

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

2-18 GHZ YÖN KESTİRİM AMAÇLI SPİRAL ANTEN DİZİSİ
TASARIM VE GERÇEKLEMESİ

Eren AKKAYA

DOKTORA TEZİ

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Haberleşme Programı

Danışman

Prof. Dr. Filiz GÜNEŞ

Temmuz, 2021

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

2-18 GHZ YÖN KESTİRİM AMAÇLI SPİRAL ANTEN DİZİSİ
TASARIM VE GERÇEKLEMESİ

Eren AKKAYA tarafından hazırlanan tez çalışması 16.07.2021 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı, Haberleşme Programı **DOKTORA TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Prof. Dr. Filiz GÜNEŞ
Yıldız Teknik Üniversitesi
Danışman

Jüri Üyeleri

Prof. Dr. Filiz GÜNEŞ, Danışman
Yıldız Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Ahmet Serdar TÜRK, Üye
Yıldız Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Sedef KENT, Üye
İstanbul Teknik Üniversitesi

Doç. Dr. Hamid TORPİ, Üye
Yıldız Teknik Üniversitesi

Doç. Dr. Mehmet Ali BELEN, Üye
İskenderun Teknik Üniversitesi

Danışmanım Prof. Dr. Filiz GÜNEŞ sorumluluğunda tarafımda hazırlanan 2-18 GHz Yön Kestirim Amaçlı Spiral Anten Dizisi Tasarım ve Gerçekleşmesi başlıklı çalışmada veri toplama ve veri kullanımında gerekli yasal izinleri aldığımı, diğer kaynaklardan aldığım bilgileri ana metin ve referanslarda eksiksiz gösterdiğimi, araştırma verilerine ve sonuçlarına ilişkin çarpıtma ve/veya sahtecilik yapmadığımı, çalışmam süresince bilimsel araştırma ve etik ilkelerine uygun davrandığımı beyan ederim. Beyanımın aksinin ispatı halinde her türlü yasal sonucu kabul ederim.

Eren AKKAYA

İmza

Aileme

ve

tüm çalışma arkadaşlarıma

TEŞEKKÜR

Tezim ve tezimle alakalı yayının hazırlanmasının her aşamasında yanımda olan değerli danışmanım Prof. Dr. Filiz GÜNEŞ'e teşekkürlerimi sunmayı bir borç bilirim.

Çalışmam süresince her zaman desteğini esirgemeyen değerli arkadaşım Fatma ZENGİN'e ve onun nezdinde tüm iş arkadaşlarıma teşekkür ediyorum.

Son olarak her zaman maddi, manevi yanımda olan aileme de bana olan inançları ve desteklerinden dolayı teşekkür ederim.

I am indebted to thank my esteemed consultant Filiz GÜNEŞ who was with me at every stage of the preparation of my thesis and my publication related to my thesis.

I would like to thank my dear friend Fatma ZENGİN and all my colleagues for their support.

Finally, I would like to thank my family, who has always been my material and spiritual side, for their beliefs and support for me.

Eren AKKAYA

İÇİNDEKİLER

SİMGE LİSTESİ	vii
KISALTMA LİSTESİ	viii
ŞEKİL LİSTESİ	ix
TABLO LİSTESİ	xiv
ÖZET	xv
ABSTRACT	xvii
1 GİRİŞ	1
1.1 Literatür Özeti	1
1.2 Tezin Amacı	11
1.3 Hipotez	12
2 ANTEN PERFORMANS PARAMETRELERİ	13
2.1 İyileştirilmesi Hedeflenen Anten Parametreleri.....	13
2.1.1 Eksenel-Oran	13
2.1.2 Dalga Üzerinde Salınım.....	15
2.2 Spiral Antenlerin Eksenel Oran ve Dalga Üzerinde Salınım Parametreleri Performansının Yön Kestirim Uygulamalarına Etkisi.....	16
3 SPİRAL ANTEN	20
3.1 Spiral Anten Alt Bileşen Tasarımları	22
3.1.1 Antenin Işıyan Kolları ve Kolların Üzerinde Bulunduğu Devre Kartı.....	23
3.1.2 Soğurucu Malzeme Yüklü Metal Kavite	50
3.1.3 Balun	58
3.2 Bütünleştirilmiş Spiral Anten Benzetimleri.....	74
3.2.1 Marchand Balunlu Spiral Anten Benzetimi.....	74
3.2.2 Phelan Balunlu Spiral Anten Benzetimi	77
3.2.3 Phelan Balunlu Spiral Anten ve Marchand Balunlu Spiral Anten Arasındaki Eksenel Oran ve Dalga Üzerinde Salınım Performans Farkının Temel Nedeni	80
3.3 Spiral Anten Gerçeklemesi ve Ölçümleri.....	83
4 YÖN KESTİRİM TEKNİĞİ	88
4.1 Genlik Karşılaştırmalı Yön Kestirim Tekniği.....	90

4.1.1	Genlik Karşılaştırma Tekniği Hata Kaynakları	91
4.2	Faz Karşılaştırma Yön Kestirim Tekniği	93
4.3	Genlik ve Faz Karşılaştırma Tekniğinin Hibritlenmesi.....	96
4.3.1	Faz Karşılaştırma Tekniği Uygulaması	97
4.3.2	Genlik Karşılaştırma Tekniği Uygulaması	107
4.3.3	Genlik ve Faz Karşılaştırma Tekniği Hibritleme Sonuçları.....	113
5	SONUÇ VE ÖNERİLER	116
	KAYNAKÇA	118
	TEZDEN ÜRETİLMİŞ YAYINLAR	122

SİMGE LİSTESİ

dB	Decibel
dBi	Decibel İstropic
ϵ_r	Dielektrik Sabiti
η	Düzlemsel Dalga Empedansı
λ	Lamda
Ω	Ohm
π	Pi Sayısı
$\tan\delta$	Tanjant Delta

KISALTMA LİSTESİ

ATAM	Anten Test ve Araştırma Merkezi
AR	Axial Ratio
BTE	Bilişim Teknolojileri Enstitüsü
GHz	Gigahertz
KYAS	Küresel Yakın Alan Ölçüm Sistemi
RWR	Radar Warning Receiver
WoW	Wobble on Wave
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio
3B	3 Boyut
2B	2 Boyut

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 2.1 Z doğrultusunda ilerleyen elektromanyetik dalganın polarizasyon elipsi	14
Şekil 2.2 Dalga üzerinde salınım parametresi görsel tanımı	16
Şekil 2.3 Doğrusal polarizasyona sahip bir antenin 10 derecelik polarizasyon fark adımları ile ışınma örüntüsünün değişiminin 2B grafikleri	17
Şekil 2.4 Dairesel polarizasyona sahip bir antenin 10 derecelik polarizasyon fark adımları ile ışınma örüntüsünün değişiminin 2B grafikleri	17
Şekil 2.5 360° Kapsama Sağlayan 6 Elemanlı Anten Dizisinin İdeal Işınma Örüntüsüne Sahip Anten Elemanları İçin Dairesel ve Doğrusal Formda Kapsama Gösterimi.....	18
Şekil 2.6 360° Kapsama Sağlayan 6 Elemanlı Anten Dizisinin Dalgalı Işınma Örüntüsüne Sahip Anten Elemanları İçin Doğrusal Kapsama Gösterimi. 18	
Şekil 3.1 Spiral anten mod-1 ve mod-3 ışınma bölgeleri gösterimi [27]	21
Şekil 3.2 Spiral anten kollarının performansını etkileyen değişkenleri	24
Şekil 3.3 (a) Metal anten kolları, (b) Anten kollarının çıkartıldığı metal plaka	26
Şekil 3.4 Kendini tamamlayan spiral anten empedansı (gerçek ve sanal)	26
Şekil 3.5 Besleme noktasında kollar arası mesafenin anten empedansına etkisine dair benzetim sonuçları	27
Şekil 3.6 Anten kolları arasındaki boşluğun anten empedansına etkisine dair benzetim sonuçları.....	28
Şekil 3.7 Anten kollarının genişliğinin anten empedansına etkisine dair benzetim sonuçları.....	29
Şekil 3.8 Anten kolları arasındaki mesafenin eksenel oran parametresi etkisine dair benzetim sonuçları	31
Şekil 3.9 Anten kolları arasındaki boşluğun eksenel oran parametresi etkisine dair benzetim sonuçları.....	32
Şekil 3.10 Anten kollarının genişliği eksenel oran parametresi etkisine dair benzetim sonuçları.....	33
Şekil 3.11 Anten kolları arasındaki mesafenin dalga üzerinde salınım parametresine etkisine dair benzetim sonuçları ($\theta = 45^\circ$)	34
Şekil 3.12 Anten kolları arasındaki mesafenin dalga üzerinde salınım parametresine etkisine dair benzetim sonuçları ($\theta = 60^\circ$)	34
Şekil 3.13 Anten kolları arasındaki boşluk dalga üzerinde salınım parametresine etkisine dair benzetim sonuçları ($\theta = 45^\circ$).....	35

Şekil 3.14 Anten kolları arasındaki boşluk dalga üzerinde salınım parametresine etkisine dair benzetim sonuçları ($\theta = 60^\circ$).....	35
Şekil 3.15 Anten kollarının genişliğinin dalga üzerinde salınım parametresine etkisine dair benzetim sonuçları ($\theta = 45^\circ$).....	36
Şekil 3.16 Anten kollarının genişliğinin dalga üzerinde salınım parametresine etkisine dair benzetim sonuçları ($\theta = 45^\circ$).....	36
Şekil 3.17 ($b = 0.6, 0.7, 0.8$ mm) Anten kolları arasındaki boşluğu taranarak gerçek empedansın 188 ohm olduğu “b” parametresinin tespit çalışması sonuçları.....	38
Şekil 3.18 ($b = 0.6, 0.7, 0.8$ mm) Durumları için eksenel oran performansı gösterimi	39
Şekil 3.19 ($b = 0.6, 0.7, 0.8$ mm) Durumları için dalga üzerinde salınım performansı gösterimi	39
Şekil 3.20 ($b = 0.4, 0.7, 1$ ve 1.2 mm) Değerleri için anten empedansı sonuçları ..	40
Şekil 3.21 ($b = 0.4, 0.7, 1$ ve 1.2 mm) Değerleri için eksenel oran sonuçları	41
Şekil 3.22 ($b = 0.4, 0.7, 1$ ve 1.2 mm) Değerleri için wow sonuçları	41
Şekil 3.23 ($b = 0.4, 0.7, 1$ ve 1.2 mm) Değerleri için anten kazancı sonuçları	42
Şekil 3.24 Anten devre kartı boyutsal parametreleri	43
Şekil 3.25 $\epsilon_r = 1, 2.2, 3.38, 6$ ve 9.2 Değerleri için anten empedansı sonuçları.....	44
Şekil 3.26 “ $e = 1, 2, 3$ ve 4 mm” Değerleri için anten empedansı sonuçları	45
Şekil 3.27 “ $h = 0.2, 0.254, 0.508$ ve 1.517 mm” Değerleri için anten empedansı sonuçları.....	45
Şekil 3.28 “ $\epsilon_r = 1, 2.2, 3.38, 6$ ve 9.2 ” Değerleri için eksenel oran sonuçları.....	46
Şekil 3.29 “ $e = 1, 2, 3$ ve 4 mm” Değerleri için eksenel oran sonuçları	47
Şekil 3.30 “ $h = 0.2, 0.254, 0.508$ ve 1.517 mm” Değerleri için eksenel oran sonuçları.....	47
Şekil 3.31 “ $\epsilon_r = 1, 2.2, 3.38, 6$ ve 9.2 ” Değerleri için wow sonuçları.....	48
Şekil 3.32 “ $e = 1, 2, 3$ ve 4 mm” Değerleri için dalga üzerinde salınım sonuçları ...	49
Şekil 3.33 “ $h = 0.2, 0.254, 0.508$ ve 1.517 mm” Değerleri için dalga üzerinde salınım sonuçları.....	49
Şekil 3.34 Kavite içi yansıyan sinyal faz değişimi gösterimi	52
Şekil 3.35 Kavite içi soğurucu malzeme katman yapısı	53
Şekil 3.36 Kavite içerisinde soğurucunun olduğu ve olmadığı durumda s parametresi sonuçları karşılaştırması	54
Şekil 3.37 Soğuruculu ve soğurucusuz durumda ışınma örüntüsü karşılaştırması .	54
Şekil 3.38 Anten kartı ve soğurucu malzeme arası mesafe gösterimi.....	55

Şekil 3.39 Anten kartı ve soğurucu arasındaki mesafenin değişen değerlerine bağlı anten kazancı değişimi	56
Şekil 3.40 Anten kartı ve soğurucu arasındaki mesafenin değişen değerlerine bağlı anten eksenel oranı değişimi	57
Şekil 3.41 (a) Marchand balun topolojisi genel görünümü, (b) konik geçişli paralel mikroşerit hatlı empedans dönüştürücü genel görünümü	58
Şekil 3.42 Marchand balun topolojisi	61
Şekil 3.43 Marchand balun tasarımında koaksiyel hat empedanslarının S_{11} parametresinin hedeflenen değerine göre seçilmesi gereken değerlerinin gösterimi [29]	62
Şekil 3.44 Marchand balun benzetim modeli kesit görüntüsü.....	63
Şekil 3.45 Marchand balun, sadece balun bölümü s-parametreleri.....	63
Şekil 3.46 Simetrik paralel hat empedans dönüştürücü genel gösterimi	64
Şekil 3.47 Simetrik paralel hat empedans dönüştürücü giriş ve çıkış noktaları mod ve hat empedansı örnek gösterimi.....	65
Şekil 3.48 Konik geçişli mikroşerit hattın uzunluğuna bağlı s-parametresi değişimi67	
Şekil 3.49 Konik geçişli mikroşerit hattın açılma hızına bağlı s-parametresi değişimi	67
Şekil 3.50 Konik geçişli mikroşerit empedans dönüştürücü boyutsal parametreleri68	
Şekil 3.51 Konik geçişli mikroşerit empedans dönüştürücü nihai s-parametresi sonuçları.....	68
Şekil 3.52 Marchand balun; balun ve empedans dönüştürücü bütünleştirilmiş hali genel görünümü	69
Şekil 3.53 Bütünleştirilmiş Marchand balun s-parametresi sonuçları	69
Şekil 3.54 Phelan balun geometrisi, topolojisi ve eş değer devresi gösterimi.....	70
Şekil 3.55 Nihai anten modeli phelan balun kısmı model ve prototip üretim görseli73	
Şekil 3.56 Phelan balun prototipi S_{11} , S_{21} ve S_{31} benzetim sonuç gösterimi.....	73
Şekil 3.57 Phelan balun prototipi S_{21} ve S_{31} faz farkı benzetim sonuç gösterimi	74
Şekil 3.58 Bütünleştirilmiş Marchand balunlu spiral anten modeli	75
Şekil 3.59 Marchand balunlu spiral anten modeli benzetim vswr sonuçları	76
Şekil 3.60 Marchand balunlu spiral anten modeli benzetim kazanç sonuçları	76
Şekil 3.61 Marchand balunlu spiral anten modeli benzetim eksenel oran sonuçları77	
Şekil 3.62 Marchand balunlu spiral anten modeli benzetim dalga üzerinde salınım (wow) sonuçları	77
Şekil 3.63 Bütünleştirilmiş phelan balunlu spiral anten modeli	78
Şekil 3.64 Phelan balunlu spiral anten modeli benzetim vswr sonuçları.....	79

Şekil 3.65 Phelan balunlu spiral anten modeli benzetim kazanç sonuçları.....	79
Şekil 3.66 Phelan balunlu spiral anten modeli benzetim eksenel oran sonuçları..	80
Şekil 3.67 Phelan balunlu spiral anten modeli benzetim dalga üzerinde salınım sonuçları.....	80
Şekil 3.68 Marchand balunlu spiral antende üst frekans sınırı blokaj etkisi ve soğurucu bulunmama durumu görselleştirmesi	82
Şekil 3.69 Phelan balunlu spiral antende üst frekans aktif bölge çemberinin etkilenmeyişinin görseli.....	83
Şekil 3.70 Balun topolojileri üretim görselleri, (a), Marchand balun üretimi, (b), Phelan balun üretimi	84
Şekil 3.71 Marchand ve Phelan balunlu spiral anten üretilmiş prototip görseli	85
Şekil 3.72 Antenin ölçüm sistemi üzerindeki görüntüsü	85
Şekil 3.73 Marchand ve Phelan balunlu spiral antenlerin vswr ölçüm sonuçları karşılaştırması	86
Şekil 3.74 Marchand ve Phelan balunlu spiral antenlerin kazanç ölçüm sonuçları karşılaştırması	86
Şekil 3.75 Marchand ve Phelan balunlu spiral antenlerin eksenel oran ölçüm sonuçları karşılaştırması	87
Şekil 3.76 Marchand ve Phelan balunlu spiral antenlerin wow ölçüm sonuçları karşılaştırması	87
Şekil 4.1 Gürültü kaynaklı hataların görselleştirilmesi için fazör diyagramında gösterim	95
Şekil 4.2 İki elemanlı faz ve genlik karşılaştırmalı yön kestirim dizisi	97
Şekil 4.3 İki elemanlı faz ve genlik karşılaştırmalı yön kestirim dizisi ölçüm sistemine bağlı görüntüsü.....	98
Şekil 4.4 İki elemanlı faz ve genlik karşılaştırmalı yön kestirim dizisi anten elemanları faz merkezlerinin 2-18 GHz frekans aralığında 1 GHz lik adımlarla gösterimi	100
Şekil 4.5 İki elemanlı faz ve genlik karşılaştırmalı yön kestirim dizisi anten elemanları faz merkezlerinin arasında x eksenindeki mesafenin ideal mesafe ile karşılaştırması.....	100
Şekil 4.6 Genlik ve faz karşılaştırmalı yön kestirim tekniklerine ilişkin formüllerde geçen parametrelerin fiziki ifadelerinin görselleştirilmesi	101
Şekil 4.7 Faz karşılaştırmalı yön kestirim tekniğinin mevcut dizi yapılandırmasında 10 GHz deki belirsizlik durumu gösterimi	105
Şekil 4.8 Genlik karşılaştırma tekniğinde yön tespit formülünde θ_B parametresinin farklı değerleri için 2 GHz, 7 GHz, 12 GHz ve 18 GHz için yön kestirim hatasının açığa bağlı grafikleri	111

Şekil 4.9 Genlik ve faz karşılaştırma teknikleri hibritlemesi 18 GHz sonuçları görselleştirmesi.....	115
--	-----

TABLO LİSTESİ

Tablo 3.1 AN74 çok katlı soğurucu malzeme elektriksel parametre değerleri	53
Tablo 4.1 Yön kestirim dizi anteni elemanlarının frekansa bağlı	99
Tablo 4.2 Faz karşılaştırmalı yön kestirim tekniği ikili dizi anten elemanları arasında hedef sinyal geliş açısına bağlı oluşan faz farkı grafikleri	102
Tablo 4.3 Faz karşılaştırmalı yön kestirim tekniği mevcut anten dizi yapısı ile frekansa bağlı belirsizlik sayısı ve faz bilgisi tekrar açısal aralığı	106
Tablo 4.4 Nişan hatları arasında 90° açısal fark bulunan iki adet spiral antenin 2-18 GHz frekans aralığında 1 GHz lik adımlarla yapılan ışımaya örüntüsü ölçüm sonuçları ile ideal ışımaya örüntüsü sonuçlarının karşılaştırması	108
Tablo 4.5 Genlik karşılaştırma tekniği frekansa bağlı yön tespit doğruluğu ve bunun sağlandığı θ_B parametresi değerleri	112
Tablo 4.6 Genlik ve faz karşılaştırma teknikleri hibritlemesi frekansa bağlı yön tespit doğruluğu ve belirsizlik durumu azaltma sonuçları.....	113

2-18 GHz Yön Kestirim Amaçlı Spiral Anten Dizisi Tasarım Ve Gerçeklemesi

Eren AKKAYA

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Doktora Tezi

Danışman: Prof. Dr. Filiz GÜNEŞ

Spiral anten, literatürde yaygın olarak bilinen bir anten tipidir. Geniş frekans bantlarına uygun tasarlanabilen bir topolojisinin olması, geniş hüzmeye açı aralıklarında düşük eksenel oran parametresini sağlayabilmesi ve frekanstan bağımsız olarak tanımlanan antenler grubuna dâhil olmasından dolayı sivil ve askeri birçok uygulama alanı için vazgeçilmezdir.

Spiral antenler, sinyal spektrumu takibi, elektronik istihbarat ve RF verici kaynakların yönünün tespitine yönelik askeri uygulamalarda yukarıda bahsedilen özelliklerinden dolayı en çok tercih edilen anten tiplerinden biridir. Ancak bazı uygulamalar vardır ki antenin sağlaması gereken performans parametrelerinin değer aralığı çok dardır ve bunu geniş bir frekans bandı için korumak oldukça zordur. RF verici kaynakların yön kestirimi uygulamalarında kullanılmak istenen spiral antenlerin tasarımlarında antenin frekans bandı boyunca ışıma diyagramının istikrarlı olması ve geniş hüzmeye açı aralıklarında eksenel oran parametresinin dB cinsinden 3 ün altında olması hedefi bu türden bir zorluktur. Tez çalışmamda bu zor tasarım isterinin sağlanabilmesi amacıyla yön kestirim uygulamalarında kullanılan spiral antenlerin besleme ağında yaygın olarak

kullanılan Marchand balun devresinin performansından daha üstün bir performansa sahip olan Phelan balun devresi kullanılmıştır.

Spiral anteni meydana getiren, anten kartı, soğurucu malzeme yüklü metal kavite ve besleme ağı alt bileşenlerinin tasarımları, detayları ile anlatılmış ve benzetimleri gerçekleştirilmiştir. Marchand ve Phelan balunlu iki adet spiral anten tasarlanmış, ürettirilmiş ve ölçülmüştür. Antenlerin performansları, anten kazancı, geniş hüzmeye açı aralıklarındaki eksenel oranı değerleri ve ışımaya diyagramının istikrarlılığı yönünden karşılaştırılmıştır. Phelan balunlu spiral anten modelinin üstünlükleri bu karşılaştırma ile tespit edilmiştir.

Yön kestirim uygulamalarındaki performansının gösterilebilmesi amacıyla 2 elemanlı sektörel dizilimli anten dizisi tasarımı, üretimi ve ölçümü gerçekleştirilmiştir. Elde edilen ışımaya diyagramı ölçüm sonuçları kullanılarak genlik ve faz karşılaştırmalı tekniklerin hibritlendiği bir yön kestirim uygulaması gerçekleştirilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Spiral anten, Marchand balun, Phelan balun, Eksenel oran, Yön kestirimi uygulamaları

2-18 GHz Spiral Antenna Array Design and Implementation for Direction Finding Application

Eren AKKAYA

Department of Electronics and Communication Engineering

Doctor of Philosophy Thesis

Advisor: Prof. Dr. Filiz GÜNEŞ

Spiral antenna is a type of antenna widely known in the literature. It is indispensable for many civil and military applications because it has a topology that can be designed for wide frequency bands, it can provide low axial ratio parameter in wide beam angle ranges and it is included in the group of antennas defined independently of frequency.

Spiral antennas are one of the most preferred antenna types due to the aforementioned features in military applications for signal spectrum tracking, electronic intelligence and the direction of RF transmitting sources. However, there are some applications where the range of performance parameters that the antenna must provide is very narrow and it is very difficult to maintain for a wide frequency band. The most important difficulty in the design of spiral antennas which are intended to be used in the direction estimation applications of RF transmitting sources is that the radiation diagram along the frequency band of the antenna is stable and the axial ratio parameter is less than 3 in dB in wide beam angle ranges. In order to provide this difficult design requirement, Phelan balun circuit which has superior performance than Marchand balun circuit which is

commonly used in the feed network of spiral antennas used in direction estimation applications was used in my thesis.

The sub-components that make up the spiral antenna; antenna card, metal cavity loaded with absorber materials and feeding network are explained in detail and simulated. Two spiral antennas with Marchand and Phelan baluns were designed, manufactured and measured. The performances of antennas were compared in terms of antenna gain, axial ratio values in wide beam angle ranges and stability of the radiation patterns. The advantages of the spiral antenna with Phelan balun model have been determined by this comparison.

In order to demonstrate the performance of the antenna in direction estimation applications, a 2-element sectoral antenna array was designed, produced and measured. Direction determination analysis with amplitude and phase comparison was performed by using the obtained radiation diagram measurement results.

Keywords: Spiral antenna, Marchand balun, Phelan balun, Axial ratio, Direction finding applications

1.1 Literatür Özeti

Spiral antenler 1950'li yılların sonuna doğru keşfedilmiş, literatürde yaygın olarak bilinen anten tiplerinden biridir. Spiral anten ve türevleri üzerine yüzlerce yayın bulunmaktadır. Bu tez çalışması kapsamında özellikle son on yılda gerçekleştirilen yayınlar incelenmiştir.

Spiral antenlere dair incelenen yayınlarda birçok alt konu başlığında çalışmalar yapıldığı görülmüştür. Bu konu başlıkları aşağıda maddeler halinde belirtilmektedir.

- Çok kollu spiral antenler
- Spiral antenlerde istenmeyen frekans bandı bastırma
- Spiral antenlerde yüksek kazanç elde etme
- Spiral anten boyut küçültme teknikleri
- Spiral antenlerde frekans bandını yeniden düzenleme
- Reflektör anten besleme elemanı olarak spiral antenler
- 3B elektromanyetik uygulamaları için karmaşık anten modeli örneği olarak spiral antenler
- Çalışma ortamına geometrik olarak uyumlanabilir spiral anten
- Spiral anten dizisi uygulamaları

Literatürde spiral antenlere dair yukarıda saydığım çalışma alanlarının dışında tezimde savunduğum konu ile ilgili besleme ağı yapısı ve spiral anteni meydana getiren alt bileşenlerin tasarımları ile ilgili yayınlardan da takip eden bölümde bahsedilmiştir.

1.1.1 Çok Kollu Spiral Anten

Çok kollu spiral anten uygulamaları ile ilgili yayınları [1]-[7] incelediğimizde, ilk yayında [1] merkezden ve anten düzlemine dik eksende beslenen spiral antenlerle

benzer performansı sağladığı iddia edilen ve merkezden değil en dış noktasında anten düzlemi doğrultusunda beslemeye imkân veren bir uygulama görülmektedir.

Karşılaştığımız ikinci yayında [2] dört kollu spiral antenin, çoklu haberleşme servislerinde kullanıma uygun zaman ve frekans domeni yanıtına sahip hale getirilmesini hedefleyen bir çalışmadır. Bu özelliği konik bir örüntüye sahip olan ikinci mod ışımayı sağlayacak bir besleme yapısını barındırması sağlamaktadır.

Üçüncü yayında [3] teknik değeri çok yüksek olan bir çalışma gerçekleştirilmiştir. Özellikle radar uygulamalarında karıştırma amaçlı yapılan saldırı yayınlarına karşı tedbir amaçlı olarak antenlerin ışıma diyagramlarında sıfır noktaları oluşturma ve bunun istenilen açığa taşınabilmesi büyük önem arz etmektedir. Bu özellik genellikle dizi anten uygulamaları ile sağlanmaya çalışılırken bu yayında dört kollu bir spiral antene farklı noktalarda reaktif yükleme yapılarak tek bir anten elemanı üzerinde sağlanabileceği gösterilmiştir.

Dördüncü yayında [4] dört kollu bir spiral antenin çok az bir derinliğe sahip olan bir kavite ile bile standart bir dört kollu spiral anten performansını koruyabileceğinin gösterilmesi amaçlanmaktadır.

Beşinci yayın [5] bant geçiren ve bant durduran frekans seçici yüzey tasarımlarında 4 ve 8 kollu spiral yapılarının kullanımına ilişkin bir çalışmadır.

Altıncı yayın [6] dört kollu bir spiral antenin besleme noktasında her bir anten koluna doğrudan 50 ohm konektör bağlanması durumunda oluşacak empedans uyumsuzluğunu gidermek amacıyla 50 ohm dan 90 ohm a empedans uydurma amacıyla hat genişliğinin antenin ışıma bölgesinin başlangıç yarıçapına kadar daraltılmasına dayanan bir besleme topolojisini anlatmaktadır.

Yedinci yayın [7] dört kolunun da ayrı ayrı beslendiği ve faz seçimleriyle sağ el ve sol el dairesel polarizasyon sağlayabilen ve gerisinde sadece metal bir yansıtıcı yüzey ile 1:3 bant genişliğinde klasik bir tasarım kadar başarılı bir dört kollu spiral anten tasarımının mümkün olduğunu iddia etmektedir.

Çok kollu spiral anten yayınlarına dair verdiğimiz örneklerle baktığımızda, 2 ve üstü modlardaki ışıma diyagramlarının elde edildiği tasarımlardan, ışıma diyagramında hareket ettirilebilir sıfır noktası uygulamalarına, düşük derinlikli

metal kavite ile klasik tasarımlardaki performansın yakalanmasına yönelik uygulamalardan, frekans seçici yüzey tasarımındaki kullanımlarına kadar çok geniş bir yelpazedeki uygulamaları görebiliyoruz.

1.1.2 Spiral Antenlerde İstenmeyen Frekans Bandı Bastırma

Spiral antenler frekanstan bağımsız antenler sınıfına girmektedir. Kendini tekrarlayan yapısıyla teorik olarak sınırsız frekans bandına sahiptir. Bu nedenle bu tür antenlerde özellikle yayın yoğunluğunun fazla olduğu bantlardan gelen sinyallerin bastırılması istenebilmektedir. Bu amaçla birçok yayın gerçekleştirilmiştir.

Bu konu üzerine karşılaştığımız ilk yayında [8] spiral anten kollarının bulunduğu devre kartının ters yüzeyinde belirli bir pozisyondan başlayan ve belirli bir boyda olan paralel bir anten kol hattı oluşturulmaktadır. Bu sayede antenin çalışma frekans bandının içerisinde istenilen bir frekansta empedans uyumsuzluğu oluşturarak bandı sönümleyen bir sonuç elde edilmektedir.

İkinci yayında [9], eş düzlemlı dalga kılavuzu hattı olarak tek katlı bir baskı devre kartı üzerinde başlayan iletim hattının toprak ve sinyal yollarının bir spiral şeklinde hat kalınlığı incelemek anteni meydana getirdiği bir geometri oluşturulmuştur. Bu geometri tek başına 2-8 GHz frekans aralığında çalışmaktadır. Bu antene bant durduran özelliğinin kazandırılabilmesi amacıyla besleme noktasına çok yakın bir konumda eş düzlemlı dalga kılavuzu hattının sinyal hattının üzerinde u şeklinde bir yarı oluşturulmuştur. Bu sayede 2.5 GHz frekans noktasında bant durdurma özelliği kazandırılmıştır. Bu durumun ispatının yapılabilmesi amacıyla parametrik analizler yapılarak durdurulan frekans bandının değiştirilebildiği gösterilmiştir.

Üçüncü yayında [10], üçüncü yayına benzer şekilde bir yarı geometrisi kullanılmıştır. Ancak burada anten klasik bir şekilde merkezden beslenmektedir ve oluşturulan yarı anten kolunun üzerinde bir çentik gibidir ve iki kol üzerinde simetrik bir konumda oluşturulmuştur. Antenin s-parametrelerinde ve frekansa bağlı kazanç grafiklerinde etkisi gösterilmiştir.

1.1.3 Spiral Antenlerde Yüksek Kazanç Elde Etme

Spiral antenler frekanstan bağımsız ışımaya diyagramı karakteristiği, geniş hüzmeye açılarında düşük aksel oran değerini koruması gibi önemli özelliklerinden dolayı birçok uygulamada tercih edilmektedir. Bu durum aynı zamanda bazı anten performans parametrelerinin de daha iyi değerleri sağlaması için yapılan çalışmaları da artırmaktadır. Bu parametrelerden birisi de anten kazancıdır. Soğurucu malzeme yüklü metal kavite ile bir ışımaya doğrultusu kapatılan spiral antenlerin kazançları 2-3 dBi mertebelerindedir. Bu değer birçok anten türüne göre düşük olduğundan dolayı artırılmasına yönelik birçok çalışma literatürde yer almaktadır.

Bu konu üzerine literatürde karşılaştığımız ilk yayında [11] antenin kazancının artırılmak istendiği frekans bileşeninin ışınmasının gerçekleştiği bölümün (bu bölüme aktif bölge denilmektedir.) arkasına yüksek empedans yüzeyi olarak tanımlanan özel bir geometri yerleştirilerek hem anten kazancı artırılmış, hem de arka hüzmeye doğrultusundaki sinyal seviyesi çok belirgin seviyede azaltılmıştır.

İkinci yayında [12], anten kazancını artırmak amacıyla hacimsel olarak biraz büyük de olsa elde edilen sonuçlar açısından önemli bir tasarımı tanıtmaktadır. Spiral antenin ışımaya doğrultusunda uzatılmış olan ve birbirine dik iki düzlemden oluşan + şeklindeki plakaları antenin yüzeyine yerleştirilerek frekansın artışına göre değişen anten kazancında 2-10dB arasında artışlar sağlamıştır. Tasarımın en büyük özelliklerinden birisi de bu artış sırasında aksel oran parametresinde önemli bir bozucu etki göstermemesidir.

Üçüncü yayında [13], yüzeye uyumlu anten tasarımları konusunda spiral antenlere dair önemli bir tasarım geliştirmesi gerçekleştirilmiştir. Spiral anten kollarının üzerinde bulunduğu devre kartı yerine Kevlar iplerden dokunmuş bir kumaş kullanılmaktadır. Anten kartının gerisinde kalan yansıtıcı yüzey olarak tek parça bir metal olması yerine metal ipliklerden oluşan kumaş bir yapı kullanılmıştır. Empedans uyumluluğu açısından 0.3-3 GHz frekans bandında çalışan, 1-3 GHz frekans aralığında da 6.5 dBi dairesel polarize kazanç sağlamaktadır. Bu antene yapılan tekrarlı bükme ve düzeltme testlerinde 300 tekrara kadar yapılan testlerde anten performansında belirgin bir kötüleşmenin görülmediği tespit edilmiştir.

Yapılan çalışmalar değerlendirildiğinde anten kazancının artırılmasına yönelik birçok farklı teknik kullanıldığı görülmektedir. Özellikle referans [13] de gerçekleştirilen çalışma yeni nesil savaş uçaklarında ya da giyilebilir anten ürünleri için önemli bir adımı temsil etmektedir.

1.1.4 Spiral Antenlerde Boyut Küçültme

Mevcut performansı koruyarak fiziksel boyutun küçültülmesi tüm anten türleri için her zaman önemini koruyan bir konudur. Spiral antenler ve onun kullanım alanları düşünüldüğünde bu konu daha da önemli bir hal almaktadır. Çünkü interferometrik spiral anten dizilerinin kullanıldığı yön kestirim uygulamaları için anten boyutunun küçültülmesi hayati önem arz etmektedir.

Konuyla ilgili olarak ilk incelediğimiz yayında [14] periyodik spiral anten tanımı ile tanıtilen bir boyut küçültme tekniği uygulanmaktadır. Bu teknikte X-Y düzlemi üzerinde bulunan bir spiral anteni Z doğrultusunda + ve - yönlerde dalgalanır şekilde oluşturarak yüzey alanını küçültmekte ve anten performansını aynı yüzey alanına sahip olan klasik bir Arşimet spiriline göre daha iyi tutulabildiğini göstermektedir.

İkinci yayında [15] birçok farklı anten modeli ve boyut küçültme tekniği kullanılmıştır. Ayrıca geniş frekans bant yanıtını korumak için farklı bir kavite tasarımı yapılmıştır. Eş açısız spiral yapısı ile başlanılıp sonradan Arşimet spiriline geçilmiştir. Alt frekans sınırının aktif bölgelerine yaklaşıırken Meanderline boyut küçültme tekniği uygulanmış ve son olarak anten kolları anten kollarının açıldığı düzlemin yüzey normalinin tersi yönünde ilerletilmiştir. Anten kartının altındaki metalik kavite antenin besleme noktasından aşağıya doğru konik şekilde büyütülmüş ve en alt noktasında anten düzlemine paralel olan bir yansıtıcı yüzey ile genişletilmiştir. Yayında iddia edilen duruma göre aynı frekans bandında çalışan klasik bir tasarımın yaklaşık %10 una tekabül eden bir yüzey alanına sahiptir.

Üçüncü yayında [16] Arşimet spiral anteninin en dış çapına ulaşıldıktan sonra anten kollarına temas etmeyen ancak çok yakın bulunan Fractal olarak isimlendirilen desenlerin ardışıl tekrarından oluşan halkalardan yerleştirilerek antenin empedans uyumluluğunun klasik tasarıma göre %13 daha iyi hale

getirilebildiği gösterilmektedir. Ancak bu durumun ışına diyagramı üzerine olan etkisinden bahsedilmemektedir.

Dördüncü yayında [17] çok farklı bir boyut küçültme uygulaması gerçekleştirilmiştir. 0.6mm kalınlıklı Roger RT/duroid 6010.2LM dielektrik plakanın bir yüzüne antenin bir kolu diğer yüzüne diğer kolu oluşturulmuştur. Antenin ışına doğrultusundaki yüzüne 25.4mm kalınlıklı yine aynı dielektrik malzemeden yerleştirilmiştir. Anten kartının alt yüzüne de çapı anten kartının çapından daha küçük olan 25.4mm kalınlıklı aynı malzemeden yerleştirilmiştir. Bu malzemenin çapını anten kartının çapına tamamlayacak kadar Eccosorb firmasının KS26 elektromanyetik soğurucu malzemesinden bir halka yerleştirilmiştir. Bunun altına toprak yüzeyi olarak bir bakır yüzey yerleştirilmiştir. Dielektrik malzemelerin arasında gömülü durumda olan anten kollarını beslemek için toprak düzleminin ters tarafından 0.5mm kalınlık Rogers Duroid 5880 dielektrik malzeme yerleştirilmiş ve onun altına da anteni beslemek için mikroşerit hatlar çizilmiştir. Tüm bu katmanlı yapı baskı devre kartı üretimi olarak gerçekleştirilmiştir. Bu tasarım ile 0.2-1.5GHz frekans aralığında VSWR<3 ve aksel oran < 2 koşulu altında çalışan alt frekans sınırının dalga boyunun %20 si çapında bir anten tasarımının yapıldığı iddia edilmektedir.

Boyut küçültme tekniklerine dair yukarıda verilen örnek yayınlarda genellikle empedans uyumluluğunun sağlandığı bant genişliği temel alınmaktadır. Bu uygulamalardan bazılarında VSWR < 3 koşulu ile sonuçlar esnetilmektedir. Bazılarında da aksel oran da değerlendirilmektedir ancak sonuçlar değerlendirilirken aksel oran < 3 eşiğinden bahsedilse de boyut küçültme yapıldığı iddia edilen alt frekans sınırındaki aksel oran sonuçları bu eşiğin çok üzerinde seyretmektedir. Bu çalışmalarda en çok göz ardı edilen durum ışına örüntüsündeki sonuçlarda meydana gelen bozulmanın göz ardı edilmesidir. Ön-arka oranının dB cinsinden 0 a yaklaştığı durumlar başarılı sonuç olarak verilebilmektedir.

1.1.5 Spiral Antenlerde Frekans Bandını Yeniden Düzenleme

Frekans bandının yeniden d zenlenebilirliğine yönelik çalışmalar literatürdeki güncel çalışma konularından biridir. Bu çalışmalara güzel bir örnek [18] literatür taramamıza alınmıştır.

Bu çalışmada eş d zlemliler dalga kılavuzu ile beslenen ve sinyal hattı ile toprak yüzeylerinin Arşimet spirali şeklinde birbirine sarılarak ilerlediği bir yapılandırma tasarlanmıştır. Eş d zlemliler dalga kılavuzu formundaki besleme noktasına yakın olan bir konumda, sinyal hattının sağında ve solunda kalan toprak düzlemine birbirine simetrik olan iki dolambaçlı yarığ açılmıştır. Bu yarığların toprak düzlemleri ile sinyal hattı arasındaki boşluğa bağlandığı noktada kullanılan pin-diyotlarla bu yarığlar devreden çıkarılmakta ve/veya devreye alınmaktadır. Bu sayede 2-8 GHz frekans aralığında geniş bantlı ve 5.8 GHz frekansında çalışan dar bantlı iki frekans band yanıtı arasında seçim yapılabilir.

Bu tarz çalışmalarda geliştirilen spiral antenlerin eksen oranı ve ışımaya örüntüsü performansları klasik tasarımlardaki başarıya ulaşamamaktadır. Bunun en temel nedeni geniş frekans bandlarında ve geniş hüzme açılarında istikrarlı ışımaya örüntüsü ve düşük eksen oranı değerlerine ulaşabilmesi için model yapısında simetriyi bozan değişikliklere gidilmemesi gerekmektedir.

1.1.6 Reflektör Anten Besleme Elemanı Olarak Spiral Antenler

Spiral antenler frekanstan bağımsız antenler sınıfına dahil olduğundan dolayı, ışımaya örüntüsü frekans bandı boyunca oldukça istikrarlıdır. Aynı zamanda bu istikrarlı kalma durumu Z eksenine doğrultusuna bakan bir anten d ş n ld Ğinde theta açısının büyük değerlerinde bile phi'ye bağlı ışımaya örüntüsü değişimi çok düşük olmaktadır. Bu  zellikler spiral antenleri reflektör antenlerin besleme elemanı olarak kullanımında ideal aday haline getirmektedir. Bu yönde yapılan çalışmalara örnek olarak [19] sunulmuştur. Bu yayında klasik spiral anten tasarımlarından farklı olarak özel bir dört kollu spiral anten tasarımı yapılmıştır. Tasarımın temel hedefi merkezden beslemeli reflektör antenlerde anten elemanını konumlamak için kullanılan kollara olan ihtiyaı ortadan kaldıracak bir besleme elemanı tasarımıdır.

1.1.7 3B Elektromanyetik Uygulamaları için Karmaşık Anten Modeli Örneği Olarak Spiral Antenler

Spiral antenler üç temel bileşenden oluşmaktadır. Bunlar anten kartı, besleme ağı ve soğurucu malzeme yüklü metal kavitedir. İçerisinde dielektrik malzemeler, çok düşük kalınlıklı ve düşük genişlikli sinyal hatları ve dispersif karakteristiğe sahip soğurucu malzemeleri bir arada bulduran yapısıyla üç boyutlu elektromanyetik benzetim yazılımlarının karmaşık modellerin analizini gerçekleştirebilme performanslarının ölçülmesi için iyi bir test modelidir. Bu konuda yapılmış olan en başarılı çalışmalardan biri olarak 2006 yılında yapılmış olan bir çalışmayı [20] literatür taramamızda inceledik. Bu çalışmada 2-18 GHz frekans aralığında çalışan bir spiral antenin analizi gerçekleştirilmiştir. Bir analiz tekniğinin performansının gösterimine dayanan bir çalışma olmasının yanı sıra spiral anten tasarımına yönelik yapılan en detaylı çalışmalardan biri olma özelliğini de taşımaktadır.

1.1.8 Çalışma Ortamına Geometrik Olarak Uyumlanabilir Spiral Anten

Yüzeye uyumlu anten yapıları son yılların en çok çalışılan konularından biridir. Özellikle askeri uygulamalarda hava platformlarının radar kesit alanı azaltma ve aerodinamik performansının artırılması amacıyla antenlerin platform yüzeyine uyumlu sürümlerinin tasarımı istenmektedir. Bu nedenle askeri havacılık uygulamalarında hayati önem arz etmektedir.

Literatür taramamız sırasında karşılaştığımız yüzey uyumlu spiral anten uygulamalarının örneklerini inceledik. İncelediğimiz ilk yayında [21] yine bir 3B analiz tekniği geliştirilmesi amaçlanmaktadır. Buradaki tasarımda farklı dielektrik özelliklerdeki malzemelerin katmanlı halinden oluşan bir küre yüzeyine uyumlandırılmış bir Arşimet spiral anten modeli çalışılmıştır.

İkinci yayında [22] birinci yayının yazarının farklı bir çalışmasıdır. Bu çalışmada silindirik bir yüzey üzerine konuşlandırılmış Arşimet spiral antenin yine benzer bir 3B elektromanyetik analiz kodu ile analiz edilmesi hedeflenmektedir.

1.1.9 Spiral Anten Dizisi Uygulamaları

Spiral antenler geniş ve istikrarlı ışınma örüntüsü, geniş hüzmeye açılarında aksel oran parametresinin düşük tutulabilmesi ve bu özellikleri 1:9 mertebelerinde bant genişliklerinde sağlayabiliyor olmalarından dolayı bir çok uygulama alanı için

vazgeçilmez anten elemanlarıdır. Bu özelliklerde olan anten elemanları kullanılarak yüksek kazanç elde etme, hüzme yönlendirme ve şekillendirme gibi özellikleri elde etmek amacıyla anten dizisi çalışmaları yapılmaktadır. Literatür taramamız sırasında karşılaştığımız örneklerden bazılarının detayları aşağıda bildirilmektedir.

İlk yayında [23] bir halka üzerine eşit açısız aralıkla dizilen, halkanın bulunduğu yüzeyin normali doğrultusunda ışılan bir spiral anten dizisi tasarımı gerçekleştirilmiştir. Bu dizilim formuyla yan kulakçıkların kontrolünün yapılabildiği iddia edilmektedir. Dairesel polarizasyondaki başarısının da korunması amacıyla rotasyonel bir simetri ile beslenme ve dizilim sayesinde sağlandığı belirtilmektedir. Ancak yapılan bu iyileştirmelerle bile maksimum 2GHz mertebelerindeki frekans aralığında hedeflenen sonuçlar elde edilebilmektedir.

İkinci yayında [24] ilk yayında bahsedilen 1:2 frekans bant oranına sahip olan anten dizisinin alt frekans sınırının antenlerin kollarının sonlanma noktalarından birbirine bağlanması ile 1:6 bant genişliğine erişilecek kadar aşağıya çekildiği gösterilmektedir.

Üçüncü yayında [25] 4 elemanlı bir doğrusal spiral anten dizisi tasarlanmıştır. Burada anten elemanlarının arkasındaki metal kaviterlerde elektromanyetik soğurucu malzeme bulunmamaktadır. Çift dairesel polarizasyon karakteristiği elde edebilmek amacıyla ardışıl gelen anten elemanları arasında polarizasyon değişmektedir. Birinci anten sağ el dairesel polarize ise ikinci anten sol el dairesel polarize şeklindedir. Bunun yanı sıra birinci ve ikinci yayındakine benzer şekilde alt frekans sınırını genişletmek ve performansını iyileştirmek amacıyla komşu anten elemanlarının kollarının uçlarından birbirine bağlanmaktadır. Yapılan bu bağlantılar aksel oran parametresinin dB cinsinden 3 değerinin altına düşmesini sağlamasa da 20 gibi değerlerden 5-6 gibi değerlere indirmektedir. Benzer şekilde anten kazancını da artırmaktadır. Daha önceki tasarımlardan farklı olarak spiral anten elemanları bu çalışmada aynı dielektrik malzeme üzerinde bulunduğundan dolayı dielektrik malzeme üzerinden yürüyen ve diğer elemanlara bulaşan akımları bastırmak amacıyla rezistif yükleme yapılmıştır. Bu katkının etkileri de incelenmiştir.

İncelediğimiz dördüncü yayında [26] spiral antenlerin düzlemsel dizilerinde frekans bandı genişliğinin dairesel polarizasyonu sağlama, yansıma katsayısı S_{11} ve yan kulakçık seviyeleri açısından kestirilmesi amacıyla analitik yöntem geliştirmesi yapılmaktadır.

