve mekanik devreyi bozabilecek harici bozulmalara karşı korunması, yalıtımının sağlanması amacıyla ekranlanması gerektiği bilinen bir gerçektir. Daha yüksek frekanslarda yapılan uygulamaların artması ve RF blokları, MMIC'leri ve pasif bileşenleri tek bir modüle entegre etme eğilimi, ekranlama tekniklerinin de gelişmesine neden olmuştur [30]. Frekans mikrodalga ve milimetre dalga aralığına hareket ettikçe, devre kartını saran metal ekranın fiziksel boyutları dalga boyuyla karşılaştırılabilir hale gelir, böylece devrelerin aktif cihazların istenmeyen etkilerine ve dengesizliğine neden olabilecek boşluk modları karşılaştırılabilir [30]. Bu soruna ekranın boyutu küçültülerek çözüm üretilmiş, bu şekilde boşluk modlarının kesme frekansının, devrelerin çalışma frekansını etkilemeyecek kadar yüksek olması sağlanmıştır [30].

Devrenin farklı bir konuma taşınması veya boşluk modlarını terk edebilen emici malzemelerin kullanılması gibi diğer çözümler sunulmuş olup daha karmaşık bir tasarım ve üretim süreci olacağı görülmüştür. Özellikle, emiciler, saçılma nesnelere yansımaları ve süresizliklerden kaynaklanan radyasyonları azaltmada yararlıdır, ancak bir dezavantaj olarak sisteme zaten bu tür frekanslarda kritik bir faktör olan kayıplar ekler [31]. Ekranlama işleminde ortaya çıkan bir diğer sorun, MMIC'lerin ve pasif bileşenlerin basılı malzemelerin üzerine yerleştirilmesi ve dielektrikte yüzey dalgalarının oluşması, enerji kaçağı ve parazit/cızırtı sorunlarının ortaya çıkmasıdır [32]. Farklı iletim hatları arasında birleşme ve birbirine bağlı hatlardan gelen radyasyon aynı zamanda yüksek frekanslarda entegre devreler arasında parazit de oluşturabilir [7].

3.2. PMC Ekranlama

PMC ekranlama boşluk dalga kılavuzlarında geliştirilen, ekranlama devrelerinde yüksek frekansta devrelerde karşılaşılan tipik sorunların üstesinden gelebilmesi ve birbirine bağlı bileşenler arasındaki izolasyonu iyileştirebilmesi ile bilinmektedir. Yapay olarak gerçekleştirilen AMC yüzeyleri, tüm mikrodalga frekanslarında metal yüzeylerin iletkenliği için iyi bir yaklaşım olan PEC'den farklı olarak sınırlı bant genişliğine sahiptir. Teorik olarak bir boşlukla ayrılmış metal yüzey ve ideal PMC paralel levha dalga kılavuzu incelendiğinde başlangıç frekansı için bir fiziksel sınır ve durdurma bandının son frekansı için iki fiziksel sınır vardır. Alt kesme sınırı, dokulu yüzeyin yeterince yüksek bir yüzey empedansı sergilemeye başladığı frekanstan gelir [33]. Üst kesim, yandan, yüzey empedansının çok küçük olduğu frekanstan gelir [33]. Bununla birlikte, boşluk tarafından belirlenen ikinci bir üst kesme vardır [33]. Her çeşit paralel plaka modunun yayılmasını önlemek ve baskın TEM modunun yayılmasını sağlamak için boşluk $\lambda / 4$ ' ten küçük olmalıdır [33]. Topraklanmış devre kartı ve bir pin kapağı tarafından oluşturulan iki paralel plaka arasındaki elektromanyetik dalga yayılımını kontrol etmek için bir PEC-PMC paralel plaka konfigürasyonu da kullanılabilir. Bu konfigürasyonda devre kartının temeli ideal olarak (PEC) 'dir ve kapak (PMC) olarak çalışır [24].



Şekil 3.1. PMC ekranlama geometrisi örneği.

Kesme bant genişliği üzerinde etkili olabilecek geometrik parametreler şunlardır (Şekil 3.1.) [33]:

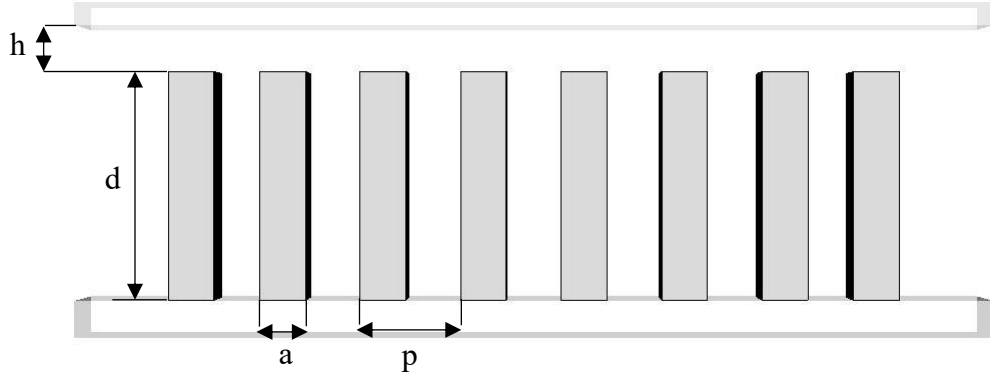
- Üst plakaya olan uzaklık h , yani “boşluk yüksekliği”.
- AMC'yi oluşturan yüzey katmanının kalınlığını temsil eden pinlerin d uzunluğu.
- Pinlerin p periyodu.
- Pinlerin yarıçapı r , çapı a .
- Kafesin geometrisi, yani, pinlerin düzenli olarak nasıl yerleştirildiği.
- λ dielektrikteki dalga boyu.

3.2.1. Pin yüzeyi ile paralel plaka durdurma bandının tasarımı

Alan yalnızca istenen yollar boyunca yönlendirilir ve geleneksel teknolojileri yüksek frekansta etkileyen radyasyon kaybı sorununu önleyerek, diğer yönlerde kesilir. Bu nedenle, boşluk dalga kılavuzu, yüksek frekans uygulamaları için dikdörtgen dalga kılavuzları ve mikro şerit çizgileri yerine kullanılabilir alternatif bir yöntemdir. Boşluk dalga kılavuzunun ana performansı, istenmeyen yönde dalga yayılması için paralel plaka durdurma bandı oluşturma kabiliyetiyle belirlenir. Bu durdurma bandı genellikle metal sırt, oluk veya şeridin etrafına yerleştirilmiş bir periyodik doku ile elde edilir. Periyodik yapı, metal bir levhaya ($\lambda / 4$ 'ten daha küçük bir hava boşluğu ile) yakın yerleştirildiğinde yüksek bir empedans yüzeyi olarak işlev görür ve genellikle AMC yüzeyi olarak adlandırılır. Durdurma bandının tasarımında en önemli şey, bu durdurma bandının alt ve üst kesme frekansını elde etmektir. Genellikle, kesme çalışması kullanılacak periyodik yapının geometrik parametrelerinin bir fonksiyonu olarak yapılır.

Genellikle, bu boşluk dalga kılavuzu teknolojisi için elde edilen paralel plaka durdurma bandı, AMC yüzeyinin pratik uygulamalarda nasıl gerçekleştirildiğine bağlıdır [25, 34]. AMC bir metal pin ızgarası ile gerçekleştirilirse, pin kapağı ve mikro şerit alt tabaka arasındaki "h" boşluğu, istenmeyen bir modun yayılmadığı durdurma bandının belirlenmesinde önemli bir rol oynar. Hava boşluğu ne kadar küçük olursa,

durdurma bandı o kadar büyük olur ve paketleme uygulaması için daha uygun hale gelir [35].



Şekil 3.2. PMC ekranlama geometrisi ön görünüm.

d ve h eşitlikleri aşağıda görüldüğü gibi seçilmelidir [38, 34]. Şekil 3.2.'de görüldüğü gibi $r = a / 2$ pinlerinin yarıçapı ve bunların periyodiklikleri $p = p_T = p_L$ arasındaki ilişki hem enine hem de uzunlamasına yönlere durma bandının nihai bant genişliğini belirler.

$$d = \lambda_{start}/4 \quad (3.1)$$

$$b = d + h = \frac{\lambda_{end}}{2} > \frac{\lambda_{start}}{2} \quad (3.2)$$

$$h \ll b \text{ ise } \lambda_{start} = \frac{c}{f_{start}\sqrt{\epsilon_r}} \text{ ve } \lambda_{end} = \frac{c}{f_{end}\sqrt{\epsilon_{eff}}} \cong \frac{c}{f_{end}\sqrt{\epsilon_r}} \text{ olur.} \quad (3.3)$$

İdeal olarak iki paralel plaka, bir PMC plakasının üstünde bir PEC plakası göz önüne alındığında, bu iki plaka arasındaki mesafe çeyrek dalga boyundan daha küçükse, o zaman hiçbir dalganın yayılmasına izin verilmez ve tüm paralel plaka modları, her iki yüzeydeki sınır koşullarına göre kesilmiş olacaktır. Paralel plakaların her ikisinin de PEC olduğu farklı durumlar ve uygulamalar bulunmaktadır. PEC plakası metal iletkenler kullanılarak kolayca gerçekleştirilir. PMC durumunu gerçekte gerçekleştirmek için, yüzeyde yüksek bir empedans yaratan bir Yapay Manyetik İletken (AMC) kullanılmalıdır.

Durdurma bandının başlangıç frekansı, pinlerin elektriksel uzunluğundaki bir miktar artış nedeniyle pinlerin periyodu arttığında azalır [33]. Pin periyodu çok küçük olduğu sürece son frekans etkilenmeden kalır [33]. Periyod arttığında, üst sınır büyük ölçüde azalır [33]. Ayrıca, daha büyük periyodlar için, durdurma bandının son frekansı boşluk büyüklüğü ile sabit kalır ve durdurma bandının toplam artışı, sadece küçük frekans yükseklikleri için büyük ölçüde azalan başlangıç frekansındaki değişiklikten kaynaklanmaktadır [33].

En küçük periyottan başlayarak, bu bant genişliği, tüm boşluk boyutları için periyodla artar, dağılım diyagramında yeni bir modun görüldüğü yere karşılık gelen belirli bir yüksekliğe bağlı periyoda kadar artar. Bu periyodiklik modunun görünme sıklığı, boşluk yüksekliği büyüdükçe görünen moda göre boşluk yüksekliğine çok daha az bağlıdır. Bu nedenle, ikinci yükseklik, durdurma bandını periyodiklik modundan ziyade daha büyük yüksekliklerde sınırlar. Bu sonuçlardan anlaşılacağı gibi, büyük bir bant genişliği gerektiğinde küçük periyodların yanı sıra küçük yüksekliklerin de kullanılması gerektiği sonucuna varılabilir.

Yarıçap, periyoddan çok daha küçük olduğunda, ancak o zaman daha küçük periyotlu yapı en büyük nispi bant genişliğini gösterir. Yarıçap göreceli olarak kalın olduğunda, daha büyük periyotlu yapılar daha büyük bant genişliklerine ulaşır. Etkili olarak, boşluk boyutu genellikle 0,25 dalga boyundan daha küçüktür. Alt metal plakadaki pin yüzeyi yapay bir manyetik iletken (AMC) yüzeyi olarak işlev görür. Pin yüzeyi ve üst metal yüzey arasındaki mesafe yakın olduğunda, çok geniş bir paralel plaka durdurma bandı elde edilir ve elektromanyetik dalgalar durdurma bandı içinde herhangi bir yönde yayılamaz.

PEC ve PMC plakaları arasındaki ayrım $\lambda / 4$ 'ten küçük olduğu sürece, plakalar arasında dalga yayılamaz. Ancak bir PEC şeridi PMC plakasına yerleştirilirse, dalga şeridi boyunca ilerletebilir.

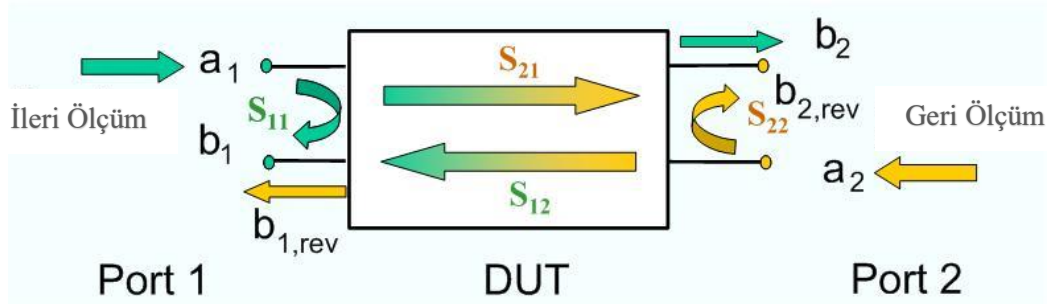
Tüm küresel paralel plaka (PP) modları, AMC'nin PP modlarında bir durdurma bandı oluşturmak için yeterince yüksek yüzey empedansına sahip olduğu frekans bandı

içinde kesilir ve böylece boşluk dalga kılavuzu yapısı içinde sadece çıkıntılar veya oluklar boyunca istenen dalgaların yayılmasına izin verir [29].

