

**T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

GENİŞ BANTLI TEM VE RIDGED HORN ANTEN DİZİSİ TASARIMI

ALPER ÇALIŞKAN

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRONİK VE HABERLEŞME MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
HABERLEŞME PROGRAMI**

**DANIŞMAN
PROF. DR. AHMET SERDAR TÜRK**

İSTANBUL, 2014

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

GENİŞ BANTLI TEM VE RIDGED HORN ANTEN DİZİSİ TASARIMI

Alper Çalışkan tarafından hazırlanan tez çalışması 05.02.2014 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı'nda **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Tez Danışmanı

Prof. Dr. Ahmet Serdar TÜRK
Yıldız Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri

Prof. Dr. Ahmet Serdar TÜRK
Yıldız Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Tayfun Günel
İstanbul Teknik Üniversitesi

Yrd. Doç. Dr. Salih DEMİREL
Yıldız Teknik Üniversitesi

ÖNSÖZ

Bu tez geniş bantlı antenler kategorisinde önemli bir yeri olan, TEM ve ridged horn anten yapılarının incelenerek, antene ait parametrelerin değiştirilmesi suretiyle tasarım kriterlerinin belirlenmesi amacıyla hazırlanmıştır.

Çalışma, YNR (Yere Nüfuz Eden Radar), jammer (frekans karıştırıcı) gibi sistemlerde uygulanması düşünülen tasarımda başvurulabilecek bir kaynak niteliğindedir.

Bu tezin hazırlanma sürecinde desteklerini ve bilgi birikimini esirgemeyen değerli hocam Prof.Dr. Ahmet Serdar Türk'e en derin saygılarımı ve teşekkürlerimi sunuyorum. Ayrıca proje süresince bana her zaman destek olan Mustafa Dağcan Şentürk, Ahmet Kenan Keskin, Mehmet Ali Belen ve Mehmet Ünal'a içten teşekkürlerimi sunarım.

Tezin yapımında sağladıkları yazılım desteği için CST ve Aktif Naser firmalarına teşekkür ederim.

Hayatım ve eğitimim süresince bana hep destek olan anneme, babama ve kardeşime sonsuz şükran ve minnettarlığımı sunarım.

Ocak, 2014

Alper ÇALIŞKAN

İÇİNDEKİLER

Sayfa

SİMGE LİSTESİ.....	vi
KISALTMA LİSTESİ	vii
ŞEKİL LİSTESİ.....	viii
ÖZET.....	x
ABSTRACT	xiii
BÖLÜM 1	
GİRİŞ	1
1.1 Literatür Özeti	1
1.2 Tezin Amacı	2
1.3 Hipotez	2
BÖLÜM 2	
ANTENLER	3
2.1 Temel Anten Parametreleri	4
2.1.1 Işıma Direnci ve Verimi.....	6
2.1.2 Işıma Paterni	7
2.1.3 Yönlendiricilik ve Anten Kazancı	10
2.1.4 Işın Alanı	12
2.1.5 Polarizasyon	13
2.1.6 Gerilim Duran Dalga Oranı (VSWR)	14
2.1.7 Yakın ve Uzak Alan	14
2.2 Horn Antenler	15
2.2.1 TEM Horn	16
BÖLÜM 3	
İLETİM HATTI MODELİ (TLM)	19
3.1 İletim Hattının İncelenmesi	19

3.2	Empedans Uydurma	21
3.3	PLTLM Yöntemi	22
3.4	TEM Horn Antenin PLTLM ile Analizi.....	23
BÖLÜM 4		
TEM-RIDGED HORN ANTEN TASARIMI VE ÖLÇÜM SONUÇLARI		27
4.1	DRHA Tasarımı	27
4.2	Kısmi Dielektrik Yüklü DRHA (KD-DRHA)	37
4.3	Kısmi Dielektrik Yüklü TEM Ridged Horn Anten (KD-TEMRHA) Tasarımı ..	43
4.4	TEM ve Ridged Horn Anten Dizisi Tasarımı	51
4.5	Ölçüm Sonuçları	55
BÖLÜM 5		
SONUÇ VE ÖNERİLER		66
KAYNAKLAR		68
ÖZGEÇMİŞ		70

SİMGE LİSTESİ

E	Elektrik alan şiddeti
H	Manyetik alan şiddeti
L	Anten boyu
A	Anten genişlik açısı
Θ	Anten ağız açıklığı açısı
Ω_A	Işın alanı
λ	Dalgaboyu
V	Gerilim
I	Akım

KISALTMA LİSTESİ

ARM	Analytical Regularization Method (Analitik Regularizasyon Yöntemi)
BVP	Boundary Value Problem (Sınır Değer Problemi)
DRHA	Double Ridged Horn Anten
EMC	Electromagnetic Compatibility (Elektromanyetik Uyumluluk)
FDTD	Finite Difference Time Domain Method (Sonlu Farklar Yöntemi)
FEM	Finite Element Method (Sonlu elemanlar yöntemi)
FNBW	First Null Band Width (İlk Boşluklar Arası Genişlik)
GPR	Ground Penetrating Radar (Yüzey Altı Görüntüleme Radarı)
HPBW	Half Power Band Width (Yarı Güç Huzme Genişliği)
MoM	Method of Moment (Moment Yöntemi)
PLTLM	Partially Loaded Transmission Line Method (Kısmi Yüklü İletim Hattı Modeli)
TEMRHA	TEM ve Ridged Horn Anten
TLM	Transmission Line Method (İletim Hattı Modeli)
YNR	Yere Nüfuz eden Radar

ŞEKİL LİSTESİ

	Sayfa
Şekil 2. 1 Yönsüz anten ışıma paterni.....	4
Şekil 2. 2 Yönlü anten ışıma paternleri.....	4
Şekil 2. 3 Alıcı ve verici anten kısımları	6
Şekil 2. 4 a) Elektrik alan ışıması b) Güç alan ışıması c) Alan ışımasının kartezyen gösterimi	9
Şekil 2. 5 Alan ışımasının 3-B gösterimi	10
Şekil 2. 6 Işın alanı koordinat sistemi	12
Şekil 2. 7 Horn Anten	16
Şekil 2. 8 TEM Horn Anten	17
Şekil 3. 1 İletim hattı modeli	20
Şekil 3. 2 Empedans uydurma devresi.....	22
Şekil 3. 3 İletim hattı anten eşdeğer modeli	23
Şekil 3. 4 TEM horn antenin yandan ve üstten görünüşü	24
Şekil 4. 1 DRHA arka boşluk gösterimi.....	27
Şekil 4. 2 Arka boşlukta reflektör etkisi için karşılaştırmalı yansıma katsayısı	28
Şekil 4. 3 Arka boşlukta reflektör etkisi için karşılaştırmalı yönlendiricilik.....	28
Şekil 4. 4 Besleme temas noktası	29
Şekil 4. 5 Besleme yerinin karşılaştırmalı yansıma katsayısı grafiği	30
Şekil 4. 6 Besleme yerinin karşılaştırmalı yönlendiricilik grafiği	30
Şekil 4. 7 DRHA simülasyon modeli	31
Şekil 4. 8 DRHA yansıma katsayısı	32
Şekil 4. 9 DRHA VSWR grafiği	32
Şekil 4. 10 DRHA yönlendiriciliği	33
Şekil 4. 11 DRHA toplam verimliliği	33
Şekil 4. 12 DRHA empedans değişimi	33
Şekil 4. 13 DRHA ışıma paternleri (H-düzlemi).....	36
Şekil 4. 14 Dielektrik yüklü DRHA (KD-DRHA)	37
Şekil 4. 15 KD-DRHA'nın yönlendiriciliği	38
Şekil 4. 16 KD-DRHA'nın yansıma katsayısı.....	38
Şekil 4. 17 KD-DRHA'nın VSWR değişimi	39
Şekil 4. 18 KD-DRHA'nın toplam verimliliği.....	39
Şekil 4. 19 KD-DRHA'nın empedans değişimi.....	39
Şekil 4. 20 Dielektrik etkisinin karşılaştırmalı yönlendiricilik değişimi	40
Şekil 4. 21 KD-DRHA patern değişimleri (H-düzlemi)	42

Şekil 4. 22 TEMRHA besleme noktasındaki aralığın gösterimi.....	43
Şekil 4. 23 Besleme noktasının değişiminin karşılaştırmalı S_{11} değişimi	44
Şekil 4. 24 Besleme noktasının değişiminin karşılaştırmalı yönlendiricilik değişimi	44
Şekil 4. 25 TEMRHA dalga kılavuzu içindeki çıkıntının gösterimi	45
Şekil 4. 26 Arka çıkıntının VSWR değişimi.....	45
Şekil 4. 27 Arka çıkıntının yönlendiricilik değişimi	46
Şekil 4. 28 Kısmi dielektrik yüklü TEM ve ridged horn anten (KD-TEMRHA)	46
Şekil 4. 29 KD-TEMRHA yansıma katsayısı	47
Şekil 4. 30 KD-TEMRHA'nın toplam verimliliği	47
Şekil 4. 31 KD-TEMRHA'nın gerilim duran dalga oranı	48
Şekil 4. 32 KD-TEMRHA'nın yönlendiriciliği	48
Şekil 4. 33 KD-TEMRHA ışıma paternleri (H-düzlemi)	50
Şekil 4. 34 TEM ve Ridged Horn Anten Dizisi	51
Şekil 4. 35 TEM ve ridged horn anten dizisi yönlendiriciliği (0-2 GHz)	52
Şekil 4. 36 TEM ve ridged horn anten dizisi yönlendiriciliği (2-10 GHz)	52
Şekil 4. 37 TEM ve ridged horn anten dizisi ışıma paternleri (H-düzlemi)	53
Şekil 4. 38 TEM ve ridged horn anten dizisi ışıma paternleri (H-düzlemi) (devam).....	54
Şekil 4. 39 Gerçekleştirilen KD-DRHA	55
Şekil 4. 40 KD-DRHA'nın S_{11} ölçüm sonucu	56
Şekil 4. 41 KD-DRHA'nın kazanç ölçüm sonucu.....	56
Şekil 4. 42 Gerçekleştirilen KD-TEMRHA	57
Şekil 4. 43 KD-TEMRHA'nın S_{11} ölçüm sonucu	57
Şekil 4. 44 KD-TEMRHA'nın kazanç ölçüm sonucu	58
Şekil 4. 45 KD-TEMRHA ve KD-DRHA karşılaştırmalı yansıma katsayısı	58
Şekil 4. 46 KD-TEMRHA ve KD-DRHA karşılaştırmalı kazancı.....	59
Şekil 4. 47 KD-DRHA ışıma paterni ölçümü (H-düzlemi).....	61
Şekil 4. 48 KD-TEMRHA ışıma paterni ölçümü (H-düzlemi)	63
Şekil 4. 49 KD-DRHA karşılaştırmalı kazanç	64
Şekil 4. 50 KD-DRHA karşılaştırmalı VSWR.....	64
Şekil 4. 51 KD-TEMRHA karşılaştırmalı kazanç.....	65
Şekil 4. 52 KD-TEMRHA karşılaştırmalı VSWR	65

GENİŞ BANTLI TEM VE RIDGED HORN ANTEN DİZİSİ TASARIMI

Alper ÇALIŞKAN

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Yüksek Lisans Tezi

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Ahmet Serdar TÜRK

Horn antenlerin geniş bantta çalışması bazı uygulamalarda çok önemli bir rol oynamaktadır. Geniş bantlı ve yüksek kazançlı antenler, mikrodalga uygulamaları, elektromagnetik uyumluluk (EMC) testleri, ölçüm cihazları ve yer altı görüntüleme radarı uygulamaları için çok önemli elemanlardır. Bu tür antenlerden en yaygın kullanılanı horn antenlerdir. Horn antenler, diğer antenlerle kıyaslandığında yüksek kazanç ve aynı zamanda düşük gerilim duran dalga oranı (VSWR) sağladıklarından dolayı tercih edilmektedirler. Horn antenler tek bir frekansta ihtiyaçları karşılayacak kapasitede çalışsa bile, bazı uygulamalarda antenlerin çalıştıkları frekans bandının genişletilmesine ihtiyaç duyulmuştur. Bu amaçla horn antenin kılavuz kısmından başlayıp uç kısmına doğru eğimli yapıda bir parça eklenmesiyle geniş bant özelliğine sahip antenlere sahip olunmuştur. Bunların içinden özellikle double ridged horn antenlerden yüksek performanslar elde edilebilmiştir.

Geniş bantta sağladığı yüksek performans sayesinde Ridged Horn Anten (RHA) bu ihtiyacı karşılayan ve klasik horn antenden farklı olarak tasarlanmış özel bir horn anten yapısıdır. Bu tezde öncelikle uygun fiziksel boyutlarda ve yüksek performansta bir Double Ridged Horn Anten (DRHA) tasarımı yapılacaktır. Bu tasarıma ek olarak tasarlanan DRHA ile Vivaldi şekilli bir TEM horn anten birlikte kullanılarak bir anten sistemi oluşturulacaktır. Böylece Vivaldi TEM horn antenin düşük frekanslardaki yüksek performansı ile DRHA'nın yüksek frekanstaki performanslarından faydalanılarak çok geniş bantta çalışabilecek bir anten tasarımı gerçekleştirilecektir. Anten simülasyonları CST Studio Suite programında yapıp, performans parametreleri incelenmiştir. Daha

sonra burada tasarlanan antenler gereklenip elde edilen sonuçlar simülasyon sonuçları ile karşılaştırılmıştır.

Anahtar Kelimeler: TEM horn anten, Ridged horn anten, Geniş bant, Yüzey altı görüntüleme radarı

ABSTRACT

WIDE BAND TEM AND RIDGED HORN ANTENNA ARRAY DESIGN

Alper ÇALIŞKAN

Department of Electronics and Communication Engineering

MSc. Thesis

Adviser: Prof. Dr. Ahmet Serdar TÜRK

Horn antennas operating at wide band play a very important role in some applications. Broadband and high-gain antennas are crucial components for microwave applications, electromagnetic compatibility (EMC) tests, measurement instruments and ground penetrating radar applications. This type of antennas, horn antenna, is most commonly used. Horn antennas compared to other antennas are preferred due to their ability providing high-gain and also low voltage standing wave ratio (VSWR). Even if these antennas meet the capacity requirements at a single frequency, in some applications the frequency band of the antenna needs to be extended. For this purpose, by addition of structure with inclined starting from the waveguide of the horn antenna toward the end portion, the broadband antennas have been formed. Especially double ridged horn antennas, among them, can be observed high performances.

Thanks to the high performance at the wide band, Double Ridged Horn Antenna (DRHA) meets these requirements and is designed as a special horn antenna structure different from the traditional horn antenna. In this thesis, a DRHA design with the appropriate physical size and high performance has been realized. In addition to this design, using the designed DRHA together with Vivaldi shaped TEM horn antenna, an antenna system will be established. Thus, by utilizing Vivaldi TEM horn antenna with high performance at low frequencies works together with the high-frequency performance DRHA in a ultra wide band antenna design has been carried out. Antenna

simulations are realized in CST Studio Suite software, performance parameters have been examined. Then the antenna designs fabricated and measured their performances and were compared with the simulation results.

Keywords: TEM horn antenna, Ridged horn antenna, Ultra wide band, Ground penetrating radar

1.1 Literatür Özeti

Gelişen günümüz teknolojisinde çok geniş bantlı (UWB) antenler oldukça önemli bir yer teşkil etmeye başlamışlardır. Geniş bantlı antenler yüksek frekanslarda frekans değişimine karşın iyi değerde ve değişmeyen bir kazanç elde ettiklerinden hem askeri (UWB radarlarda) hem de sivil alanda (haberleşme sistemlerinde) tercih nedeni olmaya başlamışlardır.

Horn Antenler; RF haberleşme sistemlerinde yüksek güçlü mikrodalga aygıtlarında elektromanyetik uyumluluk testlerinde, mikrodalga ve milimetrik dalga radarlarında ve parabolik yansıtıcı antenlerin beslemesinde yaygın olarak kullanılan en popüler antenlerden biridir (Skolnik [1], Milligan [2], Balanis [3], Türk [4], Chang [5]). Son yıllarda horn antenlerin ışıma karakteristiği en temel konfigürasyonlardan başlanarak incelenmiş ve çok çeşitli pratik horn antenler geliştirilmiştir (Hamid ve Al Sulaiman [6], Chumachenko ve Türk [7], Tuchkin [8]). Başlangıçta kullanılan araştırma teknikleri, temel olarak mod uyarlamalı ve açıklık integrasyon tekniklerine dayanan, analitik teknikler olmuştur. Ancak keyfi şekilli horn antenler sadece deneysel veya optik yaklaşımlarla analiz edilmemişlerdir (Hamid ve Al Sulaiman [6]). Bu yüzden çok yönlü ve kullanışlı horn antenler için sonlu farklar yöntemi (FDM), sonlu elemanlar yöntemi (FEM), moment metodu (MoM) ve Hybirt algoritmaların kullanılması düşünülmüştür. Yine de bu yöntemler özellikle büyük boyutlu horn antenlerin tasarımı ve geniş bant analizleri için oldukça yüksek hesaplama süresine ihtiyaç duyarlar. Bununla birlikte moment yöntemi ve sonlu elemanlar yöntemi sınır değer probleminin (BVP) genelde

tekil çekirdeğe sahip birinci dereceden cebirsel denklem setine indirgenmesinden dolayı bazı yapılar için kararsız sayısal işlemlere sebebiyet verir (Tuckhin [8]). Bundan dolayı matris eşitliğini hızlı ve güvenilir olarak çözmek için, birinci dereceden kötü durumlu (ill conditioned) integral denklemi, iyi durumlu (well conditioned) ikinci derecedekine çeviren analitik-sayısal yaklaşımlar tercih edilir (Chumachenko ve Turk [7], Tuckhin [8]).

1.2 Tezin Amacı

Bu tezde hedeflenen geniş frekans bandında çalışabilecek bir DRHA ve TEM horn anten dizisi tasarlamaktır. Ayrıca tasarlanan kompakt DRHA ve TEM horn antenlerden çok geniş bantta yüksek kazanç elde etmektir. Antenlerin besleme kısmında empedans uyumsuzluğundan oluşan yansıma katsayısını (S_{11}) azaltmak ve gerilim duran dalga oranını (VSWR) mümkün olduğunca düşük olması amaçlanmıştır. Besleme hattı ve dalga kılavuzu empedansını 50Ω olacak şekilde aradaki uyumsuzluk ortadan kaldırmaya çalışılacaktır. Sonuç olarakta GPR uygulamalarında anten başlığı olarak kullanılmaya uygun performansta anten tasarımları gerçekleştirmek hedeflenmiştir. Ayrıca küçük yapıda antenler tasarlanacağından yüksek frekanslara çıkmak hedeflenmiştir. Çok geniş bantta çalışan bu antenler fiziksel yapısı uygun olacağından parabolik reflektörlerde besleme anteni olarak da kullanılması düşünülmektedir.

1.3 Hipotez

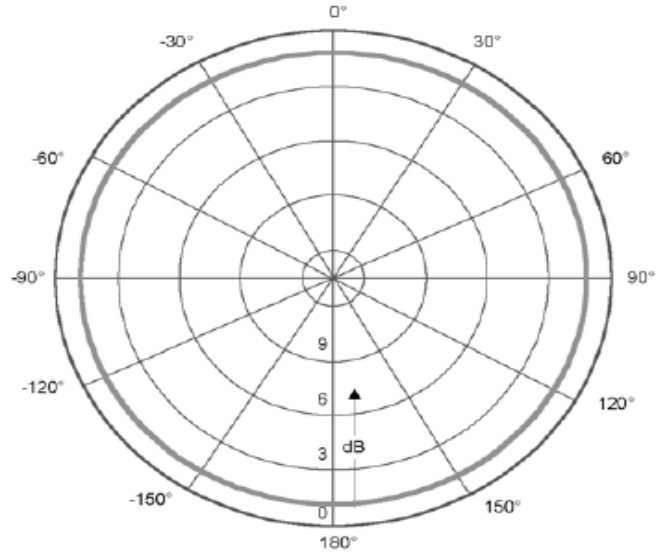
Yüzey altı ve duvar arkası görüntüleme radarı uygulamalarında kullanılmak üzere anten tasarımları gerçekleştirip bu antenlerin performansları geliştirilmiştir. Bu açıdan birkaç tasarım modeli sunulmuş ve bu anten tasarımlarının yeterli verimlilikte olduğu ve birçok geniş bantlı radar uygulamalarında kullanılabileceği gösterilmiştir.

BÖLÜM 2

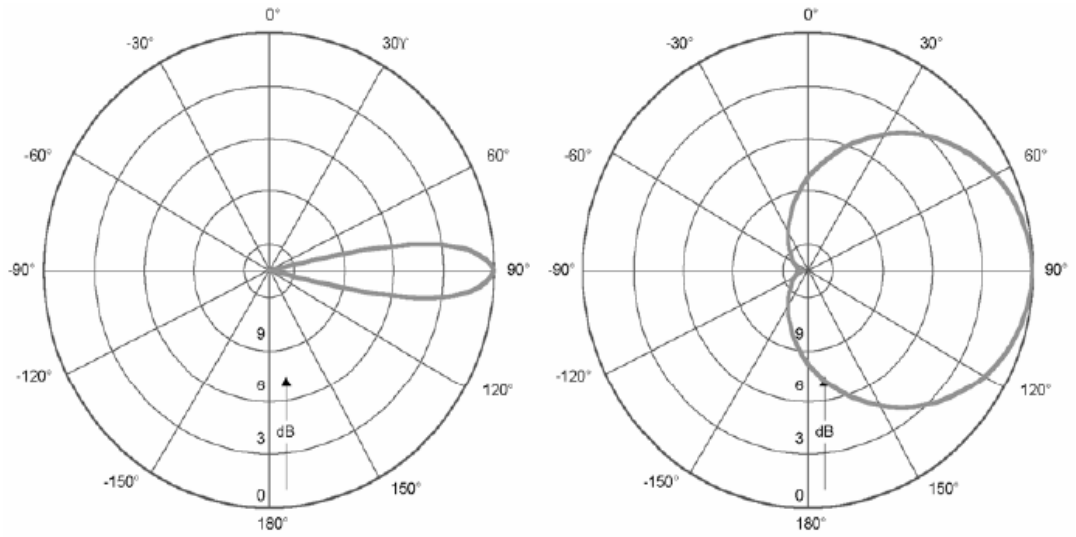
ANTENLER

Anten, elektrik sinyallerini (gerilim ve akım) elektromanyetik dalgalara ya da elektromanyetik dalgaları elektrik sinyallerine dönüştürmek için kullanılan araçtır. Antenler, 1888 yılında Heinrich Hertz (1857–1894) James Clerk Maxwell tarafından öngörülen elektromanyetik dalgaların varlığını kanıtlamak için kullanılmıştır. Bu deneyi hertz parabolik reflektörün önüne bir dipol yerleştirerek gerçekleştirmiştir.

Antenler genellikle bir veya birkaç iletkenin meydana gelir. Verici tarafında bir kaynak tarafından anten üzerine aktarılan alternatif akım antenin deplasman akımları vasıtasıyla ışıma yapmasını sağlayarak bir elektromanyetik alan oluşturur. Alıcı antenlerde ise bu işlemin tersi gerçekleşir. Bu elektromanyetik dalgalar anten yüzeyinde bir akım indükler ve böylelikle haberleşme sağlanmış olur. Horn veya parabolik benzeri antenler gelen dalgaları bir noktaya odaklayarak çalışır. Bu tip antenler yönlü anten olarak adlandırılır. Elektromanyetik enerjiyi uzayda kendinden eşit uzaklıktaki noktalara eşit olarak yayan ya da noktalardan eşit olarak alan antenlere yönsüz anten denir. Şekil 2.1'de yönsüz bir anten için bir düzlemdeki örnek bir ışıma örüntüsü verilmiştir. Genelde kullanılan antenler yönlüdür ve elektromanyetik enerjiyi belirli bir yönde diğer yönlerle göre daha etkin olarak yayar ya da alırlar. Şekil 2.1 ve 2.2'de yönlü antenlerin ışıma örüntülerine örnek gösterilmiştir. Aşağıdaki şekillerde dairenin merkezindeki nokta anteni temsil etmektedir.



Şekil 2. 1 Yönsüz anten ışıma paterni



Şekil 2. 2 Yönlü anten ışıma paternleri

2.1 Temel Anten Parametreleri

Bir radyo anteni bir kılavuzlu dalga ve bir serbest uzay dalga veya tam tersi arasındaki geçiş bölgesi arasındaki bir yapı olarak tanımlanabilir. Antenler elektronları fotonlara dönüştürür ya da tam tersi fotonları elektronlara dönüştürür.

Anten çeşidinden bağımsız olarak bütün hepsi temel prensip olan yükü hızlandırarak veya yavaşlatarak yayılım (ışıma) oluşturur. Temel yayılım denklemini ifade edecek olursak;

$$I/L = Q v \quad (\text{A m s}^{-1})$$

I = zamana bağılı akım, A s^{-1}

L = akım elemanının uzunluğu, m

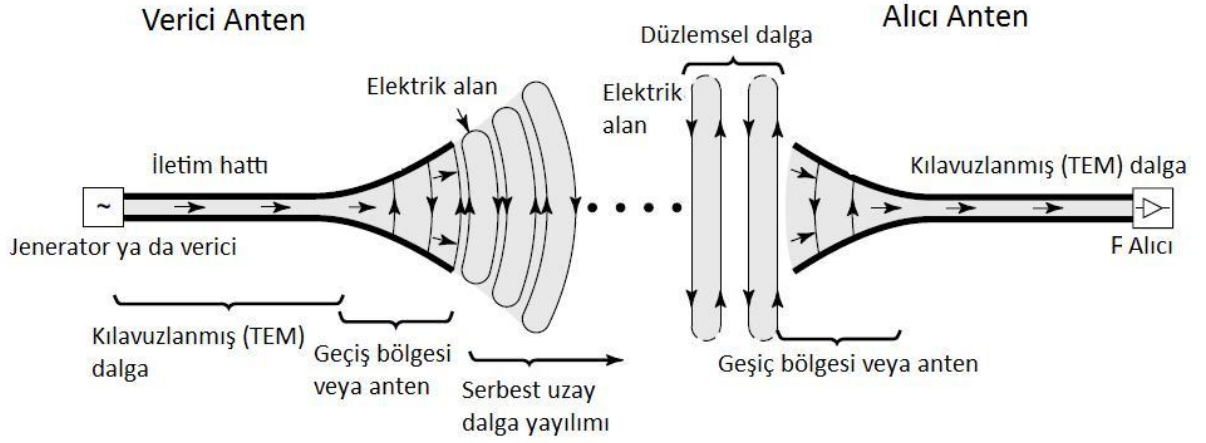
Q = yük, C

V = zamana bağılı yük hızı (yükün ivmelenmesine eşit), m s^{-2}

Bu nedenle, zamanla değişen akım ısı ve yükü ivmelendirerek ışımasını sağlar. Kararlı durum harmonik değişim için, genellikle akıma odaklanılır. Geçici durum ve darbeler için ise yüke bakılır. Yayılım ivmeye diktir ve ışıma gücü I/L ya da $Q v$ 'nın karesiyle orantılıdır [9].

Hattının düzgün bölümü boyunca, enerji az kayıp ile bir düzlem Enine Elektromanyetik Modu (TEM) dalga olarak yönlendirilir. Teller arasındaki aralık, bir dalga boyunun küçük bir kısmı olduğu varsayılır. Daha sonra iletim hattı eğimli hatta doğru genişler. Bu genişleme bir dalga boyu veya daha fazla olmaya yaklaşırken dalga ışıma eğilimindedir ve böylece açık uçtan dışarı serbest uzay dalgası yayan anten gibi davranır. İletim hattındaki akım anten üzerinden akar ve burada sonlanır ancak buna bağlı alanlar ilerlemeye devam ederler.

Şekil 2. 3'te verici antenin iletim hattı üzerinden gelen yönlendirilmiş dalgayı serbest uzaya aktaran kısımdır. Alıcı anten ise uzaydan gelen dalgayı yönlendirilmiş dalgaya dönüştüren kısımdır. Bu nedenle, bir anten yönlendirilmiş dalga ile serbest uzay dalgası arasında veya tersi durum için geçiş aracı ya da dönüştürücüdür. İletim durumunda yayılan güç belli bir mesafede binalar, yeryüzü, gökyüzü ve diğer antenler gibi nesneler tarafından soğurulur.



Şekil 2. 3 Alıcı ve verici anten kısımları

2.1.1 Işıma Direnci ve Verimi

Antenin ışıma gücü P_t uzaya elektromanyetik dalga olarak yaydığı güçtür. Işıma gücü ile üzerinden akan akım arasında Ohm yasasına göre bulunan dirence ışıma direnci denmekte ve R_r ile gösterilmektedir.

$$P_t = I^2 R_r \quad (2.1)$$

Işıma direnci anten gücü ile üzerinden akan akımı birbirine bağlayan sanal bir dirençtir. Toplam anten verimliliği giriş terminallerindeki kayıpları hesaba katmak için kullanılır. Bu kayıplar aşağıda yazılan iki sebepten dolayı ortaya çıkmaktadır.

- 1) Anten ile iletim hattı arasındaki uyumsuzluktan kaynaklanan yansımalar
- 2) $I^2 R$ kayıpları

Tüm verimlilik şu şekilde ifade edilir;

$$e_o = e_r e_c e_d \quad (2.2)$$

e_o = toplam verimlilik

e_r = yansıma verimliliği

e_c = iletim verimliliği

e_d = dielektrik verimliliği

Genellikle e_c ve e_d bir bütün olarak ele alınır ve anten ışıma verimliliği olarak isimlendirilir.

$$e_{cd} = e_c e_d \quad (2.3)$$

$$e_o = e_r e_{cd} \quad (2.4)$$

Antenin kaynaktan çektiği gücün bir kısmı ısı kayıp olarak antende harcanır. Işıma gücü ve ısı kayıpların toplamı kaynaktan çekilen güce eşit. Anten verimi ışıma gücünün kaynaktan çekilen güce oranı olarak tanımlanmaktadır. Isıl kayıplar ne kadar az ise verim o kadar yüksek olur.

