

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ BİLİŞİM ENSTİTÜSÜ

**AKTİF FAZ DİZİLİ RADARLAR İÇİN X BANT VİVALDİ ANTENİ TASARIMI
VE ÜRETİMİ**



YÜKSEK LİSANS TEZİ

Esmine Mine YILDIZ

Bilişim Uygulamaları Anabilim Dalı

Bilişim Uygulamaları Programı

MAYIS 2018

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ BİLİŞİM ENSTİTÜSÜ

**AKTİF FAZ DİZİLİ RADARLAR İÇİN X BANT VİVALDİ ANTENİ TASARIMI
VE ÜRETİMİ**



YÜKSEK LİSANS TEZİ

708151008

Bilişim Uygulamaları Anabilim Dalı

Bilişim Uygulamaları Programı

Tez Danışmanı: Dr. Öğr. Üyesi Sebahattin EKER

MAYIS 2018

İTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü'nün **708151008** numaralı Yüksek Lisans Öğrencisi **Esmâ Mine YILDIZ**, ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı “**AKTİF FAZ DİZİLİ RADARLAR İÇİN X-BANT VİVALDİ ANTENİ TASARIMI VE ÜRETİMİ**” başlıklı tezini aşağıda imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

Tez Danışmanı: **Dr. Öğr. Üyesi Sebahattin EKER**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri : **Prof. Dr. Ertuğrul KARAÇUHA**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Hülya ŞAHİNTÜRK
Yıldız Teknik Üniversitesi

Teslim Tarihi : **04 Mayıs 2018**
Savunma Tarihi : **04 Haziran 2018**





Aileme,



ÖNSÖZ

Bu süreçte danışmanlığımı yapan ve tezime katkılarını esirgemeyen değerli hocam Dr. Öğr. Üyesi Sebahattin EKER'e teşekkürlerimi sunarım.

Çalışmam esnasında yardımlarını esirgemeyen, kurumun imkanlarını sunan TÜBİTAK BİLGEM'den Doç. Dr. Fatih ÜSTÜNER'e ve UEKAE'den Dr. Turgay ÖZKAN'a üretim esnasında destek olan arkadaşım Onur CUMURCU'ya ve geri kalan her süreçte motive eden dostum Sinan BOSNA'ya teşekkürlerimi sunarım.

Ölçümlerim ve esnasında yardımda bulunan TÜBİTAK BTE ATAM'dan Eren Akkaya'ya ve Fatma Zengin'e vakitlerini ayırdıkları için teşekkürlerimi sunarım.

Tezimle ilgili gözlemlerini dile getirip, değerli yorumlarını esirgemeyen hocam Prof. Dr. Ertuğrul KARAÇUHA'ya ve tezimi değerlendirmek için değerli vaktini ayıran Prof. Dr. Hülya ŞAHİNTÜRK'e saygılarımı ve teşekkürlerimi sunarım.

Son olarak desteğinden ötürü değerli eşim Berkay YILDIZ'a, babam Orhan TÜRKYILMAZ ve annem Meryem TÜRKYILMAZ'a teşekkürlerimi sunarım. Bu süreçte danışmanlığımı yapan ve tezime katkılarını esirgemeyen Dr. Öğr. Üyesi Sebahattin EKER'e teşekkürlerimi sunarım.

Mayıs 2018

Esmine Mine YILDIZ
(Fizik Mühendisi)



İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ	vii
İÇİNDEKİLER	ix
KISALTMALAR	xi
ÇİZELGE LİSTESİ.....	xiii
ŞEKİL LİSTESİ.....	xv
ÖZET	xvii
SUMMARY	xix
1. GİRİŞ	1
1.1 Tezin Amacı	1
1.2 Teze Genel Bakış	2
2. TEMEL ANTEN PARAMETRELERİ.....	3
2.1 Tanıtım ve Amaç	3
2.2 Temel Anten Parametreleri	3
2.2.1 Işıma modeli.....	3
2.2.2 Radyasyon model lobları	3
2.2.3 Alan bölgeleri.....	4
2.2.4 Radyasyon güç yoğunluğu	5
2.2.5 Radyasyon Şiddeti.....	6
2.2.6 Direktivite	6
2.2.7 Kazanç.....	7
2.2.8 Verimlilik	8
2.2.9 Bant Genişliği	8
2.2.10 Polarizasyon	9
2.2.11 Saçılım parametresi.....	10
2.2.12 Ultra geniş bantlı antenler	12
3. FAZ DİZİLİ RADARLAR.....	13
3.1 Tanıtım ve Amaç	13
3.2 Faz Dizili Radarların Yapısı.....	13
3.3 Pasif Faz Dizili Radarlar (PESA).....	15
3.4 Aktif Faz Dizili Radarlar (AESR).....	16
4. KONİK OLUKLU ANTENLER	17
4.1 Tanıtım ve Amaç	17
4.2 Konik Oluklu Anten Ailesi	17
4.2.1 Lineer Konik Oluk Antenler	18
4.2.2 Sürekli - Sabit Genişlikli Konik Oluklu Antenler.....	19
4.2.3 Ekspansiyonel Konik Oluk Antenler (ETSA).....	19
4.2.3.1 Eş düzlemlilikli ekspansiyonel konik oluk antenler(Düzlemsel Konfigürasyon)	20
4.2.3.2 Zıt tabanlı konik oluk antenler	20
4.2.3.3 Dengelenmiş zıt tabanlı konik oluk antenler.....	21

4.3 Radyasyon Karakteristiği	21
4.4 Bantgenişliği Karakteristiği	21
5. TASARIM VE SİMÜLASYON	23
5.1 Tanıtım ve Amaç	23
5.2 Vivaldi Anteni Tasarım Parametreleri.....	23
5.2.1 X Band Vivaldi Anten Tasarımı	25
5.3 Besleme	26
5.3.1 Mikro şerit besleme	26
5.3.2 Koaksiyel besleme.....	26
5.4 Simülasyon	27
5.5 Simülatör ve Bilgisayar Verileri.....	29
6. ÜRETİM	31
6.1 Tanıtım ve Amaç	31
6.2 Üretime Hazırlık	31
6.3 Üretim.....	32
7. ÖLÇÜM VE SONUÇLAR.....	35
7.1 Tanıtım ve Amaç	35
7.2 Ağ Analizörü İle Yapılan Ölçümler	35
7.2.1 Ağ analizörü ölçüm sonuçları	36
7.2.2 Referans anten ile modifiye edilmiş antenin sonuçları	38
7.2.3 Besleme modifikasyonları simülasyon sonuçları	39
7.3 Küresel Yakın Alan Ölçüm Sistemi	40
7.3.1 Uzak alan ışın diyagram sonuçları	42
7.4 Çalışmanın Uygulama Alanları	47
7.5 Çalışmanın ilerleyen aşamaları.....	47
KAYNAKLAR.....	49
ÖZGEÇMİŞ	51

KISALTMALAR

CST	: Computer Simulation Technology
TSA	: Tapered Slot Antenna
ETSA	: Exponentially Tapered Slot Antenna
TÜBİTAK	: Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu
UEKAE	: Ulusal Elektronik ve Kriptoloji Araştırma Enstitüsü
GHz	: GigaHertz
dB	: Desibel
dBi	: İzotropik desibel
PESA	: Passive Electronically Scanned Array
AESA	: Active Electronically Scanned Array
KYAS	: Küresel Yakın Alan Ölçüm Sistemi



ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 5.1 : Frekans ve dalgaboyu cinsinden radyasyon bant aralıkları	23
Çizelge 5.2 : ROGERS 4003C Malzemesinin termal, mekanik ve elektriksel özellikleri	29
Çizelge 5.3 : Kullanılan bakırın termal, elektriksel ve mekanik özellikleri.....	29
Çizelge 5.4 : Simülasyon sonrası program verileri	30
Çizelge 7.1 :Tasarlanan referans antenin 8, 10 ve 12 GHz değerlerindeki gerçekleştirilmiş kazançlarının simülasyon ve ölçüm sonuçları.....	46
Çizelge 7.2 :Tasarlanan işlenmiş antenin 8, 10 ve 12 GHz frekanslarındaki gerçekleştirilmiş kazançlarının simülasyon ve ölçüm sonuçları.....	46
Çizelge 7.3 : Referans Anten ile işlenmiş antenin üretim sonrası ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması.....	47



ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 1.1 :	Tezin girdi/çıkıktı diyagramı	Hata! Yer işareti tanımlanmamış.
Şekil 1.2 :	Aktif faz dizili badarlar için X-Bant vivaldi anteni tasarımı ve üretimi çalışmasının yol haritası.....	2
Şekil 2.1 :	Radyasyon lobları: (1)Majör lob, (2) Arka lob ve minör lob (3)Yan lob ve minör lob	4
Şekil 2.2 :	Işıma alan bölgeleri.....	4
Şekil 2.3 :	Elektromanyetik alanın lineer polarizasyonu	9
Şekil 2.4 :	Elektromanyetik alanın dairesel polarizasyonu	10
Şekil 2.5 :	Elektromanyetik alanın eliptik polarizasyonu	10
Şekil 2.6 :	İki portlu sistem diyagramı	11
Şekil 3.1 :	Elektromanyetik dalganın (a)dizi faktörünün sıfıra eşit olduğu durum, (b)dizi faktörü, (c)nihai ışıma deseni	14
Şekil 3.2 :	Pasif faz dizisinin şematik gösterimi	16
Şekil 3.3 :	Aktif faz dizisinin şematik gösterimi.....	16
Şekil 4.1:	Konik Oluk Anten Ailesi	18
Şekil 4.2:	Lineer Konik Oluk Anten [4].....	18
Şekil 4.3:	Sabit Genişlikli Konik Oluk Anten [4]	19
Şekil 4.4:	Ekponansiyel Konik Oluk Anten [4]	19
Şekil 4.5:	Zıt tabanlı konik oyuk anten, dengenemiş zıt tabanlı konik oyuk antenler ise bu türün katman sayısının artırılmış halidir [6].....	21
Şekil 5.1:	Mikro şerit besleme Vivaldi anteni ve temel tasarım parametreleri noktaları	24
Şekil 5.2:	Dişi SMA örneği.....	27
Şekil 5.3:	Mikroşerit besleme ve koaksiyel beslemenin simülasyonda hazırlanmış hali, ve büyütülmüş görüntüsü.....	27
Şekil 5.4:	CST’de tasarlanan referans anten(a), modifiye edilmiş anten(b), iki antenin arka yüzeyi(c) ve ölçümlendirmeleri	28
Şekil 6.1:	Referans tasarımın ALTIUM’da hazırlanması	31
Şekil 6.2:	Referans tasarımın, modifiye edilmiş halinin, ALTIUM’da hazırlanması	32
Şekil 6.3:	Rogers 4000 serisi görünümü [9].....	32
Şekil 6.4:	Üretime giden levhanın kalınlıklarını ve katmanlarını gösteren	33
Şekil 6.5:	Tasarlanan referans antenin üretim sonrası, ölçüme hazırlanmış hali .	33
Şekil 6.6:	Tasarlanan modifiye antenin üretim sonrası ölçüme hazırlanmış hali .	34
Şekil 7.1:	S11 Ölçüm Seti Blok Diyagramı	35
Şekil 7.2:	Kalibre edilmiş ölçüm sistemine bağlı referans anten	36
Şekil 7.3:	Tasarlanan referans antenin network analizör sonucunun ölçüm görüntüsü	37
Şekil 7.4:	Tasarlanan modifiye antenin network analizör ile yapılmış ölçümünün görüntüsü.	37

Şekil 7.5:	Tasarlanan Referans antenin simülasyon(turuncu) ve ölçüm(mavi) sonuçları.....	38
Şekil 7.6:	Tasarlanan modifiye antenin simülasyon ve ölçüm sonucu.....	39
Şekil 7.7:	Modifiye edilmiş antenin mikroşerit besleme(turuncu) ve mikroşerit beslemeye eklenmiş koaksiyel besleme(mavi) ile beraber simülasyon sonuçları.....	39
Şekil 7.8:	Modifiye edilmiş antenin mikroşerit besleme(turuncu) ve mikroşerit beslemeye eklenmiş koaksiyel besleme(mavi) ile beraber simülasyon sonuçları.....	40
Şekil 7.9:	KYAS laboratuvarındaki küresel yakın alan ölçüm sistemi laboratuvarı	41
Şekil 7.10:	Rerefans antenin (sol) ve modifiye edilmiş ölçüm düzeneği	42
Şekil 7.11:	8 GHz’de referans ve işlenmiş antenin uzak alan desenleri.....	43
Şekil 7.12:	10 GHz’de referans ve işlenmiş antenin uzak alan desenleri.....	44
Şekil 7.13:	12 GHz’de referans ve işlenmiş antenin uzak alan desenleri.....	45



AKTİF FAZ DİZİLİ RADARLAR İÇİN X-BANT VİVALDİ ANTENİ TASARIMI VE ÜRETİMİ

ÖZET

Faz dizili radarlar, günümüzde insansız hava araçları, hızlı tarama sistemleri gibi oldukça geniş uygulamalarda yer almaktadır. Bu aşamada, elektromanyetik dalgalar anten mekanik olarak hareket ettirmeden, elektronik olarak faz açısının değiştirilmesi yardımıyla yönlendirilir. Sistem mekanik bir eleman yerine elektronik düzenek aracılığı ile yönlendirildiği için oldukça hızlıdır. Bu da faz dizili radarları önemini artırmaktadır. Faz dizili radarlar aktif ve pasif olmak üzere ikiye ayrılırlar, aktif faz dizili radarlar, her bir anten elemanının ayrı bir yönetici ünitesi ve control sistemi olduğu yöntemdir ve bu yöntem pasif sistemlere göre daha maliyetli olmasına karşın daha etkili çalışmaktadır. Tez çalışmasının motivasyonu, aktif faz dizili radarlarda kullanılacak bir yönlü anten tasarlamaktır.

Yönlü antenler özellikle son yıllarda, mikrodalga görüntüleme, uzaktan algılama, radar uygulamalarında fazlasıyla yer almaktadır. Konik oluklu antenler, yönlü antenlerin geniş bir dalgaboyu aralığına uyarlanabilen bir yönlü anten türüdür. Konik oluklu antenler ailesinin eksponansiyel konik oluğunun açıldığı anten türü ise Vivaldi antenler olarak isimlendirilmektedir. Vivaldi antenler, geniş bant, hatta ultra geniş bant aralığındaki uygulamalarda kullanılabilir. X Bant Vivaldi Anteni Tasarımı ve Modifikasyonları isimli bu tez çalışmasında iki adet ultragenişbantlı Vivaldi anteni tasarlanacaktır. Tasarım çalışmasına giden yolda geniş bir literatür taraması yer almaktadır. Literatür taramasının ardından, biri referans diğeri de modifiye anten olmak üzere iki adet eksponansiyel konik oluklu anten tasarımı yapılmıştır. Tasarlanan konik oluklu antenler düzlemsel konfigürasyona sahiptir.

Tasarlanan referans ve modifiye antenin, ultra geniş bantta faaliyet gösterebilmesi için hesaplamalar gerçekleştirilmiştir ve bu hesaplamalar doğrultusunda boyut, konik açıklığı gibi değerleri elde ederek, CST programında antenin üç boyutlu tasarımı yapılmıştır.

Tasarlanan modifiye anten ise, eksponansiyel konik oluklu antenin toprak yüzeyinde modifikasyon yapılmış versiyonudur. Yönlü antenlerin kullanımında empedans eşleşmesi, direktivite, kazanç ve bant genişliği önemli parametrelerdir ve modifiye antende bu parametrelerden bir ya da birden fazlasının iyileştirilmesi hedeflenmiştir. Anten yüzeyine açılan kaviteler ve olukların, antenin uç noktadaki gerçekleştirilmiş kazanımını iyileştirdiği saptanmıştır.

CST programında yapılan simülasyonlar ile optimum geometrideki antenler seçilip, üretime hazırlanmıştır. Uygun substratın belirlenmesi ve CST'de tasarlanan ürünün PCB üretimine hazırlandı ve üretim süreci gerçekleştirilmiştir.

Üretimin tamamlanmasının ardından ağ analizörü yardımıyla, S11 parametreleri ölçülmüştür. Simülasyon sonuçları ile ölçüm sonuçları karşılaştırıldığında 0.25

GHz'lik bir kayma yapmasının dışında, S11 parametreleri grafik deseni olarak uyumlu görülmektedir.

Modifiye edilen antenin, tasarlanan referans antene göre, bant genişliğinin uç frekans noktalarında gerçekleştirilmiş kazancının arttığı simülasyon sonucunda gözlemlenmiştir.

Genellikle radar uygulamaları başta olmak üzere literatürde çeşitli genişbant uygulamaları yer almaktadır. Özellikle açıklıklı radar konseptinin keşfedilmesinin ardından çok fonksiyonlu, genişbantlı yönlü antenlerin geliştirilmesine ihtiyaç duyulmuşur ve konik oluklu antenler bu ihtiyacı karşılayan anten ailesinin bir üyesidir.

Bu çalışmanın sonucundan yola çıkılarak, gerek anten optimizasyonu gerek simülasyon koşulları gerekse üretim koşulları ilerletilip 8x1'lik dizi yapılması hedeflenmektedir. Ayrıca üretilecek antenlerin faz dizili radarlarda kullanılması da tezin başlangıç motivasyonudur.



DESIGN AND PRODUCTION OF X BAND VIVALDI ANTENNA FOR ACTIVE PHASED ARRAY RADAR APPLICATIONS

SUMMARY

In recent years, directional antennas gain popularity in remote sensing, radar applications and microwave imaging subjects. Tapered slot antennas are one of the beneficial antenna type for wideband applications in the directional antennas. Vivaldi antennas are member of the tapered slot antenna family and its special name comes from its exponential shape of Violin. Not only wideband, but also ultrawideband characteristics make Vivaldi antennas priority preference. Thesis which is named “Desing and production of X band vivaldi antenna for active phased array radar applications” gives a design and modification of two ultrawideband Vivaldi antennas. During the design phase, in-depth literature scanning was performed. – As a result of this investigation, two kinds of antenna were designed and produces as reference and modified exponentially tapered slot Vivaldi. –Both antennas have planar configuration.

Phased array radars are composed with more than one antennas and phase shifter electronics; Radiation patterns are emitted with signals which have different phases from each antenna. As a result of this constructive and destructive interferences are occurred and it causes steering of total radiation. Phased array antennas provide steering ability of the antenna beam electronically in order to using mechanical systems because of the high speed of electronic steering.

Identical n-piece of antennas are placed with the same distance between each other. In transmitting mode, all of antenna elements radiates the same amplitude but different phased signals. The main system is produced with identical and different phased feeding function.

Main radiation always steers towards the direction of the phase shift. If phase of the radiated signal can be changed continuously, total beam can be adjustable electronically. Radiation pattern of phased radars depends on, dimension of array and configuration of array. When antenna feeding is completed, there will be occurred steering of radiation beam. The intensity of signal density at the steered point will be more than the other regions.