3.2.2. S parametreleri

S-parametreleri, bir mikrodalga ağının saçılma matrisidir. S-parametresi, satır sayısına ve sütun sayısına sahip olmakla beraber, S_{ij} için j indisi, giriş bağlantı noktasını, i indisi ise çıkış bağlantı noktasını gösterir.

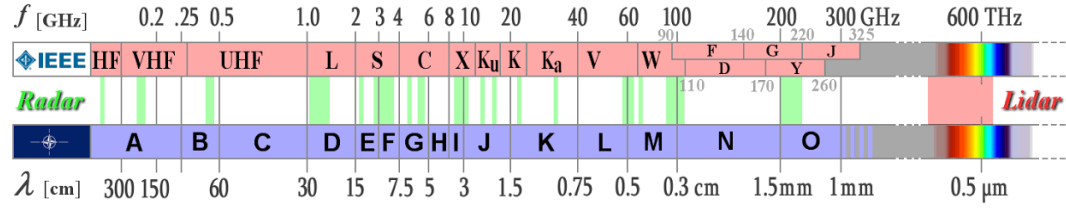
S-parametreleri, bir N-port ağının portların herhangi birine veya tümüne olan sinyale (sinyallere) verdiği cevabı tarif etmektedir. Abonede ilk sayı yanıt veren bağlantı noktasına, ikinci sayı ise olay bağlantı noktasına aittir. Bu nedenle S_{21} , 2 numaralı bağlantı noktasında, 1 numaralı bağlantı noktasındaki bir sinyal nedeniyle verilen yanıt anlamına gelir.



Şekil 3.3. Yansımaya ve iletim katsayıları gösterimi [37].

Bu nedenle S_{21} , bir numaralı porttan gelen sinyalin büyüklüğünün iki numaralı porttan gelen sinyalin büyüklüğüne oranıdır. S matrisinin köşegeni (S_{11} , S_{22}) boyunca olan parametrelere yansımaya katsayıları denir, çünkü bunlar yalnızca bir portta olanları ifade eder. Diyagonal olmayan (S_{21} , S_{12}) S-parametreleri ise iletim katsayıları olarak adlandırılırlar.

3.2.3. Uydu ve mikrodalga haberleşmesinde frekans bantları



Şekil 3.4. Uydu ve mikrodalga haberleşmesinde frekans bantları [38].

3.2.3.1. L-bant (1-2 GHz)

L bandı 1-2 GHz arasında değişmektedir. Global Konumlandırma Sistemi (GPS) taşıyıcıları, Iridium gibi uydu cep telefonları; denizde, karada ve havada iletişim sağlayan Inmarsat; WorldSpace uydu radyosu bu bantta çalışan cihazlardır.

3.2.3.2. S-bant (2-4 GHz)

S bandı 2-4 GHz aralığındadır. Hava durumu radarı, yüzey gemisi radarı ve bazı haberleşme uyduları tarafından kullanılıyor. ISS ve Uzay Mekiği ile iletişim için NASA'nın haberleşme uyduları bulunmaktadır.

3.2.3.3. C-bant (4-8 GHz)

C Bandı 4 ila 8 GHz arası bir IEEE radar bandıdır. Öncelikle uydu iletişimi, tam zamanlı uydu TV ağları veya ham uydu yayınları, meteoroloji radar sistemleri, WiFi ve ISM Bant uygulamaları için kullanılır.

3.2.3.4. X-bant (8-12 GHz)

X Bandı 8 ila 12 GHz aralığındadır ve temel olarak radar uygulamaları için kullanılır. X-bandı radar frekansı alt bantları sivil, askeri ve devlet kurumlarında hava durumu izleme, hava trafik kontrolü, deniz gemi trafiği kontrolü, savunma takibi ve kolluk kuvvetleri için araç hızı tespiti için kullanılmaktadır.

3.2.3.5. Ku-bant (12–18 GHz)

Uydu iletişimi için kullanılır. Avrupa'da Ku-band downlink, Astra gibi doğrudan yayın uydu hizmetleri için 10,7 GHz'den 12,75 GHz'ye kadar kullanılmaktadır [39].

3.2.3.6. Ka-bant (26–40 GHz)

Haberleşme uyduları, 27,5 GHz ve 31 GHz bantlarında ya da askeri uçaklarda yüksek çözünürlüklü, yakın menzilli radarlar.

3.2.4. Kayıplar

Kalite faktörü Q , birçok mikrodalga devresi için anahtar karakteristik parametredir [6]. Bir sistemde depolanan enerjiye göre ne kadar enerji harcandığını tanımlar [6]. Q (Q_L) yüklenen olarak ifade edilebilir. Q_U , devrenin kendisinin kaybıyla ilgili yüksüz kalite faktörüdür ve Q_E , besleme direncinin yanı sıra besleme devresini ve besleme ağını da temsil edebilecek olan yüklemeye direncinin eklediği zarardan kaynaklanan dış kalite faktörüdür.

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_U} + \frac{1}{Q_E}, \quad (3.4)$$

S_{21} , rezonatörün iletim katsayısıdır (gelen voltaja iletilen voltajın oranı);

$$Q_E = 10^{-\left[\frac{S_{21}(dB)}{20}\right]}. Q_L, \quad (3.5)$$

$$Q_U = \frac{Q_L}{1-S_{21}}, \quad (3.6)$$

Bu formül, yalnızca rezonatörün her bir ucundaki koaksiyel konektörlerin eşleştirme katsayısı ile ilgili herhangi bir ohm kaybı yoksa geçerlidir [6]. Besleme devresi rezonatöre zayıf bir şekilde bağlandığında, iletim katsayısı S_{21} çok küçük olur, böylece

ölçümlerin hassasiyeti S_{21} ' in genliğini etkilemez. Bu durumda Q_U yaklaşık Q_L 'ye eşittir ve aşağıdaki formül ile doğrudan elde edilebilir [6].

$$Q_L = \frac{f_0}{\Delta f_{3dB}}, \quad (3.7)$$

Ek olarak, zayıflama sabiti aşağıdakiler kullanılarak da elde edilebilir: (β faz sabiti)

$$\alpha = \frac{\beta}{2Q_L}, \quad (3.8)$$

3.2.5. Geçişler

Yüksek frekans ölçümleri, standart dalga kılavuzu flanşlarına sahip Vektör Network Analizörleri (VNA) kullanılarak veya sinyali almak için devrenin yüzeyinde ince iğneler kullanan mekanik prob istasyonları kullanılarak gerçekleştirilir. Bu nedenle, boşluk dalga kılavuzu devrelerini konvansiyonel dalga kılavuzu flanşları ve düzlemsel problemlerle bağlamak için yeni geçişlere ihtiyaç vardır.

Oluk Boşluk dalga kılavuzu devresi doğrudan standart dikdörtgen dalga kılavuzlarına bağlanabilirken, sırt boşluk dalga kılavuzunu ve mikroşerit boşluğu dalga kılavuzunu standart dalga kılavuzlarına ya da mikro şerit hatlarına bağlamak için bir geçiş gereklidir.

BÖLÜM 4. TASARIM VE SİMULASYONLAR

4.1. Giriş

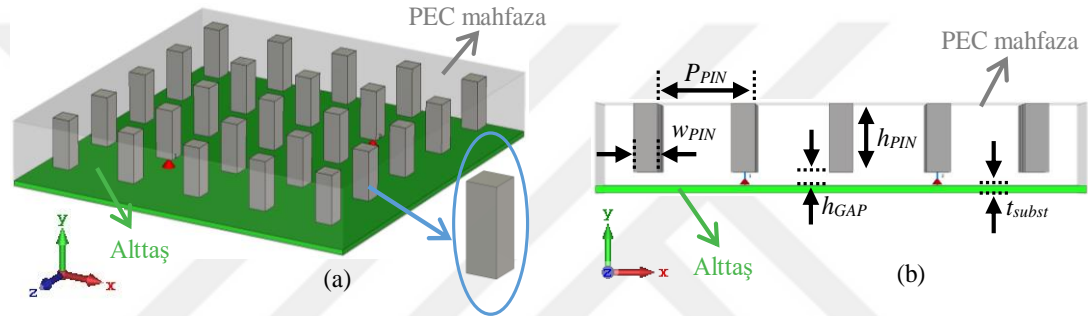
Mikrodalga devrelerde elektromanyetik girişimin azaltılması amacıyla tasarlanan PMC mahfaza modellerinde pinli kapakta yer alan pinlerin geometrilerinin mahfazanın elektriksel performansı üzerindeki etkisi incelenmiştir. Farklı geometriye sahip özgün pinler içeren PMC mahfaza tasarımları yapılmış, elektromanyetik analiz yazılımı CST Microwave Studio [40] kullanılarak tasarımların elektromanyetik analizleri yapılmış ve simülasyon sonuçlarının doğrulanması amacıyla seçilen bir tasarımın prototip üretimi yapılarak elektriksel testleri gerçekleştirilmiştir.

4.2. Tasarım Yöntemi

Bu çalışmada hedeflenen frekans bandında çalışacak, daha hafif ve daha az malzeme gerektiren pinli kapak tasarımları için farklı pin geometrileri ve konfigürasyonları tasarlanmıştır. Bu amaçla başlangıçta 5x5 biçiminde yerleştirilmiş kare kesitli iletken pin dizisi ile 10 GHz - 20 GHz frekans bandı için PMC mahfaza modeli tasarlanmış ve bu model referans model olarak kullanılmıştır. Bu referans modelin tüm tasarım parametreleri sabit tutularak sadece üzerindeki kare kesitli pinlerin yerine farklı geometriye sahip pinler yerleştirilmiş ve böylece diğer parametrelerden bağımsız olarak pin geometrilerinin etkisi ortaya çıkarılmıştır. Elde edilen farklı pinli tasarımlar referans modelle ve birbirleriyle karşılaştırılarak elektriksel performans üzerindeki etkileri incelenmiştir.

Referans model olarak tasarlanan PMC mahfaza Şekil 4.1. a)'da görüldüğü gibi kare kesitli iletken pinlerin 5x5 düzeninde periyodik olarak konumlanmasıyla elde edilmiştir. Referans PMC mahfaza modelinin frekans bandını da belirleyen tasarım

parametreleri Şekil 4.1. b)'de verildiği gibi; pinlerin periyodu P_{PIN} , pinler ile dielektrik alttaş arasındaki hava boşluğunun yüksekliği h_{GAP} , dielektrik alttaşın kalınlığı t_{Subst} , pinlerin boyu h_{PIN} , pinlerin genişliği w_{PIN} , ve dielektrik alttaşın bağıl geçirgenliği ϵ_r olacak şekilde sembolize edilmiştir. Tasarlanan PMC mahfaza için hedeflenen çalışma bandının merkez frekansı f_0 olmak üzere pinli kapaktaki iletken pinlerin boyu $\lambda_0/4$ 'e eşit ve pinler ile dielektrik alttaş arasındaki hava boşluğunun yüksekliği ise $\lambda_0/4$ 'den küçük olacak şekilde seçilip diğer parametrelerin değerleri yazılım yardımıyla optimize edilerek bulunabilir. Referans PMC mahfaza modeli için belirlenen tasarım parametreleri değerleri Tablo 4.1'de sunulmuştur.



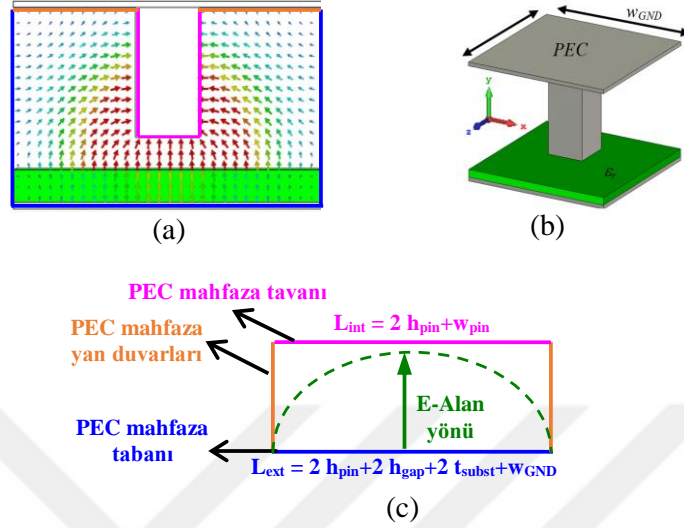
Şekil 4.1. Kare kesitli pinli referans PMC mahfaza modeli a) genel görünüm ve b) yandan görünüm.

