

ULTRA GENİŞBANT DIELEKTRİK REZONATÖR  
ANTEN TASARIMI SİMÜLASYONU VE ÖLÇÜMÜ

Armağan KIRANKABEŞ

Yüksek Lisans Tezi

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Haziran - 2012

ULTRA GENİŞBANT DİELEKTRİK REZONATÖR  
ANTEN TASARIMI SİMÜLASYONU VE ÖLÇÜMÜ

Armağan KIRANKABEŞ

DUMLUPINAR ÜNİVERSİTESİ

Fen Bilimleri Enstitüsü

Lisansüstü Eğitim Öğretim ve Sınav Yönetmeliği Uyarınca

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Olarak Hazırlanmıştır.

Danışman : Prof. Dr. Cengiz ÖZZAİM

Haziran - 2012

**KABUL ve ONAY SAYFASI**

Armağan KIRANKABEŞ' in YÜKSEK LİSANS tezi olarak hazırladığı “Ultra Geniş-bant Dielektrik Rezonatör Anten Tasarımı Simülasyonu ve Ölçümü” başlıklı bu çalışma, jürimizce Dumlupınar Üniversitesi Lisansüstü Eğitim Öğretim ve Sınav Yönetmeliğinin ilgili maddeleri uyarınca değerlendirilerek kabul edilmiştir.

...../...../.....

Üye : Prof. Dr. Cengiz ÖZZAİM

Üye : Doç. Dr. Mehmet Ali EBEOĞLU

Üye : Yrd. Doç. Dr. Alpaslan DUYSAK

Fen Bilimleri Enstitüsün Yönetim Kurulu'nun ...../...../..... gün ve ..... sayılı kararıyla onaylanmıştır.

Prof. Dr. Hasan GÖÇMEZ  
Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

# ULTRA GENİŞBANT DİELEKTRİK REZONATÖR ANTEN TASARIMI SİMÜLASYONU VE ÖLÇÜMÜ

Armağan Kırankabeş

Elektrik-Elektronik Mühendisliği, Yüksek Lisans Tezi, 2012

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Cengiz ÖZZAİM

## ÖZET

Elektrik elektronik mühendisliğinin insanlığın kullanımına giren hemen her cihazda bir emeği vardır. İletişim alanı elektronik mühendisliğinin temel çalışma alanlarından biridir. Haberleşme sistemleri her geçen gün önem kazanmaktadır. Haberleşme sistemlerinde kullanılan antenlerin boyutları her geçen gün küçülen elektronik parçalar gibi küçülmelidir. Ayrıca antenlerin yüksek frekanslardaki kayıpları da azaltılmalıdır.

Dielektrik rezonatör antenler (DRA) küçük boyutları, yüksek frekanslarda verimli çalışabilmeleri, istenen polarizasyon tipine göre tasarlanabilme yetenekleri, metal antenlere göre daha düşük kayba sahip olmaları gibi özelliklerinden dolayı son zamanlarda anten araştırmalarında önemli yer almaktadırlar. DRA antenlerin bant genişlikleri genel olarak mikroşerit antenlerden büyüktür. Bu antenler, yeni nesil kablosuz iletişim standartlarının birkaçını birden destekleyecek frekans bandında tasarlanabilirler.

Bu nedenle son yıllarda araştırmaların bir bölümü empedans bant genişliğini artırmak üzere yoğunlaştırılmıştır. Bu çalışma kapsamında geniş bantlı olan ve basamak yapısına sahip olan bir DRA HFSS simülasyon programı kullanılarak tasarlanacaktır. Bu tasarım üretilen ve üretilen antenin performansı bir laboratuarda ölçülecektir. Ölçümden elde edilen sonuçlar ile simülasyon sonuçları karşılaştırılacak ve yorumlanacaktır.

**Anahtar Kelimeler:** Dielektrik Rezonatör Anten, HFSS, Silindirik Dielektrik Rezonator Anten  $TM_{01\delta}$  Modu.

# ULTRA WIDEBAND DIELECTRIC RESONATOR ANTENNA DESIGN SIMULATION AND MEASUREMENT

Armağan KIRANKABEŞ

Electrical and Electronics Engineering, M.S.Thesis, 2012

Thesis Supervisor: Prof. Dr. Cengiz ÖZZAİM

## SUMMARY

Electrical and electronics engineering has an effort in nearly all the devices that enters usage of humans. Communication area is one of the main areas of electronics engineering. Communication systems gain importance day by day. The sizes of antennas which are used in communication systems must get smaller as size of electronic components reduces. In addition, the losses of antennas must be decreased in high frequency regions.

Dielectric resonator antennas; (DRA) due to their small sizes, their ability to work efficiently in high frequencies, their ability to be designed according to the desired polarization type, their property of having less loss than metallic counterparts and due to other properties recently play an important part in antenna researchs. The bandwidths of DRA's are generally wider than microstrip antennas. These antennas can be designed in a frequency bant that supports a few of new generation wireless transmission standards together.

For this reason in recent years some of research is focused on increasing impedance bandwidth. In context of this study, a wideband stepped radius DRA is designed using HFSS simulation programme. This design is manufactured and performance of the designed antenna is measured in a laboratory. Results of the measurement and results of the simulation are compared and commented.

**Keywords:** Dielectric Resonator Antenna, HFSS,  $TM_{01\delta}$  Mode of Cylindrical Dielectric Resonator Antenna.

## TEŞEKKÜR

Bu çalışmada bana daima yardımcı olan değerli danışman hocam Prof. Dr. Cengiz Özzaim'e, tezdeki antenlerin üretim aşamasında engin tecrübesiyle bana yol gösteren Doç. Dr. Mehmet Ali Ebeoğlu'na, jüri üyem Yrd. Doç. Dr. Alpaslan Duysak'a, destekleri ile daima yanımda olan annem Rukiye Kırankabeş'e, kardeőim Arda Kırankabeş'e ve ölçümlerin alınmasında gerekli olan özel teçhizatları kullanma imkanı sağlayan, aynı zamanda üç buçuk sene araőtırmacı olarak çalıőanı olmaktan onur duyduğum TÜBİTAK'a teşekkür ederim.

## İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
ÖZET .....	iv
SUMMARY .....	v
TEŞEKKÜR.....	vi
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	ix
ÇİZELGELER DİZİNİ .....	x
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ.....	xi
1. GİRİŞ .....	1
2. ANTENLER.....	3
2.1 Anten Parametreleri .....	3
2.1.1 Anten gerilim duran dalga oranı .....	3
2.1.2 Frekans bant genişliği .....	3
2.1.3 Geri dönüş kaybı.....	3
2.1.4 Işıma güç yoğunluğu.....	4
2.1.5 Işıma şiddeti yoğunluğu.....	4
2.1.6 Yönlendiricilik kazancı.....	4
2.1.7 Yönlendiricilik.....	4
2.1.8 Güç kazancı.....	4
2.1.9 Gerçek güç kazancı .....	5
2.1.10 Polarizasyon.....	5
2.1.11 Yansıma katsayısı .....	6
2.1.12 Diğer parametreler, ışıma diyagramı ve genel değerlendirme .....	6
3. DİELEKTRİK MALZEMELER.....	9
3.1 Dielektrik Rezonatör.....	9
3.2 Dielektrik Malzemeler .....	10
3.3 Dielektrik Anten Geometrileri ve Besleme Şekilleri .....	12
3.4 Çalışmada Kullanılan Dielektrik Malzeme.....	15
4. SİLİNDİRİK DİELEKTRİK REZONATÖR ANTEN YAPILARI .....	18
4.1 Silindirik DRA Modları .....	19
4.2 Silindirik DRA Işıma ve Yakın Alan Özellikleri.....	20
4.3 Silindirik DRA Rezonans Frekansları .....	22
4.3.1 $TM_{01\delta}$ modu rezonans frekansı ve Q değeri.....	22
4.3.2 $EH_{11\delta}$ modu rezonans frekansı ve Q değeri.....	22
4.3.3 $TE_{01\delta}$ modu rezonans frekansı ve Q değeri .....	23
4.3.4 $HE_{11\delta}$ modu rezonans frekansı ve Q değeri .....	24
4.4 Halka Şeklindeki Silindirik DRA .....	24

## İÇİNDEKİLER (devam)

	<u>Sayfa</u>
5. ULTRA GENİŞBANT ANTEN TASARIMI VE ANALİZİ .....	27
5.1 Kablosuz İletişim Teknolojileri .....	27
5.2 Bant Genişliğini Artırma Teknikleri .....	28
5.2.1 Çok katlı farklı dielektrik katsayılı yapı .....	28
5.2.2 Hava boşluğu bırakma .....	29
5.2.3 DRA şeklini değiştirme .....	29
5.2.4 Birden fazla DRA kullanma.....	30
5.3 Simülasyonda Kullanılan Paket Programlar .....	30
5.4 Geniş Bantlı Silindirik DRA Tasarımı.....	31
5.5 Ultra Geniş Bantlı Basamak Şeklinde DRA Tasarımı .....	36
5.6 Ultra Geniş Bantlı Basamak Şeklinde Anten Üretimi ve $S_{11}$ Parametre Ölçümü.....	45
6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER .....	50
KAYNAKLAR DİZİNİ .....	51

## ŞEKİLLER DİZİNİ

<u>Sekil</u>	<u>Sayfa</u>
2.1. Polarizasyon türleri a) dairesel b) eliptik c) çizgisel. ....	5
2.2. Yagi-Uda antenin polar koordinatlardaki ışınma diyagramı. ....	7
2.3. Işınma diyagramındaki kulakçıklar. ....	8
3.1. Haberleşme sistemlerinde kullanılan dielektrik filtre. ....	11
3.2. Bazı DRA geometrileri. ....	12
3.3. Koaksiyel konnektör ile besleme. ....	13
3.4. Mikroşerit hatlı yarık besleme. ....	14
3.5. DRA dizisi. ....	15
3.6. Dielektrik silindirik çubuğun çapı. ....	17
4.1. Silindirik DRA. ....	19
4.2. Silindirik DRA'nın bazı modlarının ışınım benzetimleri. ....	20
4.3. Silindirik DRA'nın $TM_{018}$ modu için elektrik ve manyetik alan çizgileri. ....	21
4.4. Silindirik DRA'nın $EH_{118}$ modu için elektrik ve manyetik alan çizgileri. ....	23
4.5. Silindirik DRA'nın $TE_{018}$ modu için elektrik ve manyetik alan çizgileri. ....	23
4.6. Silindirik DRA'nın $HE_{118}$ modu için elektrik ve manyetik alan çizgileri. ....	24
4.7. Halka şeklindeki silindirik DRA. ....	25
5.1. Çok katlı yapı. ....	29
5.2. Piyon şeklindeki DRA. ....	30
5.3. Birden fazla DRA kullanma. ....	30
5.4. Hibrit DRA yapısı. ....	34
5.5. Hibrit DRA'nın farklı iki silindir yüksekliği için $S_{11}$ grafiği. ....	35
5.6. Basamak şeklinde hibrit DRA. ....	37
5.7. Geniş bantlı ilk antenin geri dönüş kaybı grafiği. ....	38
5.8. İlk antenin monopol üzerindeki akım grafiği. ....	39
5.9. Geniş bantlı ikinci antenin geri dönüş kaybı grafiği. ....	40
5.10. İkinci antenin monopol üzerindeki akım grafiği. ....	41
5.11. 3.5 GHz 0 derece fazdaki elektrik alan grafiği. ....	42
5.12. 6.3 GHz 20 derece fazdaki elektrik alan grafiği. ....	42
5.13. 7.5 GHz 260 derece fazdaki elektrik alan grafiği. ....	43
5.14. 9.4 GHz 40 derece fazdaki elektrik alan grafiği. ....	43
5.15. Geniş bantlı üçüncü antenin geri dönüş kaybı grafiği. ....	44
5.16. Üçüncü antenin xz düzleminde ve rezonans frekanslarındaki kazanç grafiği. ....	45

**ŞEKİLLER DİZİNİ (devam)**

<b><u>Sekil</u></b>	<b><u>Sayfa</u></b>
5.17. SMA konnektör.....	46
5.18. SMA konnektörün teknik çizimi.....	48
5.19. Üretilen dielektrik rezonatör ve ölçümde kullanılan basamak şeklindeki DRA. ....	49

**ÇİZELGELER DİZİNİ**

<b><u>Çizelge</u></b>	<b><u>Sayfa</u></b>
3.1. Bazı dielektrik malzeme ve rezonatör üreticileri. ....	16
4.1. Farklı b/a oranları için hesaplanan $X_{01}$ değerleri. ....	25
5.1. Bazı kablosuz iletişim teknolojilerinde kullanılan çalışma frekansları. ....	28
5.2. Silindirik basamak şeklindeki DRA parametre değerleri. ....	38
5.3. RF-23_SMA-50-0-53/199NE tip SMA konnektörün özellikleri. ....	47

**SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ****Simgeler****Açıklama**

Q	Kalite faktörü
$S_{11}$	Geri Dönüş Kaybı
$\epsilon$	Dielektrik katsayısı

**Kısaltmalar****Açıklama**

CST	Bilgisayarlı üç boyutlu elektromanyetik alan simülatörü
DR	Dielektrik rezonatör
DRA	Dielektrik rezonatör anten
FEM	Sonlu elemanlar metodu
GSM	Mobil iletişim için küresel sistem
HFSS	Yüksek frekans yapı simülatörü
PDA	Kişisel sayısal yardımcı
UEKAE	Ulusal Elektronik ve Kriptoloji Araştırma Enstitüsü
VSWR	Gerilim duran dalga oranı

## 1. GİRİŞ

Telekomünikasyon alanı elektronik mühendisliğinin temel çalışma alanlarından biridir. Telekomünikasyon, duyum, yazı, resim, simge ya da her çeşit bilginin tel, radyo, optik ile başka elektromanyetik dizgelerle iletilmesi; bunların yayımı ya da alınmasıdır (tr.wikipedia.org/wiki/Telekomünikasyon). Bilgi, bir taşıyıcı dalga kullanılarak iletim ortamına gönderilir. Eğer bu iletim ortamı atmosfer veya uzay ise, bilgi, bir anten kullanılarak gönderilip alınır. Haberleşme sistemleri her geçen gün daha önem kazanmaktadır. Artan iletişim trafiği, gün geçtikçe daha fazla kanal kapasiteli ve daha hızlı haberleşme sistemlerinin kurulması ihtiyacını doğurmaktadır. Bu sistemler birçok ihtiyacı karşılayabilecek özelliklere sahip teknolojileri kullanarak gelecekte daha spesifik hale geleceklerdir. Haberleşme sistemlerinde kullanılan antenlerin boyutları, her geçen gün küçülen elektronik parçalar gibi küçülmelidir. Ayrıca artan frekanslara uygun olarak kayıpları da azaltılmalıdır.

Dielektrik rezonatör antenler (DRA) küçük boyutları ve yüksek frekanslarda verimli çalışabilmeleri, istenen polarizasyon tipine göre tasarlanabilme ve metal antenlerden farklı olarak yüksek frekanslardaki iletim kayıplarının azlığı gibi özelliklerinden dolayı son zamanlarda anten araştırmalarında önemli yer almaktadırlar. Bu anten tipi 2 GHz ile 40 GHz arasındaki frekanslarda haberleşme cihazlarında kullanılabilir.

Dielektrik rezonatör geleneksel olarak enerji depolayıcı malzeme olarak kullanılmıştır. Genellikle mikrodalga devrelerinde osilatörlerde ve filtrelerde, dielektrik katsayısı yirmiden büyük olan yüksek permitiviteli dielektrik rezonatörler kullanılmaktadır (Kajfez and Guillon, 1986). Dielektrik malzemelerin ışına yapabileceği ilk kez R.D. Richtmeyer tarafından gösterilmiştir (Richtmeyer, 1939). Fakat bu çalışmadan ancak uzun yıllar sonra bilim dünyası bu özellikten faydalanarak anten yapma düşüncesini hayata geçirmiştir.

Dielektrik rezonatörlerin anten uygulamalarına baktığımızda çok çeşitli geometrik şekillerde yapılarla karşılaşırız. Bu yapılar dairesel, yarı dairesel, küresel, yarı küresel, üçgensel, dikdörtgensel gibi şekiller olabilir. Bu geometrilerin bazılarında antenin frekans bant genişliğinin artırılması amaçlanmaktadır. Geometrik özelliğin yanında yapılan besleme de bant genişliğini etkiler. Çalışmamızda ultra genişbant dielektrik rezonatör anten tasarımı ele alınacaktır. Bu amaçla dielektrik rezonatör anten şekilleri incelenmiş ve sonuç olarak silindirik DRA anten üzerinde çalışılmasına karar verilmiştir. Çalışma metodu olarak başta silindirik DRA'nın rezonans frekansı ve bant genişliklerinin nasıl hesaplanabileceği teorik olarak denklemlerle gösterilecek ardından bant genişliğini artırma metodları üzerinde durulacak ve halka şekli incelenecektir.

Bu aşamadan sonra literatürde gösterilen bant genişliklerinden daha yüksek bir değer elde etmek için farklı bir geometri olarak yarıçapı büyük olan halka şeklindeki silindirik DRA'nın yarıçapı küçük halka şeklindeki silindirik DRA ile birleştirilmesinden oluşan yapı önerilecektir. Bu yapı basamak şeklini andırdığı için bu şekilde isimlendirilmiştir.

Tezde önerilen yapının boyutlarının bant genişliği üzerindeki etkisi incelenecektir. Bu inceleme, yapının boyutlarının HFSS paket programı ile simülasyonu vasıtasıyla yapılacaktır. Belli aralıkları sağlayan boyut değerlerinin literatürde gösterilen bant genişliklerinden daha yüksek bant genişliği sağladığı gösterilecektir. Bunun akabinde simülasyon sonucunda geri dönüş kaybı ve ışınma örüntüsü sırasıyla HFSS ve CST paket programları tarafından hesaplanacaktır. Bunun yanında denklemlerle bulunan rezonans frekansı ve empedans bant genişlikleri simülasyon tarafından doğrulanacaktır. Son olarak bu antenler üretilecek ve üretilen antenler bir test düzeneğine bağlanarak empedans bant genişlikleri, rezonans frekansları ve  $S_{11}$  parametreleri ölçülecektir. Ölçüm sonuçları ile simülasyon sonuçları karşılaştırılacaktır.

Tez çalışmamızda literatürde bulunan geometrilere nazaran üretilmesi daha kolay olan ve ultra genişbantta çalışabilen basamak şeklinde silindirik bir DRA üretimi yapılacaktır.

## 2. ANTENLER

Anten, haberleşme sistemlerinde çoğunlukla elektromanyetik dalgalar ve elektriksel işaretler arasında dönüşüm sağlayan devre elemanlarıdır. Antenlerin geçmişi, 1873 yılında James Clerk Maxwell'in çalışmasına dayanmaktadır. Maxwell, bu çalışmalarında adı ile anılan Maxwell denklemlerini bulmuş ve elektromanyetik dalga hesaplamalarının temelini atmıştır. Heinrich Rudolph Hertz ise 1886 yılında ilk kablosuz elektromanyetik sistemi oluşturmuştur. Bunun yanında radyo dalgalarını keşfetmiş ve oluşumlarını göstermiştir. İkinci Dünya Savaşı sırasında Marconi ile anten teknolojisi büyük bir ivme kazanmıştır (Balanis, 2005). Antenler kullanım alanlarına göre verici anten, alıcı anten veya verici-alıcı anten olarak isimlendirilirler. Verici anten, elektriksel işareti elektromanyetik dalgaya çevirir ve iletim ortamına verir. Alıcı anten, verici tarafından gönderilen elektromanyetik dalgayı alarak elektriksel işarete döndürür. Her iki durumda kullanılan antene verici-alıcı anten denir. Bu bölümde sonraki bölümlere temel olması için genel olarak anten ile ilgili bazı bilgiler verilecektir.

### 2.1 Anten Parametreleri

#### 2.1.1 Anten gerilim duran dalga oranı

Antene gelen ve ondan yansıyan gerilim dalgalarının süperpozisyonu sonucunda duran dalgalar oluşur. Oluşan bu duran dalganın geriliminin üst değeri  $V_{max}$ , alt değeri  $V_{min}$ , ve antenin yansıma katsayısı  $\rho$  olmak üzere, antenin duran dalga oranı, 2.1 eşitliği ile verilir.

$$VSWR = \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|} \quad (2.1)$$

Empedans uyumlu ise yansıma olmayacağından VSWR bir olur.

#### 2.1.2 Frekans bant genişliği

Antenin elektromanyetik dalgaları yayımlayabildiği veya yakalayabildiği frekans aralığına frekans bant genişliği denir. Genelde antenin geri dönüş kaybının  $10^3$ 'ün altında kalan bölgeleri frekans bant genişliğini oluşturur.

Bu frekans bandının orta noktası antenin çalışma merkez frekansıdır.

#### 2.1.3 Geri dönüş kaybı

Antene gönderilen elektromanyetik dalgaların gücünün ne ölçüde geri döndüğünün bir göstergesidir. Genelde logaritmik tablolarda gösterildiği için dB birimi ile birlikte kullanılır. Geri dönüş kaybı  $-10$  dB'nin altına düşmüşse anten bu frekansta çalışabilir. L ile gösterilir.

$$L = 20 \log |VSWR| \quad (2.2)$$

#### 2.1.4 Işıma güç yoğunluğu

Antenin yayınladığı elektrik alan şiddeti E, manyetik alan şiddeti H olmak üzere

$$S(r, \theta, \varnothing) = \frac{E^2(r, \theta, \varnothing)}{120\pi} \quad (2.3)$$

2.3 denklemleri ile verilir. Birimi watt/m<sup>2</sup>.

#### 2.1.5 Işıma şiddeti yoğunluğu

Antenin yayınladığı elektrik alan şiddeti E, manyetik alan şiddeti H olmak üzere

$$U(r, \theta, \varnothing) = r^2 \frac{E^2(r, \theta, \varnothing)}{120\pi} \quad (2.4)$$

2.4 denklemleri ile verilir. Birimi watt/steradyan<sup>2</sup>. Antenin birim steradyan başına yayınladığı güç olarak ifade edilir. Işıma güç yoğunluğunun gözlemcinin konumundan bağımsızlaştırılmış şeklidir.