Phased array radars are composed with more than one antennas and phase shifter electronics; Radiation patterns are emitted with signals which have different phases from each antenna. Constructive and destructive interferences are occurred and they cause to steer of total radiation. Phased array antennas provide to steer antenna beam electronically in order to using mechanical systems because of the highspeed of electronic steering. In this thesis, fundamental introduction will provide for understanding general concept of phased array radars and its variations. The aim of explaining the phased array radars gives perspective for selection of antenna for phased array system.

The main part of the phased array system is useful, and goal focused antenna. After determination of design goals, in order to produce ultrawideband characteristics, geometrical calculations were performed before simulation. After calculations, three dimensional design created on CST with using taper opening, antenna width, antenna height and microstrip feeding dimensions.

Designed modified antenna is a processed version on ground side of exponentially tapered slot antenna.

During design process of directional antennas, directivity, impedance matching, realized gain, bandwidth are distinctive parameters. Moreover, the aim was to perform improvements one or more parameters of modified antenna.

Cavities and slots on ground face of antenna make growth in realized gain at the end points of bandwidth.

CST simulations were performed until the best result was found. After simulation process, antennas which are optimum geometries were chosen and prepared for production. Appropriate substrate was determined and PCB fabrication was performed at The Scientific Research Council of Turkey, Informatics and Information Security Research Center, National Electronic and Cryptology Research center laboratories.

After fabrication and feeding connections was completed, S11 values are measured at Agilent network analyzer. When simulation results and measurement results were compared, it could be seen that, 0.25GHz frequency shift. However, graphical patterns of S11 values of fabricated and simulated antennas mostly compatible.

The other measurement was performed in the Antenna Technologies Research Center in TUBITAK. Spherical near field measurement system was used for creating radiation pattern of antennas, this system calculates gain, directivity and the many other parameters. Near field measurement system calculates radiation pattern in the near field region, however results can be converted into far field values using Maxwell's equations.

Measurements was plotted with using MATLAB EWA toolbox. This toolbox can be used for creating visual graphs. 3D plots, polar plots and smith chart are some of application area of this toolbox.

When calculation step was completed, it was started to prepare comparison results of reference antenna and modified antenna at the one side. The other side, difference between simulation results and measurement results was discovered.

At the first, when measurement results of reference and modified antenna were compared, gain values and directivities increase at the beginning frequency and end frequency. There was no major difference for center frequency. Additionally, azimuth and elevation plots of antenna gives better directivity results for modified antenna. The same situation is valid for center frequency.

Second point of view of this antenna is related about comparison of measurement and simulation results. There were many parameters affecting measurement setup, however it can be said that consistent gain values discovered at 8GHz. However, there was small deflection at 10GHz and 12GHz frequency. Finally, it can be said that, the starting goal of design and simulation was achieved. All of gain parameters was higher than 4 dBi.

Tapered slot antennas, takes a huge place of wideband applications especially Radar applications. After the investigation of aperture radars, multifunctional, wideband directional antennas gain importance. Tapered slot antenna family meets the needs, and Vivaldi antennas are member of this family.

Result of this work is a point of creating 8x1 Vivaldi array with its optimizations and fabrication improvements. After this work, this system will be the part of active phased Vivaldi array and this was the first step for this achievement.





1. GİRİŞ

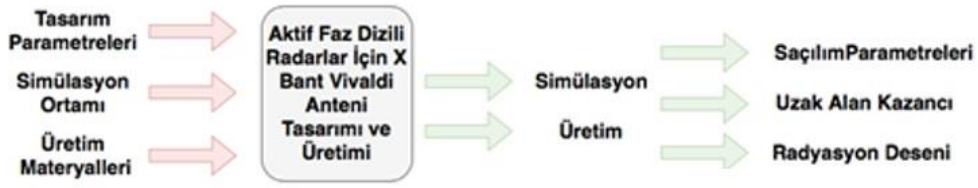
Faz dizili radarlar, birden fazla ışınım yapan elemanın bir faz kaydırıcı eleman ile birlikte dizileştirilmesi ile oluşturulur. Bu aşamada amaç antenin yönünü değiştirmeden ışınım demetinin elektronik olarak farklı yönlere doğru yönlendirilmesidir. Tezde tasarlanacak konik oluklu antenler geniş bant hatta ultrageniş bantta işlev gösterebilme yetenekleri sayesinde bu ihtiyaçları karşılayabilme özelliğine sahiptir. Vivaldi antenler ise konik oluklu antenler ailesinin eksponansiyel konik oyuk anteni olarak geniş bant ve ultra geniş bant aralığındaki uygulamalarda çalışabilecek bir anten türüdür.

1.1 Tezin Amacı

“Aktif Faz Dizili Radarlar İçin X-Bant Vivaldi Anteni” isimli sunulan tezde ultra geniş bantlı iki adet Vivaldi anteni tasarlanacaktır. Tasarım çalışması yapılmadan önce bir litartür taraması yapılmıştır ve bu çalışmalar ışığında tasarlanan antenlerden biri referans nitelikte olup, standart eksponansiyel konik oluk antenidir. Referans antenin uygun çalışma frekans aralığına göre boyut hesaplamalarının ve besleme hattının modifikasyonları yapılmıştır. Sunulan diğer modifiye edilmiş anten ise, eksponansiyel konik oluk antenin toprak yüzeyinde işlem yapılmış halidir. Anten üzerinde modifikasyon yapılmasının nedeni ise, empedans eşleşmesi, direktivite, kazanç ve bant genişliği parametreleri gibi temel ışınım parametrelerinin iyileştirilmesidir.

Bu tezde aynı zamanda simülasyon sonuçları ile fabrikasyon sonuçlarının karşılaştırıldığı ve verilen hesaplamalara uygun anten tasarımı ve simülasyonunun gerçekleştirilmesindeki başarımın gözlenmesi hedeflenmektedir.

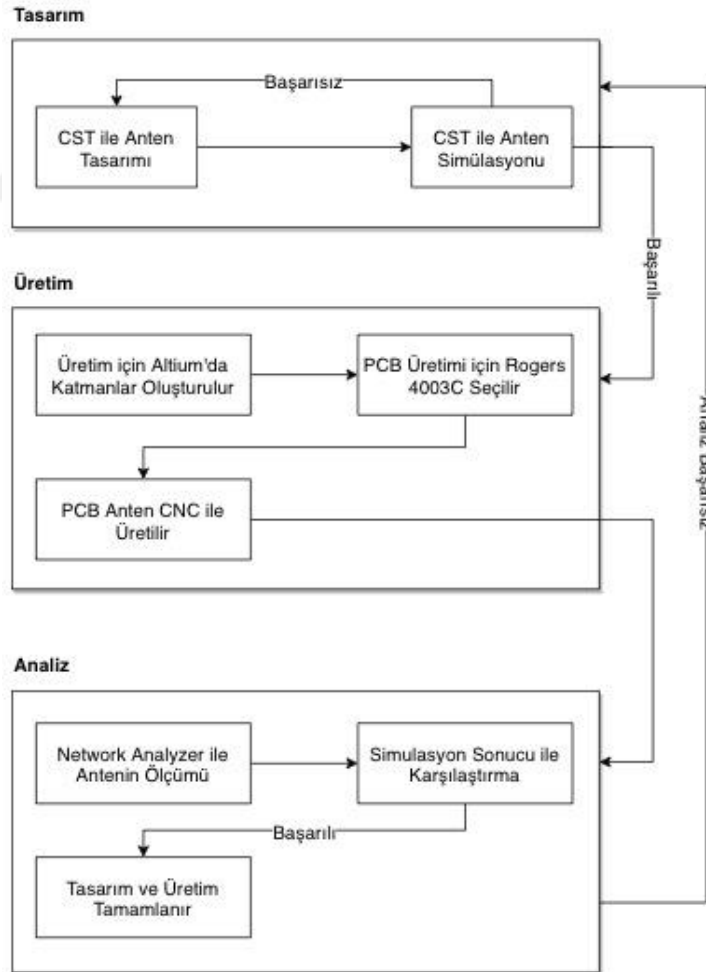
Tasarım ve simülasyon sürecinin nihai hedefi olan konik oluklu antenin aktif faz dizili radarlarda kullanılmasıdır. Şekil 1.1’de tezin ana hatlarını oluşturan girdiler ve çıktılarının yer aldığı diyagram verilmiştir.



Şekil 1.1 : Tezin Girdi Çıktı Diyagramı.

1.2 Teze Genel Bakış

Tasarımdan üretime giden yol haritası Şekil 1.2’de verilmiştir. Bölüm 2’de temel anten parametreleri ile ilgili bilgi paylaşımı yapılır. Ardından tez çalışmasının motivasyonu olan faz dizili radarlar bölüm 3.’de detaylandırılır, bölüm 4’de ise vivaldi antenin tasarım parametrelerinden bahsedilir. Bölüm 5’de tasarım parametreleri verilen Vivaldi antenin simülasyon ortamına geçirilmesinden, ardından bölüm 6’da üretim aşamalarından ve bölüm 7’de ölçüm ve değerlendirme süreçlerinden bahsedilecektir.



Şekil 1.2 : Aktif faz dizili radarlar için X-Bant vivaldi anteni tasarımı ve üretimi çalışmasının yol haritası.

2. TEMEL ANTEN PARAMETRELERİ

2.1 Tanıtım ve Amaç

Bu bölümde öncelikle tasarlanacak antenin kullanılması hedeflenen uygulama olan faz dizili radarlardan ve türlerinden bahsedilecektir. Ardından tasarlanacak Vivaldi anteni incelenirken, ışınım modeli, radyasyon model lobları, direktivite, güç, radyasyon şiddeti ve kazanç gibi, anteni tanımlarken kullandığımız parametrelerin açıklamaları yapılacaktır. Ardından Konik oluklu antenler ailesi ile ilgili literatür araştırması, çeşitleri, ve bu çeşitlerin kullanım alanları ile ilgili bilgi verilecektir. Bu bölümün amacı, ilerleyen bölümlerde verilecek gidiş yolu ve sonuçların yer alacağı terimleri açıklamaktır.

2.2 Temel Anten Parametreleri

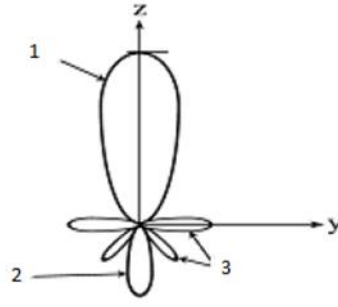
2.2.1 Işınım modeli

Antenin radyasyon modeli, radyasyonun matematiksel fonksiyonunun grafiksel gösterimi olarak tanımlanmaktadır.

Işınım, akı yoğunluğu, ışınım şiddeti, alan kuvveti, yön, faz ve polarizasyon parametreleri ışınım modelini oluşturur. İzotropik antenler tüm yönlerde kayıpsız eşit ışınımın olduğu varsayılan teorikte tanımlanmış bir anten türüdür ve antenin kazancı hesaplanırken kullanılan referanstır. Yönlü antenler, bir yönde diğerlerinden daha etkili bir şekilde ışınım yapan antenlerdir. Yönlü antenlerin bir yöndeki kazancı diğer yöndekilerden çok fazladır. Çok yönlü antenler ise tüm dikey düzlemlerde yönden bağımsız olarak ışınım yapan antenlerdir. Aktif faz dizili radar için X-Bant Vivaldi anteni tasarımında kullanılması için tasarlanacak anten yönlü anten olacaktır.

2.2.2 Radyasyon model lobları

Işınım deseninin birbirinden farklı büyüklükte ve konumda olan parçalarına “lob” adı verilir.

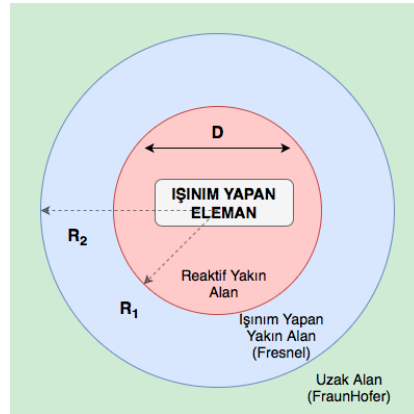


Şekil 2.1 : Radyasyon lobları: (1)Majör lob, (2) Arka lob ve minör lob (3)Yan lob ve minör lob

- Majör Lob: En yüksek ışın yapan, diğer adıyla da ana ışın demeti adı verilen lobdur. Şekil 2.1’de 1 numara ile gösterilen kısım majör lobun görsel ifadesidir.
- Minör Lob: Majör lob dışındaki tüm loblara denir Şekil 2.1’deki (2) ve (3) numara ile gösterilen kısımlar minör lobdur.
- Yan Loblar: Majör lobun hemen yanında yer alan ışınlara denir Şekil 2.1’de (3) numara ile gösterilen loblar bu duruma örnektir.
- Arka Lob: Majör loba ters yönde olan loba denir. Şekil 2.1’de (2) numara ile gösterilen kısım, arka lobdur.

2.2.3 Alan bölgeleri

Anteni çevreleyen alan üç temel başlık altında incelenir, bu alanlardan en önemlisi antenin operasyonunu tanımladığı için uzak alan bölgesidir. Bu üç bölgenin sınır koşulları aşağıda verilmiştir. Ayrıca Şekil 2.2’de görsel olarak ışınım yapan yakın alan, reaktif yakın alan ve uzak alanların temsili görselleri verilmiştir.



Şekil 2.2 : Işıma alan bölgeleri.

Reaktif Yakın Alan: Antenin etrafını çevreleyen ve reaktif alanın baskın olduğu bölgedir. Reaktif yakın alanı tanımlayacak bölge Denklem 2.1’de tanımlanmıştır. Burada d antenin en büyük mesafesidir.[2]

$$R < 0.62 x \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} \quad (2.1)$$

Işınım yapan yakın alan (fresnel bölgesi): Bu bölge, antenin uzak alanı ile reaktif yakın alanı arasında kalan bölgedir. R bölgesi Denklem 2.2’de verilen ışınım alanını kapsar. Bu alanda ışınımın açısal dağılımı mesafeye bağlıdır. Burada elektrik ve manyetik alan arasında 90 derece faz farkı vardır.

$$2xD^2 > \lambda \geq 0,62 x \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} \quad (2.2)$$

Uzak alan (fraunhofer bölgesi): Burada ışınımın açısal dağılımı, mesafeden bağımsızdır. R bölgesi Denklem 2.3’da verilen ifade edilen alanı kapsar. Bu bölge ışınım alanı tarafından domine edilmiştir, elektrik ve manyetik alan birbirine ortogondur ve yayılım yönü düzlemsel dalgadır.

$$2 x \frac{D^2}{\lambda} < R \quad (2.3)$$

2.2.4 Radyasyon güç yoğunluğu

Elektromanyetik dalgalar bilgiyi, kablosuz ortamda bir kılavuz yapı yardımıyla bir noktadan diğer noktaya taşımak için kullanılır. Hesaplanan poynting vektörü Denklem 2.4’de verilmiştir.

$$W = E x H \quad (2.4)$$

W: Poynting Vektörü (W/m²)

E: Elektrik alan (V/m)

H: Manyetik Alan (A/m)

Poynting vektörü bir noktadaki gücü temsil eder. Antenin gücünü hesaplamak içinse, poynting vektörü tüm yüzeyde integre edilir ve bu Denklem 2.5’de verilmiştir. Burada s yüzey parametresini temsil etmektedir.

$$P = \iint W_x ds \quad (2.5)$$

P: Anlık toplam güç (W)

ds: Kapalı alanın yüzeyindeki sonsuz küçük alan

Antenin güç deseni aynı zamanda iletimin fonksiyonudur. Anenin gücünün incelenmesi genellikle uzak alan bölgesinde yapılır.

2.2.5 Radyasyon Şiddeti

Birim yüzey alanında yayılan ışınımın gücü radyasyon şiddeti olarak tanımlanır. Bu değer uzak-alan parametresidir ve Denklem 2.6'da matematiksel gösterimi bulunmaktadır. Radyasyon şiddetinin mesafenin karesi ile çarpımı ile bulunur.

$$U = W_{rad} x r^2 \quad (2.6)$$

U: Radyasyon şiddeti (W/ birim açı)

W_{rad} : Radyasyon yoğunluğu (W/m²)

Toplam güç, radyasyon şiddetinin tüm birim yüzey açısı ile integre edilmesi ile hesaplanır. Denklem 2.7'de toplam gücün radyasyon şiddedi ile hesaplanması verilmiştir.

$$P_{top} = \iint U d\Omega = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} U \sin\theta d\theta d\phi \quad (2.7)$$

Burada $d\Omega$ birim açıdır, birimi steradyandır ve $\sin\theta d\theta d\phi$ ifadesinin açılımıdır. Eğer ki kaynak izotropik ise U değeri θ ve ϕ 'den bağımsızdır. Dolayısıyla izotropik antenin gücü Denklem 2.8'de verildiği gibidir.

$$U_0 = \frac{P_{top}}{4\pi} \quad (2.8)$$

2.2.6 Direktivite

International Electrotechnical Commission (IEC) direktivite tanımını tüm yönlerdeki ışınım şiddetinin ortalamasının belli bir yöndeki ışınmaya oranı olarak vermiştir. Ortalama ışınım şiddeti, anten tarafından yayılan gücün 4π 'ye bölünmesiyle bulunur.

Eğer ki yön belirlenmemişse, maksimum ışımının olduğu yön hesaba katılır. Birimi dBi'dir ve Denklem 2.9'de verilmiştir[1].

$$D = \frac{U}{U_o} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (2.9)$$

Eğer ki yön belirtilmemişse, maksimum ışım şiddeti aşağıdaki bağıntıda Denklem 2.10'da verilmiştir.

$$D_{max} = D_o = \frac{U_{max}}{U_o} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} \quad (2.10)$$

Dmax: Maksimum direktivite (birimsiz)

U: Radyasyon yoğunluğu (W/sr)

Umax: Maksimum radyasyon yoğunluğu(W/sr)

Uo: İzotropik kaynağın radyasyon yoğunluğu(W/sr)

Pmax: Toplam ışım gücü (W)

2.2.7 Kazanç

Antenin belirli bir yöndeki kazancı radyasyonun o yöndeki şiddetinin antenin izotropik yani her yöne eşit olarak yayılan gücüne oranıdır. Antenin kazancı direktivitesi ve verimliliği ile ilişkilidir ve bu ilişki Denklem 2.11'de verilmiştir.

$$G = \frac{4\pi U(\theta, \varphi)}{P_{in}} \quad (2.11)$$

U: Işıma şiddeti

P_{in}: Toplam kabul edilen güç

Toplam kabul edilen güç parametresi antenin verimliliği ile ilişkili bir parametredir. Kabul edilen güç ile ışımının gücü arasındaki ilişki Denklem 2.12'de verilmiştir.

$$P_{in} = P_{rad} e_0 \quad (2.12)$$

Burada P_{rad} değeri toplam ışım şiddeti, e₀ ise bir sonraki bölümde açıklaması yapılacak olan verimlilik parametresidir. Diğer bir deyişle de antenin kazancı direktivitesinin verimlilik parametresi ile çarpılmış haline eşittir. Bu durumda pratikte

sıklıkla kullanılan kazanç değeri dB cinsinden, maksimum kazanç olarak verilen tanımdan uyarlanır ve aşağıdaki 2.13 numaralı denklem ile dönüştürülür.

$$G_0 = 10 \log_{10} e_t D_0 \quad (2.13)$$

2.2.8 Verimlilik

Toplam anten verimliliği giriş terminallerindeki kayıplara ve antenin genel yapısına bağlı olarak hesaplanır (Denklem 2.14). Işınmış sürecindeki etkileyici faktörlerin çarpımı verimlilik değerini verir.

$$e_0 = e_r \times e_c \times e_d \quad (2.14)$$

e_0 : toplam verimlilik

e_r : yansımaya

e_c : iletim verimliliği

e_d : dielektrik verimliliği

Γ ise antenin giriş terminalindeki gerilim yansımaya katsayısıdır Denklem 2.15'deki gibi hesaplanarak bulunur.