Anten için ışıma verimi şu şekildedir:

$$\Gamma = R_L - R_0 / R_L + R_0 \quad (2.5)$$

$$e = 1 - |\Gamma|^2 \quad (2.6)$$

2.1.2 Işıma Paterni

Işıma paternleri, antenlerin hangi yöne ne kadar güç yaydığını gösteren şekillere ışıma paterni denir. Işıma diyagramı herhangi bir düzlemde söz konusu olsa da, genelde, yatayda ya da düşeydeki paternlerle ilgilenilir. Işıma diyagramı ve yöneltmiş antenlerde kullanılan tanımlar şunlardır:

Ana huzme: Antenin en fazla ışıma yaptığı yöndeki demet

Yan kulakçıklar: Ana huzme etrafında oluşan istenmeyen kulakçıklar

Arka kulakçık: Antenin arka kısmında oluşan kulakçık

Işıma demeti: Ana huzmenin gücünün yarıya (3 dB) düştüğü noktalar arasındaki açı buna aynı zamanda yarım güç huzme genişliği (HPBW)'dir.

Işıma direnci R_r ve bunun sıcaklığı T_A basit skalar büyüklüklerdir. Işıma paternleri ise alan veya gücün küresel koordinatlardaki fonksiyonlarını (θ, φ) içeren üç boyutlu büyüklüklerdir. Şekil 2.5'te patern çapı r (orijinden patern üst sınırına kadar) θ ve φ doğrultusunda alan yoğunluğu oranı olarak üç boyutlu alan paterni gösterilmiştir. Patern, ana huzmesi (maksimum ışıma) z-doğrultusunda ($\theta=0$) ve diğer yönlerdeki (yan ve arka loblar) ışımadan oluşmaktadır.

Bir paterni tam olarak tanımlayabilmek için 3 bilgiye ihtiyaç vardır:

- (θ, φ) açılarının fonksiyonu olarak elektrik alanının θ bileşeni ya da $E_{\theta}(\theta, \varphi)$
- (θ, φ) açılarının fonksiyonu olarak elektrik alanının φ bileşeni ya da $E_{\varphi}(\theta, \varphi)$
- (θ, φ) açılarının fonksiyonu olarak bu alanların fazları ya da $\delta_{\theta}(\theta, \varphi)$ ve $\delta_{\varphi}(\theta, \varphi)$

Alan bileşenlerinin maksimum değerlerine bölünmesiyle birim maksimum değere sahip boyutsuz sayı olan normalize ya da bağımlı alan paterni elde edilir. Normalize alan paternini ifade etmek gerekirse,

$$\text{Normalize alan paterni} = E_{\theta}(\theta, \varphi) = \frac{E_{\theta}(\theta, \varphi)}{E_{\theta}(\theta, \varphi)_{\max}} \quad (2.7)$$

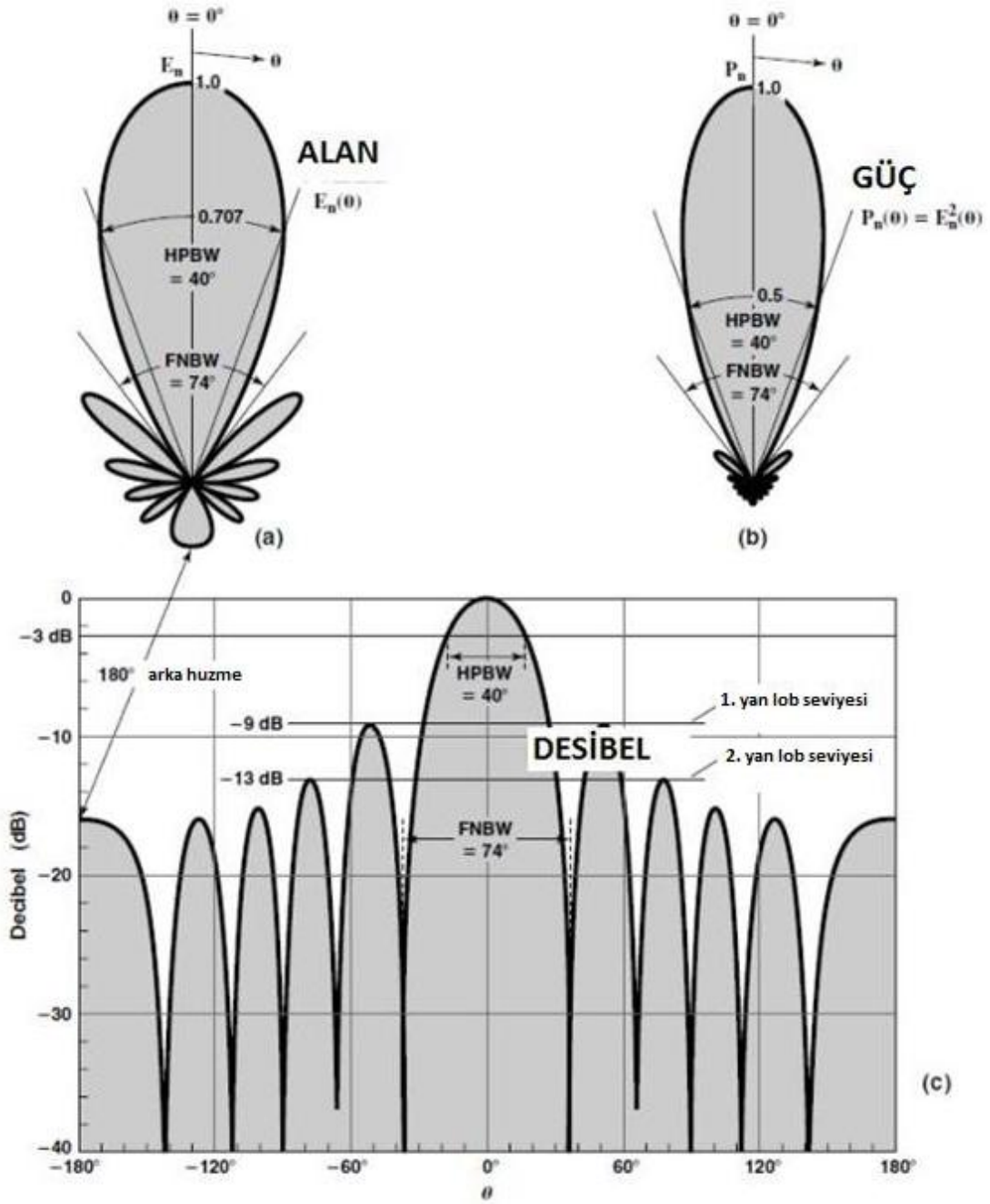
Dalga boyundan büyük ve anten boyutlarından büyük uzaklıklarda alan paterninin şekli uzaklıktan bağımsız olur. Genellikle patern bu uzak alan koşulu için incelenir. Patern ayrıca birim alan başına güç cinsinden de ifade edilebilir. Normalize güç paternini ifade edersek,

$$\text{Normalize güç paterni} = P_n(\theta, \varphi) = \frac{S(\theta, \varphi)}{S(\theta, \varphi)_{\max}} \quad (2.8)$$

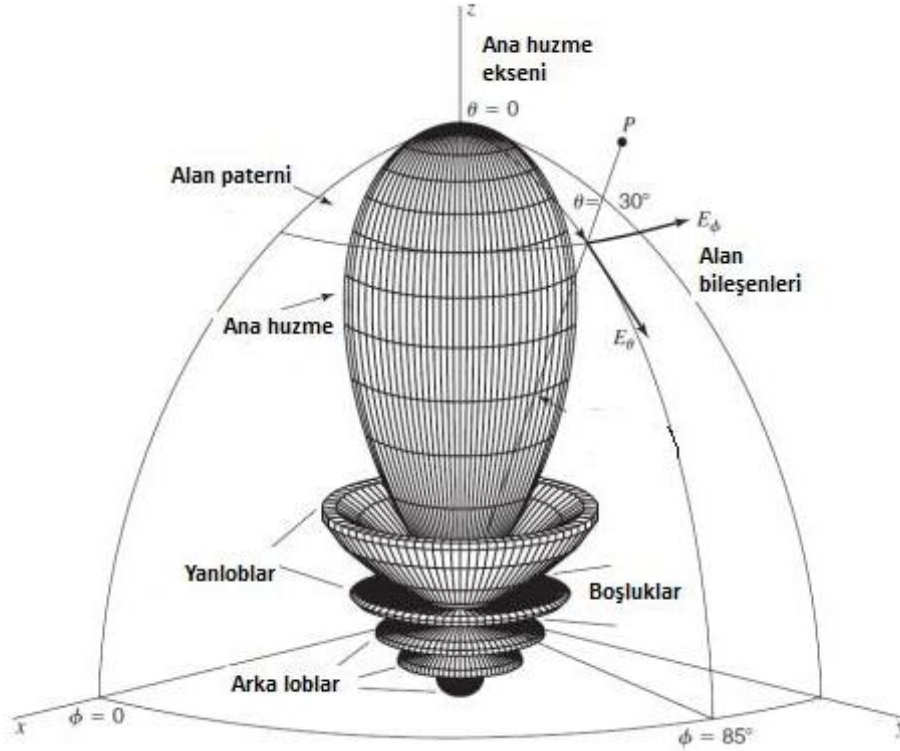
$$S(\theta, \varphi) = \text{Poynting vektör} = [E_{\theta}^2(\theta, \varphi) + E_{\varphi}^2(\theta, \varphi)]/Z_0, \text{ Wm}^{-2} \quad (2.9)$$

$$S(\theta, \varphi)_{\max} = S(\theta, \varphi) \text{'in maksimum değeri, Wm}^{-2}$$

$$Z_0 = \text{uzay empedansı} = 376.7 \, \Omega$$



Şekil 2. 4 a) Elektrik alan ışıması b) Güç alan ışıması c) Alan ışımasının kartezyen gösterimi



Şekil 2. 5 Alan ışımasının 3-B gösterimi

2.1.3 Yönlendiricilik ve Anten Kazancı

Anten yönlendiriciliği ve kazanç belli bir referans antene göre tanımlanan iki önemli parametredir. Bir noktasal kaynak her yöne eşit ışıma yapar. Bu kaynağa izotropik kaynak adı verilir ve referans olarak kullanılır. İzotropik kaynağın her yöne yaydığı güç eşit gücü belli bir doğrultuya yayabilme özelliğine anten yönlendiriciliği denir. Örneğin, bir dipol antenin ışıma diyagramı simit biçimindedir. İzotropik antene göre kısa dipol antenin yönlendiriciliği 1,5 (1,75 dB), yarım dalga dipolün yönlendiriciliği ise 1,64 (2,15 dB). Anten yönlendiricilik kazancının formülü şu şekildedir.

$$D(\theta, \varphi) = \frac{4\pi F(\theta, \varphi)}{\iint F(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi} \quad (2.10)$$

Eğer doğrultu belirlenmemiş ise bu denklemde maksimum ışıma yoğunluğu kullanılarak denklem şu şekilde olur.

$$D_{\max} = \frac{U_{\max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{\max}}{P_{\text{rad}}} \quad (2.11)$$

D = yönlendiricilik

$D_{\max}$ = maksimum yönlendiricilik

$U_{\max}$ = maksimum ışıma güç yoğunluğu

P_{rad} = toplam ışıyan güç

Kayıpsız antenlerde yönlendiricilik aynı zamanda anten kazancıdır. Ancak, kayıplı antenlerde kazanç yönlendiricilik ile kayıp oranının (verimin) çarpımına eşittir. Anten yönlendiriciliğinin analitik olarak hesaplanabilmesine karşın kazanç ancak referans antene göre yapılan ölçülerle bulunabilir. Anten kazancı ile doğrudan ilgili olan diğer parametre ise etkin yüzeydir. Anten etkin yüzeyi, uzaydaki elektrik alanlardan anten uçlarına güç aktarabilme yeteneği olarak tanımlanır.

$$G(\theta, \varphi) = e \cdot D(\theta, \varphi) \quad (2.12)$$

Antenin mutlak kazancı; ışıma yoğunluğunun (radiation intensity) anten tarafından alınan toplam güce oranı olarak tanımlanabilir. Bunu formülize edecek olursak;

$$\text{Kazanç} = 4\pi \frac{\text{ışım yoğunluğu}}{\text{toplam alınan güç}} = 4\pi \frac{U(\theta, \varphi)}{P_{\text{in}}} \quad (2.13)$$

Göreceli (relative) kazanç ise verilen bir doğrultudaki anten güç kazancının referans bir doğrultudaki referans antenin güç kazancına oranı olarak nitelendirilir. Her iki anteninde giriş gücü aynı olmalıdır. Referans anten genellikle dipole, horn ya da kazancı bilinen veya hesaplanabilen antenler seçilir.

$$G = \frac{4\pi U(\theta, \varphi)}{P_{\text{in}}} \quad (2.14)$$

Anten çözünürlüğü, ilk sıfır açılarının (null) arasındaki huzmenin yarısına eşit olarak tanımlanabilir, $(\text{FNBW})/2$. Örneğin, $\text{FNBW}=2^\circ$ olan bir anten 1° çözünürlüğe sahiptir [9]. Yarı güç huzme genişliği de yaklaşık olarak ilk sıfır açıları arasındaki açının yarısına eşittir.

$$\text{HPBW} \cong \frac{\text{FNBW}}{2} \quad (2.15)$$

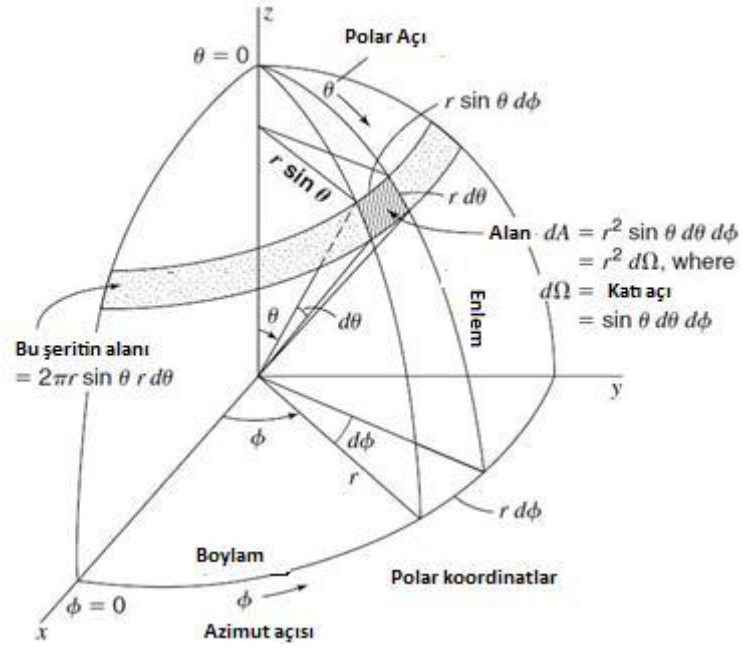
2.1.4 Işın Alanı

Polar iki boyutlu koordinatlarda dA , küre yüzeyinde θ doğrultusunda $r d\theta$ uzunluğunda ve ϕ doğrultusunda da $r \sin \theta d\phi$ uzunluğunda bir bölgeden oluşmaktadır.

$$dA = (r d\theta) r \sin \theta d\phi = r^2 d\Omega \quad (2.16)$$

Burada,

$d\Omega$ = katı açı (solid angle), steradians (sr)



Şekil 2. 6 Işın alanı koordinat sistemi

Genişliği $r d\theta$ olan şeridin küre üzerindeki sabit θ açısındaki durumunun alanı $2\pi r \sin \theta r d\theta$ olarak verilmiştir. Buaradan θ açısını 0'dan π 'ye kadar integrali alınarak küre alanı elde edilir (Şekil 2.6).

$$\text{Küre alanı} = 2\pi r^2 \int_0^\pi \sin \theta d\theta = 2\pi r^2 [-\cos \theta]_0^\pi = 4\pi r^2 \quad (2.17)$$

Küre üzerinde normalize güç paterninin integrali alınarak antenin ışın alanı ya da Ω_A elde edilir.

$$\Omega_A = \int_{\phi=0}^{\phi=2\pi} \int_{\theta=0}^{\theta=\pi} P_n(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi \quad (2.18)$$

$$\Omega_A = \iint_{4\pi} P_n(\theta, \phi) d\Omega \quad (2.19)$$

$$d\Omega = \sin \theta \, d\theta \, d\varphi, \text{ sr.}$$

Eğer $P(\theta, \varphi)$ maksimum değerini Ω_A 'da alıyor ve diğer yerlerde sıfırsa, antenden ışınan bütün gücün aktığı alan ışın alanıdır. Bu *ışınan güç* $= P(\theta, \varphi) \Omega_A$ watt.

Antenin ışın alanı iki boyutlu düzlemdeki ana huzmelerin yarı güç noktaları açıları ile yaklaşıklık yapılarak da ifade edilebilir.

$$\text{Işın alan} \approx \Omega_A \approx \theta_{HP} \varphi_{HP} \quad (\text{sr})$$

θ_{HP} ve φ_{HP} iki boyutlu düzlemdeki yarı güç huzme genişlikleri olup küçük huzmeler ihmal edilmiştir.

2.1.5 Polarizasyon

Polarizasyon, elektrik alanının hangi yönde ne kadar ışıma yaptığının zamanla çizdiği şekil olarak tanımlanabilir. Antenin yaydığı elektromanyetik dalgalar için iletim boyunca elektrik alan eğer zemine dik ise dikey, paralel ise yatay polarizasyonlu dalga adını alır. Elektromanyetik dalga filtreleri istenmeyen polarizasyondaki dalga enerjisini geçirmeyip istenen polarizasyondakini geçirme özelliğine sahip bir yapıdır. Polarizasyon çoğunlukla anten yapılarından tahmin edilebilir özellikle de yönlü antenler için böyledir. Yan lobların polarizasyonu ana yöndeki huzmeden biraz farklı olabilmektedir. Radyo antenleri için ışımaya sağlayan anten parçasının yerleşimi polarizasyonu belirler. Örneğin dik yerleştirilmiş omni WIFI anteni çoğunlukla dikey polarizasyona sahip olur. Bunun tek istisnası uzatılmış dalga kılavuzudur, dik yerleştirilmesi durumunda yatay polarizelidir. Çoğu durum için polarizasyon eliptiktir yani antenden yayılan elektromanyetik dalgaların polarizasyonu zamanla değişmektedir. Lineer ve dairesel polarizasyon olmak üzere iki özel durum mevcuttur. Lineer polarizasyonda anten elektrik alanı belli bir şekilde yayılmaya zorlar ve bu genellikle dikey ve yatay polarizasyon olur. Dairesel polarizasyonda ise anten zemine göre mümkün olan bütün değerlerde elektrik alanı devamlı olarak değiştirir. Helis antenler gibi bazı antenler dairesel polarizasyon üretirler. Ancak lineer polarizeli bir anten eşit genlikli ve 90° faz farklı iki port ile beslenirse de dairesel polarizasyon elde edilebilir.

$$E_c(\theta, \varphi) = \frac{E_\varphi(\theta, \varphi) + jE_\theta(\theta, \varphi)}{\sqrt{2}} \quad (2.20)$$

$$E_x(\theta, \varphi) = \frac{E_\varphi(\theta, \varphi) - jE_\theta(\theta, \varphi)}{\sqrt{2}} \quad (2.21)$$

Burada, E_c sol el dairesel polarizasyon ve E_x sağ el dairesel polarizasyon ifade etmektedir.

2.1.6 Gerilim Duran Dalga Oranı (VSWR)

Antene verilen gücün ne kadarının ısıldığını belirleyen parametredir. İdealde istenen durum, verilen bütün gücün yüke ulaşmasını sağlamak ve ısıyarak kayıpsız bir şekilde alıcıdan elde edilmesidir. Ancak bu durum pratikte hiçbir zaman sağlanamaz. Dalga kılavuzu ve besleme arasındaki empedans uyumsuzluğundan kaynaklanan bir yansıma oluşur. Bu yansıma da antenin göndereceği güce kayıp olarak etki eder.

Anten girişinde yansıyan ve giden gerilim dalgalarının oluşturduğu maksimum gerilimin minimum gerilime oranı VSWR olarak adlandırılır. Gerilim duran dalga oranı,

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.22)$$

formülü ile hesaplanır.

2.1.7 Yakın ve Uzak Alan

Anten ya da herhangi bir ışıma elemanına yakın olan bölge yakın alan olarak tanımlanmaktadır. Yakın alan, elektrik ve manyetik alan bileşenlerinin düzlem dalga karakteri göstermedikleri bölgedir. Bu bölgede ilişkiler karmaşık ve ölçümler zordur. Daha çok reaktif enerji birikimi olur. Uzak alan ise düzlem dalga yaklaşımı yapılabildiği bölgedir. Yakın ve uzak alan tanımları anten cinsine ve etkileşimlere göre, frekans, anten boyutları, gibi parametreler cinsinden belirlenmektedir. Basit ve düşük kazançlı antenler için uzak alan sınırı $R \geq \lambda/2\pi$ olarak alınabilmektedir. Daha karmaşık ve yüksek güçlü antenlerde ise D antenin uzun kenarı (ya da çapı) olmak üzere uzak alan sınırı

$$R \geq 2D^2/\lambda \quad (2.23)$$

şeklinde hesaplanmaktadır. Bu tanım, antenin yarattığı elektromanyetik dalgaların eş faz yüzeylerinin belli bir hata ile düzlem kabul edilebildiği uzaklık olarak verilir. Örneğin

D=50 cm anten boyu ve 300 MHz işaret frekansı ($\lambda=1$ m) için 0,5 m olan uzak alan sınırı 3 GHz' de ($\lambda=10$ cm için) 5 m olur.

2.2 Horn Antenler

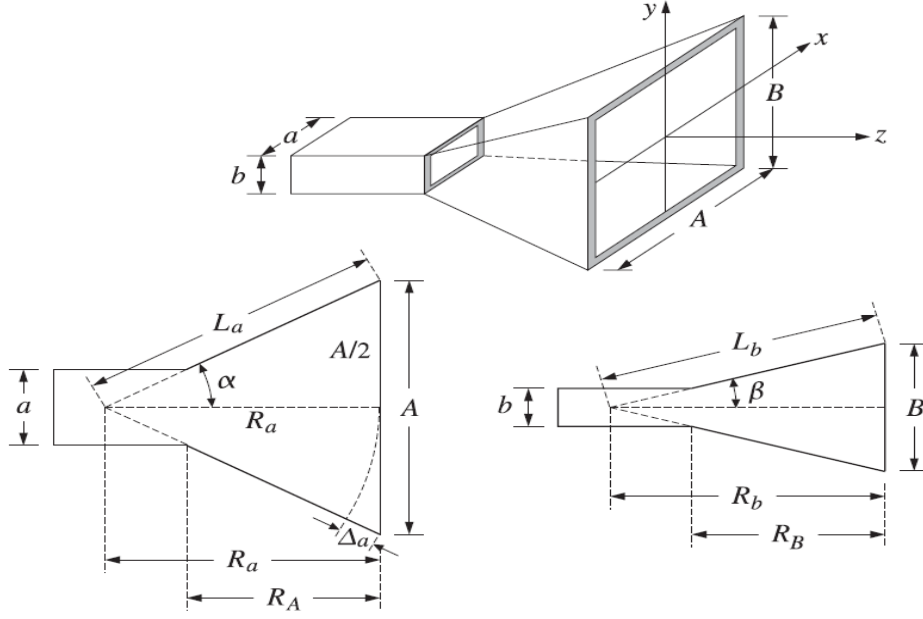
Horn anten en yaygın kullanılan mikrodalga antenlerinden biridir. 1800'lü yılların sonunda keşfedilen horn anten, 1900'lü yılların başında önemini yitirmesine rağmen bu antene olan ilgi 1930'lu yıllarla başlayıp 2. Dünya Savaşı ile devam eden süreçte tekrar kullanımı artmıştır. Adını boynuza benzediği için İngilizce "boynuz" anlamına gelen "horn" kelimesinden alır.

Horn anten astronomi, uydu takibi ve uydu haberleşmesinde çok sık kullanılan bir antendir. Ayrıca bir yansıtıcı ya da lens kullanılarak kazancı daha da artırılabilir. Horn antenin tercih edilmesinin önemli nedenlerinden biri üretim kolaylığı, çok yönlülük ve yüksek kazançtır.

Temel olarak elektrik alanına nazaran ağız açıklığı yapısına göre dörde ayrılmaktadır. Bunlar E-düzlem, H-düzlem, piramit ve konik horn yapılarıdır.

Horn antenler bir dalga kılavuzuyla beslenerek yayılım yaparlar. Normalde bir dalga kılavuzu da yayılım yapabilir. Fakat empedans uyumsuzluğu büyük bir dezavantaj oluşturmaktadır. Dalga kılavuzunda yayılan dalga, açık devre sonlandırmadan serbest uzaya yayıldığı takdirde, bir kısmı empedans uyumsuzluğu nedeniyle geri yansır.

En basit anten tiplerinden biri olan horn anten yapısı aşağıdaki Şekil 2.7'de görülmektedir. Antenin dış yüzeylerinin duvarlarının genişlemesi dalga kılavuzu ile serbest uzay arasındaki uyumsuzluğun azalmasını sağlar. Horn anten elektromanyetik enerjiyi her yöne homojen olarak dağıtmaz. Enerjinin büyük bölümü belirli bir yönde yayılırken, diğer yönlerde daha az enerji yayılır. Yayılan gücün belirli bir yönde artma miktarı (izotropik antene göre) kazanç olarak adlandırılır.



Şekil 2. 7 Horn Anten

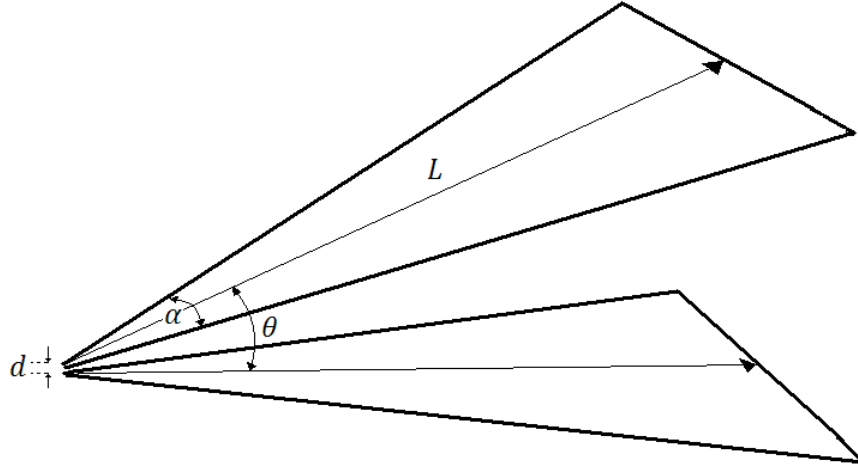
2.2.1 TEM Horn

Geniş bant ve dağıtıcı olmayan antenler için yönlendiricilik veya anten kazancını artırmak amacıyla, birçok araştırmacı TEM Horn antenin kullanılmasını kabul etmiştir. Yürüyen dalga TEM horn bir çift V şeklinde üçgensel iletken oluşturulur, hızlı değişen darbe sinyallerini yayma ve alma kapasitesi vardır [10]. TEM Horn esasen ilgili frekans bölgesi içinde sabit karakteristik empedansı koruyarak ve de köşe saçılma etkilerini ve sınır alanları ihmal ederek TEM modlarını yönlendirir.

Klasik TEM Horn tasarımı sonsuz uzun bikonik antene dayanmaktadır. Birçok olasılıkla mevcuttur; antenin direnç yüklü olması [10], eğimli anten tabakaları, anten plakaları arasının değişken açılı olması [11] veya açıklığa dielektrik lens yerleştirilmesi gibi [12]. Klasik TEM horn üç parametre ile tamamen karakterize edilir: L anten plakalarının uzunluğu, φ_0 azimut yarı açısı, θ_0 elevasyon yarı açısıdır. Sonsuz uzun TEM horn karakteristik empedansı sadece iki açının (φ_0, θ_0) fonksiyonudur. Teorik olarak TEM modu üst kesim frekansına sahip değildir ancak pratikte üst kesim frekansı sınırlıdır. Antenin L parametresi ağırlıklı olarak alt kesim frekansını etkiler.

TEM Horn düzlemsel antenlere göre daha geniş bantlı, dar huzmeli ve düşük duran dalga orana sahip bir yapıya sahiptir. V-dipol yapısına benzer üçgen ya da dairesel dilim

yapıda bir çift metal koldan oluşur. Bow-tie antenlerin kollarını belirli bir açıyla içe doğru bükerek TEM Horn yapısı elde edilir ve Bow-tie antenden daha geniş bantlı, huzmeye şekil verebildiği içinde kazancı daha yüksek bir anten elde etmiş oluruz. Sırasıyla kol uzunluğu, giriş besleme aralığı, kanat açısı ve açıklık açısı olarak adlandırılan L , d , α ve θ parametreleriyle ifade edilmektedir (Şekil 2. 8).



Şekil 2. 8 TEM Horn Anten

Bir tür iletim hattı anteni olduğu için bu parametreler TEM modu dalga ışıma karakteristiğini gösterir. Genel bir ifadeyle, TEM hornun kol uzunluğu alt kesim frekansını, kanat açısı polarizasyon duyarlılığını, kol açıklık açısı ise (d ve α ile birlikte) yapısal empedansını belirler. Bunun ötesinde, bazı dielektrik doldurma teknikleri uygulanarak anten elektriksel boyu arttırılır, YNR darbe şekli ve tepe kazancı yükseltilebilir. Geometrik ve yapısal anlamda uygun bir optimizasyon sonucu düzgün şekilli, az çınlamalı, etkin bir darbe işareti gönderilebilir. En önemli dezavantajı fiziksel boyutu ve ağırlığıdır. TEM horn analizleri sonlu eleman metodu (FEM), moment metodu (MoM), sonlu farklı zaman domen (FDTD) gibi doğrudan sayısal yöntemlerle yapılabilmektedir. Ancak bu tür yöntemlerin elektriksel boyut kapasiteleri sınırlıdır ve işlem süreleri çok fazla olabilmektedir. Ayrıca, hesap sonuçlarının doğruluk seviyeleri de çoğu kez garanti edilemez. Bu yüzden, TEM horn benzetimleri için TEM hornların analizini hızlı ve verimli yapabilen bir yöntem geliştirilmiştir. TEM Horn antenlerin bant genişliği çok geniştir bu sebeple bant genişliği önemli olan sistemlerde sıklıkla tercih edilmektedir. Bu geniş bantlı antenin yaygın olarak kullanıldığı yerler ise haberleşme

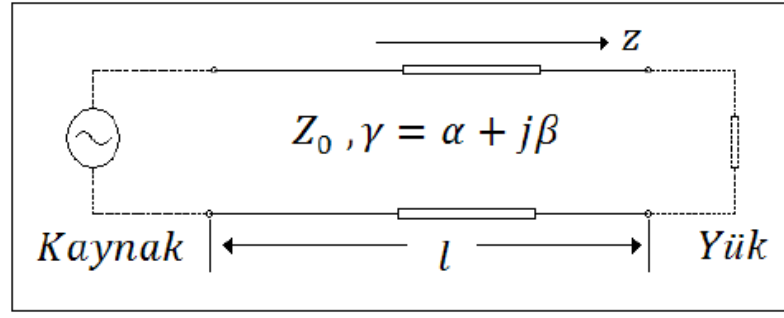
sistemleri, jammer, radar, GPR ve duvar arkası görüntüleme gibi sistemlerdir. Kullanılan sistemler küçük ve elde taşınan sistemler olduğu için antenin ağırlığı ve fiziksel boyutu dezavantaj olarak karşımıza çıkar.