1.1.10 Spiral Anten Alt Bileşenlerine İlişkin Literatür Taraması

Spiral antenler üç temel alt bileşene sahiptir. Bunlar ışımının gerçekleştiği anten kartı, anteni meydana getiren spiral kolları arasında 180 derece faz farkını frekans bandı boyunca koruyan besleme ağı ve anten kartının istenilen ışımaya doğrultusunun aksi yönündeki ışımalarını bastırmak amacıyla kullanılan içi soğurucu malzeme kaplı olan metal kavitedir.

- Anten Kartı
- Dengeli Besleme Ağı
- Soğurucu Yüklü Metal Kavite

1.1.10.1 Anten Kartı

Spiral antenlerde anten kartının tasarımı ışımaya performansı için hayati önem arz etmektedir. İstenilen ışımaya karakteristiği (eksenel oran, anten kazancı, ışımaya diyagramının istikrarlılığı) nin frekans bandı boyunca sağlanması anten kartının tasarımına bağlıdır. Dengeli besleme ağı ve soğurucu yüklü metal kavite tasarımları, anten kartının bu performansını korumak üzere yapılmaktadır.

Literatür incelememizde ilk olarak antenler konusunda en temel kaynaklardan biri olan Antenna Engineering Handbook kitabının frekanstan bağımsız antenler bölümü [27] incelenmiştir. Burada spiral anten kartının tasarımındaki tüm parametrelerin anten performansına ne yönde etki ettiği bilgisi sunulmaktadır.

1.1.10.2 Dengeli Besleme Ağı

Spiral antenlerin besleme ağının sağlanması gereken iki temel özellik bulunmaktadır. Bunlar teorik olarak 188 ohm olan anten empedansı ile yaygın olarak kullanılan 50 ohm giriş empedansı arasında empedans uyumluluğu ve anten kartındaki anten kolları arasında 180 derece faz farkının frekans bandı boyunca korunmasıdır. Literatürde yaygın olarak görülen spiral anten besleme topolojileri mikroşerit konik iletim hattı ve ticari birçok anten uygulamasında kullanılan

Marchand balun yapısıdır. Bu iki besleme ağı topolojisine ait literatür taramamızda birçok örnek çalışma bulunmuştur. Konuyla ilgili bulduğumuz ilk yayın [28] mikroşerit konik iletim hattı tasarımına dair gerekli tüm bilgileri içermektedir. Marchand balun iki alt bileşenden oluşmaktadır. Bunun temel nedeni balun'un sağlaması gereken 180 derece faz farkı ve 186 – 50 ohm empedans uydurma özelliklerini bu iki alt bileşenle sağlamasıdır. Marchand balun tasarımına dair literatürde güncel yayınlar yok denilecek kadar azdır. Yaptığımız araştırmada karşılaştığımız ilk yayın [29] Marchand balun tasarımına dair uygulamaya dönük sonuçları grafiklerle paylaşan çok verimli bir çalışmadır. Tez çalışmamız kapsamındaki rakip tasarım olan Marchand balun tasarımında bu yayındaki bilgiler kullanılmıştır. Tez kapsamında daha başarılı sonuçlar sağladığını iddia ettiğimiz Phelan balun tasarımına dair de güncel kaynak bulunamamaktadır. Ancak balun tasarımına ismini veren H. Richard PHELAN'ın 1969 yılındaki yayını [30] balun tasarımına dair teorik ve pratik bilgileri sağlamaktadır.

1.1.10.3 Soğurucu Yüklü Metal Kavite

Soğurucu yüklü metal kavite tasarımındaki en kritik unsur soğurma performansının frekans bandının tamamı boyunca belirlenen eşik değerinin altında kalmasıdır. Literatürde birçok ters yönde yapılan ışımı bastırmayı amaçlayan çalışma bulunmaktadır [31]–[33]. Ancak bu çalışmaların birçoğu dar bantlıdır. Ayrıca soğurma performansları istenilen eşik değerlerin çok üstüne çıkmaktadır. Hedeflediğimiz 2-18 GHz frekans bandında gerekli soğurma performansına ulaşan bir tasarım için gerekli bilgi [34] numaralı yayından elde edilmiştir.

1.2 Tezin Amacı

Spiral antenler sivil ve askeri birçok uygulamada yaygın olarak kullanılan ve birçok özelliği ile de diğer anten türlerine göre büyük avantajlar sağlayabilen antenlerdir. Bu özelliklerin en önemlileri, eksenel oran parametresinin anten hüzmesinin çok geniş açılarında dahi başarısını koruması ve antenin hüzme genişliğinin ve şeklinin istikrarlı olarak 1:9 mertebelerindeki frekans bant oranlarında korunmasıdır. Örneğin RF yayın kaynaklarının yönlerinin kestirilmesi uygulamalarında eksen oranının özellikle anten bakış doğrultusundan uzak açılarda başarısını koruması

donanımsal ve yazılımsal olarak ekstra maliyet getirecek birçok gereksinimi ortadan kaldırmaktadır.

Bu tezin amacı ticari ürün olarak satılan hazır spiral antenlerde ve literatürdeki tasarımlarda yaygın olarak kullanılan Marchand balun besleme ağına sahip spiral antenlerin aksenel oran değerlerinin anten bakış doğrultusundan uzak açılarda iyileştirilmesi ve ışınma örüntülerindeki dalgalanmanın daha da azaltılması amacıyla besleme devresi olarak Phelan balun tipinin kullanılmasının daha başarılı sonuçlar verdiğinin gösterilmesidir.

Tekil anten elemanı performansının ölçümlerle ispatlanması sonrasında 2 anten elemanından oluşan bir yön kestirim anten dizisi üretilmiş ve ölçülmüştür.

1.3 Hipotez

Tez çalışmamızdaki amacımız spiral antenlerde yaygın olarak kullanılan Marchand balun besleme tipinin Phelan balun besleme tipi ile değiştirilmesi sayesinde aksenel oran parametresinde ve ışınma örüntüsünün dalgalanmasında iyileştirme sağlanmasıdır. Bu amacımıza ulaşmak için izleyeceğimiz yolun besleme tipinin değişmesi dışındaki etkenlerin sonuçlara olan etkisinin en az seviyede tutulması ile mümkündür.

Spiral antenler üç temel bileşenden meydana gelmektedir. Bunlar, ışınmanın gerçekleştiği anten kartı, elektromanyetik soğurucu malzeme yüklü metal kavite ve besleme ağıdır. Besleme ağı dışındaki iki bileşenin, iyileştirilmesi amaçlanan anten parametrelerine etkisinin en aza indirilmesi için iki besleme tipinin kullanıldığı durumda da aynı tutulması gerekmektedir.

Bu bilgiler ışığında hipotezimiz, Phelan balun kullanılan spiral antenler, Marchand balun kullanılan spiral antenlere göre anten bakış doğrultusundan uzak açılarda dahi aksenel oran ve anten ışınma örüntüsündeki dalgalanmalar açısından daha başarılıdır. Bu durumun ispatı için gerçekleştirilecek iki farklı besleme yapısına sahip spiral anten tasarım ve üretimlerinde besleme ağı dışındaki bileşenler eşlenik olmalıdır.

2.1 İyileştirilmesi Hedeflenen Anten Parametreleri

Antenlerin kullanıldıkları uygulamalara uygunluklarının ölçülebilir verilerle kontrol edilebilmesi amacıyla birçok performans parametresi tanımlamaları yapılmıştır. Bunlardan en temel olanları, kazanç, hüzme genişliği, polarizasyon ve giriş empedans uyumluluğudur. Ancak bu parametreler antenlerle çalışan herkes için aşına olunan parametreler olduğu için tanımlamaları yapılmayacaktır. Tez çalışmamızda Arşimet spiral antenlerine dair yaptığımız geliştirmede sonuçlarını iyileştirdiğimiz iki anten parametresi bulunmaktadır. Bunlar Eksenel-oran “*Axial-Ratio (AR)*” ve Dalga Üzerinde Salınım “*Wobble on Wave (WoW)*” dır. Eksenel oran parametresi dairesel polarizasyona sahip olan antenler için kullanılan bir parametredir. Dalga üzerinde salınım parametresi ise spiral antenler ve sinyal genliğine bağlı yön kestirim uygulamaları konusunda çalışma tecrübesi bulunmayan deneyimli anten mühendisleri için bile karşılaşılmamış bir tanım olabilir. İki parametre için de detaylı tanımlama alt başlıklarda yapılmıştır.

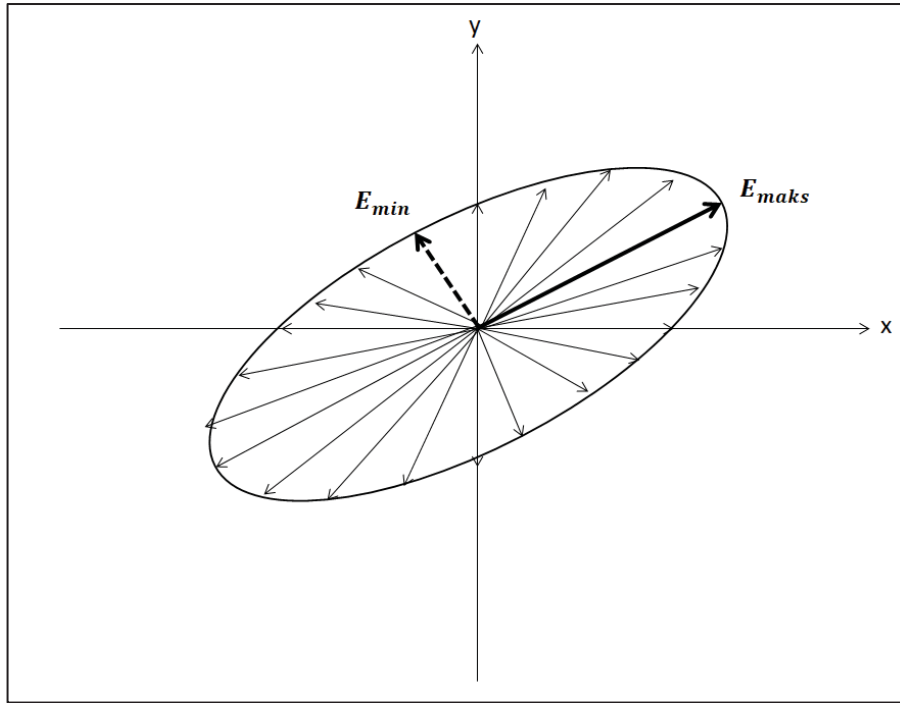
2.1.1 Eksenel-Oran

Eksenel-oran parametresinin tanıtılabilmesi için polarizasyon kavramının bilinmesi gerekmektedir. Bu nedenle polarizasyon parametresinin tanımı ile başlayarak eksenel-oran parametresine geçiş yapılmıştır.

Elektromanyetik dalgaların ışındığı kaynağın bulunduğu noktadan yeterli bir mesafe kadar uzaklaşması durumunda dalganın aldığı form düzlem dalga olarak ifade edilmektedir. Bu durumda dalgayı meydana getiren elektrik ve manyetik alan vektörlerinin dalganın ilerleme doğrultusuna dik bir düzlemde bulunduğu kabul edilir. Elektrik alan vektörünün temsili doğrultu ucunun zamana bağlı olarak değişiminin uzayda oluşturduğu şekle elektrik alan vektörünün polarizasyonu denir. Bir antenin polarizasyonu da bu bağlamda antenden ışınan elektromanyetik dalganın polarizasyonu ile ifade edilir.

Elektrik alan vektörünün uzayda oluşturduğu şekil gerçek uygulamaları baz aldığımızda genel olarak bir elipstir. Bu elipsin özel durumlarına göre farklı polarizasyon tipi tanımları yapılmıştır. Bunlar doğrusal polarizasyon, dairesel polarizasyon ve eliptik polarizasyondur.

Elektrik alan vektörünün genliği doğrusal bir hat üzerinde ileri geri hareket ediyor ise doğrusal polarizasyonlu, eğer elektrik alan vektörünün genliği sabit ancak bir çember üzerinde dönüyor ise dairesel polarizasyonlu olarak ifade edilir. Elektrik alan vektörünün genliği hem zamanla değişiyor hem de bir yönde dönüyor ise uzayda oluşturacağı şekil bir elips olacağından eliptik polarizasyonlu olarak ifade edilir.



Şekil 2.1 Z doğrultusunda ilerleyen elektromanyetik dalganın polarizasyon elipsi
Eliptik polarizasyona sahip olan bir antenin ışıdığı elektromanyetik dalgayı meydana getiren elektrik alan vektörünün bir periyodunda uzayda oluşturduğu şekli Şekil 2.1’de gösterilmektedir. Elektrik alan vektörünün polarizasyon elipsi üzerinde en yüksek genliğe ulaştığı değeri ile en düşük genliğe ulaştığı değerinin birbirine oranlanması aksenel-oran olarak ifade edilmektedir ve (2.1) ve (2.2) eşitlikleri ile hesaplanmaktadır.

$$eksenel\ oran = \frac{En\ Büyük\ Eksen}{En\ Küçük\ Eksen} = \frac{E_{maks}}{E_{min}}, \quad 1 \leq eksenel - oran \leq \infty \quad (2.1)$$

$$eksenel\ oran(dB) = 20 \log \frac{E_{maks}}{E_{min}} \quad (2.2)$$

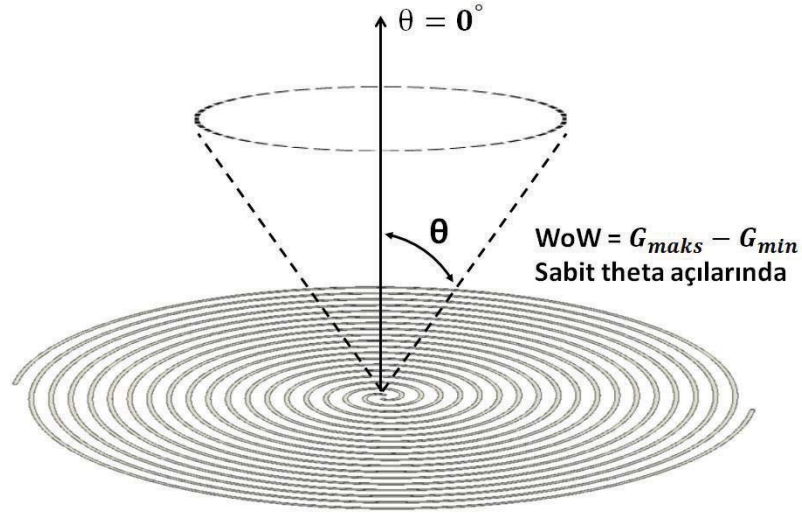
Eliptik polarizasyonda elektrik alanın maksimum ve minimum genlik değerleri arasındaki fark azaldıkça eksenel-oran değeri azalacak ve antenin polarizasyonu bir o kadar dairesel polarizasyona yaklaşacaktır.

Eksenel-oran dairesel polarizasyona sahip olacak şekilde tasarlanmaya çalışılan antenlerin bu hedefe ne derece yaklaştığının tespiti amacıyla kullanılan bir anten performans parametresidir. Literatürdeki genel kabule göre eksenel-oran değerinin doğrusal olarak 2 nin altında olması hedeflenmelidir.

2.1.2 Dalga Üzerinde Salınım

Dalga Üzerinde Salınım parametresi [27], temel anten parametrelerinden farklı olarak bazı anten türlerinin, kullanıldıkları bazı uygulamalardaki ihtiyaçları karşılama başarılarının ölçülebilmesi amacıyla tanımlanmış bir parametredir. Parametrenin öneminin anlaşılabilmesi için ihtiyaç duyulduğu örnek bir tasarımdan bahsedilmesi gerekirse, merkez beslemeli bir parabolik reflektör antende besleme elemanının reflektör yüzeyini aydınlatacak hüzmeye açı aralığında ışınma örüntüsünün reflektör yüzeyinin pürüzsüzlüğü gibi düzgün olması hedeflenir. Bu reflektörün ışınma örüntüsünün kusursuz olmasını sağlamaktadır. Besleme elemanının bu koşulu ne seviyede karşıladığının görülebilmesi için dalga üzerinde salınım parametresinin değerlendirilmesi büyük kolaylık sağlamaktadır.

Dalga üzerinde salınım parametresi, antenin ışınma örüntüsünün z eksenine doğrultusunda baktığı bir oryantasyonda theta açısının 0 dan farklı bir değerinde tüm phi açılarında aldığı en yüksek ve en düşük genlik değerinin farkı olarak ifade edilmektedir. Görselleştirilmiş tanımı Şekil 2.2’de gösterilmektedir.



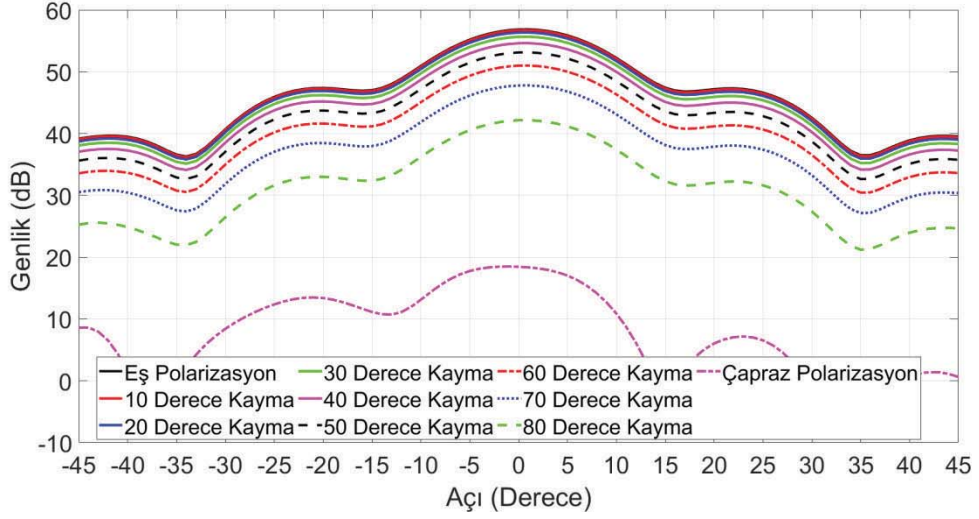
Şekil 2.2 Dalga üzerinde salınım parametresi görsel tanımı

2.2 Spiral Antenlerin Eksenel Oran ve Dalga Üzerinde Salınım Parametreleri Performansının Yön Kestirim Uygulamalarına Etkisi

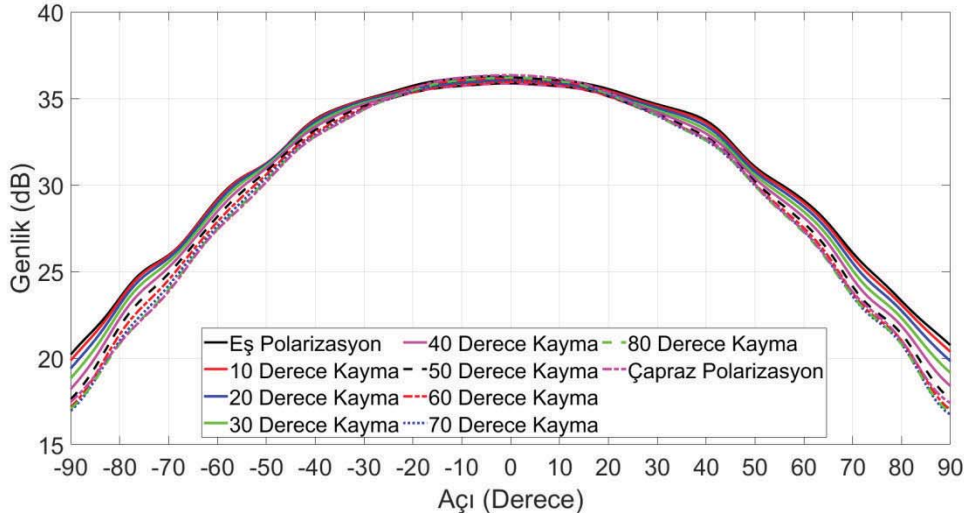
Eksenel oran ve dalga üzerinde salınım parametrelerinin tanımları bölüm 2.1 de yapılmıştır. Genlik takipli yön kestirim uygulamalarında kullanılan spiral antenlerde bu iki parametre performansı çok önemlidir.

Antenlerin genlik ışınma örüntüleri, her bir farklı açıdaki doğrusal polarize sinyale karşı değiştiği bilinmektedir. Genlik karşılaştırmalı yön kestirim uygulamalarında karşılaşılan en büyük pratik sorun, yönü tespit edilmeye çalışılan vericinin polarizasyon açısı bilgisine sahip olunmadığı durumlardır. Bu iki bilgiyi birlikte değerlendirdiğimizde sonsuz açıda var olabilecek doğrusal polarize sinyallere karşı ideal şartlarda aynı genlik ışınma örüntüsüne sahip olan bir anten elemanı ihtiyacı ortaya çıkmaktadır. Bu ihtiyacı en verimli karşılayabilecek anten çözümü eksenel oran performansı iyi olan bir dairesel polarizasyonlu antendir.

Problemin görselleştirilebilmesi amacıyla Şekil 2.3'de doğrusal polarizasyonlu yönlü bir antenin eş polarizasyondan çapraz polarizasyona kadar 10 derecelik polarizasyon açısı adımları ile ışınma örüntüsünün iki boyutlu kesitleri ve Şekil 2.4 de aynı grafiğin dairesel polarize bir anten için tekrarı verilmiştir.



Şekil 2.3 Doğrusal polarizasyona sahip bir antenin 10 derecelik polarizasyon fark adımları ile ışınma örüntüsünün değişiminin 2B grafikleri

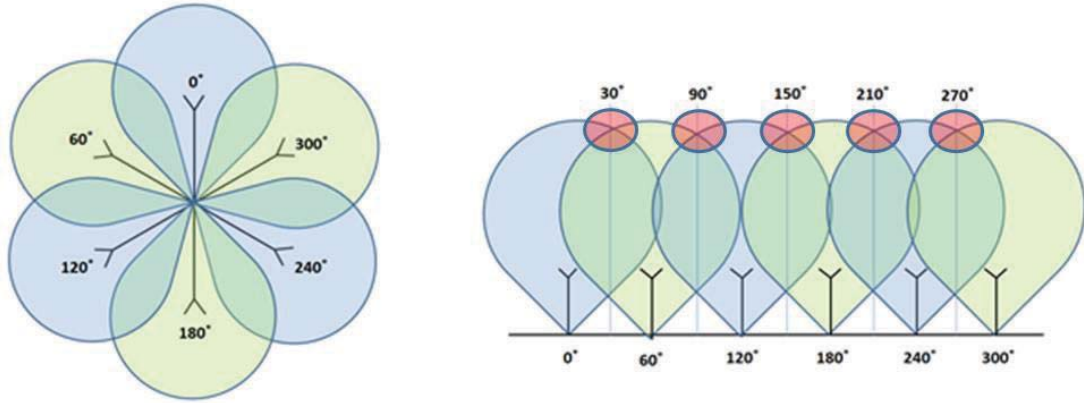


Şekil 2.4 Dairesel polarizasyona sahip bir antenin 10 derecelik polarizasyon fark adımları ile ışınma örüntüsünün değişiminin 2B grafikleri

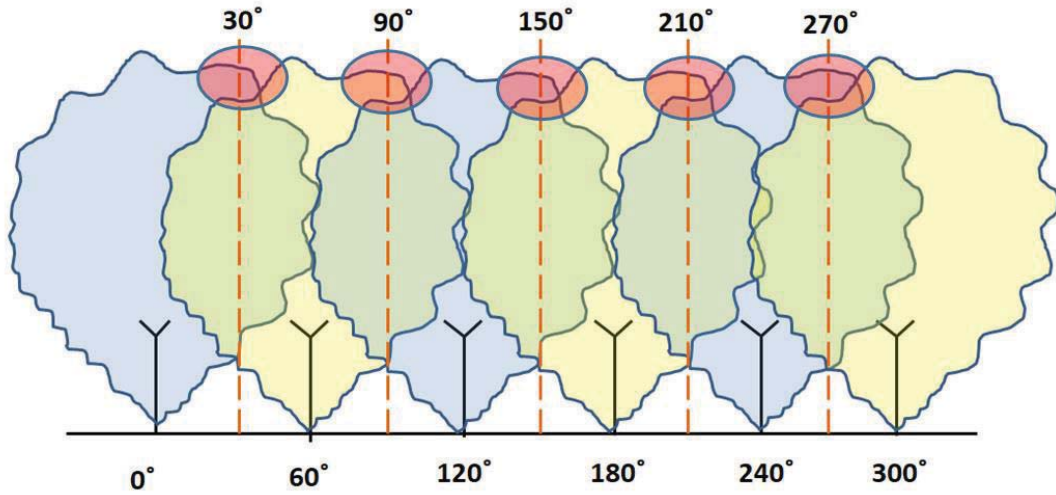
Genlik karşılaştırmalı yön kestirim uygulamalarında 360° kapsama sağlanabilmesi için anten elemanlarının belirli bir yarıçap üzerinde dairesel dizileri kullanılmaktadır. Bu durumda antenlerin ışınma örüntülerinin birbiri ile kesiştiği noktalardan sonra birbirinin ışınma örüntülerinin altında kalmaları gereken açılarda ışınma örüntülerinin dalgalı olmasından dolayı üste çıkarlarsa yönü tespit edilmeye çalışılan verici bu olumsuz durum yüzünden farklı bir antenin sektöründe olarak algılanabilir. Bu tür durumların yaşanmaması için kullanılan

anten elemanlarının ışıma örüntülerinin bir kubbe kadar düzgün olması istenmektedir.

Problemin görselleştirilmesi amacıyla Şekil 2.5 de ve Şekil 2.6 da dairesel bir anten dizisinde kullanılan anten elemanlarının ideal ve dalgalı ışıma örüntüsüne sahip olması durumundaki kapsama planı gösterilmektedir.



Şekil 2.5 360° Kapsama Sağlayan 6 Elemanlı Anten Dizisinin İdeal Işıma Örüntüsüne Sahip Anten Elemanları İçin Dairesel ve Doğrusal Formda Kapsama Gösterimi



Şekil 2.6 360° Kapsama Sağlayan 6 Elemanlı Anten Dizisinin Dalgalı Işıma Örüntüsüne Sahip Anten Elemanları İçin Doğrusal Kapsama Gösterimi

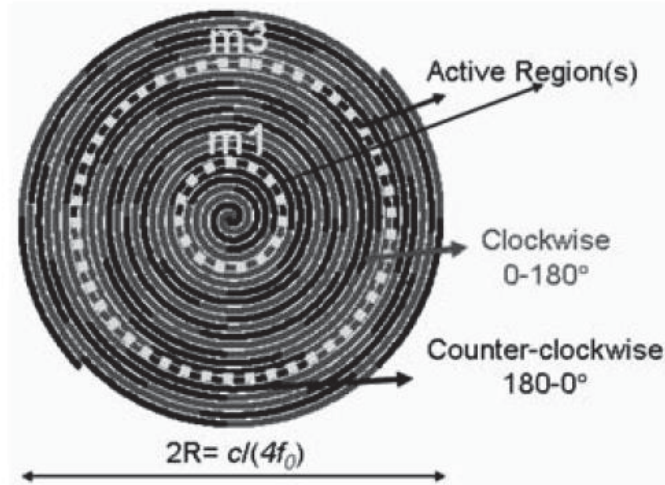
Şekil 2.5'de ideal anten elemanı ışıma örüntüleri ile yapılan kapsama planında antenlerin açısal dağılımı 60° adımlarla olduğu için ışıma örüntülerinin kesişim açıları da kırmızı renkli dairelerde gösterildiği gibi 30°, 90°, 150°, 210° ve 270° dir.

Ancak gerçek bir anten elemanına ait ışırma örüntüsünde karşılaşacağımız dalgalı genliğe sahip olunması durumunda bu keşişim açıları Şekil 2.6 da kırmızı renkli dairelerde görüldüğü gibi değişmektedir. Bu durum da yön bulma uygulamasında hataya sebep olmaktadır. Bu nedenle antenin ışırma örüntüsünün dalga üzerinde salınım performansının mümkün olan en iyi seviyede tutulması gerekmektedir.

Spiral antenler, frekanstan bağımsız antenler sınıfının önemli bir üyesidir. Frekanstan bağımsızlığın kısa bir tanımını yapacak olursak antenin yakın ve uzak alan karakteristiğinin frekanstan bağımsız olarak korunmasıdır. Bir antenin belirli bir frekansta verimli bir şekilde ışması onun o frekansın dalga boyu ile orantılı bir boyuta sahip olmasına bağlıdır. Bu açıdan bakıldığında antenin alt frekans sınırının olmaması onun boyutunun üst sınırlarının olmamasını, üst frekans sınırının olmaması da besleme noktasının sonsuz küçük olmasını gerektirir. Ancak bunlar gerçek bir anten için sağlanamayacak koşullardır. Gerçek bir frekanstan bağımsız antenin tanımı tam olarak bu noktada ortaya çıkmaktadır. Gerçek bir frekanstan bağımsız antenin fiziksel boyutunun üst sınırlarının antenin kullanılacağı uygulamanın alt frekans sınırında verimli bir ışmayı sağlayacak kadar büyük ve besleme noktasının boyutları da üst frekans sınırında verimli bir ışma sağlanmasına imkân verecek kadar küçük olmalıdır. Bu temel koşul sağlandıktan sonraki en kritik özellik antenin çalışma frekans bandı içerisindeki herhangi bir frekans bileşeninin hedeflenen ışma örüntüsünü sağlayacak moddaki ışma bölgesinde, ilgili frekansta taşınan tüm sinyalin ışınması ve bu sayede istenmeyen modlarda ışmanın gerçekleşebileceği, anten üzerindeki tüm noktalardan ışmanın sıfırlanmasıdır. Bu şartlar da antenin sonsuz büyüklükte açıklığa ve sonsuz küçük besleme noktasına sahip olması gibi ideal bir tanımdır. Tasarımdaki temel hedef bu ideal tanımlara en uygun gerçekçi anteni tasarlamaktır.

Spiral antenlerin çalışma prensibinden tez çalışmamızda tasarımını ve üretimini gerçekleştirdiğimiz iki kollu Arşimet spirali üzerinden anlatmamız çok daha kolay ve anlaşılır olacaktır. İki kollu spiral antenlerin farklı ışma örüntülerine sahip olan ışma modları bulunmaktadır. Bu modlardan en yaygın olarak kullanılanı mod-1 dir. Çünkü mod-1 de antenin ışma örüntüsü mükemmel bir kubbeye benzemektedir ve oldukça geniş bir hüzme açısına sahiptir. Spiral antenlerde mod-1 in uyartılması için antenin kolları antenin merkezindeki kol uçlarından eşit

genlik ve 180° faz farkı ile beslenmelidir. Şekil 3.1’de görüldüğü gibi 180° faz farkı ile beslenen anten kollarında yürüyen akımlar belirli çap halkalarına denk gelen yerlerde birbirine komşu hatlarda eş fazlı bir hal almaktadır. Aynı durum antenin merkezine göre simetrik olan hatlarda da söz konusu olmaktadır. Bu durumda anten mod-1 de ışınmasını gerçekleştirmektedir. Bu çap halkalarının çevre uzunluğu ilgili faz durumunun karşılaştığı frekans bileşeninin kılavuzlanmış bir tam dalga boyuna karşılık gelmektedir. İlgili frekansta taşınan akımın tamamı bu bölgede ışınamaz ise antenin fiziksel boyutları bu faz eşitliği durumunun tekrar oluşacağı bir çapa imkân verecek kadar büyük olması durumunda tekrar ışıyacaktır. Bu ışıma, farklı bir modda olması nedeniyle istenilen mod-1 ışınmasına olumsuz etkileyecektir. Etkin ışımının gerçekleşebildiği bu çap değerleri ilgili frekans bileşeninin dalga boyunun tek katlarına sahip çap halkalarında meydana gelmektedir [27].



Şekil 3.1 Spiral anten mod-1 ve mod-3 ışınma bölgeleri gösterimi [27]

Antenin mod-1 e denk gelen çap halkalarında ışınamayan akımlar antenin geometrik boyutunun imkân vermesi durumunda diğer modların (mod-3, mod5, ...) çap halkalarında ışınırlar. Antenin çalışma frekans bandının alt sınırı ve ona yakın frekanslarda antenin mekanik boyutları mod-3 ün oluşacağı çap halkasından küçük olabilir ve bu bilinçli yapılan bir tasarım tercihidir. Bu durumda mod-1 bölgesinde ışınamayan akımlar anten kollarının ucuna ulaşırlar. Bu akımlar eğer bir şekilde sönmülenererek yok edilemezler ise anten kollarının ucundan geri

yansır ve ters yönde bir akım oluştururlar. Bu akımlarda mod-1 çap halkasında ışınırlar ve polarizasyonları terstir. Bu nedenle mod-1 ışımaya örüntüsünü bozarlar, ayrıca bu sinyaller antenin besleme noktasına ulaşabilir ise antenin empedans uyumluluğunu da bozarlar.

Spiral antenler üç temel bileşenden oluşmaktadır. Bunlar antenin ışılan kolları ve kollarının üzerinde bulunduğu devre kartı, antenin tek yönlü bir ışımaya örüntüsüne sahip olması için gerekli olan elektromanyetik soğurucu malzeme yüklü metal kavite ve anten kollarının uygun besleme genlik ve faz değerlerine göre uyarılabilmesini sağlayan balun dur.

Anten tasarımında anteni meydana getiren alt birimler öncelikle tekil olarak tasarlanır ve her bir birimin hedeflenen performans değerlerini sağlaması için kontrollü olarak değiştirilebilecek parametreler belirlenir. Bu parametrelerin her bir alt birimin kendi başına en iyi performansı sağladığı değerleri bütünleştirme benzetimleri için başlangıç değerleri olarak kullanılır. Tüm alt bileşenler anteni meydana getirmek üzere bir araya getirildiklerinde birbirleriyle olan temas ve yakınlıklarından dolayı performanslarında olumlu ve olumsuz yönde değişimler söz konusu olur. Bu nedenle bütünleştirme benzetimlerinde her bir alt bileşenin daha önce belirlenen kritik parametreleri üzerinde yapılan değişikliklerle bütünleşik anten performansının hedeflenen performansı yakalaması sağlanır.

Tez çalışmamız kapsamında gerçekleştirdiğimiz spiral anten tasarımımızda ilk paragrafta bahsedilen ve aşağıda tekrar listelenmiş olan anten alt bileşenleri ikinci paragrafta bahsedilen akış takip edilerek tasarlanmış ve anten elemanı elde edilmiştir. Phelan balun yapısının anten performansında sağladığı iyileştirmelerin gösterilebilmesi amacıyla literatürde ve endüstride yaygın olarak kullanılan Marchand balun ve Marchand balun kullanılan spiral anten tasarımı da gerçekleştirilmiştir.

3.1 Spiral Anten Alt Bileşen Tasarımları

Spiral Anten Alt Bileşenleri;

- Antenin ışılan kolları ve kolların üzerinde bulunduğu devre kartı
- Elektromanyetik soğurucu yüklü metal kavite

- Balun

3.1.1 Antenin Işıyan Kolları ve Kolların Üzerinde Bulunduğu Devre Kartı

Tasarımını gerçekleştirdiğimiz spiral anten elemanı Arşimet spirali olarak bilinmektedir. Antenin kollarının genişliği ve kollar arası mesafe sabittir. Anten kolunun çizimi küresel koordinatlarda (3.1) eşitliğindeki yarıçap formülü ile gerçekleştirilmektedir. r_0 , antenin merkezindeki başlangıç yarıçapını, a , büyüme hızını ve \emptyset , büyümenin takip ettiği değişim açısını ifade etmektedir.

$$r = r_0 + a\emptyset \quad (3.1)$$

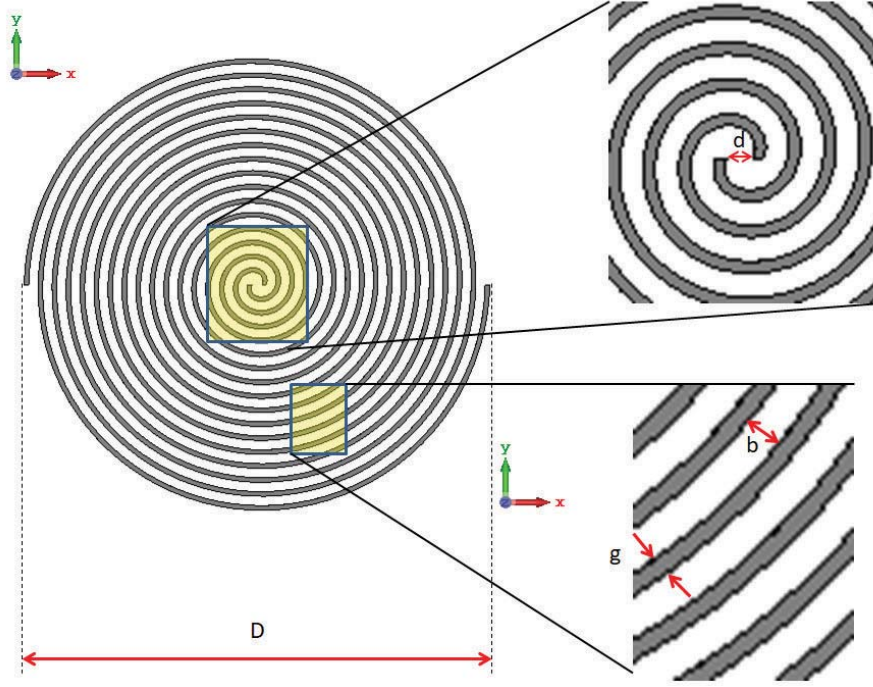
Kol genişliğinin belirlenmesi için (3.1) eşitliği ile antenin kolunun dış sınırı çizilirken (3.2) eşitliği ile de iç sınırı çizilmektedir. Bu eğrinin çiziminde kullanılan δ değişkeni aslında (3.1) eşitliği ile çizilen eğrinin phi açisal dönüş yönünün aksi yönde bir kopyasını oluşturmaktadır. δ açısının değerinin büyümesi ve küçülmesi sırasıyla hat genişliğinin büyümesi ve küçülmesi anlamına gelmektedir.

$$r = r_0 + a(\emptyset - \delta) \quad (3.2)$$

(3.1) ve (3.2) formülleriyle oluşturulan anten kolu, bulunduğu düzlemde 180° döndürülerek kopyalanır ve ikinci kol oluşturulmuş olur.

3.1.1.1 Anten Kollarının Anten Performansına Etki Eden Boyutsal Parametreleri ve Sonuçları

Anten kollarının çizimi sonrasında öncelikli olarak altında devre kartı bulunmayan anten modeli için kolların genişliği, kollar arası mesafe, besleme noktasındaki minimum yarıçap, antenin dış çapı ve besleme noktasının eniyilenmesi gibi değişkenlerin antenin hem empedans uyumluluğuna hem de ışına örüntüsü performansına olan etkisi incelenmiştir (Şekil 3.2). Bu aşamada gerçekleştirilen tüm benzetim çalışmaları CST Microwave Studio uygulamasında gerçekleştirilmiştir.



Şekil 3.2 Spiral anten kollarının performansını etkileyen değişkenleri

“D”, antenin dış çapını, “d”, besleme noktasındaki antenin iç çapını, “b”, ardışıl iki anten kolu arasındaki mesafeyi, “g” de anten kolunun genişliğini ifade etmektedir.

Yön kestirim uygulamalarında özellikle interferometrik uygulamalarda teorik olarak antenlerin faz merkezleri arasında sağlanması gereken mesafeler, antenlerin gerçek boyutlarına göre küçük kalmaktadır. Buna göre anten elemanının olabildiğince küçük yapılması gerekmektedir. Bunun yanı sıra daha önce bahsedilmiş olan mod ışınma çap halkaları da düşünüldüğünde mod-3 ve üstü tekil modlardaki bölgelerin antenin fiziksel sınırlarının dışında bırakılması gerekmektedir. Bu şartlar altında antenin fiziksel dış sınırını belirleyecek olan alt frekans sınırına göre mod-1 çap halkası belirlenmelidir. Belirlenen bu değer ile antenin bu frekanstaki performansları değerlendirilerek bir miktar tolerans payı ile anten kollarının çapı seçilmelidir.

Tezimizdeki çalışma frekansı alt sınırimız 2GHz dir. Bu frekansın dalga boyu 150mm dir. Mod-1 çap halkasının çevresi ilgili frekansın dalga boyuna eşit olmalıdır. Bu durumda (3.3) eşitliği ile 2GHz mod-1 çapı 47.74 mm olarak elde edilir.

$$\pi \cdot D = \lambda_{2GHz} \quad (3.3)$$

Başlangıç değeri olarak 50 mm alınmıştır. Diğer parametrelerin incelemesinde antenin dış çapı bu değerinde sabit tutulmuştur.

- **Anten Empedansına Etkileri**

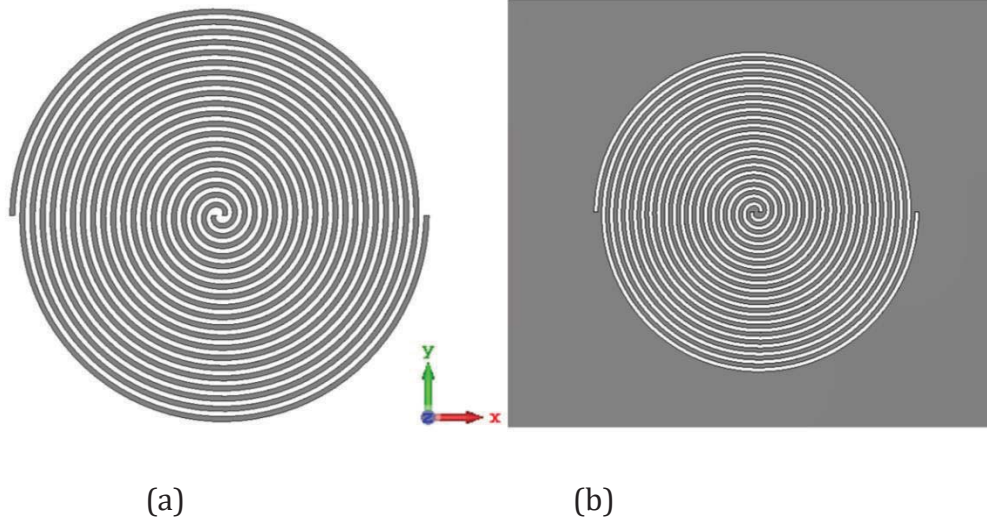
Antenin performans parametrelerinde ilk önceliğimiz empedans uyumluluğuna verilmiştir. Arşimet spiral anteni genel görünümü Şekil 3.2 de gösterilmektedir. Bu anten yapısında “b” ve “g” ölçülerinin birbirine eşit olduğu durum, kendi kendini tamamlayan (*self-complementary*) olarak tanımlanmaktadır. Kendi kendini tamamlayan antenler için teorik empedans hesaplaması Babinet Prensibinin Booker tarafından gerçekleştirilen genişletilmiş hali [27] ile gerçekleştirilebilmektedir. Buna göre antenin kollarını oluşturan metal bölümlerin arasında kalan boşlukların bu kollar ile bire bir aynı ölçülerde ve antenin kollarının kendini tekrar ettiği açısız periyodunun yarısı kadar döndürülmesi durumunda bu boşluğun ölçüleriyle örtüşmelerinde geçerli olmaktadır. Bu şartın sağlandığı antenler için empedans hesaplaması (3.4) eşitliği ile gerçekleştirilmektedir. Z_b , antenin kollarının sonsuz büyüklükte ve sonsuz incelikte mükemmel iletken bir plakadan çıkartılması durumunda spiral şeklinde bir boşluktan oluşan antenin empedansını, Z_m , spiral antenin kendi empedansını ifade etmektedir. η ise bu iki antenin içinde bulunduğu ortamdaki düzlem dalga empedansını ifade etmektedir. Hava ortamı için $\eta = 120\pi$ ohm dur. Kendini tamamlayan yapı Şekil 3.3 de gösterilmektedir.

$$Z_b \cdot Z_m = \left(\frac{\eta}{2}\right)^2 \quad (3.4)$$

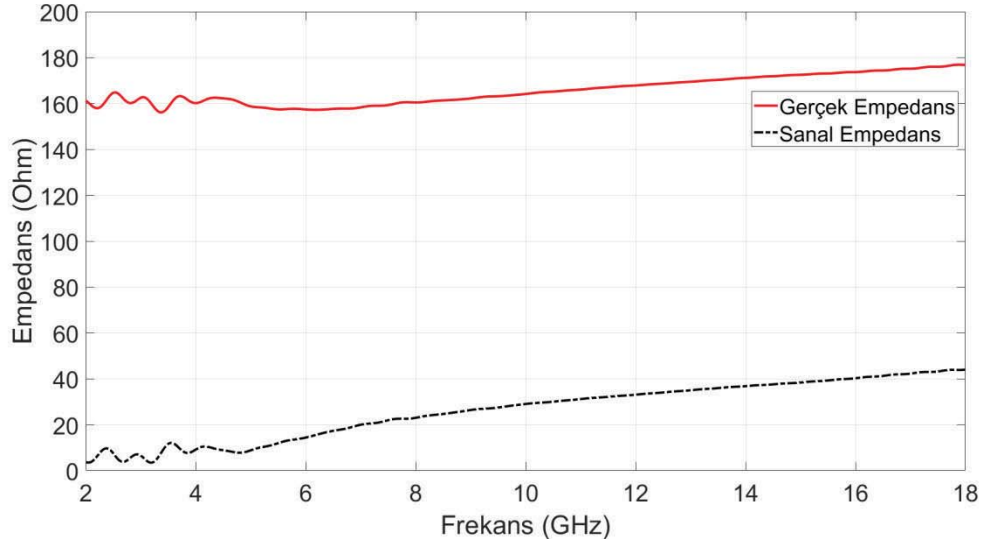
Kendini tamamlayan yapılar için $Z_b = Z_m = 188.5$ ohm dur.

Gerçekte bu empedans değeri tam olarak yakalanamamaktadır. Bunun nedeni, hesaplamaların ideal şartlarının gerçek hayatta karşılanamamasıdır. Bu ideal şartlar, plakanın sonsuz uzunlukta olması, besleme noktasının sonsuz küçük olması ve plakanın et kalınlığının sonsuz ince olmasıdır. Şekil 3.3 (a) da görülen kendini tamamlayan spiral anten modelinin benzetimi gerçekleştirilmiştir. Elde edilen anten empedansı grafiği Şekil 3.4’de gösterilmektedir. Görüldüğü gibi antenin

empedansının gerçek kısmı 160- 180 ohm civarındadır. Sanal kısmı ise 0 - 40 ohm değerleri arasındadır.



Şekil 3.3 (a) Metal anten kolları, (b) Anten kollarının çıkartıldığı metal plaka



Şekil 3.4 Kendini tamamlayan spiral anten empedansı (gerçek ve sanal)

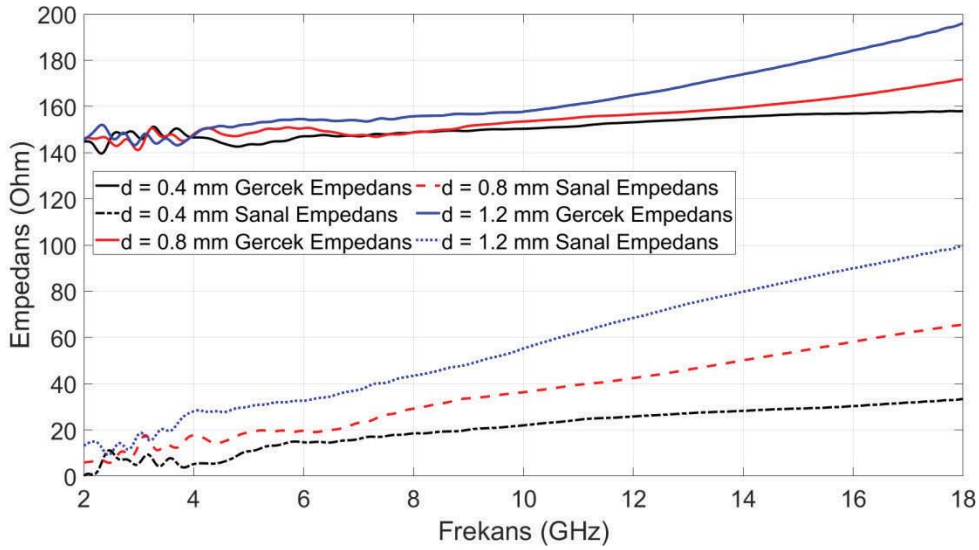
Yukarıda bahsedilen anten performansını etkileyen mekanik parametrelerinin anten empedansına olan etkileri incelenmiştir. Bu etkinin gözlemlenebilmesi amacıyla başlangıç değerlerinin altında ve üstünde değerler seçilerek analizler gerçekleştirilmiş ve sonuçları karşılaştırılmıştır.