#### 2.1.6 Yönlendiricilik kazancı

Antenin ışıma şiddeti yoğunluğu  $U(\theta, \varnothing)$ , yayınladığı toplam güç  $P_o$  olmak üzere,

$$D(\theta, \varnothing) = 4\pi \frac{U(\theta, \varnothing)}{P_o} \quad (2.5)$$

şeklinde tanımlanır. Işıma şiddeti yoğunluğunun, söz konusu gücü bir izotropik anten yayınlaması halinde oluşacak olan ışıma şiddeti yoğunluğuna göre normalize edilmiş halidir. Birimsizdir.

#### 2.1.7 Yönlendiricilik

Yönlendiricilik kazancının maksimum değeridir, ana loba aktarılan gücü gösterir ve birimsizdir.

#### 2.1.8 Güç kazancı

Antene giren güç  $P_G$  olmak üzere, denklem 2.6 ile gösterilir.

$$D(\theta, \varnothing) = 4\pi \frac{U(\theta, \varnothing)}{P_G} \quad (2.6)$$

Sadece devrede olmayan antenlerin izafi güç kazancı için kullanılmaktadır. Birimsizdir.

### 2.1.9 Gerçek güç kazancı

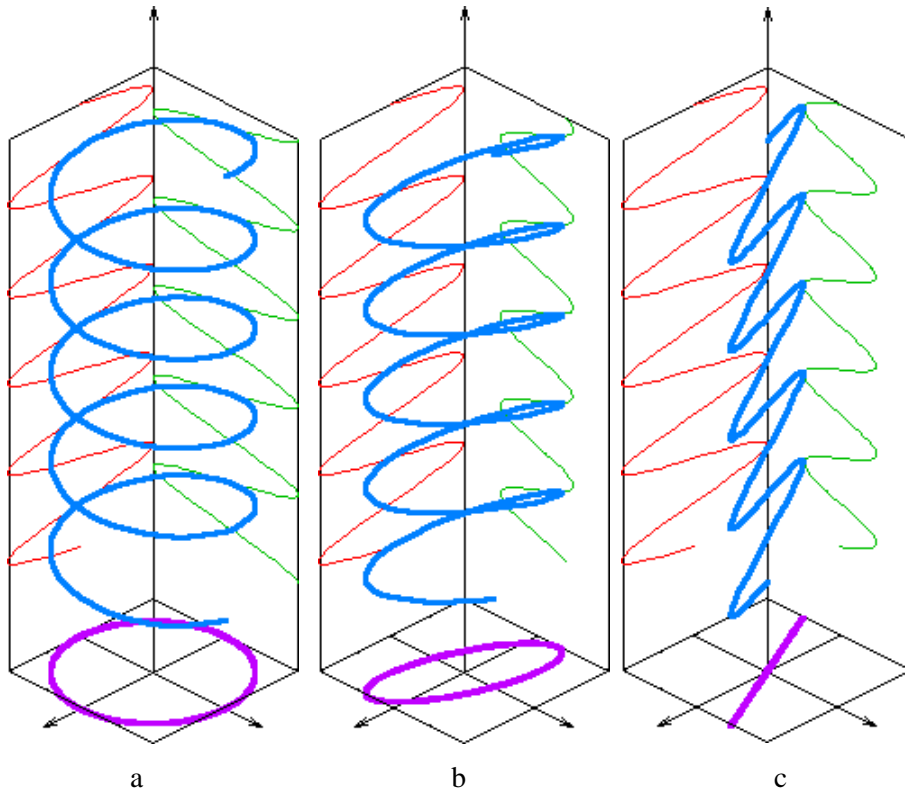
Antene giren güç  $P_G$  olmak üzere, antenden empedans uyumsuzluğu nedeniyle yansıyan güç  $P_{YAN}$  olmak üzere

$$D(\theta, \phi) = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_G + P_{YAN}} \quad (2.7)$$

olarak verilir. Antenin bağlı olduğu hatta bağımlılık gösterir, bu nedenle bir devreye bağlanacak antenin gerçek güç kazancının büyük olması için anten ile devre ya yakın empedanslarda olmalıdır ya da araya bir empedans uyumlaştırıcısı kullanılmalıdır. Birimsizdir.

### 2.1.10 Polarizasyon

Elektromanyetik dalgaların elektrik alanının yönünü belirtir. İngilizce kutup sözcüğünden gelmektedir. Elektriksel alanın hangi düzlemde titreştiğini gösterir. Elektromanyetik dalgalar lineer (çizgisel), dairesel veya eliptik polarizasyonlu olabilir. Aşağıda bu üç polarizasyon tipi için sembolik ilerleme şekilleri verilmiştir.



**Şekil 2.1** Polarizasyon türleri a) dairesel b) eliptik c) çizgisel.

Antenin polarizasyonu veri göndermede çok önemlidir, zira aynı sistemde yer alan antenler aynı polarizasyonda olmalıdır yoksa performans kaybı olur ve veri iletimi başarısız olabilir.

### 2.1.11 Yansıma katsayısı

Antenin girişine uygulanan gerilim  $V_1$  ve antenden geri dönen gerilim  $V_r$  olduğunu kabul edersek,  $Z_a$  antenin empedansı ve  $Z_b$  antenin besleme hattının karakteristik empedansı olmak üzere,

$$\Gamma = \frac{Z_a - Z_b}{Z_a + Z_b} = \frac{V_r}{V_1} \quad (2.8)$$

olarak verilen orana yansıma katsayısı adı verilir. Eğer hattın karakteristik empedansı ile antenin çalışma empedansı eşitse gelen güç tümüyle antene aktarılır, bu durumda enerji kaybı yalnız antenin ısı kayıplarından dolayı gerçekleşir. Bu da antenin omik direnci denilen (doğru akıma karşı gösterdiği direnç) dirençle anten akımının karesinin çarpımına eşittir.

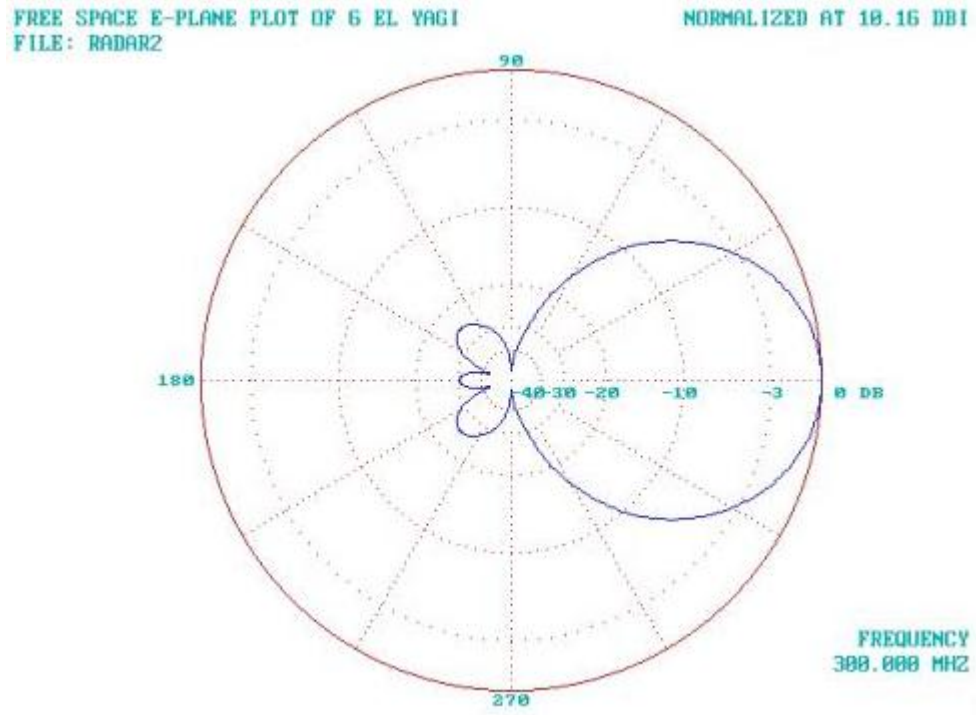
### 2.1.12 Diğer parametreler, ışıma diyagramı ve genel değerlendirme

Antenlerin diğer parametreleri de bulunmaktadır. Bunlar “etkin anten uzunluğu”, “ışıma faktörü”, “ışıma direnci”, “güç verimliliği”, “etkin anten açıklığı”, “maksimum anten açıklığı”, “açısal ışıma açıklığı” olarak sıralanabilir, ayrıca değişik kaynaklarda çoğunlukla bu parametrelerden türetilmiş değişik bazı parametreler nadiren görülebilir.

Antenlerin performanslarını etkileyen birçok kritik parametre antenin dizayn aşamasında ayarlanabilir. Bunlar rezonans frekansı, empedans, kazanç, açıklık veya yayın paterni, polarizasyon, verim oranı, ve bant genişliği gibi önemli özelliklerdir. Verici antenlerinde ayrıca taşıyabileceği azami güç miktarı (maximum power rating), alıcı antenlerinde ise gürültü reddetme özelliği de (noise rejection) dikkate alınır. Bütün bu parametreler çeşitli ölçüm metotları ve ölçü aletleri ile ölçülebilir. Bunlardan rezonans frekansı, antenin çalışacağı frekans olarak ayarlandığı frekans olup, merkez olarak alınan bu frekans etrafındaki belli bir genişlikte etkilidir. Bu tip antenler rezonant antenler olarak adlandırılırlar. Antenler elektriksel rezonatörler olarak çalışırlar ve rezonans frekansında sürüldükleri zaman yayınlanan takat azami olarak boşluğa yayılır. Tel antenlerde sürücü eleman genel olarak antenin rezonans frekansını tayin eden elemandır ve rezonant olabilmesi için tel antenin elektrik boyunun yarım dalga veya çeyrek dalga olması gereklidir. Fiziki uzunluk, hız faktörü denilen ve elektromanyetik dalgaların herhangi bir metal içindeki hızını belirten rakamlarla çarpımı ile elde edilen uzunluk olacaktır.

Tel antenler aynı zamanda en küçük rezonans frekansının genellikle tek sayılı harmoniklerinde de rezonant anten olarak çalışırlar.

Bazı antenler birkaç frekansta rezonansa gelecek şekilde dizayn edilmişlerdir bazıları ise çok geniş bantlı olarak yapılmışlardır örneği logaritmik antenler (Log-periodic). Son olarak ışınım diyagramından bahsedelim (radiation pattern). Işınım diyagramları, antenlerin hangi yöne ne kadar güç yaydığını gösteren şekillerdir. Yataydaki veya düşeydeki düzlemlerde alınırlar. Bu şekiller geleneksel olarak iki boyutlu olarak gösterilmektedir. Genelde görsellik açısından polar koordinatlar kullanılmaktadır. Aşağıda bir Yagi-Uda antenin ışınım diyagramı gösterilmiştir (www.wipl-d.jp ).



**Şekil 2.2** Yagi-Uda antenin polar koordinatlardaki ışınım diyagramı.

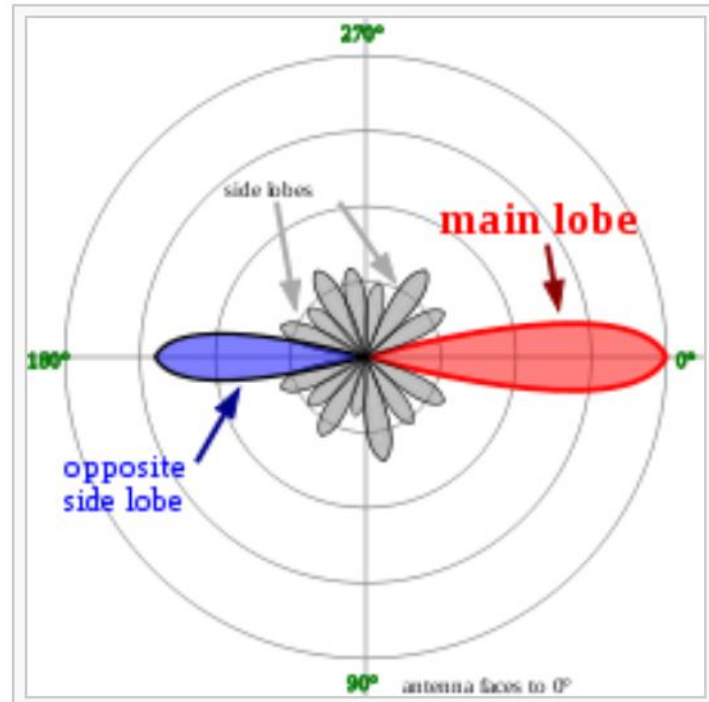
Endüstriyel programların üç boyutlu elektromanyetik alan simülasyon yeteneği kazanması dolayısıyla son yıllarda üç boyutlu ışınım diyagramları elde edilmektedir.

Işınım diyagramı ve yönlendirilmiş antenlerde kullanılan tanımlar şunlardır:

- Ana ışınım kulaklığı: Antenin en fazla ışınım yaptığı yöndeki demet.
- Yan kulaklıklar: Ana kulaklık etrafında oluşan istenmeyen kulaklıklar.
- Arka kulaklık: Antenin ana ışınım kulaklığına ters yönde oluşan kulaklıklar.

- Ön-arka bastırma oranı: Ana kulakçık – arka kulakçık güç oranı.
- Ön yan bastırma oranı: Ana kulakçık- yan kulakçık güç oranı.
- Işıma demeti: Ana kulakçık gücünün yarıya (3dB) düştüğü noktalar.

Şekil 2.3'te kırmızı ile gösterilen kesim ana kulakçık (main lobe), mavi ile gösterilen kesim arka kulakçık (side lobe) ve gri ile gösterilen kulakçıklar yan kulakçıklardır (side lobes) (en.wikipedia.org.).



Şekil 2.3 Işıma diyagramındaki kulakçıklar.

### 3. DİELEKTRİK MALZEMELER

Dielektrik bir elektron akımı taşıyabilecek serbest elektronları olmayan, bir elektrik alanında kutuplanma özelliği taşıyan, elektrik iletkenliği çok zayıf maddelere verilen isimdir. Dielektriklerde tüm yükler belirli atom veya moleküllere bağlıdır ve hareketleri molekül içinde sınırlıdır. Madde içinde serbest hareket edebilecek elektronları olmadığından elektrik akımını iletmezler. Ancak çok büyük gerilim uygulanırsa, bu elektronlar hareket edebilir. Dielektrik katsayısı, bir dielektrik malzemenin üzerinde yük depolayabilme yeteneğini belirten katsayıdır. Her malzemenin dielektrik katsayısı, boşluğun dielektrik katsayısına göre oranlanır ve ortaya çıkan yeni katsayıya bağlı dielektrik (yalıtkanlık) katsayısı adı verilir.

#### 3.1 Dielektrik Rezonatör

Dielektrik rezonatör (DR), genel olarak, düşük kayıplı, ısı ile değişmeyen veya ihmal edilebilir düzeyde değişen dielektrik madde ile dolu bir malzemedir (Aktan, 2007). Dielektrik rezonatör, genellikle mikrodalga bandında bulunan dar bir aralıkta rezonans özelliği gösteren bir elektronik elemandır. Mikrodalga devrelerde sıklıkla kullanılırlar. Mikrodalga dielektrik malzemeler çok farklı tip dedektörde (ısı, basınç) kullanılmaktadır. Yüksek dielektrik katsayısına sahip rezonatörler, rezonans frekansı civarlarında enerji depolayabilirler. Dielektrik rezonatörler çok hassas osilasyon gerektiren devrelerde kullanılırlar; bunların Q faktörleri elliden başlayıp onbine kadar çıkar (Leung and Luk, 2003). Dielektrik rezonatörlü osilatörler harp elektroniğinde, radar sistemlerinde, çeşitli haberleşme sistemlerinde geniş kullanım alanı bulmaktadır. Dielektrik rezonatörlü osilatörler, rezonatörün yüksek değer katsayısı nedeniyle ortaya çıkan düşük faz gürültüleri, küçük hacimleri, sıcaklığa karşı frekans kararlılıkları, diğer devreler ile kolay bütünleşebilmeleri, basit yapıları ve dayanıklılıkları nedeniyle tercih edilirler. Günümüzde kablosuz haberleşmeye duyulan ihtiyacın gün geçtikçe artmasıyla birlikte, mikrodalga sistemlerini kullanan cihazların tasarımları çok önem kazanmıştır. Mikrodalga devrelerde kullanılan dielektrik rezonatörlerin elektromanyetik ışıma yaptığı 1939 yılında Richtmeyer tarafından gösterilmiştir (Richtmeyer, 1939).

Mikrodalga devrelerinde kullanılan dielektrik rezonatörlerin seçiminde; kullanılacak devrenin amacı, çalışma frekansı, gürültü sinyal oranı, bant genişliği gibi özellikler tasarım aşamasında belirlenir. Bundan sonra tasarlanacak devreye uygun frekans aralığında ışıma yapabilecek malzemeler kataloglardan belirlenir. Gelişen teknoloji ile birlikte artık dielektrik katsayısı çok hassas olan malzemeler üretilmektedir. Büyük üretici firmalar istek üzerine değişik dielektrik katsayılarında malzeme üretimi olanağı sunmaktadırlar. Fakat bu malzemelerin teslimatları çok hızlı olmamaktadır.

### 3.2 Dielektrik Malzemeler

Haberleşme endüstrisindeki büyüme ile birlikte mikrodalga dielektrik malzemeler yoğun olarak kullanılmaya başlanmıştır. Özellikle de haberleşme sistemlerinin yüksek frekanslara kaymasına paralel olarak, bu frekanslarda kullanılmaya uygun malzemelere talep artmaktadır.

Mikrodalga dielektrik malzemeler yüksek dielektrik katsayısına, düşük dielektrik kayıplarına, geniş frekans bandında iyi bir frekans ve sıcaklık kararlılığına ve iyi bir ısıl stabiliteye sahip olmalıdır. Dielektrik maddeler genellikle ileri teknoloji seramiklerden yapılırlar. Bu seramikler olağanüstü mekanik, elektronik ve fiziksel özellikler gösterir. Bunlara örnek olarak zirkonya ( $ZrO_2$ ), alümina ( $Al_2O_3$ ), magnezya ( $MgO$ ), silisyum oksit ( $SiO_2$ ), titanya ( $TiO_2$ ) verilebilir. Oksit olmayan seramikler aşağıdaki sınıflara ayrılmaktadır (Şahin, 2010).

- Sülfürler
- Borürler
- Karbürler
- Silisitler
- Nitrürler

1970'lerin sonlarına doğru, düşük kayıplı, özellikleri ısı ile değişmeyen madde "barium.tetrinade" kullanılmaya başlanmıştır (Aktan, 2007). Günümüzdeki dielektrik malzemeler ise çok çeşitli elementlerin reaksiyonlarla birleşmesinden üretilir. Bunlardan bazıları "lithium ferrite", "magnesium titanate", "zirconium titanate" birleşikleri ve bizmut kökenli birleşiklerdir. Son zamanlarda bu konuda birçok malzeme araştırması yapılmaktadır.

Dielektrik malzemelerin en önemli özellikleri, dielektrik sabiti  $\epsilon_r$  (permitivite), saçılma faktörü (dielektrik kayıp)  $\tan\delta$  ve dielektrik sabiti sıcaklık katsayısıdır  $\tau_f$  (Şahin, 2010). Burada  $\delta$  açısını kısaca açıklayalım. Bir kapasitöre sinüs bir voltaj verildiğinde kapasitör yalıtkanının kayıpsız olduğu varsayılırsa akım kapasitör voltajının  $90^\circ$  önünde gider, bu ideal durumda böyledir; fakat pratikte akım, gerilimin  $90-\delta$  kadar önünde gider.  $\delta$  açısına yalıtkan kayıp açısı denir.

Mikrodalga haberleşmesi, uydu alıcıları ve küresel yer konumlandırma sistemlerindeki son gelişmeler dielektrik rezonatörlere olan talebi artırmıştır. Dielektrik malzemeler uygun şekillerde kesilip çeşitli besleme şekilleri ile beslendiklerinde elektromanyetik dalga yayan yapılar haline gelirler. Bu şekilde üretilen antenlere dielektrik rezonatör antenler adı verilir.



**Şekil 3.1** Haberleşme sistemlerinde kullanılan dielektrik filtre.

Yukarıdaki şekilde haberleşme sistemlerinde kullanılan ve merkez frekansı 2.4 GHz olan dielektrik filtre görülmektedir (Kajfez and Guillon, 1986). Bu tip filtrelerin boyu 3 mm, eni de 1.2mm civarındadır. Bu da mikrodalga dielektriklerin kullanıldığı mobil telefon ve diğer sistemlerde cihazların daha küçük boyutlarda üretilebilmesine olanak sağladığının açık bir göstergesidir.

Dielektrik rezonatörlerin anten olarak kullanılmaya başlanması S. A. Long ve meslektaşlarının yazdığı 1983 tarihli makaleden (Long, et al., 1983) sonra olmuştur. 1980'lerde kablosuz haberleşmenin yavaş yavaş önem kazanması ile birlikte kompakt yapıları, yüksek ışıma etkinlikleri gibi özelliklerinden dolayı bu alanda kullanılabilecekleri keşfedilmiştir. Geleneksel olarak kablosuz haberleşmede mikroşerit yama antenler 1970'lerden itibaren kullanılmaktaydı. İlk mikroşerit yama antenler J. Q. Howell (Howell, 1975) ve R. E. Munson (Munson, 1973) tarafından geliştirildi. Mikroşerit tip antenlerin orta tabakasında dielektrik malzeme bulunur. Bu malzemenin dielektrik katsayısı 2.2 ile 12 arasında değişir (Balanis, 2005). Fakat bu antenlerin bant genişlikleri düşüktür, ayrıca mikroşerit antenler, yüksek besleme kayıpları içermektedir ve düşük güç kontrolü kapasitesine sahiptir. Bu antenlerin temel eksikliklerinin belki de en önemlisi boyutlarının büyük olmasıdır.

