

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ * FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

GENİŞBAND GSM-UMTS MİKROŞERİT YAMA ANTEN TASARIMI

YÜKSEK LİSANS TEZİ
Danış ÖZDEMİR

Anabilim Dalı : Elektronik ve Haberleşme
Mühendisliği

Programı : Telekomünikasyon Mühendisliği

Haziran , 2009

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

GENİŞBAND GSM-UMTS MİKROŞERİT YAMA ANTEN TASARIMI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Danış ÖZDEMİR

(504061314)

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 04 Mayıs 2009

Tezin Savunulduğu Tarih : 05 Haziran 2009

Tez Danışmanı : Doç. Dr. Funda AKLEMAN (İTÜ)

Diğer Jüri Üyeleri : Yrd. Doç. Dr. Özgür ÖZDEMİR (İTÜ)

Yrd. Doç. Dr. Tanju YELKENCİ (MÜ)

Haziran , 2009

Hep geleceğine inandığım güzel günlere, İzmir'e, Kızılesine ve NETAŞ'a,

ÖNSÖZ

Değerli hocalarım, Doç Dr. Funda Akleman Yapar'a, Dr. Cahit Karakuş'a, Prof. Dr. İbrahim Akduman'a ve Doç. Dr. Ali Yapar'a yardımlarından dolayı teşekkürü bir borç bilirim.

Ayrıca bugünlere gelmemde en büyük paya sahip olan aileme, örnek duruşuyla farkında olmadan da olsa benim için bir yol gösterici olan amcama, en az annem kadar bana emeği geçmiş babaanneme, bu tez yazılırken yardımlarını ve güleryüzünü benden esirgemeyen sevgili Hülya Büncü'ye ve çok yoğun iş tempomuza rağmen, her hafta okula gelmeme izin veren NETAŞ'taki değerli müdürüm Mehmet Can Güreş'e de çok teşekkür ederim.

Mayıs 2009

Danış ÖZDEMİR
(Telekomünikasyon Mühendisi)

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ.....	v
İÇİNDEKİLER	vii
KISALTMALAR	ix
ŞEKİL LİSTESİ	xi
ÖZET	xiii
SUMMARY	xv
1. GİRİŞ	1
1.1 Tezin Amacı	2
2. ANTENLER VE MİKROŞERİT YAMA ANTENLERİN ÖZELLİKLERİ ... 3	
2.1 Anten Nedir?	3
2.2 Antenlerin Rollerine Göre Sınıflandırılması	4
2.2.1 Tek merkez frekanslı veri iletimi.....	4
2.2.1.1. Tek merkez frekanslı tek yönlü veri iletimi.....	4
2.2.1.2. Tek merkez frekanslı çift yönlü veri iletimi	4
2.2.2. İki merkez frekans üzerinden veri iletimi	5
2.2.2.1 Çift merkez frekanslı beklemeli veri iletimi	5
2.2.2.2. Çift merkez frekanslı bağımsız veri iletimi	5
2.2.2.3. Çift Merkez Frekanslı Beklemesiz Veri İletimi.....	6
2.3 Bir Anteni Tanımlayan Karakteristik Özellikler	6
2.3.1. Bir Devre Elemanı Olarak Anten	6
2.3.2. Anten parametreleri	7
2.3.2.1. Anten polarizasyonu	7
2.3.2.2. Etkin anten uzunluğu	8
2.3.2.3. Anten ışınma faktörü.....	8
2.3.2.4. Işınma güç yoğunluğu	8
2.3.2.5. Işınma şiddeti yoğunluğu	8
2.3.2.6. Yönlendiricilik kazancı	9
2.3.2.7. Yönlendiricilik	9
2.3.2.8. Güç kazancı	9
2.3.2.9. Gerçekleştirilmiş güç kazancı	10
2.3.2.10. Anten ışınma direnci	10
2.3.2.11. Anten güç verimliliği	10
2.3.2.12. Gerçekleştirilmiş anten güç verimliliği	10
2.3.2.13. Etkin anten açıklığı	11
2.3.2.14. Maksimum etkin anten açıklığı	11
2.3.2.15. Anten yansınma katsayısı	11
2.3.2.16. Anten gerilim duran dalga oranı	12
2.3.2.17. Geri dönüş kaybı	12
2.3.2.18. Frekans band genişliği	12
2.3.2.19. Açısal ışınma açıklığı	13

2.3.2.20. Kayıp faktörü	13
2.4. Bir Elektromanyetik Dalganın Yayınlanacağı Haller	13
2.5. Anten tipleri	15
2.5.1. Tel antenler	15
2.5.1.1. Doğrusal tel antenler	15
2.5.1.2. Eğrisel tel antenler	16
2.5.2. Yardım alan antenler	16
2.5.3. Mikroşerit Antenler	16
2.5.3.1 Mikroşerit besleme	21
2.5.3.2. Koaksiyel prob ile besleme	21
2.5.3.3. Açıklık kuplajı	22
2.5.3.4. Yakınlık kuplajı	23
2.5.4. Dizi antenler	26
3. GEZGİN HABERLEŞME TEKNOLOJİLERİ, GSM VE UMTS	27
3.1. Amaç.....	27
3.2. Gezgin Haberleşmenin Tarihçesi	27
4. TASARLANACAK ANTENDEN BEKLENENLER VE TASARIM	31
4.1. Sinyal Yamasının Tasarlanması	31
4.2. Yakınlık Kuplaj Yamasının Tasarlanması	42
4.1. Antenin Beslenmesi	50
4.1. Sinyal Yamasının Modifikasyonu	62
5. SONUÇ VE ÖNERİLER.....	71
KAYNAKLAR	75
EKLER	77
EK A.1	78
EK A.2	78
EK A.3	79
EK A.4	79
ÖZGEÇMİŞ	81

KISALTMALAR

Mbps	: Megabits per second
kbps	: Kilobits per second
VSWR	: Voltage standing wave ratio
MoM	: Method of moments
TLM	: Transmission line matrix
FDTD	: Finite difference time domain
UHF	: Ultra high frequency
MHz	: Megahertz
GHz	: Gigahertz
MIC	: Microwave integrated circuit
1G	: 1 st generation
2G	: 2 nd generation
3G	: 3 rd generation
GSM	: Global system for mobile communications
SMS	: Small message service
HSCSD	: High speed circuit switched data
GPRS	: General packet radio service
EDGE	: Enhanced data rates for global evolution
UMTS	: Universal mobile telecommunications system
CDMA	: Code division multiple access
HSDPA	: High speed downlink packet access
HSUPA	: High speed uplink packet access
HFSS	: High frequency structure simulator
dB	: Decibel
HFSS	: High frequency structure simulator
MATLAB	: Matrix laboratory

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1	: Tek merkez frekanslı tek yönlü iletimde antenin rolü.....	3
Şekil 2.2	: Tek merkez frekanslı çift yönlü iletimde antenin rolü	4
Şekil 2.3	: Çift merkez frekanslı beklemeli veri iletiminde antenin rolü	4
Şekil 2.4	: Çift merkez frekanslı beklemeli veri iletiminde antenin rolü	5
Şekil 2.5	: Çift merkez frekanslı beklemeli veri iletiminde antenin rolü	5
Şekil 2.6	: Alıcı antenin devre eşdeğeri.....	6
Şekil 2.7	: Verici antenin devre eşdeğeri.....	7
Şekil 2.8	: Sembolik bir anten V' hacmine yayılmış vaziyette, r gözlem noktası... 14	
Şekil 2.9	: Mikroşerit yama antenin yapısı.....	17
Şekil 2.10	: Mikroşerit yama antenlerde kullanılan temel yama şekilleri.....	19
Şekil 2.11	: Mikroşerit hat ile besleme yönteminde genel yapı.....	21
Şekil 2.12	: Koaksiyel prob ile beslemede genel yapı.....	22
Şekil 2.13	: Açıklık kuplajlı beslemede genel yapı	23
Şekil 2.14	: Yakınlık kuplajlı beslemede genel yapı	24
Şekil 2.15	: Bir monopol trapezoidal antenin genel yapısı.....	25
Şekil 3.1	: Veri iletim hızının gelişen teknolojilerle birlikte değişimi	29
Şekil 3.2	: Kanonik çözüm için dipolün genel görünümü.....	30
Şekil 3.3	: Kanonik çözüm için yönlendiricilik paterni	30
Şekil 4.1	: Tasarlanan mikroşerit antenin yandan görünüşü ve yamaların rolleri ...	31
Şekil 4.2	: $f_r = 1.9$ GHz için L_p ve W_p 'nin h_p 'ye göre değişimi	32
Şekil 4.3	: $f_r = 1.9$ GHz, $W_p = L_p = 0.0701$ m ve $h_p = 0.0064$ m için simülasyon	33
Şekil 4.4	: $f_r = 1.9$ GHz, $W_p=0.06$ m $L_p=0.054$ m ve $h_p=0.0217$ m için simülasyon .	35
Şekil 4.5	: L_p 'nin değeri 80 mm'ye çıkartılmış, merkez frekansı 1.74 GHz	37
Şekil 4.6	: L_p 'nin değeri 60 mm'ye düşürülmüş, merkez frekansı 2.2 GHz	38
Şekil 4.7	: W_p 'nin değeri 90 mm'ye çıkarılmış, merkez frekansı 1.9 GHz	39
Şekil 4.8	: W_p 'nin değeri 50 mm'ye düşürülmüş, merkez frekansı 2.05 GHz	40
Şekil 4.9	: L_p 'nin değeri 72 mm'ye çıkarılınca, merkez frekansı 1.9 GHz olur	41
Şekil 4.10	: W_{T1} , W_{T2} ve L_T 'nin $f=1.9$ GHz için oluşturdukları yüzey.....	43
Şekil 4.11	: $L_T = 20$ mm , $W_{T2} = 33$ mm , $W_{T1} = 5$ mm için HFSS simülasyonu.....	45
Şekil 4.12	: $L_T = 20$ mm , $W_{T2} = 20$ mm , $W_{T1} = 5$ mm için HFSS simülasyonu	46
Şekil 4.13	: L_T 'nin değeri düştüğünde W_{T1} ve W_{T2} 'nin değerlerinin etkisi ile çalışma merkez frekansı yükselir	48
Şekil 4.14	: W_p 'nin $L_T=15$ mm , $W_{T1}=5$ mm , $W_{T2}=30$ mm için simülasyon	49
Şekil 4.15	: W_p 'nin $h_T = 5$ mm Şekil 4.14'teki simülasyonun tekrarlanmış hali.....	50
Şekil 4.16	: $h_T = 8$ mm ile Şekil 4.15'te görülen simülasyonun tekrarlanmış hali	51
Şekil 4.17	: $h_T = 6.5$ mm için Şekil 4.16'daki simülasyonun tekrarlanmış hali.....	52
Şekil 4.18	: Sinyal yamasının mevcudiyetinde $h_T = 5$ mm (a) ve $h_T = 6.5$ mm (b) için geri dönüş kaybının frekansa göre değişimi	53
Şekil 4.19	: α_T 'nin muhtelif değerleri için geri dönüş kayıplarının frekansa göre değişimi. Sırasıyla $\alpha_T=8^0$, $\alpha_T=28^0$, $\alpha_T=68^0$ ve $\alpha_T=88^0$ alınmıştır	55

Şekil 4.20 :	$\alpha_T = 78$ derece iken geri gerçekleştirilen simülasyon. Dikkat edilirse ışınım bandının tam hedeflenen band olduğu görülebilir	56
Şekil 4.21 :	Beslemenin yapıldığı noktanın, topraklama düzlemi üzerindeki konumunun geri dönüş kaybı üzerindeki etkisi. L_F 'nin değeri sırasıyla 0 mm (a) , 50 mm (b) , 80 mm (c) ve 100 mm (d) alınmıştır.....	58
Şekil 4.22 :	L_F 'nin değeri için belirlenen 27.5 mm için simülasyon sonuçları.....	59
Şekil 4.23 :	d_{PT} 'nin farklı değerleri için elde edilen geri dönüş kayıpları. d_{PT} sırasıyla 0 mm (a) , 3 mm (b) , 7 mm (c) ve 10 mm (d) alınmıştır	61
Şekil 4.24 :	d_{PT} 'nin değeri 5 mm iken geri dönüş kaybının frekansla değişimi	62
Şekil 4.25 :	R_p değeri 60 mm iken elde edilmiş bir simülasyon.....	63
Şekil 4.26 :	R_p 'nin değeri 30 mm alınca ortaya çıkan simülasyon sonuçları.....	64
Şekil 4.27 :	Sinyal yaması dikdörtgen iken antenin genel yapısı	65
Şekil 4.28 :	W_p 'nin Dikdörtgen sinyal yamalı antenin HFSS'te simülasyonu.....	66
Şekil 4.29 :	Dairesel sinyal yamalı antende genel yapı.....	67
Şekil 4.30 :	Dairesel sinyal yamalı antenin HFSS simülasyonu.....	68
Şekil 5.1 :	Antenin laboratuvar ortamında gerçekleşmesi	71
Şekil 5.2 :	Pratikte ölçülen gerilim duran dalga oranının frekansla olan değişimi .	72
Şekil 5.3 :	Pratikte ölçülen geri dönüş kaybının frekansla olan değişimi.....	72
Şekil 5.4 :	Pratikte gözlenen dikey ışınım paterni.....	73
Şekil 5.5 :	Pratikte gözlenen yatay ışınım paterni.....	73

GENİŞBAND GSM-UMTS MİKROŞERİT YAMA ANTEN TASARIMI

ÖZET

Bu çalışmada ülkemizde ve dünyada 1990'lerden beri yaygın bir şekilde kullanılan GSM teknolojisi ile yeni yeni yaygınlaşmakta olan 3G teknolojilerinden UMTS'i aynı anda destekleyebilecek, geniş bandlı mikroşerit bir antenin tasarımı gerçekleştirilmiştir. Bu teknolojilerden GSM oturmuş altyapısına rağmen kullanıcı ihtiyaçlarına görece yavaş veri iletim hızı ve düşük band genişliği sebebi ile tam olarak karşılık verememekte, bu da UMTS'in kullanılmaya başlanmasının zeminini oluşturmaktadır. Her ne kadar birinden diğerine bir geçiş düşünülüyor olsa da bu sürecin vakit alacağı, operatörlerin sadece GSM uyumlu cep telefonlarını kullanan abonelerine de hizmet vermeye devam edecekleri açıktır. Bu noktada gezgin iletişim hizmeti sunan operatörlerin, kullanıcılara iki hizmeti birarada vermek zorunda kalacakları bir dönem yaşanacaktır. İşte bu dönemde her iki teknolojinin çalışma frekanslarını kapsayan antenlerin varlığı, maliyet ve yer açısından tasarrufa imkan verecektir.

Özellikle kapsama problemlerinin yaşandığı kapalı alanlara yerleştirilecek olan küçük istasyonlarda, küçük boyutlu antenlerin kullanılmasının daha uygun olması nedeni ile, bu çalışmada mikroşerit yama antenler göz önüne alınmıştır. Mikroşerit yama antenler, küçük boyutları, ağırlıklarının düşük olması, kolay zarar görmeyecek dayanıklılıkta olmaları, geometrik yapıları sebebi ile montaj kolaylıkları sağlamaları ve baskı devre teknolojisi ile kolay üretilebilmeleri gibi imkanlarla diğer anten tiplerine göre öne çıkmaktadırlar. Elbette mikroşerit yama antenlerin de bazı dezavantajları mevcuttur ; düşük güçle ışıyabilmeleri, band genişliklerinin düşük olması, sinyal yaması doğrudan beslenince oluşan yüzey dalgaları ve sahte radyasyon bunlar arasında sayılabilir. Bu tip problemlerin aşılması için kullanılacak teknikler de bu araştırma çerçevesinde işlenmiştir.

Bu yayın kapsamında, öncelikle antenler ve kablosuz haberleşmede üstlendikleri roller tanıtılmış, daha sonra antenlerin ışıma mekanizmalarına değinilerek, genel olarak anten tipleri tanıtılmıştır. Çalışmada tasarlanacak antene ilişkin temellerin daha iyi anlaşılabilmesi için mikroşerit antenlerin genel yapı ve besleme teknikleri incelenmiş, ortaya çıkabilecek dezavantajlara karşı nasıl teknikler kullanılacağı açıklanmıştır. Daha sonra, tasarlanmak istenen antenin desteklemesi istenen gezgin haberleşme teknolojilerine (GSM ve UMTS) dair tanıtıcı bilgiler verilmiş, bu teknolojilerin tarihçeleri ve birbirleri ile olan ilişkileri açıklanmıştır. Bu aşamadan sonra ise antenin tasarımı anlatılmış, anten boyutlarının belirlenmesinde kullanılan kriterler, yapılan tercihler betimlenmiş, son olarak tasarım sırasında gerçekleştirilen simülasyon ve ölçümlerden elde edilen sonuçlar yorumlanmıştır.

DESIGN OF A BROADBAND GSM -UMTS MICROS TRIP PATCH ANTENNA

SUMMARY

In this project, a microstrip patch antenna that will be able to operate on both GSM and UMTS bands which may be referred as most spreadwide and most upcoming mobile communication technologies all over the world respectively. Although GSM has a stable network, because of its narrow frequency band and low data transmission rates, it can not afford the demand for a wide frequency band and faster data transmission of users which leads the need for UMTS. Although this migration from GSM to UMTS is considered to be an end for GSM, it is obvious that users having devices that work on GSM only, should be supported by mobile telephony operators. Therefore there will be a time interval in which, mobile telephony operators will be supporting both of those technologies. If there exists an antenna that operates on both of those technologies' frequency bands, it will give the operators a chance to decrease the costs and amount of space needed for antennas.

The reason for focusing especially on microstrip patch antennas is that they will be suitable for indoor communication stations because of their relatively small sizes. Microstrip patch antennas have some advantages like having low size, low weight, being durable, being mountaged easily because of their geometry and being produced easily using printed circuit technique. They have some disadvantages like low radiation power, low bandwidth, surface waves and spurious radiation. Some techniques that will mitigate those disadvantages have been introduced.

Within this thesis, firstly antennas and their role in wireless communication are introduced ; then the mechanism of radiation and types of antennas are described. In order to give an explanation about the properties of the antenna that will be designed within this project, especieally the microstrip patch antennas are focused on and the other ones are briefly introcuded. The general structure and feeding techniques for microstrip antennas are discussed, then possible techniques for solving problems have been explained. After that, some information is given about the GSM and UMTS technologies that the designed antenna should be compatible with and the relations between those technologies have been explained. After that stage, the design process of the antenna is explained in detail and the criteria used for determining the sizes are discussed together with the results obtained via simmulation and measurement.

1. GİRİŞ

Hızla gelişen dünyada, artan insan nüfusu ve sanayileşme, organize olmuş insan topluluklarının birbirlerinden uzak mesafelere yerleşip, buralardan birbirileri ile ilişkilerini sürdürmelerini gerekli kılmış ve bu ihtiyaçtan telekomünikasyon doğmuştur. Telekomünikasyon, uzak mesafelere bilgi iletilmesi olarak tarif edilebilir. Bilgi, genellikle bir taşıyıcı dalgayı modüle etmek amacıyla kullanılarak, daha sonra bu taşıyıcı dalğanın iletim ortamına verilip, alıcı tarafta iletim ortamından yakalanıp demodüle edilmesi ile tekrar elde edilebilir.

İşte bu noktada, verinin içinde ilerlediği iletim ortamlarına göre çıkış/giriş devreleri geliştirilmiştir. Eğer bu iletim ortamı boş uzay ya da atmosfer ise, kullanılan taşıyıcı dalğanın frekansına bağlı olarak ya bir anten ya da bir optik modem kullanılması tercih edilebilir. Antenlerle ilgili olarak ilk patent 1875 yılında Thomas Edison tarafından alınmış, elektromanyetik dalgalar aracılığı ile daha uzağa ve daha yüksek kalitede veri gönderilmesi o günden beri bilimadamlarının ilgisini çeken konulardan biri olmuştur. Söz konusu antenlerin birçok tipi geliştirilmiş bulunmaktadır. Bunlardan birisi de 1950'lerde geliştirilen mikroşerit yama antendir. Bu anten tipi, geliştirildikten sonra taşıdığı iş potansiyeli hemen fark edilememiş, ancak 1970'lere doğru montaj ve üretim kolaylığı, hafifliği, küçük boyutu sebebi ile öncelikle uçaklar, uzay araçları daha sonradan ise kişisel gezgin haberleşme aygıtlarında kullanılmaya başlamıştır. Elbette bu anten tipi de bütün mühendislik sistemleri gibi sadece avantaj taşımamaktadır ve birtakım dezavantajları vardır. Bu dezavantajlar, yayın içinde değinilecek birtakım müdahaleler ile giderilebilmektedir.

Gezgin haberleşme sistemleri, 1980'lerde geliştirilen 1G teknolojilerinden başlayıp, 1990'lardan beri kullanılan 2G teknolojilerinden, ülkemizde yeni yeni kullanılmaya başlanan 3G teknolojilerine uzanan ve hatta 4G teknolojilerinin tasarımının yapıldığı bir gelişim sürecine sahiptir. İçinde bulunduğumuz dönemde 2G sistemlerden 3G'ye geçiş yaşanmakta fakat bu geçiş sırasında 2G hizmetleri de devam ettirilmektedir. Tam da bu sebepten ötürü her iki frekans bölgesinde de çalıştırılabilecek bir anten, oldukça faydalı olacaktır.

Öte yandan elbette böyle bir antenin mutlaka mikroşerit yama anten olarak gerçekleşmesine gerek yoktur. Yani bu frekans bölgelerinde ışıyabilecek başka antenler de geliştirilebilir. Yalnız burada normalde kapsanması zor olan, kapalı alanlar için yapılan küçük santraller için mikroşerit yama antenlerin daha uygun olacağı gerçeği göz önüne alınırsa, GSM ve UMTS'i destekleyecek bir mikroşerit yama anten tasarımının bu ihtiyaçlar açısından işe yarar olacağı açıktır.

1.1 Tezin Amacı

Bu tezin amacı GSM ve UMTS frekans bölgelerinde çalışabilen, geniş band bir mikroşerit yama antenin tasarımını gerçeklemek, söz konusu antenin istenen frekans bölgelerinde verimli bir şekilde çalışabildiğini göstermektir.

2. ANTENLER VE MİKROŞERİT YAMA ANTENLERİN ÖZELLİKLERİ

Bu bölümde ilerleyen bölümlere dayanak oluşması açısından öncelikle genel olarak antenlerle ilgili, daha sonra özel olarak mikroşerit yama antenlerle ilgili bilgi verilmesi amaçlanmıştır. Antenin ne olduğundan başlanarak, bir yapının elektromanyetik dalga yayınlaması için ne gibi koşulların gerektiğinden bahsedilecek ve bir anteni karakterize eden parametreler hakkında bilgi verilecek, daha sonra anten tipleri tanıtılarak, mikroşerit yama anten üzerine ayrıntılı bilgi verilmeye çalışılacaktır.

2.1 Anten Nedir?

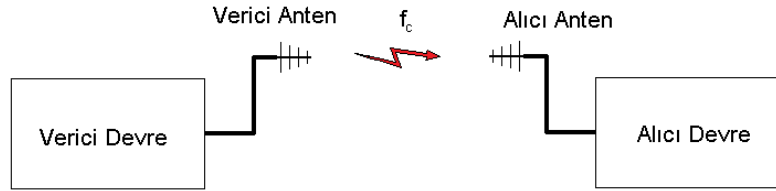
Anten, haberleşme sistemlerinde genel olarak elektromanyetik dalgalar ve elektriksel işaretler arasındaki dönüşümden sorumlu devre elemanıdır. İletim kanalı olarak boş uzay veya atmosferi kullanan haberleşme sistemlerinin, bu kanala açılan arayüzüne anten denir. Buna göre bir antenin kullanımı verici anten (transmitter antenna), alıcı anten (receiver antenna) veya verici-alıcı anten (trancieverer antenna) karakteristiklerinden birine uyabilir.

Verici anten, adından da anlaşılacağı üzere elektriksel işareti, elektromanyetik dalgaya çevirip iletim ortamına aktarmakla yükümlüdür. Alıcı anten ise, verici anten tarafından gönderilmiş elektromanyetik dalgayı toplayarak kendisine bağlı devrede elektriksel işaret indüklemekle mükelleftir. Bir anten resiprokluk özelliğinden dolayı hem verici, hem de alıcı anten olarak kullanılabilir. Aşık ki her iki karakteristiği de aynı anda göstermesi beklenen alıcı-verici anten kullanan sistemlerde, gönderilen ve alınan işaretlerin karışmaması için bir tür çoğullama tekniği kullanılması icap eder. Genel olarak bir haberleşme sisteminde antenlerin vericilik/alıcılık bakımından üstlenebileceği roller aşağıda incelenmiştir.

2.2 Antenlerin Rollerine Göre Sınıflandırılması

2.2.1. Tek merkez frekanslı veri iletimi

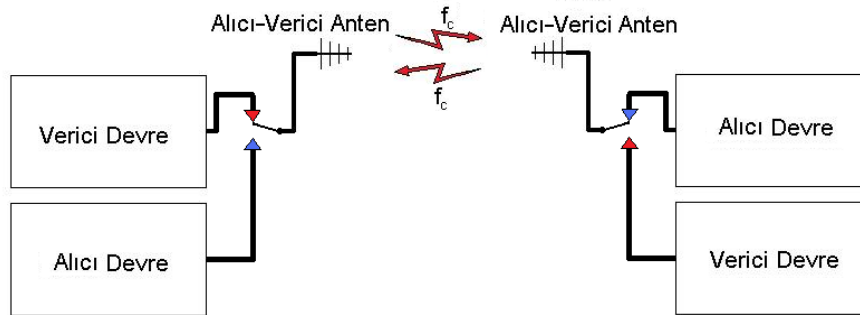
2.2.1.1. Tek merkez frekanslı tek yönlü veri iletimi



Şekil 2.1 : Tek merkez frekanslı tek yönlü iletimde antenin rolü.

Tek yönlü, tek merkez frekanslı veri iletiminde bilgi tek bir merkez frekansı etrafında yer alan bir banda yayılmış vaziyette, vericiden alıcıya taşınır. Burada antenler sadece verici veya alıcı rolü oynarlar.

2.2.1.2. Tek merkez f rekanslı çift yönlü veri iletimi

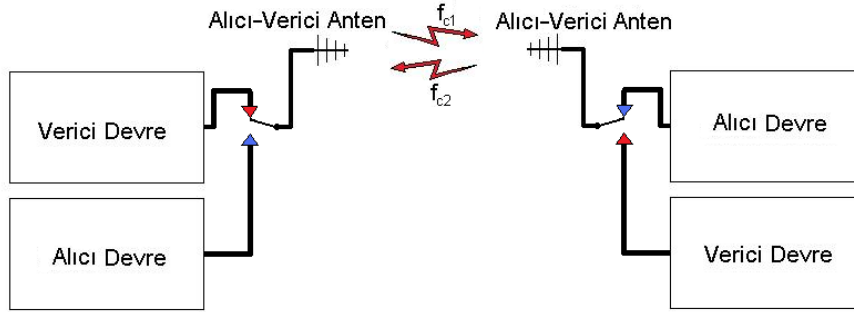


Şekil 2.2 : Tek merkez frekanslı çift yönlü iletimde antenin rolü.

Tek merkez frekanslı çift yönlü veri iletiminde bilgi yine tek bir merkez frekansı etrafında yer alan bir banda yayılmış vaziyette gönderilir. Yalnız burada bir taraf veri gönderirken diğer taraf anten ile alıcı devre arasında bağlantı kurar, iki taraf da kanala işaret göndermez. Burada her iki tarafta da “verici veya alıcı” olma durumunu anahtarlayan bu devrenin eşzamanlanması sorunu vardır.

2.2.2. İki merkez frekans üzerinden veri iletimi

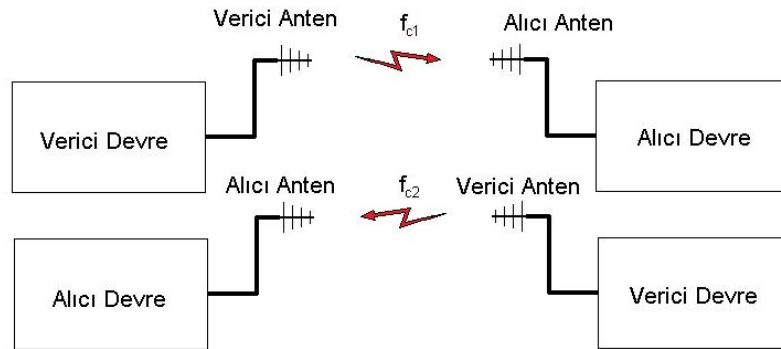
2.2.2.1 Çift merkez frekanslı beklemeli veri iletimi



Şekil 2.3 : Çift merkez frekanslı beklemeli veri iletiminde antenin rolü.

Çift merkez frekanslı beklemeli veri iletiminde bilgi karşılıklı birer merkez frekans etrafında yer alan bantlara yayılmış vaziyette gönderilir. Bu yapıda her ne kadar iki taraf da farklı frekansların etrafına yerleştirilmiş işaretler gönderiyor olsa da yine de aynı anda kanala işaret verilmesi sözkonusu değildir, karşılıklı birbirini bekleme sözkonusudur. Genel olarak gezgin haberleşen telsizlerin rölelerinde tercih edilen bir yapıdır. Burada karşılıklı sistemlerdeki antenler alıcı-verici anten tipindedir.

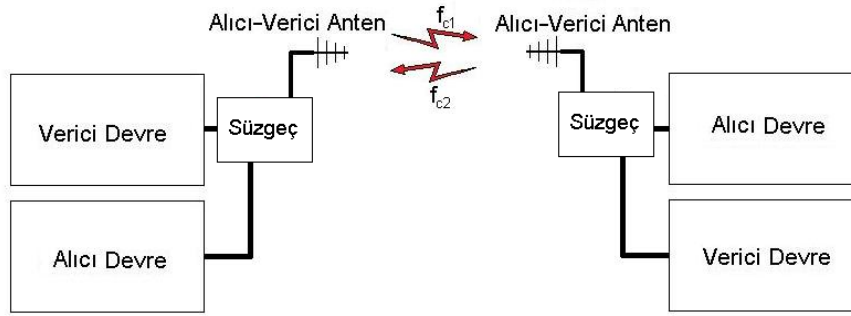
2.2.2.2. Çift merkez frekanslı bağımsız veri iletimi



Şekil 2.4 : Çift merkez frekanslı beklemeli veri iletiminde antenin rolü.

Çift merkez frekanslı bağımsız veri iletiminde bilgi karşılıklı birer merkez frekans etrafında yer alan bantlara yayılmış vaziyette gönderilir. Bu yapıda gönderici ve alıcı devreler antenlerden daha önce ayrılmış olduğu için antenlerin rolü ya verici ya da alıcı anten tipindedir. Sistemde herhangi bir bekleme söz konusu değildir, zira gönderme ve alma devreleri ile frekansları birbirinden farklıdır. Kanalda iki frekanstan dalgalar aynı anda bulunabilir.

2.2.2.3. Çift Merkez Frekanslı Beklemesiz Veri İletimi



Şekil 2.5 : Çift merkez frekanslı beklemeli veri iletiminde antenin rolü.

Çift merkez frekanslı beklemesiz veri iletiminde bilgi karşılıklı birer merkez frekans etrafında yer alan bantlara yayılmış vaziyette gönderilir. Sistem beklemesizdir, zira verici ve alıcı devreye ulaşacak işaretlerin iletimi bir süzgeç ve yönlendirici ile denetlenir. Burada antenler alıcı-verici antenlerdir. Kanalda aynı anda iki merkez frekanslı işaret süperpoze olmuş vaziyette bulunabilir.

2.3 Bir Anteni Tanımlayan Karakteristik Özellikler

2.3.1. Bir Devre Elemanı Olarak Anten

Genel olarak,

$$Z_A = R_A + jX_A : \text{Anten empedansı (ohm)}$$

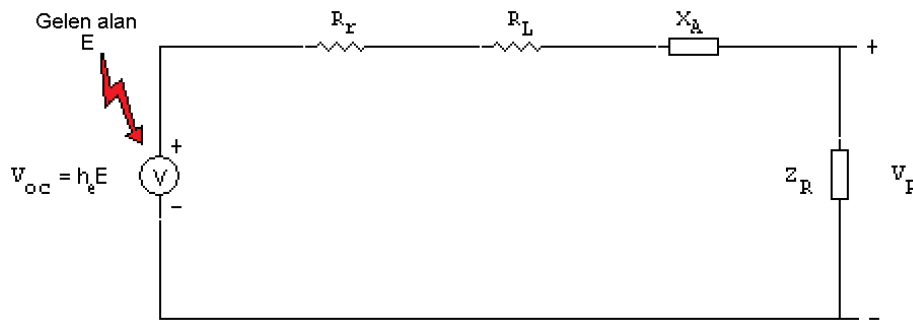
$$R_A = R_r + R_L : \text{Anten rezistansı (ohm)}$$

$$R_r : \text{Radyasyon rezistansı (ohm)}$$

$$R_L : \text{Kayıp rezistansı (ohm)}$$

$$X_A : \text{Anten reaktansı (ohm)}$$

olmak üzere, alıcı ve verici anten tipleri için sırasıyla devre eşdeğeri aşağıdaki şekillerde görülmektedir.



Şekil 2.6 : Alıcı antenin devre eşdeğeri.

Alıcı antenin devre eşdeğeri incelenirken,

$V_{OC} = h_e E$: Gelen dalga ile indüklenen gerilim (volt)

h_e : Etkin anten uzunluğu (metre)

E : Gelen dalganın elektrik alan şiddeti (volt/metre)

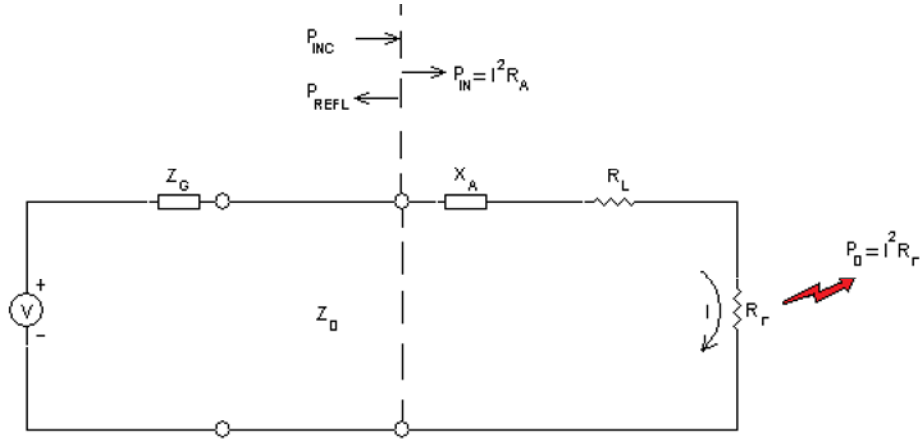
V_R : Alıcı devreye aktarılan gerilim (volt)

$Z_R = R_R + jX_R$: Alıcı devre giriş empedansı (ohm)

R_R : Alıcı devre giriş rezistansı (ohm)

X_R : Alıcı devre giriş reaktansı (ohm)

olduğunu göz önüne almak faydalı olacaktır.