◇ Besleme Noktasında Anten Kolları Arasındaki Mesafe “d” İncelemesi

Şekil 3.2 de verilen spiral anten değişkenlerinden ilk olarak anten kollarının besleme noktasındaki birbirine olan mesafelerinin “d” etkisi incelenmiştir. Bunun için başlangıç değeri olarak 0.8mm alınmıştır. Buna göre küçük değer olarak 0.6 mm, yüksek değer olarak da 1.2 mm analiz edilmiştir. Gerçekleştirilen benzetimler sonucunda elde edilen gerçek ve sanal empedans değerleri Şekil 3.5 de gösterilmektedir. Bu incelemede “b = 0.5 mm”, “g = 0.5 mm” dir.

Şekil 3.5 deki sonuçları değerlendirdiğimizde “d” mesafesinin büyütülmesi empedansın gerçek kısmının yüksek frekanslarda artmasına neden olmaktadır. Benzer şekilde empedansının sanal kısmında da benzer bir etkiye sahiptir. Besleme noktası üst frekans sınırını belirleyen bir bölge olduğu için etkinin ağırlıklı olarak yüksek frekanslarda olması beklenen bir durumdur.

“ d = 0.4, 0.8, 1.2 mm ” , “b = 0.5 mm” , “g = 0.5 mm”



Şekil 3.5 Besleme noktasında kollar arası mesafenin anten empedansına etkisine dair benzetim sonuçları

Genel olarak bilindiği gibi empedansın sanal kısmının azaltılması tamamıyla rezistif bir empedansa sahip olduğu kabul edilen besleme devresi çıkışı ile uyum açısından hedeflenmektedir. Gerçek kısmı için ise besleme devresinin çıkış empedansının çalışma frekans bandı boyunca değerini koruduğu kabulü ile düşünüldüğünde bant boyunca mümkün olduğunca istikrarlı olması istenmektedir.

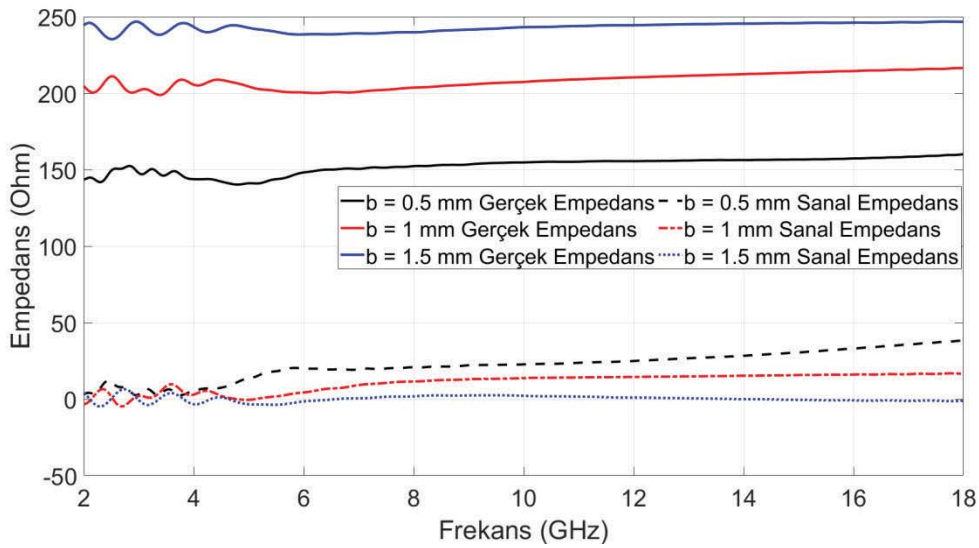
Bu bilgiler ışığında “d” parametresi ile ilgili benzetim sonuçları değerlendirildiğinde parametrenin düşük değerlerinin yukarıda bahsedilen hedefler için uygun olduğu görülmektedir.

◇ Anten Kolları Arasındaki Boşluk “b” İncelemesi

Antenlerin kolları arasındaki mesafenin artırılması, daha önce bahsetmiş olduğumuz anten dış çapının 50mm olarak sabit tutulması şartı altında değerlendirildiğinde bu boşluğun büyük değerlerinde anten kollarının tur sayısı azalacak, düşük değerlerinde ise artacaktır.

Gerçekleştirilen analizlerde “b” parametresinin 0.5, 1 ve 1.5 mm olduğu durumlar için analizler gerçekleştirilmiştir. Bu analizlerde “d = 0.5 mm”, “g = 0.5 mm” olarak alınmıştır.

“ b = 0.5, 1, 1.5 mm ” , “d = 0.5 mm” , “g = 0.5 mm”



Şekil 3.6 Anten kolları arasındaki boşluğun anten empedansına etkisine dair benzetim sonuçları

Şekil 3.6’da görülen sonuçları değerlendirdiğimizde “b” parametresinin anten empedansı üzerinde önemli bir etkisinin olduğu görülmektedir. “b” parametresinin artan değerlerinde anten empedansının da arttığı ve bunun frekans bandının tamamında eşit mertebelerde bir artışa neden olduğu görülmektedir. Anten empedansının sanal kısmına bakıldığında “b” parametresinin artan değerlerinde

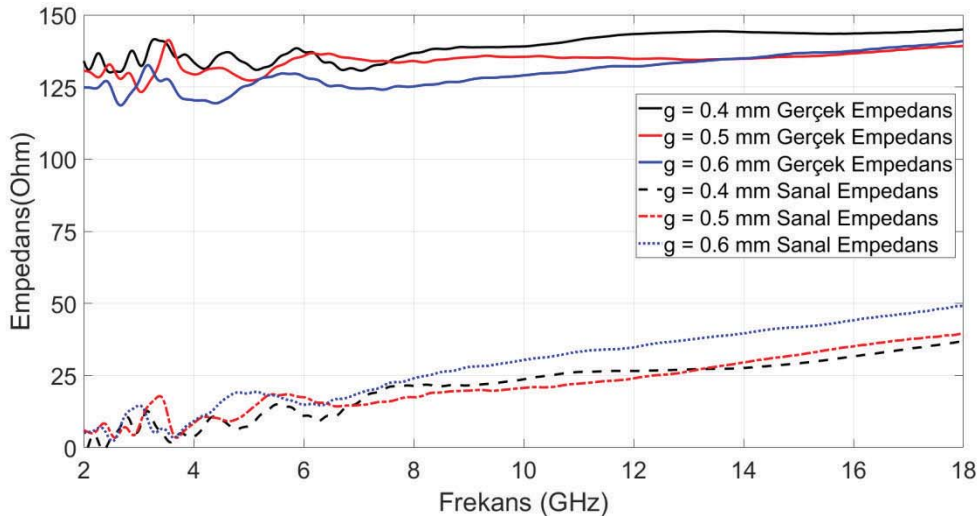
düşük frekanstaki değişimin az olduğu ancak yüksek frekanslarda ise değerlerin sifira yaklaştığı görülmektedir.

Anten empedansının besleme devresi çıkış empedansına uyumlandırılmasında anten empedansının gerçek kısmının değiştirilmesinde kullanılabileceği gibi sanal kısmının sıfırlanmasında da etkin rol alabilecektir.

◇ Anten Kollarının Genişliği “g” İncelemesi

Anten kollarının genişliği antenin taşıyabileceği akım miktarını etkilemektedir. Bu da uygun bir besleme yapısı ile birlikte daha fazla güç taşıyabilmesi anlamına gelmektedir. Anten kolu genişliği parametresi “g” nin 0.4, 0.5 ve 0.6 mm değerleri için benzetimler gerçekleştirilmiştir. Bu analizlerde “b = 0.4 mm” , “d = 0.4 mm” olarak alınmıştır.

“ g = 0.4, 0.5, 0.6 mm ” , “b = 0.4 mm” , “d = 0.4 mm”



Şekil 3.7 Anten kollarının genişliğinin anten empedansına etkisine dair benzetim sonuçları

Şekil 3.7’de görülen sonuçları değerlendirdiğimizde anten empedansının sanal kısmında “g” boyutunun artan değerlerinde özellikle yüksek frekanslarda bir artış gözlenmektedir. Gerçek kısmında ise diğer parametreler kadar etkin olmasa da “g” boyutunun azalan değerlerinde bir miktar artış gözlenmektedir.

◇ **Anten Kollarının Boyutsal Parametrelerinin Anten Empedansına Etkisinin Kısa Değerlendirmesi**

Anten kollarının boyutsal parametre değişimlerinin anten empedansına olan etkisi 3 temel parametre üzerinden yukarıda değerlendirilmiştir. Bu sonuçlar ışığında besleme noktasındaki anten kolları arasındaki mesafenin hem üst frekans sınırı açısından hem de besleme devresi ile uyumu açısından mümkün olduğunca küçük tutulmasının gerekliliği açıkça görülmektedir.

Anten empedansının gerçek kısmının bant boyunca besleme devresi ile uyumlandırılması için değiştirilmesi anten kolları arasındaki mesafe parametresi ile sağlanabilmektedir. Ayrıca anten empedansının sanal kısmının sıfıra yakınsaması için de etkin bir parametre olduğu açık bir şekilde görülmektedir.

Antenin kol genişliği ise diğer parametreler kadar etkili bir değişime neden olmamaktadır.

Her ne kadar antenin empedansının saf rezistif bir değere ulaştırılmasına çalışılsa da antenin WoW ve AR performansı yön kestirim uygulamaları için hayati bir önem taşıdığı için bu boyutsal değişkenlerin bu iki performans parametresine de nasıl etki ettiği incelenmeli ve en uygun parametre grubu seçilmelidir.

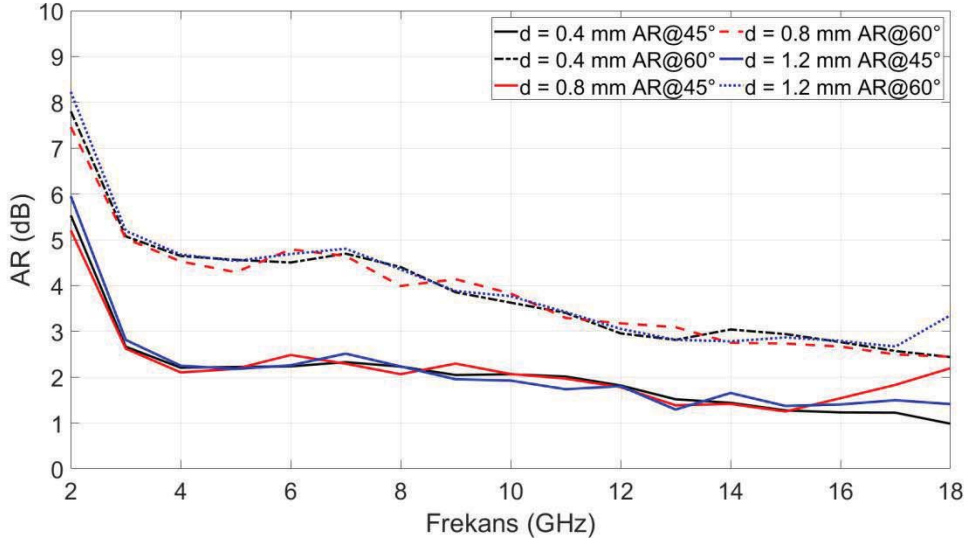
• **Eksenel Oran Parametresine Etkileri**

Eksenel oran parametresine olan etkilerinin incelemesinde tezimizde savunduğumuz noktalardan biri olan antenin bakış doğrultusunun $\theta = 0^\circ$ açısında olduğu bir konumlandırmada, $\theta = 45^\circ$ ve 60° olduğu açılardaki tüm phi açı noktalarında AR performansının iyileştirmesinin gösterilmesi amacıyla belirtilen iki teta açı değeri için tüm phi açı noktalarında görülen maksimum AR değerlerinin frekansa bağlı grafiği sunulmuştur.

◇ **Besleme Noktasında Anten Kolları Arasındaki Mesafe “d” İncelemesi**

Bu ve bundan sonraki incelemelerde boyutsal parametre incelemeleri bir önceki bölümde belirtilen boyutsal parametre grupları ile gerçekleştirilmiştir. Hatırlanması için her bir grafik öncesinde ilgili parametre seti buraya özet olarak taşınmıştır.

“ $d = 0.6, 0.8, 1.2 \text{ mm}$ ” , “ $b = 0.5 \text{ mm}$ ” , “ $g = 0.5 \text{ mm}$ ”



Şekil 3.8 Anten kolları arasındaki mesafenin eksenel oran parametresi etkisine dair benzetim sonuçları

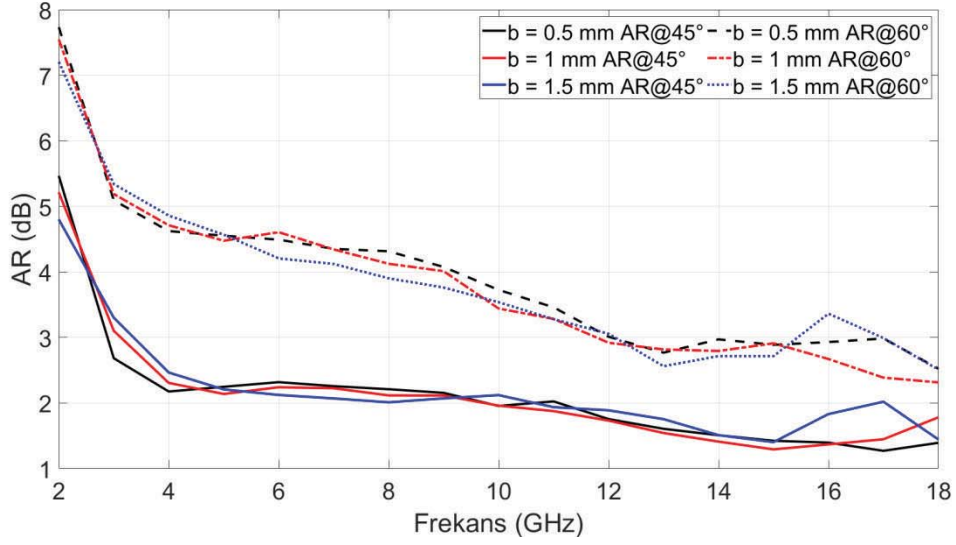
Şekil 3.8’de görülen sonuçlar değerlendirildiğinde “ d ” parametresinin çalışma frekans bandı genelinde önemli bir etkisinin olmadığı görülmektedir. Sadece frekans bandının sonuna doğru “ d ” nin büyüyen değerlerinde eksenel oranın yükseldiği görülmektedir. Bu da anten empedansı incelememizdekine benzer şekilde “ d ” parametresinin küçük değerlerinin faydalı olduğu anlamına gelmektedir.

Eksenel oran değerlerinin bu açılarda yüksek oluşu yanıltıcı olabilir. Antenin geri kalan bileşenleri ile bir araya geldiğinde belirtilen teta açılarında dahi iyileştirmeler mümkün olacaktır.

◇ Anten Kolları Arasındaki Boşluk “ b ” İncelemesi

Anten kollarının arasındaki mesafe incelemesinde aşağıdaki parametre seti kullanılmıştır. Elde edilen sonuçlar Şekil 3.9’da gösterilmektedir.

“ $b = 0.5, 1, 1.5 \text{ mm}$ ” , “ $d = 0.5 \text{ mm}$ ” , “ $g = 0.5 \text{ mm}$ ”



Şekil 3.9 Anten kolları arasındaki boşluğun aksel oran parametresi etkisine dair benzetim sonuçları

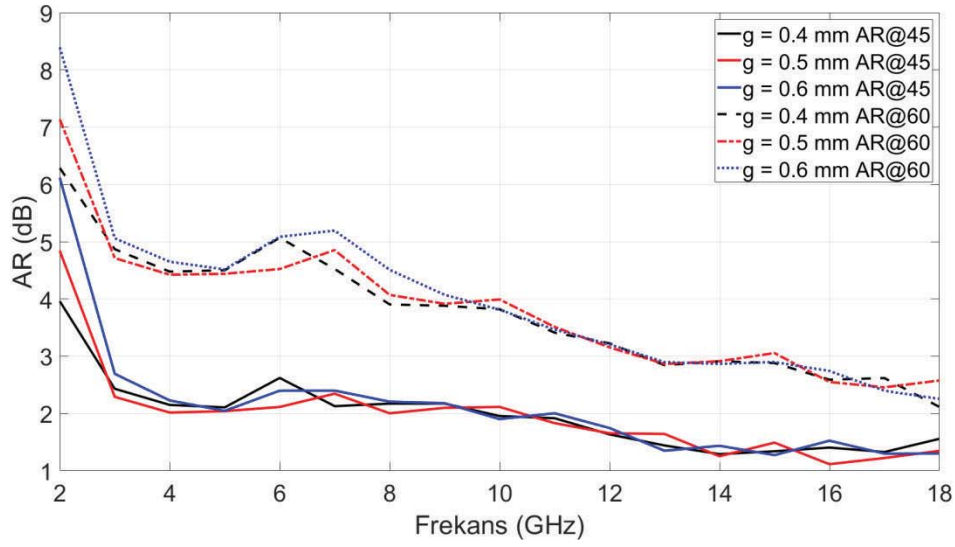
Mesafenin artışı özellikle 15 GHz ve üzeri frekanslarda aksel oranında az da olsa bir artışa neden olmaktadır.

◇ Anten Kolunun Genişliği “g” İncelemesi

Anten kollarının genişliğinin empedans incelemesindeki aynı değer seti ve diğer parametre değerleri sabit tutularak çalışılmıştır. Buna göre elde edilen sonuçlar Şekil 3.10 da gösterilmektedir.

Şekil 3.10’da görüldüğü gibi anten kollarının genişliğinde gerçekleştirilen değişim aksel oranı sonuçları üzerinde alt frekans sınırı haricinde önemli bir değişime neden olmamaktadır. Alt frekans sınır değerinde ise kollar arasındaki boşluğun artan değerlerinde aksel oran değerinin arttığı görülmektedir.

“ $g = 0.4, 0.5, 0.6 \text{ mm}$ ” , “ $d = 0.4 \text{ mm}$ ” , “ $b = 0.4 \text{ mm}$ ”



Şekil 3.10 Anten kollarının genişliği eksenel oran parametresi etkisine dair benzetim sonuçları

◇ Anten Kollarının Boyutsal Parametrelerinin Eksenel Oran Parametresine Etkisinin Kısa Değerlendirmesi

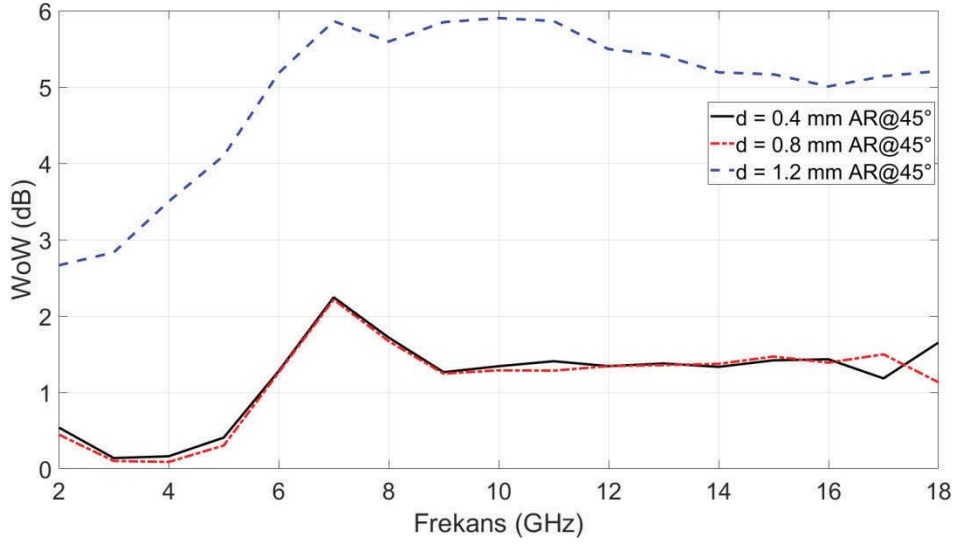
Antenin boyutsal parametrelerinin eksenel oran performansına bandın alt ve üst sınırı dışında önemli bir etkisinin var olmadığı görülmektedir. Bunun yanısıra besleme noktasında kolların birbirine yakınlığı üst frekansta eksenel oranı olumsuz yönde etkilerken, anten kolunun genişliğinin artmasının da alt frekans sınırında eksenel oranın artmasına neden olduğu açıkça görülmektedir. Buna göre besleme noktasında anten kolları arasındaki mesafeyi olabildiğince küçük, anten kol genişliğini de hem empedans yönünden hem de gerçekleştirilmesini zorlaştırmaması için olabildiğince küçük değerlerde tutulmasının daha iyi sonuçlar vereceği yorumu yapılabilir.

• Dalga Üzerinde Salınım Parametresine Etkileri

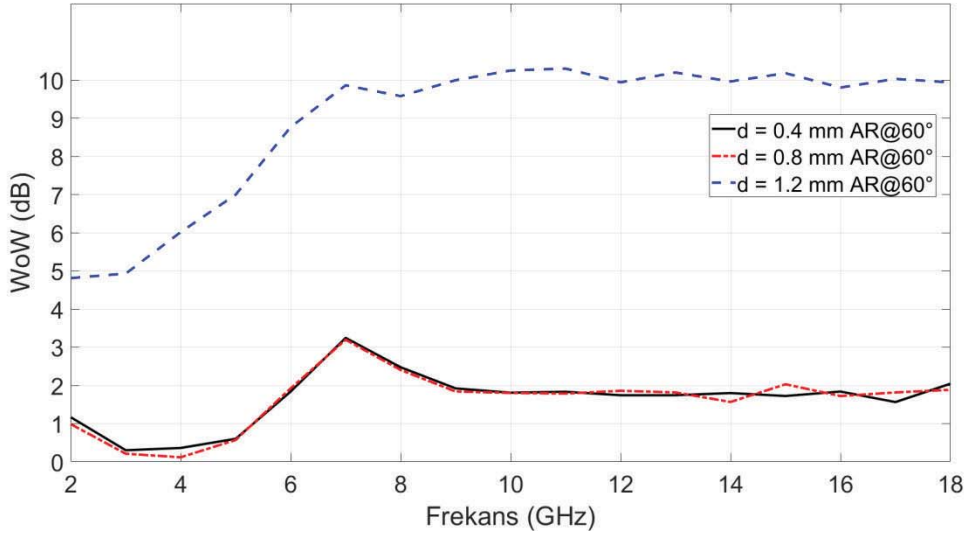
Dalga üzerinde salınım parametresi de yön kestirim uygulamaları için hayati öneme sahiptir. Anten empedansı ve eksenel oran parametrelerine etkilerin incelendiği benzer veri setleri dalga üzerinde salınım performansı açısından da incelenmiştir.

◇ **Besleme Noktasında Anten Kolları Arasındaki Mesafe “d” İncelemesi**

“ d = 0.6, 0.8, 1.2 mm ” , “b = 0.5 mm” , “g = 0.5 mm”



Şekil 3.11 Anten kolları arasındaki mesafenin dalga üzerinde salınım parametresine etkisine dair benzetim sonuçları ($\theta = 45^\circ$)



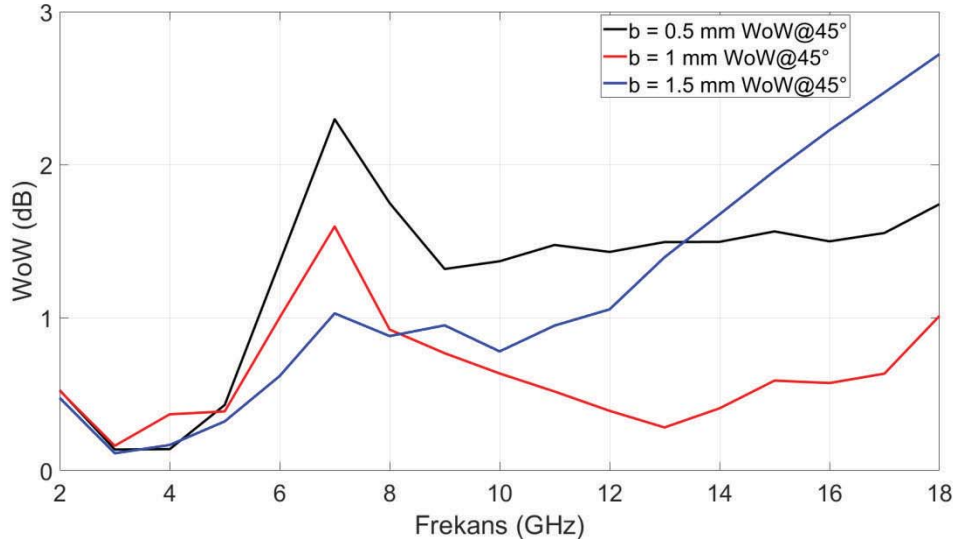
Şekil 3.12 Anten kolları arasındaki mesafenin dalga üzerinde salınım parametresine etkisine dair benzetim sonuçları ($\theta = 60^\circ$)

Şekil 3.11 ve Şekil 3.12 deki sonuçları değerlendirdiğimizde anten kollarının besleme noktasındaki mesafesi arttıkça dalga üzerinde salınım parametresi

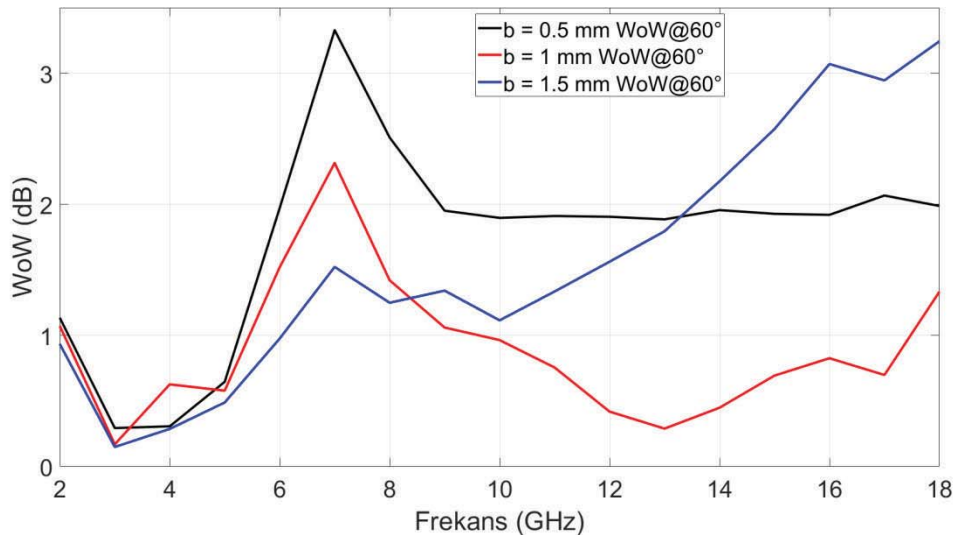
kötüleşmektedir. 0.6 ve 0.8 mm değerleri için sonuçların benzer olması belirli bir mesafenin altındaki değerlerin artık fark yaratmadığını göstermektedir.

◇ **Anten Kolları Arasındaki Boşluk “b” İncelemesi**

“ b = 0.5, 1, 1.5 mm ” , “d = 0.5 mm” , “g = 0.5 mm”



Şekil 3.13 Anten kolları arasındaki boşluk dalga üzerinde salınım parametresine etkisine dair benzetim sonuçları ($\theta = 45^\circ$)



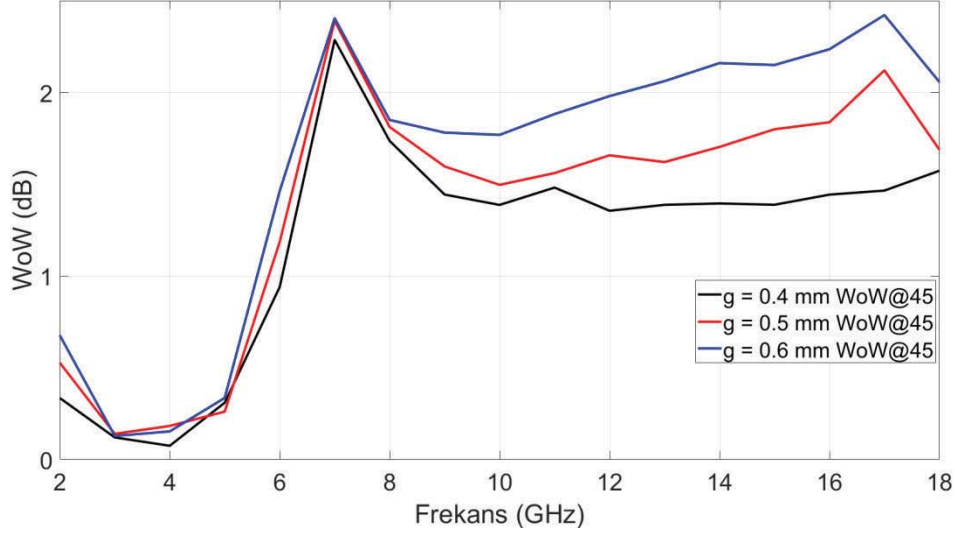
Şekil 3.14 Anten kolları arasındaki boşluk dalga üzerinde salınım parametresine etkisine dair benzetim sonuçları ($\theta = 60^\circ$)

Şekil 3.13 ve Şekil 3.14 deki sonuçları değerlendirdiğimizde “b” parametresinin artan ve azalan değerlerine göre tek yönlü bir olumlu olumsuz değişimden

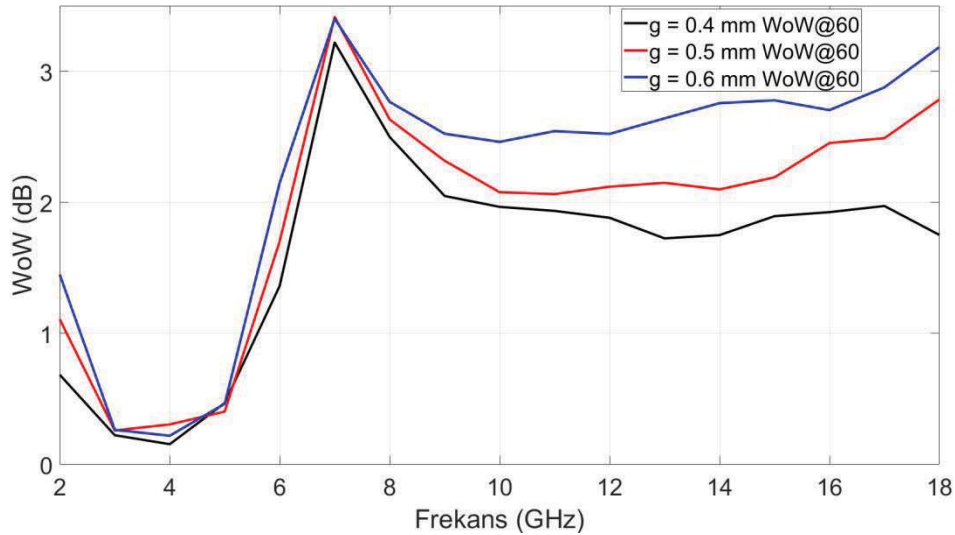
bahsedilmesinin mümkün olmadığı görülmektedir. Boşluk değerinin 1mm olduğu durumun en iyi sonuçları verdiği görülmektedir.

◇ **Anten Kollarının Genişliği “g” İncelemesi**

“g = 0.4, 0.5, 0.6 mm”, “d = 0.4 mm”, “b = 0.4 mm”



Şekil 3.15 Anten kollarının genişliğinin dalga üzerinde salınım parametresine etkisine dair benzetim sonuçları ($\theta = 45^\circ$)



Şekil 3.16 Anten kollarının genişliğinin dalga üzerinde salınım parametresine etkisine dair benzetim sonuçları ($\theta = 45^\circ$)

Şekil 3.15 ve Şekil 3.16 daki sonuçları değerlendirdiğimizde kol genişliğinin artan değerlerinde dalga üzerinde salınım parametresinin değerin arttığı görülmektedir.

◇ **Anten Kollarının Boyutsal Parametrelerinin Dalga Üzerinde Salınım Parametresine Etkisinin Kısa Değerlendirmesi**

Elde edilen sonuçlar değerlendirildiğinde anten kollarının arasındaki mesafenin besleme noktasında mümkün olduğunca küçük tutulmasının gerekliliği açık bir şekilde görülmektedir. Anten kolları arasındaki boşluk değeri için bu şekilde bir yorumda bulunulamamaktadır. Çünkü benzetimi gerçekleştirilen değerlerin en küçük ve en büyüğünde sonuçlar kötüleşirken orta değerlerde daha başarılı sonuçlar alınmaktadır. Bu da bu parametre için detaylı bir eniyileme çalışmasının yapılması gerektiği anlaşılmaktadır.

Anten kolunun genişliği için ise yükselen değerlerinde özellikle yüksek frekanslarda dalga üzerinde salınım performansında kötüleşme görülmektedir. Ancak bu durumu tamamen anten kol genişliği ile bağdaştıramayabiliriz. Çünkü anten kolunun genişlemesi besleme noktasında mesafeden uzaklaştıkça besleme noktasına yakın bölgelerde bir geçiş bölgesi oluşacağından bu durumun etkisi söz konusu olabilir.

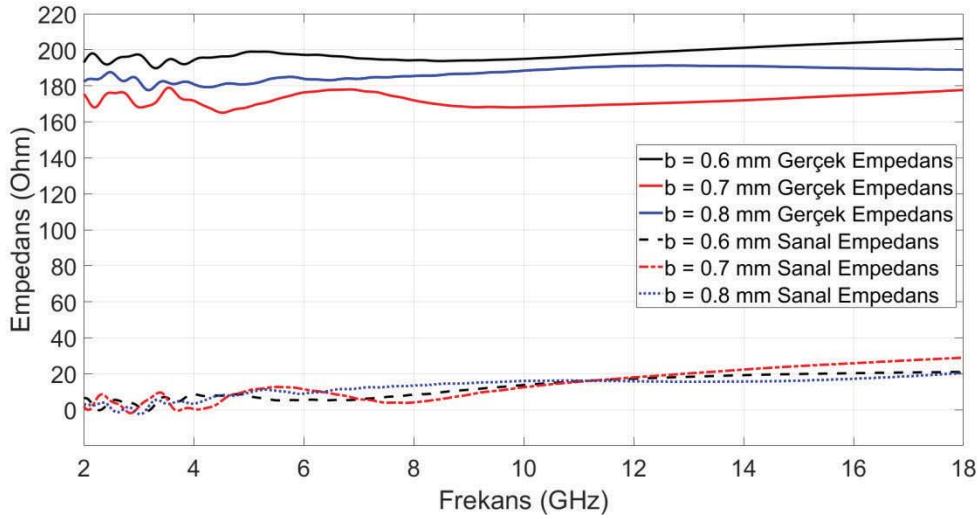
◇ **Anten Kollarının İdeal Parametre Set Değerlerinin Tespiti**

Anten kolu boyutsal parametrelerinin, anten empedansı, aksenal oranı ve dalga üzerinde salınım performansına olan etkileri değerlendirildiğinde anten kollarının besleme noktasındaki mesafesinin mümkün olduğunca küçük tutulmasının gerekliliği görülmektedir. Kolların genişliği çok önemli bir etkiye sahip olmasa da küçük değerlerin daha istikrarlı bir anten performansı sağladığı görülmektedir. Kollar arasındaki boşluğun tüm performans parametreleri üzerindeki en etkili değişken olduğu net bir şekilde görülmektedir. Bu nedenle havada duran anten kollarının tasarım bölümünü tamamlamak üzere “ $d = 0.4 \text{ mm}$ ” ve “ $g = 0.4 \text{ mm}$ ” değerlerini ilk etapta sabit tutarak “ b ” parametresi üzerinde oynayarak anten empedansının gerçek kısmının 188 ohm olduğu ve sanal kısmının sıfıra yakınsadığı bir durum için aksenal oran ve dalga üzerinde salınım performansı gözlemlenmiş

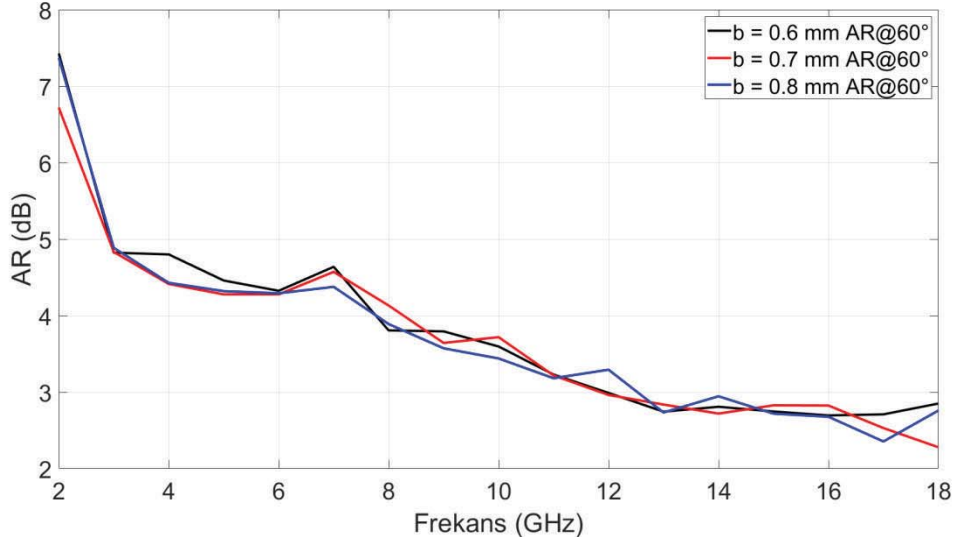
ve belirlenen “b” parametresi çevresinde gezinerek eksenel oran ve dalga üzerinde salınım performansının eniyilemesine çalışılmıştır.

Antenler arası boşluk parameteresinin üç değeri (0.6mm, 0.7 mm, 0.8 mm) için ardışıl benzetimler gerçekleştirilmiştir. Elde edilen anten empedans değerleri Şekil 3.17’de gösterilmektedir. Anten kolları arasındaki boşluğun 0.7 mm olduğu durum için elde edilen değerlere bakıldığında anten empedansının gerçek kısmı 188 Ω civarındadır. Sanal kısmı ise 0 ile +20 arasında değişmektedir.

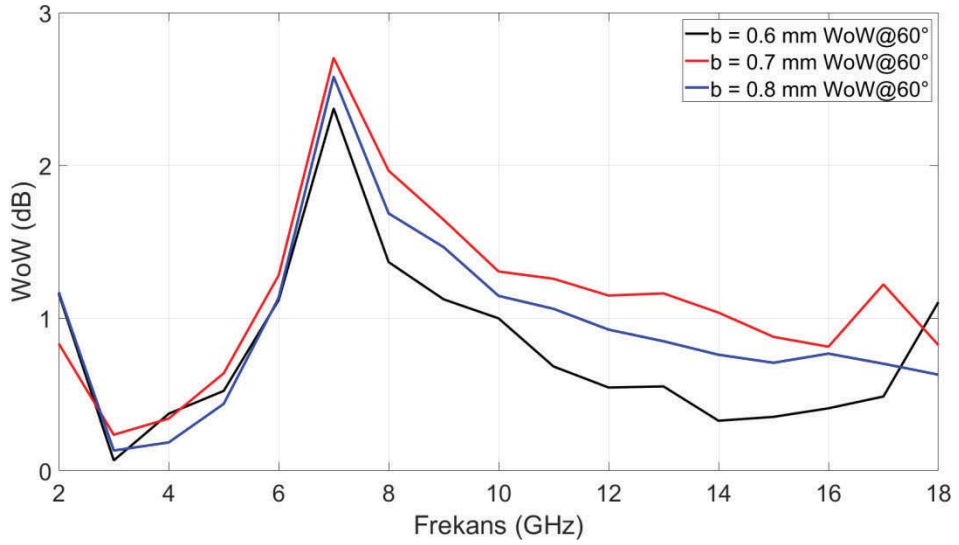
Belirtilen üç değer için yapılan benzetimlerin eksenel oran ve dalga üzerinde salınım sonuçları sırasıyla Şekil 3.18 ve Şekil 3.19’da gösterilmektedir.



Şekil 3.17 (b = 0.6, 0.7, 0.8 mm) Anten kolları arasındaki boşluğu taranarak gerçek empedansın 188 ohm olduğu “b” parametresinin tespit çalışması sonuçları



Şekil 3.18 ($b = 0.6, 0.7, 0.8$ mm) Durumları için eksenel oran performansı gösterimi

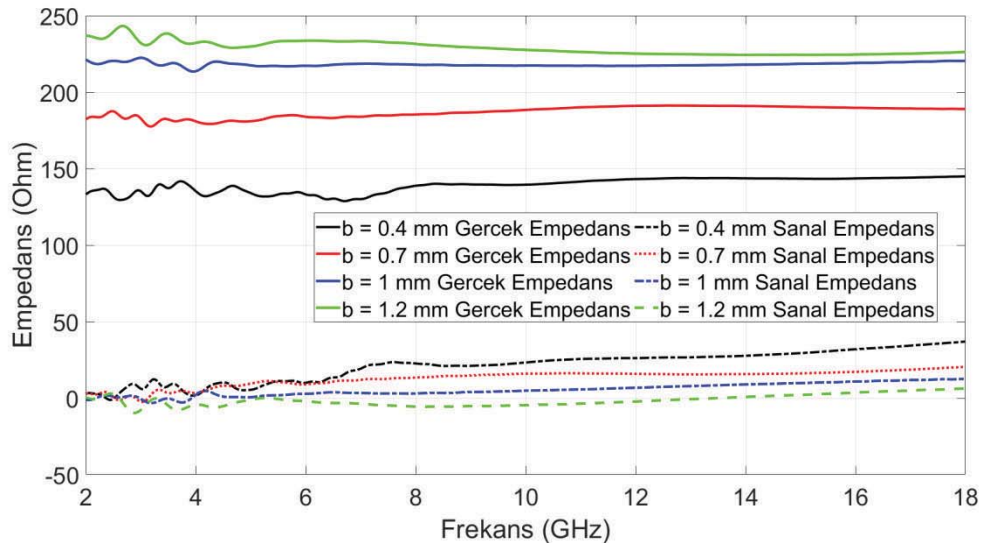


Şekil 3.19 ($b = 0.6, 0.7, 0.8$ mm) Durumları için dalga üzerinde salınım performansı gösterimi

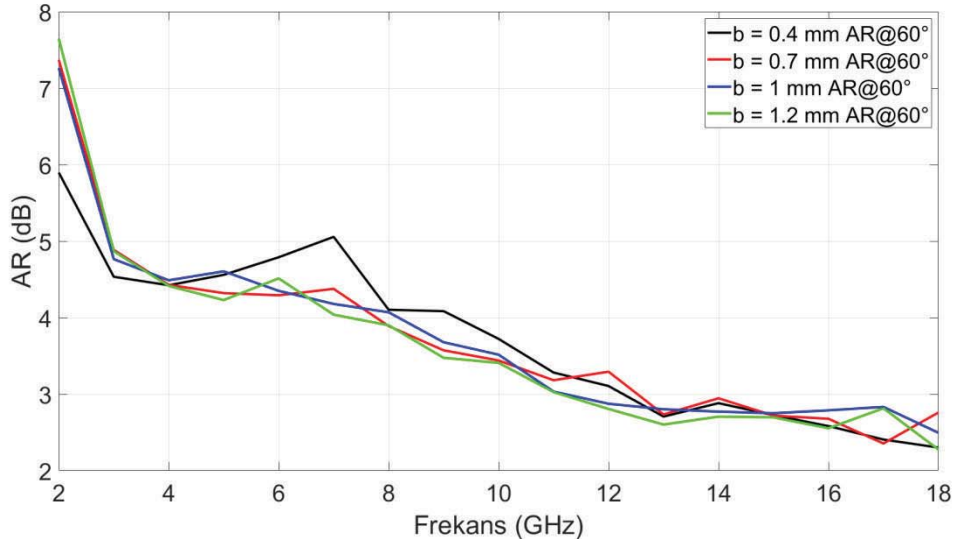
Şekil 3.18'e bakıldığında eksenel oran performansında önemli bir değişim görülmemektedir. Ancak Şekil 3.19 da görülen eksenel oran performansına bakıldığında " $b = 0.8$ mm" olduğu durumda bant genelinde daha iyi olduğu görülmektedir. Ancak Şekil 3.17 den bilindiği gibi " $b = 0.8$ mm" durumunda antenin gerçek

empedansı 195 ohm mertebelerine çıkmıştır. Bu da empedans uyumsuzluğunu artırmaktadır. Bu durumda empedans uyumsuzluğundan kaynaklanan kazançtaki düşüş ile dalga üzerinde salınım performansı arasında ideal olan nokta tespit edilmeye çalışılacaktır.

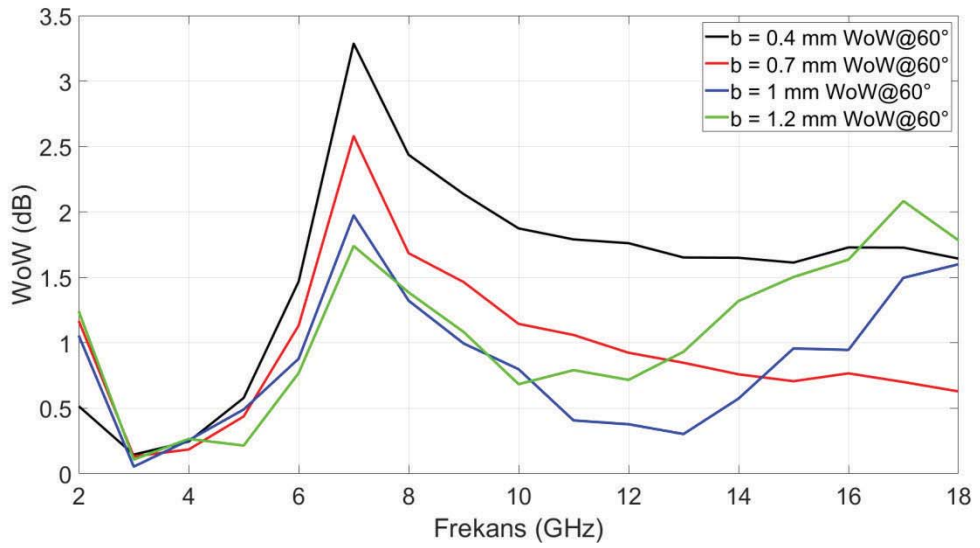
“b” parametresi için daha sık aralıklı bir değer değişimi için yapılan benzetimler sonucunda anten empedansı, aksenal oran, dalga üzerinde salınım performansı ve anten kazancı arasında karşılaştırmalar yapılarak nihai anten kolu boyutsal parametreleri belirlenmiştir. “b” parametresinin 0.4 mm, 0.7 mm, 1 mm ve 1.2 mm değerleri için benzetimler gerçekleştirilmiştir. Anten empedansı, aksenal oran, dalga üzerinde salınım performansı ve anten kazancı sırasıyla Şekil 3.20 – 3.23’de gösterilmektedir.