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (2.15)$$

Z_{in} : Antenin giriş hattının empedansı

Z_0 : Antenin karakteristik empedansı

Genellikle antenin veriminin hesaplanması kompleks bir işlemdir ve deneysel yöntemlerle bulunur. Ölçümler genellikle birbirlerinden ayrılmasalar da, Denklem 2.16'daki gibi ifade edilebilir.

$$e_0 = e_{cd}(1 - |\Gamma|^2) \quad (2.16)$$

2.2.9 Bant Genişliği

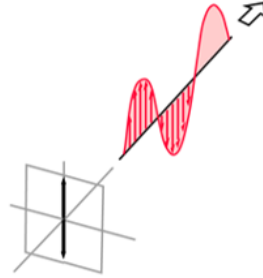
Antenin karakteristik özelliklerinin gerçekleştiği frekans aralığına bant genişliği denir. Bant genişliği merkez frekansının sağında ve solunda bulunan flow ve fhigh frekansları aralığındadır.

Geniş bantlı antenler yüksek frekansın düşük frekansa oranıyla tanımlanırlar. Dar bantlı antenler ise yüksek ve düşük frekansının farkının yüzdesi ile tanımlanırlar.

2.2.10 Polarizasyon

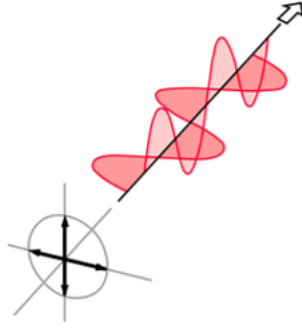
İletilen dalga'nın maksimum kazancının olduğu yön ışınımın polarizasyonudur. Fakat pratikte, yayılan enerjinin polarizasyonu antenin merkezinden itibaren değişir ve bu yüzden desenin farklı parçaları farklı polarizasyonlara sahip olabilir. Polarizasyon çeşitleri; lineer polarizasyon, dairesel polarizasyon ve eliptik polarizasyondur. Tez aşamasında tasarlanacak anten, vivaldi anteni lineer polarizedir fakat ortogonal konfigürasyonlar yapılarak vivaldi antenlerden farklı polarizasyon türleri elde edilebilir [3].

Lineer polarizasyon: Düzlemdeki elektromanyetik dalga tek bir yönde ilerlediği durumdur. Bu durumda elektrik alan ve manyetik alan vektörleri birbirlerine diktir ve ilerleme yönü de bu iki parametreye diktir. Lineer polarizasyonda elektrik alan antenin düzlemine paralel ise polarizasyon lineer dikeydir, dik ise lineer yataydır. Lineer olması için gerek ve yeter iki koşul; elektrik ya da manyetik alan vektörlerinden birinin ya da birbirlerine ortogonal ikisinin 180 derece zaman faz farkına sahip olmasıdır. Şekil 2.3'de lineer polarizasyon ve izdüşümünün görsel hali verilmiştir.



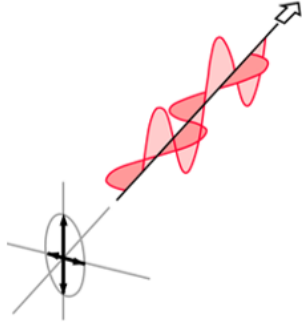
Şekil 2.3 : Elektromanyetik alanın lineer polarizasyonu.

Dairesel polarizasyon: Zamana bağlı harmonik dalgaların belirli bir noktadaki elektrik ya da manyetik alan vektörlerinin zamana bağlı fonksiyonlarının dairesel olarak tanımlandığı durumdur. Burada gerekli ve yeterli koşulların sağlanması için, alanların birbirlerine dik lineer komponentlerden meydana gelmesi, iki komponentin büyüklüğünün birbirine eşit olması ve iki komponentin de 90 derecenin tek katlarında faz farkına sahip olması gerekmektedir. Şekil 2.4'de dairesel polarizasyonun ışınım gösterimi ve izdüşümü verilmiştir.



Şekil 2.4 : Elektromanyetik alanın dairesel polarizasyonu.

Eliptik polarizasyon: Zamana bağlı harmonik dalgaların eliptik olarak polarize olması, ve elektrik ya da manyetik alan vektörünün fonksiyonunun deseninin elips olması ile gözlenir. Eliptik polarizasyonun sağlanması için gerek ve yeter koşullar alanların birbirlerine ortogonal ve lineer olması, alanların birbirlerine eşit ya da farklı büyüklükte olması, ve eğer ki iki komponent birbirlerine eşit büyüklükteyse, zaman faz farkının sıfır dereceye eşit olmaması ya da 180 derecenin katları olması , ya da alanlar farklı büyüklükteyse faz farkının 90 derecenin tek katları olmaması gerekmektedir. Şekil 2.5’de eliptik polarizasyonun ışınım görünümü ve bu ışınımın izdüşümü verilmiştir.



Şekil 2.5 : Elektromanyetik alanın eliptik polarizasyonu.

2.2.11 Saçılım parametresi

S Parametresi, diğer bir deyişle saçılım parametresi, tüm sistemi analog sinyali dalga olarak kabul edip saçılım derecesi ile tanımlar. Burada kullanılan saçılım terimi, genel anlamıyla, kaynağa geri dönen ve diğer yönlere iletilen sinyalleri temsil eder. Saçılım parametreleri yardımıyla cihazın lineer tüm özellikleri keşfedilir.

S-parametreleri kompleks bir matristir ve frekans bölgesinde yansıma/iletim karakteristiğini (Genlik/Faz) gösterir. İki portlu bir cihazın dört adet saçılım parametresi vardır. S_{ij} notasyonunda i elemanı, sinyalin çıkışını, j elemanı ise giriş

sinyalini temsil eder. Eğer ki i ile j birbirine eşitse yansımayı, birbirinden farklıysa iletimi temsil eder.

$$S_{ij} = \frac{b_i}{a_j} \quad (2.17)$$

S_{ij} : i numaralı ve j numaralı elemanın saçılım parametreleri

b_i : i numaralı porttaki normalize edilmiş yansıyan dalga

a_j : j numaralı porttaki normalize edilmiş iletilen dalga

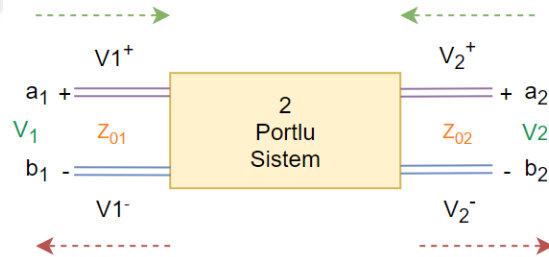
$$b_i = \frac{V_i^-}{\sqrt{Z_{oi}}} \quad a_j = \frac{V_j^+}{\sqrt{Z_{oj}}} \quad (2.18)$$

V_i^- : Yansıyan gerilim

V_i^+ : İletilen gerilim

Z_{oi} : i numaralı portun karakteristik empedansı

Z_{oj} : j numaralı portun karakteristik empedansı



Şekil 2.6 : İki portlu sistem diyagramı.

Denklem 2.20'yi birinci ve ikinci porta uyarlırsak, 2.21 numaralı değerleri elde ederiz ve bu denklem setini birleştirince denklem seti ile S – Matrisi olarak adlandırılan matris oluşur.

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \quad , \quad S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \quad , \quad S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \quad , \quad S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \quad , \quad \dots \quad (2.19)$$

Denklem 2.22 düzenlendiğinde 2.23 numaralı denklem seti oluşur.

$$b_1 = S_{11} a_1 + S_{12} a_2 + S_{13} a_3 + S_{14} a_4 + \dots$$

$$b_2 = S_{11} a_1 + S_{12} a_2 + S_{13} a_3 + S_{14} a_4 + \dots \quad (2.20)$$

$$b_3 = S_{11} a_1 + S_{12} a_2 + S_{13} a_3 + S_{14} a_4 + \dots$$

$$b_n = S_{11} a_1 + S_{12} a_2 + S_{13} a_3 + S_{14} a_4 + \dots$$

Denklem 2.20'deki set seti, Denklem 2.21'deki numaralı matrisi oluşturur, burada kırmızı ile işaretlenmiş köşegen elemanları her bir port için yansıma katsayılarını ifade etmektedirler. Yansıma katsayıları dışında kalan S_{ij} değerleri ise iletim parametrelerini ifade etmektedirler.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} & \dots \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} & \dots \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} & \dots \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & S_{nn} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

2.2.12 Ultra geniş bantlı antenler

Ultra genişbantlı antenler, yüksek veri transfer oranı, düşük güç tüketimi ve düşük maliyetli üretimi sayesinde günümüzde bir çok uygulamada tercih sebebi olmaktadır. Bir antene ultra genişbantlı anten diyebilmek için, antenin bant genişliği hesaplanmalıdır. Denklem 2.22'de bant genişliğinin hesaplama denklemi verilmiştir.

$$BW = \frac{f_{high} - f_{low}}{f_{center}} \times \%100 \quad (2.22)$$

f_{low} : Operasyon bandının en düşük frekansı

f_{high} : Operasyon bandının en yüksek frekansı

f_{center} : Operasyon bandının orta frekansı

$$\frac{2(f_h - f_l)}{(f_h + f_l)} \geq 0.2 \quad (2.23)$$

Eğer ki, bant genişliği %20'den büyükse bu antene geniş bantlı anten, %50'den büyükse ultra geniş bantlı anten denilir. [11]

Diğer bir deyişle, Denklem 2.23'deki bağıntıyı sağlayan antenler ultrageniş bantlı antenler olarak tanımlanmaktadır[12].

3. FAZ DİZİLİ RADARLAR

3.1 Tanıtım ve Amaç

Faz Dizili Radarlar, birden çok antenin her birinin faz kaydırıcı ile kontrol edilmesi ile oluşturulur. Işınım demetleri, farklı fazlardaki sinyal ile her bir anten elemanından yayılır ve bu sayede yapıcı ya da yıkıcı girişimler yapılarak, ışınım demeti istenen yönde yönlendirilir.

Faz dizili antenler yardımıyla ışınım demetinin yönlendirilmesi elektronik elemanın hızı mekanik bir elemanın hızından daha fazla olmasından mütevellittir.

Bu bölümde faz dizili radarların yapısı anlatılacak ve çeşitleri detaylandırılacaktır. Bu bölümün amacı aktif faz dizili radarda kullanılacak anten tasarımına gidiş güzergahını açıklamaktır.

3.2 Faz Dizili Radarların Yapısı

N elemanlı bir faz dizili antenin konfigürasyonu Şekil 3.1’de gösterilmiştir. Burada anten, N ader birbirine eş elemandan oluşturulmuştur ve aralarında eksen boyunca d mesafesinde eşit mesafe bırakılmıştır. İletim modunda, tüm anten elemanlarının birbirine eşit genlikte fakat, her bir ardışık anten ile arasında akımı etkileyen β fazı vardır (β elemanı her bir elemandaki akım ile bir sonraki elemandaki akım arasında fazı tanımlamak için kullanılır). Burada besleme ağının fonksiyonu, birbirine özdeş büyüklükte besleme yapmak ve β ’nin görevi de ilerleyen bir faz farkı tanımlamaktır.

Burada ana ışınım her zaman faz kaymasının arttığı yöne doğrudur. Eğer ki yayılan sinyal elektronik faz kaydırıcısı yardımıyla sürekli olarak fazı değiştirilebiliyorsa, ışınım yönü elektronik olarak ayarlanabilir hale gelir.

Faz dizili radarların ışınımı her bir antenin ışınım desenine, dizinin büyüklüğüne ve dizi konfigürasyonuna bağlıdır.

Sinyal Besleme ağından ilerleyip anten dizisine iletdikten sonra, θ_s açısında yönlendirme gerçekleşir θ açısında sinyal yoğunluğu diğer tüm bölgeleridekinden daha yüksektir. Faz dizili radar yapısında, toplam dizinin alanı, orijinde konumlandırılmış bir elemanın dizi faktörü ile çarpılması ile hesaplanır.

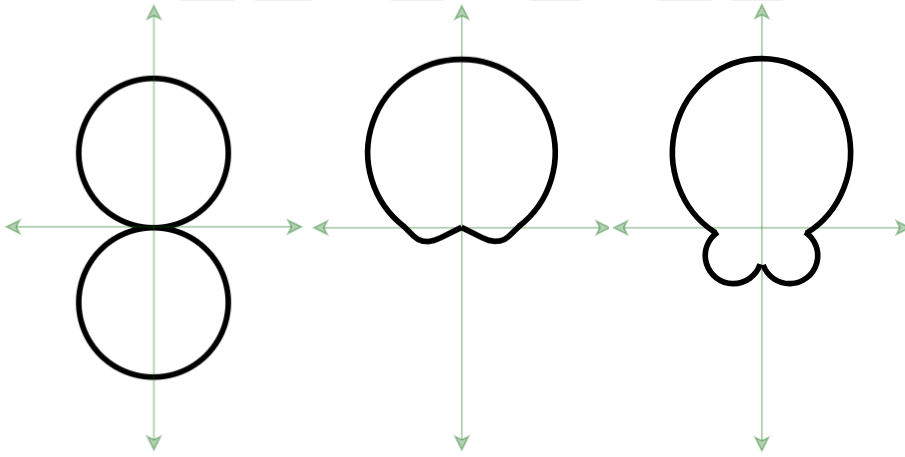
$$E_{total} = [E_{ref}] \times [DF] \quad (3.1)$$

E_{total} : Nihai Elektrik Alan

E_{ref} : Referans noktadaki Elektrik Alan

DF : Dizi Faktörü

Denklem 2.1'de faz dizisinin ışıma deseni için temel kural verilmiştir ve bu kural dizi içindeki her bir elemanın üzerinde uygulanır. Örneğin, Şekil 3.2'de antenin dizi faktörünün sıfıra eşit olduğu halinin antenin(a), dizi faktörü(b) ile çarpılması ile elde edilmiş ışıma deseni verilmiştir(c)



Şekil 3.1 : Elektromanyetik dalganın (a)dizi faktörünün sıfıra eşit olduğu durum, (b)dizi faktörü, (c)nihai ışıma deseni.

N elemanlı lineer bir anten dizisinin, birbirine eş genlik ve mesafeye sahip olduğu konfigürasyonda dizi faktörü (DF) parametresi, denklem 3.2'de verilmiştir.

$$DF = 1 + e^{j(kd\cos\theta+\beta)} + e^{j2(kd\cos\theta+\beta)} + \dots + e^{j(N-1)(kd\cos\theta+\beta)}$$

$$DF = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)(kd\cos\theta+\beta)}, k = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (3.2)$$

Burada λ sinyalin dalgaboyu, d elemanlar arasındaki mesafe ve β ise iki ardışık eleman arasındaki faz farkıdır θ ise ışınım demetinin yönlenme açısıdır.

Bir çok faz dizili radar tasarımında, ana ışınım demetinin yönündeki radyasyon deseni,

$$DF = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)\psi}, \quad \psi = kdcos\theta + \beta \quad (3.3)$$

önemli ve gerekli bir parametredir. Ana demetin açısını kesin olarak hesaplamak için, dizi faktörü çözüm anahtarı olarak düşünülebilir. Denklem 2.3'e göre, tasarım parametresi olan ψ , $2m\pi$ ($m=0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$)'dir. Bu şekilde dizi faktörü her zaman maksimum değerinde olacaktır ve ana demetin açısı denklem 2.4'te verilen hesapla bulunabilecektir.

Denklem 3.4 bu süreçteki çok önemli bir denklemdir ve kolaylıkla θ ile β arasındaki ilişkiyi hesaplayabilir. Burada d , elemanlar arasındaki boşluğu temsil etmektedir.

$$\theta_s = \cos^{-1} \left[\frac{2m\pi - \beta}{kd} \right], m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (3.4)$$

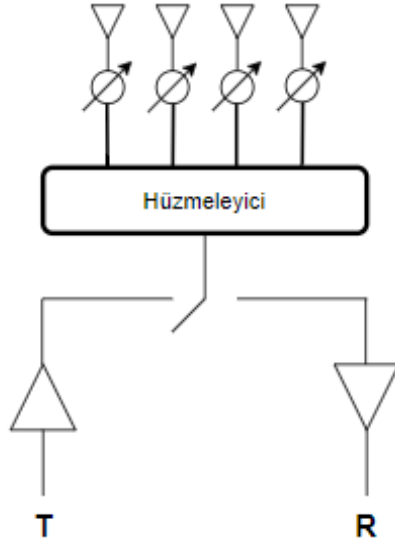
3.3 Pasif Faz Dizili Radarlar (PESA)

Pasif faz dizili radarlar, elektromanyetik ışınımın elektronik olarak farklı bir noktaya yönlendirilmesini tek bir verici yardımıyla gerçekleştirmesidir. Pasif faz dizili radarlar, düşük maliyetli ve düşük güç tüketimli yapıları sayesinde tercih sebebi olmaktadır.

Her bir anten elementi faz dışında aynı sinyali yaymaktadırlar. Faz değişimi, bu antenlere hareketsiz olduğu halde sinyalin yönlendirilmesi imkanı verir.

Dizideki her bir antenin sinyalinin fazını değiştirmek, o anten için sinyali geciktirmekle ayarlanır. PESA'lar tek başına yön değiştiren bir antenden farklı olarak transit zamanını belirlemektedir. PESA tarafından gönderilen bir sinyal, dönen radar anteninin sinyalinden ayırt edilemez.