Tablo 4.1. Kare kesitli pinli referans PMC mahfaza modeli tasarım parametre değerleri

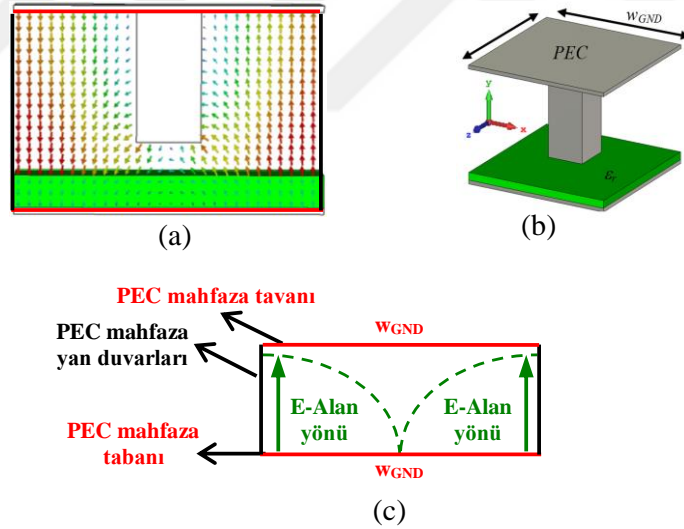
P_{PIN}	w_{PIN}	h_{PIN}	h_{GAP}	t_{subst}	ϵ_r
7,5 mm	1,82 mm	5 mm	1 mm	0,5 mm	3,66

İstenilen frekans bandında cevap verecek PMC mahfaza parametre değerlerinin belirlenmesi için optimizasyon yönteminin kullanılmasını daha az gerektirecek analitik bağıntılara dayalı ikinci metot ise referans modelin kare kesitli pin geometrisinin dik açılara sahip basit şekle sahip olmasının sağladığı imkanla şu şekilde verilmektedir [41]. Bu yöntemde verilen analitik eşitlikler yardımıyla frekans bandının sırasıyla alt ve üst sınırları olan f_{low} ve f_{high} değerleri hesaplanmaktadır. Analitik eşitlikler bandın alt ve üst sınır frekans değerlerinde PMC mahfaza birim hücresinde kare kesitli pin etrafındaki alan dağılımlarından yola çıkılarak ve dikdörtgen dalga klavuzu içindeki alan dağılımına benzerliğinden yararlanılarak elde edilmektedir. Tasarlanan referans PMC mahfaza modeli için hedeflenen frekans bandının alt ve üst

frekans sınırları için elde edilen elektrik alan dağılımları sırasıyla Şekil 4.2. a) ve Şekil 4.3. a)'da görülmektedir.



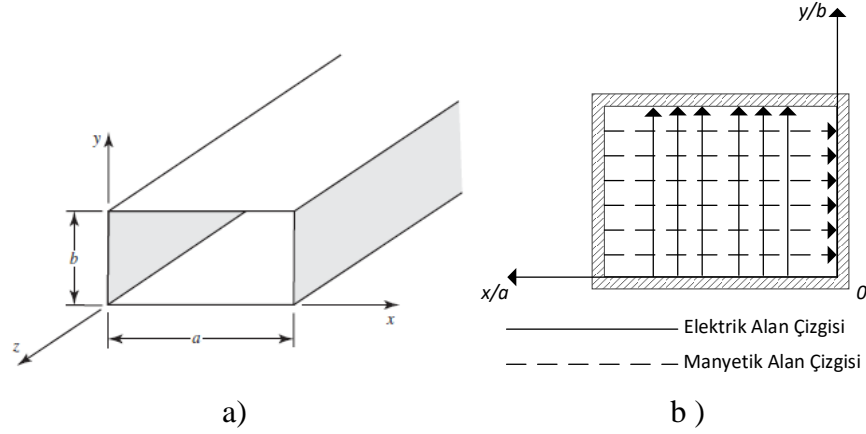
Şekil 4.2. a) f_{low} için birim hücrede elektrik alan dağılımı, b) Birim hücre, c) Dalga kılavuzu benzetimi.



Şekil 4.3. a) f_{high} için birim hücrede elektrik alan dağılımı, b) Birim hücre, c) Dalga kılavuzu benzetimi.

Bir dikdörtgen dalga kılavuzu ve içindeki alan çizgilerinin yönelimi Şekil 4.3.'de görüldüğü gibidir. Şekil 4.2. a) ve Şekil 4.3. a)'da yer alan PMC mahfaza birim hücredeki alan çizgileri ile Şekil 4.4.'deki dikdörtgen dalga kılavuzu içindeki alan çizgilerinin yönelimleri birbiriyle karşılaştırılarak PMC mahfaza birim hücreleri ile dikdörtgen dalga kılavuzunun fiziksel yapıları arasında bir benzerlik kurulabilir.

Karşılaştırmadan elde edilen fiziksel yüzeyler arasındaki eşleştirme Şekil 4.2. c) ve Şekil 4.3. c)'de görüldüğü şekildedir.



Şekil 4.4. a) Dikdörtgen dalga kılavuzu, b) Dikdörtgen dalga kılavuzu elektrik ve manyetik alan çizgileri [42].

Bir dikdörtgen dalga kılavuzu için rezonans frekansı $a > b$ olmak üzere TE_{10} modu için

$$f_c = \frac{1}{2a\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{u}{2a} \quad (4.1)$$

ile verilmektedir [42]. Burada u dalganın yayılma hızıdır ve boş uzayda ışık hızına eşittir. Rezonans frekansı bağıntısı ve dikdörtgen dalga kılavuzunun fiziksel yapısıyla kurulan eşleştirme kullanılarak tasarım parametrelerinin değerlerinin belirlenmesinde yardımcı olacak aşağıdaki analitik eşitlikler elde edilebilir.

$$f_{high} = \frac{1}{2W_{GND}\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{c}{2W_{GND}} \quad (4.2)$$

$$f_{low} = \frac{f_{L_{int}} + f_{L_{ext}}}{2} \quad (4.3)$$

Burada;

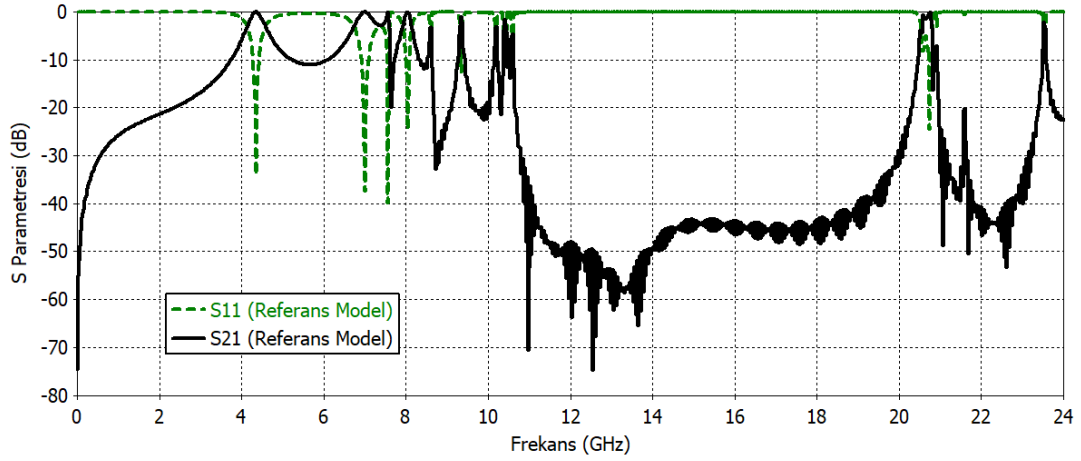
$$f_{L_{ext}} = \frac{c}{2L_{ext}} \quad (4.4)$$

$$L_{ext} = 2 \cdot h_{pin} + 2 \cdot h_{gap} + 2 \cdot t_{subst} + W_{GND} \quad (4.5)$$

$$f_{L_{int}} = \frac{c}{L_{int}} \quad (4.6)$$

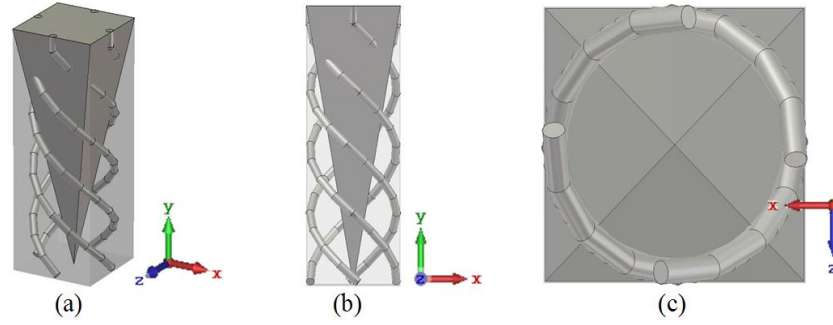
$$L_{int} = 2 \cdot h_{pin} + w_{pin} \quad (4.7)$$

Kare kesitli iletken pinlere sahip referans PMC muhafaza modeli için yukarıda anlatılan yöntem ve eşitlikler yardımıyla elde edilen Tablo 4.1'deki parametre değerlerine uygun olarak modellenen tasarımın simülasyonları yapılmıştır. 5x5 elemanlı periyodik pinler içeren mahfazanın orta noktası referans alınarak yerleştirilen iki simetrik port ile analiz edilen yapı için elde edilen yansıma ve iletim parametreleri Şekil 4.5.'de verilmiştir. Frekans bandı 9,84 GHz genişliğe sahip X, Ku ve K bantlarına karşılık gelen 10,61 GHz ve 20,45 GHz arasında elde edilmiştir.



Şekil 4.5. Kare kesitli pinli referans PMC muhafaza modeli için S_{11} ve S_{21} parametreleri.

Çalışmaya yeni pin model tasarımları ile devam edilmiştir. Pin geometrilerinin etkisinin incelenmesini sağlamak için tasarımlar büyük özenle yapılmıştır. Yeni pin şekilleri ve tasarım parametreleri, Şekil 4.6.'de gösterildiği gibi referans pin modelinin hacmine uyacak şekilde seçilmiştir. Üç boyutlu pin geometrilerinin tabanlarının kesiti referans ve önerilen tasarımlar için ortaktır. Böylece, Tablo 4.1.'de verilen tasarım parametre değerleri yeni tasarlanan pinler ve PMC muhafazalar için de sabit kalmıştır sadece pin geometrisi değişmiştir.



Şekil 4.6. Birim hücrelerin karşılaştırılması a) perspektif görünüm, b) yan görünüm ve c) alt görünüm.

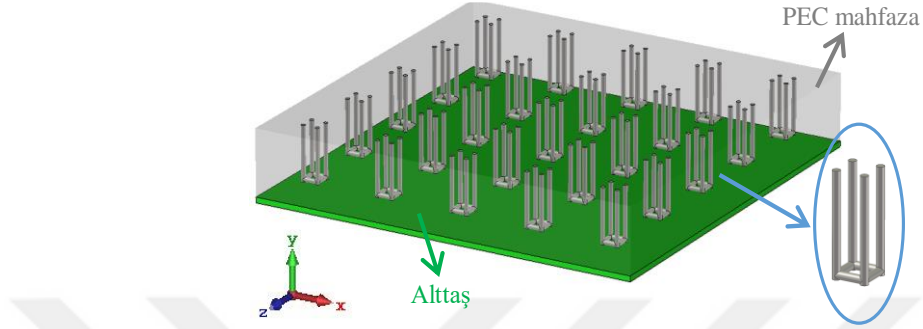
Bu çalışmada çok sayıda farklı pin geometrisi incelenmiş ve referans pin geometrisi ile karşılaştırılmıştır. Oluşturulan geometrilerde üretimde kolaylık, hafiflik ve geniş bant aralığı özellikleri ile beraber devrelerde minyatürleştirmenin sağlanması adına çıktıkların da elde edilmesi hedeflenmiştir. Dairesel kesitli düz teller kullanılarak oluşturulan pin geometrileri analiz edilerek sonuçlar referans model ve birbirleriyle karşılaştırılmaktadır. Geometriler arasında bulunan sarmal şekiller, yapının birim elemanında bulunan helislerin sayısı artırılarak incelenmiştir. Bu anlamda, bir, iki, üç ve dört helis içeren pin modelleri araştırılmıştır. Piramit şekline sahip olan ve piramidin ters çevrilmesiyle oluşturulmuş geometriler de mevcuttur. Yeni geometriye sahip pinlerin 5x5 pin dizisi konfigürasyonundaki konumları korunmuş böylece PMC mahfazaların dış boyutları referans model ile aynı kalmıştır.