İLETİM HATTI MODELİ (TLM)

Elektromagnetik problemlerinin niteliklerinin anlaşılması ve modellenenebilmesi için çeşitli yöntemler kullanılmaktadır. Bu yöntemlerden bir tanesi de Transmisyon Hat Modeli (TLM) dir. TLM fiziksel olarak transmisyon hatlarına benzer yapılarda kullanıldığı için kapsama alanı dar bir yöntemdir. Fakat kullanıldığı sistemlerde ise büyük bir işlem kolaylığı ve işlem süresinin kısaltılması gibi kolaylıklar sağladığı için tercih edilen bir yöntemdir. TLM ismi üzerinde iletim hattı modellemesidir. Yani alan teorisi-devre teorisi eşdeğerliğine dayanır. Diğer yöntemlerde olduğu gibi TLM’de de üç boyutlu problem uzayı çok sayıda küçük hücrelerin toplamı gibi düşünülür. Aynı diğer yöntemlerde olduğu gibi, bu küçük hücreler birim hücre ismini alır ve yapısal özdeşliğe sahiptir. Üç boyutlu elektromagnetik yapıları ele alışları, zaman domeninde dalga olaylarını simule edişleri birbirine çok benzese de diğer yöntemlerde birim hücre mantığı Maxwell denklemlerinin zaman domeninde iteratif çözümünden elde edildiği için altı alan bileşenini içerir. Oysa TLM’de birim hücre mantığı iletim hattı modeline dayanır. Bu nedenle bağımsız değişkenler olarak gerilim ve akımlarla ilgilenir.

3.1 İletim Hattının İncelenmesi

TLM çalışma şeklini anlamak için devre kuramına ve bu kuramın bir alt kümesi olan iletim hatları modeline bakalım. İki iletkenli hat modeli, parametreleri ve matematiksel bağıntıları Şekil 3.1’de görülmektedir.



Şekil 3. 1 İletim hattı modeli

Bağımsız değişkenler

$V(z), I(z)$

Kaynak ve yük, bir güç kaynağı ya da anten çiftini gösterebilir. Kaynak ve yük ne olursa olsun aradaki bağlantıyı iki iletkenli iletim hattı modeli eşdeğerine indirmek olasıdır. Aradaki bağlantı, koaksiyel hat, dalga kılavuzu hatta boşluk olabilir. Devre kuramı cinsinden ele alınan iletim hattı modellemesinde bağımsız değişkenler gerilim (V) ve akım (I) dır. Yukarıda verilen iki denklem ise iletim hatlarının karakteristik tanım denklemleridir. Bu denklemlerde görülen bağımsız gerilim ve akım değişkenleri $V(z,t)$ ve $I(z,t)$ zamanla ve konumla değişir. TLM’de iletim hattını çok küçük parçalardan oluşan kaskad bir yapı olarak ele alırız. Böylece her bir hat parçası üzerinde akım ve gerilim sabit olarak dağılmış gibi düşünerek işlem yaparız. Denklemlerde görülen R, L, C, G parametreleri iletim hatlarından bildiğimiz gibi birincil hat parametreleri olarak isimlendirilir. Pratikte birincil hat parametreleriyle çalışmak zordur, bu nedenle kolay ölçme imkânı olan ikincil hat parametreleri kullanılmaktadır.

$$Z_0, \gamma = \alpha + j\beta \quad (3.1)$$

Propogasyon sabiti hattın işaret zayıflatma ve faz döndürme oranlarını belirleyen sabittir.

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (3.2)$$

Karakteristik empedans sonsuz uzun eş özellikli (homojen) hattın başından görülen empedans ya da yansız bir hattın her noktasındaki gerilimin akıma oranı diye tanımlanır.

$$Z_0 = \frac{R + j\omega L}{\gamma} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (3.3)$$

Yüksek frekanslarda hat üzerinde akım ve gerilim dalga karakterindedir. Karakteristik empedansı olan bir iletim hattının herhangi bir yerine empedansı Z_0 olan bir eleman bağlandığında bir süreksizlik oluşur. Süreksizlik olduğu noktalarda gerilim ve akım dalgalarında yansımalar, yani yüke ve kaynağa doğru ilerleyen dalgalar oluşur.

$$\Gamma = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (3.4)$$

İletim hattının üzerindeki akım ve gerilim devrenin üzerindeki konuma bağlı olarak değişir. Herhangi bir noktadaki akım ve gerilimi bulmak için ise

$$V(z) = V_0^+ [e^{-j\beta z} + \Gamma e^{j\beta z}] \quad (3.5)$$

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} [e^{-j\beta z} + \Gamma e^{j\beta z}] \quad (3.6)$$

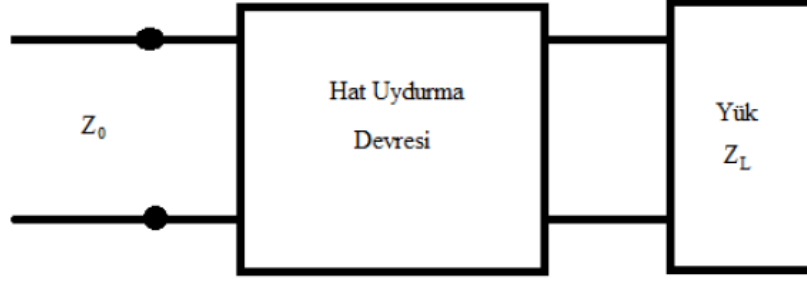
İletim hattının üzerindeki süreksizlik giden ve yansıyan gerilim ve akım dalgalarının oluşması, iki yönde dalga girişimi ve hat üzerinde belli yerlerde gerilim maksimumları ve minimumları anlamına gelir.

Girişten görülen empedansın bulunması için devrenin Z_0 karakteristik empedansını, Z_L yük empedansını ve l hat uzunluğunu bilmemiz gerekmektedir. Bu ifadeleri aşağıdaki formülde yerine koyduğumuzda giriş empedansını hesaplayabiliriz.

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + Z_0 \tan \beta l}{Z_0 + Z_L \tan \beta l} \quad (3.7)$$

3.2 Empedans Uydurma

Empedans uydurmadaki temel amaç kaynaktan çekilen gücün tamamen yüke aktarılmasını ve hat üzerinde gerilim maksimum ve minimumlarının oluşmamasını sağlamaktır. Bunun için yansıma katsayısı Γ 'nın sıfıra eşit olması demektir. Γ 'nın sıfır olması Z_0 karakteristik empedansının Z_L yük empedansına eşit olması gerekliliğine sebep olur. Bu şartı sağlamayan devrelerde yansıma katsayısını sıfırlamak için Şekil 3.2'de gösterildiği gibi uydurma devreleri kullanılmaktadır.



Şekil 3. 2 Empedans uydurma devresi

Hesaplanan devre elemanının girişinden bakıldığında görülen giriş empedansı bir sonraki devre elemanının yük empedansı ye eşit olur. Bu şekilde empedans değerlerinde çok büyük değişimler olmadan devre girişindeki empedans ile yük empedansı uydurulmuş olur. Yüksek frekanslarda minimum VSWR ile çalışmak esastır. Hat üzerinde empedans uydurma ile oluşan bu süreksizlik noktalarında yansımaları minimize ederek VSWR'yi 1'e yakın tutmaya çalışılır.

3.3 PLTLM Yöntemi

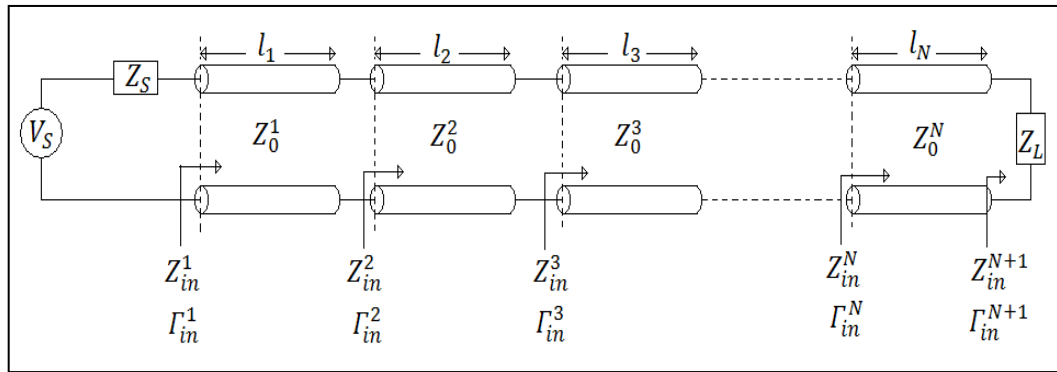
Başlangıçta söylendiği gibi TLM iletim hattı modellemesidir. Bu tezde kullandığımız TEM Horn anten yapısı TLM yöntemi kullanılarak hesaplama yapmaya imkan tanıyan bir yapıya sahiptir. TEM Horn anteni küçük parçalardan oluşmuş iletim hatlarından oluşuyormuş gibi düşünerek çözüm yapabiliriz. Bu çözümün nasıl yapıldığına tezin ilerleyen kısımlarında bahsedilecektir.

TLM yöntemi iletim hattı modellemesi olduğu için alan teorisi–devre teorisi eşdeğerliliğine dayanır. Ayrıca diğer analiz yöntemlerinden biri olan FDTD ile karşılaştırmasını yapacak olursak, FDTD'de olduğu gibi TLM yönteminde de problem uzayı çok küçük hücrelerin toplamı gibi düşünülür. FDTD'deki gibi bu küçük hücreler yapısal özdeşliğe sahiptir. Fakat FDTD bu uzayı çeşitli geometrik yapılara bölerek işlem yapar. Her bir hücrenin akım gerilim dağılımı sabit kabul edildiği için bu hücreler dalga boyundan çok küçük seçilmelidir. Yoksa faz farkının etkisi ortaya çıkacağı için doğru sonuçlar elde edilemez. Yüksek frekans bölgesinde işlem yapıldığı düşünüldüğünde dalga boyu çok küçüldüğünden birim hücrelerin sayısı çok fazla artacak ve hesap süresi çok uzayacak belki bilgisayar donanımı yetersizliğinden sonuç alınamayacaktır. Aynı sorunlar TLM yönteminde de karşımıza çıkmaktadır. Fakat TLM yöntemi iletim hattı

modelini kullandığı için bu süre çok daha kısa olması sağlanmıştır. TLM yönteminin dezavantajı ise uygulama alanının çok dar olmasıdır. TEM Horn anten yapısı bu metot ile çok hızlı bir şekilde sonuç verirken başka anten türleri iletim hattı modeline uymadığı için en başından uygulanamamaktadır [4]. Ayrıca FDTD de birim hücre mantığı Maxwell denklemlerinin zaman domeninde iteratif çözümünden elde edildiği için 6 alan bileşeni içerir. Oysa TLM’de birim hücre mantığı iletim hattı modeline dayanır. Bu nedenle bağımsız değişkenler olarak gerilim ve akımla ilgilenir.

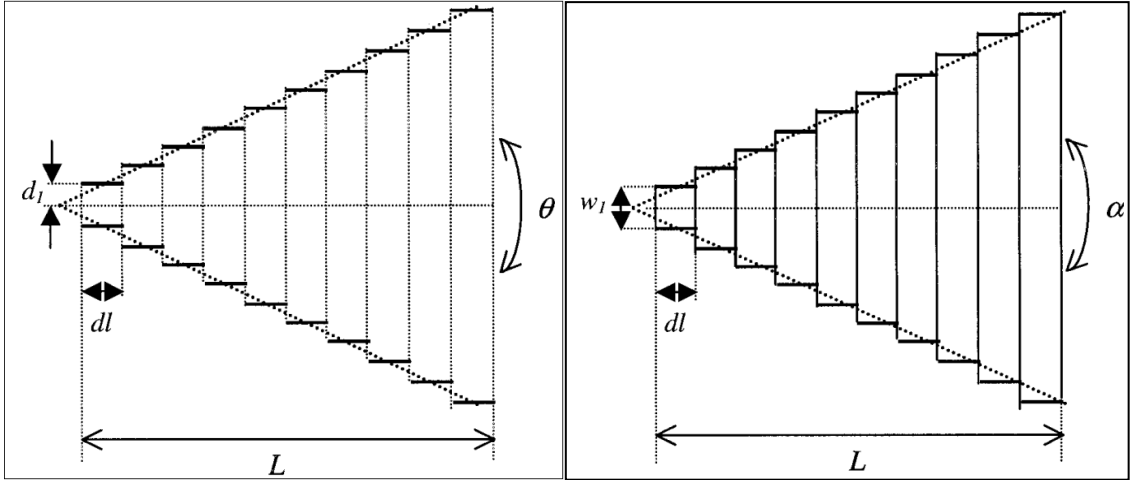
3.4 TEM Horn Antenin PLTLM ile Analizi

TEM Horn anten yapısı iletim hattı modeli yaklaşımıyla analiz edilebilir. Bu yaklaşımda aşağıdaki şekilde görüldüğü gibi antenimiz çok sayıda iletim hattı parçacıklarından oluşmuş şekilde düşünerek hesap yapılabilir [4].



Şekil 3. 3 İletim hattı anten eşdeğer modeli

Şekil 3.3'te anten yapısının N adet birim hücreye bölünmüş modeli gösterilmiştir. Her hücre bir mikroşerit hat parçası olarak değerlendirilmiştir. Anten ise bu parçaların birleşimi olarak bir iletim hattı olacak şekilde modellenmiştir (Şekil 3.4).



Şekil 3. 4 TEM horn antenin yandan ve üstten görünüşü

Her bir mikroşerit parçasının giriş empedansı Z_{in}^n , parçanın karakteristik empedansı Z_0^n kol genişliği w_n , kol yüksekliği d_n , kol uzunluğu l_n ve yayılım sabiti β_n ile hesaplanmaktadır.

Her bir hattın giriş empedansı aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$Z_{in}^n = Z_0^n \frac{Z_{in}^{n+1} + jZ_0^n \tan \beta_n l_n}{Z_0^n + jZ_{in}^{n+1} \tan \beta_n l_n}; n = 1, 2, 3, \dots, N, \quad (3.8)$$

Burada $\beta_n = \left(2\pi f / c\right) \sqrt{\mu_r^n \epsilon_r^n}$ ve Z_{in}^{n+1} anten hattının çıkış empedansına eşittir.

Anten mikroşerit hat olarak düşünüldüğünden parçaların kısmi karakteristik empedanslarını hesaplamak için ise

$$Z_0^n = 138 \sqrt{\frac{\mu_r^n}{\epsilon_r^n}} \log \frac{8}{\left(w_n / d_n\right)}; \text{for} \left(w_n / d_n\right) \leq 1 \quad (3.9)$$

Burada görüldüğü gibi her bir parçanın karakteristik empedanslarını hesaplamak için o parçanın genişlik ve yüksekliklerini hesaba katmamız gerekmektedir. Parçaların genişlikleri ve aralarındaki mesafe karakteristik empedansı değiştirir.

Parçaların giriş empedansları ve karakteristik empedansları hesaplandıktan sonra her parça için girişindeki yansıma katsayısı hesaplanır.

$$\Gamma_{in}^n = \frac{Z_{in}^n - Z_0^{n-1}}{Z_{in}^n + Z_0^{n-1}}; n=1,2,3,\dots,N \quad (3.10)$$

n . hat parçasından sonraki yansıma katsayılarını hesaplamak için ise

$$\Gamma(z) = \Gamma_{in}^{n+1} e^{-j2\beta_n(l_{n+1}-z)}; z \in l_n; 0 \leq z \leq L \quad (3.11)$$

formülü ile hesaplanır.

Her bir iletim hattı parçasının yansıma katsayıları hesaplandıktan sonra girişteki kaynak geriliminin ne kadarının iletim hattına girdiği hesaplanır ve buradan parçaların üzerindeki akım ve gerilim dağılımları aşağıdaki formüllerle bulunur.

$$V^n(z) = V_{0^+}^n e^{-j\beta_n z} [1 + \Gamma^n(z)]; n=1,2,3,\dots,N \quad (3.12)$$

$$I^n(z) = I_{0^+}^n e^{-j\beta_n z} [1 - \Gamma^n(z)]; n=1,2,3,\dots,N \quad (3.13)$$

Denklem (3.12) ve (3.13)'daki gelen akım ve gerilimlerin değerleri aşağıdaki denklemler tarafından iteratif olarak belirlenir.

$$V_{0^+}^{n+1} = V_{0^+}^n e^{-j\beta_n l_n} \quad (3.14)$$

$$I_{0^+}^{n+1} = \frac{I_{0^+}^n}{Z_0^n} e^{-j\beta_n l_n}; n=1,2,3,\dots,N \quad (3.15)$$

Kaynaktan iletim hattının girişine aktarılan gerilimi ve akımı hesaplamak için aşağıdaki formüllerden faydalanılır.

$$V_{0^+}^1 = \frac{V_S Z_{in}^1}{(Z_S + Z_{in}^1)} \frac{1}{(1 + \Gamma_{in}^1)} \quad (3.16)$$

$$I_{0^+}^1 = \frac{V_S}{(Z_S + Z_{in}^1)} \frac{1}{(1 - \Gamma_{in}^1)} \quad (3.17)$$

Burada V_S anten hat beslemesindeki uyarım voltajı, Z_S kaynak empedansını temsil eder.

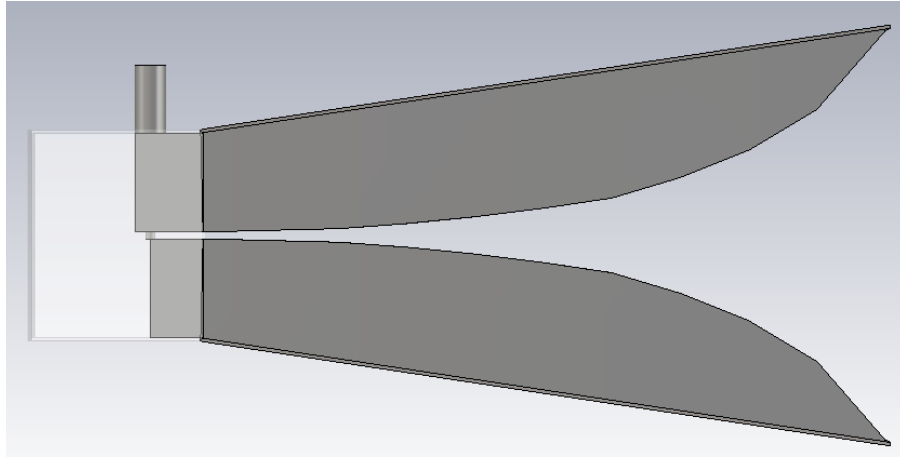
Bu şekilde iletim hattının başındaki gerilimi ve akımı hesaplayıp bulduğumuz yansıma katsayıları ile hat boyunca iletim hattı parçalarının her birinin akım ve gerilim değerlerini hesaplamış oluruz. TEM horn anten yapısının kanat açıklığı ve kanatların

birbirleri arasındaki mesafe ile de her bir parçanın Z_0 karakteristik empedansını bulmuş oluruz.

Buradan da elektrik-manyetik alan integral denklemleri vasıtasıyla anten ışıma paterni ve karakteristikleri belirlenir. KDTEM horn tasarımında anten geometrisi, açıklık empedansını giriş besleme hattı empedansına uyduracak şekilde, segment karakteristik empedanslarını anten kolu boyunca adım adım düşürmek suretiyle ayarlanmıştır. Bu yaklaşım yüksek frekanslarda (antenin elektriksel hat boyu çevrim için yeterince uzun olduğundan) giriş yansımasını düşürme açısından çok etkin sonuç vermektedir. Düşük frekanslar için ise kollar arası 200 Ω rezistif yükleme yapılmıştır.

TEM-RIDGED HORN ANTEN TASARIMI VE ÖLÇÜM SONUÇLARI

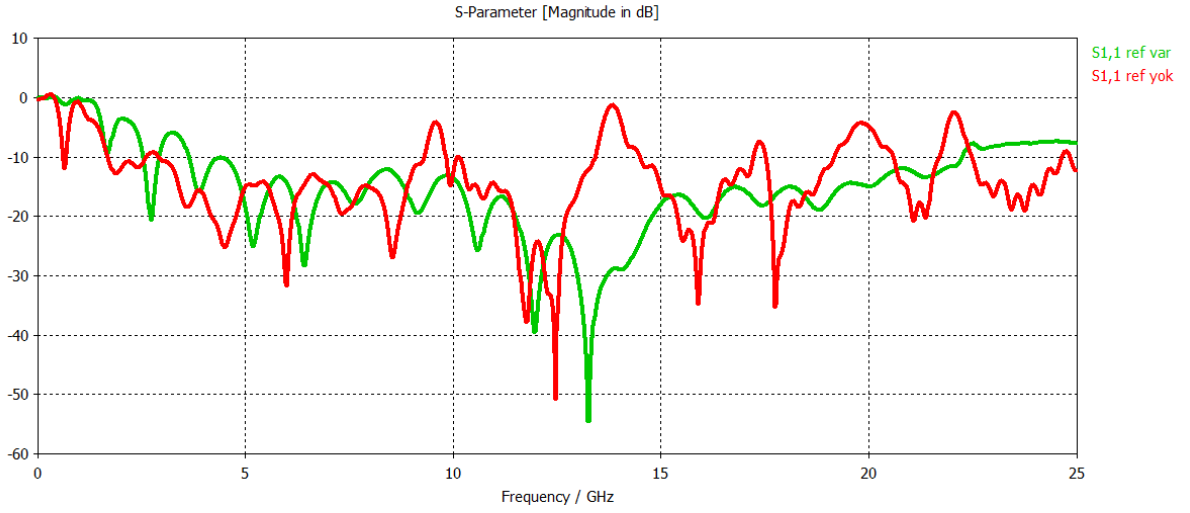
4.1 DRHA Tasarımı



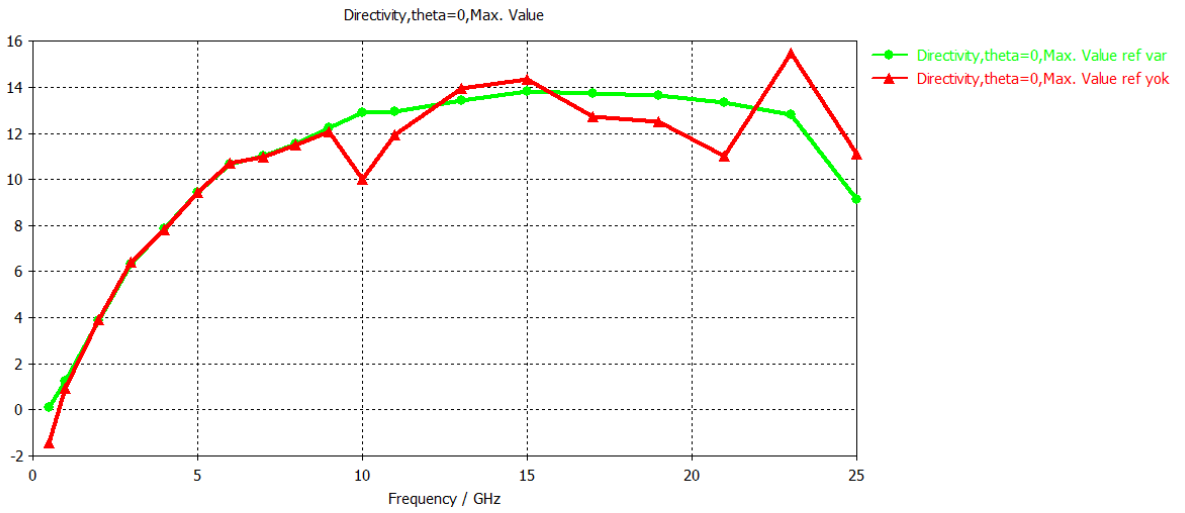
Şekil 4. 1 DRHA arka boşluk gösterimi

Arka boşluk (cavity back) kullanmak koaksiyelden ridged kısma geçiş sırasındaki geri dönüş kaybını en aza indirmek için kullanılan bir yöntemdir. Bu arka boşluğun şeklinin ve boyutlarının antenin VSWR değerine etkisine etkisi açıkça görülmüştür. Düşük VSWR elde etmek için bu kısmın uygun biçimde tasarlanması gerekmektedir. Arka boşluk yarı küresel, konik, kare gibi değişik şekillerde olabilmektedir [13], [14]. Tasarımda arka kısım kare şeklinde tasarlandı ve uygun VSWR değerini sağlayacak şekilde optimize edildi. Arka boşluktaki karenin boyutları 1x1x0,75 cm olarak tasarlanmıştır. Şekil 4.1’de antenin arka kısmı ve reflektör olmadığı durumdaki tasarım aşaması görülmektedir. Arka boşluk eklenmesiyle yansıma katsayısında 5 GHz sonrasında iyileşme olduğu

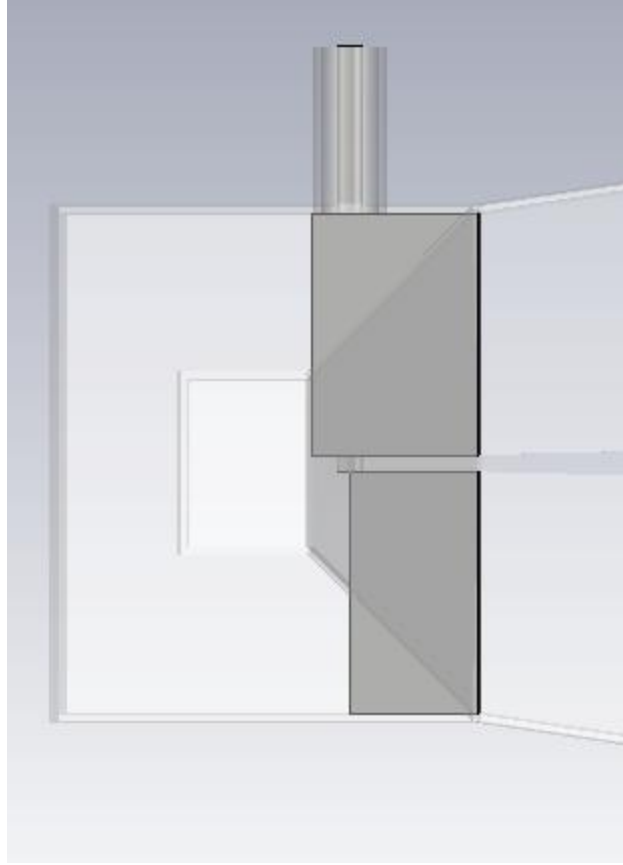
görülmüştür (Şekil 4.2). Ayrıca yönlendiricilik değeri de daha stabil değerler almıştır (Şekil 4.3).



Şekil 4. 2 Arka boşlukta reflektör etkisi için karşılaştırmalı yansıma katsayısı



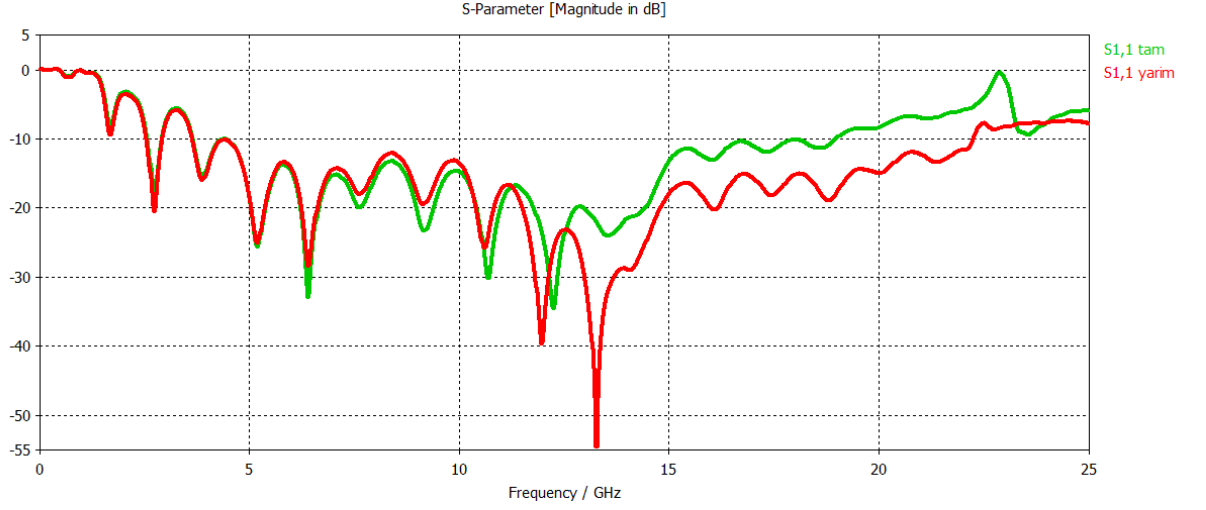
Şekil 4. 3 Arka boşlukta reflektör etkisi için karşılaştırmalı yönlendiricilik



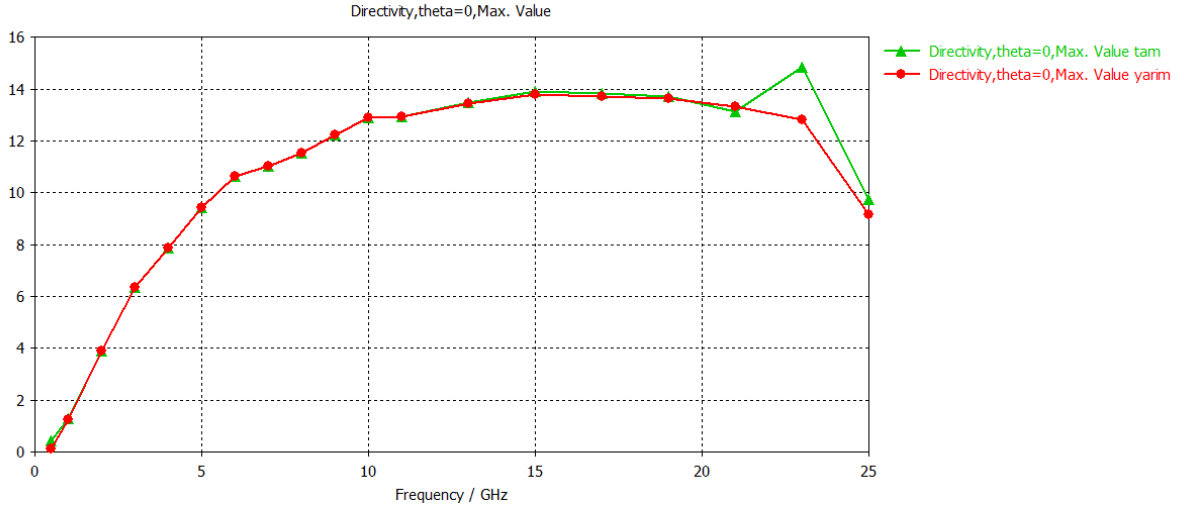
Şekil 4. 4 Besleme temas noktası

Kesim frekansı doğal olarak bağlı olduğu ridged dalga kılavuzundan yüksek, frekans bandının sonunda düşük olduğundan bu kısım koaksiyel uçla paralel bir açık devre gibi davranır ve bütün enerji ridged dalga kılavuzundan antene iletilir. Düşük frekanslarda adım süreksizlikleri ve kısa iletim hattı parçaları düşük perturbasyona sahiptir bu yüzden empedans neredeyse tamamen ridged dalga kılavuzu tarafından belirlenir.