Şekil 2.7 : Verici antenin devre eşdeğeri.

Verici antenin devre modeli incelenirken ise,

V : Verici devrenin çıkış gerilimi (volt)

Z_G : Verici devrenin empedansı (ohm)

P_{INC} : Antenin girişine ulaşan güç (watt)

P_{REFL} : Anten girişinden verici devreye geri dönen güç (watt)

$P_{IN} = P_{INC} - P_{REFL}$: Antenin giriş gücü (watt)

$P_0 = I^2 R_r$: Toplam ışım gücü (watt)

I : Antenin giriş akımı (amper)

Z_0 : Antene giden hattın karakteristik empedansı (ohm)

olduğunu göz önüne almak gerekmektedir.

2.3.2. Anten parametreleri

2.3.2.1. Anten polarizasyonu (antenna polarisation)

Polarizasyon, bir elektromagnetik dalganın elektrik alan vektörünün doğrultusudur ; bu doğrultu, bir dalganın elektriksel alanının titreşim düzlemi olarak tanımlanabilir. Elektromagnetik dalgalar yatay, düşey, dairesel ve eliptik polarizasyonlu olabilirler.

Bir antenin polarizasyonu ise yayınladığı elektromanyetik dalgaların, uzak alan analizinde baskın kalacak olan elektrik alan vektörünün doğrultusu ile belirlenir. Birbiriyle özdeş olmayan fakat aynı frekans bölgesinde çalışan iki anten kullanılarak veri gönderilmek isteniyorsa, polarizasyonlarının çakıştığından emin olmak gerekir, aksi halde veri iletiminin başarı oranı çok düşük olacaktır.

2.3.2.2. Etkin anten uzunluğu (efficient length)

Bir antenin etkin uzunluğu, elektromanyetik dalga alacak şekilde devreye alındığında, antenin polarizasyonu doğrultusunda gelen elektrik alanın şiddeti E ve antenin çıkışında indüklenen etkin gerilim V_{OC} olmak üzere,

$$h_e = \frac{V_{OC}}{E} \quad (2.1)$$

olarak tanımlanır. Birimi metredir.

2.3.2.3. Anten ışıma faktörü (antenna factor)

Bir antenin ışıma faktörü, elektromanyetik dalga yayınlayacak şekilde devreye alındığında, antenin polarizasyonu doğrultusunda yayınladığı elektrik alan şiddeti E ve antenin girişine uygulanan etkin gerilim V_R olmak üzere,

$$F_A = \frac{E}{V_R} \quad (2.2)$$

olarak tanımlanır. Birimi (1/metre)'dir.

2.3.2.4. Işıma güç yoğunluğu (power density)

Bir antenin yayınladığı elektrik alanın şiddeti E , manyetik alan şiddeti H olmak üzere (tanım uzak alan analizi için geçerlidir),

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

olarak tanımlanır. Uzak alanda E ve H , ölçüm konumunun yer vektörü r olmak üzere, $1/r$ ile orantılı olarak değiştiğinden, güç yoğunluğu $1/r^2$ ile orantılı olarak değişir. Birimi (watt/metre²)'dir.

2.3.2.5. Işıma şiddeti yoğunluğu (radiation intensity)

Bir antenin yayınladığı elektrik alanın şiddeti E , manyetik alan şiddeti H olmak üzere (tanım uzak alan analizi için geçerlidir),

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

olarak tanımlanır. Aslında ışma şiddeti yoğunluğu, ışma güç yoğunluğunun gözlem konumundan bağımsızlaştırılmış halidir. Bu hali ile antenin birim steradyan başına yayınladığı güç olarak da tanımlanabilir. Yani antenin merkezinde yer aldığı bir küre üzerinde ışma şiddeti yoğunluğu integre edilirse, antenin yayınladığı toplam güce ulaşılır. Işma şiddeti yoğunluğunun birimi (watt/steradyan²)'dir.

2.3.2.6. Yönlendiricilik kazancı (directivity gain)

Bir antenin ışma şiddeti yoğunluğu $U(\theta, \phi)$, yayınladığı toplam güç P_0 olmak üzere,

$$D(\theta, \phi) = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_0} \quad (2.5)$$

olarak tanımlanan fonksiyona söz konusu antenin yönlendiricilik kazancı denir. Yönlendiricilik kazancı, ışma şiddeti yoğunluğunun, söz konusu gücü bir izotropik anten yayınlıyor olsaydı, oluşacak olan ışma şiddeti yoğunluğuna göre normalize edilmesi ile elde edilen fonksiyondur. Zira izotropik anten, gözlem doğrultusundan bağımsız olarak, her yöne aynı ışma şiddetinde dalga yayınlatabilen anten olarak tanımlanır ve ışma şiddeti yoğunluğu

$$U_{iso} = \frac{P_0}{4\pi} \quad (2.6)$$

dir. Buradaki kazanç aslında bir tür kuvvetlendirme değil de eğer bütün yönlere ışma olsaydı yaşanacak olan kayba nazaran bir kazanç olduğunu anlatmak için kullanılır. Özdeş birimlerde iki büyüklüğün bölümünden elde edildiği birimsizdir.

2.3.2.7. Yönlendiricilik (directivity)

Bir antenin yönlendiriciliği, yönlendiricilik kazancının maksimum değeri olarak tanımlanır. Antenden antene geçişle birlikte, belli bir anten için sabit bir değerde, gözlem noktasından bağımsız ve birimsiz bir büyüklüktür. Antenin ana ışma lobuna aktarabildiği gücün bir ölçüsü olarak önemli bir parametredir.

2.3.2.8. Güç kazancı (power gain)

Bir antenin ışma şiddeti yoğunluğu $U(\theta, \phi)$, antene giren güç P_{IN} olmak üzere,

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

olarak tanımlanan fonksiyona söz konusu antenin güç kazancı denir. Bu fonksiyon aslında eğer aynı giriş gücü kayıpsız bir izotropik antene gelseydi ortaya çıkacak olan duruma göre varsayılan nispi kazancı ifade eder. Burada empedans uyumsuzluğundan doğabilecek kayıplar göz önüne alınmamış olduğundan devreden

bağımsız bir kazanç tanımı mevcuttur (Isıl kayıplar tanıma dahildir). Güç kazancı birimsizdir.

2.3.2.9. Gerçekleştirilmiş güç kazancı (realized gain)

Bir antenin ışınım şiddeti yoğunluğu $U(\theta, \phi)$, antene gönderilen toplam güç P_{INC} ($P_{INC} = P_{IN} + P_{REFL}$) olmak üzere,

$$D(\theta, \phi) = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{INC}} \quad (2.8)$$

olarak tanımlanan fonksiyona söz konusu antenin güç kazancı denir. Bu fonksiyon antenin güç kazancını daha gerçekçi hale getirmek için empedans uyumsuzluklarından doğan geri dönüş kayıplarının da hesaba dahil edilmesi sonucu ortaya çıkar. Devreye alınmamış bir anten için tanımlanamayacağı aşikar olan bu büyüklük, anteni besleyecek olan hattın karakteristik empedansına da bağlılık gösterir.

2.3.2.10. Anten ışınım direnci (radiation resistance)

Bir antenin dışarı yayınladığı toplam güç P_0 ve devreden çektiği akımın etkin değeri I olmak üzere,

$$R_r = \frac{P_0}{I^2} \quad (2.9)$$

olarak tanımlanan büyüklüğe söz konusu antenin ışınım direnci denir. Bu büyüklük, antene verilen akımın, ne kadar güçlü bir dalga yayımlanmasına sebep olduğuna dair bilgi verir. Birimi ohm'dur.

2.3.2.11. Anten güç verimliliği (antenna efficiency)

Bir antene giren güç P_{IN} , antenin yayınladığı toplam güç P_0 , ısı kayıp direnci R_L ve ışınım direnci R_r olmak üzere,

$$\alpha_r = \frac{P_0}{P_{IN}} = \frac{R_r}{R_r + R_L} \quad (2.10)$$

olarak tanımlanan büyüklüğe antenin güç verimliliği veya ışınım verimliliği denir. Anten güç verimliliği birimsiz bir parametredir. Tanım aralığı $[0;1)$ 'dir.

2.3.2.12. Gerçekleştirilmiş anten güç verimliliği (realized efficiency)

Bir antene gönderilen toplam güç P_{INC} , antenin yayınladığı toplam güç P_0 olmak üzere,

$$\alpha_T = \frac{P_0}{P_{INC}} \quad (2.11)$$

olarak tanımlanan büyüklüğe antenin gerçekleştirilmiş güç verimliliği denir. Gerçekleştirilmiş anten güç verimliliği parametresinde antenin bağlandığı devre ile var olabilecek empedans uyumsuzlukları da hesaba katılır. Anten güç verimliliği ile gerçekleştirilmiş anten güç verimliliği arasında aşağıdaki ilişki mevcuttur.

$$0 \leq \alpha_T \leq \alpha_r < 1 \quad (2.12)$$

2.3.2.13. Etkin anten açıklığı (effective area)

Elektromanyetik dalga yakalamak üzere devreye alınmış bir antende alınan gücün (P_R), gelen dalganın güç yoğunluğuna (S) oranına söz konusu antenin etkin açıklığı denir.

$$A_e = \frac{P_R}{S} \quad (2.13)$$

Etkin açıklığın birimi metre'dir.

2.3.2.14. Maksimum etkin anten açıklığı (maximum effective area)

Uygun empedans ile devreye alınmış bir antenin etkin açıklığına maksimum etkin anten açıklığı denir. Maksimum etkin anten açıklığı aşağıdaki eşitlik ile tanımlanır.

$$A_{em} = \frac{A_e}{\alpha_T} \quad (2.14)$$

Maksimum etkin anten açıklığının birimi metre'dir.

2.3.2.15. Anten yansımaya katsayısı (reflection constant)

Bir antenin girişine ulaşan gerilim V_{INC} , antenden geri dönen gerilim V_{REFL} , Z_A antenin empedansı ve Z_0 antenin besleme hattının karakteristik empedansı olmak üzere,

$$\rho_V = \frac{V_{REFL}}{V_{INC}} = \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0} \quad (2.15)$$

olarak tanımlanan orana antenin yansımaya katsayısı denir. Empedans uygun sonlandırılırsa

($Z_A = Z_0$) anten yansımaya katsayısı sıfır olur, bu durumda gelen güç tamamen antene aktarılır, sadece antenin ısı kayıplarından dolayı enerji sarfiyatı yaşanır. Eğer antenin iç direnci sıfır olursa, anten yansımaya katsayısı -1'e eşit olacak, gelen işaret toplamaya göre tersinerek geri dönecektir. Eğer antenin iç direnci sonsuz olursa, anten yansımaya katsayısı 1'e eşit olacak, gelen işaret aynen geri dönecektir. Anten yansımaya katsayısı birimsiz bir parametredir.

2.3.2.16. Anten gerilim duran dalga oranı (VSWR)

Bir antene gelen ve antenden yansıyan gerilim dalgalarının süperpozisyonu sonucunda duran dalgalar oluşabilir (empedans uygunlaştırılması yapılmamışsa). Bu durumda oluşan duran dalga gerilimin maksimum değeri V^{MAX} , minimum değeri V^{MIN} ve anten yansıma katsayısı ρ_V olmak üzere, antenin duran dalga oranı,

$$\Gamma = \frac{V^{MAX}}{V^{MIN}} = \frac{1 + |\rho_V|}{1 - |\rho_V|} \quad (2.16)$$

eşitliği ile tanımlanır. Uygun empedans ile devreye alınan antenlerde Γ 'nin değeri 1 olur, empedansın en uygunsuz olduğu haller için ise ($\rho_V = 1$ veya $\rho_V = -1$) Γ sonsuza gider. Γ birimsiz bir parametredir.

2.3.2.17. Geri dönüş kaybı (return loss)

Geri dönüş kaybı, antene gönderilen gücün ne kadarının geri döndüğünün bir ölçüsüdür. Esasında birimsiz olan bu büyüklüğün logaritmik skalaya indirildiğini anlatmak için dB birimi ile anılır. Bir antenin geri dönüş kaybı -9.95'in altına düşmüşse, o anten, o frekans bölgesinde çalıştırılabilir demektir.

$$L_R = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{REFL}}{P_{INC}} \right) = 20 \log_{10} (|\Gamma|) \quad (2.17)$$

2.3.2.18. Frekans band genişliği (bandwidth)

Antenin elektromanyetik dalga yayımlayabildiği veya yakalayabildiği frekans bandının genişliğine frekans band genişliği denir. Antenin geri dönüş kaybının -10'un altında kaldığı frekans bölgesinin maksimum değeri f_{MAX} ve minimum değeri f_{MIN} ise, band genişliği,

$$BW = f_{MAX} - f_{MIN} \quad (2.18)$$

olarak tanımlanır. Bunun yanında bu frekans bandının orta noktasına antenin çalışma merkez frekansı denir ve açıktır ki değeri,

$$f_C = \frac{f_{MAX} + f_{MIN}}{2} \quad (2.19)$$

dir. Band genişliğinin, bu çalışma frekansına göre normalize edilmesiyle elde edilen normalize frekans band genişliği (BW_N) diye bir parametre de mevcuttur.

$$BW_N = \frac{2(f_{MAX} - f_{MIN})}{f_{MAX} + f_{MIN}} \quad (2.20)$$

2.3.2.19. Açısal ışınma açıklığı (beamwidth)

Antenin bulunduğu yatay düzlemi tarayan ϕ açısının belirli değerleri için yönlendiricilik kazancının maksimum olduğu aralığı içeren ve bu değer yarısına düştüğü noktalarda son bulan açısal bölge. Açısal ışınma açıklığı, benzer şekilde düşey düzlem için de belirlenebilir, pratikte genellikle yatay düzlemde hesaplanır. Bir antenin açısal ışınma açıklığı ne kadar yüksekse, o kadar çok yöne işaret gönderebileceği veya o kadar çok yönden işaret yakalayabileceği söylenebilir.

2.3.2.20. Kayıp faktörü (loss factor)

Bir antene gelen gücün ne kadarının amaca hizmet etmeyen ışımaya gittiğinin göstergesi olan bir parametredir. Anten beslemesindeki kayıpların yanısıra, anteni oluşturan parçalar arasındaki geçiş noktalarındaki (eklem) kayıpların da hesaba katılması ile inşaa edilir. Buna göre, kayıp faktörü hesap edilirken,

$$L_F = -10 \log\left(\frac{P_{INC} - P_0}{P_{INC}}\right) = -10 \log\left(\frac{P_{INC} - I^2 R_L}{P_{INC}}\right) \quad (2.21)$$

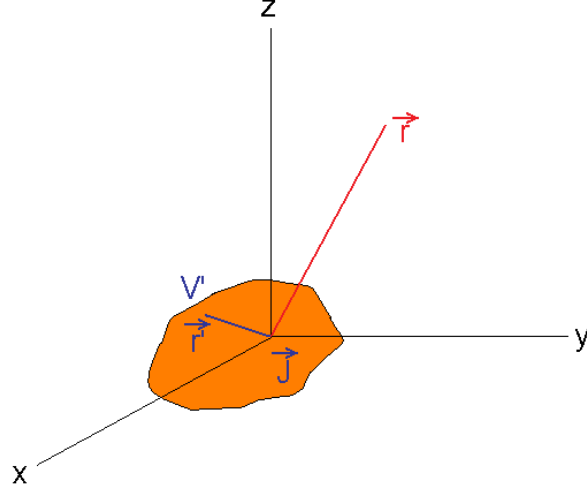
L_F 'nin değerinin büyük olması bir anten için işaretleşme kalitesinin düşük olacağını söyler.

2.4. Bir Elektromanyetik Dalganın Yayınlanacağı Haller

Elektromanyetik dalganın yayınlanması için temel şart, akım vektörünün zamana veya konuma bağlı olarak bir değişiklik göstermesidir. Buna göre düz bir kabloda sabit akımdan elektromanyetik yayını doğmaz, bunun yanında aynı düz kabloda tetiklenen değişken bir akım elektromanyetik dalga yayımına sebep olacaktır. Benzer şekilde sabit akım akıtan bir telin bükülmesi, bükülme noktasından elektromanyetik dalga yayınlanmasına yol açacaktır.

Antenlerin nasıl elektromanyetik dalga yayınladıklarının anlaşılması için belirli bir akım dağılımının sebep olacağı fenomeni incelemek gerekir. Bu analiz için Maxwell denklemleri ile yola çıkılarak, normalde var olmayan ama önemli matematiksel kolaylıklar sağlayan vektör potansiyel kavramı tanımlanarak ve bu kavramdan faydalanılarak çözüme ulaşılabilir. Söz konusu analizin geniş birer hali [1] ve [2]'de incelenebilir. Bu tez çerçevesinde söz konusu analiz tekrarlanmayacak, o analizin sonuçları aracılığı ile konu okuyucuya aktarılmaya çalışılacaktır.

Şekil 8 'de $\vec{J}(r, \theta, \phi)$ akım yoğunluğuna sahip bir V ortamı dahilinde değerler alabilen bir \vec{r}' konum vektörü ve gözlem yapılan nokta için bir \vec{r} konum vektörü görülmektedir.



Şekil 2.8 : Sembolik bir anten V' hacmine yayılmış vaziyette, r gözlem noktası.

Bu noktada μ ortamın manyetik bırakırlığı, ε ortamın dielektrik sabiti, k dalga sayısı ve ω akım dağılımının zamanla değişiminin açısal frekansı olmak üzere,

$$\vec{A}(\vec{r}) = \frac{\mu}{4\pi} \iiint_{V'} \vec{J}(\vec{r}') \frac{e^{-ik|\vec{r}-\vec{r}'|}}{|\vec{r}-\vec{r}'|} dV' \quad (2.22)$$

ile tanımlanan $\vec{A}(\vec{r})$ fonksiyonuna V' akım kaynağının yarattığı vektör potansiyel denir. Söz konusu akım kaynağının çevresinde yarattığı \vec{E} ve \vec{H} alanları bu vektör potansiyelden hareketle hesaplanabilir.

$$\vec{H} = \frac{\nabla \times \vec{A}}{\mu} \quad (2.23)$$

$$E = \frac{\nabla \times H}{i\omega\varepsilon} \quad (2.24)$$

Bu çözüm analitik çözümdür, yani fenomeni tam olarak modeller. Bunun yanında bu çözüm yöntemi araştırmacıyı, analiz edilmek istenen yapı karmaşıklaştığında hesaplanması çok külfetli, kimi zaman da imkansız integrallerle karşı karşıya bırakabilmektedir. Bu sebepten ötürü, pratikte yakın alan çözümleri ihmal edilerek

$$\frac{e^{-ik|\vec{r}-\vec{r}'|}}{|\vec{r}-\vec{r}'|} \approx \frac{e^{-ikr}}{r}$$

yaklaşıklık $r \gg r'$ olduğu durumlarda geçerlidir). Bu sefer de diğer bir zorlayıcı faktör olan akım dağılımının belirlenmesi sorunuyla yüzleşilir. Zira bu çözüm ancak akım dağılımı biliniyorsa anlamlıdır.

Bundan dolayı analiz edilecek yapılar için öncelikle bir akım dağılımı elde etmek gerekir. Bu konu başı başına bir çalışma alanıdır, zira nümerik analiz ile belirli sınırlar

ve radyasyon koşullarına sahip diferansiyel denklem sistemlerine aranan çözümler söz konusudur. Çözüm yöntemleri arasında ilk akla gelenler MoM (Method of Moments), TLM (Transmission Line Matrix) ve FDTD (Finite Difference Time Domain) olarak sıralanabilir. Bu konuda daha ayrıntılı bilgi [3]'te bulunabilir.

2.5. Anten tipleri

Bu tez çerçevesinde bütün anten tipleri ayrıntılı olarak incelenmeyecek, daha çok mikroşerit antenler üzerinde yoğunlaşılacaktır. Diğer anten tipleri için bir fikir oluşturmak amacıyla tanıtıcı bilgiler verilecektir.

2.5.1. Tel antenler

Tel antenler, geometrilerine göre iki farklı kısım halinde incelenebilir : Doğrusal Tel Antenler ve Eğrisel Tel Antenler.

2.5.1.1. Doğrusal tel antenler

Değişken akımla indüklenen, biri işaret, diğeri toprak ucu olmak üzere iki ucu bulunan, açık devre ile sonlanıyormuş gibi görünen tel antenlere lineer tel antenler denir. En yaygın örneği yarım-dalga dipol antendir. İşaret ucunun tel olup da toprak girişinin iletkenliği yüksek bir metal plakaya bağlandığı haline ise monopol tel anten denir. Analiz bakımından dipol antenden tek farkı daha az akım çekmesi, dolayısıyla daha az gücü elektromanyetik dalgaya aktarabilmesindedir, anten paterni dipolün aynısıdır.

Örnek olarak sonlu büyüklüklü (ℓ) bir dipolün analizi verilebilir. Söz konusu dipolün z eksenine üzerine, besleme noktası orijine gelecek şekilde yerleştirildiğini ve xy düzleminin dipolü tam ortasından ikiye ayırdığını varsayalım. Dipolü tam ortasından ω açısız frekansına sahip bir sinüzoidal gerilim işareti ile uyarıyor olursak akım dağılımının,

$$\vec{I}(x'=0, y'=0, z') = \begin{cases} \vec{e}_z I_0 \sin \left[k \left(\frac{\ell}{2} - z' \right) \right], & 0 \leq z' \leq \frac{\ell}{2} \\ \vec{e}_z I_0 \sin \left[k \left(\frac{\ell}{2} + z' \right) \right], & -\frac{\ell}{2} \leq z' \leq 0 \end{cases} \quad (2.25)$$

formunda ifade edilmesinin iyi bir yaklaşıklık olduğu deneysel olarak gösterilmiştir. Bu akım dağılımından yola çıkılarak yapılan hesaplar sonucunda elektrik ve manyetik uzak alanları aşağıdaki formda bulunur [1].

$$\vec{E}_o = i\eta \frac{I_0 e^{-ikr}}{2\pi r} \left[\frac{\cos\left(\frac{k\ell}{2} \cos(\theta)\right) - \cos\left(\frac{k\ell}{2}\right)}{\sin(\theta)} \right] \vec{e}_o \quad (2.26)$$

$$\vec{H}_\phi = i \frac{I_0 e^{-ikr}}{2\pi r} \left[\frac{\cos\left(\frac{k\ell}{2} \cos(\theta)\right) - \cos\left(\frac{k\ell}{2}\right)}{\sin(\theta)} \right] \vec{e}_\phi \quad (2.27)$$

Buradan da görülmektedir ki uzak alan analizine göre E ile H birbirine diktir ve $1/r$ ile orantılı olarak değişmektedir, E'nin genliği, H'nin genliğinin ortamın karakteristik empedansı katıdır. Ayrıca aşıkardır ki antenin paterni dipolün boyu ile doğrudan ilişkilidir.

2.5.1.2. Eğrisel tel antenler

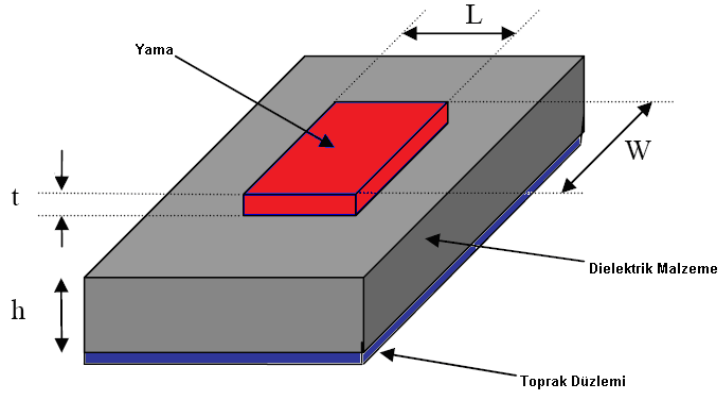
Doğrusal tel antenlerden farklı olarak akımı bir doğru üzerine yerleştirilemeyecek bir tel üzerinden akıtmak vasıtası ile elektromanyetik dalga yayımlarlar. Bunlara örnek olarak kapalı bir çevrim yapan çevrimsel antenleri (kısa devre ile sonlanıyormuş gibi) ve helix antenleri gösterebiliriz.

2.5.2. Reflektörlü ve metalik lensli antenler

Bu tip antenler esasında ışımının sağlandığı bir tür dipol veya çevrimsel antenin çevresinin antenin yönlendiriciliğini artıracak şekilde yeniden düzenlenmesi ile elde edilirler. Genel olarak metaller elektromanyetik dalgaları yansıttıkları için, optik yasalarına benzer bir şekilde metal yüzeyler ayna gibi kabul edilerek yapılan tasarımlarla dalgalar toplanıp odaklanarak yönlendiricilik kazancı yükseltilmiş olur. Tek başına bir horn'un, parabolik 'tabağın' veya lensli yapının elektromanyetik dalga yayınlama kabiliyeti mevcut değildir. Bu yüzden bu tip antenleri yardım alan antenler olarak adlandırabiliriz.

2.5.3. Mikroşerit Antenler

Bir mikroşerit yama anten, en temel biçimiyle iki paralel iletkenin ince bir dielektrik profil ile birbirinden ayrılmasıyla oluşur. Bir yüzey sinyal girişinin bağlanacağı, ışımayı gerçekleştirecek şekilde beslenecek olan iken, diğer yüzey topraklama amaçlı kullanılır. Bakır, altın veya gümüş gibi yüksek iletkenliğe sahip olan malzemeler, çeşitli geometrik şekillerde bir araya getirilerek farklı özelliklerde ışıyan antenler elde edilebilir. [1] Şekil 2.9'da kabaca bir mikroşerit yama antenin yapısı gösterilmektedir.



Şekil 2.9 : Mikroşerit yama antenin yapısı

Mikroşerit yama antenlerde analiz ve performans hesaplamalarını sade hale getirmek amacıyla sinyal tarafı için kare, dikdörtgen, daire, eliptik, üçgen gibi temel geometrik şekillerde yama iletkenler tercih edilir ; genel olarak topraklama için kullanılan yama sinyal ucuna göre daha geniş bir alan kaplayan bir dikdörtgen olarak seçilir.

Dikdörtgen bir mikroşerit yama antende iyi bir ışıma paterni ve uygun bir geri dönüş kaybı elde etmek için aşağıdaki eşitsizlikler geçerlidir.

- c_0 ışık hızı, f_r rezonans frekansı olmak üzere, $0.3\lambda_0 \leq W \leq 0.9 \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$, ($\epsilon_r < 9$)

Alt sınır Demeryd'nin, üst sınır ise Weinschel'in tavsiyesidir. Bu sınırların

yanısıra deneysel olarak belirlenmiş bir diğer tavsiye de $W = \frac{\lambda_0}{2\sqrt{0.5(\epsilon_r + 1)}}$

olarak Bahl ve Bhartia'dan gelmiştir. Ayrıca Kara da yaptığı deneyler

sonucunda $W = \sqrt{\frac{hc_0}{f_r \sqrt{\epsilon_r}}} \left[\ln\left(\frac{c_0}{hf_r \sqrt{\epsilon_r}}\right) - 1 \right]$ eşitliğini tavsiye etmektedir. [4] Bu

araştırma çerçevesinde Kara'nın önerdiği eşitlik kullanılacaktır.

- $\epsilon_{ew} = \frac{(\epsilon_r + 1)}{2} + \frac{(\epsilon_r - 1)}{2} \sqrt{1 + \frac{10h}{W}}$ eşitliği ile tanımlanan etkin

dielektrik sabiti, $\Delta W = 0.412h \frac{(\epsilon_{ew} + 0.300) \left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{ew} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.813\right)}$ eşitliği ile

tanımlanan genişlik sapması olmak üzere, $\frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_r}} - h \leq L \leq \frac{c_0}{2f_r\sqrt{\epsilon_{ew}}}$

eşitsizliği literatürde mevcuttur. Bu eşitsizlikte üst sınır James, Hall ile Wood'un , alt sınır ise Pozar ve Schaubert'in tavsiyesidir. Bunun yanında

deneysel olarak belirlenmiş bir diğer tavsiye de $L = \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_{ew}}} - 2\Delta W$ değeriyle

yine Bahl'dan gelmiştir. Yapılan deneyler göstermiştir ki ampirik olarak belirlenen Bahl'ın önerisi gerçeğe en yakın sonuçları vermektedir. [4] Bu yüzden bu araştırmada Bahl'ın eşitliğinden faydalanılacaktır.

- $0 \approx t \ll \lambda_0$ olmalıdır. [1]
- $0.003\lambda_0 \leq h \leq 0.13\lambda_0$ olmalıdır. [1, 4] Buna göre bu araştırma çerçevesinde sinyal yamasının boyutları belirlenirken faydalanılacak eşitlikler aşağıdaki gibidir:

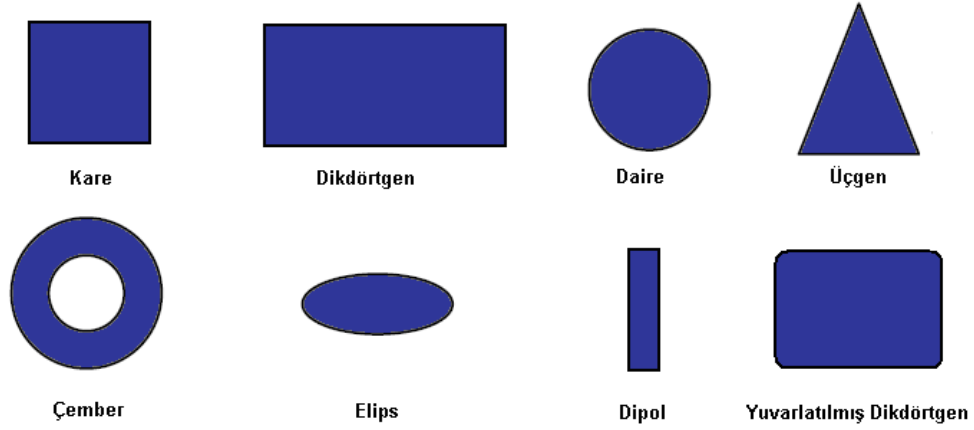
$$W = \sqrt{\frac{hc_0}{f_r\sqrt{\epsilon_r}}} \left[\ln\left(\frac{c_0}{hf_r\sqrt{\epsilon_r}}\right) - 1 \right] \quad (2.28)$$

$$L = \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_{ew}}} - 2\Delta W \quad (2.29)$$

$$0 \approx t \ll \lambda_0 \quad (2.30)$$

$$0.003\lambda_0 \leq h \leq 0.13\lambda_0 \quad (2.31)$$

Mikroşerit yama antenin ışına paterninin maksimumu, sapmalar görülebilmekle birlikte, genellikle yamanın normali doğrultusundadır. Şekil 10'da mikroşerit yama antenlerde kullanılan temel yama şekilleri yer almaktadır.



Şekil 2.10: Mikroşerit yama antenlerde kullanılan temel yama şekilleri

Mikroşerit yama antenler sinyal girişine bağlanan yamanın kenarlarından, toprak ucuna bağlanan düzleme doğru oluşan alanlar ile ışınım yaparlar. Kaliteli bir ışınım performansı, dielektrik profil yüksekliğinin artırılması ve dielektrik sabitinin değerinin mümkün olduğunca düşük olması ile elde edilebilir. Yalnız bu durumda her ne kadar band genişliği ve verimlilik artacak olsa da aşırı ki antenin boyutları büyüyecektir. Bundan dolayı, küçük boyutlu mikroşerit yama anten tasarımında daha yüksek dielektrik sabiti seçimi yapılarak, daha düşük verim, daha dar bant genişliğine mahkum olunabilmektedir. Sonuç olarak bütün mühendislik problemlerindeki gibi, bir mikroşerit yama anten tasarlanırken anten boyutları ile performansı arasında optimum bir nokta belirlemeye çalışılmalıdır.[1] Band genişliğinin yanısıra, çalışma frekansı açısından incelendiklerinde, mikroşerit yama antenlerin boyutlarının UHF bandından düşük frekans aralıklarında oldukça artmasından dolayı, genellikle 1-100 GHz aralıklarında kullanıldıkları, 1 GHz'in altındaki frekanslarda pek tercih edilmedikleri görülür. [10]

Mikroşerit yama antenlerin küçük boyutlara indirilebilen yapıları sebebi ile kablosuz uygulamalarda popülariteleri gittikçe artmaktadır. Tümleşik sistemlere uyumlu olmaları nedeniyle, cep telefonları, diz üstü bilgisayarlar gibi kablosuz cihazlarda, uzay araçlarında ve uçaklarda telemetri veya haberleşme antenleri olarak tercih edilmektedirler. Başlıca avantajları aşağıda listelenmiştir :

- Hafiflikleri ve büyüklüklerinin görece düşük olması

- Düzlemsel yapıları nedeniyle, yüzeylere monte edilmelerini gerektiren sistemlere uyum sağlayabilmeleri
- Üretim maliyetlerinin düşüklüğü
- Hem lineer, hem de dairesel polarizasyonlu dalgalar yayımlayabilecek şekilde tasarlanabilmeleri
- Mikrodalga tümlşik devrelerle (MIC) birlikte verimli bir şekilde çalışabilmeleri
- Tek bandın yanısıra, çoklu bandda çalışabilmeleri

Mikroşerit yama antenlerin başlıca dezavantajları arasında ise aşağıdakiler sıralanabilir :

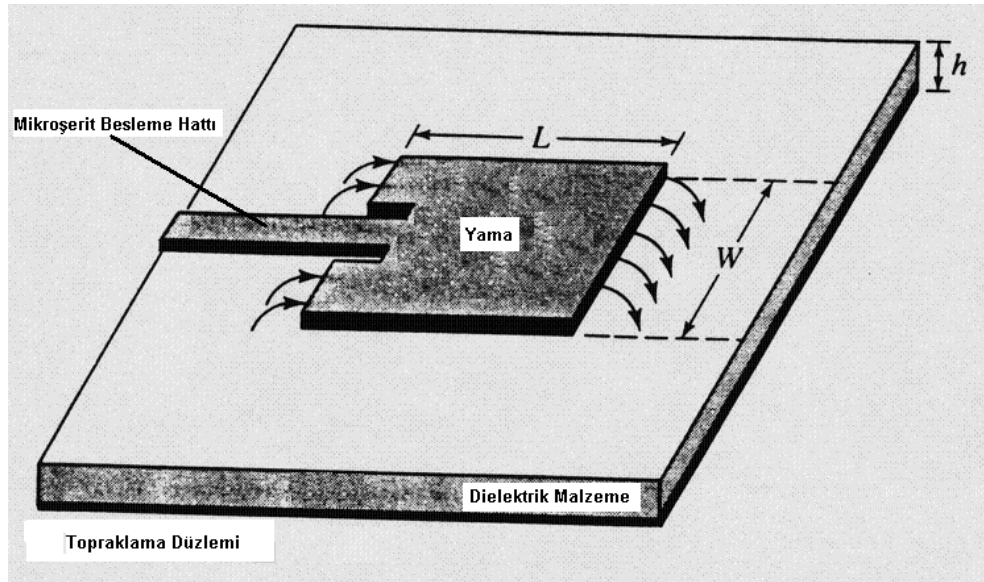
- Band genişliklerinin diğer anten tiplerine göre daha dar olması
- Anten verimliliklerinin diğer anten tiplerine göre daha düşük kalması
- Kazançlarının diğer anten tiplerine göre düşük kalması
- Besleme ve parçalar arasındaki geçiş noktalarında istenmeyen ışımlar
- Diğer anten tiplerine göre düşük güçlerde çalışabilmeleri
- Çalışma esnasında yüzey dalgalarının oluşabilmesi

Mikroşerit yama antenler, diğer anten türlerine göre yüksek kayıp faktörüne (L_F) sahiptirler. L_F , antenin birleşim noktalarındaki kayıpları temsil eder. Büyük L_F değerleri, düşük verimlilik gibi anten performansında istenmeyen bir sonuca yol açar. Bu sıkıntının giderilmesi için, dielektrik profilin kalınlığı artırılarak, L_F değeri düşürülebilir. Fakat kalınlığın artırılması, kaynaktan iletilen toplam gücün yüksek oranlarda yüzey dalgalarına dönüşmesine neden olur. Yüzey dalgaları ise, dielektrik devamsızlık noktalarında yüksek miktarlarda saçılmalara, anten karakteristiklerinde bozulmalara ve band genişliğinin değerinin sınırlandırılmasına neden olur. Yine de dielektrik malzemenin yüksekliğini artırmak tasarımda geçerli bir yöntemdir, zira dielektrik profilin kalınlığı artırılarak, verimlilik %90 oranında artırılabilir. Esasen burada da optimum bir dielektrik malzeme yüksekliği belirlemek anten tasarımcısının vazifeleri arasındadır. [1]

Mikroşerit antenlerin beslenmeleri için dört çeşit temel yöntem kullanılmaktadır. Bu yöntemler aşağıda incelenmiştir :

2.5.3.1 Mikroşerit besleme (Sinyal yamasına temas var, Microstrip Line)

Adeta yamanın devamı niteliğinde olan mikroşerit bir hat ile besleme yapıldığı için bu besleme tipini kullanmak üzere tasarlanan antenlerin üretimi kolaydır. Bunun yanında yapı çok karmaşık olmadığı için tasarım ve empedans uydurma aşamaları çok sıkıntı yaratmaz. Yalnız bu yöntemin getirdiği en önemli dezavantaj, dielektrik malzemenin kalınlığının artması ile birlikte, yüzey dalgaları ve dolayısıyla sahte radyasyon sebebi ile band genişliğinin sınırlandırılmasıdır.