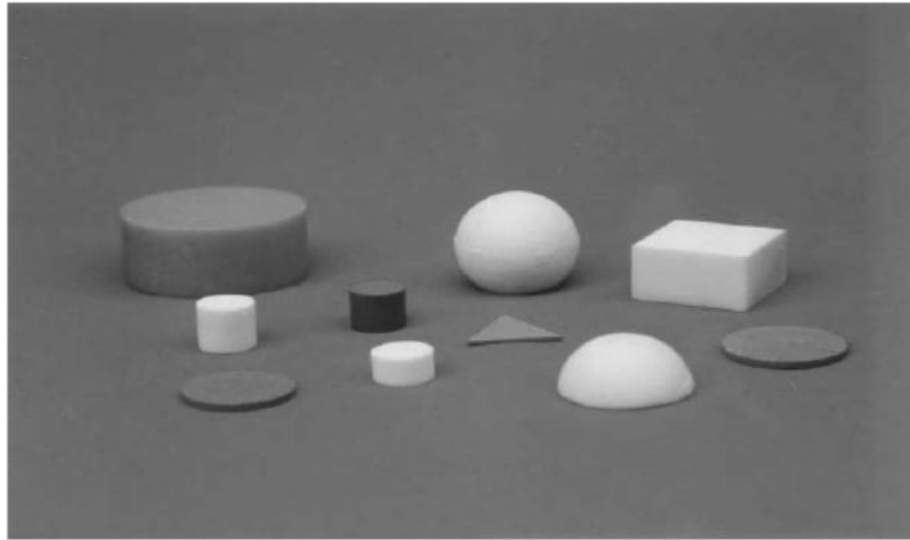
Günümüzde silikon tabanlı mikroelektronik devreler baş döndürücü bir hızla küçülmekte ve karmaşıklaşmaktadır; fakat yama mikroşerit antenlerin boyları özellikle toprak tabakasının boyutları bu küçük cihazlara göre büyük kalabilmektedir.

Ayrıca değişik frekans bantlarını kullanan cihazlarda bant genişliklerinin ve bant aralıklarının büyük olması gerekir. Bu kısıtları ortadan kaldıracak çözüm, dielektrikten yapılmış rezonatör antenlerdir.

### 3.3 Dielektrik Anten Geometrileri ve Besleme Şekilleri

Özellikle son yıllarda yurtdışında yapılan teorik ve deneysel çalışmalar farklı dielektrik geometrileri üzerine yapılmaya başlanmıştır. Bunlardaki temel amaçlardan biri, bu antenlerin empedans bant genişliği artırmaktır. Bant genişliğinin artması aynı anteni kullanabilecek birden çok kablosuz iletişim teknolojisi anlamına gelmektedir. Bunu sağlamak için yeni geometrileri ve/veya malzemeleri incelemek ve/veya besleme şekillerini çeşitlendirmek gerekmektedir. Şekil 3.2’de bazı DRA geometrileri görülmektedir (Leung and Luk, 2003).

Şekil 3.1’den görüleceği üzere DRA geometrileri çok farklıdır, bunlar arasında üretim kolaylığı olarak ilk incelenen yapılardan biri dikdörtgen (McAllister, et al., 1983) ve üçgenel şekillerdir (Ittipiboon, et al., 1993). Bunun yanında araştırması yapılan diğer geometriler küresel, silindirik ve disk şekli olarak sayılabilir. Buradaki şekiller üç boyutlu olduğu düşünülduğünde dikdörtgenel şekilden dikdörtgenler prizması anlaşılmalıdır.

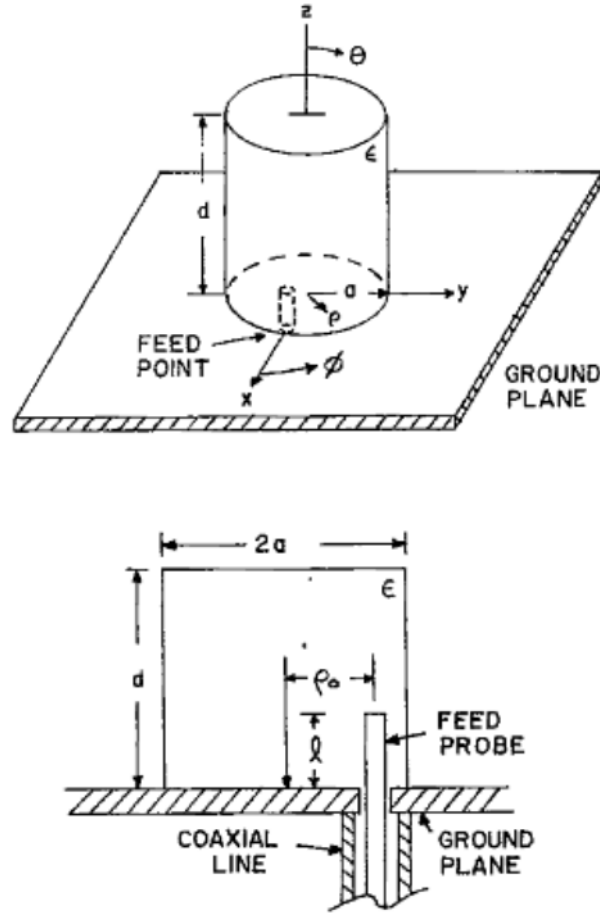


Şekil 3.2 Bazı DRA geometrileri.

Şimdi de antenlerin besleme tekniklerinden bahsedelim. Antenlerin besleme teknikleri genelde çok çeşitlidir. DRA’lar için de durum böyledir. Araştırmacılar birçok besleme yöntemi denemişlerdir.

Bunlardaki temel amaç ise empedans bant genişliğinin artırılması, empedans uyumunun sağlanması ve parazitik yayılımın azaltılmasıdır.

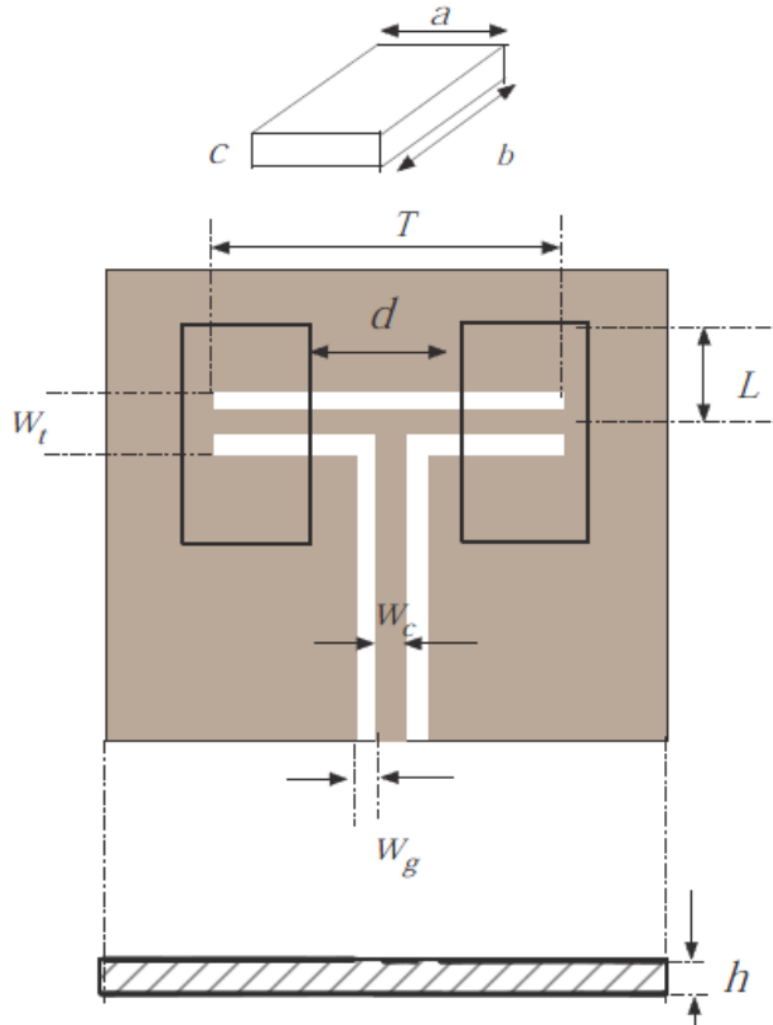
Besleme tipleri olarak koaksiyel konnektör ile besleme (Junker, et al., 1994), yarıklı besleme, açıklık beslemesi (Martin, et al., 1990) ve mikroşerit iletim hattı ile besleme (Kranenburg and Long, 1988) gibi teknikler kullanılır, bunun yanında son yıllarda bu tekniklerin birleşiminden oluşan teknikler denenmeye başlamıştır. Bunlara örnek olarak mikroşerit hatlı yarıklı beslemesi verilebilir (Qinjiang and Tayeb, 2005). Şekil 3.3'te koaksiyel konnektör ile besleme tekniği gösterilmektedir (Long, et al., 1983).



Şekil 3.3 Koaksiyel konnektör ile besleme.

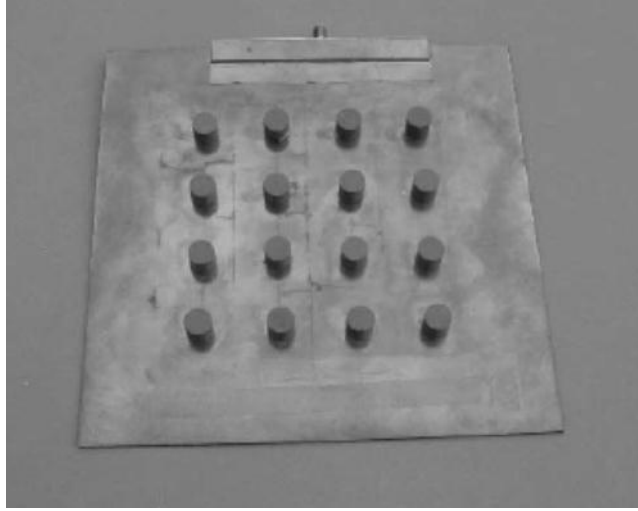
Bir sonraki besleme örneğimiz iki adet dielektrikten oluşmuş mikroşerit hatlı yarıklı beslemesi olacaktır. Bu şekilde yukarıda anten olarak kullanılan dikdörtgenler prizması şeklinde dielektrik malzeme görülmektedir. Bu malzemenin boyu  $b$ , eni  $a$  ve yüksekliği  $c$  birimdir. Bu dielektriklerden ikisi T şeklinde iletken yüzeyin üzerine oturtulmuştur. İletken

tabakanın altında da dielektrik katsayısı yüzeydeki dielektriklerden farklı olan dielektrik taban bulunmaktadır. Bu tabanın altında metal topraklama tabakası vardır (Qinjiang and Tayeb, 2005). Bu ve buna benzer yapılarda avantajlardan birisi dielektriklerin farklı malzemelerden seçilebilmesidir. Bu şekilde istenen frekans aralıkları elde edilebilir. Fakat Şekil 3.4'ten görüldüğü gibi bu antenlerin alan gereksinimleri fazladır. Bizim de çalışmamızda kullandığımız kompakt yapıların alan ve hacim gereksinimleri daha azdır. Ayrıca dördüncü bölümde incelediğimiz farklı dielektrik malzemelerin üst üste konulması ile elde edilen küçük DRA yapıları Şekil 3.4'teki antenlere yakın performans verir. Bu nedenden dolayı hacim gereksinimi fazla olan bu yapılara ilgi azalmıştır.



Şekil 3.4 Mikroşerit hatlı yarık besleme.

Bazen tasarımlarda birden çok anten kullanılabilir. Bunlara “anten dizisi” adı verilir. Anten dizisi yapımındaki temel amaç istenilen ışıma karakteristiklerinin sağlanmasıdır. Anten dizilerindeki elemanların besleme gerilim genlikleri ve fazları değiştirilerek ışıma karakteristiğinin yön değiştirmesi sağlanır. Bu tip sistemler özellikle radar sistemlerinin çalışma mantıklarını oluşturur. Aşağıda dielektrik antenlerden yapılmış bir DRA dizisi görülmektedir (Leung and Luk, 2003).



Şekil 3.5 DRA dizisi.

### 3.4 Çalışmada Kullanılan Dielektrik Malzeme

Dünyada sınırlı sayıda firma, dielektrik malzeme üretimi yapmaktadır. Ülkemizde ne yazık ki dielektrik malzeme konusunda yapılan birçok akademik çalışmaya rağmen, ticari faaliyet olarak dielektrik malzeme üretimi bulunmamaktadır. Bu nedenle çalışmada kullanılan dielektrik malzeme yurtdışından getirilmiştir. Bu tip malzemelere olan ilginin ülkemizde telekomünikasyon ve elektronik sanayinin gelişmesine paralel olarak zaman içinde artacağı düşünülmektedir. Aşağıda çizelgede bazı önemli dielektrik malzeme üreticileri verilmiştir. Liste daha da uzatılabilir.

**Çizelge 3.1** Bazı dielektrik malzeme ve rezonatör üreticileri.

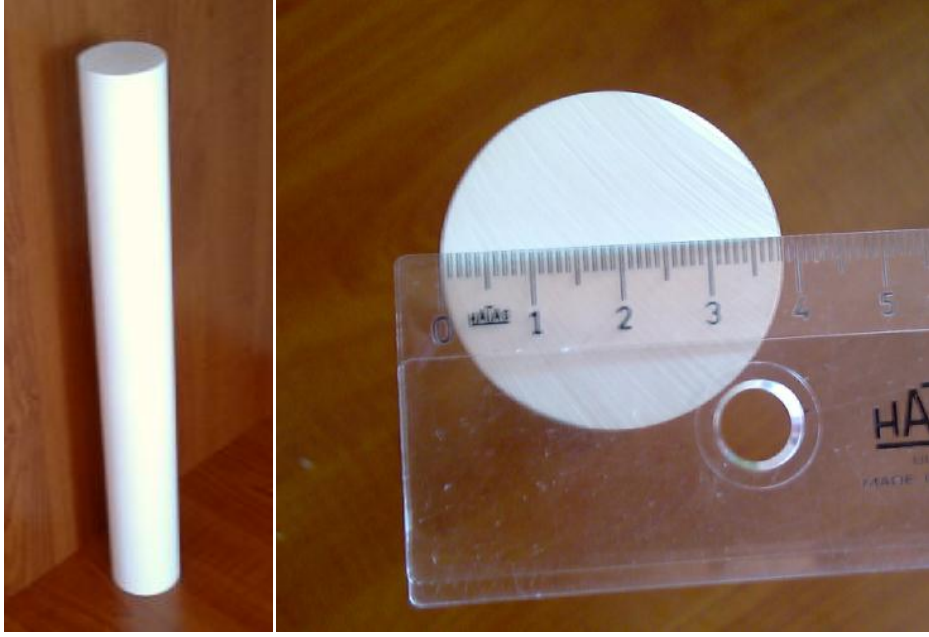
Şirket	Malzeme veya seri	Dielektrik Katsayısı
Emerson & Cuming	Eccostock	3 - 30
Murata	U-M-V-R-B-E-F serileri	23.8 – 39.2
Countis Laboratuvarları	CD-Seri (magnezyum, kalsiyum, silikon ve titanyum oksit)	6.3 - 140
Jiaxing Glead Electronics	TE serisi	-
Trak Ceramics	DR 30 – 36 – 80 serileri	4.3 - 80
Temex Telecom	(Zr, Sn, Ti) O <sub>4</sub> Ba, Sm, Ti	37.3- 37.7 78
Trans Technic	Zirkonyum titanat Ba, Zn, Ta oksitleri	44.7 – 46.2 29 – 30.7

Bu çalışmada kullanılan malzeme Çizelge 3.1’de görülen “Emerson & Cuming” firmasının Eccostock HiK dielektriğidir. Bu malzeme çeşitli dielektrik katsayılarında üretilmektedir ( $\epsilon_r = 3-30$ ). Çalışmamızda kullanılan malzemenin dielektrik katsayısı ondur. Bu malzemenin içeriği üretici firma tarafından gizli tutulmaktadır. Eccostock HiK malzemesi birçok geometride üretilmektedir. Bunlar arasında silindirik çubuklar, dikdörtgen levhalar, karesel çubuklar vardır. Çalışmada kullanılan malzemenin daha fazla anten üretme açısından maliyet etkinliği de dikkate alınarak geometri olarak silindirik çubuk olarak seçilmiştir.

Bu çubukların yüksekliği standart 30.5 cm’dir. Firmanın ürettiği silindir çubukların çapları değişiklik göstermektedir. Malzeme pahalı olduğu için çalışmadaki antenlerin üretimine yetecek 3.81 cm’lik çapa sahip ürün satın alınmıştır. Bu malzeme Türkiye’de üretilmediğinden ABD’den ithal edilmiştir. Malzeme ile birlikte gönderilen malzeme özellikleri bilgi formu aşağıdaki gibidir.

- Çalışma sıcaklığı : -65°C - 110°C
- Dielektrik Katsayı Hassasiyeti :  $\pm\%3$
- Dielektrik Gücü : > 200 V/mil
- Dielektrik Kayıp Faktörü :  $0.002 > (1- 10 \text{ GHz})$

Şekil 3.6 satın alınan malzemeyi göstermektedir. Silindirin çapı 3.8 cm fotoğrafta açıkça görülmektedir.



**Şekil 3.6** Dielektrik silindirik çubuğun çapı.

#### 4. SİLİNDİRİK DİELEKTRİK REZONATÖR ANTEN YAPILARI

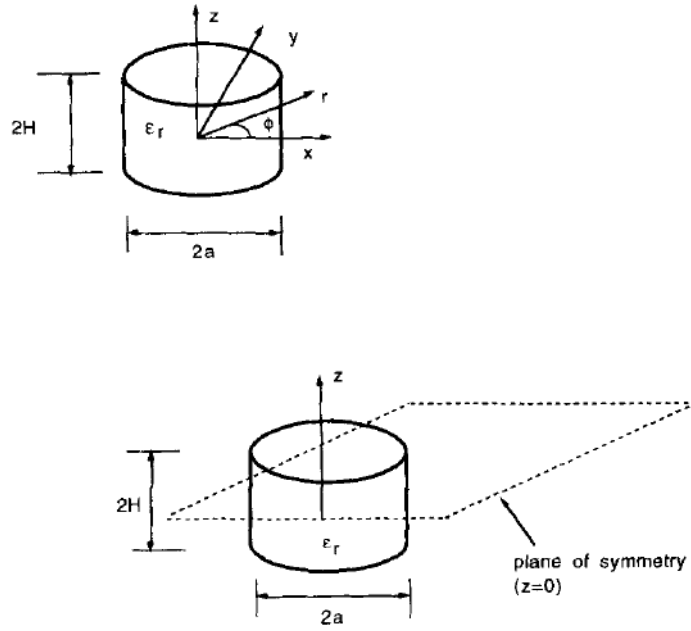
Yüksek frekans bandını kullanan mikrodalga elemanlardan biri de dielektrik rezonatörlerdir. Dielektrik rezonatörler genelde düşük kayıplı malzemelerden üretilir. Mikrodalga dielektrik malzemelerin sahip olması gereken en önemli özellikler, yüksek kalite faktörü, yüksek permitivite ve sifıra yakın rezonans frekans sıcaklık katsayısıdır (Şahin, 2010). Bununla birlikte dielektrik rezonatörler boş uzaya konulduğunda farklı özellikler gösterir ve güç kayıpları artar, kalite faktörleri düşer ve anten olarak kullanılabilir hale gelirler.

Bunlar küre, silindir gibi farklı geometrilere olabilirler. Besleme çeşidi, besleme yeri gibi özelliklere göre DRA değişik karakteristikler gösterir. Bu nedenle enerjinin taşınabilmesi değişik yayılım modları ile olur. Bunlara elektromanyetik modlar adı verilir. Her mod için DRA'nın çalışma frekansı (rezonans frekansı) ve kalite faktörü farklıdır. DR'nin her modu için elektrik ve manyetik alan özellikleri farklıdır. Bu yüzden belirli modlar tahrik edilerek farklı ışınım örüntüleri elde edilebilir (Bhartia and Mongia, 1994). DRA parametre incelemeleri için birçok yöntem ortaya konulmuştur. Bunların başlangıcı sayılabilecek çalışma 1975 yılında Van Bladel tarafından yapılmış ve dielektrik rezonatör modlar, asimtotik teori kullanılarak ayrıntılı değerlendirilmiştir. Bu çalışmada herhangi bir geometriye sahip bir rezonatörün, dielektrik içindeki ve dışındaki alanların davranışları genel olarak bulunmuştur. Fakat bu hesaplamalar çok yüksek permitiviteye sahip dielektrikler için geçerlidir (Bladel, 1975).

DRA tasarımında dikkat edilmesi gereken önemli parametreler, ışınım örüntüsü özellikleri, bant genişliği ve rezonans frekansıdır. Bu çalışmanın amaçlarından birisi literatürdeki silindirik DRA için yapılmış hesaplamalardan faydalanarak basamak şeklinde silindirik anten tasarlamaktır. Pratikte anten üretilirken, dielektrik malzeme bir metal yüzeyin üzerine konur, bu sayede hem anteni oluşturan malzemeyi tutan bir mekanik altlık elde edilir hem de anteni besleyecek mekanizma bu altlığa tutunur. Bu metal yüzey aynı zamanda topraklama vazifesi görür. Görüntü teorisine göre toprak yüzey dielektrik malzemenin bazı modları için elektrik duvar, bazı modları içinse manyetik duvar görevini görür. Bu nedenle metal yüzey üzerine yerleştirilmiş antenin analizi yapılırken boşluktaki izole edilmiş bir anten analizinden faydalanılır (Bhartia and Mongia, 1994).

#### 4.1 Silindirik DRA Modları

Şekil 4.1’de silindirik bir DRA görülmektedir. Silindirik rezonatör modları üç gruba ayrılır. Bu modlar TE (z eksenine göre), TM (z eksenine göre) ve Hibrit modlardır. TE ve TM modları için alanlar eksenal olarak simetriktir ve azimut değişimleri yoktur. Diğer yandan hibrit modların azimut bileşenleri değişir (Bhartia and Mongia, 1994).