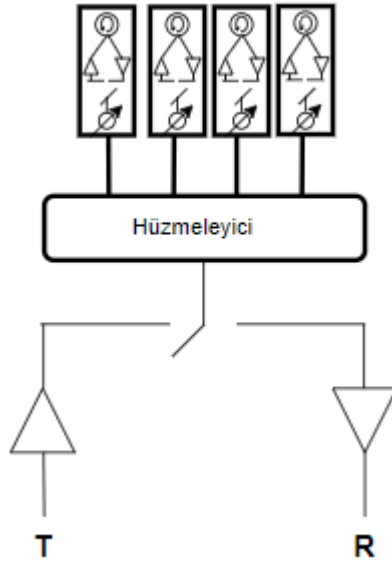
Terör saldırılarında, illegal işlemlerin tespitinde, yüksek dağların gözetlenmesinde, havalanlarında iyi kurgulanmış bir PESA düşük yanlış alarm oranıyla iyi bir hizmet verebilmektedir.



Şekil 3.2 : Pasif faz dizisinin şematik gösterimi.

3.4 Aktif Faz Dizili Radarlar (AESA)

Aktif faz dizili radarlar, elektromanyetik ışınımın elektronik olarak farklı bir noktaya ayrı verici/alıcı üniteler yardımıyla gerçekleştirilmesi ile sağlanır. Aktif faz dizili radarlarda, her bir eleman katı hal alıcı, verici modülüne bağlanır ve bu modüller bilgisayar tarafından kontrol edilir.



Şekil 3.3 : Aktif faz dizisinin şematik gösterimi.

4. KONİK OLUKLU ANTENLER

4.1 Tanıtım ve Amaç

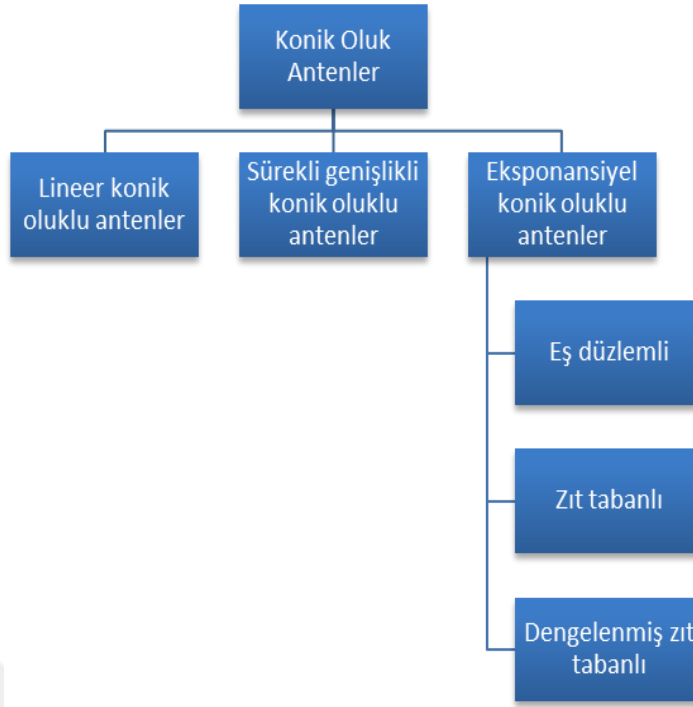
Bu bölümde konik oluklu antenler ailesinden, türlerinden, tasarım parametrelerinden bahsedilecektir. Emsal antenler ile ilgili yapılan literatür araştırmasından bahsedilecektir. Bu bölümün amacı tasarım ve simülasyona aşamasına geçmeden önce ön bilgi sağlamaktır.

4.2 Konik Oluklu Anten Ailesi

Konik oluklu antenler, antenin topraklanan yüzeyindeki oluğun yola bağlı olarak genişlediği anten türüdür. Bu anten türü ilk olarak 9. Avrupa Mikrodalga Konferansında P.J. gibson tarafından 1979 yılında " The Vivaldi Aerial" çalışması ile ortaya çıkarılmıştır[4]. Bu çalışmada 2 GHz'den 40 GHz'e kadar 10 dBi kazançlı ve -20 dB kenar ışımaya büyüklüğüne sahip bir anteni sunmuştur. Konik oluk antenler antenler bakır folyolar ve dielektrik malzeme birleşimiyle oluşturulan katmanlar ya da standart olarak satılan baskı devre yüzeyleri ile yapılabilir. Metal ve dielektrik katmanının kalınlığı ve dielektrik katsayısı antenin temel ışımaya parametrelerini etkileyen en önemli unsurlardandır. Bu tür antenler bir araya getirilerek diziler oluşturulabilir, mikrodalga ve radar uygulamalarında kullanılabilir.

Vivaldi anteni, eksponansiyel olarak oyulmuş yolun bitiş noktasına açılmış bir dairesel kavite ile sonlanır. Besleme hattı alt yüzeyde sonlanma noktasındaki oyuğun yakınına konumlandırılır.

Tek bir antenden elektromanyetik dalgalarının yayılım yönü lineerdir. Elektrik alan çizgileri baskı devre hattına paralel olarak uzanır. Işınımın yayılımı da konik açılımın doğrultusunda gerçekleşir. Bu yüzden oluk açılımı, ışımaya hattının çapını etkileyen önemli faktörlerendir. Şekil 4.1 konik oluklu anten ailesinin şematik gösterimidir.



Şekil 4.1: Konik Oluk Anten Ailesi.

4.2.1 Lineer Konik Oluk Antenler

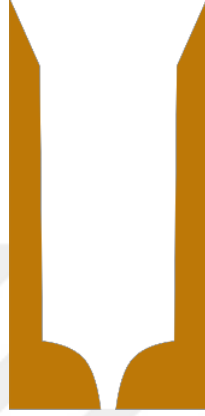
Lineer Konik oluk antenler (LTSA), ismini anten yüzeyine açılmış oluğun lineer bir fonksiyon olması sebebiyle almıştır. Empedansının sabit kalması ve geniş bant aralığında ışıma yapabilmesi bu tür antenleri tercih sebebi yapmaktadır. Kızılötesi uygulamalarından X-bant uygulamalarına kadar çeşitli alanlarda kullanılabilir [5]. Şekil 4.2’de lineer konik oluklu antenin basit bir gösterimi yer almaktadır.



Şekil 4.2: Lineer Konik Oluk Anten. [4]

4.2.2 Sürekli - Sabit Genişlikli Konik Oluklu Antenler

Bu tür antenlerde açılmış olan oyuğun genişliği sabittir. Şekil 4.3’de görüldüğü üzere belirli bir yere kadar sabit olan oluğun, sonlanırken eksponansiyel olduğu ya da olmadığı versiyonları mevcuttur. Bu antenler tip olarak da dielektrik rod antenlerine benzemektedirler. Konik oluk antenler içinde en düşük ışınlım genişliğine ve en yüksek kazançla sahip anten türü olarak emsalleri ile kıyaslanabilir.



Şekil 4.3: Sabit Genişlikli Konik Oluk Anten. [4]

4.2.3 Eksponansiyel Konik Oluk Antenler (ETSA)

Diğer adı ile vivaldi antenlerdir. İsmi Şekil 4.4’de verildiği görüldüğü gibi viyolin şeklindeki eğrilerinden alır. Bu tür antenler, E ve H düzleminde birbirine neredeyse eşit ışınlım genişliğinde ışınma yaparlar. 3 GHz’den büyük dalgaboyundaki ışınmalarda, ultra geniş banlı anten tasarımlarda kullanılır. Eksponansiyel konik oluklu antenler kendi içinde de eş düzlemlili, zıt tabanlı ve dengelenmiş zıt tabanlı konik oluklu antenler olarak üçe ayrılır;



Şekil 4.4: Ekponansiyel Konik Oluk Anten. [4]

4.2.3.1 Eş düzlemlı ekponansiyel konik oluk antenler(Düzlemsel Konfigürasyon)

Eş düzlemlı ekponansiyel konik oluklu antenler bir diğer adıyla düzlemsel konfigürasyonlu vivaldi antenler iki ışıma düzlemlı düzlemlı dielektrik materyalin aynı yüzeyinde olur. Bu anten dielektrik maddenin topraklama kısmındaki oyuğun olmadığı diğer yüzeyindeki hattan beslenir.

Bu tür antende konik açıklığın son noktasında bulunan dairesel kavite, VSWR (voltage standing wave ratio), duran dalga voltaj oranı parametresini ayarlamak için kullanılır. Dairenin çapı ile bu oran değişir.

Bu konfigürasyonda genişbantta empedans eşleşmesi yapılabilmesi için slot hattı üzerinde baluna ihtiyaç duyulmaktadır.

Düzlemsel vivaldi anten konfigürasyonunda ilerleyen dalga konik oluk üzerinden klavuzlanır. Optimum substrat kalınlığı hesaplanması için 4.1 numaralı denklemden faydalanılmaktadır[5].

$$\frac{H}{\lambda} = \frac{h}{\lambda} \times \sqrt{\epsilon_r} - 1 \quad (4.1)$$

H: Efektif dielektrik kalınlığı

h : Gerçek dielektrik kalınlığı

ϵ_r : Substratın relatif permitivitesi

λ : Dalgaboyu

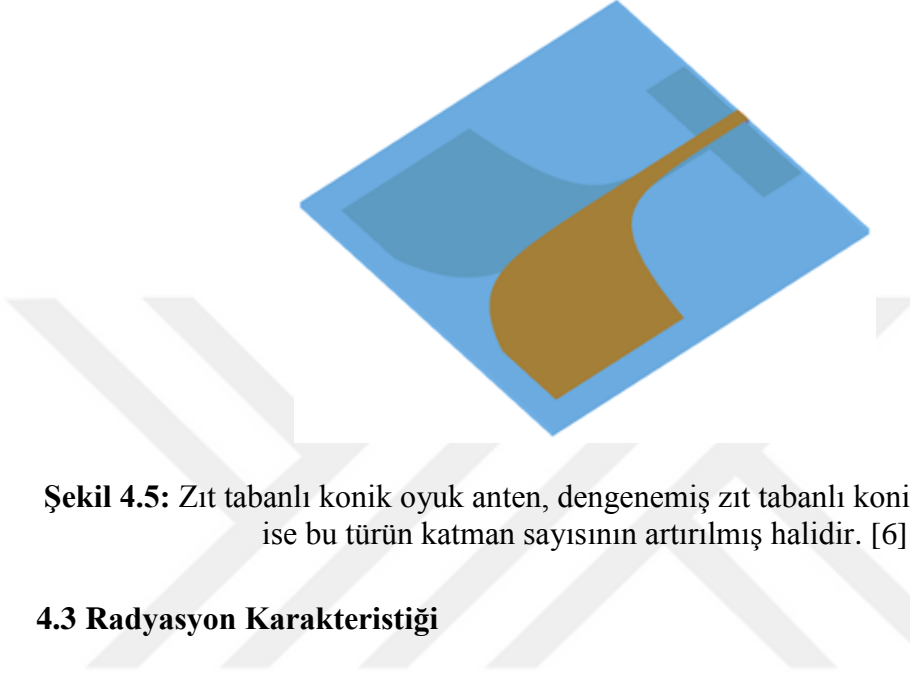
Tezin içeriğinde yer alan konik oluklu anten türü, ekponansiyel konik oluklu antenlerden, düzlemsel konfigürasyondaki anten türüdür. Tüm hesaplama kriterleri Bölüm 3'te tasarım alanında verilecektir.

4.2.3.2 Zıt tabanlı konik oluk antenler

Eş düzlemlı antenlerdeki empedans eşleşmesi ile ilgili problemleri çözmek üzere türetilmiştir. Bu tipteki antenlerde en alt ve en üst yüzeylerde toprak yüzeyleri bulunur. Topraklama metallerinin hemen altında dielektrik katmanlar bulunur ve en ortada ise besleme hattı bulunur. Tüm metal yüzeyler ekponansiyel olukludurlar. PCB materyalinin her iki tarafındaki toprak hattının ve ortadaki besleme hattının bağlanması için kullanılan bir koaksiyel kablo yardımıyla kolayca sürülebilir. Şekil 4.5'deki anten bu türe örnek gösterilir.

4.2.3.3 Dengelenmiş zıt tabanlı konik oluk antenler

Bu tür antenler Bu antenler dengelenmiş zıt tabanlı konik oluk antenin alt veya üst yüzeyindeki topraklama katmanının olmadığı versiyonudur. Oluk yüzeyler eksponansiyeldir ve bir yüzey toprak, diğer yüzey beslemeye bağlanarak kolaylıkla sürülebilirler.



Şekil 4.5: Zıt tabanlı konik oyuk anten, dengelenmiş zıt tabanlı konik oyuk antenler ise bu türün katman sayısının artırılmış halidir. [6]

4.3 Radyasyon Karakteristiği

Tüm konik oluk antenlerde, tür bazında farklı oranlarda olmak üzere oluk açıklığı, kalınlık ve dielektriğin karakteristiği faz hızını ve klavuz dalgaboyunu ve bant genişliğini etkilemektedir. Bu parametreler aynı zamanda radyasyon paterni ve direktivite parametreleri de etkilemektedir. Bu parametrelerin radyasyon karakteristiğine sayısal olarak etkileri Bölüm 5'te tasarım açısından detaylandırılacaktır.

4.4 Bantgenişliği Karakteristiği

Konik oluk antenler 2 GHz ile 90 GHz aralığında operasyon gösterebilmektedir.

Ultra geniş bantlı ve geniş bantlı versiyonlara uygun konfigürasyonlar yaratılabilir. Bu konfigürasyonları oluşturmak için, antenin eni, boyu, oluk genişliği, oluk türü, besleme hattı, besleme hattının sonundaki radyal koçanın özellikleri, antenin toprak yüzeyindeki yapılacak modifikasyonlar bant genişliğini değiştirmektedir. Bölüm 5'te tasarlanacak antenin bant genişliğine uygun tasarım parametreleri açıklanmıştır.



5. TASARIM VE SİMÜLASYON

5.1 Tanıtım ve Amaç

Bu bölümde tasarlanacak antenin Bölüm 4'te verilen tasarım parametrelerine uygun olarak tanımlanması için yapılan çalışmalar özetlenmiştir. Tasarımdan simülasyona ve simülasyondan tasarıma gidiş sürecinin detayları verilmiştir.

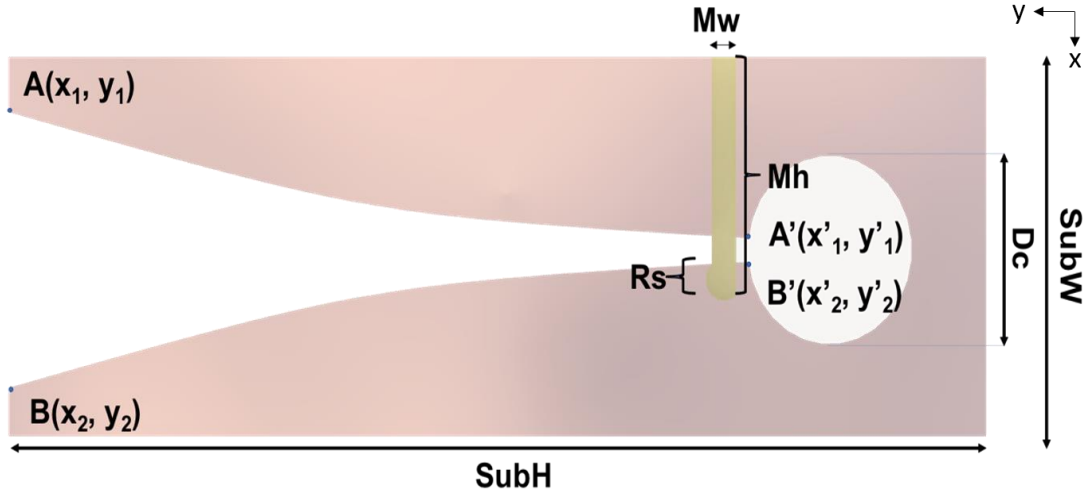
Gerçekleştirilen çalışmada eksponansiyel konik oluklu antenlerden düzlemsel konfigürasyon seçilmiştir, diğer bir deyişle Vivaldi Anteni tasarlanmıştır. Vivaldi antenin çalışma aralığı 8 – 12 GHz, diğer bir deyişle X –Bandındadır(Çizelge 5.1). olarak seçilmiştir ve etki kazancının 4 dBi'den daha büyük olacak şekilde tüm tasarım parametreleri hesaplanmıştır.

Çizelge 5.1 : Frekans ve dalgaboyu cinsinden radyasyon bant aralıkları.

Frekans Bandı	Frekans Aralığı (GHz)	Dalgaboyu Aralığı (cm)
L Bandı	1-2	15-30
S Bandı	2-4	7.5-15
C Bandı	4-8	3.75-7.5
X Bandı	8-12	2.5-3-7.5
Ku Bandı	12-18	1.67-2.5
K Bandı	18-27	1.11-1.67
Ka Bandı	27-40	0.75-1.11
V Bandı	40-75	0.4-0.75
W Bandı	75-110	0.27-0.4

5.2 Vivaldi Anteni Tasarım Parametreleri

Vivaldi antenlerin tasarımının yapılabilmesi için geometri üzerinde kurgulanması gereken belirli parametreler vardır[7]. Antenin bant genişliği, empedans eşleşmesi ve direktivitesi için gereken parametreler aşağıdaki gibidir;



Şekil 5.1: Mikro şerit besleme Vivaldi anteni ve temel tasarım parametreleri noktaları.

- Çan Yüksekliği parametresi antenin sonlandığı noktadaki konik oluklar arası mesafedir. Bu mesafe dalgaboyunun minimum operasyon frekansındaki dalgaboyunun yarısına eşit ya da daha büyük olmalıdır[8].
- Çan uzunluğu antenin sonlandığı nokta ile dairesel oyuğun başladığı nokta arasındaki mesafedir. Çan uzunluğu minimum operasyon frekansının dalgaboyuna eşit ya da daha büyük olmalıdır.
- Substratın permitivitesi azaldıkça bant genişliği artmaktadır.
- Çan uzunluğu arttıkça direktivite artar ve dolayısıyla ışınlam genişliği azalır.
- Giriş empedansı slot genişliği ile doğru orantılıdır.
- Giriş empedansı substrat permitivitesi ile ters orantılıdır.
- Oyuğun koniklik faktörü empedans eşleşmesini ve ışınlam genişliğini etkilemektedir.
- Dairesel oluk minimum operasyon frekansının iki katının dalgaboyunun yaklaşık altıda biri kadar olmalıdır.
- Slot çizgisinin sonundaki radyal koçan mikrostrip hattaki minimum dalgaboyunun iki katı olan frekansındaki dalgaboyunun yaklaşık altıda biri kadar olmalıdır.

5.2.1 X Band Vivaldi Anten Tasarımı

Tasarlanan antenin 8 – 12 GHz aralığında yani X Bandında çalışması hedeflenmiştir. Bu süreçte, bir üst bölümde verilen tasarım parametreleri referans alınmıştır. Tasarım süresince Dassault Systems firmasına ait Computer Simulation Technology (CST) uygulamasında model oluşturulmuş ve simülasyon gerçekleştirilmiştir. Simülasyonlar geometrinin 2,000,000 üzerinde ağ birimine bölünmesiyle gerçekleştirilmiştir.