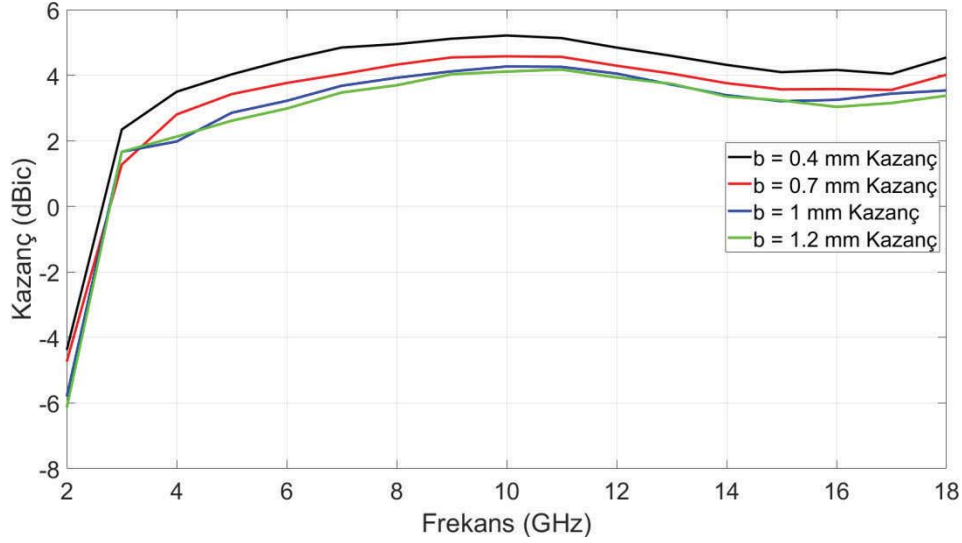
Şekil 3.20 (b = 0.4, 0.7, 1 ve 1.2 mm) Değerleri için anten empedansı sonuçları



Şekil 3.21 ($b = 0.4, 0.7, 1$ ve 1.2 mm) Değerleri için aksel oran sonuçları



Şekil 3.22 ($b = 0.4, 0.7, 1$ ve 1.2 mm) Değerleri için wow sonuçları



Şekil 3.23 ($b = 0.4, 0.7, 1$ ve 1.2 mm) Değerleri için anten kazancı sonuçları

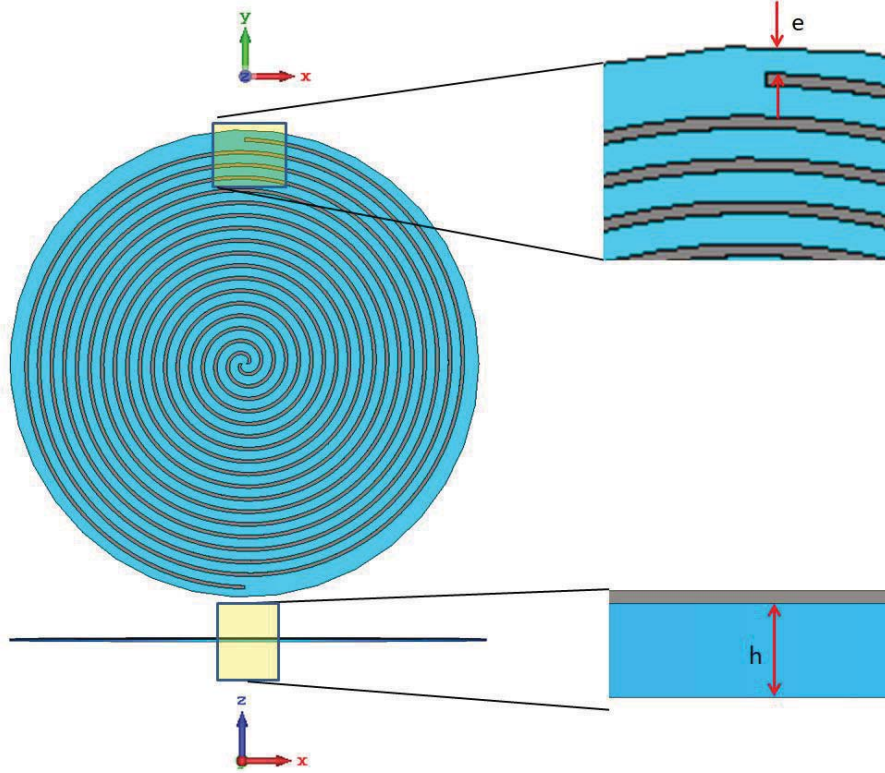
Şekil 3.20 deki sonuçlar incelendiğinde anten empedansı açısından 188 ohm empedans değerine en yakın sonuç " $b = 0.7$ mm" değeri için elde edilmiştir. Şekil 3.21'de verilen aksel oran sonuçlarında önemli bir ayrım görülmemektedir. Dalga üzerinde salınım sonuçlarının karşılaştırıldığı Şekil 3.22 incelendiğinde bant genelinde en iyi sonucun " $b = 1$ mm" durumunda elde edildiği açık bir şekilde görülmektedir. Ancak " $b = 1$ mm" durumunda anten empedansı 220 ohm mertebelerine çıkmaktadır. Bu durumda temel hedefimiz aksel oranı ve dalga üzerinde salınım performansının iyileştirilmesi olduğundan dolayı " $b = 1$ mm" durumundaki empedans artışının anten kazancındaki etkisi de incelenmiştir. Buna göre " $b = 1$ mm" durumu " $b = 0.7$ mm" durumuna göre bant genelinde 0.3dB bir noktada da 0.7dB daha düşük kazanç sağlamaktadır.

Çalışmamızda " $b = 1$ mm" durumunu kabul ederek ilerlemeye karar verilmiştir. Buna göre anten kolları için belirlenen parametreler; " $g = 0.4$ mm", " $b = 1$ mm" ve " $d = 0.4$ mm" dir.

3.1.1.2 Anten Devre Kartının Anten Performansına Etki Eden Parametreleri ve Sonuçları

Anten kartının gerçekleştirilmesi için anten kollarının üzerinde bulunacağı bir devre kartı gerekmektedir. Kullanılacak olan bu devre kartının fiziksel ve elektriksel parametrelerinin değişiminin anten performansına olan etkisi incelenmiştir.

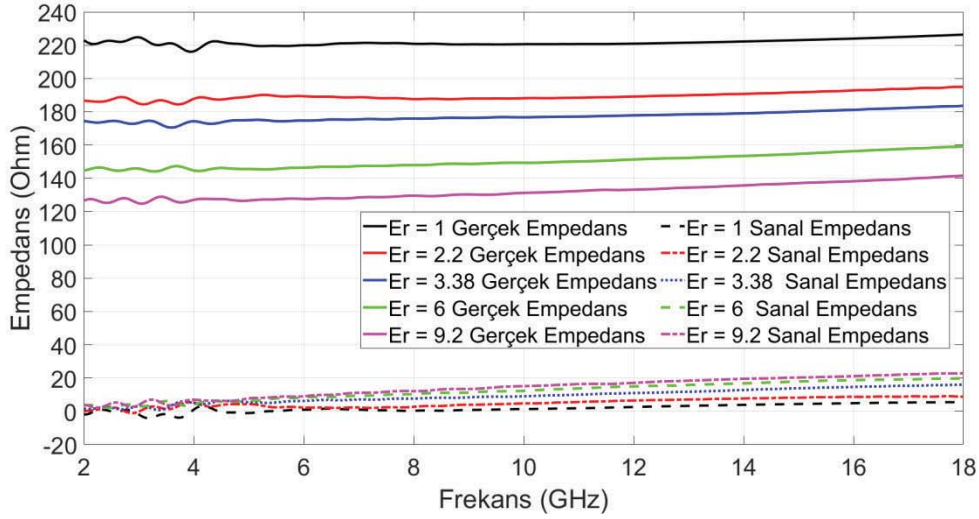
Elektriksel parametre olarak devre kartının dielektrik katsayısı, mekanik parametreleri için de Şekil 3.24’de gösterilen parametrelerin değişimlerinin etkisi incelenmiştir. “e” anten kollarının en geniş çapa ulaştığı noktadan itibaren anten kollarının üzerine açıldığı devre kartının yarıçapının artış miktarını belirtmektedir. “h” ise devre kartının kalınlığını ifade etmektedir.



Şekil 3.24 Anten devre kartı boyutsal parametreleri

- **Anten Empedansına Etkileri**
 - ◇ **Devre Kartının Dielektrik Katsayısının Etkisi**

Devre kartının dielektrik katsayısının değişiminin etkisinin değerlendirmesinde seçilecek değerleri devre kartı üreticilerinin hazır ürünlerine bakılarak belirlenmiştir. Bu konuda Rogers firmasının ürünleri baz alınmıştır. Buna göre seçtiğimiz değerler “ $\epsilon_r = 1, 2.2, 3.38, 6$ ve 9.2 ” dir. Elde edilen benzetim sonuçları Şekil 3.25’de gösterilmektedir.

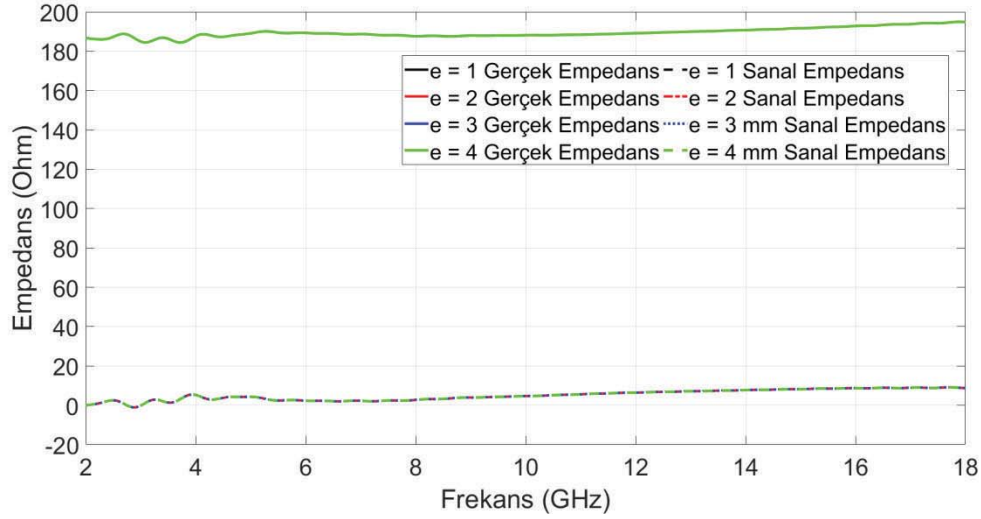


Şekil 3.25 $\epsilon_r = 1, 2, 2, 3, 38, 6$ ve 9.2 Değerleri için anten empedansı sonuçları

ϵ_r nin artan değerlerinde anten empedansının gerçek kısmı bant boyunca neredeyse eşit seviyede kademeli olarak azalmaktadır. Sanal kısmı ise yüksek frekanslarda daha fazla olmak üzere artmaktadır. Bu durumda dielektrik katsayısı en küçük olan devre kartının seçimi uygun görünmektedir. Buna göre $\epsilon_r = 2.2$ değeri ilerleyen analizlerde kullanılmıştır.

◇ Devre Kartının Çap Artım Parametresinin Etkisi

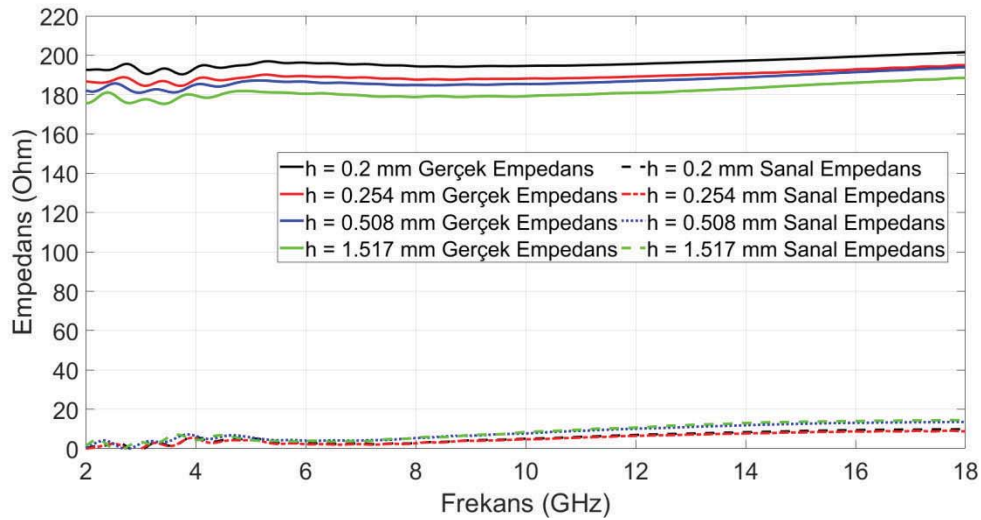
Devre kartının çap artım parametresi olan "e" nin 4 değeri için analizler gerçekleştirilmiştir. Bunlar 1, 2, 3 ve 4 mm dir. Elde edilen sonuçları Şekil 3.26'da gösterilmektedir. Bu sonuçlara göre bu değişkenin sonuçları hiç etkilemediği söylenilebilir. Buna göre bu parametrenin seçiminde anten empedansı açısından serbest olduğumuz söylenebilir.



Şekil 3.26 “e = 1, 2, 3 ve 4 mm” Değerleri için anten empedansı sonuçları

◇ **Devre Kartının Kalınlık Artım Parametresinin Etkisi**

Devre kartının kalınlığında da dielektrik katsayısına benzer şekilde Rogers firmasının üretim yaptığı sabit kalınlık değerleri baz alınmıştır. Buna göre “h” parametresinin 0.2, 0.254, 0.508, 1.517 mm değerlerinde benzetimleri gerçekleştirilmiştir. Elde edilen sonuçlar Şekil 3.27’de gösterilmektedir.



Şekil 3.27 “h = 0.2, 0.254, 0.508 ve 1.517 mm” Değerleri için anten empedansı sonuçları

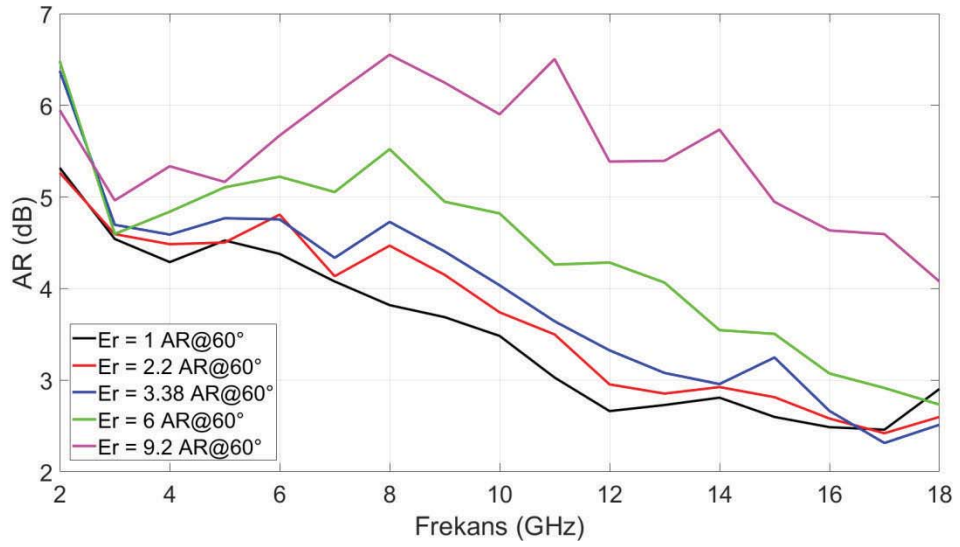
“h” parametresinin artan değerlerinde anten empedansının gerçek kısmı azalmaktadır. Ancak bu değişim dielektrik katsayısındaki kadar dramatik değildir. Benzer şekilde “h” parametresinin artan değerlerinde kayıp tanjant değerinin

artışı da düşük olmaktadır. Buna göre $\epsilon_r = 2.2$ değerine sahip devre kartının en düşük kalınlıklı üretim boyutlarından biri olan 0.254 mm seçilmesi uygun görünmektedir.

- **Eksenel Oran Performansına Etkileri**

- ◇ **Devre Kartının Dielektrik Katsayısının Etkisi**

Anten empedansına olan etkilerin incelenmesinde kullanılan parametre setleri tekrarlanmıştır. Buna göre elde edilen eksenel oran sonuçları Şekil 3.28’de gösterilmektedir.

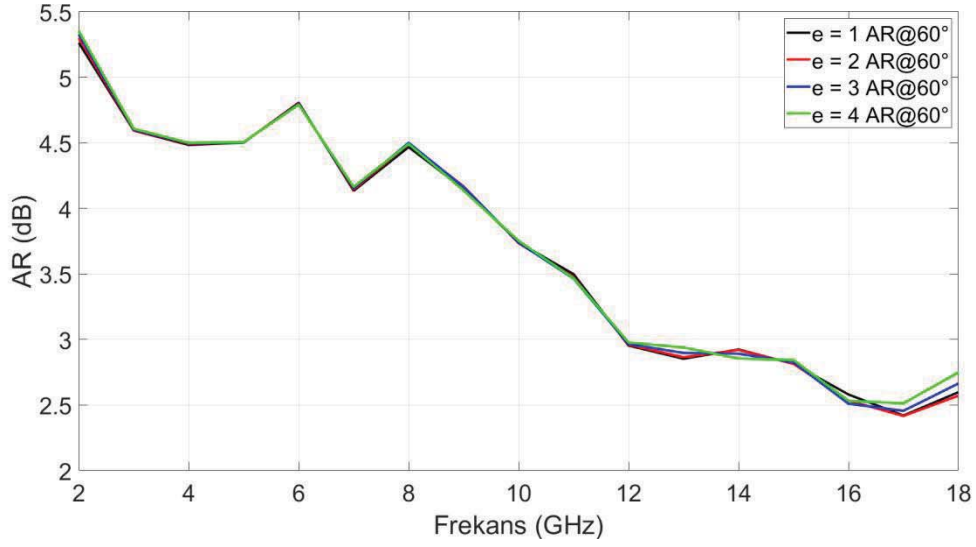


Şekil 3.28 “ $\epsilon_r = 1, 2.2, 3.38, 6$ ve 9.2 ” Değerleri için eksenel oran sonuçları

Sonuçlar değerlendirildiğinde artan dielektrik katsayısı değerlerinde eksenel oran değeri de yükselmektedir. Bu nedenle anten empedansına olan etkisinin analizlerinde yapılan $\epsilon_r = 2.2$ değer seçimi AR performansı için de geçerlidir.

- ◇ **Devre Kartının Çap Artım Parametresinin Etkisi**

Analizler sonucu elde edilen değerler Şekil 3.29 da görülmektedir.

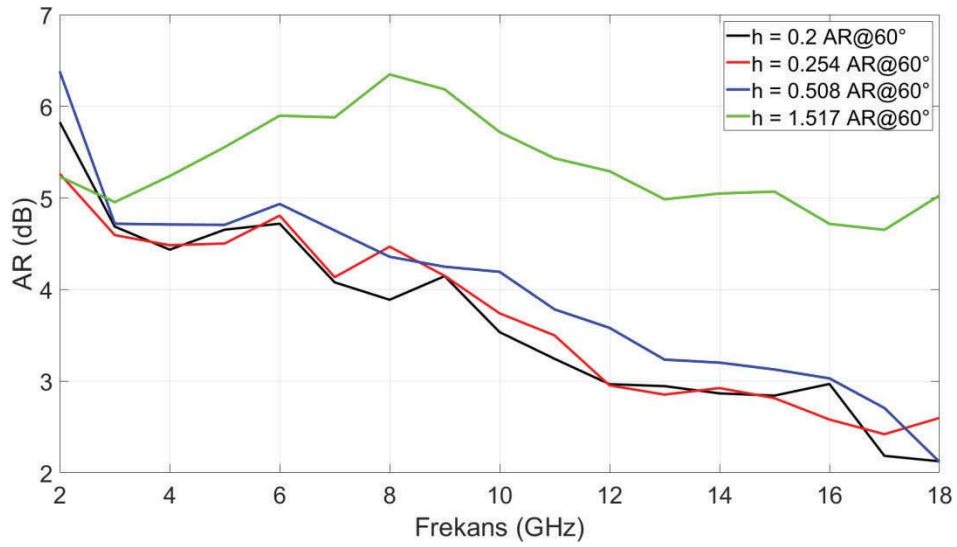


Şekil 3.29 “e = 1, 2, 3 ve 4 mm” Değerleri için eksenel oran sonuçları

Anten empedansına etkileri incelemesine benzer şekilde AR performansı üzerinde de bir etkisi bulunmamaktadır.

◇ **Devre Kartının Kalınlık Artım Parametresinin Etkisi**

Analizler sonucu elde edilen değerler Şekil 3.30’da görülmektedir.

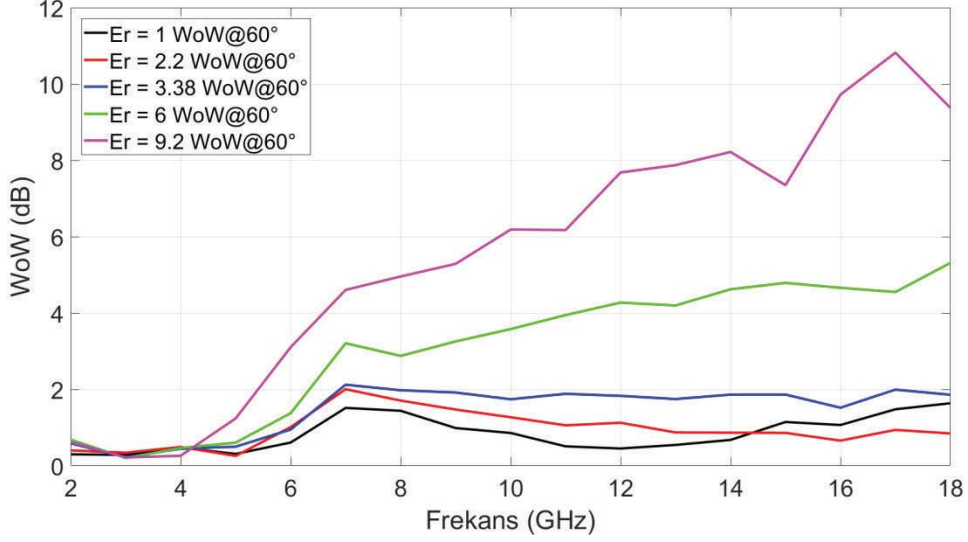


Şekil 3.30 “h = 0.2, 0.254, 0.508 ve 1.517 mm” Değerleri için eksenel oran sonuçları

- **Dalga Üzerinde Salınım Performansına Etkileri**

- ◊ **Devre Kartının Dielektrik Katsayısının Etkisi**

Analizler sonucu elde edilen değerler Şekil 3.31’de görülmektedir.

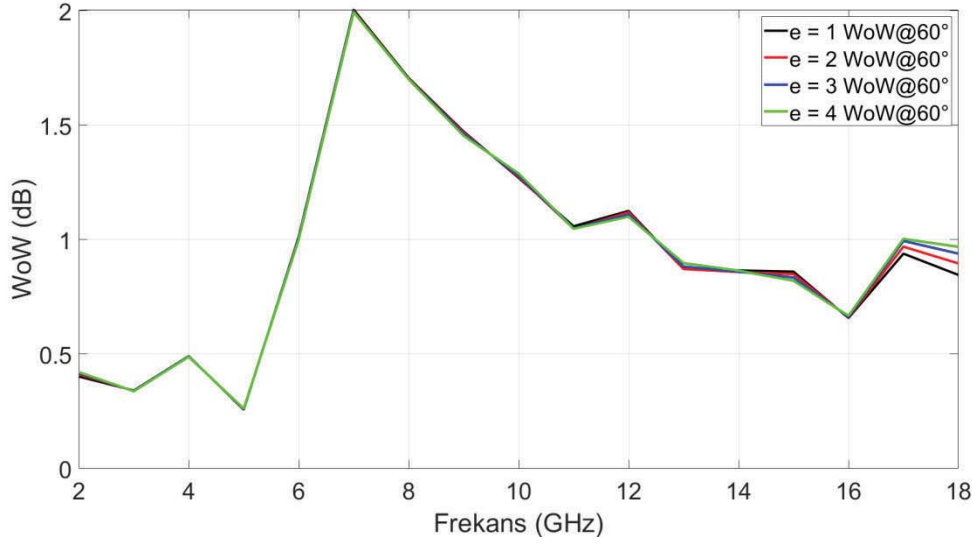


Şekil 3.31 “ $\epsilon_r = 1, 2.2, 3.38, 6$ ve 9.2 ” Değerleri için wow sonuçları

Sonuçlarda görüldüğü gibi artan dielektrik katsayısı değerlerinde dalga üzerinde salınım sonuçları yükselen frekans değerlerine bağlı olarak daha fazla artmaktadır. Bu durumda da $\epsilon_r = 2.2$ değerinin ideal seçim olduğu görülmektedir.

- ◊ **Devre Kartının Çap Artım Parametresinin Etkisi**

Analizler sonucu elde edilen değerler Şekil 3.32’de görülmektedir.

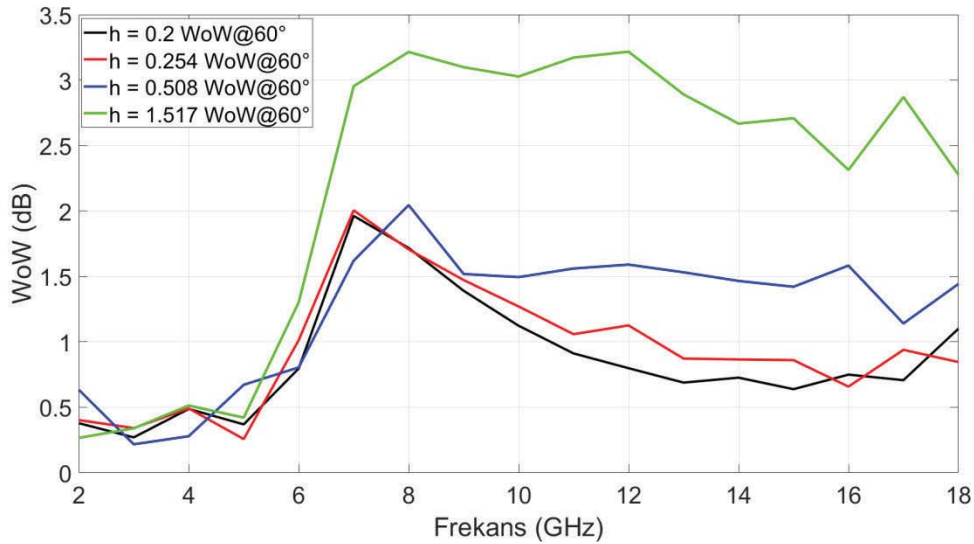


Şekil 3.32 “e = 1, 2, 3 ve 4 mm” Değerleri için dalga üzerinde salınım sonuçları

Anten empedansına etkileri incelemesine benzer şekilde dalga üzerinde salınım performansı üzerinde de bir etkisi bulunmamaktadır.

◇ **Devre Kartının Kalınlık Artım Parametresinin Etkisi**

Analizler sonucu elde edilen değerler Şekil 3.33’da görülmektedir.



Şekil 3.33 “h = 0.2, 0.254, 0.508 ve 1.517 mm” Değerleri için dalga üzerinde salınım sonuçları

Sonuçlarda görüldüğü gibi devre kartının artan kalınlık değerlerinde dalga üzerinde salınım sonucu da yükselmektedir. Bu da anten empedansı için yapılan

incelemeye benzer şekilde “ $h = 0.254\text{mm}$ ” kalınlık değeri seçiminin uygunluğunu bir kez daha göstermiştir.

◇ **Anten Devre Kartının İdeal Parametre Set Değerlerinin Tespiti**

Anten devre kartının elektriksel ve boyutsal parametrelerinin antenin empedansına, aksenel oranına ve dalga üzerinde salınım performansına olan etkileri detaylı şekilde incelenmiştir. Elde edilen sonuçları değerlendirerek nihai olarak bir parametre setine karar verecek olursak dielektrik katsayısının ve dielektrik kartın kalınlığının mümkün olan en düşük seviyede tutulmasının uygun olduğu görülmektedir. Devre kartının çapının artırılma miktarının ise anten performansına etki etmediği görülmektedir. Ancak tasarımın ilerleyen safhalarında etkili olduğu bir durum söz konusu olabileceğinden bu aşamada 1mm olarak alınmasının uygun olacağı kararlaştırılmıştır. Buna göre devre kartına dair belirlenen para metre seti aşağıdaki gibidir.

“ $\epsilon_r = 2.2$ ”, “ $e = 1\text{ mm}$ ” ve “ $h = 0.254\text{ mm}$ ” değerleri seçilmiştir.

3.1.2 Soğurucu Malzeme Yüklü Metal Kavite

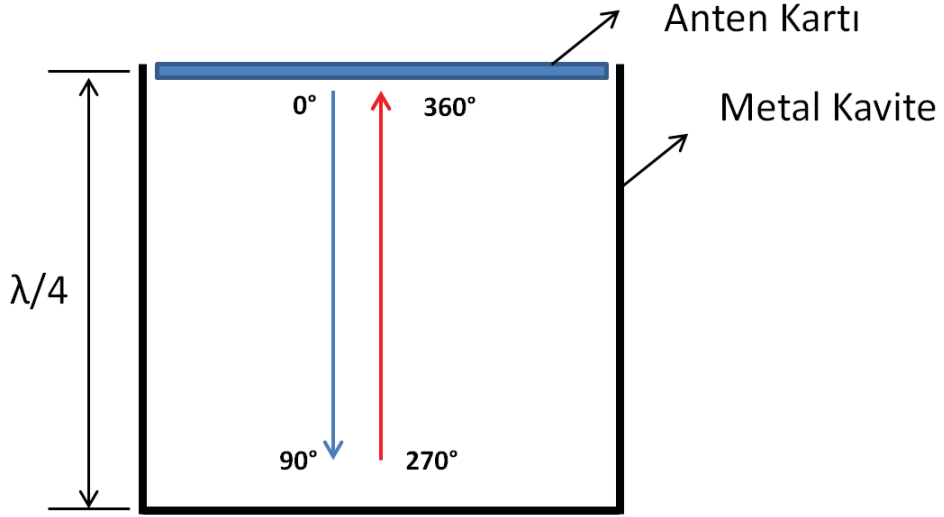
Tekil olarak uygun besleme koşullarında uyartılan bir spiral anten, anten düzlemine dik doğrultuda iki yönde de benzer ışına örüntüsüne sahiptir. Ancak bazı özel uygulamalar dışında spiral antenlerin tek yönlü ışına örüntüsüne sahip olması istenir. Spiral antenler frekanstan bağımsız anten tipine sahip olmalarından dolayı genellikle çok geniş bantlı uygulamaları bulunmaktadır. Bu durumda tek yönlü bir ışına örüntüsü elde edilebilmesi için antenin istenmeyen yöndeki ışına örüntüsünün bastırılması gerekmektedir. Bu amaçla antenin ışınmasının istenmediği yönüne metal bir kavite konulmaktadır. Ancak tek başına metal kavite konulması durumunda kavitenin tabanından yansıyor dönecek olan sinyaller antenin istenen yöndeki performansını da değiştirecektir. Antenin tüm çalışma frekans bandında bu etkiyi en aza indirmek amacıyla kavitenin içine yeterli soğurmayı sağlayacak elektromanyetik soğurucu malzeme yerleştirilmelidir.

Soğurucu malzemelerde soğurma performansı aynı boyuttaki soğurucu için dalga boyu büyüdükçe azalmaktadır. Bu nedenle küçük boyutlarda daha iyi soğurma

performansı sağlamak soğurucu malzeme geliştiricileri için zorlayıcı bir geliştirme alanıdır.

Tez çalışmamızda antenin çalışma frekans aralığı 2-18 GHz dir. Bu nedenle soğurucu yüklü kavite tasarımı bu frekans bandına uygun gerçekleştirmemiz gerekmektedir. Literatürde bu amaçla yapılan çalışmalara bakıldığında daha küçük boyutlu anten tasarlayabilmek için en sığ kavite tasarımına odaklanıldığı görülmektedir [35]. Bu nedenle çalışma frekans bandında maksimum sinyal bastırma amaçlanmaktadır. Çalışma bandı alt sınır frekansı düştükçe kullanılması gereken soğurucu malzeme boyutu büyümektedir ve düşük frekanslardaki soğuruculuğu daha fazla olan daha ince tasarımlar yapılmaya çalışılmaktadır. Bu sayede daha düşük frekanslara inebilen daha küçük boyutlu anten tasarımları elde edilebilmektedir. Ancak biz çalışmamızda daha karmaşık ve maliyetli bir hal alan tasarımlar yerine yansıyan sinyalleri bir anlamda avantaja dönüştüren bir tasarım gerçekleştirdik.

Bir antenin faz merkezinden çeyrek dalga boyu gerisine bir iletken yüzey konumlandırılması durumunda sinyal iletken yüzeye kadar ilerlerken fazı 90° değişir, yüzeyden yansıması ile bu değişime 180° daha eklenir ve tekrar antenin faz merkezine geldiğinde buna bir 90° daha eklenir. Bu durumda sinyal faz merkezindeki faz ile eşit faza gelir. Durum Şekil 3.34'de görselleştirilmiştir.



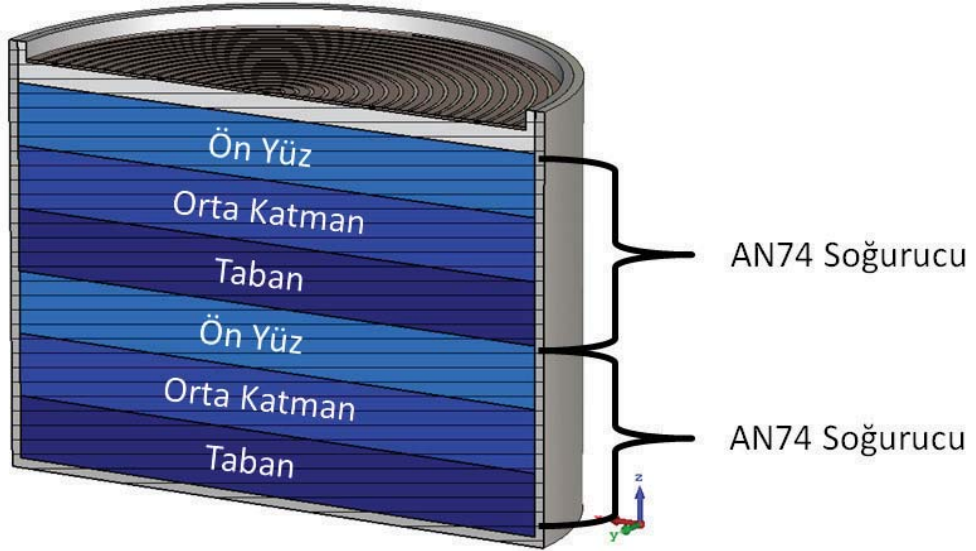
Şekil 3.34 Kavite içi yansıyan sinyal faz değişimi gösterimi

Bu prensipten yararlanarak kavitenin derinliği kavite içerisine yerleştireceğimiz soğurucu malzemenin en az soğurganlık göstereceği 2 GHz frekansının dalga boyunun dörtte birine yani 37.5 mm olarak ayarlanmıştır. Bu sayede soğurucunun performansının en düşük olduğu alt frekans sınırında yansıyor dönen sinyalin bozucu değil yapıcı bir etki göstermesi sağlanmış olmuştur. Kavite içerisinde kullandığımız soğurucu malzeme, literatür araştırmamız sırasında bulduğumuz yayında [34] 2GHz de en az -14 dB ve 3.5 -18 GHz frekans aralığında da en az -20 dB yansıtıcılık performansına sahip olan Laird şirketinin çok katlı karbon yüklemeli poliüretan köpük soğurucusunun karmaşık dielektrik katsayısı ölçülmüş ve paylaşılmıştır. Soğurucu malzemenin her bir katmanının dielektrik katsayısı ve kayıp tanjant değerlerinin 2- 18 GHz frekans aralığında değişimi frekansa bağlı olarak Tablo 3.1 de ifade edilmektedir.

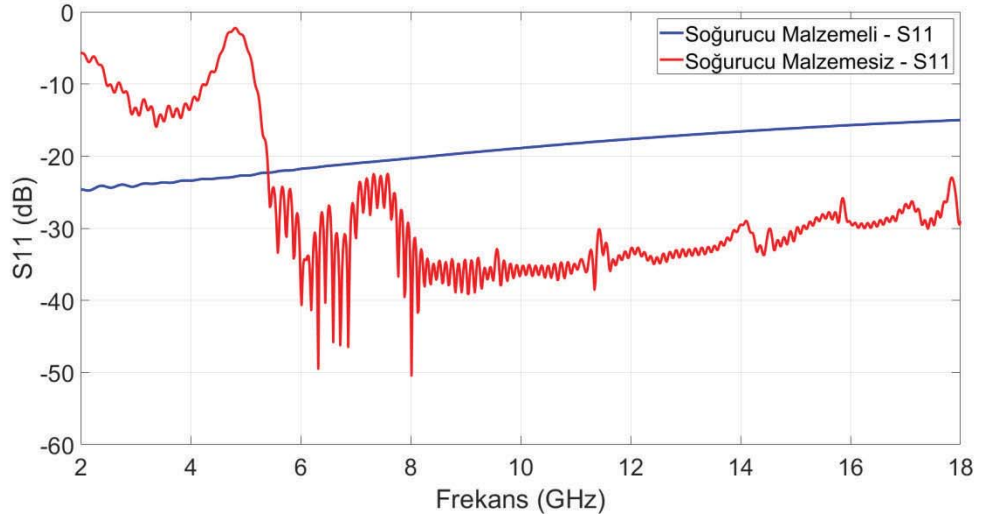
Tablo 3.1 AN74 çok katlı soğurucu malzeme elektriksel parametre değerleri

Ön Yüz	$\varepsilon = 0.0065f^2 - 0.1723f + 3.281$
	$\tan\delta = 0.0027f^2 - 0.2514f + 2.4373$
Orta Katman	$\varepsilon = -6e - 17f^2 - 0.0133f + 1.6283$
	$\tan\delta = -0.0015f^2 - 0.0147f + 0.38$
Taban	$\varepsilon = 0.0036f^2 - 0.0872f + 1.659$
	$\tan\delta = -0.0027f^2 - 0.0763f + 0.5838$

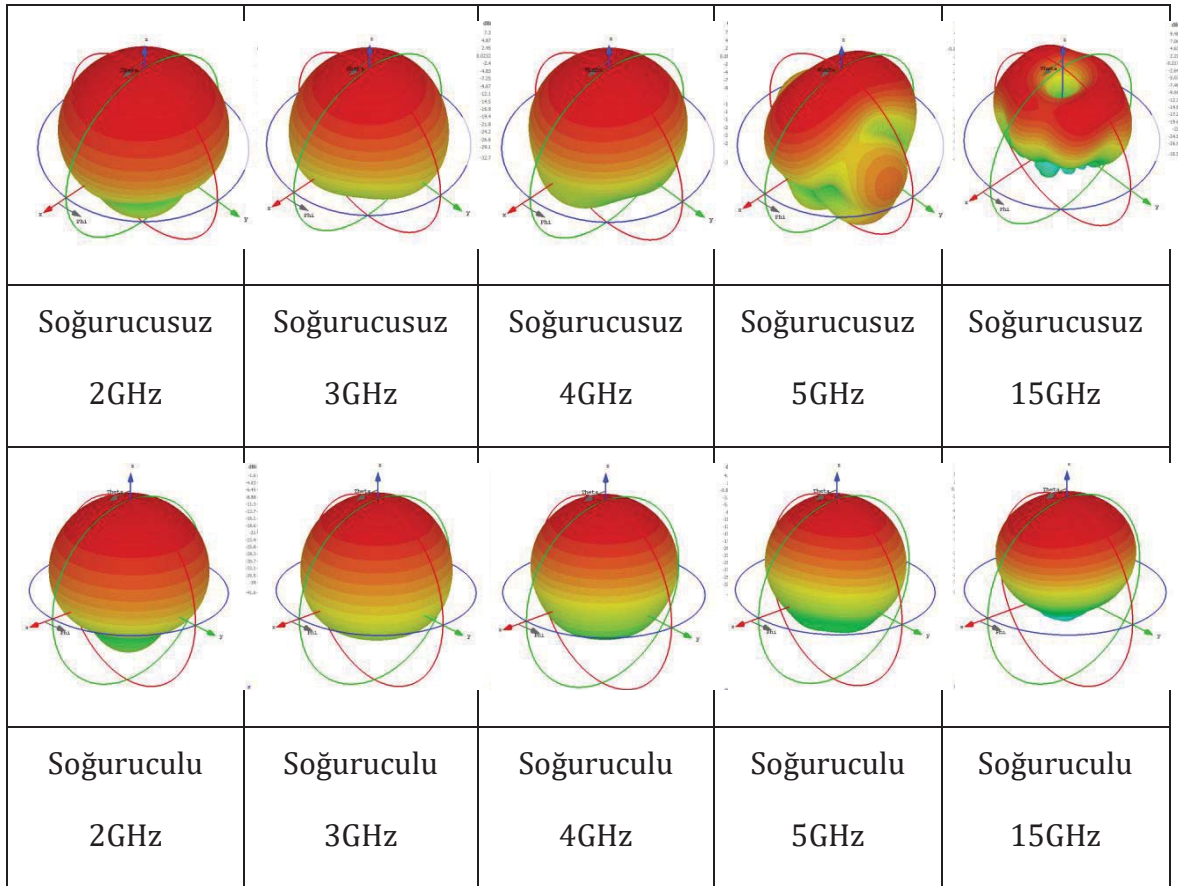
Ürünün kalınlığı 19mm dir. Yansıtma performansını iyileştirmek ve kavite derinliği ile de uyumlu olması amacıyla 2 adet çok katlı soğurucu arka arkaya konulmuştur. Benzetim ortamındaki kavite ve soğurucu yerleşimi Şekil 3.35’de gösterilmektedir. Soğurucunun etkisinin görülmesi amacıyla soğurucu varken ve yokken elde edilen s-parametresi ve ışınma örüntüsü sonuçları sırasıyla Şekil 3.36 ve Şekil 3.37 de gösterilmektedir.



Şekil 3.35 Kavite içi soğurucu malzeme katman yapısı



Şekil 3.36 Kavite içerisinde soğurucunun olduğu ve olmadığı durumda s parametresi sonuçları karşılaştırması

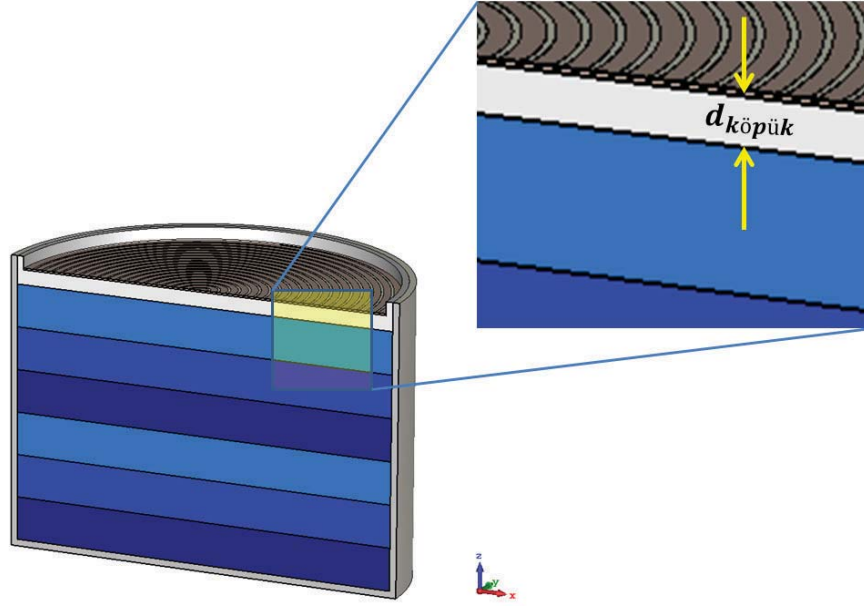


Şekil 3.37 Soğuruculu ve soğurucusuz durumda ışınma örüntüsü karşılaştırması

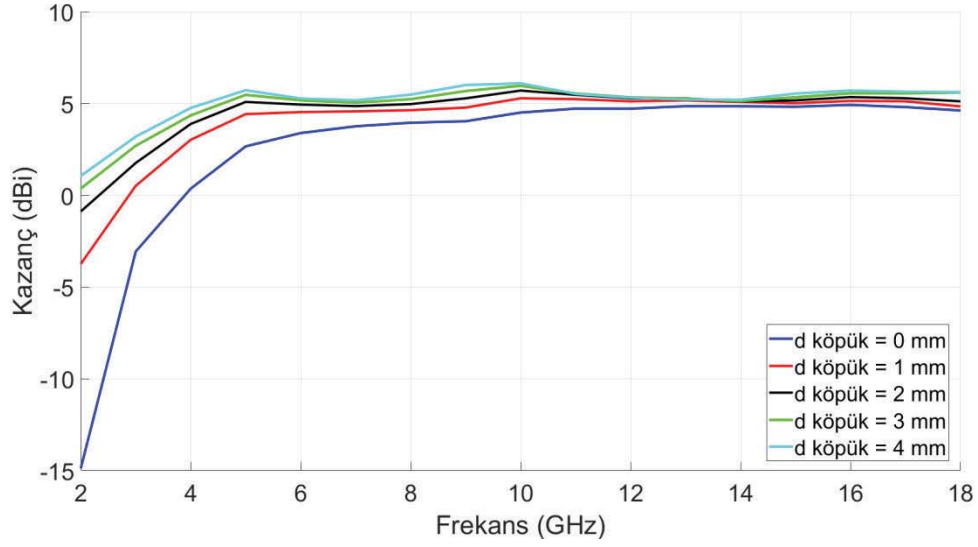
3.1.2.1 Soğurucu Yüklü Metal Kavite Tasarımının Anten Performansına Etki Eden Boyutsal Parametreleri ve Sonuçları

Soğurucu yüklü metal kavite tasarımında anten performansı üzerinde etkili olan bir boyutsal parametre bulunmaktadır. Bu parametre soğurucu malzeme ile anten kartı arasındaki mesafedir. İlgili boyutsal parametrenin anten üzerinde hangi mekaniğin boyutunu değiştirdiği Şekil 3.38’de gösterilmektedir. Bu mesafe antenin kazancı ve eksenel oran performansını doğrudan etkilemektedir. Mesafenin artan değerlerinde antenin kazancı iyileşirken eksenel oran değeri kötüleşmektedir. Bu nedenle bu değerlerin de anten kazancı ve eksenel oran arasında en iyi dengeyi sağlayacak değerinin belirlenmesi gerekmektedir. Bu amaçla mesafenin farklı değerleri için antenin benzetimleri tekrarlanarak ışıma verimliliği ve eksenel oran sonuçları değerlendirilerek ideal değer bulunmuştur.