4.3. Tasarım ve Simülasyonlar

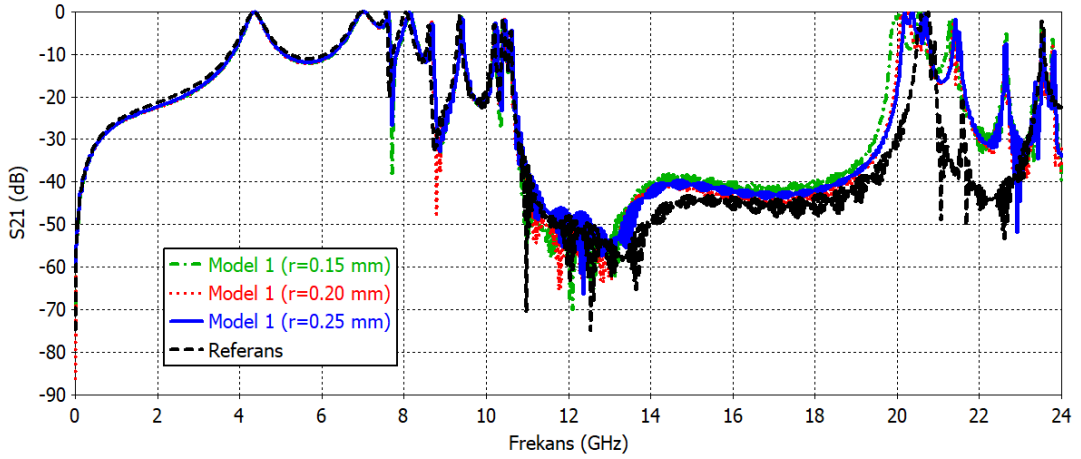
4.3.1. Model 1

Şekil 4.7.'de referans modelin kare kesitli pininin düşey ve yatay kenarlarına yerleştirilen iletken teller ile oluşturulan Model 1 ve birim hücresinde yer alan pin geometrisi görülmektedir. Bu pin geometrisindeki tel yarıçapları 0,15 mm, 0,20 mm, 0,25 mm boyutlarında denenmiş ve referans model frekans bandı ile karşılaştırılmıştır (Şekil 4.8.). Tel yarıçapının kesim frekansları ve bant genişliğine çok büyük etkisinin olmadığı görülmüştür ve diğer pin geometrilerinde yarıçapa bağlı frekans tepkileri incelenmemiştir. Pin geometrisinde tel kullanılan diğer modellerde tel yarıçapı genellikle 0,2 mm olarak alınmıştır ve bu değerden farklı seçilmesi halinde ayrıca

belirtilecektir. Referans pin geometrisi ile karşılaştırıldığında sonuçların birbirine yakın olduğu ve bu geometrinin daha hafif yapısıyla kare kesitli pinli referans yapıya göre daha avantajlı olduğu görülmektedir. Kesim frekansları ve bant genişliği belirlenirken S_{21} grafiği üzerinde -10 dB genlik değeri referans alınmıştır.



Şekil 4.7. Model 1 genel görünümü ve pin geometrisi

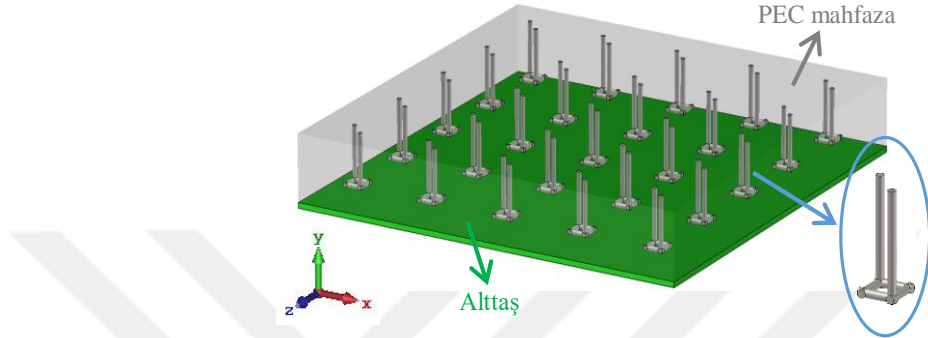


Şekil 4.8. Model 1 ve referans model için S_{21} parametreleri

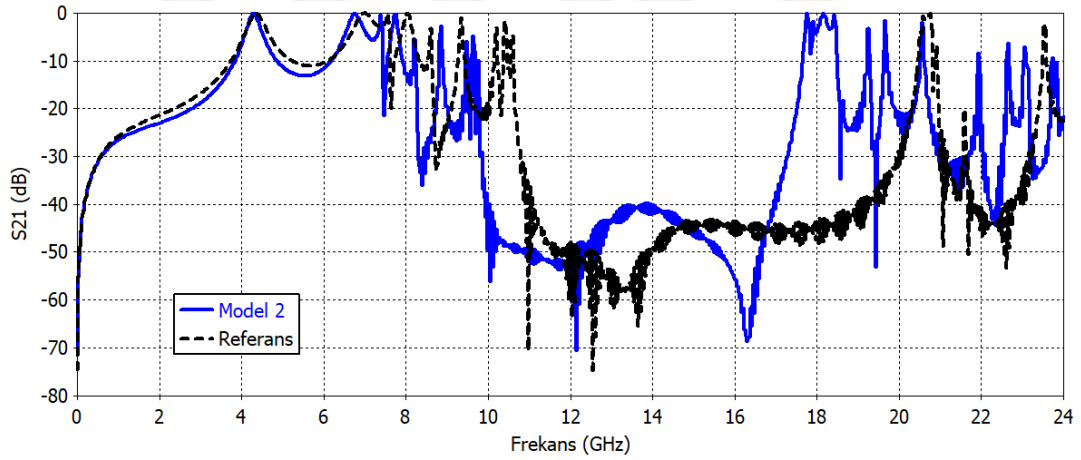
4.3.2. Model 2

Model 1'de kare kesitli referans pin yapısının düşey kenarlarına yerleştirilmiş olan 4 telden ikisi çıkarılarak Şekil 4.9.'da görülen Model 2 elde edilmiştir. Tel yarıçapı 0,20 mm olan Model 2'nin analiz sonuçları kare kesitli referans pin geometrisi ile karşılaştırıldığında Model 2'nin üst kesim frekansı daha fazla olmak üzere her iki kesim frekansının da azaldığı ve bant genişliğinin azalarak daha düşük frekanslara kaydığı görülmüştür (Şekil 4.10.). Frekans bandının daha düşük frekanslara kaymış

olduğunu görmek bu pin geometrisinin tepkisinin referans pin yapısının çalıştığı frekans aralığına taşınması için daha küçük olarak tasarlanabileceği anlamına gelmektedir. Model 2 pin geometrisi için gözlenen bant aralığı kesim frekansları (f_{low} ve f_{high}), sırasıyla 9,7503 GHz ve 17,645 GHz olup yapının 7,8946 GHz bant genişliğine sahip olduğu görülmektedir.



Şekil 4.9. Model 2 genel görünümü ve pin geometrisi

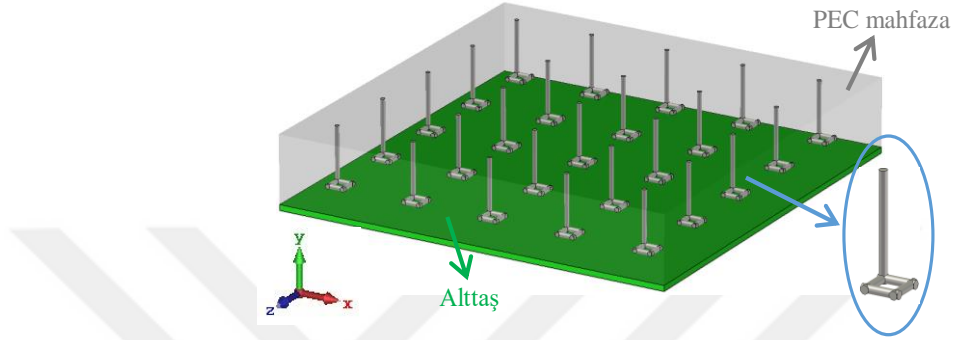


Şekil 4.10. Model 2 ve referans model için S_{21} parametreleri

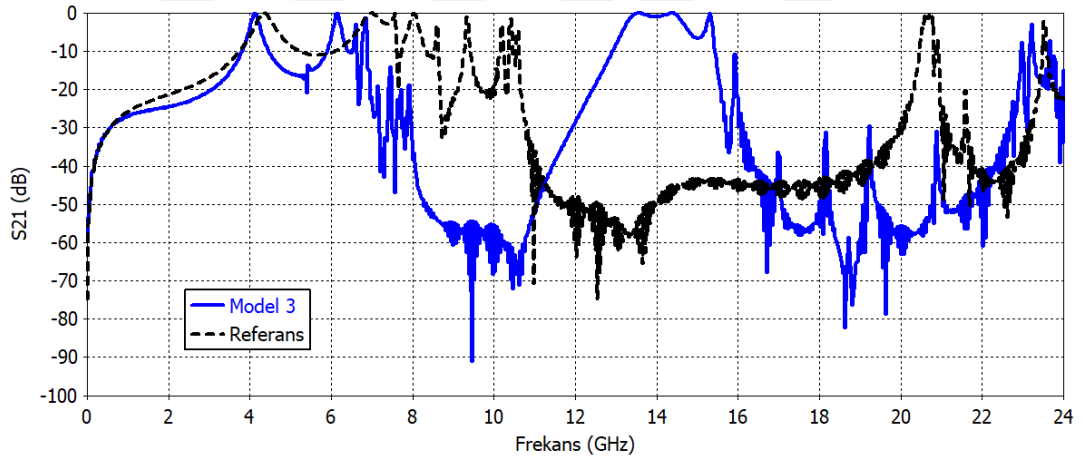
4.3.3. Model 3

Model 2’de kare kesitli referans pinin iki düşey kenarında konumlanan iki telden biri çıkarılarak tek düşey tel ve ucundaki kare tel çerçeveden oluşan Model 3 Şekil 4.11.’de görülen birim hücre ve pin geometrisiyle tasarlanmıştır. Bu geometriye ait S_{21} grafiği referans pin geometrisi ile karşılaştırıldığında frekans bant aralığının Model 2’ye göre daha da daralmış olduğu ve daha da düşük frekanslara kaymış olduğu görülmektedir

(Şekil 4.12.). Model 1’den Model 2’ye geçilirken frekans tepkisinde gözlenen davranışın tekrarlanarak devam ettiği anlaşılmaktadır. Model 3’ün sahip olduğu pin geometrisi için gözlenen bant aralığı kesim frekansları (f_{low} ve f_{high}), sırasıyla 6,8865 GHz ve 12,914 GHz olurken sahip olunan bant genişliğinin 6,0277 GHz olduğu görülmektedir.



Şekil 4.11. Model 3 genel görünümü ve pin geometrisi

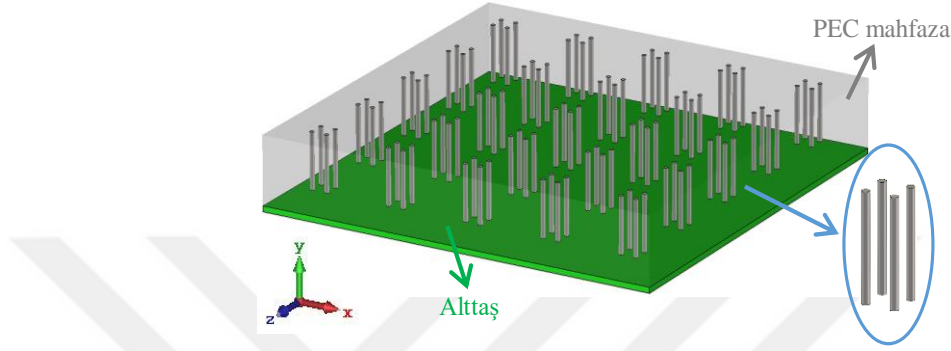


Şekil 4.12. Model 3 ve referans model için S_{21} parametreleri

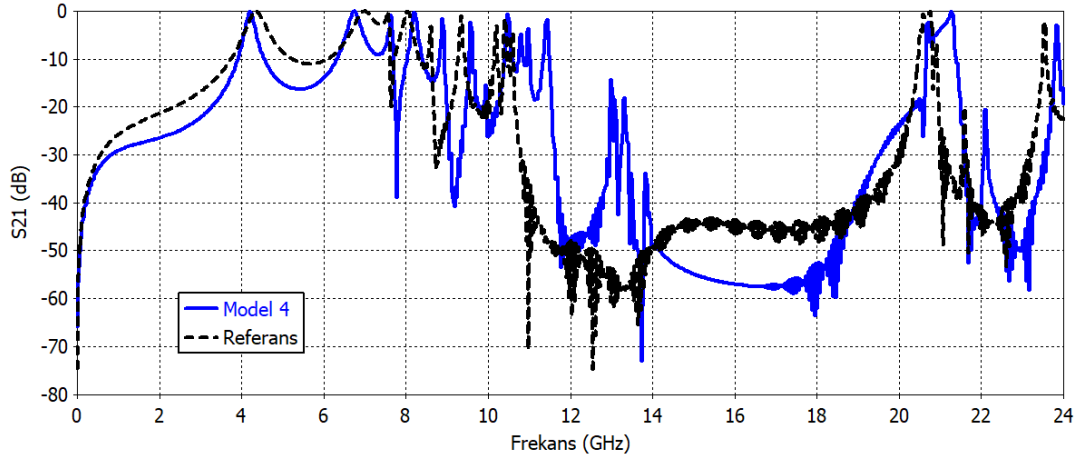
4.3.4. Model 4

Model 1’deki pin yapısının ucunda yer alan kare tel çerçeve çıkarılarak veya başka deyişle referans kare kesitli pinin sadece dört düşey kenarına birer tel yerleştirilerek dört paralel telden ibaret olarak tasarlanan Model 4 Şekil 4.13.’de sunulmaktadır. Analiz sonuçları incelediğinde üst kesim frekansının referans modelinkine yakın olduğu alt kesim frekansının ise biraz arttığı ve böylelikle bant genişliğinin biraz

düştüğü görülmektedir (Şekil 4.14.). Model 4 pin geometrisi için gözlenen bant aralığı limitleri (f_{low} ve f_{high}), sırasıyla 11,493 GHz ve 20,647 GHz olmak üzere modelin 9,1538 GHz bant genişliğine sahip olduğu görülmektedir. Referans pin geometrisi ile karşılaştırıldığında sonuçların birbirine yakın olduğu ve bu geometrinin daha hafif ve basit yapısıyla benzer işleve sahip olduğu gözlenmektedir.