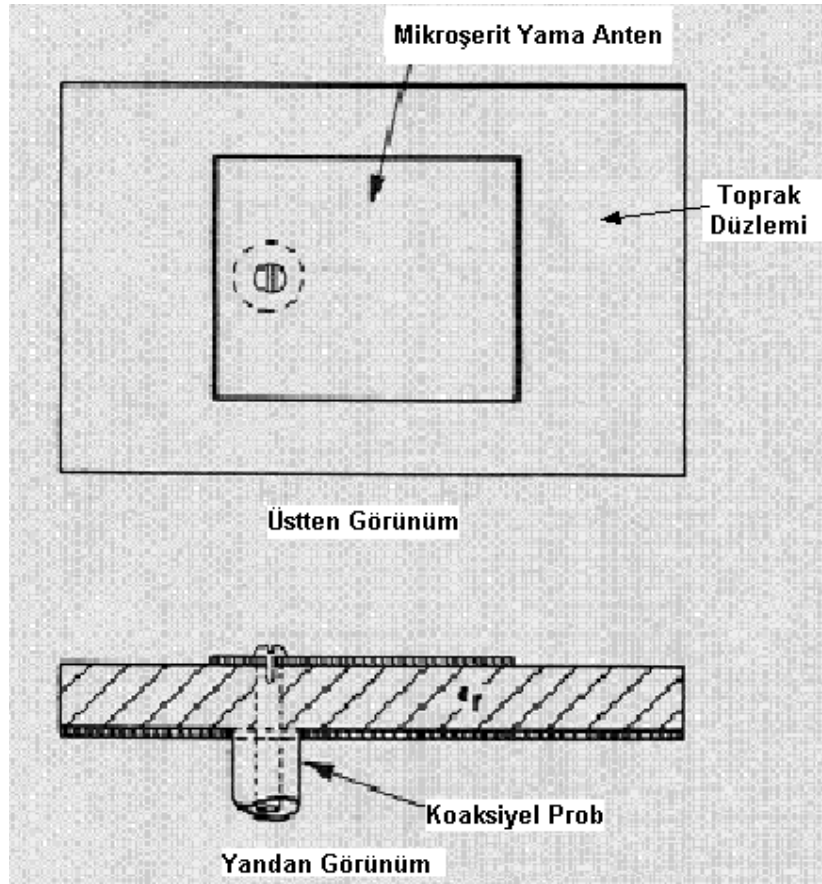


Şekil 2.11 : Mikroşerit hat ile besleme yönteminde genel yapı

2.5.3.2. Koaksiyel prob ile besleme (Sinyal yamasına temas var, Coaxial Probe)

Koaksiyel prob ile besleme, koaksiyel kablunun işaret taşıyan iç ucunun sinyal yamasına, topraklama için kullanılan dış kılıfının ise toprak yamasına bağlanması ile gerçekleştirilir. Bunun için toprak yamasında bir delik açılarak, sinyal yamasına iç uç bu delikten geçilerek ulaştırılır. Avantajları arasında üretim ve empedans uydurmada kolaylık, ayrıca yüzey dalgalarından kaynaklanan sahte yayımın az olması sayılabilir. Bunun yanında dezavantajları arasında görece dar band genişliği, özellikle kalın dielektrik malzeme kullanımında modelleme zorlukları ve koaksiyel

kablonun yamalara bağlanmasının taşıdığı asimetrik geometri sebebi ile doğan amaçlanan polarizasyona dik polarizasyonlu dalgaların yayılması sayılabilir.

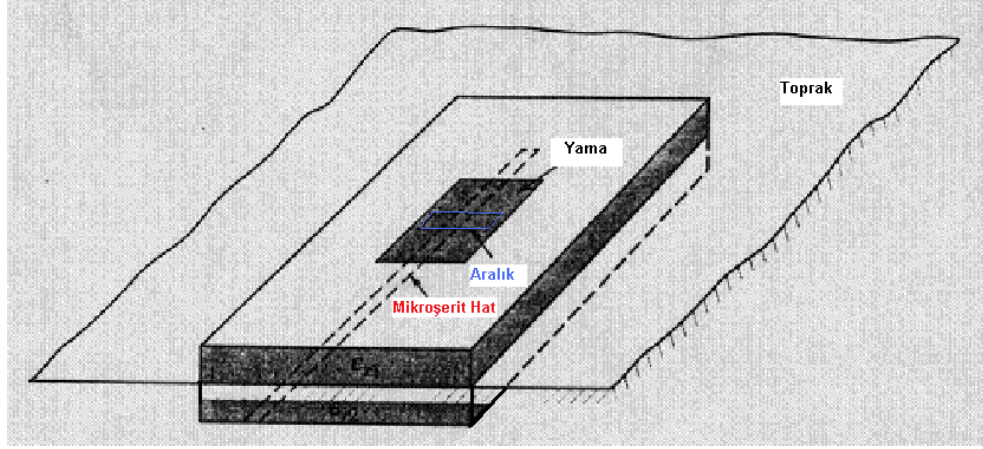


Şekil 2.12 : Koaksiyel prob ile besleme genel yapısı

2.5.3.3. Açıklık kupağı (Sinyal yaması ile temas yok, Aperture Coupling)

Açıklık kupağı ile beslenmek üzere tasarlanmış antenlerde iki tane dielektrik malzeme tabakası mevcuttur. Toprak yaması bu iki dielektrik malzemenin arasında bulunur ve toprak yaması bir delik ihtiva eder. Üstteki dielektrik malzemenin üzerinde sinyal yaması mevcuttur. Bu sinyal yaması, alttaki dielektrik malzemenin alt yüzünde bulunan bir mikroşerit hat vasıtası ile uyarılır. Bu noktada, ortada bulunan toprak yamasındaki deliğin rolü, alttaki mikroşerit hattın, üstteki sinyal yamasını uyarabilmesine olanak sağlamaktır. Zira bu delik olmasa idi alttaki mikroşerit hattın yola çıkan elektromanyetik dalgalar, topraktan geri dönecek, üstteki sinyal yamasının bir rolü kalmayacak ve elimizde ters çevrilmiş, sinyal yaması sadece mikroşerit bir hattın ibaret olan bir anten kalmış olacaktı. Bu sebepten ötürü,

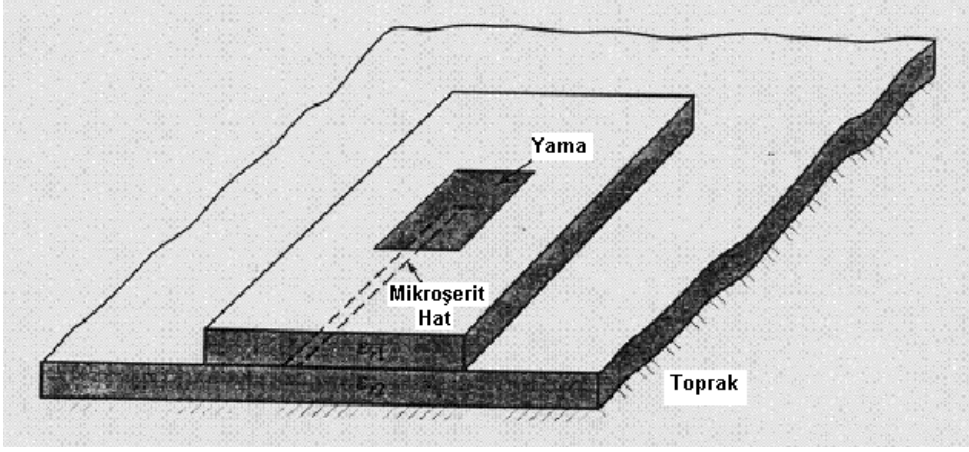
bu deliğin boyutları da önemli birer tasarım parametresi olurlar. Bu yöntemin avantajları arasında düşük sahte radyasyon, besleme mekanizması ile sinyal yamasının bağımsız tasarlanabilmesine olanak sağlayabilmesini sayabiliriz. Öte yandan dezavantajları arasında ise empedans uydurma konusunda sıkıntı çıkarması ve düşük band genişliği sayılabilir.



Şekil 2.13 : Açıklık kuplajlı beslemede genel yapı

2.5.3.4. Yakınlık kuplajı (Sinyal yaması ile temas yok, Proximity Coupling)

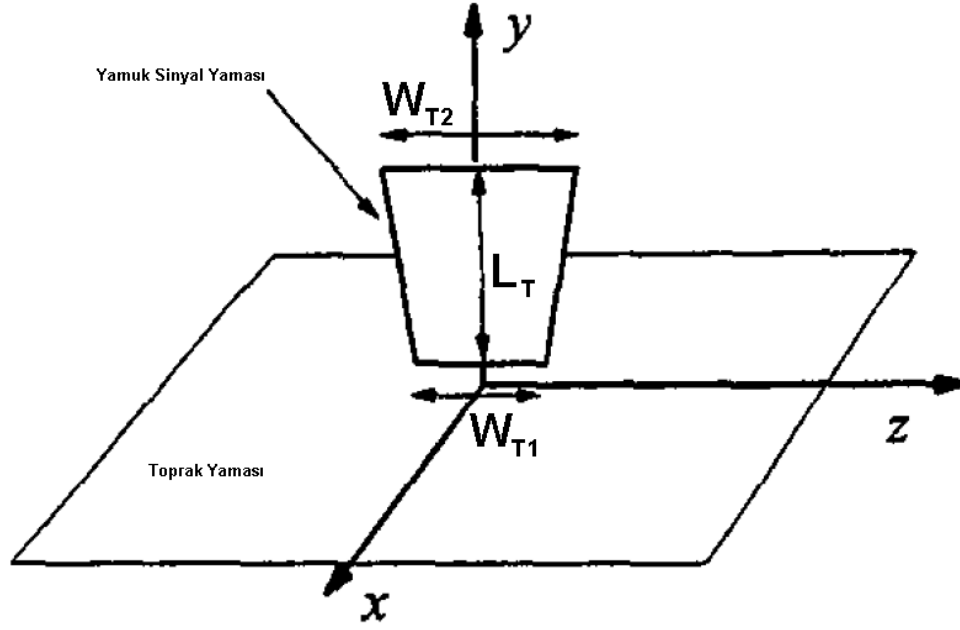
Yakınlık kuplajı kullanacak şekilde tasarlanmış antenlerde iki tane dielektrik malzeme tabakası mevcuttur, besleme amaçlı kullanılan mikroşerit hat, iki dielektrik tabakanın ortasına yerleştirilir. İşmayı gerçekleştirecek olan sinyal yaması, yine üstteki dielektrik tabakanın üstünde yer alır. Toprak yaması ise alttaki dielektrik malzeme tabakasının altında yer alır. Sinyal yaması ile besleme arasında doğrudan bağlantı mevcut değildir, bunun yerine besleme hattına gelen elektriksel işaretler vasıtasıyla oluşan elektromanyetik dalgalar, sinyal yamasını indükleyerek, onun elektromanyetik dalga yayınlamasına sebep olurlar. Bu tip beslemeye sahip olan antenler, en yüksek band genişliğine ve en az sahte radyasyona sahip mikroşerit yama antenler olmakla birlikte, bu antenlerin tasarımı ve üretimi diğerlerine göre genel olarak daha zordur.



Şekil 2.14 : Yakınlık kuplajlı beslemede genel yapı

Her ne kadar anlatılan besleme teknikleri genel olarak tek bir mikroşerit hat üzerinden sinyal yamasının bir şekilde uyarılmasına tekabül ediyor gibi görünse de, teorik olarak bu böyle olmak zorunda değildir, sinyal yamasını uyarmak için daha farklı yapıların kullanılması mümkündür. Bunun yanında sinyal yamasının topraklama yamasına paralel olması diye bir zorunluluk yoktur. Hatta sinyal yamasının topraklama yamasına dik olduğu monopollü ve dipollü çeşitli uygulamalar literatüre girmiştir. [10] Bu tez çerçevesinde, bu araştırmaların sonuçlarından faydalanılacaktır. Şimdi ileride yararlanılacak bu araştırma sonuçları hakkında biraz bilgi verilecektir.

Mikroşerit yama antenlerin en büyük handikapı band genişliklerinin düşük olmasıdır, bunun için alternatif besleme yöntemleri geliştirilmekle birlikte, bu yöntemlerin de ancak bir yere kadar band genişliğini artırabileceği fark edilmiştir. Bundan ötürü band genişliğinin daha yüksek olacağı yeni bir mikroşerit anten tipi geliştirilmiştir. Bu tipte antenlerde sinyal yaması, toprak yamasına paralel değildir, adeta bir tel dipollü veya monopollü gibi toprağa diktir. Bu tip antenlerin band genişlikleri normal yama antenlere göre daha yüksek olduğu için bunlara ultra-yüksek bandgenişlikli (ultra-high band) mikroşerit antenler denmiştir. Bu yapıdaki antenlerde de tıpkı paralel sinyal yamalı antenlerdeki gibi, sinyal yaması çeşitli şekillerde seçilebilmekte, alternatif besleme yöntemleri bulunmaktadır. Tipik bir monopollü ultra-yüksek bandgenişlikli anten, genel yapısı itibarıyla Şekil 2.15'te görülmektedir.



Şekil 2.15 : Bir monopol trapezoidal antenin genel yapısı

A_{Lr} , uzunluk-bölü-yarıçap oranı (nasıl hesaplanacağı aşağıda verilecek), λ_0 çalışma frekansına tekabül eden dalgaboyu olmak üzere,

$$A_{Lr} = \frac{4\pi L_T}{W_{T1} + W_{T2} + 4\pi L_T} ; 0 < A_{Lr} < 1 \quad [8] \quad (2.32)$$

$$W_{T2} = 0.24 A_{Lr} \lambda_0 \quad [9] ; 0 < W_{T2} < 0.24 \lambda_0 \quad (2.33)$$

ilişkileri mevcuttur. Bu sonuçlardan ileride faydalanılacaktır.

2.5.4. Dizi antenler

Yukarıda haklarında bilgi verilen anten tiplerinin herhangi birinin, band genişliğini artırmak, yönlendiricilik kazancını veya çıkış gücünü yükseltmek gibi amaçlar için kendini belli bir benzerlik oranıyla tekrarlayan diziler şeklinde bir araya getirilmesi sonucunda ortaya çıkan anten tipine dizi anten adı verilir.

Tel dipol antenlerin dizilerine örnek vermek gerekirse Log-periyodik ve Yagi-Uda antenleri ilk akla gelenler olacaktır. Bu iki örnekten Log-periyodik anten yüksek band genişliği, Yagi-Uda ise yüksek yönlendiriciliği sebebi ile ihtiyaca göre haberleşme sistemlerinde tercih edilmektedirler.

Bunun yanında benzer şekilde mikroşerit yama antenlerin de bir araya getirildiği, özellikle faz kaydırmalı, yanyana çıkışların istendiği uygulamalar için oldukça uygun antenler tasarlanabilir. Bu araştırma çerçevesinde tasarlanacak olan anten tipi dizi anten olmadığı için, bu konuda daha ayrıntılı bilgi verilmeyecektir.

3. GEZGİN HABERLEŞME TEKNOLOJİLERİ, GSM VE UMTS

3.1 Amaç

Bu bölümde gezgin haberleşme teknolojilerinin ortaya çıkışı, gelişimi ve günümüzde ulaştığı nokta tarif edilerek, tasarlanacak olan antenin karşılaması gereken özelliklere dair çıkarımlar yapılacaktır.

3.2 Gezgin Haberleşme Teknolojilerinin Tarihçesi

Elektromanyetik dalgalar aracılığı ile kablosuz iletişim ilk olarak, İtalyan bilim insanı Guglielmo Marconi tarafından 12 Aralık 1901'de, İngiltere'deki Cornwall'dan Kanada'ya bağlı Newfoundland'e gönderilen Atlantik ötesi radyo sinyalleri ile gerçekleştirilmiştir. O tarihten günümüze kadar, elektromanyetik kablosuz iletişim de tıpkı diğer elektronik standartlarda olduğu gibi analog işaretlenmeden başlayıp sayısal işaretlenmeye evrilen bir yol izlemiştir.

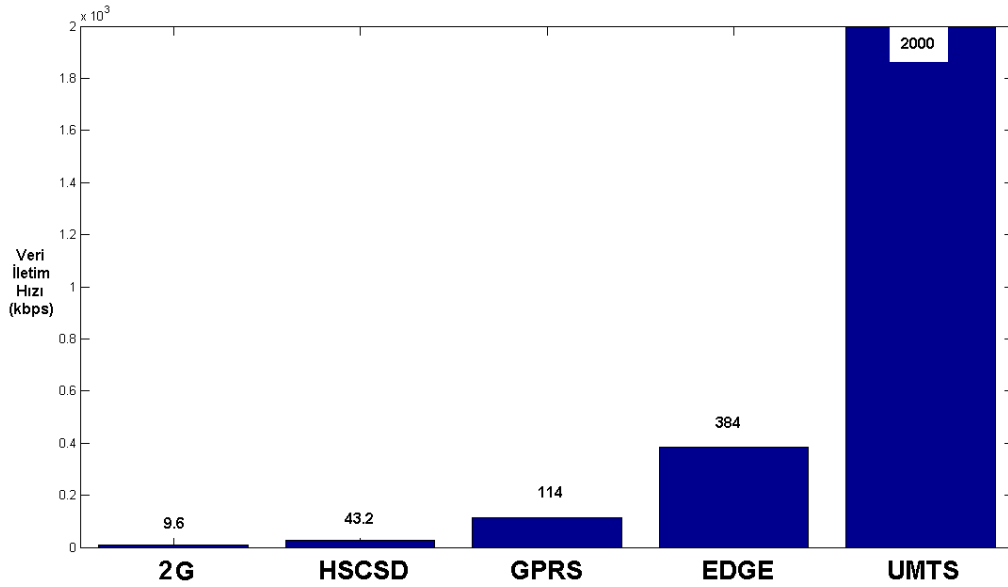
İlk kablosuz gezgin iletişim sistemleri, ses iletiminde analog işaretlenme, çağrı bağlama/çözme için sayısal işaretlenme kullanan, dolayısıyla haberleşme kalitesinin düşük kaldığı sistemlerdi (1G). Ortaya çıkışı 1980'lere denk gelen birinci nesil sistemlerin getirdiği en temel yenilik, hücreli iletim bölgeleri organizasyonuydu. Bu sayede, frekans tekrarlama imkanından faydalanılabiliyor, bandın daha verimli kullanılması sağlanmış oluyordu. Zira komşu olmayan hücrelerde aynı frekans bandı tekrar tahsis edilebiliyordu. Ayrıca hücreler arası geçişle de gezgin haberleşme engellenmemiş oluyordu. Fakat bu sistemde işaretlenme analog olduğu için, enterferans sebebi ile zaman zaman iletişim kalitesinde düşüklükler, zaman zaman da bilgi güvenliğinde açıklar doğuyordu. Üstelik bu sistemler sadece ses iletimi için tasarlanmıştı, başka bir çokluortam verisi gönderilemiyordu. Ortaya çıkan daha hızlı ve kaliteli iletişim ihtiyacı, ikinci nesil gezgin haberleşme sistemlerini doğurdu (2G). 2G teknolojisi için en tipik örnek GSM'dir (Global System for Mobile communications, aslında ilk açılımı Fransızca *Groupe Spécial Mobile* olsa da sonradan İngilizce açılımı ile tanınmıştır). GSM, 1990'lı yıllarda oldukça yaygın bir şekilde kullanılmaya başlamış ve hala tercih edilmekte olan bir teknolojidir. GSM'in

getirdiği değişikliklerin başında ses iletiminin de sayısallaştırılması, kısa ileti hizmeti (SMS) ile ikincil bir veri tipinin iletilmesine olanak sağlaması sayılabilir. Sayısal iletme geçiş sayesinde daha kaliteli ses iletimine olanak sağlamış, ses taşıma kapasitesini de artırmıştır. Ayrıca GSM gönderilen ses ve verinin şifrelenmesine imkan sağlamıştır. GSM'in kullanılan frekans bandlarına göre iki tipi mevcuttur : GSM-900, GSM-1800. Adlarından da anlaşılabilceği üzere GSM-900 900 MHz civarında çalışırken (gönderim bandı [880:915] MHz , alım bandı [925:960] MHz) ; GSM-1800 1800 MHz civarında çalışmaktadır (gönderim bandı [1750:1785] MHz , alım bandı [1845:1880] MHz). İnternet'in yaygınlaşmasıyla birlikte GSM'in sunduğu 9.6 kbps veri taşıma kapasitesi yetersiz kalmaya başlamıştır. Bundan dolayı HSCSD (High Speed Circuit Switched Data) standardı çıkartılmıştır. Bu standartta, bir cihaz, birçok kanalı aynı anda kullanarak 43.2 kbps'ye kadar veri iletişimi yapabilmektedir. Öte yandan, HSCSD de aynı GSM gibi veri iletilmediği zamanlarda bile hattı meşgul ettiği için şebekelere sorun çıkartmıştır. Bunun üzerine bandın sadece veri iletilirken kullanıldığı GPRS (General Packet Radio Service) standardı çıkartılmıştır, GPRS devre bağlaşması yerine paket bağlaşması kullanarak, veri iletimi yokken zaman veya frekans kanalının gereksiz kullanımını önler. Ayrıca GPRS ile cep telefonlarından internete erişmek mümkün hale gelmiştir.

İkinci nesil teknolojilerde son olarak, GPRS'in hızını artırmak için GSM modülasyon tipi değiştirilerek EDGE (Enhanced Data Rates for Global Evolution) teknolojisi yaratılmıştır. EDGE ile pratikte 384 kbps hızında veri transferi mümkündür. EDGE'nin iletim hızını öncüllerine göre bu kadar yükseltmesinin sebebi GMSK modülasyonuna ek olarak 8PSK modülasyonunu da gerektiğinde kullanabilmesidir. Getirdikleri değişikliklerle tipik ikinci nesil temsilcisi GSM'den oldukça ayrılan GPRS ile EDGE'ye sırasıyla 2.5G ve 2.75G denmektedir. Ülkemizdeki cep telefonu operatörleri bu teknolojileri desteklemektedirler.

3G teknolojileri ise artan band genişliği ve hızlı iletişim ihtiyacının doğal bir sonucu olarak ortaya çıkmıştır. En popüler 3G teknolojisi UMTS'tir (Universal Mobile Telecommunications System). UMTS, CDMA (Code Division Multiple Access) kullanarak, veriyi belirli "kod kanallarından" gönderir. Tüm kullanıcılar, aynı zaman kanalı ve frekans bandına verilerini gönderebilir, fakat merkezi sistem tarafından belirlenen, bağlantı başına tek olan, birbirinden istatistiksel bağımsız, sözde rastgele kodlar sayesinde, kullanıcıların verileri, sadece ilgili alıcılara iletilir. Bu sayede iletim ortamı oldukça verimli kullanılır. UMTS'in ayrıca, yoğun trafik altında kalan

bir bağlantı noktasının, bunu algılayarak kapsama alanını düşürmesini ve komşu hücrelerin de kapsama alanlarını yükselterek hizmet kalitesinde yaşanabilecek kayıpları minimize edebilmesini sağlayacak bir tasarımı mevcuttur. UMTS’te veri iletim yöntemi olarak paket teknolojisini kullanır. Veri iletim hızı, eğer kullanıcı şemsiye hücrelerce kapsanıyorsa 144 kbps, yok eğer özelleşmiş hücrelerce kapsanıyorsa 2 Mbps civarında olmakla birlikte ; geliştirilen yeni teknolojilerle (HSDPA : High Speed Downlink Packet Access , HSUPA : High-Speed Uplink Packet Access) daha da yükselmeye adaydır. UMTS için çalışma frekans bandı [1900:2200] MHz olarak belirlenmiştir.

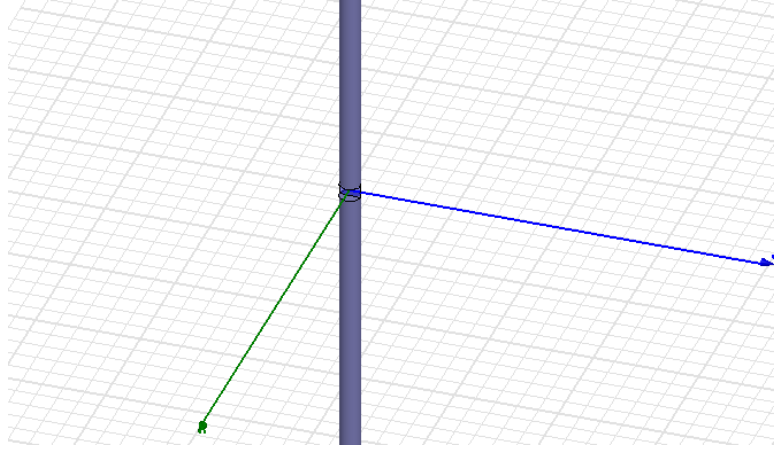


Şekil 3.1 : Veri iletim hızının gelişen teknolojilerle birlikte değişimi.

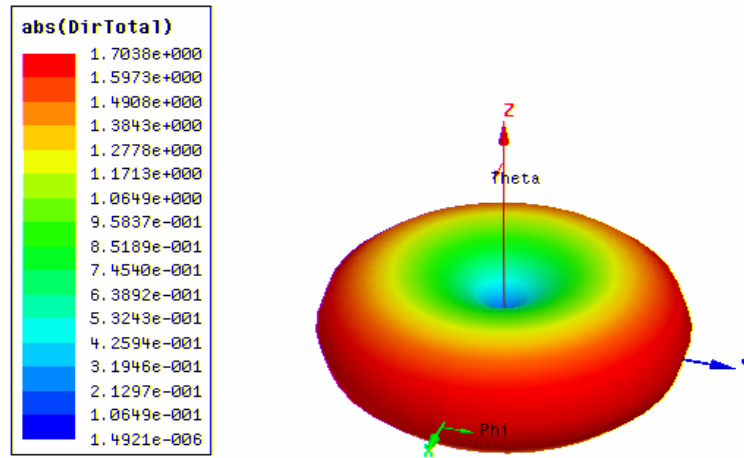
Ülkemizde ihaleleri yeni yeni tamamlanan ve cep telefonu operatörlerinin içinde bulunduğumuz günlerde lisansını aldıkları 3G teknolojilerinin oldukça yaygınlaşması beklenmektedir. Bu noktada, cep telefonu operatörleri UMTS uyumlu olmayan cep telefonlarına sahip abonelerine de hizmet vermeye devam etmeleri gerektiği için, her iki teknolojiyi de destekleyen, dolayısıyla iki frekans bandında birden elektromanyetik dalga yayınlama/yakalama kabiliyetinde sistemlerle çalışacaklardır. Böyle bir ortamda her iki bantta ışık veren tek bir anten kullanılarak, maliyetten ve bağlama istasyonlarındaki kısıtlı yerden tasarruf edilebilir. Bu noktada özellikle kapsanmakta zorlanılan ve “indoor” diye tabir edilen kapalı yerlere kurulacak küçük istasyonlarda kullanılmak üzere hem GSM, hem de UMTS bandlarında ışık veren bir mikroşerit yama anten için ihtiyaç potansiyeli mevcuttur.

İşte bu araştırmanın amacı da böyle bir antenin tasarımıdır. Yani bu çalışmada GSM ve UMTS'in çalışma bölgelerinde ışıyacak olan, dolayısıyla geniş bantlı olması gereken bir mikroşerit yama anten tasarlanacaktır. Bu antenin geniş bantlı yapılabilmesi için, antenlere dair verilmiş olan temel bilgilerdeki tekniklerden faydalanılacaktır.

Söz konusu antenin tasarımı için HFSS isimli paket programdan faydalanılacaktır. HFSS'in tasarım için kullanılabilme yetkinliğinde olup olmadığının anlaşılabilmesi için yapılan Balanis tarafından gerçekleştirilen analitik çözümlerle, HFSS sonuçlarının karşılaştırılabilmesi için bir dipol anten simülasyonu gerçekleştirilmiştir. Balanis tarafından dipol anten için hesaplanan yönlendiricilik değeri $D = 1.643$ iken, HFSS tarafından bu değer $D = 1.704$ olarak hesaplanmıştır. Aradaki fark HFSS'te sonsuz inceliğin modellenememesinden kaynaklanmaktadır.



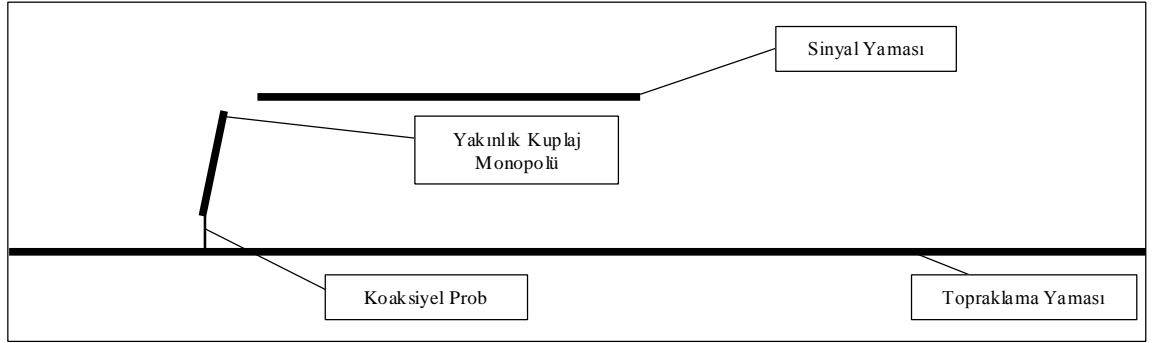
Şekil 3.2 : Kanonik çözüm için dipolün genel görünümü.



Şekil 3.3 : Kanonik çözüm için yönlendiricilik pateni.

4. TASARLANACAK ANTENDEN BEKLENENLER VE TASARIM

Bu araştırma çerçevesinde GSM ve UMTS bandlarında kullanılmak üzere, koaksiyel proba beslenen, eğimli bir yamuk monopolün, topraklama yamasına paralel bir sinyal yamasını, yakınlık kuplajı ile indüklemesi sonucu ışılan bir mikroşerit anten tasarlanması yoluna gidilmiştir. Söz konusu mikroşerit antenin yan profilden görünümü Şekil 4.1'deki gibidir. Şekil gerçek ölçülere sadık kalınarak çizilmiştir. Bu antenin nasıl tasarlandığı takip eden konularda adım adım açıklanacaktır.