Şekil 4.1 Silindirik DRA.

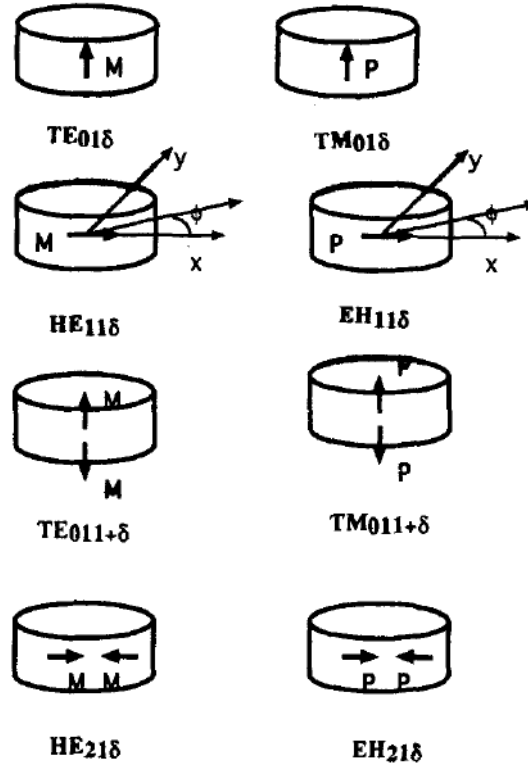
Hibrit modlar HE ve EH modları olarak ikiye ayrılır, HE modları için  $H_z$  bileşeni  $E_z$  bileşenine oranla çok küçüktür ve HE modları için diğer alan bileşenleri sadece  $E_z$  değerinin bilinmesiyle hesaplanabilir. EH modları için  $E_z$  bileşeni  $H_z$  bileşenine oranla çok küçüktür ve HE modları için diğer alan bileşenleri sadece  $H_z$  değerinin bilinmesiyle hesaplanabilir.

Rezonatör içinde azimut, radyal ve z doğrultularındaki alanların değişimini göstermek için her mod ailesine mod indisleri eklenir. TE, TM, HE ve EH modları sırasıyla  $TE_{0mp+\delta}$ ,  $TM_{0mp+\delta}$ ,  $HE_{nmp+\delta}$ ,  $EH_{nmp+\delta}$  olarak sınıflandırılır (Bhartia and Mongia, 1994). Burada ilk indeks alanların azimut değişimini göstermektedir. Azimut değişimi  $\cos n\phi$  veya  $\sin n\phi$  şeklindedir. Radyal doğrultuda alan değişim sırasını m indeksi ( $m=1, 2 \dots$ ) gösterir. Z doğrultusundaki alan değişim sırasını  $p+\delta$  indeksi gösterir ( $p=0, 1, 2 \dots$ ). Buradaki terminoloji ilk olarak Kobayashi et al. tarafından kullanılmış ve zamanla yaygınlaşmıştır (Kobayashi and Tanaka, 1980). Bunun dışında modları tanımlamak için başka terminolojiler de bulunmaktadır.

## 4.2 Silindirik DRA Işıma ve Yakın Alan Özellikleri

Dielektrik rezonatörün farklı modları elektrik ve manyetik multipol (çok kutuplu) şeklinde ışınım yapar. Burada çok kutupludan kasıt dipol, kuadropol gibi yapılarıdır. Bu nedenle karmaşık olmayan şekle sahip bir DRA'nın ışınım örüntüsü, karmaşık elektromanyetik analizler yapılmadan kestirilebilir. Örneğin, B.Cohn tarafından yapılan çalışmadan bilinmektedir ki silindirik DRA'nın  $TE_{01\delta}$  modu z ekseninde bir manyetik dipol gibi ışınım yapar (Cohn, 1986).  $TE_{011+\delta}$  modu aksel (axial) manyetik kuadropol gibi ışınım yapar.  $TM_{01\delta}$  aksel (axial) elektrik dipol gibi ışınım yapar.  $TM_{011+\delta}$  modu aksel (axial) elektrik kuadropol gibi ışınım yapar. Bu ışınım örüntüsü özelliklerinin dielektrik katsayısından bağımsız olduğu gösterilmiştir (Verplanken and Van Bladel, 1976).

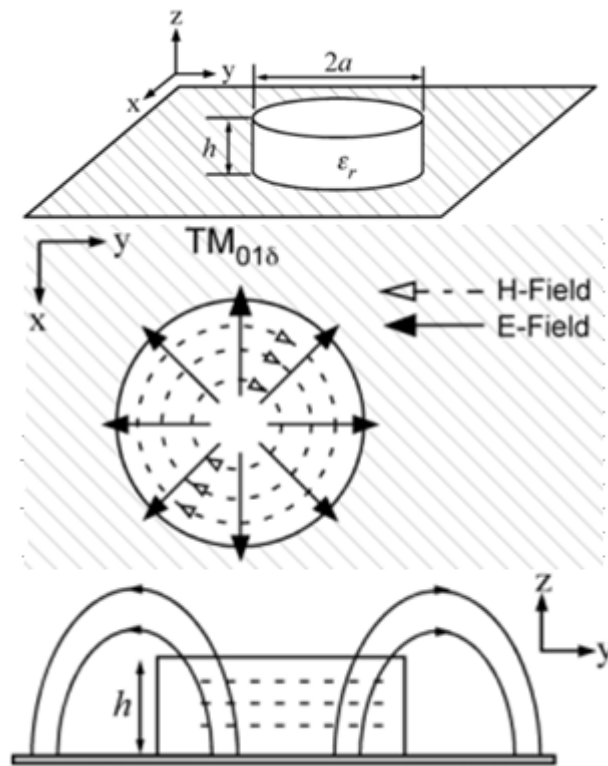
Silindirik DRA'nın hibrit modlar için alan dağılımına gelirsek en küçük mod olan  $HE_{11\delta}$  modu yatay ekseninde ışınım yapan manyetik dipol gibi davranır, hibrit modlar bozulmuş modlar oldukları için her bir modda çoklu kutuplu yapı gözlenir. Şekil 4.2'de özellikleri iyi bilinen modlar görülmektedir (Bhartia and Mongia, 1994).



Şekil 4.2 Silindirik DRA'nın bazı modlarının ışınım benzetimleri.

Şekil 4.2’de M, manyetik dipolü; P ise elektrik dipolü göstermektedir. Peki dielektriğin içinden başlayan bu yakın alanları neden önemlidir? Bu sorunun cevabını şöyle açıklayabiliriz. Dielektrik rezonatörlerin modlarının analizi çok karmaşıktır ve yüksek dereceli modların uyarılmaları pratik nedenlerden ötürü zordur. Bu nedenle genellikle araştırmalarda kullanılan modlar  $TM_{01\delta}$ ,  $TE_{01}$   $HE_{11}$  modlarıdır. Bu modların ışınım özellikleri Şekil 4.2’de gösterilmiştir.

Çalışmamızda uyarılan mod  $TM_{01\delta}$  modudur. Bu modun elektrik ve manyetik alan dağılımları Şekil 4.3’te görüldüğü gibidir (Kajfez and Guillon, 1986).



**Şekil 4.3** Silindirik DRA'nın  $TM_{01\delta}$  modu için elektrik ve manyetik alan çizgileri.

Elektrik alan çizgilerine paralel akım veren prob, silindirik DRA'yı uyaracaktır. Bu prob, çalışmada bir SMA konnektörün merkez pini olacaktır. Şekil 3.3'te silindirik DRA'nın merkezinde olmayan bir prob ile beslemesi gösterilmiştir. SMA konnektöre akım beslemek için, konnektör bir network analizörüne bağlanacaktır. Böylece dielektrik malzeme uyarılacaktır. Çalışmada kullanılan konnektör ileriki bölümlerde ayrıntılı olarak tanıtılacaktır. Silindirik bir DRA'nın z eksenine paralel olan prob ile beslendiğinde tek uyarılan modun  $TM_{01\delta}$  olduğu bilinmektedir (Leung and Luk, 2003), bu yüzden yüksek dereceli modları hesaba katmayacağız.

### 4.3 Silindirik DRA Rezonans Frekansları

Geometrik olarak basit şekilde olan dielektrik anten yapılarının (dikdörtgen, silindirik) elektriksel özelliklerinin çözümü ne yazık ki karmaşık elektromanyetik alan hesaplamaları içerir. Bu hesaplamalarda sınır koşullarına uyulur. Silindirik antenler için kapalı (closed form) bir çözüm yoktur. Bu nedenle DRA tasarımlarını kolaylaştırmak için bazı modeller türetilmiştir. Bu modellerde çeşitli kabuller yapılmaktadır.

Silindirik şeklindeki dielektrik anten rezonans frekans çözümü için, manyetik duvar modeli ve literatürdeki bazı deney ölçüm sonuçları kullanılarak aşağıdaki denklemler elde edilmiştir (Perron, et al., 2010).

#### 4.3.1 $TM_{01\delta}$ modu rezonans frekansı ve Q değeri

Silindirik DRA  $TM_{01\delta}$  modu için rezonans frekansı formül 4.1'de verilmiştir (Perron, et al., 2010).

$$f_{TM_{01\delta}} = \frac{\sqrt{14.6689 + \left(\frac{\pi a}{2h}\right)^2}}{\sqrt{\varepsilon + 2}} \cdot \frac{4.7713}{a} \quad (4.1)$$

Silindirik DRA  $TM_{01\delta}$  modu için Q değeri, formül 4.2'de verilmiştir (Perron, et al., 2010).

$$Q_{TM_{01\delta}} = (0.008721\varepsilon^{0.888413} e^{0.0397475\varepsilon}) * \left(1 - \left(0.3 - 0.2\frac{a}{h}\right)\left(\frac{38-\varepsilon}{28}\right)\right) * \left(9.498186\frac{a}{h} + 2058.33\left(\frac{a}{h}\right)^{4.322261} e^{-3.50099\left(\frac{a}{h}\right)}\right) \quad (4.2)$$

#### 4.3.2 $EH_{11\delta}$ modu rezonans frekansı ve Q değeri

Silindirik DRA  $EH_{11\delta}$  modu için rezonans frekansı formül 4.3'te verilmiştir.

$$f_{EH_{11\delta}} = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon}} \cdot (3.72 + 0.4464k + 0.2232k^2 + 0.0521k^3 - 2.65e^{-1.25k(1+4.7k)}) \cdot \frac{4.7713}{a} \quad (4.3)$$

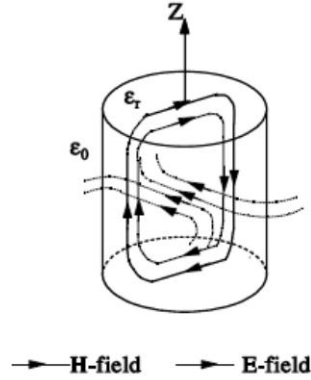
Bu denklemde  $k = \frac{a}{2h}$  olarak kabul edilmiştir (Perron, et al., 2010).

Silindirik DRA  $EH_{11\delta}$  modu için Q değeri, formül 4.4'te verilmiştir.

$$Q_{EH_{11\delta}} = \varepsilon^2 (0.068 - 0.0388k + 0.0064k^2 + 0.0007e^{k(37.59-63.8k)}) \quad (4.4)$$

Bu denklemde  $k = \frac{a}{2h}$  olarak kabul edilmiştir (Perron, et al., 2010).

Şekil 4.4'te  $EH_{11\delta}$  modu için elektrik ve manyetik alan çizgileri görülmektedir (Leung and Luk, 2003).



Şekil 4.4 Silindirik DRA'nın  $EH_{116}$  modu için elektrik ve manyetik alan çizgileri.

#### 4.3.3 $TE_{016}$ modu rezonans frekansı ve Q değeri

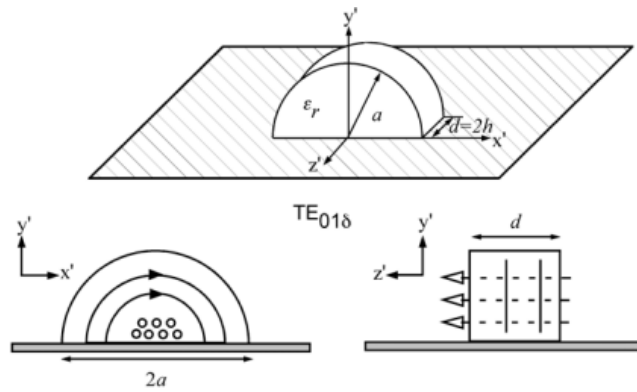
Silindirik DRA  $TE_{016}$  modu için rezonans frekansı formül 4.5'te verilmiştir (Perron, et al., 2010).

$$f_{TE_{016}} = \frac{2.327}{\sqrt{\epsilon + 1}} \left( 1 + 0.2123 \frac{a}{h} - 0.00898 \left( \frac{a}{h} \right)^2 \right) \cdot \frac{4.7713}{a} \quad (4.5)$$

Silindirik DRA  $TE_{016}$  modu için Q değeri, formül 4.6'da verilmiştir (Perron, et al., 2010).

$$Q_{TE_{016}} = 0.078192 \epsilon^{1.27} \left( 1 + 17.31 \frac{h}{a} - 21.57 \left( \frac{h}{a} \right)^2 + 10.86 \left( \frac{h}{a} \right)^3 - 1.98 \left( \frac{h}{a} \right)^4 \right) \quad (4.6)$$

$TE_{016}$  modu için elektrik ve manyetik alan çizgileri gösterilmiştir (Kajfez and Guillon, 1986).



Şekil 4.5 Silindirik DRA'nın  $TE_{016}$  modu için elektrik ve manyetik alan çizgileri.

#### 4.3.4 HE<sub>11δ</sub> modu rezonans frekansı ve Q değeri

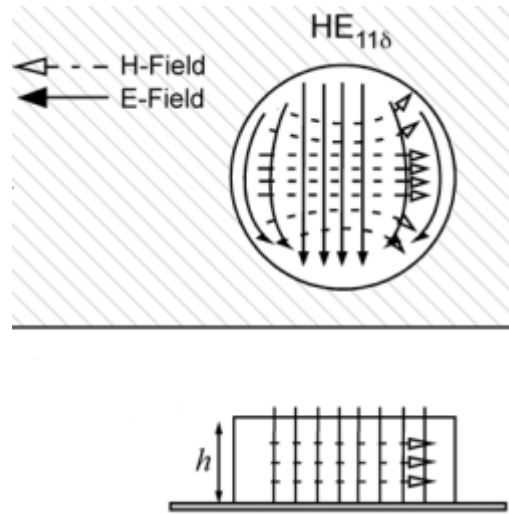
Silindirik DRA HE<sub>11δ</sub> modu için rezonans frekansı formül 4.7'deki gibidir (Perron, et al., 2010).

$$f_{HE_{11\delta}} = \frac{6.324}{\sqrt{\epsilon+2}} \left( 0.27 + 0.36 \frac{a}{2h} + 0.02 \left( \frac{a}{2h} \right)^2 \right) \cdot \frac{4.7713}{a} \quad (4.7)$$

Silindirik DRA HE<sub>11δ</sub> modu için Q değeri, formül 4.8'de verilmiştir (Perron, et al., 2010).

$$Q_{HE_{11\delta}} = 0.01007 \epsilon^{1.3} \frac{a}{h} \left( 1 + 100 e^{-2.05 \left( \frac{a}{2h} - \frac{1}{80} \left( \frac{a}{h} \right)^2 \right)} \right) \quad (4.8)$$

Bu denklemler silindirik DRA'nın çalışmada en sık uyarılan modları için türetilmiş denklemlerdir ve anten tasarımı yapanların karmaşık elektromanyetik hesaplamalar yapmalarını ortadan kaldırmaya yarayan önemli araçlardır. Şekil 4.6'da HE<sub>11δ</sub> modu için alan çizgileri görülmektedir.



Şekil 4.6 Silindirik DRA'nın HE<sub>11δ</sub> modu için elektrik ve manyetik alan çizgileri.

#### 4.4 Halka Şeklindeki Silindirik DRA

Halka şeklindeki silindirik DRA TM<sub>01δ</sub> modu için rezonans frekansı formül 4.9'da verilmiştir. Silindirik DRA'nın içinde boşluk açılmasının Q faktörünü azalttığı ve rezonans frekansını artırdığı bulunmuştur (Chow, et al., 1997).

$$f_r = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon}} \sqrt{\left( \frac{\pi}{2h} \right)^2 + \left( \frac{x_{01}}{a} \right)^2} \quad (4.9)$$

Bu denklemde  $X_{01}$  aşağıdaki denklemin köküdür.

$$J_1(X_{01})Y_1\left(\frac{b}{a}X_{01}\right) = J_1\left(\frac{b}{a}X_{01}\right)Y_1(X_{01}) \quad (4.10)$$

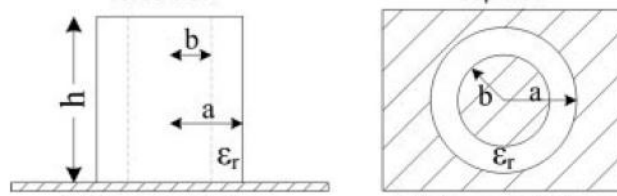
Bu denklemdeki  $J_1$  birinci dereceden ikinci cins Bessel fonksiyonu,  $Y$  Weber fonksiyonudur. Matematiksel detaylar ile zaman kaybetmemek için bazı çalışmalar yapılmıştır. K.Y. Chow karmaşık bu denklemi daha basit yolla çözmek için eğri uydurma metodu ile  $X_{01}$  değerini formül 4.11'deki gibi hesaplamıştır (Chow, et al., 1997).

$$(X_{01}) = -0.268 + 0.879t - 1.922t^2 + 4.08e^{tA(t)} \quad (4.11)$$

Yukarıdaki denklemde

$$A(t) = 0.442 + 5.876t - 9.569t^2 + 7.091t^3 \quad (4.12)$$

ve  $t = b/a$  olmaktadır. Yukarıdaki tüm denklemler  $0 \leq t \leq 0.89$  koşulunda geçerlidir (Chow, et al., 1997). Şekil 4.7'de toprak tabakasının üstüne yerleştirilmiş bir halka silindirik DRA görülmektedir, bu şekilde silindirin yarıçapı  $a$ , silindirin içerisinden çıkarılan parçanın yarıçapı  $b$  ve silindirin yüksekliği  $h$  olarak gösterilmiştir (Chow, et al., 1997).



Şekil 4.7 Halka şeklindeki silindirik DRA.

Aşağıdaki çizelgede  $b/a$  oranı kullanılarak hesaplanan  $X_{01}$  değerleri verilmiştir.

Çizelge 4.1 Farklı  $b/a$  oranları için hesaplanan  $X_{01}$  değerleri.

$b/a$	$X_{01}$
0	3.83
0.1	3.94
0.3	4.71
0.5	6.39
0.7	10.52
0.9	31.43

Çizelge 4.1'den  $b/a$  oranı arttığında  $X_{01}$  değerlerinin de arttığı anlaşılmaktadır. Bu bant genişliğinin artmasını sağlar. Bant genişliği artarken rezonans frekansı da artmaktadır. Hesaplanan  $X_{01}$  değerlerinden rezonans frekansı formül 4.9 ile bulunur.

Sonuç olarak halka şeklindeki silindirik DRA yapılarının bant genişliği silindirik antenlere göre bir miktar artmaktadır, bununla birlikte rezonans frekansı da artmaktadır.

## 5. ULTRA GENİŞBANT ANTEN TASARIMI VE ANALİZİ

Daha önceki bölümlerde sırasıyla tez çalışmasının amacı ile ilgili bir giriş yapılmış, daha sonra ikinci bölümde çalışmanın konusu olan antenlerin temel parametreleri incelenmiş, sonrasında anten yapımında kullanılan dielektriklerin tanımı, özellikleri ve anten olarak kullanımı hakkında bilgiler verilmiştir. Üçüncü bölümün sonunda bu çalışmada kullanılacak dielektriğin özellikleri ve fotoğrafı verilmiştir. Dördüncü bölümde silindirik DRA için mod kavramı anlatılmış, silindirik DRA'nın besleme şeklinin uyarılan modları etkilediği üzerinde durulmuş ve izole bir silindirik DRA için rezonans frekansları ve Q faktörleri bulunmuştur. Buna ek olarak çalışmada uyarılan mod olan  $TM_{01\delta}$  modu anlatılmıştır. Dördüncü bölüm sonunda bant genişliğini artıran bir uygulama olan halka şeklindeki geometri üzerinde durulmuştur. Beşinci bölümde ultra genişbant anten tasarımı gerçekleştirilecektir. Literatürde gösterilen bant genişliklerinden daha yüksek bir değer elde etmek için farklı bir geometri olarak yarıçapı büyük olan halka şeklindeki silindirik DRA'nın yarıçapı küçük halka şeklindeki silindirik DRA ile birleştirilmesinden oluşan yapı önerilecektir. Bu yapı basamak şeklini andırdığı için bu şekilde isimlendirilecektir. Bu geometrinin boyutları modifiye edilerek bant genişliği artırılacaktır. Beşinci bölümde, kullanılan kablosuz iletişim frekans aralıklarından bahsedilecek böylece tasarlanacak antenin hangi teknolojileri kullanabileceği hakkında bilgi sahibi olunacaktır, ardından DRA bant genişliği artırma yöntemlerinden bahsedilecektir. Son kısımda bu frekans aralıklarının birkaçını karşılayan bir geniş bant anten tasarımı ve simülasyonunu sağlayan Ansoft HFSS ve CST programları tanıtılacak ve bu programlar yardımıyla anten tasarlanacaktır. Hangi şartlar sağlandığında ultra genişbant elde edildiği ve antenlerin üretim süreci de ilerleyen bölümlerde anlatılmıştır.

