

33744

KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ PROGRAMI

FZP UYDU ALICI ANTENLERİ

Elektronik Yük. Müh. Haydar KAYA

Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsünde

" Doktor "

Ünvanı Verilmesi İçin Kabul Edilen Tezdir

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 31.01.1994

Tezin Sözlü Savunma Tarihi : 23.09.1994

Tezin Danışmanı : Prof. Dr. Hasan DİNÇER

Jüri Üyesi : Prof. Dr. Filiz GÜNEŞ

Jüri Üyesi : Doç. Dr. Kemal ERDOĞDU

Enstitü Müdürü : Prof. Dr. Temel SAVAŞKAN

OCAK - 1994

TRABZON

T.C. YÜKSEKÖĞRETİM KURULU
DOKÜMANTASYON MERKEZİ

ÖNSÖZ

Uydu haberleşmesinde, yüksek kazanç özelliklerinden dolayı, çoğunlukla parabolik yansıtıcı antenler kullanılır. Ancak, son yıllarda yüksek güçlü uyduların devreye girmesiyle birlikte, düzlemsel antenler üzerine yapılan araştırmalar hız kazanmıştır.

Bu tez çalışmasında, düzlemsel bir yapıya sahip olan ve kısaca FZP(Fresnel Zone Plate) olarak adlandırılan anten türü üzerine araştırma yapılmıştır. Deneysel olarak gerçekleştirilen antenlerle, Türkiye'ye yönelik uydu yayınları izlenebilir kalitede alınmıştır.

Çalışmalarım sırasında bana yardımlarını esirgemeyen tez danışmanım sayın Prof. Dr. Hasan DİNÇER'e, Yrd. Doç. Dr. Kemal ERDOĞDU'ya ve bu çalışmaya maddi destek sağlayan KTÜ Araştırma Fonu'na teşekkürü bir borç bilirim.

Trabzon, Ocak-1994

Haydar KAYA

İÇİNDEKİLER

Sayfa No

ÖZET.....	VI
SUMMARY.....	VII
ŞEKİL LİSTESİ.....	VIII
TABLO LİSTESİ.....	XIV
SEMBOL LİSTESİ.....	XV
1. GİRİŞ.....	1
2. UYDU HABERLEŞME SİSTEMLERİ	5
2.1 Giriş	5
2.2 Doğrudan Uydu TV Yayınları	6
2.3 Basit Uydu Yer İstasyonları	6
2.4 Uydu Yer İstasyonu Parametreleri	8
3. KIRCHHOFF KIRINIM TEORİSİ	12
3.1 Giriş	12
3.2 Kirchhoff'un Kırınım İntegrali	13
3.3 Kirchhoff'un Düzlemsel Bir Açıklıktan Kırınım Teorisi	15
3.4 Rayleigh - Sommerfeld'in Düzlemsel Bir Açıklıktan Kırınım Denklemi	19
3.5 Vektörel Kirchhoff Kırınım İntegralleri ...	21

4.	FZP ANTENLERİNİN GENEL YAPILARI	25
4.1	Dairesel Düzlem Bir Açıklığın Alanı	25
4.2	FZP Tasarımı	27
4.3	Faz-Düzelten FZP Antenler	33
4.4	Faz-Çeviren Yansıtıcı FZP Antenler	36
5.	FZP ANTENLERİN BAŞARIM KARAKTERİSTİKLERİ ..	39
5.1	Giriş	39
5.2	Odak Ekseni Alan Dağılımları	39
5.3	Odak Düzlemi Alan Dağılımları	40
5.4	FZP Antenlerinin Frekans Tepkeleri	44
5.5	FZP Antenlerde Odak-Frekans Bağımlılığı ...	49
5.6	FZP Antenlerin Uzak-Alan Işıma Paternleri..	52
5.7	Geçiş Polarizasyonu	67
5.8	FZP Antenlerin Verimi	71
5.8.1	Açıklık Antenlerinde Verim Hesabı	71
5.8.2	Simetrik Besleme	84
5.8.3	TE ₁₁ Modlu Dairesel Dalga Kılavuzu ile Besleme..	86
5.9	Yarım Peryot FÇYFZP Antenlerde Kenar Gölgelemesi	94
6.	DENEYSEL FZP ANTENLER	100
6.1	DeneySEL FZP Antenlerin Gerçeklenmesi	100
6.2	DeneySEL FZP Antenlerin Başarımlarının Sınanması	103
7.	SONUÇ VE ÖNERİLER	112
7.1	Sonuçlar.....	112
7.2	Öneriler.....	113

KAYNAKLAR.....	115
EKLER.....	119
ÖZGEÇMİŞ.....	149



ÖZET

FZP UYDU ALICI ANTENLERİ

Mikrodalga frekanslarında yapılan uydu haberleşmesinde açıklık antenleri kullanılır. Parabolik yansıtıcılar yaygın olarak kullanılan açıklık antenleridir. Bununla birlikte, parabolik yansıtıcı antenlerin, yapım zorluğu, yağmur ve kar etkisiyle başarımının düşmesi gibi, bazı olumsuz yanları vardır. Söz konusu bu olumsuzluklar, düzlemsel açıklık antenlerin önemini artırmaktadır. Son yıllarda, yüksek güçlü uyduların devreye girmesiyle, bu antenler üzerine yapılan çalışmalar hız kazanmıştır.

Bu tez çalışmasında, dielektrik bir taban malzeme üzerine Fresnel bölgeleri işlenerek gerçekleştirilen ve kısaca FZP(Fresnel Zone Plate) olarak adlandırılan düzlemsel antenler incelenmiştir. 10.95-11.7 GHz bandında başarım karakteristiklerine ilişkin bağıntılar elde edilmiştir. Deneysel FZP yansıtıcı antenler gerçekleştirilerek test edilmiştir.

FZP antenler frekansa bağımlıdır. Band genişlikleri tasarım frekansının %15-20'si kadardır. 3-dB hüzme genişlikleri parabolik yansıtıcı antenlerinkine yakın, yan kulak ve geçiş(kros) polarizasyon seviyeleri ise daha yüksektir. Verimleri parabolik antenlerden düşüktür.

FZP antenlerin verimi yapılarına bağlı olarak %8-70 arasında değişir. Verim yükseldikçe yapımları zorlaşır. En basit şekilde gerçekleştirilebilecek FZP antenlerin verimi %8-30 arasındadır. Bu verim aralığında deneysel olarak gerçekleştirilen FZP antenlerle, el yapımı olmalarına rağmen, uydulardan izlenebilir kalitede TV yayını alınmıştır. Yüksek kazancın gerekmediği durumlarda, FZP antenler kolayca gerçekleştirilip kullanılabilir.

Anahtar Kelimeler : FZP, kırınım, antenler, yansıtıcı antenler, uydu yayın alışı.

SUMMARY

FZP ANTENNAS FOR SATELLITE RECEPTION

Aperture antennas are used in satellite communications at microwave frequencies. For this reason, today, paraboloidal antennas are often used. However, these antennas are difficult to manufacture and their performances may be degraded due to rain and snow. These disadvantages have led to use planar antennas.

In this dissertation, planar FZP(Fresnel Zone Plate) antennas consisting of Fresnel zones arranged consecutively a dielectric substrate materials are examined. Performance characteristics at 10.95-11.7 GHz band were obtained. Several FZP antennas were realized and their performances were tested.

Characteristics of FZP antennas are frequency dependent. Bandwidths of these antennas is 15-20 % of their design frequencies. 3-dB beamwidth is close to that of reflectors. Their sidelobes and cross-polarizations levels are greater than those of the reflectors. Their efficiency are less than those of reflectors.

Efficiency of FZP antennas, depending on their types, varies between 8 and 70 percent. As their efficiency is increased, their manufacturing becomes difficult. Efficiency of a simple FZP antenna is approximately between 8 and 30 percent. Several hand-made FZP antennas have shown good results for pictures from broadcasting satellites.

Consequently, FZP antennas, when high gain is not necessary, can be easily manufactured and used.

Key words : FZP, diffraction, antennas, reflector antennas, satellite broadcasting reception.

ŞEKİL LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Şekil 1 Basit uydu yer istasyonu blok şeması	7
Şekil 2 TÜRKSAT uydusunun Türkiye ve Orta Avrupa üzerindeki EIRP izdüşümleri	10
Şekil 3 Çeşitli uydu boylamları için yol kaybının frekansla değişimi	10
Şekil 4 Helmholtz-Kirchhoff teoreminde integrasyon bölgesi	15
Şekil 5 Fresnel-Kirchhoff kırınım geometrisi	17
Şekil 6 Düzlemsel bir açıklıktan Rayleigh-Sommerfeld kırınımı	21
Şekil 7 Düzlemsel sonsuz bir ekran üzerindeki S_1 açıklığının uzak alan ışması	24
Şekil 8 R yarıçaplı bir dairesel açıklığın P noktasında yaratacağı alan şiddetinin hesabına ilişkin geometrik gösterim	26
Şekil 9 FZP'lerin kesit görünüşleri	31
Şekil 10 FZP'nin bölge yarıçapları geometrisi	32
Şekil 11 Faz-Düzelten FZP antenler	35
Şekil 12 Faz-Çeviren yansıtıcı FZP antenler	37
Şekil 13 $b=10$ için tasarlanmış iFZP antenlerinin odak eksenini alan dağılımı	41
Şekil 14 $b=10$ için tasarlanmış FDFZP antenlerinin odak eksenini alan dağılımı	41
Şekil 15 $b=21.5$ için tasarlanmış iFZP antenlerinin odak eksenini alan dağılımı	42
Şekil 16 $b=21.5$ için tasarlanmış FDFZP antenlerinin odak eksenini alan dağılımı	42

Şekil 17	$b=30.5$ için tasarlanmış iFZP antenlerinin odak eksenı alan dağılımı	43
Şekil 18	$b=30.5$ için tasarlanmış FDFZP antenlerinin odak eksenı alan dağılımı	43
Şekil 19	$b=10$ için tasarlanmış iFZP antenlerinin odak düzlemi alan dağılımı	45
Şekil 20	$b=10$ için tasarlanmış FDFZP antenlerinin odak düzlemi alan dağılımı	45
Şekil 21	$b=21.5$ için tasarlanmış iFZP antenlerinin odak düzlemi alan dağılımı	46
Şekil 22	$b=21.5$ için tasarlanmış FDFZP antenlerinin odak düzlemi alan dağılımı	46
Şekil 23	$b=30.5$ için tasarlanmış iFZP antenlerinin odak düzlemi alan dağılımı	47
Şekil 24	$b=30.5$ için tasarlanmış FDFZP antenlerinin odak düzlemi alan dağılımı	47
Şekil 25	iFZP antenlerinin çeşitli odak uzunlukları için odak düzlemi normalize alan dağılımı	48
Şekil 26	Yarım-peryot FDFZP antenlerinin çeşitli odak uzunlukları için odak düzlemi normalize alan dağılımı	48
Şekil 27	iFZP antenlerinin odak noktası alan şiddetinin frekansla değişimi	50
Şekil 28	FDFZP antenlerinin odak noktası alan şiddetinin frekansla değişimi	50
Şekil 29	iFZP antenlerinin odak noktası alan şiddetinin frekansla değişimi	51
Şekil 30	FDFZP antenlerinin odak noktası alan şiddetinin frekansla değişimi	51
Şekil 31	$f=11.3$ GHz için tasarlanmış iFZP antenlerde kaymış odaktaki alan şiddetinin tasarım odağındaki alan şiddetine göre artma miktarının tasarım odak uzunluğuyla değişimi	53
Şekil 32	$f=11.3$ GHz için tasarlanmış FDFZP antenlerin 10.95 GHz odağı alan şiddetinin tasarım odağındaki alan şiddetine göre artma miktarının tasarım odak uzunluğuyla değişimi	54

Şekil 33	f=11.3 GHz için tasarlanmış FDFZP antenlerin 11.70 GHz odağı alan şiddetinin tasarım odağındaki alan şiddetine göre artma miktarının tasarım odak uzunluğuyla değişimi	55
Şekil 34	Dairesel düzlem açıklık üzerindeki yüzey akımları yardımıyla uzak-alan hesabı	57
Şekil 35	b=10 için tasarlanmış dairesele simetrik beslemeli iFZP ve YFZP antenlerinin üç boyutlu uzak-alan ışımaları	61
Şekil 36	b=21.5 için tasarlanmış dairesele simetrik beslemeli iFZP ve YFZP antenlerinin üç boyutlu uzak-alan ışımaları	62
Şekil 37	b=30.5 için tasarlanmış dairesele simetrik beslemeli iFZP ve YFZP antenlerinin üç boyutlu uzak-alan ışımaları	63
Şekil 38	b=10 için tasarlanmış dairesele simetrik beslemeli FDFZP ve FÇYFZP antenlerinin üç boyutlu uzak-alan ışımaları	64
Şekil 39	b=21.5 için tasarlanmış dairesele simetrik beslemeli FDFZP ve FÇYFZP antenlerinin üç boyutlu uzak-alan ışımaları	65
Şekil 40	b=30.5 için tasarlanmış dairesele simetrik beslemeli FDFZP ve FÇYFZP antenlerinin üç boyutlu uzak-alan ışımaları	66
Şekil 41	b=10 için tasarlanmış TE ₁₁ modlu dairesele dalga kılavuzu beslemeli iFZP antenin ana ve geçiş polarizasyonunun üç boyutlu ışımaları	72
Şekil 42	b=21.5 için tasarlanmış TE ₁₁ modlu dairesele dalga kılavuzu beslemeli iFZP antenin ana ve geçiş polarizasyonunun üç boyutlu ışımaları	73
Şekil 43	b=30.5 için tasarlanmış TE ₁₁ modlu dairesele dalga kılavuzu beslemeli iFZP antenin ana ve geçiş polarizasyonunun üç boyutlu ışımaları	74

Şekil 44	b=10 için tasarlanmış TE_{11} modlu dairesel dalga kılavuzu beslemeli YFZP antenin ana ve geçiş polarizasyonunun üç boyutlu ışınım paternleri	75
Şekil 45	b=21.5 için tasarlanmış TE_{11} modlu dairesel dalga kılavuzu beslemeli YFZP antenin ana ve geçiş polarizasyonunun üç boyutlu ışınım paternleri	76
Şekil 46	b=30.5 için tasarlanmış TE_{11} modlu dairesel dalga kılavuzu beslemeli YFZP antenin ana ve geçiş polarizasyonunun üç boyutlu ışınım paternleri	77
Şekil 47	b=10 için tasarlanmış TE_{11} modlu dairesel dalga kılavuzu beslemeli FDFZP antenin ana ve geçiş polarizasyonunun üç boyutlu ışınım paternleri	78
Şekil 48	b=21.5 için tasarlanmış TE_{11} modlu dairesel dalga kılavuzu beslemeli FDFZP antenin ana ve geçiş polarizasyonunun üç boyutlu ışınım paternleri	79
Şekil 49	b=30.5 için tasarlanmış TE_{11} modlu dairesel dalga kılavuzu beslemeli FDFZP antenin ana ve geçiş polarizasyonunun üç boyutlu ışınım paternleri	80
Şekil 50	b=10 için tasarlanmış TE_{11} modlu dairesel dalga kılavuzu beslemeli FÇYFZP antenin ana ve geçiş polarizasyonunun üç boyutlu ışınım paternleri	81
Şekil 51	b=21.5 için tasarlanmış TE_{11} modlu dairesel dalga kılavuzu beslemeli FÇYFZP antenin ana ve geçiş polarizasyonunun üç boyutlu ışınım paternleri	82
Şekil 52	b=30.5 için tasarlanmış TE_{11} modlu dairesel dalga kılavuzu beslemeli FÇYFZP antenin ana ve geçiş polarizasyonunun üç boyutlu ışınım paternleri	83

Şekil 53 Simetrik beslemeli iFZP ve YFZP antenlerin verimlerinin açısai açıklıkla değişimi	87
Şekil 54 Simetrik beslemeli FDFZP antenlerin hesaplanan verimlerinin açısai açıklıkla değişimi	88
Şekil 55 Simetrik beslemeli FDFZP antenlerin hesaplanan verimlerinin açısai açıklıkla değişimi	89
Şekil 56 Simetrik beslemeli FÇYFZP antenlerin hesaplanan verimlerinin açısai açıklıkla değişimi	90
Şekil 57 TE ₁₁ modlu dairesel dalga kılavuzu beslemeli iFZP ve YFZP antenlerin hesaplanan verimlerinin açısai açıklıkla değişimi	92
Şekil 58 TE ₁₁ modlu dairesel dalga kılavuzu beslemeli FDFZP ve FÇYFZP antenlerin hesaplanan verimlerinin açısai açıklıkla değişimi	93
Şekil 59 Yarım-peryot FÇYFZP antenlerde kenar gölgelemesi	96
Şekil 60 Yarım-peryot FÇYFZP antenlerde kenar gölgelemesinin odak alan şiddetine etkisi	96
Şekil 61 Simetrik beslemeli FÇYFZP antenlerin kenar gölgelemeli ve kenar gölgelemesiz hesaplanan verimlerinin açısai açıklıkla değişimi	97
Şekil 62 TE ₁₁ modlu dairesel dalga kılavuzu beslemeli FÇYFZP antenlerin kenar gölgelemeli ve kenar gölgelemesiz hesaplanan verimlerinin açısai açıklıkla değişimi	99
Şekil 63 2 cm kalınlığında 1 m ² lik styrofoam malzeme kullanılarak gerçekleştirilen iFZP-FÇYFZP antenler	101
Şekil 64 5 mm kalınlığında 1 m ² lik styrofoam malzeme kullanılarak gerçekleştirilen iFZP-FÇYFZP antenler	101

Şekil 65	3 mm kalınlığında 1 ve 1.44 m ² lik pleksiglas malzeme kullanılarak gerçekleştirilen iFZP-FÇYFZP antenler	102
Şekil 66	5 mm kalınlığında 1.44 m ² lik styrofoam malzeme kullanılarak gerçekleştirilen iFZP-FÇYFZP antenler	102
Şekil 67	iFZP antenlerin odak eksenini alan dağılımını ölçme düzeneğinin blok şeması	104
Şekil 68	iFZP antenlerin 9.5 GHz için odak eksenini alanının hesaplanan ve ölçülen normalize dağılımı	105
Şekil.69	11.3 GHz ve F = 57 cm için tasarlanmış iFZP antenin ölçülen ve hesaplanan kazancının frekansla değişimi	106
Şekil 70	Örnek-1 anteni ile alınmış uydu yayını, f=10.987 GHz	108
Şekil 71	Örnek-1 anteni ile alınmış uydu yayını, f=11.08 GHz	108
Şekil 72	Örnek-2 anteni ile alınmış uydu yayını, f=11.08 GHz	109
Şekil 73	Örnek-2 anteni ile alınmış uydu yayını, f=11.16 GHz	109
Şekil 74	Örnek-3 anteni ile alınmış uydu yayını, f=10.987 GHz	110
Şekil 75	Örnek-3 anteni ile alınmış uydu yayını, f=11.16 GHz	110

TABLO LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Tablo 1 FZP antenlerin band genişliklerinin odak uzunluğuyla değişimi	49
Tablo 2 iFZP antenlerin odaklarının, tasarım bandının uç frekanslarında tasarım odak uzunluğuna göre kayma miktarları	53
Tablo 3 FDFZP antenlerin odaklarının, 10.95 GHz'de değişik periyot oranları için tasarım odak uzunluğuna göre kayma miktarları	54
Tablo 4 FDFZP antenlerin odaklarının, 11.70 GHz'de değişik periyot oranları için tasarım odak uzunluğuna göre kayma miktarları	55
Tablo 5 Dairesel simetrik beslemeli iFZP ve YFZP antenlerinin E-düzlemi uzak-alan ışınma karakteristikleri	58
Tablo 6a Dairesel simetrik beslemeli FDFZP ve FÇYFZP antenlerinin E-düzlemi uzak-alan ışınma karakteristikleri(p=2)	59
Tablo 6b Dairesel simetrik beslemeli FDFZP ve FÇYFZP antenlerinin E-düzlemi uzak-alan ışınma karakteristikleri(p=4)	60
Tablo 7 iFZP ve YFZP antenlerinin ana ve geçiş polarizasyon karakteristikleri	69
Tablo 8 FDFZP ve FÇYFZP antenlerinin ana ve geçiş polarizasyon karakteristikleri(p=2)	70

SEMBOL LİSTESİ

- FZP : Fresnel Zone Plate (Fresnel Bölgesi Levha)
LNB : Düşük Gürültülü Yükselteç Bloğu
LNA : Düşük Gürültülü Yükselteç
RF : Radyo Frekansı
EIRP : Eşdeğer izotropik Işıma Gücü
L_{FS} : Uydu ile yer istasyonu arasındaki yol kaybı
R : Uydu ile yer arasındaki uzaklık, Açıklık merkezinden gözlem noktasına olan uzaklık
 λ : Yayılan işaretin dalga boyu
f : Yayılan işaretin frekansı
h : Uydu yüksekliği
R_e : Dünyanın ekvator yarıçapı
 α : Yer istasyonunun uydunun bulunduğu noktaya göre boylamı
 ϕ : Yer istasyonunun bulunduğu enlem, Azimut açısı
 θ : Yükselme açısı
E(UY)T : Uydu ile yer istasyonu arasındaki toplam kayıp
L_A : Atmosferik kayıp
L_R : Yağmur, kar veya bulutların neden olduğu kayıp
L_p : Polarizasyon kaybı
L_y : Uyduya yöneltme kaybı
L_x : Dalga kılavuzu kaybı
L_T : Toplam kayıp
P_{LNB} : LNB giriş gücü
k : Boltzman sabiti, Yayılan işaretin dalga sabiti
B : Gürültü band genişliği
DFM : FM eşik düzeyi
F_{LNB} : LNB gürültü sayısı
G : Anten kazancı

T_A : Anten gürültü sıcaklığı
 T_{LNB} : LNB gürültü sıcaklığı
 T_0 : Standart sıcaklık
 T : Sistem gürültü sıcaklığı
 V : Nabla işlemcisi
 u, v : Skaler fonksiyonlar
 n : Skaler yüzey normali
 \hat{n} : Vektörel yüzey normali
 S : Açıklık yüzeyi
 Z_0 : Boşluğun karakteristik empedansı
 E : Skaler elektrik alanı
 \vec{E} : Vektörel elektrik alanı
 H : Vektörel magnetik alan
 J_{ms} : Vektörel magnetik yüzey akımı
 J_{es} : Vektörel elektrik yüzey akımı
 F : FZP antenin odak uzunluğu
 θ_a : Açısal açıklık
 R_n : n. Fresnel bölgesinin yarıçapı
 N : Toplam bölge sayısı
 b : Odak uzunluğunun dalga boyuna oranı
 D : Anten çapı
 i_{FZP} : iletken FZP anten
 ~~y_{FZP} : Yansıtıcı FZP anten~~
 p : Peryot oranı
 ϵ_r : Dielektrik sabiti
 d : Taban malzeme kalınlığı
 $FDFZP$: Faz-Düzelten FZP anten
 $FÇYFZP$: Faz-Çeviren Yansıtıcı FZP anten
 θ_n : n. Fresnel bölgesinin açısal açıklığı
 θ_{-3BW} : 3-dB hüzme genişliği
 θ_{GP} : Geçiş polarizasyonu açısı
 YKS : Yan kulak seviyesi
 GPS : Geçiş polarizasyonu seviyesi
 n_t : Açıklık antenlerinde toplam verim

1. GİRİŞ

Antenler, birbirinden uzak iki nokta arasındaki bağlantıyı elektromagnetik dalgaları kullanarak sağlayan her türlü haberleşme sistemlerinin temel elemanlarıdır. Antenlerin ortaya çıkışları elektromagnetik dalgaların havada yayılmalarının keşfine kadar uzanır. İlk pratik anten ise, Marconi tarafından, bu yüzyılın başında gerçekleştirilmiştir. Bundan sonra antenler sürekli bir gelişme süreci içerisine girmişlerdir. Antenlerin gelişmesi teknolojiadaki gelişmelerle paralel yürümüş ve değişik anten tiplerinin ortaya çıkmasına neden olmuştur.

Günümüz mikrodalga haberleşmesinde önemli bir anten tipi olan açıklık antenlerinin gelişimi, radarın ortaya çıkışıyla başlamıştır. Daha sonra uydu haberleşmesinde yaşanan gelişmeler, yönelticilik ve kazanç karakteristikleri nedeniyle bu antenlerin önemini artırmıştır. Açıklık antenlerin yaygın biçimde kullanılan tipleri parabolik yansıtıcılardır. Özellikle çok amaçlı uydu yer istasyonlarında büyük boyutlara sahip parabolik yansıtıcı antenler kullanılır.

Teknolojideki hızlı gelişmelerin uydu haberleşmesine de yansmasıyla, son yıllarda uydulardan yapılan doğrudan televizyon yayınları artık binalara kurulan basit uydu alıcı sistemleriyle de alınabilmektedir. Bu sistemlerde kullanılan antenler daha çok parabolik yansıtıcılardır. Ancak bu antenlerin, yüksek kazanç gerektiği durumlarda boyutlarının büyümesi, bu durumda fazla yer kaplamaları ve yağmur, kar gibi doğal etkiler sonucunda performanslarının düşmesi gibi olumsuzlukları, dikkatleri düzlemsel antenlere çevirmiştir.

Düzlemsel antenler üzerine başlatılan çalışmalar daha eskilere dayanmakla birlikte, seksenli yılların ikinci yarısından sonra hızlanmıştır. Uydu verici güçlerinin

artması sonucu anten boyutlarının küçülmesi, düşük gürültülü yükselteç(LNA) ve az kayıplı taban malzemelerin yapımında sağlanan gelişmeler, bu çalışmaların hız kazanmasında etkili olmuştur. Düzlemsel antenler, yapım ve beslemelerine göre gruplara ayrılabilirler. Yapım türlerine göre iki genel gruplama yapılabilir. Birinci gruba "Tümleşik Düzlemsel Antenler", ikinci gruba ise "Düzlemsel Yansıtıcı Antenler" sokulabilir.

Tümleşik düzlemsel antenler genellikle dielektrik bir taban malzeme üzerinde çeşitli biçimlerde gerçekleştirilen antenlerdir. Parabolik yansıtıcı antenlerdeki odak noktası bu antenlerde yoktur. Parabolik anten sisteminde odak noktasına yerleştirilen ve düşük gürültülü yükselteç bloğu(LNB) olarak adlandırılan birim tümleşik düzlemsel antenlerde yapının üzerinde yer alır. Uygun besleme sistemleriyle toplanan işaret bu bloğa aktarılır. Tümleşik düzlemsel antenlerin yapılarının ve özelliklerinin incelendiği çalışmalardan bazıları [1,2,3,4,5] kaynaklarında verilmiştir.

Düzlemsel yansıtıcı antenler parabolik antenlerde olduğu gibi yüzeyden yansıyan işaretlerin toplandığı bir odak noktasına sahiptirler. Uydulardan yapılan TV yayınlarını almak için kullanılan antenlerde odak noktasına yerleştirilen bir dalga kılavuzu besleme elemanı yardımıyla toplanan işaret LNB'ye aktarılır. Düzlemsel yansıtıcı antenlere ilişkin araştırmalara örnek olarak [5,6,7,8,9] kaynaklarındaki çalışmalar verilebilir.

Son yıllarda, uydu haberleşmesinde alıcı anten olarak kullanmak amacıyla, yeni bir tip düzlemsel anten üzerine araştırmalar yürütülmektedir. Kısaca FZP(Fresnel Zone Plate) anten olarak adlandırılan ve elektromagnetik dalgaları odaklama özelliğine sahip olan bu antenin temeli yeni olmamakla birlikte uydu haberleşmesinde kullanılması düşüncesinin yeni olduğu söylenebilir. Değişik biçimlerde gerçekleştirilebilen FZP'ler, en basit haliyle düzlemsel bir taban malzeme üzerinde ard arda gelen dairesel bölgelerden(zonlardan) oluşurlar. Ard arda gelen bu bölgelerden herhangi biri elektromagnetik dalgaların geçişine izin verecek şekilde ise, yani açık ise, bu bölgeden bir önceki veya bir sonraki

bölge elektromagnetik dalgaların geçişine kapalıdır. Kapalı bölgeler iletken malzemedan oluşurlar. FZP'ler üzerine milimetrik ve mikrodalga frekanslarında bugüne kadar çeşitli çalışmalar yapılmıştır. Aşağıda, FZP'lerin deneysel olarak gerçekleştirilip incelendiği çalışmalardan bazıları sunulmuştur.

100 - 300 GHz frekans bölgesinde işaret üretimi, iletimi ve algılanması konusunda yapılan bir çalışmada çeşitli FZP'ler tasarlanmış, gerçekleştirilmiş ve test edilmiştir [10]. Bu çalışmada FZP'ler elektromagnetik dalgaların girişimini incelemek amacıyla da kullanılmıştır. Milimetrik dalga link sistemlerinde propagasyon ölçmeleri yapmak amacıyla gerçekleştirilen bir çalışmada ise FZP alıcı anten olarak kullanılmıştır[11].

FZP'ler üzerine yapılan çalışmalarda özellikle seksenli yılların ikinci yarısından sonra artış gözlenmektedir. Bu çalışmaların büyük bir kısmı yine milimetrik dalga frekanslarında yapılmıştır. İlk örnek olarak [12] kaynağındaki çalışma verilebilir. Burada, tasarım dalga boyu 2.37 mm alınarak tasarlanan ve 52 bölge içeren bir FZP'nin, odak doğrusu boyunca ve odak düzleminde alan şiddetinin ölçülen ve hesaplanan değerleri karşılaştırılmış, sonuçların uyduğu gözlenmiştir. Bir başka çalışmada ise FZP'lerin odaklama özellikleri incelenmiş, milimetrik dalga bölgesinde görüntüleme veya frekans filtreleme işlemi için uygunlukları araştırılmıştır [13]. Ayrıca 35 GHz için iki farklı tipte FZP gerçekleştirilmiş ve bunların merceklere göre üstünlükleri incelenmiştir.

94 GHz'de yapılan bir çalışmada baskılı devre tekniği kullanılarak FZP yansıtıcı anten gerçekleştirildi [14]. Bu anten, FZP'nin arkasına yansıtıcı bir düzlem levha yerleştirilerek yapıldı ve ışın diyagramı, kazanç, yarı-güç hüzmeye genişliği ve yan kulak seviyesi gibi karakteristikleri incelendi. Düzlemsel faz-kaydıran yapıların incelendiği bir çalışmada ise, çeşitli FZP'ler alternatif yapılar olarak sunuldu [15]. Yine baskılı devre tekniği kullanılarak 230 GHz'de çeşitli FZP antenlerin gerçekleştirildiği bir çalışmada kazanç, hüzmeye genişlikleri ve yan kulak seviyeleri

incelenmiştir [16]. Geliştirilen teoriyle ölçülen sonuçlar arasında uyum gözlenmiştir. Aynı anda akustik ve optik görüntüleme yapmak için geliştirilen düzlemsel yapıya sahip bir mikroskop-mercek düzeneğinde FZP, optik odaklama elemanı olarak kullanılmıştır [17].

Bu tez çalışmasında, FZP antenlerin uydu haberleşmesinde kullanılabilir olup olmadıklarının araştırılması amaçlanmıştır. 2. bölümde, uydu haberleşme sistemlerinin genel özellikleri incelenmiştir. 3. bölümde ise, FZP'nin temeli olan kırınım teorisi verilmiştir.

4. bölümde FZP anten yapıları tanıtılmıştır. Değişik türde gerçekleştirilebilen FZP antenlere ilişkin tasarım bağıntıları verilmiştir.

5. bölümde FZP antenlerin başarımlı karakteristiklerine ilişkin bağıntılar elde edilmiştir. FZP antenlerin başarımlı karakteristikleri olarak; odak ekseni ve odak düzlemi alan dağılımları, frekans tepkeleri, odak-frekans bağımlılığı, uzak-alan ışınması, geçiş(kros) polarizasyonu ve verimleri incelenmiştir. Bu karakteristiklerin hesaplanması için FORTRAN dilinde bilgisayar programları geliştirilmiştir. Ayrıca, bu antenlerin taban malzeme kalınlığından kaynaklanan kenar gölgelemesinin, antenin odak alanı ve verimi üzerindeki etkisi incelenmiştir. Bu etkinin en aza indirilmesi için, kullanılan taban malzemenin kalınlığının ne olması gerektiği sorununa çözüm aranmıştır.

6. bölümde ise deneysel olarak gerçekleştirilen FZP antenlerin başarımlı karakteristiklerine ilişkin sonuçlar verilmiştir. Ayrıca bu antenlerle alınan uydu yayınlarından elde edilen görüntülerin kalitesi sınanmış ve televizyondan çekilen resimleri bölüm içinde verilmiştir.

2. UYDU HABERLEŞME SİSTEMLERİ

2.1 Giriş

Haberleşme iőaretlerinin elektromagnetik dalgalarla uzak mesafelere ulaőtırılması istendiğinde radyo-link istasyonlarının kullanılması gerekir. Kullanılacak radyo-link istasyonlarının sayısı arazinin durumuna ve mesafeye göre belirlenir. Haberleőmenin lkeler arasında radyo-linklerle yapılması halinde ortaya karmaőtık ve pahalı sistemler çıkar. Böyle sistemler yerine uydu haberleşme sistemleri kullanılabilir. Uydu haberleşme sistemi ile telefon, radyo, data ve TV haberleőmesi daha ekonomik şekilde gerçekleştirilebilir.

Günümüz modern uydu haberleőmesi Arthur C. Clarke'ın 1945 yılında bir dergide yayınlanan makalesindeki düőünceden doėmuőtur. Clarke bu makalede, dünyanın merkezinden 42000 km yukarıda birbirinden eőt uzaklığa yerleőtirilecek ve dünyayla eőt zamanlı dönecek  uydu yardımıyla, küresel haberleşme bağlantısının kurulabileceğini yazmıőtır [18].

1957 yılında eski Sovyetler Birliği'nin SPUTNIK uydusunu fırlatmasıyla uzay ağı baőtladı. Sonraki yıllar deėiőtik deneyimlere tanık oldu. ilk mesaj iletimi 1958 yılında SCORE uydusu aracılığıyla yapıldı. 1962'de aktif haberleşme uyduları (tekrarlayıcılar), TELSTAR ve RELAY kullanıldı. Daha sonra ilk jeostasyoner (durağan yörüngeli) uydu, SYNCOM fırlatıldı. 1965 yılında INTELSAT dizisinde yer alan ilk ticari jeostasyoner INTELSAT I, diğer adıyla Őafak Kuőt, uzaya yerleőtirildi. Aynı yıl MOLYNA dizisinde yer alan ilk Rus haberleşme uydusu fırlatıldı. Bugün bu sistemlerin her ikisi de bölgeler ve ülkeler çapında kullanılmaktadır [19]. Gerek lkeler ve gerekse kıtalar arası her türlü haberleőtmede uydular artık vazgeçilmez ana sistemlerdir.

2.2 Doğrudan Uydu TV Yayınları

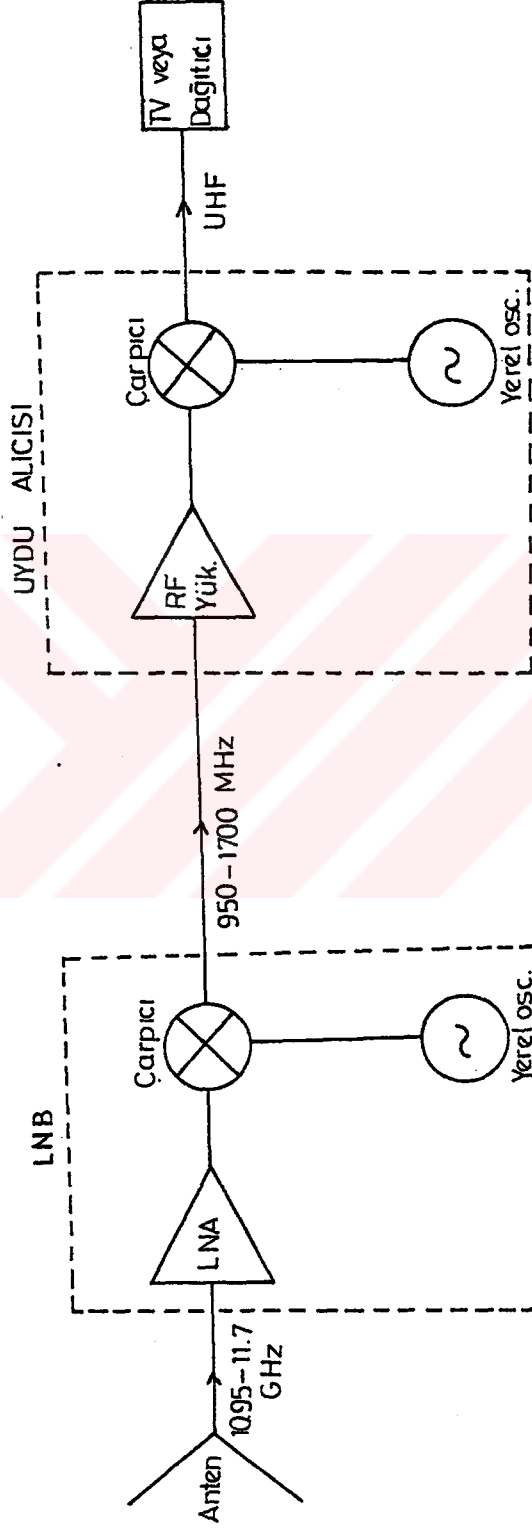
Kısaca DBS(Direct Broadcast Satellite) olarak tanımlanan Doğrudan Uydu TV Yayınları ilk olarak seksenli yılların başında Amerika Birleşik Devletleri tarafından başlatıldı. Başlangıçta C bandında yapılan bu yayınların amacı, TV yayınlarını kırsal kesimlere daha rahat ulaştırabilmektir. Daha sonraları mikrodalga yarıiletken teknolojisindeki gelişmeler sonucu Ku bandında 10.95 - 11.7 GHz frekans bölgesine çıkıldı. Hem bu frekans bölgesinin kullanılması hem de uydu güçlerinin artması yer istasyonu alıcı antenlerinin boyutlarının küçülmesini sağladı.

DBS yayınlarına Avrupa'da seksenli yılların ikinci yarısından sonra başlandı. Bu amaçla çeşitli Avrupa ülkeleri tarafından EUTELSAT I uydusu kullanıldı. 90'lı yıllarla birlikte, bazı Avrupa ülkelerinin kendilerine ait uyduları yanında EUTELSAT II uyduları devreye girmeye başladı. Yüksek çıkış güçlerine sahip bu uydulardan yapılan TV yayınları, Türkiye de dahil olmak üzere bir çok ülkeden, binalara kurulan basit yer istasyonları aracılığıyla rahatlıkla izlenebilmektedir.

Türkiye'de TRT, INTELSAT 604 uydusundan 4 TV ve 2 FM radyo yayını yapmaktadır. Özel TV'ler ve TRT'nin AVRASYA programları ise EUTELSAT II uydularından yayınlanmaktadır. Bu uydulardan yapılan TV yayınlarının büyük bir bölümü Türkiye'den 1-1.2 m çaplı parabolik yansıtıcı antenlerle alınabilmektedir. 1994 yılı içerisinde Türkiye'nin ilk haberleşme uydusu TÜRKSAT'ın işlevini yerine getirmesi beklenmektedir. Bu uydu aracılığıyla yapılacak yayınlar yaklaşık 60 cm çaplı parabolik yansıtıcı antenlerle alınabilecektir.

2.3 Basit Uydu Yer İstasyonları

DBS yayınlarını almak için kullanılan basit uydu yer istasyonlarının blok şeması şekil 1'de verilmiştir. Şekilden görülebileceği gibi, anten yardımıyla alınan ve çoğunlukla 10.95-11.7 GHz bandında yer alan işaret kısaca LNB olarak



Şekil 1. Basit uydu yer istasyonu blok şeması

adlandırılan düşük gürültülü frekans dönüştürücü bloğuna uygulanır. LNB, girişine uygulanan işareti 950-1700 MHz bandına aktarır. Bu band içerisinde yer alan işaretler koaksiyel kablo yardımıyla uydu alıcısına taşınır. Uydu alıcısı, girişine uygulanan işaretleri UHF bandında bir kanala aktarır. Bu noktadan sonra uydu alıcısının çıkışı televizyon cihazına veya ortak anten sistemi bulunan binalarda dağıtıcı cihazlarına uygulanır.

Şekil 1'de, anten ve LNB'den oluşan kısım bina dışında yer alır. LNB'nin çıkışı koaksiyel kablo yardımıyla bina içerisine taşınır.

2.4 Uydu Yer İstasyonu Parametreleri

Uydu yayınlarını, gerek büyük yer istasyonları gerekse basit yer istasyonlarıyla, sağlıklı biçimde alabilmek için gözönüne alınması gereken bazı parametreler vardır. Bunların içinde öncelikli olanlar, uydu çıkış gücü x anten kazancı olan EIRP, yol veya serbest uzay kaybı (L_{FS}) ve yer istasyonu alıcı anten kazancıdır. Alıcı antenin kazancı LNB'yi sürmek için gerekli işaret seviyesini sağlayacak değerde olmalıdır. Bunun için de uydu EIRP'sinin bilinmesi gerekir. Yer istasyonunda, işaret-gürültü oranı (S/N) ve sistemin gürültülü zayıf işaretleri alışı yeteneğinin bir ölçüsü olan kazanç-gürültü oranı (G/T) diğer önemli büyüklüklerdir.

Uyduların yayın yaptıkları bölgelere ilişkin EIRP izdüşümleri haritalar üzerinde verilir. Bu izdüşümlere bir örnek şekil 2'de gösterilmiştir. Şekilde, 1994 yılı içerisinde atılması planlanan TÜRK SAT uydusunun Türkiye ile Orta Avrupa üzerindeki izdüşümleri gösterilmiştir [20]. Herbir izdüşümün EIRP'si ve gerekli anten çapları birlikte verilmiştir.

Yol kaybı L_{FS} ,

$$\begin{aligned} L_{FS}(\text{dB}) &= 20 \log(4\pi R/\lambda) \\ &\approx 22 + 20 \log(R/\lambda) \end{aligned} \quad (1)$$

bağıntısından hesaplanır. Burada R uydu ile yer istasyonu arasındaki uzaklık, λ yayılan işaretin dalga boyudur. R uzaklığı,

$$R = \sqrt{[h^2 + 2R_e(h + R_e)(1 - \cos\phi \cos\alpha)]} \quad (2a)$$

ile verilir [21]. Bu bağıntıda ;

h : uydu yüksekliği, 35786 km,

R_e : dünyanın ekvatordaki yarıçapı, 6378.1 km,

α : yer istasyonunun uydunun bulunduğu noktaya göre boylamı (derece),

ϕ : yer istasyonunun bulunduğu enlem (derece)' dir.

(2.2a) denkleminde kullanılan α ,

$$\alpha = \alpha_1 \pm \alpha_2 \quad (2b)$$

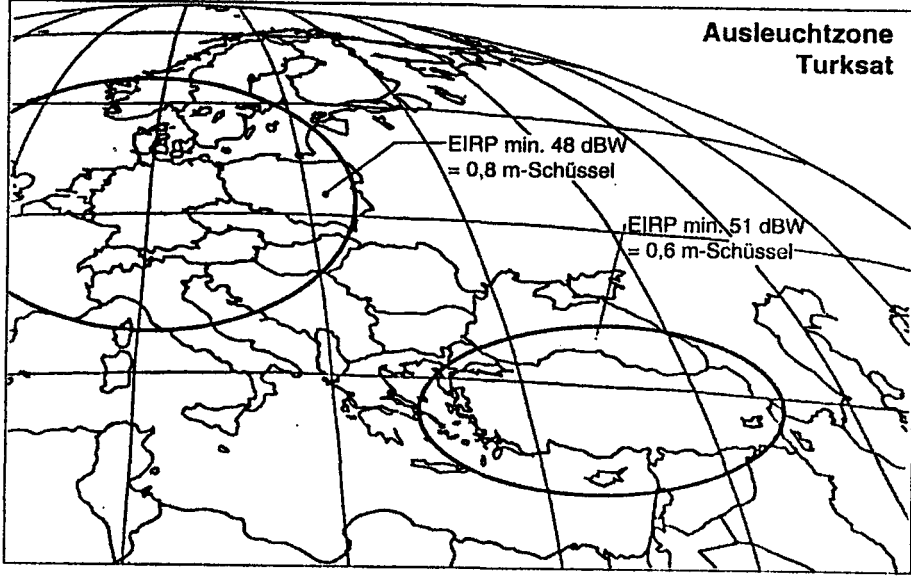
biçiminde ifade edilebilir. Burada α_1 yer istasyonunun boylamı, α_2 ise uydunun boylamıdır. Denkleminde, uydunun boylamı 0° boylamına göre doğuda ise (-) işareti, batıda ise (+) işareti kullanılır. Uyduya yükselme açısı θ ise,

$$\cos\theta = \frac{R_e + h}{R} \sqrt{(1 - \cos^2\phi \cos^2\alpha)} \quad (3)$$

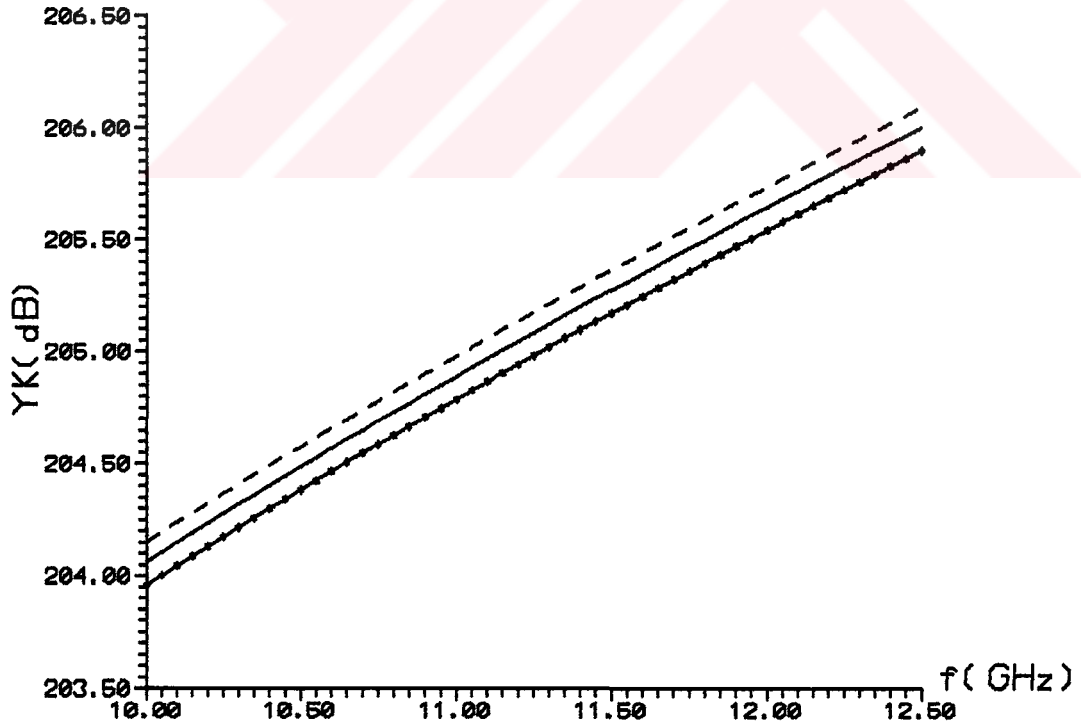
bağıntısıyla hesaplanır. Şekil 3'de, 7° Doğu Eutelsat-II (F4), 16° Doğu Eutelsat-II (F3) ve 42° Doğu TÜRK SAT uydularının Trabzon için ($\alpha_1 = 39^\circ.7$, $\phi = 41^\circ$) yol kaybı L_{FS} 'nin 10-12.5 GHz bandında frekansla değişimi verilmiştir.