Şekil 4.1 : Tasarlanan mikroşerit antenin yandan görünüşü ve yamaların rolleri

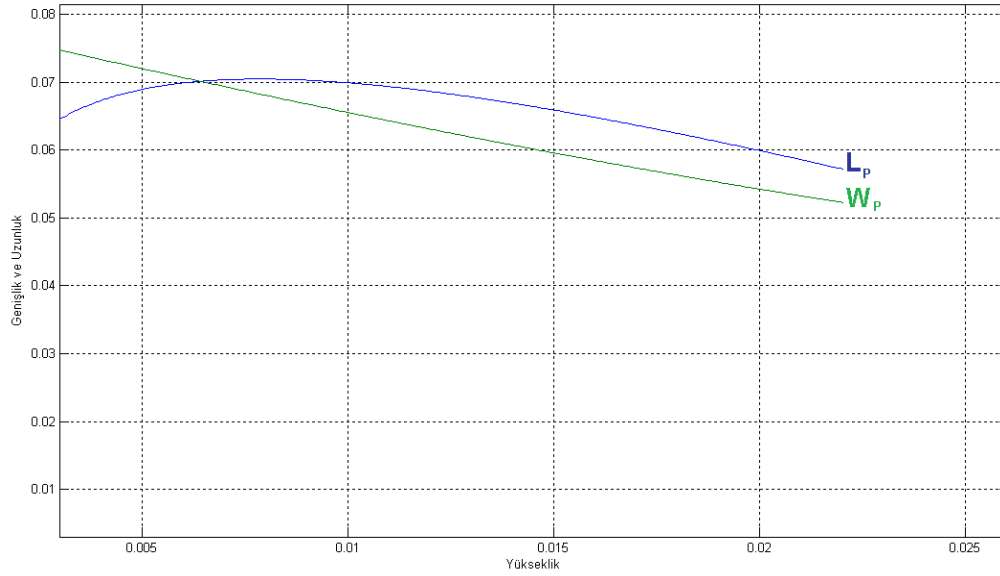
Şekil 4.1'den de görülebileceği üzere, mikroşerit antenlere dair verilen genel bilgilerde band genişliğini artırmak üzere tavsiye edilen tekniklerin birkaçı birarada kullanılmaya çalışılmıştır. Bu noktada antenin çalışma frekanslarının değerini baştan belirlemek gerekmektedir. GSM ve UMTS bandlarını içermek için [1.6:2.2] GHz aralığı uygun görünmektedir. Bu aralıkta band genişliği 600 MHz, merkez frekansı ise 1.9 GHz'tir. Bu merkez frekansına tekabül eden dalgaboyu ise

$$\lambda_0 = \frac{c_0}{f} = 0.158(m) \text{ olarak hesaplanır.}$$

4.1 Sinyal Yamasının Tasarlanması

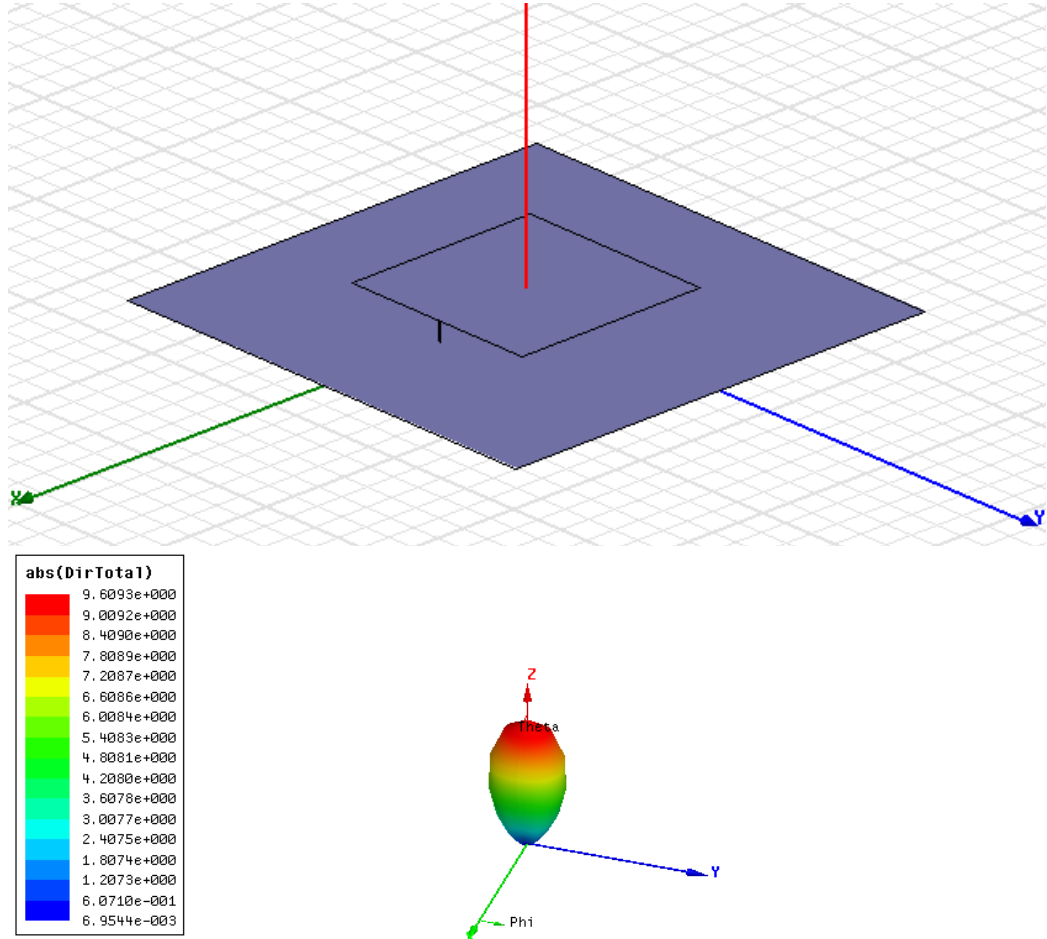
W_p , L_p ve h_p büyüklüklerinin alabilecekleri değerler, belirli bir frekans için (2.28) , (2.29) , (2.30) ve (2.31) yardımı ile oluşturulabilecek bir denklem sistemi ile belirlenebilir. Şu halde, belirli bir frekans değeri ile belirlenen dalgaboyu değeri yardımıyla alttan ve üstten sınırlanan h_p 'den hareketle öncelikle bir W_p , daha sonra

ise L_p fonksiyonları tespit edilebilir. Bu bilgiler ışığında MATLAB kullanılarak oluşturulmuş olan Şekil 4.2 değişen yükseklik (h_p) değerlerine göre W_p ve L_p 'nin $f_r=1.9$ GHz için değişimini göstermektedir.



Şekil 4.2 : $f_r = 1.9$ GHz için L_p ve W_p 'nin h_p 'ye göre değişimi.

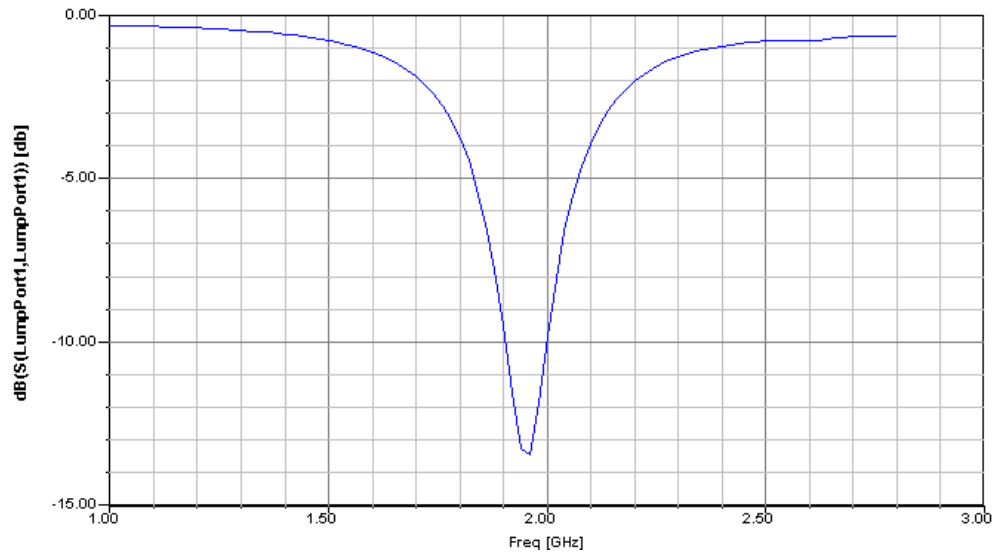
Sadece sinyal yamasında odaklanmak için doğrudan mikroşerit hat ile besleme yapıldığı varsayılırsa, bu üç büyüklük belirlenirken, yüksekliğin büyük değerleri yüzey akımları sebebi ile sahte radyasyona sebep olarak, antenin ışınma kabiliyetinin düşük kalmasına sebep olacak, band genişliğinin de dar olmasına yol açacaktır. Yüksek band genişliğine ulaşmak amacıyla, yüksekliğin artırılması gerektiği için, direk mikroşerit hat ile beslemeden kaçınılması gerektiği açıktır. Zira $f_r = 1.9$ GHz için, yüksekliği görece küçük bir değer olan $h_p = 0.0064$ m, $W_p = 0.0701$ m ve $L_p = 0.0701$ m olarak seçilirse Şekil 4.3'ten de görülebileceği üzere, band genişliği yaklaşık 100 MHz civarında olacak, her ne kadar ışınma merkez frekansı aşağı yukarı istenen noktaya yakın düşecek olsa da, band genişliği arzu edilenin çok altında kalacaktır. Öte yandan ışınma paterninin yine sinyal yamasının normali doğrultusunda bulunduğuna dikkat etmek gerekir. Band genişliğinin artırılması için sinyal yamasının yüksekliğinin artırılması gerektiği daha önce söylenmişti, buradan yola çıkarak belirlenen h_p değeri için gerçekleştirilmiş olan bir diğer simülasyon ileride verilecektir.



11 May 2009

Ansoft Corporation
XY Plot 1
HFSSDesign1

22:26:14



Şekil 43 : $f_r = 1.9$ GHz, $W_p = L_p = 0.0701$ m ve $h_p = 0.0064$ m için simülasyon.

Buradan hareketle sinyal yamasının toprağa göre olan yüksekliğinin band genişliğini yüksek tutmak için h_p 'nin maksimum değeri olarak alınması gerektiği açık olacaktır.

(2.31) tekrar göz önüne alınırsa $0.03\lambda_0 \leq h \leq 0.13\lambda_0 \Rightarrow h = 0.13\lambda_0 = 0.0217m$

değerine ulaşılır. Bu h_p değeri için sinyal yamasının genişlik (W_p) ile uzunluk (L_p) değerlerinin hesaplanmasına geçildiğinde, (2.28) kullanılarak

$$W_p = \sqrt{\frac{hc_0}{f_r \sqrt{\epsilon_r}}} \left[\ln\left(\frac{c_0}{hf_r \sqrt{\epsilon_r}}\right) - 1 \right] = 0.058(m) \text{ olarak bulunur. Daha sonra } L_p \text{'nin}$$

değerinin hesaplanmasına geçilirse, (2.29) kullanılarak (öncelikle bu denklemin gerektirdiği bazı parametrelerin değerlerinin hesaplanması gerekmektedir. Buna göre, Kara'nın tavsiyelerinin ışığında

$$\epsilon_{ew} = \frac{(\epsilon_r + 1)}{2} + \frac{(\epsilon_r - 1)}{2} \sqrt{1 + \frac{10h}{W}} = 1$$

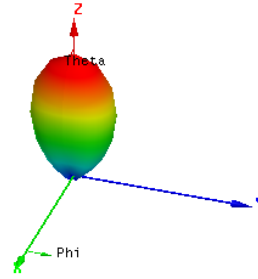
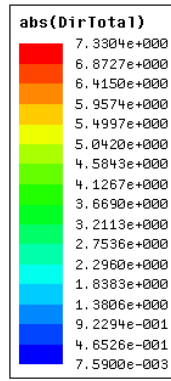
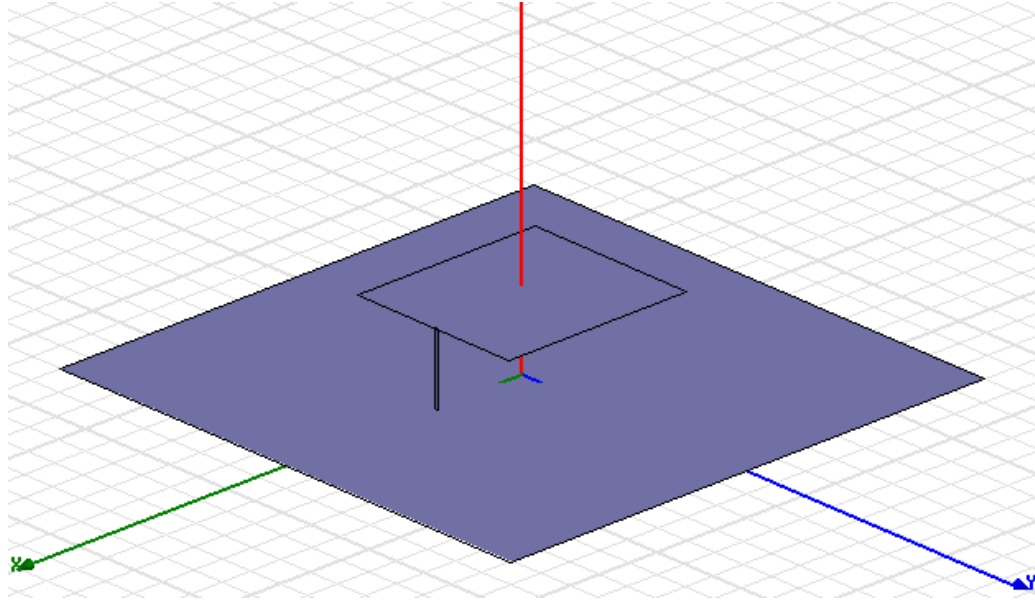
$$\Delta W = 0.412h \frac{(\epsilon_{ew} + 0.300) \left(\frac{W_p}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{ew} - 0.258) \left(\frac{W_p}{h} + 0.813\right)} = 0.0132$$

olarak belirlenir.)

$$L_p = \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_{ew}}} - 2\Delta W = 0.053(m) \text{ olarak hesaplanır. Bu durumda, sadece mikroşerit}$$

hat ile besleme yapıldığı varsayılarak gerçekleştirilen simülasyonun sonuçları Şekil 4.4'de görülmektedir. Şekil tam olarak, artan sinyal yaması yüksekliğinin antenin ışıma karakteristiğini ne kadar bozduğunun bir ispatı niteliğindedir. Zira aynı tasarım denklemlerinden faydalanılarak elde edilmiş olsalar da yüksekliği düşük olan antende genişband bir ışıma mevcut iken ; yüksekliği artırılmış anten, daha yüksek bir band genişliğinde çevresine göre iyi geri dönüş kayıpları verse de gücün büyük kısmı sahte radyasyona harcanmakta, kaydadeğer bir ışıma gerçekleşmemektedir.

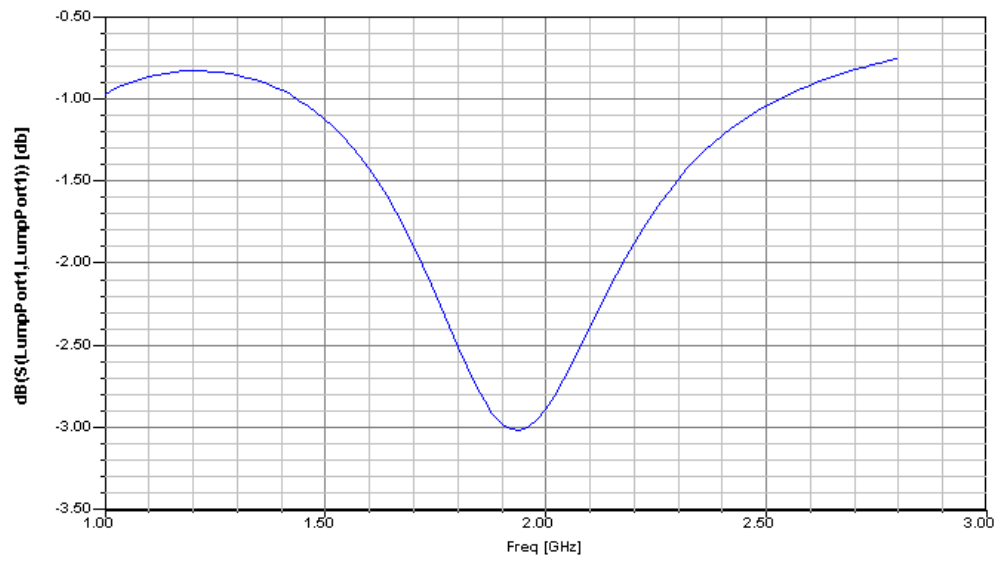
Bu durum tasarımcı olarak bizi bir çözüm aramaya mecbur bırakır. Düşük yükseklikte, dar band genişliği ile elektromanyetik dalga yayınlanması, istenilen frekans aralıkları kapsamadığı için amaca hizmet etmez. Öte yandan yüksekliğin görece büyük değerleri için band genişliği artacağını belli etse de antene gelen gücün büyük kısmı kaybedilir. Şu halde band genişliğini artırabilmek ve bu bantta antenin verimli bir şekilde ışıtabilmek için sinyal yamasının beslenme tipini iyileştirmek zorunlu hale gelmektedir. Zaten yakınlık kuplajı ile beslemenin tercih edilecek olmasının sebebi de budur.



12 May 2009

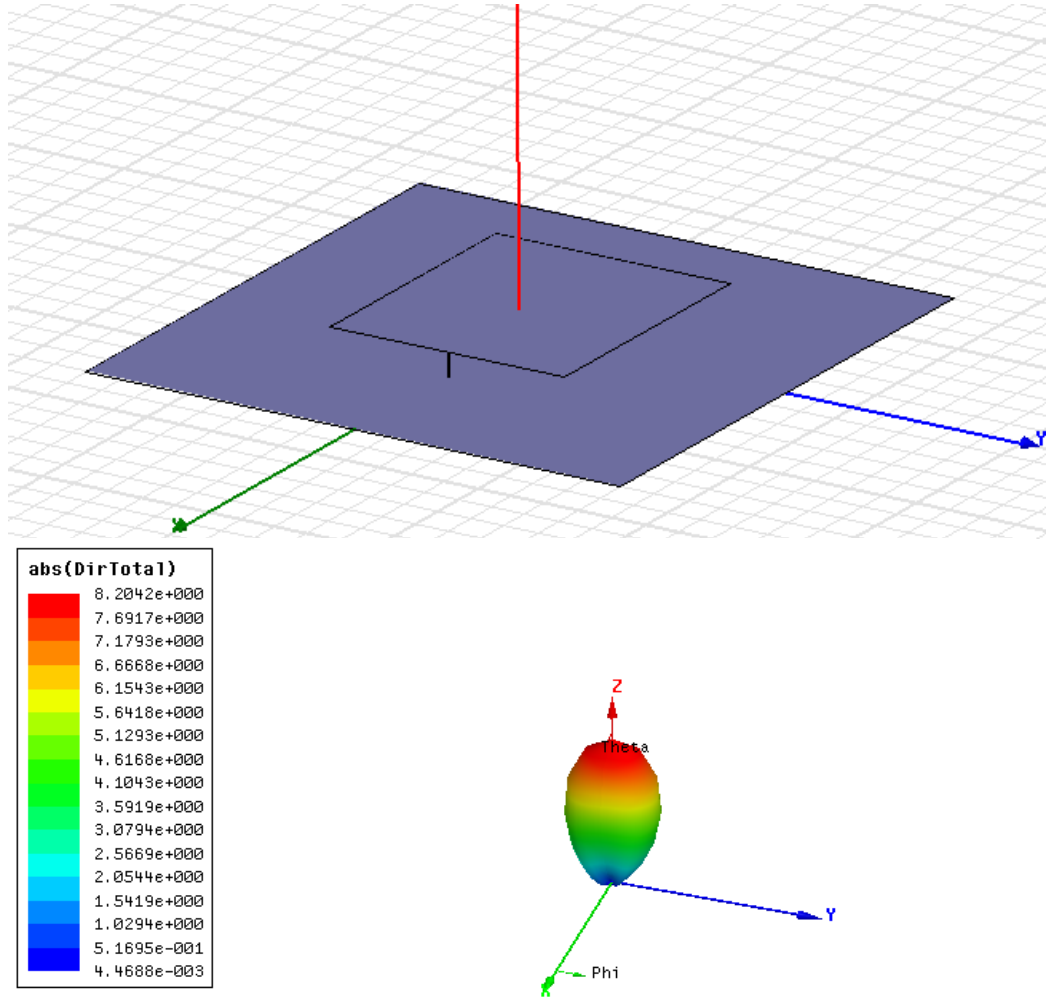
Ansoft Corporation
XY Plot 1
HFSSDesign1

00:23:26



Şekil 4.4 : $f_r = 1.9$ GHz, $W_p = 0.06$ m $L_p = 0.054$ m ve $h_p = 0.0217$ m için simülasyon.

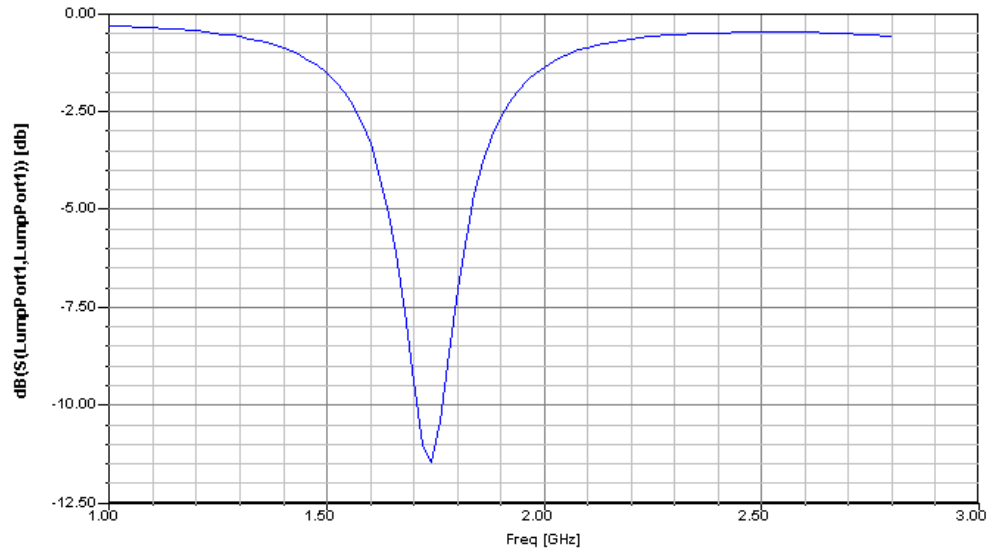
W_P ve L_P 'nin ışınma frekansı üzerindeki etkisini anlamak için (2.28) ve (2.29) denklemleri incelenirse ; diğer büyüklükler sabit tutulmak üzere yalnız başına W_P ve L_P 'nin artışlarının merkez frekansında bir düşüşe, azalışlarının ise bir yükselişe sebep olacakları öngörülebilir. Bu parametrelerin yükseltilmiş ve azaltılmış değerleri için gerçekleştirilen simülasyonlar Şekil 4.5, Şekil 4.6, Şekil 4.7 ve Şekil 4.8'de görülebilir. Bu simülasyonlar incelenirse, L_P 'nin değiştirilmesinin frekans bandı üzerindeki etkisinin, W_P 'nin etkisinden daha kuvvetli olduğu sonucu çıkarılır. Zira Şekil 4.5'te L_P 'nin değeri 80 mm alınca merkez frekansı olarak 1.74 GHz elde edilirken, Şekil 4.6'da bu değer 60 mm'ye çıkartılınca merkez frekansının 2.2 GHz'e çıkacağı görülmektedir. Benzer şekilde Şekil 4.7'de W_P 'nin değeri 90 mm alınca merkez frekansı 1.9 GHz olarak tespit edilirken, Şekil 4.8'de bu değer 50 mm'ye düşürülünce merkez frekansının 2.05 GHz olacağı görülmektedir. Şu halde istenen frekans bölgesine aşağı yukarı ulaşmak için, Kara tarafından tavsiye edilen (2.28) ve (2.29) denklemlerinden faydalanılır, daha sonra W_P ve L_P üzerinde istenen frekans bölgesine düşmek için ayarlamalar yapılabilir. Çünkü denklemlerin verdiği değerlere göre simüle edilen anten 1.95 GHz civarında ışınmakta, 50 MHz'lik bir sapma göstermektedir. Buna göre W_P veya L_P 'nin değerlerinin artırılması ile bu sapma giderilmelidir. Bu sapmanın giderilmesi için, sinyal yamasının yüksekliği düşük iken, L_P 'nin 2 mm artırılmasının yeterli olacağı HFSS yardımı ile gerçekleştirilen simülasyonlar sonucu görülmüştür. Söz konusu simülasyon Şekil 4.9 'da gösterilmiştir. Yalnız bu simülasyon, ışınmanın gözlenebilmesi için, h_P 'nin görece küçük bir değerinde gerçekleştirilmiş olup, yakınlık kuplajı ile ışınma problemlerinden kurtarılacak olan görece büyük h_P değerleri için niceliksel bir referans teşkil etmez. Ancak, L_P veya W_P kullanılarak ışınma merkez frekansının nasıl kontrol edilebileceğine dair güzel bir örnek oluşturur ve tasarımın sonraki aşamalarına niteliksel referans sağlar, zira merkez frekans bandının değiştirilmesi (Kara'nın denklemleri yardımıyla gerçekleştirilen bir ön-belirlemeden sonra) için elimizdeki parametrelerin rollerinin ne olduğunu anlatır. Gerekli görülürse, bu iyileştirme tekniğinden faydalanılacaktır.



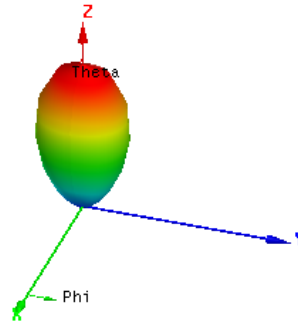
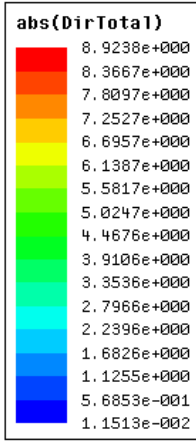
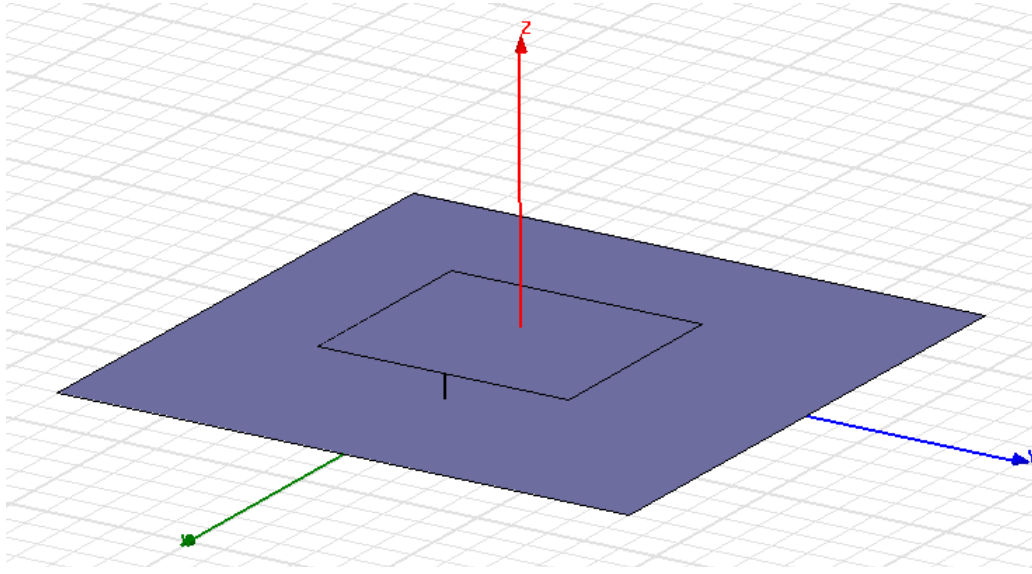
13 May 2009

Ansoft Corporation
XY Plot 1
HFSSDesign1

21:14:39



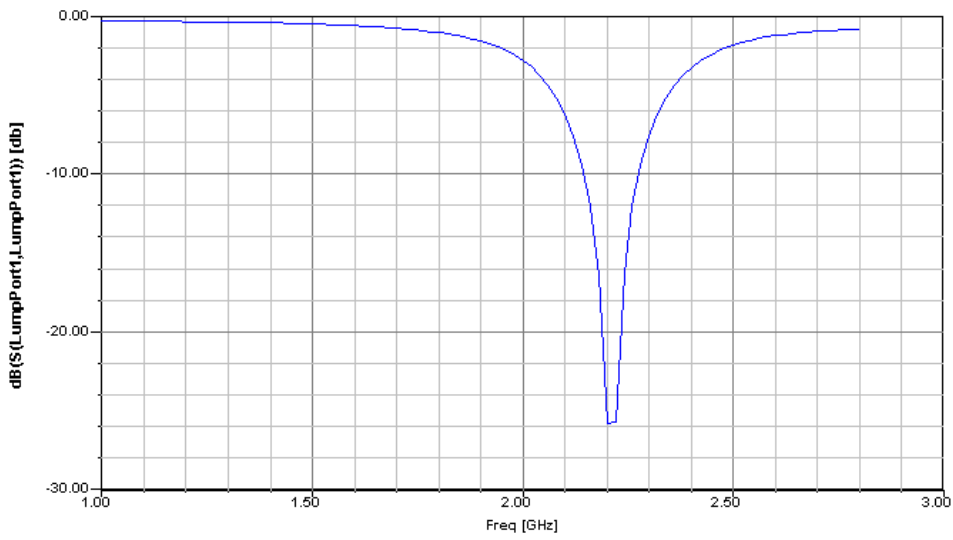
Şekil 4.5 : L_p 'nin değeri 80 mm'ye çıkartılınca, merkez frekansı 1.74 GHz'e düşer.



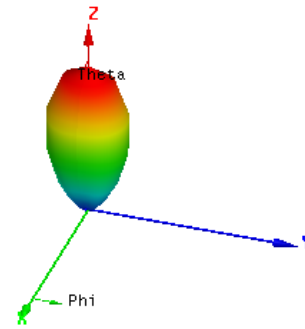
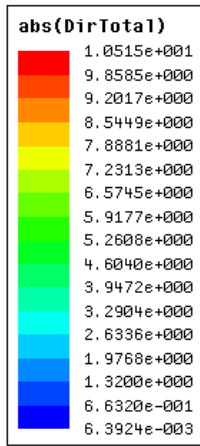
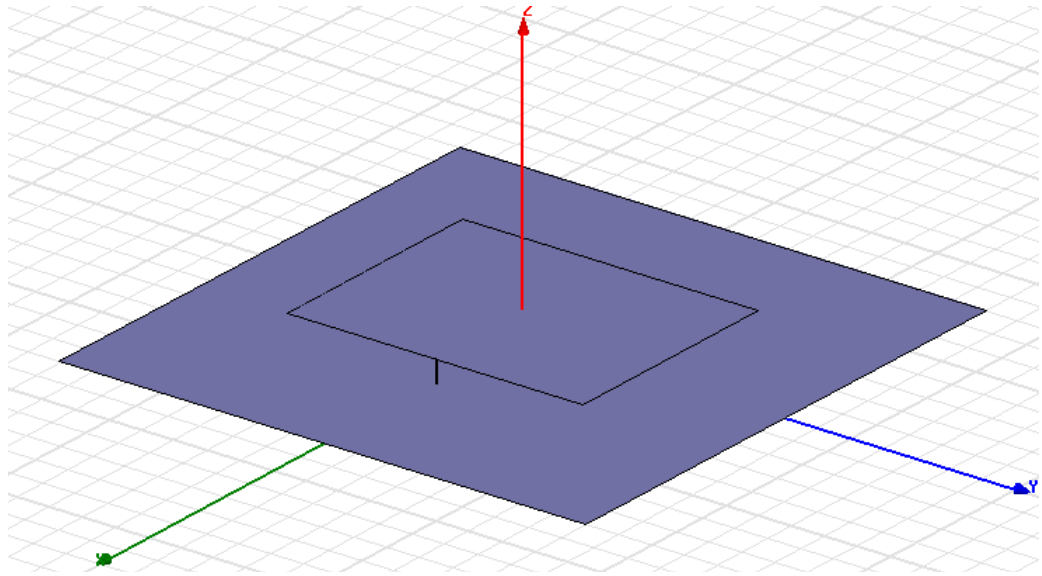
13 May 2009

Ansoft Corporation
XY Plot 1
HFSSDesign1

22:42:58



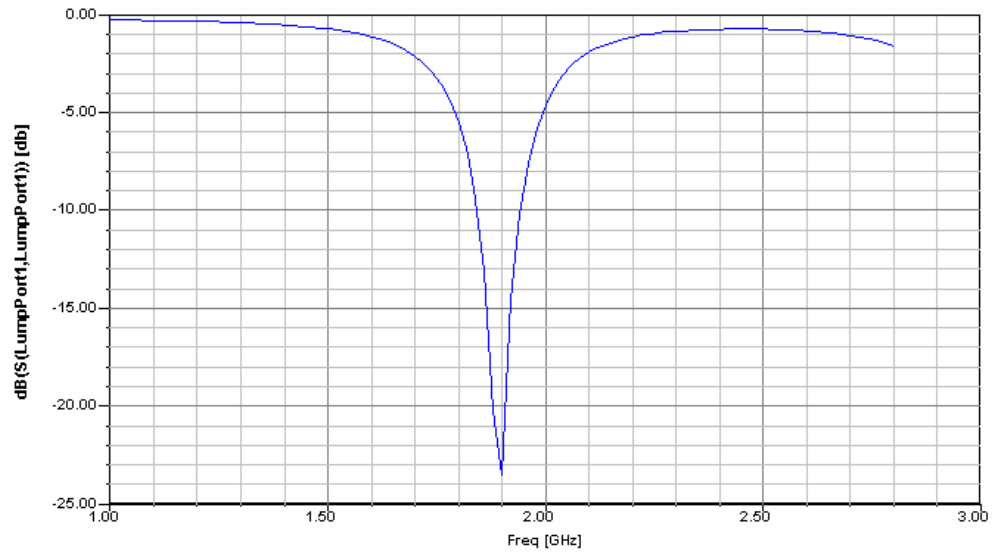
Şekil 4.6 : L_p 'nin değeri 60 mm'ye düşürüldünce, merkez frekansı 2.2 GHz'e çıkar.



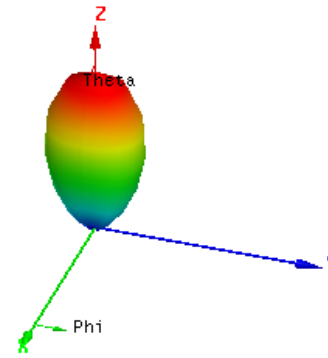
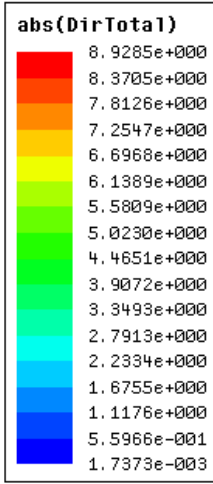
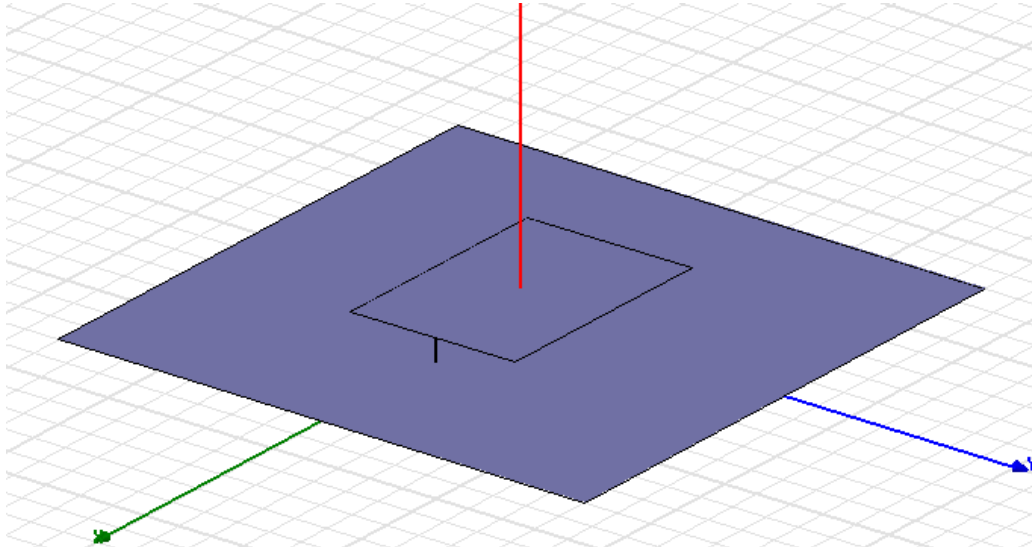
13 May 2009

Ansoft Corporation
XY Plot 1
HFSSDesign1

22:47:41



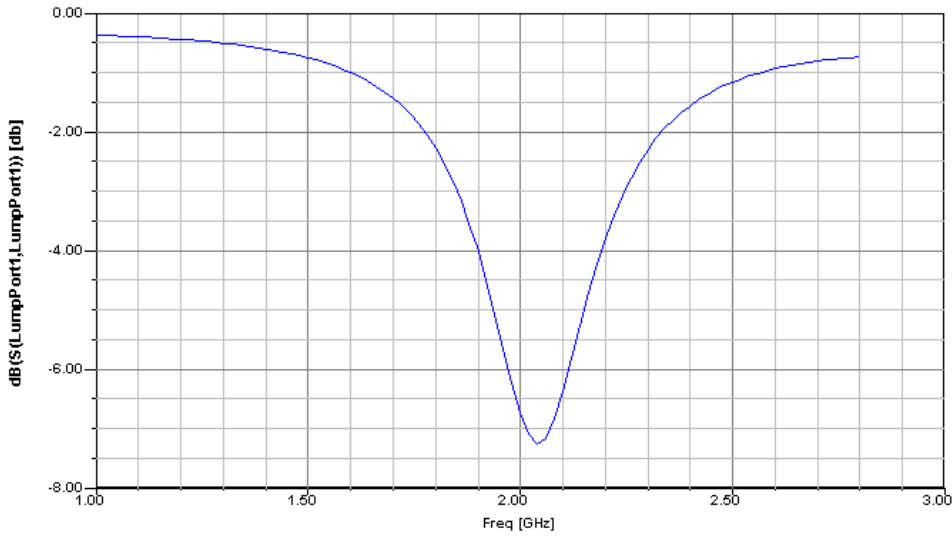
Şekil 4.7 : W_P 'nin değeri 90 mm'ye çıkarılınca, merkez frekansı 1.9 GHz olur.