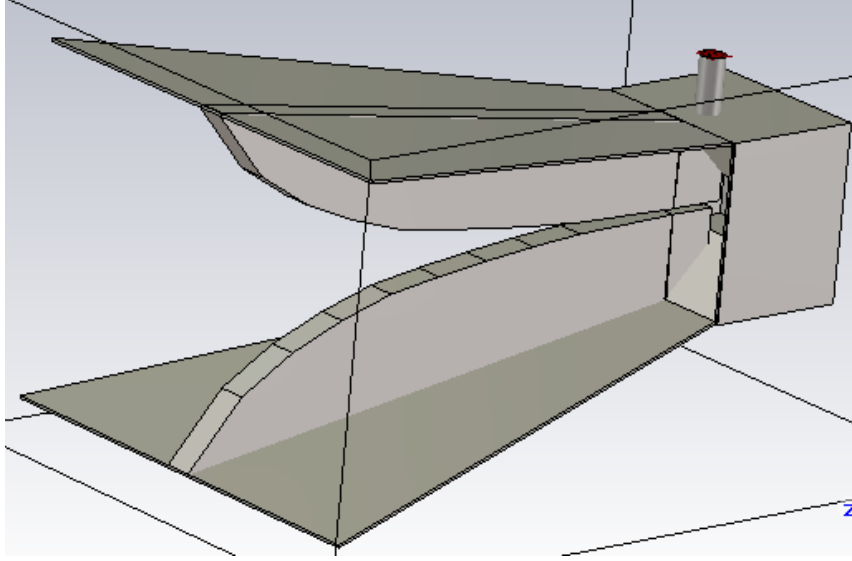
Besleme ucunun konumu da yansıma üzerinde etkili bir parametredir; konektörün pozitif ucunun merkezinin alt ridged parçasının başlangıcına temas ettiği durum gösterilmiştir (Şekil 4.4). Şekil 4.5 ve Şekil 4.6'da tam ve yarım temas durumundaki değişimler verilmiştir. Bu parametrenin etkisini incelediğimizde direkt olarak alt ridged parçasına ve bağlantı noktasında yarısının dışarıda olduğu durum için en iyi yansıma katsayısı değeri elde edilmiştir. Ayrıca bu değişkenin kazanca bir etkisinin olmadığı saptanmıştır.



Şekil 4. 5 Besleme yerinin karşılaştırmalı yansıma katsayısı grafiği



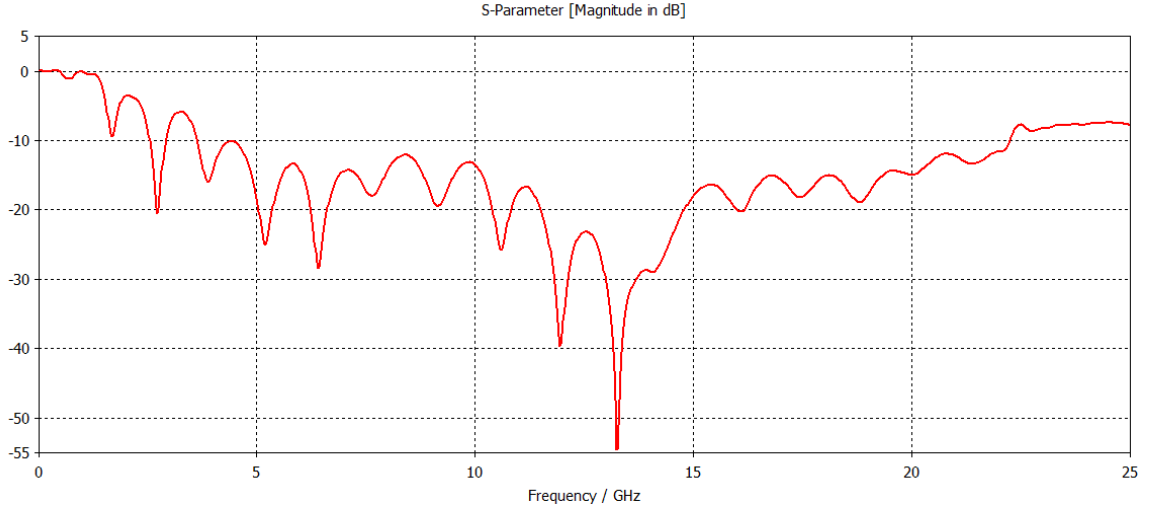
Şekil 4. 6 Besleme yerinin karşılaştırmalı yönlendiricilik grafiği



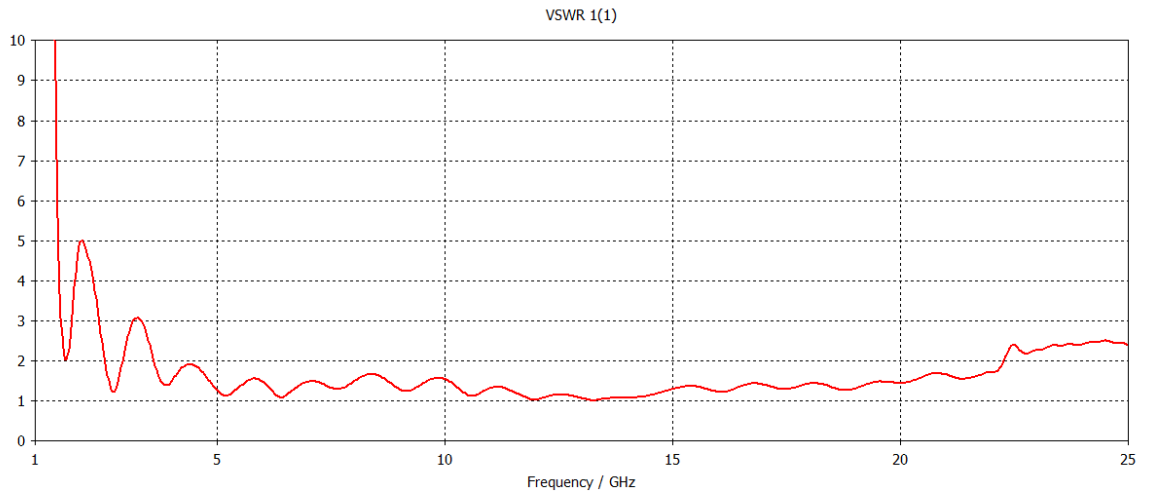
Şekil 4. 7 DRHA simülasyon modeli

Antenin boyutu 750 MHz-18 GHz standard ridged horna göre 2,5 kat küçültülmüş (6 x 8 x 13 cm), böylece antenin çalışma bandı 2-24 GHz'e ötelenmiştir (Şekil 4.7). Ridged parçaların genişliği 5 mm olacak şekilde tasarım yapılmıştır. Dalga kılavuzunun boyutları ise 3x3x2,55 cm olarak tasarlanmıştır. Beslemenin dalga kılavuzunun arka duvarına yakın olduğu durumlarda yansıma yüksek değerlerde iken orta kısma getirildiğinde yansımada bir iyileşme gözlemlenmektedir. Beslemenin dalga kılavuzu içerisindeki yerinin arka duvara çok yakın veya çok uzak olması bazı frekans değerlerinde yansıma katsayısını çok arttırdığı gözlemlenmiştir. Beslemenin dalga kılavuzunun orta kısımlarında olması VSWR'ın daha düzgün değerler almasını sağlamıştır. Yapılan simülasyonlar göz önüne alındığında besleme hattının alt ridged kısmına temas etmesi daha iyi sonuçlar elde etmemizi sağlamıştır. Bu kapsamda UWB frekanslarında çalışabilen optimum değerleri sağlayan DRHA tasarlanmıştır ve bu tasarımın anten performans parametreleri incelenmiştir. Şekil 4.8'de antenin S_{11} değişimi görülmektedir, VSWR olarak Şekil 4.9'da verilmiştir. Buradan antenin UWB koşullarını sağladığı görülmektedir. Yansıma katsayısı için simülasyon sonuçları bu antenin 2 GHz frekansından başlayıp 23 GHz frekansına kadar performansında bir düşüş olmadan çalışabileceğini göstermiştir. Yönlendiricilik kazancını incelediğimizde ise aynı şekilde 25 GHz frekansına kadar yüksek kazanç elde etmek mümkün görülmektedir (Şekil 4.10). DRHA için verimlilik Şekil 4.11'de gösterilmiştir. Empedans

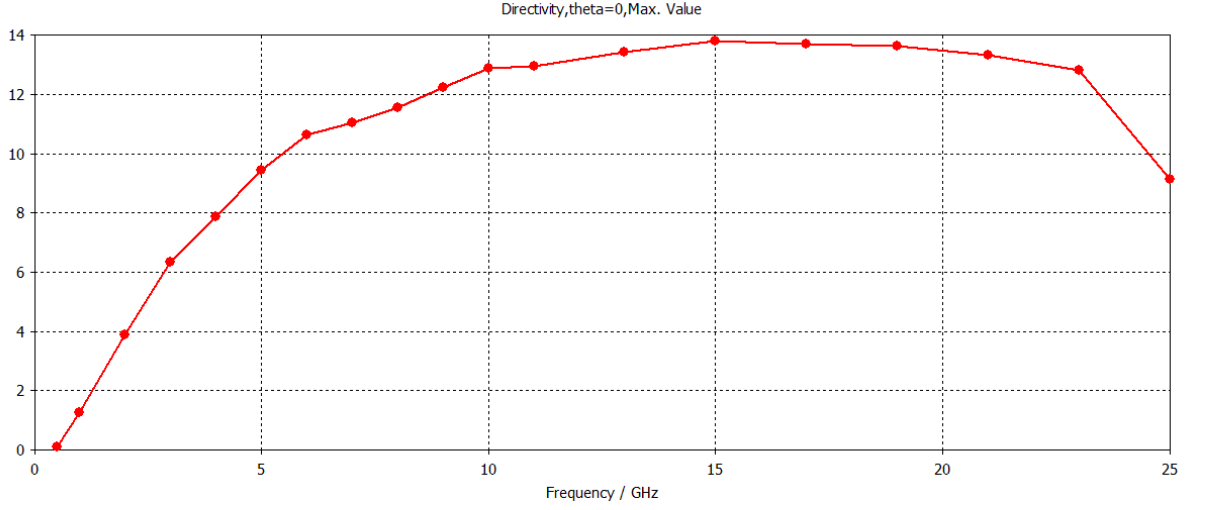
değişimi (Şekil 4.12) çalışma frekanslarında 50Ω seviyelerinde değişmektedir, böylece giriş empedansında uyumlandırma sağlanmıştır.



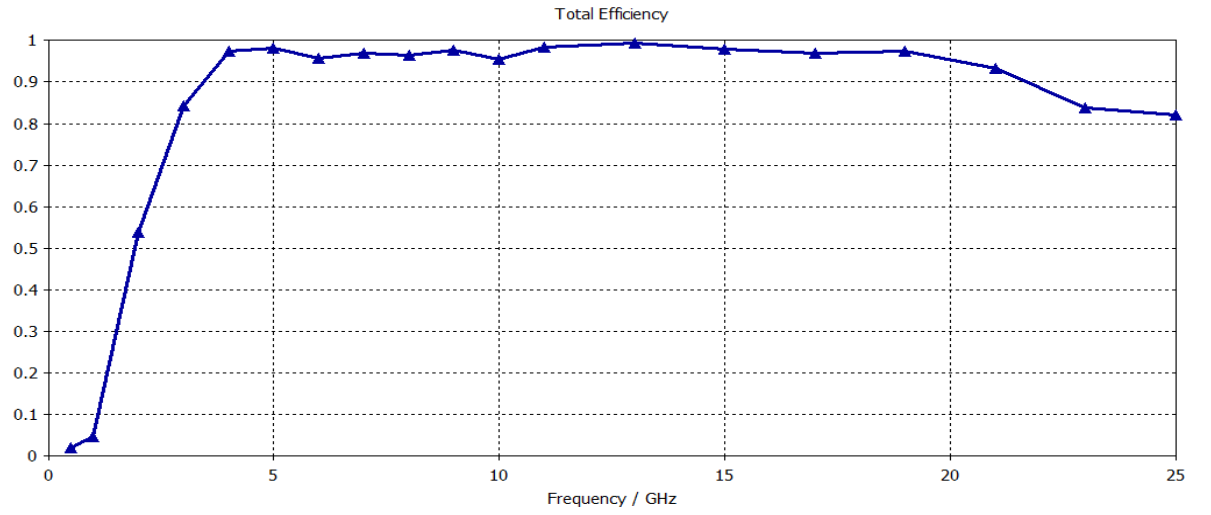
Şekil 4. 8 DRHA yansıma katsayısı



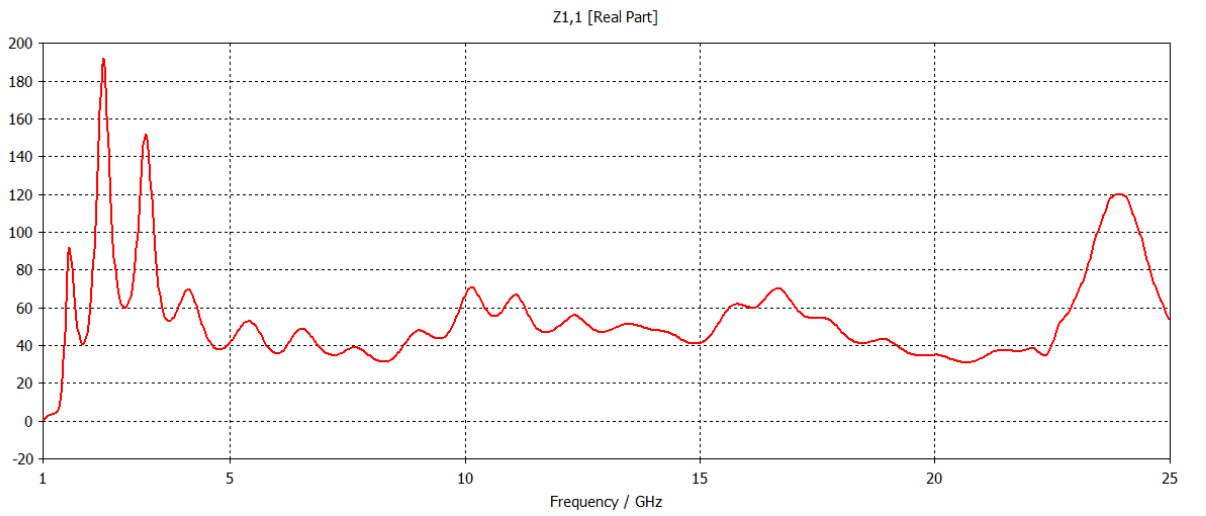
Şekil 4. 9 DRHA VSWR grafiği



Şekil 4. 10 DRHA yönlendiriciliği

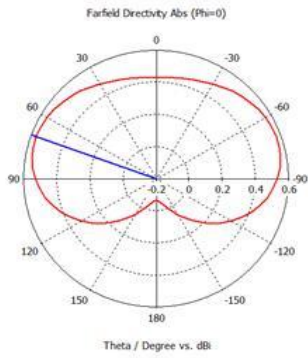


Şekil 4. 11 DRHA toplam verimliliği



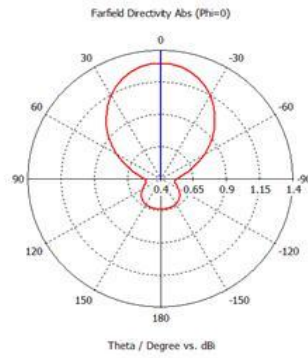
Şekil 4. 12 DRHA empedans değişimi

Uzak alan ışıma paternleri şekilde verilmiştir (Şekil 4.13). Simülasyon sonuçları göstermiştir ki anten 2 GHz ile 25 GHz frekansları arasında ortalama 12 dB yönlendiricilik kazancına sahiptir. Fakat 20 GHz sonrasında antenin ışıma paterni iki loba ayrılmış ve bunun sonucu olarak ise ilerleme doğrultusundaki kazanç azalmıştır.



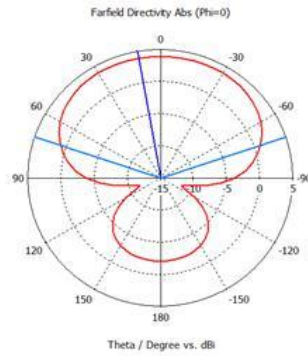
farfield (f=0.5) [1]

Frequency = 0.5
Main lobe magnitude = 0.6 dB
Main lobe direction = 70.0 deg



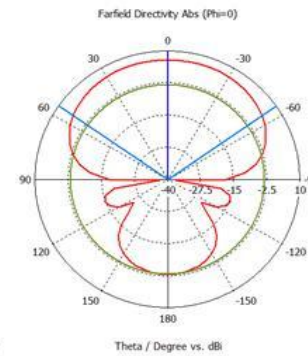
farfield (f=1) [1]

Frequency = 1
Main lobe magnitude = 1.3 dB
Main lobe direction = 0.0 deg



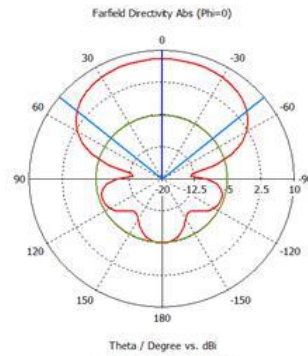
farfield (f=2) [1]

Frequency = 2
Main lobe magnitude = 3.9 dB
Main lobe direction = 10.0 deg
Angular width (3 dB) = 142.6 deg



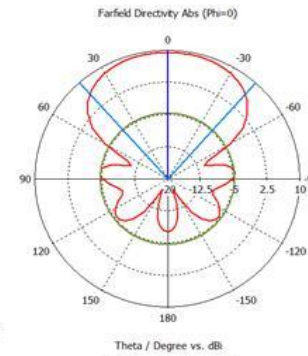
farfield (f=3) [1]

Frequency = 3
Main lobe magnitude = 6.3 dB
Main lobe direction = 0.0 deg
Angular width (3 dB) = 110.1 deg
Side lobe level = -9.6 dB



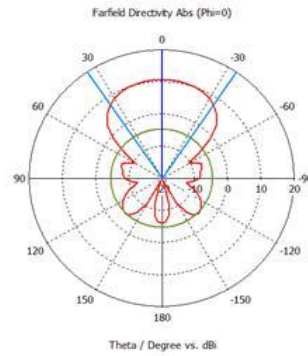
farfield (f=4) [1]

Frequency = 4
Main lobe magnitude = 7.9 dB
Main lobe direction = 0.0 deg
Angular width (3 dB) = 100.8 deg
Side lobe level = -12.9 dB



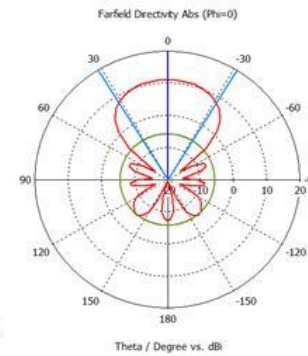
farfield (f=5) [1]

Frequency = 5
Main lobe magnitude = 9.4 dB
Main lobe direction = 0.0 deg
Angular width (3 dB) = 83.2 deg
Side lobe level = -14.1 dB



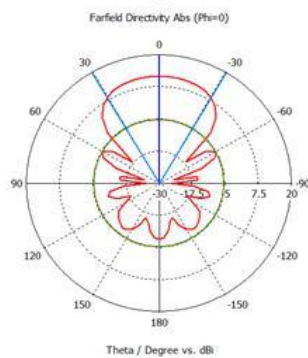
farfield (f=6) [1]

Frequency = 6
Main lobe magnitude = 10.6 dB
Main lobe direction = 0.0 deg
Angular width (3 dB) = 68.2 deg
Side lobe level = -15.2 dB



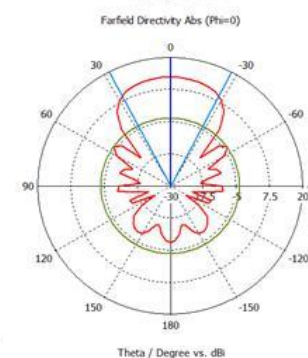
farfield (f=7) [1]

Frequency = 7
Main lobe magnitude = 11.0 dB
Main lobe direction = 0.0 deg
Angular width (3 dB) = 63.1 deg
Side lobe level = -16.7 dB



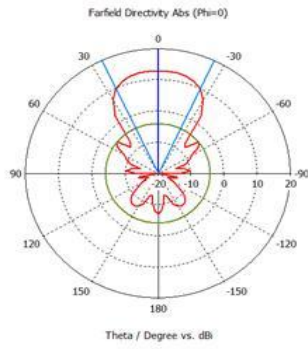
farfield (f=8) [1]

Frequency = 8
Main lobe magnitude = 11.5 dB
Main lobe direction = 0.0 deg
Angular width (3 dB) = 61.1 deg
Side lobe level = -16.8 dB

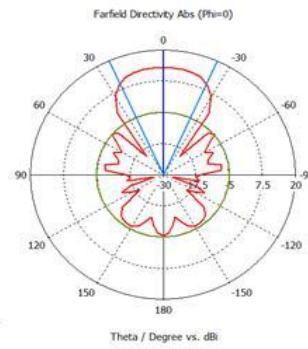


farfield (f=9) [1]

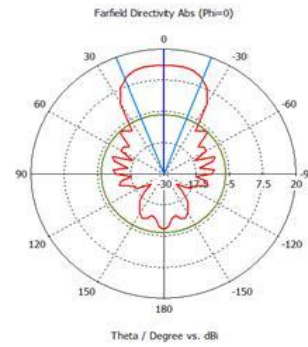
Frequency = 9
Main lobe magnitude = 12.2 dB
Main lobe direction = 0.0 deg
Angular width (3 dB) = 55.3 deg
Side lobe level = -16.0 dB



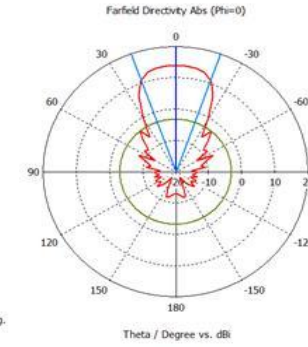
farfield (f=10) [1]



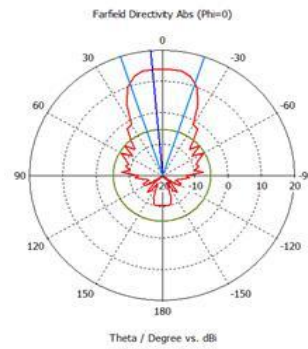
farfield (f=11) [1]



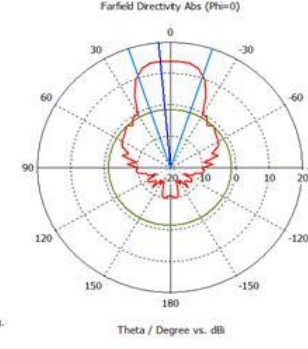
farfield (f=13) [1]



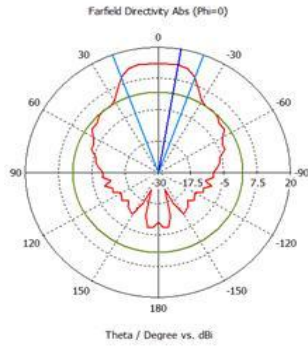
farfield (f=15) [1]



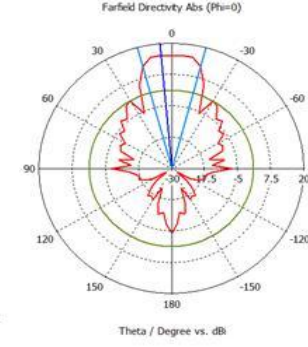
farfield (f=17) [1]



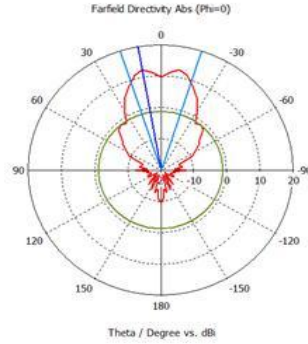
farfield (f=19) [1]



farfield (f=21) [1]



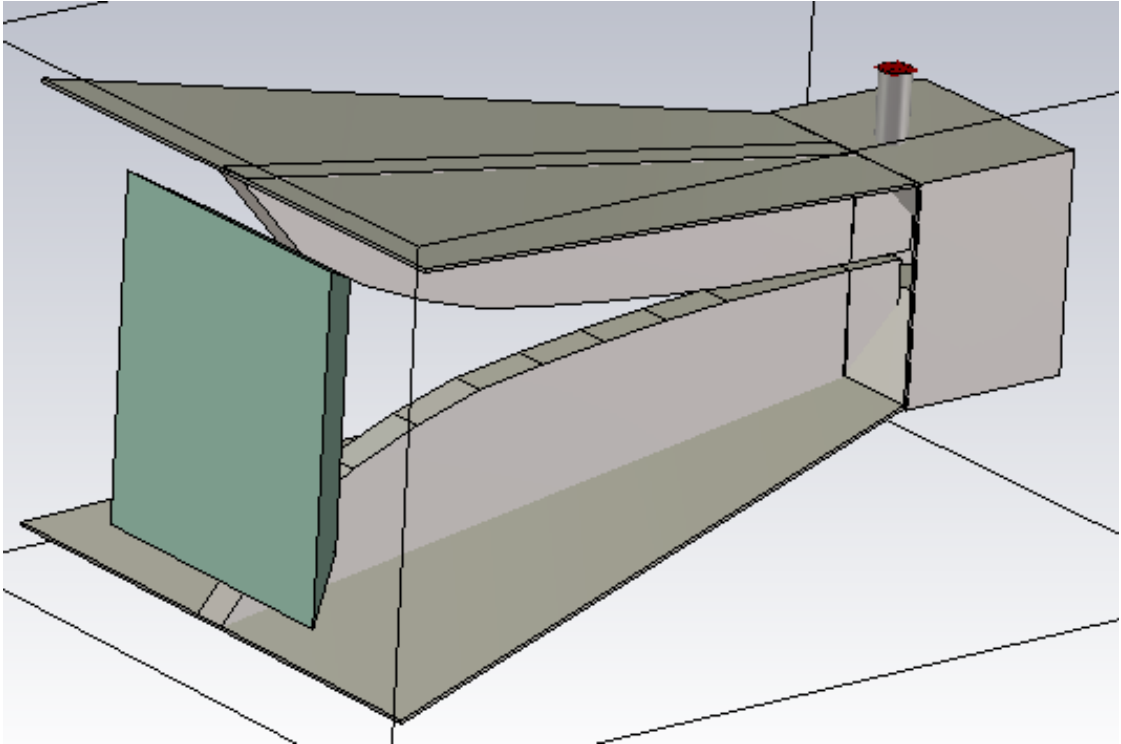
farfield (f=23) [1]



farfield (f=25) [1]

Şekil 4. 13 DRHA ışıma paternleri (H-düzlemi)

4.2 Kısmi Dielektrik Yüklü DRHA (KD-DRHA)

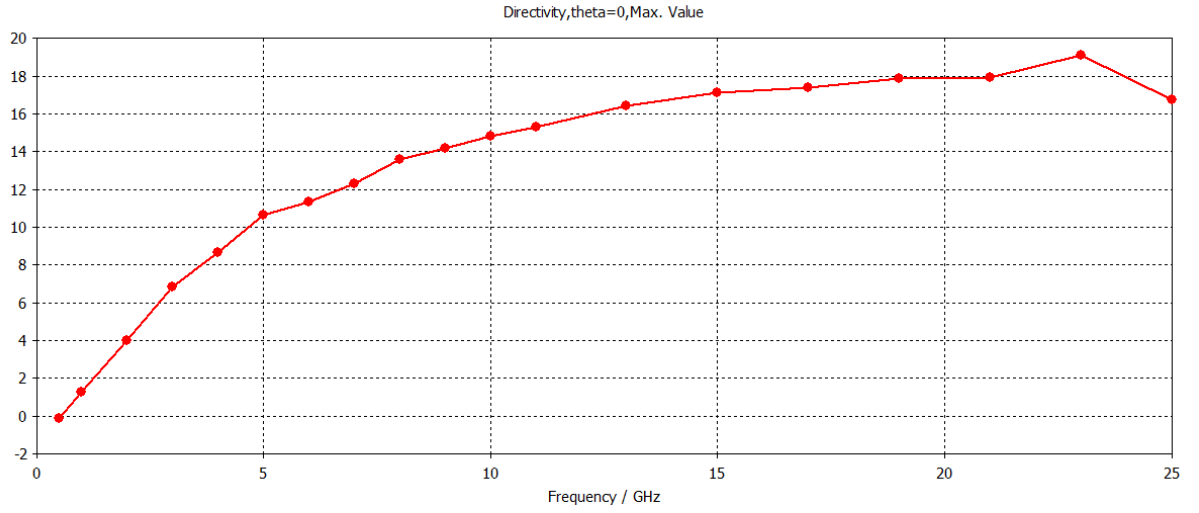


Şekil 4. 14 Dielektrik yüklü DRHA (KD-DRHA)

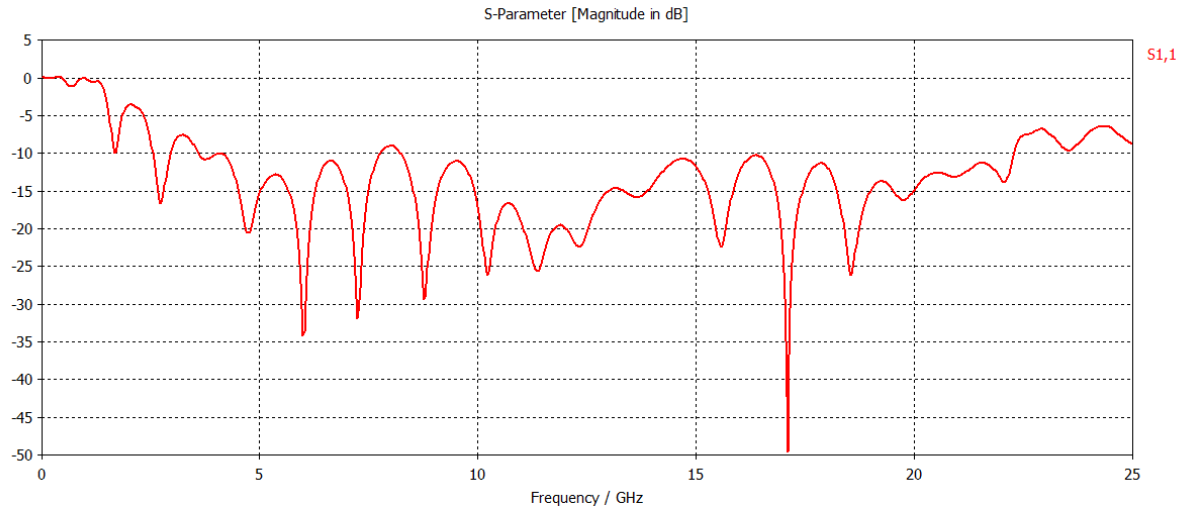
Dielektrik yükleme ya da kısmi dielektrik yükleme teknikleri çalışma bandını iki katına kadar arttırmak için geliştirilmiş bir tekniktir [15], [16], [17]. Dielektrik parçasının antenin açıklığında olduğu durumda en yüksek kazanç değeri elde edildiği görülmüştür. Teflon parçasının kalınlığı değiştirilmeden boyutunun dörtte bir oranında azaltılması ve antenin iç kısmına yerleştirilmesi durumunda 5 GHz sonrasında kazançta 2-3 dB azalma olmuştur. Aynı şekilde ağız açıklığından 0,7 oranında içe yerleştirip ve boyutunu da 0,7 katına göre tasarladığımızda kazancın kötü etkilendiği anlaşılmaktadır. Dielektriğin antenin ağız açıklığından başlayıp orta kısmına kadar daralarak yüklenmesi durumunda ise performansta bir iyileşme olmamıştır. Ayrıca bu tasarım pratikte fiziksel olarak daha fazla ağırlık ve malzeme kullanımına da sebep olacaktır.