Şekil 4.13. Model 4 genel görünümü ve pin geometrisi

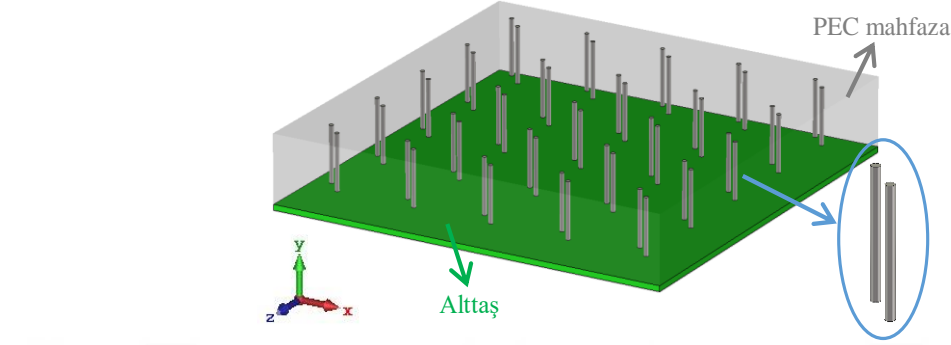


Şekil 4.14. Model 4 ve referans model için S_{21} parametreleri

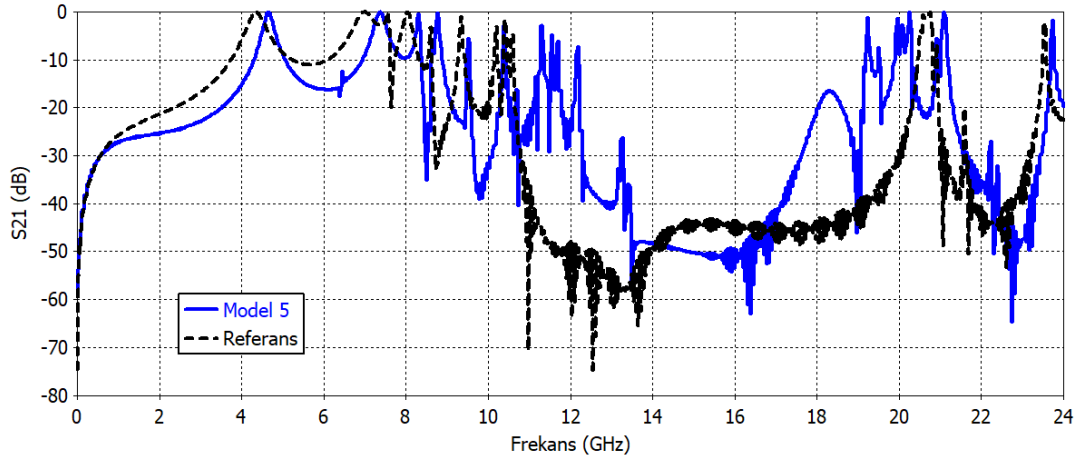
4.3.5. Model 5

Şekil 4.15.'de görüldüğü gibi Model 4'deki pin geometrisini oluşturan dört paralel telden karşılıklı ikisi çıkarılarak iki dikey telden oluşan basit bir pin yapısı içeren Model 5 elde edilmiştir. Bu model pin geometrisi için gözlenen bant aralığı limitleri $f_{low} = 12,202$ GHz ve $f_{high} = 19,18$ GHz olmak üzere 6,9783 GHz bant genişliğine sahiptir. Simülasyon sonuçları referans pin geometrisi ile karşılaştırıldığında bant

genişliğinin daralmış olduğu ancak bant merkez frekansının yaklaşık olarak korunduğu görülmektedir (Şekil 4.16.). Model 5'in 3x3 elemanlı pin dizisi içeren versiyonu için prototip üretilerek S parametreleri de ölçülmüştür.



Şekil 4.15. Model 5 genel görünümü ve pin geometrisi

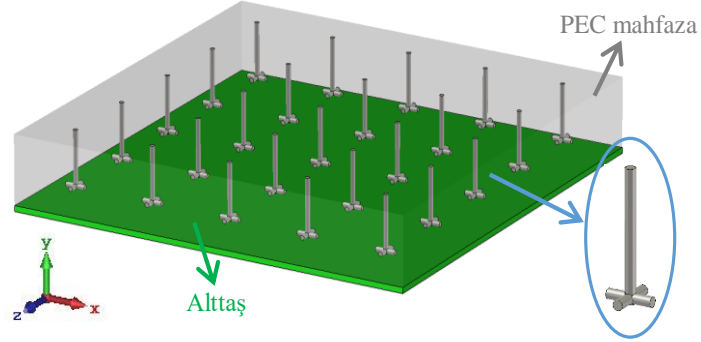


Şekil 4.16. Model 5 ve referans model için S_{21} parametreleri

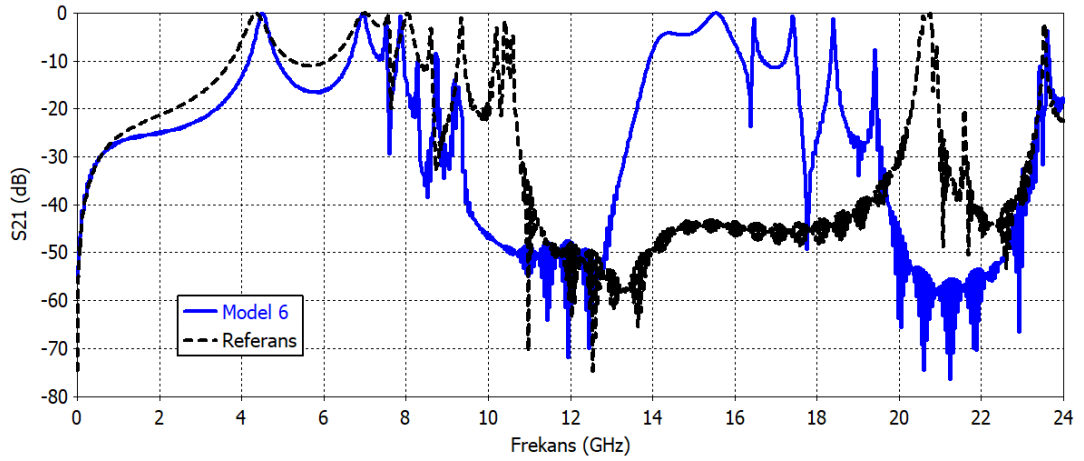
4.3.6. Model 6

Birim hücre merkezinde bulunan tek düşey bir telin ucunda yer alan artı şeklindeki tel ile birlikte Şekil 4.17.'de görülen Model 6'ya ait pin yapısı tasarlanmıştır. Simülasyonlar sonucunda bu modelin pin geometrisi için bant aralığı kesim frekansları (f_{low} ve f_{high}), sırasıyla 8,761 GHz ve 13,916 GHz olarak bant genişliği ise 5,1545 GHz olarak elde edilmiştir. Referans pin geometrisi ile karşılaştırıldığında bant genişliğinin azaldığı ve bant aralığının düşük frekans bantlarına kaydığı görülmektedir (Şekil 4.18.). Üst kesim frekansındaki azalma alt kesim frekansına göre daha fazla

olmuştur. Bu daha dar bir bant aralığında daha küçük ve hafif bir pinli kapak tasarımı ile istenmeyen elektromanyetik girişimin önlenebileceğini göstermektedir.



Şekil 4.17. Model 6 genel görünümü ve pin geometrisi

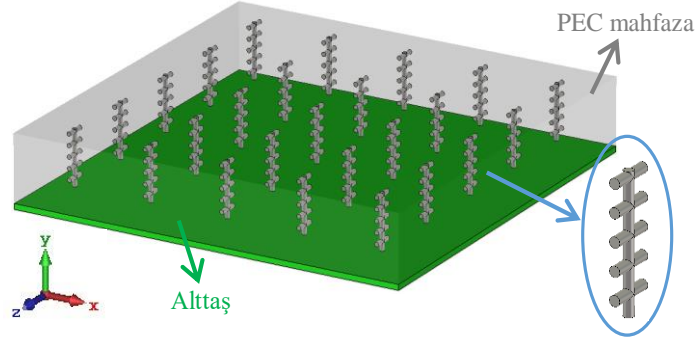


Şekil 4.18. Model 6 ve referans model için S_{21} parametreleri

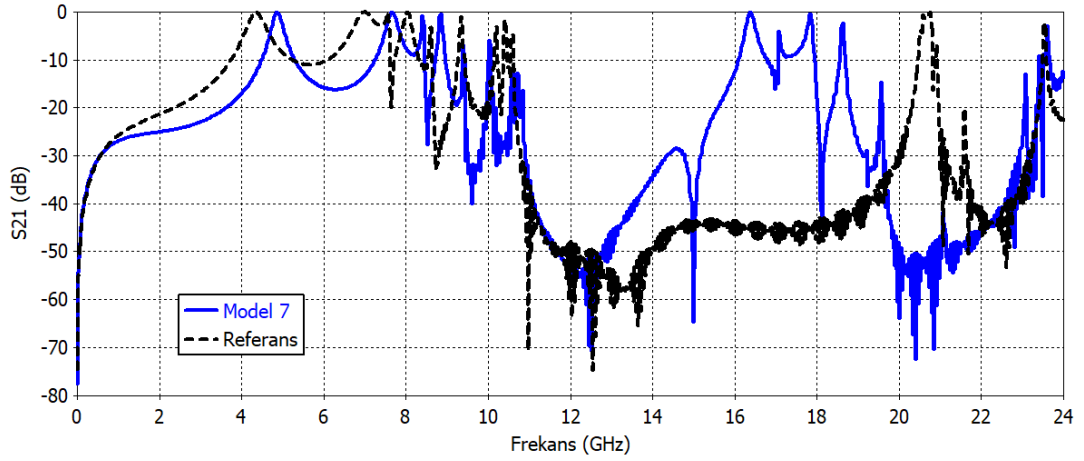
4.3.7. Model 7

Model 6'da dikey telin ucunda bulunan artının bir kolu çıkarılarak Model 7'nin pin geometrisi Şekil 4.19.'da görüldüğü gibi birbirine dik iki telli bir yapı olarak tasarlanmıştır. Bu pin geometrisine sahip Model 7 için yapılan elektromanyetik analizlerde gözlenen bant aralığı limitleri (f_{low} ve f_{high}), sırasıyla 10,058 GHz ve 16,09 GHz olurken elde edilen bant genişliğinin 6,0321 GHz olduğu görülmektedir. Referans pin geometrisi ile karşılaştırıldığında bant genişliğinin azalmış olduğu, düşük kesim frekansı çok değişmezken yüksek kesim frekansının değerin daha düşük bir

frekans değerine kaydığı görülmektedir (Şekil 4.20.). Model 6 ile karşılaştırıldığında ise frekans bandının biraz daha yüksek frekansta yer aldığı anlaşılmaktadır.



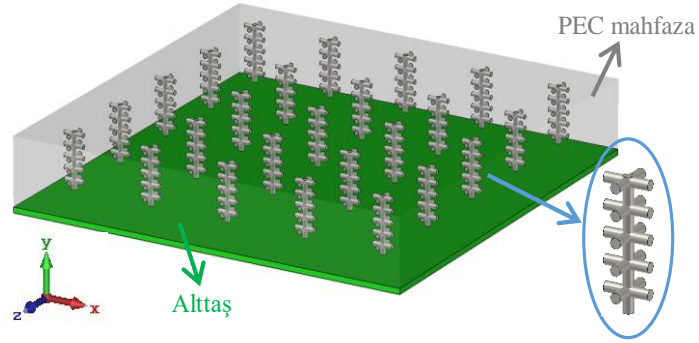
Şekil 4.19. Model 7 genel görünümü ve pin geometrisi



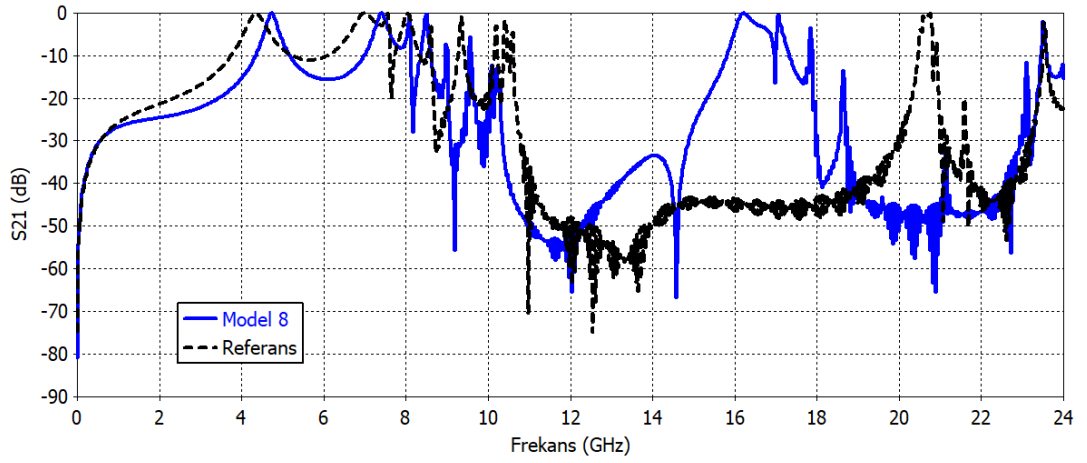
Şekil 4.20. Model 7 ve referans model için S_{21} parametreleri

4.3.8. Model 8

Model 6'da dişey telin sadece ucuna bir adet yerleştirilen artı şeklindeki tel yapı bu sefer dişey telin tabanından ucuna doğru eşit aralıklarda toplam 5 adet olacak şekilde yerleştirilmiş ve şekil 4.21.'de verilen Model 8 pin geometrisi elde edilmiştir. Model 8'deki pin geometrisi için elde edilen bant aralığı kesim frekansları (f_{low} ve f_{high}), sırasıyla 9,5885 GHz ve 15,804 GHz olduğu ve modelin 6,2151 GHz bant genişliğine sahip olduğu görülmektedir. Referans pin geometrisi ile karşılaştırıldığında bant genişliğinin azalmış olduğu düşük kesim frekansındaki kk düşüşe karşı yüksek kesim frekansı değerinin oldukça düştüğü görülmektedir (şekil 4.22.).