(1) bağıntısıyla verilen yol kaybı uydudan alıcı antene kadar olan yalın yayılım kaybıdır. Bu kayba ek başka kayıplar da oluşur. Bunlar; iyonosfer ve atmosferin neden olduğu L_A kayıpları, kar, yağmur ve bulutların neden olduğu L_R kayıplarıdır. Böylece uydu anten çıkışından yer istasyonu antenine gelinceye kadar oluşan toplam yol kaybı $L_{(UY)T}$,

$$L_{(UY)T}(\text{dB}) = L_{FS} + L_A + L_R \quad (4)$$



Şekil 2. TÜRKSAT uydusunun Türkiye ve Orta Avrupa üzerindeki EIRP izdüşümleri [20].



Şekil 3. Çeşitli uydu boylamları için yol kaybının frekansla değişimi. (--) 7° Doğu, (—) 16° Doğu (—*—) 42° Doğu

olarak hesaplanır. Yer istasyonu sisteminde oluşan diğer L_p polarizasyon, L_y uduya yöneltme ve L_x dalga kılavuzu kayıplarıyla birlikte toplam kayıp L_T ,

$$L_T = L_{(UY)T} + L_p + L_y + L_x \quad (5)$$

biçiminde yazılabilir [19].

LNB'nin girişindeki işaret gücü en az

$$P_{LNB}(\text{dBW}) = 10\log(kTB) + F_{LNB} + D_{FM} \quad (6)$$

değerde olmalıdır. Burada, k Boltzman sabiti ($=-228.6$ dBJ/K), $T[K^\circ]$ LNB'nin gürültü sıcaklığı [K°], $B[\text{Hz}]$ gürültü band genişliği, F_{LNB} LNB'nin gürültü sayısı ve D_{FM} ise FM eşik düzeyidir ve $D_{FM} \approx 10$ dB alınabilir. Böylece, sağlıklı işaret alışı için, EIRP dBW cinsinden uydu gücü olmak üzere (5) ve (6) denklemlerini de kullanarak, uydu yer istasyonu alıcı anteninin kazancı G ,

$$G(\text{dB}) = P_{LNB}(\text{dBW}) - \text{EIRP}(\text{dBW}) + L_T(\text{dB}) \quad (7)$$

denklemden hesaplanabilir.

Kazanç-gürültü oranı (G/T), anten kazancının sistemin gürültü sıcaklığına oranı olarak bulunur. Sistemin gürültü sıcaklığı T , Kelvin cinsinden,

$$T = \frac{T_A}{L_x} + \frac{L_x - 1}{L_x} T_0 + T_{LNB} \quad (8)$$

biçiminde verilir [22]. Burada, T_A anten gürültü sıcaklığı, L_x dalga kılavuzu kaybı, T_0 standart sıcaklık ($=290^\circ\text{K}$) ve T_{LNB} ,

$$T_{LNB} = T_0(F_{LNB} - 1) \quad (9)$$

ile verilen, LNB gürültü sıcaklığıdır.

3. KIRCHHOFF KIRINIM TEORİSİ

3.1 Giriş

Kırınım kavramı Sommerfeld tarafından ışık ışınlarının doğrusal yollardan, yansıma veya kırılma olarak yorumlanamayan, herhangi bir sapması olarak tanımlanmıştır. Böyle bir olayın ilk doğru açıklaması Grimaldi tarafından yapılmış ve ölümünden kısa bir süre sonra, 1665 yılında basılmıştır. Ölçümler yapmak için gerçekleştirilen deneysel bir düzenele, ışık için saydam olmayan bir ekran üzerindeki açıklık, ışık kaynağıyla aydınlatıldı ve ekranın arkasında biraz uzaktaki bir düzlem üzerinde, ışık şiddeti gözlemlendi. Grimaldi'nin gözlemleri aydınlıktan gölgeye geçişin birdenbire değil, kademeli bir şekilde olduğunu gösterdi.

1678 yılında Christian Huygens, bir ışık dağılımının dalga cephesi üzerindeki her bir nokta ikincil küresel dağılımın yeni bir kaynağı olarak gözönüne alınır, ikincil dalga cephesinin ikincil küresel dalgaların zarfı olabileceğini sezgisel olarak ifade etti. Huygens'in düşünceleri 1818'de Augustin Jean Fresnel'in ünlü inceleme yazısında geliştirildi. Fresnel, Huygens'in zarf yapısını Young'ın girişim ilkesiyle birleştirdi. Huygens'in ikincil kaynaklarının etkin genlik ve fazları üzerine bazı keyfi varsayımlar yaparak ve değişik dalgaların girişimine göz yumarak, ışığın kırınım paternlerindeki dağılımını mükemmel doğrulukla hesapladı.

Huygens ve Fresnel'in düşünceleri 1882 yılında Gustav Kirchhoff tarafından daha pekişmiş bir matematiksel temele oturtuldu. Kirchhoff, matematiksel formülasyonunu, yayılım yoluna yerleştirilmiş bir engelin yüzeyine gelen ışığın sınır değerleri için yaptığı iki varsayıma dayandırdı. Daha sonra, 1892'de Poincare ve 1894'te Sommerfeld tarafından, bu

varsayımların birbiriyle uyumsuzluğu kanıtlandı. Kottler Kirchhoff'un sınır değer problemini yeniden yorumlayarak çelişkileri çözmeye çalıştı. Kirchhoff teorisinde sınırdaki ışıkla ilgili varsayımlardan biri Sommerfeld tarafından Green fonksiyonları teorisi kullanılarak kaldırıldı.

Işığa skaler bir olay olarak yaklaşıldığından, ya elektrik ya da magnetik alan bileşeninin yalnızca skaler genliği gözönüne alınır. Böyle bir yaklaşım, elektrik ve magnetik alan vektörlerinin değişik bileşenlerinin birbirleriyle bağlantılı olduğunu tamamen gözardı eder. Bu yüzden mikrodalga frekansları bölgesindeki deneyimler, skaler kırınım teorisinin yalnızca, kırınım açıklığının dalga boyuna göre yeterli büyüklükte olması ve gözlem noktalarının açıklığa çok yakın olmaması koşulları altında, çok doğru sonuçlar verdiğini göstermiştir [23].

3.2 Kirchhoff'un Kırınım integrali

Huygens-Fresnel ilkesinin matematiksel temelini ilk ortaya koyan Kirchhoff, bu ilkenin, belli bir integral teoreminin yaklaşık bir biçimi olarak gözönüne alınabileceğini gösterdi. Bu integral teoremi, keyfi olarak seçilen bir noktada homojen dalga denkleminin çözümünü o noktayı çevreleyen keyfi kapalı bir yüzey üzerindeki çözümü ve birinci türevi cinsinden ifade eder.

u , Helmholtz'un

$$(\nabla^2 + k^2)u = 0 \quad (10)$$

denklemini sağlayan skaler bir dalga olsun. Burada k dalga sabitidir ve $k=w/c$ dir. V , kapalı bir S yüzeyi tarafından sınırlanmış bir hacimi ve P , bu hacim içerisindeki herhangi bir noktayı gösterebilir. u 'nun bu yüzey üzerinde ve içinde sürekli birinci ve ikinci mertebeye kısmi türevlere sahip olduğu varsayalım. v , u 'ya benzer süreklilikleri sağlayan herhangi bir başka fonksiyon olsun. Bu durumda, Green teoreminden,

$$\int_V (u\nabla^2 v - v\nabla^2 u) dV = - \int_S \left(u \frac{\partial v}{\partial n} - v \frac{\partial u}{\partial n} \right) dS \quad (11)$$

olarak yazılabilir. Burada $\partial/\partial n$, S yüzeyinin dışa doğru yönelmiş normaline göre türevi gösterir. v için de

$$(\nabla^2 + k^2)v = 0 \quad (12)$$

sağlanabiliyorsa, bu durumda, (11) denkleminin sol yanının V'nin her noktasında sıfır olduğu (10) ve (12) denklemleri yardımıyla görülebilir. Sonuç olarak,

$$\int_S \left(u \frac{\partial v}{\partial n} - v \frac{\partial u}{\partial n} \right) dS = 0 \quad (13)$$

olur.

v'nin herhangi bir P_1 noktası için

$$v(P_1) = \frac{e^{-jks}}{s} \quad (14)$$

olarak alındığı varsayılınsın. Burada s, P noktasından P_1 noktasına olan uzaklığı gösterir. Bu fonksiyon $s=0$ için bir tekilliğe sahiptir ve, v'nin sürekli ve türetilebilir olduğu varsayıldığından, P noktasının integrasyon bölgesinden çıkarılması gerekir. Bu yüzden, P noktasının ϵ yarıçaplı küçük bir küre tarafından çevrelendiği varsayılarak, integral bu kürenin S_ϵ yüzeyi ile S yüzeyi üzerinden alınır (şekil 4). Bu durumda (13) denklemi,

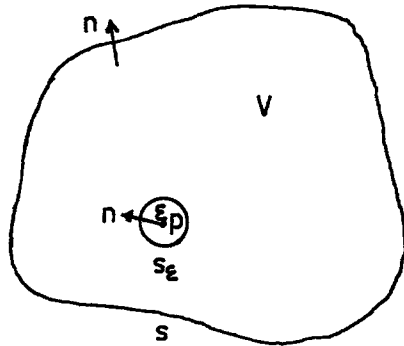
$$\int_{S+S_\epsilon} \left\{ u \frac{\partial}{\partial n} \left(\frac{e^{-jks}}{s} \right) - \left(\frac{e^{-jks}}{s} \right) \frac{\partial u}{\partial n} \right\} dS = 0 \quad (15)$$

olarak yazılabilir ve buradan,

$$\begin{aligned}
& \int_S \left\{ u \frac{\partial}{\partial n} \left(\frac{e^{-jks}}{s} \right) - \left(\frac{e^{-jks}}{s} \right) \frac{\partial u}{\partial n} \right\} dS \\
&= - \int_{S_\epsilon} \left\{ u \frac{e^{-jks}}{s} \left(-jk - \frac{1}{s} \right) \cos(n, s) - \frac{e^{-jks}}{s} \cdot \frac{\partial u}{\partial n} \right\} dS_\epsilon \\
&= - \int_{\Omega} \left\{ u \frac{e^{-jke}}{\epsilon} \left(-jk - \frac{1}{\epsilon} \right) \cos(n, \epsilon) - \frac{e^{-jke}}{\epsilon} \cdot \frac{\partial u}{\partial n} \right\} \epsilon^2 d\Omega \quad (16)
\end{aligned}$$

elde edilir. Burada $d\Omega$, katı açı elemanını gösterir. $\cos(n, \epsilon)$ ise, S_ϵ yüzeyinin dış normali n ile P noktasını bu yüzey üzerindeki P_1 noktasıyla birleştiren ϵ vektörü arasındaki açının kosinüsüdür ve burada $\cos(n, \epsilon) = 1$ 'dir. S üzerinde alınan integral ϵ 'dan bağımsız olduğundan, S_ϵ üzerinde alınan integral için

$$\begin{aligned}
& - \int_{\Omega} \left\{ u \frac{e^{-jke}}{\epsilon} \left(-jk - \frac{1}{\epsilon} \right) - \frac{e^{-jke}}{\epsilon} \cdot \frac{\partial u}{\partial n} \right\} \epsilon^2 d\Omega \\
& \xrightarrow{\epsilon \rightarrow 0} = -4\pi \epsilon^2 \left\{ u(P) \frac{e^{-jke}}{\epsilon} \left(-jk - \frac{1}{\epsilon} \right) - \frac{e^{-jke}}{\epsilon} \cdot \frac{\partial u(P)}{\partial n} \right\} \\
& = 4\pi u(P) \quad (17)
\end{aligned}$$



Şekil 4. Helmholtz-Kirchhoff teoreminde integrasyon bölgesi.

sonucu bulunur. (17), (16) denkleminde kullanılarak, herhangi bir P noktasındaki alanın, o noktayı çevreleyen herhangi bir kapalı yüzey üzerindeki dalganın sınır değerleri cinsinden ifade edilmesini sağlayan,

$$u(P) = \frac{1}{4\pi} \int_S \left\{ u \frac{\partial}{\partial n} \left(\frac{e^{-jks}}{s} \right) - \left(\frac{e^{-jks}}{s} \right) \frac{\partial u}{\partial n} \right\} dS \quad (18)$$

denklemini elde edilir. Bu sonuç " Helmholtz ve Kirchhoff integral Teoremi " olarak adlandırılır [23,24,25].

3.3 Kirchhoff'un Düzlemsel Bir Açıklıktan Kırınım Teorisi

Kirchhoff'un integral teoremi Huygens-Fresnel ilkesindeki temel düşüncüyü biçimlendirir. Ancak, farklı yüzey elemanlarından gelen alanların hesaba katılması Fresnel varsayımından daha karmaşıktır. Bununla birlikte Kirchhoff, bir çok durumda teoremin yaklaşık fakat daha basit bir biçime dönüştürülebileceğini gösterdi. Bu biçim, temelde Fresnel'in formülasyonuna eşdeğer olmakla birlikte onun teorisinde belirsiz kalan bükülme çarpanı için kesin bir bağıntı verir.

Şekil 5a'da gösterildiği gibi, noktasal bir P_0 kaynağından çıkarak iletken düzlemsel bir ekran üzerine açılmış açıklıktan yayılan bir dalga gözönüne alınsın. Alan şiddetinin belirleneceği nokta da P olsun. Ekran üzerine açılmış açıklığın lineer boyutlarının dalga boyuna göre büyük, hem P_0 hem de P noktalarının ekrandan olan uzaklıklarına göre ise küçük olduğu varsayılınsın.

P noktasındaki alan şiddetini bulmak için Kirchhoff'un integrali,

- 1) S_1 açıklığı,
- 2) ekranın aydınlatılmamış yanının S_2 kısmı,
- 3) S_1 ve S_2 ile birlikte kapalı bir yüzey oluşturan ve merkezi P noktasında olan R yarıçaplı büyük bir kürenin S_3 kısmı

tarafından oluşturulan bir S yüzeyi üzerinden alınmalıdır.

(18) denklemleriyle verilen Kirchhoff'un teoremi, bu durumda,

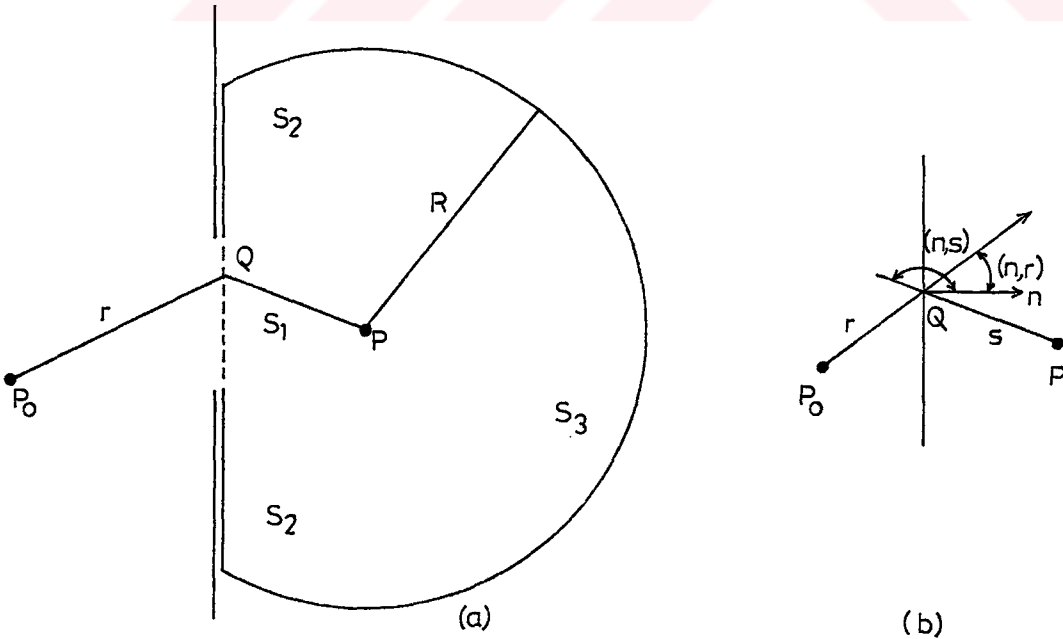
$$u(P) = \frac{1}{4\pi} \int_{S_1+S_2+S_3} \left\{ u \frac{\partial}{\partial n} \left(\frac{e^{-jks}}{s} \right) - \left(\frac{e^{-jks}}{s} \right) \frac{\partial u}{\partial n} \right\} dS \quad (19)$$

denklemini verir. Burada s, dS elemanının P noktasına olan uzaklığı ve $\partial/\partial n$ de, integrasyon yüzeyinin dış normalı boyunca türevini gösterir.

(19) denkleminde yerine koyulması gereken S_1 , S_2 ve S_3 yüzeyleri üzerindeki u ve $\partial u/\partial n$ değerlerinin tam olarak bilinmemesi problemin çözümünü zorlaştırır. Bu nedenle Kirchhoff,

- 1) S_1 yüzeyinde, kenarlar hariç, her noktadaki u ve $\partial u/\partial n$ değerlerinin, ekranın olmaması durumundaki değerlerle aynı,
- 2) bu değerlerin S_2 yüzeyi üzerinde özdeş olarak sıfır olduğunu

varsayımıştır. Bunlar, " Kirchhoff Sınır Koşulları " olarak adlandırılırlar ve,



Şekil 5. Fresnel-Kirchhoff Kırınım geometrisi [24].

$$S_1 \text{ üzerinde : } u = u_1, \quad \frac{\partial u}{\partial n} = \frac{\partial u_1}{\partial n} \quad (20a)$$

$$S_2 \text{ üzerinde : } u = 0, \quad \frac{\partial u}{\partial n} = 0 \quad (20b)$$

bağıntılarıyla ifade edilebilirler [23,24].

R'nin çok büyük olduğu kabul edilirse, S_3 yüzeyi üzerinde u ve $\partial u/\partial n$ değerleri çok küçük alınarak bu yüzeyin P noktasındaki alana katkısının gözardı edilebileceği görülür. Böylece (19) denklemi,

$$u_1 = A \frac{e^{-jkr}}{r} \quad (21a)$$

$$\frac{\partial u_1}{\partial n} = A \frac{e^{-jkr}}{r} \left(-jk - \frac{1}{r} \right) \cos(n,r) \quad (21b)$$

$$\frac{\partial}{\partial n} \left(\frac{e^{-jks}}{s} \right) = \frac{e^{-jks}}{s} \left(-jk - \frac{1}{s} \right) \cos(n,s) \quad (21c)$$

denklemleri yardımıyla, $k \gg 1/r$ ve $1/s$ için

$$u(P) = \frac{jk}{4\pi} A \int_{S_1} \frac{e^{-jk(r+s)}}{rs} \{ \cos(n,r) - \cos(n,s) \} dS \quad (22)$$

olarak elde edilir. (n,r) ve (n,s) açıları şekil.5b'de tanımlanmıştır. Bu denklem " Fresnel-Kirchhoff Kırınım Denklemi " olarak bilinir.

Fresnel-Kirchhoff kırınım denklemi kaynak ve gözlem noktasına göre simetriktir. Bir P_0 noktasına yerleştirilmiş noktasal kaynağın bir P noktasında yaratacağı alan şiddeti ile, noktasal kaynağın P noktasına yerleştirilmesiyle P_0 noktasında yaratacağı alan şiddeti birbirine eşittir. Bu

sonuç bazen Helmholtz'un karşılıklık teoremi olarak anılır [24].

3.4 Rayleigh-Sommerfeld' in Düzlemsel Bir Açıklıktan Kırınım Denklemi

Kirchhoff teorisi deneysel olarak dikkate değer ölçüde doğru sonuçlar vermekte ve pratikte yaygın biçimde kullanılmaktadır. Bununla birlikte, teoride bazı iç uyumsuzluklar vardır. Kirchhoff sınır koşullarının ikisi birden, alanın, açıklığın arkasında her noktada özdeş olarak sıfır olduğunu belirtir. Bu sonuç bilinen fiziksel duruma aykırıdır. Bundan başka, gözlem noktasının ekran veya açıklığa yaklaşması durumunda, Fresnel-Kirchhoff kırınım denklemi varsayılan sınır koşullarını sağlamada yetersiz kalmaktadır. Kirchhoff teorisindeki u ve $\frac{\partial u}{\partial n}$ değerlerinin ikisinin birden sınır koşullarını sağlama gerekliliği Sommerfeld tarafından, gerekli özellikleri taşıyan Green fonksiyonları yardımıyla, teoriden çıkarıldı.

Şekil 6'da, ekrandan aynı uzaklıkta P ve P' noktalarına, aynı dalga boyuna ve 180° faz farkına sahip iki noktasal kaynağın yerleştirilmiş olduğu düşünölsün. Bu durumda, S_1 açıklığındaki bir P_1 noktası için

$$v_-(P_1) = \frac{e^{-jks}}{s} - \frac{e^{-jks'}}{s'} \quad (23)$$

yazılabilir ve,

$$\begin{aligned} \frac{\partial v_-}{\partial n} &= \frac{e^{-jks}}{s} \left(-jk - \frac{1}{s}\right) \cos(n, s) \\ &\quad - \frac{e^{-jks'}}{s'} \left(-jk - \frac{1}{s'}\right) \cos(n, s') \end{aligned} \quad (24)$$

biçiminde elde edilir.

S_1 açıklığı üzerindeki P_1 noktası için,

$$s = s' \quad (25a)$$

$$\cos(n, s) = -\cos(n, s') \quad (25b)$$

olduğu gözönüne alınır,

$$v_-(P_1) = 0 \quad (26a)$$

$$\frac{\partial v_-(P_1)}{\partial n} = 2\cos(n, s) \frac{e^{-jks}}{s} \left(-jk - \frac{1}{s}\right) \quad (26b)$$

olarak bulunur. (26a) ve (26b) denklemleri (22)'de yerleştirilir ve $k \gg 1/s$ alınır, P noktasındaki alan için

$$u(P) = \frac{-jk}{2\pi} \int_{S_1} u(P_1) \frac{e^{-jks}}{s} \cos(n, s) dS \quad (27)$$

elde edilir. Bu sonuç "Rayleigh-Sommerfeld Kırınım Denklemi" olarak adlandırılır [23]. Bağlantıda $u(P_1)$, (21a) ile verilen, P_1 noktasındaki gelen alandır. (27) ile (22) bağıntıları arasındaki farkın yalnızca bükülme çarpanı olduğu görülebilir.

Şekil 6'da P ve P' noktalarına yerleştirilen kaynakların eş-fazlı oldukları varsayalım. Bu durumda ,

$$v_+(P_1) = \frac{e^{-jks}}{s} + \frac{e^{-jks'}}{s'} \quad (28a)$$

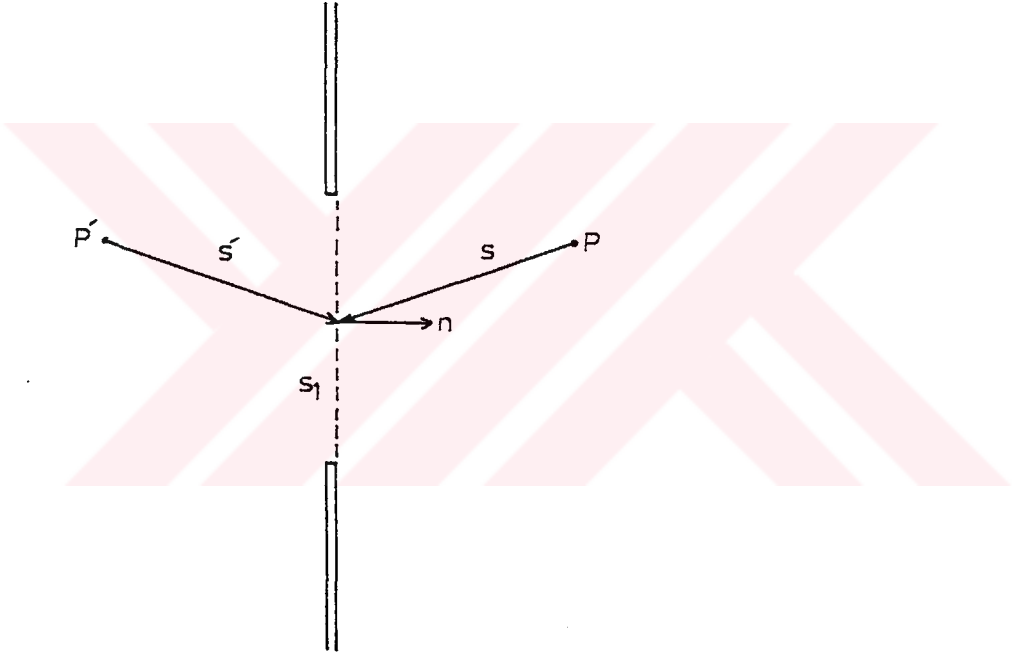
$$\frac{\partial v_+(P_1)}{\partial n} = 0 \quad (28b)$$

olur. (27)'nin elde edilmesi sırasında izlenen yol burada da tekrarlanarak, P noktasındaki $u(P)$ alanı için,

$$u(P) = \frac{jk}{2\pi} \int_{S_1} u(P_1) \frac{e^{-jks}}{s} \cos(n,s) dS \quad (29)$$

denklemini elde edilir.

(27) ve (29) denklemleri, kaynak ve gözlem noktalarının açıklığa olan uzaklıklarına göre yaklaşık aynı sonuçları verirler ve her ikisi de geçerlidir. Bundan başka, problemin tipine göre ya Kirchhoff ya da Sommerfeld denklemleri kullanılarak deneysel değerlerle oldukça uyumlu sonuçlar elde edilir.



Şekil 6. Düzlemsel bir açıklıktan Rayleigh-Sommerfeld kırınımı

3.5 Vektörel Kirchhoff Kırınım İntegralleri

Buraya kadar incelenen gerek Kirchhoff ve gerekse Sommerfeld kırınım integrallerinde alanlar hep skaler büyüklüklerdi. Skaler denklemler, kolay ve doğru sonuçların elde edilmesini sağlamakla birlikte, alanların vektörel özellikleri hakkında herhangi bir tanımlama yapmazlar. Bu,

bazı problemlerde kısıtlayıcı bir durumdur.

Kaynaktan bağımsız bir bölge içinde herhangi bir noktadaki elektromagnetik alan, bölgeyi sınırlayan yüzeyler üzerindeki alanlardan belirlenir. S, sonsuz bir yüzey tarafından sınırlanmış bir V bölgesi içerisinde, içinde alan kaynaklarının bulunduğu kapalı, sürekli ve sonlu bir yüzey olsun. Bu V bölgesi içerisinde herhangi bir P noktasındaki elektrik ve magnetik alanlar

$$\mathbf{E}(P) = \frac{1}{4\pi} \int_S \left\{ (\mathbf{n} \times \mathbf{E}) \times \mathbf{V} \mathbf{v} - jk Z_0 (\mathbf{n} \times \mathbf{H}) \mathbf{v} + \frac{Z_0}{jk} [(\mathbf{n} \times \mathbf{H}) \cdot \mathbf{V}] \mathbf{V} \mathbf{v} \right\} dS \quad (30)$$

$$\mathbf{H}(P) = \frac{1}{4\pi} \int_S \left\{ (\mathbf{n} \times \mathbf{H}) \times \mathbf{V} \mathbf{v} + \frac{jk}{Z_0} (\mathbf{n} \times \mathbf{E}) \mathbf{v} - \frac{1}{jk Z_0} [(\mathbf{n} \times \mathbf{E}) \cdot \mathbf{V}] \mathbf{V} \mathbf{v} \right\} dS \quad (31)$$

ifadelerinden hesaplanır. Bu ifadelerde vektörel büyüklükler koyu renkte basılmışlardır. Her iki denklemde, $Z_0 (=120\pi)$ boşluğun karakteristik empedansı, $k (=2\pi/\lambda)$ dalga sabiti ve \mathbf{v} skaler bir Green fonksiyonudur. Bu denklemlerin çıkarılmasına ilişkin ayrıntılar [26]'da mevcuttur.

S yüzeyine dik ve teğet alan bileşenleri ile elektrik ve magnetik kaynaklara ilişkin yüzey dağılımları arasındaki bağıntılar sınır koşullarından çıkarılabilir. Yüzeğe teğet bir $\mathbf{n} \times \mathbf{H}$ magnetik alanının yüzey üzerinden integrali, $\mathbf{J}_{es} = \mathbf{n} \times \mathbf{H}$ olan bir yüzey akım yoğunluğunun aynı yüzey üzerinden integraline eşdeğerdir. Aynı şekilde, $\mathbf{n} \times \mathbf{E}$ elektrik alan integrali yerine \mathbf{J}_{ms} yüzey akım yoğunluğu integrali alınabilir. Bu yüzey akım dağılımları cinsinden (30) ve (31) denklemleri yeniden,

$$\mathbf{E}(P) = \frac{1}{4\pi} \int_S \left\{ -\mathbf{J}_{ms} \times \mathbf{V} \mathbf{v} - jk Z_0 \mathbf{J}_{es} \mathbf{v} + \frac{Z_0}{jk} (\mathbf{J}_{es} \cdot \mathbf{V}) \mathbf{V} \mathbf{v} \right\} dS \quad (32)$$

$$\mathbf{H}(P) = \frac{1}{4\pi} \int_S \left\{ \mathbf{J}_{es} \times \mathbf{V} \mathbf{v} + \frac{jk}{Z_0} \mathbf{J}_{ms} \mathbf{v} + \frac{1}{jk Z_0} (\mathbf{J}_{ms} \cdot \mathbf{V}) \mathbf{V} \mathbf{v} \right\} dS \quad (33)$$

olarak yazılabilirler. Bu denklemlerdeki J_{es} ve J_{ms} , sırasıyla, eşdeğer elektriksel ve magnetik yüzey akım yoğunluklarıdır.

3.6 Vektörel Kırınımında Uzak Alan Yaklaşımları

Şekil 7'de gösterildiği gibi, sonsuz düzlemsel bir S yüzeyi üzerindeki S_1 açıklığının P noktasında yarattığı elektrik alanının vektörel biçimi

$$\mathbf{E}(P) = \frac{jk}{4\pi} \int_{S_1} \{ (\mathbf{n} \times \mathbf{E}_1) - Z_0 \mathbf{a}_r \times (\mathbf{n} \times \mathbf{H}_1) \} \frac{e^{-jkr}}{r} dS_1 \quad (34)$$

olarak yazılabilir [27]. Bu denklemde \mathbf{E}_1 ve \mathbf{H}_1 , S_1 açıklığına gelen elektrik ve magnetik alanlardır. Uzak alan için, yine şek.7'den

$$r = R \quad (\text{genlik terimleri için}) \quad (35a)$$

$$r = R - Q \cdot \mathbf{a}_R \quad (\text{faz terimleri için}) \quad (35b)$$

yaklaşımlarıyla, elektrik alanının θ ve ϕ bileşenleri

$$E_\theta = \frac{jke^{-jkR}}{4\pi R} \int_{S_1} \{ \mathbf{a}_\phi \cdot (\mathbf{n} \times \mathbf{E}_1) - Z_0 \mathbf{a}_\theta \cdot (\mathbf{n} \times \mathbf{H}_1) \} e^{jkQ \cdot \mathbf{a}_R} dS_1 \quad (36a)$$

$$E_\phi = \frac{-jke^{-jkR}}{4\pi R} \int_{S_1} \{ \mathbf{a}_\theta \cdot (\mathbf{n} \times \mathbf{E}_1) + Z_0 \mathbf{a}_\phi \cdot (\mathbf{n} \times \mathbf{H}_1) \} e^{jkQ \cdot \mathbf{a}_R} dS_1 \quad (36b)$$

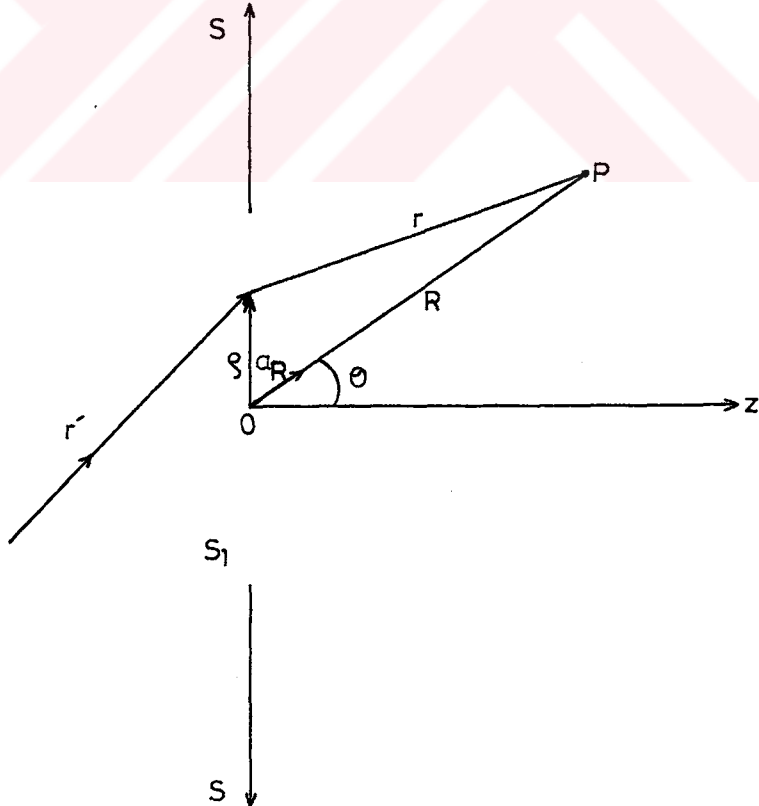
olarak elde edilirler [28].

(36) denklemleri (32) denklemine benzer şekilde eşdeğer elektrik ve magnetik yüzey akım dağılımları cinsinden de yazılabilir. Bu denklemlerin elde edilmesinde kullanılan Kirchhoff yaklaşımının elektromagnetik alanlardaki diğer bir adı "Fizik Optik" yaklaşımıdır. Hem elektrik ve hem de magnetik akım dağılımlarını kullanmak yerine yalnızca ya

elektrik akım dağılımını ya da magnetik akım dağılımını kullanarak da uzak alan patenleri hesaplanabilir. Bu durumda görüntü ilkesi uyarınca J_{es} yerine $2J_{es}$ ve J_{ms} yerine $2J_{ms}$ alınır.

(27) ve (29) ile verilen Rayleigh-Sommerfeld kırınım denklemlerinin, görüntü ilkesinin skaler karşılıkları oldukları gösterilebilir. Uzak alan hesaplarında, açıklık elektrik veya magnetik alanı kesin olarak belirlenebiliyorsa, açıklık eksenine yakın noktalarda (şek.7'de küçük θ açılarında) $2J_{es}$, $2J_{ms}$ ve (36) denklemleri kullanılarak elde edilecek sonuçlar birbirine özdeş olur. Ancak yaklaşık açıklık alanlarının kullanılması durumunda, sonuçlar genellikle uyuşmaz [29].

Kirchhoff veya fizik optik yaklaşımları dairesel açıklıklar için, açıklık eksenine yakın noktalarda oldukça doğru sonuçlar verir. Açıklık ekseninden uzaklaştıkça, açıklığın kenarları ışınım alanları üzerinde etkili olmaya başlar. Bu durumda kenar kırınım teorileri kullanılarak, kenar etkilerinin hesaba katılması gerekir.



Şekil 7. Düzlemsel sonsuz bir ekran üzerindeki S_1 açıklığının uzak alan ışınması

4. FZP ANTENLERİN GENEL YAPILARI

4.1 Dairesel Düzlem Bir Açıklığın Alanı

x-y düzleminde bulunan bir ekran üzerindeki R yarıçaplı daireysel açıklığın düzlem dalgalarla aydınlatıldığı varsayılınsın. y-z düzlemindeki kesit gösterimi şekil.8'deki gibi verilen bu açıklığın, açıklıktan F kadar uzaktaki bir x-y düzleminde bulunan herhangi bir P noktasında yaratacağı alan şiddetinin hesaplanması istensin. Açıklık yüzeyine gelen düzlem dalgaların z eksenine paralel ve y-polarizeli oldukları varsayılınsın. Kirchhoff'un skaler kırınım integral denklemi (18)'e uygun olarak ve şekil 8'den, u ve v için,

$$u = E_0 e^{-jkz} \quad (37a)$$

$$v = (e^{-jkr})/r \quad (37b)$$

yazılabilir. E_0 , açıklığa gelen alanın genliğidir ve birim olarak alınabilir. u ve v'nin açıklık üzerinde, açıklığa dik birim vektör (yüzey normali) n'ye göre kısmi türevleri

$$\frac{\partial u}{\partial n} = -jke^{-jkz} \cos(n, z) \quad (38a)$$

$$\frac{\partial v}{\partial n} = \left(-jk - \frac{1}{r}\right) \frac{e^{-jkr}}{r} \cos(n, r) \quad (38b)$$

olarak bulunur. Şekil 5b'deki tanıma göre, şekil 8 için,

$$\cos(n, z) = 1 \quad (39a)$$

$$\cos(n,r) = -\cos\alpha \quad (39b)$$

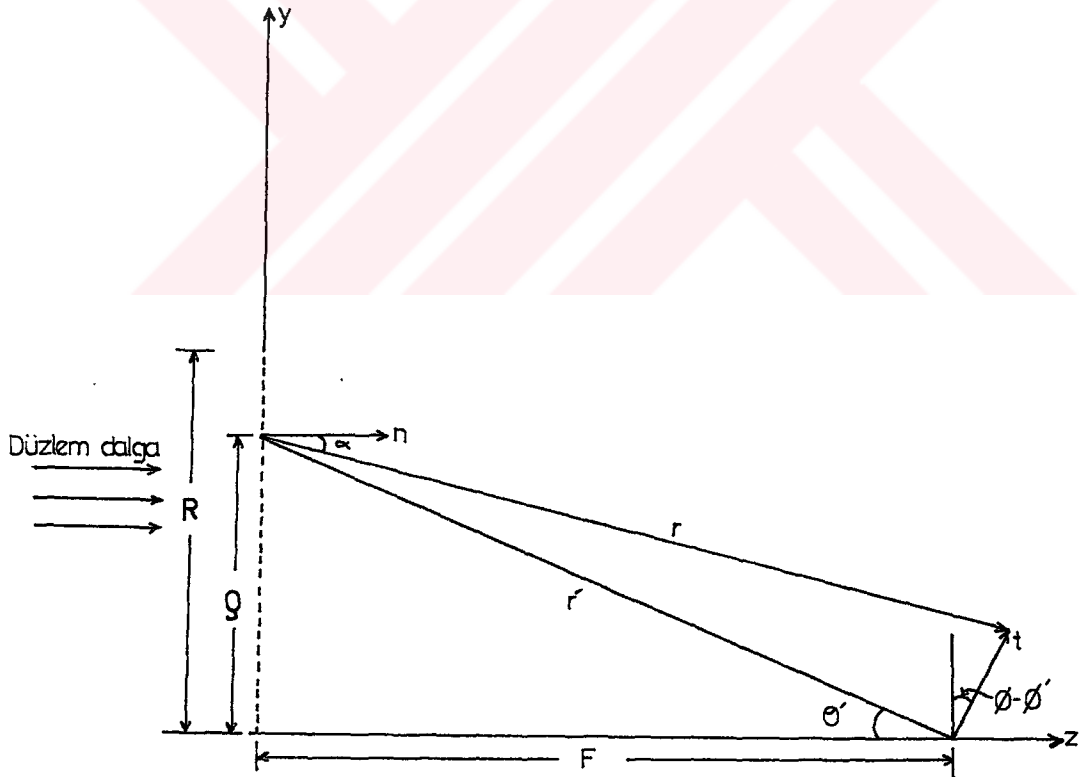
olduğu görülebilir. Böylece, (37)-(39) denklemleri kullanılarak ve $k \gg 1/r$ olduğu da varsayılarak, P noktasındaki elektrik alan şiddeti için

$$E(P) = \frac{jk}{4\pi} e^{-jkF} \int_S (1+\cos\alpha) \frac{e^{-jkr}}{r} dS \quad (40)$$

denklemini elde edilir. $t/F \ll 1$ ise,

$$\cos\alpha \approx \cos\theta' \quad (41a)$$

$$1/r \approx 1/r' \quad (41b)$$



Şekil 8. R yarıçaplı bir dairesel açıklığın P noktasında yaratacağı alan şiddetinin hesabına ilişkin geometrik gösterim.

alınabilir ve e^{-jkr} üstel terimi de, bu durumda,

$$e^{-jkr} = e^{-jkr'(1-(t/r')\sin\theta'\cos(\phi-\phi'))} \quad (41c)$$

olarak yazılabilir. Açıklık yüzeyindeki Q ve ϕ' cinsinden $dS = QdQd\phi' = F^2 \tan\theta'(1+\tan^2\theta')d\theta'd\phi'$, $r'=F/\cos\theta'$ ve (41) denklemleri yerlerine koyulursa, herhangi bir F düzlemindeki alan şiddeti, gerekli düzenlemelerden sonra,

$$E(F, t) = \frac{jkF}{2} e^{-jkF} \int_0^{\theta_a} \tan\theta'(1+1/\cos\theta') e^{-jkF/\cos\theta'} J_0(ktsin\theta') d\theta' \quad (42)$$

denklemden hesaplanabilir. Bu denklemden $\theta_a, Q=R$ ye karşılık gelen açısal açıklık, J_0 ise sıfırdan birinci tür Bessel fonksiyonudur. Açıklık eksenindeki herhangi bir F noktasındaki alan şiddeti ise, (42) denkleminde $t=0$ alınarak,

$$E(F) = \frac{jkF}{2} e^{-jkF} \int_0^{\theta_a} \tan\theta'(1+1/\cos\theta') e^{-jkF/\cos\theta'} d\theta' \quad (43)$$

denklemleriyle hesaplanır.

4.2 FZP Tasarımı

Şekil 8'de, $z=F$ noktasının açıklıktan, $F=r'$ olacak kadar uzakta olduğu varsayalım. Bu durumda, $\cos\theta'=1$ olur ve (40) integrali $z=F$ noktasındaki alan şiddeti için

$$\begin{aligned} E(F) &= \frac{jk}{2\pi} e^{-jkF} \int_S \frac{e^{-jkr'}}{r'} dS \\ &= jke^{-jkF} \int_F^{\sqrt{R^2+F^2}} e^{-jkr'} dr' \end{aligned} \quad (44)$$

biçiminde elde edilir. Burada, $dS = r'dr'd\theta' = r'dr'd\phi'$ ve integral sınırları, F ve $\sqrt{R^2+F^2}$ olarak alınmıştır. Sonuç olarak, (44) denkleminin integrasyonu ile açıklık ekseninde bir F noktasındaki alan şiddeti

$$E(F) = e^{-jkF} (-e^{-jk\sqrt{R^2+F^2}} + e^{-jkF}) \quad (45)$$

olarak bulunur. Sabit bir F noktasındaki alan şiddetinin genliğinin r' ne bağlı değeri için, (45) denkleminde,

$$|E(r', F)| = [2 - 2\cos k(F-r')]^{\frac{1}{2}} \quad (46)$$

elde edilir. Bu denklemden r' değişken olduğundan, açıklığın yarıçapı da r' ne bağlı olarak değişecektir.

(46) denkleminde verilen alan şiddetinin sabit F uzaklığında maksimum veya minimum olması için r' nün ne olması gerektiği sorulsun. Bu aynı zamanda açıklık yarıçapının sorulması demektir. Bunun için alan şiddetinin genlik ifadesi r' ne göre türetilir ve sıfıra eşitlenirse,

$$r' = F + n\lambda/2 \quad (47)$$

bulunur. Burada $n=1, 2, \dots$, ve λ dalga boyudur. Bu bağıntıda n 'nin tek değerlerine karşılık gelen r' ler için, (46) denkleminin r' ne göre ikinci türevinin negatif, n 'nin çift değerlerine karşılık gelen r' ler için ise pozitif olduğu görülür. Bu, açıklığın F noktasında oluşturduğu alan şiddetinin, n 'nin tek değerleri için maksimum, çift değerleri için ise minimum olacağını gösterir.

Sabit bir F noktasında alan şiddetinin maksimum veya minimum olmasını sağlayan açıklık yarıçapı, (47) ve sek.8 yardımıyla,

$$R = [nF\lambda + (n\lambda/2)^2]^{\frac{1}{2}} \quad (48)$$

denkleminde bulunur. $n=1$ 'e karşılık gelen R yarıçaplı dairesel açıklığın F noktasında yaratacağı alan şiddetinin $2e^{-jkF}$, $n=2$ 'ye karşılık gelen R yarıçaplı dairesel açıklık

için sıfır olduğu, (45) denkleminde görülebilir.

Bir yüzü metal kaplı düzlemsel dielektrik bir levhanın metal kaplı yüzeyi üzerine sabit F ve λ dalga boyu için (48) denklemi kullanılarak aynı merkezli ardışıl N tane ($n=1,2,\dots,N$) daire çizilsin. Bu dairelerden merkezle $n=1$ 'e karşılık gelen yarıçapın belirlediği bölge 1.bölge, $n=1$ ile $n=2$ 'ye karşılık gelen yarıçaplar arasındaki bölge 2.bölge, ve bu şekilde devam ederek, $N-1$ ile N 'ye karşılık gelen yarıçaplar arasındaki bölge N .bölge olsun. Metal malzemenin bu bölgelerin tamamından kaldırıldığı düşünülerek, n .bölgenin F noktasında yaratacağı alan şiddeti (44) integralinden,

$$E_n(F) = e^{-jkF} (e^{-jk\sqrt{(R_{(n-1)}^2 + F^2)}} - e^{-jk\sqrt{(R_n^2 + F^2)}}) \quad (49a)$$

ve toplam alan için,

$$E_T(F) = e^{-jkF} \sum_{n=1}^N (e^{-jk\sqrt{(R_{(n-1)}^2 + F^2)}} - e^{-jk\sqrt{(R_n^2 + F^2)}}) \quad (49b)$$

elde edilir. Bu denklemlerde, R_{n-1} ve R_n , $(n-1)$ ve n .bölge yarıçaplarıdır. (49b) denklemi, karekök terimleri (47) denkleminde uygun biçimde değiştirilerek ve $F=b\lambda$ alınarak,

$$E_T(F) = e^{-j2\pi b} \sum_{n=1}^N (e^{-j(n-1)\pi} - e^{-jn\pi}) \quad (50)$$

biçiminde yeniden düzenlenebilir. Bu ifadeden, yukarıda elde edilene benzer şekilde, toplam alan şiddeti genliğinin toplam bölge sayısı N 'nin çift değerleri için sıfır, tek değerleri için ise 2 olduğu görülür [30].