- **Anten Kazancına Olan Etkileri**
- ◇ **Anten Kartı ve Soğurucu Malzeme Arası Mesafe İncelemesi**



Şekil 3.38 Anten kartı ve soğurucu malzeme arası mesafe gösterimi



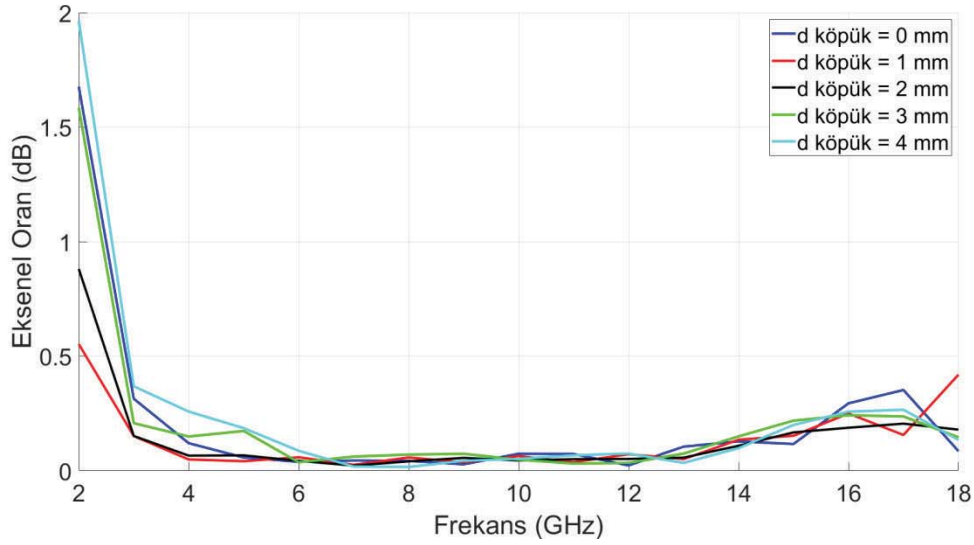
Şekil 3.39 Anten kartı ve soğurucu arasındaki mesafenin değişen değerlerine bağlı anten kazancı değişimi

◇ Anten Kazancına Olan Etkileri Kısa Değerlendirmesi

Anten kartı ile soğurucu malzeme arasındaki mesafeyi sağlayan köpük malzemenin kalınlığını temsil eden $d_{köpük}$ parametresinin 1mm lik adımlarla 0 ile 4 mm arasındaki değişimine bağlı Şekil 3.39'da gösterilen anten kazancı incelendiğinde anten kartının soğurucu malzemeye yaklaşması durumunda çalışma frekans bandının alt sınırlarında daha fazla olmak üzere anten kazancı azalmaktadır. Bunun da temel nedeni antenin yakın alan bölgesinde soğurucu malzemenin anten verimliliğini düşürmesidir.

- **Anten Eksenel Oranına Olan Etkileri**

- ◇ **Anten Kartı ve Soğurucu Malzeme Arası Mesafe İncelemesi**



Şekil 3.40 Anten kartı ve soğurucu arasındaki mesafenin değişen değerlerine bağlı anten eksenel oranı değişimi

- ◇ **Anten Eksenel Oranına Olan Etkileri Kısa Değerlendirmesi**

Antenin eksenel oranı Şekil 3.40 da görüldüğü gibi $d_{köpük}$ parametresinin artan değerlerinde bozulmaktadır. Aynı zamanda mesafenin sıfır olduğu durumda da benzer şekilde bir bozulma görülmektedir. Bunun nedeni fiziksel olarak temasın gerçekleşmesi durumunda antenin istenilen polarizasyonundaki ışımalarının da bozulmasıdır. Mesafenin artan değerlerinde bozulmanın nedeni de soğurucu malzeme ile aradaki mesafenin büyümesi ile soğurucunun üst yüzeyi de bir yansıma noktası oluşturmakta ve yansıyıp dönen sinyal istenen yöndeki ışımaya aksenel oran performansını bozmaktadır.

- ◇ **Soğurucu Yüklü Metal Kavite İdeal Parametre Set Değerlerinin Tespiti**

Kavite'nin derinliği Bölüm 3.2 de gerekçeleri ile açıklandığı gibi çalışma frekans bandı alt sınırı olan 2 GHz'in dalga boyunun dörtte biri yani 37.5 mm dir. Anten kartı ile soğurucu malzeme arasındaki mesafenin değişimine bağlı olan ve Şekil 3.39 ve Şekil 3.40'da verilen sırasıyla anten kazancı ve aksenel oran sonuçları değerlendirildiğinde iki önemli anten parametresi arasında bir mücadele olduğu görülmektedir. Parametrenin artan değerlerinde anten kazancı iyileşirken aksenel

oran kötüleşmektedir. Bu nedenle bir orta nokta bulunması gerekmektedir. Bu amaçla $d_{k\ddot{u}p\ddot{u}k}$ parametresi 2mm olarak seçilmiştir. Bu değer ile anten kazancı alt frekans sınırında 0 dBi mertebelerinde kalmaktadır. Eksenel oran ise 1 dB nin altındadır.

3.1.3 Balun

Spiral antenler, frekanstan bağımsız antenler sınıfındadır. Bu da fiziksel boyut sınırlamalarının olmaması durumunda sınırsız çalışma frekans bandına sahip olabilirler. Ancak çalışma frekans bandını sınırlayan en önemli faktör spiral antenin besleme şartları olan eşit genlik ve 180° faz farkını istenilen çalışma frekans bant aralığında sağlayan besleme devresinin yapılabilmesidir.

Balun, dengeli olmayan bir iletim hattından gelen sinyali iki kola ayıran ve bu iki kol arasında istenilen genlik dağılımını ve faz farkını sağlayan devredir. Genlik ve faz değerleri en temel haliyle eşit genlik ve 180° faz farkıdır. Bu amaçla literatürde yaygın olarak kullanılan iki temel topoloji vardır. Bu topolojiler konik geçişli mikroşerit balun ve Marchand balundur. İki topolojinin genel görünüşleri Şekil 3.41’de gösterilmektedir. Balunlardan beklenen bir diğer özellik ise balun çıkış kolları ile beslenecek olan devrenin empedansına uyumlu bir çıkış empedansının sağlanmasıdır.



Şekil 3.41 (a) Marchand balun topolojisi genel görünümü, (b) konik geçişli paralel mikroşerit hatlı empedans dönüştürücü genel görünümü

Konik geçişli mikroşerit balun, baskı devre tekniği ile üretilebildiği için maliyet olarak çok uygun ve üretim hassasiyetleri çok yüksektir. Ancak iki çıkış arasındaki faz farkının düşük salınımla sağlanabilmesi için balun boyunun uzaması

gerekmektedir. Bir diğ er deyiş le küçük boyutlarda çıkış kolları arasındaki faz farkının bant boyunca korunması yetersiz kalmaktadır. Eksenel oranın, ış ıma örüntüsünün formunun korunmasının çok kritik olmadığı spiral anten uygulamaları için yeterli ancak yön kestirim vb. uygulamalar için yetersizdir.

Marchand balun, anten üreticilerinin yüksek performanslı spiral anten ürünlerinde kullandıkları en yaygın balun tipidir. Eş it genlik ve 180° faz farkını istenilen toleranslarda koruyabilmektedir. Marchand balun, hedeflenen çalışma frekans bandına ve üretim zorluklarının kabullenilmesine göre farklı topolojilerle tasarlanabilmektedir. Marchand balunun çıkış empedansı çalışma frekans bandının geniş istenmediğı durumlarda yüksek empedanslı çıkışı tek aş amadan sağlayabilmektedir. Ancak çalışmamızdaki gibi 2-18 GHz (1:9 band oranı) frekans aralığı gibi bir çalışma frekans bandı talep edilmesi durumunda balun özelliğini ve empedans uyumlandırma özelliğini iki aş amada gerçekleştirmektedir. Buna göre ilk aş amada 50 Ω dengesiz hattan gelen giriş sinyalini yine 50 Ω çıkış empedansı ile eş it genlik ve 180° faz farkı ile sağlamaktadır. İkinci aş ama da simetrik paralel mikroş erit empedans dönüştürücü devre kartı ile 50 Ω olan çıkış empedansını faz farkını koruyarak istenilen yüksek empedans değerine dönüştürmektedir.

Marchand balun bu özellikleri ile tek baş ına balun olarak iyi bir performansa sahiptir. Ancak spiral anten ile bütünleştirildiğinde Marchand balunun empedans dönüştürücü devre kartının boyutlarından dolayı spiral anten performansını olumsuz etkileyen bir sonuç ortaya çıkmaktadır. Tez çalışmamızda getirdiğimiz yenilik tam olarak da bu noktada ortaya çıkmaktadır.

Marchand balunun yukarıda belirtilen olumsuz etkisinin ortadan kaldırılması ve spiral antenlerin eksenel oranının ve ış ıma örüntüsünün formunun korunması için yaptığımız alternatif besleme devresi araştırması sonucunda Phelan balun yapısı bulunmuştur. Phelan balun, Marchand balundan farklı olarak balun özelliğ inin yanısıra empedans uyumluluğ unu da ikinci bir aş amaya ihtiyaç duymadan doğ rudan sağlayabilmektedir. Phelan balunun çıkış kollarının spiral anten empedansına yakın olması ve çıkış kollarının 1mm nin altında ç aplara sahip koaksiyel kablolardan oluş ması nedeniyle yukarıda Marchand balun'un empedans

dönüştürücü devre kartından kaynaklanan spiral anten performansındaki bozulmanın önüne geçilebilmektedir.

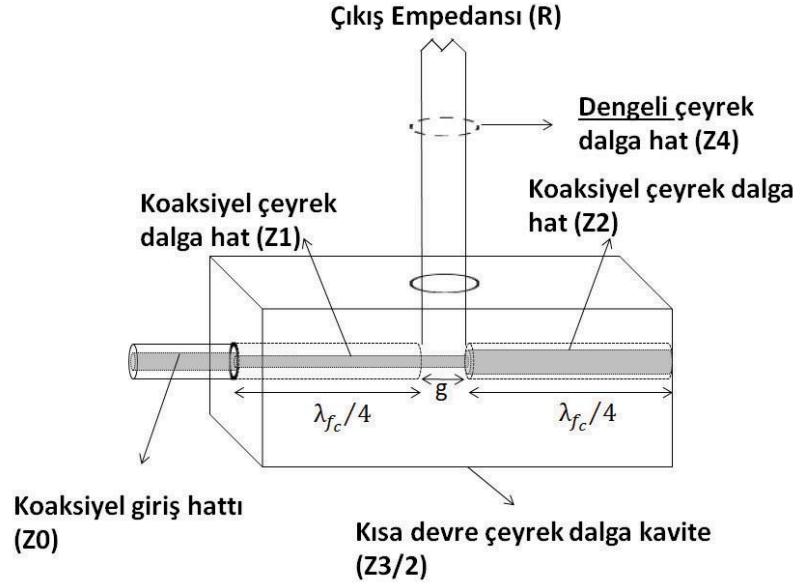
Çalışmamızda Phelan balun'un, Marchand balun'a sağladığı üstünlüğün gösterilebilmesi amacıyla öncelikle Marchand balun ve Phelan balun tasarımları gerçekleştirilmiştir. Sonrasında her iki balun yapısının kullanıldığı spiral anten tasarımları ve üretimleri gerçekleştirilerek benzetim ve ölçüm sonuçları karşılaştırılmıştır. Elde edilen sonuçlarda görülen farklılıklar yorumlanarak iddiamızın ispatına çalışılmıştır.

3.1.3.1 Marchand Balun

Marchand balun iki alt bileşenden oluşmaktadır. Birincisi eşit genlik ve 180° faz farkını sağlayan balun yapısıdır. İkincisi ise 50Ω dengeli hattan, 188Ω dengeli hatta empedans dönüştürücüdür.

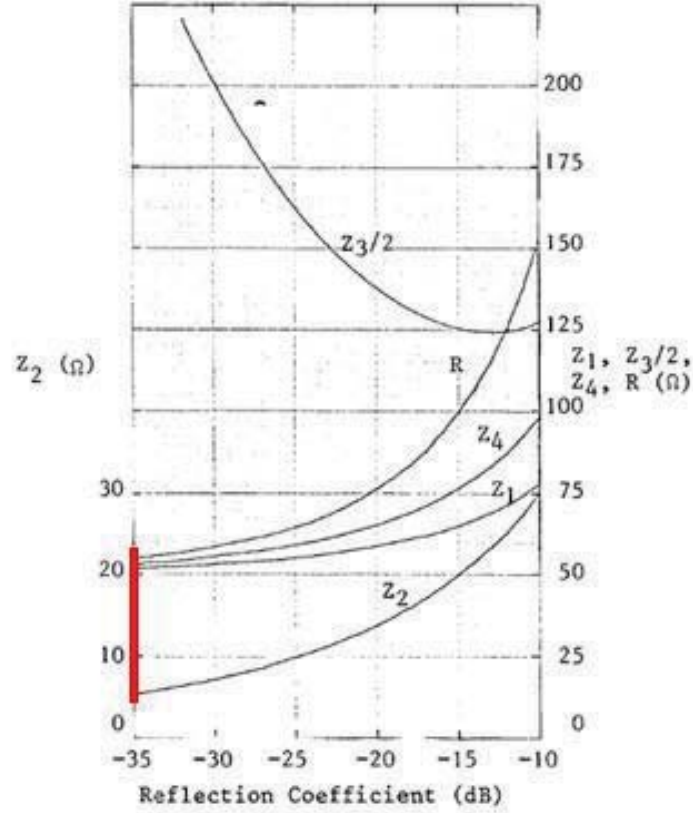
- **Balun Tasarımı**

Marchand balun bazı özel durumlarda daha yüksek çıkış empedansları sağlayabilmektedir. Ancak bizim çalışmamızda 2-18 GHz (1:9 bant oranı) frekans aralığında çalışacağı için 50Ω çıkış empedansına göre tasarlanması gerekmektedir. Marchand balun topolojisi Şekil 3.42'de gösterilmektedir.



Şekil 3.42 Marchand balun topolojisi

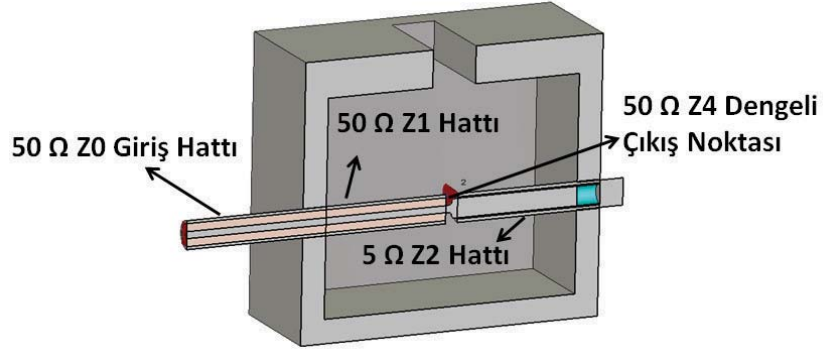
Marchand balun tasarımı konusunda uygulamaya dönük en kısa tasarım yolu teorik hesaplamalar sonucunda elde edilen verileri grafiksel olarak sunan bir yayında bulunmaktadır [29]. Balunun tasarımında gerçekleştirme sırasında karşılaşılabilecek olan zorluklar da düşünülerek tasarım gerçekleştirilmelidir. Şekil 3.42’de görülen Z0 empedansı 50 Ω giriş empedansıdır. Z1 empedansının 50 Ω dan farklı bir empedansta seçildiği bir tasarım, gerçekleştirilmede büyük bir sorun teşkil edecektir. Çünkü farklı empedanstaki iki koaksiyel kablonun aralarında hiç boşluk bulunmaması gerekliliği ve buna bağlı olarak süreksizliğin getirdiği etkiler olmadan birleştirilmesi çok zor olacaktır. Bu nedenle Z1 empedansının da 50 Ω ya da daha yakın bir empedansa sahip olmalıdır. Z2 empedansının da hazır ürün olarak temin edilebilir bir koaksiyel kablo empedansında olması gerekmektedir. Şekil 3.43 deki grafikte görüldüğü gibi Z1 empedansının 50 Ω a yakın olduğu durumda Z4 empedansı da 50 Ω a yakındır. Z2 empedansı ise 5 Ω dur ve ticari olarak temin edilebilen bir koaksiyel kablodur.



Şekil 3.43 Marchand balun tasarımında koaksiyel hat empedanslarının S_{11} parametresinin hedeflenen değerine göre seçilmesi gereken değerlerinin gösterimi [29]

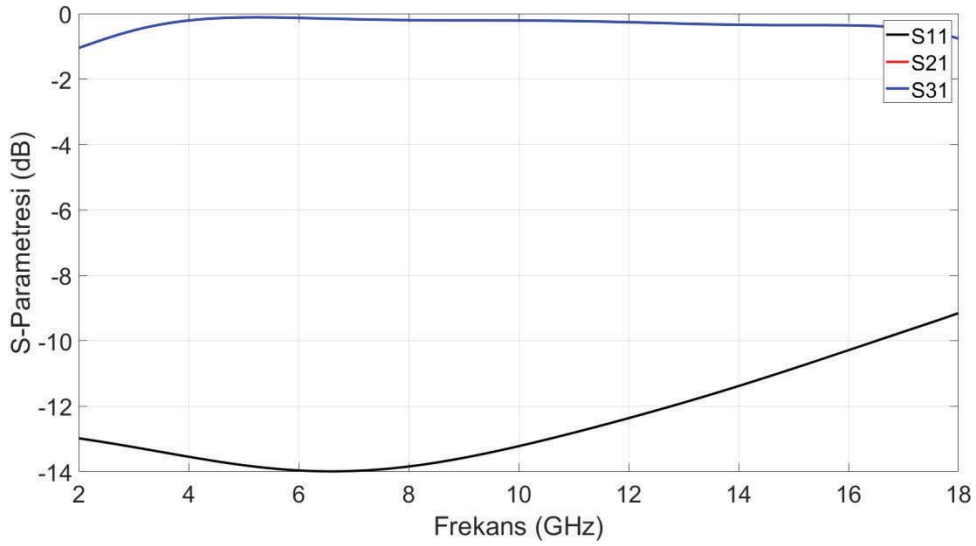
Tasarlanan Marchand balunun fiziksel boyutlarının en önemli belirleyeni Şekil 3.42’de de belirtilen çeyrek dalga koaksiyel kablolardır. Çeyrek dalga boyu kullanılan frekans değeri çalışma frekans bandının orta noktasıdır. Bizim çalışmamızda 2-18 GHz frekans aralığında çalıştığımız için orta frekans değerimiz 10 GHz dir. Buna göre dalga boyu $\lambda_{fc} = 30$ mm, çeyrek dalga boyu mesafemiz 7.5 mm dir. Şekil 3.42 de görülen g mesafesi üretim ve montaj kısıtları göz önünde bulundurularak olabildiğince küçük seçilmelidir. Buna göre empedans dönüştürücü devre kartının üretiminde 0.508 mm kalınlığa sahip bir devre kartı ham malzemesinin kullanılması planlandığından aradaki mesafe de 0.508 mm seçilmiştir.

Fiziksel boyutları belirlenen Marchand balunun benzetim modeli CST Microwave Studio uygulamasında oluşturulmuştur. Modelin kesit görünümü Şekil 3.44’de görülmektedir.



Şekil 3.44 Marchand balun benzetim modeli kesit görüntüsü

Z0 ve Z1 hatlarının aynı empedansa sahip olması daha önce de belirtildiği gibi üretim açısından önemli bir kolaylık sağlamaktadır. Z4 dengeli çıkış hattı 50 Ω olduğu için balun tasarımı tamamlandıktan sonra anten empedansı için empedans dönüştürücü tasarımı yapılmıştır. Şekil 3.44 deki Marchand balun modelinin benzetimlerinde elde edilen s parametresi sonuçları Şekil 3.45’de gösterilmektedir.



Şekil 3.45 Marchand balun, sadece balun bölümü s-parametreleri

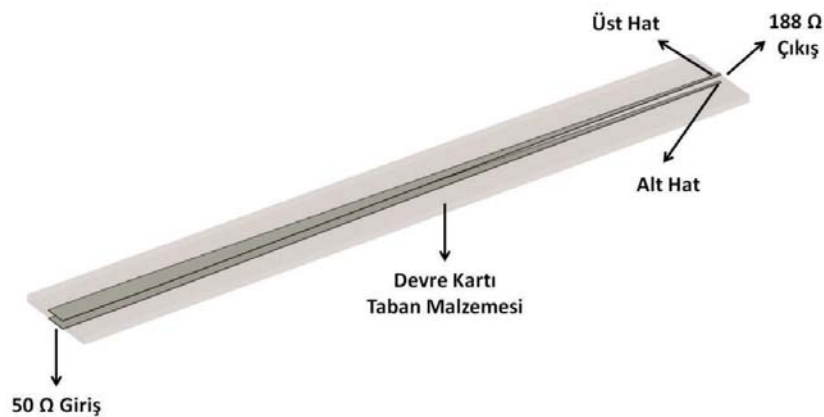
- **Empedans Dönüştürücü Tasarımı**

Marchand Balun’un balun bölümünün tasarımı sonrasında 50 Ω olan çıkış empedansını yaklaşık olarak 188 Ω olan anten empedansına 2-18 GHz frekans bandında uyumlandırılabilmesi için empedans dönüştürücü tasarımı

gerekmektedir. Antenin mekanik yapısına ve talep edilen frekans bant genişliğine sahip olan konik geçişli mikroşerit empedans dönüştürücü seçilmiş ve tasarlanmıştır.

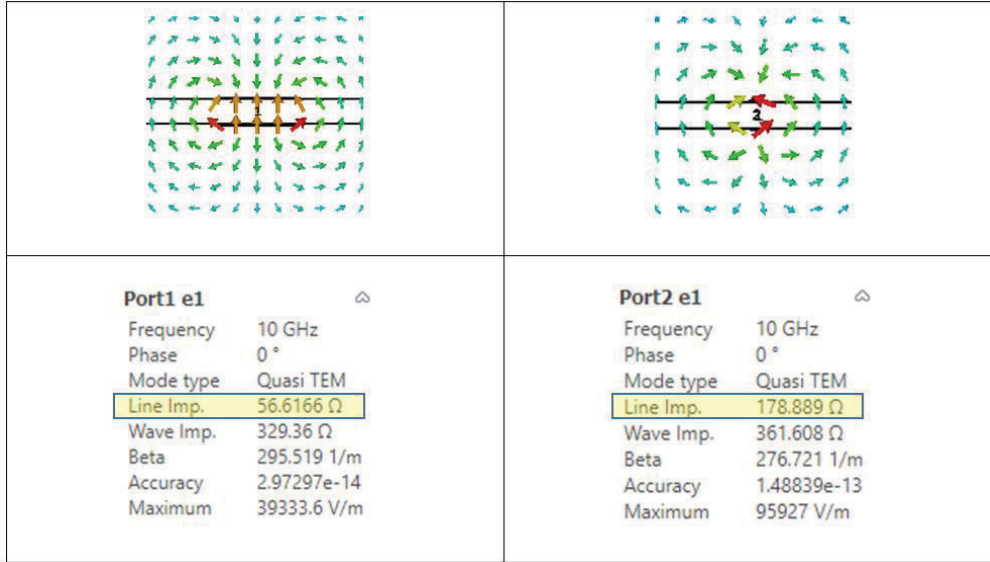
Konik geçişli mikroşerit empedans dönüştürücü tasarımında öncelikli olarak taban malzemesinin seçilmesi gerekmektedir. Mikroşerit devrelerde sinyalin en az kayba uğraması için kayıp tanjant değeri en düşük malzemenin tercih edilmesine özen gösterilmelidir. Bu nedenle çalışmamızda Rogers firmasının politetrafloroetilen (PTFE) malzemesinden üretilmiş olan ve $\epsilon_r = 2.2$ ve $\tan\delta = 0.0009$ elektriksel özelliklerine sahip olan Rogers Duroid 5880 malzemesi tercih edilmiştir. Tabana malzeme kalınlığı olarak da Rogers firmasının standart üretim kalınlıklarından biri olan 0.508 mm seçilmiştir.

Taban malzemesinin belirlenmesinin sonrasında mikroşerit hattın yapısı belirlenmelidir. Balun kısmı bize 180° faz farkına sahip dengeli bir sinyali sunduğundan dolayı bu farkı koruyarak empedans dönüştürme sağlanabilmesi için hatların simetrik olması gerekmektedir. Bu nedenle mikroşerit hat yapısı simetrik paralel hat (*parallel strip line*) olarak seçilmiştir. Bu seçimin akabinde tasarıma ilişkin 2 temel nokta kalmaktadır. Birincisi giriş ve çıkış empedans değerlerinin sağlanması için simetrik paralel hat yapısındaki genişliklerin ne olması gerektiği, ikincisi ise giriş ve çıkış arasındaki konik geçişin profilinin ne olacağıdır. Simetrik paralel hat yapısının genel görünümü Şekil 3.46'da gösterilmektedir.



Şekil 3.46 Simetrik paralel hat empedans dönüştürücü genel gösterimi

Simetrik paralel hat yapısında 50 Ω ve 188 Ω empedansları için gerekli hat genişliklerini CST Microwave Studio uygulaması üzerinde iteratif benzetimler ile çözülmüştür. Benzetim sonucu ve yayılan mod deseni Şekil 3.47’de gösterilmektedir.



Şekil 3.47 Simetrik paralel hat empedans dönüştürücü giriş ve çıkış noktaları mod ve hat empedansı örnek gösterimi

Yapılan iteratif simülasyonlar neticesinde, 50 Ω giriş empedansı için hat genişliği 1.5 mm, 188 Ω empedans çıkışı için 0.2 mm hat genişliği belirlenmiştir.

Son adım olarak iki hat genişliği arasındaki geçiş profilinin belirlenmesi kalmaktadır. Konik mikroşerit hattın bu geçişinde genellikle doğrusal bir geçiş veya eksponansiyel bir geçiş profili tercih edilmektedir. Bu çalışmada eksponansiyel geçiş profili tercih edilmiştir.

Eksponansiyel geçiş profili $P_1(x_1, y_1)$ den başlayıp $P_2(x_2, y_2)$ ile sonlanacak şekilde aşağıda gösterilen (3.5) eşitlikleri ile gerçekleştirilmektedir.

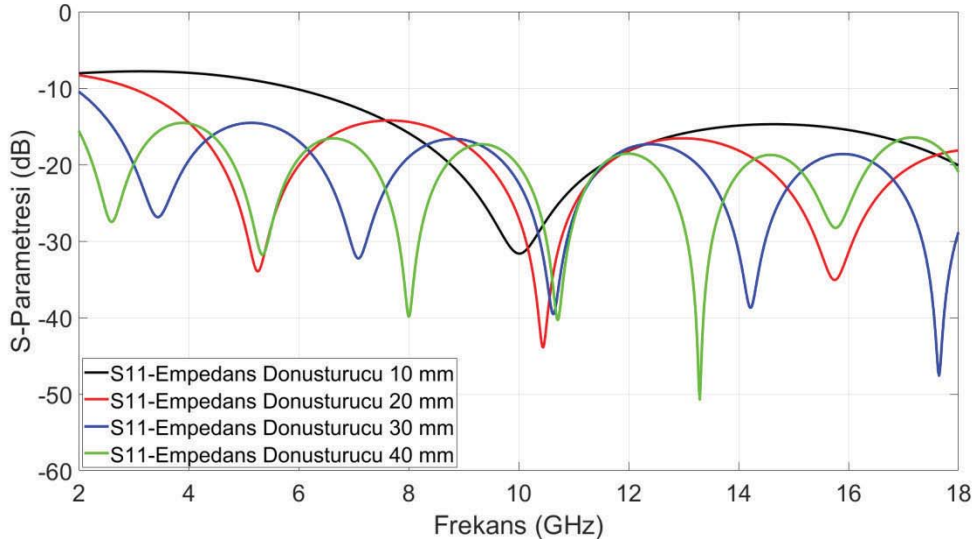
$$y = c_1 e^{Rx} + c_2, \quad c_1 = \frac{y_2 - y_1}{e^{Rx_2} - e^{Rx_1}}, \quad c_2 = \frac{y_1 e^{Rx_2} - y_2 e^{Rx_1}}{e^{Rx_2} - e^{Rx_1}} \quad (3.5)$$

Burada kritik olan iki parametre bulunmaktadır. Bunlardan ilki $L_{konik} = y_2 - y_1$ mesafesidir. Bu mesafe 50 Ω olan giriş empedansından 188 Ω olan çıkış empedansına geçişin olduğu empedans dönüşüm bölümü mesafesini

belirlemektedir. L_{konik} mesafesinin farklı değerleri için elde edilen S_{11} ve S_{21} değerleri Şekil 3.48'de gösterilmektedir. İkincisi ise P1 noktasından P2 noktası geçiş sırasında y ye bağlı olarak x_1 den x_2 ye değişimin hızını belirleyen R parametresidir. R parametresinin empedans uyumluluğu üzerine etkisi benzetim ortamında incelenmiştir. Farklı değerleri için elde edilen S_{11} ve S_{21} değerleri Şekil 3.49'da gösterilmektedir.

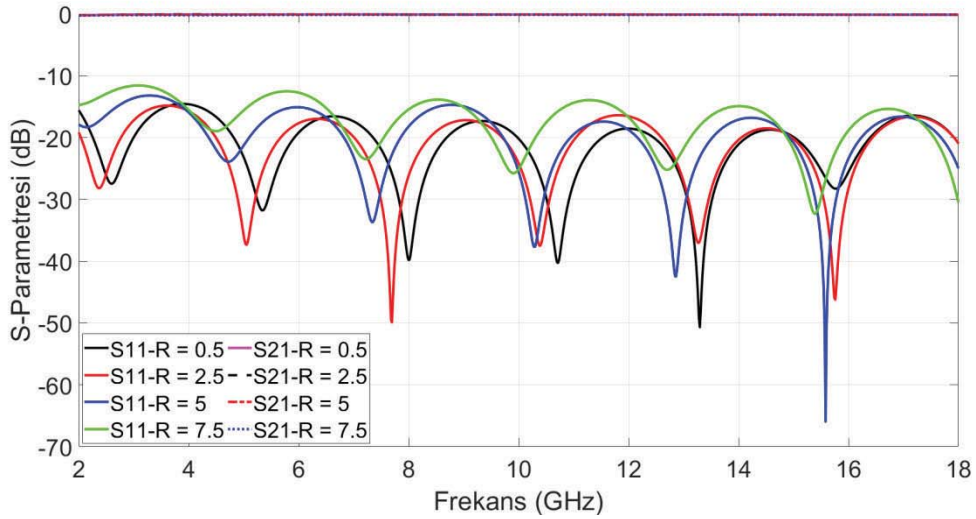
Şekil 3.48'de görüldüğü gibi Empedans dönüştürücünün boyu kısaldıkça alt frekans sınırına yakın frekanslarda empedans uyumluluğu bozulmaktadır. Bu da empedans dönüştürücünün çalışma frekans aralığında alt frekanslarının dalga boyunun empedans dönüştürücünün uzunluğunun dalga boyu mertebelerine gelmesi durumunda empedans dönüşümü için yeterli ara adım geçişini sağlamadığını göstermektedir. Bu tespitlere bağlı olarak L_{konik} parametresinin 40 mm den daha uzun olduğu durumların istenilen performans için yeterli olduğu görülmüştür. Antenin metalik kavite derinliğinin 38 mm olması nedeniyle balunla bütünleştirilmiş anten modeli göz önünde bulundurularak 40 mm üzerindeki anten mekaniğine uygun mesafe tercih edilmiştir.

Empedans dönüştürücünün hat genişliğinin 50 Ω hat genişliğinden 188 Ω hat genişliğine geçişindeki geçiş hızını belirleyen R parametresinin artan değerlerine bağlı S-parametresi incelemesinde Şekil 3.49 da görüldüğü gibi R =7.5 değerinde S_{11} değeri -10 dB nin altında olmasına rağmen en yüksek değeri almaktadır. Bu da empedans geçişini dönüştürücünün boyunca uygun adımlarla yapmak yerine ani bir değişimle çıkış empedansına çevirmenin uyumluluğu bozduğunu göstermektedir. Bu nedenle Şekil 3.49 da R = 0.5 ve R =2.5 değerleri değerlendirilmiştir ve R = 2.5 değerinde alt frekans sınırında daha başarılı bir sonuç elde edildiği için R = 2.5 değeri seçilmiştir.

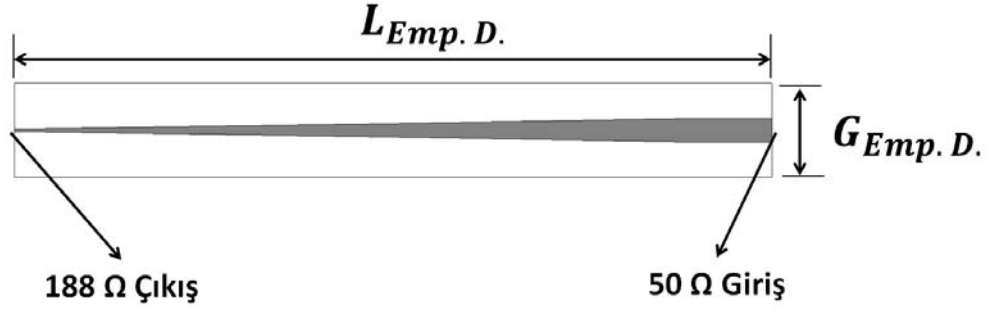


Şekil 3.48 Konik geçişli mikroşerit hattın uzunluğuna bağlı s-parametresi değişimi

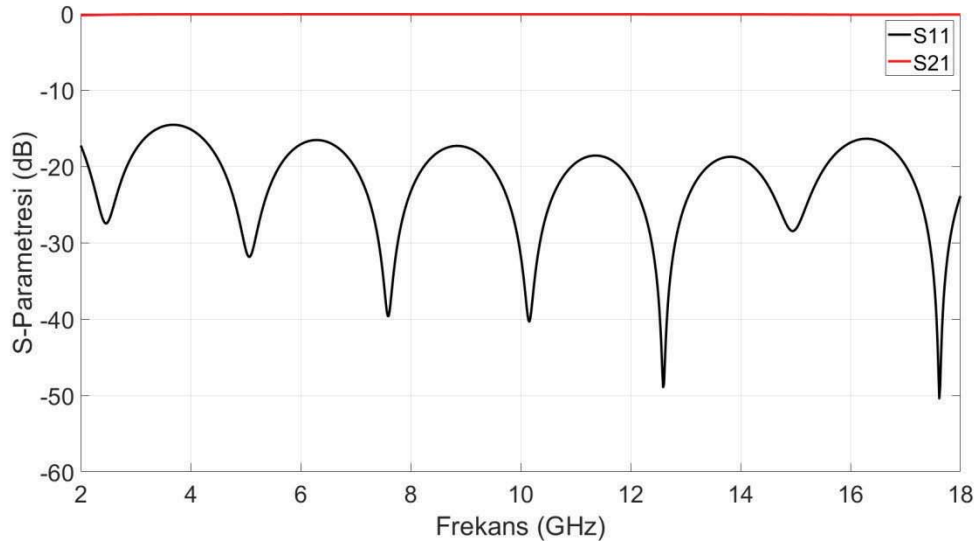
Gerçekleştirilen analizler neticesinde tasarlanan empedans dönüştürücünün boyutsal parametreleri Şekil 3.50 de gösterilmektedir. Analizler neticesinde belirlenen değerleri $L_{Emp.D.} = 48.684$ mm , $G_{Emp.D} = 6$ mm dir. Nihai boyutlarla yapılan benzetimler sonucunda elde edilen s-parametresi sonuçları Şekil 3. 51 de gösterilmektedir.



Şekil 3.49 Konik geçişli mikroşerit hattın açılma hızına bağlı s-parametresi değişimi



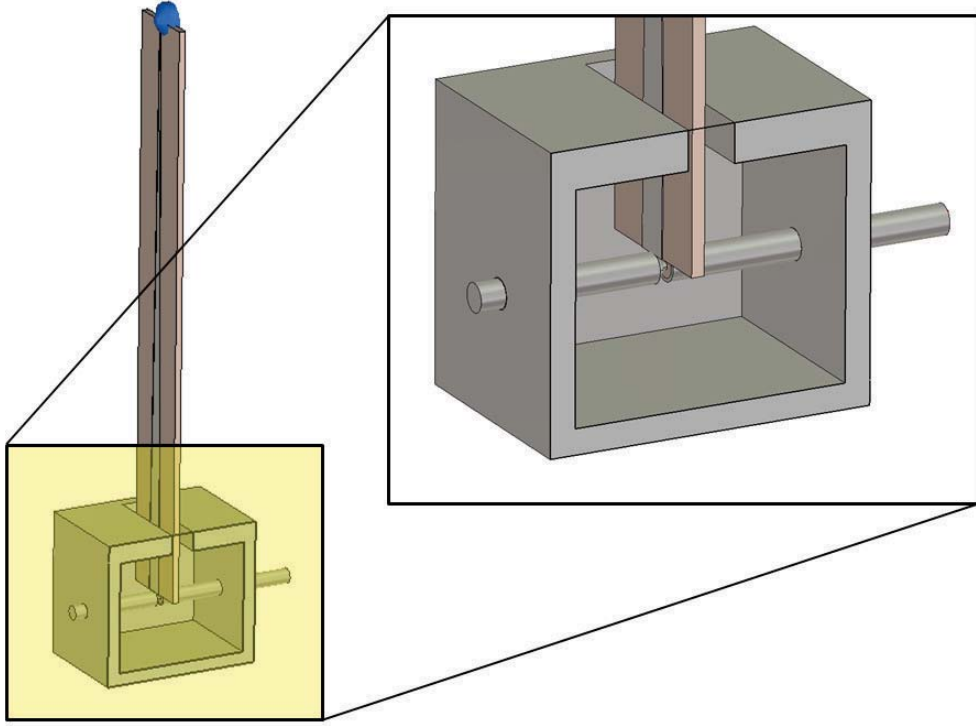
Şekil 3.50 Konik geçişli mikroşerit empedans dönüştürücü boyutsal parametreleri



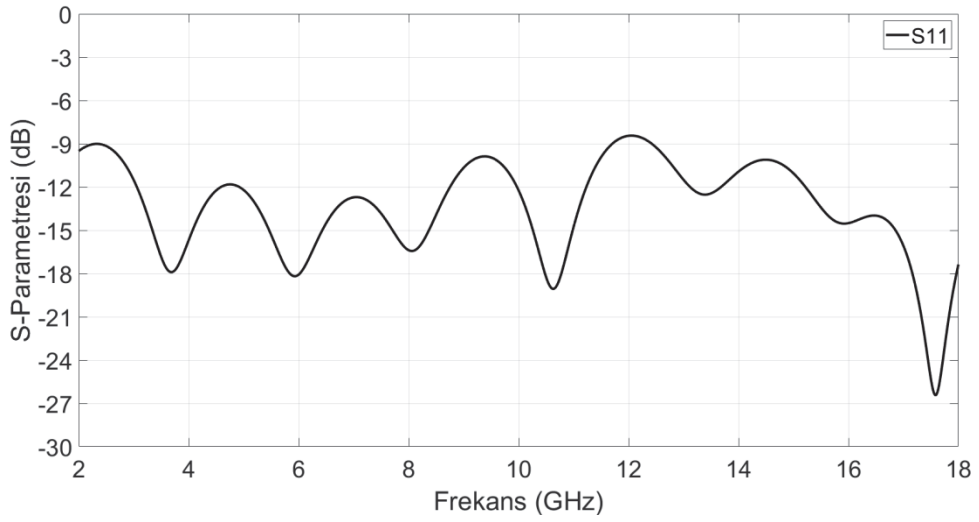
Şekil 3.51 Konik geçişli mikroşerit empedans dönüştürücü nihai s-parametresi sonuçları

- **Bütünleştirilmiş Balun ve Empedans Dönüştürücü**

Tasarımları tamamlanmış olan balun ve empedans dönüştürücü bir araya getirilerek anten besleme devresinin nihai tasarımı tamamlanmıştır. Bütünleştirilmiş Marchand balun yapısının genel görünümü ve yapılan benzetim çalışması sonucunda elde edilen s-parametresi değerleri sırasıyla Şekil 3.52 ve Şekil 3.53 de gösterilmektedir.



Şekil 3.52 Marchand balun; balun ve empedans dönüştürücü bütünleştirilmiş hali genel görünümü



Şekil 3.53 Bütünleştirilmiş Marchand balun s-parametresi sonuçları

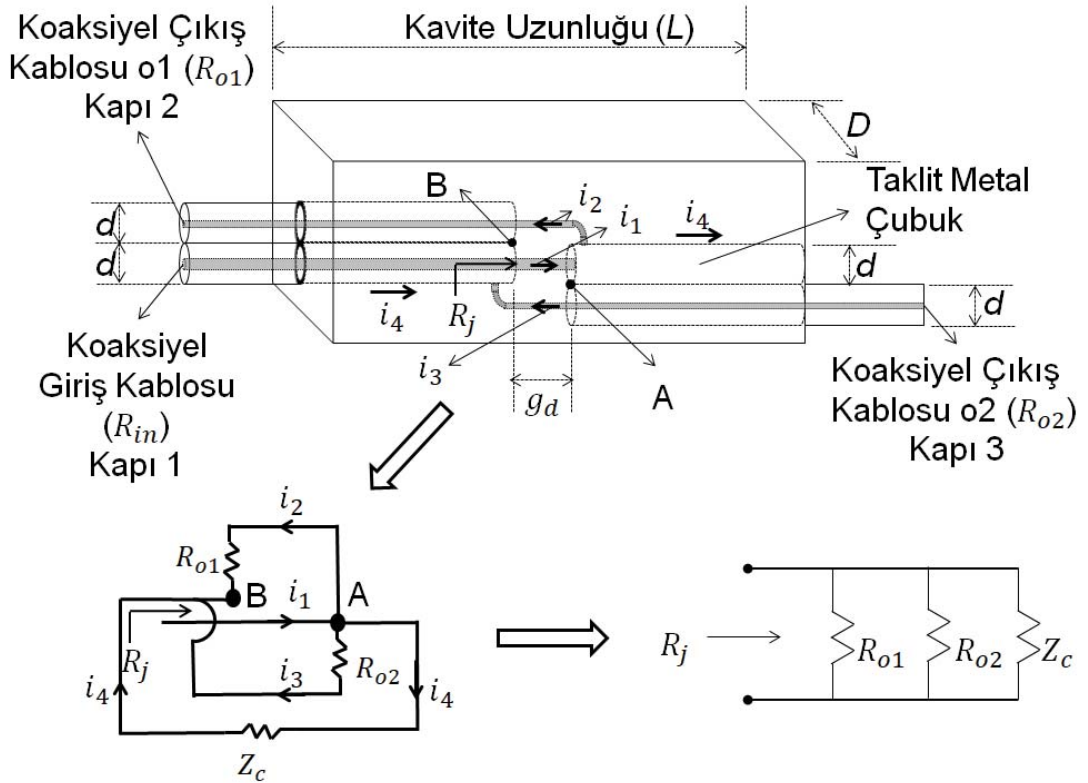
Balun ile empedans dönüştürücünün birleştirilmiş halinin benztimleri sonucunda elde edilen empedans uyumluluğu Şekil 3.53 te görüldüğü gibi bant içerisinde yeterlidir.

Marchand balun tasarımı bu aşama ile tamamlanmıştır.

- **Phelan Balun**

Phelan balun daha önce de belirttiğimiz gibi hem 1:4 empedans dönüşümünü hem de çıkış hatları arasında 180° faz farkını aynı anda sağlayabilmektedir. Bu nedenle haricen bir empedans dönüştürücüye ihtiyaç duyulmamaktadır. Phelan balun Richard Phelan tarafından literatüre kazandırılmış bir balun topolojisidir [30].

Phelan balun, bir metal kavite, bir giriş ve iki çıkış koaksiyel hattı ve koaksiyel kabloların dış çapına eşit çapa sahip olan bir metal dolu çubuktan oluşmaktadır. Balunun geometrik ve elektriksel topolojisi ve eş değer devresi Şekil 3.54'de gösterildiği gibidir. Koaksiyel giriş kablosundan gelen i_1 akımı A noktasında i_2 , i_3 ve i_4 akımlarına bölünmüştür. i_2 ve i_3 akımları sırasıyla o_1 ve o_2 kablolarının gösterdiği empedans üzerinden akmaktadır ve B noktasına ulaşmaktadır. i_2 ve i_3 akımları eşit genliğe ve 180° faz farkına sahiptir. Bu sayede anten için gerekli olan eşit genlik ve 180° faz farkı sağlanmaktadır. Z_c kavite empedansı 10 GHz merkez frekansı için l uzunluğuna bağlı olarak çok büyük bir değere gittiğinden dolayı Z_c



Şekil 3.54 Phelan balun geometrisi, topolojisi ve eş değer devresi gösterimi

ve buna bağı olarak i_4 ihmal edilmektedir. o_1 ve o_2 kabloları balun kablolarının birleşme noktasında birbirine ve balun jonksiyonuna paralel bağlıdır. Buna göre, balun jonksiyonu tarafından görülen R_j empedansı (3.6) eşitliği ile gösterilmektedir.

$$(R_{o1} = R_{o2}) \rightarrow R_j = \frac{R_{o1} \cdot R_{o2}}{R_{o1} + R_{o2}} = \frac{R_{o1}}{2} \quad (3.6)$$

$$Z_c = jZ_e \tan kl = j2Z_{oc} \tan kl \quad \text{where } l = L/2 \quad Z_e = 2Z_{oc} \quad (3.7)$$

R_{o1} ve R_{o2} iki adet eşlenik çıkış koaksiyel kablosunun empedanslarıdır ve teorik olarak 100Ω değere sahiptir. Pratikte kullandığımız koaksiyel kablo hazır olarak temin edilebilen bir değer olduğu için 93Ω dur. Yukarıdaki eşitliklerde görülen parametreleri tanıtırsak; R_j , balun jonksiyonunda balun giriş kablosunun gördüğü empedanstır. Eşitlik (3.7) de görülen Z_{oc} ve Z_e sırasıyla kavite karakteristik empedansı ve efektif kısa devre edilmiş rezonans hat empedansıdır. k , serbest uzay dalga numarasıdır.

Kavite karakteristik empedansı Z_{oc} , kavite çapı D ve kullanılan koaksiyel kabloların dış çapı d arasındaki ilişki aşağıda gösterilen ve deneysel olarak elde edilmiş olan (3.8) eşitliği ile gösterilmektedir.

$$Z_{oc} = 138 \log_{10} \frac{D}{1.5d} \quad (3.8)$$

H.R. Phelan [30] Z_e parametresini R_j parametresine normalize ederek eşitlik (3.9) da gösterilen γ parametresini tanımlamıştır. Makalesinde γ parametresinin, balunun çalışma frekans band oranına ve maksimum kabul edilebilir VSWR değerine bağlı değerinin tespit edilebildiği bir grafik sunmuştur.

$$\gamma = Z_e / R_j \quad (3.9)$$

Phelan balunun çıkış koaksiyel kabloların dış iletken katmanları birbirine temas edilecek şekilde bükülmeleri durumunda iki koaksiyel kablonun empedansları seri bağlanmış olmaktadır. Bu durumda kabloların canlı uçları arasındaki empedans eşitlik (3.10) da görüldüğü gibi $\frac{Z_L}{2} = 93 \Omega$ yani kablo empedansının iki katı yani

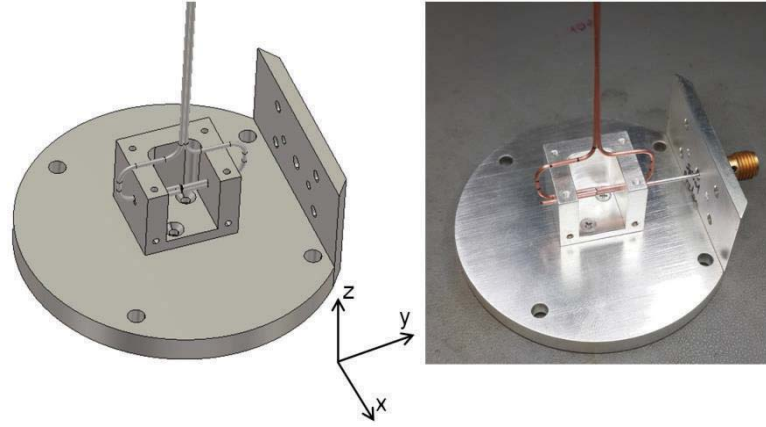
186 Ω olmaktadır. Anten kolları arasındaki empedansın takribi $Z_L=186 \Omega$ olduğunu önceki bölümlerde belirtmiştik. Buna göre arada herhangi bir empedans dönüştürücüye ihtiyaç duyulmadan empedans uyumluluğunun sağlanabildiği görülmektedir.

$$R_{o1} = R_{o2} = \frac{Z_L}{2} \quad R_j = \frac{R_{o1}}{2} = \frac{Z_L}{4} \quad (3.10)$$

Sonuç olarak Phelan balun tasarımında 4 kritik parametre bulunmaktadır. Bunlar, kavite uzunluğu L , koaksiyel kablo çapı d , kavite çapı D ve jonksiyon bölgesindeki boşluk g_d dir. Kavite uzunluğu L , eşitlik (3.11) de görüldüğü gibi çalışma frekans aralığı orta noktasının dalga boyunun yarısıdır.