İlk olarak çan açıklığının minimum operasyon frekansındaki dalgaboyunun yarısına eşit ya da daha büyük olması prensibi göz önüne alınarak aşağıdaki koşul, tasarımın ilk adımı olarak kabul edilmiştir. Hedef frekanstan dalgaboyuna geçmek için Denklem 5.1 kullanılır.

$$\lambda x f = c \quad (5.1)$$

f: Frekans

λ : Dalgaboyu

c: Işık Hızı 299.792.458 m/s

$f_{\min} = 8$ GHz olduğu için minimum frekanstaki dalgaboyu 3.7474 olarak hesaplanır. Buradan yola çıkılarak, çan genişliği için sınır koşulu aşağıdaki gibidir.

$$\text{Çan Genişliği} \geq 1.8737$$

İkinci olarak da çan uzunluğu minimum operasyon frekansındaki dalgaboyuna eşit, ya da daha büyük olmasıdır. Buradan yola çıkılarak çan uzunluğu için sınır koşulu aşağıdaki gibidir;

$$\text{Çan Uzunluğu} \geq 3.7474$$

Üçüncü olarak dairesel oluk çapı, minimum operasyon frekansının iki katının dalgaboyunun yaklaşık altıda biri kadar olması koşuluna istinaden, dairesel oyuk çapı için sınır koşulu aşağıdaki gibidir;

$$\text{Dairesel Oyuk Çapı} \cong 0.311$$

Konik oluğun açılırken Şekil 31'de görülen $A(x_1, y_1)$ oluk hattının başlangıcı ve $A'(x'_1, y'_1)$ oluk hattının son noktasıdır. R değeri ise koniklik faktördür. C_1 ve C_2 değerleri ise katsayılar olduğu durumda y düzlemindeki eğrinin denklemi;

$$y = C_1 e^{Rx} + C_2 \quad (5.2)$$

$$C_1 = \frac{y_2 - y_1}{e^{Rx_2} - e^{Rx_1}} \quad (5.3)$$

$$C_2 = \frac{e^{Rx_2} y_1 - e^{Rx_1} y_2}{e^{Rx_2} - e^{Rx_1}} \quad (5.4)$$

Denklem 5.2'nin çözümü olan 5.3 ve 5.4'e göre eksponansiyellik katasyısı ve öteleme değerinin hesaplanması için ilgili denklemler verilmiştir.

Bu tür antenlerde giriş empedansı anten üzerindeki birçok parametreden etkilenmektedir. Bu parametreleri ve etkilerini sıralayacak olursak;

- Çan genişliği ile slot hattı genişliği birbiriyle doğru orantılıyken, relatif permitivite parametresiyle ters orantılıdır.
- Konik oluk antenlerin, toprak yüzeyi eksponansiyel olarak oyulurken, ekponansiyel faktörün üstel katsayısı empedans eşleşmesini etkiler.

5.3 Besleme

5.3.1 Mikro şerit besleme

Bu besleme tekniğinde, iletken bir mikroşerit direkt olarak substrat yüzeyinde yer alır. İletken mikroşeridin genişliği genellikle yama yapıldığı antenden çok daha küçüktür. Bu besleme tekniği düşük profilli antenler tasarlanabilmesi daha mümkün kılınmaktadır. Bu teknikte aynı zamanda, ek bir eşleşme elemanına ihtiyaç duymadan 50 ohm'luk empedans eşleşmesi yapılabilmektedir [9].

5.3.2 Koaksiyel besleme

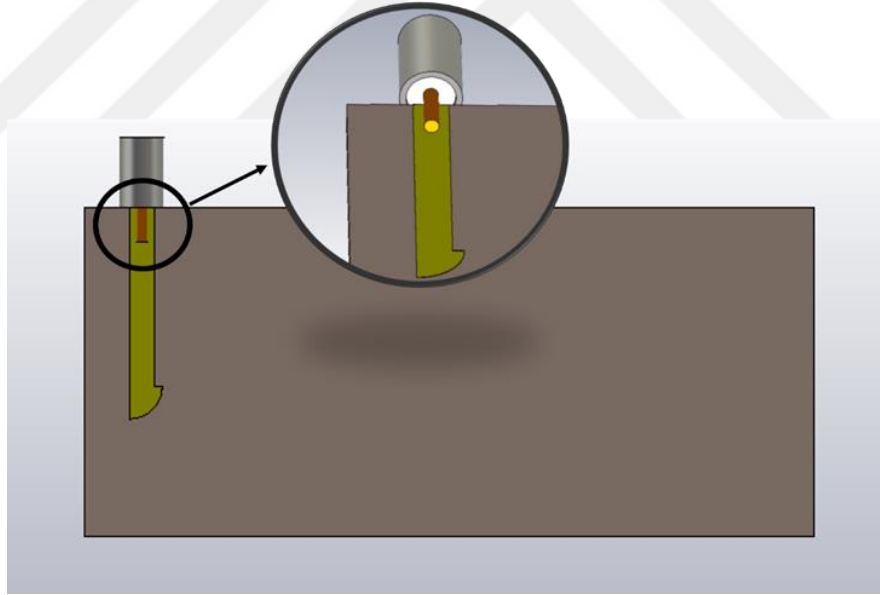
Prob yardımıyla besleme ya da koaksiyel besleme mikroşerit yama antenlerde kullanılan çok yaygın bir besleme tekniğidir. Koaksiyel kablunun iç tarafında bulunan iletken, ardında bulunan dielektrik metaryal ve en dışta bulunan topraklama için kullanılan metak silindir ile oluşturulmuş bir besleme hattıdır. Koaksiyel besleme hatlarının fabrikasyonu kolaydır ve yanıtıcı sahte radyasyon üretme ihtimali düşüktür. Dezavantaj olarak geometrisinden ötürü her tür tasarıma uyarlanabilmesinde zorluk yaşanabilir.

8 – 12 GHz X – Bant'ta çalışan Vivaldi antenin tasarımında mikrostrip hat kullanılmıştır ve bu SMA konektör ile birleştirilmiştir.Şekil 5.2'de yerleştirilen dişi SMA girişin görseli verilmiştir.



Şekil 5.2: Dişi SMA örneği.

SMA konektörler koaksiyel besleme aparatlarının özelleşmiş bir türüdür. SMA konektörlerin iç hattında genellikle bakır, dielektrik katmanında (PTFE) polytetrafluoroethylene, dış katmanında da hedef frekans aralığına göre seçilen metaller bulunmaktadır [9]. Şekil 5.3'de simülasyon ortamında kurulan besleme hattının görseli verilmiştir. Görüldüğü üzere simülasyonlar mikroşerit hatta bağlanan sma ile ve dalgaklavuzu portu yöntemiyle gerçekleştirilmiştir.



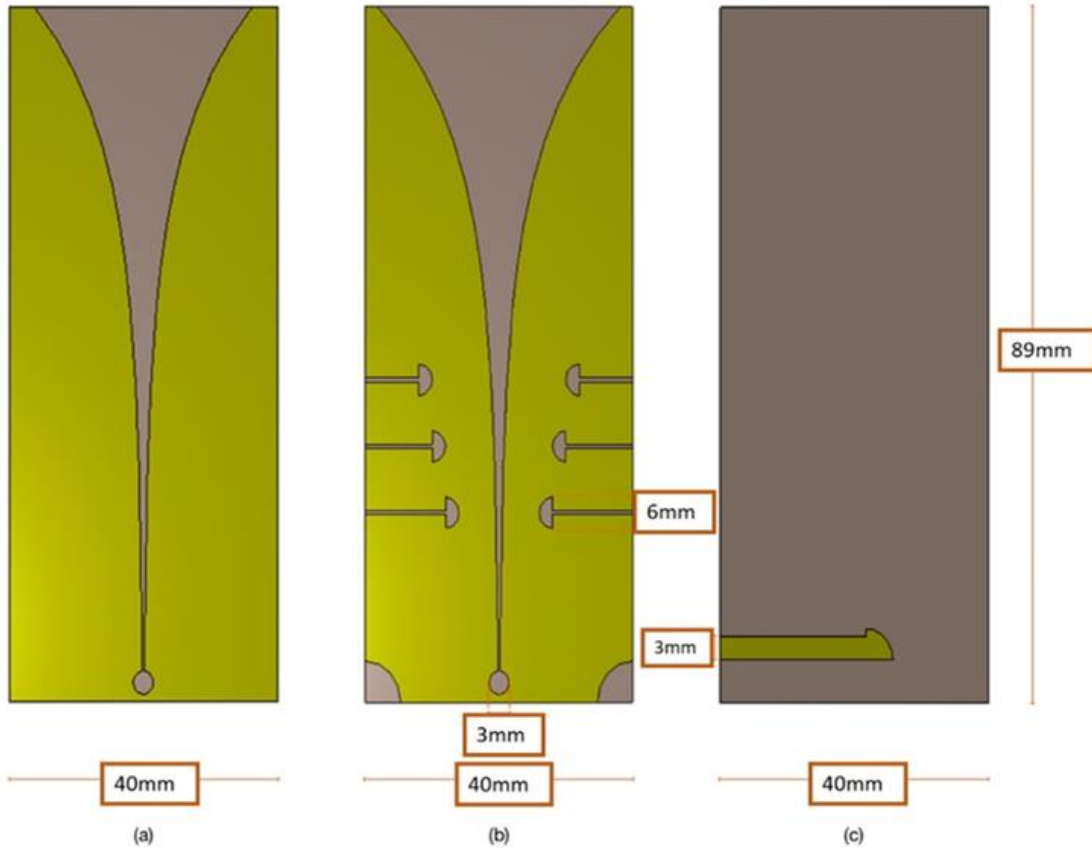
Şekil 5.3: Mikroşerit besleme ve koaksiyel beslemenin simülasyonda hazırlanmış hali, ve büyütülmüş görüntüsü.

5.4 Simülasyon

Simülasyon sürecinde CST programı kullanılmıştır. Simülasyonlar süresince geometri 2,500,000'un üzerinde ağ birimine bölünmüştür ve süreksiz çözüm (Transient Solver) metodu ile işleme alınmıştır. Bu çözüm yöntemiyle zamandan bağımsız, cihaz ya da

PCB üzerinde geniş spektrumlu elektromanyetik problemleri çözülebilir. Time-Domain Reflektrometre (TDR) bu çözüm metodunun içerisinde yer almaktadır ve bu sayede, koaksiyel kablo ya da optik fiberler gibi transmisyon ortamlarının elektriksel ya da optik analizleri kolaylıkla yapılabilir.

Simülasyonda parametreler üzerinde değişiklik yapılarak optimum değerler bulunmaya çalışılmıştır. Malzeme kütüphanesi, şekillendirme ve diğer CAD programlarında tasarlanan 3 boyutlu tasarımı programda çalıştırabilme ve modifiye edebilme özellikleri yardımıyla çalışılmıştır.



Şekil 5.4: CST'de tasarlanan referans anten(a), modifiye edilmiş anten(b), iki antenin arka yüzeyi(c) ve ölçümlendirmeleri.

Şekil 3.2'de 89 mm boy ve 40 mm enine sahip, antenin üzerindeki oluğun sonlandığı noktada 3mm çapında oyuk açılmıştır. Tasarlanan referans ve modifiye antende bu kısma kadar her şey ortaktır. Modifiye anten üzerinde, 6 mm çapında yarım daireler açılmıştır ve yarım daireler, 0.5 mm genişliğindeki slotlarla sonlandırılmıştır. Slotların boyu aşağıdan yukarıya doğru sırasıyla 1.2 mm, 1 mm ve 0.8 mm'dir. Son olarak en solda, antenin arka yüzeyindeki mikrostrip besleme hattı görülmektedir. Besleme

hattının sonunda 4 mm yarıçapında 90 derecelik radyal koçan yerleştirilmiştir. Bu radyal koçanın amacı empedans eşleşmesine yardımcı olmaktadır[11].

Simülasyon sürecinde kullanılan ROGERS 4003C malzemesinin özellikleri Çizelge 5.2’de verilmiştir.

Çizelge 5.2 : ROGERS 4003C Malzemesinin termal, mekanik ve elektriksel özellikleri.

Özellik	Değer	Birim
İsim	ROGERS4003C	-
Dielektrik Katsayısı	3,38±0.5	-
Dağılım Faktörü	0,0027	-
Kalınlık	154	µm
Termal İletkenlik	0,71	W/m·°K
Yoğunluk	1,79	g/cm ³
Boyutsal Stabilite	<0,3	mm/m
Hacimsel Direnç	1,7 x 10 ¹⁰	MΩ·cm
Yüzeysel Direnç	4,2 x 10 ⁹	MΩ

Simülasyon sürecinde kullanılan ROGERS 4003C malzemesinin özellikleri çizelge 5.2’de verilmiştir. Bu parametreler CST uygulamasına materyal tanımlama alanından işlenmiştir ve simülasyon bu verilerle gerçekleştirilmiştir.

Çizelge 5.3 : Kullanılan bakırın termal, elektriksel ve mekanik özellikleri.

Özellik	Değer	Birim
İsim	SAF BAKIR	S/m
Elektriksel İletkenlik	5.96*10 ⁷	µm/(m·K)
Elektriksel Direnç	16,78	nΩ·m
Yoğunluk	8,96	g/cm ³
Isı Kapasitesi	0,39	kJ/KKg
Termal İletkenlik	401	W/m·K
Termal Genleşme	9,96*10 ⁷	µm/(m·K)
Kalınlık	35	µm

Simülasyon sürecinde kullanılan bakır malzemesinin özellikleri çizelge 5.3’de verilmiştir. Bu parametreler CST uygulamasına materyal tanımlama alanından işlenmiştir ve simülasyon bu verilerle gerçekleştirilmiştir.

5.5 Simülatör ve Bilgisayar Verileri

Simülasyonun çalıştırıldığı bilgisayar HP markasının Elite Desk 800 G2 modelidir. Kullanılan işletim sistemi, Windows 10 Pro N 64 bit’dir. Kullanılan işlemci intel core

i7-6700 CPU @3.4 GHz'dir (8 CPU)'dur ve 8 Gb RAM'i mevcuttur. Kullanılan ekran özelliği Intel HD graphics 530'dur.

Çizelge 5.4 : Simülasyon sonrası program verileri.

Özellik	Referans Anten	Modifiye Anten
Toplam Komponent Sayısı	8504871	9889702
Kayıplı Metal Komponent Sayısı	149553	167792
Dağıtıcı Eleman Sayısı	818509	948287
Paralelizasyon Tipi	Alan ayrıştırması	Alan ayrıştırması
Paralel çalışma iş sayısı	4	4
Kullanılan hesaplama alanı	8	8
Matris hesaplamasında kullanılan hafıza	639 MB	594 MB
Toplam kullanılan hafıza	837 MB	948 MB
Toplam hesap süresi	710 s	801 s
Adaptif port ağ birimlerine ayırma süresi	17 s	37 s
Toplam simülasyon süresi	727 s	838 s

CST ile yapılan simülasyonların ardından referans anten ile modifiye antenin kayıt dosyaları incelenmiştir, yukarıda ağ birimi sayıları, hesaplama hafızaları ve süreleri çizelge 5.4'de verilmiştir.

6. ÜRETİM

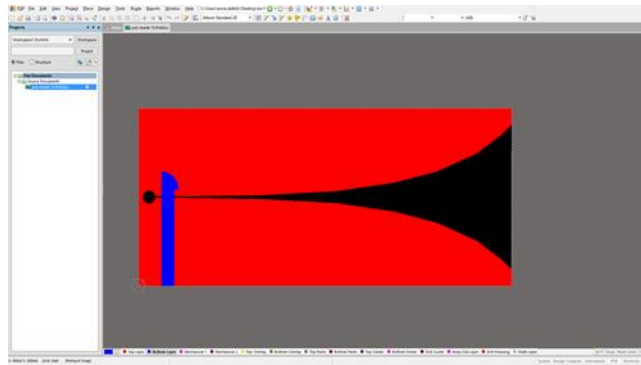
6.1 Tanıtım ve Amaç

Bu bölümde Bölüm 5’te tasarlanan Vivaldi antenin üretim süreci ve yöntemi ile ilgili bilgiler yer almaktadır. Bu bölümde bahsedilen şekilde üretimi gerçekleştirilen antenin Bölüm 7’de ölçümü yapılacak ve sonuçları değerlendirilecektir.

6.2 Üretime Hazırlık

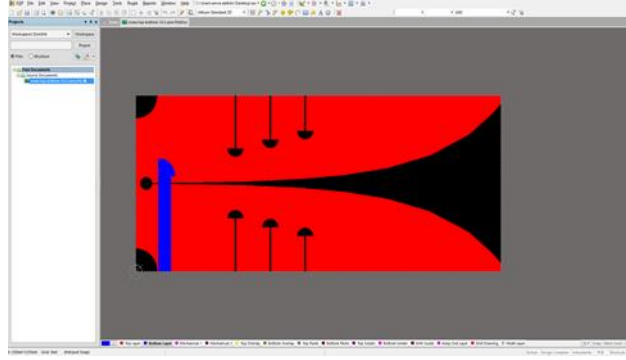
CST’de hazırlanan antenin, ön ve arka yüzleri .dxf formatında kaydedilerek, ALTIUM PCB tasarım yazılımına yüklenir. Bu programda, boyutlar ayarlanır, simülasyon şeması baskı için konumlandırılır ve referans düzlem oluşturulur. Alt ve üst katmanlar konumlandırılmıştır ve bu işlemin ardından .pcbdoc formatında dosya hazırlanmıştır.

CST’de tasarlanan antenlerin, ALTIUM designer üzerinde PCB üretime hazırlanış sürecinden ekran görüntüleri eklenmiştir.



Şekil 6.1: Referans tasarımın ALTIUM’da hazırlanması.

Şekil 6.1’de Referans tasarımın ALTIUM’da üretime hazırlanmış hali verilmiştir. Baskı devre cihazına Mavi ile gösterilen katman alt diğer bir deyişle besleme hattı, kırmızı ile gösterilen katman üst katman ve toprak hattıdır. Siyah renk ile gösterilen kısım ise substratın yer alacağı ve işleme tabi tutulmayacak alandır.

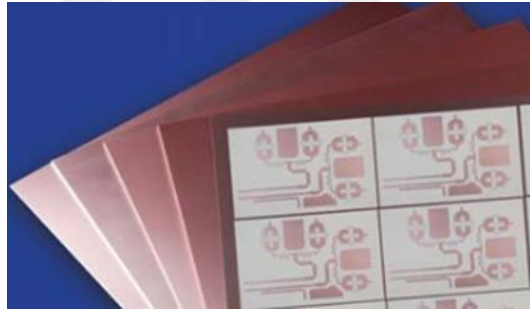


Şekil 6.2: Referans tasarımın, modifiye edilmiş halinin, ALTIUM’da hazırlanması.

Şekil 6.2’de ise modifiye edilmiş antenin ALTIUM üzerinde tasarlanmış hali verilmiştir. Üst katmanda açılan çentikler ve kaviteler, de PCB üzerinde görülmektedir.