Tasarlanan DRHA'nın ağız açıklığına boyutları 4x4x1 cm ve dielektrik sabiti $\epsilon_r=2,1$ olan teflon malzeme yerleştirildiğinde antenin kazancında fark edilebilir derecede artış olmuştur. Dielektrik koyulmadan önce 12 dB seviyelerinde olan yönlendiricilik, dielektrik eklemesi yapıldıktan sonra ortalama 15 dB seviyelerine ulaşmıştır. Şekil 4. 14'teki antendeki dielektriğin şekli-konumu yapılan simülasyonlar ve deneysel

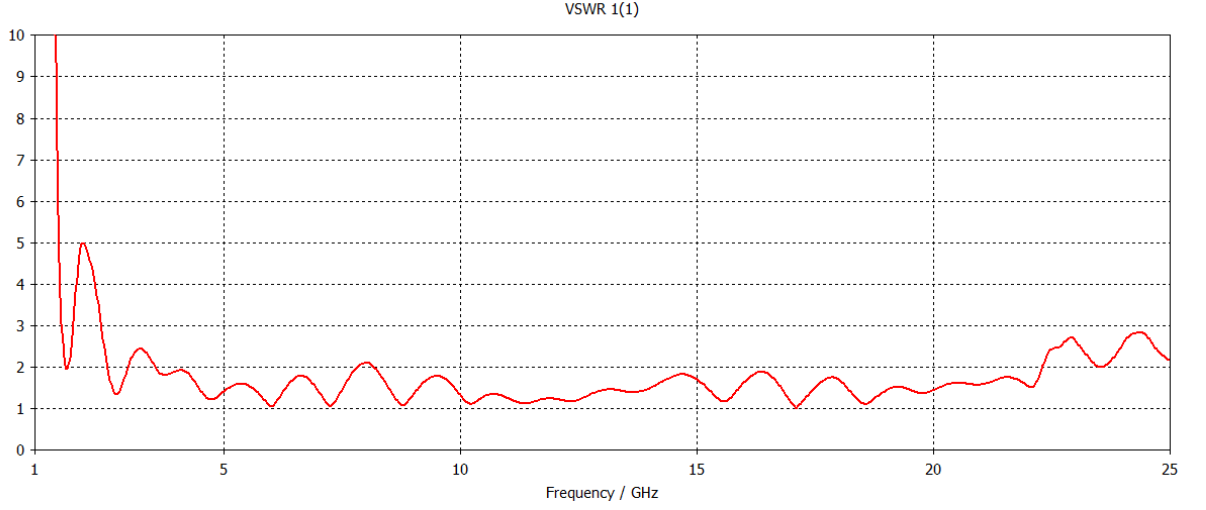
alışmalar sonucu en yüksek performansı sağlayacak şekilde yerleştirilmiştir. Bunun sonucunda gerçekleştirilecek olan antenin kazancında iki kat artış olması beklenmektedir.



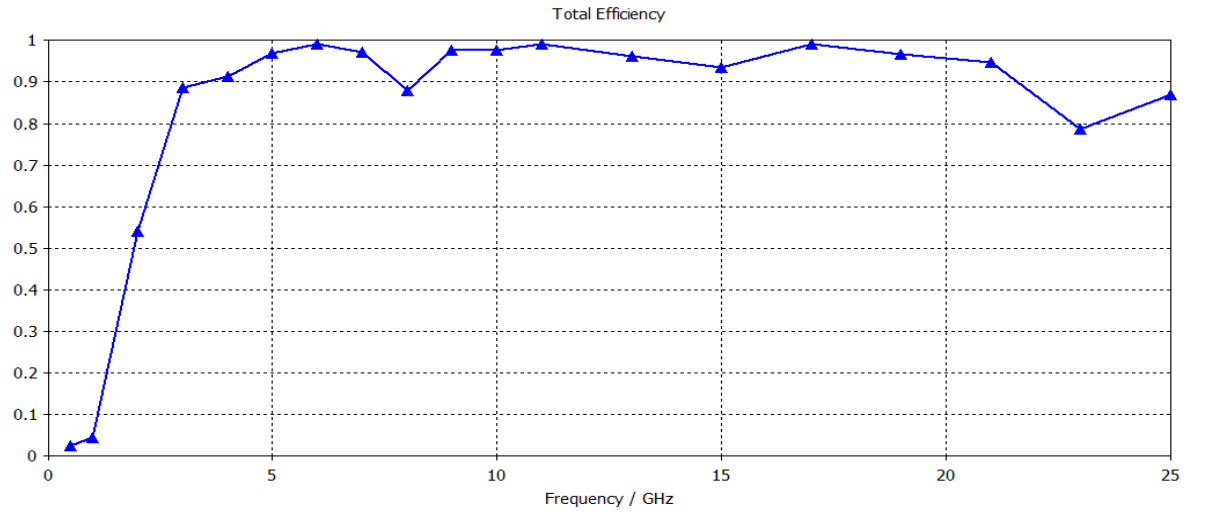
Şekil 4. 15 KD-DRHA'nın yönlendiriciliği



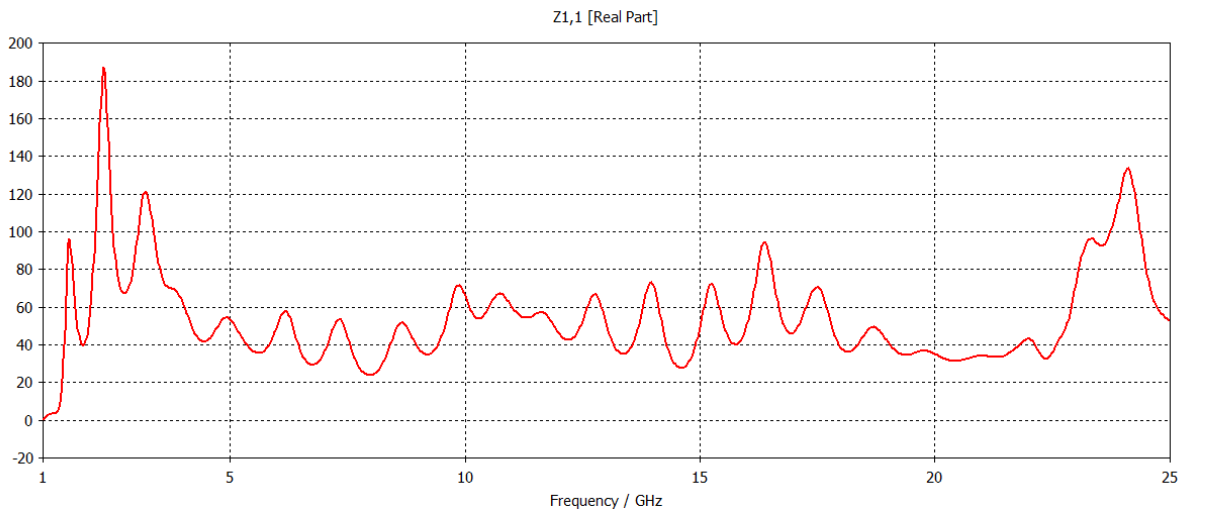
Şekil 4. 16 KD-DRHA'nın yansıma katsayısı



Şekil 4. 17 KD-DRHA'nın VSWR değişimi

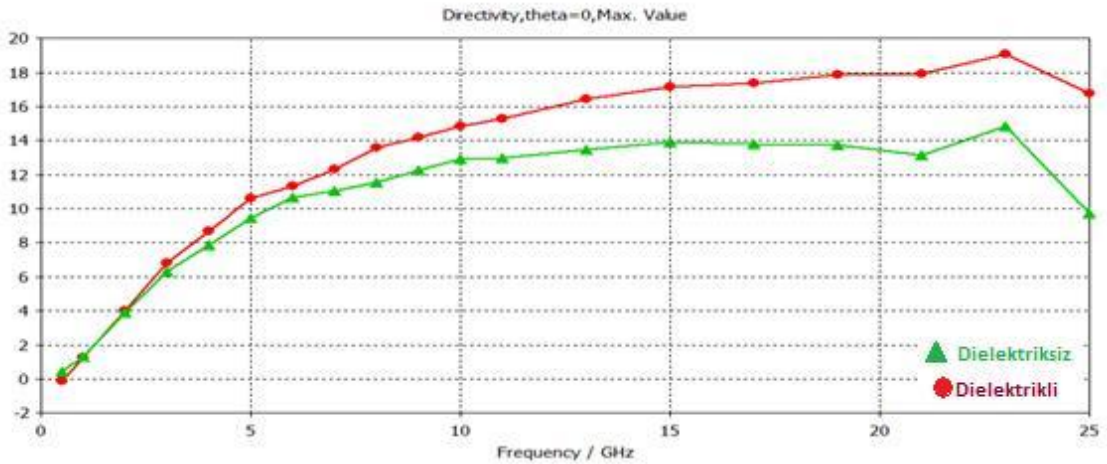


Şekil 4. 18 KD-DRHA'nın toplam verimliliği

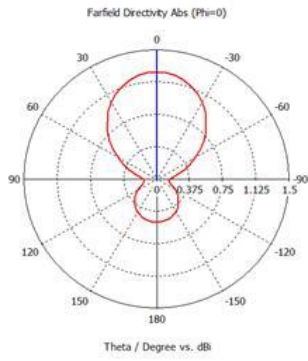


Şekil 4. 19 KD-DRHA'nın empedans değişimi

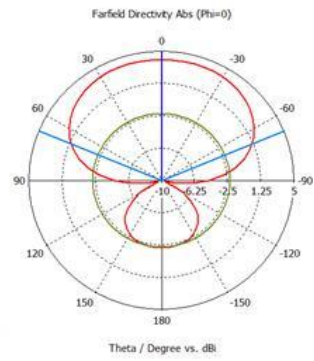
Dielektrik yüklemesi yapılarak antenin yönlendiriciliğinin arttığı görülmüştür (Şekil 4.15). Anten açıklığına eklenen bu parça yansıma katsayısı (Şekil 4.16) verimlilik (Şekil 4.18) ve empedans değişimi (Şekil 4.19) üzerinde olumsuz bir etki göstermemiştir. Antenin ışıma paternlerine bakılacak olursa dielektriksiz duruma göre huzmelerde 20° kadar bir daralma meydana gelmiştir. Böylece antenin hem kazancında hem de çözünürlüğünde bir iyileşme elde edilmiş oldu. Ayrıca 20 GHz sonrasında meydana gelen patern bölünmesi ortadan kaldırılmış oldu. Dielektriğin yüksek frekanslardaki ışıma paternine olumlu etkisi görülmektedir (Şekil 4.21). Dar huzmeli uygulamalar için bu durum büyük avantaj sağlamaktadır. Yüzey altı veya duvar arkası görüntüleme radarı uygulamalarında daha iyi çözünürlüklü antenler ile daha net ve düzgün görüntüler elde etmek mümkün olmaktadır. Sonuç olarak burada parabolik yansıtıcı antenin beslemesi ya da elle taşınabilir aşağı bakan YNR sistemindeki hafifletilmiş radar başlığı için tasarlanan kompakt kısmi dielektrik yüklemeli ridged horn anten (KD-DRHA) yapısı tasarlanmıştır. Dielektrik katkısını daha net görebilmek için dielektriksiz durumdaki ile dielektrik yüklü haldeki durum için yönlendiricilik kazancı karşılaştırmalı olarak çizdirilmiştir (Şekil 4.20). Böylece kısmi dielektrik yükleme sayesinde antenin boyutu ve ağırlığı değiştirilmeden kazançta artış sağlanmış oldu.



Şekil 4. 20 Dielektrik etkisinin karşılaştırmalı yönlendiricilik değişimi

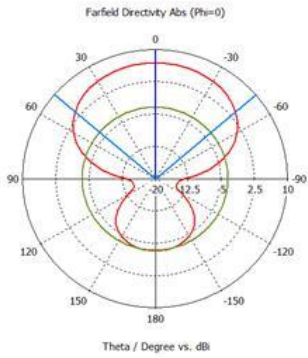


farfield (f=1) [1]

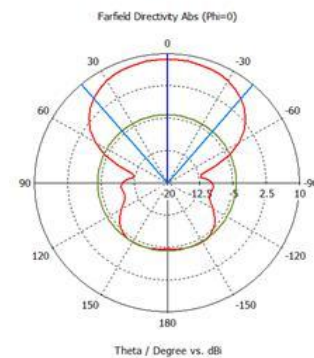


farfield (f=2) [1]

Frequency = 2
Main lobe magnitude = 4.0 dB
Main lobe direction = 0.0 deg.
Angular width (3 dB) = 134.7 deg.
Side lobe level = -6.2 dB

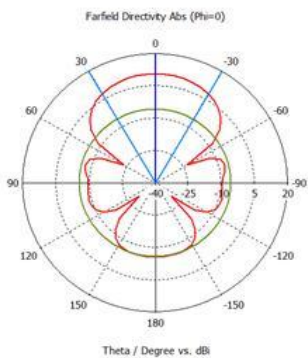


farfield (f=3) [1]

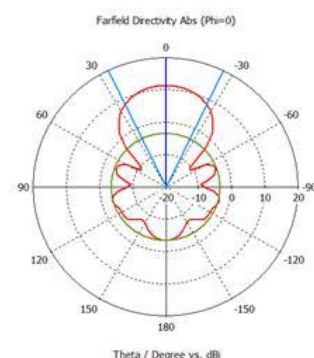


farfield (f=4) [1]

Frequency = 4
Main lobe magnitude = 8.7 dB
Main lobe direction = 0.0 deg.
Angular width (3 dB) = 80.9 deg.
Side lobe level = -12.9 dB

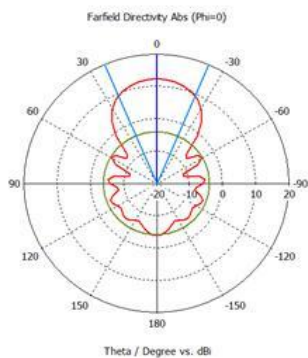


farfield (f=5) [1]

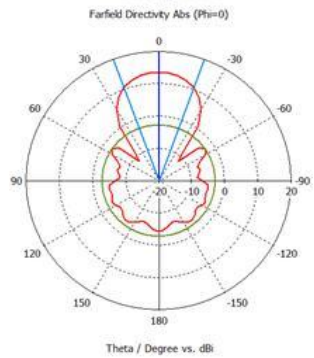


farfield (f=6) [1]

Frequency = 6
Main lobe magnitude = 11.3 dB
Main lobe direction = 0.0 deg.
Angular width (3 dB) = 51.7 deg.
Side lobe level = -14.7 dB

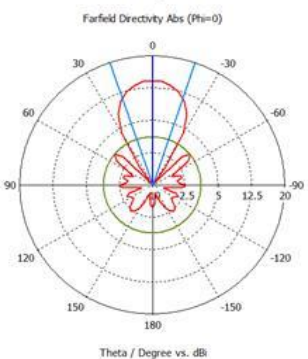


farfield (f=7) [1]

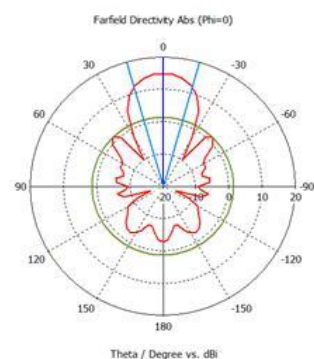


farfield (f=8) [1]

Frequency = 8
Main lobe magnitude = 13.6 dB
Main lobe direction = 0.0 deg.
Angular width (3 dB) = 40.3 deg.
Side lobe level = -16.3 dB

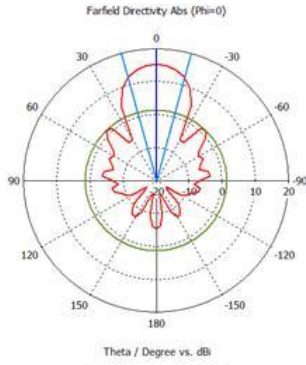


farfield (f=9) [1]



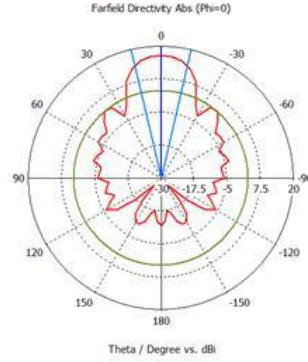
farfield (f=10) [1]

Frequency = 10
Main lobe magnitude = 14.8 dB
Main lobe direction = 0.0 deg.
Angular width (3 dB) = 31.9 deg.
Side lobe level = -13.5 dB



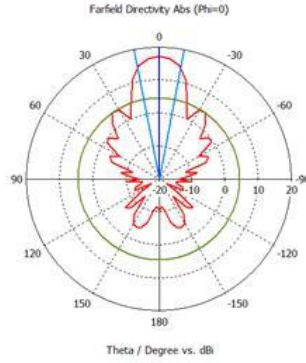
farfield (f=11) [1]

Frequency = 11
Main lobe magnitude = 15.3 dB
Main lobe direction = 0.0 deg.
Angular width (3 dB) = 30.6 deg.
Side lobe level = -13.9 dB



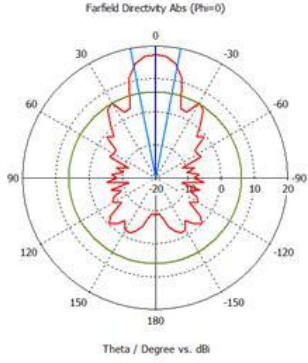
farfield (f=13) [1]

Frequency = 13
Main lobe magnitude = 16.4 dB
Main lobe direction = 0.0 deg.
Angular width (3 dB) = 26.2 deg.
Side lobe level = -13.5 dB



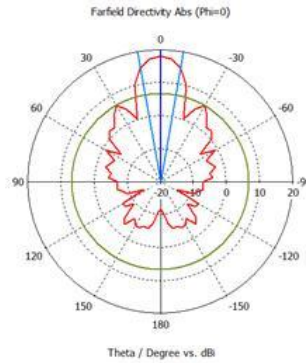
farfield (f=15) [1]

Frequency = 15
Main lobe magnitude = 17.1 dB
Main lobe direction = 0.0 deg.
Angular width (3 dB) = 21.8 deg.
Side lobe level = -12.7 dB



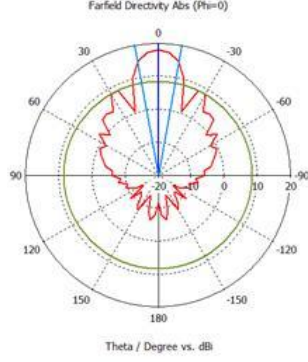
farfield (f=17) [1]

Frequency = 17
Main lobe magnitude = 17.4 dB
Main lobe direction = 0.0 deg.
Angular width (3 dB) = 21.6 deg.
Side lobe level = -11.4 dB



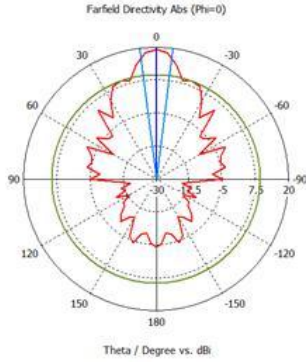
farfield (f=19) [1]

Frequency = 19
Main lobe magnitude = 17.9 dB
Main lobe direction = 0.0 deg.
Angular width (3 dB) = 20.2 deg.
Side lobe level = -11.2 dB



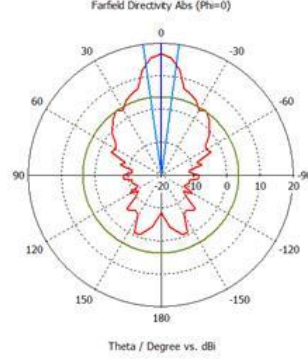
farfield (f=21) [1]

Frequency = 21
Main lobe magnitude = 17.9 dB
Main lobe direction = 0.0 deg.
Angular width (3 dB) = 20.3 deg.
Side lobe level = -9.6 dB



farfield (f=23) [1]

Frequency = 23
Main lobe magnitude = 19.1 dB
Main lobe direction = 0.0 deg.
Angular width (3 dB) = 14.6 deg.
Side lobe level = -9.7 dB

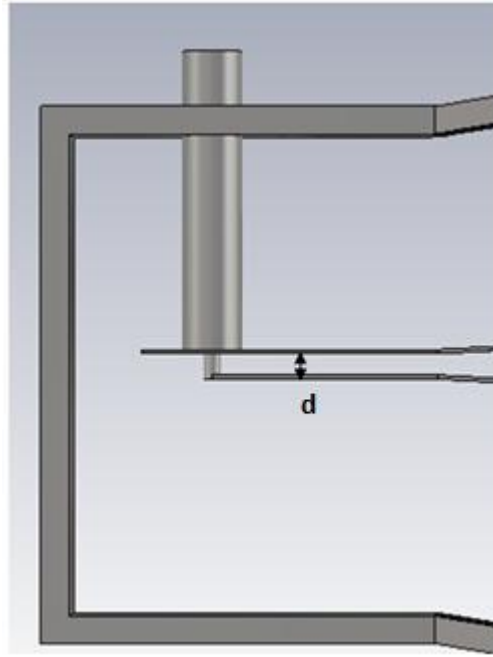


farfield (f=25) [1]

Frequency = 25
Main lobe magnitude = 16.8 dB
Main lobe direction = 0.0 deg.
Angular width (3 dB) = 15.6 deg.
Side lobe level = -13.1 dB

Şekil 4. 21 KD-DRHA patern değişimleri (H-düzlemi)

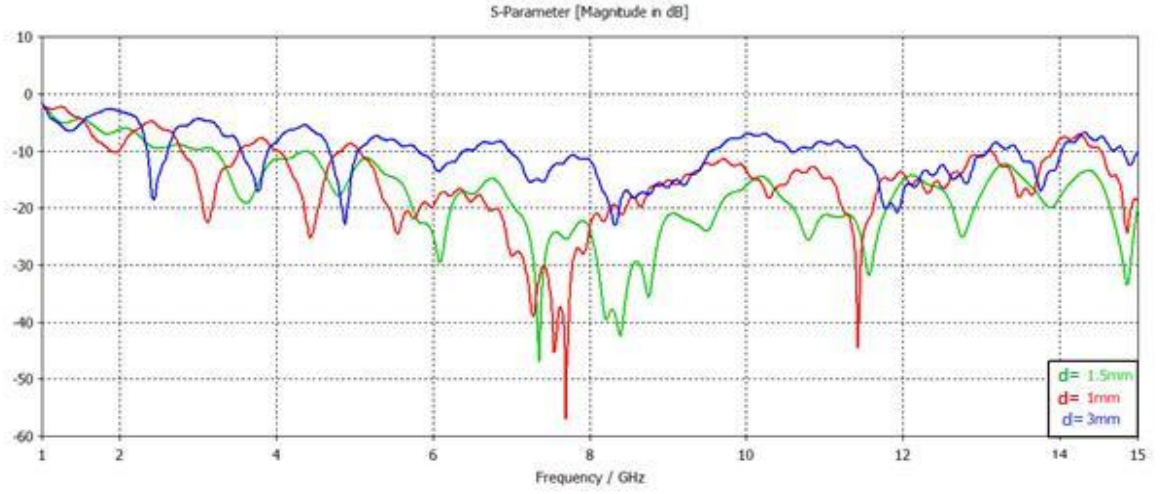
4.3 Kısmi Dielektrik Yüklü TEM Ridged Horn Anten (KD-TEMRHA) Tasarımı



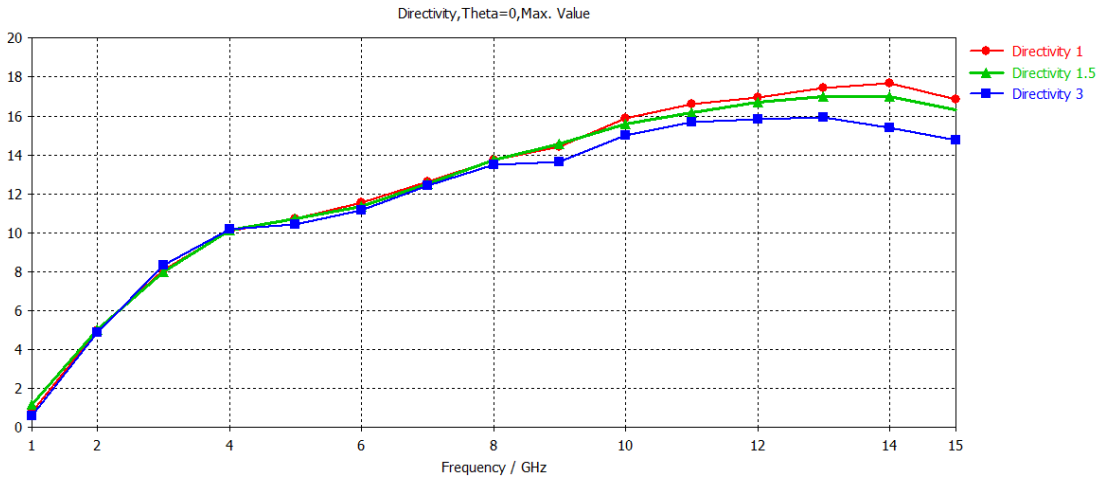
Şekil 4. 22 TEMRHA besleme noktasındaki aralığın gösterimi

Tem horn antenin besleme noktasının aralığının yansıma katsayısına olan etkisi yapılan simülasyonların sonucunda (Şekil 4.23)'de görülmektedir. Besleme noktasındaki aralığın değişimi incelendiğinde S_{11} performansını önemli ölçüde değiştirecek bir etkisi olduğu görülmektedir. Bu parametre için yapılan simülasyon sonuçların yola çıkarak bu aralığın 1,5 mm olması durumunda çalışma frekans bandında yansıma katsayısı en uygun değer olarak bulunmuştur. Yönlendiricilikte bu parametre ile değişmektedir (Şekil 4.24) fakat bu etki küçük olduğundan aralığın belirlenmesinde yansıma katsayısı daha etkindir.

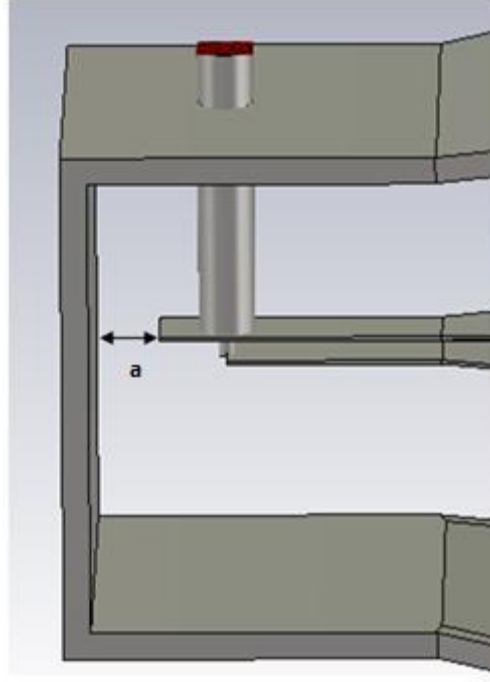
Dalga kılavuzunun yan duvarlarının etkisi incelendiğinde ise bu kısmın anten performansına büyük bir katkısı olmadığı sonucuna ulaşılmıştır. Bu sebeple tasarımda bu parçaları kullanmadan, daha hafif yapıda bir anten yapısı etmek mümkündür.