### 5.1 Kablosuz İletişim Teknolojileri

Mobil haberleşme sistemlerinin tasarımı elektroniğin en önemli başarılarından biridir, mobil teknolojiler sayesinde kablosuz iletişim mümkün olmuş bu da her zaman ve her yerde iletişimi mümkün kılmıştır. Mobil haberleşmede birçok sistem ve standart kullanılmaktadır. En yaygın kullanılan teknoloji hiç kuşkusuz GSM teknolojisidir. Bu teknoloji ses iletimi için yeterli idi. Fakat 1990'larda patlayan internet teknolojilerinin hızla yayılması sonucu mobil servis sağlayıcıları, kablosuz iletişimde sesin yanında internet datası ve görüntü iletişimine de ihtiyaç duydular. Bu nedenle üçüncü nesil diye adlandırılan mobil iletişim sistemi bir konsorsiyum tarafından geliştirildi. Bu teknolojinin geliştirilmesi ile birlikte yeni nesil mobil cihazlar da geliştirildi. Bu cihazlarla birlikte yeni hizmetler olan müzik, video, kitap ve/veya gazete okuma ve görüntülü iletişim mümkün olmuştur. Bu cihazlar, kullanan insan sayısının da

hızlı bir şekilde artmasıyla birlikte ve mikroelektronik devrelerin küçülmesiyle kullanım kolaylığı için kolayca taşınabilecek şekilde ve sadece bir hizmeti değil birden çok fonksiyonu yerine getirebilecek şekilde tasarlanıp imal edilmektedir. Örneğin son yıllarda oldukça yaygınlaşan PDA'lar hem kablosuz internet hem cep telefonu olarak kullanılmaktadır. Bunun doğal bir sonucu olarak bu cihazların birden çok frekans bandında çalışması gerekir. Her teknoloji için ayrı bir anten tasarlanması bu cihazların boyut sınırları için kabul edilemez, bu nedenle kullanılacak anten cihaza kolayca monte edilebilecek düşük profilli bir yapıda ve mümkün olduğunca hafif ve ekonomik olmalıdır. Aşağıdaki çizelgede bazı kablosuz iletişim teknolojilerinin çalışma frekansları gösterilmiştir. Ku-Band değerleri Avustralya için verilmiştir. Diğer ülkelerde X ve Ku bandları için çok çeşitli frekanslar kullanılmaktadır.

**Çizelge 5.1** Bazı kablosuz iletişim teknolojilerinde kullanılan çalışma frekansları.

<b>Teknoloji</b>	<b>Frekans bandı (MHz)</b>	<b>Alıcı Frekans (MHz)</b>	<b>Verici Frekans (MHz)</b>
IMT	2100	1920 - 1980	2110 - 2170
P-GSM-900	900	890 – 915	935 - 960
DCS 1800	1800	1710.2- 1784.8	1805.2 – 1879.8
WiMax	10000-66000	Değişik	Değişik
X-Band Uydu	7000-11200	7250-7750	7900-8400
Ku-Band Uydu	12000-18000	12250-12750	14000-14500

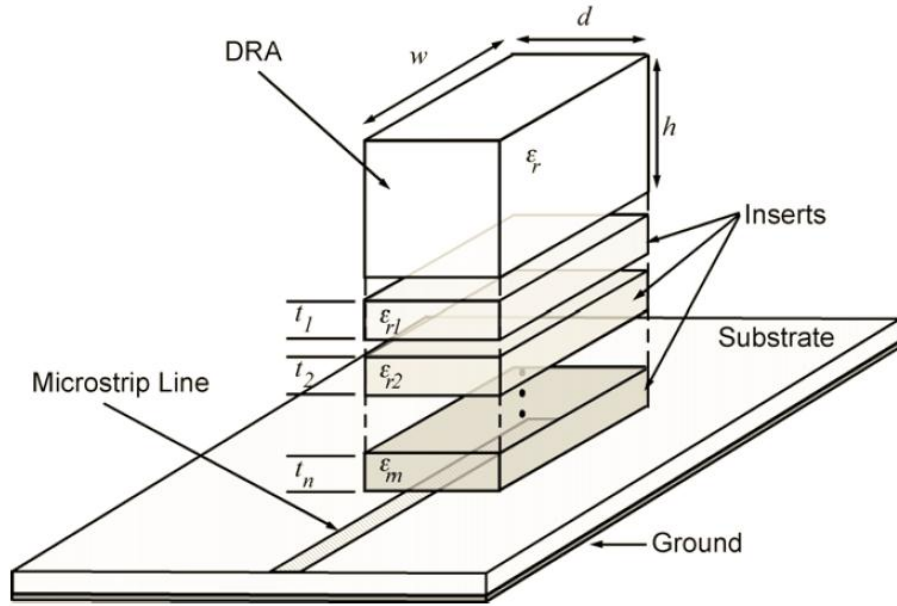
Bunların yanında 2400 MHz - 2484 MHz bandını kullanan Wi-Fi gibi diğer teknolojiler de ülkemizde kullanılmaktadır. Bu frekans bantlarının birkaçını kapsayabilecek anten tasarımlarının önemi artmaktadır.

## **5.2 Bant Genişliğini Artırma Teknikleri**

Dördüncü bölümün sonunda halka şeklindeki silindirik yapı anlatılmıştı ve silindirin içine açılan oyuğun bant genişliği artırdığı söylenmişti. Bant genişliği artırma yöntemleri esasen çok çeşitlidir. Şimdi bu yöntemlerin bazılarını anlatalım.

### **5.2.1 Çok katlı farklı dielektrik katsayılı yapı**

Bu yöntem çoğunlukla dikdörtgenler prizması şeklindeki DRA'larda kullanılır. Dielektrik katsayısı farklı olan malzemeler üst üste konarak bant genişliği yükseltilir. Bunun nedeni, farklı dielektrik malzemelerin rezonans frekanslarının farklı oluşudur. Şekil 5.1'de yapı görülmektedir (Leung and Luk, 2003).



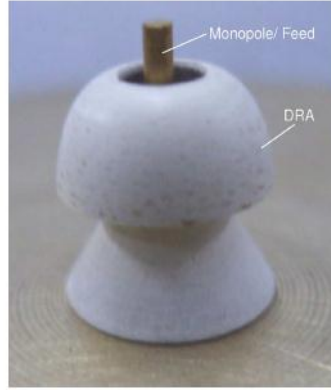
Şekil 5.1 Çok katlı yapı.

### 5.2.2 Hava boşluğu bırakma

Hava boşluğu ya DRA içinde ya da DRA ile toprak tabaka arasında bırakılır. Hava boşluğu Q faktörünü düşürür ve bu nedenle bant genişliği artar. Bu metod rezonans frekansını kaydırır. Hava boşluğu metodu çalışmamızda kullanılmıştır.

### 5.2.3 DRA şeklini değiştirme

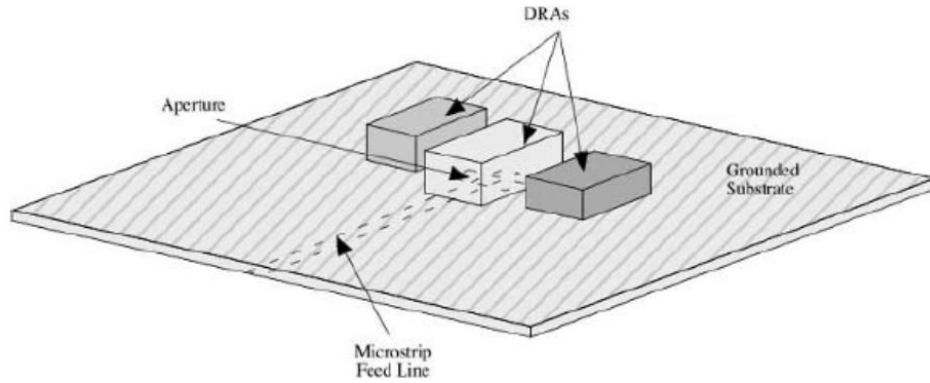
En önemli ve en sık kullanılan yöntemdir. DRA'lar değişik şekillerde üretilerek bant genişliği artırılmaktadır. Bu yönteme örnek olarak Şekil 5.2'de görülen piyona benzeyen yapı verilebilir (Guha, et al.,2009). Bu yapının tabanı kesik konik şekle sahipken üst kısmı küreseldir. Dielektrik rezonatör, merkezinden geçen bir konnektör sayesinde uyarılmaktadır. Bizim çalışmamızda da SMA konnektörü bu şekilde kullanılmıştır. Burada SMA konnektör probu monopol görevi görmektedir. Bu sayede hem monopolün rezonans frekansları hem de DRA'nın rezonans frekansları birleşerek ultra geniş bantta çalışmayı mümkün kılmaktadır.



**Şekil 5.2** Piyon şeklindeki DRA.

#### 5.2.4 Birden fazla DRA kullanma

Bu yöntemde birden fazla DRA kullanılarak bant genişliği artırılır. Şekil 5.3'te ana DRA'nın yanlarına yerleştirilmiş iki adet DRA ile bant genişliği artırılmıştır (Leung and Luk, 2003).



**Şekil 5.3** Birden fazla DRA kullanma.

Birden fazla DRA kullanma yukarıdaki şekildeki gibi yan yana koyarak yapılabileceği gibi aynı dielektrik sabitine sahip malzemelerin üst üste koyulması ile de yapılır. Çalışmamızda bu teknik kullanılmıştır.

#### 5.3 Simülasyonda Kullanılan Paket Programlar

Simülasyonda kullanılacak olan paket program HFSS'dir. HFSS programı Ansoft firmasının geliştirdiği üç boyutlu tam dalga elektromanyetik alan benzetim programıdır. Arayüzü kolaylıkla öğrenilebilen ve kullanıcı dostu bir yapıya sahiptir. Üç boyutlu elektromanyetik problemlerinin hızlı ve yeterli doğrulukta benzetimine imkan sağlar ve

sonuçları geniş grafik seçeneklerinde kullanıcının isteğine uygun olarak sunar. HFSS analizlerinde sonlu elemanlar metodunu (FEM) kullanır ve üç boyutlu ışın diyagramı başta olmak üzere ileri seviyede grafikleri gösterme kabiliyetine sahiptir.

Programın benzetim yapabilmesi için, problemin geometrisinin çizilmesi, sınır koşulların belirtilmesi, kaynağın tanımlanması, problemin çözüm şeklinin belirlenmesi gerekir.

Uygun geometrinin çizilmesi için programda verilen iki ve üç boyutlu şekiller kullanılır. Daha karmaşık şekiller ise bu basit geometrilerin toplanması veya birbirlerinden çıkarılması ile elde edilir.

HFSS programının üretilmesinden önce mikrodalga tasarımlar çeşitli varsayımlara dayalı uzun analizler ve deneyler üzerine kurulu idi. Programın üretilmesiyle birlikte bu analizlerin bilgisayar ortamında ve hızlı şekilde yapılması ve üç boyutlu prototiplerin hızlı oluşturulması mümkün olmuştur. Fakat şu noktayı unutmamak gerekir. Her zaman simülasyonlar ile ölçümler arasında bir fark olacaktır. Bunun nedenleri:

- Simülasyonun yaptığı hesaplamalarda örneğin integrallerde çeşitli mühendislik kabulleri yapılır ve çeşitli yardımcı formüller kullanılır. Bu kabullerden biri oluşturulan hacmin veya yüzeyin n sayıda parçadan oluştuğunu kabul etmektir.
- Simülasyonda benzetimi yapılan hacimsel yapı üretilirken bir miktar üretim hatası olur.
- Simülasyonda parçalar birbirine bağlanırken çoğunlukla kayıp olmadığı varsayılır; fakat gerçek hayatta mutlak bir kayıp vardır. Bu kayıp çalışmamızda empedans uyumsuzluğu kaybıdır.

Bu gibi nedenlerden ötürü simülasyon ile gerçek üretim arasında mutlaka bir fark oluşur, teknik personelin sorumluluğu bu farkın mümkün olduğunca azaltılmasını sağlayacak önlemleri almaktır.

#### **5.4 Geniş Bantlı Silindirik DRA Tasarımı**

Gelişen mobil haberleşme teknolojileriyle beraber ihtiyaç duyulan bant genişliği sürekli olarak artmaktadır, bununla beraber çip teknolojilerinin gelişmesine paralel olarak kullanılan mobil cihazların boyutları giderek küçülmektedir. Bu nedenle mobil cihazlar için geliştirilecek antenler hem daha küçük olmalıdır hem de kullanıcıların ihtiyacını karşılamak için mümkün olduğunca yüksek bant genişliğine sahip olmalıdırlar. Günümüzde üzerine yoğunlaşılacak çalışmalar anten boyutlarının küçültülmesine ve bant genişliğinin artırılmasına yöneliktir. Bizim çalışmamız da bu amaca yöneliktir ve kullandığımız geometri silindirikdir. Bant genişliği

empedans bant genişliğidir ve antenin giriş VSWR (duran dalga oranı) değerinin -10 dB değeri altında kaldığı frekans bandını ifade eder.

Anten parametrelerinden kalite faktörü anten kayıplarını temsil eder, dördüncü bölümde anten olarak kullanılacak dielektrik rezonatörlerin düşük kayıplı üretildiğini söylemiştik, üçüncü bölümde çalışmamızda kullanılan Eccostock HiK dielektrik malzemenin dielektrik kaybının 0.002'den küçük olduğunu görmüştük. Üçüncü bölümde dielektrik malzemenin iletkenlik kaybı olmadığını ve bunun yüksek frekanslarda anten olarak kullanılmasının önünü açtığı belirtmiştik. Kalite faktörünün genel formülü aşağıdaki gibi ifade edilir (Balanis, 2005).

$$\frac{1}{Q_t} = \frac{1}{Q_{rad}} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_{sw}} \quad (5.1)$$

Bu denklemde

$Q_t$  = toplam kalite faktörü

$Q_{rad}$  = ışınım kayıpları kalite faktörü

$Q_c$  = iletkenlik kayıpları kalite faktörü

$Q_d$  = dielektrik kayıpları kalite faktörü

$Q_{sw}$  = yüzey dalga kalite faktörü

İletkenlik kaybımız sıfırdır, dielektrik kaybımız da çok küçük bir değere sahiptir (<0.002) dolayısıyla ihmal edilebilir, yüzey dalgaları kalite faktörü küçüktür hesaba katılmaz bu durumda toplam kalite faktörü ışınım kayıpları kalite faktörüne eşit hale gelmektedir.

$$Q_t = Q_{rad} \quad (5.2)$$

Bir silindirik DRA'nın ışınım kalite faktörü o DRA'nın hangi modlarının uyarıldığına bağlı olarak değişmektedir. Bunu hesaplamak için çeşitli nümerik metodlar kullanıldığını dördüncü bölümde söylemiştik. Her bir mod için de bu değer hesaplanmalıdır. Çalışmamızda uyarılan  $TM_{01\delta}$  modu için Q değeri aşağıdaki formülle hesaplanmaktadır (Guha, et al., 2009).

$$Q_{rad} = Q_{TM_{01\delta}} = (0.008721\varepsilon^{0.888413}e^{0.0397475\varepsilon}) * \left(1 - \left(0.3 - 0.2\frac{a}{h}\right)\left(\frac{38 - \varepsilon}{28}\right)\right) * \left(9.498186\frac{a}{h} + 2058.33\left(\frac{a}{h}\right)^{4.322261}e^{-3.50099\left(\frac{a}{h}\right)}\right) \quad (5.3)$$

Empedans bant genişliğini istenen VSWR oranı olan S değerine ve toplam kalite faktörüne ( $Q_t$ ) göre aşağıdaki bağıntıyla verilir (Balanis, 2005).

$$BW = \frac{S-1}{Q_t\sqrt{S}} \quad (5.4)$$

Bu bağıntı kullanılarak istenilen VSWR değerinde (çalışmamızda -10 dB) uyarılacak moddaki bant genişliğini bulunur. Silindirik bir DRA'nın iç kısmı kesilerek halka şeklinde bir DRA oluşturulduğunu dördüncü bölümde görmüştük. Halka şeklindeki yapının kalite faktörünü azalttığı ve rezonans frekansını artırdığı bulunmuştur (Chow, et al., 1997). Kalite faktörünün azalması yukarıdaki formülden görüleceği üzere bant genişliğini artırmaktadır. Bizim de amacımız buydu. Öyleyse silindirik DRA yapılarından bant genişliği bakımından daha yüksek değere sahip olan halka şeklindeki silindirik DRA yapılarına yönelmeliyiz. Bu yapıların kalite faktörünün bir formülü yoktur. Literatürde bulunan ölçüm sonuçlarının üçüncü dereceden eğri uydurma yöntemleriyle bazı yaklaşık değerler bulunmuştur. Kalite faktörünü belirleyen en önemli parametrenin boy-en oranı olduğu bulunmuştur. Yani halka şeklindeki silindirik DRA boy-en oranı değiştikçe kalite faktörü de değişecektir ve buna bağlı olarak empedans bant genişliği değişecektir (Lapierre, et al., 2005).

Kalite faktörü aşağıdaki formüle göre hesaplanmaktadır (Perron, et al., 2010). Denklemdaki t değeri boy-en oranını ifade eder. Ayrıntılar için Şekil 4.6'ya bakınız.

$$Q_{TM_{01\delta}} = \varepsilon^{2.5}(c_0 + c_1t + c_2t^2 + c_3t^3 + c_4t^4 + c_5t^5 + c_6t^6 + c_7t^7 + c_8t^8 + c_9t^9) \quad (5.5)$$

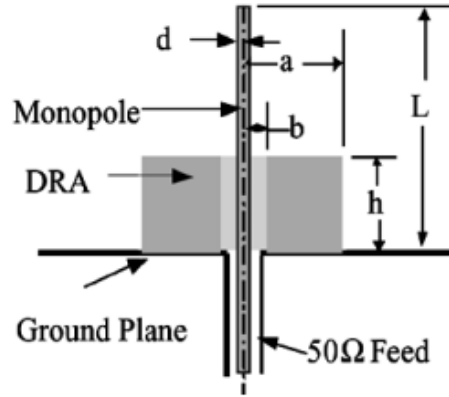
$$t = \frac{h}{a} \quad (5.6)$$

Bu denklemdaki  $c_0, c_1, c_2, c_3, c_4, c_5, c_6, c_7, c_8, c_9$  katsayıları boy-en oranına göre belirlenirler. Tüm en boy oranları için bu katsayıları ayrı ayrı belirlemek ancak üçüncü dereceden eğri uydurma yöntemi ile yapılmaktadır (Perron, et al., 2010). Fakat bu çok zaman alan ve yorucu bir yöntem olduğu için çalışmamızda bant genişliği hesaplaması için HFSS programından faydalanılacaktır.

Halka şeklindeki silindirik DRA antenlerinden yüksek empedans bant genişliği elde etmek için yararlanılabileceğini teorik olarak gösterdik. Pratikte halka şeklinin çok önemli bir yararı daha vardır. Halkanın ortasındaki boşluğa bir monopol yerleştirilerek DRA'nın beslemesi sağlanabilir. Zaten halka şekline göre yüksek olan bant genişliği, monopol anten ile etkileşme yaparak ultra yüksek bant genişliği elde edilir.

Bu yönde yapılan çalışmada kullanılan monopol çeyrek dalga boyu uzunluğundadır (Lapierre, et al., 2005). Bilindiği üzere monopolün bant genişliği dardır, fakat halka şeklindeki silindirik DRA ile etkileşince ultra geniş bant elde edilir. Şekil 5.4'te halka şeklindeki silindirik DRA'nın çeyrek dalga boyu uzunluğundaki bir monopol ile uyarılması gösterilmiştir. Şekilden anlaşıldığı üzere monopol eksenini tam olarak halka şeklindeki dielektrik rezonatörün orta noktasından ve silindir eksenine paralel geçmektedir. Bu da  $TM_{01\delta}$  modunun uyarılmasını

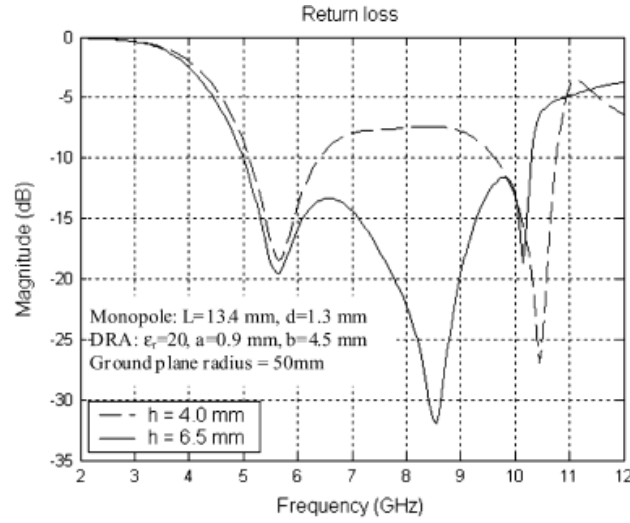
sağlamaktadır. Bu gibi yapılara hibrit antenler de denilebilir. Keza hem monopole hem DRA'nın özellikleri birleşerek ultra geniş bant bir yapı oluşur (Lapierre, et al., 2005).



Şekil 5.4 Hibrit DRA yapısı.

Hibrit dielektrik rezonatör antenin ultra bant genişliğini sağlamak için dielektriğin parametrelerinin uygun seçilmesi gerekir. Değiştirilebilecek parametreler Şekil 5.4'ten görüldüğü gibi dielektrik katsayısı  $\epsilon$ ,  $h$ ,  $a$ ,  $b$ ,  $d$ ,  $L$  parametreleridir. Bu tip hibrit anten tasarımında ilk olarak bant genişliğinin alt sınırını belirleyen monopolün rezonans frekansı belirlenmelidir.

Bu frekansın çeyrek dalgaboyu uzunluğu da monopole uzunluğu olur  $L=0.25\lambda_1$ . Monopole bant genişliğinin üst sınırı  $f_{üst} = 2.2f_{alt}$  olacak şekilde belirlenir (Lapierre, et al., 2005). Daha sonra  $TM_{01\delta}$  modunun rezonansa girmesini sağlayacak DRA boyutları belirlenir. Bu boyutlar içerisinde empedans bant genişliğini değiştirmede en önemli parametre olarak boy-en oranı  $\frac{h}{a}$  bulunmuştur. Şekil 5.5'te iki değişik dielektrik silindir yüksekliği için verilmiş bir  $S_{11}$  parametre grafiği görülmektedir (Lapierre, et al., 2005).