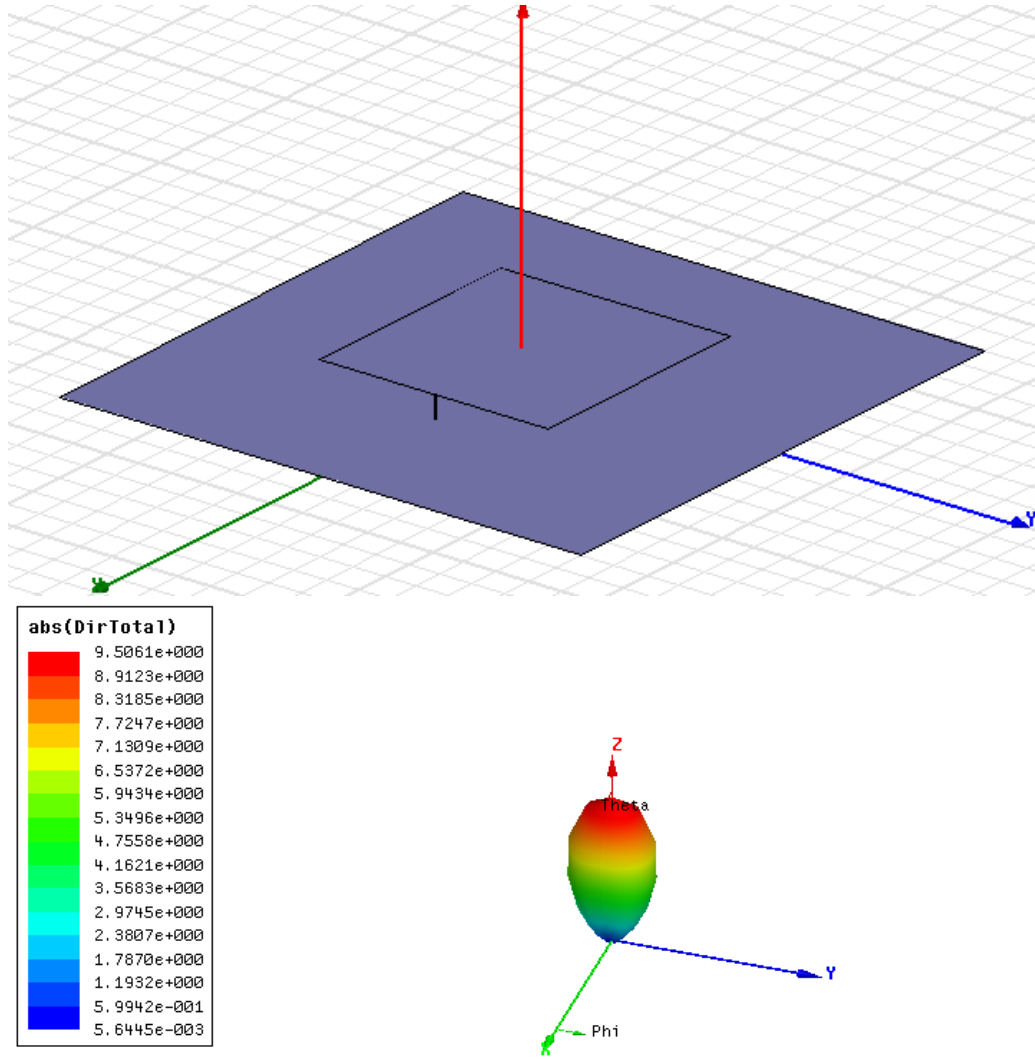
13 May 2009

Ansoft Corporation
XY Plot 1
HFSSDesign1

22:52:37



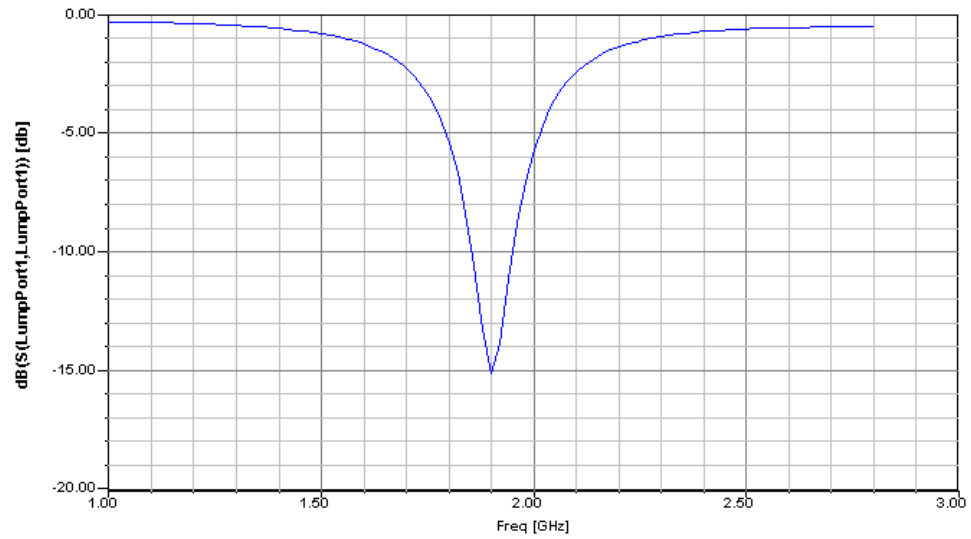
Şekil 4.8 : W_p 'nin değeri 50 mm'ye düşürülünce, merkez frekansı 2.05 GHz'e çıkar.



14 May 2009

Ansoft Corporation
XY Plot 1
HFSSDesign1

01:07:45



Şekil 4.9 : L_p 'nin değeri 72 mm'ye çıkarılınca, merkez frekansı 1.9 GHz olur.

Kısaca özetlemek gerekirse, sinyal yaması tasarlanırken, öncelikle literatürdeki denklemlerden faydalanılmış, bu denklemlerden yola çıkılarak sinyal yamasını karakterize edecek özellikler belirlenmeye çalışılmıştır. Söz konusu üç parametreden bandgenişliği üzerinde etkili olanın h_p (ki değeri yükseldikçe bandgenişliği artmakla birlikte sahte radyasyon sorunlarına yol açarak, antenin ışımaya kabiliyetini düşürmektedir), ışımaya merkez frekansı üzerinde etkili olanların ise L_p ve W_p olduğu (L_p 'nin etkisi, W_p 'nin etkisine göre daha belirgin olmaktadır) gözlenmiştir.

Bu gözlemler sonucunda, h_p 'nin mümkün olduğunca yüksek değerli seçilmesi gerektiği, bu yüksek h_p 'nin getireceği sorunların çözümü için yakınlık kuplajlı besleme kullanılması gerektiği ; denklemlerle belirlenen L_p ve W_p değerlerinin merkez frekansın istenen noktaya taşınması için sonradan görece küçük bir miktar da olsa değiştirilmesi gerektiği yargılarına ulaşılmıştır.

En nihayetinde $h_p = 0.0217m$, $W_p = 0.053m$ ve $L_p = 0.060m$ olması gerektiğine karar verilmiştir, tasarımın sonraki aşamalarında W_p ve L_p için iyileştirmeler gerekebileceği akılda tutulmalıdır.

4.2 Yakınlık Kuplaj Yamasının Tasarlanması

Antenin sinyal yaması tasarlanırken görüldüğü üzere, geniş bir frekans bandı için, sinyal yamasının topraklama yamasına göre yüksek olması gerekmekte ; öte yandan bu yüksekliğin artırılması sebebi ile doğan yüzey akımlarından köken alan sahte radyasyon, gücün önemli bir kısmının boşa gitmesine sebep olmaktadır. İşte bu sebepten ötürü, antenin beslenmesi için yakınlık kuplajı kullanılması uygun görülmüştür. Yalnız bu noktada düz bir mikroşerit hat kullanılarak yakınlık kuplajı yapılması tercih edilmemiş, literatürde ayrı bir başlık olarak incelenen monopol antenlerin bir türü olan yamuk monopol yama antenin yardımıyla yakınlık kuplajı yapılması yoluna gidilmiştir. Bu yamuk, üretim kolaylığı ve simetrik ışımaya paterni elde edilmesi gayesi ile antenin boyuna kesitine göre simetrik, altta kalan genişliği üstte kalan genişliğine göre daha küçük olacak şekilde düşünülmüştür. Yamuğun uzunluğu L_T , alt genişliği W_{T1} ve üst genişliği W_{T2} ile gösterilecektir.

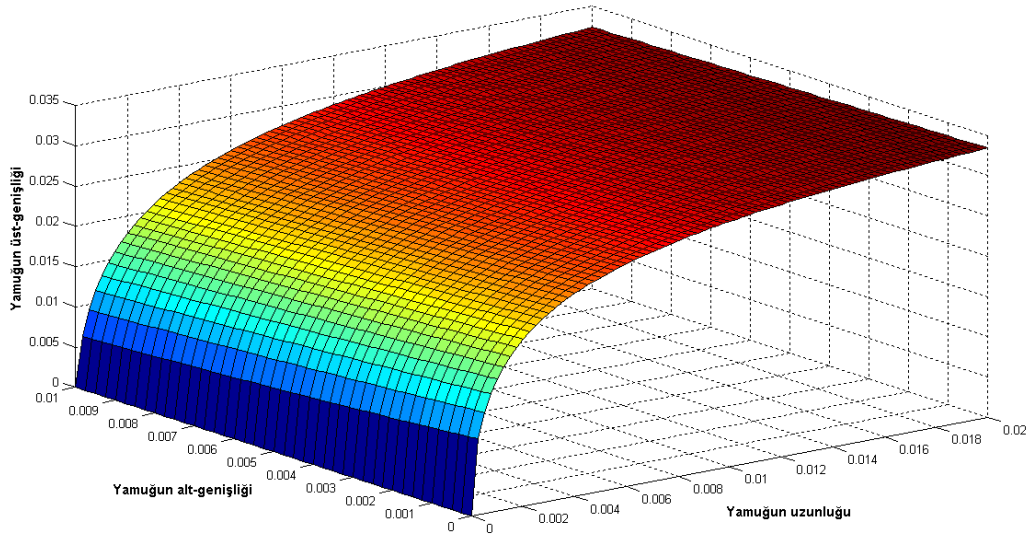
Artık yamuk monopolün istenilen frekans bölgesine düşecek şekilde dalga yayınlayarak sinyal yamasını indükleyebilmesi için hesaplamalara geçilmesi gerekmektedir. Bu noktada, yamuğu belirleyecek üç parametre olduğuna dikkat edilmelidir : W_{T2} , W_{T1} ve L_T . Bu parametrelerin değerini belirlemek için kullanılacak olan (2.32) ve (2.33)'te faydalanılabilecek sadece merkez çalışma frekansı bilgisine

sahip olduğu için, bu değişkenlerin ikisine keyfi değerler verilerek, diğer üçüncüsünün eşitliklerin ışığında alacağı değer bulunacaktır. (2.33) eşitliğinden hareketle W_{T2} 'nin A_{Lr} cinsinden değeri (2.32)'de yerine konursa,

$$A_{Lr} = \frac{4\pi L_T}{W_{T1} + 0.24\lambda_0 A_{Lr} + 4\pi L_T} \text{ ve buradan da hareketle,}$$

$$W_{T2} = \frac{\sqrt{(W_{T1} + 4\pi L_T)^2 + 3.84\pi\lambda_0 L_T} - W_{T1} - 4\pi L_T}{2} \quad (4.1)$$

eşitliğine ulaşılır. Söz konusu üç değişkenin (4.1) ışığında alabilecekleri değerlerin belirlediği yüzey MATLAB yardımı ile oluşturulan Şekil 4.5'te görülmektedir. Burada W_{T2} 'nin, W_{T1} ve L_T 'nin muhtelif değerleri için nasıl değişeceği gösterilmek istenmiştir.



Şekil 4.10 : W_{T1} , W_{T2} ve L_T 'nin $f=1.9$ GHz için oluşturdukları yüzey.

Eğer (4.1) Şekil 4.5'in de yardımıyla incelenecek olursa, diğer uzunluklar sabit kalmak koşuluyla, yalnız başına W_{T2} 'nin veya W_{T1} 'in artmasının dalgaboyunda bir büyümeye, dolayısıyla merkez frekansında bir düşmeye sebep olacağı, L_T 'nin değişiminin ise o sıradaki kendi değeri ve diğer değişkenlerin değerleriyle bağlantılı olarak etkili olacağı görülür. Zira bu denklemlerden yola çıkılarak merkez frekansı aranırsa

$$f = \frac{3.84\pi L_T}{4W_{T2}^2 + 4W_{T2}(W_{T1} + 4\pi L_T)} \times c \quad (4.2)$$

eşitliğine ulaşılır. Yani L_T 'nin merkez frekansı üzerindeki etkisi hem W_{T1} , hem de W_{T2} 'nin değerlerine bağlıdır, bu yüzden doğrudan ışınma frekansını artıracığı veya azaltacağı söylenemez, bu etkiye dair çıkarımlar gerçekleştirilecek simülasyonların

sonuçlarına göre yapılacaktır. Buna göre (4.1)'in belirlediği yüzey üzerinde kalmak koşulu ile teorik olarak uzunluklar keyfi bir şekilde seçilebilir. Yalnız bu noktada unutulmaması gereken bir kısıtlama (2.33)'te verilmiştir, bu kısıtlamaya göre W_{T2} çeyrek dalgaboyundan küçük kalmak zorundadır.

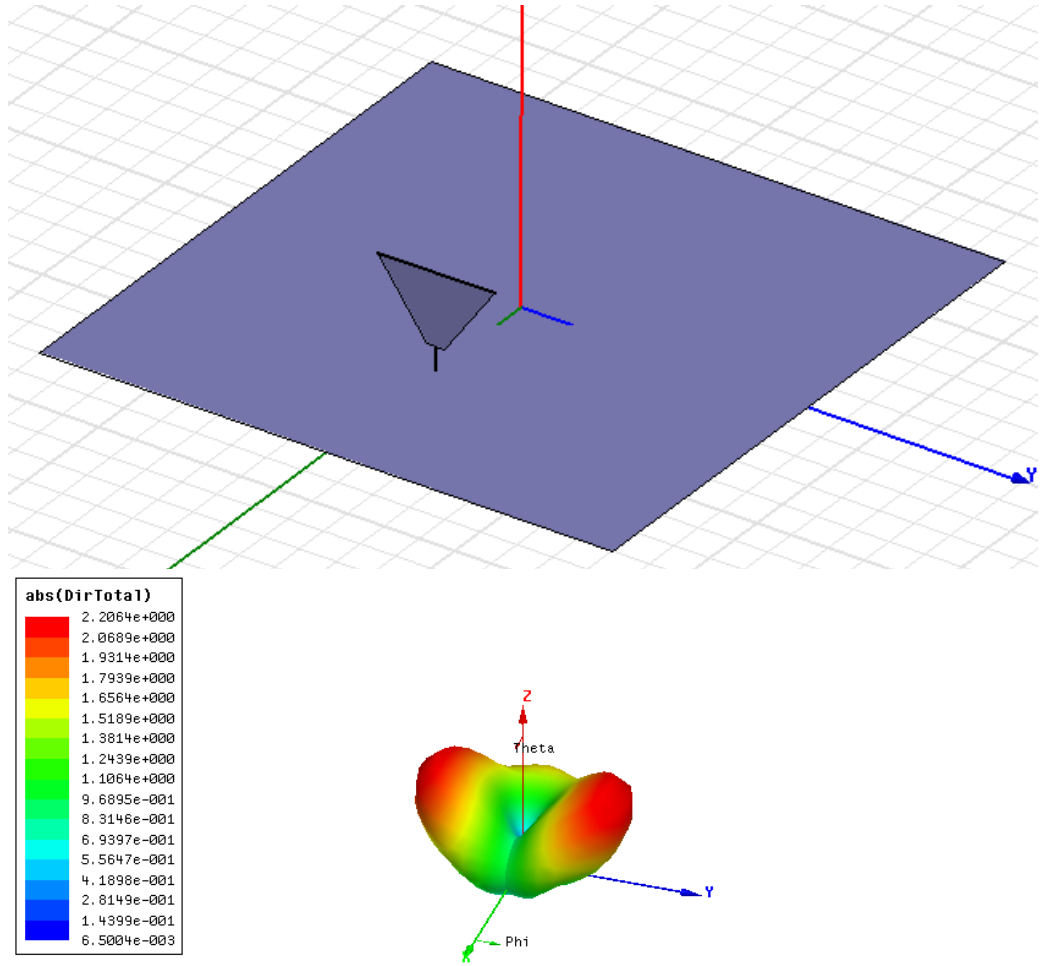
Bu noktada belirtmek gerekir ki, söz konusu modellemeler, yamuk monopolün kuplaj yaması olarak değil, sinyal yaması olarak kullanılması amacıyla oluşturulmuştur, dolayısıyla daha yüksek boyutlu monopoller için geçerlilik arzederler. Zaten halihazırda literatürden alınan bu modeller, yapılan deneysel çalışmalar neticesinde elde edilmiştir. Bu yüzden, tıpkı sinyal yaması tasarlanırken yapıldığı gibi, öncelikle denklemlere uygun değerler tespit edilecek, daha sonra bu değerler üzerinde istenen frekans bölgesine ulaşabilmek için oynamalara

yapılacaktır. Bu noktada L_T uzunluğunu $\frac{\lambda_0}{8} \approx 0.02$ olarak alıp işe koyulmak iyi bir

yaklaşım olacaktır, zira dalgaboyunun n bir tamsayı olmak üzere, 2^n katları optik ve elektromanyetik analizde önemli fenomenlerin gözlenebileceği uzunluklar olarak karşımıza çıkarlar. Buna göre, L_T için 20 mm değeri ile yola çıkılırsa Şekil 4.10'dan da görülebileceği üzere, W_{T2} 'nin değeri 33 mm ile 34 mm arasına hapsedilmiş olur. Bu noktada W_{T1} 'in değerinin 0 mm ile 10 mm arasında değişebileceği, normal olarak, malzeme sarfiyatına yol açmamak için bu değer 0 olarak tercih edilebilmesi ile birlikte, kuplaj yamasının direkt olarak koaksiyel kablo çıkışına bağlanması durumunda konumunu koruyabilmesinin zor olacağı da göz önüne alınarak, (gösterdiği değişimin denklem açısından çok da önemli olmadığı da göz önünde bulunduruluyor) aralığı ortalayan 5 mm değerinin seçilebileceği sonucuna ulaşılır.

Sonuçta daha önce de açıklandığı gibi, denklemlere uygun olarak tespit edilen bu ilk değerler üzerinde simülasyonlara göre iyileştirmeler yapılacaktır. Şekil 4.11

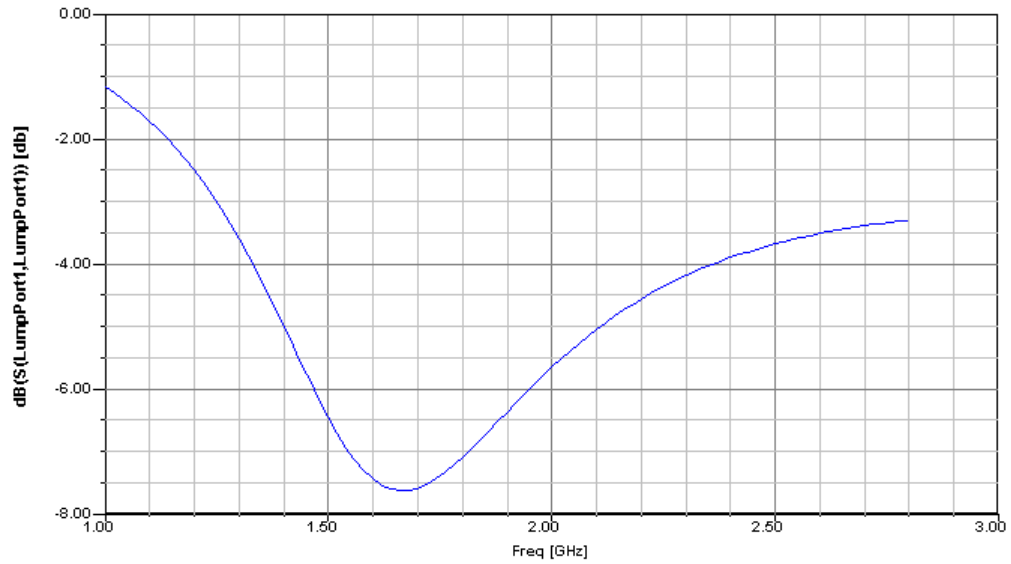
$W_{T2} = 34$, $W_{T1} = 5$ ve $L_T = 20$ için HFSS yardımı ile gerçekleştirilen bir simülasyonu göstermektedir. Bu noktada oldukça yüksek bir sapma ile karşılaşmakta, merkez frekansı 1.67 GHz olarak gözlenmektedir. Bu sapmayı, boyutların görece küçük olmasına ve geri dönüş kaybından da görülebileceği gibi antenin bu aralıklarda ışınamasından belli olduğu üzere, modelin tam olarak uygun sonuç vermemesine bağlayabiliriz. Bu yüzden, değişkenlerin değerleri ile oynanarak uygun frekans yakalanmaya çalışılacaktır. Yalnız bu denemeler sırasında yine de Şekil 4.10'da görülen düzlemin üzerinde kalmamak, denklem sonuçlarından uzaklaşmayacaktır.



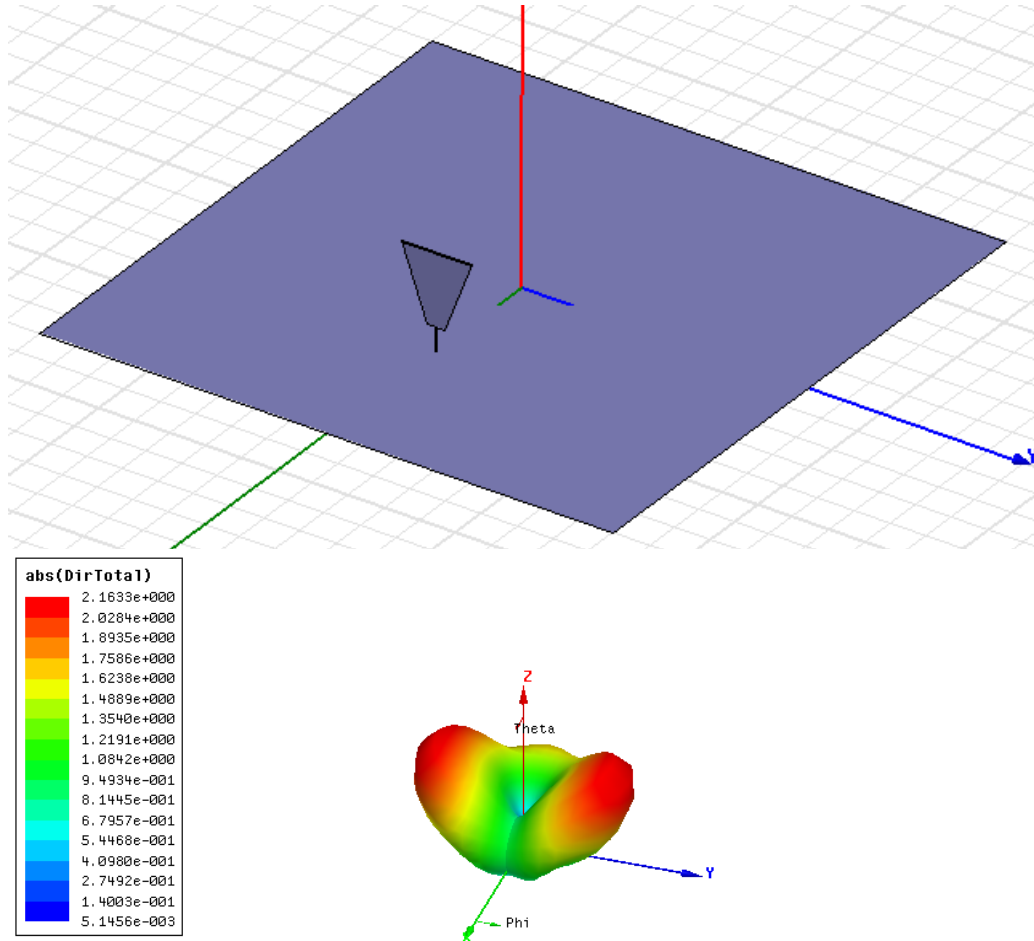
May 2009

Ansoft Corporation
XY Plot 1
HFSSDesign1

22:33:14



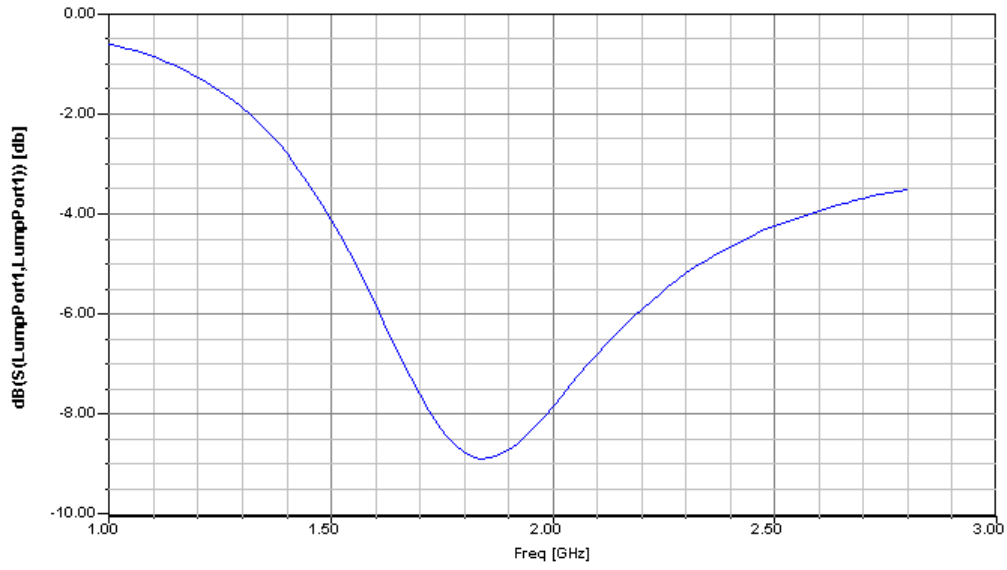
Şekil 4.11 : $L_T = 20$ mm , $W_{T2} = 33$ mm , $W_{T1} = 5$ mm için HFSS simülasyonu, merkez frekansı için iyileştirme gerekiyor.



May 2009

Ansoft Corporation
XY Plot 1
HFSSDesign1

22:55:44

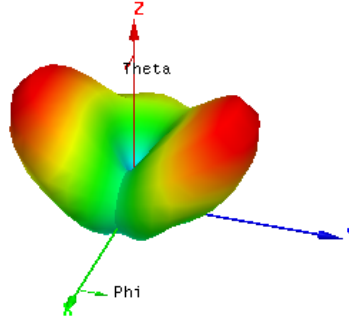
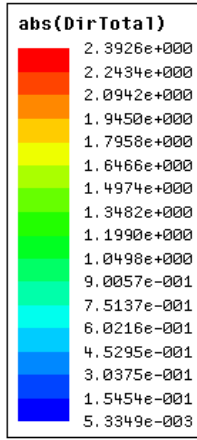
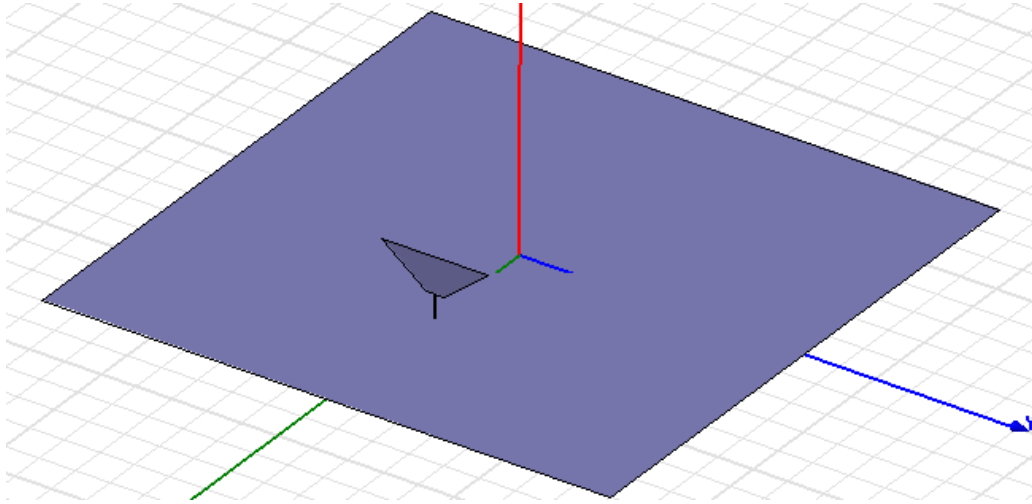


Şekil 4.12 : $L_T = 20$ mm , $W_{T2} = 20$ mm , $W_{T1} = 5$ mm için HFSS simülasyonu,
düşen W_{T2} değeri ile birlikte yeni merkez frekansı 1.83 GHz.

Şekil 4.12’de görüldüğü üzere W_{T2} ’nin değeri düşürülünce, ışımaya merkez frekansında yükselmeler gözleniyor. Antenin bütününe bakılırken, bu simülasyon da göz önüne alınacak, her ne kadar denklemlerin tanımladığı davranışlardan farklı davranışlar gözlenirse de bu sonuçtan faydalanılmaya çalışılacaktır.

Bu noktada L_T ’nin etkilerini anlamaya çalışmak mantıklı olacaktır. Hatırlanırsa, L_T ’nin etkisi direkt olarak öngörülemez, W_{T1} ve W_{T2} ’nin o sıradaki değerlerine bağlı kalmakta idi. Zaten L_T ’nin belli bir değeri için, denklemlerin ışığında W_{T1} ve W_{T2} ’nin değerleri de aşağı yukarı belirlenmiş olmaktadır. Şekil 4.13 L_T ’nin değerinin düşürülmesi sonucunda ortaya çıkan simülasyonu göstermektedir. Bu simülasyon sonucuna göre L_T ’nin değerindeki düşüş, çalışma merkez frekansında yükselmeye sebep olmaktadır. Öte yandan bu yükselme istediğimiz miktarın üzerinde gerçekleşmektedir. L_T ’nin Şekil 4.13’te görülen simülasyondaki değeri 10 mm’dir. Yani 20 mm’den 10 mm’ye bir düşüşün sonuçları gözlenmek istenmiştir. Bu düşüş istenilen frekans değerinin üzerine çıkılmasına sebep olduğu ve ilk değer de istenilen frekans değerinin altında kaldığı için, L_T için ara değerler taranmış ve uygun değer olarak 15 mm belirlenmiştir. Belirlenen bu 15 mm için, W_{T2} ve W_{T1} ’in denklemler ışığında alacakları değerler sırasıyla 30 mm ve 5 mm olarak belirlenmektedir. Zaten bu belirlenen değerler için yapılan simülasyonda çalışma merkez frekansı istenen değer olan 1.9 GHz’e tam olarak oturmaktadır.

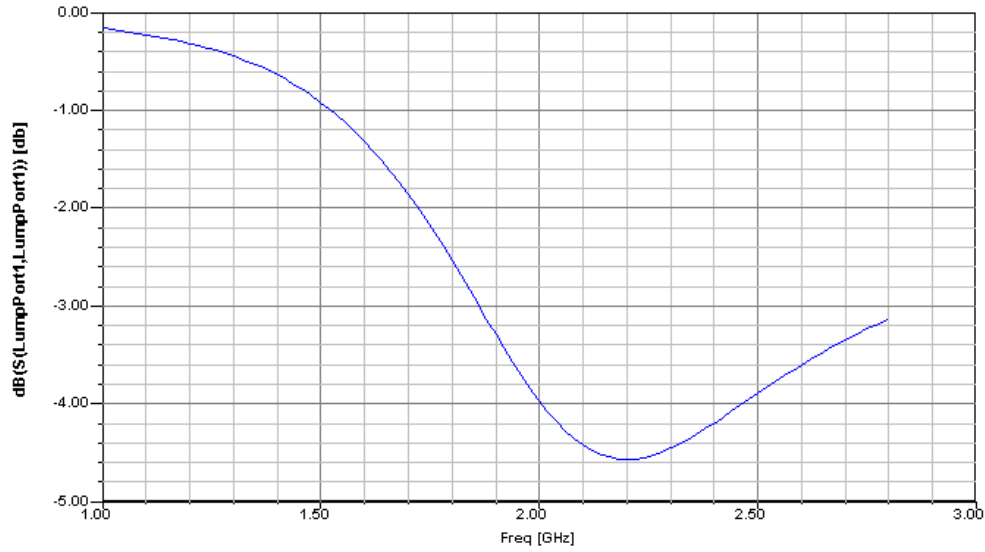
Dikkat edilirse, yamuk kuplaj yaması için şimdiye kadar istenen frekans bölgesinde istenen sonuçları verebilecek iki çözüme ulaşıldı. Bunlardan birisine W_{T2} ’nin değerinin düşürülmesi ile (yalnız burada Şekil 4.10’da belirlenen yüzeyden bir sapma söz konusudur) diğerine ise L_T ’nin değerinin düşürülmesi ile ulaşılmıştır. Bu iki çözümden hangisinin sinyal yaması ile de birleştirilince istenen sonuçları vereceği yine yapılacak simülasyonlar ile belirlenecektir. Elbette her ikisi birden istenen çözüme giden farklı yollar olarak ortaya çıkabilirler. Bu noktada literatürün öngördüğü deneysel yollarla belirlenmiş denklemlerin doğru olmakla birlikte, bütün çözümleri kapsayamayabileceği sonucuna ulaşılmış olacaktır. Fakat, böyle bir sonuca ulaşılsa bile, bu tez çerçevesinde, gözlenen bu yeni olayın mekanizması incelenmeyecek, istenilen frekans bölgesinde çalışabilecek bir çözümün belirlenmiş olması ile yetinilerek, hedeflenen antenin tasarımına devam edilecektir. Elbette bu soru yanıtını sinyal yaması ve kuplaj yamasının birlikte incelenmesi ile bulacaktır.