Şekil 4. 23 Besleme noktasının değişiminin karşılaştırmalı S_{11} değişimi

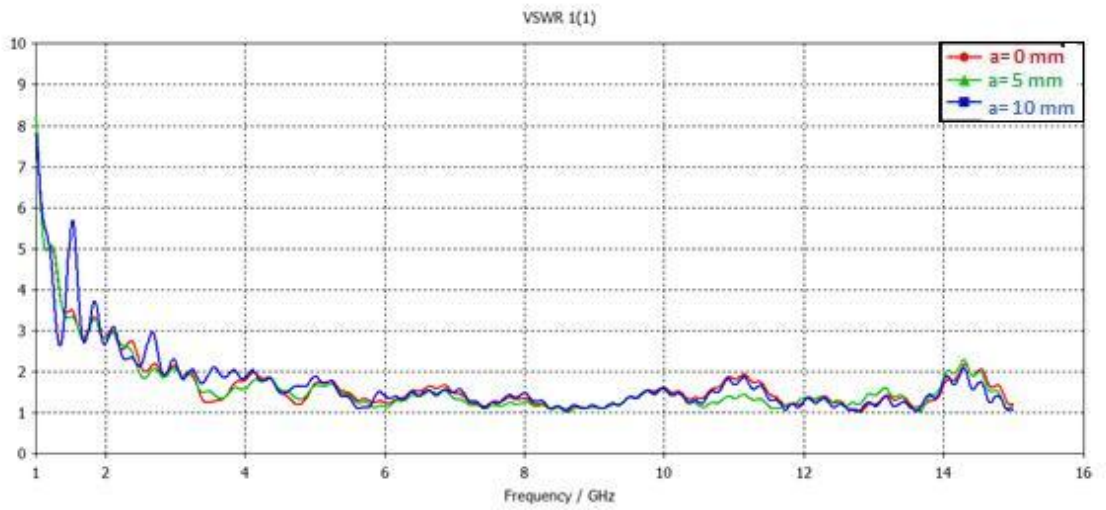


Şekil 4. 24 Besleme noktasının değişiminin karşılaştırmalı yönlendiricilik değişimi

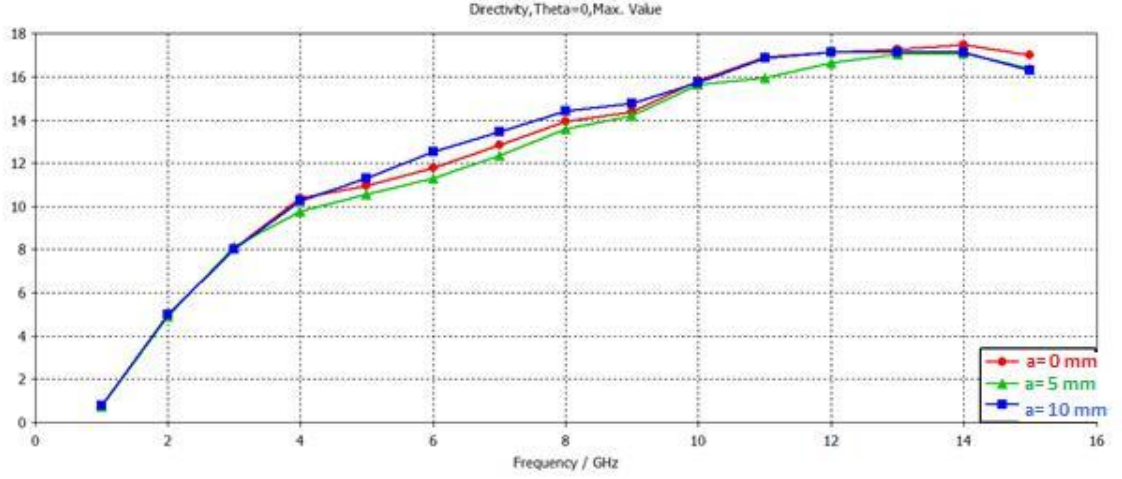


Şekil 4. 25 TEMRHA dalga kılavuzu içindeki çıkıntının gösterimi

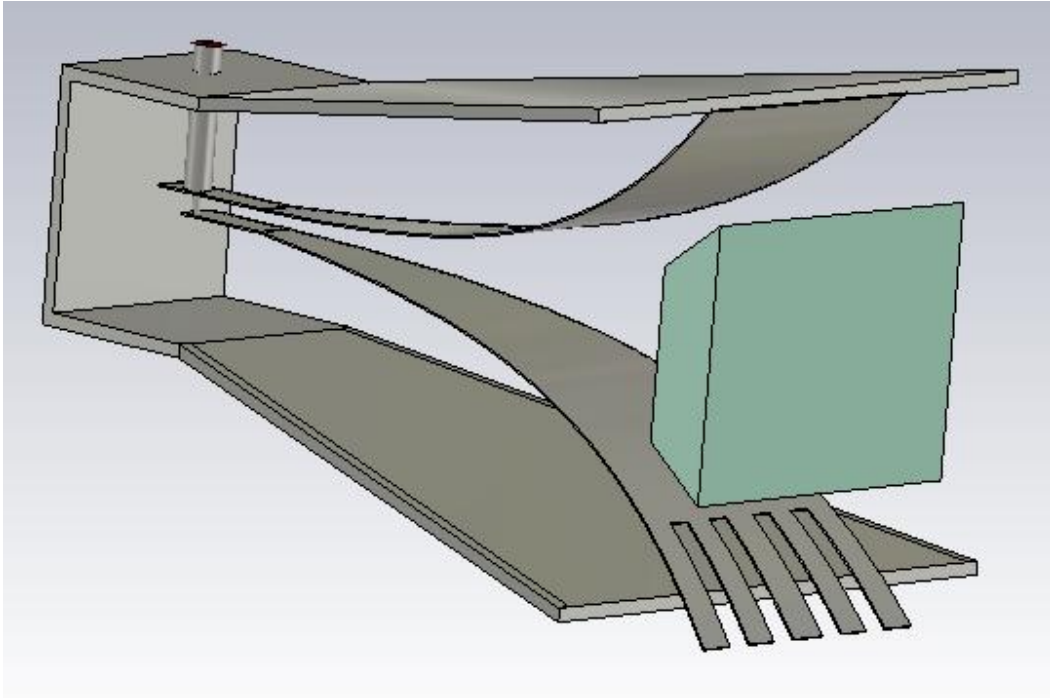
Besleme kısmındaki TEM horn antenin topraklı parçasının arka tarafa olan mesafesinin etkisini inceleyip performansa etkisi gözlemlendi (Şekil 4.25). Antenin VSWR değişimi incelendiğinde bu kısmın etkisinin az da olsa var olduğu görülmüştür (Şekil 4.26) ve yapılan simülasyonlar sonucunda dalga kılavuzunun arka kısmından 5 mm uzaklıkta optimum VSWR ve kazanç değeri elde edilmiş oldu. Antenin bu çıkıntısının hiç olmadığı durumla kıyaslandığında bir miktar uzantı olması antenin giriş empedansını iyileştirmiştir.



Şekil 4. 26 Arka çıkıntının VSWR değişimi



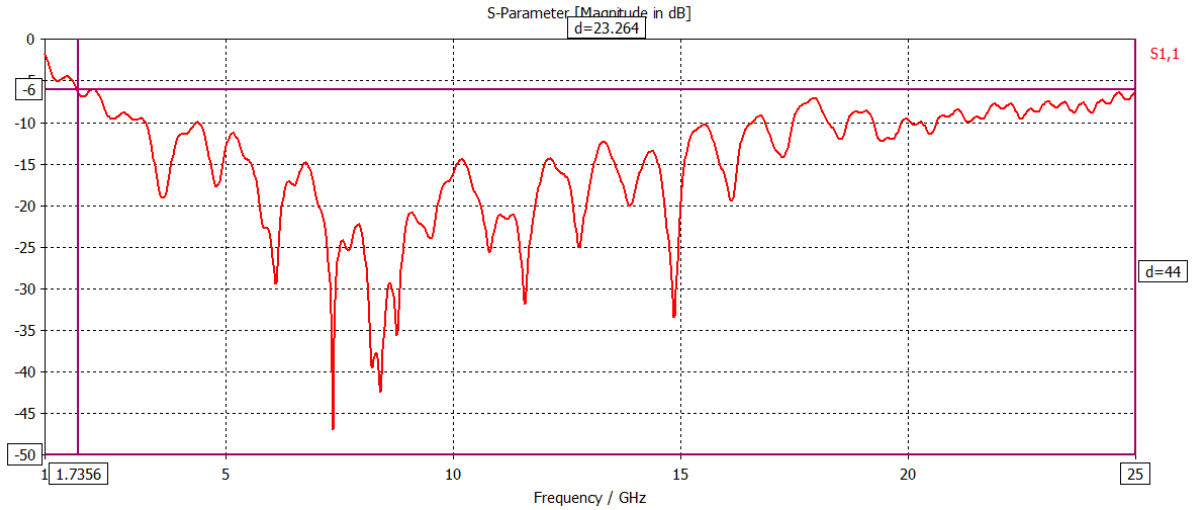
Şekil 4. 27 Arka çıkıntının yönlendiricilik değişimi



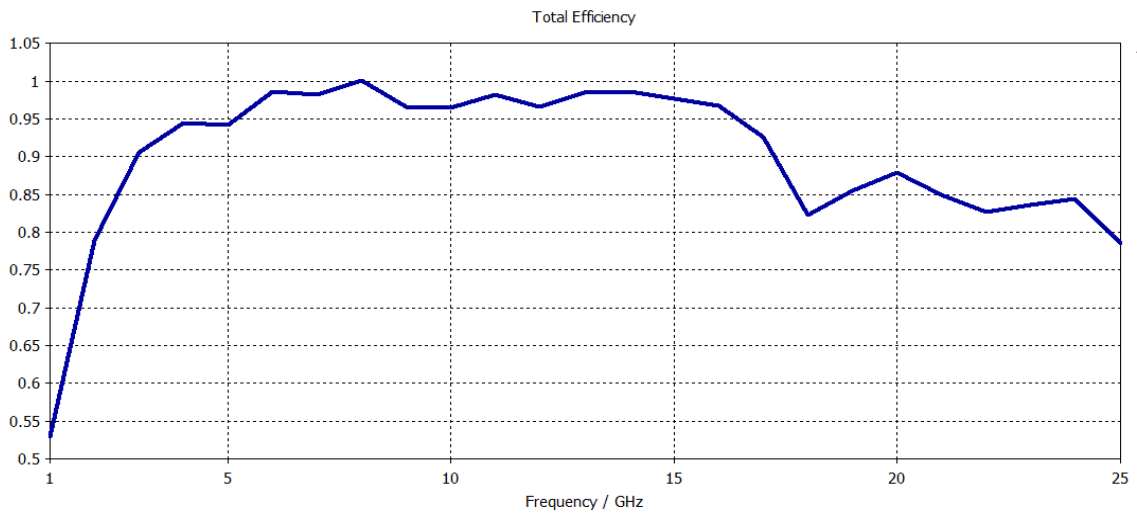
Şekil 4. 28 Kısmi dielektrik yüklü TEM ve ridged horn anten (KD-TEMRA)

TEM horn beslemeli ridged horn anten tasarımının geometrisi Şekil 4.28’de verilmiştir. Hedeflenen frekans bandında TEMRA tasarımı için antenin fiziksel boyutları 6 x 8 x 13 cm olacak şekilde belirlenmiştir. Beslemenin yapıldığı kanadın dışa doğru çıkıntılı yapıda olması alçak frekanslarda yansıma katsayısını düzelterek verimli çalışmasını sağlamıştır. Standart ridged horn antende normalde yüksek olan alt kesim frekansının bu sayede daha aşağılara çekilmesi mümkün olmuştur. Antenin açıklığında dielektrik

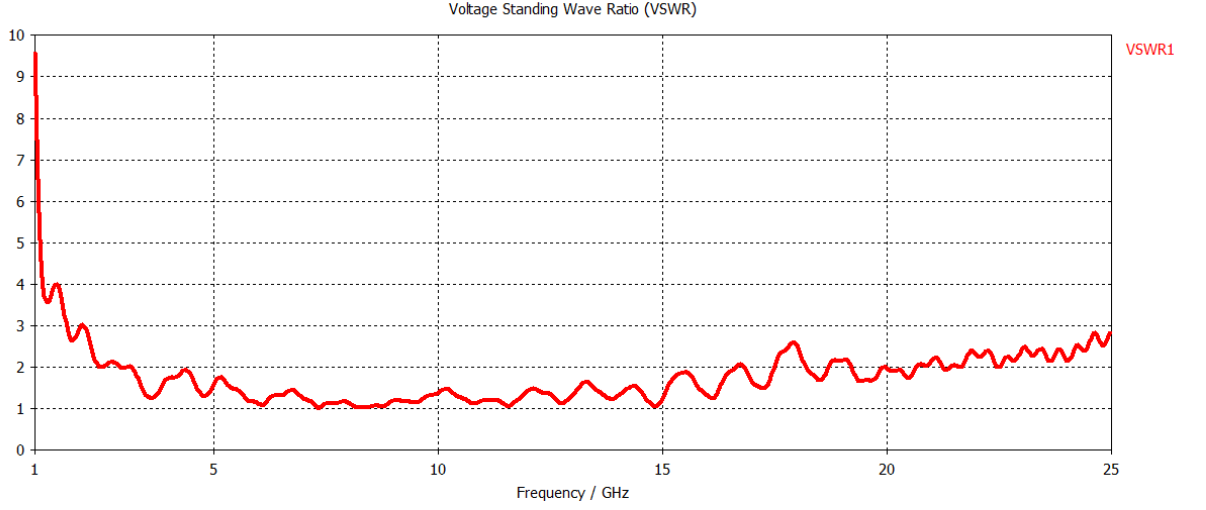
malzemeden sonra açıklan 4 mm genişliğindeki kesikler ise yüksek frekansta ışıma yapacağından ilgili frekanslarda performansa olumlu etkisi olmuştur. TEM ve ridged horn anten dizisi olarak tasarlanan bu yapı çok geniş bantta yüksek verimlilikte çalışabilecek özelliklerde olduğu görülmüştür. Yansıma katsayısı grafiğine bakacak olursak 1,72 GHz ile 25 GHz arasında -6 dB seviyesinin altında kalmıştır ve bu birçok uygulama için gerekli ve yeterli seviyededir (Şekil 4.29). Ayrıca yönlendiriciliği de genel olarak yüksek değerler almış ve 18 dB değerine kadar çıkabilmiştir (Şekil 4.32). Verimlilikte gayet yüksek değerler almış (Şekil 4.30) ve gerçek kazanç değerinin yüksek değerler almasını sağlamıştır. Işıma paternleri oldukça düzgün ve dar huzmeli olup HPBW 2 GHz’te 100° ’den başlayıp ileriki frekanslarda 10° değerine kadar daralmaktadır (Şekil 4.33).



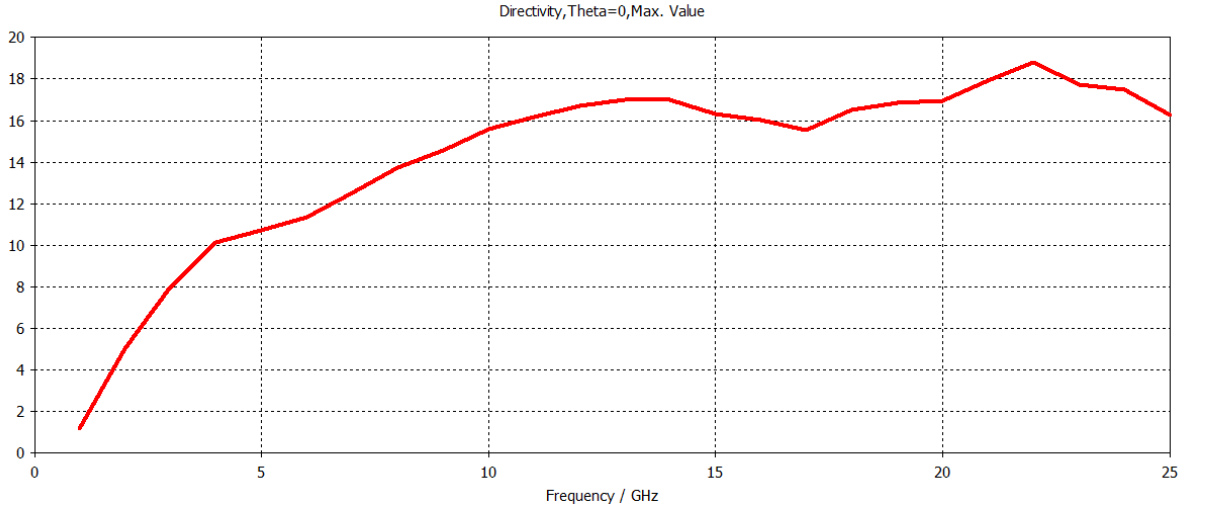
Şekil 4. 29 KD-TEMRA yansıma katsayısı



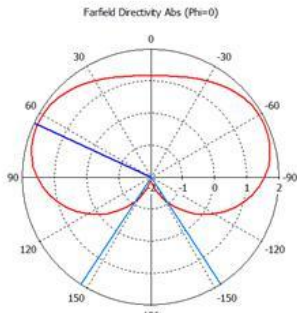
Şekil 4. 30 KD-TEMRA'nın toplam verimliliği



Şekil 4. 31 KD-TEMRHA'nın gerilim duran dalga oranı



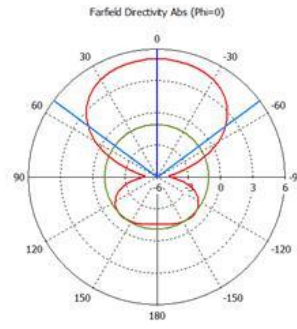
Şekil 4. 32 KD-TEMRHA'nın yönlendiriciliği



Theta / Degree vs. dB
Farfield Directivity Abs (Phi=0)

farfield (f=1) [1]

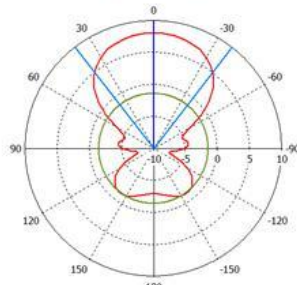
Frequency = 1
Main lobe magnitude = 1.9 dB
Main lobe direction = 65.0 deg.
Angular width (3 dB) = 293.9 deg.
Side lobe level = -9.4 dB



Theta / Degree vs. dB
Farfield Directivity Abs (Phi=0)

farfield (f=2) [1]

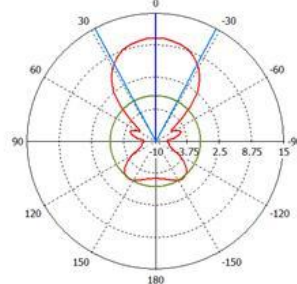
Frequency = 2
Main lobe magnitude = 5.0 dB
Main lobe direction = 0.0 deg.
Angular width (3 dB) = 106.5 deg.
Side lobe level = -6.1 dB



Theta / Degree vs. dB
Farfield Directivity Abs (Phi=0)

farfield (f=3) [1]

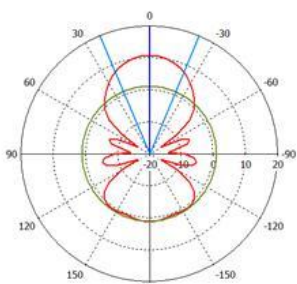
Frequency = 3
Main lobe magnitude = 8.0 dB
Main lobe direction = 0.0 deg.
Angular width (3 dB) = 75.4 deg.
Side lobe level = -9.4 dB



Theta / Degree vs. dB
Farfield Directivity Abs (Phi=0)

farfield (f=4) [1]

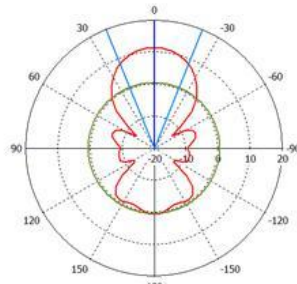
Frequency = 4
Main lobe magnitude = 10.1 dB
Main lobe direction = 0.0 deg.
Angular width (3 dB) = 56.6 deg.
Side lobe level = -11.2 dB



Theta / Degree vs. dB

farfield (f=5) [1]

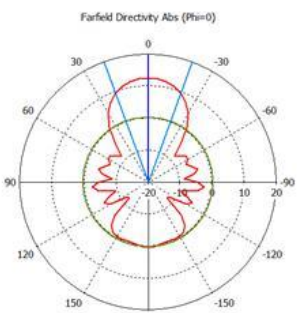
Frequency = 5
Main lobe magnitude = 10.7 dB
Main lobe direction = 0.0 deg.
Angular width (3 dB) = 45.3 deg.
Side lobe level = -9.6 dB



Theta / Degree vs. dB

farfield (f=6) [1]

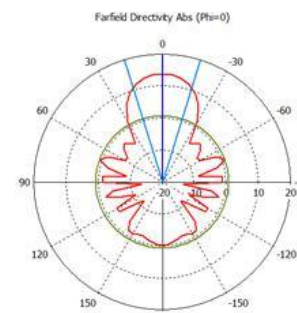
Frequency = 6
Main lobe magnitude = 11.3 dB
Main lobe direction = 0.0 deg.
Angular width (3 dB) = 44.1 deg.
Side lobe level = -10.8 dB



Theta / Degree vs. dB

farfield (f=7) [1]

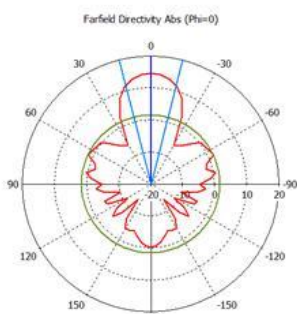
Frequency = 7
Main lobe magnitude = 12.5 dB
Main lobe direction = 0.0 deg.
Angular width (3 dB) = 40.4 deg.
Side lobe level = -12.2 dB



Theta / Degree vs. dB

farfield (f=8) [1]

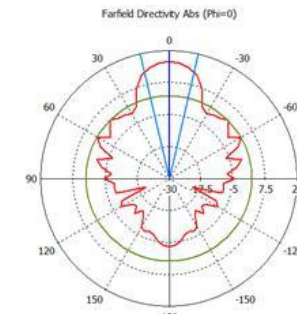
Frequency = 8
Main lobe magnitude = 13.8 dB
Main lobe direction = 0.0 deg.
Angular width (3 dB) = 34.3 deg.
Side lobe level = -13.0 dB



Theta / Degree vs. dB

farfield (f=9) [1]

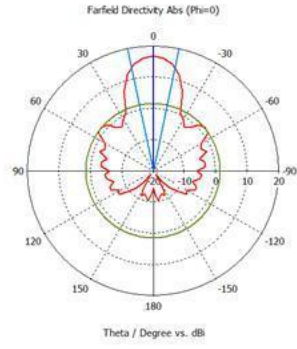
Frequency = 9
Main lobe magnitude = 14.6 dB
Main lobe direction = 0.0 deg.
Angular width (3 dB) = 28.9 deg.
Side lobe level = -13.0 dB



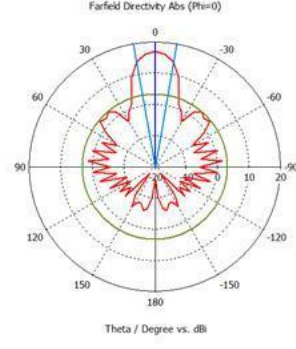
Theta / Degree vs. dB

farfield (f=10) [1]

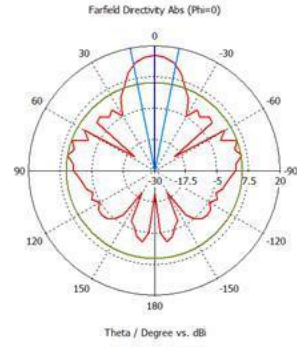
Frequency = 10
Main lobe magnitude = 15.6 dB
Main lobe direction = 0.0 deg.
Angular width (3 dB) = 25.9 deg.
Side lobe level = -13.2 dB



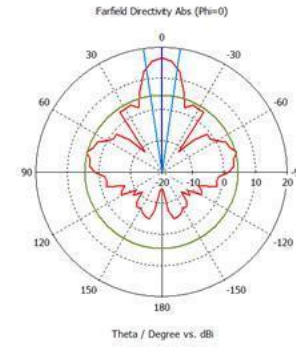
farfield (f=12) [1]



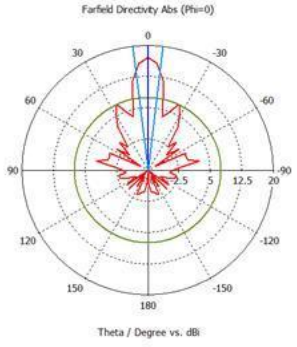
farfield (f=14) [1]



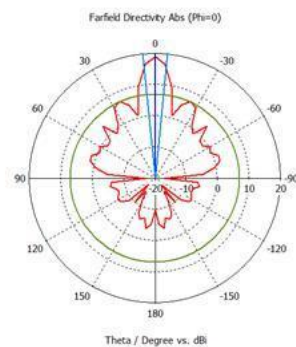
farfield (f=16) [1]



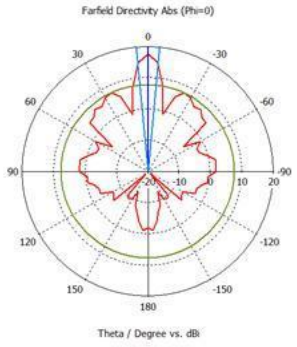
farfield (f=18) [1]



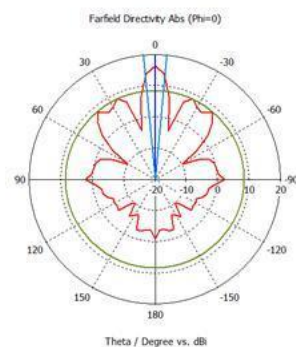
farfield (f=20) [1]



farfield (f=22) [1]



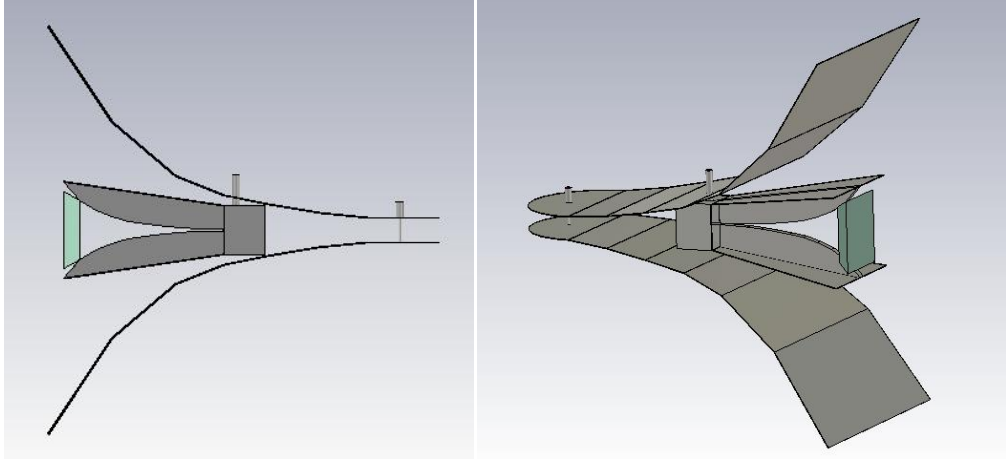
farfield (f=24) [1]



farfield (f=25) [1]

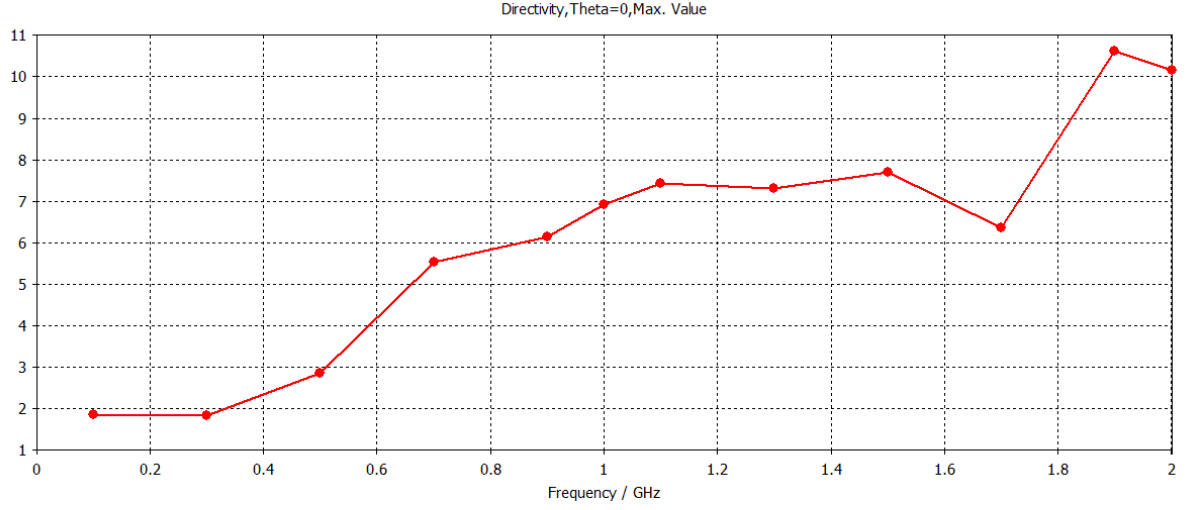
Şekil 4. 33 KD-TEMRHA ışıma paternleri (H-düzlemi)