**Şekil 5.5** Hibrit DRA'nın farklı iki silindir yüksekliği için  $S_{11}$  grafiği.

Şekil 5.5'ten görüldüğü üzere halka şeklindeki silindir DRA üç farklı rezonans frekansında ışınım yapmaktadır, bunlar  $f_{alt} = 5.8$  GHz,  $f_{orta} = 8.6$  GHz ve  $f_{üst} = 10.4$  GHz. Yüksek frekans  $f_{üst}$  dielektrik rezonatörün  $TM_{01\delta}$  modu; küçük frekans  $f_{alt}$  monopol tarafından uyarılır. Orta rezonans frekansı bu iki yapının etkileşiminden meydana gelir. Monopol ve dielektrik halkanın iç yüzü arasındaki mesafe olan  $b$  uzunluğu bant genişliğini belirlemede önemlidir. Yapılan çalışmalar sonucunda istenilen bantı kapsayacak şekilde ışınım yapacak bir anten üretmek için, yukarıdaki parametrelerin ( $\epsilon$ ,  $h$ ,  $a$ ,  $b$ ,  $d$ ,  $L$ ) birbirleriyle bağımlı olacak şekilde en uygun değerleri alması gerektiği görülmüştür. Halka şeklindeki antenin maksimum oransal bant genişliğinin 3:1 oranında olduğu görülmüştür (Lapierre, et al., 2005). Bu parametreler üzerinde yapılan çalışmada aşağıdaki eşitsizlikler yerine getirilirse bant genişliğinin arttığı bulunmuştur. Bu eşitsizlikler, iterasyonlarla aşağıdaki gibi bulunmuştur (Guha, et al., 2006).

$$0.016\lambda_L \geq b \geq 0.013\lambda_L \quad (5.7)$$

$$k = b + \frac{d}{2} \quad (5.8)$$

$$a = \frac{k}{0.3} \quad (5.9)$$

$$0.5L \geq h \geq 0.4L \quad (5.10)$$

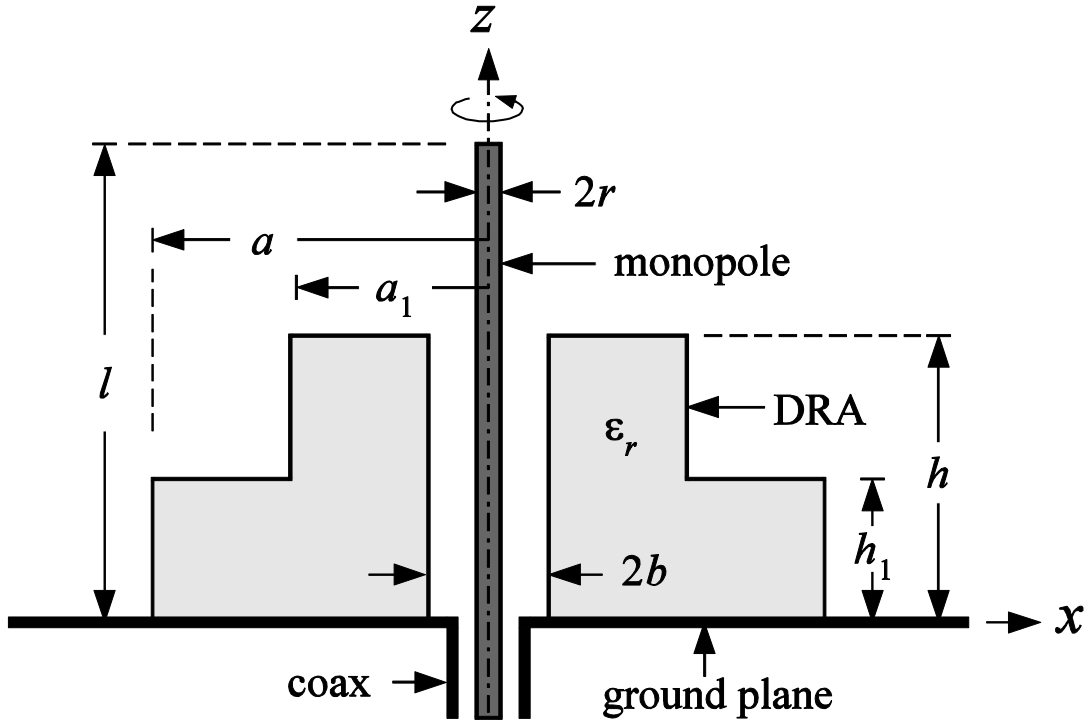
$$\epsilon_r = \frac{\left(\frac{\pi}{2h}\right)^2 + \left(\frac{4.71}{a}\right)^2}{\left(\frac{2\pi f_{üst}}{c}\right)^2} \quad (5.11)$$

### 5.5 Ultra Geniş Bantlı Basamak Şeklinde DRA Tasarımı

Bölüm 5.3'te halka şeklinde bir silindirik dielektrik rezonatör antenin tam ortasından geçen bir koaksiyel pin (monopol) ile beslenmesi sonucu hem monopolün rezonans frekansını kapsayan hem de dielektriğin rezonans frekansını kapsayan bir ultra geniş empedans bant genişliği elde edildiğini gördük. Üçüncü bölümde DRA bant genişliğini artırmak üzere tavsiye edilen tekniklerden birinin dielektrik yapının şeklinin değiştirilmesi olduğunu görmüştük. Buradan hareketle önceki veriler ışığında halka şeklinde silindirik DRA'nın şeklini değiştirerek bant genişliğini artırmak için yeni bir şekil olan basamak şeklindeki DRA tasarımı önerilecektir. Basamak şekli, yarıçapı büyük olan silindirik bir dielektriğin üzerinde yarıçapı daha küçük olan bir silindirik dielektrik eklenmesi (bölüm 5.2.4'te bahsedildiği üzere) ile elde edilir. Bu yapının ortasındaki dielektriğin bir kısmı CNC makinası yardımıyla düzgün bir şekilde kesilip çıkarılır böylece halka yapısına benzer bir şekil meydana gelir. Şekil karmaşıklaştığı için dördüncü bölümde silindirik şekiller için bulunan kalite faktörü ve rezonans frekansı değerleri kapalı formüllerle elde edilemez. Bu nedenle bu değerleri bulmak için HFSS ve CST programlarından yararlanacağız.

Şekil 5.6'da basamak şeklindeki hibrit DRA yapısı görülmektedir. Önceki bölümde gösterilen anten yapısına benzer şekilde basamak şeklindeki dielektriğin ortasından yapıya paralel olacak biçimde z ekseninde bir monopol anten (koaksiyel prob) geçirilmiştir. Bu iki yapı topraklama tabakasına oturtulmuştur. Topraklama tabakası bakırdan üretilmiştir. Basamak şeklindeki DRA koaksiyel prob tarafından uyarılmaktadır.

Koaksiyel probun optimal değerini  $r$  parametresi belirtmektedir. SMA konnektörlerin  $r$  yarıçapı standartta 0.65 mm olarak üretilmektedir; fakat simülasyon sonucu elde edilen optimal  $r$  değerlerinin bazıları hem basamak şeklindeki bu yapıda hem de altıncı bölümde göreceğimiz çift katlı DRA yapısında 0.65 mm değerinden farklıdır. Bu sorunu çözmek için hassas metal işleme yapan bir firmaya değişik yarıçaplarda silindirik pirinç üretilmiştir ve bunların içleri oyularak 0.65 mm yarıçapında SMA konnektörü içine yerleştirilmiştir.



Şekil 5.6 Basamak şeklinde hibrit DRA.

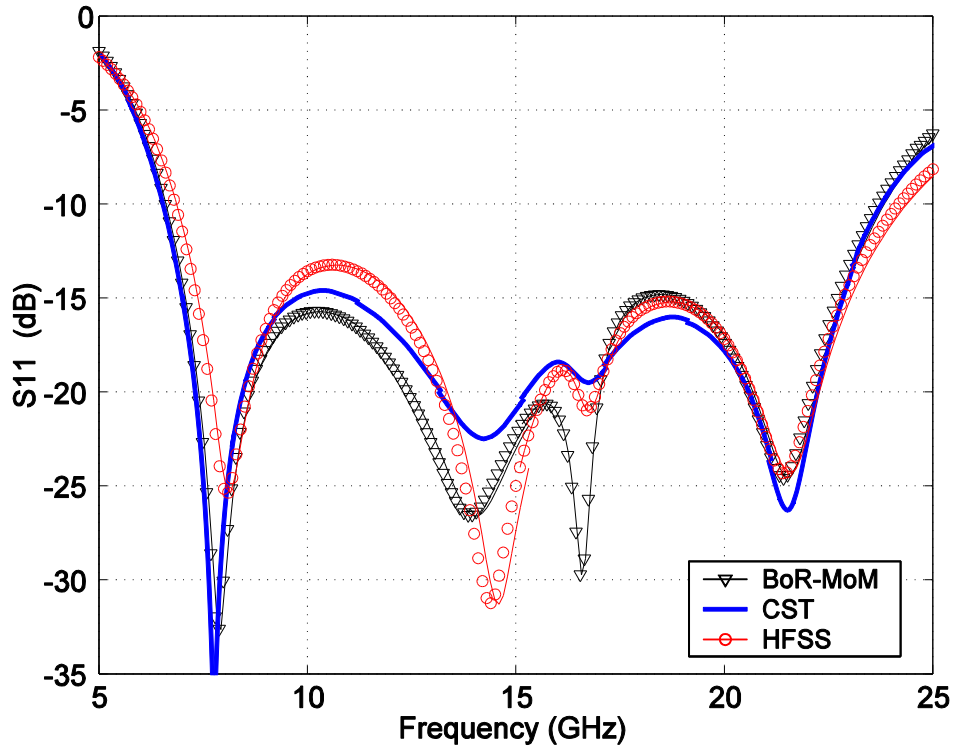
Bu yapı karmaşık bir yapı olduğu için fonksiyonlar ile rezonans frekansı bulunamaz bu yüzden oluşan antenin geri dönüş kaybı HFSS programıyla bulunacaktır. Şekilde görüldüğü üzere DRA eksenini monopole eksenini ile çakışmaktadır. Monopole bir koaksiyel prob olarak düşünebiliriz. Tasarım için ilk olarak frekans bandının alt noktası seçilmelidir. Seçilen bu frekansa bağlı olarak çeyrek dalga boyu uzunluğundaki monopole uzunluğu belirlenir. Daha sonra monopoleün silindirik olduğu varsayılarak monopoleün yarıçapı ve Şekil 5.6'daki parametreler  $\epsilon_r$ ,  $a$ ,  $a_1$ ,  $b$ ,  $h$ ,  $h_1$ ,  $l$  değerleri belirlenmelidir. Yapılan iterasyonlarda çok fazla bilinmeyen parametre olmaması için  $2a_1 = 2h_1 = h$  eşitliği kullanılmıştır.  $l$  değeri önceki bölümdeki gibi bulunur. Bant genişliğini maksimum yapmak için diğer parametreler olan  $a$ ,  $a_1$ ,  $b$ ,  $h$ ,  $r$  üzerinde kapsamlı bir HFSS çalışması yapılmıştır (Özzaim, 2011).  $\epsilon_r$  parametresi ise bir önceki bölümdeki halka şeklindeki silindirik DRA için bulunan formüle göre hesaplanmıştır (Guha, et al., 2006). Yapılan analizlerde aşağıdaki eşitsizlikler durumunda bant genişliğinin ultra geniş olduğu bulunmuştur (Özzaim, 2011).

$$3r \geq b \geq 2r \quad (5.12)$$

$$0.50l \geq h \geq 0.45l \quad (5.13)$$

$$0.95h \geq a \geq 0.75h \quad (5.14)$$

Bu eşitsizlikler kullanılarak değişik frekansları kapsayan üç adet anten tasarlanmıştır. Bu boyutlar mm cinsinden Çizelge 5.2’de verilmiştir. İlk anten boyutları  $l= 10$  mm,  $b= 15$  mm,  $a= 5$ mm,  $a_1= 2.5$ mm,  $r= 0.65$  mm,  $h_1= 2.5$  mm ve  $\epsilon= 10$ . Şekil 5.7 bu antenin geri dönüş kaybının HFSS simülasyonunu göstermektedir . İlk anten 8 GHz, 14 GHz, 16.5 GHz ve 21.5 GHz frekanslarında rezonansa girmektedir. 8 GHz çeyrek dalgaboyu uzunluğundaki monopoll antenin rezonans frekansıdır ( $l = \lambda/4$ ). 21.5 GHz frekansı monopollün bir sonraki rezonans frekansıdır ( $l = 3\lambda/4$ ). Ara rezonanslar 14 GHz ve 16.5GHz frekanslarında görülmektedir. Bunlar dielektriğin  $TM_{01\delta}$  modu ile ilişkilidirler. Bu anten ile %113 empedans bant genişliği 6.6-23.6 GHz frekans bandında sağlanmıştır.

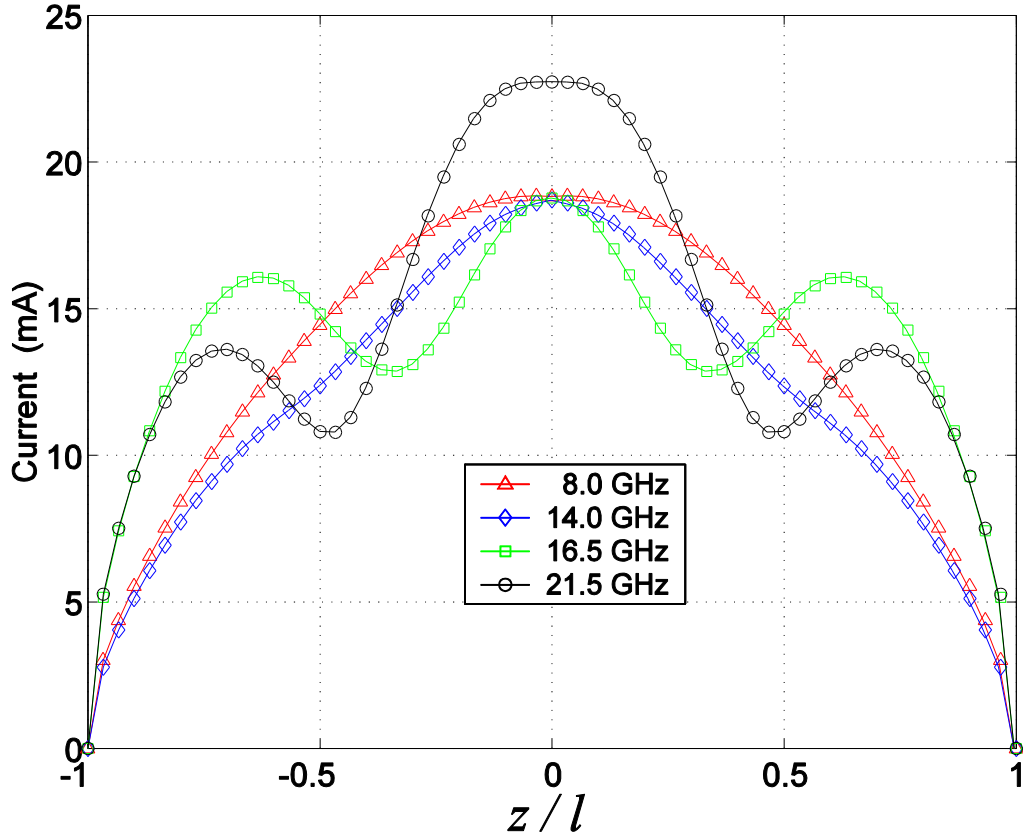


Şekil 5.7 Geniş bantlı ilk antenin geri dönüş kaybı grafiği.

Çizelge 5.2 Silindirik basamak şeklindeki DRA parametre değerleri.

Parametre	a	$a_1$	h	$h_1$	b	r	l
Anten 1	5	2.5	5	2.5	1.5	0.65	10
Anten 2	10	5	12	5	2.5	1.0	22
Anten 3	14	8	16	8	4	1.5	34

İlk anten 1 voltluk bir manyetik frill kaynağı ile uyarıldığında yansımış monopol boyunca rezonans frekanslarındaki akım dağılım büyüklükleri Şekil 5.8’de gösterilmiştir.

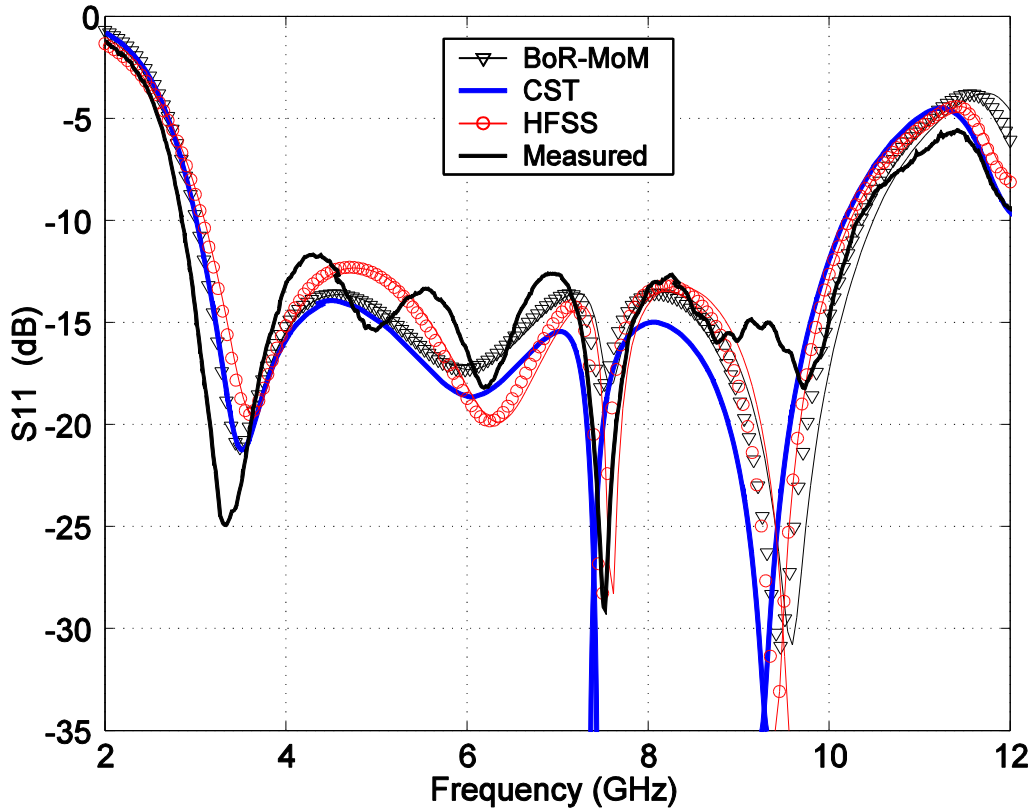


Şekil 5.8 İlk antenin monopol üzerindeki akım grafiği.

8 ve 21.5 GHz frekanslarında çeyrek dalga boyundaki izole bir monopolün ilk ve bir sonraki rezonans frekansına ait tipik bir akım duran dalga grafiği gözlenmektedir. 14 GHz frekans bölgesinde dielektrik rezonatör monopolü etkileyerek akım dağılımını tıpkı bir çeyrek dalga boyu uzunlukta monopolün akım dağılımı durumuna getirmiştir. Bu frekansta DRA bir çeyrek dalga boyu uzunluğunda ve efektif anten uzunluğu gerçek anten uzunluğundan kısa olan monopol anten gibi davranmaktadır. 16.5 GHz rezonans frekansında  $TM_{01\delta}$  modu uyarılmıştır. Bu durumda oluşan akım dağılımı, yarım dalga boyu uzunluğunda monopolün duran dalga dağılımıdır (Özzaim, 2011).

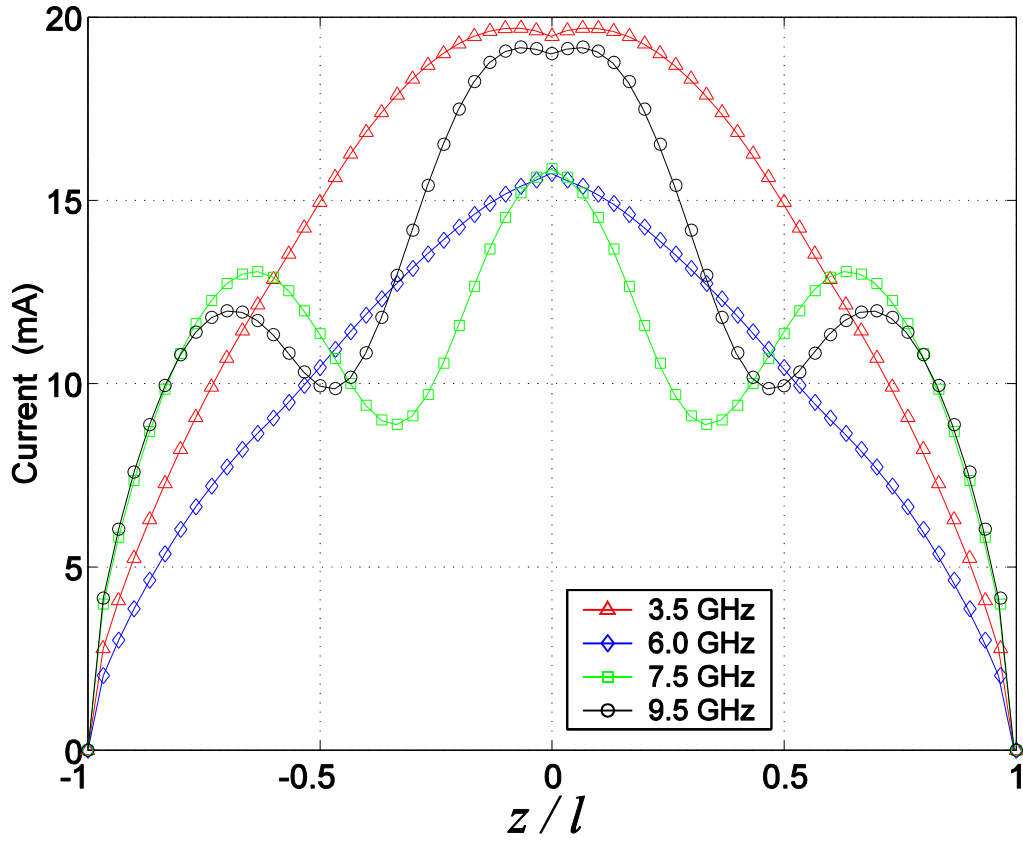
Tasarımı yapılan ikinci antenin boyutları  $l=22$  mm,  $b=2.5$  mm,  $a=10$  mm,  $a_1=5$  mm,  $r=1$  mm,  $h=12$  mm,  $h_1=5$  mm ve  $\epsilon=10$ . Burada yapılan iterasyonda  $a_1=6$ mm verildiğinde bant genişliğinin maksimum olmadığı görüldüğü için  $a_1$  değeri 1mm küçültülmüştür.