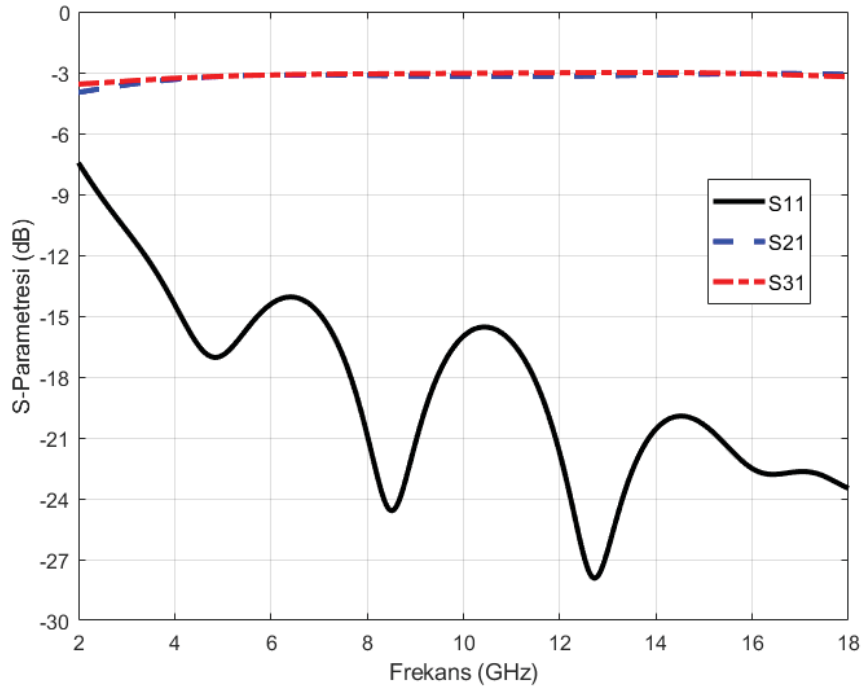
$$L = \frac{\lambda_{fc}}{2} \quad (3.11) \quad \text{where } f_c = 10 \text{ GHz, } \lambda_{fc} = 30 \text{ mm and } L = 15 \text{ mm.}$$

Kullandığımız 93 Ω koaksiyel kablonun dış çapı 0.86 mm dir. Bu nedenle $d = 0.86 \text{ mm}$ dir. D kavite çapı parametresinin değerinin belirlenmesi için yukarıda bahsedilen deneysel formül kullanılmıştır. Bunun için de Z_{oc} değerinin belirlenmesi gerekmektedir. Z_{oc} değeri için R_j , γ ve Z_e parametrelerinin belirlenmesi gerekmektedir. $R_j = R_{in} = 50 \text{ ohm}$ dur. γ parametresi için yukarıda bahsedilen H.R. Phelan'ın makalesindeki [30] grafikten faydalanılmıştır. Hedeflenen frekans bant oranı 2-18 GHz aralığı için 1:9 dur. Hedeflenen maksimum VSWR değeri 2 dir. Buna göre γ parametresi 5 olarak tespit edilmiştir. $\gamma = Z_e/R_j$ eşitliği üzerinden $Z_e = 250$ ve $Z_e = 2Z_{oc}$ eşiliği ile $Z_{oc} = 125$ olarak bulunmuştur. Buna göre D parametresi 10.428 mm olarak tespit edilmiştir. Balun jonksiyon bölgesindeki boşluk mesafesi g_d özellikle çıkış kabloları arasındaki genlik eşitliği açısından kritik bir öneme sahiptir. Bu mesafe ne kadar kısa olursa o kadar başarılı bir sonuç elde edilmektedir. Montaj toleransları gözetilerek 0.2 mm mesafesi seçilmiştir. Tamamlanmış Phelan balun model ve prototip görseli Şekil 3.55'de gösterilmektedir.

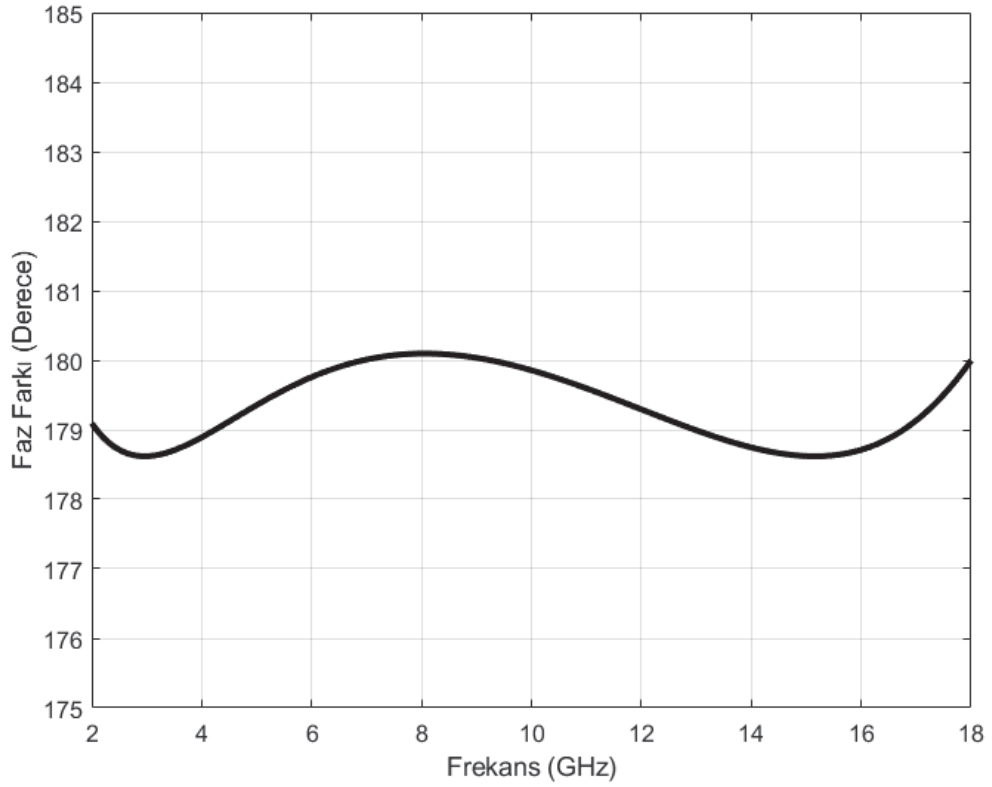


Şekil 3.55 Nihai anten modeli phelan balun kısmı model ve prototip üretim görseli
Balunun yukarıda belirlenen parametrelere göre hazırlanmış olan modelinin benzetimleri sonucunda elde edilen s-parametresi sonuçları ve çıkış hatları arasındaki faz farkı grafikleri Şekil 3.56 ve 3.57’de gösterilmektedir.

Şekil 3.56 ve 3.57 de görüldüğü gibi elde edilen sonuçlar antenin beslemesi için gerekli şartları başarılı bir şekilde sağlamaktadır.



Şekil 3.56 Phelan balun prototipi S_{11} , S_{21} ve S_{31} benzetim sonuç gösterimi



Şekil 3.57 Phelan balun prototipi S_{21} ve S_{31} faz farkı benzetim sonuç gösterimi

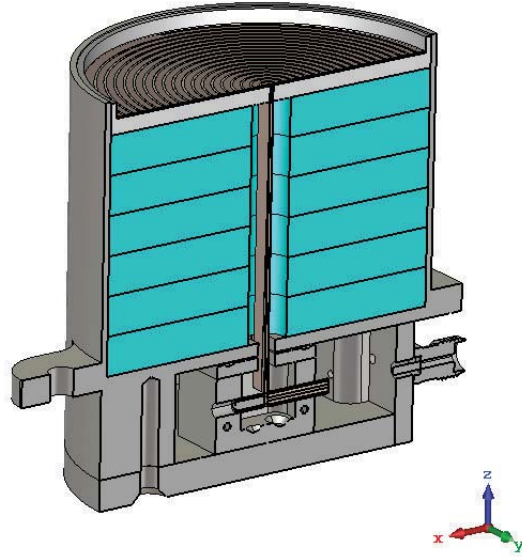
3.2 Bütünleştirilmiş Spiral Anten Benzetimleri

Spiral anteni meydana getiren alt bileşenlerin tasarımlarının tamamlanması sonrasında bütünleşik anten modelinin önce benzetimleri sonra prototip üretim ve ölçümleri gerçekleştirilmiştir. Çalışmamızdaki iddiamız olan Phelan balunlu spiral anten performansının klasik besleme topolojisi olan Marchand balunlu spiral anten performansından daha iyi olduğunu göstermek amacıyla hem Marchand balunlu hem de Phelan balunlu spiral anten tasarımı gerçekleştirilmiştir. Performansları öncelikle benzetim ortamında sonrasında ölçüm sonuçları üzerinden karşılaştırılmıştır.

3.2.1 Marchand Balunlu Spiral Anten Benzetimi

Marchand balunlu spiral antenin bütünleştirmesinde Marchand balunun empedans dönüştürücü devre kartının geçebileceği kadar bir kanal, soğurucu malzeme yüklü metal kavitenin ortasında açılmıştır. Buradan geçen empedans dönüştürücünün uçları soğurucu malzemenin üst yüzeyinden bir köpük katman ile ayrılmış olan

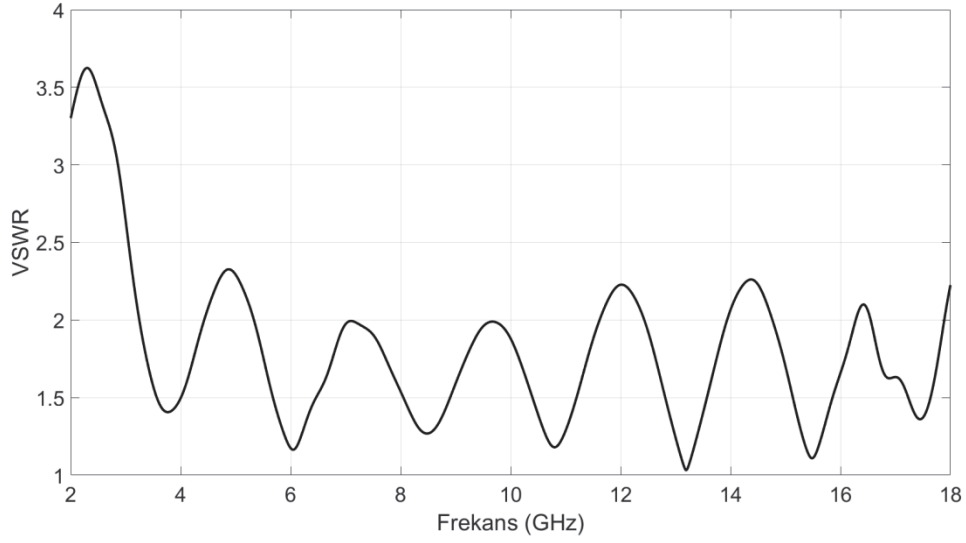
anten kartının üstündeki anten kollarına bağlanmaktadır. Bu sayede spiral anteni meydana getiren tüm bileşenler bir araya getirilmiştir. Marchand balunlu spiral antenin benzetim modelinin kesit görüntüsü Şekil 3.58'de gösterilmektedir.



Şekil 3.58 Bütünleştirilmiş Marchand balunlu spiral anten modeli

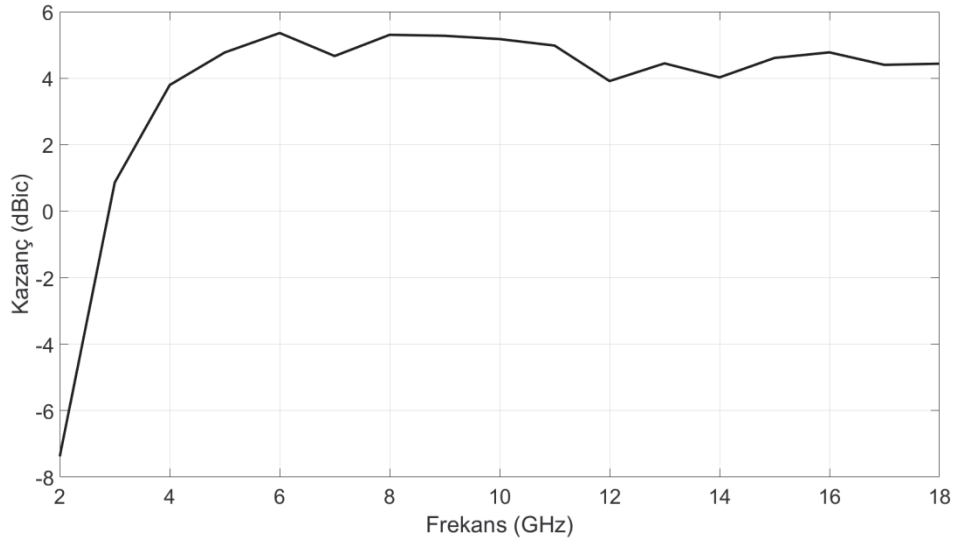
Anten modelinin benzetimleri sonucunda elde edilen VSWR, kazanç, aksel oran ve dalga üzerinde salınım parametre sonuçları sırasıyla Şekil 3.59-62 de gösterilmektedir.

Bütünleştirilmiş antenin Şekil 3.59'da gösterilen VSWR sonuçları değerlendirildiğinde 2 GHz alt frekans sınırı çevresinde değerin yükseldiği görülmektedir. Bunun temel nedeni antenin fiziksel boyutunun küçük tutulabilmesi amacıyla alt frekans sınırı dalga boyuna göre yapılan anten çapı hesabında tolerans bırakılmadan değer seçimi yapılmıştır. Ancak bu durum radar ikaz alıcısı "*radar warning receiver (RWR)*" vb. uygulamalarda boyutun küçük tutulması daha kritik olması ve genellikle sadece alıcı durumda kullanılma durumlarından dolayı kabul edilmektedir.



Şekil 3.59 Marchand balunlu spiral anten modeli benzetim vswr sonuçları

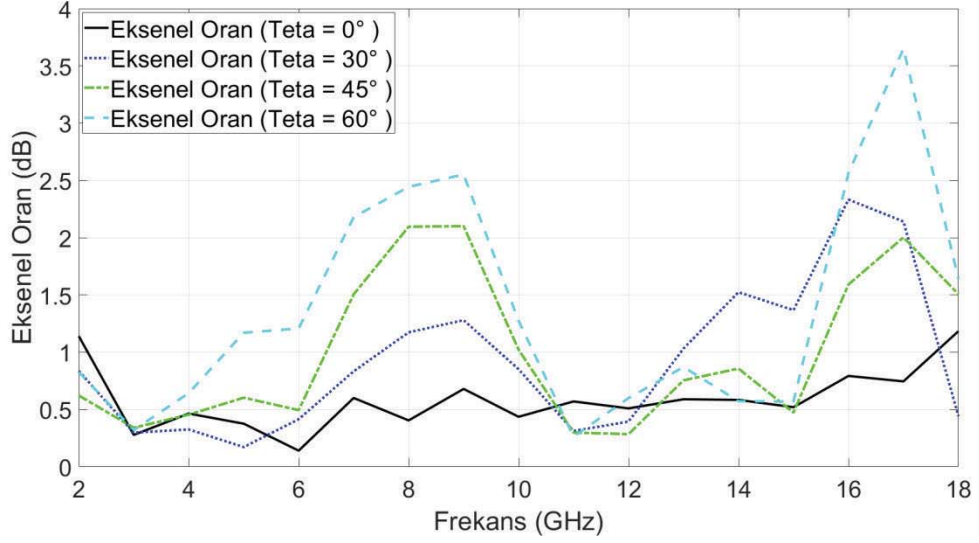
Benzer şekilde Şekil 3.60'da görülen anten kazancı sonuçlarında da antenin çapının alt frekans sınırı dalga boyuna göre sınırlarda seçilmesinden dolayı ışınım verimliliğinin düşmesi ve empedans uyumsuzluğundan dolayı gelen verimlilikteki azalma ile anten kazancı alt frekans sınırına yaklaştıkça azalmaktadır. Ancak yine de küçük boyut gereksiniminden dolayı bu değerler genellikle kabul görmektedir.



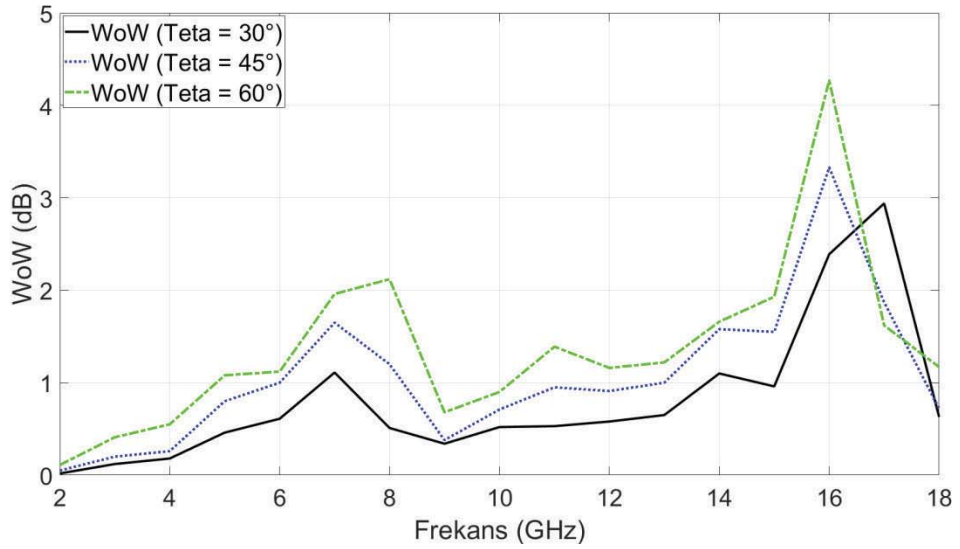
Şekil 3.60 Marchand balunlu spiral anten modeli benzetim kazanç sonuçları

Tezimizdeki en önemli iddiamız olan aksenel oran ve dalga üzerinde salınım sonuçlarının Marchand balun kullanılan spiral antenlerde özellikle uzak teta

açılarında bozulması durumu Şekil 3.61 ve Şekil 3.62 de görülmektedir. Bu etki iddiamızda olduğu gibi üst frekans sınırına doğru etkisini artırmaktadır.



Şekil 3.61 Marchand balunlu spiral anten modeli benzetim eksenel oran sonuçları



Şekil 3.62 Marchand balunlu spiral anten modeli benzetim dalga üzerinde salınım (wow) sonuçları

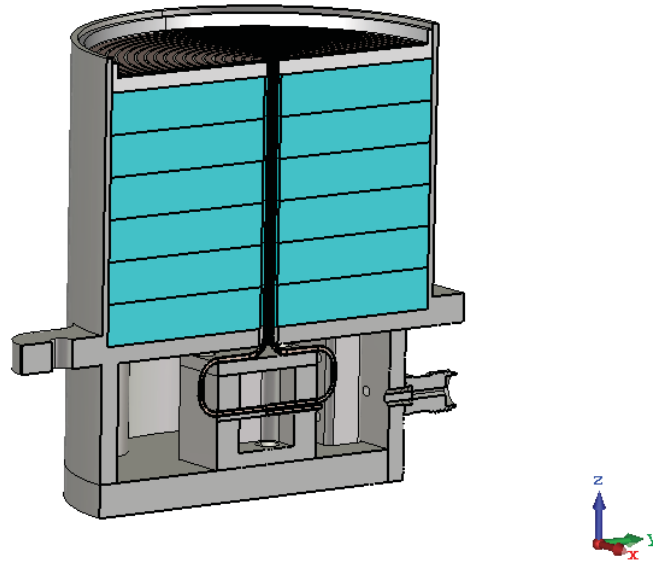
3.2.2 Phelan Balunlu Spiral Anten Benzetimi

Phelan balunlu spiral anten, balunun bir empedans dönüştürücü devre kartına ihtiyaç duymaması ve balunun çıkış koaksiyel hatlarının çapının 0.86 mm olmasından dolayı soğurucu malzeme yüklü metal kavitenin ortasında daha küçük

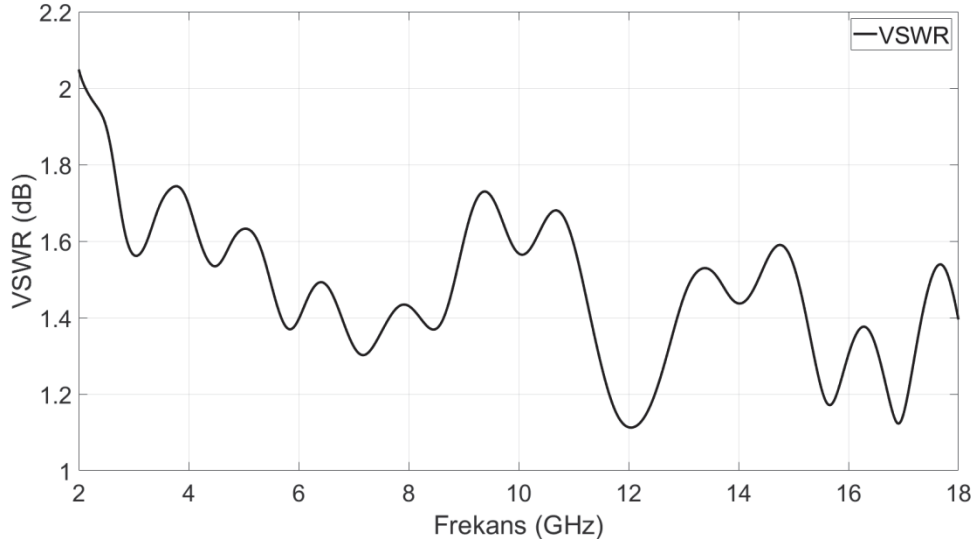
çaplı bir kanala ihtiyaç duymaktadır. Bu da tezimizdeki iddiamız olan Phelan balunlu spiral antenin aksenel oran ve dalga üzerinde salınım parametrelerinin tetanın büyük aç değerlerinde ve yüksek frekanslarda Marchand balunlu spiral antene göre daha başarılı oluşunun ana nedenini göstermektedir. Phelan balunlu spiral antenin benzetim modelinin kesit görüntüsü Şekil 3.63’de gösterilmektedir.

Anten modelinin benzetimleri sonucunda elde edilen VSWR, kazanç, aksenel oran ve dalga üzerinde salınım parametre sonuçları sırasıyla Şekil 3.64-67’de gösterilmektedir.

Şekil 3.64’de görüldüğü gibi Phelan balunlu spiral antenin empedans uyumluluğu tüm frekans bandı boyunca $VSWR < 2$ değerini sağlamaktadır. Anten kazancının fekansla bağlı değişimi Şekil 3.65’de görülmektedir. Alt frekans sınırındaki değerin Marchand Balun’a göre 1 dB lik iyileşme büyük ölçüde empedans uyumluluğundan gelmektedir. Çünkü sadece besleme devresinden kaynaklı farkın görünmesi amacıyla, anten kartı, soğurucu malzeme yüklü metal kavite tasarımı iki balunun da kullanıldığı anten modellerinde birebir aynı tutulmuştur.

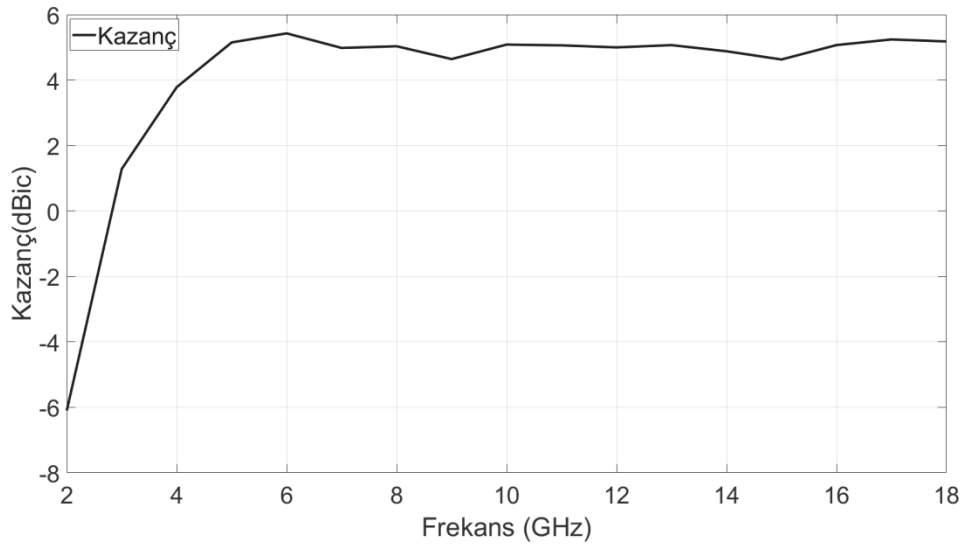


Şekil 3.63 Bütünleştirilmiş phelan balunlu spiral anten modeli

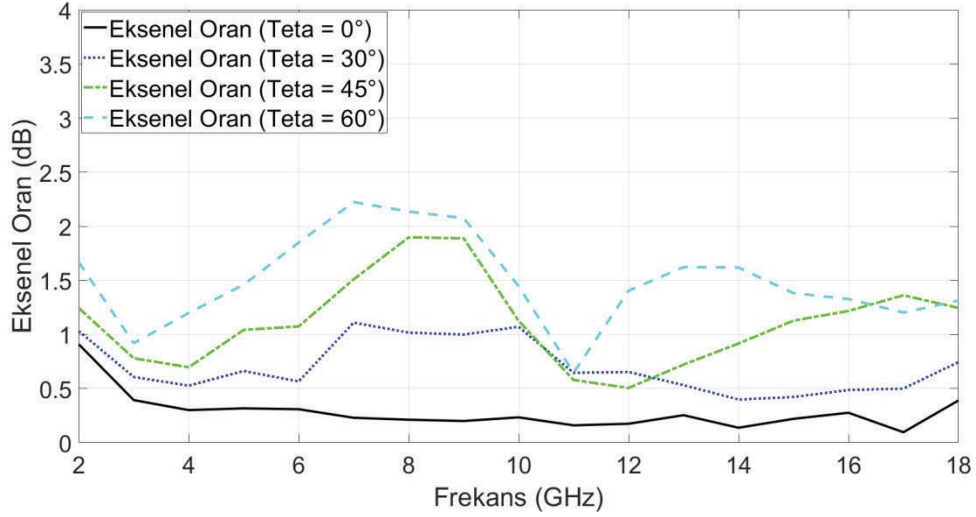


Şekil 3.64 Phelan balunlu spiral anten modeli benzetim vswr sonuçları

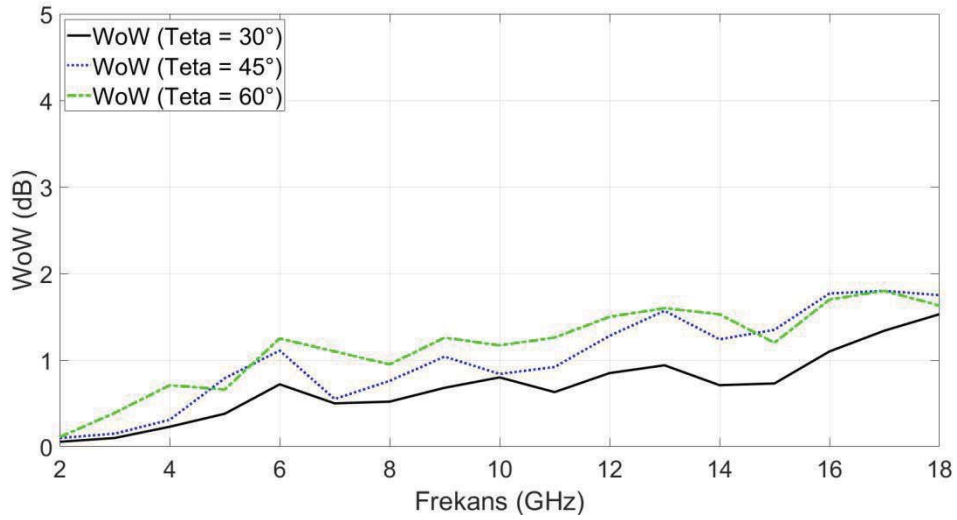
Şekil 3.65 ve 3.66'da görülen aksel oran ve dalga üzerinde salınım sonuçlarına bakıldığında, Marchand balunda yüksek frekans ve yüksek teta açılarında görülen artışlar Phelan balunlu tasarımda görülmemektedir.



Şekil 3.65 Phelan balunlu spiral anten modeli benzetim kazanç sonuçları



Şekil 3.66 Phelan balunlu spiral anten modeli benzetim eksenel oran sonuçları
İki farklı balun topolojisinin eksenel oran ve dalga üzerinde salınım sonuçlarında görülen farklılığın nedenleri bir sonraki başlıkta detaylı olarak değerlendirilmiştir.



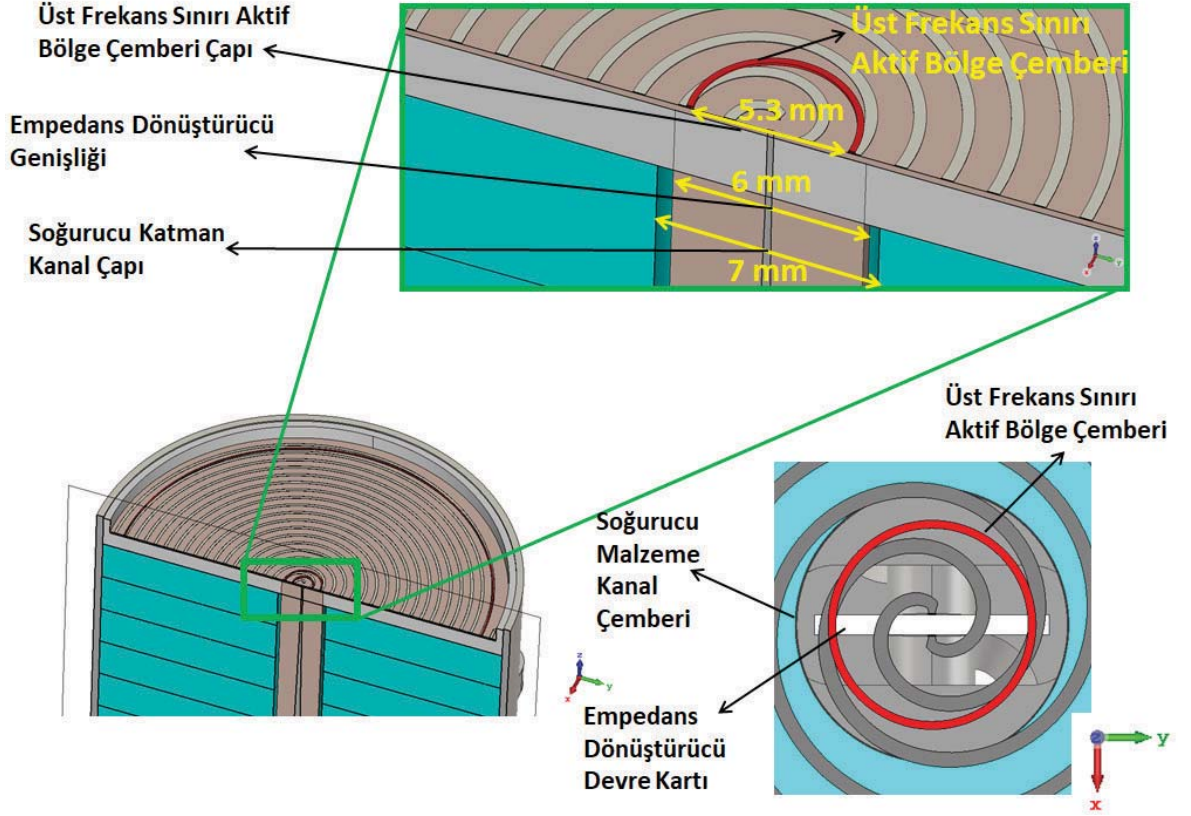
Şekil 3.67 Phelan balunlu spiral anten modeli benzetim dalga üzerinde salınım sonuçları

3.2.3 Phelan Balunlu Spiral Anten ve Marchand Balunlu Spiral Anten Arasındaki Eksenel Oran ve Dalga Üzerinde Salınım Performans Farkının Temel Nedeni

Spiral antenin besleme devresi olarak Phelan balun kullanılmasının, Marchand balun kullanılması durumuna göre eksenel oran ve WoW performansında yüksek frekanslarda ve nişan hattından uzak açılarda daha başarılı olacağı tezimizin iddiasıdır. Bölüm 3.2.1 ve 3.2.2 de her iki balun tipi ile geliştirilen spiral antenlerin

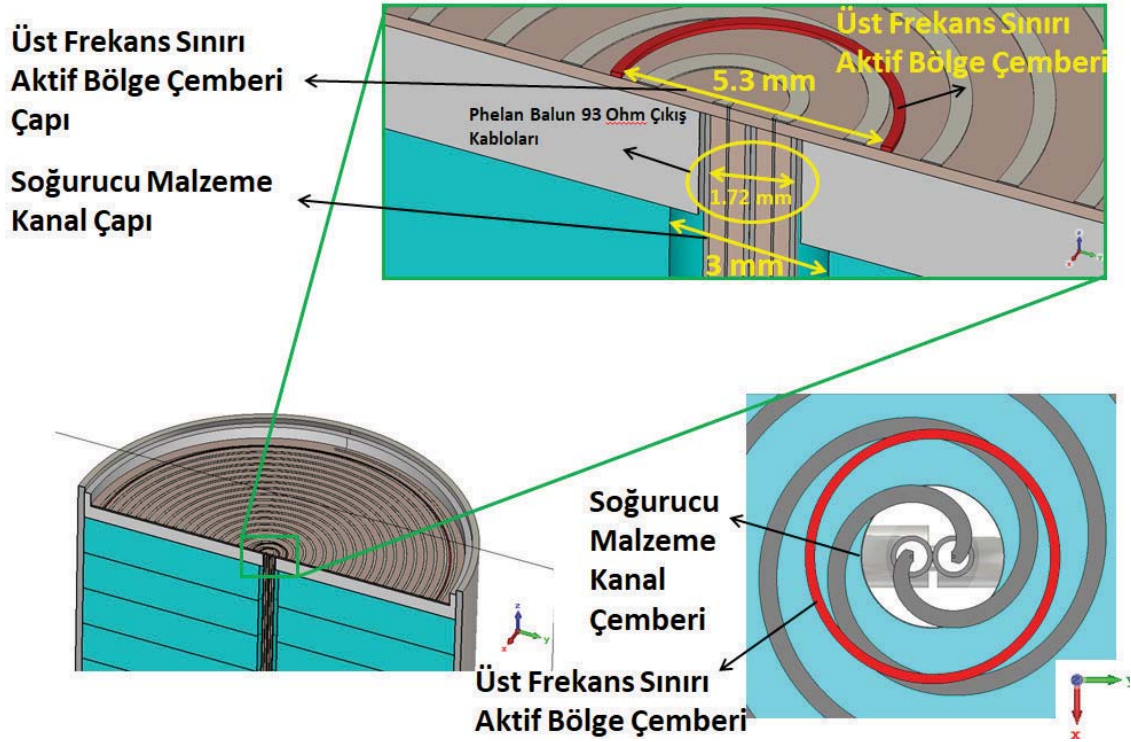
eksenel oran ve WOW performansları bu iddiamızın doğrulunu göstermektedir. Marchand balunlu spiral antendeki olumsuz sonuçların neden kaynaklandığı, Phelan balunun bu nedenleri nasıl ortadan kaldırıldığı bu bölümde açıklanmıştır.

Marchand balunlu spiral anten modelinde antenin kartının merkezinde bulunan besleme noktasına Marchand balundan uzanan empedans dönüştürücü ile erişilmektedir. Empedans dönüştürücü devre kartının bu noktadaki genişliği istenilen empedans değerini uygun şekilde sağlayabilmek amacıyla belirli bir genişlikte olmalıdır. Ancak bu genişlik değeri antenin üst çalışma frekans sınırı olan 18 GHz 'in aktif bölge çemberinin çapından daha büyüktür. Bu nedenle aktif bölge çemberinin arkasında devre kartından dolayı bir bozucu etki söz konusu olacaktır. İkinci olarak da devre kartının bu noktaya gelebilmesi için soğurucu malzemeye açılan kanaldan dolayı ideal durumda aktif bölgenin arkasında bulunması gereken soğurucu malzeme bulunmamaktadır. Bu durum da antenin ışınma örüntüsündeki simetriyi bozmaktadır. Buna bağlı olarak dalga üzerinde salınım performansı bozulmaktadır. Benzer şekilde eksenel oran performansı da etkilenmektedir. Bahsedilen durum Şekil 3.68'de görselleştirilmiştir.



Şekil 3.68 Marchand balunlu spiral antende üst frekans sınırı blokaj etkisi ve soğurucu bulunmama durumu görselleştirmesi

Phelan balunlu spiral anten yapısında Marchand balunlu yapıda görülen sorunlar görülmemektedir. Çünkü Phelan balunun çıkışında kullanılan 93Ω luk koaksiyel kablolar 0.86 mm lik dış çapa sahiptir. İki kablo birbirine paralel ve bitişik bağlandığında maksimum kesit uzunluğu $0.86 \times 2 = 1.72 \text{ mm}$ olmaktadır. Şekil 3.69 da görüldüğü gibi 18 GHz üst frekans sınırı aktif bölge çemberinin çapı 5.3 mm dir. Bu nedenle hem soğurucu katmanda kabloların geçişi için açılacak kanalın çapı hem de kabloların en büyük kesit uzunluğu bu değer altında kalmaktadır. Bu nedenle bozucu etki görülmemektedir. Phelan balunlu spiral antendeki benzer durumun görselleştirilmiş hali Şekil 3.69 de gösterilmektedir.



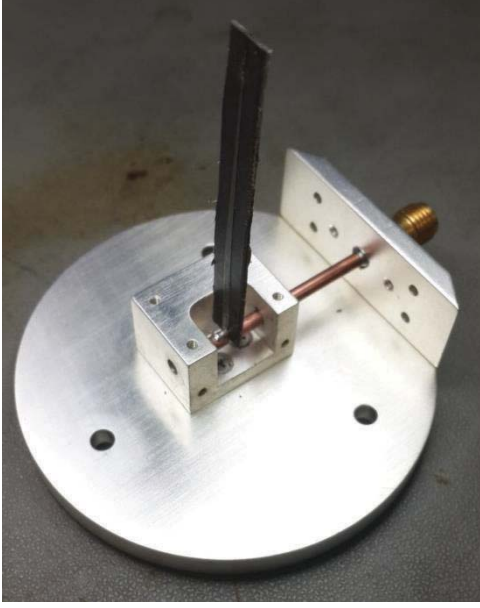
Şekil 3.69 Phelan balunlu spiral antende üst frekans aktif bölge çemberinin etkilenmeyişinin görseli

3.3 Spiral Anten Gerçekleşmesi ve Ölçümleri

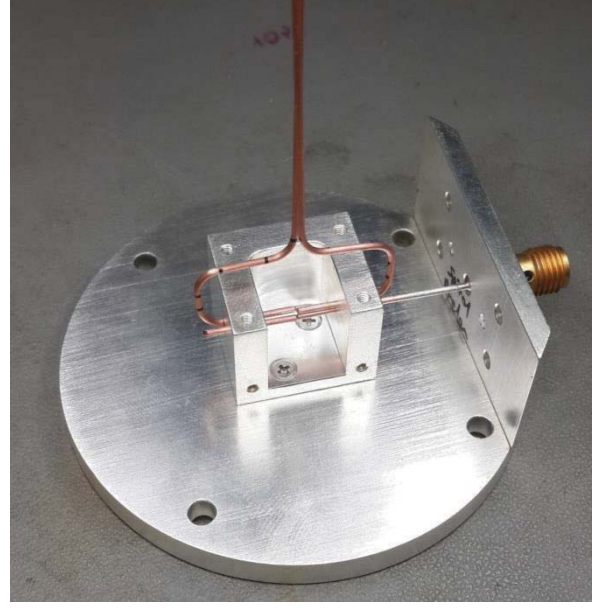
Benzetimleri tamamlanan Marchand ve Phelan balunlu spiral antenlerin üretimleri gerçekleştirilmiştir. Üretimlerde kullanılan ölçüler parametrik benzetimler neticesinde belirlenen boyutlar kullanılmıştır. Benzetimler ile üretimler arasında fark oluşmaması için benzetim modeli oluşturulurken üretimde ve montajda uygulanabilecek ölçüler tercih edilmiştir. Öncelikle anten mekaniğinde iki balun yapısının üretim görselleri Şekil 3.70 da verilmiştir. Sonrasında bütünleştirilmiş antenlerin görselleri Şekil 3.71 de gösterilmiştir.

Ölçümler, TÜBİTAK BİLGEM Bilişim Teknolojileri Enstitüsü (BTE), Anten Test ve Araştırma Merkezi (ATAM), Küresel Yakın Alan Ölçüm Sistemi (KYAS) nde gerçekleştirilmiştir.

Anten ölçümlerine ait fotoğraf Şekil 3.72’de gösterilmektedir.



(a)



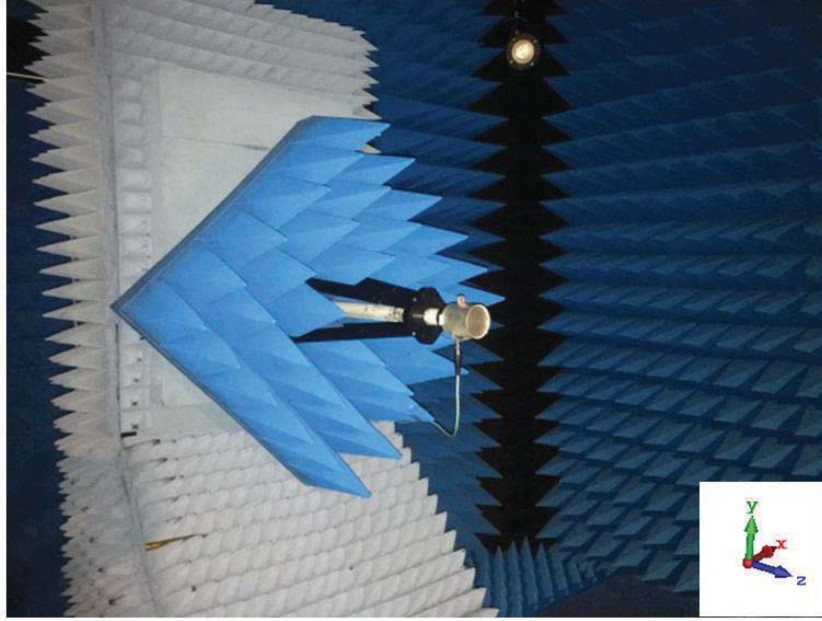
(b)

Şekil 3.70 Balun topolojileri üretim görselleri, (a), Marchand balun üretimi, (b), Phelan balun üretimi

Yapılan ölçümler neticesinde elde edilen sonuçlar, VSWR, kazanç, aksenal oran ve WoW performans parametreleri üzerinden karşılaştırılmıştır. VSWR karşılaştırma sonuçları Şekil 3.73 de görülmektedir. Bu Marchand balunlu spiral antenin VSWR sonuçlarında alt frekanslardaki yükselme ilgili antenin benzetim sonuçlarında da görüldüğü gibi balundan kaynaklanan bir yükseliştir. Phelan balunlu spiral antenin sonuçlarında benzetimlerine oranla daha yüksek sonuçlar elde edilmesinin nedeni ise üretim sırasında montajı yapan kişinin işçiliğinin çok etkili olmasından kaynaklanan durumlardır. Örneğin, kabloların bükümü, lehimleme vb. dir.

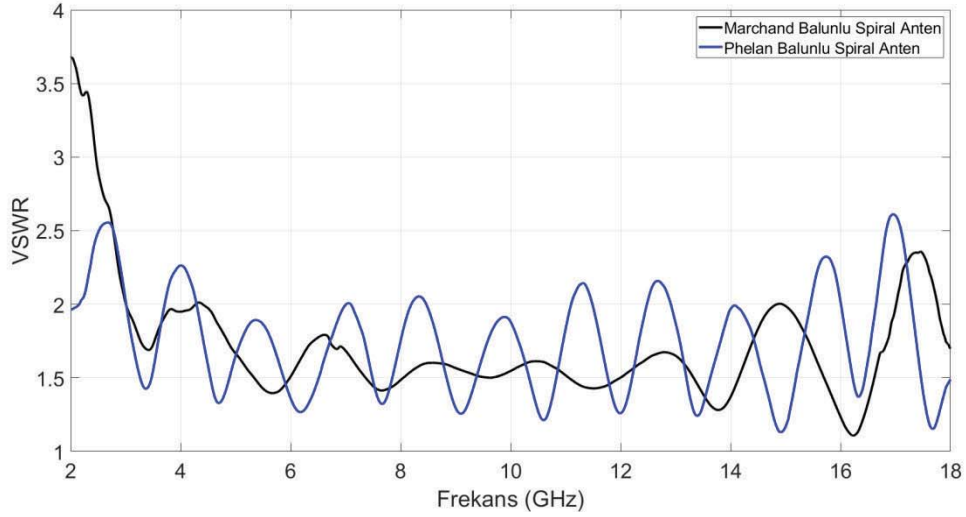


Şekil 3.71 Marchand ve Phelan balunlu spiral anten üretilmiş prototip görseli

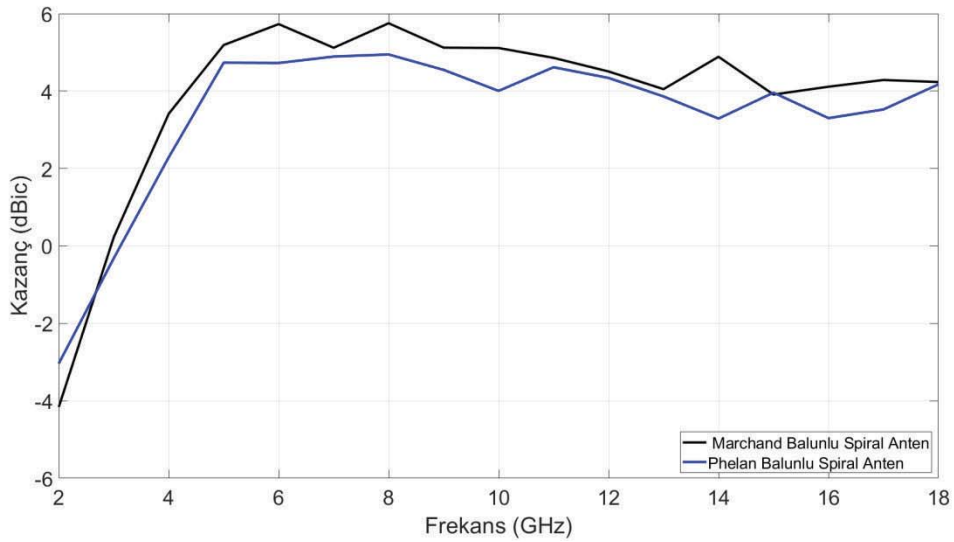


Şekil 3.72 Antenin ölçüm sistemi üzerindeki görüntüsü

İki balunun da üretilmiş dış görünüşleri aynı olduğundan farklı açılardan üç adet görünümü verilmiştir.