Metal malzeme, yalnızca tek(veya çift) numaralı bölgelerden kaldırılırsa ortaya çıkan yapı FZP(Fresnel Zone Plate) olarak adlandırılır. Bu durumda F noktasındaki toplam alan şiddeti, yalnızca tek veya çift numaralı bölgelerin alanlarının toplamıdır. İletken malzemenin tek numaralı

bölgelerden kaldırılması durumunda FZP, şekil 9a'daki Açık-Kapalı(AK) yapıda, çift numaralı bölgelerden kaldırılması durumunda ise, şekil 9b'deki Kapalı-Açık(KA) yapıda olur. Şekil 9a ve 9b'de elektromagnetik dalgalar yüzey üzerine FZP'nin solundan gelmektedir. Bu tip FZP'ler basit FZP mercek veya iletken FZP (iFZP) olarak adlandırılır. Şekil 9c ve 9d'de elektromagnetik dalgalar yüzey üzerine FZP'nin sağından gelmektedir. Bu tip FZP'ler ise Yansıtıcı FZP(YFZP) olarak adlandırılır [13,16].

Her iki FZP biçimi için toplam alan şiddetinin genliği denklem (50)'den,

$$E_{T(AK)}(F) = \begin{cases} N & , N \text{ çift} \\ N+1 & , N \text{ tek} \end{cases}$$

$$E_{T(KA)}(F) = \begin{cases} N & , N \text{ çift} \\ N-1 & , N \text{ tek} \end{cases}$$

olur. Bu sonuçlardan görülebileceği gibi FZP, F noktasındaki alan şiddetini tek bir açıklığın alan şiddetine göre N/2 kat artırmaktadır.

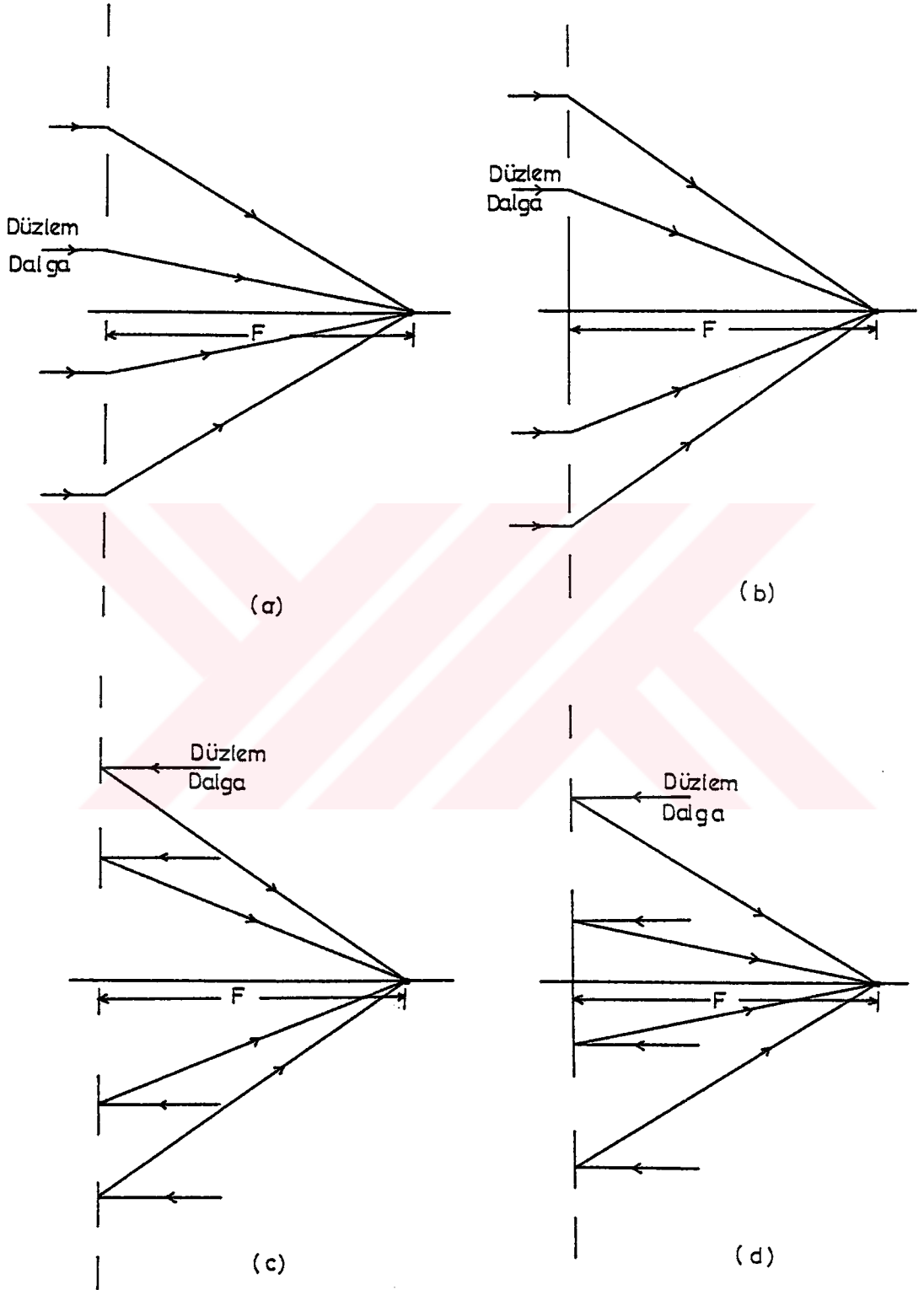
FZP'lerin bölge yarıçapları (48)'de n indisi kullanarak ve şek.10'daki geometri yardımıyla,

$$R_n = [nF \lambda + (n \lambda / 2)^2]^{1/2} \quad (51)$$

denklemden hesaplanır. Bu denklemden F, FZP'nin odak uzunluğu, λ tasarım dalga boyudur. Çapı D olan bir taban malzeme üzerinde, verilen bir F odak uzunluğu ve tasarım frekansı için gerçekleştirilecek olan FZP'nin toplam bölge sayısı N,

$$N = (2/\lambda) [\sqrt{F^2 + 0.25D^2} - F] \quad (52)$$

denkleminin vereceği sonucun tam sayıya eşitlenmesiyle bulunabilir.



Şekil 9. FZP'lerin kesit görünüşleri. (a)-(b) iletken FZP, (c)-(d) Yansıtan FZP.

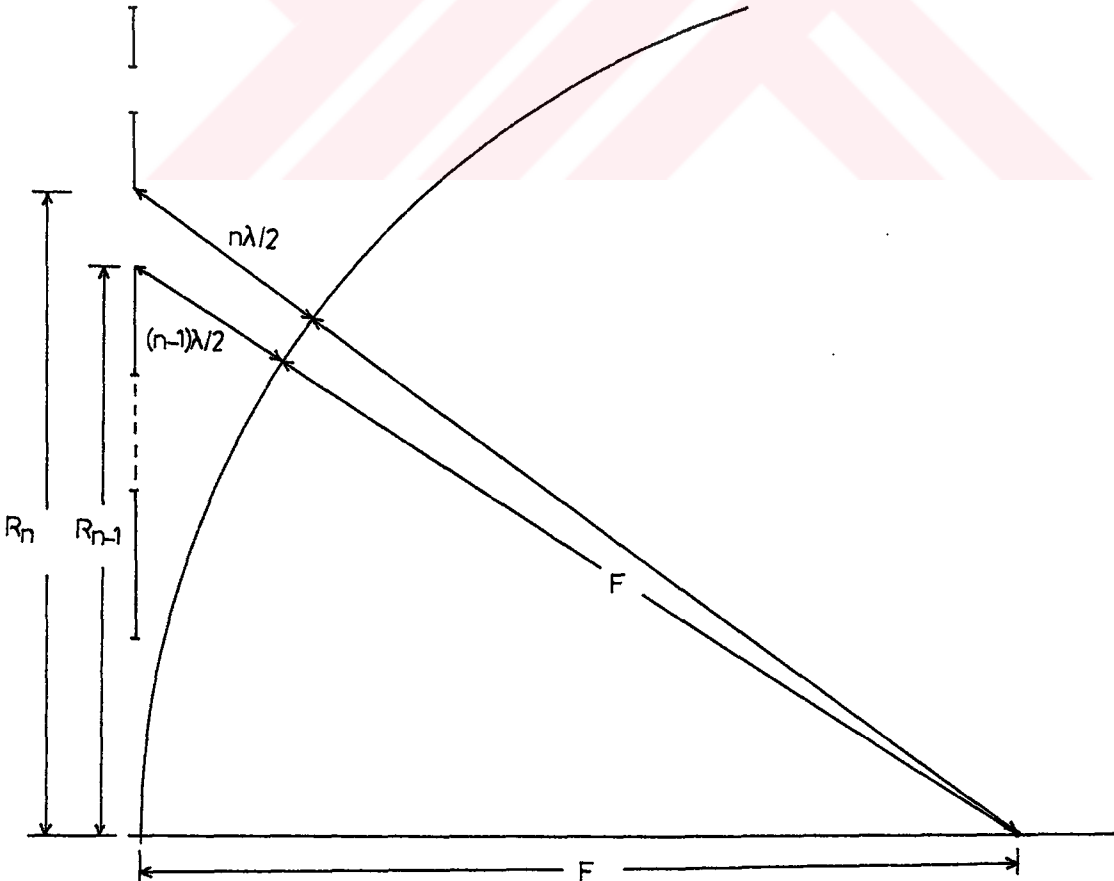
Şekil 10 ve (51) denkleminde, n 'nin çift değerleri için elde edilen bölgeler dalga boyunun tam katlarına karşılık gelirler ve tam peryot bölgesi olarak adlandırılırlar[13]. Tam peryot bölgeleri, $p(=1,2,4,6,\dots)$ oranında alt bölgelere bölünerek değişik FZP yapılar elde edilebilir. Peryot oranı p (51) denkleminde kullanılırsa, bölge yarıçapları

$$R_n = [2nF\lambda/p + (n\lambda/p)^2]^{1/2} \quad (53)$$

denkleminde elde edilir. Toplam bölge sayısını veren (52) denklemi ise bu durumda,

$$N = (p/\lambda)[\sqrt{F^2+0.25D^2} - F] \quad (54)$$

olur. (53) denklemi $p=1$ için tam peryot bölge yarıçaplarını verir ve $p=2$ için (51) denkleminde dönüşür.



Şekil 10. FZP'nin bölge yarıçapları geometrisi.

$p=2$ için herbir tam periyot iki alt bölge, $p=4$ için 4 alt bölge ve $p=6$ için ise 6 alt bölge içerir. $p=2$ 'ye karşılık gelen yapılar yarım-periyot FZP, $p=4$ 'e karşılık gelen yapılar ise çeyrek-periyot FZP olarak adlandırılırlar. iFZP ve YFZP, $p=2$ 'ye karşılık gelen yarım-periyot FZP yapılarıdır. Herbir tam periyodun ikiden fazla alt bölgelere bölünmesiyle odaktaki alan şiddetinin artırılması amaçlanır. Aşağıda, bu amaca yönelik yapılar verilmektedir.

4.3 Faz-Düzelten FZP Antenler

Herbir tam periyodu p oranında alt bölgelere bölünmüş bir FZP'nin n .bölgesinin F odak noktasında yaratacağı alan, (49a) denklemi (50) denklemine benzer şekilde düzenlenerek,

$$E_n(F) = e^{-j2\pi b} (e^{-j2(n-1)\pi/p} - e^{-j2n\pi/p}) \quad (55)$$

denkleminde hesaplanabilir. Bu denklemden, p 'nin 2,4 ve 6 değerlerine karşılık herbir bölgenin odak noktasında yaratacağı alan şiddeti için aşağıdaki sonuçlar elde edilir.

$p = 2$ için ;

$$n = 1 \quad E_1 = 2$$

$$n = 2 \quad E_2 = -2$$

$$n = 3 \quad E_3 = 2$$

$p = 4$ için ;

$$n = 1 \quad E_1 = 1+j$$

$$n = 2 \quad E_2 = 1-j$$

$$n = 3 \quad E_3 = -1-j$$

$$n = 4 \quad E_4 = -1+j$$

$$n = 5 \quad E_5 = 1+j$$

$p = 6$ için ;

$$n = 1 \quad E_1 = 0.5+j\sqrt{3}/2$$

$$n = 2 \quad E_2 = 1$$

$$n = 3 \quad E_3 = 0.5-j\sqrt{3}/2$$

$$n = 4 \quad E_4 = -0.5-j\sqrt{3}/2$$

$$n = 5 \quad E_5 = -1$$

$$n = 6 \quad E_6 = -0.5+j\sqrt{3}/2$$

$$n = 7 \quad E_7 = 0.5+j\sqrt{3}/2$$

Bu sonuçlardan, herbir bölgenin kendisinden bir önceki bölgeye göre faz kaymasınının $p=2$ için π , $p=4$ için $\pi/2$ ve $p=6$ için ise $\pi/3$ kadar olduğu görülür. Buradan, herbir bölgede, $n=1,2,\dots,N$ olmak üzere $2(n-1)\pi/p$ kadar faz düzeltimi yapılarak bölgelerin tamamının odaktaki alan şiddetine katkıları sağlanmış olur. Bu biçimde düzenlenen yapılar, Faz-Düzelten FZP(FDFZP) olarak tanımlanırlar [13].

$e^{j2(n-1)\pi/p}$ faz düzeltici terimi (55) denkleminde yerleştirilip gerekli düzenlemeler yapıldıktan sonra, F odak noktasındaki toplam alan şiddeti için

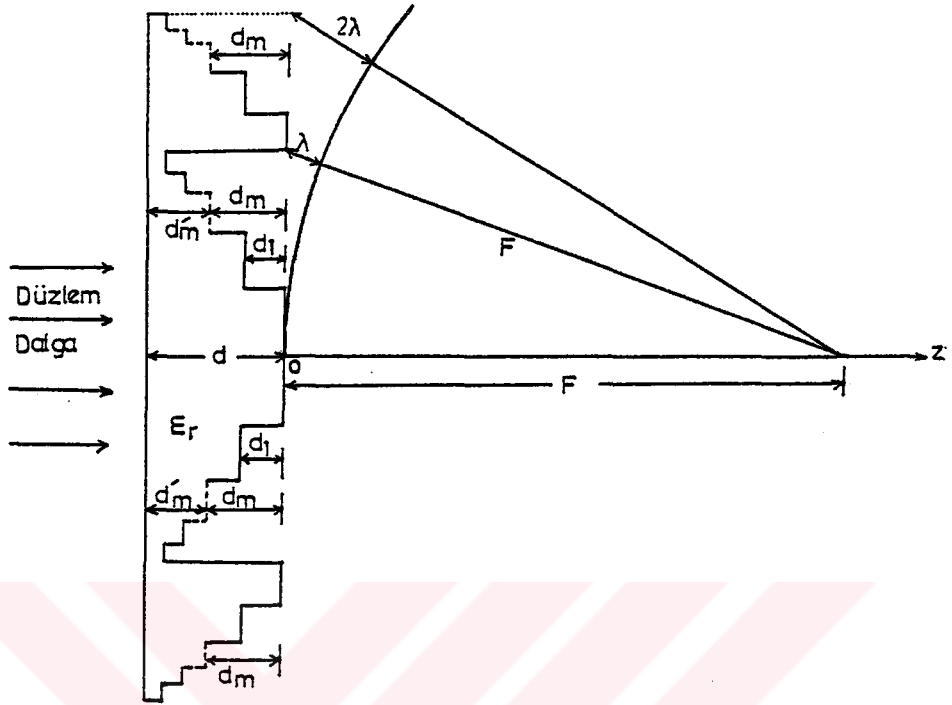
$$E_T(F) = e^{-j2\pi b} \sum_{n=1}^N (1 - e^{-j2\pi/p}) \quad (56)$$

elde edilir. Bu ifade $p=2,4$ ve 6 için değerlendirilirse, odak noktasındaki toplam alan şiddetinin genliği, N_{tp} tam periyot bölge sayısı olmak üzere, aşağıdaki değerleri alır.

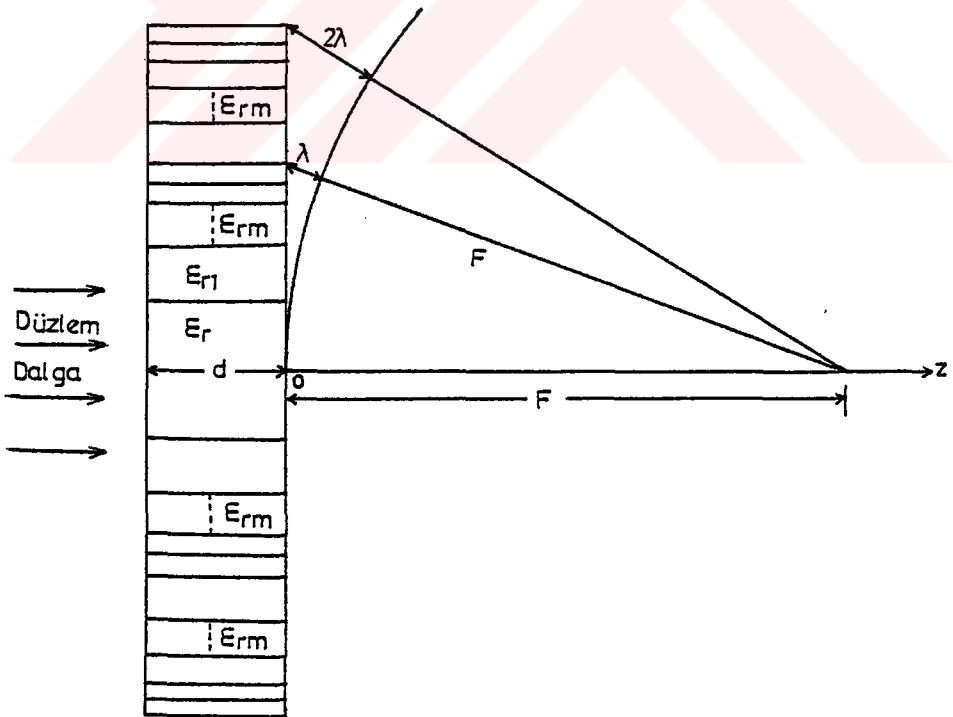
$$\begin{aligned} p = 2 \text{ için, } E_T(F) &= 4N_{tp} \\ p = 4 \text{ için, } E_T(F) &= 4\sqrt{2}N_{tp} \\ p = 6 \text{ için, } E_T(F) &= 6N_{tp} \end{aligned}$$

Bu sonuçlardan görülebileceği gibi, yarım-periyot FDFZP'nin alan şiddeti yarım-periyot FZP'nin alan şiddetinin 2 katı, çeyrek-periyot FDFZP'nin alan şiddeti yarım-periyot FDFZP'nin alan şiddetinin $\sqrt{2}$ katı, ve $p=6$ için FDFZP'nin alan şiddeti ise çeyrek-periyot FDFZP'nin alan şiddetinin yaklaşık 1.06 katıdır. p 'nin artışıyla alan şiddetinde artma olmakla birlikte bağıl artış azalmaktadır [30].

FDFZP antenlerde faz düzeltimi iki yöntemle gerçekleştirilebilir [13]. Birinci yöntemde, dielektrik sabiti ϵ_r olan d kalınlığındaki bir levhanın herbir tam periyotunun p adet alt bölgelere bölündüğü varsayılarak, bu alt bölgelerde şekil 11a'da gösterildiği gibi kanallar açılmasıyla gerçekleştirilebilir. Bir tam periyot içerisindeki m .ci bölgede açılacak kanal derinliği d_m 'nin bulunması için, şek.11a'da FZP'nin solundan yüzeye dik gelen düzlem



(a)



(b)

Şekil 11. Faz-düzelten FZP antenler

dalgalar 1.bölgeden geçerek $z=0$ düzlemine ulaştıkları andaki fazlarının ϕ olduğu varsayılsın. $m.ci$ alt bölgeden geçerek $z=0$ düzlemine ulaşan dalgaların fazı ise ϕ'_m olsun. Şekil.11a'dan ϕ ve ϕ'_m ,

$$\phi = kd = k(d'_m + d_m) \quad (57)$$

$$\begin{aligned} \phi'_m &= kd'_m + k_0 d_m \\ &= \phi - 2m\pi/p \end{aligned} \quad (58)$$

olarak bulunur. Burada k_0 boşluktaki dalga sabiti, k ise dielektrik malzemedeki dalga sabitidir. (57) ve (58) denklemlerinden, $m.ci$ alt bölgede açılacak kanal derinliği d_m ,

$$d_m = \frac{m\lambda_0}{p(\sqrt{\epsilon_r} - 1)} \quad m=1, \dots, p-1 \quad (59)$$

biçiminde elde edilir.

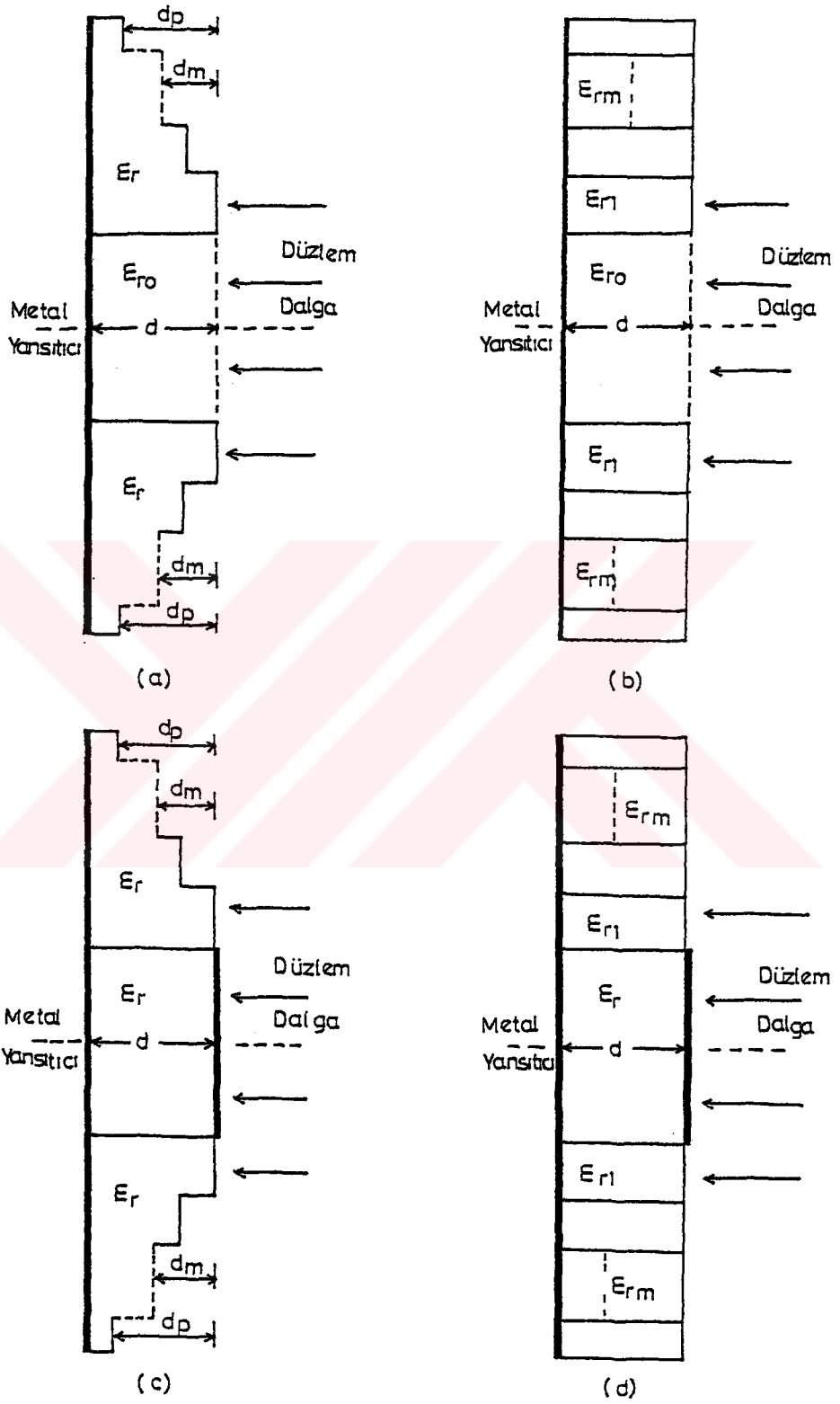
ikinci yöntemde ise herbir alt bölge şekil 11b'deki gibi aynı d kalınlıklı fakat farklı dielektrik sabitine sahip malzemeden oluşturulur. $m.ci$ alt bölgenin dielektrik sabiti ϵ_{rm} , (59) denkleminin bulunmasına benzer işlemler yapılarak

$$\epsilon_{rm} = (\sqrt{\epsilon_r} - m\lambda_0/pd)^2 \quad m=1, \dots, p-1 \quad (60)$$

denkleminden hesaplanır. Bu denklemde $\epsilon_r > 1 + [(p-1)\lambda_0/pd]^2$ olmalıdır.

4.4 Faz-Çeviren Yansıtıcı FZP Antenler

Faz-çeviren yansıtıcı FZP (FÇYFZP) antenler şekil 12'de gösterildiği gibi FZP'nin arkasına bir metal yansıtıcı levha yerleştirilerek gerçekleştirilirler. Şekil 12a ve 12b'de p alt bölgeye bölünmüş tam periyotların ilk bölgelerini metal yansıtıcı oluşturur. Dielektrik sabiti ϵ_r olan malzemeden



Şekil 12. Faz-çeviren yansıtıcı FZP antenler

oluşmuş 2.bölgeler için d kalınlığı ise, (59) denkleminin elde edilmesine benzer yoldan,

$$d = \frac{\lambda_0}{2p(\sqrt{\epsilon_r}-1)} \quad (61)$$

olarak bulunur. Şekil 12a'daki FÇYFZP antenin $m.ci$ alt bölgesinin kanal derinliği

$$d_m = \frac{m\lambda_0}{2p(\sqrt{\epsilon_r}-1)} \quad m=3, \dots, p \quad (62)$$

denkleminde, şekil 12b'deki FÇYFZP antenin $m.ci$ alt bölgesinin dielektrik sabiti ise

$$\epsilon_{rm} = (\sqrt{\epsilon_r} - m\lambda_0/2pd)^2 \quad m=3, \dots, p \quad (63)$$

denkleminde hesaplanabilir.

Şekil 12c ve 12d'deki FÇYFZP antenlerde 1.alt bölgeler, d kalınlığındaki dielektrik malzeme üzerinde yer alan metalik bölgelerdir. 1. ve 2.alt bölgeler için d kalınlığı

$$d = \frac{\lambda_0}{2p\sqrt{\epsilon_r}} \quad (64)$$

denkleminde, şekil 12c'deki kanal derinlikleri (62)'den ve şekil 12d'deki dielektrik sabitleri ise (63) denkleminde hesaplanır.

5. FZP ANTENLERİN BAŞARIM KARAKTERİSTİKLERİ

5.1 Giriş

Bu bölümde başarımları karakteristikleri olarak, FZP antenlerin odak eksenini ve odak düzlemi alan dağılımları, frekans tepkeleri, odak-frekans bağımlılığı, uzak-alan ışınması, geçiş polarizasyonu ve verimleri incelenmiştir. Ayrıca, yarım-peryot FÇYFZP antenlerde kenar gölgelemesinin odak eksenini alan dağılımını ve verime etkisi de incelenmiştir. Tüm bu incelemeler, sabit tasarım frekansı ve anten çapı için yapılmıştır. Tasarım frekansı olarak 10.95-11.7 GHz frekans bandının ortası olan 11.3 GHz, anten çapı olarak $D=100$ cm ve odak uzunluğu ise değişken olarak alınmıştır.

5.2 Odak Eksenini Alan Dağılımları

(50) ve (56) denklemlerinin elde edilmesinde yapılan yaklaşıklıklar, burada incelenen FZP antenlerin odak uzunluklarına göre geçerli değildir. Bu nedenle, odak eksenini alan dağılımını (43) denkleminin sayısal yöntemlerle hesabıyla elde edilir.

(43) denklemi iFZP (veya YFZP) antenler için,

$$E(z) = \frac{jkz}{2} e^{-jkz} \sum_{n_{\text{tek}}, \text{çift}}^N \int_{\theta_{n-1}}^{\theta_n} \tan\theta' (1 + 1/\cos\theta') e^{-jkz/\cos\theta'} d\theta \quad (65)$$

olarak elde edilir. Bu denklemde, (AK) iFZP ve YFZP antenler (şekil 9a,d) için $n_{\text{tek}}=1,3,..N$, (KA) iFZP ve YFZP antenler (şekil 9b,c) için ise $n_{\text{çift}}=2,4,..N$, N toplam bölge sayısı, θ_{n-1} ve θ_n , $(n-1)$ ile n . bölgenin açısal açıklıkları ve $\theta_0=0'$ dır.

FDFZP antenler için odak eksenini alan dağılımı, (65) denkleminin faz düzeltme terimi $e^{j2(n-1)\pi/p}$ ile çarpılmasıyla elde edilen

$$E(z) = \frac{jkz}{2} e^{-jkz} \sum_{n=1}^N e^{j2(n-1)\pi/p} \int_{\theta_{n-1}}^{\theta_n} \tan\theta' \left(1 + \frac{1}{\cos\theta'}\right) e^{-jkz/\cos\theta'} d\theta' \quad (66)$$

denklemden hesaplanır.

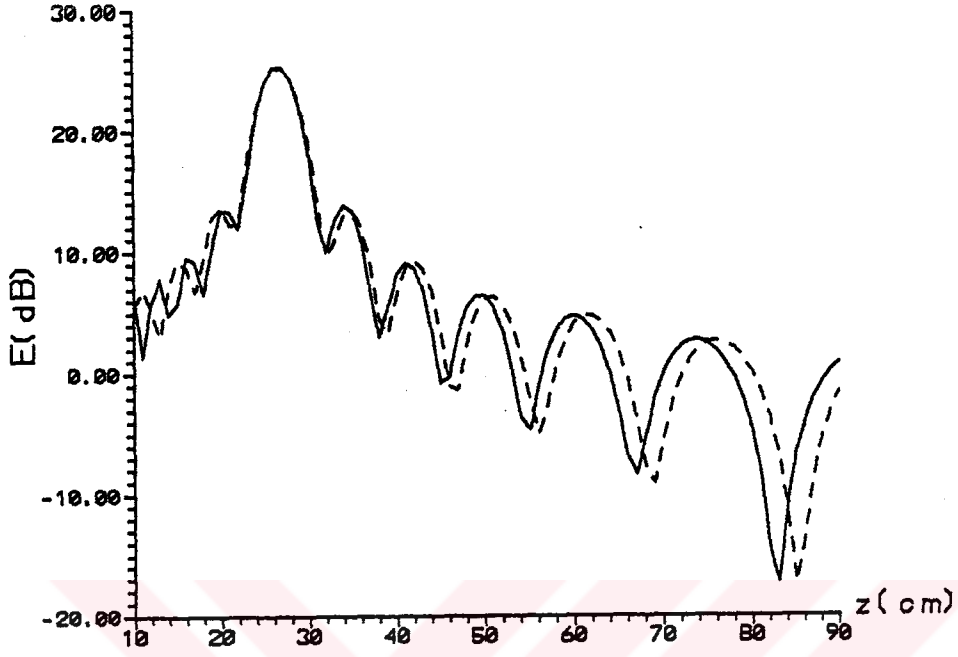
Odak uzunluğu $F=b\lambda$ olmak üzere, $b=10(N=22)$, $21.5(N=14)$ ve $30.5(N=10)$ için iFZP antenlerinin hesaplanan odak eksenini alan dağılımları, sırasıyla, şekil 13, 15 ve 17'de verilmiştir. FDFZP antenlerinin hesaplanan alan dağılımları ise aynı b değerlerinin herbirine karşılık $p=2,4$ ve 6 için, sırasıyla, şekil 14, 16 ve 18'de verilmiştir.

Şekiller incelendiğinde, alan şiddetinin yalnızca seçilen odak noktalarında maksimum olduğu görülür. FZP'lerin mikrodalga frekanslarında, optikteki gibi yüksek mertebeden ($F/3$, $F/5$, ...) odakları yoktur [31,32,33]. Odak eksenini alan dağılımında, her bir odak noktası için alan şiddetinin maksimum olduğu dağılımlar, odak eksenini ana kulakları olarak adlandırılabilirler. (13-18) şekillerinden, odak uzunluğu arttıkça ana kulakların genişliklerinin arttığı, alan şiddeti seviyelerinin ise düştüğü görülmektedir.

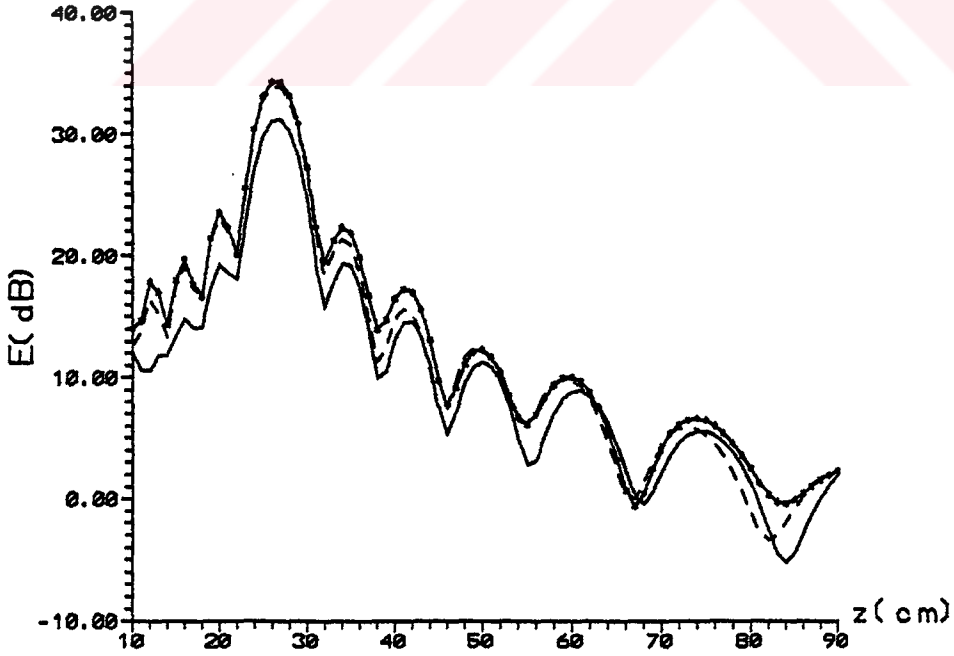
5.3 Odak Düzlemi Alan Dağılımları

FZP antenlerin odak düzlemi alanları şekil.8'deki gibi, F noktasında FZP'ye paralel bir düzlemde hesaplanırlar. Odak düzlemi alan denklemleri, (42) denklemden (65) ve (66) denklemlerinin elde edilmesine benzer şekilde, iFZP antenler için,

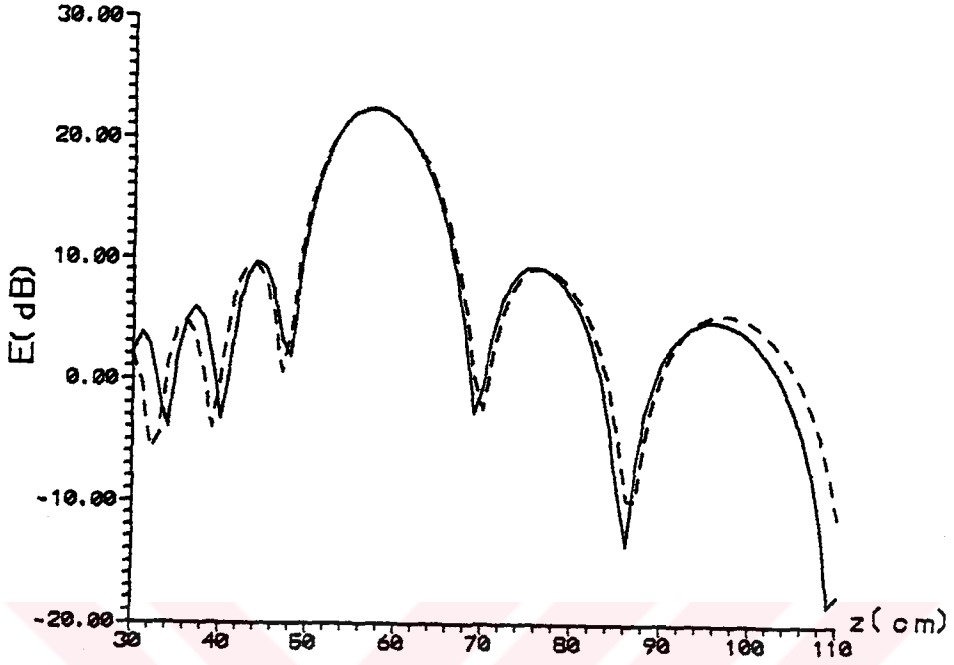
$$E(F,t) = \frac{jkF}{2} e^{-jkF} \sum_{n_{\text{tek}}, \text{çift}}^N \left\{ \int_{\theta_{n-1}}^{\theta_n} \tan\theta' \left(1 + \frac{1}{\cos\theta'}\right) e^{-jkF/\cos\theta'} J_0(ktsin\theta') d\theta' \right\} \quad (67)$$



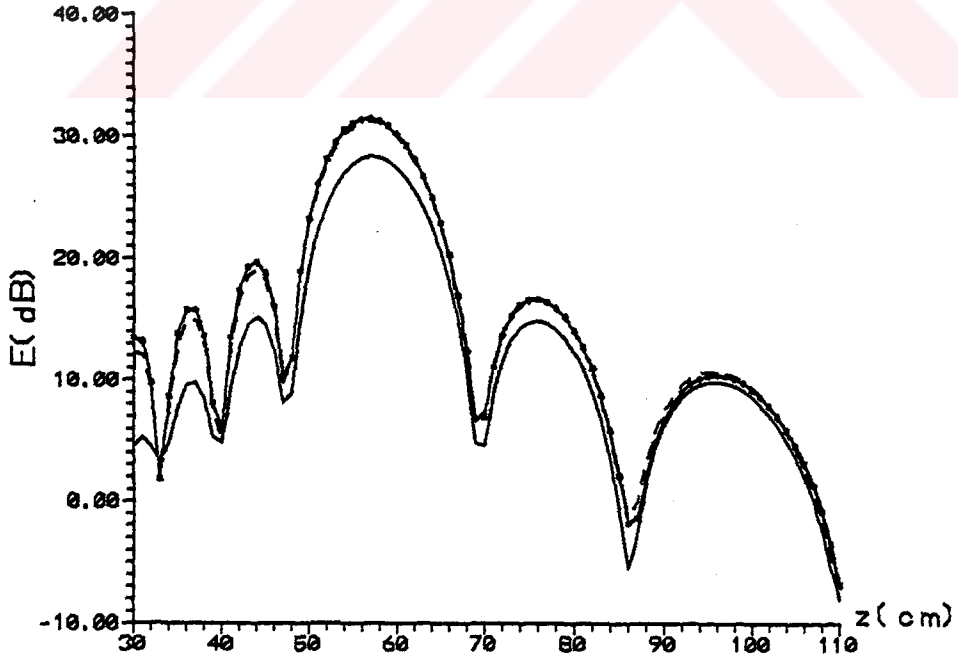
Şekil 13. $b=10$ için tasarlanmış iFZP antenlerinin odak eksenini alan dağılımı, (—) (AK)iFZP, (--) (KA)iFZP



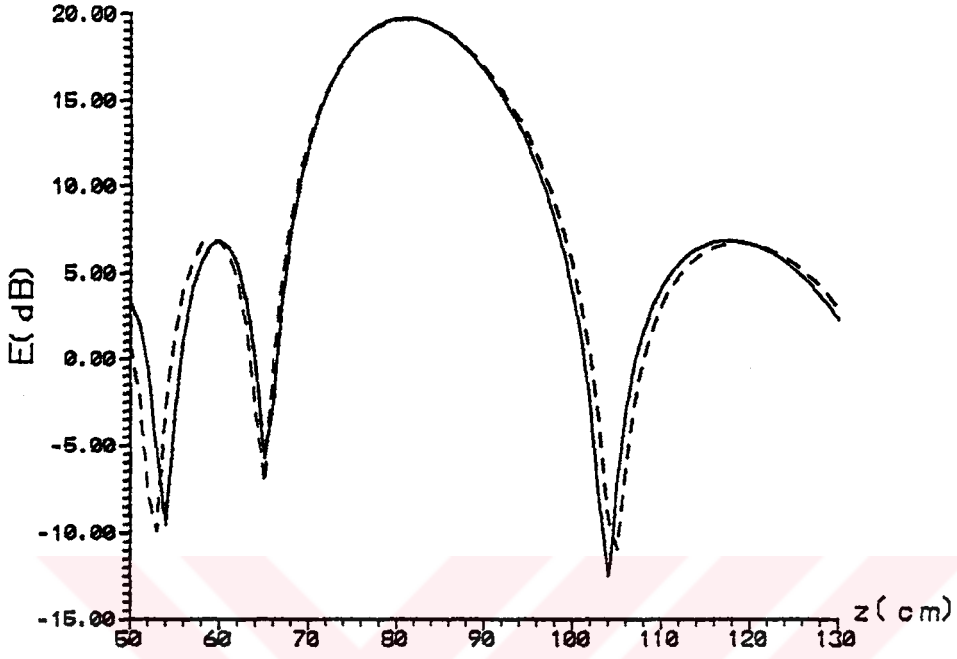
Şekil 14. $b=10$ için tasarlanmış FDFZP antenlerinin odak eksenini alan dağılımı, (—) $p=2$, (--) $p=4$, (-*-) $p=6$



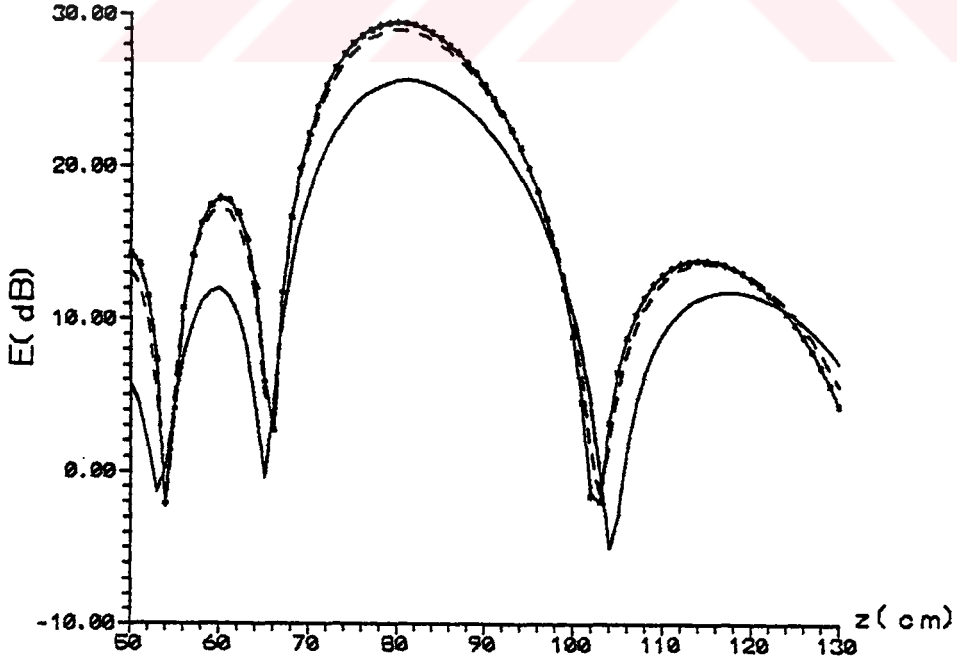
Şekil 15. $b=21.5$ için tasarlanmış IFZP antenlerinin odak eksenini alan dağılımı, (—) (AK)IFZP, (--) (KA)IFZP



Şekil 16. $b=21.5$ için tasarlanmış FDFZP antenlerinin odak eksenini alan dağılımı, (—) $p=2$, (--) $p=4$, (-*-) $p=6$



Şekil 17. $b=30.5$ için tasarlanmış iFZP antenlerinin odak eksenini alan dağılımı, (—) (AK)iFZP, (--) (KA)iFZP



Şekil 18. $b=30.5$ için tasarlanmış FDFZP antenlerinin odak eksenini alan dağılımı, (—) $p=2$, (--) $p=4$, (-*-) $p=6$

ve FDFZP antenler için,

$$E(F, t) = \frac{jkF}{2} e^{-jkF} \sum_{n=1}^N \{ e^{j2(n-1)\pi/p} \int_{\theta_{n-1}}^{\theta_n} \tan\theta' (1+1/\cos\theta') e^{-jkF/\cos\theta'} J_0(ktsin\theta') d\theta' \} \quad (68)$$

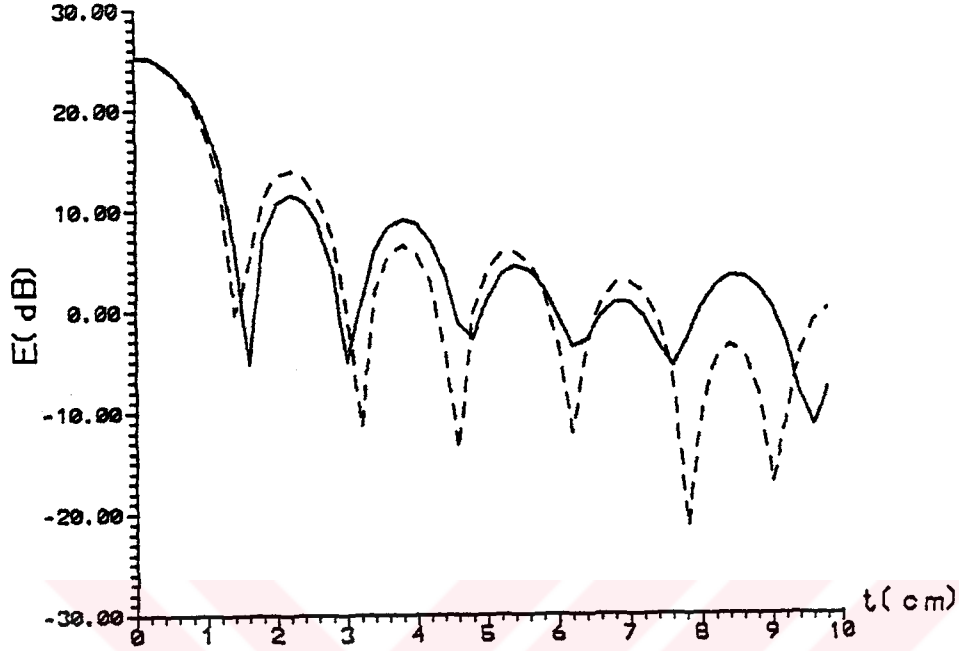
olarak elde edilir.

(67) ve (68) denklemleri, FZP antenin, F odak noktasından y-ekseni boyunca t uzaklıkta yarattığı alan şiddetini verirler. Şekil 19, 21 ve 23'de iFZP, şekil 20, 22 ve 24'de ise FDFZP antenlerin odak düzlemindeki alan şiddetinin odak noktasından 10 cm uzaklığa kadar olan dağılımları, sırasıyla, b=10, 21.5 ve 30.5 için verilmiştir. Şekil 25 ve 26'da ise, iFZP ve FDFZP antenlerin, sırasıyla b=10, 21.5 ve 30.5 için, normalize edilmiş odak düzlemi alan dağılımları verilmiştir. Bu şekillerden, odak eksenini alan dağılımlarında olduğu gibi, alan maksimumunu içeren ana kulakların genişliğinin odak uzunluğuyla arttığı görülür.