6.3 Üretim

Üretim süreci TÜBİTAK BİLGEM UEKAE bünyesindeki haberleşme laboratuvarında üretilmiştir. Üretim esnasında ROGERS Corporation markasının 4000 serisinden 4003C modelli substrat malzemesi kullanılmıştır.



Şekil 6.3: Rogers 4000 serisi görünümü. [9]

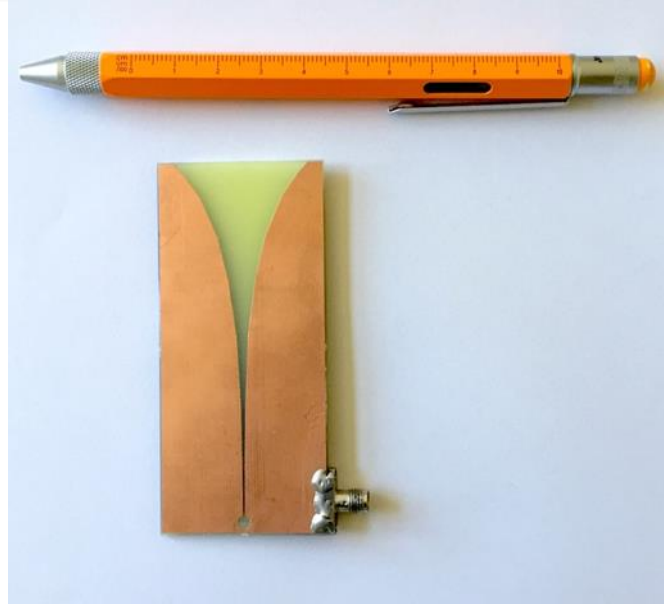
RO4000 serisi hidrokarbon seramik laminantlar, yüksek frekanslarda performans gösterebilir ve fabrikasyon için düşük maliyetlidirler. Baskı devre tasarımı sürecinde sıklıkla kullanılan RO4000 serisi, alt ve üst yüzeylerinde kullanılan bakır katmanlarında, boyutsal stabilite sağlama konusunda oldukça başarılıdır. 4003C serisi de dokuma camlarla güçlendirilmiş hidrokarbon/seramik materyalden üretilmiş ve bu materyallerin elektriksel performansından faydalanılmış, aynı zamanda epoksi materyelin de üretilebilirlik kolaylığından faydalanarak hazırlanmış bir malzemedir. Dielektrik katsayısı $3,38 \pm 0,05$ ’dir.



Şekil 6.4: Üretime giden levhanın kalınlıklarını ve katmanları.

Kullanılan malzemenin kalınlığı 0.060” (1.524mm)’dir. Alt ve üst katmanlarda bulunan 35µm elektrodepozite edilmiş bakır folyodur. Malzeme 48” X 36” (1.224 m X 915 mm) levhadan, ihtiyaç miktarında kesilerek ayırt edilmiştir. Ardından, baskı devre cihazında ALTIUM dosyası yüklenmiştir ve üretim gerçekleşmiştir. Malzemenin simülasyonda kullanılan özellikleri Bölüm 5’de verilmiştir. Şekil 6.4’de ilgili katmanlar ve bu katmanların boyutları verilmiştir.

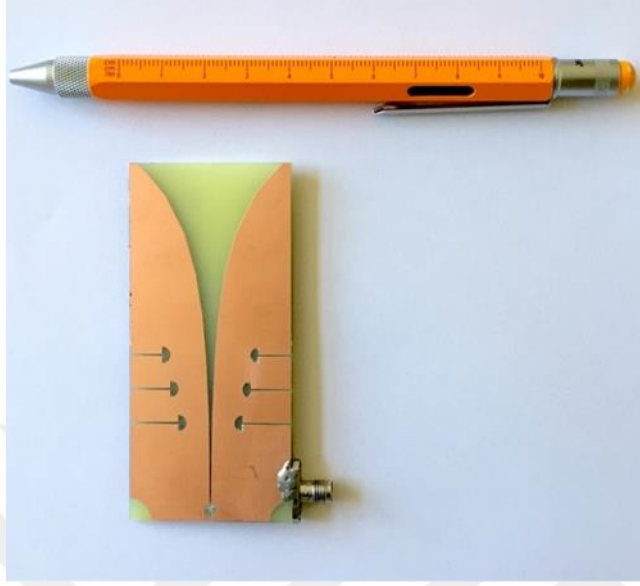
Baskı kartın üretiminin ardından, uygun 8 – 12 GHz frekans bandına uygun SMA dışı konnektörün, besleme kısmı besleme hattına, toprak yüzeyi – dış yüzeyi – de antenin toprak yüzeyine lehimlenmiştir. Şekil 6.5’de fotoğrafı verilen anten, mevcutta ölçümlerde kullanılan simülasyon sonucunda yaratılan antendir.



Şekil 6.5: Tasarlanan referans antenin üretim sonrası, ölçüme hazırlanmış hali.

Aşağıdaki şekilde, modifiye edilmiş antenin tasarımı yer almaktadır. Bu tasarımda, 3 adet, farklı uzunluklarda slotlar açılmıştır ve slotların üzerine yarım daire şeklinde kavite yerleştirilmiştir. Bir önceki bölümde detayları verilen bu tasarımın üretim

sonrası boyutlarının anlaşılması adına ölçekli fotoğrafı eklenmiştir. Burada Şekil 6.6'da verilen anten simülasyonda tasarlanan, direktivitenin artırılması için kaviteilerin açıldığı antenin görselidir.



Şekil 6.6: Tasarlanan modifiye antenin üretim sonrası ölçüme hazırlanmış hali.

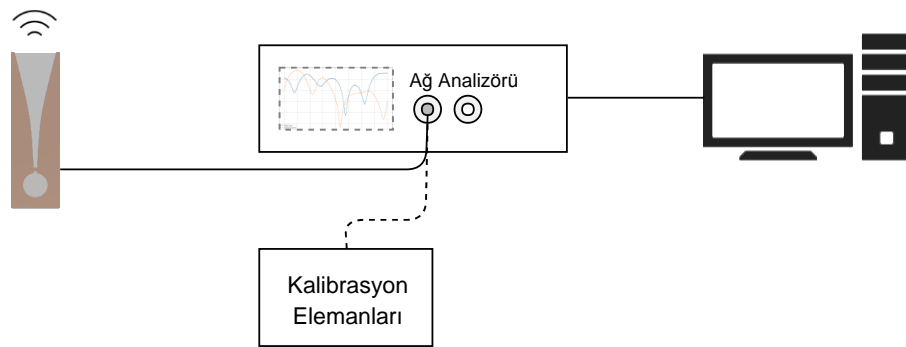
7. ÖLÇÜM VE SONUÇLAR

7.1 Tanıtım ve Amaç

Bu bölümde, bölüm 5’te yapılan simülasyon sonuçlarının ışığında Bölüm 6’da yapılan üretim çalışmalarının ölçümlerinin sonuçları değerlendirilecektir. Sonuçların karşılaştırılmasının ve değerlendirilmesinin ardından, çalışmanın uygulama alanlarından ve çalışmanın devamında hedeflenen iş paketlerinden bahsedilecektir.

7.2 Ağ Analizörü İle Yapılan Ölçümler

S11 Ölçümleri için Agilent E8262C Model PNA Network Analyzer kullanılmıştır. Network analizörler S- parametrelerini ölçmek için kullanılırlar. Elektriksel ağların iletim ve yansıma katsayılarını geniş bir frekans aralığında hesaplayabilen cihazlardır. Tek porttan ölçüm yapıldığı için, ölçüm süresince sadece S11 parametresi okunmuştur. Kullanılan cihaz 10 MHz’den 20 GHz’e kadar faaliyet göstermektedir, böylece bizim çalışma aralığımıza uygun olarak seçilmiştir.



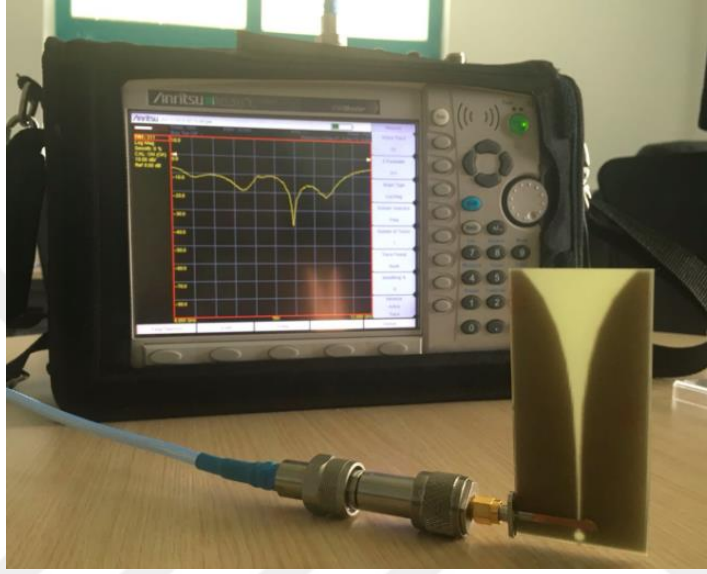
Şekil 7.1: S11 Ölçüm Seti Blok Diyagramı.

Ölçüm almadan önce ilk aşamada kalibrasyon işlemi yapılmıştır. Kalibrasyon işlemi kısaca aşağıdaki adımlardan oluşmaktadır:

“Open” olarak isimlendirilen dışı SMA kalibrasyon elemanı ile açık devre için RF simülasyonu gerçekleştirir. “Short” olarak isimlendirilen dışı SMA kalibrasyon

elemanı kısa devre için RF simülasyonu gerçekleştirir. "Load" isimli özel olarak tasarlanmış dişi SMA kalibrasyon elemanı ise 50 ohm empedanslı RF elemanı olarak kullanılır.

Burada dışıdan dışıye adaptör yardımı ile iki port birbirine bağlanır ve cihaza kalibrasyon komutu verilir. "Open", "Short" ve "Load" elemanları için bu çalışma tekrarlanır ve network analizör ölçüme hazırlanmış olur.



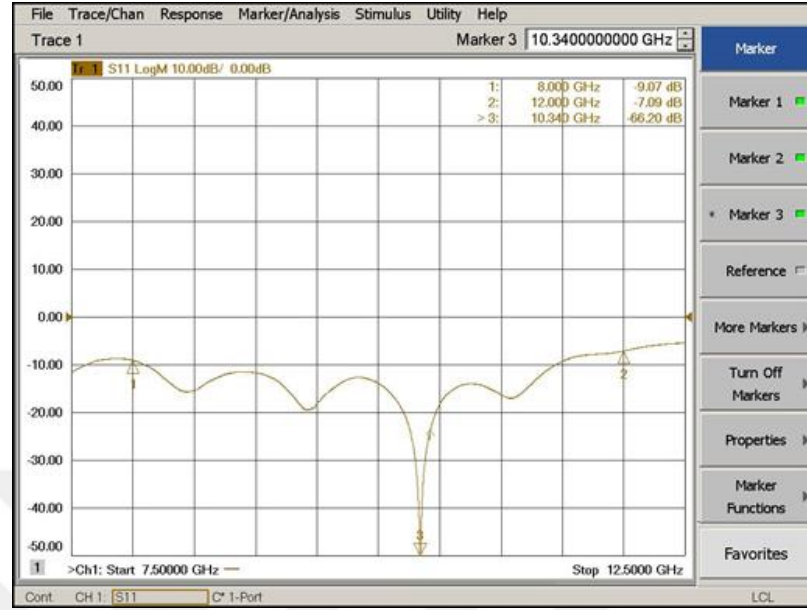
Şekil 7.2: Kalibre edilmiş ölçüm sistemine bağlı referans anten.

Kalibrasyonun önemini kısaca açıklayacak olursak, kalibrasyon kitleri sistematik hata terimlerini bilinen kalibrasyon standartlarına göre değerlendirerek vektörel hata düzeltilmesi yapıp, mevcut hataları ortadan kaldırmaktadır. Şekil 7.2’de kalibrasyonu yapılmış ve referans antenin bağlandığı portatif Anritsu markasının MS2038C modelinde bir ağ analizörünün görüntüsü mevcuttur. Agilent ve Anritsu’da yapılmış ölçümlerin sonuçlarının aynı olduğu bilgisini de kalibrasyonun önemini bir kez daha vurgulamaktadır. Bu tezin ölçüm sürecinde manüel kalibrasyon kiti kullanılmıştır fakat yeni nesil elektronik kalibrasyonlu cihazlar da mevcuttur.

7.2.1 Ağ analizörü ölçüm sonuçları

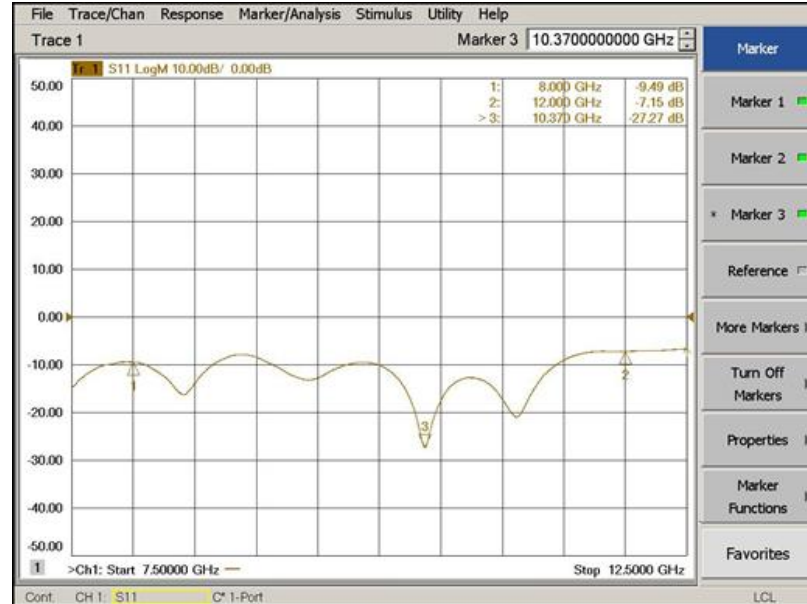
Referans ve modifiye antenlerin kalibre edilmiş network analizör ile ölçümleri yapılmıştır. Şekil 7.3’de görüldüğü üzere, 3 noktaya yerleştirilen işaretlerin ilkinde başlangıç frekansını, ikincisinde bant genişliğinin sonlandığı frekansı, üçüncüsünde

ise S11 değerinin pik yaptığı nokta işaretlenmiştir. Bant boyunca genellikle S11 değeri -10dB değerinin altındadır.



Şekil 7.3: Tasarlanan referans antenin network analizör sonucunun ölçüm görüntüsü.

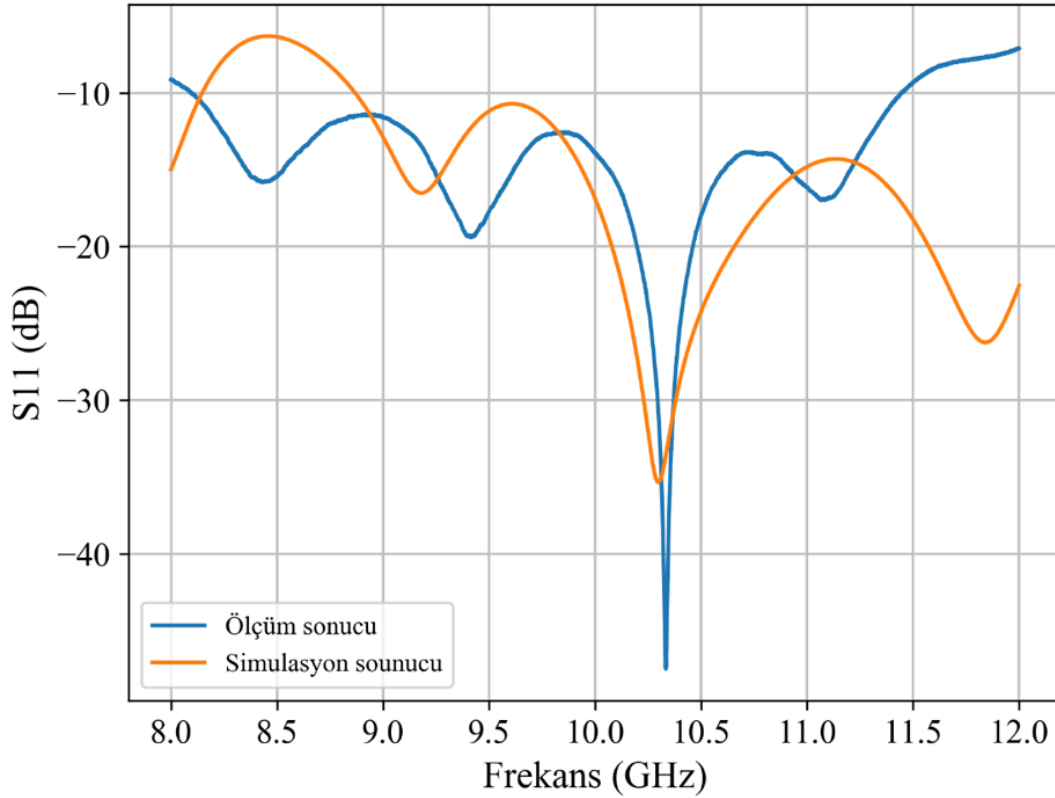
Şekil 7.4’de görüldüğü üzere tasarlanan modifiye edilmiş antenin network analizör’den alınan sonucu yer almaktadır. Bu antende de referans antenden daha düşük olmayan fakat genellikle – 10 dB altında çalışan bir anten sonucu elde edilmiştir.



Şekil 7.4: Tasarlanan modifiye antenin network analizör ile yapılmış ölçümünün görüntüsü.