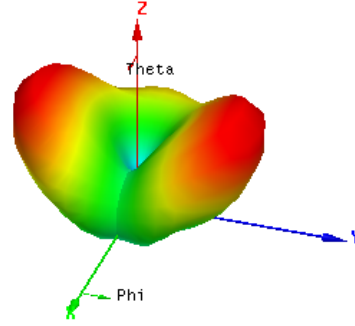
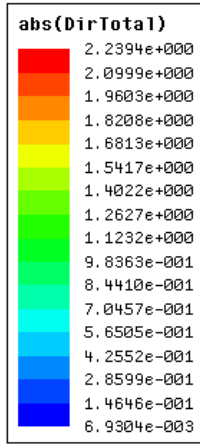
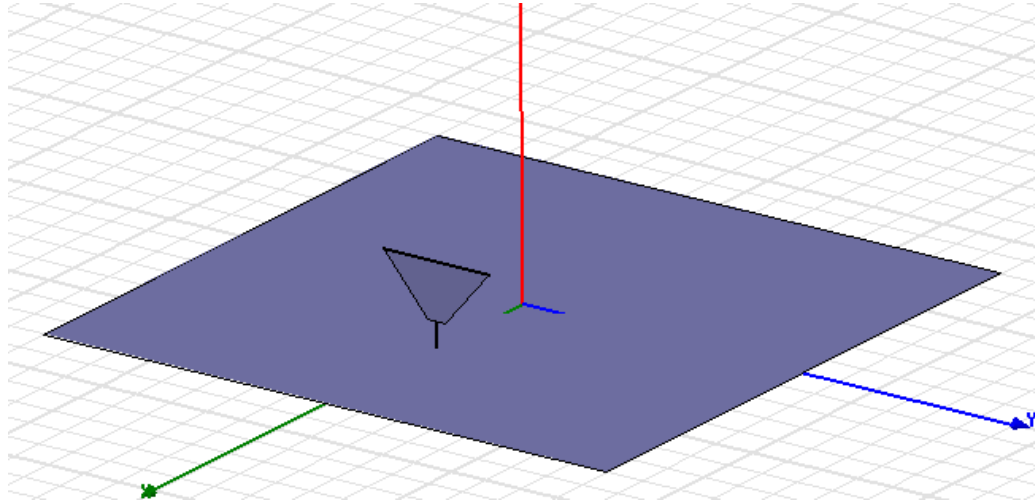
17 May 2009

Ansoft Corporation
XY Plot 1
HFSSDesign1

23:58:54



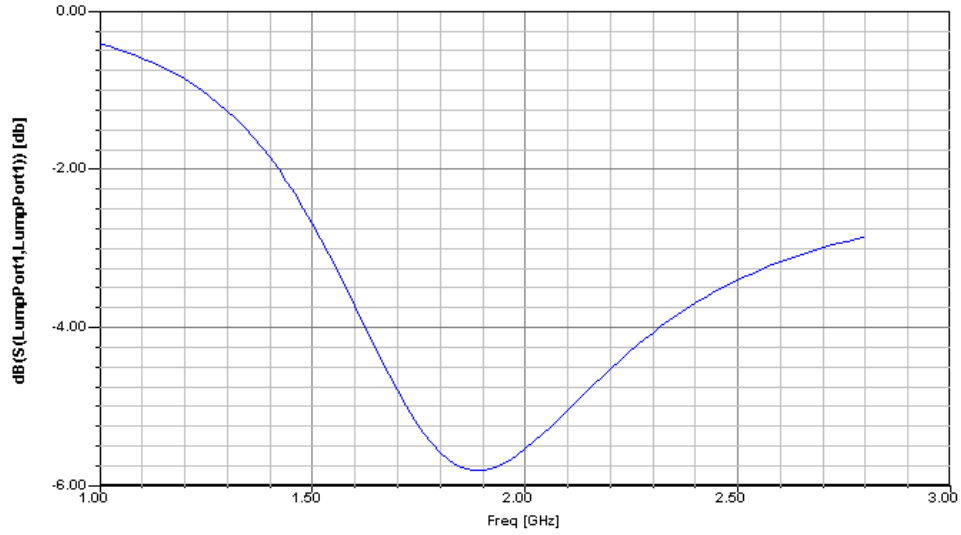
Şekil 4.13 : L_T 'nin değeri düştüğünde W_{T1} ve W_{T2} 'nin değerlerinin etkisi ile çalışma merkez frekansı yükselir.



8 May 2009

Ansoft Corporation
XY Plot 1
HFSSDesign1

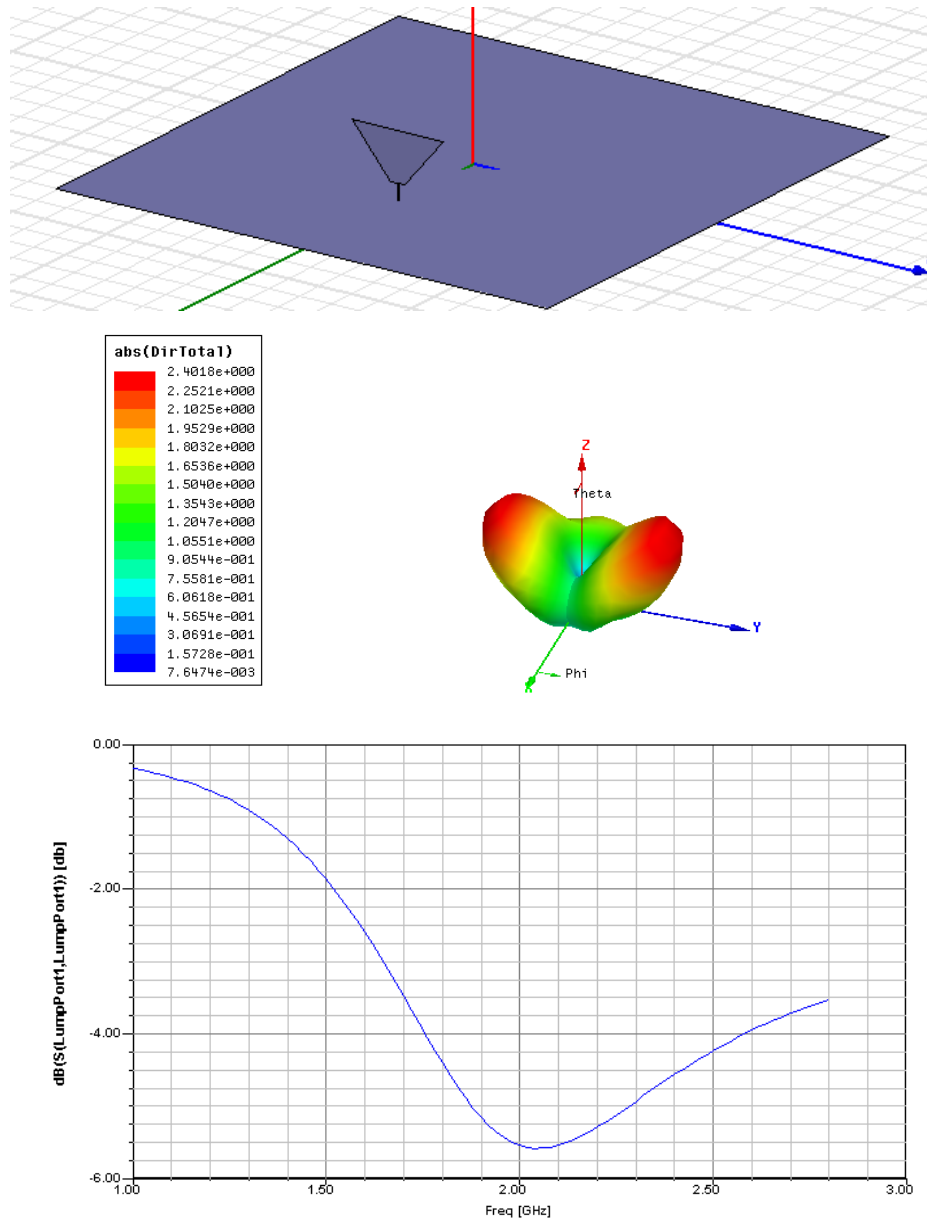
00:50:47



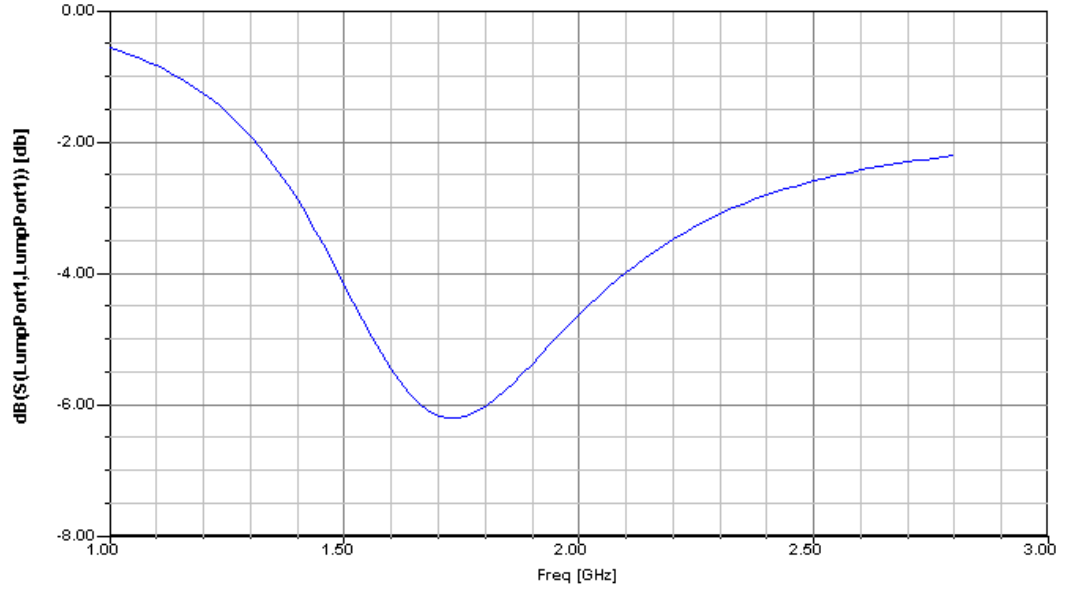
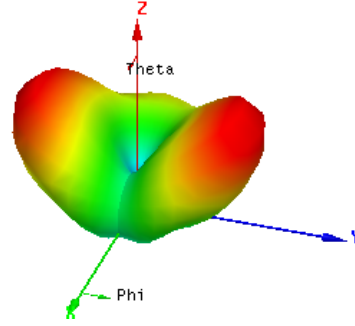
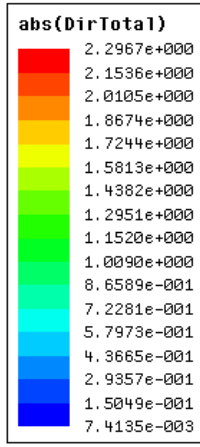
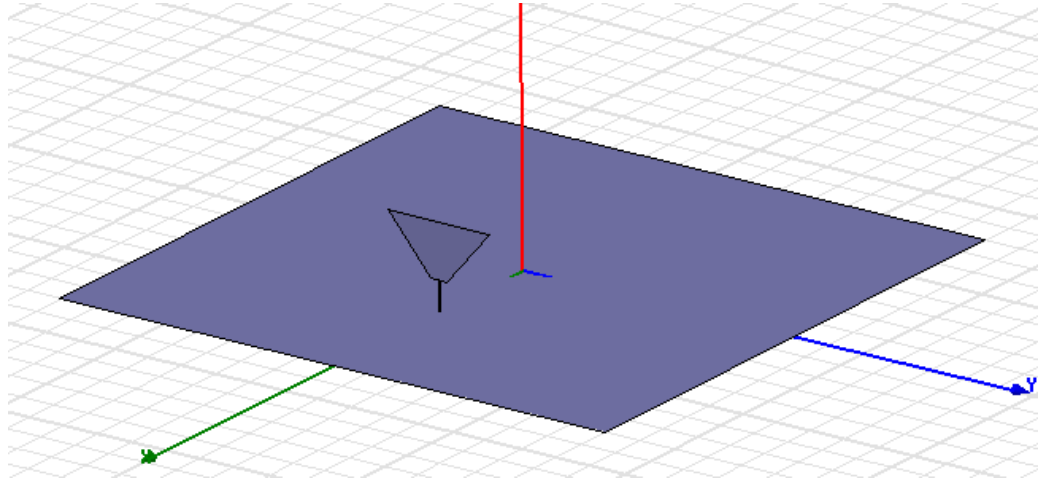
Şekil 4.14 : $L_T = 15$ mm , $W_{T1} = 5$ mm , $W_{T2} = 30$ mm için simülasyon sonuçları, merkez frekansı hedeflendiği üzere 1.9 GHz olarak gözlenmiştir.

4.3 Antenin Beslenmesi

Kuplaj yamasının kendi biçimi için iki adet potansiyel çözüme sahip olduğuna göre, bu yamanın antendeki konumu ile ilgili araştırmalara başlanabilir. Söz konusu konum ile ilgili olarak ilk belirlenmesi gereken, bu yamanın alt ucunun topraklama yamasına olan mesafesi (h_T), ikincisi ise topraklama yaması ile yapacağı açıdır (α_T). Şekil 4.15 , yamanın toprağa olan mesafesi $h_T = 5$ mm, Şekil 4.16 ise $h_T = 8$ mm alınarak gerçekleştirilen simülasyonu göstermektedir.

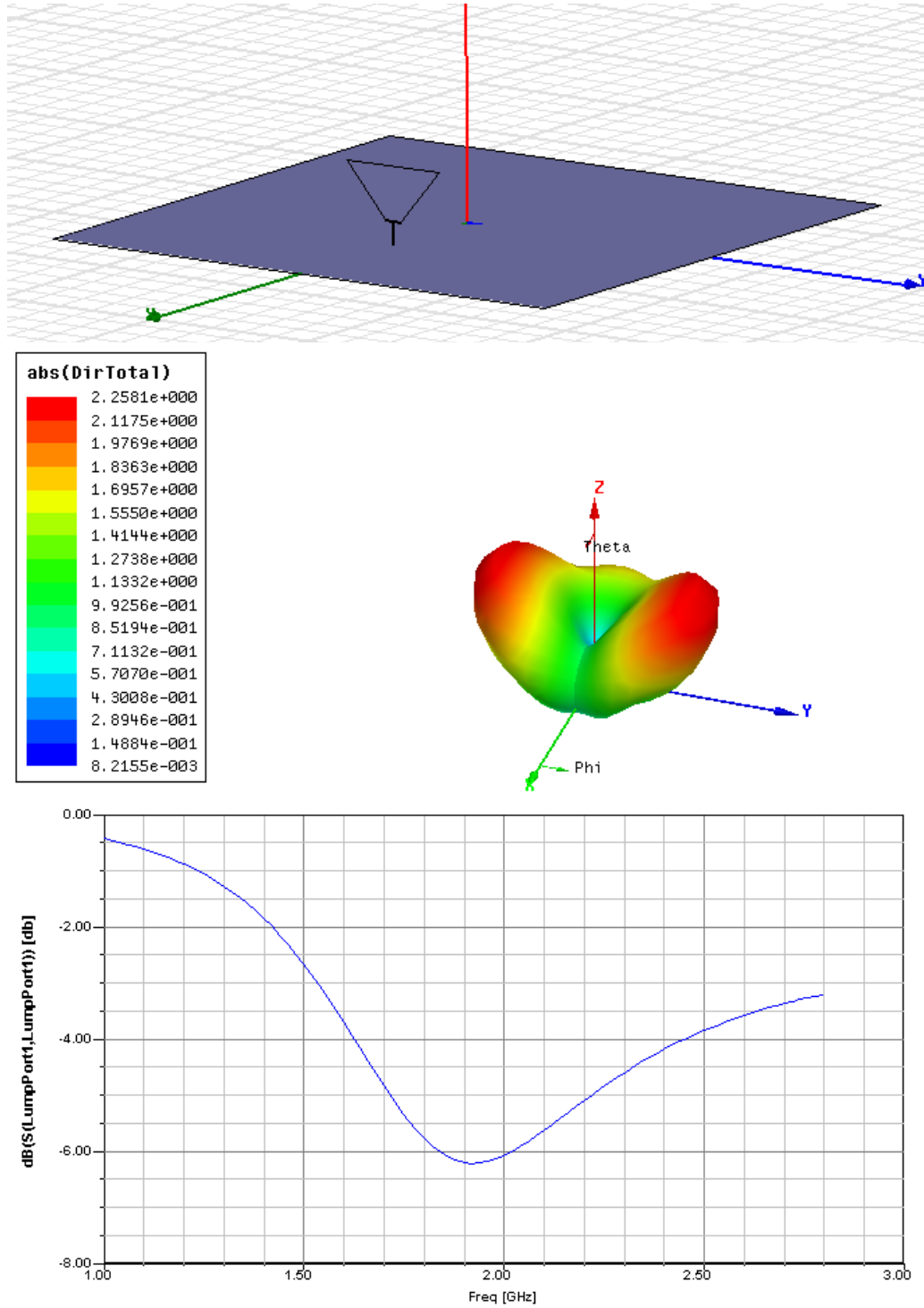


Şekil 4.15 : $h_T = 5$ mm Şekil 4.14'teki simülasyonun tekrarlanmış hali, çalışma frekansında bir artış söz konusu.



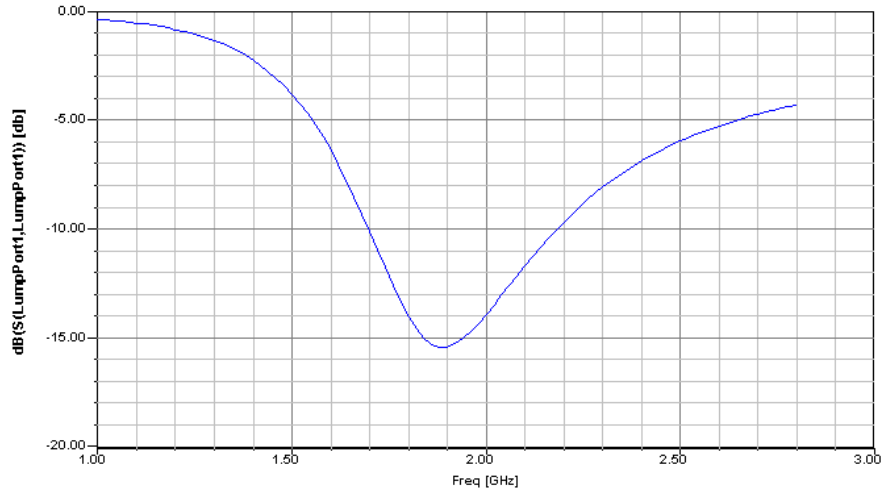
Şekil 4.16: $h_T = 8$ mm ile Şekil 4.15'te görülen simülasyonun tekrarlanmış hali, açıkça görülmektedir ki h_T arttıkça çalışma frekansı düşmektedir.

Buna göre en iyi geri dönüş kaybını verecek olan yükseklik 6.5 mm olarak hesaplanmıştır. Şekil 4.17 $h_T = 6.5$ mm olduğundaki simülasyon sonuçlarını göstermektedir.

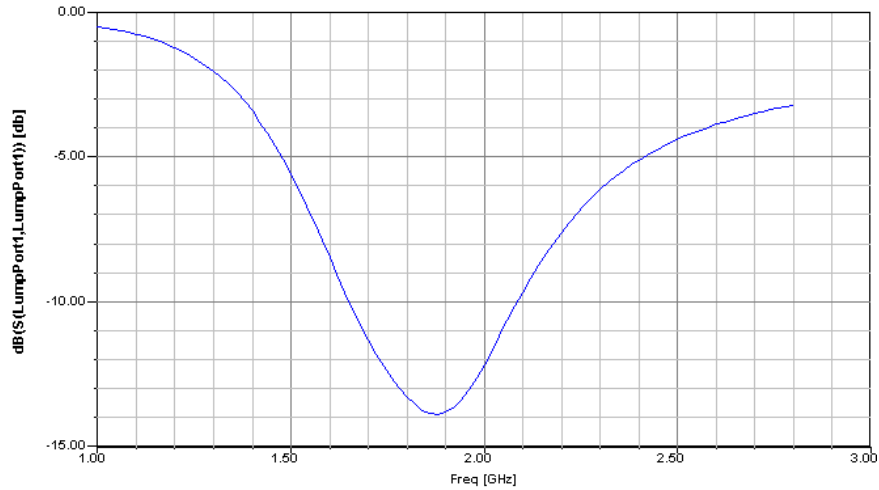


Şekil 4.17 : $h_T = 6.5$ mm için Şekil 4.16'daki simülasyonun tekrarlanmış hali, merkez frekansı hedeflendiği üzere 1.9 GHz' te.

Dikkat edilirse söz konusu yamuk için hesaplar, sanki yamuk, topraklama yamasına dik duracakmış ve sinyal yamasıyla etkileşmeyecekmiş gibi yapılmıştır. Bu yamuğun, yakınlık kuplajı amacıyla kullanılırken, topraklama yamasına kaç derecelik bir açıyla durması gerektiği ve topraklama yamasına olan mesafesi esasında sinyal yaması ile birlikte belirlenmelidir. Zira sinyal yaması ve kuplaj yaması arasındaki etkileşim, bu büyüklüklerdeki değişikliklerin oluşturacağı sonuçlar üzerinde etkili olacaktır. Sinyal yaması mevcut değilken tespit edilen $h_T = 6.5$ mm , sinyal yaması ($L_P = 60$ mm, $W_P = 53$ mm ve $h_P = 21.7$ mm) da yapıya eklenince 5 mm olarak tekrar belirlenmiştir, Şekil 4.18 bu durumu göstermektedir.



(a)

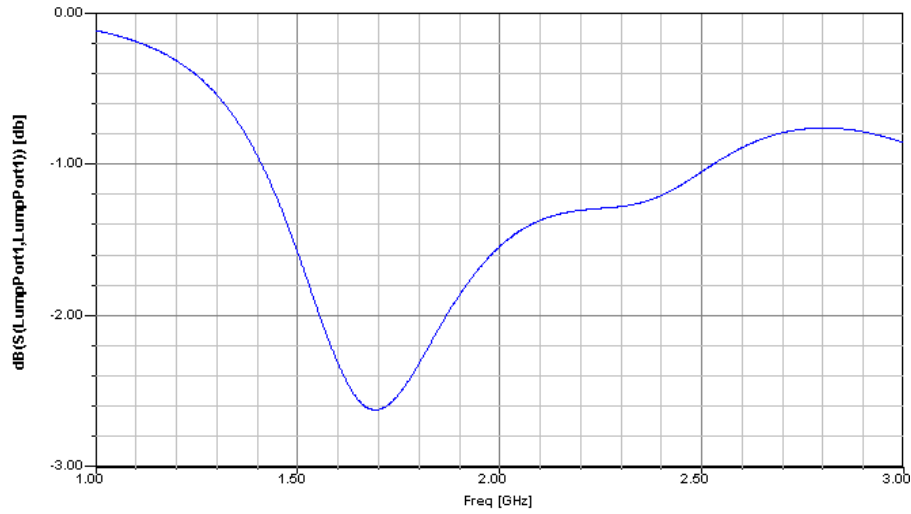


(b)

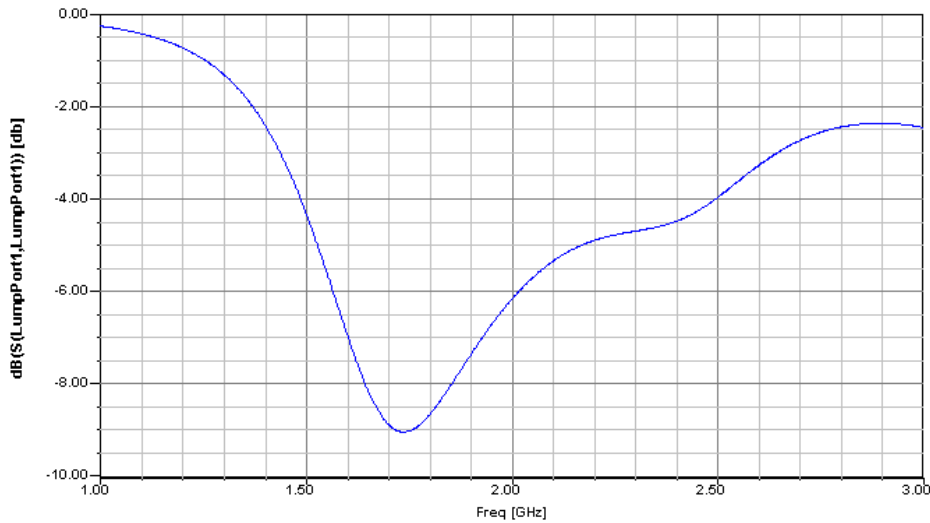
Şekil 4.18 : Sinyal yaması mevcut iken $h_T = 5$ mm (a) ve $h_T = 6.5$ mm (b) için geri dönüş kaybının frekansa göre değişimi.

Şekil 4.18.a'da görülen geri dönüş kaybı grafiği hedeflenen frekans bölgesine oldukça yaklaştığını göstermektedir. Zira burada ışınım bandı 1.7 GHz ile 2.2 GHz arasında yer almaktadır. Eğer bu bandın alt sınırı 100 MHz daha aşağı indirilebilirse hedefe ulaşılmış olacaktır.

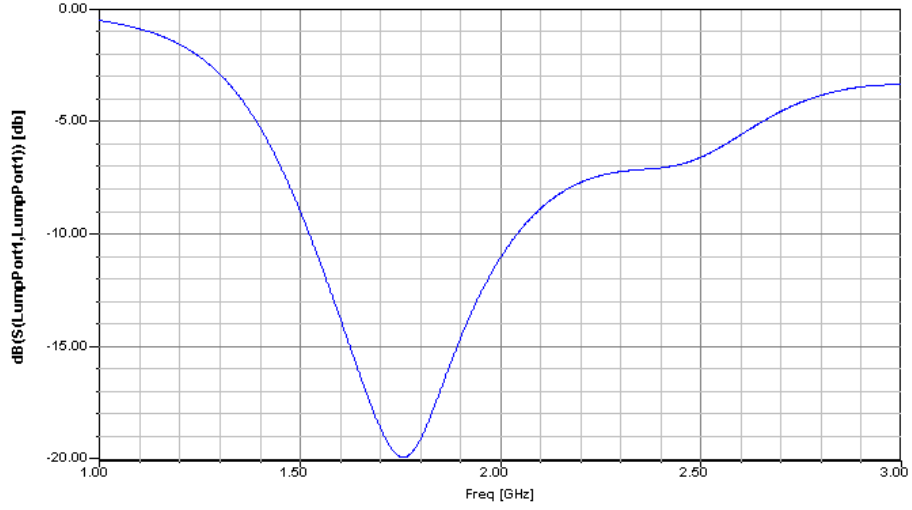
Etkileri incelenecek bir sonraki büyüklük, kuplaj yamasının toprak düzlemi ile yaptığı açıdır. Şu ana kadar gerçekleştirilen simülasyonlarda, bu değer hep 90 derece alınarak işlem yapılmıştır. Oysa, kuplaj yamasının toprak yamasına dik durması bir mecburiyet değildir. Bu yüzden, söz konusu yama değişik açılarda eğilerek simülasyonlar gerçekleştirilmiş, en iyi geri dönüş kaybı 90 derecede alınıyor ise bile, bu gözlenmek istenmiştir. Şekil 4.19 değişik açılar için gerçekleştirilen simülasyonlardan elde edilen geri dönüş kayıplarını göstermektedir.



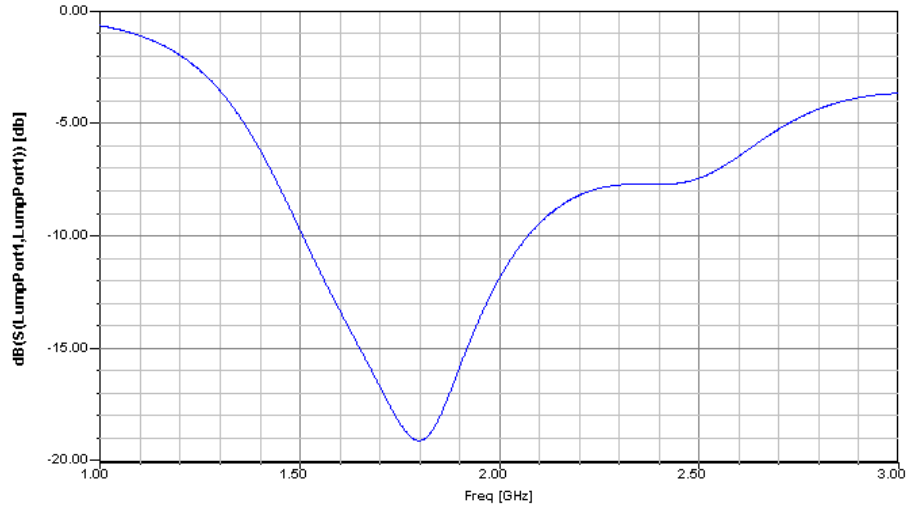
(a)



(b)



(c)

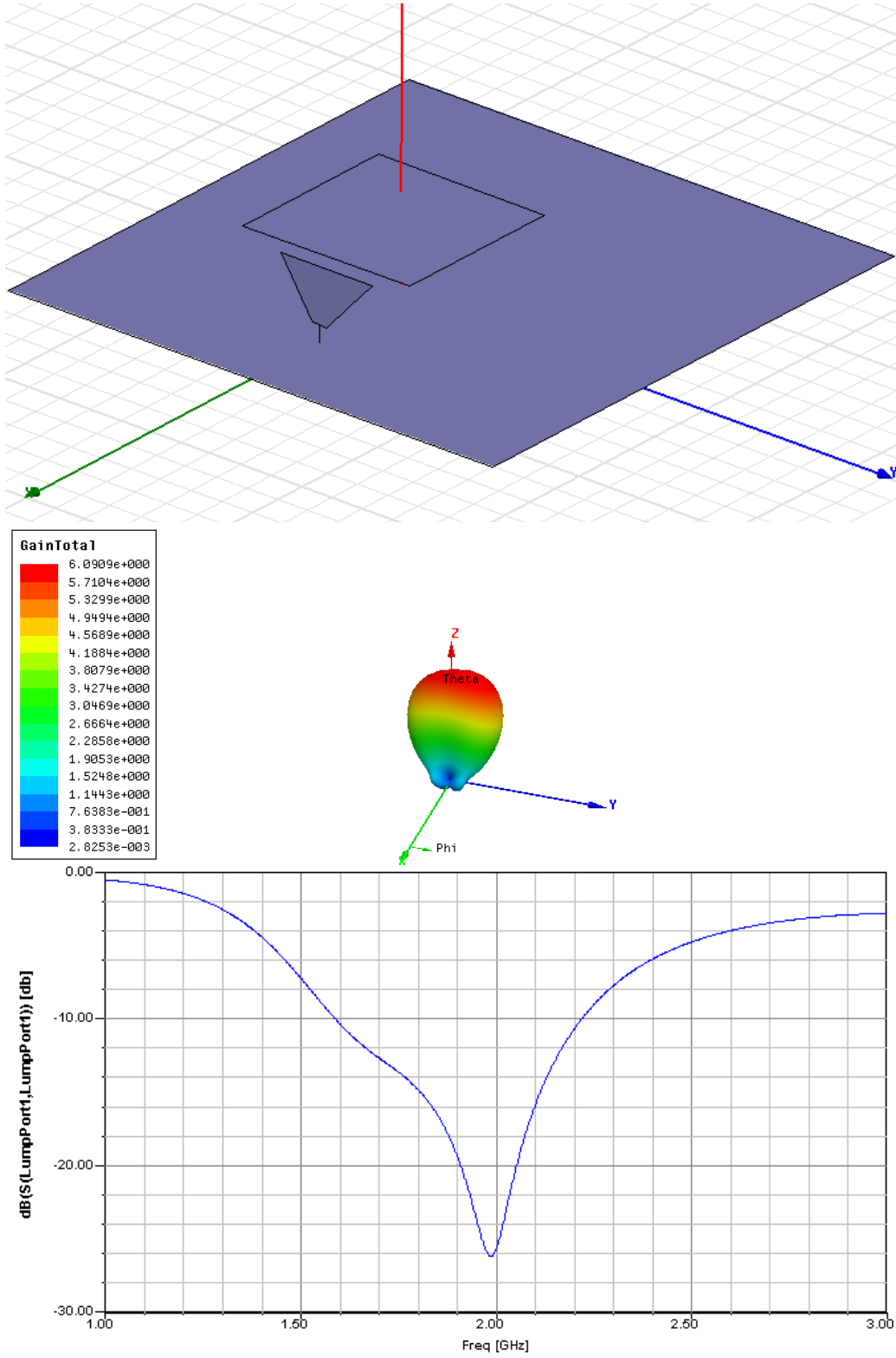


(d)

Şekil 4.19 : α_T 'nin muhtelif değerleri için geri dönüş kayıplarının frekansa göre

değişimi. Sırasıyla $\alpha_T = 8^\circ$ $\alpha_T = 28^\circ$ $\alpha_T = 68^\circ$ $\alpha_T = 88^\circ$ alınmıştır.