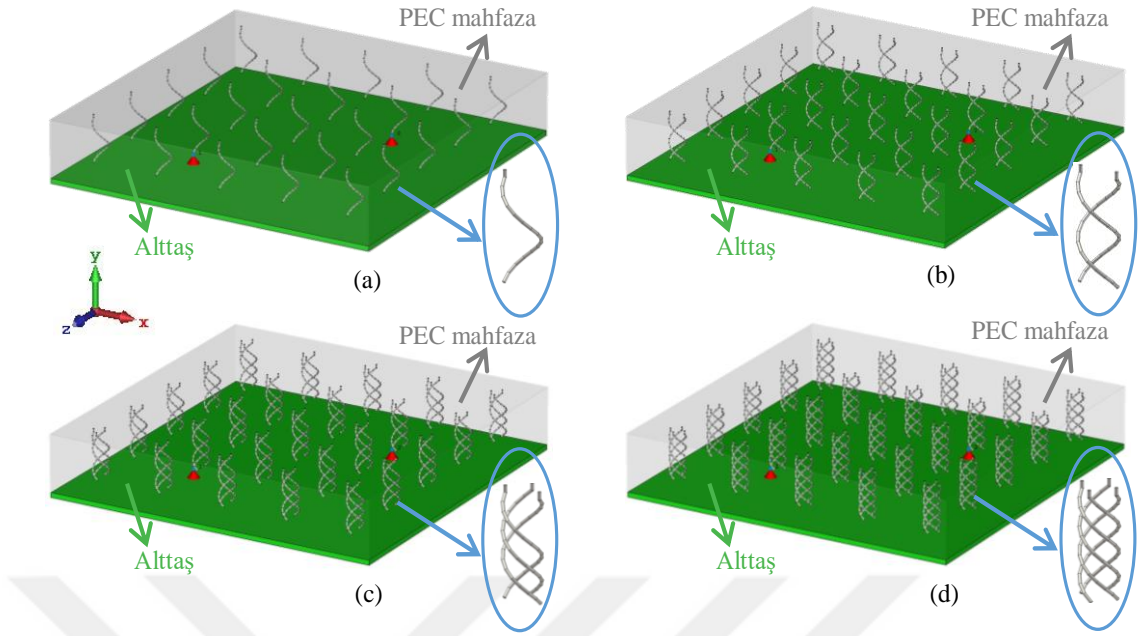
Şekil 4.21. Model 8 genel görünümü ve pin geometrisi



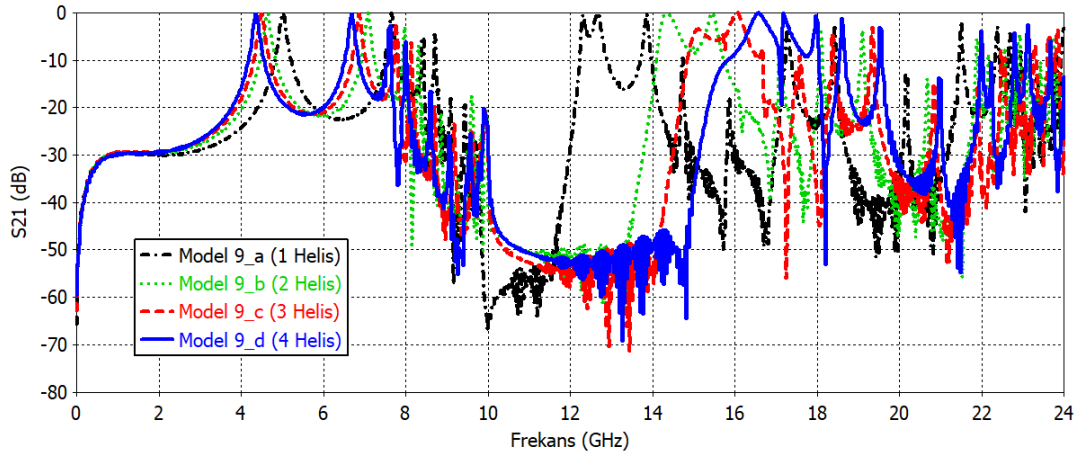
Şekil 4.22. Model 8 ve referans model için S_{21} parametreleri.

4.3.9. Model 9

Referans modelin pini boyunca bir tur dönen sarmal tel yapısı kullanılarak helis şeklindeki pin yapısı tasarlanmıştır. Tasarlanan helis PMC mahfazanın birim hücresinde farklı sayılarda kullanılarak dört ayrı model oluşturulmuştur. Bir fazla helisin yer aldığı modellerde helisler birbirlerine temas etmeyecek biçimde ve simetrik olarak konumlandırılmışlardır. Birim hücresinde bir, iki, üç ve dört helis içerecek şekilde tasarlanan dört ayrı pin geometrisi ve bunları içeren PMC mahfaza modelleri Şekil 4.23.'de gösterilmektedir. Bu dört pin geometrisi modeli sırasıyla Model 9'un altında (a), (b), (c) ve (d) modelleri olarak isimlendirilmiştir.



Şekil 4.23. Model 9 genel görünümü ve pin geometrisi a) 1 helis, b) 2 helis, c) 3 helis ve d) 4 helis.



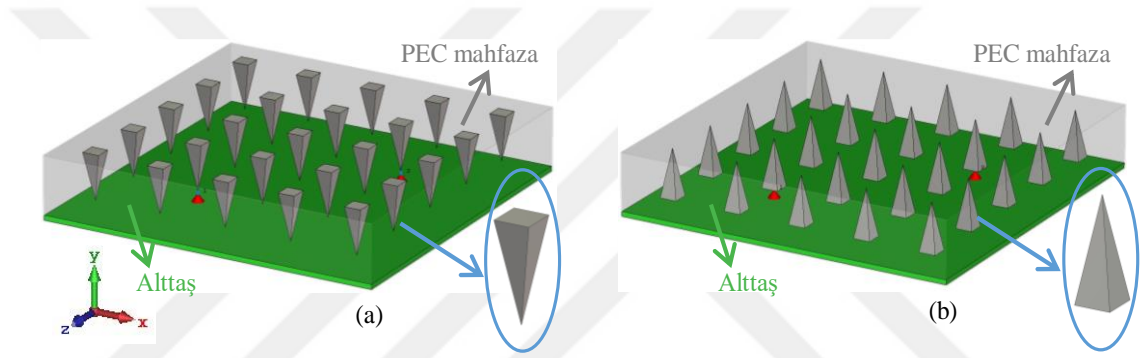
Şekil 4.24. Model 9 ve referans model için S_{21} parametreleri.

Dört farklı pin yapısını kapsayan Model 9 için elde edilen iletim parametresine ait simülasyon sonuçları Şekil 4.24.'de verilmiştir. Pin geometrisine yeni bir helisin eklenmesi her defasında alt kesim frekansında küçük bir düşüşe sebep olurken üst kesim frekansını yükseltmiş böylece bant genişliği de artmıştır. Model 9 (a)'daki bir helisten oluşan pin geometrisi için elde edilen bant genişliği 3,48 GHz ve bant aralığı limitleri (f_{low} ve f_{high}) sırasıyla 8,74 GHz ve 12,22 GHz'dir. Helis sayısı birer artırılarak 2, 3 ve 4 olduğunda bant genişlikleri sırasıyla 5,76 GHz ($f_{low} = 8,34$ GHz

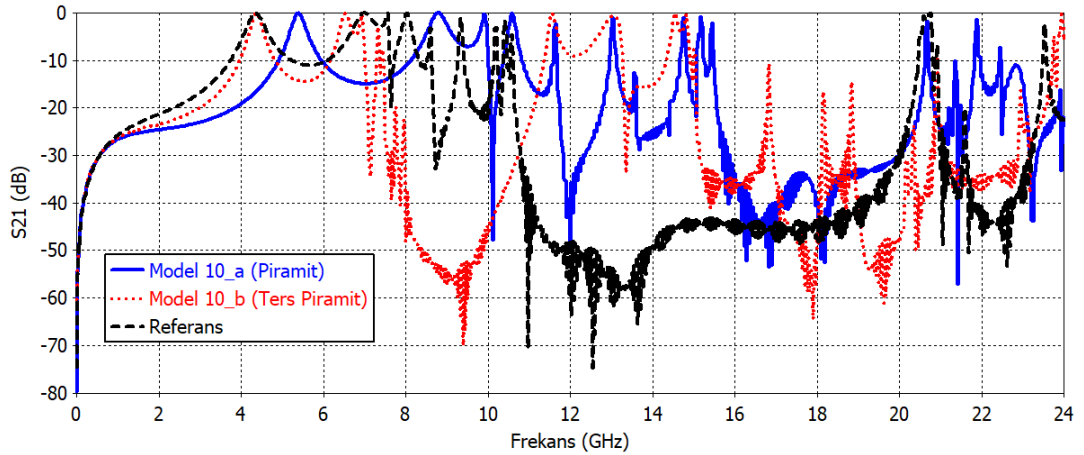
ve $f_{high} = 14,10$ GHz), 6,70 GHz ($f_{low} = 8,15$ GHz ve $f_{high} = 14,85$ GHz) ve 7,81 GHz ($f_{low} = 8,02$ GHz ve $f_{high} = 15,83$ GHz) değerine yükselmektedir. En geniş bandın 4 helis içeren pin modeline ait olduğu görülmektedir.

4.3.10. Model 10

Piramit biçimli pin geometrileri içeren iki model tasarlanmıştır. Model 10 (a) ve (b) olarak isimlendirilen bu modeller sırasıyla piramit şeklinde ve ters piramit şeklinde iletken pin geometrilerinden oluşmaktadır. Piramit biçimli pin geometrisine sahip PMC mahfaza tasarımları Şekil 4.25’de gösterilmektedir.



Şekil 4.25. Model 10 genel görünümü ve pin geometrisi (a) piramit ve (b) ters piramit biçimli.



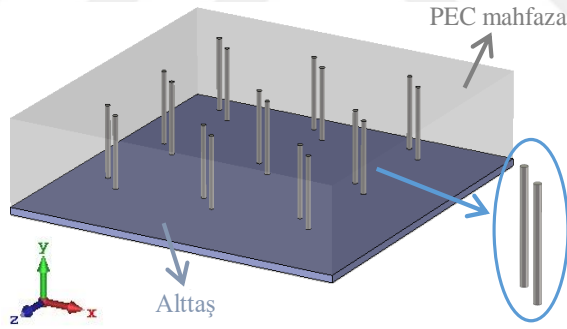
Şekil 4.26. Model 10 ve referans model için S_{21} parametreleri.

Model 10 (a) ve (b) için yapılan simülasyonların sonuçları referans modelle karşılaştırmalı olarak Şekil 4.26.’da sunulmaktadır. Piramit şeklindeki pinlere ait

frekans cevabı incelendiğinde 10,01 GHz ile 14,67 GHz arasında birden fazla dar bantlı çalışma bölgesinin ortaya çıktığı 15,49 GHz ile 20,62 arasında ise nispeten geniş 5.13 GHz'lik tek bir bandın bulunduğu görülmektedir. Öte yandan, ters piramit biçimli pinler ile tasarlanan PMC mahfazaya ait analiz sonuçları düşük frekans bandına kaymış olan 7,46 GHz ve 11,36 GHz arasındaki çalışma bandını işaret etmektedir. Ters piramit biçimli pinler için elde edilen bandın referans modelin çalışma bandına taşınması daha küçük boyutlu pinler anlamına geleceğinden bu pin geometrisi kullanılarak daha küçük boyutlu PMC mahfaza tasarlama imkanı bulunmaktadır.