Şekil 3.73 Marchand ve Phelan balunlu spiral antenlerin vswr ölçüm sonuçları karşılaştırması

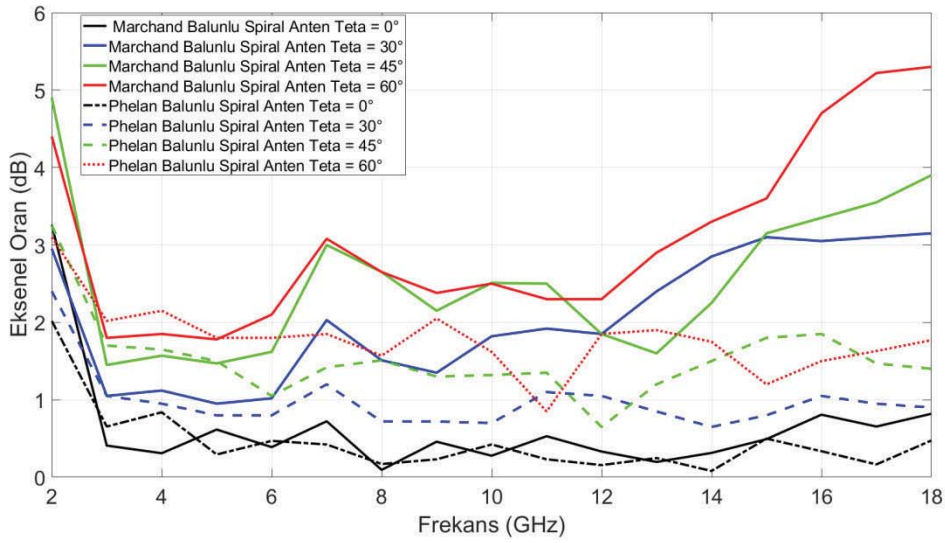


Şekil 3.74 Marchand ve Phelan balunlu spiral antenlerin kazanç ölçüm sonuçları karşılaştırması

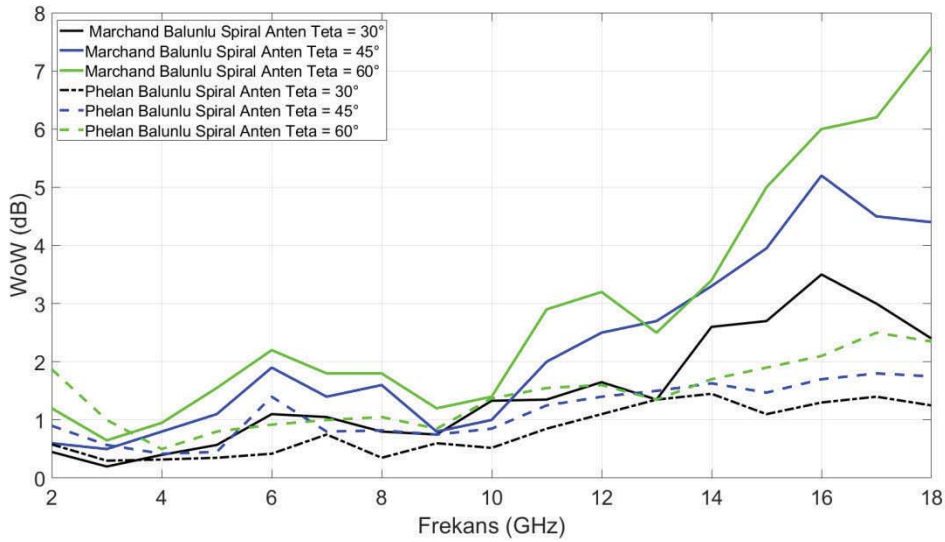
Besleme devresi haricindeki tüm bileşenler benzer kullanıldığından iki anten arasında kazançta büyük farklar görülmemektedir.

İki besleme yapısına sahip antenler için elde edilen aksenal oran değerleri, nişan hattı, $\theta = 30^\circ$, $\theta = 45^\circ$ ve $\theta = 60^\circ$ değerleri için karşılaştırılmıştır. Şekil 3.75 de görülen sonuçları değerlendirdiğimizde 12 GHz ve üst frekanslarda ve özellikle teta açısının büyük değerlerinde Marchand balunlu spiral antenin aksenal oran

performansı kötüleşmektedir. Phelan balunlu spiral antende ise bu olumsuz durum görülmemektedir.



Şekil 3.75 Marchand ve Phelan balunlu spiral antenlerin aksel oran ölçüm sonuçları karşılaştırması



Şekil 3.76 Marchand ve Phelan balunlu spiral antenlerin wow ölçüm sonuçları karşılaştırması

Eksenel oran sonuçlarına benzer şekilde Marchand balunlu antende dalga üzerinde salınım değerleri yüksek frekanslarda ve yüksek teta açılarında kötüleşmektedir.

Şekil 3.75 ve Şekil 3.76 deki sırasıyla aksel oran ve dalga üzerinde salınım sonuçları değerlendirildiğinde tezimizdeki iddiamızın doğruluğu görülmektedir.

Yön kestirim amacıyla geliştirilen birçok teknik bulunmaktadır. Teknikler yön bilgisinin elde edildiği zaman aralığına göre sınıflandırılmaktadırlar [36]. Bilginin elde edildiği ölçümün anlık veya sıralı olarak gerçekleşme durumuna göre teknikler ayrıştırılmaktadır. Bir kaynağa ilişkin sinyalin birden fazla anten tarafından genlik, faz veya varış zamanı gibi parametrelerine bağlı olarak yön tespiti yapılması durumu anlık teknikler sınıfına girmektedir ve tek darbe teknikleri olarak anılmaktadır. Diğer bir teknik te ölçümün zaman içinde sıralı olmasıdır. Buna verilebilecek örnek ise, kaynağın sabit bir yayın yaptığı kabulünün olduğu bir an da alıcı antenin hareket etmesine bağlı olarak birden çok noktada veri alınarak bilgi edinilmesi esasına dayanmaktadır. Bu hareket genellikle yüksek kazançlı ve düşük yan kulakçıklara sahip olan bir antenin hızlı dönmesi şeklindeki bir harekete dayanmaktadır. Sıralı teknik yapısı gereği basit bir uygulama olsa da döner anten sistemli radarlar vb. vericilerin yön tespitinde verici antenin de bir döner anten olması ve ana hüzmelerinin açısının çok dar olması durumlarında hedef üzerinde yeterli süre kalınmamasından dolayı yetersiz kalabilmektedir.

Tez çalışmamızda anlık teknikler üzerine yoğunlaşmıştır ve bunlardan faz karşılaştırma tekniği tek darbe tekniğini temel olmak üzere ile genlik karşılaştırmalı teknik ile desteklenmesi planlanmıştır.

Genlik karşılaştırma tekniğinde yatayda 360 derecelik bir kapsama sağlamak amacıyla anten hüzmelerine bağlı olarak iki ve üzeri anten elemanından oluşan anten dizileri kullanılmaktadır. Çeşitli anten tipleri bu uygulamalarda kullanılabilir. Ancak spiral antenler sağladığı birçok özellikle bu teknik için en ideal anten tipidir. Bunun nedenlerinden bahsederseniz, yön bilgisini edinmeye çalıştığımız kaynağın bulunduğu tehditlere dair herhangi bir bilgiyi önceden bilmemekteyiz. Bu bilgiler içerisinde sistemin verimli çalışması açısından en önemlilerinden bir tanesi vericinin polarizasyonudur. Yön kestirim anten dizimizde doğrusal polarizasyonlu bir anten tercih etmemiz durumunda tehdit

kaynağının polarizasyonunun bizim sistemimizdeki antenin polarizasyonu ile ters olması durumunda sinyali algılayamayabiliriz. Bu duruma ek olarak tehdit kaynağının bir hava platformunun üzerinde olması durumunda platformun manevra kabiliyeti düşünüldüğünde tehdit sinyalini sürekli olarak farklı seviyelerde alma sorunu ile de karşılaşılabilir. Bu da çok büyük bir risktir. Bu nedenlerle yön kestirim sisteminin antenin dairesel polarizasyona sahip olması bu sorunu aşmamızı sağlamaktadır. Spiral antenler dairesel polarizasyona sahip olduğu için bu uygulamalar için uygundur. Bunun da ötesinde spiral antenleri genlik karşılaştırmalı yön kestirim teknikleri için vazgeçilmez kılan özelliği, birçok dairesel polarizasyonlu anten için dairesellik başarısı antenin nişan hattı doğrultusunda sorgulanır ve sağlanırken, spiral antenlerde antenin nişan hattından 45° uzak açılarda dahi dairesel polarizasyon başarısı korunmaktadır. Bu da özellikle hava platformlarında konuşlu vericilerin platformun manevralarından bağımsız olarak takibinin mümkün kılmaktadır.

Bilindiği gibi genellikle antenlerin ışıma örüntülerinin yarım güç hüzmeye açıları antenin açıklığının boyutu ve ilgili frekansın dalga boyu ile ilintilidir. Buna göre frekans arttıkça anten kazancı artmakta ve hüzmeye genişliği daralmaktadır. Spiral antenler frekanstan bağımsız antenler sınıfına girdiğinden dolayı, anten açıklığında antenin çalışma frekans bandı içerisinde her bir frekans noktasında ilgili frekans noktasının dalga boyuna eşit çaptaki bölge aktif ışıma göstermektedir. Anten üzerinde yürüyen akım bunun dışındaki bölgelerde birbirini sönmülemektedir. Bu nedenle çalışma frekans bandı içerisinde tüm frekanslarda hüzmeye açısı yüksek oranda sabit kalmaktadır. Bu da yön kestirim uygulamasında yatay da hüzmeye açısına bağlı yapılan kapsama planına çalışma frekans bandı boyunca sadık kalınabilmesi anlamına gelmektedir.

Spiral antenler geniş hüzmeye açıları için başarılı eksenel oran değerlerini sağlaması ve çalışma frekans bandı içerisinde istikrarlı hüzmeye açıları ile genlik karşılaştırmalı yön kestirim tekniği için ideal bir anten elemanıdır.

Genlik karşılaştırmalı teknik ilerleyen bölümlerde detaylı bir şekilde anlatılacak olmak üzere birçok parametrenin değişimlerine duyarlı bir yapısı olduğundan dolayı hesaplama hataları tekniğin yön bulma hassasiyetlerini 10° mertebelerine

kadar bozabilmektedir. Bu nedenle çalışmamızda genlik karşılaştırma tekniğini, yön bulma hassasiyeti 3° mertebelerine kadar indirme imkânı tanıyan faz karşılaştırma tekniği öncelikli olarak değerlendirilmiştir. Ancak faz karşılaştırma tekniğinin belirsizlik durumları sorununun çözümü için de genlik karşılaştırma tekniğinin kullanılması planlanmıştır. Faz karşılaştırma tekniği belirli bir dizilim halinde olan anten elemanlarına, yönü tespit edilmek istenen kaynaktan gelen sinyalin her bir anten elemanı tarafından algılandığı faz değerlerinin karşılaştırması esasına dayanmaktadır.

4.1 Genlik Karşılaştırmalı Yön Kestirim Tekniği

Genlik karşılaştırma tekniğinin en temel uygulaması düşük kazançlı geniş hüzmeli anten elemanlarının 90° lik aralıklarla dizilmesi ile 360° kapsama sağlanmasıdır. Bu yapılandırma birçok radar ikaz alıcı uygulamasında kullanılmaktadır. Yukarıda bahsedildiği gibi genlik karşılaştırmalı teknikte en çok tercih edilen anten elemanı spiral antenlerdir [36]. Bir spiral antenin ışına örüntüsü matematiksel olarak ifade edilmek istendiğinde bir gaussian fonksiyona çok benzerdir ve (1) eşitliğindeki gibi ifade edilir.

$$G(\theta) = A_i^2 \exp[-k^2(\theta_i - \alpha)^2/\theta_B^2] \quad (4.1)$$

A_i antenin ışına örüntüsü maksimum genlik değeri ifade etmektedir. θ_B , anten elemanının yarım güç hüzmeye genişliğidir. $k^2 = 2 \ln 4 = 2.773$, s , anten elemanlarının dizilimleri sırasında anten elemanları arasındaki açı adımını ifade etmektedir. α , anten elemanlarının dizilim açısı adımlarının yarısını ifade etmektedir.

Yön kestirimi iki aşamadan oluşmaktadır. Birinci aşamada yönü tayin edilmeye çalışılan kaynaktan gelen sinyalin en yüksek ve ikinci yüksek seviyede algılayan anten çiftinin seçilmesidir. İkinci aşamada da bu antenlerden alınan sinyal seviyelerinin oranlanmasıdır.

$$\begin{aligned} R_{dB} &= 20 \log \left(\frac{A_1}{A_2} \right) - 20 \log e \cdot \left(\frac{k^2}{\theta_B^2} \right) \cdot [(\theta - \alpha)^2 + (\theta + \alpha)^2] \\ &= 20 \log \left(\frac{A_1}{A_2} \right) - \left(\frac{1.38}{\theta_B^2} \right) \cdot (4\alpha\theta) \cdot 20 \log e = A_{1dB} - A_{2dB} + 48 \cdot \frac{\alpha\theta}{\theta_B^2} \end{aligned} \quad (4.2)$$

Eşitlik (4.2) ye göre iki güçlü sinyalin alındığı antendeki sinyal genlikleri arasındaki oran kaynağın yön bilgisi ile orantılıdır. Antenlerin genlikleri arasındaki fark bir ön kalibrasyon tablosu ile eşitlendiğinde kaynağın yön bilgisi (4.3) eşitliğine indirgenmiş olur.

$$\theta = R_{dB} \left(\frac{\theta_B^2}{48\alpha} \right) \quad (4.3)$$

Yön bilgisinin hesaplanmasının R_{dB} ye bağımlılığının belirlenmesi için (4.3) eşitliğinin R_{dB} ye göre türevi alındığında

$$\sigma_{\theta R_{dB}} = \left(\frac{\theta_B^2}{48\alpha} \right) \sigma_{R_{dB}} \quad (4.4)$$

(4.4) numaralı eşitlikten de görüldüğü gibi yön kestirimindeki hatanın θ ya bağımlılığı için θ ya göre türevi alındığında sabit değer çıktığı görülmektedir. Buna göre $\alpha = \theta_B/2$ olduğu durumda (4.4) eşitliği (4.5) eşitliğine indirgenmiş olur.

$$\delta\theta = \frac{\theta_B}{24dB} \delta R_{dB} \quad (4.5)$$

4.1.1 Genlik Karşılaştırma Tekniği Hata Kaynakları

Genlik karşılaştırma tekniği basit ve hızlı bir mantığa dayanmakla birlikte sistemi bir araya getiren bileşenlerin idealden sapmalarına bağlı olarak gelişen birçok hata kaynağına karşı da duyarlıdır. Bu hata kaynakları ve bunların ne seviyede etkili oldukları bu bölümde tespit edilmiştir.

4.1.1.1 Kanallar Arası Sinyal Seviyesi Ölçüm Uyumsuzlukları

Genlik karşılaştırmalı yön kestirim sistemini meydana getiren alıcı devreler ve antenlerden oluşan her bir kanalda gelen sinyalin okunduğu seviye alıcı devre ve anten elemanlarının kanallar arasında farklı performansa sahip olmasından dolayı değişkenlik göstermektedir. Bu durum her frekans noktası için değişmektedir. Kalibrasyon tabloları ile belirli frekans adımları ile düzeltilse de tüm frekanslarda bu düzeltme yapılamamaktadır. Bu istenmeyen dengesizliğin ne seviyede etki ettiğinin gösterilebilmesi için kanallar arasında ± 1 dB gibi bir seviye farkının var olduğunu düşünürsek (4.5) eşitliği üzerinde maksimum yön bulma hata seviyesi $\pm 3.75^\circ$ olur.

4.1.1.2 Anten Elemanlarının Hüzme Genişliklerinin Değişimi

Anten elemanlarının hüzme genişliklerinin frekansa bağlı olarak değişimi de yön kestiriminde hatalara neden olmaktadır. Bu değişimin ne mertebede etki ettiğinin görülebilmesi için (3) eşitliğinin θ_B ye göre türevi alınır (4.6) eşitliği elde edilir.

$$\sigma_{\theta, \theta_B} = \left(\frac{R_{dB} \theta_B}{24\alpha} \right) \sigma_{\theta_B} \quad (4.6)$$

4.1.1.3 Anten Elemanlarının Dizilim Açısı Değişimi

Anten dizisinde kullanılan antenlerin aralarındaki dizilim açısı iki sebepten farklılık gösterebilmektedir. Birincisi anten elemanının nişan hattı açısı antenin yüzey normalinden sapma gösterebilir. İkincisi ise antenlerin fiziksel olarak montajları sırasında oluşabilecek montaj yüzeyleri arasındaki sapma açısıdır. Bu durumun yön kestirim hesaplamasına etkisinin tespit edilebilmesi için (4.3) eşitliğinin α parametresine göre türevi alınır. Bu işlem sonucunda (4.7) eşitliği elde edilir.

$$\sigma_{\theta, \alpha} = \frac{R_{dB} \theta_B^2}{48\alpha^2} \sigma_{\alpha} \quad (4.7)$$

Bu üç hata kaynağının aralarında bir korelasyon olmadığı kabulü altında toplam hata (4.8) eşitliği ile hesaplanır.

$$\sigma_{\theta, ant} = \left(\sigma_{R_{dB}}^2 + \sigma_{\theta, \theta_B}^2 + \sigma_{\theta, \alpha}^2 \right)^{1/2} \quad (4.8)$$

4.1.1.4 Alıcı Devrelerin Termal Gürültü Faktörü

Yön bulma anten dizisinde her bir antenin bağlı olduğu alıcı devrelerin termal gürültüleri de algılanan sinyal seviyesinin hatalı okunmasına neden olmaktadır. Bu da sinyal seviyelerinin oranlanmasına dayanan yön tayin hesaplamasını etkilemektedir.

$$\delta R_{dB} = 20(\log e)(\delta A_1/A_1 - \delta A_2/A_2) \quad (4.9)$$

(4.9) eşitliğindeki A_1 ve A_2 ilgili kanallardaki okunan maksimum voltaj genliği olduğundan rms hata σR_{dB} her bir kanaldaki işaret gürültü oranı ile ilişkilidir.

$$\sigma_{A_1}^2/A_1^2 = 1/(2SNR_1) \text{ ve } \sigma_{A_2}^2/A_2^2 = 1/(2SNR_2) \quad (4.10)$$

(4.10) eşitliklerine göre kanallardaki gürültülerin ilintili olmadığı kabulü ile

$$\sigma_{R_{dB}} = 20(\log e)[1/(2SNR_1) + 1/(2SNR_2)]^{1/2} \quad (4.11)$$

(4.11) eşitliğini (4.4) eşitliğinde yerine koyarak gürültü faktörüne bağlı rms açılmal hata eşitliği (4.12) elde edilir.

$$\sigma_\theta = \left(\theta_B^2/(48\alpha) \right) 20(\log e)[1/(2SNR_1) + 1/(2SNR_2)]^{1/2} \quad (4.12)$$

Her bir kanaldaki işaret gürültü oranı anten ışınma örüntüsü ile orantılıdır. Her bir kanal için işaret gürültü oranı sadece kesişim noktalarında eşittir. Buna göre birinci kanalın işaret gürültü oranı, ikinci kanalın işaret gürültü oranına, eşitlik (4.13) de görüldüğü gibi antenin nişan hattındaki işaret gürültü oranlarının yarısı seviyesinde eşittir.

$$SNR_1 = SNR_2 = 1/2 (SNR_M) \quad (4.13)$$

Buna göre (4.14) eşitliği ve $\alpha = \theta_B/2$ olması koşulu altında (4.15) eşitliği elde edilir.

$$\sigma_\theta = (\theta_B^2/(48\alpha))20(\log e)[2/(SNR_M)]^{1/2} = 0.255(\theta_B^2/\alpha)[2/SNR_M]^{1/2} \quad (4.14)$$

$\alpha = \theta_B/2$ durumu için

$$\sigma_\theta = 0.721\theta_B/(SNR_M)^{1/2} \quad (4.15)$$

4.2 Faz Karşılaştırmalı Yön Kestirim Tekniği

Faz karşılaştırmalı yön kestirim tekniği, yönü tayin edilmeye çalışına RF kaynaktan yayılan elektromanyetik dalgaların doğrusal, düzlemsel, silindirik vb. dizilimlere sahip ve aralarında belirli mesafeler bulunan bir grup anten elemanının her birinden algılandığı faz bilgileri arasındaki farka bağlı olarak yön tayini yapılan bir tekniktir [37].

En genel ifadesi ile doğrusal bir dizilime sahip ve aralarında d_i mesafesi bulunan anten elemanları arasındaki faz farkı (4.16) eşitliğindeki gibi hesaplanmaktadır.

$$\Psi_i = (2\pi d_i/\lambda) \sin \theta \quad (4.16)$$

Ψ_i , referans anten ile i . anten elemanı arasındaki faz farkı, d_i , referans anten ile i . anten elemanı arasındaki mesafe, θ , doğrusal anten dizisinin doğrultu düzlemine dik olan yön ile yönü tayin edilmeye çalışılan kaynağın yönü arasındaki açı ve λ , ilgili frekansın dalgaboyudur.

Faz ölçümünün doğruluğunu etkileyen birkaç faktör bulunmaktadır. Bunlardan birincisi montaj sapmalarıdır. Bu da en başta belirlenen anten elemanları arasındaki d_i mesafelerindeki hatadır. Ancak bu hatalar milimetrik dalga frekanslarda çalışılmadığı sürece çok önemli sapmalara sebep olacak seviyelerde olmamaktadır. Termal gürültü nedeniyle taşıyıcı frekans değerinin hatalı algılanması da bir diğer etkendir.

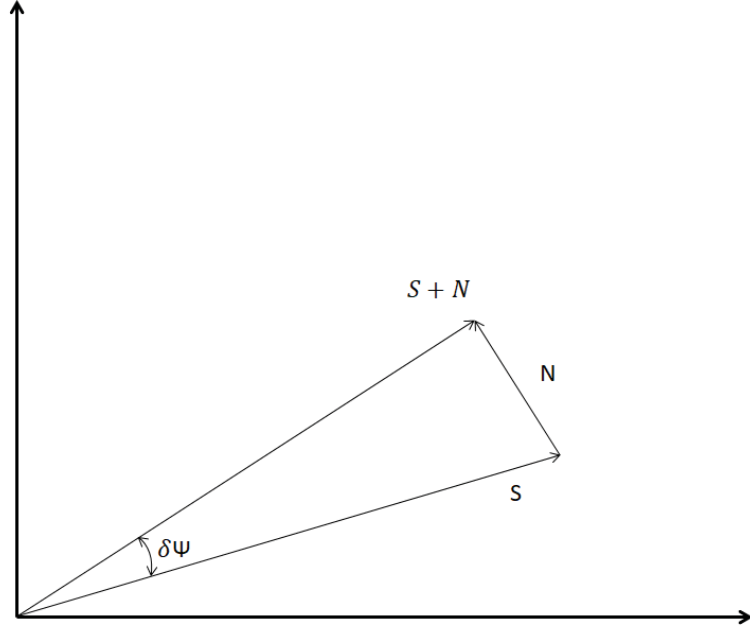
Termal gürültü etkisinin görülebilmesi için gürültü kaynaklı algılanan sinyallerin fazlarının değişimi Şekil 4.1 de gösterilmektedir. S, S' ve N fazörlerinden oluşan üçgen üzerinden kosinüs teoremini kullanırsak (4.17) eşitliğine ulaşmış oluruz.

$$\cos \delta\Psi = (|\underline{S}|^2 + |\underline{S}'|^2 - |\underline{N}|^2)/2|\underline{S}| |\underline{S}'| \quad (4.17)$$

İşaret gürültü oranının görece yüksek olduğu durumda $\delta\Psi$ küçük olacaktır. Buna göre $\cos \delta\Psi \approx 1 - \delta\Psi^2/2 \approx 1 - |\underline{N}|^2/2|\underline{S}|^2$ olur. Bu durumda; $\delta\Psi^2 \cong \frac{|\underline{N}|^2}{|\underline{S}|^2}$ dir.

$\sigma_\Psi^2 = \delta_\Psi^2 = \frac{1}{SNR}$ dır. Buna göre açı tayininde SNR'a bağlı sapma miktarı eşitlik (4.18) deki gibi ifade edilebilir;

$$\sigma_\theta = \frac{c\sigma_\Psi}{2\pi d_{if} \cos \theta} = \frac{c}{2\pi d_{if} \cos \theta \sqrt{SNR}} \quad (4.18)$$



Şekil 4.1 Gürültü kaynaklı hataların görselleştirilmesi için fazör diyagramında gösterim

Faz karşılaştırmalı yön bulma tekniği yön tespit hassasiyetinin yüksek olması istenildiği uygulamalarda tercih edilmektedir. Yukarıda bahsi geçen hataların etkilerinin azaltılabilmesi için d/λ değerinin büyüdüğü dizilimler yapılması gerekmektedir. Ancak bunun sağlanması da hata oranını artıran iki etkiyi ortaya çıkarmaktadır. Bunlardan birincisi konik hata, ikincisi ise faz farkı belirsizliğidir.

Konik hata, doğrusal dizilerde karşılaşılan bir sorundur. Antenlerin düzleminden yükseliş (elevasyon) yönünde açı arttıkça yön tayini yanca (azimut) da bozulmaktadır. Bunun aşılması için düzlemsel ya da birbirine dik iki doğrusal dizi kurulması ile aşılabilmektedir.

Faz farkı belirsizliği ise fazın periodik değişiminden ileri gelmektedir. Bu belirsizliğin giderilebilmesi için yön tespiti yapılmaya çalışılan frekans aralığının üst frekans sınırının dalga boyuna (4.19) eşitliklerinde belirtilen sınır değerinin içerisinde kalacak şekilde anten elemanları arasında mesafe seçilmesi gerekmektedir.

$$\Psi_i = (2\pi d_i / \lambda_{f_{maks}}) \sin \theta_{maks} < \pm \pi \text{ veya } d_1 = \lambda_{f_{maks}} / (2 \sin \theta_{maks}) \quad (4.19)$$

Bu uygulama, harmonik doğrusal dizilerde ve harmonik olmayan doğrusal dizilerde de uygulanır. Harmonik dizilerde elemanlar arası mesafe $d_i = 2^{i-1}d_1$ dir. Harmonik olmayan dizilerde de d_1 mesafesinin tam sayı katları şeklindedir. Bu dizilerde faz farkı belirsizliği çinli kalan teoremi (*chinese remainder theorem*) ile çözülür.

Harmonik doğrusal diziler, çalışılan frekans bandının bir oktavdan daha büyük olmadığı durumlarda tercih edilir. Çünkü çoklu elemanlı yapıları ile çok hassas yön tespiti yapılmasına imkân tanımaktadır. Bunun aksine harmonik olmayan doğrusal diziler ise bir oktavdan daha büyük frekans bandlarında tercih edilir.

Dar bantlı çözümlerde anten elemanının fiziksel boyutu (4.19) eşitliğine uygun şekilde λ_{min} değerinin yarısı olarak seçilebilmektedir. Bu da tüm belirsizliklerin giderilmesine imkân tanımaktadır. Ancak tez çalışmamızdaki gibi 2-18 GHz benzeri geniş frekans bantlarında anten elemanının alt frekans sınırındaki kazancının makul seviyelerde kalabilmesi için fiziksel boyutunun üst frekans sınırının dalga boyunun birkaç katı kadar olması gerekmektedir. Bu durum da $\lambda_{min}/2$ şartının ilk iki anten elemanı arasında sağlanamaması anlamına gelmektedir. Bu sorunun çözümü için diziye üçüncü bir anten elemanının eklenmesi ve anten elemanları arasındaki mesafenin 1-2 ve 1-3 numaralı antenler arasındaki faz farklarının birbirinin belirsizliklerini giderecek şekilde seçilmesi ile mümkün olmaktadır.

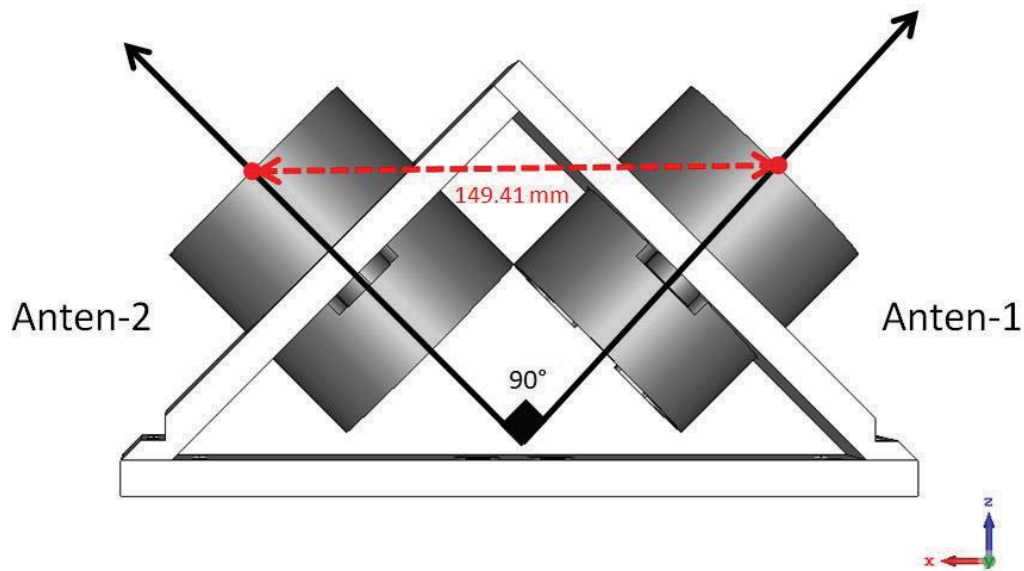
4.3 Genlik ve Faz Karşılaştırma Tekniğinin Hibritlenmesi

Genlik karşılaştırma tekniğinin yön bulma başarısı bölüm 4.1 de anlatıldığı gibi bir çok parametrenin değişimlerinden etkin bir şekilde etkilenmektedir. Bu da tekniğin yön bulma hatalarını 10° mertebelerine çıkarmaktadır. Genlik karşılaştırma tekniğine uygun şekilde yerleştirilen bir anten çiftinin, faz karşılaştırma tekniğinin talep ettiği antenler arası mesafe şartlarını sağladığı söylenemez. Ancak faz karşılaştırma tekniğinin belirttiği olası sinyal geliş açılarının arasındaki minimum açılal mesafenin altında bir yön bulma doğruluğuna genlik karşılaştırma tekniği ile erişilmesi durumunda faz karşılaştırma tekniğinin belirsizliğinin giderilmesi mümkün olabilmektedir.

Tez çalışmamızda yön bulma tekniği olarak yukarıda belirtilen genlik ve faz karşılaştırma tekniklerinin hibritlemesi kullanılmıştır. İlgilenilen açisal sektör 120° dir.

4.3.1 Faz Karşılaştırma Tekniği Uygulaması

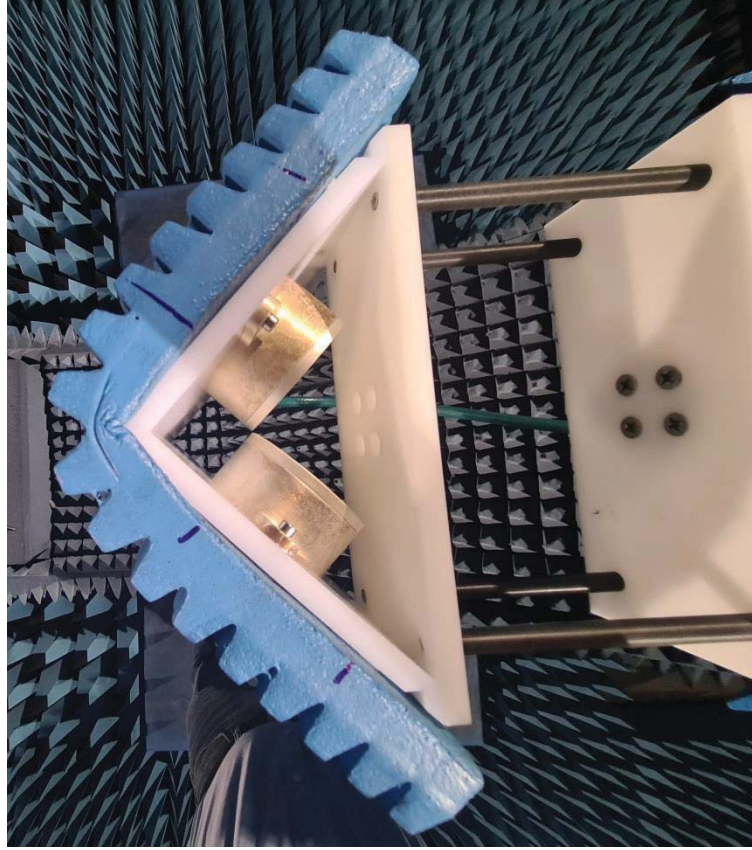
Faz karşılaştırma tekniğinde anten elemanlarının faz merkezleri arasındaki mesafe dalga boyu cinsinden arttıkça iki anten arasındaki faz farkının açığa bağlı değişiminin eğimi artmaktadır. Bu da faz ölçümündeki hata kaynaklarının etkisini azaltmaktadır. Ancak diğer bir yandan faz merkezleri arasındaki mesafenin artışı belirsizlik durumu sayısını da artırmaktadır. Bu nedenle belirsizliği gidermek için genlik karşılaştırma tekniğini kullanacak olmamızdan dolayı diziyi oluştururken temel amacımız faz merkezleri arasındaki mesafeyi en düşük seviyede tutmak olacaktır.



Şekil 4.2 İki elemanlı faz ve genlik karşılaştırmalı yön kestirim dizisi

Şekil 4.2'de görüldüğü gibi antenin fiziksel ölçüleri imkan verdiği limitlerde antenlerin nişan hatları arasında 90° olacak şekilde konumlandırılmıştır. İdeal durumda bir spiral antenin faz merkezi anten kartının merkezi olan besleme noktasıdır. Buna göre faz merkezleri arasındaki mesafe 149.41 mm dir.

Antenlerin Şekil 4.2’de görülen mekanik düzenek ile birlikte ölçümü tam yansız odada 2-18 GHz frekans bandından gerçekleştirilmiştir. Düzenğin ölçüm sistemindeki görüntüsü Şekil 4.3’de görülmektedir.



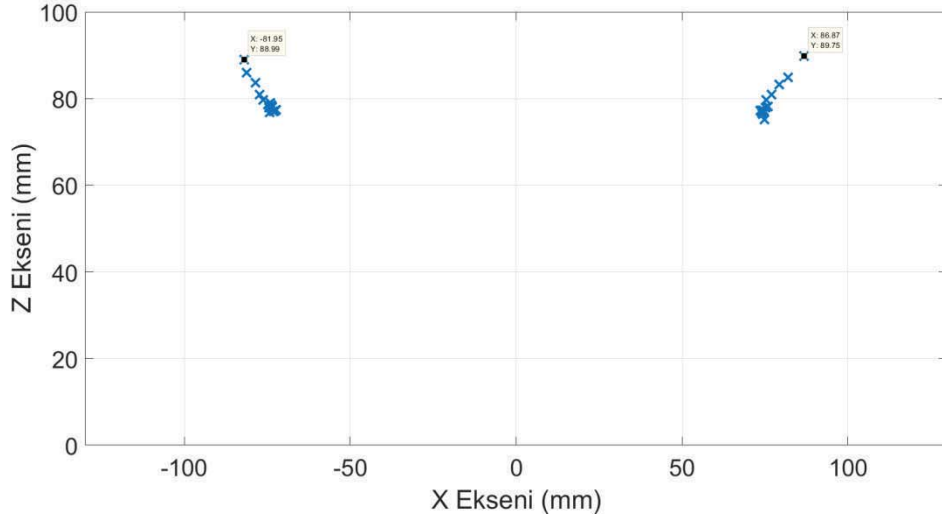
Şekil 4.3 İki elemanlı faz ve genlik karşılaştırmalı yön kestirim dizisi ölçüm sistemine bağlı görüntüsü

Genlik ve faz olarak hassas bir ölçüm gerçekleştirmek istediğimiz için 2-18 GHz frekans aralığında minimum 17 dB yansızlık zayıflatması sağlayan kesik piramit elektromanyetik sünger soğurucu malzeme kullanılmıştır.

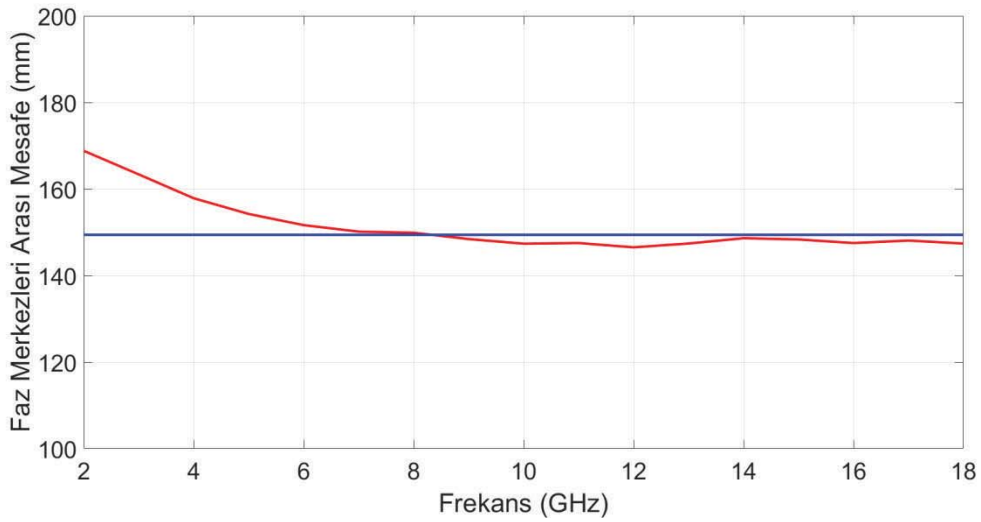
Faz karşılaştırma tekniği için antenlerin ilgili frekanstaki faz merkezlerinin konumunun değişimi önemlidir. İlk ölçümde 1 GHz lik frekans adımları ile bu konum bilgileri elde edilmiştir. Elde edilen konum bilgileri Tablo 4.1’de gösterilmektedir. Ayrıca Şekil 4.4’de nokta bulutu halinde X-Z düzleminde gösterilmektedir. Şekil 4.5’de de X ekseninde iki antenin faz merkezi arasındaki mesafenin Şekil 4.2’de gösterilen ideal mesafe ile karşılaştırması grafik olarak gösterilmektedir.

Tablo 4.1 Yön kestirim dizi anteni elemanlarının frekansa bağlı

Frekans (GHz)	Anten-1			Anten-2		
	X (m)	Y (m)	Z (m)	X (m)	Y (m)	Z (m)
2	0,08687	-0,00558	0,08975	-0,08195	-0,00887	0,08899
3	0,08203	-0,00399	0,08495	-0,08134	-0,00586	0,08593
4	0,07936	-0,00444	0,0832	-0,0785	-0,00517	0,08369
5	0,07692	-0,00408	0,08087	-0,07731	-0,00569	0,08098
6	0,0754	-0,00462	0,07962	-0,07625	-0,00445	0,07972
7	0,07595	-0,00444	0,07816	-0,0742	-0,00543	0,07894
8	0,07513	-0,0046	0,07794	-0,07476	-0,00484	0,07857
9	0,0747	-0,00427	0,07727	-0,07373	-0,00456	0,07844
10	0,07439	-0,00459	0,07638	-0,07297	-0,0057	0,07703
11	0,07421	-0,00513	0,07715	-0,0733	-0,00514	0,07707
12	0,07422	-0,00508	0,07669	-0,0723	-0,00441	0,07731
13	0,07351	-0,00516	0,07722	-0,07389	-0,00393	0,07785
14	0,07406	-0,00522	0,07722	-0,07457	-0,00366	0,07793
15	0,07471	-0,00536	0,07717	-0,07363	-0,00414	0,0781
16	0,07391	-0,00533	0,07729	-0,0736	-0,00432	0,07824
17	0,07385	-0,00535	0,07704	-0,07424	-0,00489	0,07679
18	0,07482	-0,00494	0,07522	-0,07257	-0,00472	0,07732



Şekil 4.4 İki elemanlı faz ve genlik karşılaştırmalı yön kestirim dizisi anten elemanları faz merkezlerinin 2-18 GHz frekans aralığında 1 GHz lik adımlarla gösterimi

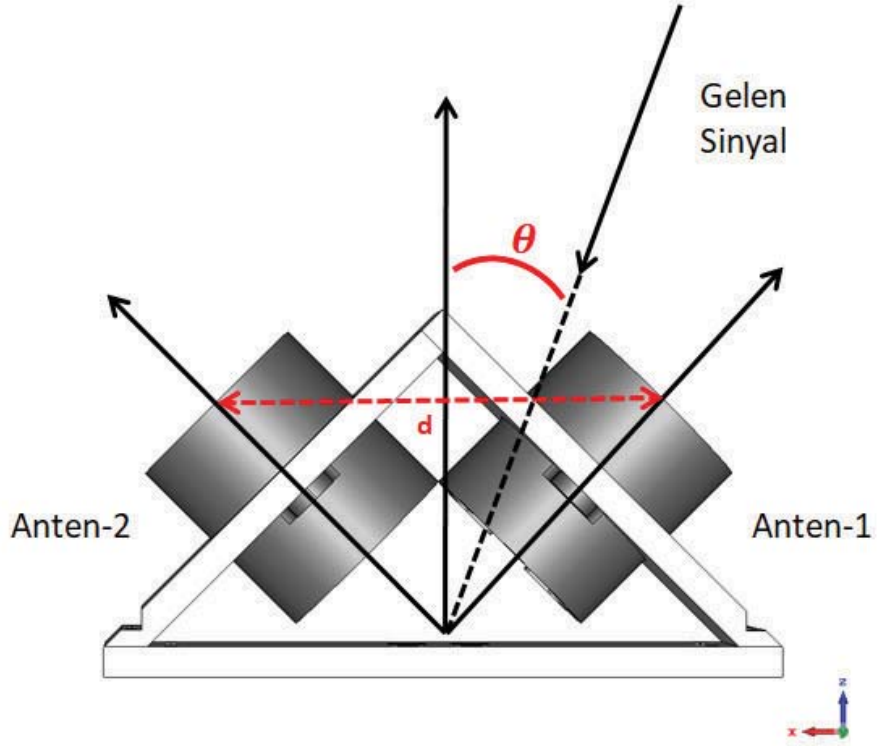


Şekil 4.5 İki elemanlı faz ve genlik karşılaştırmalı yön kestirim dizisi anten elemanları faz merkezlerinin arasında x eksenindeki mesafenin ideal mesafe ile karşılaştırması

Şekil 4.4 ve 4.5'de görüldüğü gibi alt frekans sınırına yaklaşırken ideal durumdan uzaklaşma söz konusu olmaktadır. Ancak düşük frekans sınırına yaklaşırken antenlerin faz merkezleri arasındaki mesafe dalga boyu cinsinden küçüldüğü için bu sapmanın sonuçlara olumsuz etkisi azalacaktır.

(4.16) eşitliği kullanılarak anten elemanlarının faz merkezleri arasındaki mesafeyi temsil eden d parametresine ilgili frekansta ölçüm sonucunda elde edilen mesafe

her bir frekans noktası için girilerek, sinyalin geliş açısına bağlı olarak iki anten elemanı arasındaki faz farkı verisi 0° - 360° açı aralığında grafik olarak çizdirilmiştir. (4.16) eşitliğindeki bazı parametreler Şekil 4.6'da görselleştirilmiştir.



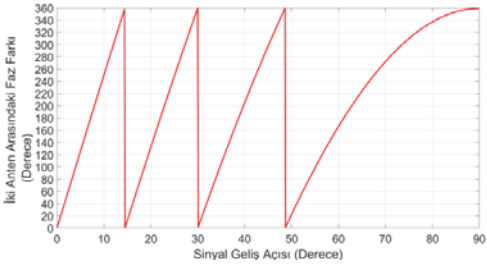
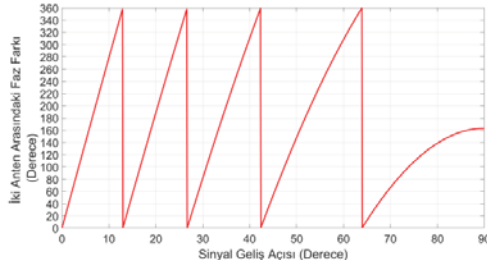
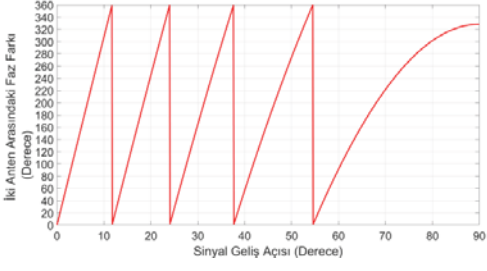
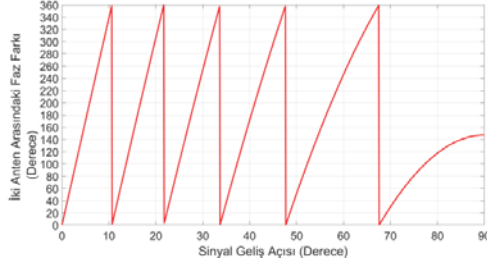
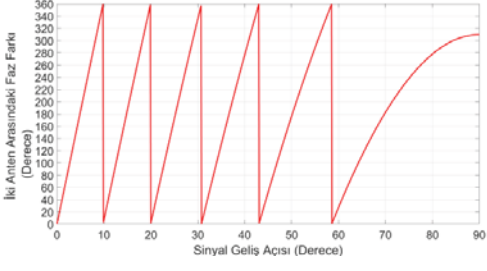
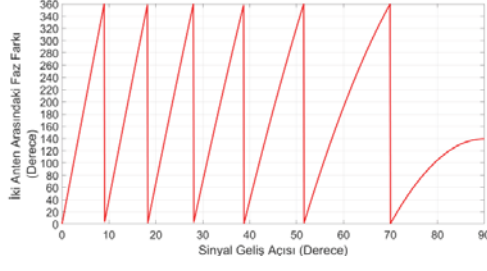
Şekil 4.6 Genlik ve faz karşılaştırmalı yön kestirim tekniklerine ilişkin formüllerde geçen parametrelerin fiziki ifadelerinin görselleştirilmesi

Hesaplamalar sonucunda elde edilen grafikler Tablo 4.2'de gösterilmektedir. Şekil 4.7'de de 10 GHz için Tablo 4.2'de verilen grafik üzerinden faz karşılaştırmalı teknikteki belirsizlik durumunun neyi ifade ettiği görselleştirilmiştir. Buna göre yönü tayin edilmeye çalışılan gelen sinyal dizi elemanları tarafından algılanır. Bu iki sinyalin fazı arasındaki fark değeri üzerinden yön tayini yapılmak istenmektedir. Ancak antenlerin arasındaki mesafe ilgili frekansın dalga boyunun yarısından büyük olması durumunda gelen sinyalin geliş açısının 0° ile 90° arasındaki tüm durumlarda diğer tüm durumlardan farklı değerler vermemektedir. Diğer bir deyişle antenler arasındaki faz farkı bilgisi birden fazla açı için aynı olabilmektedir. Bu da hangi açıdan geldiğinin bilinmediği birden fazla olasılık ortaya çıkarmaktadır.