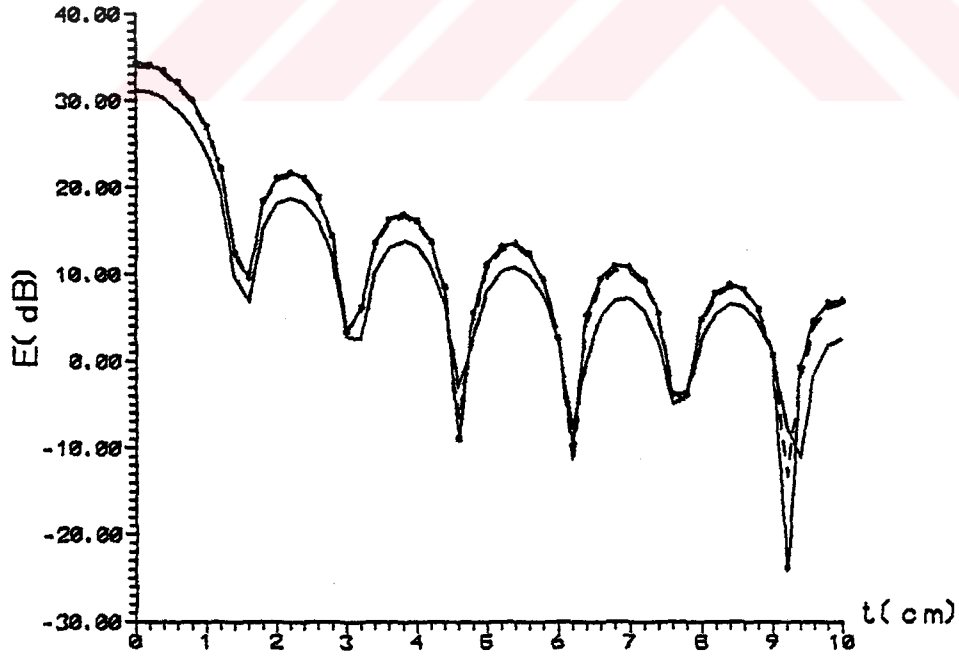
Odak düzlemi alan dağılımı hesaplarında, odak ekseninden ölçülen t=10 cm uzaklığının Kirchhoff kırınım denklemlerinin odak eksenine yakınlık koşulunu sağladığı varsayılarak, kenar etkileri gözardı edilmiştir.

5.4 FZP Antenlerin Frekans Tepkeleri

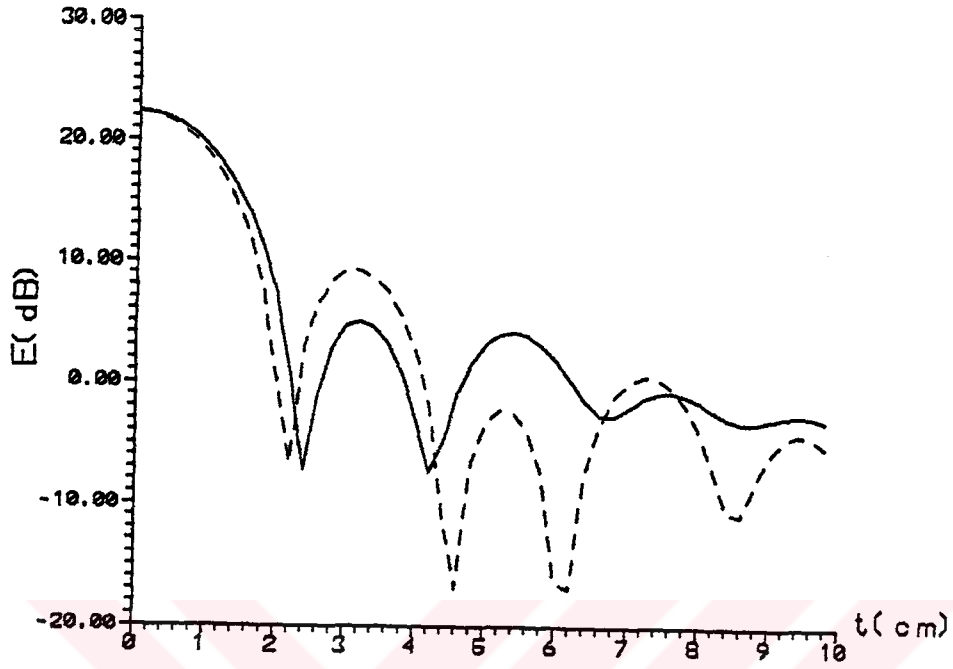
FZP antenlerin frekans tepkelerini hesaplamak için, (65) ve (66) denklemlerinde değişken olarak frekans kullanılmıştır. Frekans, dolayısıyla dalga boyu, değiştirilerek, sabit bir odak uzunluğu ve frekans için tasarlanmış FZP antenlerinin odak noktasındaki alan şiddetinin frekansla değişimleri elde edilmiştir. Bu değişimlerden yararlanarak iFZP ve FDFZP antenlerinin b=10, 16, 21.5, 26.5 ve 30.5 için elde edilen 3-dB band genişlikleri Tablo 1'de verildiği gibidir. Tablodan, FZP antenlerin band genişliklerinin frekansla birlikte odak uzunluklarına da bağımlı oldukları sonucu çıkmaktadır. FZP antenlerin bölge yarıçaplarının



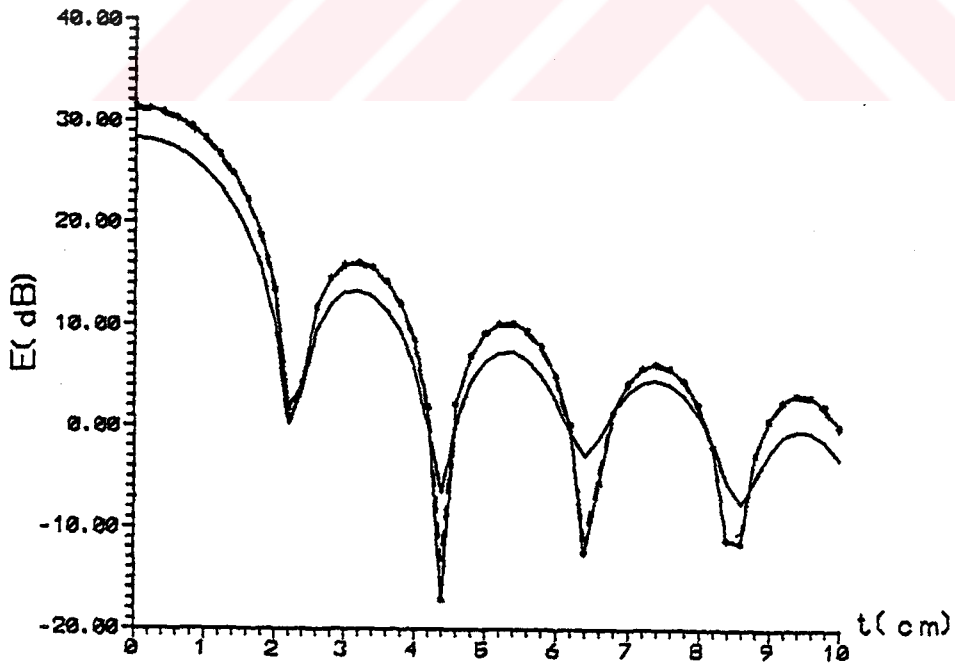
Şekil 19. $b=10$ için tasarlanmış IFZP antenlerinin odak düzlemi alan dağılımı, (—) (AK)IFZP, (--) (KA)IFZP



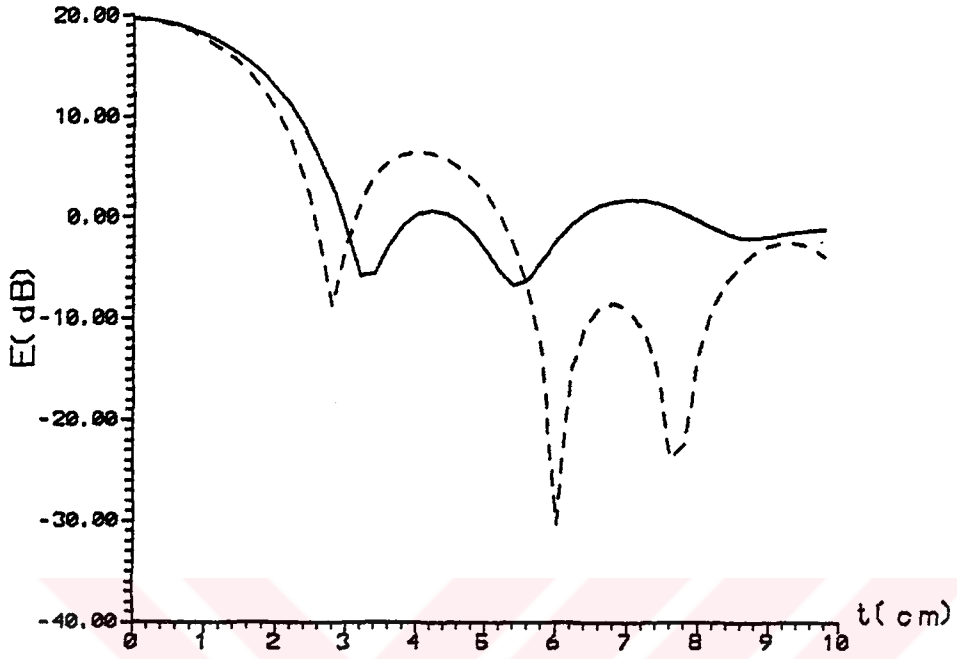
Şekil 20. $b=10$ için tasarlanmış FDFZP antenlerinin odak düzlemi alan dağılımı, (—) $p=2$, (--) $p=4$, (-*-) $p=6$



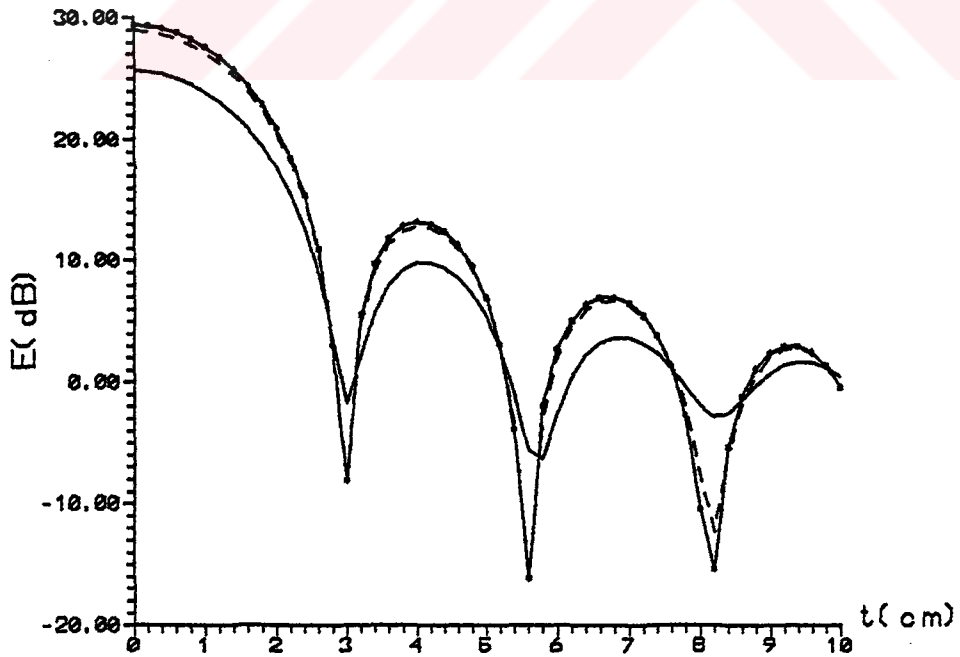
Şekil 21. $b=21.5$ için tasarlanmış IFZP antenlerinin odak düzlemi alan dağılımı, (—) (AK)IFZP, (--) (KA)IFZP



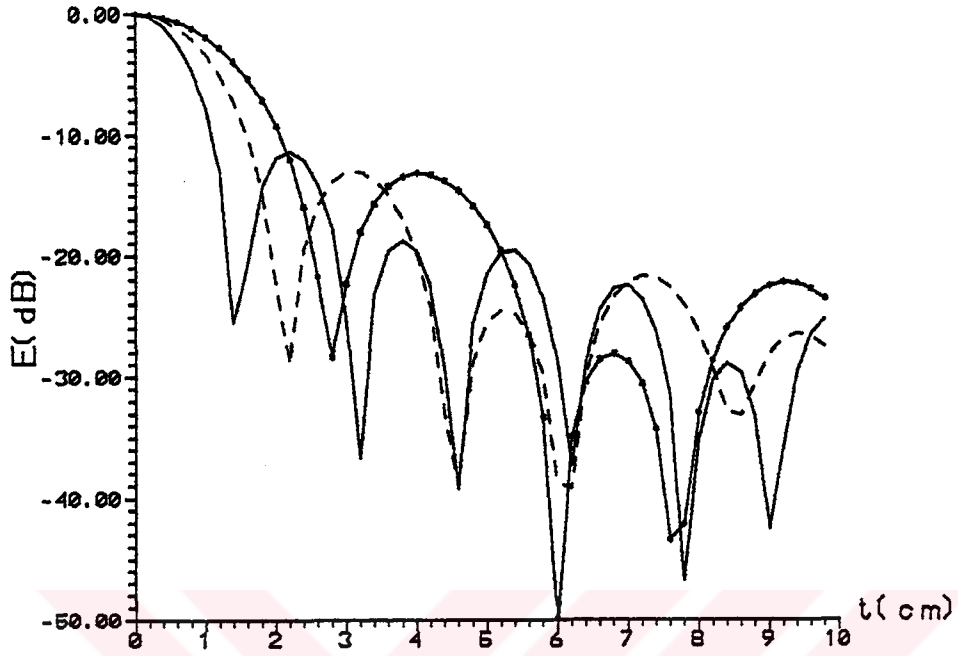
Şekil 22. $b=21.5$ için tasarlanmış FDFZP antenlerinin odak düzlemi alan dağılımı (—) $p=2$, (--) $p=4$, (-*-) $p=6$



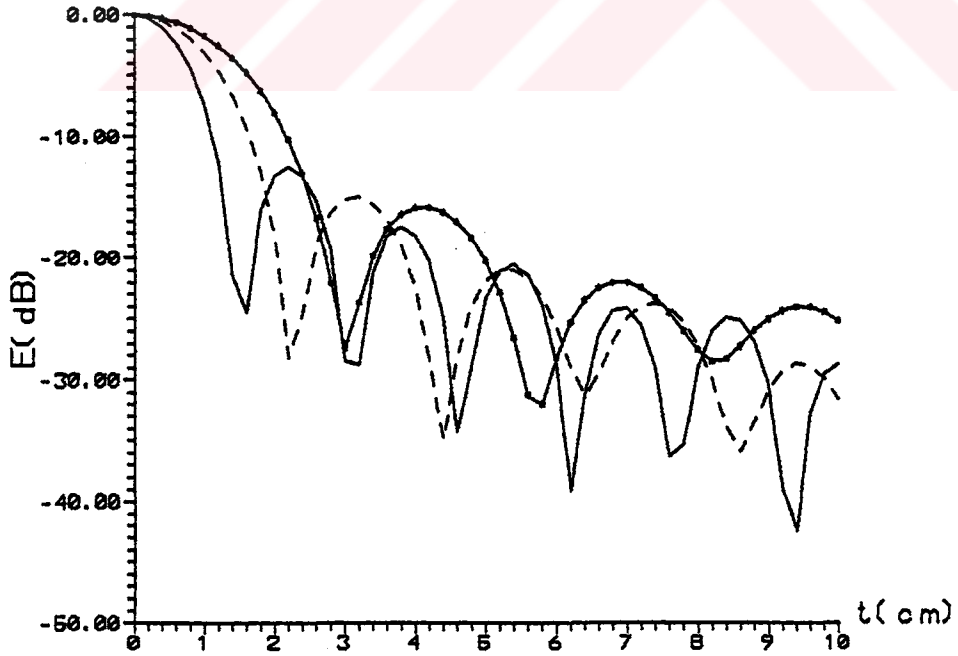
Şekil 23. $b=30.5$ için tasarlanmış iFZP antenlerinin odak düzlemi alan dağılımı, (—) (AK)iFZP, (--) (KA)iFZP



Şekil 24. $b=30.5$ için tasarlanmış FDFZP antenlerinin odak düzlemi alan dağılımı (—) $p=2$, (--) $p=4$, (-*-) $p=6$



Şekil 25. fFZP antenlerinin çeşitli odak uzunlukları için odak düzlemi normalize alan dağılımı, (—) $b=10$, (--) $b=21.5$, (-*-) $b=30.5$



Şekil 26. Yarım-periyot FDFZP antenlerinin çeşitli odak uzunlukları için odak düzlemi normalize alan dağılımı, (—) $b=10$, (--) $b=21.5$, (-*-) $b=30.5$

hesaplandığı (51) ve (53) denklemleri gözönüne alınır, bu sonucun doğal olduğu görülür.

Tablo 1. FZP antenlerin band genişliklerinin odak uzunluğuyla değişimi

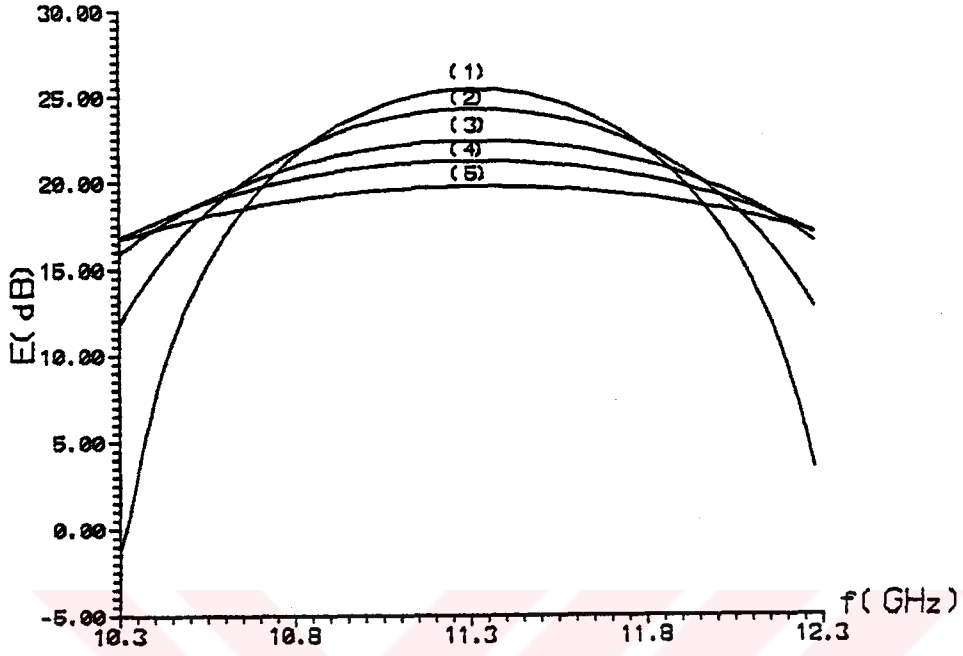
	b	10	16	21.5	26.5	30.5
3-dB Band Genişliği (GHz)	iFZP	0.9	1	1.3	1.6	2
	FDFZP	0.9	1.15	1.4	1.6	2

Şekil 27 ve 28'de, iFZP ve FDFZP antenlerin $b=10, 16, 21.5, 26.5$ ve 30.5 için odak noktası alan şiddetlerinin $10.3-12.3$ GHz frekans bölgesindeki değişimleri verilmiştir. Şekil 29 ve 30'da ise alan şiddetinin, $b=21.5$ için $10-40$ GHz frekans bölgesindeki değişimleri verilmiştir. iFZP ve yarım-peryot FDFZP antenlerin, tasarım frekansının $3, 5, 7, \dots$ şeklinde giden katlarında yeni alan maksimumları vardır. Şekil.30'da görülmemekle birlikte FDFZP antenler, $p=4$ için tasarım frekansının $5, 7, \dots$ katlarında, $p=6$ için ise $7, 9, \dots$ katlarında yeni alan maksimumları gösterirler.

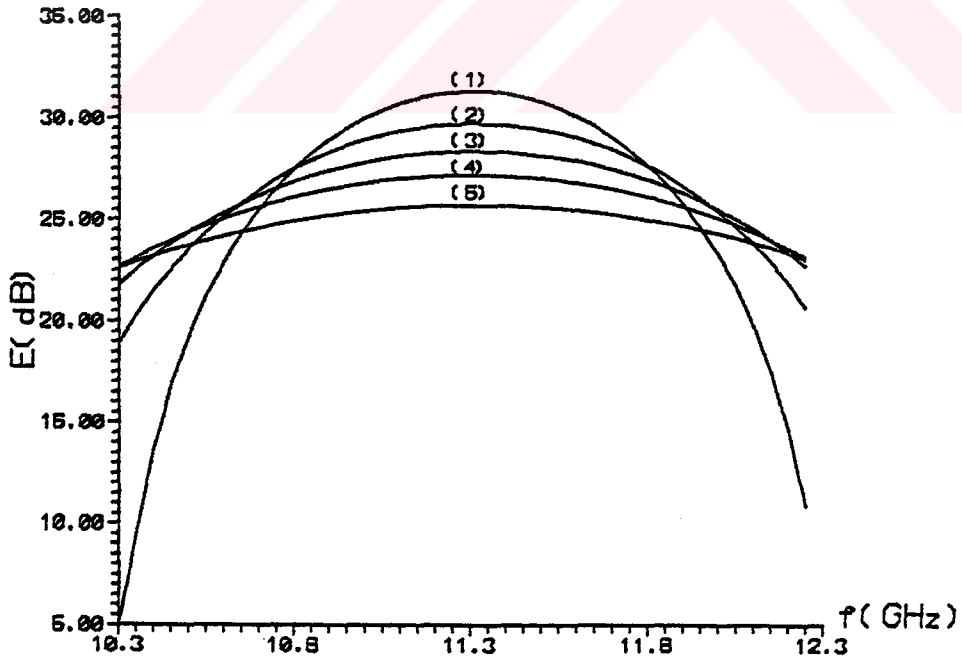
5.5 FZP Antenlerde Odak-Frekans Bağımlılığı

Belli bir frekans ve odak uzunluğu için tasarlanan FZP antenlerin tasarım odağındaki alan şiddetinin frekansla değiştiği, yukarıda belirtilmişti. FZP antenlerin odağı, tasarım frekansının dışındaki frekanslarda, tasarım odağının dışına kayar. Bu kayma, tasarım frekansının altındaki frekanslar için tasarım odağından küçük, tasarım frekansının üstündeki frekanslar için ise büyük odak uzunluklarına doğru olur.

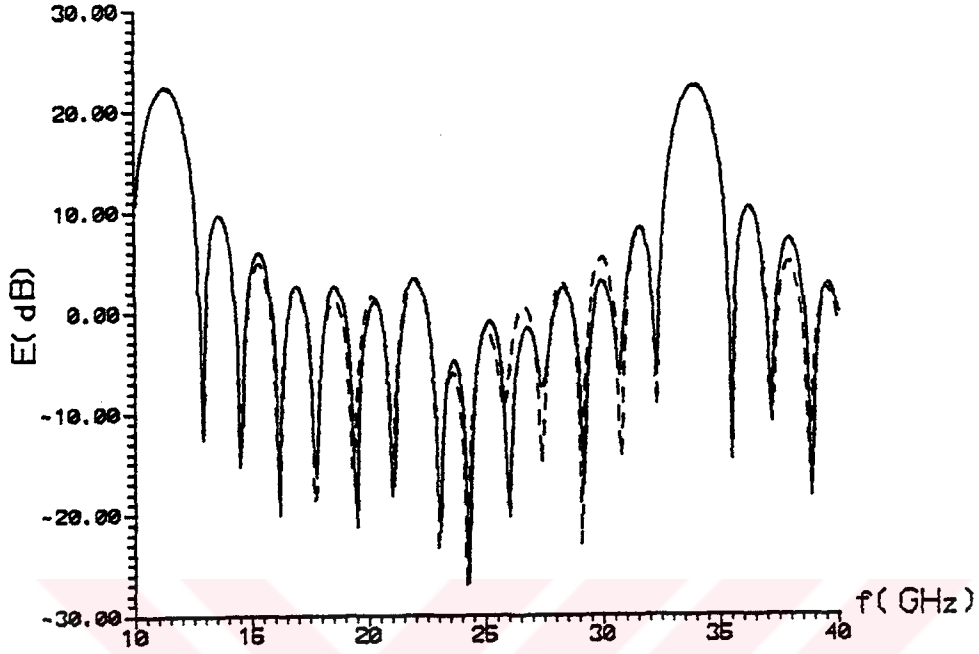
Tasarım odak uzunluğu arttıkça odağın kayma uzunluğu da artar. Tablo 2'de (AK) iFZP antenlerde, $10.95-11.7$ GHz bandının uç frekansları için odağın tasarım odağından olan kayma uzunluğunun hesaplanan değerleri verilmiştir. Tabloda,



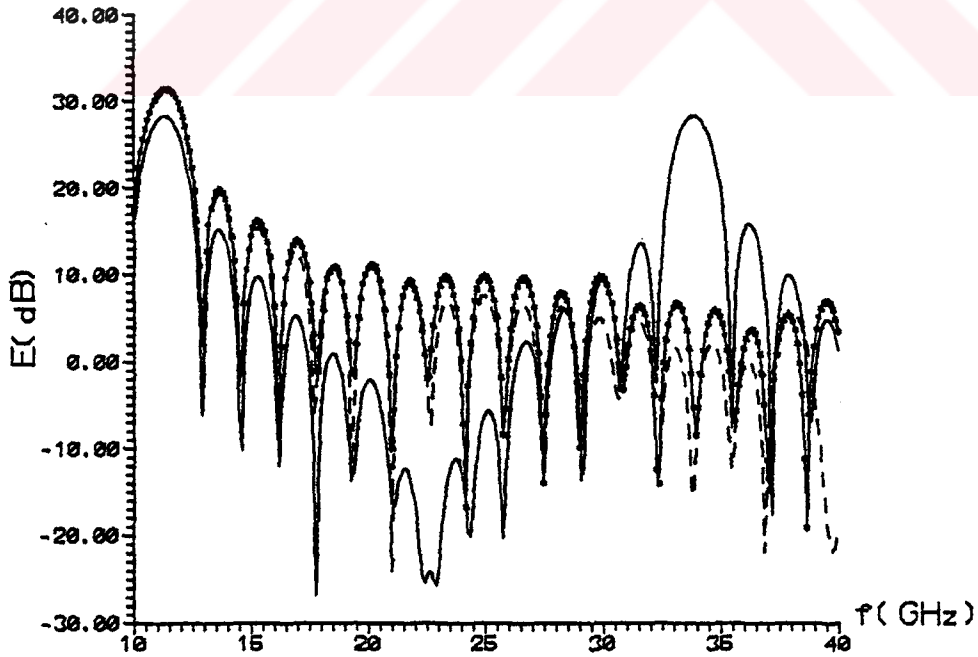
Şekil 27. IFZP antenlerinin odak noktası alan şiddetinin frekansla değişimi, (1) $b=10$, (2) $b=16$, (3) $b=21.5$, (4) $b=26.5$, (5) $b=30.5$



Şekil 28. FDFZP antenlerinin odak noktası alan şiddetinin frekansla değişimi, (1) $b=10$, (2) $b=16$, (3) $b=21.5$, (4) $b=26.5$, (5) $b=30.5$



Şekil 29. iFZP antenlerinin odak noktası alan şiddetinin frekansla değişimi, (—) (AK)iFZP, (--) (KA)iFZP



Şekil 30. FDFZP antenlerinin odak noktası alan şiddetinin frekansla değişimi, (—) p=2, (--) p=4, (-*-) p=6

$b=10$ ($F=26.54$ cm) için 10.95 GHz'deki odak kayması 1.5 cm, 11.7 GHz'deki odak kayması ise 2 cm değerine sahiptir. Bu değerler, $f=11.3$ GHz ve $b=10$ için tasarlanmış iFZP antenin odağının, 10.95 GHz'de 25.04 cm'ye, 11.7 GHz'de ise 28.54 cm'ye kaydığını gösterir.

Şekil 31'de, 10.95 ve 11.7 GHz'e ilişkin odak noktalarındaki alan şiddetinin tasarım odak noktasındaki alan şiddetine göre artışının b ile değişimi verilmektedir. Tablo 2 ve şekil 31 birlikte incelendiğinde, odak kaymasının tasarım odak uzunluğuyla artmasına karşılık alan şiddetindeki artışın azalmakta olduğu görülür. Bu durum, FZP antenlerde odak kaymasının, tasarım odak uzunluğu azaldıkça alan şiddeti için önemli olduğu, tasarım odak uzunluğu arttıkça bu önemini kaybettiğini göstermektedir.

FDFZP antenlerde odak kayması ve alan şiddetindeki artışın b ile değişiminin hesaplanan değerleri, 10.95 GHz için Tablo 3 ve şekil 32'de, 11.7 GHz için ise Tablo 4 ve şekil 33'de verilmiştir.

5.6 FZP Antenlerin Uzak-Alan Işıma Paternleri

Antenlerde uzak-alan ışımada paternleri, antenin, açısal alan dağılımının anten uzaklığından bağımsız olduğu bölgedeki ışımada özelliklerini, uzay koordinatlarının bir fonksiyonu olarak gösterirler. Açıklık anteni ışımada alan hesaplarında, açıklık alanı yöntemi veya indüklenen akım (fizik optik akımı) yöntemi kullanılır.

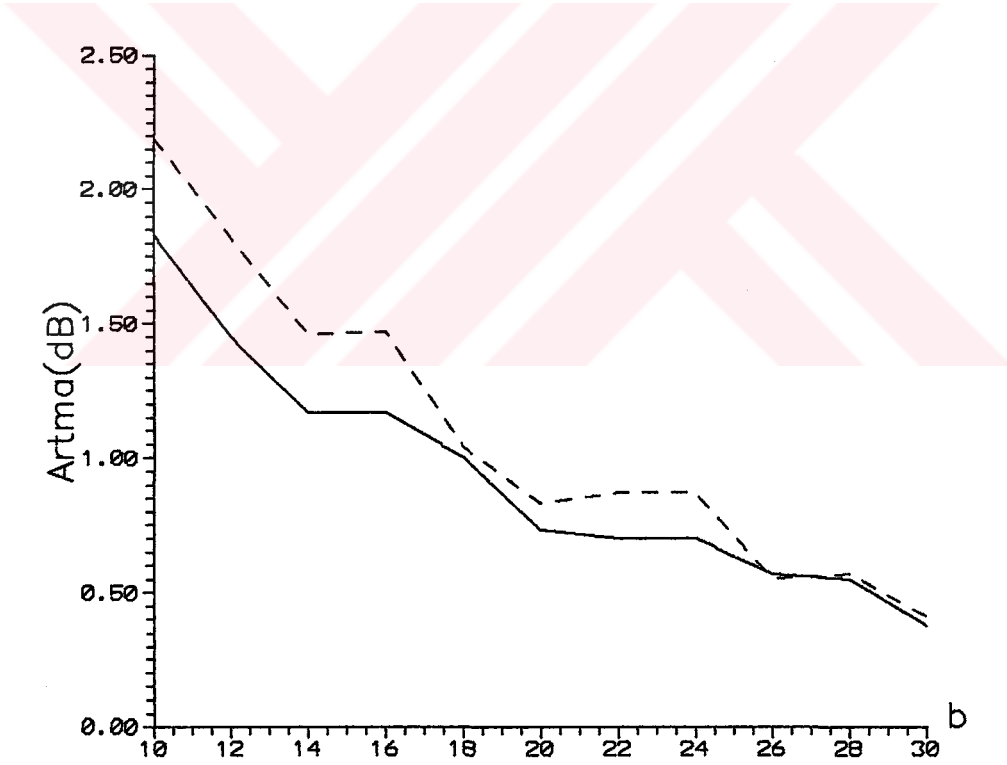
Besleme olarak [34] den Silver'ın,

$$f_{bes} = \begin{cases} \cos^m(\theta) & 0 \leq \theta \leq \pi/2 \text{ için,} \\ 0 & \theta > \pi/2 \text{ için,} \end{cases} \quad (69)$$

dairesel simetrik modelleri kullanılabilir. Burada m , açıklık kenarı alan şiddeti seviyesini belirler ve $m=1,2,3,4$ değerlerini alır. Doğrusal y -polarizeli (ϕ' den bağımsız) besleme ile aydınlatılan iFZP ve FDFZP antenlerinin, görüntü ilkesi uyarınca eşdeğer $2J_{ms}$ magnetik yüzey akımlarının

Tablo 2. iFZP antenlerin odaklarının, tasarım bandının uç frekanslarında tasarım odak uzunluğuna göre kayma miktarları (tasarım frekansı 11.3 GHz)

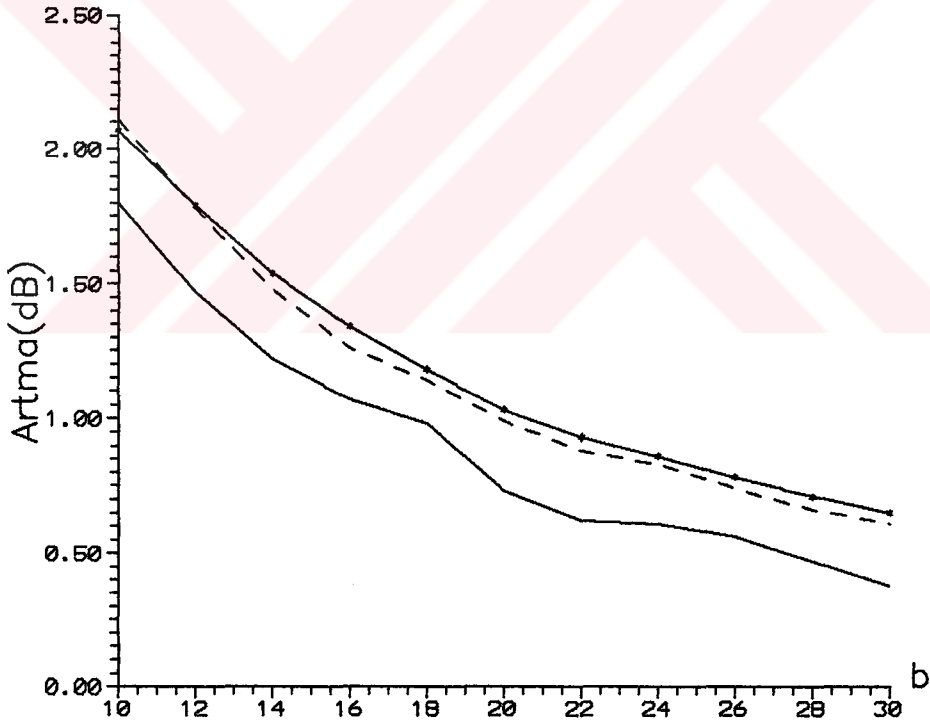
	$f_{uç}$ (GHz)	b										
		10	12	14	16	18	20	22	24	26	28	30
Odak kayması (cm)	10.95	1.5	1.5	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0	2.5	2.5	3.0	3.0
	11.70	2.0	2.0	2.0	2.5	2.5	2.5	2.5	3.0	3.0	3.0	3.0



Şekil 31. $f=11.3$ GHz için tasarlanmış iFZP antenlerde, kaymış odaktaki alan şiddetinin tasarım odağındaki alan şiddetine göre artma miktarının tasarım odak uzunluğuyla değişimi, (—) $f=10.95$ GHz için, (---) $f=11.7$ GHz için

Tablo 3. FDFZP antenlerin odaklarının, 10.95 GHz'de değişik peryot oranları için tasarım odak uzunluğuna göre kayma miktarları (tasarım frekansı 11.3 GHz)

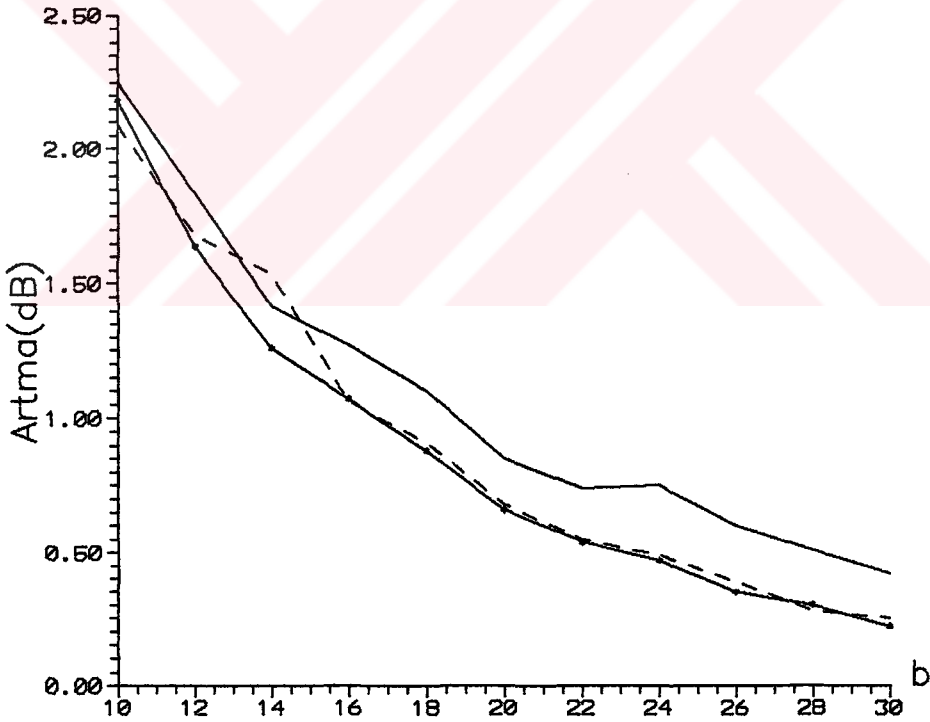
	Peryot oranı p	b										
		10	12	14	16	18	20	22	24	26	28	30
Odak kayması (cm)	2	1.5	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0	2.5	2.5	2.5	2.5	3.0
	4	2.0	2.0	2.0	2.0	2.5	2.5	2.5	3.0	3.0	3.0	3.5
	6	2.0	2.0	2.0	2.0	2.5	2.5	3.0	3.0	3.0	3.0	3.5



Şekil 32. $f=11.3$ GHz için tasarlanmış FDFZP antenlerin 10.95 GHz odağı alan şiddetinin, tasarım odağındaki alan şiddetine göre artma miktarının tasarım odak uzunluğuyla değişimi, (—) $p=2$, (--) $p=4$, (-*-) $p=6$

Tablo 4. FDFZP antenlerin odaklarının, 11.7 GHz'de değişik peryot oranları için tasarım odak uzunluğuna göre kayma miktarları (tasarım frekansı 11.3 GHz)

	Peryot oranı p	b										
		10	12	14	16	18	20	22	24	26	28	30
Odak kayması (cm)	2	2.0	2.0	2.0	2.0	2.5	2.5	2.5	3.0	3.0	3.0	3.0
	4	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0	2.5	2.5	2.5	2.5
	6	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0	2.5	2.5	2.5	2.5



Şekil 33. $f=11.3$ GHz için tasarlanmış FDFZP antenlerin 11.70 GHz odağı alan şiddetinin, tasarım odağındaki alan şiddetine göre artma miktarının tasarım odak uzunluğuyla değişimi, (—) $p=2$, (--) $p=4$, (-*-) $p=6$

uzak-alan bölgesinde yaratacağı elektrik alanının θ ve ϕ bileşenleri, şekil 34a ve [34]'deki (11-10)-(11-12) denklemleri yardımıyla,

$$E_{\theta} = jkF \frac{e^{-jkR}}{R} \sin\phi \sum_n^N \left\{ e^{j2(n-1)\pi/p} \int_{\theta_{n-1}}^{\theta_n} \cos^m \theta' \tan \theta' e^{-jkF/\cos \theta'} J_0(kF \tan \theta' \sin \theta) d\theta' \right\} \quad (70a)$$

$$E_{\phi} = jkF \frac{e^{-jkR}}{R} \cos\theta \cos\phi \sum_n^N \left\{ e^{j2(n-1)\pi/p} \int_{\theta_{n-1}}^{\theta_n} \cos^m \theta' \tan \theta' e^{-jkF/\cos \theta'} J_0(kF \tan \theta' \sin \theta) d\theta' \right\} \quad (70b)$$

olarak elde edilir. Bu denklemlerde θ ve ϕ , gözlem noktasının koordinatları, R , seçilen eksen takımı başlangıcından gözlem noktasına olan uzaklıktır. n ise, iFZP antenler için (67), FDFZP antenler için (68) denklemindeki değerleri alır.

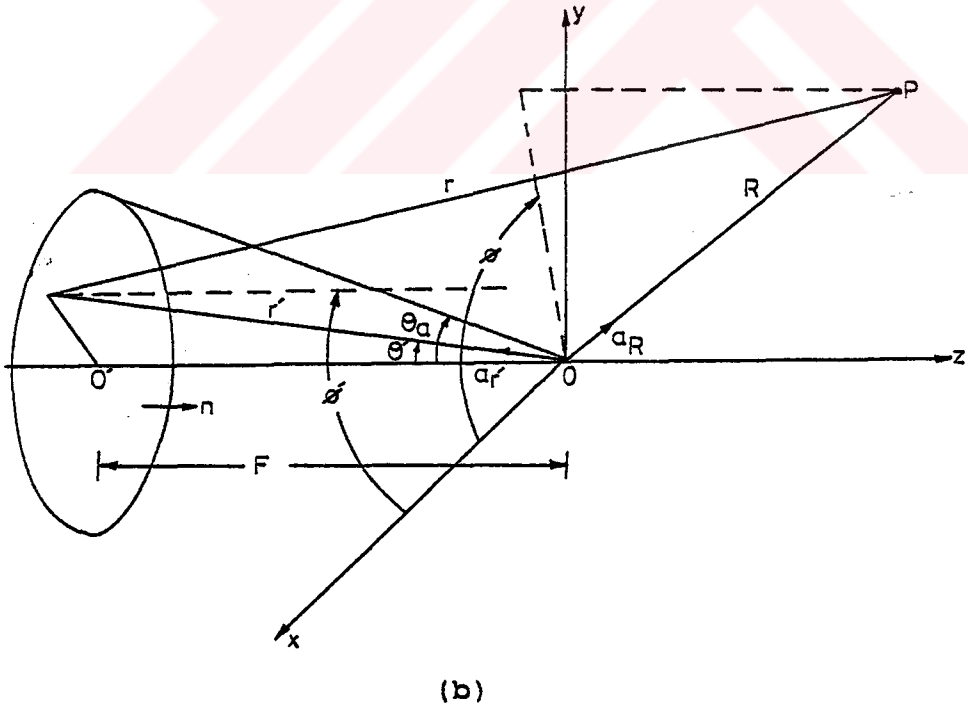
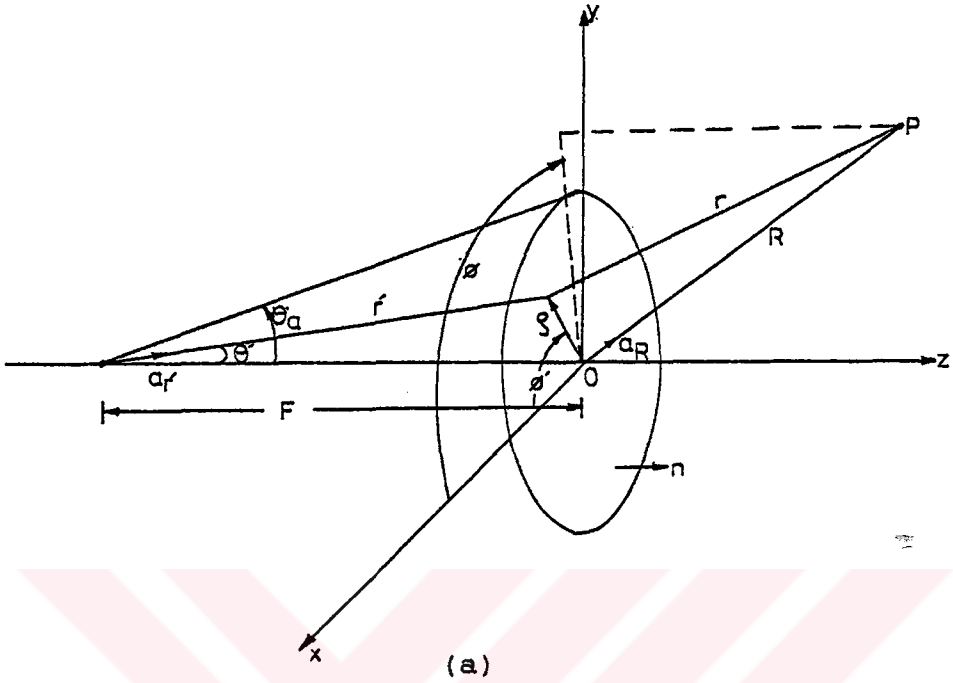
iFZP ve FDFZP antenlerin, hem elektrik hem de magnetik yüzey akımlarını kullanarak uzak-alan bölgesinde yaratacakları elektrik alanlarının θ ve ϕ bileşenleri ise aynı besleme modelleri için, yine şekil 34a'dan,

$$E_{\theta} = \frac{jkFe^{-jkR}}{2R} \sin\phi \sum_n^N \left\{ e^{j2(n-1)\pi/p} \int_{\theta_{n-1}}^{\theta_n} \cos^{m-1} \theta' (1 + \cos\theta \cos\theta') \tan \theta' e^{-jkF/\cos \theta'} J_0(kF \tan \theta' \sin \theta) d\theta' \right\} \quad (71a)$$

$$E_{\phi} = \frac{jkFe^{-jkR}}{2R} \cos\phi \sum_n^N \left\{ e^{j2(n-1)\pi/p} \int_{\theta_{n-1}}^{\theta_n} \cos^{m-1} \theta' (\cos\theta + \cos\theta') \tan \theta' e^{-jkF/\cos \theta'} J_0(kF \tan \theta' \sin \theta) d\theta' \right\} \quad (71b)$$

olarak elde edilirler.

YFZP ve FÇYFZP antenlerin uzak-alan ifadeleri ise, eşdeğer elektriksel yüzey akımı ($2J_{es}$) ve şekil 34b'den,



Şekil 34. Dairesel düzlem açıklık üzerindeki yüzey akımları yardımıyla uzak-alan hesabı, (a) Açık düzlem, (b) iletken düzlem

$$E_{\theta} = -jkF \frac{e^{-jkR}}{R} e^{-jkF \cos \theta} \cos \theta \sin \theta \sum_n^N \left\{ e^{j2(n-1)\pi/p} \int_{\theta_{n-1}}^{\theta_n} \cos^{m-1} \theta' \cdot \tan \theta' e^{-jkF/\cos \theta'} J_0(kF \tan \theta' \sin \theta) d\theta' \right\} \quad (72a)$$

$$E_{\phi} = -jkF \frac{e^{-jkR}}{R} e^{-jkF \cos \theta} \cos \theta \sum_n^N \left\{ e^{j2(n-1)\pi/p} \int_{\theta_{n-1}}^{\theta_n} \cos^{m-1} \theta' \cdot \tan \theta' e^{-jkF/\cos \theta'} J_0(kF \tan \theta' \sin \theta) d\theta' \right\} \quad (72b)$$

biçiminde elde edilirler. (70)-(72) denklemlerinin çıkarılışı Ek-B'de verilmiştir.

iFZP ve YFZP antenlerin E-düzlemindeki ($\phi=90^\circ$) 3-dB (yarı-güç) hüzme genişlikleri (θ_{-3dB}), yan kulak seviyeleri (YKS) ve yan kulak açılarının (θ_{YK}), değişik tasarım odak uzunlukları için (70a) ve (72a) denklemlerinde $m=1$ ve 4 alınarak hesaplanan değerleri Tablo 5'de, FDFZP ve FÇYFZP antenleri için hesaplanan değerler $p=2$ için Tablo 6a'da, $p=4$ için ise Tablo 6b'de verilmiştir.