4.4 TEM ve Ridged Horn Anten Dizisi Tasarımı

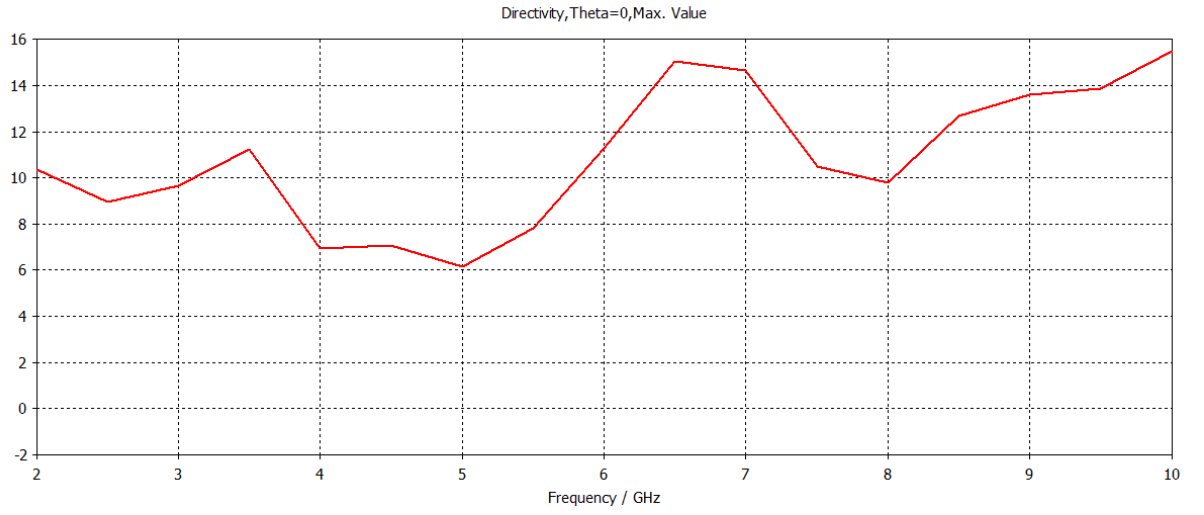


Şekil 4. 34 TEM ve Ridged Horn Anten Dizisi

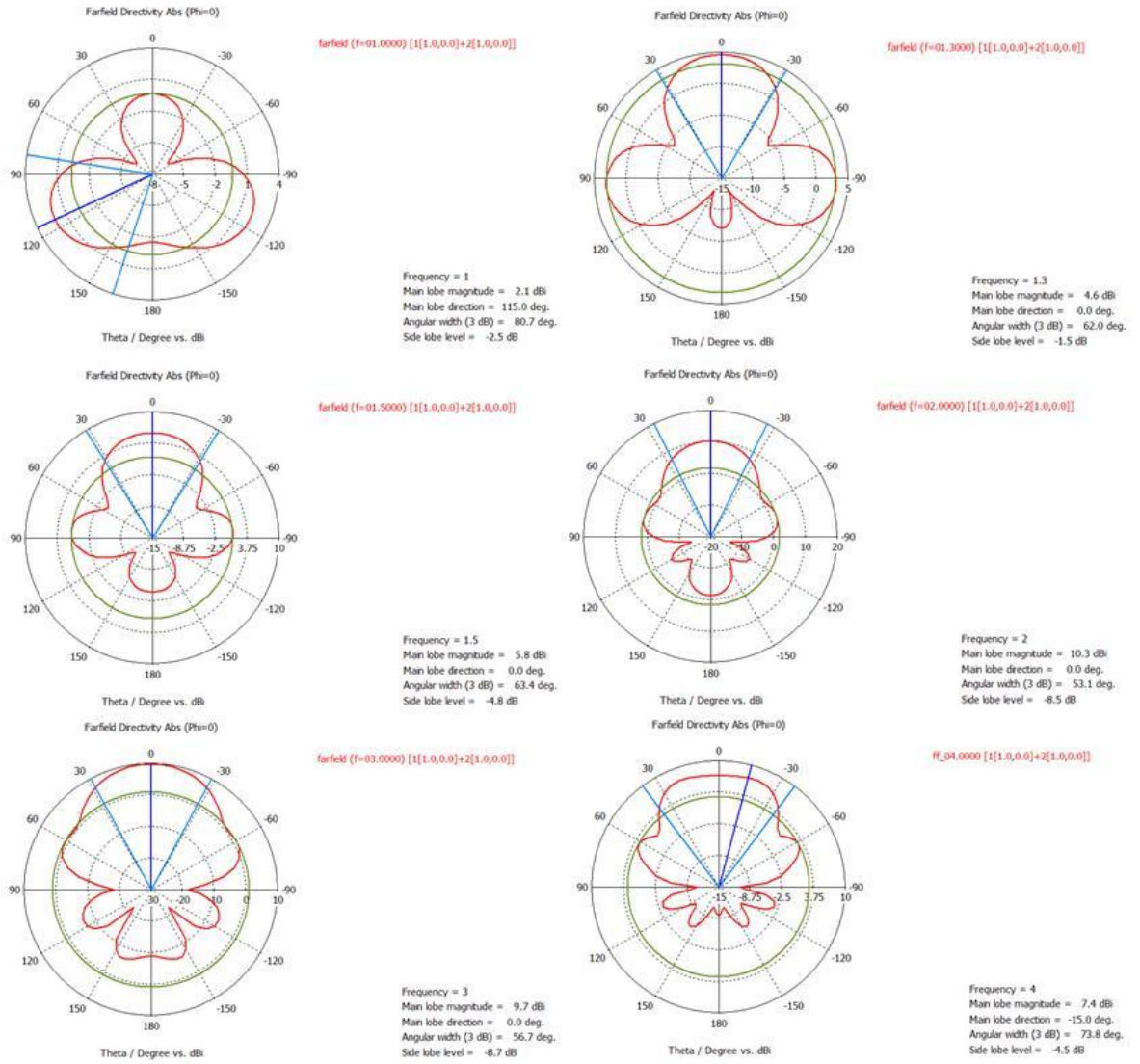
Daha önce TEM horn beslemeli ridged horn anten dizisi tasarımı üzerinde durulmuştu. Burada ise KD-TEMRHA gibi ancak çift giriş ile beslenecek olan anten dizisi tasarlanacaktır. Antenlere verilecek olan güç, geniş bantlı bir güç bölücü ile ikiye bölünüp antenler beslenecektir. Geniş bantta yüksek performans gösteren DRHA anteni kullanılacak ve bunun dışına da düşük frekanslarda yüksek kazanç elde etmek amacıyla da vivaldi şekilli TEM horn anteni yerleştirilmiştir. TEM horn anteninin tasarımında empedans uyumu TLM yöntemi kullanılarak hesaplanmıştır. Simülasyon sonuçları karşılaştırıldığında 2 GHz'e kadar kazanç kompakt modele göre daha fazladır ancak ileriki frekanslarda DRHA etkin olduğundan KD-DRHA'nın kazancı etkili olmuştur. Bazı frekanslarda huzmelerden görüleceği gibi yönlendiricilikte yayılmalar olmuştur. Bu da kazancın istikrarlı değerler almasını engellemiştir. Düşük frekanslarda performansı KD-TEMRHA'ya göre daha yüksek elde edildiği görülmüştür. Böylece bu anten yapısının çok geniş bantta yüksek performans sağlaması beklenmektedir. Sonuç olarak, bu anten dizisi geliştirilmeye açık olup yere nüfuz eden radar uygulamalarında kullanılabilecek bir yapıdır. Prototip üretimi yapılarak geliştirilebilir ve böylece daha da iyi sonuçlara ulaşabilmek mümkün olacaktır.



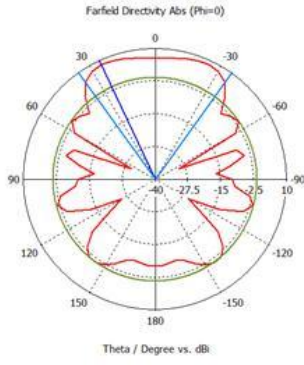
Şekil 4. 35 TEM ve ridged horn anten dizisi yönlendiriciliği (0-2 GHz)



Şekil 4. 36 TEM ve ridged horn anten dizisi yönlendiriciliği (2-10 GHz)

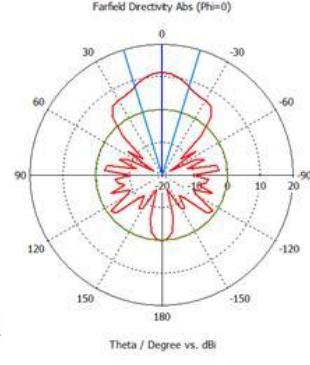


Şekil 4. 37 TEM ve ridged horn anten dizisi ışıma paternleri (H-düzlemi)



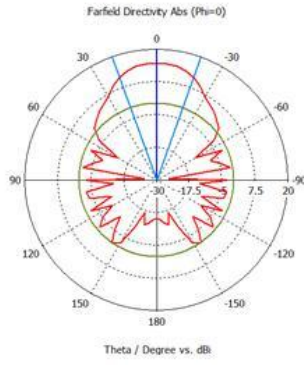
farfield (f=05.0000) [1[1.0,0.0]+2[1.0,0.0]]

Frequency = 5
Main lobe magnitude = 8.1 dB
Main lobe direction = 25.0 deg.
Angular width (3 dB) = 71.1 deg.
Side lobe level = -9.2 dB



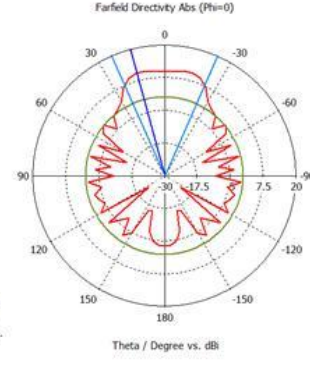
ff_06.0000 [1[1.0,0.0]+2[1.0,0.0]]

Frequency = 6
Main lobe magnitude = 11.3 dB
Main lobe direction = 0.0 deg.
Angular width (3 dB) = 33.8 deg.
Side lobe level = -11.2 dB



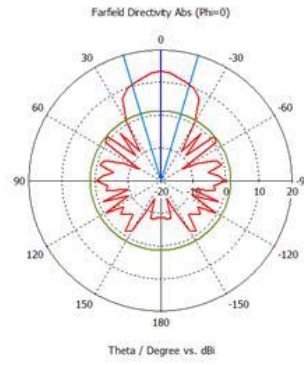
farfield (f=07.0000) [1[1.0,0.0]+2[1.0,0.0]]

Frequency = 7
Main lobe magnitude = 14.7 dB
Main lobe direction = 0.0 deg.
Angular width (3 dB) = 39.3 deg.
Side lobe level = -15.3 dB



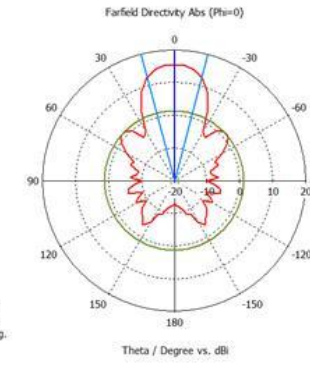
ff_08.0000 [1[1.0,0.0]+2[1.0,0.0]]

Frequency = 8
Main lobe magnitude = 10.7 dB
Main lobe direction = 15.0 deg.
Angular width (3 dB) = 47.3 deg.
Side lobe level = -10.6 dB



ff_09.0000 [1[1.0,0.0]+2[1.0,0.0]]

Frequency = 9
Main lobe magnitude = 13.6 dB
Main lobe direction = 0.0 deg.
Angular width (3 dB) = 32.9 deg.
Side lobe level = -12.2 dB



farfield (f=10.0000) [1[1.0,0.0]+2[1.0,0.0]]

Frequency = 10
Main lobe magnitude = 15.5 dB
Main lobe direction = 0.0 deg.
Angular width (3 dB) = 29.5 deg.
Side lobe level = -14.2 dB

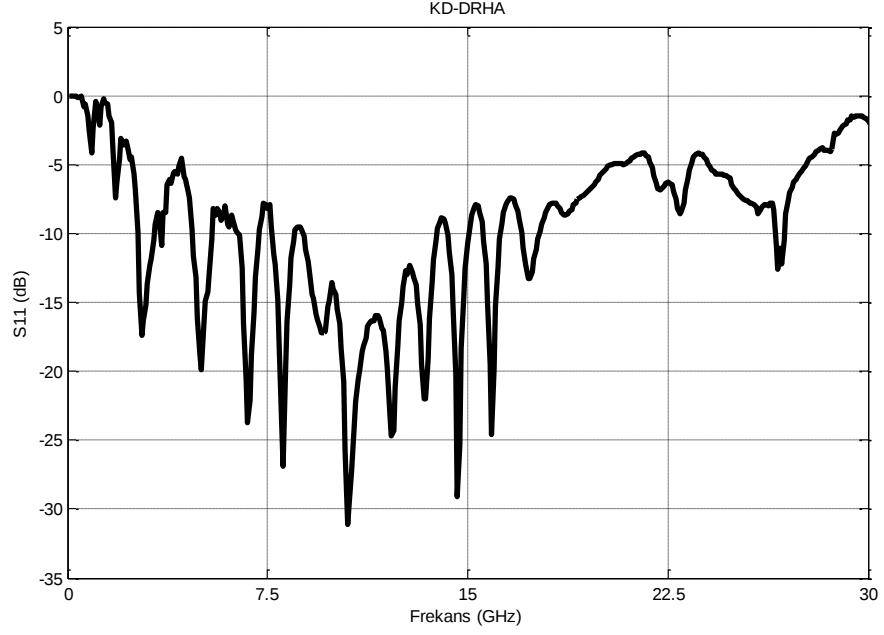
Şekil 4. 38 TEM ve ridged horn anten dizisi ışıma paternleri (H-düzlemi) (devam)

4.5 Ölçüm Sonuçları

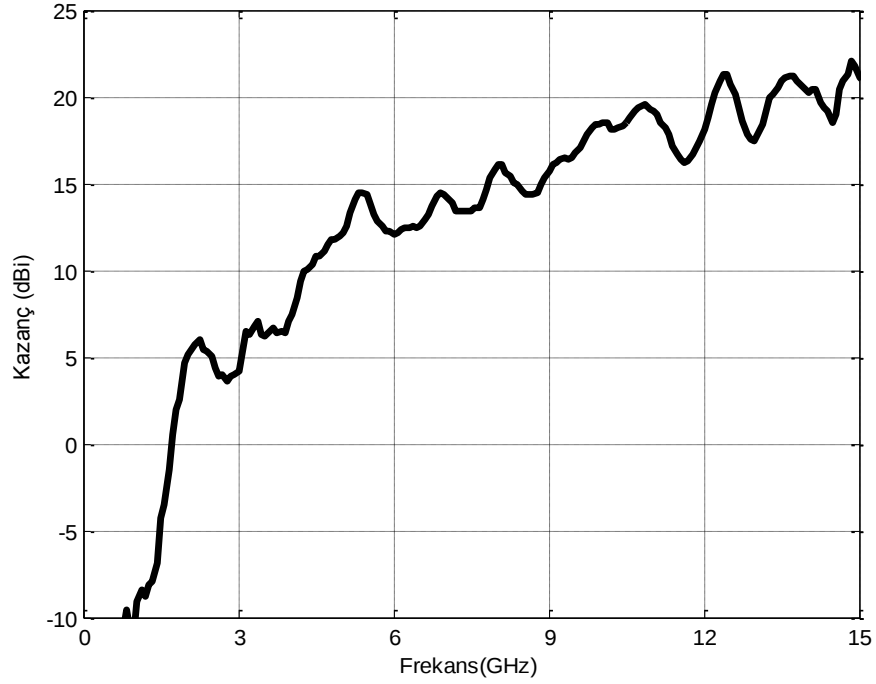
Bu bölümde daha önceden tasarlanan KD-DRHA ve KD-TEMRHA anten modellerinin gerçekleştirilip ölçüm sonuçları incelenmiştir. Simülasyon parametreleri göz önünde bulundurularak üretimi gerçekleştirilen antenler Şekil 4.39 ve Şekil 4.42’da verilmiştir. Ölçüm sonucunda elde edilen S_{11} grafiğine bakıldığında KD-DRHA’nın 2 GHz frekansından başlayıp 26 GHz’e kadar yansıma katsayısının kabul edilebilir düzeyde olduğu görülmüştür (Şekil 4.40). Antenin kazancı referans antene göre alındığından ölçüm 15 GHz’e kadar yapılmıştır. Buradan antenin kazancının 5 ile 20 dB arasında değiştiği ve ortalama 15 dB seviyelerinde olduğu görülmektedir (Şekil 4.41).



Şekil 4. 39 Gerçekleştirilen KD-DRHA



Şekil 4. 40 KD-DRHA'nın S_{11} ölçüm sonucu



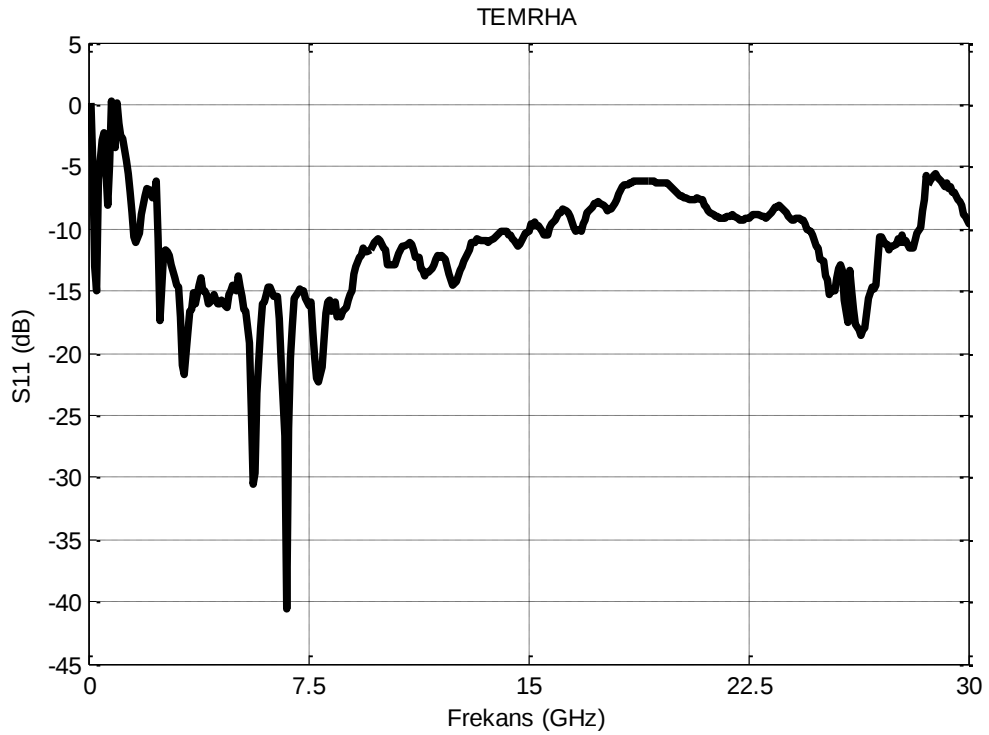
Şekil 4. 41 KD-DRHA'nın kazanç ölçüm sonucu

KD-TEMRHA tasarımı da aynı şekilde incelendiğinde S_{11} değeri genel olarak -10 dB seviyelerinde elde edilmiştir. 20 GHz civarında bir miktar olumsuz değerler almıştır ancak bu değeri besleme kısmının tasarımı üzerinde değişiklik yaparak düzeltilmesi öngörülmüştür. Genel olarak bakıldığında ise beklenildiği gibi -6 dB altında olan bir

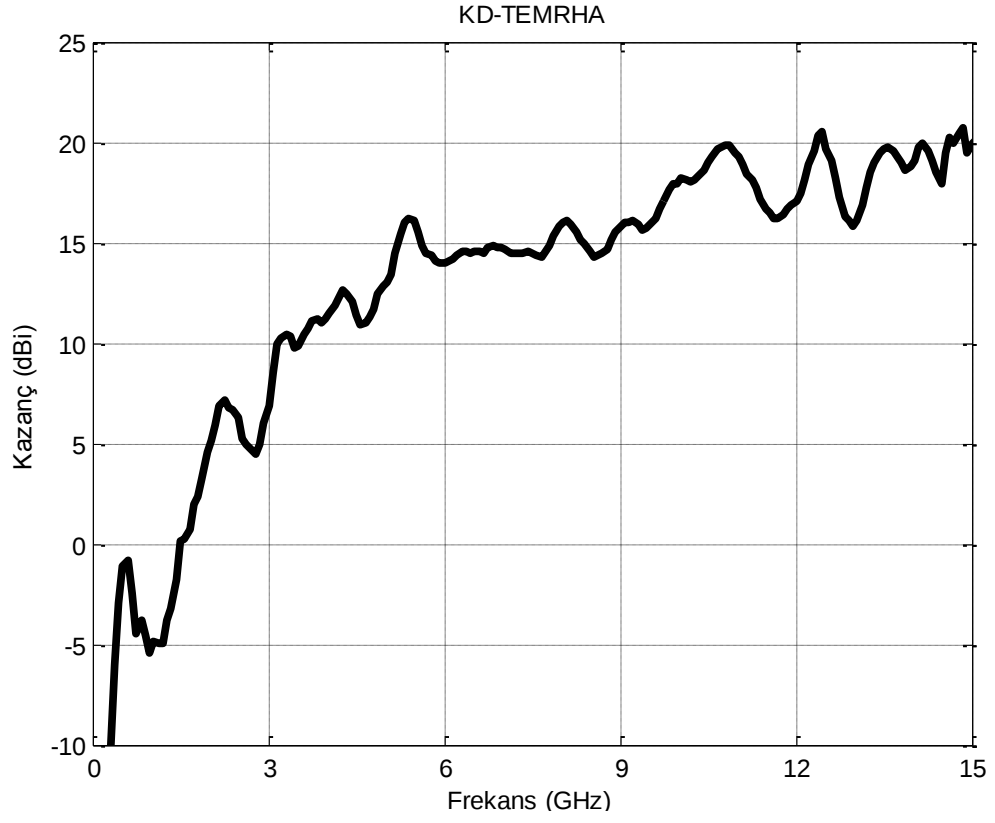
yansımaya katsayısı sonucuna ulaşılmış (Şekil 4.43) ve amaçlanan performansta bir anten tasarımı yapılmıştır. Ayrıca ölçülen kazanç bakılırsa oldukça yüksek değerler aldığı görülmektedir (Şekil 4.44). Bu iki antenin karşılaştırmalı ölçüm sonuçlarına bakılarak performanslarını kıyaslamak mümkündür (Şekil 4.45 ve Şekil 4.46). Her iki antenin H-düzlemi patern ölçümleri yapılmıştır ve sonuçları gösterilmiştir (Şekil 4.47 ve Şekil 4.48).



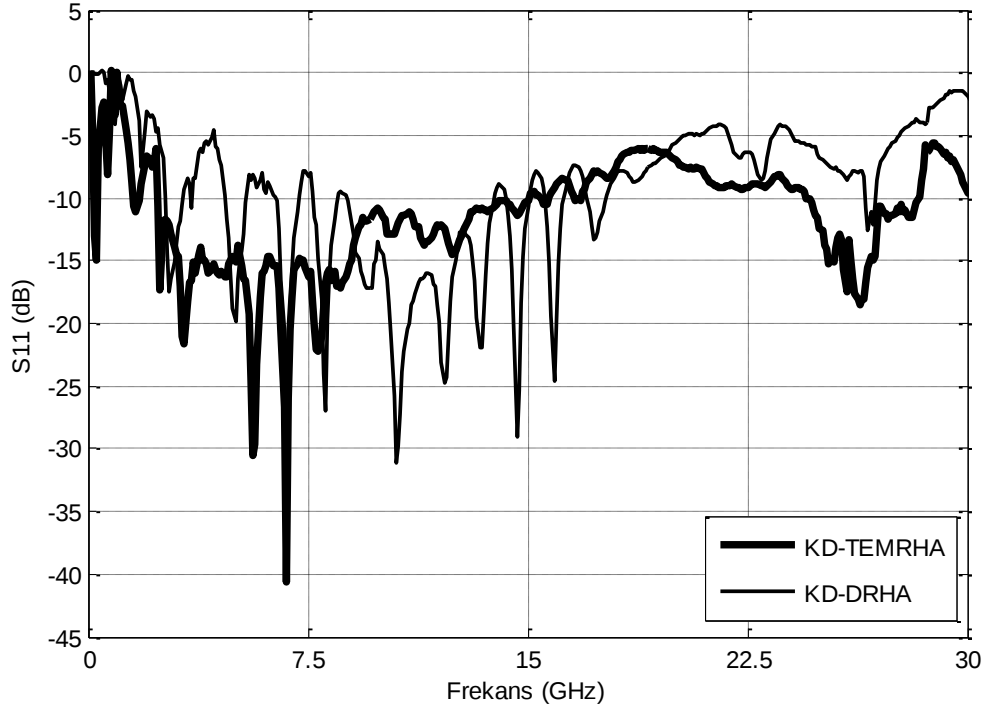
Şekil 4. 42 Gerçekleştirilen KD-TEMRHA



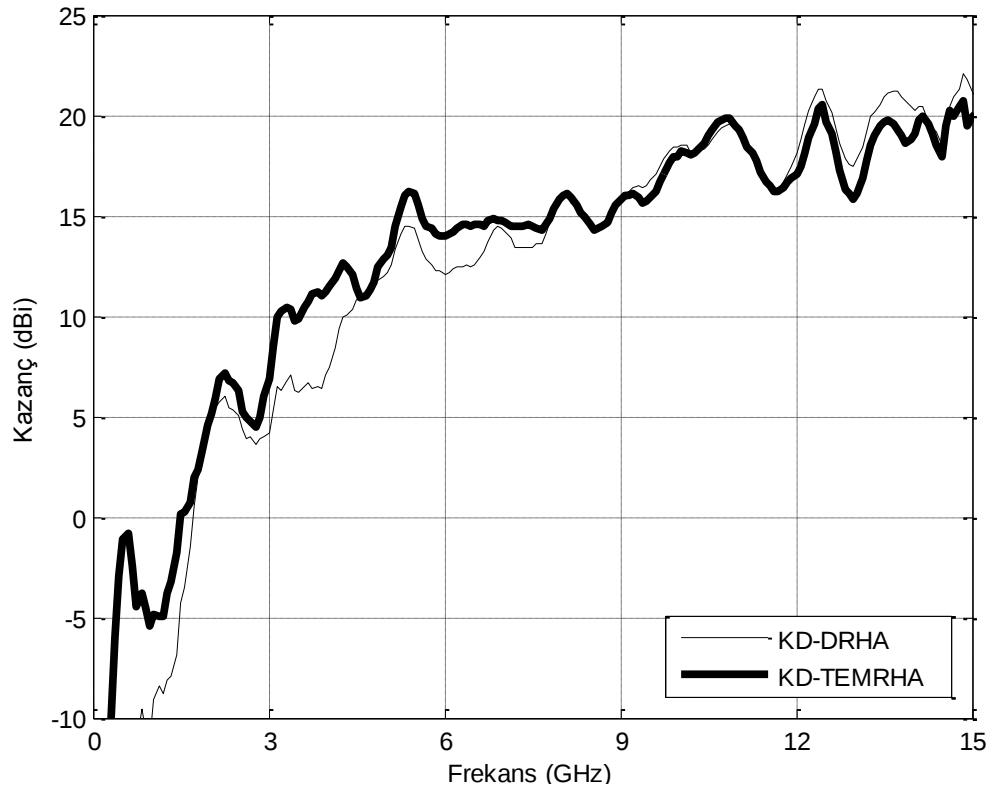
Şekil 4. 43 KD-TEMRHA'nın S_{11} ölçüm sonucu



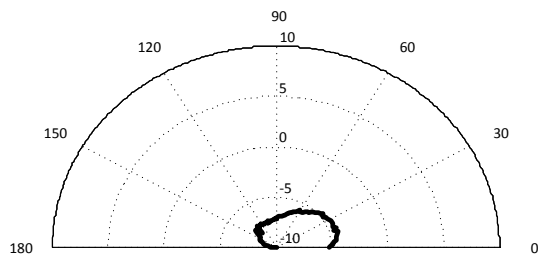
Şekil 4. 44 KD-TEMRHA'nın kazanç ölçüm sonucu



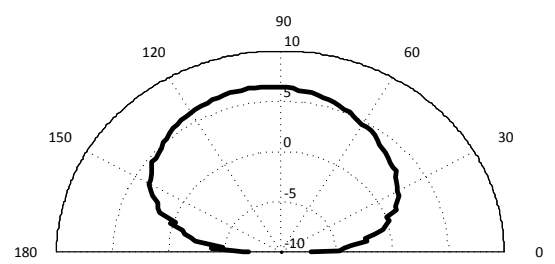
Şekil 4. 45 KD-TEMRHA ve KD-DRHA karşılaştırmalı yansıma katsayısı



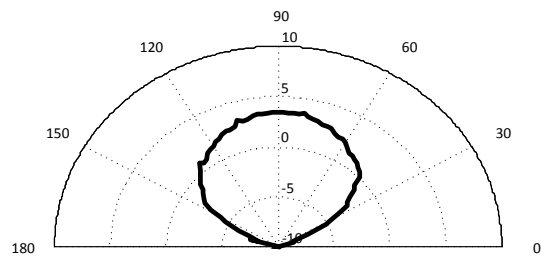
Şekil 4. 46 KD-TEMRHA ve KD-DRHA karşılaştırmalı kazancı