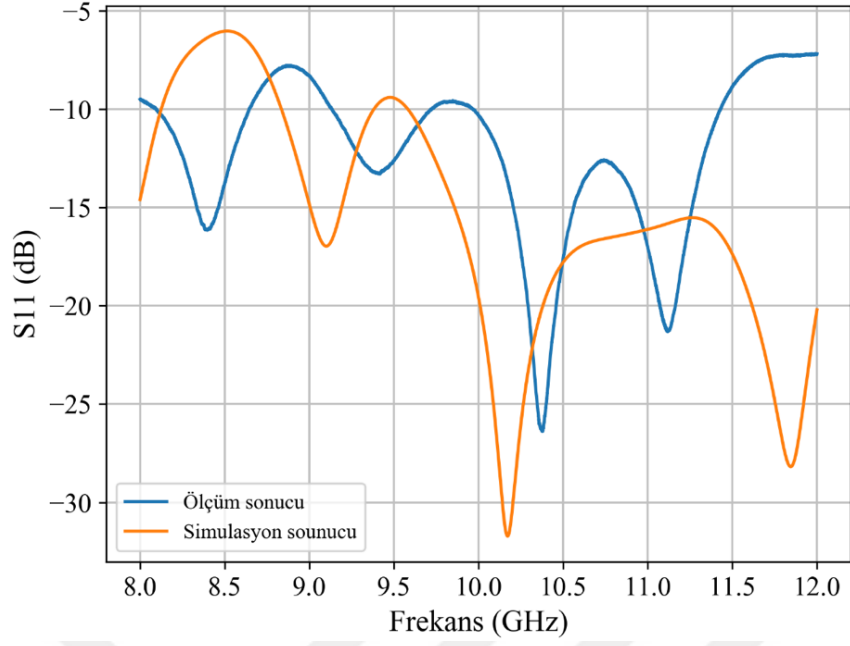
7.2.2 Referans anten ile modifiye edilmiş antenin sonuçları

Tasarlanan referans antenin ağ analizörü ile yapılan ölçüm ve simülasyon sonuçları karşılaştırıldığında (Şekil 5.1) 10.4 GHz civarı dışında S11 değerinde yaklaşık 0.25 GHz kadar kayma yaptığı gözlemlenmektedir. Burada yapılan simülasyonda, dalgakılavuzu port özelliği kullanılarak, fakat geometriye SMA besleme hattının da çizimi eklenerek yapılmıştır. Bu besleme hattının konumu, ve ölçülerindeki farklılıklar simülasyonla ölçüm farklılığının sebebi olabilir.



Şekil 7.5: Tasarlanan Referans antenin simülasyon(turuncu) ve ölçüm(mavi) sonuçları.

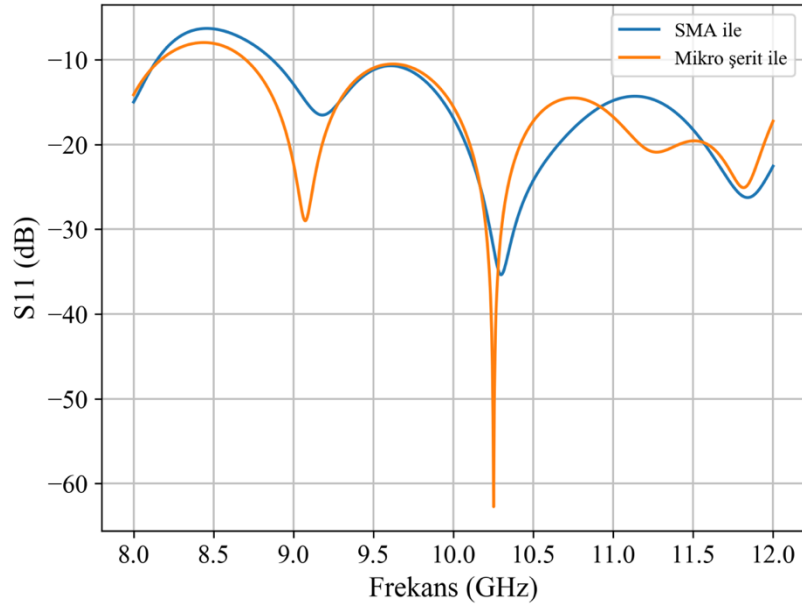
Modifiye edilen antenin, S11 parametrelerinin simülasyon sonucu ve ölçüm sonuçlarına (Şekil 5.2) bakıldığında aynı şekilde yaklaşık 0.25 GHz'lik bir kaymagörülmektedir. Aynı şekilde uç frekans bölgeleri haricinde S11 değeri - 10 dB'in altındadır.



Şekil 7.6: Tasarlanan modifiye antenin simülasyon ve ölçüm sonucu.

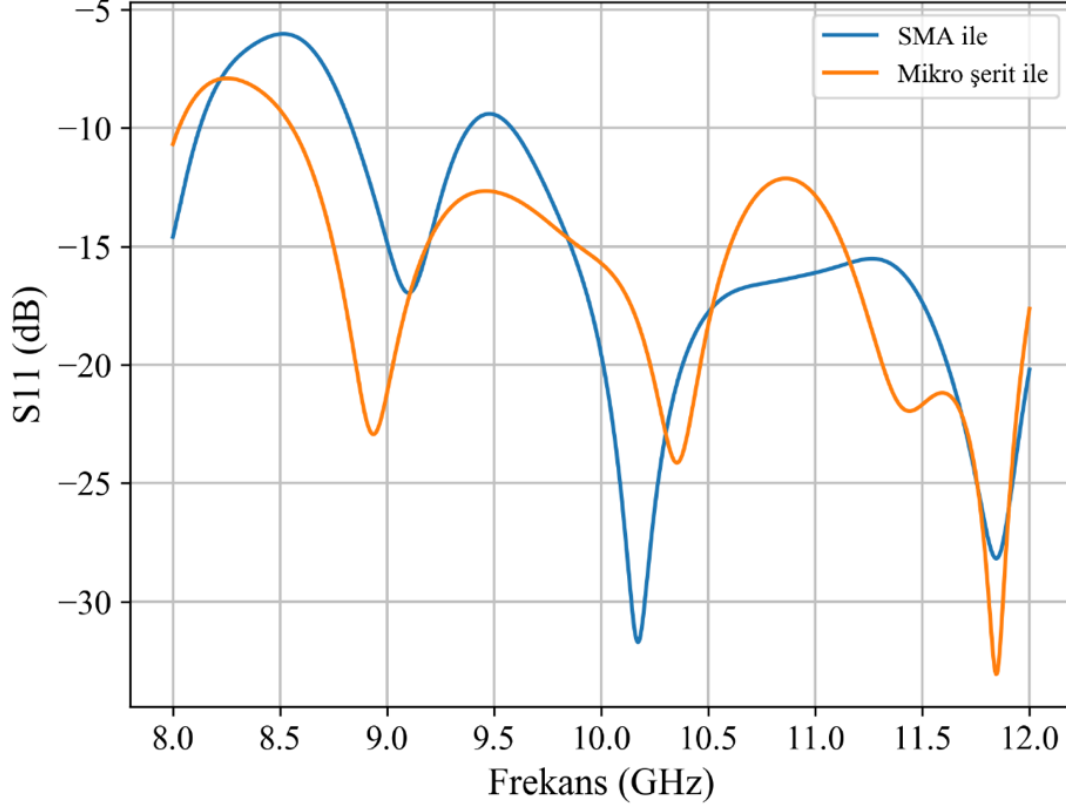
7.2.3 Besleme modifikasyonları simülasyon sonuçları

Şekil 5.3'te referans antenin mikroşerit besleme hattına SMA geometrisi eklenmiş ve eklenmemiş halinin simülasyon sonuçları verilmiştir. SMA geometrisinin eklenmiş halinde, kazanç -60 dB mertebesine kadar inmektedir. Referans antenin gerçek ölçüm sonuçları da iki simülasyon desenine yakın fakat SMA ile beraber yapılan simülasyondan düşük, mikroşerit ile yapılan simülasyondan yüksek çıkmıştır.



Şekil 7.7: Modifiye edilmiş antenin mikroşerit besleme (turuncu) ve mikroşerit beslemeye eklenmiş koaksiyel besleme (mavi) ile beraber simülasyon sonuçları.

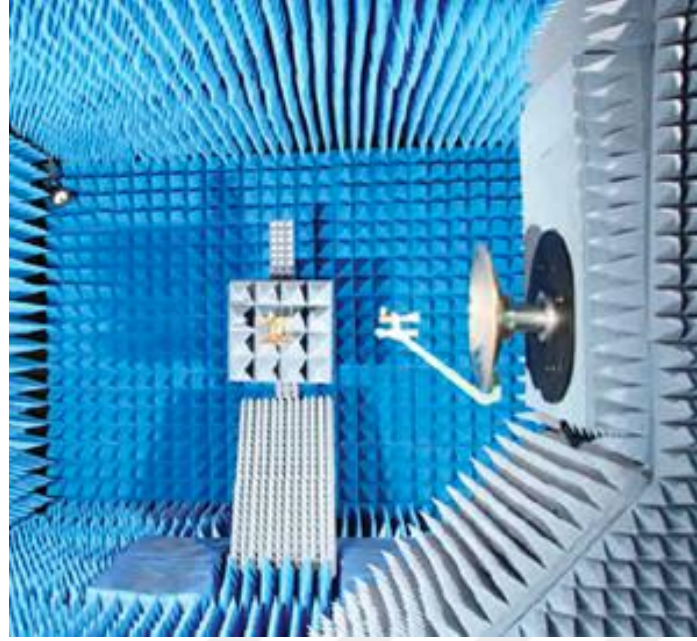
Şekil 5.4'te modifiye edilmiş antenin mikroşerit besleme hattına SMA geometrisi eklenmiş ve eklenmemiş olan versiyonlarının simülasyon sonuçları verilmiştir. Özellikle 10 GHz - 11.5 GHz bandında S11 grafik deseninde farklılık göstermektedir.



Şekil 7.8: Modifiye edilmiş antenin mikroşerit besleme(turuncu) ve mikroşerit beslemeye eklenmiş koaksiyel besleme(mavi) ile beraber simülasyon sonuçları.

7.3 Küresel Yakın Alan Ölçüm Sistemi

Yakın alan Testi (NFT) metodu, modern anten ölçüm yöntemleri arasında önemli bir yer tutmaktadır. Teorik ve pratik olarak karmaşık olan Near-Field Testing (NFT) yüksek doğruluk sağlayan bir ölçüm yöntemidir. Bu yöntem laboratuvarında kompakt ve kontrollü bir ortam sağlamaktadır. NFT teknikleri, test altındaki antenin (AUT) yakın alan değerlerini ölçer ve bu ölçüm verileri matematiksel olarak Maxwell denklemleri yardımıyla test altındaki antenin uzak alan deseninin, kazancının hesaplanmasına olanak sağlar.



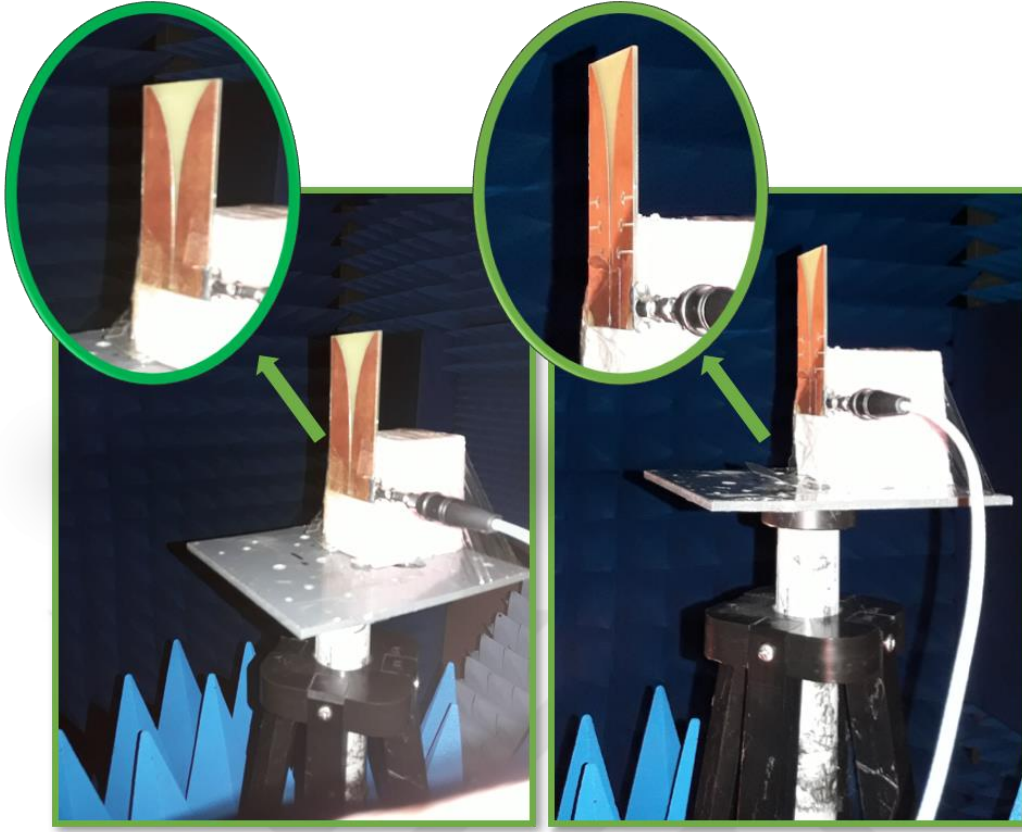
Şekil 7.9: KYAS laboratuvarındaki küresel yakın alan ölçüm sistemi laboratuvarı.

Ölçüm yapılan sistem TÜBİTAK BİLGEM Bilişim Teknolojileri Enstitüsü'ne ait Küresel Yakın Alan Ölçüm Sistemi Laboratuvarı'nda gerçekleştirilmiştir (KYAS). Şekil 7.5'te laboratuvarın görüntüsü verilmiştir. Boyutları 7.5mx4.7mx3.3m'dir. Düzenek 1.5 metreye kadar olan ve 75 kilograma kadar olan antenlerin ölçümlerini 0.75 GHz'den 40 GHz frekans bandına tam küresel tarama gerçekleştirebilmektedir.

KYAS laboratuvarında kurulan ölçüm düzeneği Şekil 7.6'da gösterilmiştir, burada antenlerin tutturulması için hafif bantlar ve köpükler kullanılmıştır. Bu odanın içerisinde elektromanyetik ve akustik dalgalar duvarlardaki yapılar tarafından absorbe edilmektedir. Laboratuvar ortamı aynı zamanda dışarıdan elektromanyetik dalgaların girmesine de izin vermemektedir.

Burada karşılıklı olarak konumlandırılan iki anten birbirleri ile iletim ve kabul işlemleri yaparak ölçüm gerçekleştirilir. Ölçüm sürecinde antenin üç boyutlu ışınma deseninin çıkarılması için anten döndürülerek ölçüm alınmaktadır.

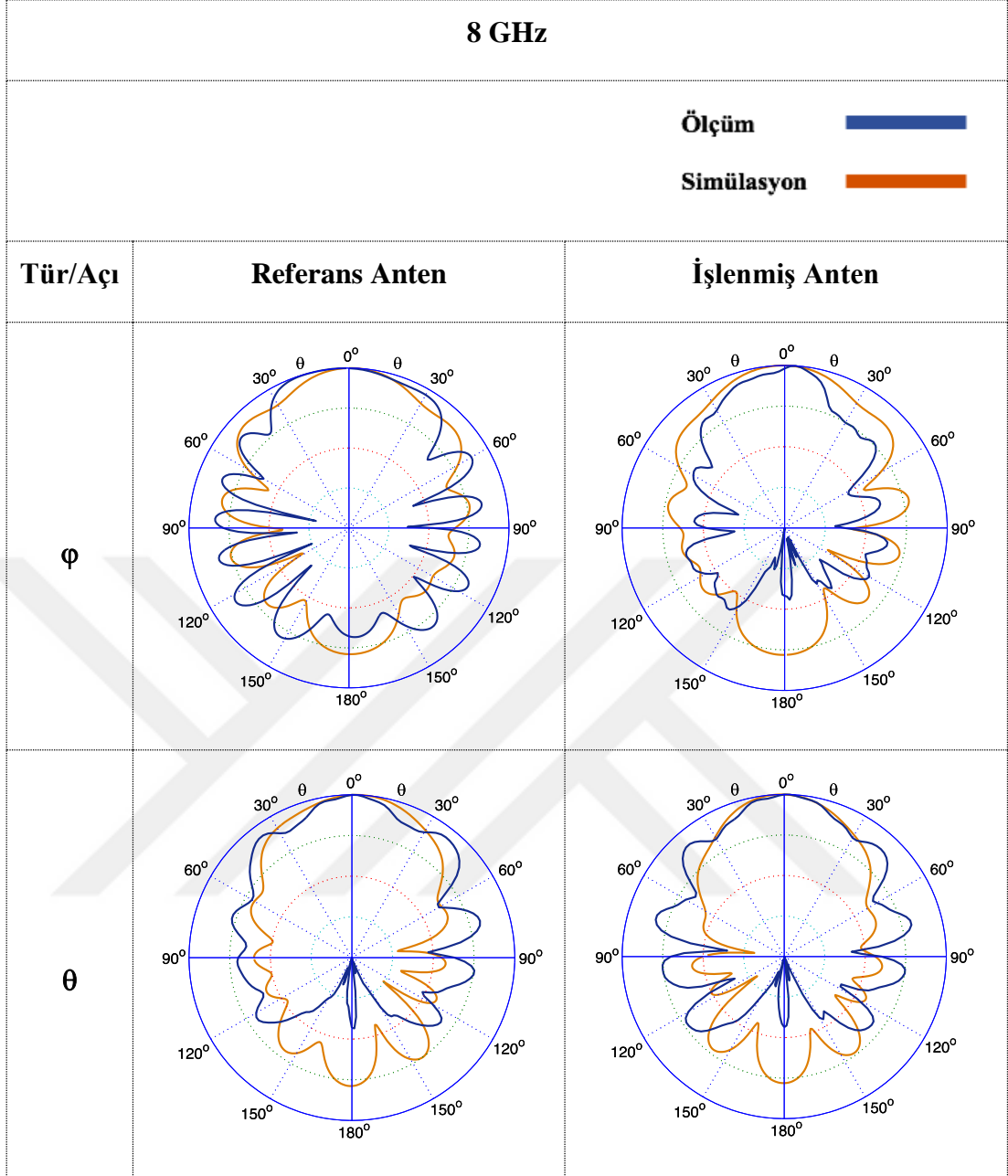
Küresel sistem antenin karakterizasyonu açısından düzlemsel sistemlerden çok daha başarılıdır. Anten dual eksen döndürücü üzerine monte edilir ve ışınma deseni 360 derece azimut ve elevasyon yönlerinde döndürülerek ölçüm gerçekleştirilir.



Şekil 7.10: Rerefans antenin (sol) ve modifiye edilmiş ölçüm düzeneği .