Tablo 5. Dairesel simetrik beslemeli iFZP ve YFZP antenlerinin E-düzlemi uzak-alan ışınım karakteristikleri

		b		10		21.5		30.5	
		m		1	4	1	4	1	4
3-dB hüzme genişliği (Derece)	iFZP	2.1	2.9	1.8	2	1.8	1.9	1.8	1.9
	YFZP	1.9	2.6	1.7	1.9	1.8	1.9	1.8	1.9
Yan kulak seviyesi (dB)	iFZP	-20.91	-17.42	-20.53	-19.52	-18.78	-18.28	-18.78	-18.28
	YFZP	-22.51	-19.19	-20.64	-19.99	-18.90	-18.51	-18.90	-18.51
Yan kulak açısı (Derece)	iFZP	4.1	7.9	4.3	4.35	4.45	4.5	4.45	4.5
	YFZP	4.25	7.75	4.25	4.4	4.4	4.45	4.4	4.45

Tablo 5'den, iFZP ve YFZP antenlerinin 3-dB hüzme genişlikleri tasarım odak uzunluğu arttıkça azalmakta, m büyüdükçe artmaktadır. Yan kulak seviyeleri ise, m ve odak uzunluğuyla birlikte artmaktadır.

Tablo 6a. Dairesel simetrik beslemeli FDFZP ve FÇYFZP antenlerinin E-düzlemi uzak-alan ışına karakteristikleri ($p=2$)

	b	10		21.5		30.5	
		m	1	4	1	4	1
3-dB hüz. genişliği (Derece)	FDFZP	2	2.8	1.8	1.8	1.6	1.8
	FÇYFZP	1.8	2.4	1.6	1.8	1.6	1.8
Yan kulak seviyesi (dB)	FDFZP	-26.14	--	-21.96	-26.18	-19.21	-21.30
	FÇYFZP	-27.13	-25.81	-20.26	-25.50	-18.53	-20.62
Yan kulak açısı (Derece)	FDFZP	4.1	--	2.7	4.3	2.7	2.8
	FÇYFZP	4.2	7.3	2.6	2.8	2.6	2.7

Tablo 6a ve 6b'den ise, FDFZP ve FÇYFZP antenlerinin hüzme genişliklerinin, yukarıda belirtilene benzer şekilde, odak uzunluğu arttıkça azalmakta, m büyüdükçe artmakta olduğu görülür. Yan kulak seviyeleri ise tersine, azalmaktadır. $b=10$ ve $m=4$ için FDFZP antenlerin, $\theta=0-10^\circ$ aralığında yan kulağı tesbit edilememiştir. Bu durum, küçük odak uzunluklarında FZP antenlerin, $m=4$ için ana kulaklarının geniş olmasından kaynaklanmaktadır.

Bu sonuçlardan, FZP antenlerin 3-dB hüzme genişliklerinin parabolik yansıtıcı antenlere yakın, yan kulak seviyelerinin ise daha yüksek olduğu görülmektedir.

FZP antenlerin herhangi bir θ ve ϕ değeri için elektrik alan şiddetinin genliği, elektrik alanının E_θ ve E_ϕ bileşenleri cinsinden,

$$|E| = \sqrt{(|E_{\theta}|^2 + |E_{\phi}|^2)} \quad (73)$$

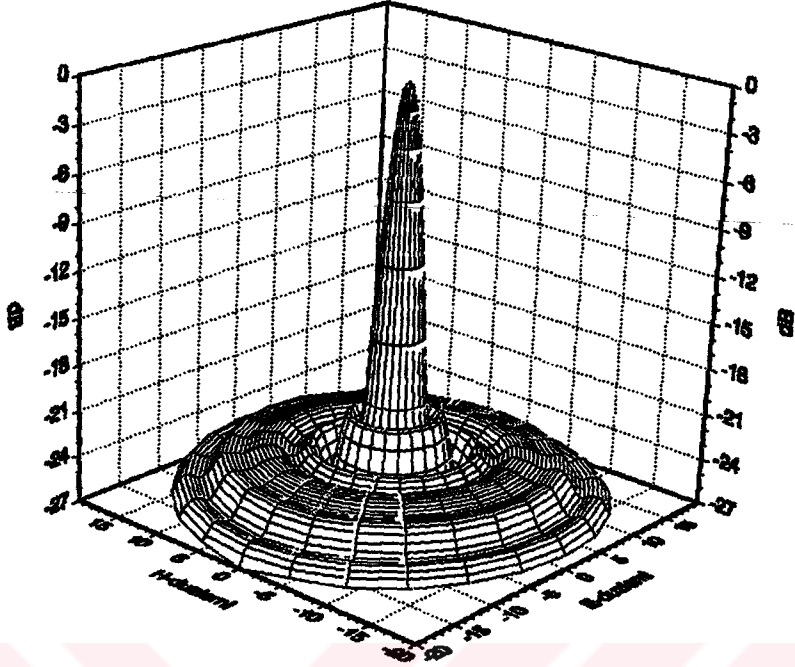
denklemleriyle hesaplanabilir.

(73) denkleminde, (70) denklemleri kullanılarak iFZP antenlerinin, (72) denklemleri kullanılarak YFZP antenlerinin üç boyutlu uzak-alan ışınım paternleri elde edilmiştir. $b=10, 21.5$ ve 30.5 ve $m=1$ için iFZP ve YFZP antenlerinin üç boyutlu normalize edilmiş ışınım paternleri, sırasıyla, şekil 35, 36 ve 37'de verilmiştir. Aynı şekilde $p=2$ alınarak elde edilen FDFZP ve FÇYFZP antenlerin ışınım paternleri ise, sırasıyla, şekil 38, 39 ve 40'da verilmiştir. Paternlerin tümü, ϕ nin 15° , θ nin ise 0.4 derecelik artımlarıyla elde edilmiştir.

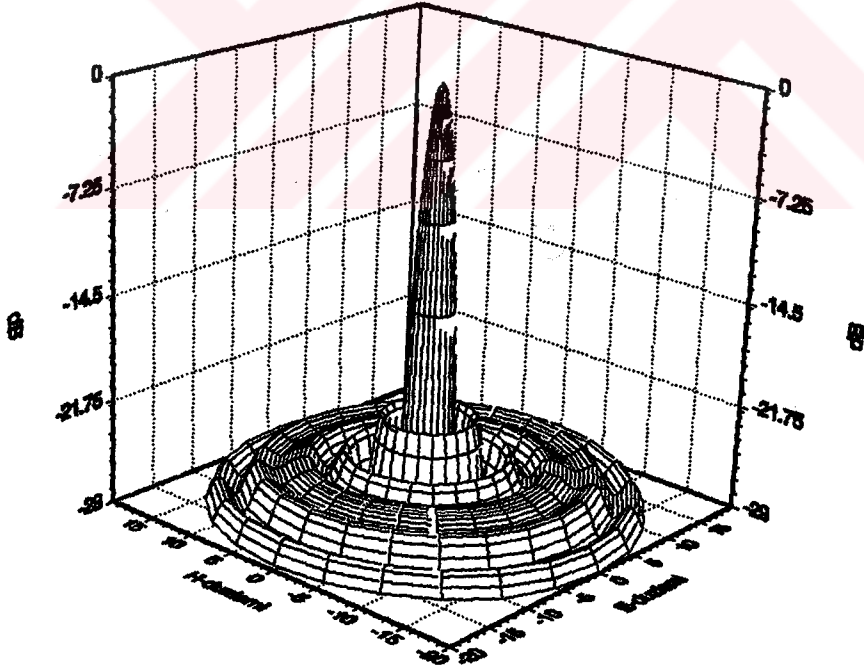
Besleme dairesel simetriye sahip olduğundan, ışınım paternlerinin de, eksene yakın küçük θ açıları için elde edildikleri için, simetrik oldukları görülmektedir. Şekillerden ayrıca, odak uzunluğu arttıkça hem iFZP ile YFZP paternlerinin hem de FDFZP ile FÇYFZP paternlerinin birbirlerine benzeştikleri de görülebilir.

Tablo 6b. Dairesel simetrik beslemeli FDFZP ve FÇYFZP antenlerinin E-düzlemi uzak-alan ışınım karakteristikleri ($p=4$)

	b	10		21.5		30.5	
		m	1	4	1	4	1
3-dB hüz. genişliği (Derece)	FDFZP	2	2.2	1.7	1.8	1.6	1.8
	FÇYFZP	1.8	2.4	1.6	1.8	1.6	1.8
Yan kulak seviyesi (dB)	FDFZP	-27.54	--	-22.70	-31.19	-20.00	-23.23
	FÇYFZP	-28.01	-37.58	-20.68	-28.58	-19.13	-22.05
Yan kulak açısı (Derece)	FDFZP	3.9	--	2.7	4.2	2.6	2.7
	FÇYFZP	4.1	7.1	2.6	2.9	2.6	2.7

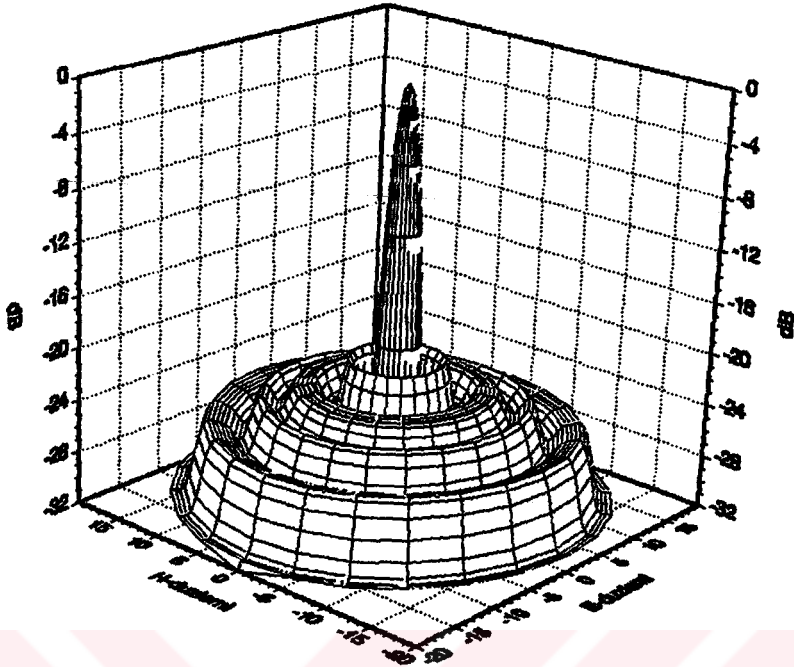


(a)

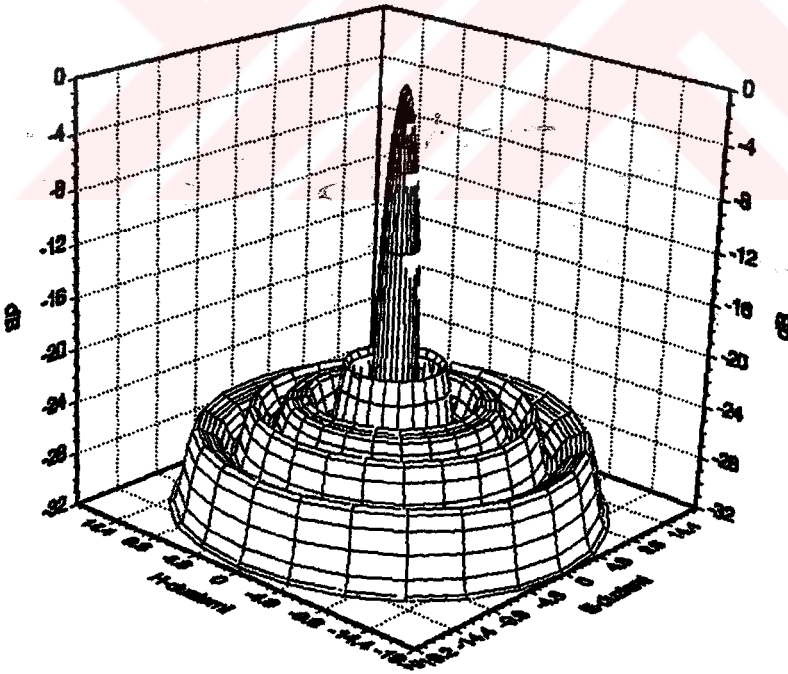


(b)

Şekil 35. $b=10$ için tasarlanmış dairesel simetrik beslemeli IFZP(a) ve YFZP(b) antenlerinin üç boyutlu uzak-alan ışınım paternleri

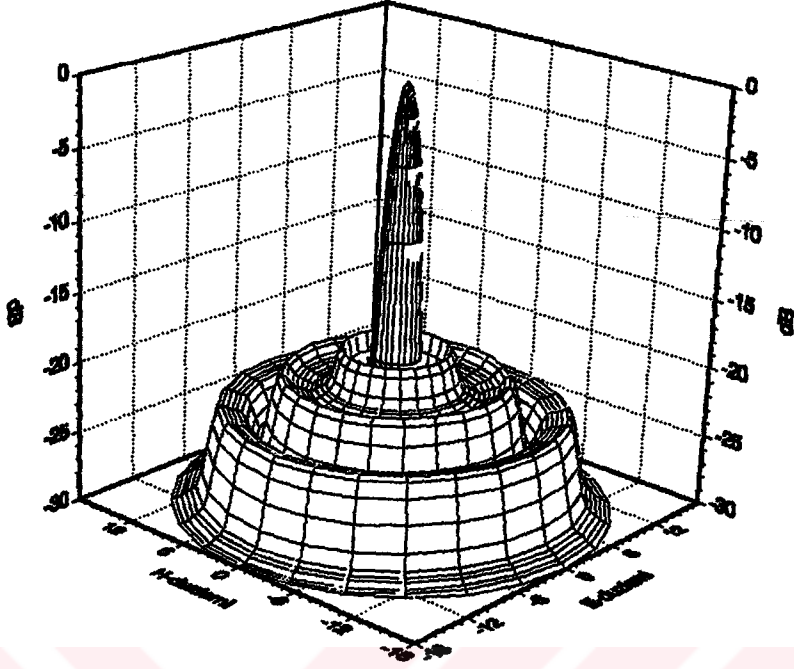


(a)

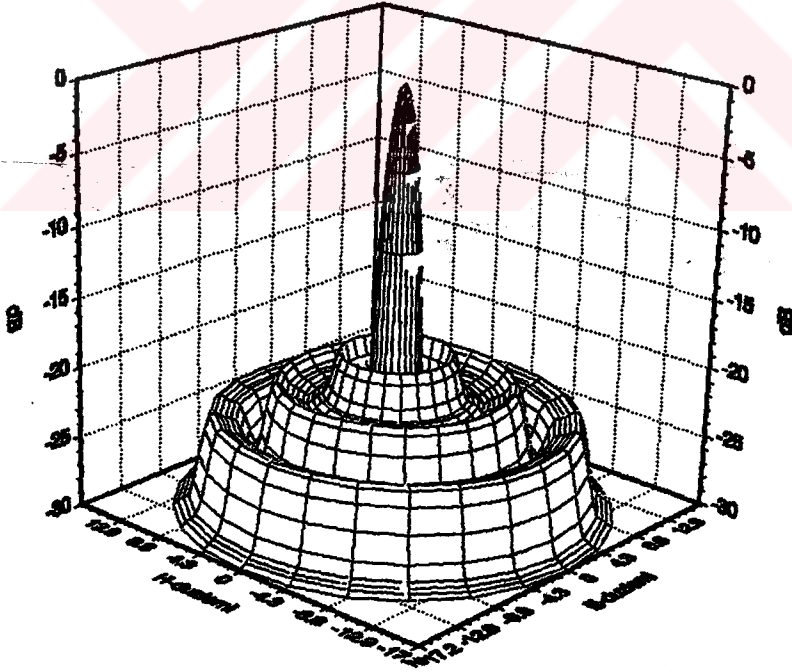


(b)

Şekil 36. $b=21.5$ için tasarlanmış dairesel simetrik beslemeli iFZP(a) ve YFZP(b) antenlerinin üç boyutlu uzak-alan ışımaları patenleri

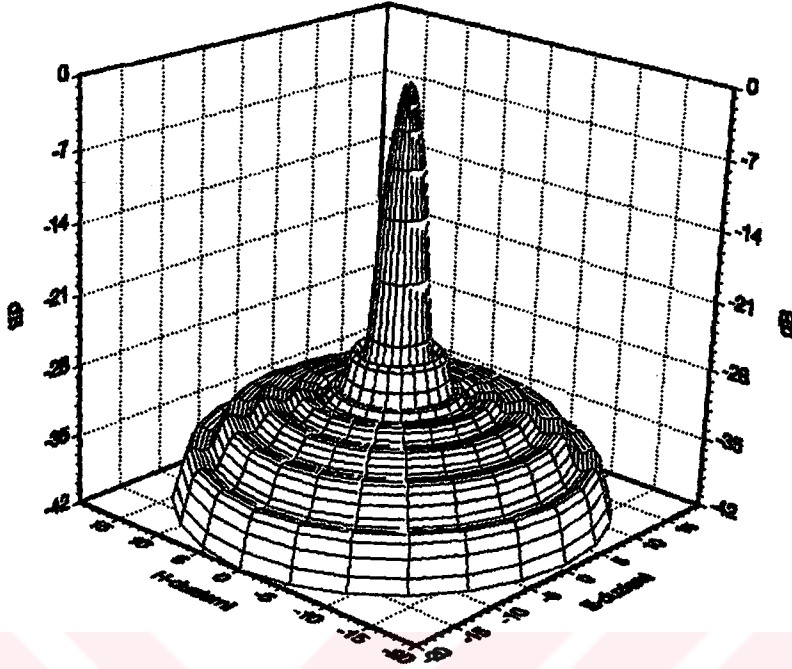


(a)

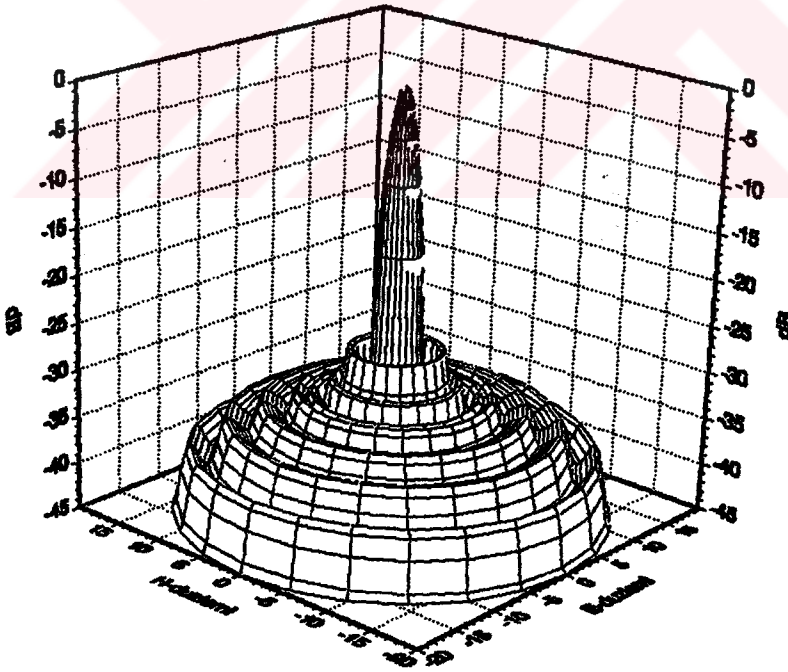


(b)

Şekil 37. $b=30.5$ için tasarlanmış dairesel simetrik beslemeli IFZP(a) ve YFZP(b) antenlerinin üç boyutlu uzak-alan ışınım paternleri

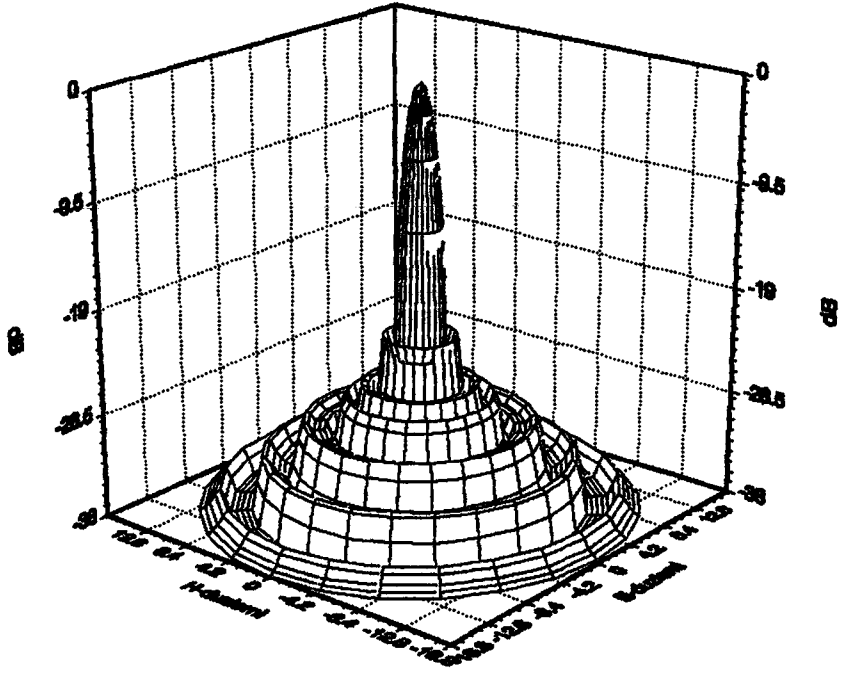


(a)

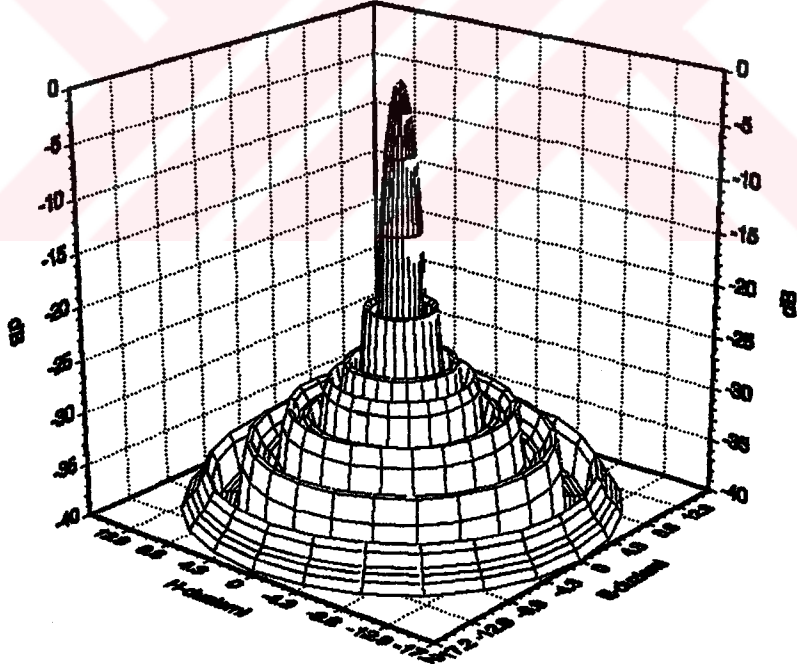


(b)

Şekil 38. $b=10$ için tasarlanmış dairesel simetrik beslemeli FDFZP(a) ve FÇYFZP(b) antenlerinin üç boyutlu uzak-alan ışınma paternleri

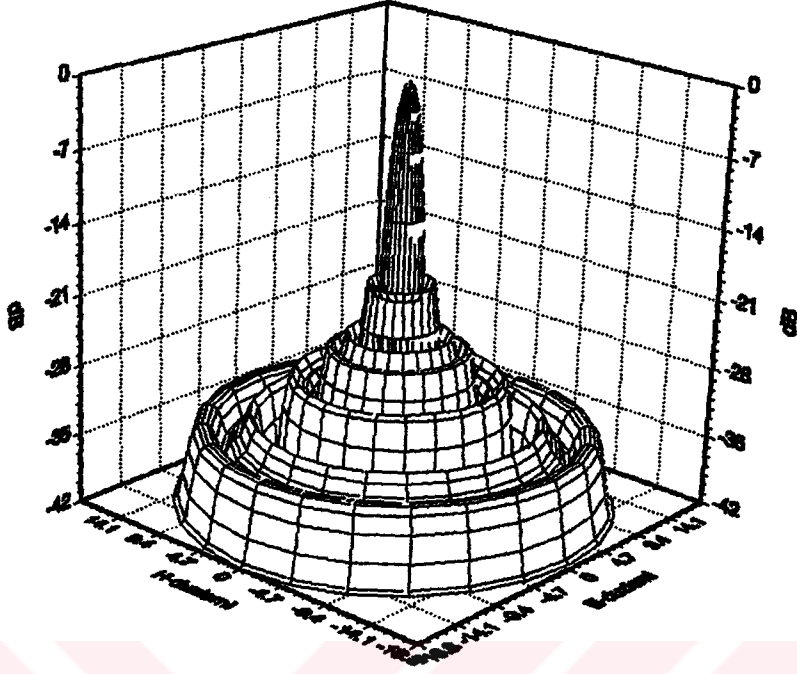


(a)

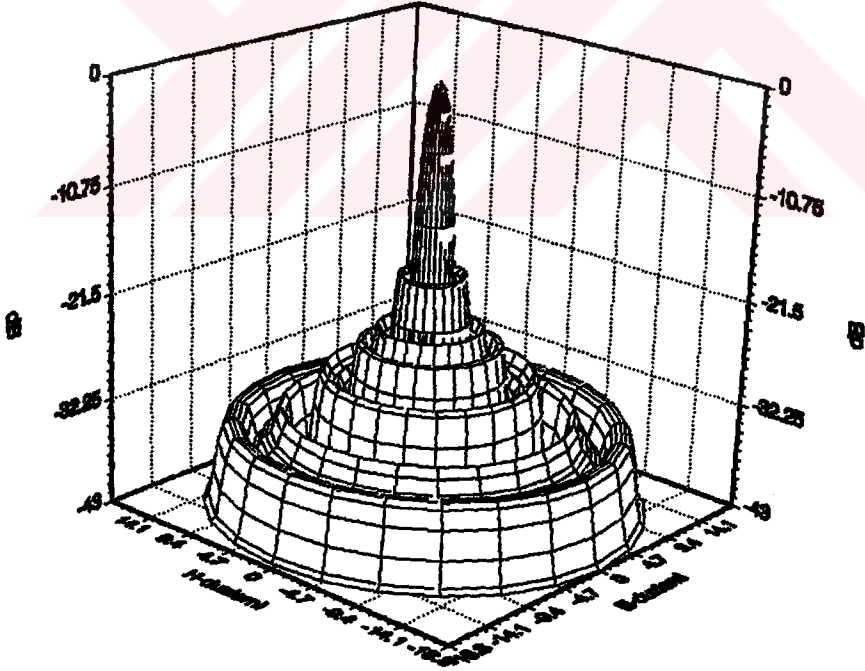


(b)

Şekil 39. $b=21.5$ için tasarlanmış dairesel simetrik beslemeli FDFZP(a) ve FÇYFZP(b) antenlerinin üç boyutlu uzak-alan ışımaları



(a)



(b)

Şekil 40. $b=30.5$ için tasarlanmış dairesel simetrik beslemeli FDFZP(a) ve FÇYFZP(b) antenlerinin üç boyutlu uzak-alan ışınım paternleri

5.7 Geçiş Polarizasyonu

Besleme elemanı ışımaya paterni dairesel simetriye sahip olmadığı zaman, elektrik alanının hem E_θ hem de E_ϕ bileşeni birbirine dik iki bileşen içerir. Bunlardan biri Ana Polarizasyon, diğeri Geçiş Polarizasyon bileşeni olarak adlandırılır. Özellikle yaygın biçimde kullanılan TE_{11} modlu dairesel dalga kılavuzunun ışımaya paterni dairesel simetrik değildir ve bu yüzden geçiş polarizasyon bileşeninin ortaya çıkmasına neden olur. Hem düşey hem de yatay polarizasyonda yayın yapan uydular için geçiş polarizasyonu önemli bir sorundur [29,35].

TE_{11} modlu dairesel dalga kılavuzu için ışımaya alanları,

$$f_\theta = \left(1 + \frac{\beta}{k_0} \cos\theta\right) \frac{J_1(k_0 a \sin\theta)}{k_0 a \sin\theta} \quad (74a)$$

$$f_\phi = \left(\frac{\beta}{k_0} + \cos\theta\right) \frac{J_1'(k_0 a \sin\theta)}{1 - (k_0/k_c)^2 \sin^2\theta} \quad (74b)$$

olarak verilir [29]. Bu denklemlerde k_0 boşluktaki dalga sabiti, $\beta = \sqrt{k_0^2 - k_c^2}$, $k_c a = 1.841$, J_1 1.mertebeden Bessel fonksiyonu ve J_1' onun türevi, a ise dalga kılavuzunun yarıçapıdır. Böylece, besleme fonksiyonunun vektörel biçimi kaynak noktası koordinatları cinsinden,

$$f_{bes} = f_\theta \sin\theta' a_\theta + f_\phi \cos\theta' a_\phi \quad (75)$$

olarak yazılabilir. Burada a_θ ve a_ϕ birim vektörlerdir.

(75) denklemi ve magnetik yüzey akımı yardımıyla, f_{FZP} ve f_{DFZP} antenler için elektrik alanının ana ve geçiş polarizasyon bileşenleri, şekil 34a yardımıyla,

$$E_{AP} = I_x = jkF \frac{e^{-jkR}}{2R} \sum_n \left\{ e^{j2(n-1)\pi/p} \int_{\theta_{n-1}}^{\theta_n} [(f_\phi + f_\theta \cos\theta') J_0(h) - (f_\theta \cos\theta' - f_\phi) \cos 2\theta J_2(h)] (\tan\theta' / \cos\theta') e^{-jkF/\cos\theta'} d\theta' \right\} \quad (76a)$$

$$E_{GP} = I_y = jkF \frac{e^{-jkR}}{2R} \sum_n^N \{ e^{j2(n-1)\pi/p} \int_{\theta_{n-1}}^{\theta_n} (f_{\theta'} - f_{\theta'} \cos \theta') \sin 2\phi \cdot J_2(h) (\tan \theta' / \cos \theta') e^{-jkF / \cos \theta'} d\theta' \} \quad (76b)$$

olarak elde edilirler. Bu denklemlerde J_2 , 2.mertebe Bessel fonksiyonu ve $h = kF \tan \theta' \sin \theta$ dir. Elektrik alanının E_{θ} ve E_{ϕ} bileşenleri bu durumda,

$$E_{\theta} = \sin \phi I_x - \cos \phi I_y \quad (77a)$$

$$E_{\phi} = \cos \theta \cos \phi I_x + \cos \theta \sin \phi I_y \quad (77b)$$

denklemlerinden hesaplanır.

YFZP ve FÇYFZP antenler için ana ve geçiş polarizasyon bileşenleri ise, elektrik yüzey akımı ($2J_{es}$) ve şekil 34b yardımıyla,

$$E_{AP} = I_y = -jkF \frac{e^{-jkR}}{2R} e^{-jkF \cos \theta} \sum_n^N \{ e^{j2(n-1)\pi/p} \int_{\theta_{n-1}}^{\theta_n} [(f_{\theta'} + f_{\theta'} \cos \theta') J_0(h) - (f_{\theta'} - f_{\theta'} \cos \theta') \cos 2\phi J_2(h)] (\tan \theta' / \cos \theta') e^{-jkF / \cos \theta'} d\theta' \} \quad (78a)$$

$$E_{GP} = I_x = -jkF \frac{e^{-jkR}}{2R} e^{-jkF \cos \theta} \sum_n^N \{ e^{j2(n-1)\pi/p} \int_{\theta_{n-1}}^{\theta_n} (f_{\theta'} - f_{\theta'} \cos \theta') \cdot \sin 2\phi J_2(h) (\tan \theta' / \cos \theta') e^{-jkF / \cos \theta'} d\theta' \} \quad (78b)$$

olarak elde edilirler. E_{θ} ve E_{ϕ} alanları ise,

$$E_{\theta} = \cos \theta \cos \phi I_x + \cos \theta \sin \phi I_y \quad (79a)$$

$$E_{\phi} = -\sin \phi I_x + \cos \phi I_y \quad (79b)$$

denklemlerinden hesaplanır. (76)-(79) denklemlerinin elde edilişi Ek-B'de verilmiştir.

Tablo 7'de, $2a/\lambda = 0.75$ ve 0.96 alınarak y-polarizeli TE_{11} modlu dairesel dalga kılavuzu ile beslenmiş iFZP ve YFZP antenlerinin $b=10, 21.5$ ve 30.5 için, (76) ve (78) denklemleri kullanılarak E- ve H-düzlemlerinde 3-dB hüzme genişlikleri (θ_{-3BW}) ve yan kulak seviyeleri (YKS) ile maksimum geçiş polarizasyonunun olduğu $\phi=45^\circ$ düzlemindeki geçiş polarizasyonu seviyesi (GPS) ve geçiş polarizasyon açısının (θ_{GP}) hesaplanan değerleri verilmiştir. Aynı şekilde, $p=2$ alınarak FDFZP ve FÇYFZP antenleri için elde edilen sonuçlar Tablo 8'de verilmiştir.

Tablo 7. iFZP ve YFZP antenlerinin ana ve geçiş polarizasyon karakteristikleri

	$2a/\lambda$	0.75			0.96		
		b	10	21.5	30.5	10	21.5
θ_{-3BW} E-düzlemi ($\phi=90^\circ$)	iFZP	1.9	1.8	1.9	2	1.8	1.9
	YFZP	2.2	1.8	1.8	2.2	1.8	1.8
θ_{-3BW} H-düzlemi ($\phi=0^\circ$)	iFZP	2.2	1.9	1.9	2.3	2	2
	YFZP	1.8	1.8	1.8	2	1.8	1.8
YKS (dB) E-düzlemi ($\phi=90^\circ$)	iFZP	-20.45	-19.88	-18.47	-19.46	-19.61	-18.03
	YFZP	-21.35	-20.84	-18.94	-19.62	-20.45	-18.74
YKS (dB) H-düzlemi ($\phi=0^\circ$)	iFZP	-21.19	-21.02	-19.07	-22.95	-20.97	-19.02
	YFZP	-20.26	-20.08	-18.58	-19.30	-20.16	-18.61
GPS (dB) $\phi=45^\circ$ düzlemi	iFZP	-22.61	-29.72	-34.88	-20.63	-27.38	-32.45
	YFZP	-25.01	-33.60	-39.17	-31.94	-41.25	-46.93
θ_{GP} $\phi=45^\circ$ düzlemi	iFZP	2	1.85	1.9	2	1.85	1.9
	YFZP	1.9	1.9	1.7	2	1.9	1.9

Tablo 8. FDFZP ve FÇYFZP antenlerinin ana ve geçiş polarizasyon karakteristikleri ($p=2$)

	2a/λ	0.75			0.96		
	b	10	21.5	30.5	10	21.5	30.5
θ _{-3BW} E-düzlemi (φ=90°)	FDFZP	1.8	1.6	1.7	1.8	1.7	1.7
	FÇYFZP	2	1.8	1.8	2.1	1.8	1.8
θ _{-3BW} H-düzlemi (φ=0°)	FDFZP	2	1.8	1.8	2.2	1.8	1.8
	FÇYFZP	1.8	1.7	1.7	2	1.7	1.7
YKS (dB) E-düzlemi (φ=90°)	FDFZP	-24.91	-19.93	-18.35	-24.01	-20.34	-18.53
	FÇYFZP	-26.34	-23.06	-19.72	-24.32	-23.58	-19.90
YKS (dB) H-düzlemi (φ=0°)	FDFZP	-26.00	-23.81	-20.06	-30.03	-25.61	-20.85
	FÇYFZP	-24.64	-20.65	-18.71	-23.92	-22.54	-19.48
GPS (dB) φ=45° düzlemi	FDFZP	-22.12	-29.07	-33.99	-20.11	-26.61	-31.53
	FÇYFZP	-24.52	-32.90	-38.25	-31.28	-40.91	-45.98
θ _{GP} φ=45° düzlemi	FDFZP	1.9	1.8	1.8	2	1.8	1.9
	FÇYFZP	1.9	1.8	1.8	1.9	1.8	1.9

Tablo 7 ve 8 birlikte incelendiğinde, 3-dB hüzme genişliklerinde fazla bir değişiklik olmazken, fFZP ve FDFZP antenlerinin E-düzlemindeki yan kulak seviyeleri, hem b hem de dalga kılavuzu yarıçapıyla artmakta, H-düzleminde ise b ile artarken, dalga kılavuzu yarıçapının artışıyla azalmakta olduğu görülür. Geçiş polarizasyon seviyeleri ise, b'nin artışıyla azalmakta, dalga kılavuzu yarıçapıyla artmaktadır.

YFZP ve FÇYFZP antenlerinin E- ve H-düzleminde yan kulak seviyeleri hem b hem de dalga kılavuzu yarıçapıyla artmakta, geçiş polarizasyon seviyeleri ise odak uzunluğu ve

dalga kılavuzu yarıçapındaki artışın tersine, azalmaktadır.

Bu sonuçlardan, küçük odak uzunluklu FZP antenlerin geçiş polarizasyon seviyelerinin, örneğin FÇYFZP anteninin $b=10$ için hesaplanan -24.52 dB değeri [35]'de $F/D=0.25$ olan parabolik yansıtıcı anten için hesaplanan -30 dB değeriyle karşılaştırıldığında, parabolik yansıtıcı antenlerin geçiş polarizasyon seviyelerinden daha yüksek olduğu görülür.

$2a/\lambda = 0.75$ olan TE_{11} modlu dairesel dalga kılavuzuyla beslenen FZP antenlerinin, $b=10$, 21.5 ve 30.5 için hesaplanan ana ve geçiş polarizasyonlarının üç boyutlu ışınma paternleri, iFZP, YFZP, FDFZP ve FÇYFZP antenler için sırasıyla, (41-43), (44-46), (47-49) ve (50-52) nolu şekillerle verilmiştir. Şekillerden, ana polarizasyon ışınmasının simetrik olmadığı ve geçiş polarizasyonunun $\phi=\pm 45^\circ$ düzlemlerinde dört tepeye sahip olduğu görülmektedir.

5.8 FZP Antenlerinin Verimi

5.8.1 Açıklık antenlerinde verim hesabı

Anten verimi, antenin yapısından ve beslemeden gelebilecek kayıpları hesaba katan bir büyüklüktür. Açıklık antenleri için toplam verim

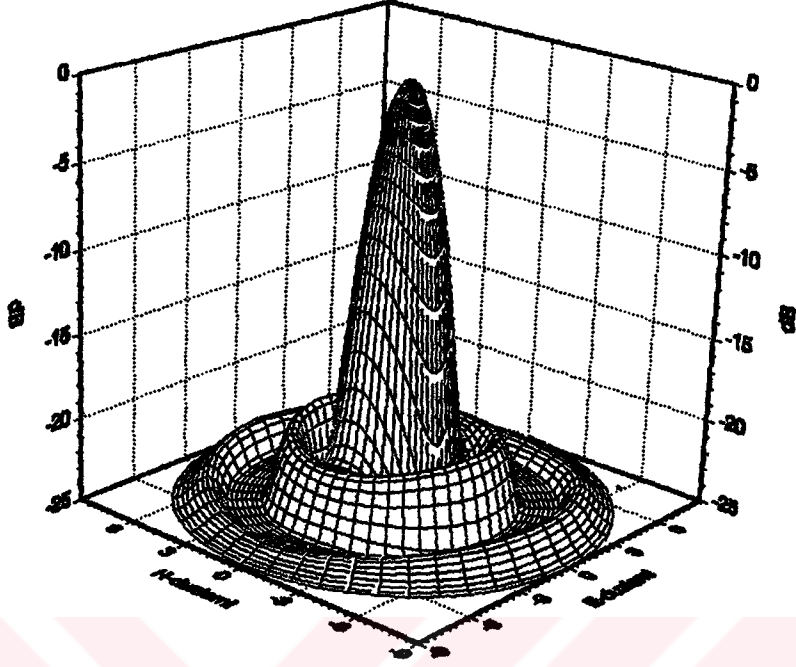
$$n_t = n_s n_a \quad (80)$$

ile ifade edilir [34]. n_s , açıklıkla kesişen gücün besleme tarafından ışınlanan toplam güce oranı olan dağılma (spillover) verimi, n_a ise açıklık verimidir. Açıklık verimi n_a , aydınlatma verimi n_1 , geçiş polarizasyon verimi n_x ve faz verimi n_p çarpımlarından oluşur.

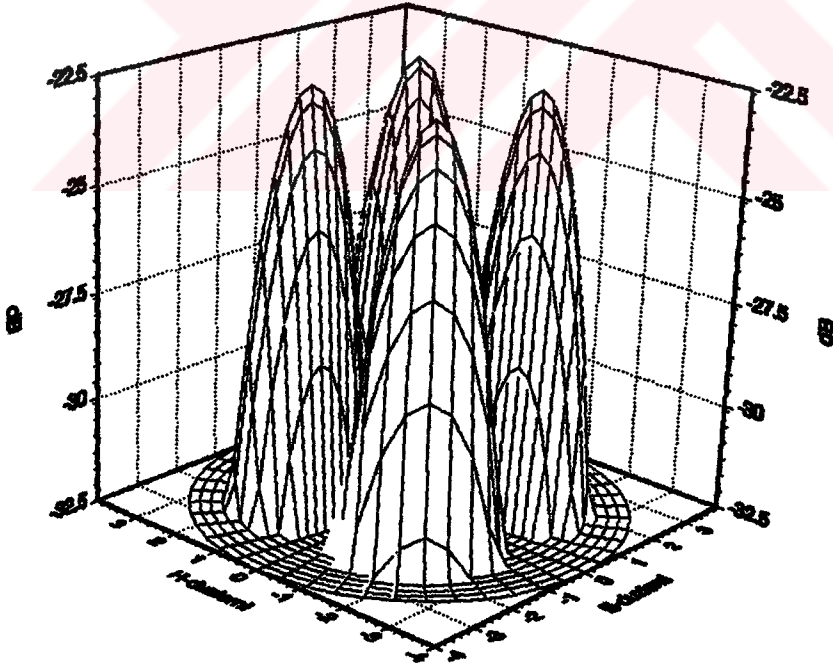
Anten kazancı

$$G = D_0 n_t \quad (81)$$

denklemden hesaplanır. Bu denklemde D_0 , düzgün aydınlatılmış ve çapı D olan bir açıklığın maksimum ışınma yönündeki yönelticiliğidir ve $(\pi D/\lambda_0)^2$ ne eşittir.