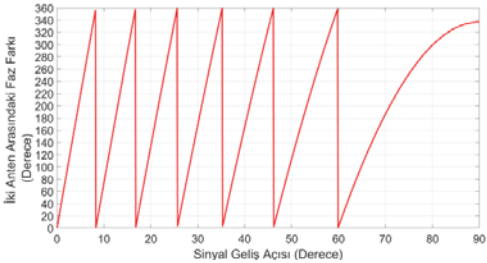
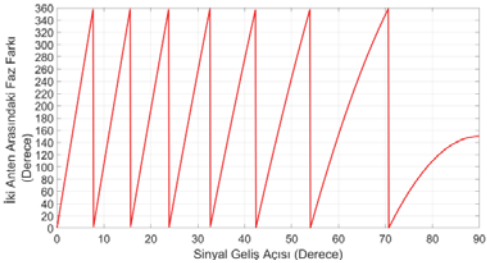
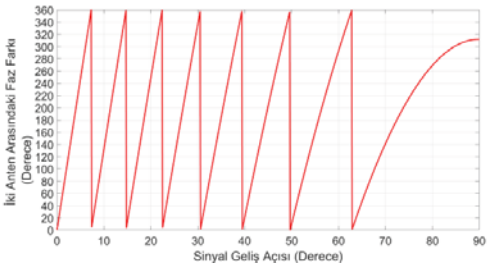
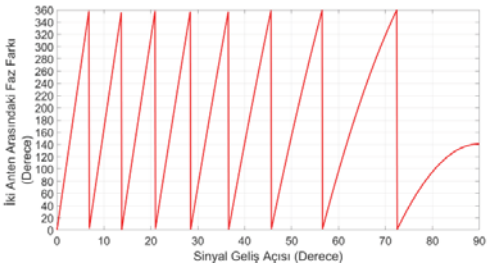
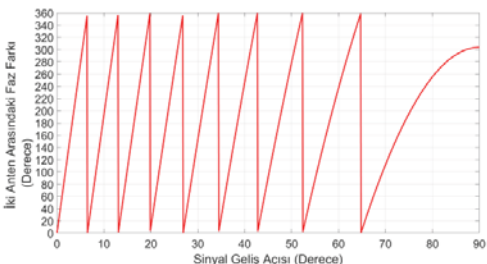
Tablo 4.2 Faz karşılaştırmalı yön kestirim tekniği ikili dizi anten elemanları arasında hedef sinyal geliş açısına bağlı oluşan faz farkı grafikleri

2GHz	3 GHz
4 GHz	5 GHz
6 GHz	7 GHz

Tablo 4.2 Faz karşılaştırmalı yön kestirim tekniği ikili dizi anten elemanları arasında hedef sinyal geliş açısına bağlı oluşan faz farkı grafikleri (devam)

	
8 GHz	9 GHz
	
10 GHz	11 GHz
	
12 GHz	13 GHz

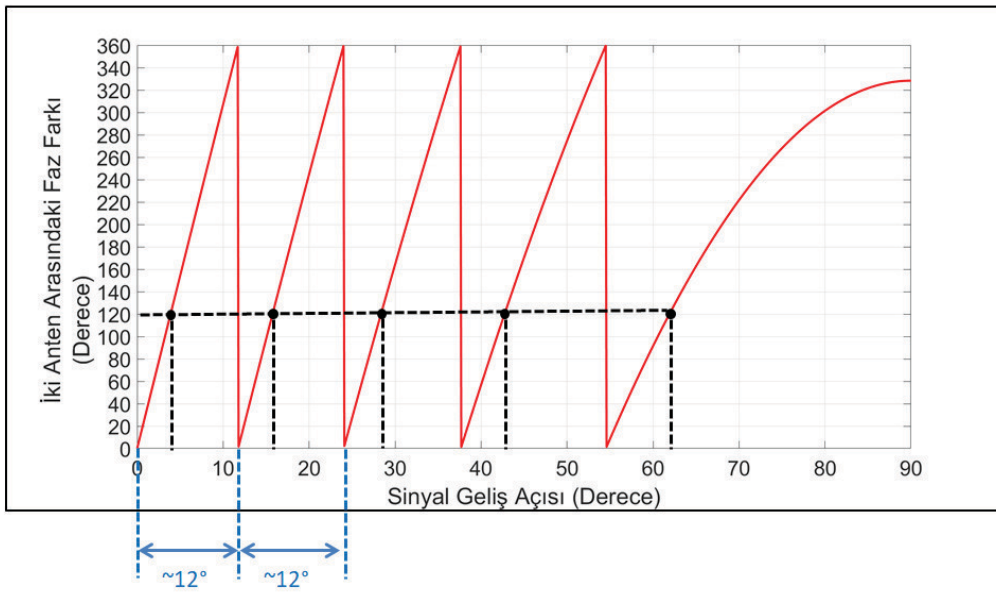
Tablo 4.2 Faz karşılaştırmalı yön kestirim tekniği ikili dizi anten elemanları arasında hedef sinyal geliş açısına bağlı oluşan faz farkı grafikleri (devam)

	
14 GHz	15 GHz
	
16 GHz	17 GHz
	
18 GHz	

Bu nedenle sadece faz karşılaştırmasına dayalı tekniklerde 3 ve daha fazla anten elemanı kullanılmaktadır. Elemanlar arasındaki mesafenin öyle seçilmesi gerekir ki farklı ikili grupların faz farkı verileri bu belirsizlik durumunu tek bir açı bilgisine indirgesin. Bizim çalışmamızda iki anten elemanı bulunduğu için bu belirsizlik giderme işlemi genlik karşılaştırma tekniği ile sağlanmıştır.

Şekil 4.7’de 10 GHz için verilen faz farkı grafiğindeki noktalar, 120° faz farkı sonucunun görülmesinin beklendiği 5 açı değerini göstermektedir. Grafiğin dışına doğru taşan kesikli çizgilerle belirtilen mesafeler faz bilgisinin kendini tekrar ettiği açı aralığını göstermektedir. Buna göre genlik karşılaştırmalı teknik ile 12° nin altında bir hata ile yön tayini yapılabilmesi durumunda bu belirsizlik durumu tamamıyla giderilebilir. Hata oranının artması durumunda artış miktarına bağlı olarak belirsizlik durumu azaltılsa bile tek bir açı bilgisine indirilemeyecektir.

Bu bilgi ışığında 2-18 GHz frekans aralığında 1 GHz lik frekans adımları için mevcut anten dizimizin yapılandırmasına göre 0°-60° açı aralığında faz karşılaştırma tekniğine göre belirsizlik sayıları ve faz bilgisi tekrar açısal aralığı, diğer bir deyişle giderilmesi için genlik karşılaştırmalı tekniğin sağlaması gereken yön tespit doğruluk seviyesinin üst sınır değerleri Tablo 4.3’de gösterilmektedir.



Şekil 4.7 Faz karşılaştırmalı yön kestirim tekniğinin mevcut dizi yapılandırmasında 10 GHz deki belirsizlik durumu gösterimi

Tablo 4.3 Faz karşılaştırmalı yön kestirim tekniği mevcut anten dizi yapısı ile frekansa bağlı belirsizlik sayısı ve faz bilgisi tekrar açısız aralığı

Frekans (GHz)	Belirsizlik Sayısı	Faz Bilgisi Tekrar Açısız Aralığı
2	0	-
3	2	37.9°
4	2	28.4°
5	3	22.9°
6	3	19.3°
7	4	16.7°
8	4	14.5°
9	4	13°
10	5	11.8°
11	5	10.7°
12	6	9.9°
13	6	9.1°
14	7	8.3°
15	7	7.8°
16	7	7.4°
17	8	6.9°
18	8	6.5°

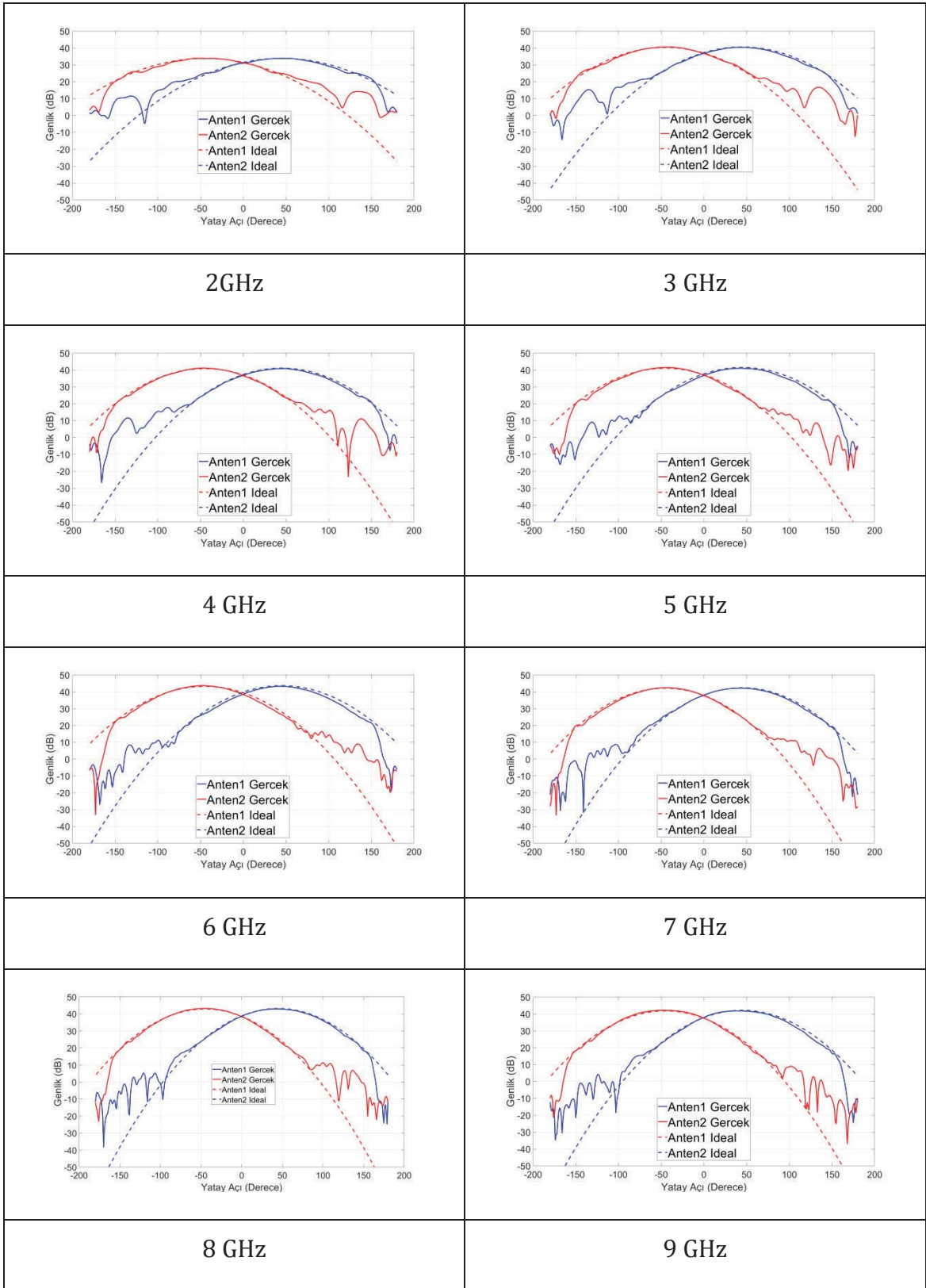
4.3.2 Genlik Karşılaştırma Tekniği Uygulaması

Genlik karşılaştırma tekniği görece düşük maliyetli olması ve hızlı sonuç vermesi nedeniyle yakın dönem elektronik harp sistemlerinde özellikle hava platformu gibi hacimsel kısıtların olduğu platformlarda sıklıkla tercih edilmektedir. Birçok parametredeki değişikliklere yön tespit doğruluğu açısından çok fazla hassas olsa da halen tercih edilen bir tekniktir.

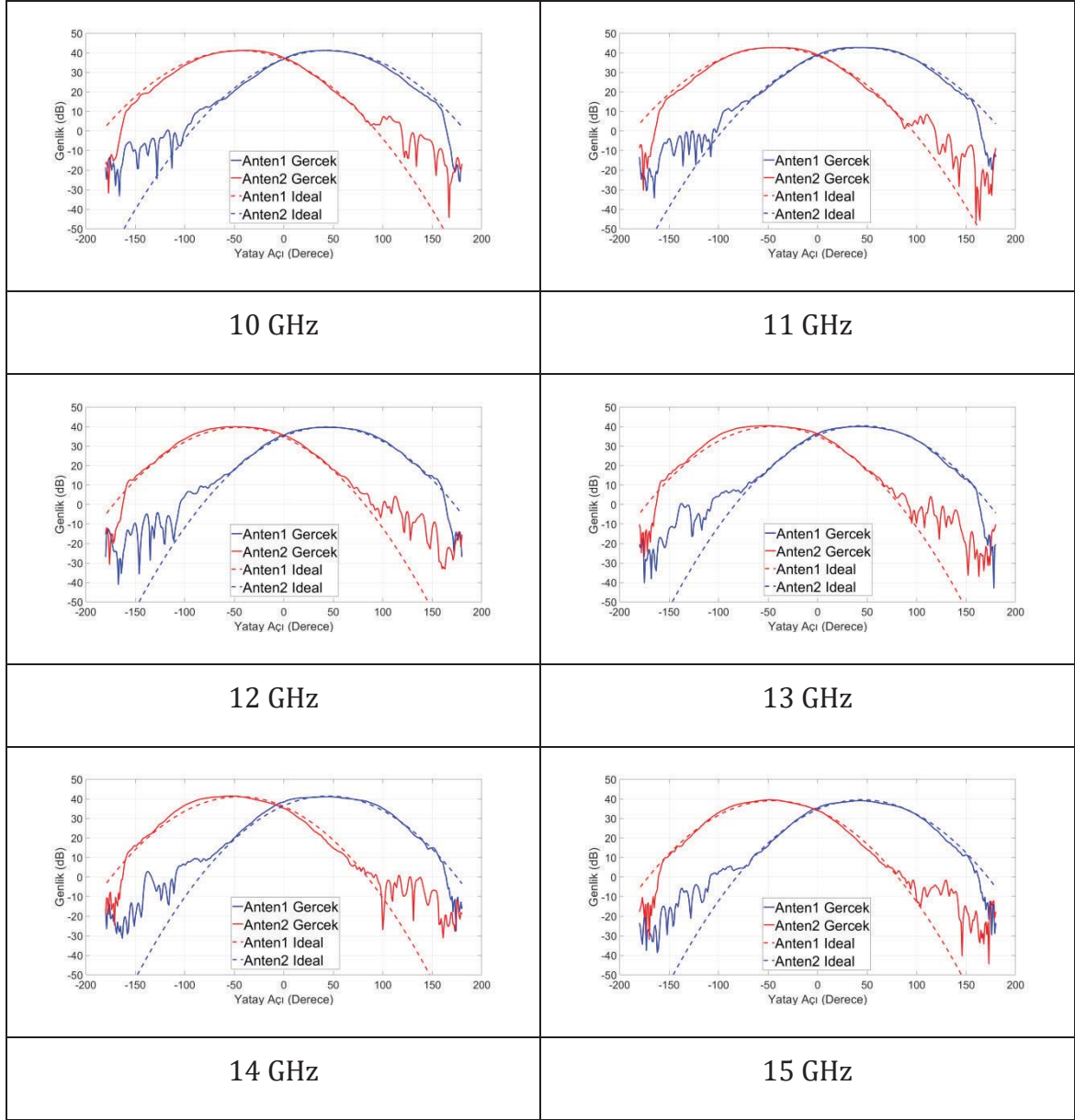
Şekil 4.2 de görülen geometrik yerleşimdeki anten dizisinin üretilmiş modeli Şekil 4.3 de gösterilmektedir. Üretilen dizi prototipi küresel yakın alan ölçüm sisteminde ölçülmüştür. Antenlerin ölçülen ışına örüntüleri ve genlik karşılaştırma tekniğinde temel alınan gaussian fonksiyona benzer ideal ışına örüntüsü ile üst üste çizimleri Tablo 4.4'de gösterilmektedir. Tablo 4.4'de de görüldüğü gibi spiral antenler gaussian fonksiyona sahip ideal ışına örüntüsüne çok yakın bir performans göstermektedir.

Genlik karşılaştırma tekniğinin temel formülü (4.3) deki anten yarım güç hüzmeye genişliği θ_B , antenlerin nişan hatları arasındaki açının yarısını ifade eden α , ve antenlerin ilgili açıdaki genliklerinin oranını ifade eden R_{dB} , parametrelerine bağlı hata hesaplamaları önceki bölümlerde bahsedilmişti. Gerçeklenen anten dizisinin yapılan ölçümlerinde elde edilen ışına örüntüleri, antenlerin yarım güç hüzmeye genişlikleri, ideal gaussian fonksiyona sahip ışına örüntüsünden sapan genlik dalgalanmaları, antenlerin nişan hatlarındaki mekanik montaj ya da anten kaynaklı sapmalar vb. tüm durumları içermektedir. Buna göre ölçüm ile elde edilen ışına örüntüsü verileri kullanılarak yapılan yön tespit hesaplamaları anten elemanları ve mekanik bileşenlerden kaynaklı tüm hata durumlarını içermektedir.

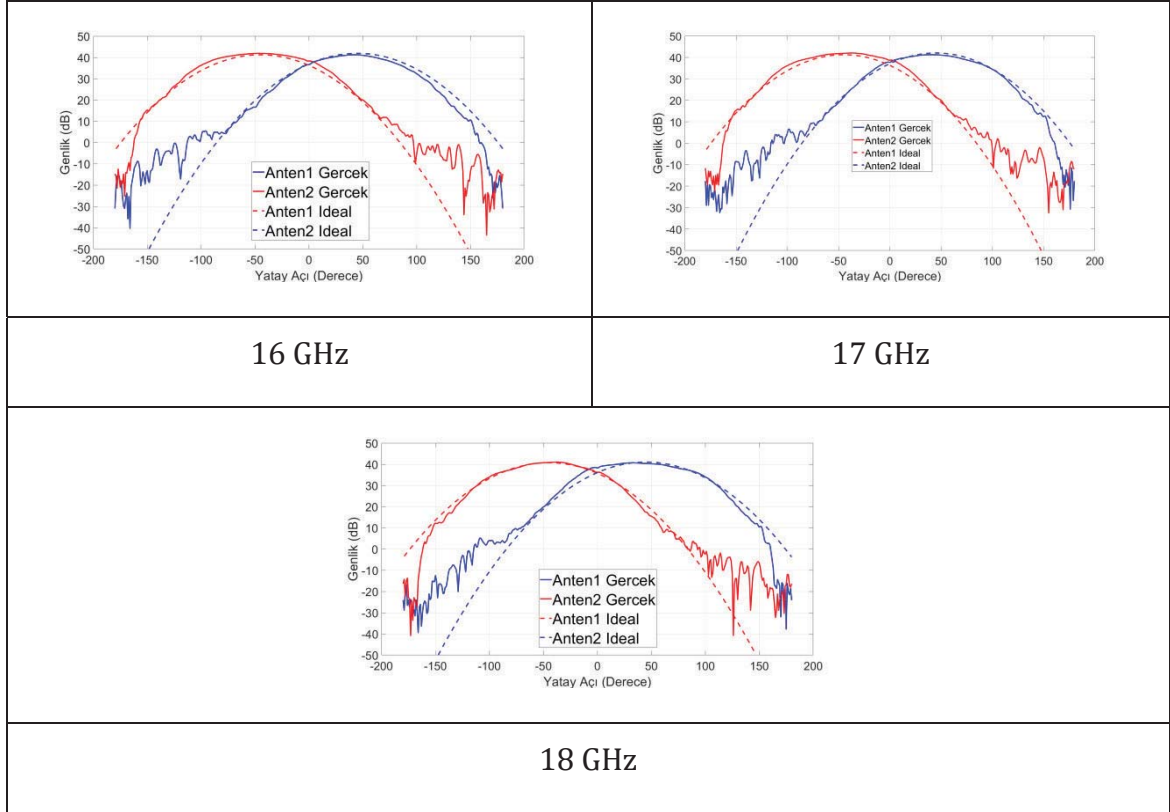
Tablo 4.4 Nişan hatları arasında 90° açisal fark bulunan iki adet spiral antenin 2-18 GHz frekans aralığında 1 GHz lik adımlarla yapılan ışım örüntüsü ölçüm sonuçları ile ideal ışım örüntüsü sonuçlarının karşılaştırması



Tablo 4.4 Nişan hatları arasında 90° açisal fark bulunan iki adet spiral antenin 2-18 GHz frekans aralığında 1 GHz lik adımlarla yapılan ışınma örüntüsü ölçüm sonuçları ile ideal ışınma örüntüsü sonuçlarının karşılaştırması (devamı)

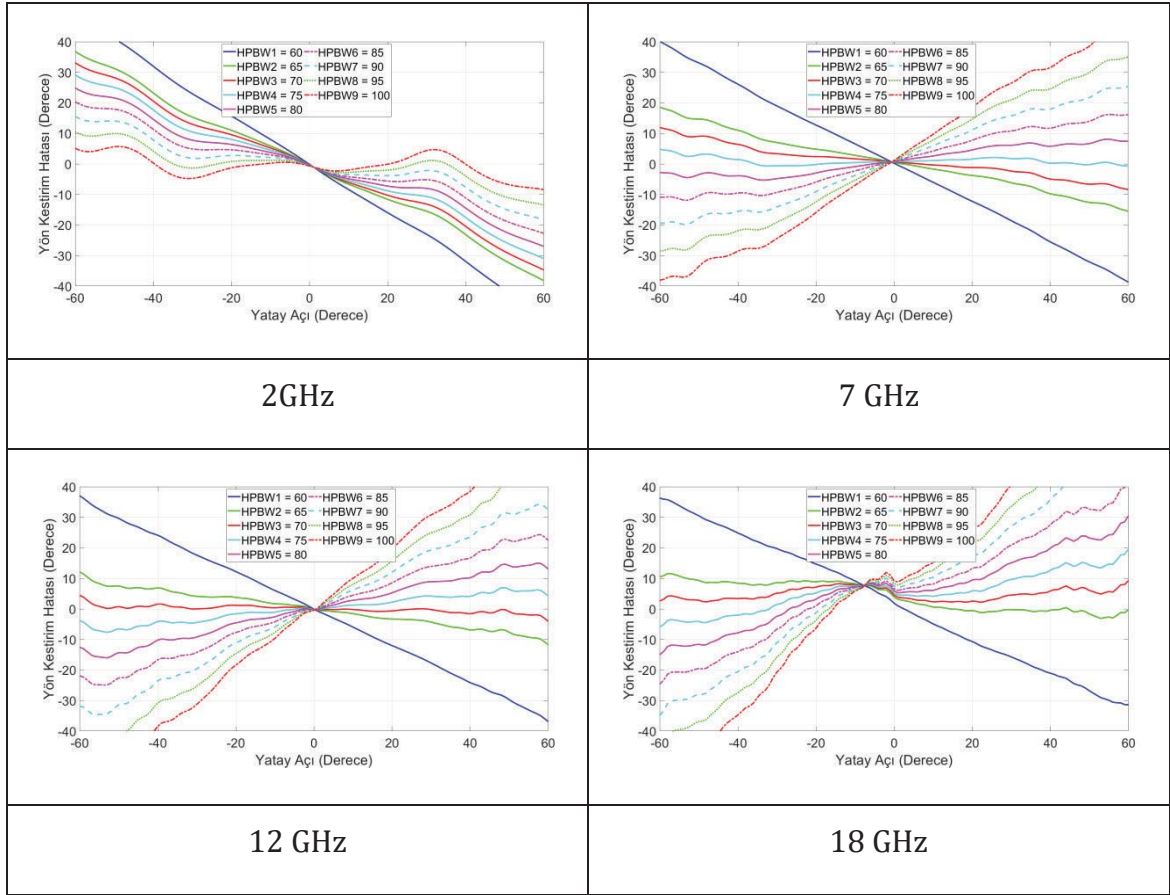


Tablo 4.4 Nişan hatları arasında 90° açısıl fark bulunan iki adet spiral antenin 2-18 GHz frekans aralığında 1 GHz lik adımlarla yapılan ışınma örüntüsü ölçüm sonuçları ile ideal ışınma örüntüsü sonuçlarının karşılaştırması (devamı)



Faz karşılaştırma tekniğinde antenlerin faz merkezleri arasındaki mesafenin kısa tutulması istendiği için anten elemanlarını olabildiğince küçük yapılması hedeflenmektedir. Frekansa bağımsız antenler sınıfına giren spiral antenler bu boyut küçültme gereksinimi nedeniyle özellikle alt frekans sınırı civarında üst frekanslarda birbirine çok yakın olan hüzmeye genişliği değerlerinin üzerine çıkmaktadır. Bu da yön tespit formülünde büyük hatalara neden olmaktadır. Bunun giderilebilmesi için antenlerin her bir frekans noktası için girilen hüzmeye genişliği değerlerinin ölçümler sonucunda elde edilen değerler girilerek yapılmasıdır. (4.3) eşitliğinde θ_B yani antenin sahip olduğu düşünülen hüzmeye genişliği parametresinin yerine farklı değerler girildiğinde hesaplanan yönler ile gerçek yön bilgisi arasındaki hata miktarı Şekil 4.8'de gösterilmektedir. Şekil 4.8'de frekans bandı içerisinde eşit aralıklarla seçilmeye çalışılan dört frekans noktası için yapılan incelemede 2GHz için $\theta_B=100^\circ$, 7 GHz için $\theta_B=75^\circ$, 12 GHz için $\theta_B=70^\circ$ ve 18 GHz için $\theta_B=70^\circ$ açılarının en düşük hatayı sağladığı görülmektedir.

Görüldüğü gibi alt frekans sınırında frekans bandının geneline göre 25°-30° kadar açısal fark görülmektedir.



Şekil 4.8 Genlik karşılaştırma tekniğinde yön tespit formülünde θ_B parametresinin farklı değerleri için 2 GHz, 7 GHz, 12 GHz ve 18 GHz için yön kestirim hatasının açığa bağlı grafikleri

Ancak bu durum bir sorun teşkil etmeyecektir. Çünkü Tablo 4.3’de de görüldüğü gibi faz karşılaştırma tekniğindeki açısal tekrar aralığı alt frekans sınırlarına yaklaşıldıkça artmaktadır. Bu da genlik karşılaştırma tekniğinin yön tayin doğruluğu gereksinimini azaltmaktadır.

Gerçek anten ışınma örüntülerinin kullanıldığı genlik karşılaştırma tekniği sonuçlarının $\theta = \pm 60^\circ$ açı aralığındaki yön tayin doğruluğu ve bu değerlerin elde edildiği (4.3) eşitliğindeki θ_B parametre değerleri Tablo 4.5’de gösterilmektedir.

Tablo 4.5 Genlik karşılaştırma tekniği frekansa bağlı yön tespit doğruluğu ve bunun sağlandığı θ_B parametresi değerleri

Frekans (GHz)	Yön Tespit Doğruluğu (\pm°)	İlgili θ_B Parametresi Değeri ($^\circ$)
2	8.5	100
3	3	85
4	3.5	80
5	3.9	80
6	6	80
7	4.8	75
8	2.8	75
9	3.8	75
10	5.2	75
11	5.3	70
12	4.4	70
13	2.9	70
14	9.3	70
15	6.8	70
16	8	70
17	5	70
18	9.2	70

4.3.3 Genlik ve Faz Karşılaştırma Tekniği Hibritleme Sonuçları

Genlik karşılaştırma tekniğinin yön tespit doğruluğunun da belirlenmesi ile birlikte iki tekniğin ortak kullanımı ile sağlanabilecek yön tespit doğruluk seviyesi Tablo 4.6'da gösterilmiştir.

Tablo 4.6 Genlik ve faz karşılaştırma teknikleri hibritlemesi frekansa bağlı yön tespit doğruluğu ve belirsizlik durumu azaltma sonuçları

Frekans (GHz)	Genlik Karşılaştırma Yön Tespit Doğruluğu (\pm°)	Faz Bilgisi Tekrar Açısal Aralığı ($^\circ$)	Faz Karşılaştırma Belirsizlik Sayısı	Hibrit Teknik Yön Tespit Doğruluğu (\pm°)	Hibrit Teknik Belirsizlik Sayısı
2	8.5	-	0	FKHK ¹	0
3	3	37.9	2	FKHK	0
4	3.5	28.4	2	FKHK	0
5	3.9	22.9	3	FKHK	0
6	6	19.3	3	FKHK	0
7	4.8	16.7	4	FKHK	0
8	2.8	14.5	4	FKHK	0
9	3.8	13	4	FKHK	0
10	5.2	11.8	5	FKHK	0
11	5.3	10.7	5	FKHK	0
12	4.4	9.9	6	FKHK	0

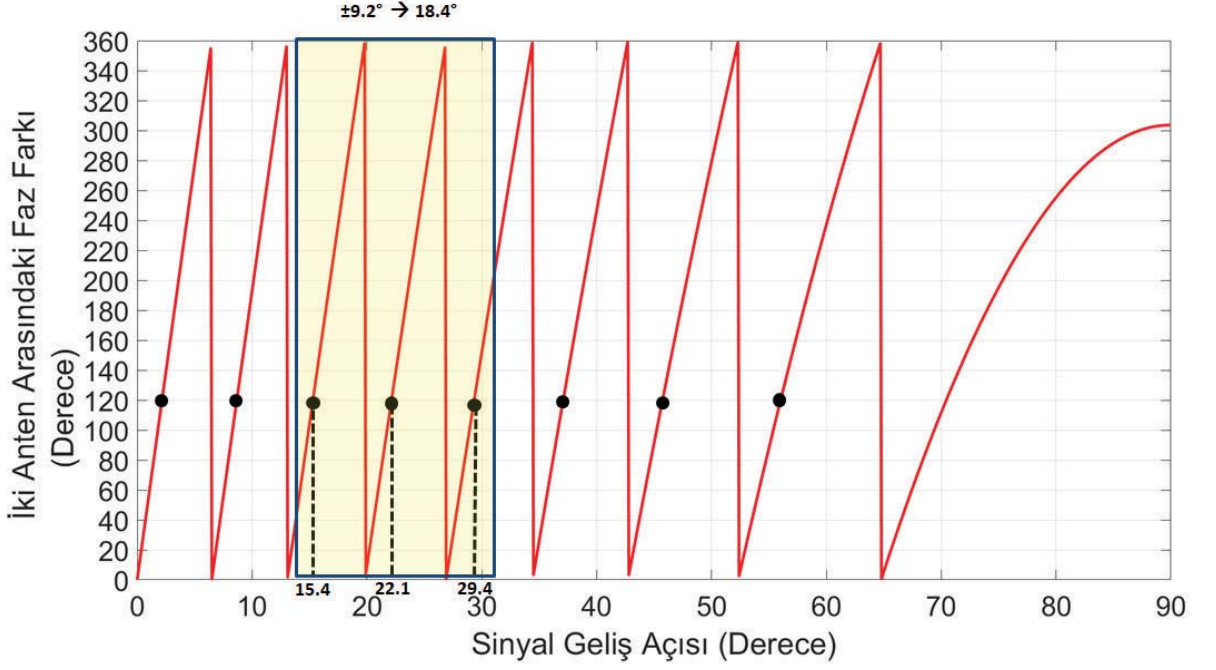
¹ Faz karşılaştırma hata kaynakları

Tablo 4.6 Genlik ve faz karşılaştırma teknikleri hibritlemesi frekansa bağlı yön tespit doğruluğu ve belirsizlik durumu azaltma sonuçları (devamı)

13	2.9	9.1	6	FKHK	0
14	9.3	8.3	7	9.3	3
15	6.8	7.8	7	FKHK	0
16	8	7.4	7	8	3
17	5	6.9	8	FKHK	0
18	9.2	6.5	8	9.2	3

Tablo 4.6'daki sonuçların elde edilmesini birkaç frekans noktası için hesaplamaları yaparak ifade edebiliriz. 2 GHz frekans noktasında $\pm 60^\circ$ lik bir açı aralığı için hesaplanan faz değerleri kendini tekrar etmemektedir. Bu nedenle giderilmesi gereken bir belirsizlik durumu bulunmamaktadır. Buna göre iki tekniğin hibritlenmesi durumunda yön tespit doğruluğu faz karşılaştırma tekniğinin hata kriterlerine bağlıdır. Bu nedenle ilgili alana FKHK yazılmıştır ve kısaltmanın açılımı tablonun altına belirtilmiştir. Giderilmesi gereken bir belirsizlik bulunmadığı için de sayısı 0 olarak yazılmıştır. Diğer bir frekans noktası örneği olarak 6 GHz alınmıştır. 6 GHz de faz karşılaştırma tekniğinde faz değerlerinin farklı geliş açıları için kendisini tekrar ettiği açısal aralık 19.3° bu değer altında bir yön tespit doğruluğunun genlik karşılaştırma tekniği tarafından sağlanması durumunda belirsizlikler giderilmiş olacaktır. Buna göre 6 GHz de genlik karşılaştırma tekniğinin yön tespit doğruluğu $\pm 6^\circ$ dir. 12° lik bir aralıkta sonuç doğruluğu verildiği için 19.3° derecelik faz bilgisi tekrarı durumundaki belirsizlikleri giderebilmektedir. Buna göre hibrit teknikte yön tespit doğruluğu faz karşılaştırma tekniğinin hata kriterine bağlıdır ve yine belirsizlik sayısı 0 a indirgenmiş olur. 18 GHz 'e geldiğimizde ışınma örüntüsünün formunda ve antenlerin yarım güç hüzmeye genişliklerindeki farklılıktan dolayı genlik karşılaştırma tekniğinin yön tespit doğruluğu $\pm 9.2^\circ$ mertebelerine çıkmaktadır. Bu durumda da faz karşılaştırma tekniğinde elde edilen faz bilgisinin tekrar ettiği 6.5° lik açısal aralık değerinin üzerine

çıkmaktadır. Genlik karşılaştırma tekniğindeki hata aralığı düşünülduğünde 18.4° lik bir açıya karşılık gelmektedir. Bu da 3 belirsizlik noktasını içine alabilecek bir aralıktır. Bu nedenle belirsizlik sayısı 3 olarak yazılmıştır. Durumun görsel ifadesi Şekil 4.9'da gösterilmektedir.



Şekil 4.9 Genlik ve faz karşılaştırma teknikleri hibritlemesi 18 GHz sonuçları görselleştirmesi

Spiral antenler, geniş hüzmeye açılarındaki düzgün bir ışınma örüntüsü ve anten nişan hattından uzak açılarda dahi başarılı aksiyel oran değeri ile radar ikaz alıcı ve yön kestirim uygulamaları için vazgeçilmez anten elemanlarıdır. Tez çalışmamızda spiral antenlerin kusursuz hüzmelerinin ve başarılı aksiyel oran performanslarının daha geniş açılarda korunmasını sağlayacak bir anten besleme ağı topolojisinin (Phelan Balun) uygulaması gerçekleştirilmiştir. Spiral antenlerde kullanılan en yaygın besleme topolojisi olan Marchand balun ile karşılaştırmasını yaparak anten ışınma örüntüsü ve aksiyel oranındaki iyileştirmeleri gösterilmiştir.

Birim anten elemanı ile ilgili çalışmalarımızın tamamlanması sonrasında genlik ve faz karşılaştırma tekniklerini ayrı ayrı incelenmiş ve bu iki tekniğin birbirinin açıklarını kapatacak şekilde hibrit uygulaması gerçekleştirilmiştir.

Genlik karşılaştırma tekniğinde, üretilen antenlerin ışınma örüntülerindeki ideal durumdan uzaklaşma durumları, anten elemanları arasındaki farklar, hem mekanik hem de anten elemanı kaynaklı hüzmelerin nişan hatlarındaki kaymalar gibi kusurların hepsinin etkisinin dahil olduğu bir yön kestirim hesaplaması gerçekleştirilmiştir.

Faz karşılaştırma tekniğinde de dizi yapılandırmasındaki antenlerin birbirleriyle ve dizi mekanik bileşenleri ile etkileşmiş hallerinde, ölçümler sonucunda elde edilen faz merkezleri kullanılarak yön kestirimi yapılmış ve belirsizlik durumları tespit edilmiştir.

Genlik karşılaştırma tekniğinin yön kestirim doğruluğu, faz karşılaştırma tekniğinin belirsizlik durumlarını gidermek amacıyla kullanılmıştır. Tablo-3 ve Tablo-6 daki sonuçlar karşılaştırıldığında hibrit tekniğinin başarısı görülmektedir. Tablo-6 da 14, 16 ve 18 GHz de görülen belirsizlik sayısını 3 ten aşağıya düşürememizin nedeni, antenlerin dizinin nişan hattında ışınma örüntülerinin kesişim noktasının 0° de olmamasından kaynaklı oluşan hatalardır. Antenlerin üretiminde daha hassas bir süreç izlenebilmesi durumunda burada görülen kusurlar da giderilerek, belirsizlik durumlarının tüm frekanslarda sıfırlanması mümkün olabilmektedir.

Bu çalışmamızda özellikle genlik karşılaştırma tekniğinde antenlerin montaj ve ışımaya örüntülerindeki kusurların etkileri gösterilmiştir. Diğer bir önemli hata kaynağı da işaret gürültü oranına bağlı hatalardır. Ancak bu hataların tespiti için hedef sinyal kaynağının çıkış gücü, bu hedefin tespit edilmeye çalışılacağı menzile vb. operasyonel gereksinimler ve almaç devrelerin gürültü eşiği ve gürültü figürü gibi parametrelerin bilinmesi gerekmektedir. Bu nedenle bu çalışmada ihmal edilmiştir.

-
- [1] K. Louertani, R. Guinvarc'h, N. Ribière-Tharaud, and M. Hélier, "Multiarms multiports externally fed spiral antenna," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 11, pp. 236–239, 2012, doi: 10.1109/LAWP.2012.2188372.
 - [2] M. A. Elmansouri, M. J. Radway, and D. S. Filipovic, "Frequency- and time-domain performance of four-Arm mode-2 spiral antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 6, pp. 2627–2634, 2012, doi: 10.1109/TAP.2012.2194656.
 - [3] W. Kunysz, M. Okoniewski, and R. H. Johnston, "Null forming in circularly polarized antenna patterns using reactive loading of multi-arm archimedean spiral antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 11, pp. 5547–5556, 2014, doi: 10.1109/TAP.2014.2354674.
 - [4] H. R. Fang, M. Serhir, R. Guinvarc'h, and K. Mouthaan, "Enhanced dual-circular polarised four-arm Archimedean spiral antenna with low-profile cavity backing," *IET Microwaves, Antennas Propag.*, vol. 9, no. 12, pp. 1260–1266, 2015, doi: 10.1049/iet-map.2015.0099.
 - [5] M. Kelley and G. Huff, "Dual-band frequency selective surfaces based on multi-arm sub-wavelength Archimedean spirals," *Electron. Lett.*, vol. 51, no. 19, pp. 1476–1478, 2015, doi: 10.1049/el.2015.0752.
 - [6] D. Li, L. Li, Z. Li, and G. Ou, "Four-arm spiral antenna fed by tapered transmission line," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 16, pp. 62–65, 2017, doi: 10.1109/LAWP.2016.2555839.
 - [7] A. Mehrabani and L. Shafai, "Polarisation reconfigurable, centre-fed, and low-profile Archimedean spiral antennas with unidirectional broadside patterns," *IET Microwaves, Antennas Propag.*, vol. 11, no. 5, pp. 726–731, 2017, doi: 10.1049/iet-map.2016.0317.
 - [8] J. H. Jeon, J. T. Chang, and A. V. Pham, "Characterization, analysis, and implementation of integrated bandstop structures on ultra-wideband archimedean spiral antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 64, no. 5, pp. 1999–2004, 2016, doi: 10.1109/TAP.2016.2539368.
 - [9] F. D. Dahalan, S. K. A. Rahim, M. R. Hamid, M. Z. M. Nor, M. S. A. Rani, and S. F. Ausordin, "A CPW Archimedean spiral antenna with band notch characteristics using slotted technique," *IEEE Symp. Wirel. Technol. Appl. ISWTA*, pp. 280–283, 2013, doi: 10.1109/ISWTA.2013.6688788.
 - [10] H. Nakano, R. Kato, and J. Yamauchi, "Low-profile cavity-backed Archimedean spiral antenna with a stop band," *ISAP 2016 - Int. Symp. Antennas Propag.*, pp. 78–79, 2017.
 - [11] S. Mohamad, R. Cahill, and V. Fusco, "Selective high impedance surface active region loading of archimedean spiral antenna," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 13, pp. 810–813, 2014, doi: 10.1109/LAWP.2014.2314860.
 - [12] N. Kashyap and D. K. Vishwakarma, "Cross-Dielectric-Slab-Loaded

- Archimedean Spiral Antenna," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 15, pp. 589–592, 2016, doi: 10.1109/LAWP.2015.2462085.
- [13] J. Zhong, A. Kiourti, T. Sebastian, Y. Bayram, and J. L. Volakis, "Conformal Load-Bearing Spiral Antenna on Conductive Textile Threads," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 16, pp. 230–233, 2017, doi: 10.1109/LAWP.2016.2570807.
- [14] J. M. O'Brien, J. E. Grandfield, G. Mumcu, and T. M. Weller, "Miniaturization of a Spiral Antenna Using Periodic Z-Plane Meandering," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, no. 4, pp. 1843–1848, Apr. 2015, doi: 10.1109/TAP.2015.2394796.
- [15] N. Liu, P. Yang, and W. Wang, "Design of a miniaturized ultra-wideband compound spiral antenna," *ICMTCE 2013 - 2013 IEEE Int. Conf. Microw. Technol. Comput. Electromagn. Proc.*, pp. 255–258, 2013, doi: 10.1109/ICMTCE.2013.6812453.
- [16] J. Valleau, H. Aubert, O. Ripoche, A. Bellion, P. Potier, and P. Pouliguen, "Pre-fractal resonant rings for compact spiral antennas," in *2014 16th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM)*, Jul. 2014, pp. 1–2, doi: 10.1109/ANTEM.2014.6887706.
- [17] T. Y. Shih and N. Behdad, "A miniaturized, ultra-wideband, circularly polarized spiral antenna," *2014 Int. Work. Antenna Technol. Small Antennas, Nov. EM Struct. Mater. Appl. iWAT 2014*, pp. 328–331, 2014, doi: 10.1109/IWAT.2014.6958678.
- [18] F. D. Dahalan *et al.*, "Frequency-reconfigurable archimedean spiral antenna," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 12, pp. 1504–1507, 2013, doi: 10.1109/LAWP.2013.2289957.
- [19] A. Mehrabani and L. Shafai, "Compact Rear-Radiating Circularly Polarized Feeds for Front-Fed Reflector Antennas," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 16, pp. 2449–2452, 2017, doi: 10.1109/LAWP.2017.2723598.
- [20] C. Fumeaux, D. Baumann, and R. Vahldieck, "Finite-volume time-domain analysis of a cavity-backed archimedean spiral antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 3, pp. 844–851, 2006, doi: 10.1109/TAP.2006.869935.
- [21] S. K. Khamas, "Moment method analysis of an Archimedean spiral printed on a layered dielectric sphere," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, no. 2, pp. 345–352, 2008, doi: 10.1109/TAP.2007.915466.
- [22] J. Wu, S. K. Khamas, and G. G. Cook, "Analysis of a Conformal Archimedean Spiral Antenna Printed Within Layered Dielectric Cylindrical Media Using the Method of Moments," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 8, pp. 3967–3971, Aug. 2012, doi: 10.1109/TAP.2012.2201117.
- [23] I. D. Hinostroza Sáenz, R. Guinvarc'h, R. L. Haupt, and K. Louertani, "A dual-polarized wideband planar phased array with spiral antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 9, pp. 4547–4553, 2014, doi:

10.1109/TAP.2014.2331988.

- [24] I. D. Hinostroza Saenz, R. Guinvarch, R. L. Haupt, and K. Louertani, "A 6:1 Bandwidth, Low-Profile, Dual-Polarized Ring Array of Spiral Antennas With Connecting Arms," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 64, no. 2, pp. 752–756, Feb. 2016, doi: 10.1109/TAP.2015.2492578.
- [25] M. Serhir and R. Guinvarc'h, "A Low-Profile Cavity-Backed Dual-Polarized Spiral Antenna Array," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 12, pp. 524–527, 2013, doi: 10.1109/LAWP.2013.2257654.
- [26] I. D. Hinostroza Saenz, R. Guinvarch, and R. L. Haupt, "Estimating the Bandwidth of Spiral Antenna Arrays," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 15, pp. 1337–1340, 2016, doi: 10.1109/LAWP.2015.2508060.
- [27] D. S. Filipovic and T. Cencich, "Frequency Independent Antennas," in *Antenna Engineering Handbook*, Fourth., J. L. Volakis, Ed. McGraw-Hill, 2007, pp. 13–1.
- [28] S. A. P. Rizvi and R. A. A. Khan, "Klopfenstein tapered 2-18 GHz microstrip Balun," *Proc. 2012 9th Int. Bhurban Conf. Appl. Sci. Technol. IBCAST 2012*, pp. 359–362, 2012, doi: 10.1109/IBCAST.2012.6177579.
- [29] J. H. Cloete, "Exact Design of the Marchand Balun.," *Conf. Proc. - Eur. Microw. Conf.*, pp. 480–484, 1979, doi: 10.1109/euma.1979.332751.
- [30] H. R. Phelan, "A Wide-Band Parallel-Connected Balun," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 18, no. 5, pp. 259–263, May 1970, doi: 10.1109/TMTT.1970.1127208.
- [31] L. Schreider, X. Begaud, M. Soiron, B. Perpere, and C. Renard, "Broadband Archimedean spiral antenna above a loaded electromagnetic band gap substrate," *IET Microwaves, Antennas Propag.*, vol. 1, no. 1, pp. 212–216, 2007, doi: 10.1049/iet-map:20050323.
- [32] S. Mohamad, R. Cahill, and V. Fusco, "Performance of Archimedean spiral antenna backed by FSS reflector," *Electron. Lett.*, vol. 51, no. 1, pp. 14–16, 2015, doi: 10.1049/el.2014.3693.
- [33] M. Tanabe, Y. Masuda, and H. Nakano, "Low-Profile Spiral Antenna Placed on an Extremely Thin Magnetodielectric Substrate," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 16, pp. 2050–2053, 2017, doi: 10.1109/LAWP.2017.2695488.
- [34] N. Rahman, A. Sharma, M. Afsar, S. Palreddy, and R. Cheung, "Design and analysis of an optimized cavity-backed zigzag Archimedean spiral antenna," in *EuCAP 2010 - The 4th European Conference on Antennas and Propagation*, 2010, pp. 1–4.
- [35] T. Lam, R. Bidwell, S. Blee, and L. Martin, "Spiral Antenna Design Considerations," *Microwave Journal*, 2013. <https://www.microwavejournal.com/articles/18897-spiral-antenna-design-considerations> (accessed May 16, 2020).
- [36] A. Martino, "RF Direction-Finding and Emitter Location Techniques," in *Introduction to Modern EW Systems*, A. Martino, Ed. London: Artech House,

2012.

- [37] R. G. Wiley, "Antennas and Direction Finders," in *ELINT The Interception and Analysis of Radar Signals*, Norwood-Massachusetts, 2006.

Uluslararası Makaleler

1. E. Akkaya and F. Güneş, "Ultrawideband, high performance, cavity-backed Archimedean spiral antenna with Phelan balun for direction finding and radar warning receiver applications," *Int. J. RF Microw. Comput. Eng.*, vol. 31, no. 5, May 2021, doi: 10.1002/mmce.22596.