4.4. Prototip Üretimi ve Elektriksel Testler

Tasarlanan pin geometrilerinden olan ve referans modeldeki kare kesitli pinin dikey ve çapraz olan iki kenarına konumlandırılmış iki paralel telden oluşan Model 5 üzerinde üretim ve testlerde kolaylık sağlamak amacıyla küçük revizyonlar yapılarak bir prototipi üretilmiştir.



Şekil 4.27. Prototip üretimi yapılan PMC modeli

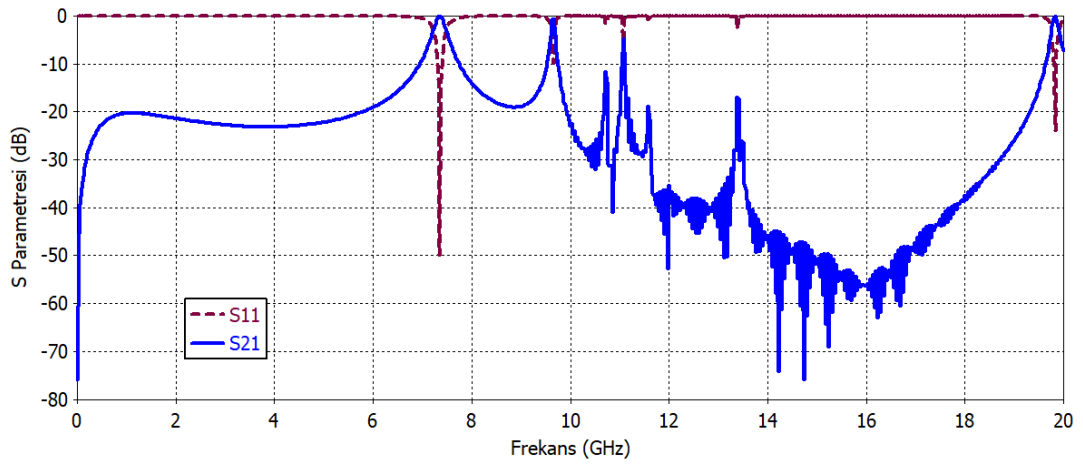
Tablo 4.2. Prototip tasarım parametre değerleri

P_{PIN}	w_{PIN}	h_{PIN}	h_{GAP}	t_{subst}	ϵ_r	d
7,5 mm	1,82 mm	5 mm	1 mm	0,5 mm	1	0,35 mm

Yapılan revizyonlar sonrasında Model 5'in tasarımı Şekil 4.27.'de görüldüğü gibidir. Model 5'den farklı olarak pinli kapak 5x5 yerine 3x3 olarak düzenlenerek 9 adet birim hücre ve pin içerecek şekilde küçültülmüş, devre kartının dielektrik katmanını temsil eden altaşın dielektrik sabiti (ϵ_r) 1 olarak ve pin yapısında kullanılan telin çapı (d) 0,35

mm olarak seçilmiştir. Üretilen prototipe ait tasarım parametrelerinin tamamı Tablo 4.2.'de verilmektedir.

Model 5'in prototip üretimi için revize edilen tasarımının simülasyonları yapılarak yansıma ve iletim parametrelerine ait frekans cevapları Şekil 4.28.'deki gibi elde edilmiştir. Simülasyon sonuçları incelendiğinde prototip tasarımı için çalışma bandı kesim frekanslarının $f_{low} = 11,105$ GHz ve $f_{high} = 19,635$ GHz bant genişliğinin ise 8,53 GHz olduğu görülmektedir.

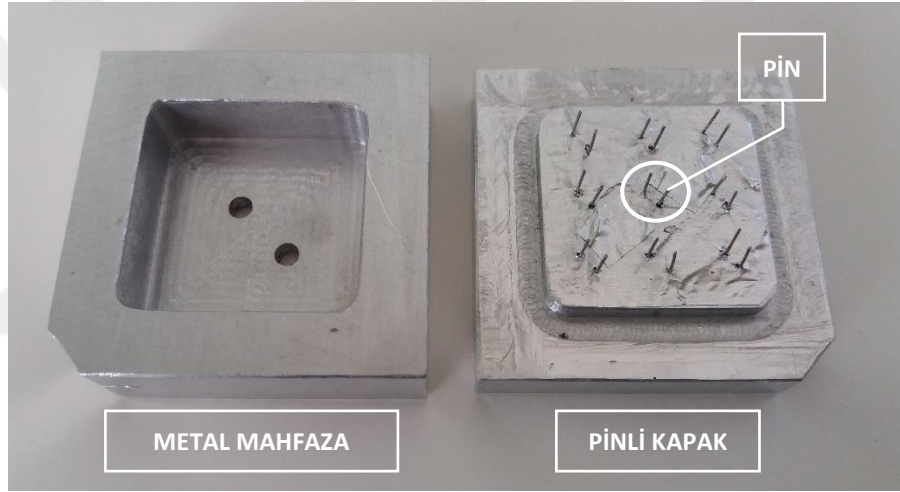


Şekil 4.28. Prototip üretimi yapılan PMC tasarımı için S_{11} ve S_{21} simülasyon sonuçları

Metal mahfaza ve pinli kapak olmak üzere iki parçadan oluşan PMC mahfaza prototipinin üretimi iki aşamada gerçekleştirilmiştir. İlk aşamada metal mahfaza ve pinlerin üzerinde yer alacağı metal kapağın üretimi CNC tezgahında hassas olarak yapılmıştır. Metal mahfaza ve kapak için malzeme olarak Alüminyum kullanılmıştır. CNC tezgahındaki üretim sürecinden bir kesit Şekil 4.29.'daki fotoğrafta görülmektedir. İkinci aşamada ise pinlerin üretiminde kullanılacak teller hazırlanarak kapak üzerine tasarıma uygun olarak monte edilmiştir ve bu aşama el işçiliği ile gerçekleştirilmiştir. Üretilen PMC mahfaza Şekil 4.30.'da görülmektedir.



Şekil 4.29. CNC tezgahında prototip üretimi

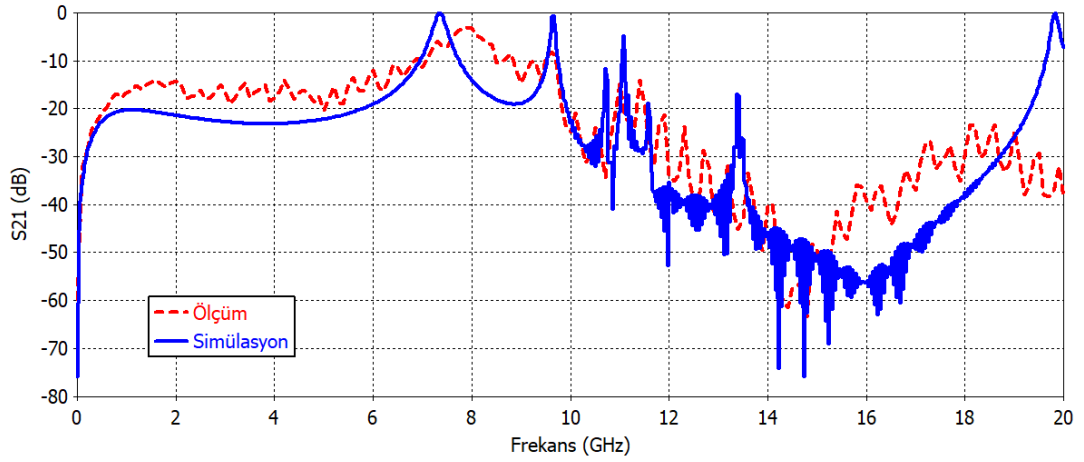


Şekil 4.30. PMC mahfaza prototipi

Üretilen PMC mahfaza prototipinin S parametresi ölçümleri Vektör Network Analizör (VNA) ile 20 GHz frekansına kadar yapılmıştır. Ölçümler pinleri arasına alan ve pinli kapağın merkezine göre simetrik olarak konumlandırılmış iki port üzerinden gerçekleştirilmiştir. PMC mahfazanın test aşaması Şekil 4.31.'de görülmektedir.



Şekil 4.31. PMC mahfaza prototipi elektriksel testleri



Şekil 4.32. PMC mahfaza prototipine ait simülasyon ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırması

Prototip üretimi için Model 5 revize edilerek hazırlanan PMC mahfaza tasarımına ait iletim parametresi simülasyon sonuçları ile aynı parametreye ait VNA ölçüm sonuçları Şekil 4.32.'de birlikte verilmektedir. Pinlerin üretimlerinin ve kapağa montajlarının özenle yapılmış olsa da el işçiliği ürünü olması göz önünde bulundurularak sonuçlar incelendiğinde simülasyon sonuçlarıyla ölçüm sonuçlarının büyük ölçüde uyumlu oldukları gözlenmekte ve böylece simülasyon sonuçları doğrulanmış olmaktadır.





BÖLÜM 5. TARTIŞMA VE SONUÇ

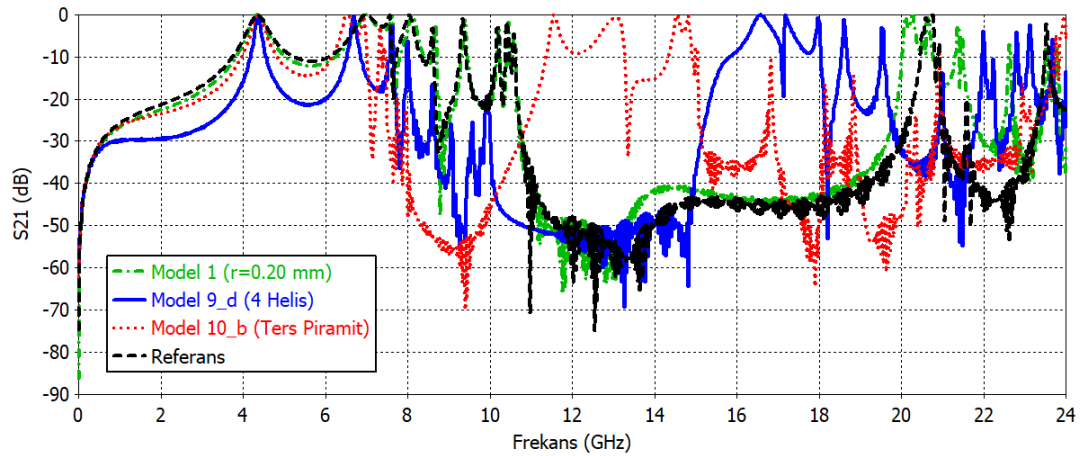
Mikrodalga devrelerde elektromanyetik girişimin azaltmak üzere tasarlanan PMC mahfaza yapılarındaki pinli kapaklarda kullanılan pin geometrilerinin mahfazanın elektriksel performansı üzerindeki etkilerinin araştırıldığı bu çalışma kapsamında çeşitli pin geometrileri önerilmiştir. Kare kesitli dikdörtgen prizma şeklindeki pin yapısı kullanılarak 10-20 GHz frekans bandı için tasarlanan PMC mahfaza referans olarak kabul edilmiş ve bu referans pinin hacmi korunacak şekilde tasarım parametrelerinde değişiklik yapılmadan aynı hacmin içine farklı geometrilere sahip pinler yerleştirilmiştir. Böylece diğer tüm parametreler sabit tutularak sadece pin geometrilerindeki değişimin elektriksel performans üzerindeki etkisi incelenmiştir. Önerilen pin geometrilerinde elektromanyetik izolasyonun yanında hafiflik, yapıyı minyatürleştirme, daha az malzeme gerektirmesi ve üretim kolaylığı gibi konular da gözetilmiştir. Tasarlanan tüm PMC mahfaza modellerinin elektromanyetik analizleri yapılarak yansıma ve iletim karakteristikleri elde edilmiş, pinli kapaklardaki farklı pin geometrilerinin performansları birbirleriyle ve referans modelle karşılaştırılmıştır. Pin geometrilerinin frekans bandı ve bant genişliği üzerinde önemli bir etkiye sahip olduğu görülmektedir.

PMC mahfazanın pinli kapağı için önerilen farklı pin geometrileri düz teller, sarmal biçimli teller ve piramit içerenler şeklinde gruplanacak olursa kesim frekansları ve bant genişlikleri referans modele en yakın olanların Model 1, Model 9 (d) ve Model 10 (b) oldukları görülmektedir. Bu üç modele ait kesim frekansları ve bant genişlikleri referans modelinkilerle birlikte Tablo 5.1.'de verilmektedir. İletim parametrelerine ait simülasyon sonuçları ise Şekil 5.1.'de karşılaştırılmaktadır. Tasarlanan pin geometrileri içinden Model 1'in referans modele çok yakın sonuçlar verdiği üst kesim frekansının 0,45 GHz daha düşük olmasının dışında bir fark olmadığı görülmüştür. Sarmal biçimli tel ile tasarlanan modeller içinde frekans bandının merkez frekansı

referans modele en yakın ve en yüksek bant genişliğine sahip olan model, dört adet helis kullanılarak tasarlanan Model 9 (d) olmuştur. Bu modelin 11,93 GHz olan merkez frekansı referans modelin 15,53 GHz olan merkez frekansından 3,6 GHz daha düşüktür. Piramit biçiminde pin geometrisine sahip modellerden pin yapısı ters piramit olan Model 10 (b) daha yüksek bant genişliğine sahiptir ve referans modelle karşılaştırıldığında 9,41 GHz olan merkez frekansı 6,12 GHz daha düşüktür.