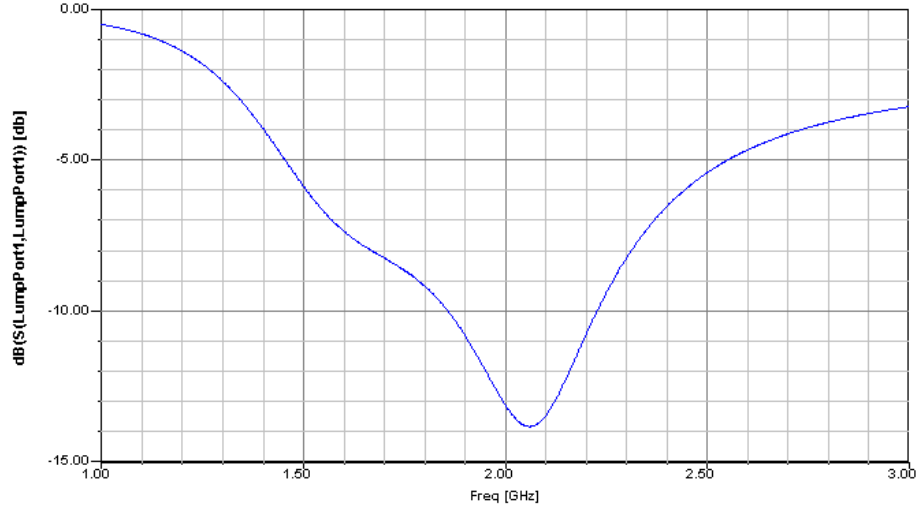
Yapılan simülasyonlar göstermiştir ki en iyi geri dönüş kaybı $\alpha_T = 78$ derece iken elde edilmiştir. Şekil 4.20 $\alpha_T = 78$ derece iken geri dönüş kaybının durumunu göstermektedir.



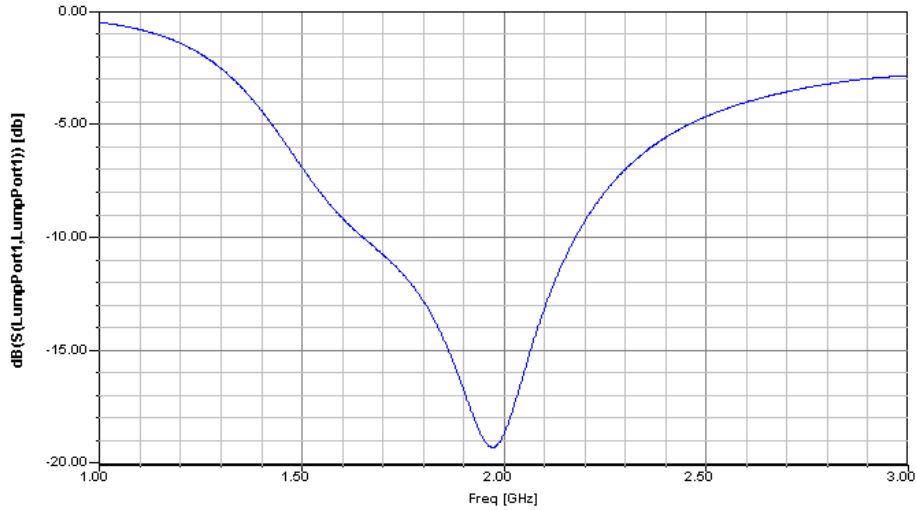
Şekil 4.20 : $\alpha_T = 78$ derece iken gerçekleştirilen simülasyon. Dikkat edilirse ışınım bandının tam hedeflenen band olduğu görülebilir.

Şekil 4.20'den de görülebildiği üzere alt ışınma sınırı 1.6 GHz, üst ışınma sınırı ise 2.2 GHz olarak elde edilmiştir. Bu noktadan itibaren, beslemenin yapıldığı noktanın toprak düzleminin başlangıcına olan mesafesi (L_F) ile kuplaj yamasının sinyal yamasına yatayda olan mesafesinin (d_{PT}) etkileri incelenecek ve daha son olarak antenin sinyal yaması ile ilgili çeşitli modifikasyonlar ve bunların ışınma paterni üzerindeki etkileri tartışılacaktır.

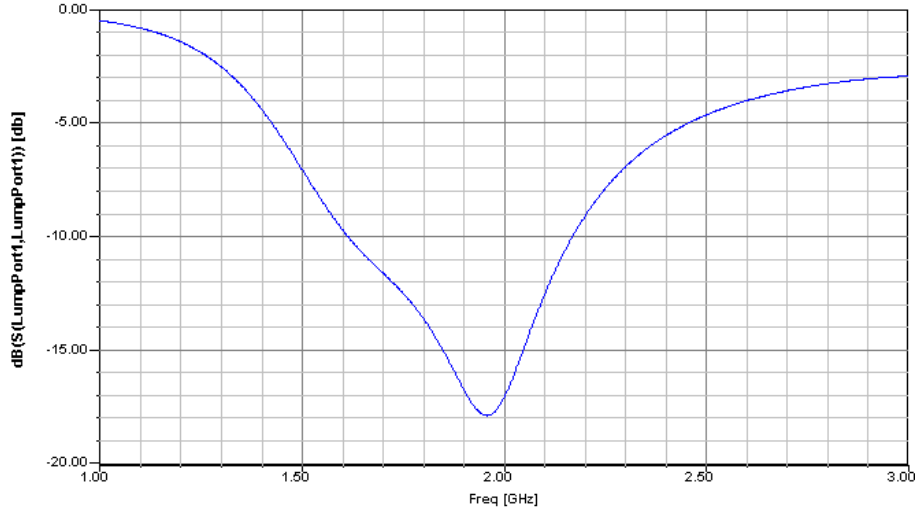
Şekil 4.21, L_F 'nin farklı değerleri için geri dönüş kaybının alacağı hali göstermektedir. Buna göre besleme, topraklama düzleminin kenarlarından yapıldığında verim düşmekte, öte yandan kenar harici noktalarda yükselmektedir. Yapılan simülasyonlar sonucu, en iyi geri dönüş kayıpları $L_F=15$ mm ile $L_F=40$ mm arasında gözlenmektedir. Bu yüzden, besleme noktasının topraklama düzlemine olan mesafesi için bu aralığın orta noktası olan 27.5 mm değeri seçilmiştir.



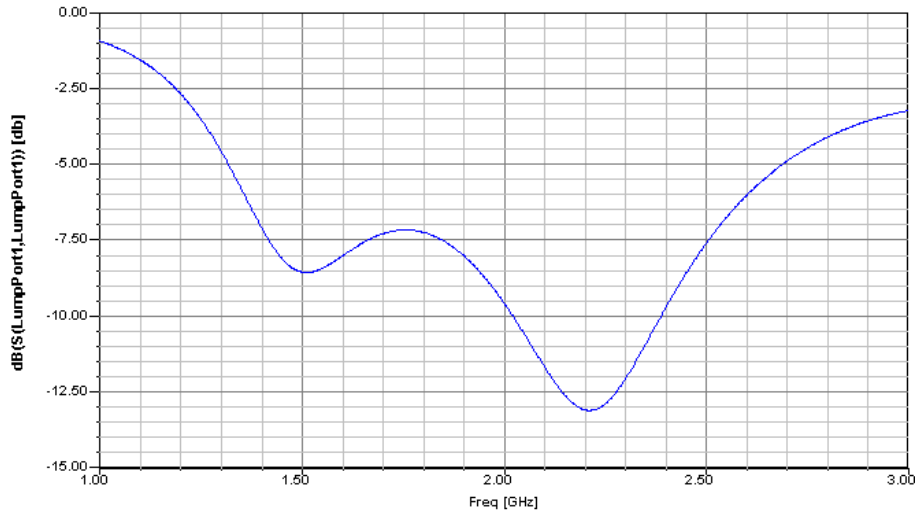
(a)



(b)



(c)

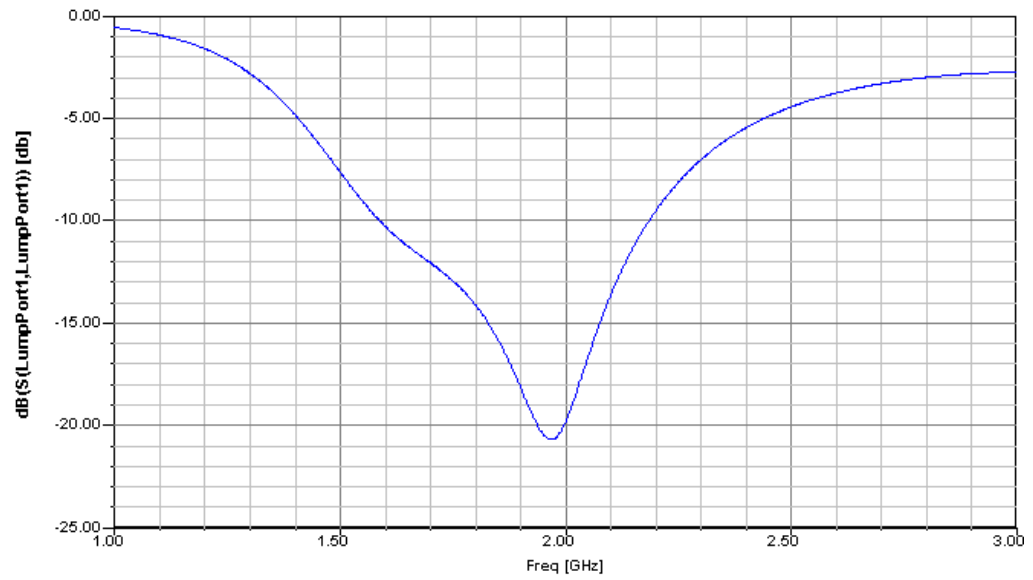
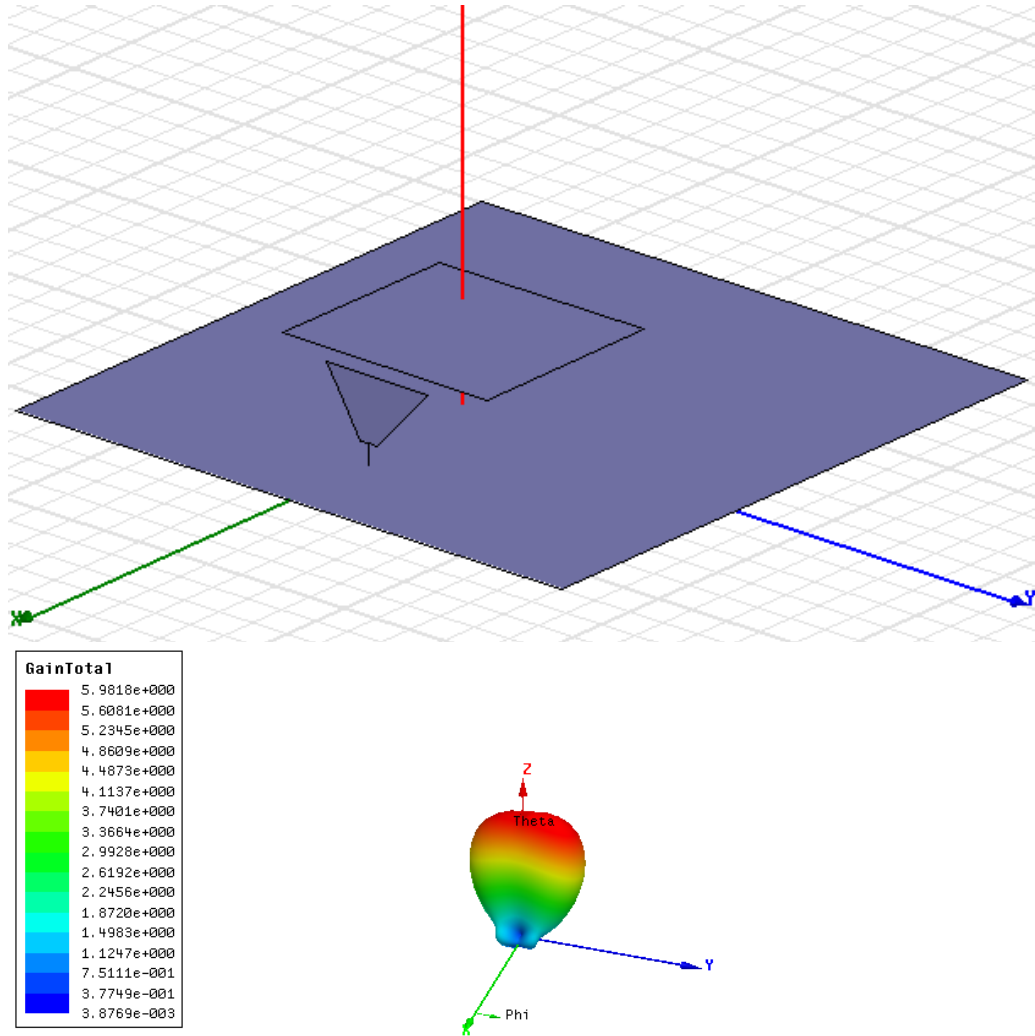


(d)

Şekil 4.21 : Beslemenin yapıldığı noktanın, topraklama düzlemi üzerindeki

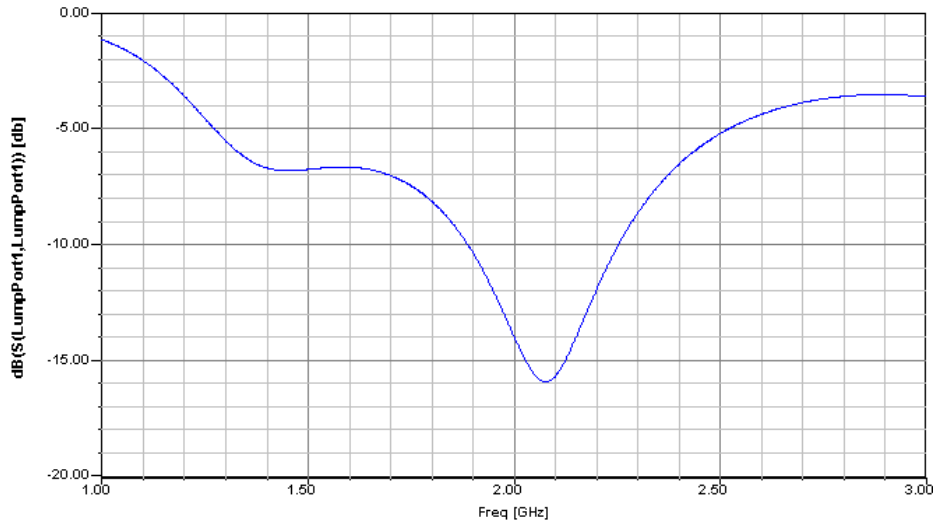
konumunun geri dönüş kaybı üzerindeki etkisi. L_F 'nin değeri sırasıyla 0 mm (a) , 50 mm (b) , 80 mm (c) ve 100 mm (d) alınmıştır.

Şekil 4.22, L_F 'nin değerinin 27.5 mm olarak alındığı durumda ortaya çıkan simülasyon sonuçlarını göstermektedir. Buna göre ışıma frekans bandı tam da istendiği gibi 1.6 ile 2.2 GHz arasında gözlenmektedir. Ayrıca ışıma paternine bakılırsa istendiği gibi, sinyal yamasına dik olacak doğrultuda, sinyal yamasından dışarı doğru oluşacağı görülebilir. Şimdi sıra sinyal yamasının, kuplaj yamasına yatayda olan mesafesinin (d_{PT}) etkisinin incelenmesine gelmiştir.

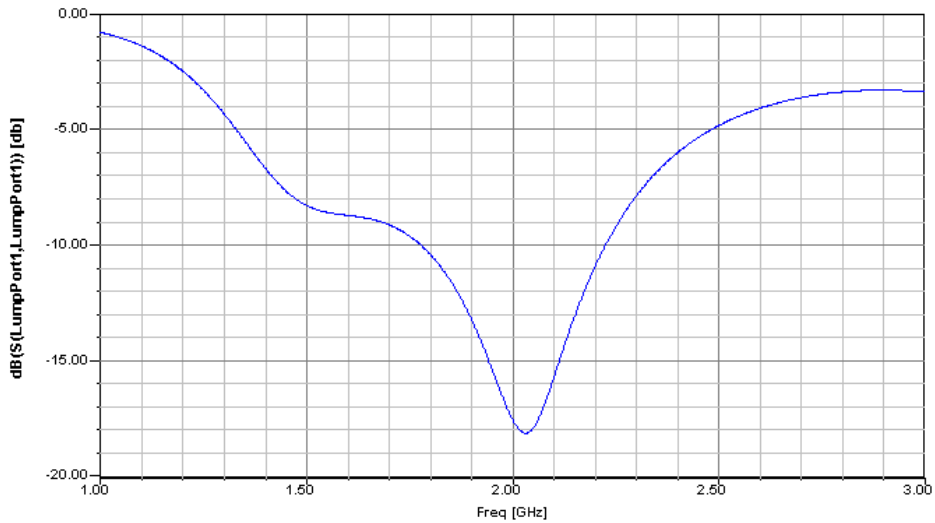


Şekil 4.22 : L_F 'nin değeri için belirlenen 27.5 mm için simülasyon sonuçları.

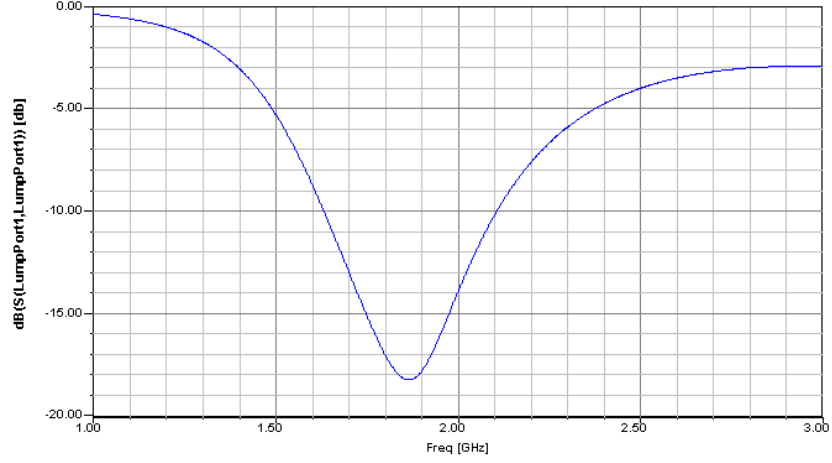
Sinyal yaması ile kuplaj yamasının arasındaki mesafenin toprak düzlemindeki izdüşümünün ışına bandına ve paternine olan etkileri incelenirken yine HFSS yardımı ile gerçekleştirilen simülasyonların sonuçlarından yola çıkılarak elde edilen sonuçlardan faydalanılmıştır. Bu simülasyonlara göre d_{PT} belli bir değerden uzaklaştıkça ışına kalitesi düşmektedir. Bunun yanında sinyal yaması ve kuplaj yaması arasındaki mesafe düştükçe frekans bandı daralırken, merkez frekansı artmakta ; bu mesafe arttıkça da merkez frekansı düşerken, band genişliği önce artmakta sonra tekrar azalmaya başlamaktadır. Söz konusu anten için ışınımın en verimli olduğu d_{PT} değeri 5 mm olarak tespit edilmiştir. Şekil 4.23, d_{PT} 'nin farklı değerleri için gerçekleştirilmiş simülasyonlar sonucunda elde edilmiş geri dönüş kayıplarını göstermektedir.



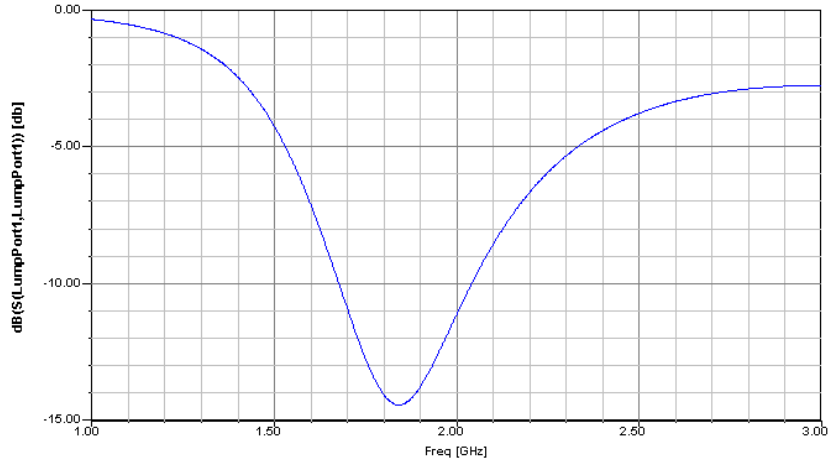
(a)



(b)

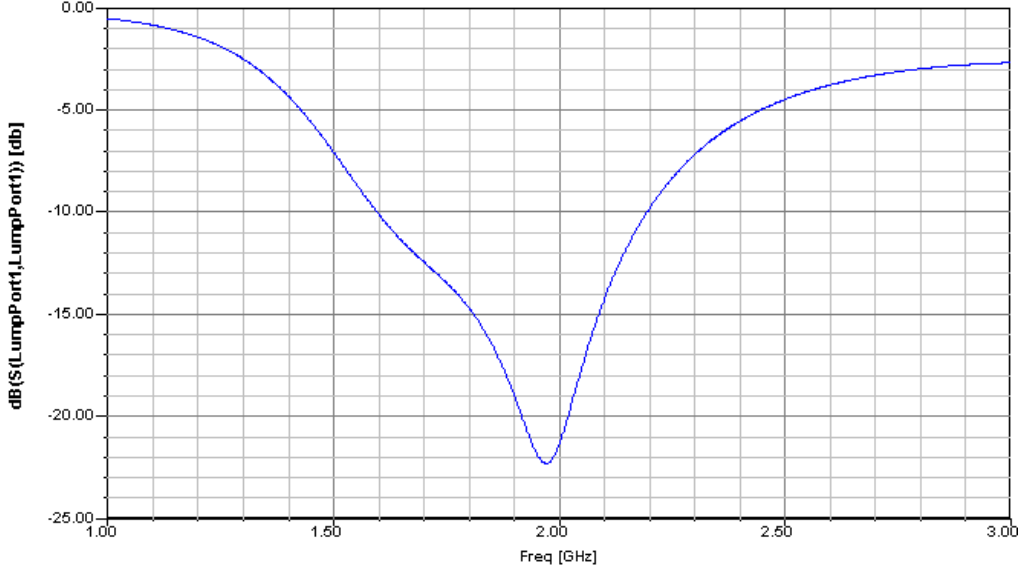


(c)



(d)

Şekil 4.23 : d_{PT} 'nin farklı değerleri için elde edilen geri dönüş kayıpları. d_{PT} sırasıyla 0 mm (a) , 3 mm (b) , 7 mm (c) ve 10 mm (d) alınmıştır. Şekil 4.24 , d_{PT} 5 mm alındığında geri dönüş kaybının alacağı hali göstermektedir. Buna göre ışınım bandı yine 1.6 ile 2.2 GHz arasında yer almaktadır. Dikkat edilirse, geri dönüş kaybının en düşük değeri -22 dB civarına tekabül etmektedir. Bu esasen istenen kriterleri sağlamaktadır. Sinyal yaması için önceden belirlenen ölçülerin doğruluğu simülasyonlar sırasında ortaya çıkmıştır, bu noktada WP'nin ortalaması sabit kalmak koşulu ile sinyal yamasının dışbükey olacak şekilde eğrileştirilmesinin etkileri incelenmiştir. Son olarak sinyal yaması ile ilgili gerçekleştirilen bu simülasyonlara değinilecektir.



Şekil 4.24 : d_{PT} 'nin değeri 5 mm iken geri dönüş kaybının frekansla değişimi.

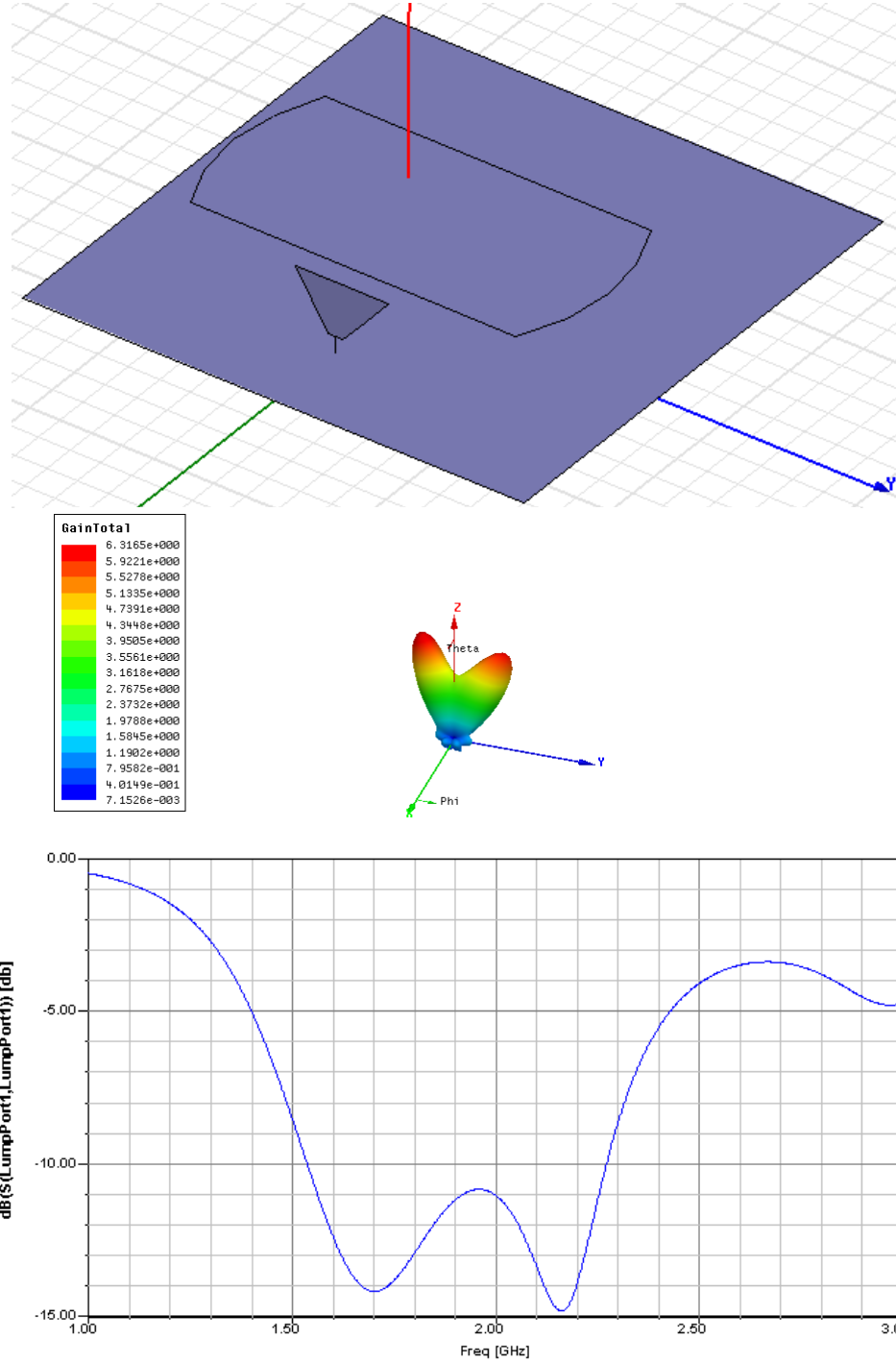
4.4 Sinyal Yamasının Modifikasyonu

Sinyal yamasının modifikasyonu fikri, yapılan çalışmalar sırasında görece yüksek W_P değerleriyle gerçekleştirilen simülasyonlarda iki ana loblu ışınma paternlerinin gözlenmeye başlanması sonucunda ortaya çıkmıştır. Bu iki ana loba tek bir loba toparlayabilmek için gerçekleştirilen simülasyonlarda yöntem olarak, yarıçapı R_P olan bir dairenin, üst ve altlardan merkeze göre simetrik olacak, ayrıca boyu L_P kadar kalacak şekilde kesilmesi denenmiştir, daha sonra başlı başına bu modifikasyonun da incelenmesine karar verilmiştir. Buna göre R_P 'nin değişik değerlerinin çözüme olan etkisi incelenmiştir.

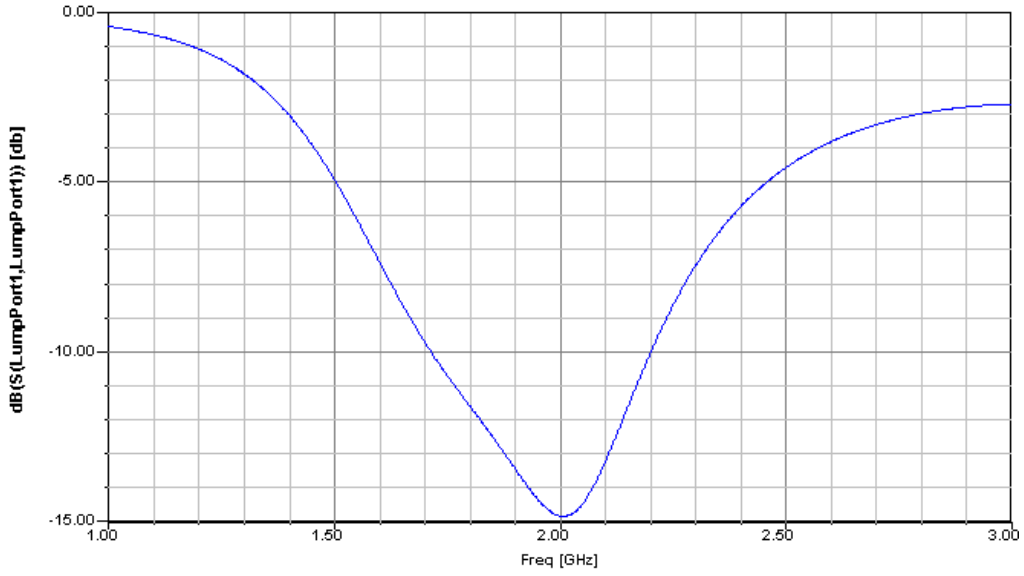
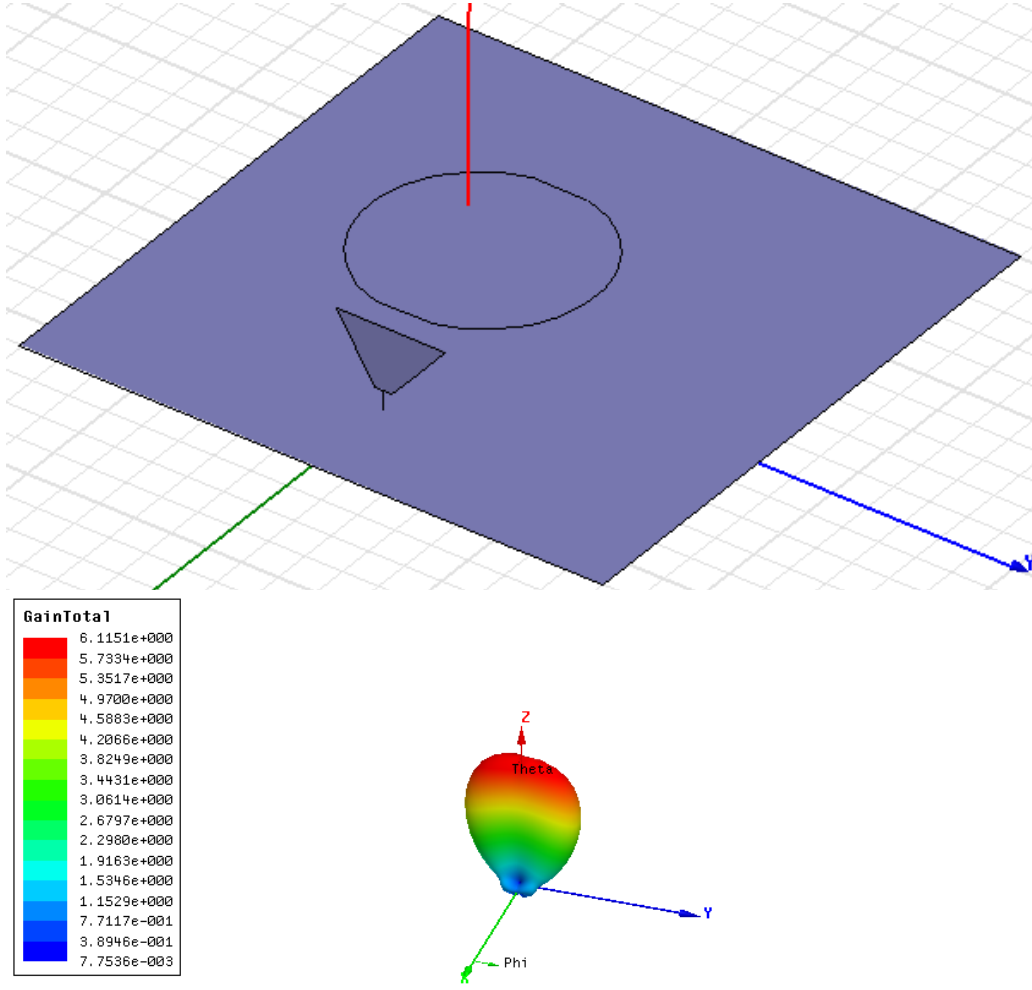
Yapılan incelemeler göstermiştir ki R_P 'nin yüksek değerleri için band genişliği yükselirken, ışınma paterninde iki loblu bir yapı ortaya çıkmıştır. Öte yandan bu değer düşürüldüğünde belli bir değerden sonra, band genişliği istenen sınırların altına inmiş, fakat ışınma paterni de tek loba düşmüştür. Bu noktada optimum bir değer belirlemek için yapılan simülasyonlar sonucunda en iyi geri dönüş kaybı $R_P = 35$ mm iken elde edilmiştir. Ayrıca söz konusu simülasyonda geri dönüş kaybı -28 dB mertebesinde gözlenmiştir.

Buna göre, sinyal yamasında ortalama, dışbükey eğrisel bir yama genişliği profili ile çalışmak, geri dönüş kaybı açısından ışınma kalitesini yükseltmekte, öte yandan, band genişliği ile antenin ışınma paterni arasındaki fonksiyonellik bakımından bulunan ters ilişki sebebi ile optimum R_P değeri bulunduğu, bu değer ile elde edilen sinyal

yaması genişliği profili ortalamasının daha önce belirlenen W_p değeri ile aynı olduğu görülmüştür. Bu sebepten ötürü, antenin sinyal yamasının bu şekilde gerçekleşmesine karar verilmiştir. Şekil 4.25 ile Şekil 4.26 optimumdan yüksek ve düşük birer R_p değeri için elde edilen simülasyon sonuçlarını göstermektedir.