7.3.1 Uzak alan ışıma diyagram sonuçları

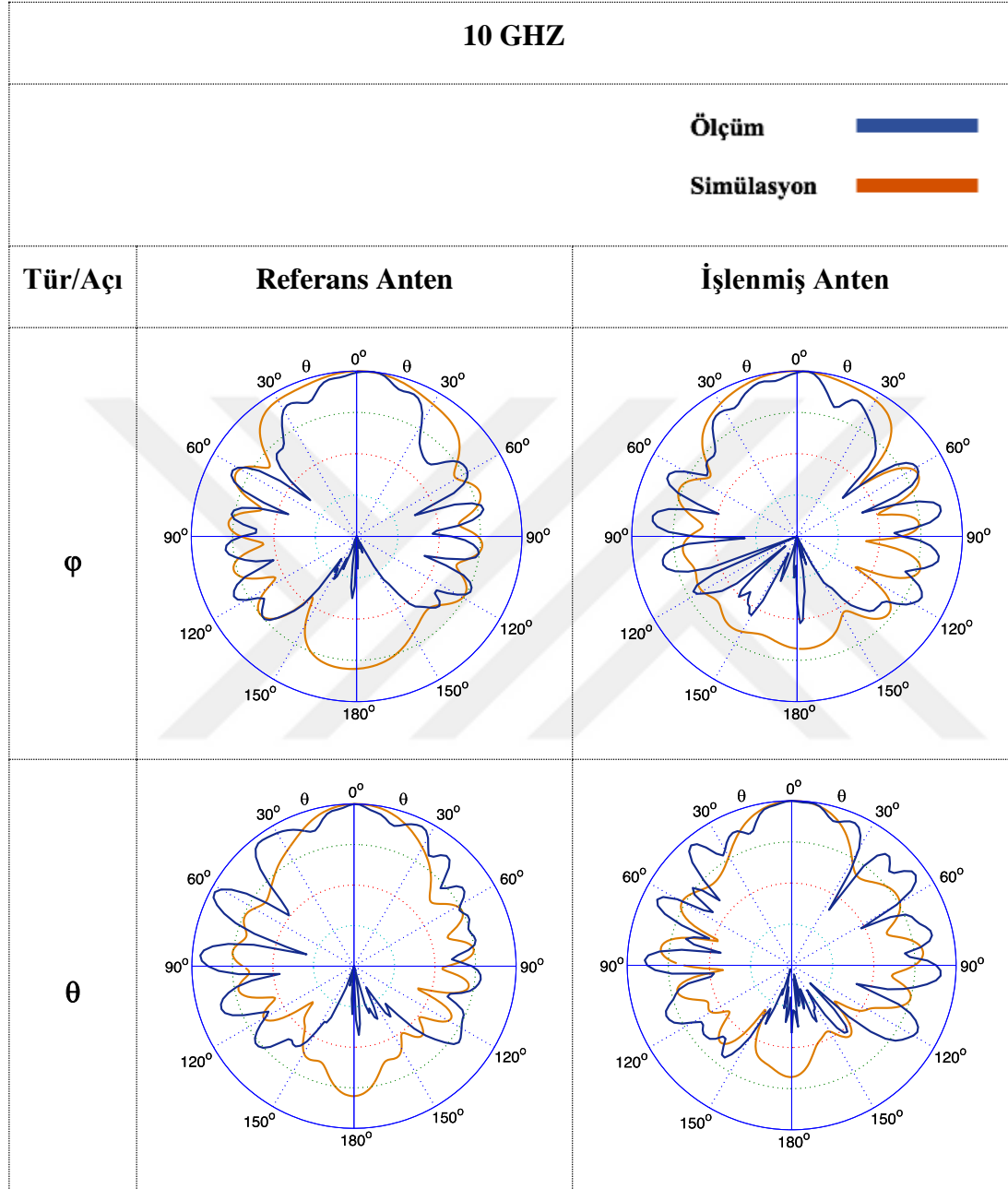
Simülasyon sonuçlarına göre polar düzlemde uzak alan ışıma grafiklerine bakıldığında, uç noktalarda ana lobun büyüklüğü artmıştır, ve yan loblarda düşüş gözlenmiştir. Ölçüm sonuçları simülasyon sonuçlarına eklendiğinde genel itibariyle sonuçlar tutarlı olmuş olup, uç noktalarda direktivitenin arttığı gözlemlenmektedir. Burada hem küresel yakın alan ölçüm sisteminden alınan verilerin hem de CST'den alınan verilerin sonuçları normalize edilmiş sonuçlardır. Bu sonuçların görselleştirilmesi için MATLAB'ın EWA(Electromagnetic Waves and Antennas) isimli kütüphanesi kullanılmıştır. Burada, alınan sonuçların polar koordinatta ve 3 boyutlu ortamda gösteriminin kolaylaştırılması hedeflenerek oluşturulmuştur. Smith chart, kazanç ve stabilite çemberleri gibi görselleştirme uygulamaları da yer almaktadır. Aşağıda 8GHz, 10GHz ve 12GHz için uzak alan ölçüm ve simülasyon sonuçları verilmiştir. Her bir ölçüm sonucu, elektrik alan ve manyetik alan düzleminde ayrı başlıklar altında verilmiştir.



Şekil 7.11: 8 GHz’de referans ve işlenmiş antenin uzak alan desenleri.

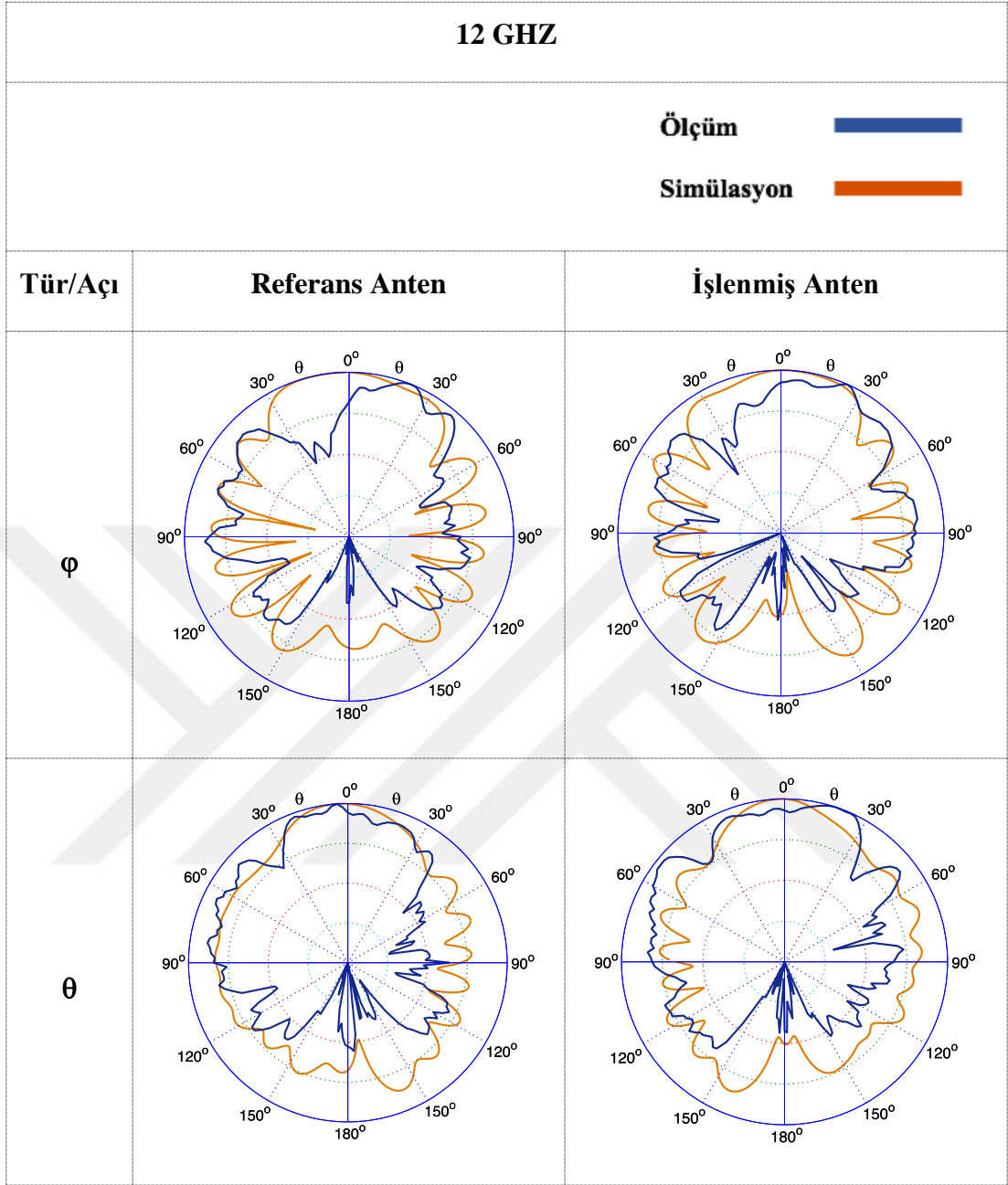
Referans antenin ve işlenmiş antenin 8 GHz’deki uzak alan ışıma desenlerine bakıldığında, turuncu renkteki simülasyon sonuçları ile mavi renkteki simülasyon sonuçları hem azimut hem de elevasyon eksenlerinde incelenmişlerdir. Bu aşamada, İşlenmiş antenin hem simülasyonda hem de üretim aşamasında direktivitesinin daha az olduğu ve arka loblarının büyüklüğünün özellikle işlenmiş antende daha az olduğu sonucuna varılabilir. Ana radyasyon deseni X yönüne doğru konumlanmıştır.

Elektrik ve manyetik alan vektörleri açısından baktığımızda, E düzlemi yani azimut düzleminde ve H düzlemi olan elevasyon düzleminde elektrik ve manyetik dalgaların, özellikle ana demet yönünde, olmak kaydıyla, tutarlı görünmektedir.



Şekil 7.12: 10 GHz’de referans ve işlenmiş antenin uzak alan desenleri.

Yukarıda, şekil 7.12’de referans ve işlenmiş antenlerin uzak alan ışınma desenleri verilmiştir. Burada hem azimut hem de elevasyon düzlemlerinde majör bir fark bulunmamaktadır. Üretilen antenin sonuçlarına göre, tasarlanan ve işlenen antenin uzak alan desenlerinde, simülasyonu yapılmış antenlerden daha fazla direktivite mevcuttur.



Şekil 7.13: 12 GHz’de referans ve işlenmiş antenin uzak alan desenleri.

12 GHz’de alınan ışınma desenlerinde, ölçüm sonuçları ile simülasyon sonuçları kıyaslandığında, İşlenmiş antenin ölçüm sonuçlarının referans antene kıyasla daha yakın çıktığını gözlemliyoruz, Ayrıca uç frekanslarda ölçüm sonuçlarının ışınım açısının hem azimuth hem de elevasyonda yakın olduğunu görebiliriz.

Çizelge 7.1 : Tasarlanan referans antenin 8, 10 ve 12 GHz değerlerindeki gerçekleştirilmiş kazançlarının simülasyon ve ölçüm sonuçları.

Frekans Değeri (GHz)	Referans Antenin Gerçekleştirilmiş Kazancı CST'de (dBi)	Referans Antenin Gerçekleştirilmiş Kazancı Ölçüm'de (dBi)
8	6.991	7.621
10	9.973	6.901
12	5.860	6.057

Çizelge 7.1'de tasarlanan referans antenin 8 GHz, 10GHz ve 12 GHz'de yapılan simülasyon sonuçları alınan ölçüm sonuçları verilmiştir. Buraya bakıldığında, Merkez frekansı haricinde ölçüm sonuçları simülasyon sonuçlarından daha iyidir. Merkez frekansında ise 2 dBi'lik bir düşüş söz konusudur. Bölüm 4'te bahsedildiği gibi, antenin tasarım ve üretim aşamasındaki hedef, gerçekleştirilmiş kazancın dBi üzerinde olmasıydı. Ölçüm ve simülasyon sonuçlarına bakıldığında bu hedefin başarıldığı söylenebilir.

Çizelge 7.2 : Tasarlanan işlenmiş antenin 8, 10 ve 12 GHz frekanslarındaki gerçekleştirilmiş kazançlarının simülasyon ve ölçüm sonuçları.

Frekans Değeri (GHz)	İşlenmiş Antenin Gerçekleştirilmiş Kazancı CST'de (dBi)	İşlenmiş Antenin Gerçekleştirilmiş Kazancı Ölçüm'de (dBi)
8	7.326	8.311
10	9.936	6.795
12	6.582	6.650

Çizelge 7.2'de işlenmiş antenin 8 GHz, 10GHz ve 12 GHz'deki gerçekleştirilmiş kazanç değerleri verilmiştir. Burada da Çizelge 7.1'deki gibi hem simülasyon hem de ölçüm sonuçları verilmiştir. Genel itibariyle üretim ve simülasyon arasındaki kazanç ilişkisi referans antenin ilişkisiyle benzer gözlenmektedir. Merkez frekansında üretim simülasyon arasındaki fark iki antende de mevcuttur.

Çizelge 7.3 : Referans Anten ile işlenmiş antenin üretim sonrası ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması.

Frekans Değeri (GHz)	İşlenmiş Antenin Gerçekleştirilmiş Kazancı CST'de (dBi)	İşlenmiş Antenin Gerçekleştirilmiş Kazancı Ölçüm'de (dBi)	Fark Değeri (%)
8	7.621	8.311	%9,05
10	6.901	6.795	%- 1,53
12	6.057	6.650	%9,79

Çizelge 7.3'de ise küresel yakın alan ölçüm sisteminden alınan verilerin, referans ve işlenmiş anten için ayrı ayrı sonuçları verilmiştir. Burada üçüncü sütunda gözlemlendiği üzere, uç frekans noktalarında yapılan modifikasyonlar kazançta yüzde 10 artış sağlamıştır. Merkez frekansında ise yaklaşık yüzde 1,5 kayıp mevcuttur.

Bilinmesi gereken bir diğer husus ise kullanılan küresel yakın alan ölçüm sisteminin kazanç ölçümünde hassasiyetinin 0.5 dBi civarında değişkenlik göstermesidir.

7.4 Çalışmanın Uygulama Alanları

Çalışma genellikle radar uygulamaları olmak üzere literatürde geniş bant uygulamaları arasında yönlü antenlerin kullanıldığı yerlerde sıklıkla yer almaktadır. Açıklıklı radar konseptinin keşfedilmesi ile birlikte çok fonksiyonlu genişbantlı diziler simultane ve zaman aralıklı sistemlerin kurulabilmesi için, frekanstan bağımsız geniş bantta operasyon gösterebilecek antenlerin kurulması ihtiyacı doğmuştur. Bu aşamada, elektronik harp uygulamalarında konik oluklu antenlere ihtiyaç doğmuştur. [12]

Vivaldi antenlerin bir diğer kullanım alanı da airborne radar sistemleridir. Bu sistemlerde kar tanelerinden saçılan ışınımın algılanması için de tasarlanmış çalışma örnekleri mevcuttur [13]

Bir diğer çalışma alanı ise See-Through-Wall (STW) olarak isimlendirilen, kapalı alanların dedekte edilmesi için ve portatif, hafif ve ultragenişbantta faaliyet gösterecek anten ihtiyacını da konik oluklu antenler sağlayabilmektedirler. [14]

7.5 Çalışmanın ilerleyen aşamaları

Çalışma ilerleyen aşamalarında, 8x1 Vivaldi dizisinin oluşturulması ve dizinin güç bölünmesi ve geometrik problemlerinin optimize edilmesi konuları üzerinde

çalışılacaktır. Mevcuttaki antenin direktivite ve kazanç değerlerinin artırılması, S11 parametresinin iyileştirilmesi hedeflenmektedir. Bu çalışmanın, bir radar uygulaması içerisinde kullanılması motivasyonu ile çalışmalar önümüzdeki dönemde ilerletilecektir. Bütün bu çalışmaların neticesinde, tasarlanan anten faz dizili bir radarın elemanı olması hedeflenmektedir. Günümüzde oldukça önem kazanan insansız hava araçları, faz dizili radarlara önem kazandırmaktadır ve başlangıç motivasyonu çalışması olarakta bu anten tasarlanmıştır



KAYNAKLAR

- [1] **Balanis, C. A.** (2016). *Antenna theory: Analysis and design*.
- [2] **Milligan, T. A.** (2005). *Modern antenna design*. Hoboken, NJ: IEEE Press.
- [3] **Sutinjo, A. and Tung, E.**(2000). The Design of a Dual Polarized Vivaldi Array, ”, *Microwave Journal*,
- [4] **Gibson, P.** (1979). The Vivaldi Aerial. *1979 9th European Microwave Conference*. doi:10.1109/euma.1979.332681
- [5] **Nourina, J.** (2006). Department of Electrical Engineering Urmia University, West Azerbaijan, Iran, S. (2006). Numerical Solutions and Finding Optimal Quantities for Critical Parameters of TSA End-fire Antennas. *Proceedings of the 10th WSEAS International Conference on COMMUNICATIONS, Vouliagmeni, Athens, Greece, July 10-12.,* 484-489.
- [6] **Elazar, G., & Kisiuk, M.** (1988). Microstrip linear slot array antenna for X-band. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 36(8),
- [7] **Erdoğan, Y.** (2000) *PARAMETRIC STUDY AND DESIGN OF VIVALDI ANTENNAS AND ARRAYS* , Ankara, Türkiye
- [8] **Schaubert, D., Kollberg, E., Korzeniowski, T.,** (1985). Endfire tapered slot antennas on dielectric substrates. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 33(12), 1392-1400. doi:10.1109/tap.1985.1143542
- [9] **Zinieris, M. M., Sloan, R., & Davis, L. E.** (1998). A broadband microstrip-to-slot-line transition. *Microwave and Optical Technology Letters*, 18(5), 339-342. doi:10.1002/(sici)1098-2760(19980805)18:5:3.0.co;2-9
- [11] **Chramiec, J.** (1989). Reactances of slotline short and open circuits on alumina substrate. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 37(10), 1638-1641. doi:10.1109/22.41015
- [12] **Shin J., & Schaubert, D.** (1999). A parameter study of stripline-fed Vivaldi notch-antenna arrays. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 47(5), 879-886. doi:10.1109/8.774151
- [13] **Yan, J., & Gogineni, S.** (2016). A Dual-Polarized 2-18 GHz Vivaldi Array for Airbone Radar Measurements of Snow Reactances of slotline short and open circuits on alumina substrate. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 64(2), 781-785. doi:10.1109/tap.2015.2506734
- [14] **Yang, Y., Wang, Y., & Fathy, A. E.** (2008). DESIGN OF COMPACT VIVALDI ANTENNA ARRAYS FOR UWB SEE THROUGH WALL APPLICATIONS. *Progress In Electromagnetics Research*, 82, 401-418. doi:10.2528/pier08040601



ÖZGEÇMİŞ



Ad Soyad :Esmine Mine Yıldız
Doğum Yeri ve Tarihi :İstanbul / 1991
Adres :Atatürk Cad., Şehit İlhanlar Sk., Başak Apt., No:21, Daire:7
E-Posta :mine.turkyilmaz@itu.edu.tr
Lisans :İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Edebiyat Fakültesi, Fizik Mühendisliği

MESLEKİ DENEYİM VE ÖDÜLLER:

- TÜBİTAK BİLGEM UEKAE – Analitik Cihaz ve Sistemler Birimi, Proje Mühendisi Aralık 2016 - Halen
- OBASE Bilgisayar ve Danışmanlık Hizmetleri, Planlama Mühendisi, Mart 2015 – Aralık 2016

TEZDEN TÜRETİLEN YAYINLAR/SUNUMLAR:

- **Esmine Mine Yıldız, Sebahattin Eker**, Design and Simulation of X – Band Vivaldi Antenna. *International Congress – Computational Methods and Telecommunication in Electrical Engineering and Finance*, May 7-9, 2018 Sarajevo, Bosnia and Herzegovina.