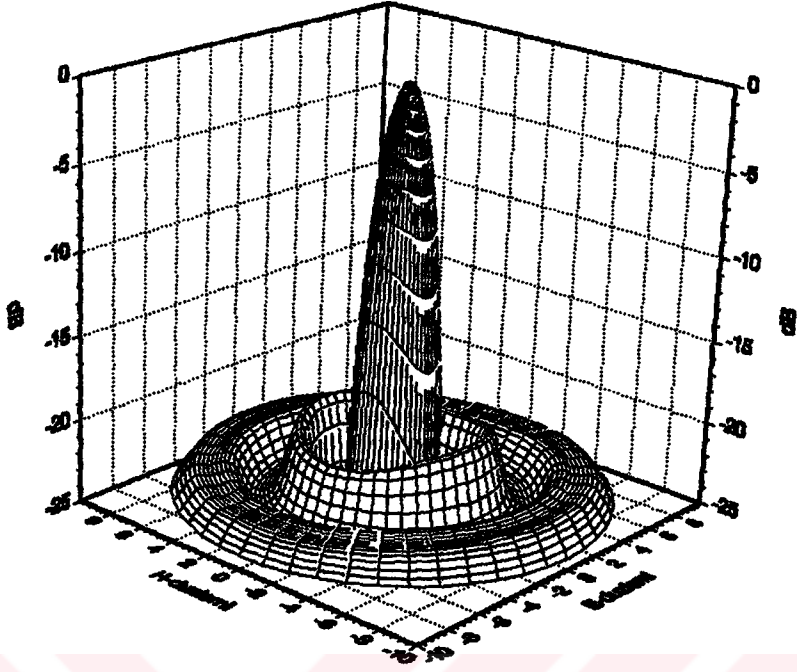


(a)

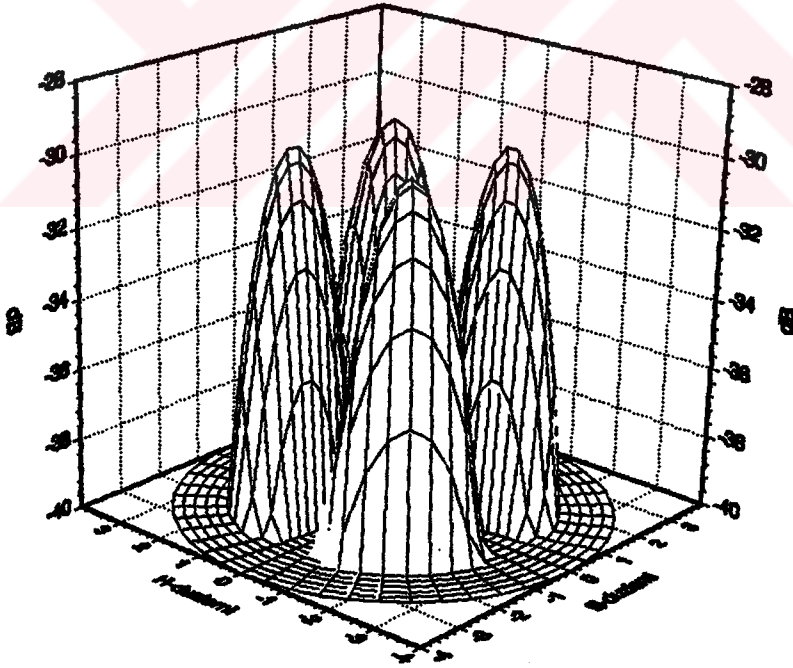


(b)

Şekil 41. $b=10$ için tasarlanmış TE_{11} modlu dairesel dalga kılavuzu beslemeli İFZP antenin, (a) ana polarizasyon, (b) geçiş polarizasyonunun üç boyutlu ışınma paterni

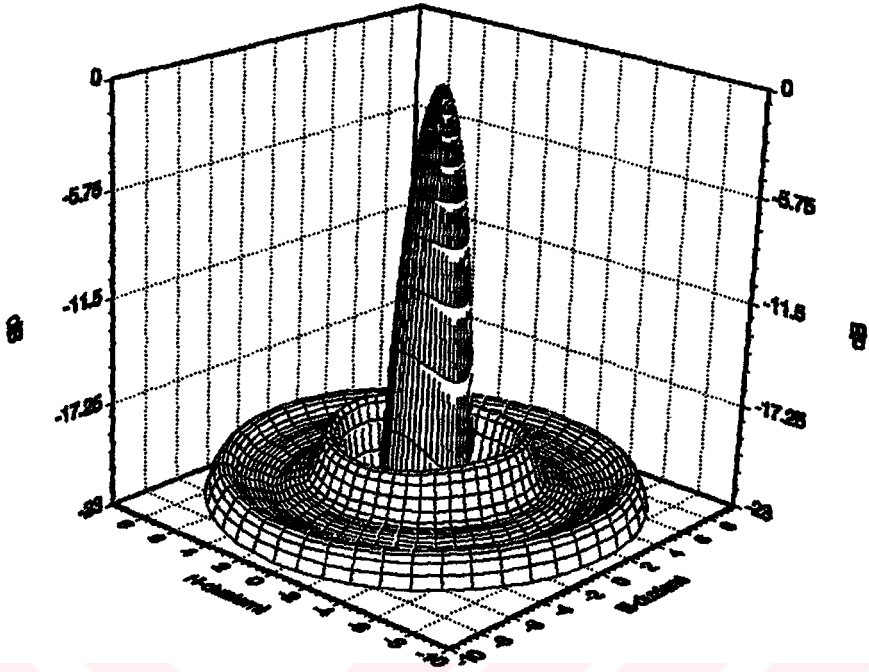


(a)

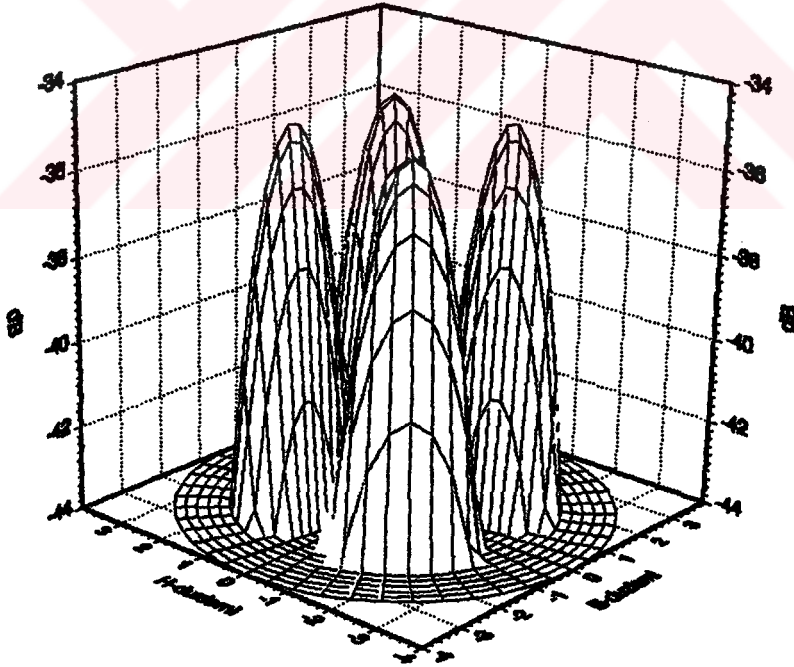


(b)

Şekil 42. $b=21.5$ için tasarlanmış TE_{11} modlu dairesel dalga kılavuzu beslemeli tFZP antenin, (a) ana polarizasyon, (b) geçiş polarizasyonunun üç boyutlu ışınma paterni

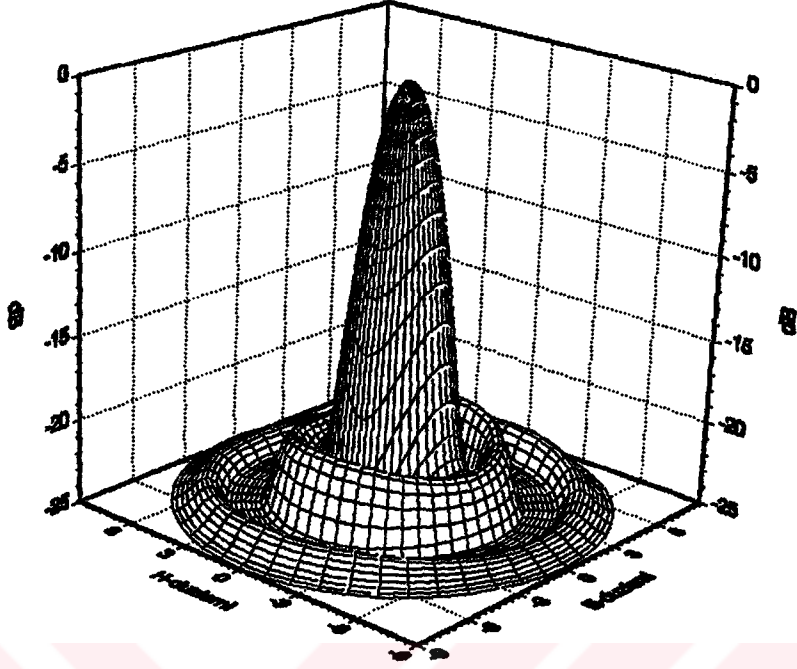


(a)

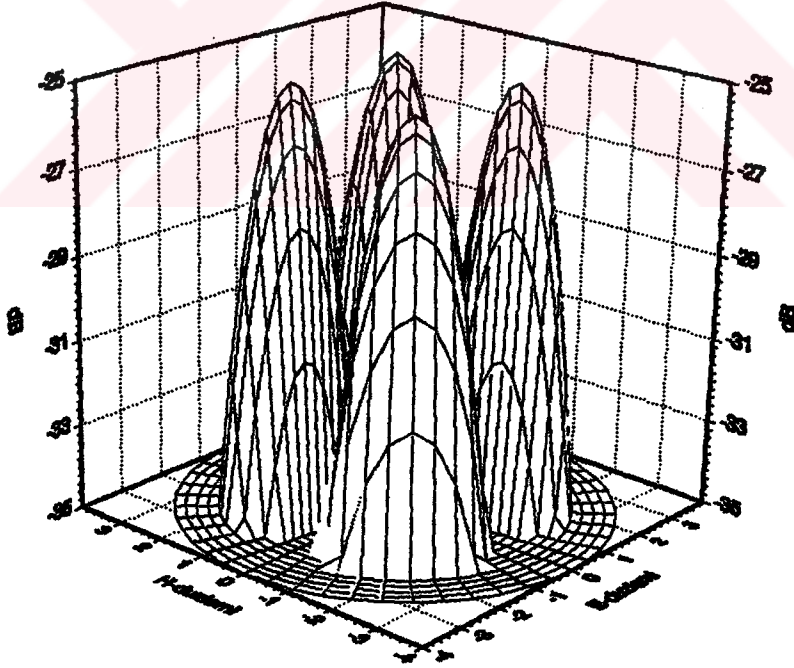


(b)

Şekil 43. $b=30.5$ için tasarlanmış TE_{11} modlu dairesel dalga kılavuzu beslemeli IFZP antenin, (a) ana polarizasyon, (b) geçiş polarizasyonunun üç boyutlu ışınma paterni

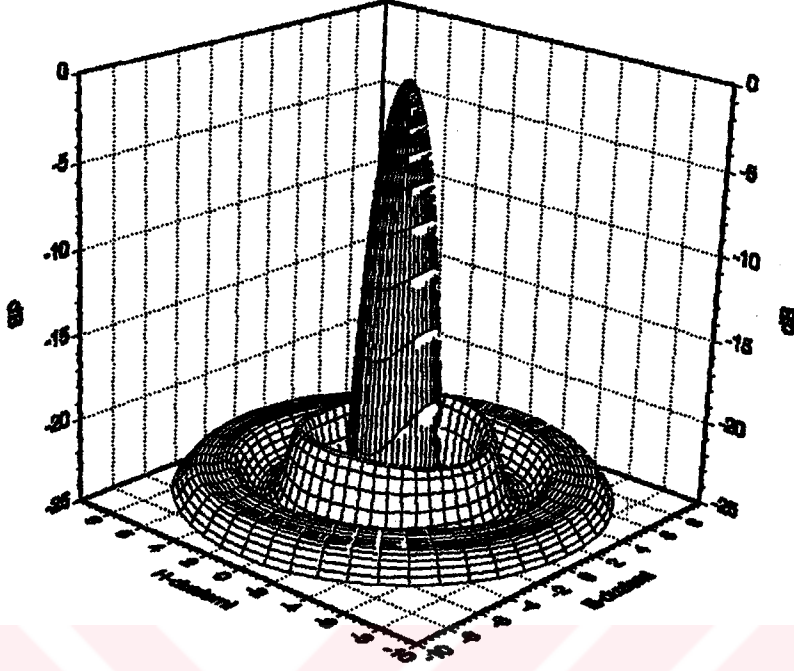


(a)

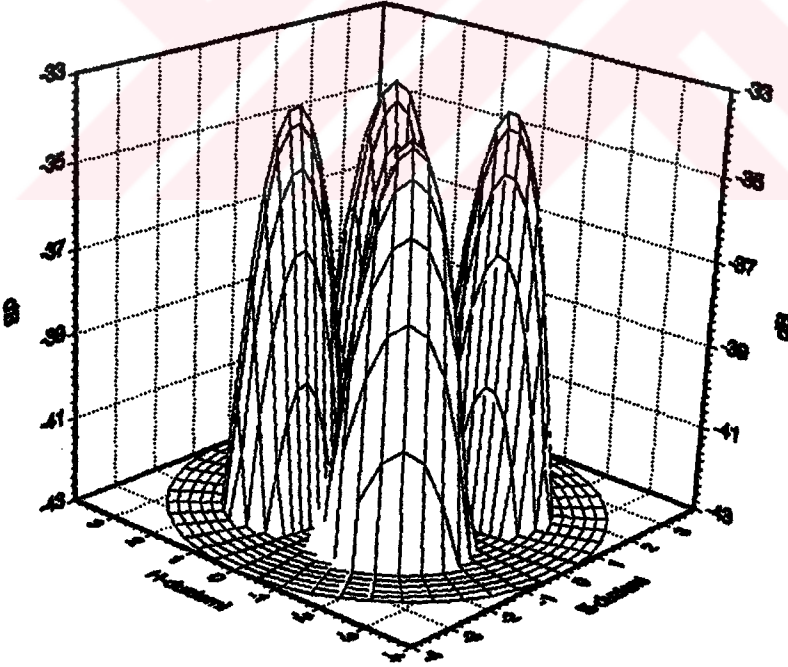


(b)

Şekil 44. $b=10$ için tasarlanmış TE_{11} modlu dairesel dalga kılavuzu beslemeli YFZP antenin, (a) ana polarizasyon, (b) geçiş polarizasyonunun üç boyutlu ışınma paterni

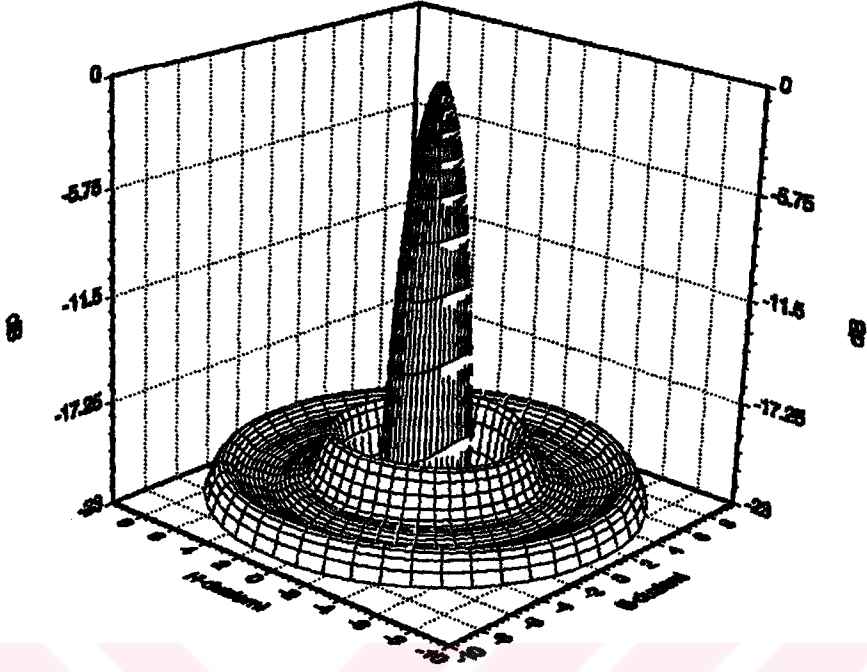


(a)

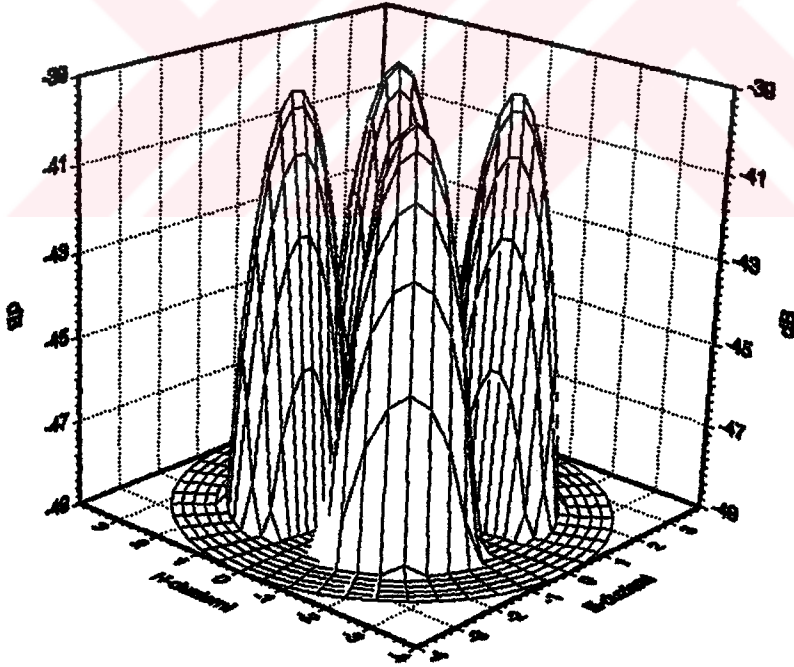


(b)

Şekil 45. $b=21.5$ için tasarlanmış TE_{11} modlu dairesel dalga kılavuzu beslemeli YFZP antenin, (a) ana polarizasyon, (b) geçiş polarizasyonunun üç boyutlu ışınma paterni

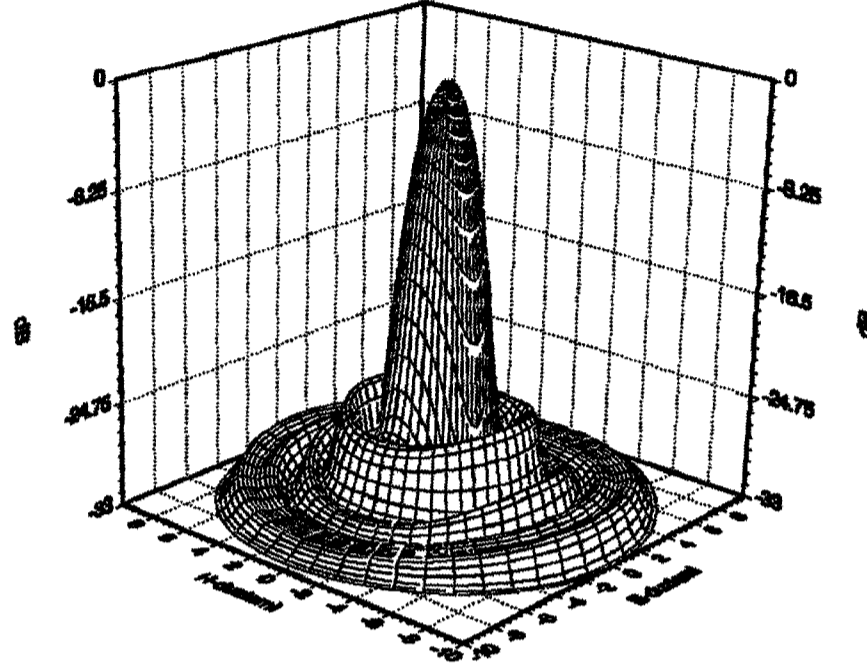


(a)

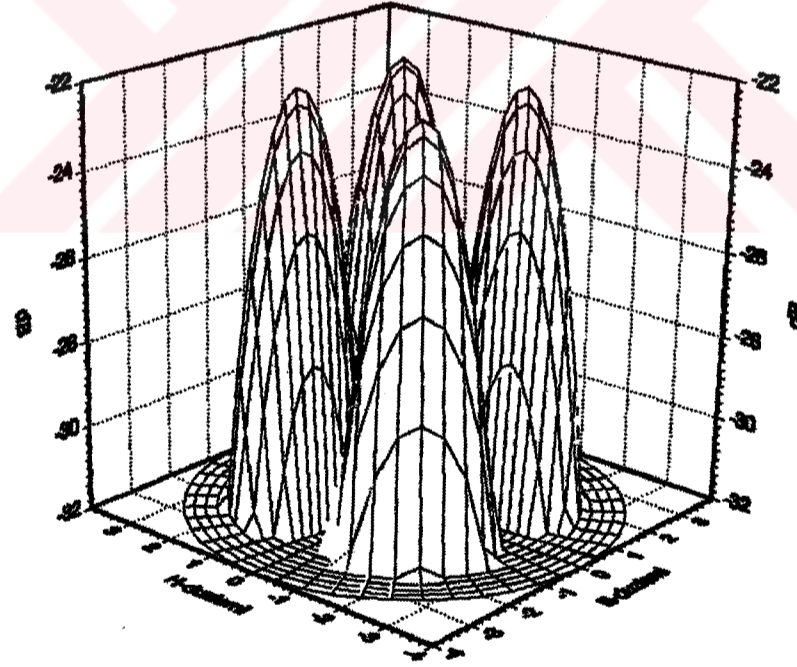


(b)

Şekil 46. $b=30.5$ için tasarlanmış TE_{11} modlu dairesel dalga kılavuzu beslemeli YFZP antenin, (a) ana polarizasyon, (b) geçiş polarizasyonunun üç boyutlu ışınma paterni

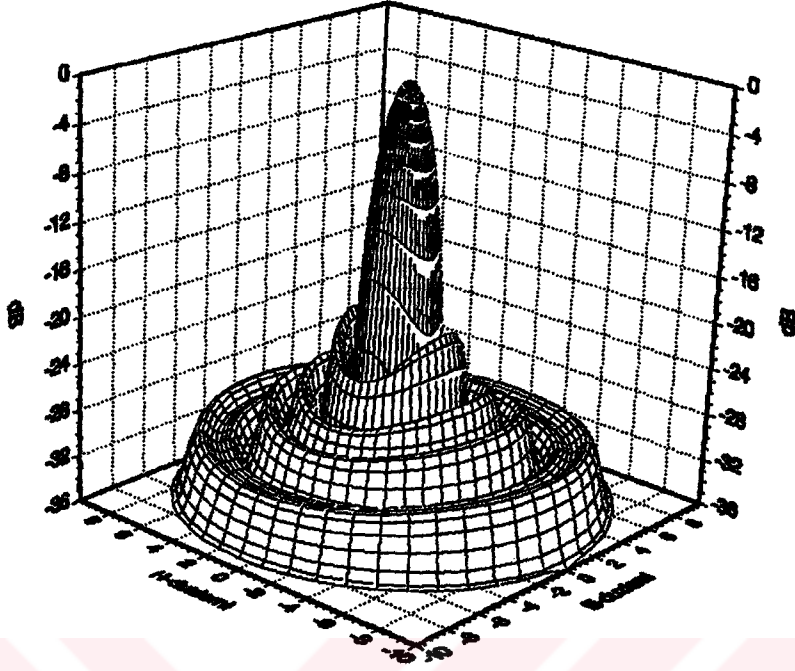


(a)

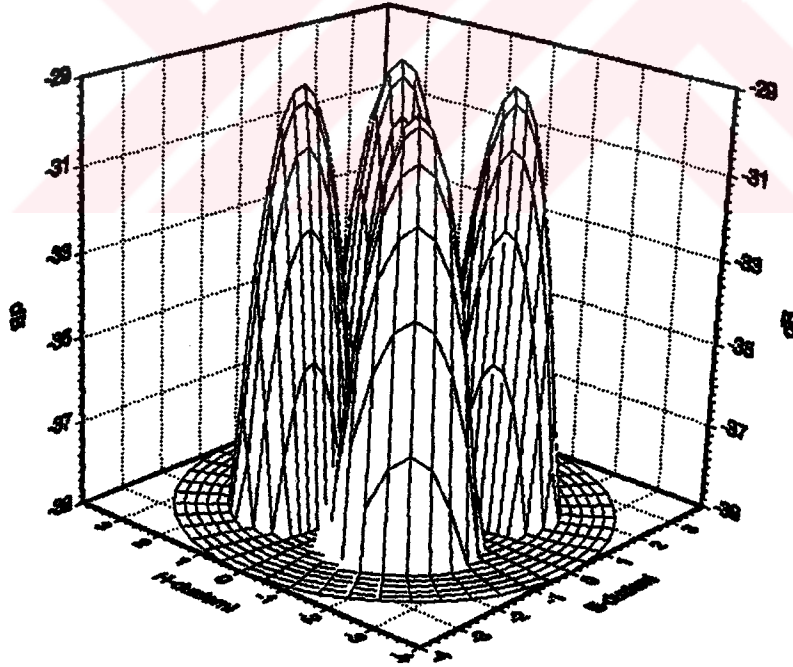


(b)

Şekil 47. $b=10$ için tasarlanmış TE_{11} modlu dairesel dalga kılavuzu beslemeli FDFZP antenin, (a) ana polarizasyon, (b) geçiş polarizasyonunun üç boyutlu ışınma paterni

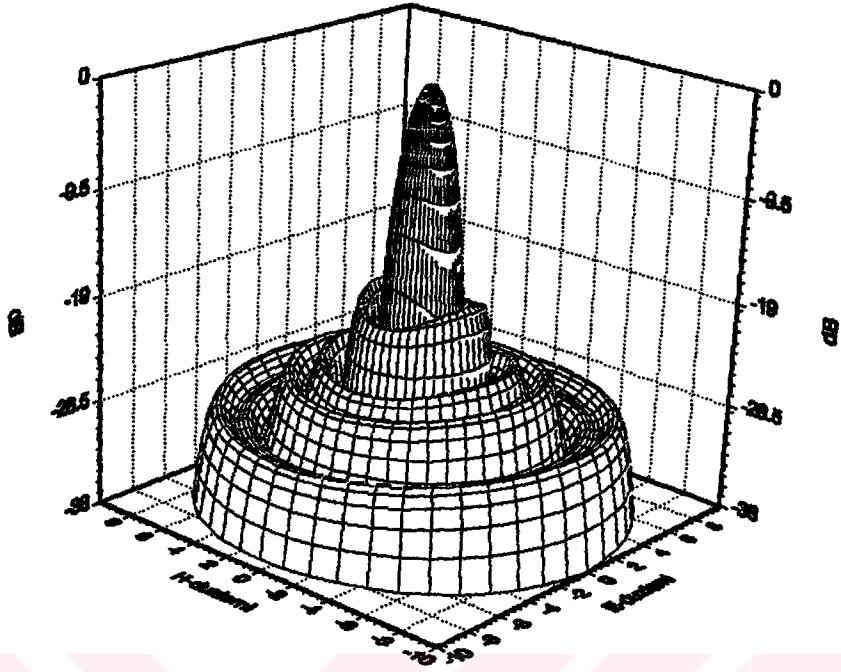


(a)

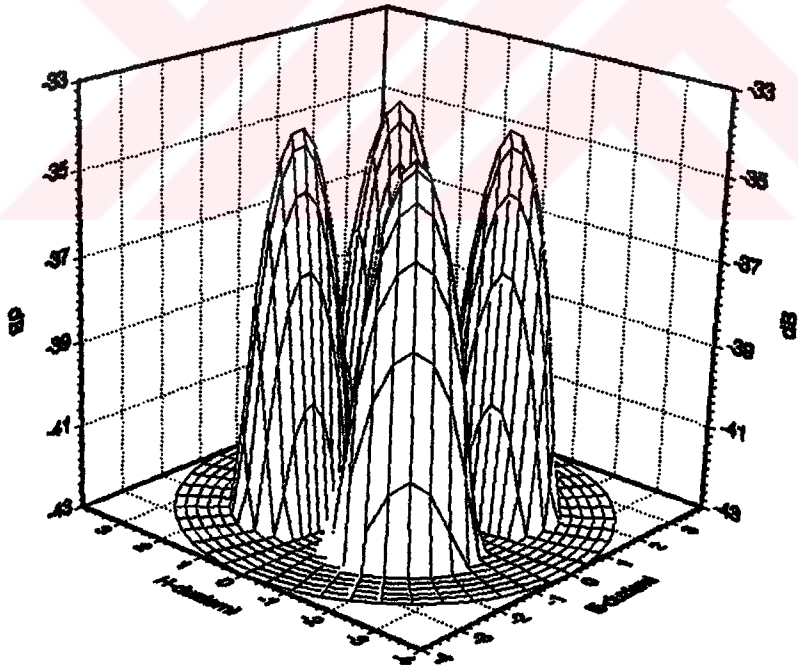


(b)

Şekil 48. $b=21.5$ için tasarlanmış TE₁₁ modlu dairesel dalga kılavuzu beslemeli FDFZP antenin, (a) ana polarizasyon, (b) geçiş polarizasyonunun üç boyutlu ışınma paterni

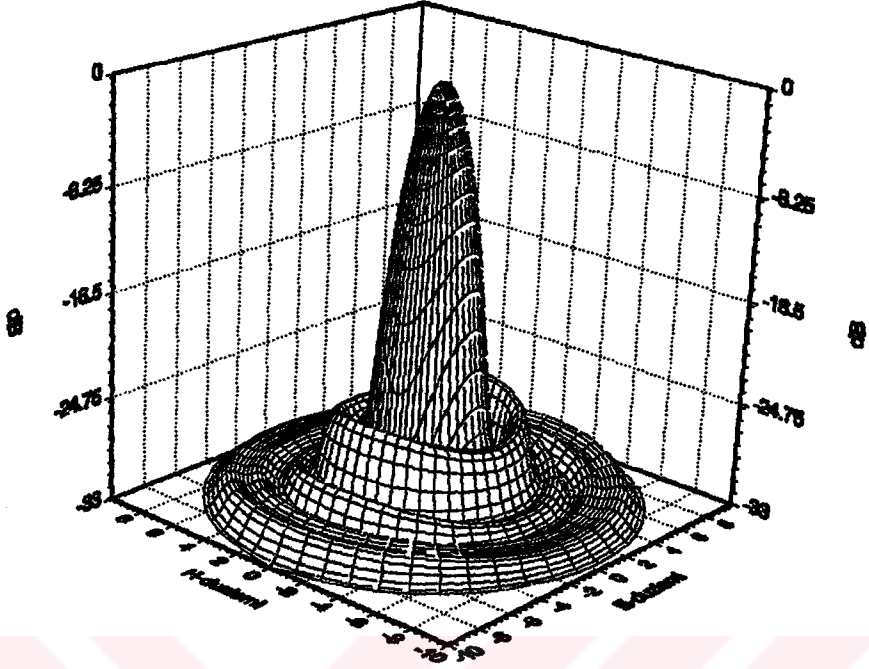


(a)

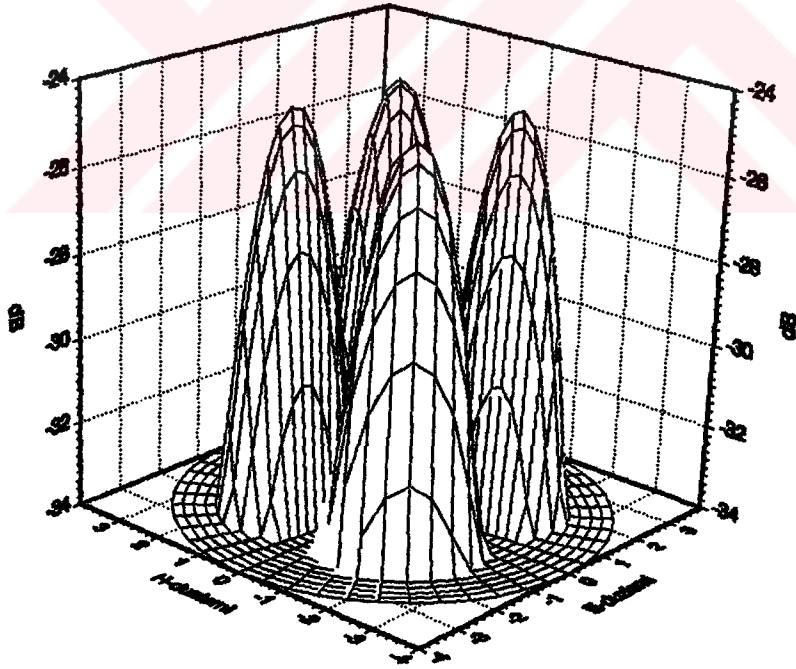


(b)

Şekil 49. $b=30.5$ için tasarlanmış TE_{11} modlu dairesel dalga kılavuzu beslemeli FDFZP antenin, (a) ana polarizasyon, (b) geçiş polarizasyonunun üç boyutlu ışınma paterni

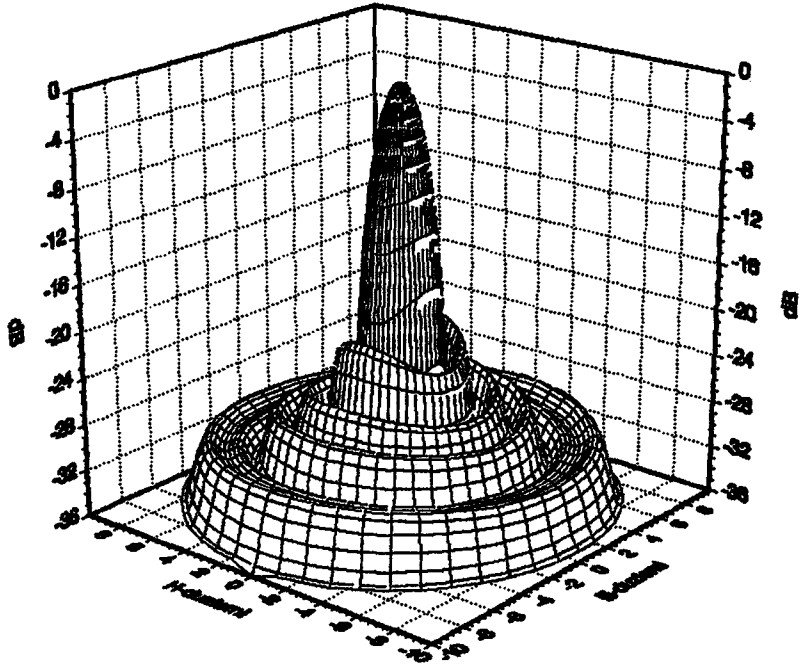


(a)

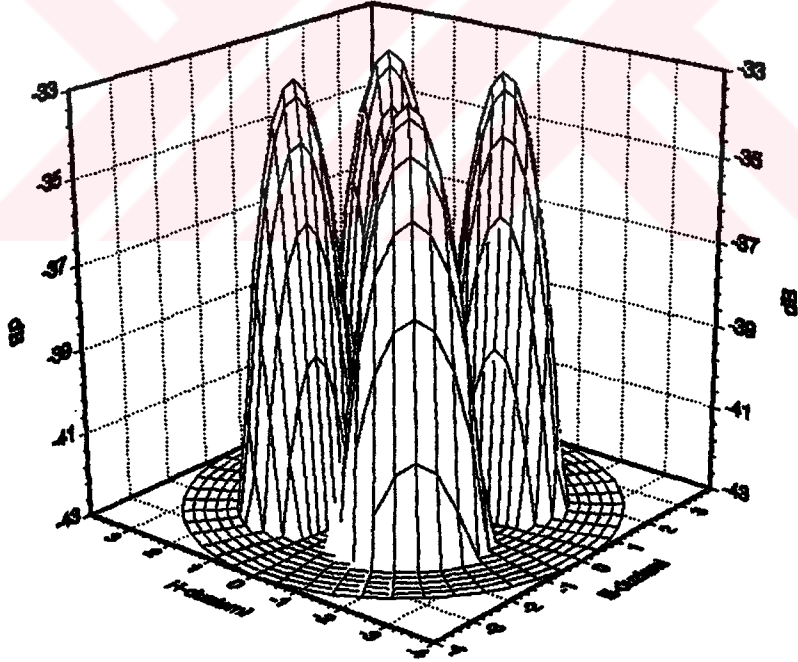


(b)

Şekil 50. $b=10$ için tasarlanmış TE_{11} modlu dairesel dalga kılavuzu beslemeli FÇYFZP antenin, (a) ana polarizasyon, (b) geçiş polarizasyonunun üç boyutlu ışınma paterni

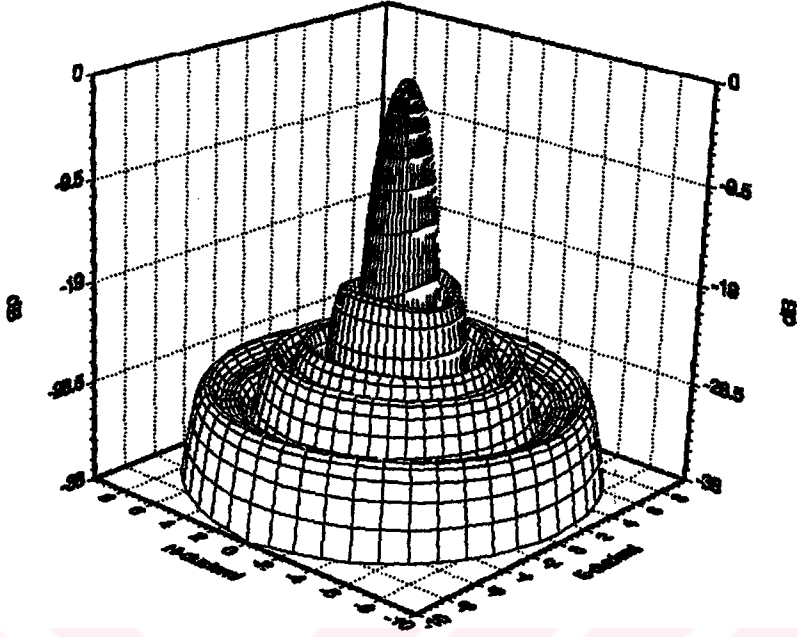


(a)

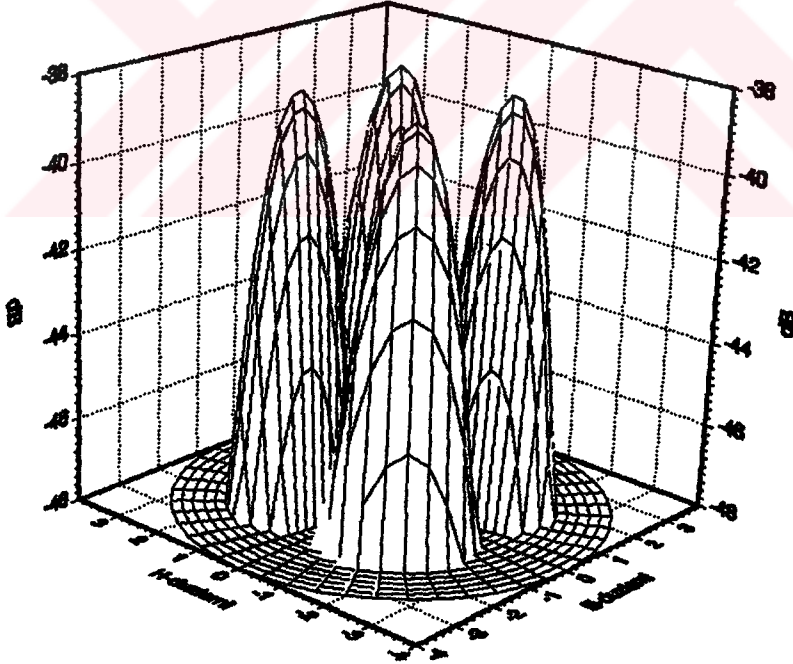


(b)

Şekil 51. $b=21.5$ için tasarlanmış TE_{11} modlu dairesel dalga kılavuzu beslemeli FÇYFZP antenin, (a) ana polarizasyon, (b) geçiş polarizasyonunun üç boyutlu ışınma paterni



(a)



(b)

Şekil 52. $b=30.5$ için tasarlanmış TE_{11} modlu dairesel dalga kılavuzu beslemeli FÇYFZP antenin, (a) ana polarizasyon, (b) geçiş polarizasyonunun üç boyutlu ışınma paterni

(80) denklemindeki n_s verimi,

$$n_s = \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^{\theta_a} G_f(\theta', \phi') \sin\theta' d\theta' d\phi'}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} G_f(\theta', \phi') \sin\theta' d\theta' d\phi'} \quad (82)$$

ifadesinden hesaplanır. Bu ifadede $G_f(\theta', \phi')$, besleme kazanç fonksiyonu, θ_a ise antenin açısal açıklığıdır. n_a ise, açıklığın birim katı açıda ışınlandığı gücün, aynı açıklığın düzgün aydınlatılması halinde birim katı açıda ışınlayacağı güce oranıdır ve,

$$n_a = \frac{2\lambda_0^2 r^2 |E|^2}{\pi D^2 P_t} \quad (83a)$$

denkleminde hesaplanır. Burada P_t , açıklıktan ışınlanan toplam güçtür ve

$$P_t = \frac{\pi}{2Z_0} \int_0^{\theta_a} G_f(\theta', \phi') \sin\theta' d\theta' \quad (83b)$$

ile verilir. Böylece açıklık verimi n_a , (83a) denkleminde E yerine maksimum ışınma doğrultusundaki ($\theta=0$) E_θ veya E_ϕ alan bileşeni yerleştirilerek hesaplanır.

5.8.2 Simetrik Besleme

Besleme olarak (69) denkleminde verilen Silver'ın modelleri kullanılarak elektrik alanının θ bileşeni için elde edilen (70a), (71a) ve (72a) denklemleri, maksimum ışınma doğrultusu ($\theta=0$) için E-düzleminde ($\phi=90$) aşağıdaki gibi elde edilirler.

Denklem (70a)'dan,

$$E(\theta=0) = jkF \frac{e^{-jkR}}{R} \sum_n \{ e^{j2(n-1)\pi/p} \int_{\theta_{n-1}}^{\theta_n} \cos^m \theta' \tan \theta' e^{-jkF/\cos \theta'} d\theta' \} \quad (84a)$$

denklem (71a)'dan,

$$E(\theta=0) = \frac{jkFe^{-jkR}}{2R} \sum_n \{ e^{j2(n-1)\pi/p} \int_{\theta_{n-1}}^{\theta_n} \cos^{m-1} \theta' (1+\cos \theta') \tan \theta' e^{-jkF/\cos \theta'} d\theta' \} \quad (84b)$$

ve denklem (72a)'dan,

$$E(\theta=0) = -jkF \frac{e^{-jkR}}{R} \sum_n \{ e^{j2(n-1)\pi/p} \int_{\theta_{n-1}}^{\theta_n} \cos^{m-1} \theta' \tan \theta' e^{-jkF/\cos \theta'} d\theta' \} \quad (84c)$$

elde edilir. Bu denklemler (83a)'da sırasıyla yerleştirilir, (82) denklemi de $G_f(\theta') = \cos^{2m} \theta'$ alınarak hesaplanırsa toplam verim ifadeleri, (84a) için

$$n_{t1} = 2 \cot^2 \theta_a \left| \sum_n \{ e^{j2(n-1)\pi/p} \int_{\theta_{n-1}}^{\theta_n} \cos^m \theta' \tan \theta' e^{-jkF/\cos \theta'} d\theta' \} \right|^2 \quad (85a)$$

(84b) için,

$$n_{t2} = \frac{\cot^2 \theta_a}{2} \left| \sum_n \{ e^{j2(n-1)\pi/p} \int_{\theta_{n-1}}^{\theta_n} \cos^{m-1} \theta' (1+\cos \theta') \tan \theta' e^{-jkF/\cos \theta'} d\theta' \} \right|^2 \quad (85b)$$

ve (84c) için,

$${}^n t_3 = 2 \cot^2 \theta_a \left| \sum_n^N \{ e^{j2(n-1)\pi/p} \int_{\theta_{n-1}}^{\theta_n} \cos^{m-1} \theta' \tan \theta' e^{-jkF/\cos \theta'} d\theta' \} \right|^2 \quad (85c)$$

olarak elde edilirler.

${}^n t_1$ veya ${}^n t_2$ iFZP ve FDFZP antenlerinin verimini, ${}^n t_3$ ise YFZP ve FÇYFZP antenlerinin verimini elde etmek için kullanılır. Şekil 53a-b iFZP antenlerinin $m=1,2,3,4$ alınarak hesaplanan verim eğrilerini, şek.53c ise YFZP antenlerinin verim eğrilerini göstermektedir. Aynı şekilde, FDFZP ve FÇYFZP antenlerinin verim eğrileri herbiri için $p=2, 4$ ve 6 alınarak, sırasıyla, şek.54, 55 ve 56'da verilmiştir. Şekillerden, iFZP ve YFZP antenlerinin veriminin düşük olduğu, FDFZP ve FÇYFZP antenlerinin veriminin ise p 'ye bağlı olarak arttığı görülmektedir.

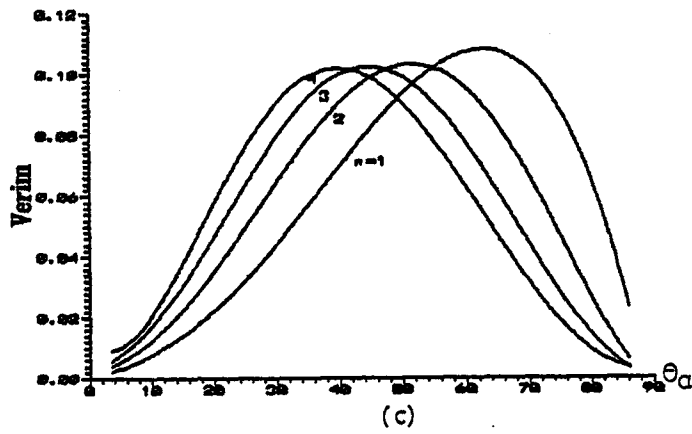
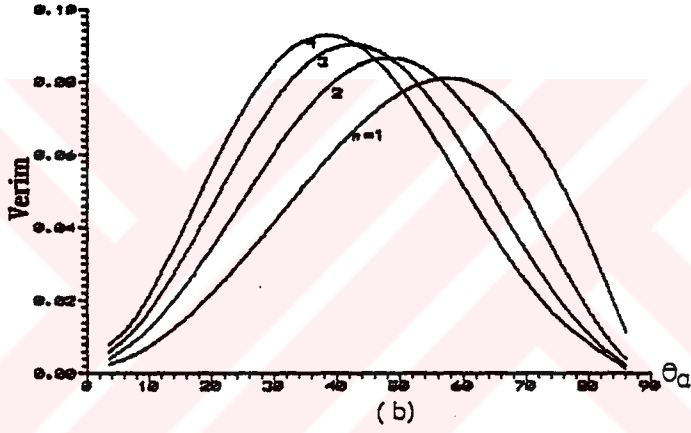
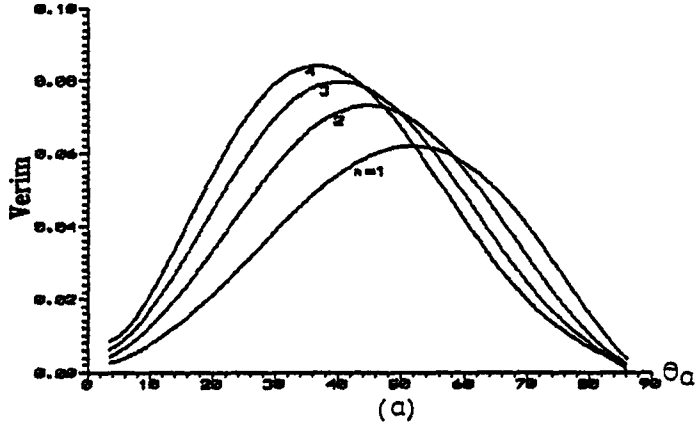
(70)-(72) denklemleri, besleme doğrusal y -polarizeli alınarak hesaplanmıştır. Gerçekte ise dairesel bir açıklığın ışınması ϕ 'ye bağlıdır. Bu durumda (70)-(72) denklemleri birbirinin aynı ve (71) denklemlerine eşit olur. Verim hesabı için ise sadece (85b) denklemi kullanılır.

iFZP ve YFZP antenler için ortalama verim, şekil 53b'den, m 'ye bağlı olarak %8 ile %9.5 arasında değişmektedir. FDFZP ve FÇYFZP antenlerde ise, şekil 55'den, $p=2$ için %28-32 arasında, $p=4$ için %60-63 arasında ve $p=6$ için %70-73 arasında değişmektedir.