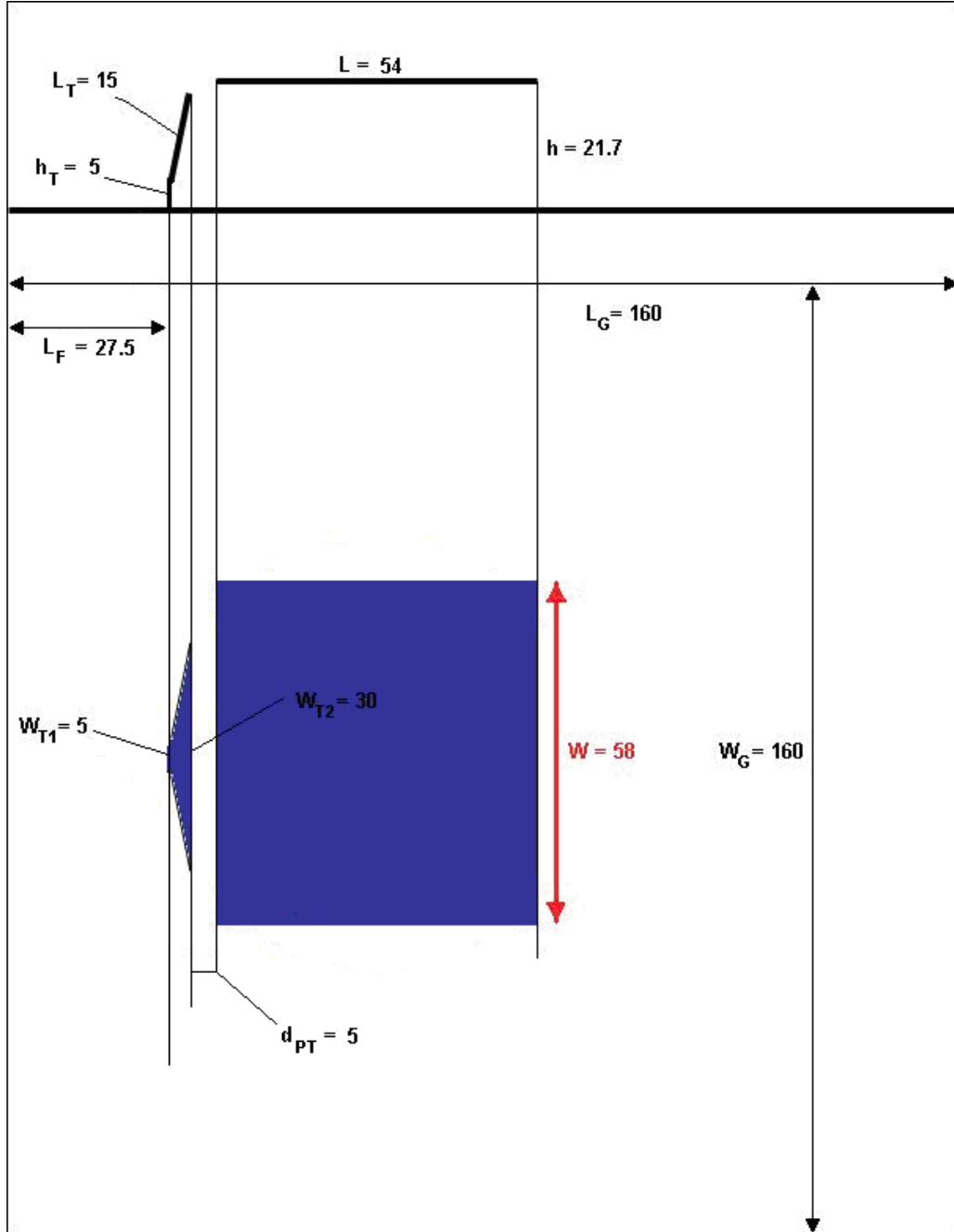


Şekil 4.25 : R_p değeri 60 mm iken elde edilmiş bir simülasyon, band genişliğinin 750 MHz civarında olduğu görülmektedir.



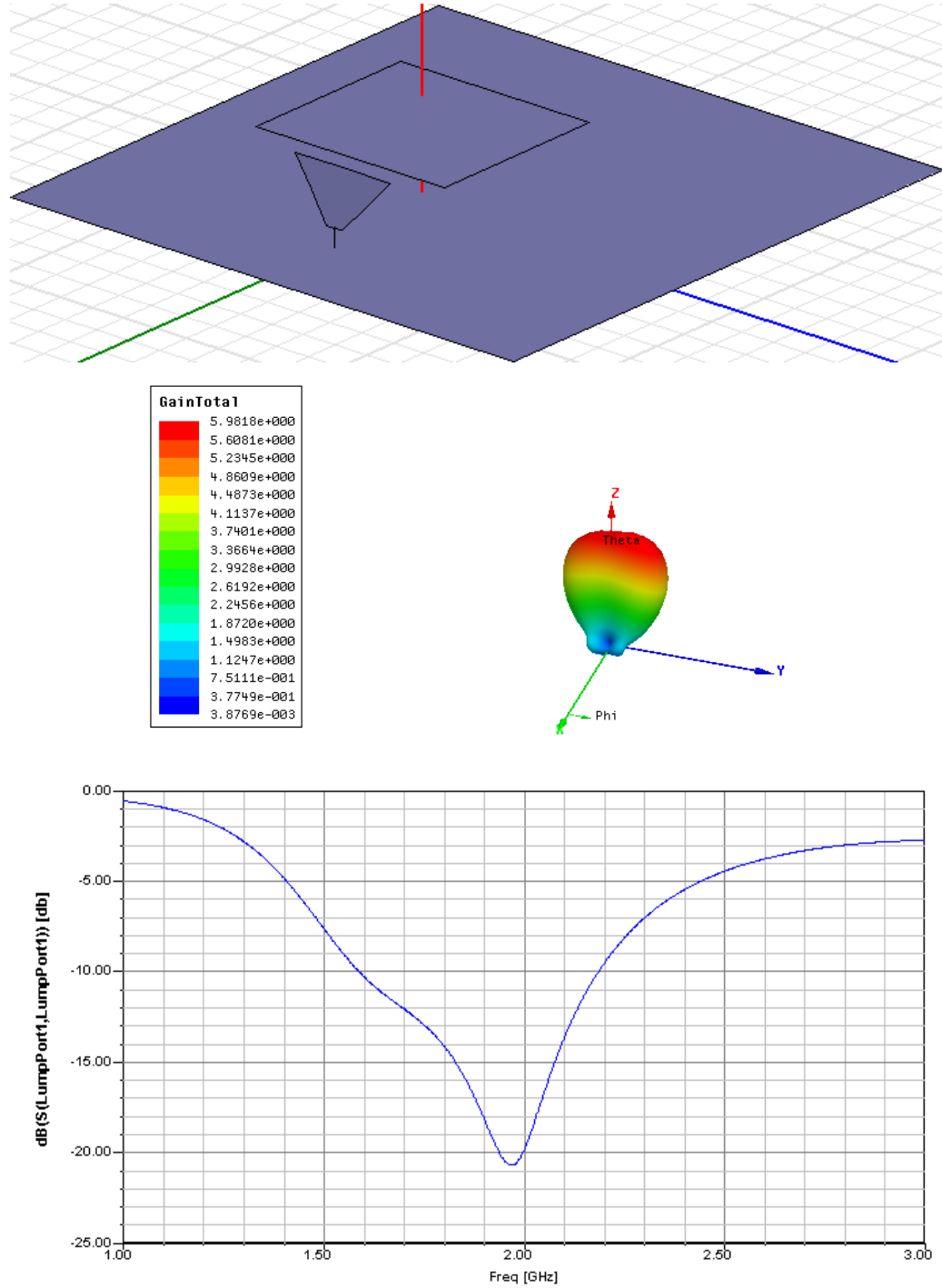
Şekil 426 : R_p 'nin değeri 30 mm alınca ortaya çıkan simülasyon sonuçları. Band genişliği hedeflenene göre daha dar kalmaktadır.

Değeri belirlenen tüm bu parametreler bir araya toparlanarak, ortaya çıkan antenler çizilip simüle edildiğinde istenen frekans bandında, hedeflenen özellikleri sağlayacak şekilde ışıyacağı gözlenmiştir. Zaten sonuçlar bölümünde sözkonusu antenin gerçekleşmesi ile elde edilen ölçümler verilecek ve varsa teorik sonuçlarla pratik sonuçlar arasındaki farklar tartışılacaktır. Nitekim pratikte de anten, istenen frekanslarda verimli bir şekilde çalışmaktadır.



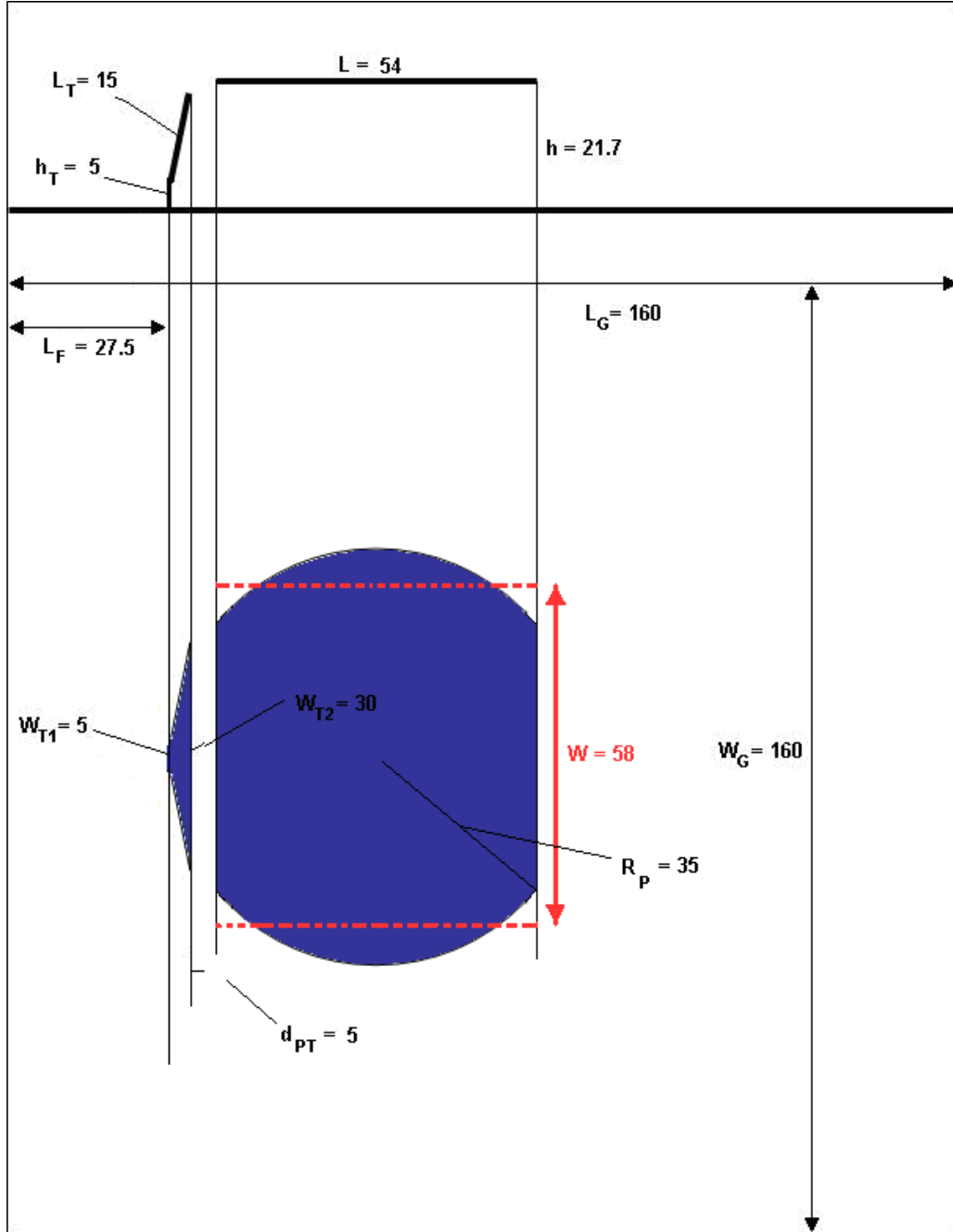
Şekil 4.27 : Sinyal yaması dikdörtgen iken antenin genel yapısı.

Şekil 4.29 , Şekil 4.28’de yapısı görünen antenin HFSS’te yapılan simülasyonunu, bu simülasyon sonucu ortaya çıkan ışınım paternini ve geri dönüş kaybını göstermektedir. Dikkat edilirse antenin ışınım paterni sinyal yamasının normali doğrultusundadır ve [1.6:2.2] MHz bandında antenin geri dönüş kaybı -10 dB’nin altında kalmaktadır, dolayısıyla anten istenen frekanslarda ışımlanmaktadır.

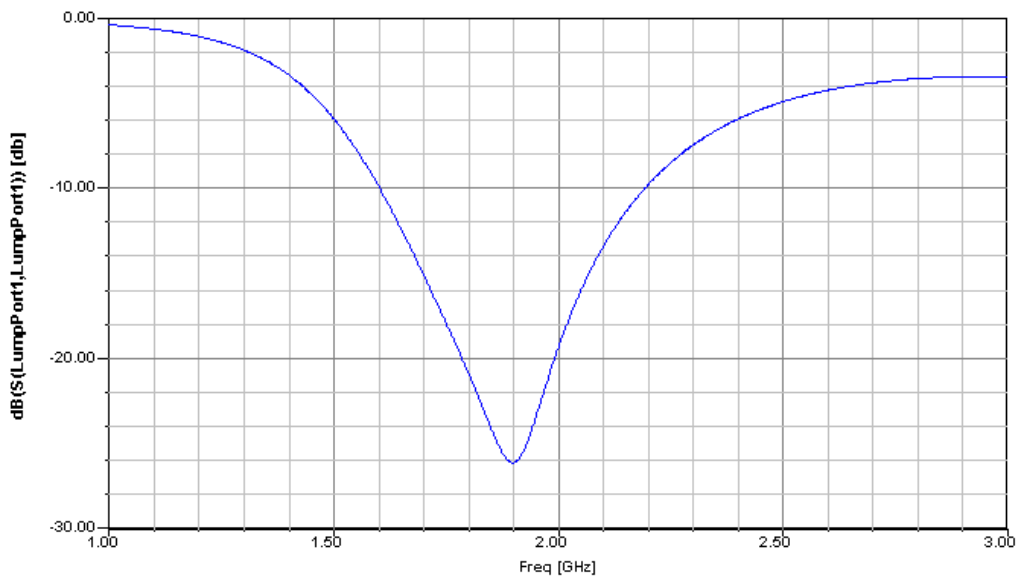
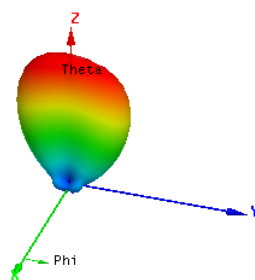
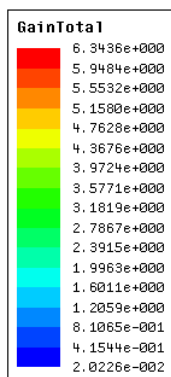
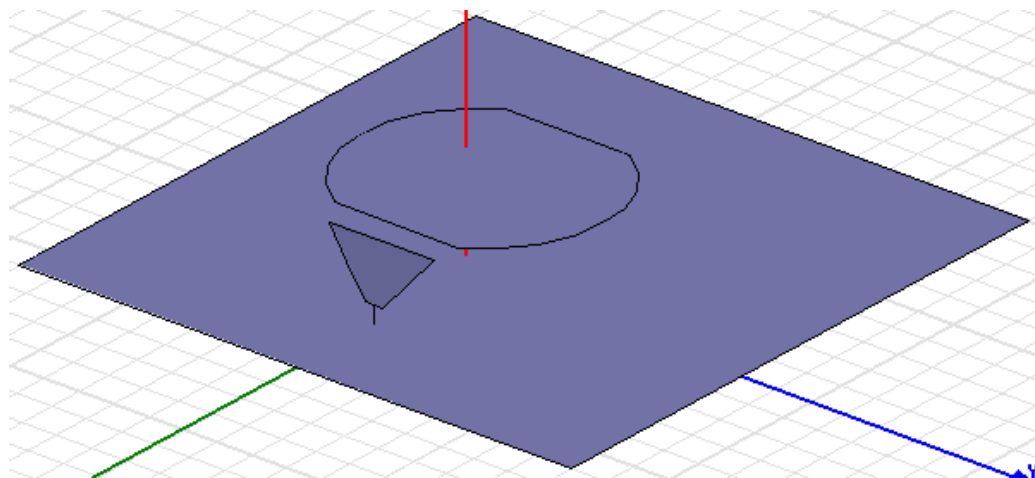


Şekil 4.28 : Dikdörtgen sinyal yamalı antenin HFSS’te simülasyonu.

Dikdörtgen sinyal yamalı antenden sonra, sinyal yaması üzerinde gerçekleştirilebilecek modifikasyonların getirebileceği avantajlardan hareketle, bir adet de dairesel sinyal yamalı antenin simülasyonu gerçekleştirilmiştir. Belirlenen R_p değeriyle oluşan yapı incelendiğinde, eğimli kenarların minimum ve maksimum değerlerinin ortalamasının yine W_p genişliğini verecek şekilde kaldığı gözlenmiştir. Şekil 4.29, söz konusu dairesel sinyal yamalı antenin genel yapısını ölçüleri ile birlikte göstermektedir.



Şekil 4.29 : Dairesel sinyal yamalı antende genel yapı.



Şekil 4.30 : Dairesel sinyal yamalı antenin HFSS simülasyonu.

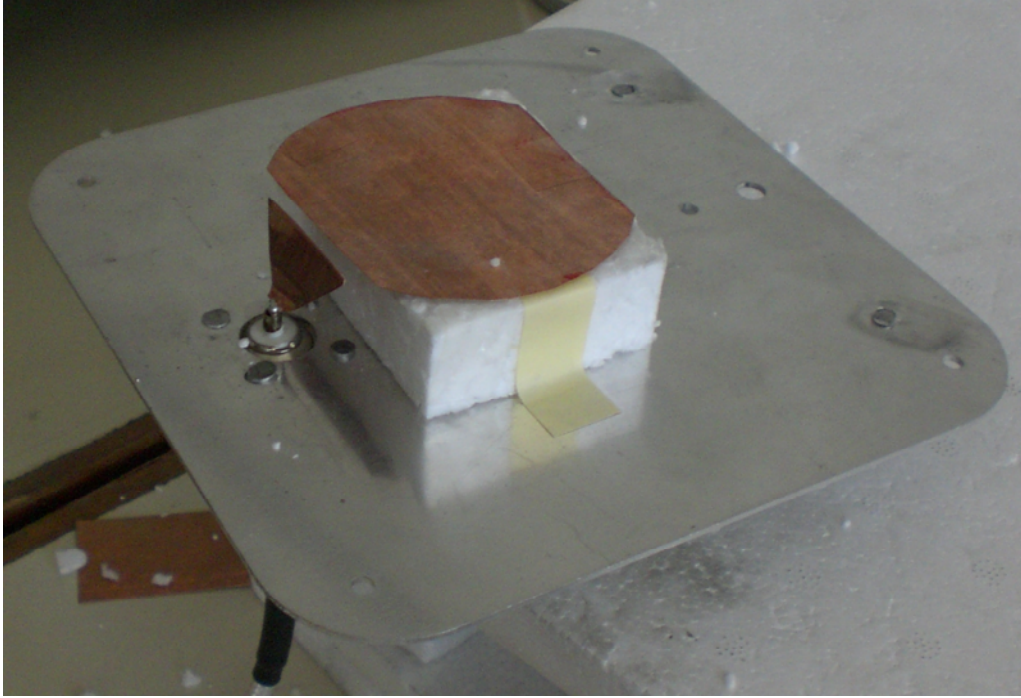
Şekil 4.30 , belirlenen tasarım ölçülerine uygun antenin HFSS simülasyonu sonuçlarını göstermektedir. Bu sonuçlara göre söz konusu antenin ışıma yaptığı frekanslar [1.6 : 2.2] GHz bandına tekabül etmekte olup, band genişliği 600 MHz olarak gözlenmektedir. Bu frekans aralığında, geri-dönüş kaybı -10 dB'nin altında kalmakta, antenin ana ışıma lobu da sinyal yamasının normali doğrultusunda gözlenmektedir. Ayrıca geri dönüş kaybı -28 dB'lere düşmekte, yani antene gelen enerjinin, dikdörtgen sinyal yamalı antene göre daha büyük bir kısmı elektromanyetik dalgaya dönüştürülerek, iletim ortamına aktarılmaktadır. Bu sebepten ötürü, tasarımın sonucu olarak dairesel sinyal yamalı antenin takdim edilmesine karar verilmiştir.

5. SONUÇ VE ÖNERİLER

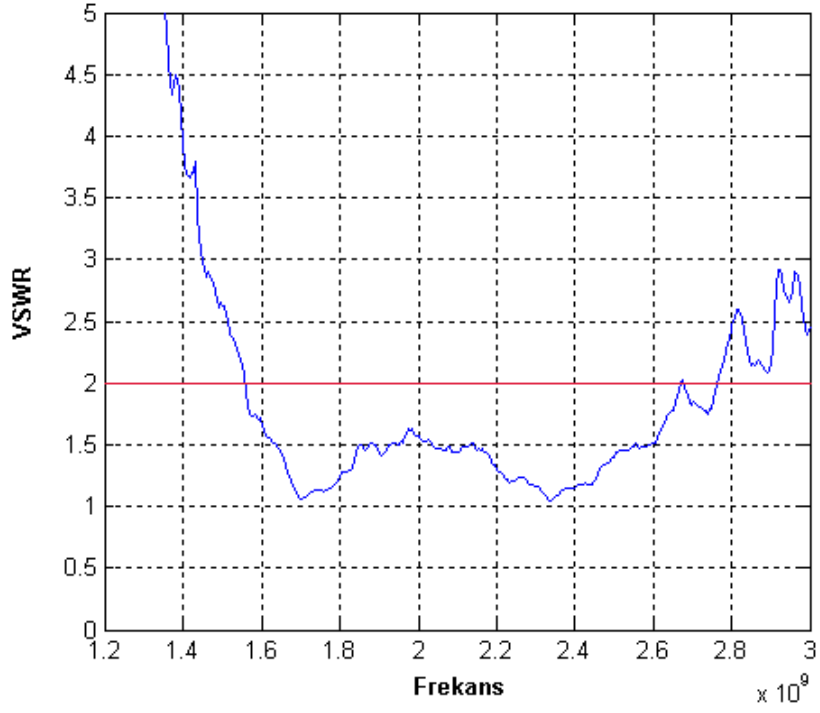
Araştırma çerçevesinde koaksiyel prob ile beslenen bir monopollü yamuk, yakınlık kuplajı aracılığı ile uyardığı sinyal yamasının, literatürde tavsiye edilen ölçüler kullanılarak, söz konusu mikroşerit antenin GSM ve UMTS'in frekans bandında çalışabilecek şekilde gerçekleştirildiği belirlenmiştir. Söz konusu antenin gerçekleştirilmesinde yakınlık kuplajı kullanılması ve yamuk monopollü kullanılması sayesinde band genişliği istendiği üzere yüksek çıkmıştır.

Buna göre tasarlanan dairesel sinyal yamalı, yamuk kuplaj beslemeli mikroşerit antenin, gerçekleştirilen simülasyonlar sonucunda 1.6 ile 2.2 GHz arasında verimli bir şekilde çalışabileceği sonuçlarına ulaşılmıştır.

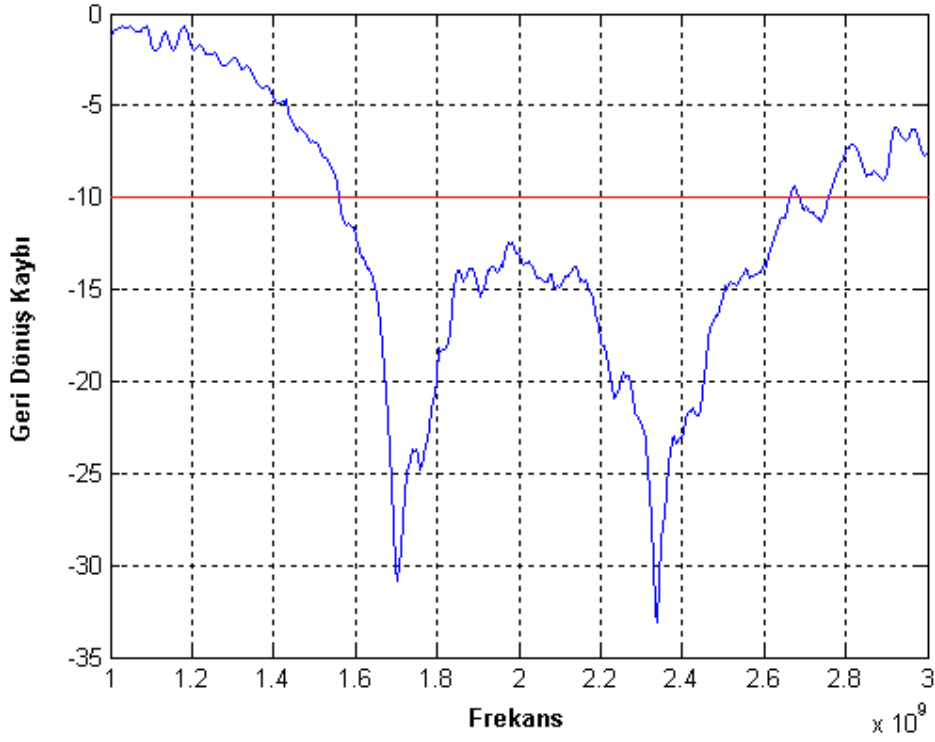
Söz konusu anten laboratuvar ortamında imal edilerek (Şekil 5.1 bu süreci göstermektedir.) yapılan ölçümler sonucunda, antenin geri dönüş kaybı ve ışıma paterni sırasıyla Şekil 5.2 ve Şekil 5.3'de görüldüğü gibi gözlenmiştir.



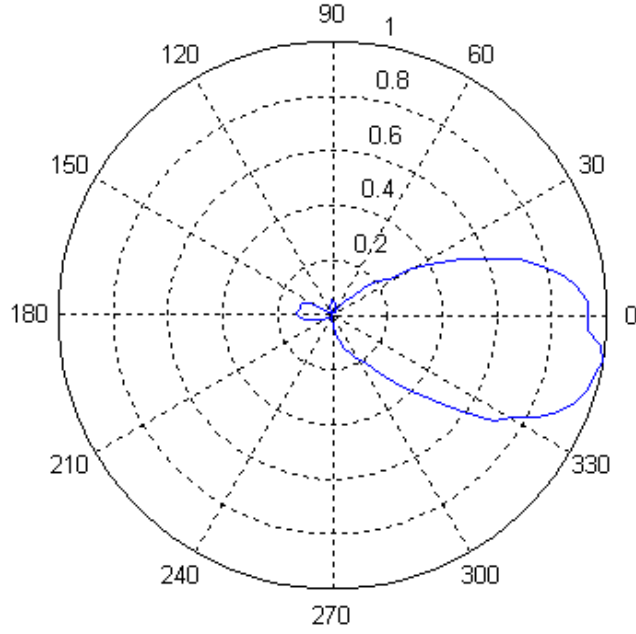
Şekil 5.1 : Antenin laboratuvar ortamında gerçekleştirilmesi.



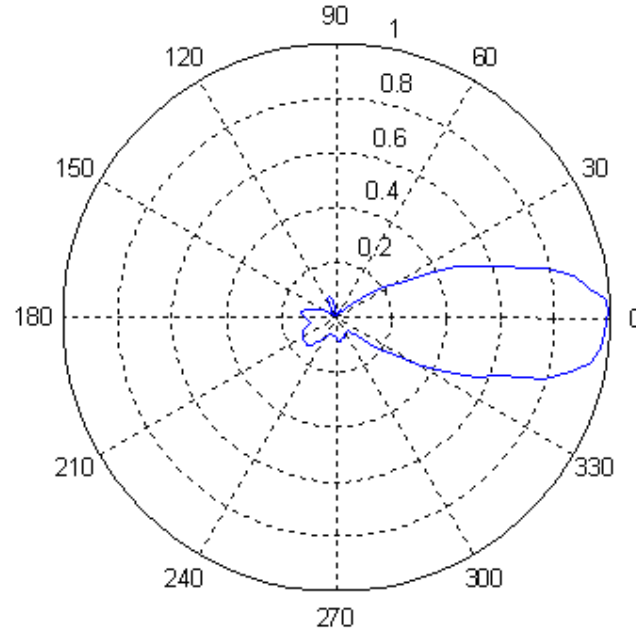
Şekil 5.2 : Pratikte ölçülen gerilim duran dalga oranının frekansla olan değişimi.



Şekil 5.3 : Pratikte ölçülen geri dönüş kaybının frekansla olan değişimi.



Şekil 5.4 : Pratikte gözlenen dikey ışınma paterni.



Şekil 5.5 : Pratikte gözlenen yatay ışınma paterni.

Laboratuar ortamında gerçekleştirilen ölçümlerin sonuçlarını özetlemek gerekirse, pratikte antenin frekans bandının istenen aralığı kapsamakla kalmayıp, aynı zamanda 4G teknolojilerini de destekleyebilecek şekilde 2.6 GHz'e kadar ışıyabildiği, bunun yanında antenin ışınma paterninin HFSS ile gerçekleştirilen simülasyonla neredeyse birebir uyum gösterdiği gözlenmiştir. Gerçekleştirilen simülasyonlarla pratikte

ölçülen değerler arasındaki fark, kullanılan paket programların, işlem yapmak için nümerik analiz yöntemlerinden yararlanmalarına bağlanmaktadır. Öte yandan HFSS'in, planar anten modellemelerinde zaman zaman tam verimle çalışmadığı ve bu gibi sebeplerden ötürü yazılımın periyodik olarak yeni sürümlerinin piyasaya çıkarıldığı göz önüne alınırsa, böyle bir sonuçla karşılaşılması çok da şaşırtıcı değildir.

Sonuç olarak tasarlanan antenin, yapısını belirleyen değişkenlerin, antenin ışıma bandına ve paternine olan etkileri ayrıntılı bir şekilde incelenmiş olduğu için, istenen bir diğer kablosuz haberleşme teknolojisini destekleyecek şekilde, bir tekrar-yapılandırma süreci ile bir başka anten elde edilebilir. Bu noktada, araştırmaya temel oluşturan GSM ve UMTS teknolojilerini desteklemenin yanısıra, ilerde geliştirilecek diğer kablosuz haberleşme teknolojilerinin, yapı-içi iletim kısmında kullanılmak üzere araştırmanın konusu olan antenden faydalanılabilir.

KAYNAKLAR

- [1] **Balanis, C. A.**, 1997 : *Antenna Theory: Analysis and Design*, Second Edition, Arizona State University, John&Wiley Sons, Inc.
- [2] **Ishimaru , A.**, 1991 : *Electromagnetic Wave Propagation, Radiation and Scattering*, First Edition, University of Washington, Prentice Hall.
- [3] **Smith, A.**, 1998 : *Radio Frequency Principles and Applications*, The Institute of Electrical and Electronical Engineers, Inc.
- [4] **Kara, M.**, 1996 : *Formulas for the Computation of the Physical Properties of Rectangular Microstrip Antenna Elements With Various Sustrate Thicknesses*. *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 12, No. 4, pp. 234-239
- [5] <http://microstrip-antennas.blogspot.com/2008/06/feeding-methods.html> , alındığı tarih 01.05.2009
- [6] **Lo, W.K., Chan, C.H., Luk, K.M.**, Bandwidth enhancement of circularly polarized microstrip patch antenna using multiple L-shaped probe feeds. *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 42, Issue 4, pp. 263-265
- [7] **Hecimovic, N., Marincic, Z.**, *The Improvements of the Antenna Parameters in Ultra-Wideband Communications*,
- [8] **Ammann, M. J.**, 1999 : *Square Planar Monopole Antenna*. National Conference on Antennas and Propagation, Conference Publication No. 461
- [9] **Evans, J. A., Ammann, M. J.**, 1999 : *Planar trapezoidal and pentagonal monopoles with impedance bandwidths in excess of 10:1*.
- [10] **Nikolova,N.K.**, 2004. *Antenna Theory*. Lecture Notes, <http://www.ece.mcmaster.ca/faculty/georgieva/antennas.htm> , alındığı tarih 01.05.2009

EKLER

- EK A.1** : HFSS_icin_koordinatlar.m
- EK A.2** : Yamugun_analizi.m
- EK A.3** : RL_VSWR.m
- EK A.4** : Pattern.m

EK A.1

HFSS_icin_koordinatlar.m :

```
format long;
clear all;clc;

ucgen_alt_kalinlik = 2.5; % WT1 = 5 , yarisi kullaniliyor
ucgen_ust_kalinlik = 8; % WT2 = 30, yarisi kullaniliyor
ucgen_boyu = 20; % LT = 15

sinyal_yama_boyu = 60;

alfa = 3.5422197:5:88.5422197;
alfa

alfa1 = alfa/180*pi;

m_z = -tan(alfa1)
n_z = tan(alfa1)*32.619013+5

u_end = 32.619013;
u_start = u_end-ucgen_boyu*cos(alfa1)

m_y = (ucgen_alt_kalinlik-ucgen_ust_kalinlik)/(ucgen_boyu*cos(alfa1))
n_y = ucgen_alt_kalinlik+((ucgen_ust_kalinlik-ucgen_ust_kalinlik)*u_end)/(ucgen_boyu*cos(alfa1))

z_max = m_z.*u_start+n_z

u_center = u_start-sinyal_yama_boyu/2

u_start

u_negative_limit = u_center-sinyal_yama_boyu/2
```

EK A.2

Yamugun_analizi.m :

```
clear all; close all; clc;

frekans = 1.9e9;
c0 = 3e8;
lambda = c0/frekans;

WT1 = 0:0.00025:0.010;
Mwt1 = length(WT1);
LT = 0:0.00025:0.020;
Mlt = length(LT);
```

```

ALr = zeros(Mwt1,Mlt);

for a=1:1:Mwt1
    for b=1:1:Mlt
        ALr(a,b) = (sqrt((WT1(a)+4*pi*LT(b))^2+16*pi*0.24*lambda*LT(b))-
WT1(a)-4*pi*LT(b))/(2*lambda*0.24);
    end
end

WT2 = ALr*lambda*0.24;

surf(LT,WT1,WT2);
xlabel('Yamuğun uzunluğu');ylabel('Yamuğun alt-genişliği');zlabel('Yamuğun üst-
genişliği');
% shading interp;

```

EK A.3

RL_VSWR.m :

```

clear all
close all
format long

U = load('danis76.txt');

Z0=50;
F=U(:,1);
RLdB=U(:,2);
M1=size(RLdB);
M=M1(:,1);
figure (1); plot(F, RLdB);grid;
RL=10.^(RLdB/20);

for l=1:M
    vswra(l)=(1+RL(l))/(1-RL(l));
end
figure(2); plot(F,vswra),axis([F(1) F(M) 0 5]);
grid;

```

EK A.4

Pattern.m :

```

clear all
format long
close all

load patterndanis_h
udd=u20;

M=length(udd)

```

```

u1=udd-(max(udd));

for l=1: M
    us1(l)=10^(u1(l)/10);
end

ind1=find(us1==1);

for l=1: M
    u2(l)=us1(l);
    w(l)=(l-1)*2*pi/M;
end

c_max=max(u2);
b_3db=c_max/2;

k=0;
for l=1:M
    if(b_3db < u2(l)) k=k+1; end
end
k;
bw_3dB=k*360/M

figure(1)
polar(w,u2,'b')
xlabel("")

```

ÖZGEÇMİŞ



Ad Soyad: Danış Özdemir

Doğum Yeri ve Tarihi: 27.10.1983 , Ardahan

Adres: Halide Edip Adivar Mah. Melikşah Sok. Sude Apt.
No: 63 K: 2 D: 7 Şişli İstanbul

Lisans Üniversite : İstanbul Teknik Üniversitesi

Yayın Listesi:

▪