Yapılan simülasyonlarda yukarıda verilen boyutlar alındığında 3 GHz- 10.3 GHz bandında %110 değerinde bant genişliği elde edilmiştir. Şekil 5.9 ikinci antenin geri dönüş kaybının  $S_{11}$  HFSS simülasyonunu göstermektedir.



Şekil 5.9 Geniş bantlı ikinci antenin geri dönüş kaybı grafiği.

Bu antende 3.5 GHz ve 9.5 GHz rezonans frekansları monopoll tarafından, 6 GHz ve 7.5 GHz rezonans frekansları ise DRA tarafından meydana getirilmiştir. Dolayısıyla 6 GHz ve 7.5 GHz frekanslarında  $TM_{016}$  modu uyarılmıştır. Bu antenin 1 voltluk manyetik frill kaynağı ile uyarıldığında monopoll boyunca rezonans frekanslarındaki akım dağılımı Şekil 5.10'da görülmektedir. 3.5 GHz literatürde sıklıkla karşılaşılan çeyrek dalga boylu monopollün akım grafiğine çok benzer çıkmıştır.

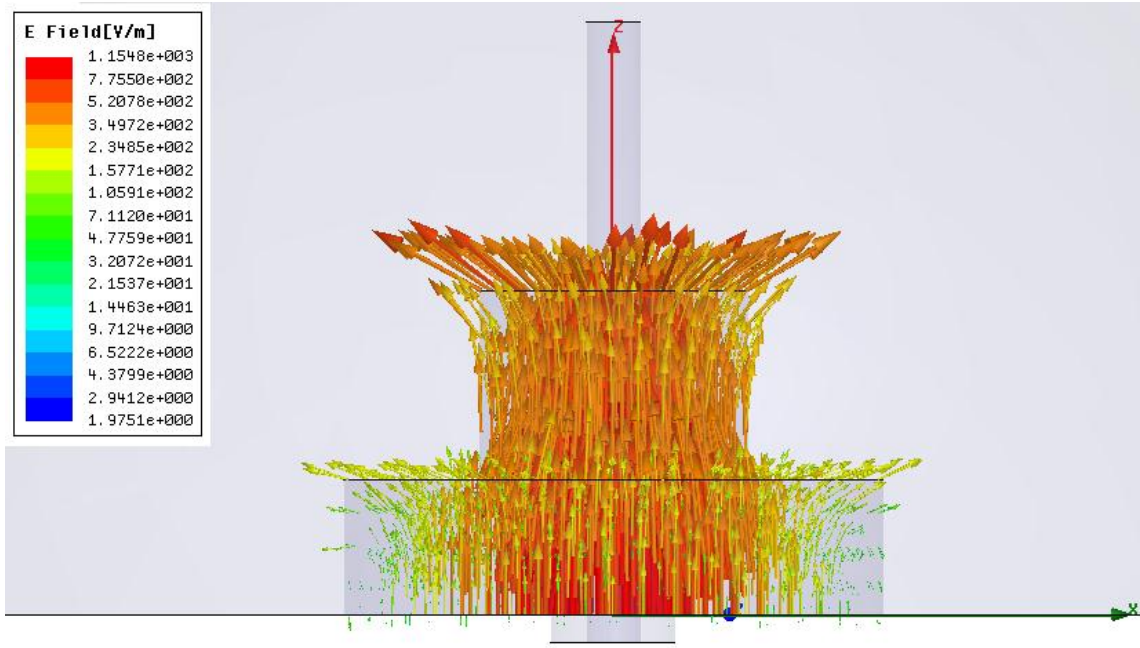


Şekil 5.10 İkinci antenin monopol üzerindeki akım grafiği.

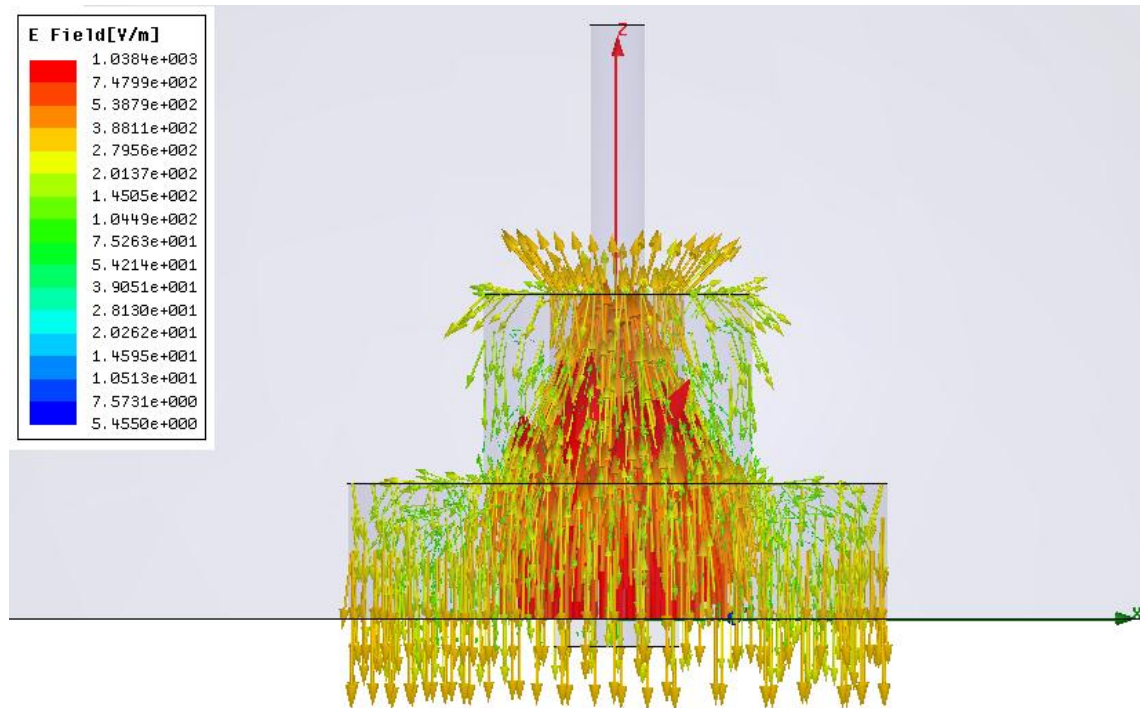
Bu antenin elektrik alanlarının maksimum olduğu anlardaki faz açıları dört rezonans frekansı için incelenmiştir. Bunun sonucu olarak aşağıdaki faz açılarında ikinci antenin elektrik alanlarının maksimum olduğu görülmüştür.

- 3.5 GHz için 0 derece fazdaki
- 6.3 GHz için 20 derece fazdaki
- 7.5 GHz için 260 derece fazdaki
- 9.4 GHz için 40 derece fazdaki

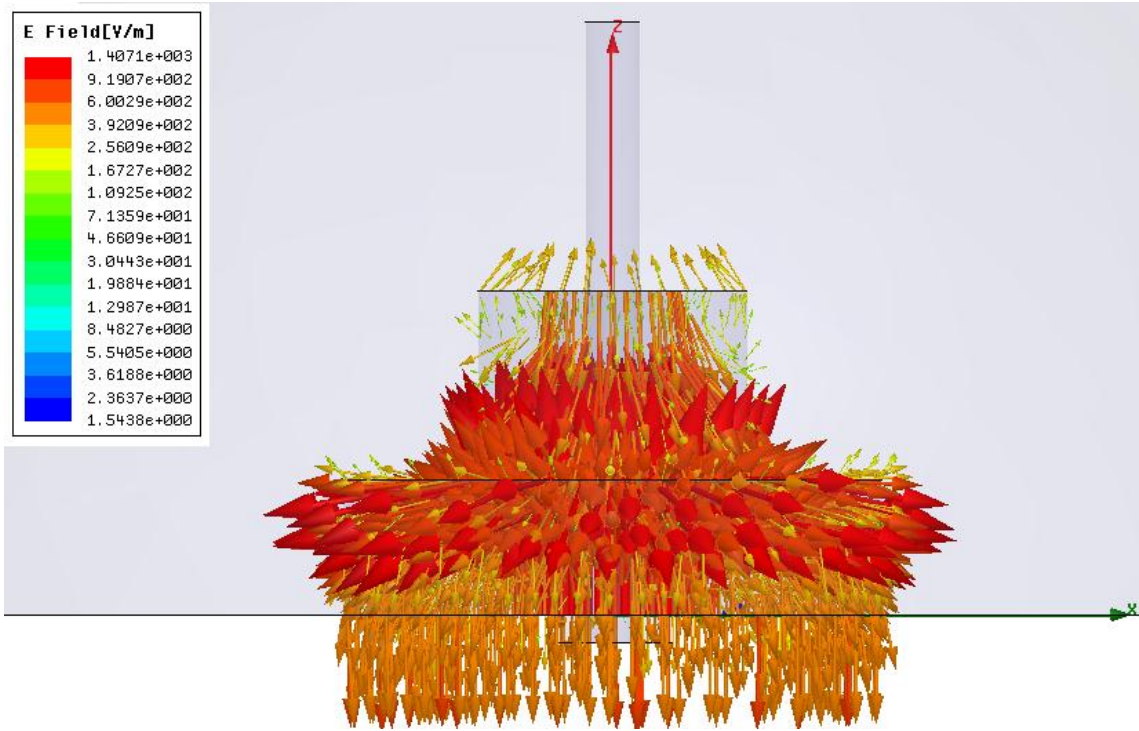
Şekil 5.11 - Şekil 5.14 yukarıdaki sıraya göre elektrik alan grafiklerini göstermektedir. Şekil 5.11'de tipik bir monopol elektrik alan grafiğidir. Şekil 5.15 (9.5 GHz) bozulmuş bir monopol elektrik alanı gösterir. Şekil 5.12 ve 5.13 ise  $TM_{018}$  modunu göstermektedir.



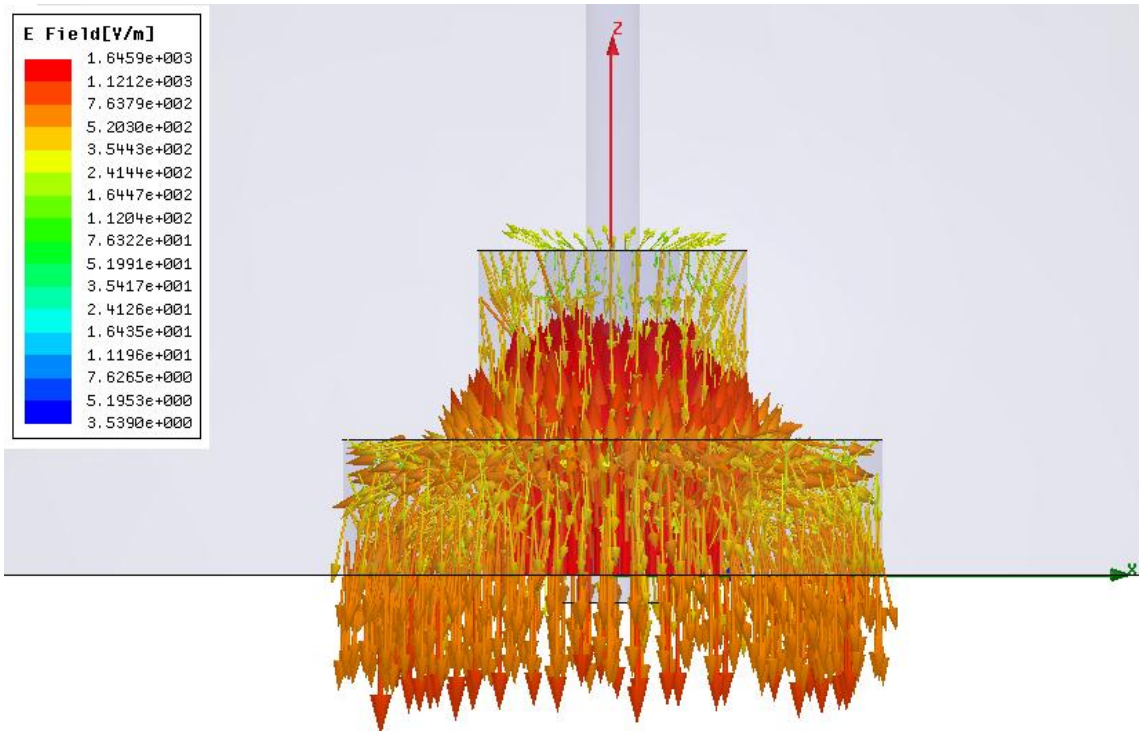
Şekil 5.11 3.5 GHz 0 derece fazdaki elektrik alan grafiği.



Şekil 5.12 6.3 GHz 20 derece fazdaki elektrik alan grafiği.

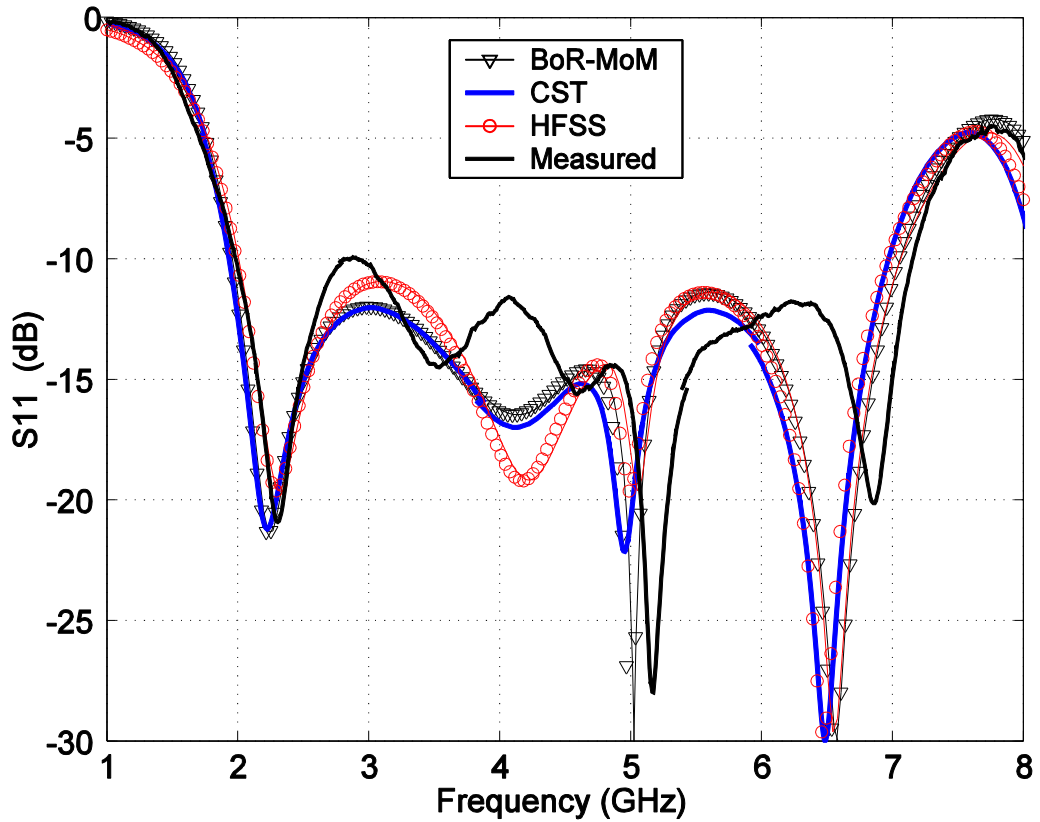


Şekil 5.13 7.5 GHz 260 derece fazdaki elektrik alan grafiği.



Şekil 5.14 9.4 GHz 40 derece fazdaki elektrik alan grafiği.

Tasarlanan üçüncü antenin boyutları  $l = 34$  mm,  $b = 4$  mm,  $a = 14$  mm,  $a_1 = 8$  mm,  $r = 1.5$  mm,  $h = 16$  mm,  $h_1 = 8$  mm ve  $\epsilon = 10$ . Bu antenden elde edilen  $S_{11}$  geri dönüş grafiği Şekil 5.15'te görülmektedir. Buna göre üçüncü antenden elde edilen empedans frekans bandı yaklaşık olarak 1.95 GHz ile 7.05 GHz arasında görülmektedir. Bu da %113 oranlı bir bant genişliğini ifade eder. Bu değer ikinci anteninkinden biraz büyük (%3 kadar) ve ilk tasarlanan anten ile yaklaşık olarak aynıdır.

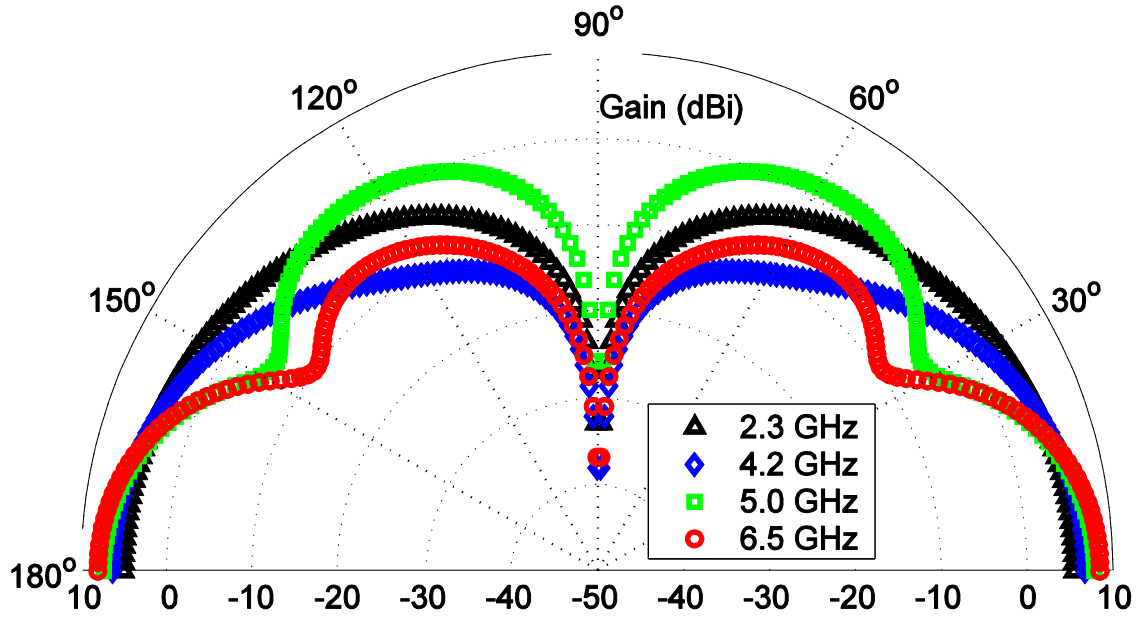


Şekil 5.15 Geniş bantlı üçüncü antenin geri dönüş kaybı grafiği.

Elde ettiğimiz empedans bant genişlikleri literatürde bulunan diğer değerlere göre daha yüksek çıkmıştır. Bu ultra geniş bant elde ettiğimizi göstermektedir. Burada dikkat edilmesi gereken diğer bir faktör de DRA şekillerinin sade olmasıdır. Bunun antenlerin üretilmesi için önemli bir avantaj olduğu düşünülmektedir. Özellikle küresel veya yarı küresel DRA şekillerinin üretilmesi zordur. Bu nedenle ancak özel hassas CNC cihazları kullanarak üretilebilirler. Bu da maliyetin artması anlamına gelir. Ayrıca şu unutulmamalıdır ki aynı empedans bant genişliğini sağlayan fakat daha basit geometriye sahip antenler tercih edilirler. Bu da literatürde verilen diğer antenlere göre bizim antenimizi üstün kılmaktadır.

Guha'nın çalışmasında belirtilen formül kullanılarak (Guha, et al., 2006) anten tasarımında kullanılacak dielektriğin katsayısı 10 olarak bulunmuştur.

Şekil 5.16'da ise üçüncü antenin xz düzleminde rezonans frekanslarındaki kazanç grafikleri verilmiştir (Özzaim, 2011).



Şekil 5.16 Üçüncü antenin xz düzleminde ve rezonans frekanslarındaki kazanç grafiği.

Bir sonraki bölümde tasarlanan bu antenlerin dielektrik katsayısı 10 olan HiK dielektriği kullanarak yapılan anten üretimi anlatılacaktır.

### 5.6 Ultra Geniş Bantlı Basamak Şeklinde Anten Üretimi ve $S_{11}$ Parametre Ölçümü

Bu bölümde tasarlanan ultra genişbant dielektrik rezonatör antenin üretimi anlatılacaktır. Boyutları belirlenen antenleri oluşturmak için önce Şekil 3.6'da görülen dielektrik malzeme işlenmiştir. Bu işlem için birçok firma ile görüşülmüştür, fakat dielektrik basamak şeklindeki yapının boyutları milimetre mertebesinde olduğu için birçoğu bu işi yapamayacağını belirtmiştir. Yoğun piyasa araştırması sonucu hassas üretim yapabilen firmanın bulunmasından sonra Şekil 3.6'da görülen silindirik çubuk CNC cihazları ile uygun şekle getirilmiştir, daha sonra istenen şekle getirilen basamak şeklindeki dielektrik malzemenin ortasına delik açılmıştır. Bu sayede hem monopolün tam bu boşluğun ortasına yerleştirilmesi ve böylece  $TM_{018}$  modunu uyarılması hem de monopol ile dielektrik malzemenin iç yüzeyi arasında boşluk bırakılarak daha geniş empedans bant genişliği elde edilmesi sağlanmıştır.