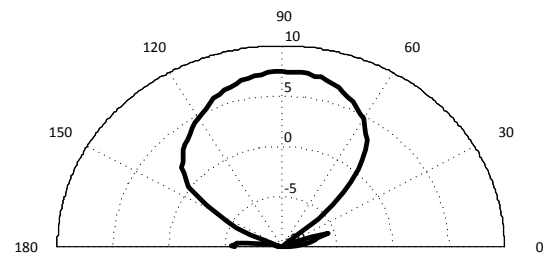
1 GHz



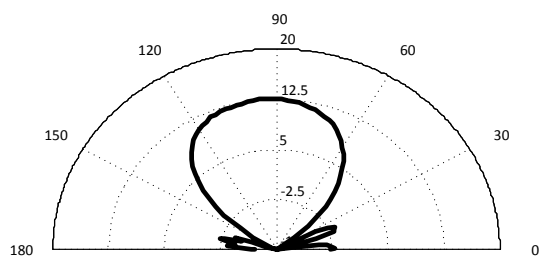
2 GHz



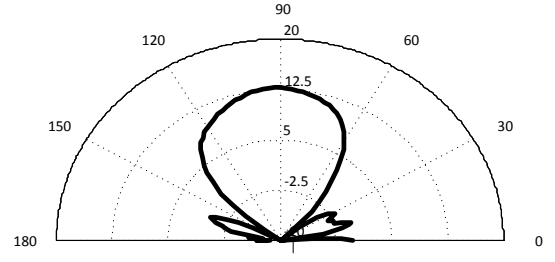
3 GHz



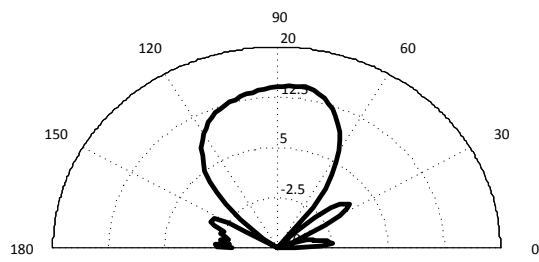
4 GHz



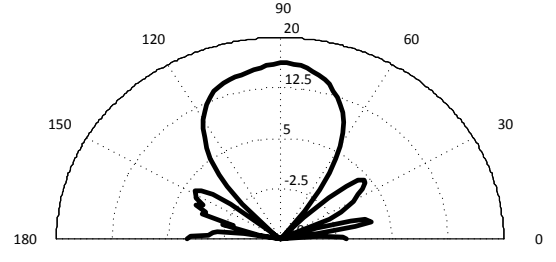
5 GHz



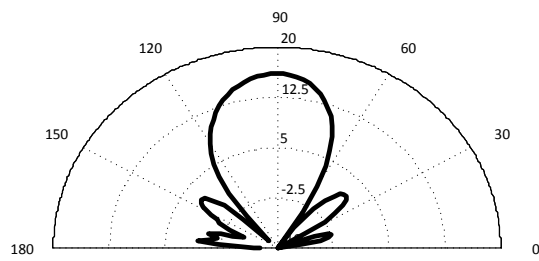
6 GHz



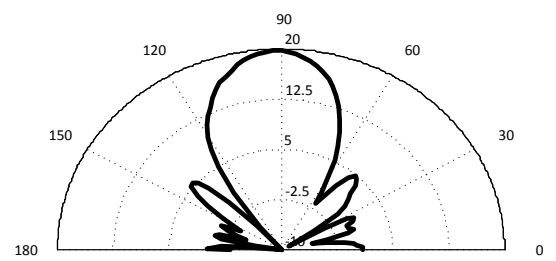
7 GHz



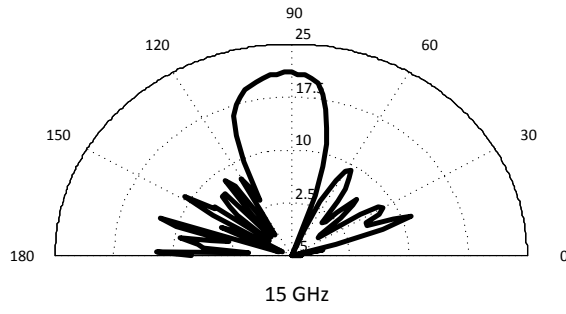
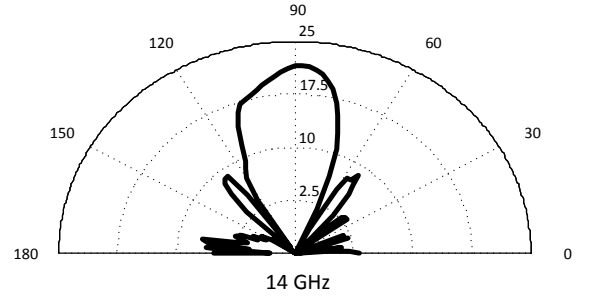
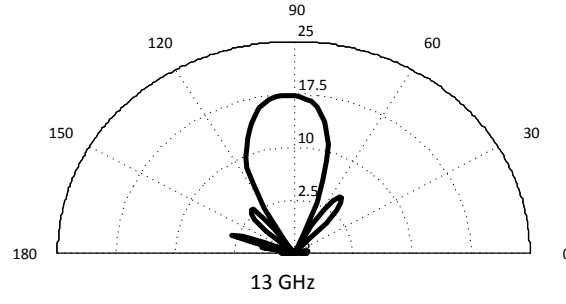
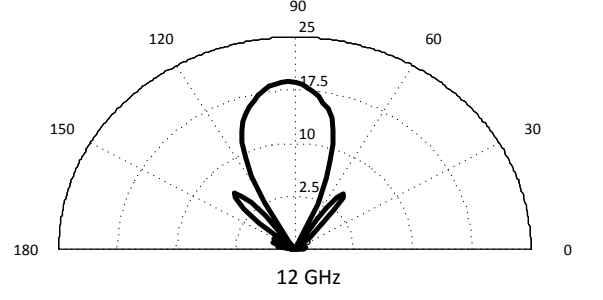
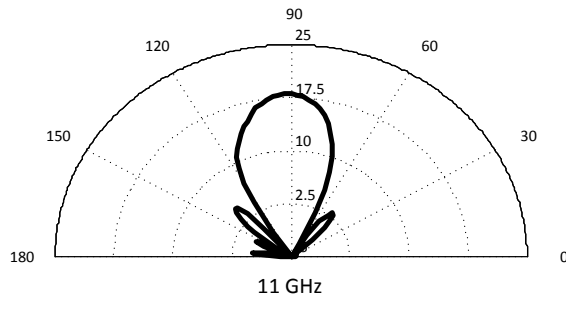
8 GHz



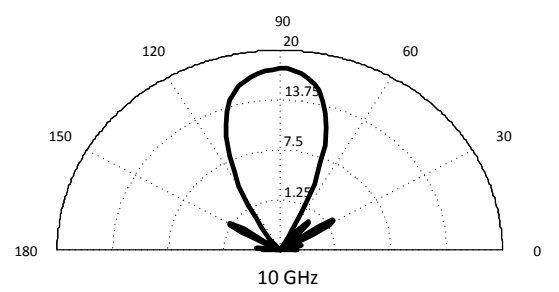
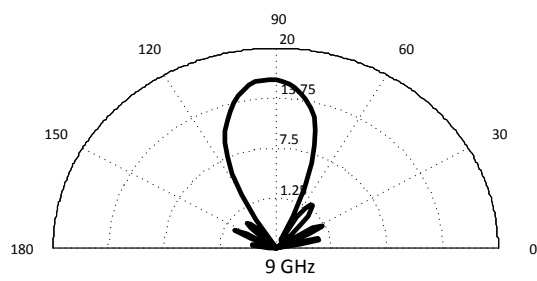
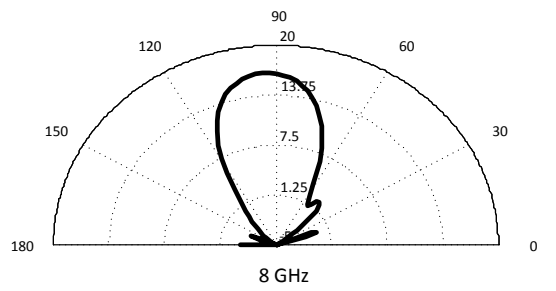
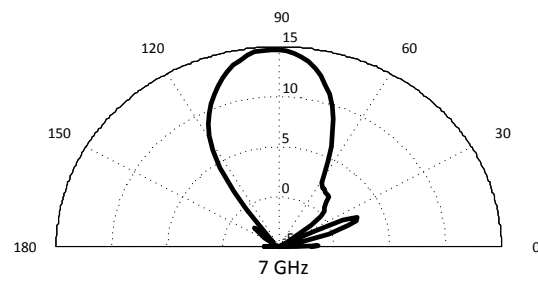
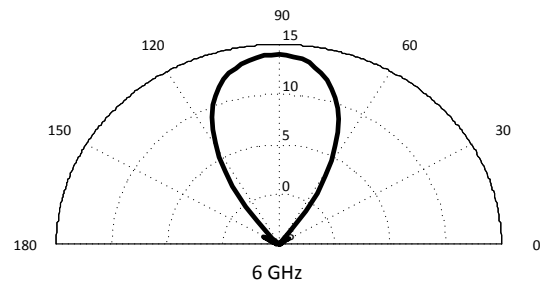
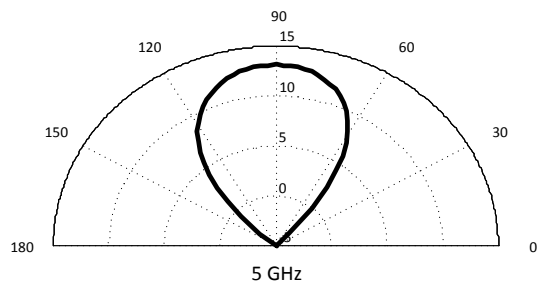
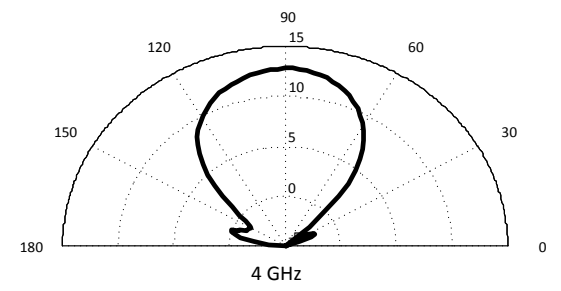
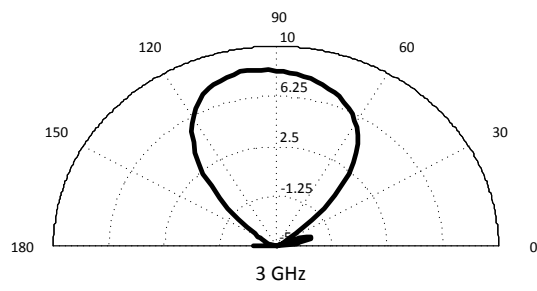
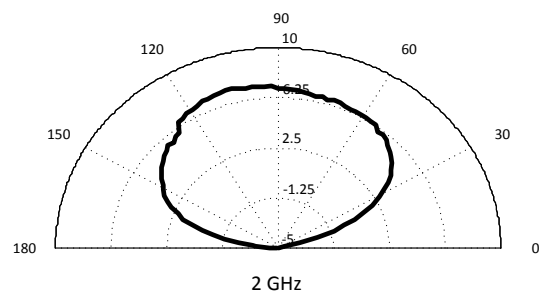
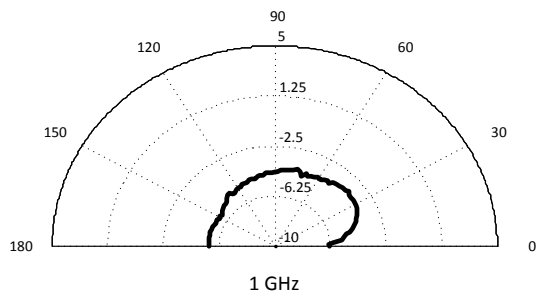
9 GHz

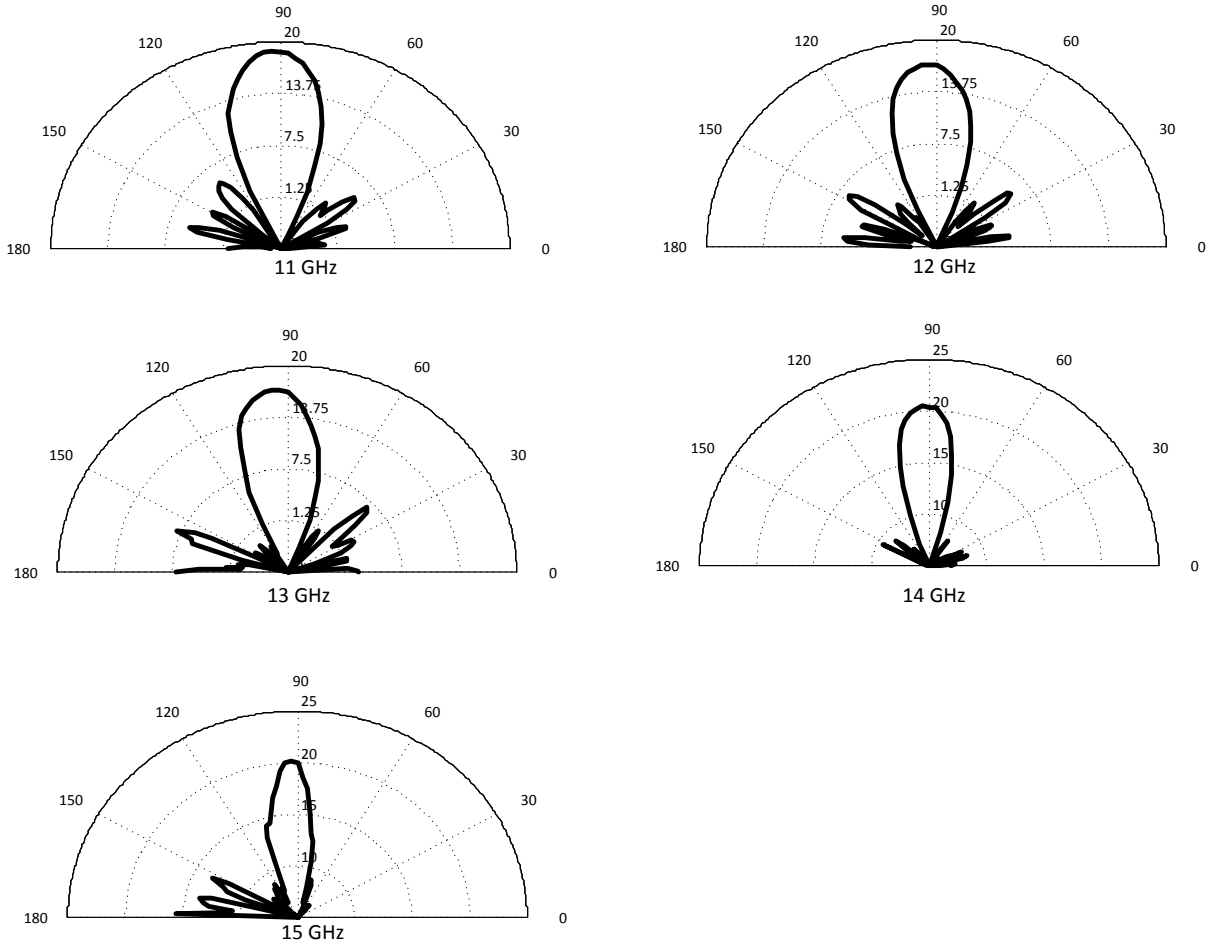


10 GHz



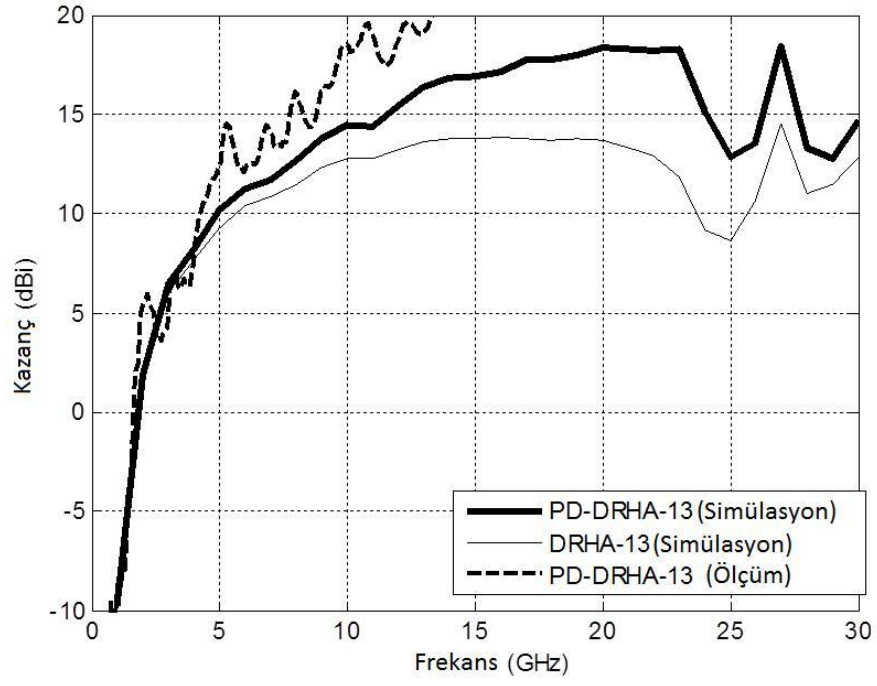
Şekil 4. 47 KD-DRHA ışıma paterni ölçümü (H-düzlemi)



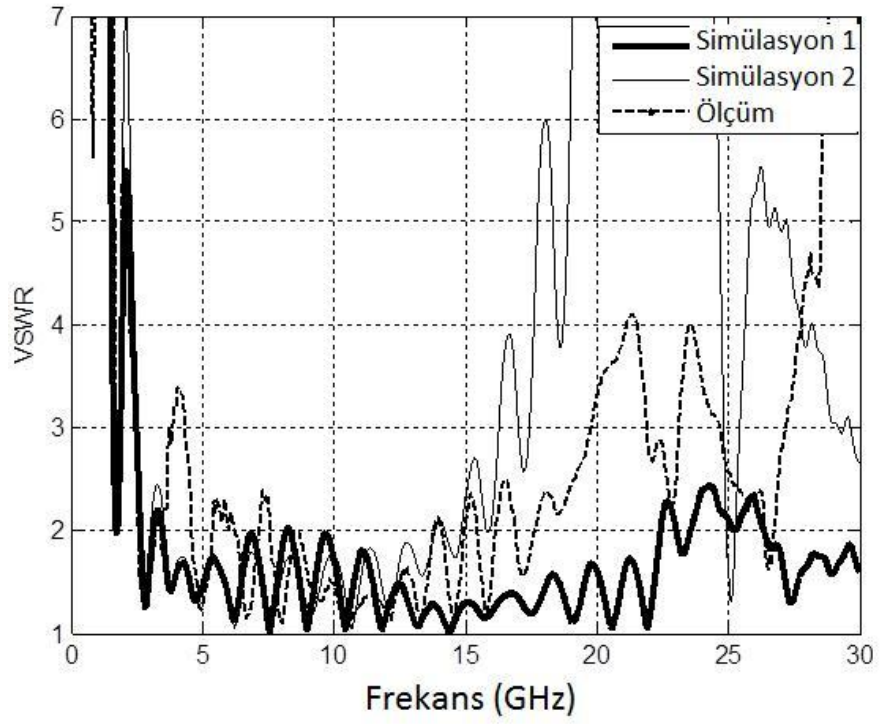


Şekil 4. 48 KD-TEMRHA ışıma paterni ölçümü (H-düzlemi)

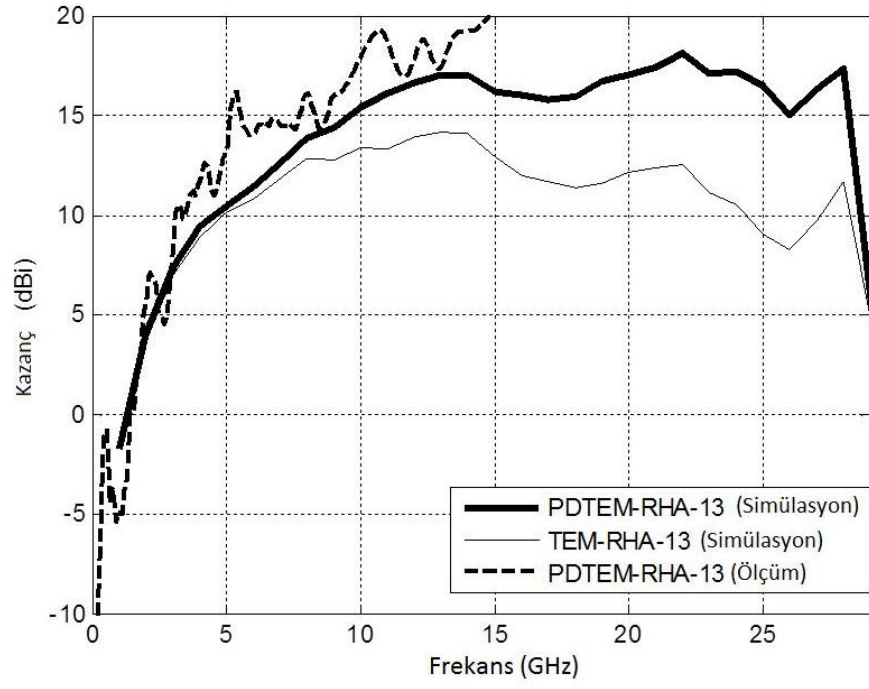
Son olarak tasarlanan antenlerin kazançları ve duran dalga oranları karşılaştırmalı olarak verilmiştir. Şekil 4.49’da dielektrik eklenmesiyle antenin kazancının değişimi görülmekte ve ölçüm sonucuyla birlikte çizdirilmiştir (Şekil 4.49). VSWR değişimi ise besleme ucunun farklı konumlarda iki simülasyon ve ölçüm sonucu gösterilmiş (Şekil 4.50). Besleme ucunun merkezinin alt ridged parçasının girişinde olduğu durumda en iyi VSWR elde edildiği görülmüştür (Simülasyon 1). Aynı şekilde TEMRHA için de dielektriksiz ve dielektrikli durumda kazancın simülasyon ve ölçüm sonuçları karşılaştırmalı olarak gösterilmiştir (Şekil 4.51). VSWR değişimi ise simülasyon ve ölçüm sonuçları karşılaştırmalı olarak çizdirilmiştir (Şekil 4.52).



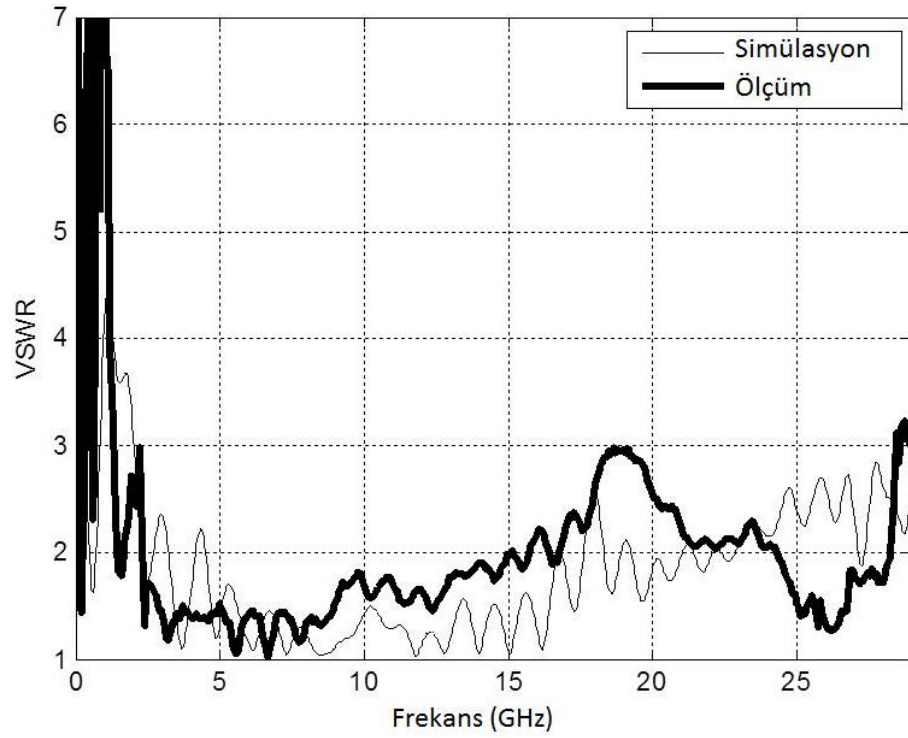
Şekil 4. 49 KD-DRHA karşılaştırmalı kazanç



Şekil 4. 50 KD-DRHA karşılaştırmalı VSWR



Şekil 4. 51 KD-TEMRHA karşılaştırmalı kazanç



Şekil 4. 52 KD-TEMRHA karşılaştırmalı VSWR

SONUÇ VE ÖNERİLER

Geniş bant gereksinimi duyan radar ve haberleşme sistemlerinde anten bloğunun fiziki tasarımı hafiflik ve küçük boyut gereksinimleri dolayısıyla ciddi derecede zor olmaktadır. Bu bağlamda TEM horn antenin gerekli parametreleri optimize edildiğinde geniş bantlı, yüksek kazançlı, dar huzmeli ve düşük VSWR'li karakteristikleri sağladığı ve bow-tie, spiral anten gibi alternatif antenlere karşı tercih nedeni olduğu bilinmektedir.

Tezde öncelikli olarak anten parametrelerine farklı değerler vererek optimize edilmiş DRHA tasarımı yapılmıştır. Daha sonrasında antene dielektrik yüklemesi yapılarak kazanç değerine olumlu etkisi incelenmiştir.

Ridged horn antenin çalışma frekansını artırmak için başka anten yapılarıyla birleştirilmesi amaçlanmış ve TEMRHA tasarımı gerçekleştirilmiştir. Bu yapının bir farklı modeli olarak DRHA ve Vivaldi şekilli TEM horn anten yapıları kullanılarak bu anten dizisinin çok geniş bantlı uygulamalarda kullanılabileceği görülmüştür. Ayrıca gelecek çalışmalarda üretiminin gerçekleştirilip geliştirme çalışmaları yapılması hedeflenmektedir.

Son kısımda ise tasarlanan antenler üretilip gerçek performansları karşılaştırılmış ve her iki antenden de yüksek kazanç değerleri elde edilmiştir. Işıma paternleri oldukça yeterli düzeyde olup yere nüfuz eden radar (YNR) ve duvar arkası görüntüleme uygulamalarında kullanılabilecek anten yapıları olduğu görülmüştür. Kompakt yapıdaki iki anten modelinin de parabolik reflektörlerde besleme anteni olarak kullanılması büyük avantaj sağlayacaktır. Böylece reflektör verimli bir şekilde beslenebilecek ve

daha yüksek kazanç değerleri elde edilmesi mümkün olacaktır ve uzak mesafe radar uygulamalarında kullanılmasının uygun olduğu görölmektedir.

KAYNAKLAR

- [1] Skolnik, M.I., (1990). Radar Handbook, Second Edition, McGraw-Hill Professional Publishing.
- [2] Milligan, T.A., (2005). Modern antenna design , Second Edition, A John Wiley & Sons inc., New Jersey.
- [3] Balanis, C.A., (2005). Antenna Theory : Analysis and Design , Third Edition, A John Wiley & Sons inc., New Jersey.
- [4] Turk A.S., (2006). "Ultra-Wide Band Vivaldi Antenna Design for Multisensor Adaptive Ground Penetrating Impulse Radar", Microwave and Optical Technology Letters, 48:834-839.
- [5] Cheng, D.K., (1989). Field and Wave Electromagnetics, Second Edition, Addison-Wesley.
- [6] Hamid, M., ve Al-Sulaiman, A., (1983). "New types of dielectric loaded horn antennas", Int. J. Electron., 55:729-750.
- [7] Chumachenko, V.P. ve Turk, A.S., (2001). "Radiation Characteristics of Wide-angle H-plane Sectoral Horn Loaded with Dielectric of Multiangular Shape", International Journal of Electronics, 88: 91-101.
- [8] Tuchkin, I.A. ve Shestopalov, V.P., (1985). " Wave scattering by a finite system of cylindrical screens of arbitrary profile with Dirichlet boundary conditions", Akademiia Nauk SSSR Doklady, 285:1107-1109
- [9] Kraus, J.D. ve Marhefka, R.J., (2001). Antennas For All Applications, Third Edition, McGraw-Hill Science/Engineering/Math
- [10] Kanda, M., (1986). "Time-Domain Measurements in Electromagnetics", Edited by E. K. Miller, Van Nostrand Reinhold Company Inc, New York, 5:122-174.
- [11] Lambert, A.P., Booker, S.M., ve Smith, P.D., (1994). "Transient Antenna Design parameters for optimising Radiated Pulse," AGARD, Electromagnetic Wave Propagation Panel, Proc. 54th Specialists' Meeting on High Power Microwaves, Ottawa, Canada, Chapter 8.
- [12] Aurand, J.F., (1997). "A TEM-Horn Antenna with Dielectric Lens for Fast Impulse Response,"Ultra-Wideband, Short-Pulse Electromagnetics 3, Edited by Baum et al., Plenum Press, New York, 113-120.

- [13] Mallahzadeh, A.R., ve Karshenas, F., (2009). "Modified TEM Horn Antenna for Broadband Applications", Progress In Electromagnetics Research, PIER 90
- [14] Mallahzadeh, A.R. ve Imani, A.,(2009). "Double-Ridged Antenna for Wideband Applications", Progress In Electromagnetics Research, 91:273–285.
- [15] Turk, A.S. ve Sahinkaya, D.A., (2007). "Partial Dielectric Loaded TEM Horn Design for Ultra-Wideband Ground Penetrating Impulse Radar Systems", Ultra-Wideband Short-Pulse Electromagnetics Series 7, chapter 34, Berlin: Springer.
- [16] Scheers, B., Acheroy, M., ve Vorst, A.V., (2000). "Time-domain simulation and characterization of TEM horns using a normalized impulse response", IEE Proc. Microwave Antennas Propagation, 147:6:463-468.
- [17] Yarovoy, A.G., Schukin, A.D., Kaploun, I.V., ve Ligthart, L.P., (2002). "The dielectric wedge antenna", IEEE Trans. on Antennas and Propagation 50, 10:1460-1472.

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı :Alper Çalışkan
Doğum Tarihi ve Yeri :08.12.1989 Fatih
Yabancı Dili :İngilizce
E-posta :alperc7@gmail.com

ÖĞRENİM DURUMU

Derece	Alan	Okul/Üniversite	Mezuniyet Yılı
Y. Lisans	Haberleşme	Yıldız Teknik Üniversitesi	2014
Lisans	Elektronik ve Haberleşme Müh.	Yıldız Teknik Üniversitesi	2011
Lise	Sayısal	Adile Mermerci A.L.	2007

YAYINLARI

Bildiri

1. Unal, M., Caliskan, A., Turk, A. S., (2013). "Impacts on Signal Processing Techniques for Ground Penetrating Radar", Signal Processing Symposium SPS, Jachranka, Poland

Proje

1. Araca Monteli İleri Bakan Yere Nüfuz Eden Radar (YNR) için Çok Geniş Bantlı Anten Sistemleri Tasarımı ve Uygulaması

Makale

1. Turk, A.S., Senturk, M.D., Keskin, A.K., Caliskan, A., Ultra Wide Band Parabolic Reflector Antenna Design for Forward Looking Ground Penetrating Impulse Radar, Progress In Electromagnetics Research Symposium (PIERS 2013) (Kabul edildi)
2. Unal, M., Caliskan, A., Turk, A.S., Bakbak P.O., Impacts on Subsurface and Through-Wall SAR Imaging Techniques for Ground Penetrating Radar, Technology and design in electronic equipment (TKEA 2013) (Kabul edildi)