Tablo 5.1. Bazı modellerin kesim frekansları ve bant genişlikleri.

	Referans Model	Model 1	Model 9 (d)	Model 10 (b)
				
f_{low} (GHz)	10,61	10,62	8,02	7,46
f_{high} (GHz)	20,45	20,00	15,83	11,36
BW (GHz)	9,84	9,39	7,81	3,90



Şekil 5.1. Bazı modeller için S_{21} parametrelerinin karşılaştırılması

Tablo 5.1.'de yer alan modeller incelendiğinde, 9,39 GHz'lik bant genişliği ve tel çerçeve şeklindeki pin geometrisiyle Model 1'in referans modelde olduğu gibi X, Ku, ve K bantlarında, dört helisli pin geometrisine sahip olan Model 9 (d)'nin 7,81 GHz bant genişliğiyle X ve Ku bantlarında, ters piramit biçimli pin yapısı ve 3,90 GHz bant genişliğine sahip Model 10 (b)'nin ise X bandında çalıştığı görülmektedir. Merkez frekansı referans modele göre daha düşük olan Model 9 (d) ve Model 10 (b)'nin

merkez frekansları referans modelle aynı değere getirilmek istenirse bunu gerçekleştirmek için pin boyutlarının küçülmesi gerekecektir. Dolayısıyla tasarlanan pin geometrilerinden merkez frekansı daha düşük olanlar kullanılarak yapılacak PMC mahfazalarda boyutların daha küçük olması ve minyatürleşmenin sağlanması potansiyeli mevcuttur. Minyatürleşme sağlanırken elde edilecek bant genişliğinin de PMC mahfazanın kullanıldığı uygulama için yeterli seviyede olması gerekmektedir. Bu çalışmada önerilen pin geometrilerinden Model 1, Model 4 ve Model 5 dışındakiler minyatürleşmeye katkı sağlayabilecek özelliktedir.

Düz ve sarmal biçimli teller kullanılarak tasarlanan pin geometrileri daha az malzeme ihtiyacı ve hafiflik açısından da avantaj sağlamaktadırlar. Referans modelle hemen hemen aynı frekans cevabına sahip olan Model 1 bu özelliği ile öne çıkmaktadır. Önerilen pin geometrilerinin tamamı Model 10'da daha sınırlı olmak üzere bu özellikleri taşımaktadırlar.

Tasarlanan PMC mahfaza modelleri için yapılan simülasyonların sonuçlarını doğrulamak amacıyla prototip üretimi ve elektriksel testler de gerçekleştirilmiştir. Prototip üretimi, simülasyonları tekrarlanan Model 5'in revize edilmiş tasarımı için gerçekleştirilmiştir. Vektör Network Analizör ile yapılan S parametresi ölçümü sonuçları simülasyon sonuçlarıyla karşılaştırılmış ve birbiriyle büyük ölçüde uyumlu olan sonuçlar elde edilmiştir.

Önerilen modeller tasarlanırken frekans bandı, bant genişliği, hafiflik, daha az malzeme ihtiyacı, minyatürleştirme konularının yanında modellerin basit olması, üretim kolaylığı ve maliyeti de gözetenmiştir. Tüm bunlar dikkate alınarak PMC mahfaza için uygun bir pin geometrisi seçilip uygulanacağı devrenin gereklerine göre tasarım parametreleri optimize edilerek istenen frekans bandına ve izolasyon değerlerine ulaşılabilir veya pin geometrisinin frekans cevabı üzerindeki etkileri incelenip açıklanan yöntemler kullanılarak yeni pinler tasarlanabilir. Ayrıca farklı geometrideki pinlerin birlikte kullanılması, pinlerin kapağa yerleşimlerinde asimetrik konfigürasyonların uygulanması, pinli kapakların mahfazanın üst ve alt yüzeylerine aynı anda kullanılması gibi durumlar incelenerek yapılan çalışmalar genişletilebilir.

KAYNAKLAR

- [1] Kodali P., Engineering EMC Principles Measurements and Technologies, New York, Institute of Electrical and Electronics Engineers, 1996, s. 6-17
- [2] Zaman A. , Alexanderson M., Vukusic T., Kildal P. S., “Gap Waveguide PMC Packaging for Improved Isolation of Circuit Components in High-Frequency Microwave Modules”, IEEE Transactions on Components, Packaging, and Manufacturing Technology, 2014, 4/1., s. 16-25.
- [3] Zheng S., Wang S., Li B. L., “The application of multi-stage EMI filter design method in planar EMI filter”, 2015 Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC), 2015, s. 140-143.
- [4] Wang S., Maillet Y. Y., Wang F., Boroyevich D., Burgos R., “Investigation of Hybrid EMI Filters for Common-Mode EMI Suppression in a Motor Drive System”, IEEE, 2010
- [5] Pozar D. M., Microwave Engineering, John Wiley & Sons Inc., 2. Baskı, 1998, s. 1-104-105-120.
- [6] Pucci, E., Zaman, A., Rajo-Iglesias, “Study of Q-Factors of Ridge and Groove Gap Waveguide Resonators”, IET Microwaves, Antennas & Propagation, 2013, 7/11, s. 900-908.
- [7] Pucci E. (2013). Gap Waveguide Technology for Millimeter Wave Applications and Integration with Antennas, Chalmers Teknoloji Üniversitesi Sinyaller ve Sistemler Bölümü, Doktora Tezi, İsveç
- [8] Margomenos, Herrick K. J., Herman M. I., Valas S., and Katehi L. P. B., “Isolation in three-dimensional integrated circuits”, IEEE Trans. Micro. Theory Tech., 2003, 51/1., s. 25–32.
- [9] T. A. Midford, J. J. Wooldridge, and R. L. Sturdivant, “Evolutions of packages for monolithic microwave and millimeter wave circuits”, IEEE Trans. Antennas Propag., 1995, 43/9., s. 983–991.
- [10] Mahmoud S. F., Electromagnetic Waveguides: Theory and Applications, The Institution of Engineering and Technology, London, United Kingdom, 2006 ,s. 30-31-32-33.

- [11] <https://www.thomasnet.com/articles/automation-electronics/principles-waveguide-technology>. Erişim Tarihi: 26.06.2019.
- [12] <http://www.antenna-theory.com/tutorial/waveguides/waveguide.php> Erişim Tarihi: 29.06.2019.
- [13] <https://www.cst.com/academia/examples/hollow-rectangular-waveguide>. Erişim Tarihi: 26.06.2019.
- [14] <http://www.radartutorial.eu/03.linetheory/Waveguides.en.html> Erişim Tarihi: 26.06.2019.
- [15] <https://www.testandmeasurementtips.com/basics-of-tem-te-and-tm-propagation/> Erişim Tarihi: 26.06.2019.
- [16] <http://blog.gapwaves.com/what-is-a-waveguide> Erişim Tarihi:26.06.2019.
- [17] <https://www.rfwireless-world.com/Terminology/CPW-Coplanar-Waveguide-basics.html> Erişim Tarihi: 26.06.2019
- [18] http://www.globalcommhost.com/rogers/acs/techsupporthub/en/docs/2015_I_MS_MicroApps_microstrip_vs_coplanar_John_C_final_032315_SE.pdf Erişim Tarihi: 26.06.2019
- [19] <http://www.qwed.com.pl/RectangularWaveguides.pdf>, s. 1-2., Erişim Tarihi: 25.06.2019.
- [20] <http://empossible.net/wp-content/uploads/2018/03/Lecture-3a-Electromagnetic-Waves-and-Polarization.pdf>, Erişim Tarihi: 25.06.2019.
- [21] https://www.plextekrfi.com/wp-content/uploads/Waveguide_Packaging.pdf, Erişim Tarihi: 25.06.2019.
- [22] Engan H., Waveguide Propagation, NTNU Institutt for elektronikk og telekommunikasjon, Januar 2006, s. 9-23.
- [23] Kishk, Kildal P. S., “Modelling of soft and hard surfaces using ideal perfect electric conducting/perfect magnetic conducting strip grids”, IET Microwaves, Antennas & Propagation, 2009, 3/2, s. 296–302.
- [24] Rajo-Iglesias E., Zaman A. U., Kildal P. S., “Parallel plate cavity mode suppression in microstrip circuit packages using a lid of nails”, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2010, 20, s. 31-3.
- [25] Algaba Brazález A., Zaman A. U., Kildal P. S., “Improved Microstrip Filters Using PMC Packaging by Lid of Nails”, IEEE T-CPMT, 2012, 2.

- [26] Rajo-Iglesias E., Kildal P. S., Zaman A. U., Kishk A., “Bed of Springs for packaging of microstrip circuits in the microwave frequency range”, IEEE T-CPM, 2012, 2.
- [27] Rajo-Iglesias E., Pucci E., Kishk A., Kildal P. S., “Suppression of parallel plate modes for low frequency microstrip circuit packaging using lid of printed zigzag wires”, IEEE MWCL, 2013, 23/7, s. 359-361.
- [28] Kildal P. S., “Gap Waveguides and PMC Packaging: Octave Bandwidth mm- and submm-Wave Applications of Soft & Hard Surfaces, EBGs and AMCs”, Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings, 2013, s. 34-36.
- [29] Zaman A. (2013). Gap Waveguide: Low Loss Microwave Passive Components and MMIC Packaging Technique For High Frequency Applications, Chalmers Teknoloji Üniversitesi Sinyaller ve Sistemler Bölümü, Doktora Tezi, İsveç
- [30] Williams D. F., “Damping of the resonant modes of a rectangular metal package”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1989, 37/1, s. 253–256.
- [31] Dixon P., “Cavity-resonance dampening”, IEEE Microwave Magazine, 2004, 6, s. 74–84.
- [32] Shigesawa H., Tsuji M., Oliner A. A., “Simultaneous propagation of bound and leaky dominant modes on printed-circuit lines: A new general effect”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1995, 43/12, s. 3007–3019.
- [33] Ellis M. S., “Microwave Gap Waveguide Shielding Cover”, Chalmers Teknoloji Üniversitesi Kablosuz ve Fotonik Mühendisliği, Yüksek Lisans Tezi, 2011.
- [34] Rajo-Iglesias E., Kildal P.-S., “Numerical studies of bandwidth of parallel plate cut-off realized by bed of nails, corrugations and mushroom-type EBG for use in gap wave-guides”, IET Microwaves, Antenna & Propagation, 2011, 5/3, s. 282-289.
- [35] Zaman A. U., Ellis M. S., Kildal P. S., “Metamaterial Based Packaging Method for Improved Isolation of Circuit Elements in Microwave modules”, 2012, 7th European Microwave Integrated Circuit Conference.
- [36] Domínguez A. T., González J.M. F., Alonso J.M. I., Sierra-Pérez M., “Design proposal for Ridge Gap Waveguide and comparison with other technologies in Ka to W bands”, 2016, 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)

- [37] http://www.av.it.pt/Medidas/data/Manuais%20&%20Tutoriais/40b%20-%20VNA%20%20ZVB20/CD/documents/Help_Files/WebHelp_ZVT/System_Overview/Measurement_Parameters/S-Parameters.htm. Erişim Tarihi: 27.06.2019.
- [38] www.radartutorial.eu/07.waves/Waves%20and%20Frequency%20Ranges.en.html. Erişim Tarihi: 30.06.2019.
- [39] https://www.esa.int/Our_Activities/Telecommunications_Integrated_Applications/Satellite_frequency_bands. Erişim Tarihi: 2.07.2019.
- [40] Computer Simulation Technology, CST Studio Suite, 2019, Erişim Tarihi: <http://www.cst.com/>
- [41] Nisanci M.H., de Paulis F., and Orlandi A., “Efficient Analytical Prediction of the EMI Bandgap Limits of PEC-PMC Metallic Enclosures Hosting RF and Digital Circuits,” *IEEE Trans. on Electromagn. Compat.*, Vol. 52, No. 2, 367-374, 2016
- [42] C.A. Balanis, *Advanced Engineering Electromagnetics*, Second Edition, John Wiley & Sons, Inc., 2012, s. 353-372.

ÖZGEÇMİŞ

Tuba Gözlük, 16.08.1993'te Kdz. Ereğli'de doğdu. İlk, orta ve lise eğitimini Kdz. Ereğli'de tamamladı. 2011 yılında Kdz. Ereğli Atatürk Anadolu Lisesi'nden mezun oldu. 2011 yılında başladığı Sakarya Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü'nü 2015 yılında bitirdi. 2016 yılında Sakarya Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde yüksek lisans eğitimine başladı. 2017 yılında, Otomotiv Sektöründe Endüstriyel Otomasyon işi yapan bir firmada Elektrik Elektronik Mühendisi olarak çalışmaya başladı. Şu anda Sakarya Üniversitesi'nde yüksek lisans eğitimine devam etmekte.