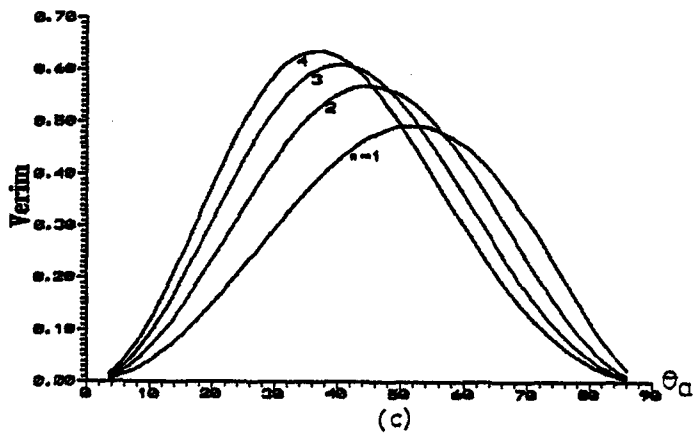
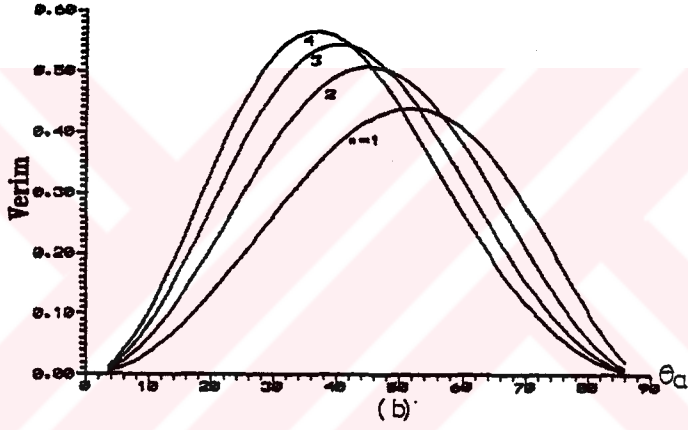
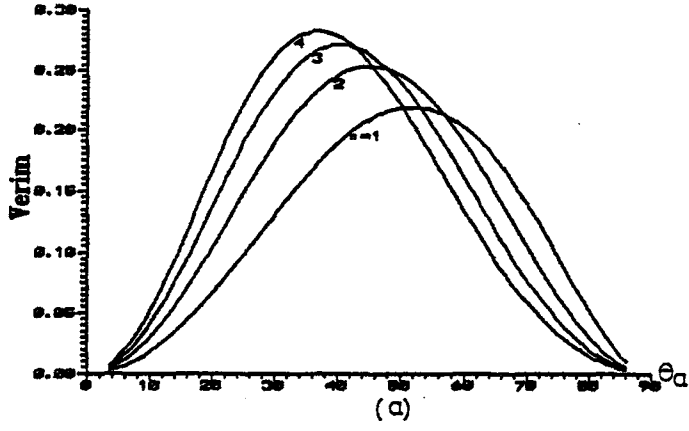
5.8.3 TE_{11} Modlu Dairesel Dalga Kılavuzu ile Besleme

Besleme elemanı olarak TE_{11} modlu dalga kılavuzu kullanılması halinde verim denklemleri, yukarıdaki denklemlerin elde edilmesine benzer şekilde,

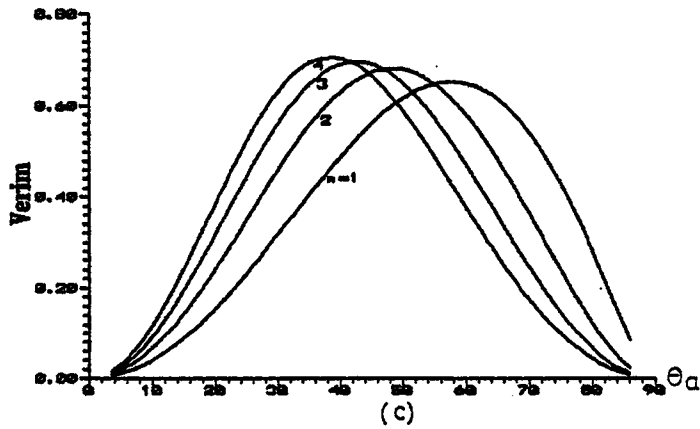
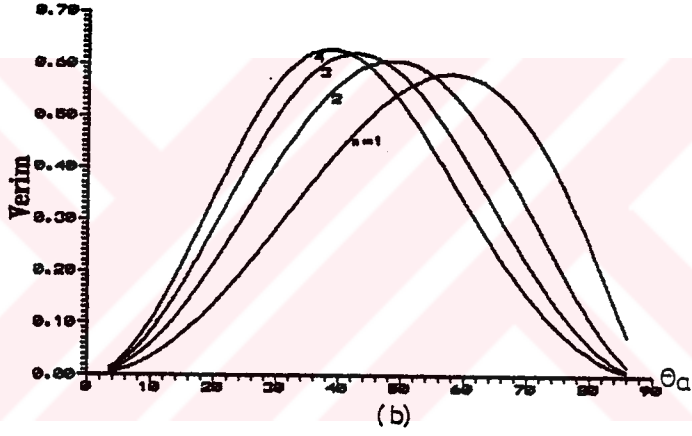
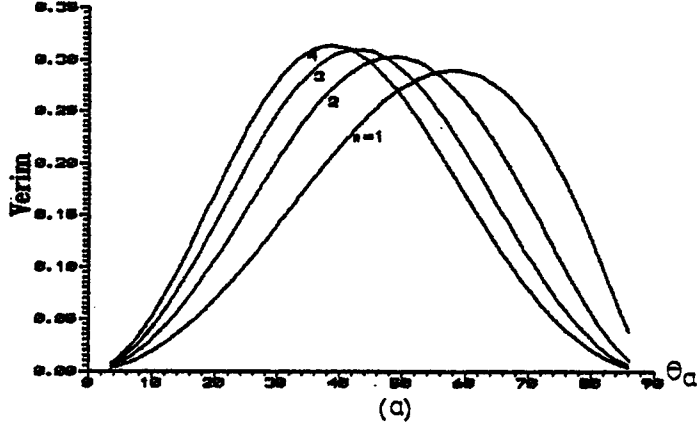
$${}^n t_1 = \cot^2 \theta_a \frac{|I_1|^2}{I'} \quad (86a)$$



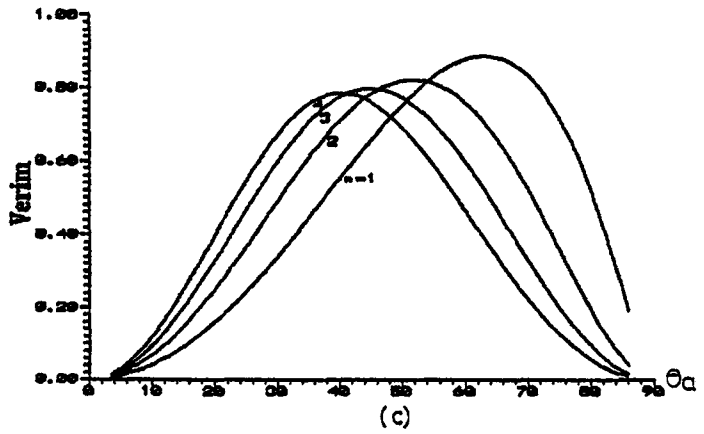
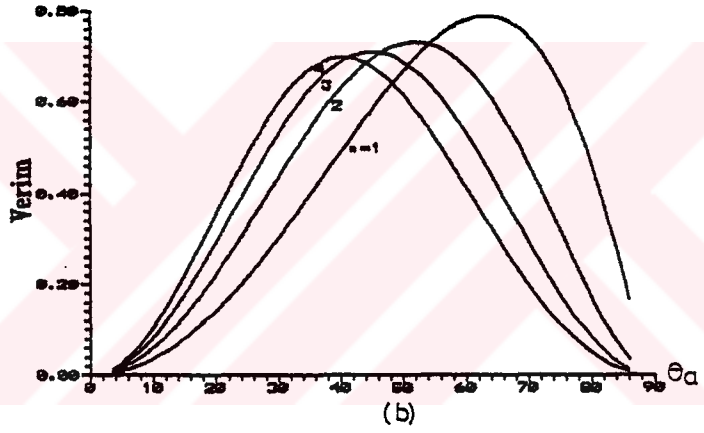
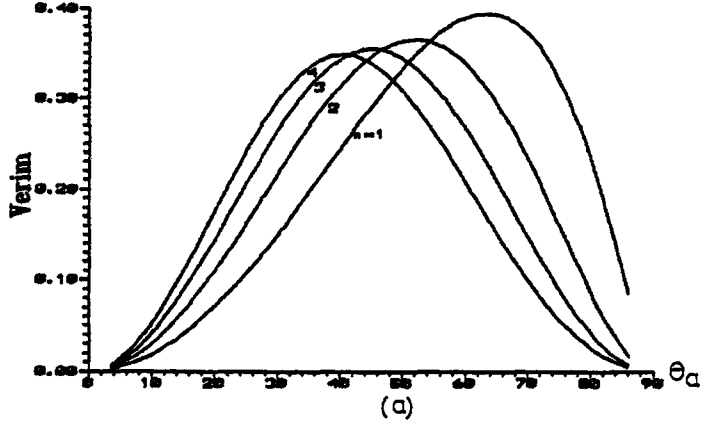
Şekil 53. Simetrik beslemeli FZP antenlerin verimlerinin açısal açıklıkla değişimi, (a)-(b) iFZP antenler için, (c) YFZP antenler için



Şekil 54. Simetrik beslemeli FDFZP antenlerin (85a)'dan hesaplanan verimlerinin açısai açıklıkla değişimi, (a) $p=2$, (b) $p=4$, (c) $p=6$



Şekil 55. Simetrik beslemeli FDFZP antenlerin (85b)'den hesaplanan verimlerinin açısai açıklıkla değişimi, (a) $p=2$, (b) $p=4$, (c) $p=6$



Şekil 56. Simetrik beslemeli FÇYFZP antenlerin (85c)'den hesaplanan verimlerinin açısai açıklıkla değişimi, (a) $p=2$, (b) $p=4$, (c) $p=6$

$$n_{t2} = \frac{\cot^2 \theta_a |I_2|^2}{4I'} \quad (86b)$$

$$n_{t3} = \cot^2 \theta_a \frac{|I_3|^2}{I'} \quad (86c)$$

biçiminde elde edilirler. Bu denklemlerde,

$$I' = \int_0^{\pi/2} (|f_{\theta'}|^2 + |f_{\phi'}|^2) \sin \theta' d\theta' \quad (87a)$$

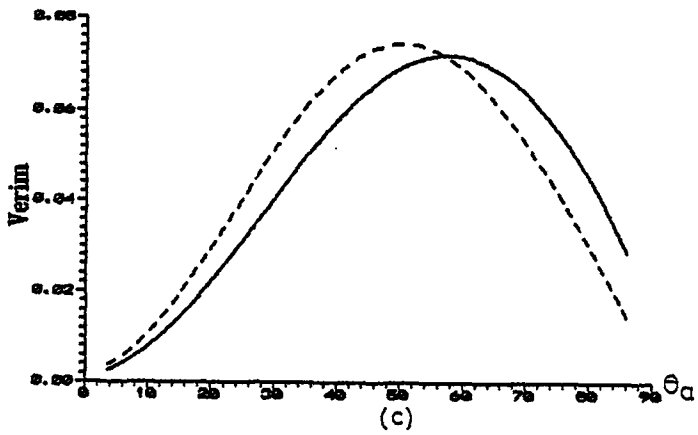
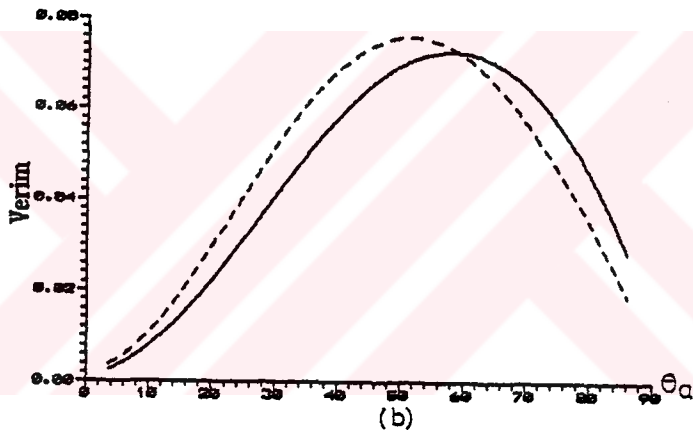
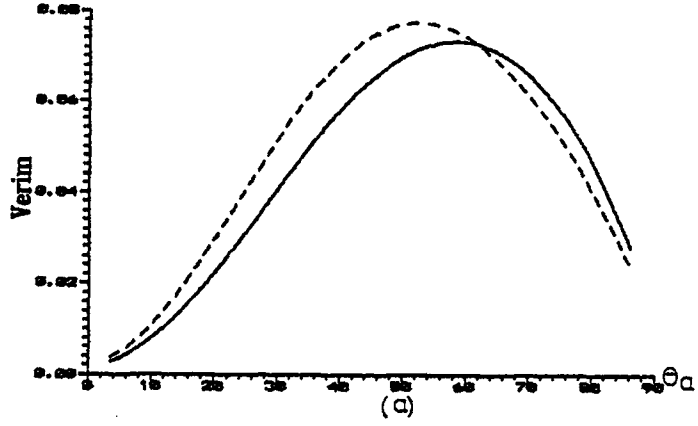
$$I_1 = \sum_n^N \{ e^{j2(n-1)\pi/p} \int_{\theta_{n-1}}^{\theta_n} (f_{\phi'} + f_{\theta'} \cos \theta') (\tan \theta' / \cos \theta') e^{-jkF/\cos \theta'} d\theta' \} \quad (87b)$$

$$I_2 = \sum_n^N \{ e^{j2(n-1)\pi/p} \int_{\theta_{n-1}}^{\theta_n} (f_{\theta'} + f_{\phi'}) (1 + \cos \theta') (\tan \theta' / \cos \theta') e^{-jkF/\cos \theta'} d\theta' \} \quad (87c)$$

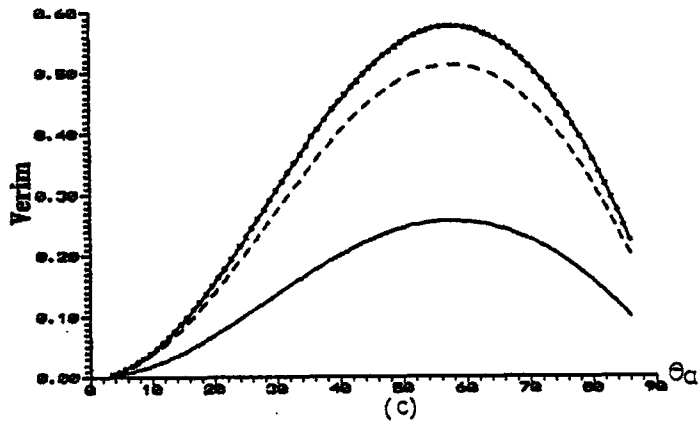
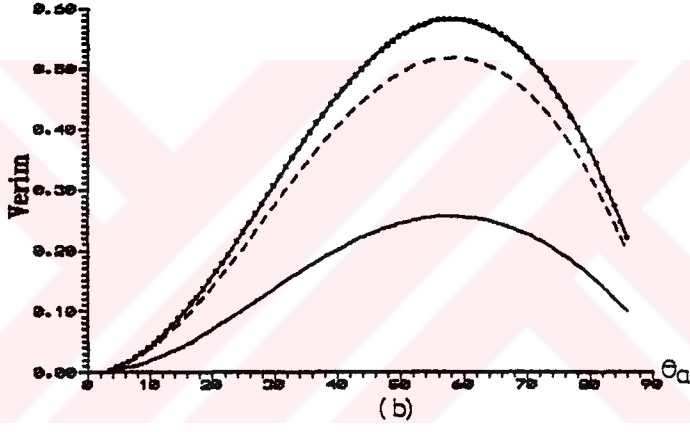
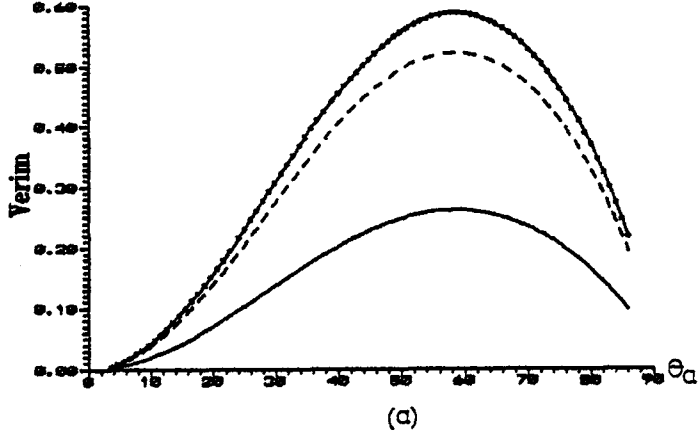
$$I_3 = \sum_n^N \{ e^{j2(n-1)\pi/p} \int_{\theta_{n-1}}^{\theta_n} (f_{\theta'} + f_{\phi'} \cos \theta') (\tan \theta' / \cos \theta') e^{-jkF/\cos \theta'} d\theta' \} \quad (87d)$$

olarak verilebilirler. $f_{\theta'}$ ve $f_{\phi'}$, (74a) ve (74b) denklemleriyle verilen, beslemenin ışınım alan fonksiyonlarıdır.

(86) denklemleri kullanılarak iFZP ve YFZP antenler için hesaplanan verim eğrileri $2a/\lambda = 0.75$ ve 0.96 için şekil 57'de, FDFZP ve FÇYFZP antenlerin verim eğrileri ise $2a/\lambda = 0.75$ ve, $p=2,4$ ve 6 için şekil 58'de verilmiştir. Şekillerden görülebileceği gibi, iFZP-YFZP ile FDFZP-FÇYFZP



Şekil 57. $2a=0.75\lambda$ (—) ve 0.96λ (--) olan TE_{11} modlu dairesel dalga kılavuzu beslemeli FZP antenlerin hesaplanan verimlerinin açısızlıkla değişimi, (a)-(b) iFZP, (c) YFZP



Şekil 58. $2a=0.75\lambda$ olan TE_{11} modlu dairesel dalga kılavuzu beslemeli FZP antenlerin $p=2$ (—), $p=4$ (--)
ve $p=6$ (*-) için hesaplanan verimlerinin açısızlıkla değişimi, (a)-(b) FDFZP, (c) FQYFZP

antenlerin her üç denklem de kullanılarak elde edilen verim eğrileri birbirlerine yakındırlar. iFZP ve YFZP antenlerin $2a/\lambda = 0.75$ için ortalama verimi şekil 57b'den %7.4, FDFZP ve FÇYFZP antenlerin ortalama verimi ise, şekil 58b-c'den yaklaşık olarak, $2a/\lambda = 0.75$ ve $p=2$ için %26, $p=4$ için %53 ve $p=6$ için %60 civarındadır.

5.9 Yarım-Peryot FÇYFZP Antenlerde Kenar Gölgelemesi

Buraya kadar yapılan incelemelerde gerek FDFZP ve gerekse FÇYFZP antenlerin taban malzeme kalınlıkları hesaba katılmamış, ideal faz-düzeltilimi veya faz çeviriminin sağlandığı varsayılmıştır. Gerçekte ise malzeme kalınlığının hesaba katılması gerekir.

Şekil 59'da, yarım-peryot($p=2$) FÇYFZP antenin gerçekleştirildiği taban malzeme üzerindeki $(n-1)$.bölgenin, yansıtıcıya ilişkin n .bölgenin δ_n kadarlık bölümünü gölgelediği görülmektedir. Bu durum, n .bölgeye ilişkin δ_n kadarlık bölümün odaktaki alan şiddetine katkısının olmayacağı anlamındadır [36].

(66) ile verilen odak eksenini alan şiddeti integralinin $z=0$ düzleminde alındığı varsayılırsa, kenar gölgelemesi ve malzeme kalınlığının faz çevrimine etkisi hesaba katılarak, şekil 59'dan,

$$f(\theta') = (1+1/\cos\theta')\tan\theta' e^{-jkF/\cos\theta'}$$

olmak üzere

$$E(z) = \frac{jkz}{2} e^{-jkz} \left\{ \sum_{n\text{çift}=0}^N \int_{\theta_n}^{\theta_{n+1}} f(\theta') d\theta' + \sum_{n\text{tek}=1}^N \int_{\theta_n}^{\theta_{(n+1)s}} f(\theta') \cdot e^{jk\sqrt{\epsilon_r} d(1+1/\cos\theta')} d\theta' \right\} \quad (88)$$

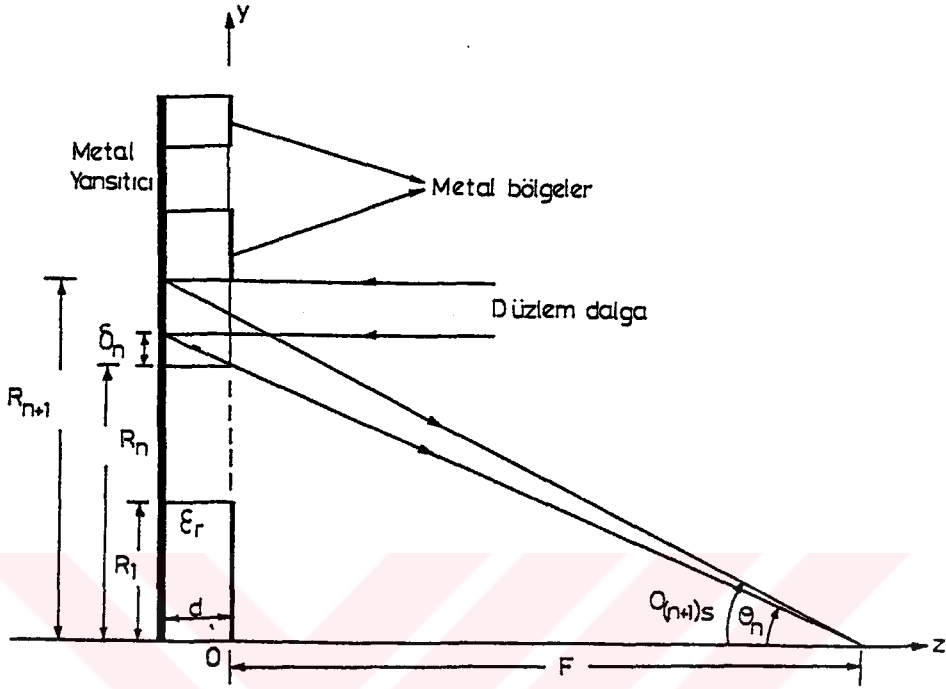
denklemini elde edilir. Bu denklemde ϵ_r taban malzemenin dielektrik sabiti ve d , (64) denklemini yardımıyla

$$d = \lambda_0 / 4\sqrt{\epsilon_r} \quad (89)$$

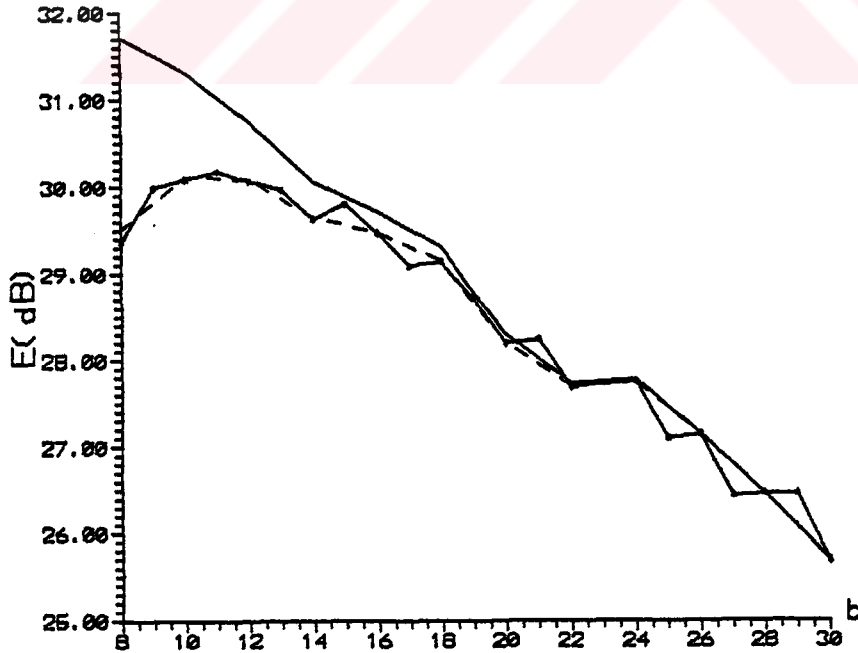
olarak elde edilen, taban malzemenin kalınlığıdır. Gölgeleyen bölge için integral sınırları ise $\theta_n = \arctan(R_n/F)$ ve $\theta_{(n+1)s} = \arctan\{R_{n+1}/(F+d)\}$ ile verilir.

(88) denklemi iki integral terimi içermektedir. Birinci terim taban malzeme üzerindeki bölgelerden kaynaklanan alanın, ikinci terim ise yansıtıcı bölgelerden kaynaklanan alanın $z=0$ düzlemindeki hesabına ilişkin integral terimleridir. İkinci terimde faz çevrimi, gölgelenen bölgenin her noktasında π kadar olmayıp, integral noktasına göre $k\sqrt{\epsilon_r}d(1+1/\cos\theta')$ ile değişmektedir. (89) denklemi gözönüne alındığında, yarım-periyot FÇYFZP antenlerde maksimum kenar gölgelemesinin $\epsilon_r=1$ için oluşacağı görülür. Şüphesiz ϵ_r büyüdükçe kenar gölgelemesinin etkisi azalır, ancak bu durumda da yüzeyde ve malzeme içerisinde çoklu yansımalar nedeniyle kayıplar oluşur. Dielektrik sabiti 1'e en yakın taban malzeme olarak styrofoam ($\epsilon_r \approx 1.03$) alınabilir. Bu malzeme için $f=11.3$ GHz tasarım frekansındaki d kalınlığı, (89) denkleminden, $d=6.6$ mm'dir. Aynı tasarım frekansı için, dielektrik sabiti 2.96 olan plexiglass taban malzemesinin d kalınlığı ise 3.85 mm'dir. Bu taban malzemelerle tasarlanan FÇYFZP antenlerinin (88) denklemiyle hesaplanan odak alan şiddetinin tasarım odak uzunluğuyla değişimi şekil 60'da verilmiştir. Şekilde ayrıca kenar gölgelemesi gözardı edilmiş durumda hesaplanan odak alan şiddeti değişimi de verilmiştir. Şekilden, kenar gölgelemesinin özellikle kısa odak uzunluklarında önemli ölçüde etkili olduğu, büyük odak uzunluklarında ise eğrilerin çakıştığı görülmektedir. Maksimum odak alan şiddeti ise $b=11$ için elde edilebilmektedir.

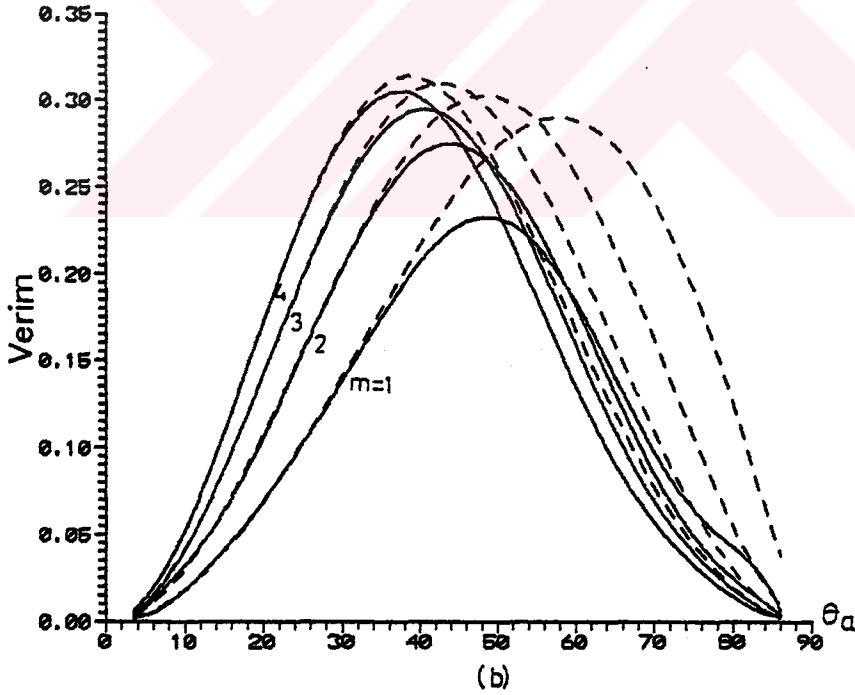
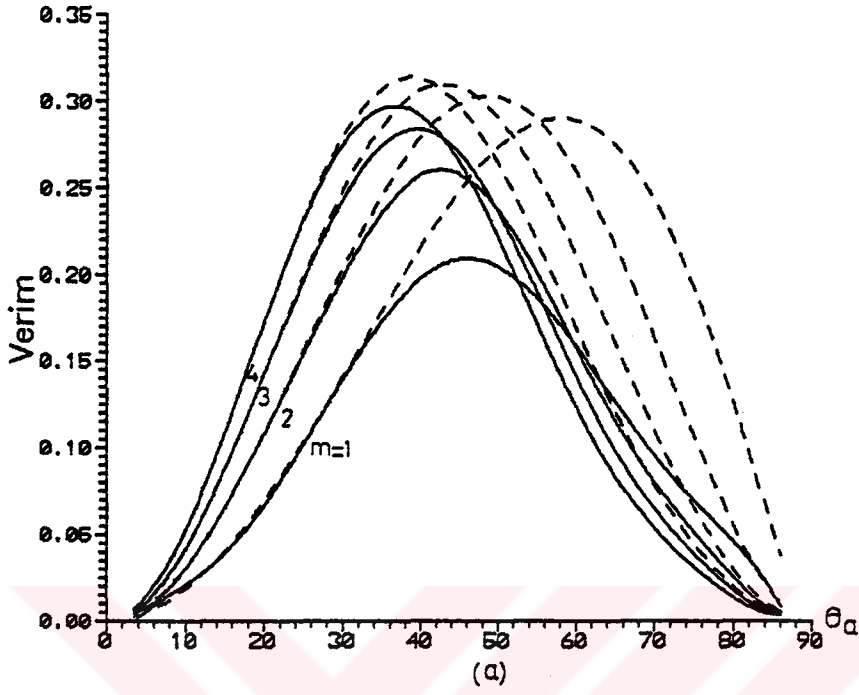
Kenar gölgelemesinin verim üzerindeki etkisi, (85b) denklemi kullanılarak elde edilmiş ve şekil 61 ile verilmiştir. Şekil 61a'da $\epsilon_r=1$, şekil 61b'de ise $\epsilon_r=2.96$ için, kenar gölgelemesi hesaba katılarak elde edilen verim eğrileriyle kenar gölgelemesiz verim eğrileri birlikte verilmiştir. Şekilde, maksimum verimin özellikle küçük odak uzunluklarında azaldığı, açısal açıklığın ise kaydığı gözlenmektedir.



Şekil 59. Yarım-peryot FÇYFZP antenlerde kenar gölgelemesi



Şekil 60. Yarım-peryot FÇYFZP antenlerde kenar gölgelemesinin odak alan şiddetine etkisi, (—) $d=0$, (--) $d=6.6$ mm, (-*-) $d=3.85$ mm

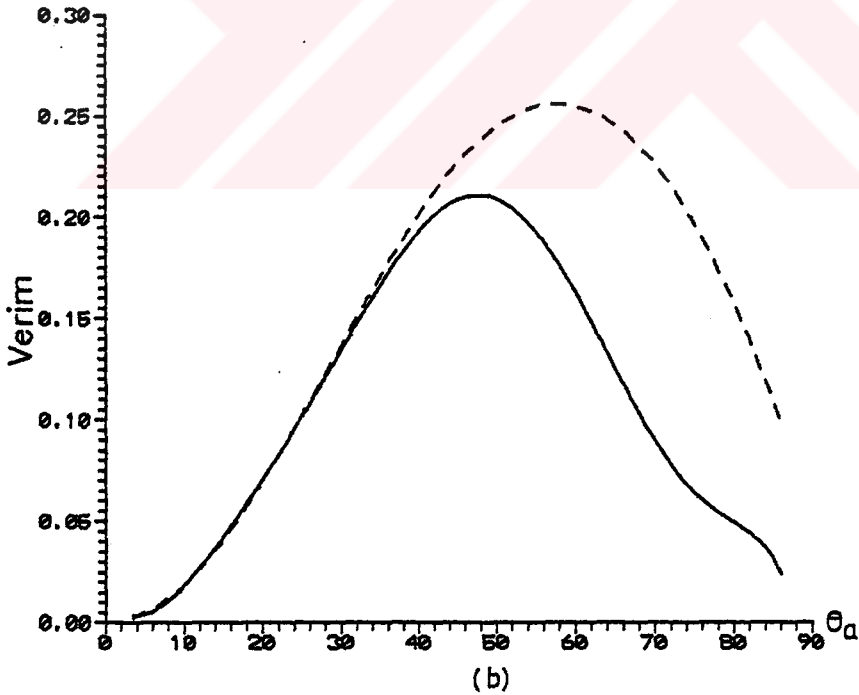
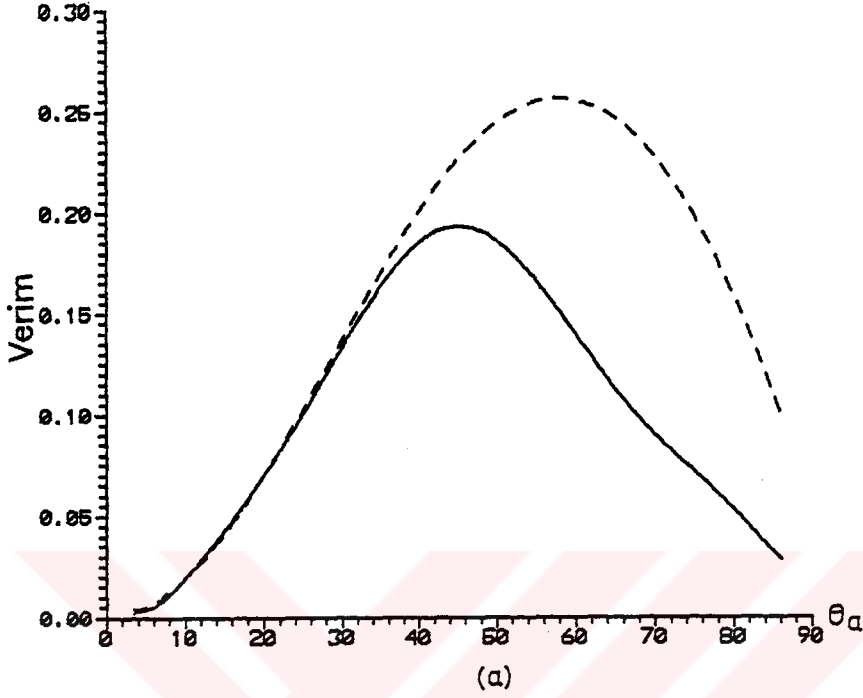


Şekil 61. Simetrik beslemeli FÇYFZP antenlerin kenar gölgelemeli(—) ve kenar gölgelemesiz(--), hesaplanan verimlerinin açısai açıklıkla değişimi, (a) $d=6.6$ mm, (b) $d=3.85$ mm

Benzer sonuçlar, (86c) denklemi kullanılarak TE_{11} modlu dairesel dalga kılavuzu beslemesi için hesaplanan ve şekil 62'de verilen verim eğrilerinde de görülmektedir. Şekil 62a'da verim $\epsilon_r=1$ için %26'dan %19.5'e düşmekte, açısal açıklık ise 58° den 45° ye kaymaktadır. Şekil 62b'de verim $\epsilon_r=2.96$ için %21.2'ye, açısal açıklık ise 9° kayarak 49° ye düşmektedir.

Taban malzeme kalınlığını azaltarak verimi bir miktar artırmak mümkündür. Simetrik beslemede, $\epsilon_r=1$ için d kalınlığı 6.6 mm'den 5.5 mm'ye düşürüldüğünde verim $m=1$ için %21.3'den %24.7'ye, $m=4$ için %29.7'den %30.7'ye, $\epsilon_r=2.96$ için d kalınlığı 3.85 mm'den 3.4 mm'ye düşürüldüğünde ise, verim $m=1$ için %23.5'den %25.9'a, $m=4$ için %30.5'den %31.1'e yükselmektedir.

TE_{11} modlu dairesel dalga kılavuzu ile beslemede, $\epsilon_r=1$ için d kalınlığı 6.6 mm'den 5 mm'ye düşürüldüğünde verim %19.5'den %22.4'e, $\epsilon_r=2.96$ için d 3.85 mm'den 3 mm'ye düşürüldüğünde ise, verim %21.2'den %23.4'e yükselmektedir.



Şekil 62. $2a=0.75\lambda$ olan TE_{11} modlu dairesel dalga kılavuzu beslemeli FÇYFZP antenlerin kenar gölgelemeli(—) ve kenar gölgelemesiz(--), hesaplanan verimlerinin açısız açıklıkla değişimi, (a) $d=6.6$ mm, (b) $d=3.85$ mm

6. DENEYSEL FZP ANTENLER

6.1 Deneysel FZP Antenlerin Gerçeklenmesi

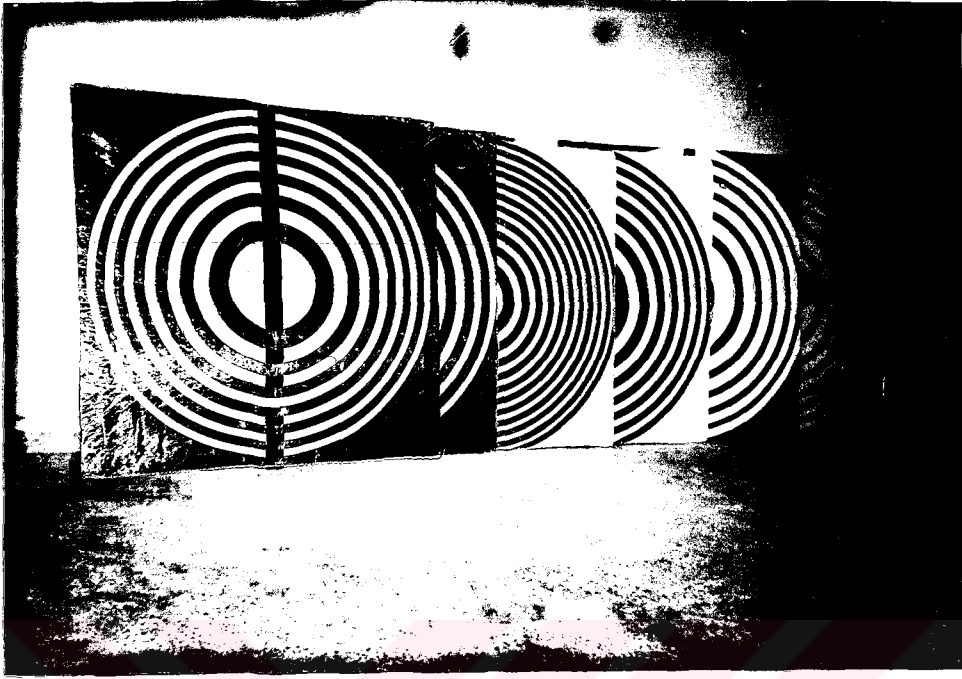
Bu çalışmada, deneysel olarak iFZP ve yarım-periyot FÇYFZP antenler gerçekleştirilmiştir. Taban malzeme olarak styrofoam ve pleksiglas, iletken malzeme olarak da alüminyum folye kullanılmıştır. Styrofoam malzemenin dielektrik sabiti 1, pleksiglasın dielektrik sabiti ise, ölçülmüş değer olan, 2.96 alınmıştır.

İlk denemelerde gerçekleştirilen FZP antenlerde taban malzeme olarak 2 cm kalınlığında 1 m² lik styrofoam kullanılmıştır. Bu malzeme üzerinde Fresnel bölgeleri, yapıştırma tekniği kullanılarak gerçekleştirilmiştir. 10.95-11.7 GHz frekans bölgesinde değişik odak uzunlukları için gerçekleştirilen bu antenler şekil 63 ile verilmiştir.

2 cm'lik styrofoam kalınlığı 10.95-11.7 GHz frekans bölgesinde 180° lik faz çevrimini yaklaşık olarak sağlamaktadır. Bu yüzden, resim 1'deki antenler, FÇYFZP antenler olarak kullanılabilirler. Ancak kenar gölgelemesi nedeniyle verimleri oldukça düşer. Kenar gölgelemesinin etkisini ortadan kaldırmak için, styrofoamın kalınlığı 5 mm'ye düşürülmüş, bu kalınlığa sahip malzemeyle FÇYFZP antenler tasarlanmıştır. Bu antenler şekil 64'de gösterilmiştir.

Dielektrik sabiti 2.96 ve kalınlığı 3 mm olan pleksiglas taban malzemesi, FÇYFZP antenlerinin tasarımı için uygun bir malzemedir. 1 ve 1.44 m²'lik pleksiglas taban malzemeleri kullanılarak gerçekleştirilen FÇYFZP antenler ise, şekil 65'de verilmiştir.

Başarımlarını 120 cm çaplı parabolik antenlerle karşılaştırabilmek amacıyla, kalınlığı 5 mm ve kenar boyutları 120 cm olan styrofoam malzeme kullanılarak gerçekleştirilen FÇYFZP antenlere örnekler, şekil 66'da verilmiştir.



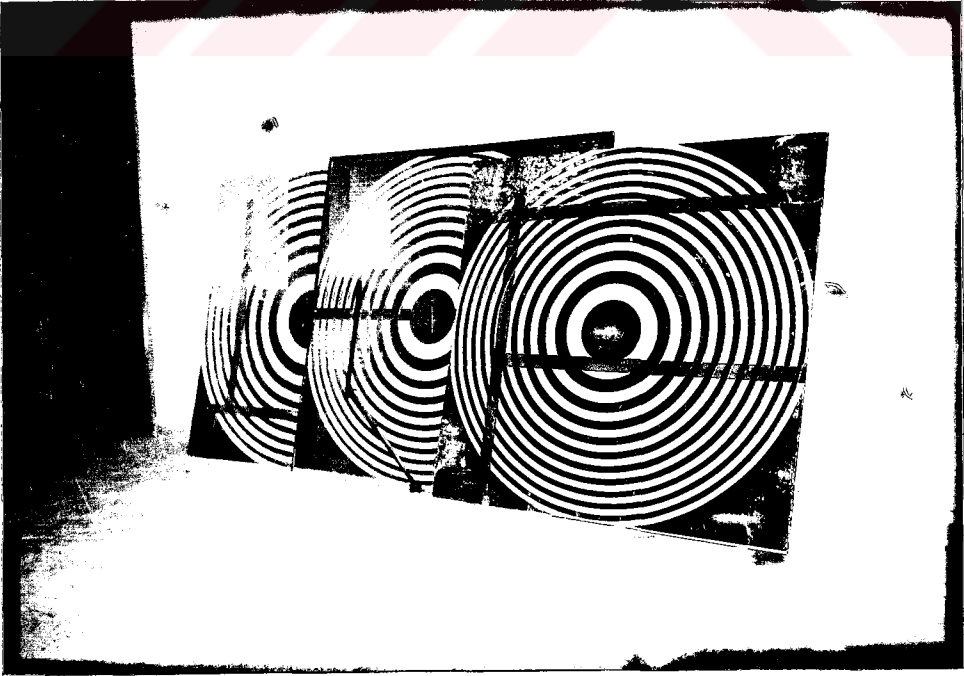
Şekil 63. 2 cm kalınlığında 1 m² lik styrofoam kullanılarak gerçekleştirilen iFZP-FÇYFZP antenler



Şekil 64. 5 mm kalınlığında 1 m² lik styrofoam kullanılarak gerçekleştirilen iFZP-FÇYFZP antenler



Şekil 65. 3 mm kalınlığında 1 ve 1.44 m² lik pleksiglas kullanılarak gerçekleştirilen iFZP-FÇYFZP antenler



Şekil 66. 5 mm kalınlığında 1.44 m² lik styrofoam kullanılarak gerçekleştirilen iFZP-FÇYFZP antenler

6.2 Deneysel FZP Antenlerin Başarımlarının Sınanması

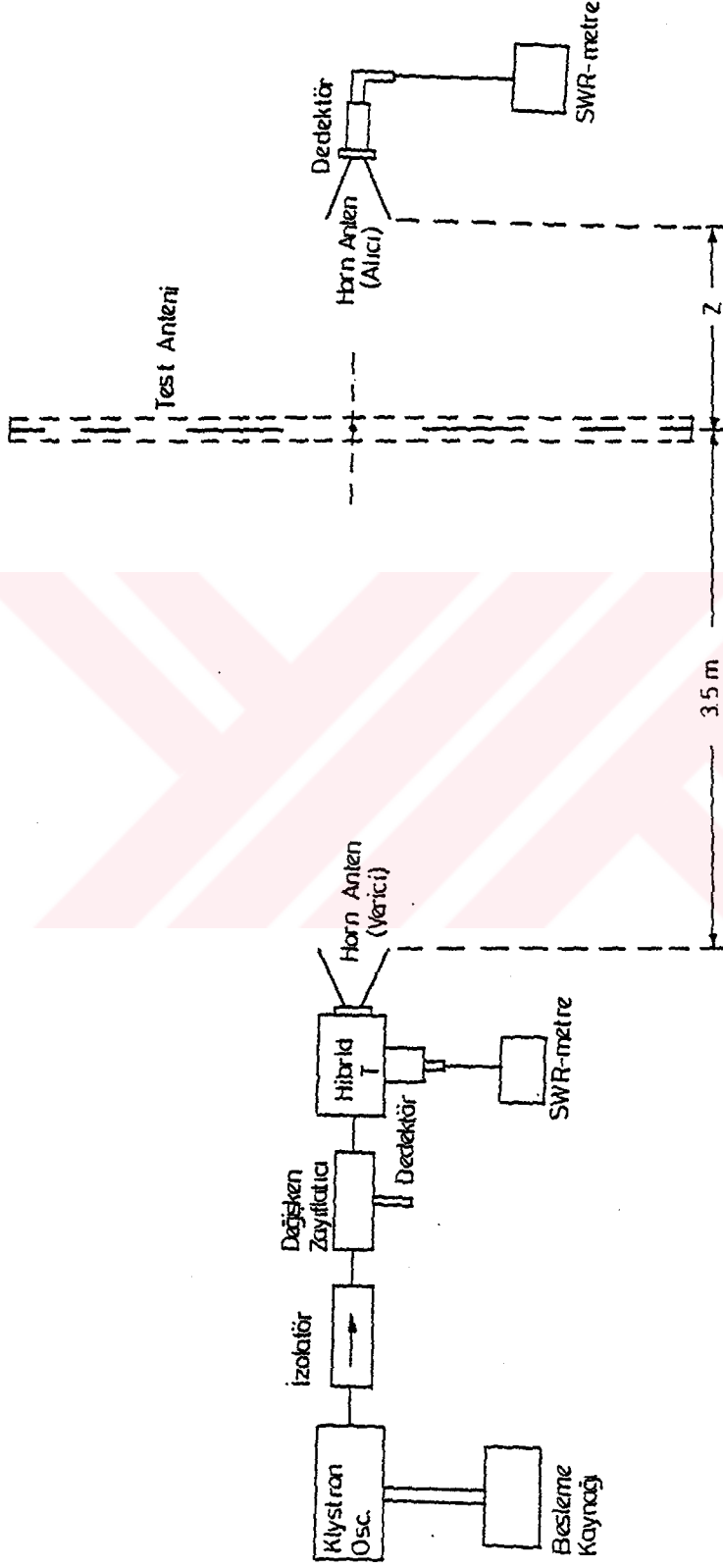
Deneysel FZP antenlerin odak eksenini alan dağılımı ve kazançlarının laboratuvar ortamında ölçülmesi için, blok şeması şekil 67 ile verilen düzenek kullanılmıştır. Bu düzenekte verici ve alıcı elemanları olarak, standart kazançlı X-bandı piramid hornlardan, mikrodalga işaret üretici olarak ise, 8.4-9.6 GHz bandında işaret üreten Klystron'dan yararlanılmıştır. Verici horn anteni ile test anteni arasındaki uzaklık 3,5 m olarak alınmıştır. Bu düzenek yalnızca, iFZP antenlere ilişkin odak eksenini ve kazanç ölçümleri için kullanılabilmiştir.

Test antenleri olarak, 2 cm kalınlığında 1 m² lik styrofoam malzeme kullanarak, tasarım frekansı 11.3 GHz odak uzunluğu 27 ve 57 cm alınarak gerçekleştirilen iFZP antenleri kullanılmıştır. Bu antenlerin 9.5 GHz'de ölçülen ve hesaplanan normalize odak eksenini alan dağılımları şekil 68'de verilmiştir. Şekil 68a'da $F=57$ cm ($N=14$) odak uzunluklu iFZP anten için, şekil 68b'de ise $F=27$ cm ($N=22$) odak uzunluklu iFZP anten için ölçülen ve hesaplanan odak eksenini alan dağılımları gösterilmiştir.