Şimdi bu dielektriğin ortasından geçen monopolden bahsedelim. Ölçüm yapabilmek ve DRA yapısını beslemek için monopolden yapılmış uygun olabilecek yapılar incelenmiştir. Bu çalışma sonucu SMA tipi konnektörün kullanılmasına karar verilmiştir.

SMA konnektörün monopolden görevi görecek kısım olan merkez pini, metalden yapılmıştır. Bu çalışmada iletkenliği artırmak için üzeri altın kaplı olan SMA panel konnektör seçimi yapılmıştır. Bu nedenle yapılan piyasa araştırması sonucunda Huber-Suhner marka RF-23\_SMA-50-0-3/111NE kodlu SMA konnektör satın alınmıştır. Bu konnektör Şekil 5.17’de gösterilmiştir (products.hubersuhner.com) Panel konnektör (flaş) denilmesinin sebebi genelde metalden yapılmış bir panele (temele) bağlanmasıdır. Çalışmamızda bu panel, topraklamayı sağlayan ve saflaştırılmış bakırdan yapılan topraklama tabakasıdır.



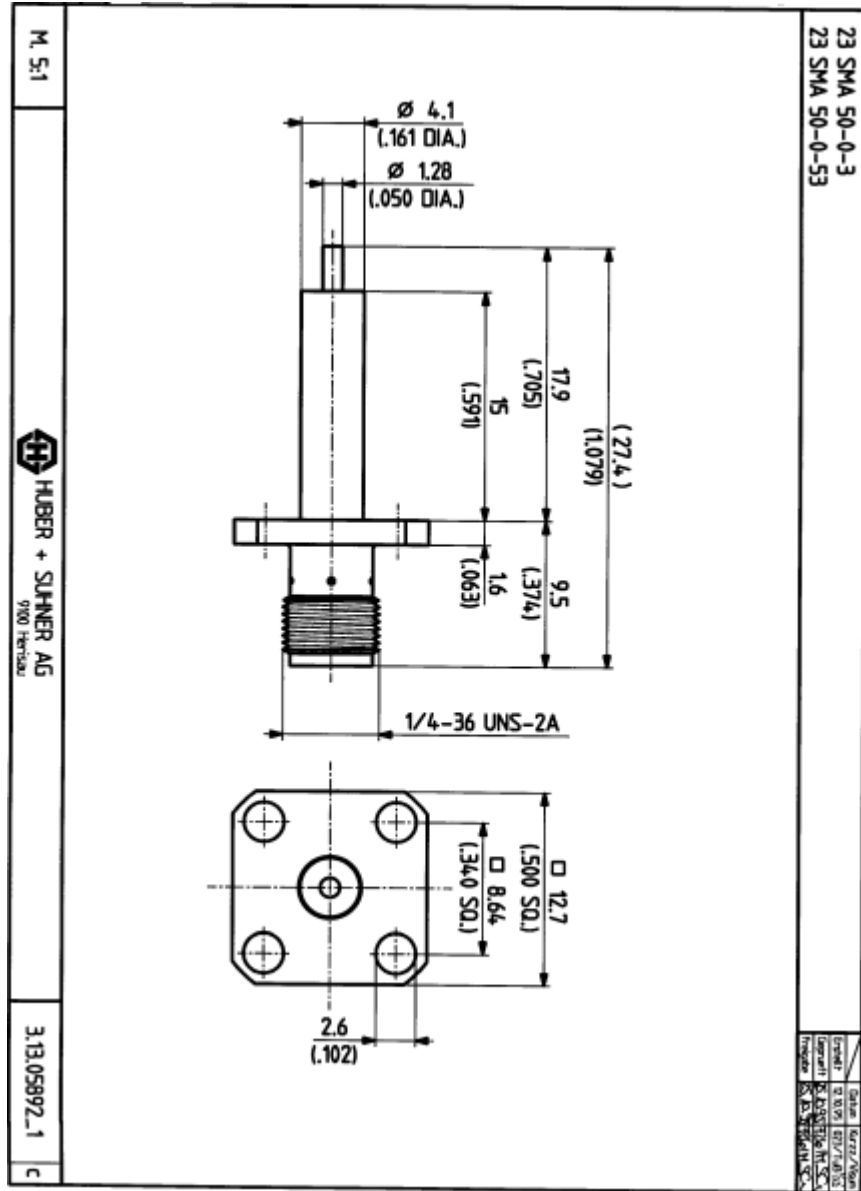
**Şekil 5.17** SMA konnektör.

SMA konnektörün merkezinden çıkan ve Şekil 5.17’te görülen sarı renkli kısım altın kaplamadır ve çalışmamızdaki monopolden olacaktır. Monopolden çevreleyen beyaz kısım ise PTFE’den üretilmiştir. Fakat bu çalışmada gerekli olmadığı için kesilmiştir. SMA konnektörün alt kısmında Şekil 5.18’den net biçimde görülen ve konnektörün beslemesini sağlayan yapı SMA konnektörü network analizörüne bağlamak için kullanılır. SMA konnektörün empedansı üretici tarafından 50 ohm olarak verilmektedir. Çizelge 5.3’de SMA konnektörün diğer özellikleri özet olarak verilmiştir (products.hubersuhner.com). SMA konnektörden çıkarılan beyaz yalıtkan madde sonrası SMA konnektörün merkez pini (monopolden) daha net biçimde Şekil 5.19’da gösterilmiştir. Anten yapımında bu hale getirilen konnektör kullanılmıştır.

**Çizelge 5.3** RF-23\_SMA-50-0-53/199NE tip SMA konnektörün özellikleri.

<b>NİCELİK</b>	<b>BÜYÜKLÜK/ÖZELLİK</b>
Empedans	50 Ohm
Maksimum çalışma frekansı	18 GHz
Ağırlık	3.1 g
Çalışma sıcaklık aralığı	-65°C-165°C
Alt kontak	Paslanmaz çelik
Gövde	Paslanmaz çelik
Arayüz standardı	IEC 60169-15
Merkez pin	Yüzeyi altın kaplamalı bakır-berilyum alaşım

Bu safhadan sonra Şekil 5.17’de görülen SMA konnektörün yalıtkanı soyulmuş ve üç ayrı anten için üç ayrı örnek üretilmiştir. Bu SMA konnektörler yine 100 mm yarıçapında üretilen toprak tabakasına lehimlenmiştir. Toprak tabakası olarak saflaştırılmış bakır kullanılmıştır. Üç SMA konnektör için üç ayrı toprak tabakası üretilmiş ve her bir SMA konnektör bu tabakalar dikkatli bir biçimde lehimlenerek tutturulmuştur. Lehimle tutturmanın seçilmesinde temel amaç topraklama tabakasına SMA konnektörün vida ile tutturulmasının zor olmasıdır. İlk yapılan bir prototip için üstten vidalama yöntemi denemiştir fakat vidaların topraklama yüzeyi ile aynı düzlemde olması gerekliliğinden bakır topraklama tabakasının kalınlığı çok artmıştır. Ayrıca bu yöntemde topraklama tabakasına geçen SMA konnektörün topraklama levha ile aynı düzlemde olması gereklidir. Bu da konnektör teknik çiziminden görüldüğü üzere 1.6 mm derinliğinde ve SMA konnektör şeklinde (çalışmamızda kare) bir hacmin topraklama tabakasından kesilip atılmasını gerektirmektedir. Ayrıca SMA konnektörü topraklama tabakasına tutturmayı sağlamak için topraklama tabakasında vida delikleri açılması gerekmektedir. Bu sebeplerden dolayı hem işleme zorluğu yönünden hem üretilebilirlik açısından vidalayarak tutturma yönteminden vazgeçilmiştir. Genel olarak bu tip antenlerin üretiminde lehimleme yöntemini kullanmak araştırmacının yararınadır. Şekil 5.18’de SMA konnektörün teknik çizimi ve boyutları görülmektedir ([products.hubersuhner.com](http://products.hubersuhner.com)).

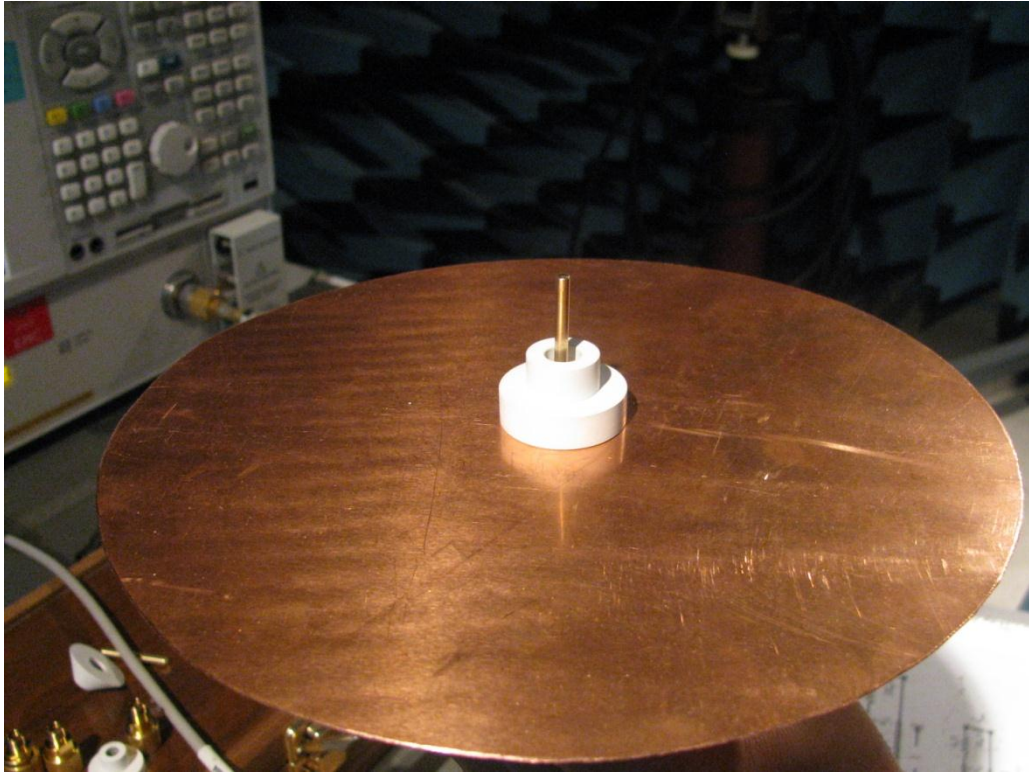


Şekil 5.18 SMA konnektörün teknik çizimi.

SMA konnektörler topraklama tabakasına lehimlendikten sonra boyutlarını tasarım bölümünde belirleyip CNC yardımıyla şekillendirdiğimiz üç adet dielektrik malzeme, SMA konnektörün merkez pininin (monopolün) tam ortasına gelecek biçimde (Şekil 5.19'da görüldüğü gibi) yerleştirir. SMA konnektörün alt kontağına network analizörü bağlanır. Bundan sonra network analizöründe  $S_{11}$  parametresi ölçümü yapılır. Ölçümlerde TÜBİTAK UEKAE bünyesinde bulunan laboratuvardan destek alınmıştır. Çalışmada kullanılan network analizörü Agilent markadır ve modeli E8362B'dir. Bu cihaz 10 MHz ile 20 GHz arasındaki frekans aralığında kullanılabilir.

Parametresi ölçülen basamak şeklindeki DRA yapısı ve topraklama tabakası Şekil 5.19’da görülmektedir. Elde edilen sonuçlar Şekil 5.9 ve Şekil 5.15 içine Matlab programı kullanılarak yerleştirilmiştir. Bu sayede hem simülasyondaki değerlerin hem de ölçümden elde edilen değerlerin aynı grafik içerisinde incelenmesi sağlanmıştır. Bu şekillerden görüldüğü üzere simülasyon verileri ile ölçüm sonuçları büyük ölçüde benzerlik göstermektedir.

Şekil 5.10’da HFSS’te elde edilen 9.5 GHz rezonans frekansı ölçümde 9.8 GHz frekansta bulunmuştur. İki değer arasında 15dB fark bulunmaktadır. Fakat iki değer de alt sınır olan -10dB değerinin altındadır. Şekil 5.16’da HFSS simülasyonunda görünen 4.2 GHz rezonansı ölçümde görülmemiştir.



**Şekil 5.19** Üretilen dielektrik rezonatör ve ölçümde kullanılan basamak şeklindeki DRA.

## 6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu çalışmada dielektrik rezonatör antenlerin bir çeşidi olan ve literatürde karşılaşılan disk şeklindeki DRA antenden esinlenerek değişik bir geometri olan basamak şeklindeki silindirik DRA anten önerilmiştir. HFSS ve CST programları kullanılarak anten boyutları üzerinde geometrik iterasyon yapılmıştır. Basamak şeklindeki bu antenin bazı eşitsizliklerin sağlanması durumunda ultra yüksek empedans bant genişliğine sahip olduğu bulunmuştur. Bu eşitsizlikler ışığında ve anten boyutlarının optimizasyonu sonucu üç adet anten tasarlanmıştır. Daha sonra bu üç antenin üretimine geçilmiştir. Fakat üretim aşamasında bazı sorunlarla karşılaşmıştır. Bu sorunlardan ilki ülkemizde dielektrik malzeme çalışmalarının akademik düzeyde yapılmasına karşın dielektrik malzeme üretimi olmamasıdır. Bu nedenle dielektrik rezonatör anteni oluşturacak temel parça (dielektrik katsayısı on olan) dielektrik malzeme Amerika'dan getirilmiştir. Ürün geldikten sonra ikinci ve en önemli problem ortaya çıkmıştır. Üretilen antenlerin boyutları milimetre seviyesinde olduğu için, (en küçük boyuta sahip olan ilk anten için  $l = 10$  mm,  $b = 15$  mm,  $a = 4.5$  mm,  $a_1 = 2.5$  mm,  $r = 0.65$  mm,  $h_1 = 2.5$  mm) sanayide CNC tezgah ile kesim yapan firmalar bu kadar küçük bir parçayı hassas olarak kesemeyeceklerini belirtmişlerdir. Bu nedenle bu konuda büyük sıkıntı çekilmiştir. Burada altını çizmek istediğimiz bir husus da topraklama tabakası ile ilgilidir. Literatürde topraklama tabakasının veya dielektrik anten kesiminin nasıl yapıldığına dair kaynak yoktur bu nedenle topraklama tabakasına SMA konnektörün nasıl tutturulacağı sorununu topraklama tabası ile SMA konnektörü lehimleyerek giderdik. SMA konnektörün merkez pini çapında bir deliği topraklama tabakasına açtık ve bu boşluktan konnektörü geçirdikten sonra SMA konnektörün kare tabanı ile topraklama tabakamızı lehimledik. Antenlerin  $S_{11}$  parametreleri TÜBİTAK UEKAE laboratuvarında ölçüldü. Ölçümlerde Agilent marka E8326B model spektrum analizörü kullanıldı. Bu cihaz maksimum 20 GHz frekansına kadar çalışmaktadır. En küçük boyuta sahip olan ilk antenin çalışma frekansı 20 GHz üzerini kapsadığı için bu antenin  $S_{11}$  parametresi ölçülemedi. Üç antenin ölçüm sonuçları simülasyon verileri ile uyumlu çıkmıştır. Bazı farklılıklar diğer literatür çalışmalarında da görülen tiptendir. Bu farkların topraklama tabakası ile SMA konnektörün lehimlenmesinden kaynaklanan ve aradaki iletkenlik katsayısı farkından kaynaklanan yansılardan kaynaklandığı düşünülmektedir; fakat bu kayıplar kaçınılmazdır. Bu tez çalışması neticesinde ultra yüksek bant genişliğine sahip basamak şeklinde kompakt yapıda DRA elde edilmiştir. Ayrıca tez çalışmasında önerilen basamak şeklindeki anten üretim yönünden avantajlıdır. Günümüzde kullanılan kablosuz haberleşme sistemlerine ek olarak gelecekte geliştirilmeye aday yüksek frekans kullanan diğer kablosuz haberleşme teknolojileri de çalışmada elde edilen antenden faydalanabilir.

## KAYNAKLAR DİZİNİ

- [1] Wikipedia: <http://tr.wikipedia.org/wiki/Telekomünikasyon>
- [2] Kajfez, D. and Guillon, P., 1986, Dielectric Resonators, Norwood, Artech House, 539 p.
- [3] Richtmeyer, R. D., 1939, Dielectric resonators, J.Appl. Phys., vol. 10, pp. 391-398
- [4] Balanis, C.B., 2005, Antenna theory:analysis and design, John Wiley&Sons, Inc., 1136 p.
- [5] Yagi-Uda Antennas: [http://www.wipl-d.jp/case-data/WIPL-D\\_Yagi\\_Uda.pdf](http://www.wipl-d.jp/case-data/WIPL-D_Yagi_Uda.pdf)
- [6] Wikipedia: <http://en.wikipedia.org/wiki/Side-lobe>
- [7] Aktan, E., 2007, Dielektrik rezonatör anten yapılarının incelenmesi, Yüksek Lisans tezi, Hacettepe Üniversitesi, FBE, 69 s.
- [8] Leung, K. W. and Luk, K. W., 2003, Dielectric resonator antennas, Research Studies Press Ltd., 388 p
- [9] Şahin, E. İ., 2010, Yeni Ba(Zn<sub>1/3</sub> Nb<sub>2/3</sub>)O<sub>3</sub> bazlı dielektrik malzemelerin üretimi ve karakterizasyonu, Yüksek Lisans Tezi, Marmara Üniversitesi, FBE, 69 s.
- [10] Long, S. A., McAllister, M. W. and Shen, L. C., 1983, The resonant cylindrical dielectric cavity antenna, IEEE Tans. Antennas Propagat., vol. 31, pp. 406 - 412
- [11] Howell, J. Q., 1975, Microstrip antennas, IEEE Trans. on Antennas and Propagation, pp. 90 – 93
- [12] Munson, R. E., 1973, Single slot cavity antennas assembly, U.S. Patent No. 3713162
- [13] McAllister, M. W., Long, S. A. and Conway, G. L., 1983, Rectangular dielectric resonator antenna, Electron. Lett., vol. 19, pp. 218 – 219
- [14] Ittipiboon, A., Mongia, R. K., Antar, Y. M. M., Bhartia, B. and Cuhacci, M., 1993, Aperture-fed rectangular and triangular dielectric resonators for use as magnetic dipole antennas, Electron. Lett., vol. 29, pp. 2001 – 2002
- [15] Junker, G. P., Kishk, A. A. and Glisson, A. W., 1994, Input impedance of dielectric resonator antennas excited by a coaxial probe, IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 42, pp. 960-966
- [16] Shum, S. M. and Luk, K. M., 1998, FDTD analysis of probe-fed cylindrical dielectric resonator antenna, IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 46, pp. 325 – 333
- [17] St. Martin, J. T. H., Antar, Y. M. M., Kishk, A. A. and Ittipiboon, A., 1990, Dielectric resonator antenna using aperture coupling, Electron. Lett., vol. 26, pp. 2015 – 2016
- [18] Kranenburg, R. A. and Long, S. A., 1988, Microstrip transmission line excitation of dielectric resonator antennas, Electron. Lett., vol. 24, pp. 1156 – 1157
- [19] Qinjiang, R. and Tayeb, A. D., 2005, Study of broadband dielectric resonator antennas, Progress in Electromagnetics Research Symposium, pp. 137-141
- [20] Bhartia, P. and Mongia, K. R., 1994, Dielectric resonator antennas- a review and general design relations for resonant frequency and bandwidth, International Journal of Microwave and Milimeter-Wave Computer-Aided Engineering, vol. 4, pp. 230-247

**KAYNAKLAR DİZİNİ (devam)**

- [21] Bladel, J. V., 1975, On the resonances of a dielectric resonator of very high permittivity, 1975, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-23, pp. 199-208
- [22] Kobayashi, Y. and Tanaka, S., 1980, Resonant modes of a dielectric rod resonator short circuited at both ends by parallel conducting plates, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-28, pp. 1077-1085
- [23] Cohn, B. S., 1986, Microwave bandpass filters containing high Q dielectric resonators, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-37, pp. 953-961
- [24] Verplanken, M. and Van Bladel, J., 1976, The electric dipole resonances of ring resonators of very high permittivity, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-24, pp. 108-112
- [25] Perron, A., Denidni, T. A. and Sebak, A. R., 2010, Computer-aided design and analysis of dielectric resonator antennas, Int. Journal of RF and Milimeter-Wave Computer-Aided Engineering, vol. 20, no. 1, pp. 42-50
- [26] Chow, K. Y., Leung, K. W., Luk, K. M. and Yung, E. K. N., 1997, Cylindrical ring dielectric resonator antenna excited by a soldered-through probe, Asia Pacific Microwave Conf. pp. 625-628
- [27] Guha, D., Gupta, B. and Antar, Y. M. M., 2009, New Pawn-Shaped Dielectric Ring Resonator Loaded Hybrid Monopole Antenna for Improved Ultrawide Bandwidth, IEEE Antennas and Propagation Letters, vol. 8, pp. 1178-1181
- [28] Lapierre, M., Antar, Y. M. M., Ittipiboon, A. and Petosa, A., 2005, Ultrawideband monopole dielectric resonator antenna, IEEE Microwave Wireless Comp. Let., vol. 15, pp. 7-9
- [29] Guha, D., Antar, Y. M. M., Ittipiboon, A. Petosa, A., 2006, Advanced guidelines for the ultra wideband monopole-dielectric resonator antenna, IEEE Antennas and Propagation Letters, vol. 5, pp. 373-376
- [30] Özzaim, C., 2011, Monopole antenna loaded by a stepped-radius dielectric ring resonator for ultrawide bandwidth, IEEE Antennas and Propagation Letters, vol. 10, pp. 843-845
- [31] Huber Suhner web sayfası: <http://products.hubersuhner.com>