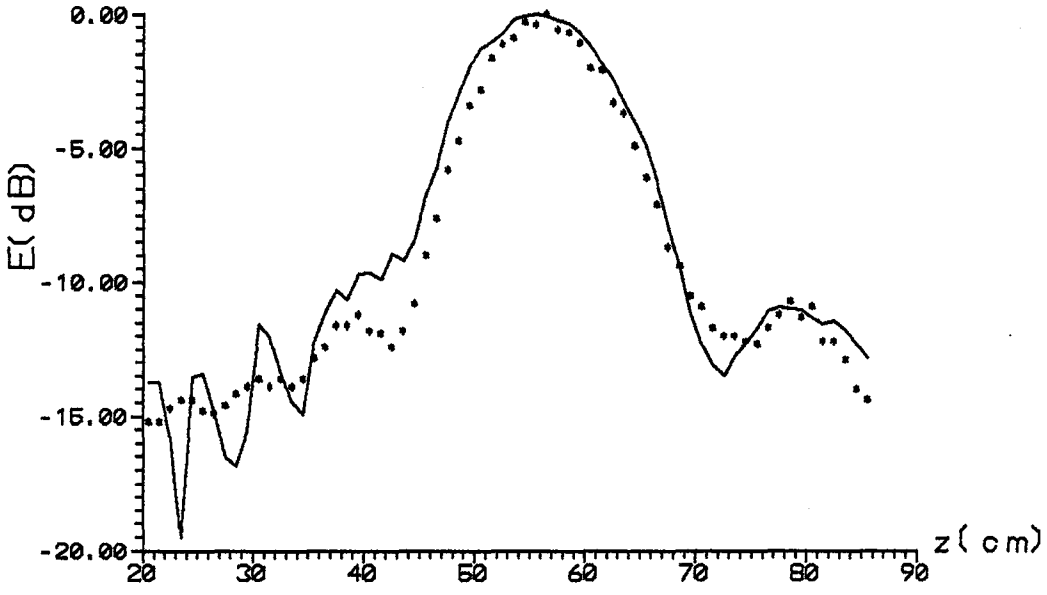
Odak eksenini alan dağılımını hesaplamak için (18) denklemi kullanılmıştır. Bu denklemde alıcı taraftaki horn antenin E-düzlemi ışınma paterni de kullanılmış, alıcı taraf verici, verici taraf alıcı gibi düşünülerek odak eksenini alan şiddeti hesaplanmıştır. Odak eksenini alan dağılımını hesaplamak için Ek-D.5'de verilen Ölçme Düzenegi Benzetim Programı kullanılmıştır.

Şekil 68a'da, maksimum alan şiddetinin olduğu odak noktası 56.5 cm'de, şekil 68b'de ise 21 cm'dedir. Aynı antenler düzlem dalgalarla aydınlatılmış olsaydı, 11.3 GHz için 57 cm'de olan odak noktası 9.5 GHz için 46 cm'ye, 27 cm'de olan odak noktası ise 19 cm'ye kayacaktı. Bu durum, test anteni verici anteninin uzak alanında olmasına karşın, yüzeyine gelen dalgaların eş fazlı olmamasından kaynaklanır.

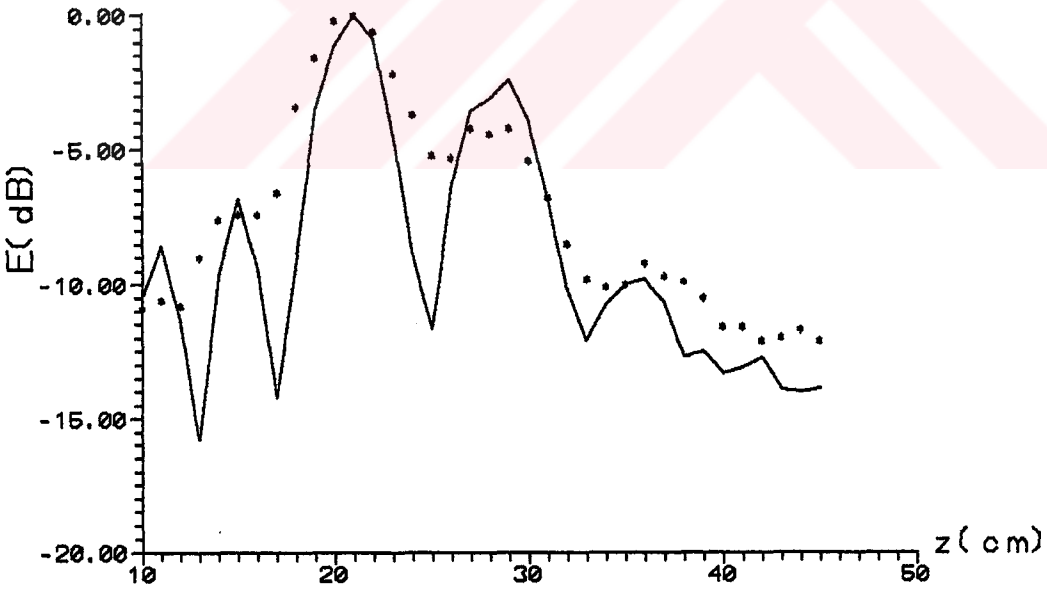
Şekil 68'de odak noktasını içine alan ana kulağın ölçülen ve hesaplanan değerleri birbirine yakınken, antene yakın noktalarda farklılıklar göstermektedir. Buna neden



Şekil 67. tFZP antenlerin odak eksenini alan dağılımını ölçme düzenineğinin blok şeması



(a)

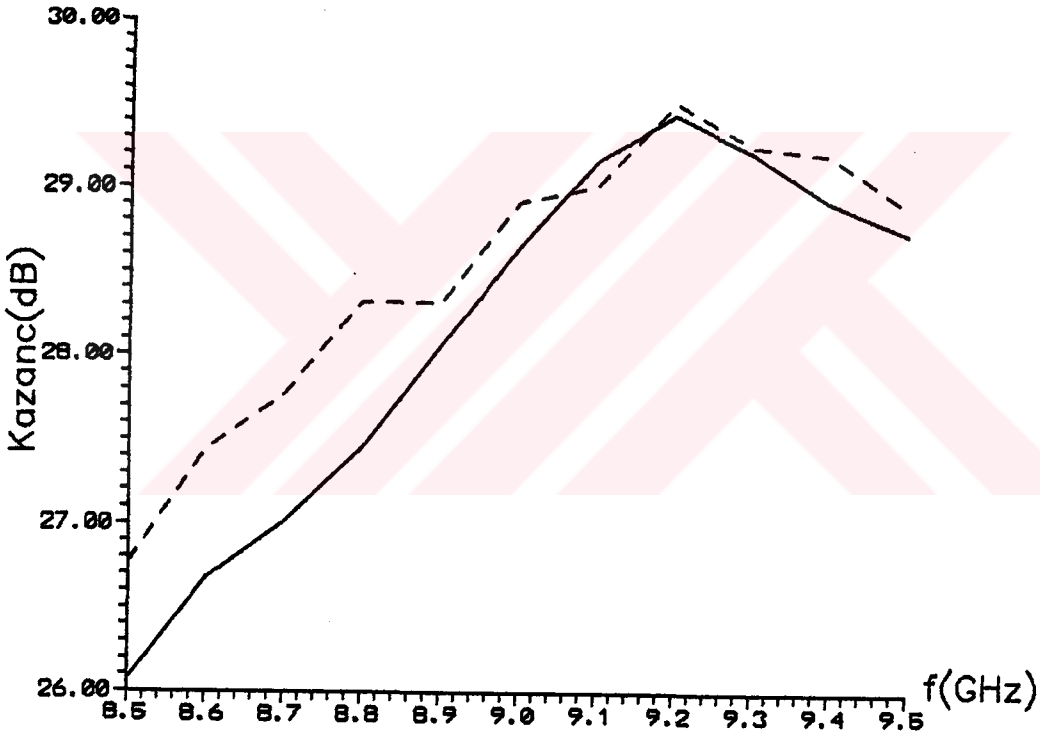


(b)

Şekil 68. fZP antenlerin 9.5 GHz için odak eksenini alanının hesaplanan(-) ve ölçülen(*) normalize dağılımı, (a) $F=57(N=14)$, (b) $F=27(N=22)$

olarak, ölçme ortamındaki yansımalar ve hesaplamada yapılan yaklaşıklıklar gösterilebilir.

Şekil 67'deki düzenek kullanılarak odak uzunluğu 57 cm olan yukarıdaki iFZP antenin, 8.5-9.5 GHz bandında kazanç karakteristiği çıkarılmıştır. Şekil 69'da, kazancın ölçülen ve Ek-D.5'deki bilgisayar programı kullanılarak hesaplanan değerlerinin değişimi verilmiştir. Bu ölçüm ve hesaplar, antenin 9 GHz'deki odak uzunluğu olan 52.5 cm için yapılmıştır. Şekilde görüldüğü gibi, ölçülen değerlerle hesaplanan değerler arasında kabul edilebilir bir uyum vardır.



Şekil 69. 11.3 GHz ve F=57 cm için tasarlanmış iFZP antenin ölçülen(--) ve hesaplanan(—) kazancının frekansla değişimi

Yukarıda, tasarım frekansının aşağısındaki frekanslarda yapılan anten test ölçümleri, tasarlandığı frekanslardaki özelliklerini tam olarak yansıtamamaktadır. Bu yüzden pratik olarak gerçekleştirilen antenlerin doğrudan uydu yayınlarıyla test edilmesi yoluna gidilmiştir. Bu testlerde

ölçü olarak, uydu yayınlarında antenin LNB girişine yeterli işaret seviyesini sağlayamamasından kaynaklanan ve damla(drop) olarak adlandırılan, görüntüdeki yatay çizgilerin miktarı alınmıştır.

İlk testlerde iFZP antenler kullanıldı. F=27 ve 57 cm odak uzunluğuna sahip ve kalınlığı 2 cm olan 1 m² lik styrofoam malzemeye gerçekleştirilen iFZP antenler, uyduya yöneltilerek resim alışı gözlemlendi. Renk ve ses, eşik seviyesinde alındı. Daha sonra bu antenlerin arkasına alüminyum yansıtıcı levha yerleştirilerek yapılan testlerde, daha önce alınan resim kalitelerinde önemli iyileşmelerin olduğu görüldü.

3 mm kalınlığındaki 1 m² lik plexiglass malzemeye, tasarım frekansı 11.3 GHz ve odak uzunluğu 57 cm alınarak gerçekleştirilmiş Örnek-1 FÇYFZP anteni ile alınan resimlerde, damla miktarının azaldığı görüldü. Bu antenle alınan yayınlara ilişkin görüntüler şekil 70 ve 71'de verilmiştir.

Kenar gölgelemesi de dikkate alınarak, kalınlığı 5 mm olan 1 m² lik styrofoam malzemeye, şekil 62a'daki verim eğrilerine uygun olarak tasarlanan yarım-peryot FÇYFZP antenlerle alınan resimlerde, damlaların önemli ölçüde azaldığı görüldü. 43.5 cm odak uzunluğu için gerçekleştirilen Örnek-2 FÇYFZP anteni ile alınan görüntüler şekil 72 ve 73 ile verilmiştir. Bu antenle ayrıca, odağın frekansla kayma miktarı test edilmiştir. 10.98 GHz frekanslı (Super Channel taşıyıcısı) işaretin en iyi, tasarım odağından 2 cm aşağıda, 41.5 cm'de alındığı gözlemlenmiştir. Bu sonuç, şekil 32a'da verilen kayma miktarıyla uyusmaktadır.

Son testler, parabolik yansıtıcı antenlerle karşılaştırabilmek amacıyla, kalınlığı 5 mm olan 1.44 m² lik styrofoam malzeme kullanılarak gerçekleştirilen antenlerle yapılmıştır. Odak uzunluğu 51.5 cm alınarak gerçekleştirilen Örnek-3 anteni ile izlenebilir kalitede, çok az damlalı resim alışı sağlanmıştır. Bu antenle alınan görüntüler şekil 74 ve 75 ile verilmiştir.



Şekil 70. Örnek-1 anteni ile alınmış uydu yayını,
f=10.987 GHz



Şekil 71. Örnek-1 anteni ile alınmış uydu yayını,
f=11.08 GHz



Şekil 72. Örnek-2 anteni ile alınmış uydu yayını,
f=11.08 GHz



Şekil 73. Örnek-2 anteni ile alınmış uydu yayını,
f=11.16 GHz



Şekil 74. Örnek-3 anteni ile alınmış uydu yayını,
f=10.987 GHz



Şekil 75. Örnek-3 anteni ile alınmış uydu yayını,
f=11.16 GHz

Son örnek antenle uydudan alınan işaretin LNB çıkışındaki seviyesi, parabolik antenle alınan işaretin seviyesinden yaklaşık 4.5 dB aşağıda ölçülmüştür. Karşılaştırma yapılan parabolik antenin verimi yaklaşık %50 alınabilir. (81) denklemi kullanılarak test edilen antenin verimi yaklaşık %17 olarak elde edilir. Ancak burada, bu verim değerinin karşılaştırma yapılan antenin verimine bağlı olarak elde edildiği belirtilmelidir. Yine de bu sonuç, test anteninin el yapımı olduğu gözönüne alınırsa, kabul edilebilir bir değere sahiptir. Styrofoam malzeme üzerine işlenen Fresnel bölgeleri yapıştırma olduğundan yüzey hataları oluştu. 5 mm kalınlığındaki taban malzeme daha kalın bir malzemeden kesilerek elde edildiği için yeterince düzgünlük sağlanamadı. Tüm bu olumsuzlukların anten verimi üzerinde etkili olduğu ve bu nedenle beklenen verime ulaşamadığı söylenebilir.

Yukarıda, uydu yayınlarını almak için kullanılan üç örnek antenin(örnek-1, örnek-2 ve örnek-3) tasarımlarına ilişkin bilgiler Ek-C'de verilmiştir.

7. SONUÇ VE ÖNERİLER

7.1 Sonuçlar

Bu tez çalışmasında, düzlemsel FZP antenlerin 10.95-11.7 GHz frekans bölgesini kapsayan Ku bandındaki genel özellikleri incelendi. Bu banddan yapılan uydu TV yayınlarını alışı başarımları, gerçekleştirilen test antenleriyle sınılandı. Odak eksenini ve odak düzlemi alan dağılımı, frekans tepkisi, uzak-alan ışınması ve verim gibi başarımların karakteristiklerine ilişkin bağıntılar çıkarıldı. FORTRAN dilinde bilgisayar programları geliştirildi.

FZP antenlerin verimi, yapımların türlerine göre % 8 ile %70 arasında değişmektedir. iFZP ve YFZP antenlerin verimi %8-10 civarında, yarım-periyot FDFZP ve FÇYFZP antenlerin verimi %25-30 civarında, çeyrek-periyot FDFZP ve FÇYFZP antenlerin verimi ise %50-60 civarındadır. Yapımları en kolay FZP antenler yarım-periyot iFZP, YFZP ve FÇYFZP antenlerdir. Çeyrek-periyot FZP antenlerin verimi parabolik antenlerin verimine yakın olmakla birlikte, yapımları yarım-periyot FÇYFZP antenlere göre daha zordur. Sonuç olarak, FZP antenlerde verim yükseldikçe yapımlarının da kendi içinde zorlaştığı söylenebilir.

FZP antenler, genel olarak frekansa bağımlı antenlerdir. Band genişlikleri, tasarım odak uzunluğuyla değiştiğinden, tasarım frekansının ortalama %15-20'si kadardır. FZP antenlerin odağı, tasarım frekansı dışındaki frekanslarda tasarım odağı dışına kaymaktadır. Bu kayma, antenin kazancı üzerinde, özellikle kısa tasarım odak uzunluklarında etkili olmaktadır.

FZP antenlerin 3-dB hüzme genişlikleri parabolik yansıtıcı antenlerin hüzme genişliklerine yakındır. Yan kulak ve geçiş polarizasyonu seviyeleri ise, yansıtıcı parabolik antenlerden daha yüksektir.

Yarım-peryot FÇYFZP antenlerde taban malzeme kalınlığından kaynaklanan kenar gölgelemesi, anten verimi üzerinde, özellikle kısa odak uzunluğuna sahip antenlerde etkili olmaktadır. Taban malzemenin kalınlığı azaltılarak kenar gölgelemesi azaltılabilmektedir.

Teorik olarak elde edilen verim eğrileri kullanılarak 100 ve 120 cm çapında çeşitli FÇYFZP antenler tasarlandı. 5 mm kalınlığında styrofoam malzeme kullanılarak gerçekleştirilen 120 cm çaplı yarım-peryot FÇYFZP antenle, Avrupa uydularından izlenebilir kalitede TV yayınları alındı. Gerçekleştirilen antenin verimi, aynı çapa sahip ve verimi %50 kabul edilen bir parabolik antenle karşılaştırılarak, yaklaşık %17 olarak belirlendi. Anten el yapımı olduğundan çeşitli hatalar oluşmuş, bu nedenle %25 civarında beklenen verime erişilememiştir.

Yarım-peryot FÇYFZP antenler, parabolik antenlere göre yapımları kolay ve düzlemsel olduklarından, yüksek kazancın gerekmediği durumlarda seçenek olarak parabolik antenlerin yerine kullanılabilirler. 1994 yılı içerisinde hizmete girmesi beklenen TÜRSAT uydusundan yapılacak yayınlar 60 cm çaplı parabolik yansıtıcı antenlerle alınabilecektir. Bu yayınlar, kullanılacak LNB'nin gürültü sayısına bağlı olarak 70-100 cm çaplı yarım-peryot FÇYFZP antenlerle veya uygun taban malzeme sağlanabildiği takdirde parabolik antenlerle aynı çapa sahip çeyrek-peryot FZP antenlerle de alınabilir.

7.2 Öneriler

FZP antenlerin yapımında kullanılacak taban malzemenin seçimi önemlidir. Kazanç kaybını önlemek için, seçilen malzeme az kayıplı olmalıdır. Çoklu yansımalar nedeniyle oluşabilecek verim kaybını azaltmak için, dielektrik sabiti 1-3 arasında olan taban malzemelerin seçilmesi uygundur.

Stryfoam taban malzemesi kullanılarak gerçekleştirilen yarım-peryot FÇYFZP antenlerde oluşabilecek yapım hataları, aynı malzemenin yüksek yoğunluğa sahip olanı kullanılarak bir ölçüde giderilebilir. Ayrıca yüzeyde kullanılan iletken

malzemenin de düzgün olmasına dikkat edilmelidir. Kaybı düşük ve dielektrik sabiti yüksek olmayan pleksiglas kullanarak da istenen sonuca erişilebilir.

Çeyrek-peryot FÇYFZP antenlerle, % 50-60 arasında verim elde edilebilir. Bu antenlerin yapımında önemli olan, tasarımda ortaya çıkan farklı kalınlığa veya dielektrik sabitine sahip taban malzemelerin sağlanabilmesidir. Bununla birlikte, bu antenler yüksek yoğunluklu styrofoam malzeme kullanarak da gerçekleştirilebilir.

FZP antenlerin odağının tasarım frekansı dışındaki frekanslarda kayması sorunu, verimin maksimum olduğu F/D oranı yerine biraz daha büyük bir F/D oranı seçerek ve aradaki kazanç farkını dengelemek için çapı bir miktar daha büyük tutarak çözülebilir.

FZP antenlerin düzlemsel olmaları, parabolik antenlere göre bir üstünlüktür. Günümüz teknolojisindeki hızlı gelişmeler dikkate alındığı takdirde, yüksek verimli FZP antenlerin gerçekleştirilmesinin önündeki engeller kalkabilir. Gelecekte FZP antenler, parabolik yansıtıcı antenlerin yerini alabilir.

Bu çalışmada incelenen FZP antenler uyduya yöneltilen türdendirler. Bundan sonraki çalışmalar, hem yükselme hem de azimut açısı ayarı olmaksızın ancak uydu yönüne bakan FZP antenler üzerine yöneltililebilir. Bu yapıdaki FZP antenler, binaların uyduyu gören duvarlarına veya pencere camlarına yerleştirilebileceğinden, parabolik antenlere göre büyük üstünlük sağlarlar. Ayrıca bu tür antenler askeri amaçlı olarak da kullanılabilir.

KAYNAKLAR

- [1] Henderson, A. and James, J. R. , Low-Cost Flat Plate Array with Squinted Beam for DBS Reception, IEE Proceedings-H, 134, 6 (1987) 509-514.
- [2] Ito, K. , Ohmaru K. , Konishi, Y. , Planar Antennas for Satellite Reception, IEEE Transactions on Broadcasting, 34, 4 (1988), 457-464.
- [3] Maddocks, M. C. D. and Smith, M. S. , Flat-Plate Steerable Antennas for Satellite Communications and Broadcast Reception, IEE Proceedings-H, 138, 2 (1991), 159-168.
- [4] Chatani, Y. , A Planar Array Receiving Antenna for Satellite Communications, Mitsubishi Electric Advance, 60, 9 (1992), 14-16.
- [5] Kaya, H. , Dinçer, H. , Düzlemsel Uydu Antenleri, Elektrik Müh. 5. Ulusal Kongresi, Eylül 1993, Trabzon, Bildiriler Kitabı, Cilt 2 475-479.
- [6] Shuter, W. L. H. , Chan, C. P. , and Yeung, A. K. C. , A Metal Plate Fresnel Lens for 4 GHz Satellite TV Reception, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 32, 3 (1984), 306-307.
- [7] Johansson, F. S. , Josefsson, L. G. , and Lorentzon, T. , A Novel Frequency-Scanned Reflector Antenna, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 37, 8 (1989), 984-989.
- [8] Johansson, F. S. , A New Planar Grating-Reflector Antenna, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 38, 9 (1990), 1491-1495.
- [9] Johansson, F. S. , Frequency Scanned Reflection Gratings Consisting of Ring Patches, IEE Proceeding-H, 138, 4 (1991), 273-276.

- [10] Sobel, F. , Wentworth, F. L. , and Wiltse, J. C. , Quasi-Optical Surface Waveguide and other Components for the 100-to 300-Gc Region, IRE Transactions Microwave Theory and Techniques, 9, 11 (1961), 512-518.
- [11] Weibel, G. E. , and Dressel, H. O. , Propagation Studies in Millimeter-Wave Link Systems, Proceeding of the IEEE, 55, 4 (1967), 497-513.
- [12] Baybulatov, F. KH. , Minin, I. V. , and Minin, O. V. , Investigation of the Focusing Properties of a Fresnel-Zone Plate, Radiotekhnika i elektronika, 9 (1985), 1681-1688.
- [13] Black, N. D. , and Wiltse, J. C. , Millimeter-Wave Characteristics of Phase-Correcting Fresnel Zone Plates, IEEE Transactions Microwave Theory and Techniques, 35, 12 (1987), 1122-1129.
- [14] Huder, B., Menzel, W. , Flat Printed Reflector Antenna for mm-Wave Applications, Electronics Letters, 24, 6 (1988), 318-319.
- [15] Griffiths, H. D. , Khan, M. R. , Antenna Beam Steering Technique Using Dielectric Wedges, IEEE Proceeding-H, 136, 2(1989), 126-131.
- [16] Gouker, M. A. , and Glenn, S. S. , A Millimeter-Wave Integrated-Circuit Antenna Based on the Fresnel Zone Plate, IEEE Transactions Microwave Theory and Techniques, 40, 5 (1992), 968-977.
- [17] Yamada, K. , Sugiyama, T. , and Shimizu, H. , Planar-Structure Microscope-Lens for Simultaneous Acoustic and Optical Imaging, 1988 Ultrasonics Symposium of IEEE, (1988), 779-783.
- [18] Rees, D. W. E. , Satellite Communications , First Edition, John Wiley and Sons, Inc. , Canada, 1990.

- [19] Maral, G. , and Basquet, M. , Satellite Communications Systems, First Edition, John Wiley and Sons, Inc. , Chichester, 1988.
- [20] — , Satellitenproject "Turksat", Infosat, 6, 48 (1992), 90.
- [21] Pritchard, W. L. , and Ogata, M. , Satellite Direct Broadcast, Proceeding of the IEEE, 78, 7 (1990), 1116-1140.
- [22] Waff E. A. , and Kaul, R. , Microwave Engineering and System Applications, First Edition, John Wiley and Sons, Inc. , New York, 1988.
- [23] Goodman, J. W. , Introduction to Fourier Optics, First Edition, McGraw-Hill Com. , New York, 1988.
- [24] Born, M. , and Wolf, W. , Principles of Optics, Sixth Edition, A. Wheaton and Co. Ltd. , Oxford, 1980.
- [25] Klein , M. V. , Optics, First Edition, John Wiley and Sons, Inc. , New York, 1970.
- [26] Rusch, W. V. T. , and Potter, P. D. , Analysis of Reflector Antennas, First Edition, Academic Press, New York, 1970.
- [27] Johnson, R. C. , Ecker, H. A. , and Hollis, J. S. , Determination of Far Field Antenna Patterns from Near-Field Measurements, Proceeding of the IEEE, 61, 12 (1993), 1668-1694.
- [28] Ishimaru, A. , Electromagnetic Wave Propagation, Radiation and Scattering, First Edition, Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1991.
- [29] Collin, R. E. , Antennas and Radiowave Propagation, First Edition, McGraw-Hill International Editions, Singapore, 1985.

- [30] Kaya, H. , Dınçer, H. , Yeni Bir Tip Düzlemsel Uydu Anteni, KTÜ AFP Raporları I, II, III, 1991-93.
- [31] Sussman, M. , Elementary Diffraction Theory of Zone Plates, Amer. J. Phys. , 28, 2(1959), 394-398.
- [32] Garret, J. E. , and Wiltse, J. C. , Performance Characteristics of Phase-Correcting Fresnel Zone Plates, 1990 IEEE MTT-S Digets, 1990, 797-800.
- [33] Guo, Y. J. , Barton, S. K. , and Wright, T. M. B. , Focald Field Distribution of Fresnel Zone Plate Antennas, Proc. of the 7th International Conference on Antennas and Propagation, 1991, York-UK, 6-8.
- [34] Balanis, C. A. , Antenna Theory, Analysis and Design, First Edition, Happer and Row Publishers, New York, 1982.
- [35] Miyata, K. , and Suzuki, M. , Effect of Aperture Polarization Control on Cross-Polarization Characteristics in Front-Fed Parabolic Reflector Antennas, Int. J. Electronics, 56, 5 (1984), 681-695.
- [36] Kaya H. , Dınçer, H. , Fresnel Zone Plates as Satellite Antennas, First Eurasian Symposium on Space Sciences and Technologies (SPACE EURASIA '93), October 25-27, Gebze-TURKEY (in press).

EKLER

EK-A UZAK-ALAN IŞIMA DENKLEMLERİ

Elektrik alanının (r, θ, ϕ) küresel koordinatlardaki bileşenleri şekil 7'deki geometriye uygun olarak,

$$E_r = 0 \quad (A1)$$

$$E_\theta = -(jk/4\pi R)e^{-jkR}(L_\phi + Z_0 N_\theta) \quad (A2)$$

$$E_\phi = (jk/4\pi R)e^{-jkR}(L_\theta - Z_0 N_\phi) \quad (A3)$$

denklemleriyle verilebilirler. Bu denklemlerde Z_0 , boşluğun karakteristik empedansıdır. N_θ , N_ϕ , L_θ ve L_ϕ ise,

$$N_\theta = \int_S (J_{ex} \cos\theta \cos\phi + J_{ey} \cos\theta \sin\phi - J_{ez} \sin\theta) e^{jk r_a R} dS \quad (A4)$$

$$N_\phi = \int_S (-J_{ex} \sin\phi + J_{ey} \cos\phi) e^{jk r_a R} dS \quad (A5)$$

$$L_\theta = \int_S (J_{mx} \cos\theta \cos\phi + J_{my} \cos\theta \sin\phi - J_{mz} \sin\theta) e^{jk r_a R} dS \quad (A6)$$

$$L_\phi = \int_S (-J_{mx} \sin\phi + J_{my} \cos\phi) e^{jk r_a R} dS \quad (A7)$$

denklemleriyle verilirler. Bu denklemlerde (J_{ex}, J_{ey}, J_{ez}) ve (J_{mx}, J_{my}, J_{mz}) , sırasıyla, elektrik ve magnetik yüzey akımlarının (x, y, z) eksen takımındaki bileşenleridir. Bu denklemlerin çıkarılışına ilişkin ayrıntılı bilgiler için [34] nolu kaynağa başvurulabilir.

EK-B FZP ANTENLERİN UZAK-ALAN IŞIMA DENKLEMLERİ

B.1 Simetrik Beslemeli FZP Antenlerin Işıma Denklemleri

A. Magnetik yüzey akımı ($2J_{ms}$) yardımıyla uzak-alan hesabı

Magnetik yüzey akımı J_{ms} , açıklık yüzeyine gelen E_1 alanı için,

$$J_{ms} = -2n \times E_1 \quad (B1)$$

olarak yazılabilir. Burada \times , vektörel çarpımı gösterir.

E_1 alanı, e_1 elektrik alanının doğrultu vektörü, f_{bes} (69) denklemiyle verilen besleme fonksiyonu olmak üzere şekil 34a için,

$$E_1 = e_1 f_{bes} (e^{-jkr'} / r') \quad (B2)$$

olarak ifade edilebilir. Şekil 34'deki düzlemsel açıklıklar için $n = a_z$ olduğundan,

$$\begin{aligned} n \times e_1 &= a_z \times (\cos\theta' a_y - \sin\theta' a_x) \\ &= -\cos\theta' a_x \end{aligned} \quad (B3)$$

olarak elde edilir. Burada a_x , a_y ve a_z , (x, y, z) eksen takımında birim vektörlerdir. (B3) (B1) denkleminde yerleştirilirse

$$J_{ms} = 2f_{bes} \cos\theta' (e^{-jkr'} / r') a_x = J_{mx} \quad (B4)$$

sonucu bulunur. Şekil.34a için,

$$\begin{aligned} g \cdot a_R &= g (\cos\phi' a_x + \sin\phi' a_y) \cdot (\sin\theta \cos\phi a_x + \sin\theta \sin\phi a_y + \cos\theta a_z) \\ &= g (\sin\theta \cos\phi \cos\phi' + \sin\theta \sin\phi \sin\phi') \\ &= g \sin\theta \cos(\phi - \phi') \end{aligned} \quad (B5)$$

olarak bulunur. Böylece (B4) ve (B5) denklemleri Ek-A'daki

(A7) denklemindeki, (A7) denklemi de (A2) denklemindeki yerlerine yerleştirilirse, elektrik alanının θ bileşeni

$$E_{\theta} = \frac{jke^{-jkR}}{2\pi R} \sin\theta \int_S f_{bes} \cos\theta' \frac{e^{-jkr'}}{r'} J_0(kr \sin\theta) dS \quad (B6)$$

biçiminde elde edilir. Bu denklemde J_0 , sıfırıncı mertebeden birinci tür Bessel fonksiyonudur.

Benzer şekilde, (B4) ve (B5) denklemleri (A6) denklemdeki, (A6)'da (A3) denklemdeki yerlerine yerleştirilerek, elektrik alanının ϕ bileşeni

$$E_{\phi} = \frac{jke^{-jkR}}{2\pi R} \cos\theta \cos\phi \int_S f_{bes} \cos\theta' \frac{e^{-jkr'}}{r'} J_0(kr \sin\theta) dS \quad (B7)$$

olarak elde edilir. (B6) ve (B7) denklemleri, N bölgeci bir FZP anten için faz düzeltme terimi ve (69) denklemi ile verilen besleme fonksiyonu da hesaba katılarak daha açık bir biçimde

$$E_{\theta} = jkF \frac{e^{-jkR}}{R} \sin\theta \sum_n^N \{ e^{j2(n-1)\pi/p} \int_{\theta_{n-1}}^{\theta_n} \cos^m \theta' \tan \theta' e^{-jkF/\cos\theta'} J_0(kF \tan \theta' \sin\theta) d\theta' \} \quad (B8)$$

$$E_{\phi} = jkF \frac{e^{-jkR}}{R} \cos\theta \cos\phi \sum_n^N \{ e^{j2(n-1)\pi/p} \int_{\theta_{n-1}}^{\theta_n} \cos^m \theta' \tan \theta' e^{-jkF/\cos\theta'} J_0(kF \tan \theta' \sin\theta) d\theta' \} \quad (B9)$$

olarak elde edilebilirler.

B. Elektriksel yüzey akımı ($2J_{es}$) yardımıyla uzak-alan hesabı

Elektriksel yüzey akımı J_{es} , açıklık yüzeyine gelen magnetik alan H_1 cinsinden,

$$J_{es} = 2n \times H_1 \quad (B10)$$

veya E_1 alanı cinsinden,

$$J_{es} = 2nxs_1xE_1 \quad (B11)$$

olarak yazılabilir. Burada s_1 , magnetik alanın yön vektörüdür. (B3) denkleminin elde edilmesine benzer şekilde,

$$\begin{aligned} nxs_1xe_1 &= (n \cdot e_1)s_1 - (n \cdot s_1)e_1 \\ &= [a_z \cdot (\cos\theta' a_y - \sin\theta' a_z)]s_1 - [a_z \cdot (\sin\theta' a_y + \cos\theta' a_z)]e_1 \\ &= a_y \end{aligned}$$

ve

$$J_{es} = (2/Z_0)f_{bes}(e^{-jkr'}/r')a_y = J_{ey} \quad (B12)$$

olarak elde edilir. Şekil.34b için

$$\begin{aligned} r' \cdot a_R &= r'(\sin\theta' \cos\phi' a_x + \sin\theta' \sin\phi' a_y - \cos\theta' a_z) \cdot \\ &\quad (\sin\theta \cos\phi a_x + \sin\theta \sin\phi a_y + \cos\theta a_z) \\ &= r' \sin\theta' \sin\theta \cos(\phi - \phi') - r' \cos\theta' \cos\theta \\ &= \sin\theta \cos(\phi - \phi') - F \cos\theta \end{aligned} \quad (B13)$$

olarak bulunur. (B12) ve (B13), (A4) ve (A5) denklemlerine yerleştirilerek elektrik alanının E_θ ve E_ϕ bileşenleri için

$$E_\theta = \frac{-jke^{-jkR}}{2\pi R} \cos\theta \sin\phi \int_S f_{bes} \cos\theta' \frac{e^{-jkr'}}{r'} J_0(kq \sin\theta) dS \quad (B14)$$

$$E_\phi = \frac{-jke^{-jkR}}{2\pi R} \cos\phi \int_S f_{bes} \cos\theta' \frac{e^{-jkr'}}{r'} J_0(kq \sin\theta) dS \quad (B15)$$

denklemleri elde edilir. Bu denklemler N bölgeyi FZP antenler için ise,

$$\begin{aligned} E_\theta &= -jkF \frac{e^{-jkR}}{R} e^{-jkF \cos\theta} \cos\theta \sin\phi \sum_n \{ e^{j2(n-1)\pi/p} \int_{\theta_{n-1}}^{\theta_n} \cos^{m-1}\theta' \cdot \\ &\quad \tan\theta' e^{-jkF/\cos\theta'} J_0(kF \tan\theta' \sin\theta) d\theta' \} \end{aligned} \quad (B16)$$

$$E_{\theta} = -jkF \frac{e^{-jkR}}{R} e^{-jkF \cos \theta} \cos \phi \sum_n^N \left\{ e^{j2(n-1)\pi/p} \int_{\theta_{n-1}}^{\theta_n} \cos^{m-1} \theta' \cdot \tan \theta' e^{-jkF/\cos \theta'} J_0(kF \tan \theta' \sin \theta) d\theta' \right\} \quad (B17)$$

olarak yazılabilirler.

C. Elektrik ve magnetik yüzey akımları yardımı ile uzak-alan hesabı

Hem elektrik hem de magnetik yüzey akımlarını kullanarak şekil 34a'daki açıklığın ışıdığı elektrik alanının E_{θ} bileşenini hesaplamak için, (B4) ve (B12) denklemlerinde 2 çarpanı kaldırılıp, sırasıyla (A7) ve (A4) denklemlerinde yerleştirilirse, sonuçta

$$E_{\theta} = \frac{jke^{-jkR}}{4\pi R} \sin \phi \int_S f_{bes}(\cos \theta + \cos \theta') \frac{e^{-jkr'}}{r'} J_0(k\eta \sin \theta) dS \quad (B18)$$

olarak elde edilir. Aynı şekilde (B4) ve (B12) denklemleri yine 2 çarpanı kaldırılarak, sırasıyla (A6) ve (A5) denklemlerinde yerleştirilirse, E_{θ} bileşeni için de

$$E_{\theta} = \frac{jke^{-jkR}}{4\pi R} \cos \phi \int_S f_{bes}(1 + \cos \theta \cos \theta') \frac{e^{-jkr'}}{r'} J_0(k\eta \sin \theta) dS \quad (B19)$$

denklemleri elde edilir. N bölgeli FZP antenler için bu denklemler,

$$E_{\theta} = \frac{jkFe^{-jkR}}{2R} \sin \phi \sum_n^N \left\{ e^{j2(n-1)\pi/p} \int_{\theta_{n-1}}^{\theta_n} \cos^{m-1} \theta' (1 + \cos \theta \cos \theta') \cdot \tan \theta' e^{-jkF/\cos \theta'} J_0(kF \tan \theta' \sin \theta) d\theta' \right\} \quad (B20)$$

$$E_{\phi} = \frac{jkFe^{-jkR}}{2R} \cos\phi \sum_n^N \{ e^{j2(n-1)\pi/p} \int_{\theta_{n-1}}^{\theta_n} \cos^{m-1}\theta' (\cos\theta + \cos\theta') \cdot \tan\theta' e^{-jkF/\cos\theta'} J_0(kF\tan\theta' \sin\theta) d\theta' \} \quad (B21)$$

olarak elde edilirler.

B.2 TE₁₁ Modlu Dairesel Dalga Kılavuzu ile Beslenen FZP Antenlerin Uzak-Alan Işıma Denklemleri

A. Magnetik yüzey akımı (2J_{ms}) yardımıyla uzak-alan hesabı

TE₁₁ modlu daireysel dalga kılavunun besleme fonksiyonu (75) denklemiyle verilen

$$f_{bes} = f_{\theta'} \sin\phi' a_{\theta'} + f_{\phi'} \cos\phi' a_{\phi'} \quad (B22)$$

biçimindedir. Bu denklemde $a_{\theta'}$ ve $a_{\phi'}$, kaynak noktasındaki küresel koordinatların birim vektörleri, $f_{\theta'}$ ve $f_{\phi'}$ ise beslemenin (74a) ve (74b) denklemleriyle verilen ışın alanı fonksiyonlarıdır. n 'nin küresel koordinatlar cinsinden

$$n = -\cos\theta' a_{\theta'} + \sin\theta' a_{\phi'}$$

eşitliği ve $e_1 = f_{bes}$, (B3) denkleminde yerleştirilip vektörel çarpım işlemi yapılırsa

$$\begin{aligned} n \times e_1 &= (-\cos\theta' a_{\theta'} + \sin\theta' a_{\phi'}) \times (f_{\theta'} \sin\phi' a_{\theta'} + f_{\phi'} \cos\phi' a_{\phi'}) \\ &= -f_{\theta'} \cos\theta' \sin\phi' a_{\phi'} + f_{\phi'} \cos\theta' \cos\phi' a_{\theta'} + f_{\phi'} \sin\theta' \cos\phi' a_r \end{aligned}$$

sonucu elde edilir. Küresel koordinatlardan kartezyen koordinatlara geçilerek

$$\begin{aligned} n \times e_1 &= -f_{\theta'} \cos\theta' \sin\phi' (-\sin\phi' a_x + \cos\phi' a_y) \\ &+ f_{\phi'} \cos\theta' \cos\phi' (\cos\theta' \cos\phi' a_x + \cos\theta' \sin\phi' a_y - \sin\theta' a_z) \\ &+ f_{\phi'} \sin\theta' \cos\phi' (\sin\theta' \cos\phi' a_x + \sin\theta' \sin\phi' a_y + \cos\theta' a_z) \end{aligned}$$

ve işleme devam edilerek

$$\begin{aligned}
 nxe_1 &= (f_{\theta'} \cos \theta' \sin^2 \phi' + f_{\phi} \cos^2 \phi') a_x \\
 &+ (f_{\phi} \cos \phi' \sin \phi' - f_{\theta'} \cos \theta' \sin \phi' \cos \phi') a_y \\
 &= \frac{1}{2} (f_{\theta'} - f_{\theta'} \cos \theta' \cos 2\phi' + f_{\phi} + f_{\phi} \cos 2\phi') a_x \\
 &+ \frac{1}{2} (f_{\phi} - f_{\theta'} \cos \theta') \sin 2\phi' a_y \quad (B23)
 \end{aligned}$$

sonucu elde edilir. Bu sonuç, magnetik yüzey akımının iki bileşene sahip olduğunu göstermektedir. Bunlardan x-bileşeni ana polarizasyon bileşeni, y-bileşeni ise geçiş polarizasyon bileşenidir.

$$\int_0^{2\pi} \left\{ \begin{array}{l} \cos N\phi' \\ \sin N\phi' \end{array} \right\} e^{jkz \cos(\phi - \phi')} d\phi = 2\pi(j)^N J_N(z) \left\{ \begin{array}{l} \cos N\phi \\ \sin N\phi \end{array} \right\}$$

özdeşliği (B23) denkleminde kullanılarak, birkaç ara işlemden sonra N bölgeli FZP antenin açıklık yüzeyindeki ana ve geçiş polarizasyon ışınım denklemleri

İh 8

$$\begin{aligned}
 E_{AP} = I_x &= jkF \frac{e^{-jkR}}{2R} \sum_n \left\{ e^{j2(n-1)\pi/p} \int_{\theta_{n-1}}^{\theta_n} [(f_{\phi'} + f_{\theta'} \cos \theta') J_0(h) \right. \\
 &\left. - (f_{\theta'} \cos \theta' - f_{\phi'}) \cos 2\phi J_2(h)] (\tan \theta' / \cos \theta') e^{-jkF/\cos \theta'} d\theta' \right\} \quad (B24)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 E_{GP} = I_y &= jkF \frac{e^{-jkR}}{2R} \sum_n \left\{ e^{j2(n-1)\pi/p} \int_{\theta_{n-1}}^{\theta_n} (f_{\phi'} - f_{\theta'} \cos \theta') \sin 2\phi \right. \\
 &\left. J_2(h) (\tan \theta' / \cos \theta') e^{-jkF/\cos \theta'} d\theta' \right\} \quad (B25)
 \end{aligned}$$

olarak elde edilir. Bu denklemlerde $h = kF \tan \theta' \sin \theta$ olarak alınmıştır.

$$E_{\theta} = \sin\theta I_x - \cos\theta I_y \quad (B26)$$

$$E_{\phi} = \cos\theta \cos\phi I_x + \cos\theta \sin\phi I_y \quad (B27)$$

şeklinde bulunur.

B. Elektriksel yüzey akımı ($2J_{es}$) yardımıyla uzak-alan hesabı

Elektriksel yüzey akımı yardımıyla ışınım alanını hesaplamak için, (B11) denkleminde $s_1 = a_r'$, n ve e_1 için yukarıdaki gibi alınarak ve benzer işlemler yapılarak,

$$\begin{aligned} nxs_1xe_1 &= \frac{1}{2}(f_{\theta}' + f_{\phi}' \cos\theta' - f_{\theta}' \cos 2\phi' + f_{\phi}' \cos\theta' \cos 2\phi') a_y \\ &+ \frac{1}{2}(f_{\theta}' - f_{\phi}' \cos\theta') \sin 2\phi' a_x \end{aligned} \quad (B28)$$

elde edilir. Bu denklemden, ana polarizasyon bileşeninin y bileşeni, geçiş polarizasyon bileşeninin ise x bileşeni olduğu görülmektedir. Böylece E_{AP} ve E_{GP} için, yukarıda işlemlerin aynısı izlenerek

$$\begin{aligned} E_{AP} = I_y &= -jkF \frac{e^{-jkR}}{2R} e^{-jkF \cos\theta} \sum_n^N \{ e^{j2(n-1)\pi/p} \int_{\theta_{n-1}}^{\theta_n} [(f_{\theta}' + f_{\phi}' \cos\theta') J_0(h) \\ &- (f_{\theta}' - f_{\phi}' \cos\theta') \cos 2\phi J_2(h)] (\tan\theta' / \cos\theta') e^{-jkF / \cos\theta'} d\theta' \} \end{aligned} \quad (B29)$$

$$\begin{aligned} E_{GP} = I_x &= -jkF \frac{e^{-jkR}}{2R} e^{-jkF \cos\theta} \sum_n^N \{ e^{j2(n-1)\pi/p} \int_{\theta_{n-1}}^{\theta_n} (f_{\theta}' - f_{\phi}' \cos\theta') \cdot \\ &\sin 2\phi J_2(h) (\tan\theta' / \cos\theta') e^{-jkF / \cos\theta'} d\theta' \} \end{aligned} \quad (B30)$$

denklemleri elde edilir. E_{θ} ve E_{ϕ} alanları ise,

$$E_{\theta} = \cos\theta \cos\phi I_x + \cos\theta \sin\phi I_y \quad (B31)$$

$$E_{\phi} = -\sin\phi I_x + \cos\phi I_y \quad (B32)$$

olarak bulunur.

EK-C FZP ANTEN TASARIMI

C.1 Test Amaçlı Örnek Antenlerin Tasarımı

Bu kısımda, uydu TV yayınlarını almak için gerçekleştirilen örnek antenlerin tasarımı verilecektir.

Örnek-1 Anteni :

Bu anten, kalınlığı 3 mm ve dielektrik sabiti $\epsilon_r=2.96$ olan 1 m²'lik bir pleksiglas malzeme üzerinde gerçekleştirilmiştir. Bu malzemenin kalınlığı, yarım-peryot FÇYFZP anten tasarımı için (89) bağıntısıyla verilen koşulu yaklaşık olarak sağlamaktadır. Tasarım frekansı $f=11.3$ GHz ve odak uzunluğu $F=57$ cm alınmıştır. $D=100$ cm çaplı bir FZP anten gerçekleştirmek için gerekli bölge sayısı N , (52) denklemden 14 olarak bulunur. Bölge yarıçapları ise (51) denklemden hesaplanır. Bu bölgeler pleksiglasın bir yüzüne yapıştırılmış olan alüminyum folye üzerine çizilmiş, daha sonra 1.bölge iletken kalacak şekilde çift numaralı bölgelerden alüminyum folye kaldırılmıştır. Pleksiglasın diğer yüzü alüminyum levha ile kapatılarak antenin yapım işlemi tamamlanmıştır.

Örnek-1 anteni için tasarım sonuçları aşağıda verilmiştir.

Anten çapı $D=100$ cm, tasarım frekansı $f=11.3$ GHz

Taban malzeme kalınlığı $d=3$ mm, $\epsilon_r=2.96$

Odak uzunluğu $F=57$ cm, Bölge sayısı $N=14$

<u>Bölge Yarıçapları :</u>			
<u>Bölge No</u>	<u>Yarıçap</u>	<u>Bölge No</u>	<u>Yarıçap</u>
1	12.3815 cm	8	36.4017 cm
2	17.6104 cm	9	38.8147 cm
3	21.6904 cm	10	41.1290 cm
4	25.1863 cm	11	43.3606 cm
5	28.3151 cm	12	45.5215 cm
6	31.1876 cm	13	47.6214 cm
7	33.8691 cm	14	49.6680 cm

Örnek-2 Anteni

Örnek-2 anteni için taban malzeme olarak styrofoam veya başka bir adıyla strafor(köpük) kullanılmıştır. Bu malzemenin dielektrik sabiti yaklaşık 1'dir. 11.3 GHz için (89) denklemini sağlayan kalınlık 6.6 mm'dir. Ancak kenar gölgesinin etkisini azaltmak ve verimi bir miktar yükseltmek için bu kalınlık 5 mm seçilmiştir. Maksimum verime yaklaşmak için açısız açıklık θ_a , şekil 62a'dan 49° olarak alınmıştır. $D=100$ cm için bu açısız açıklığa uygun odak uzunluğu olarak $F=43.5$ cm elde edilir. Örnek-2 antenin yapımı Örnek-1 antenin yapımıyla aynıdır.

Örnek-1 anteni için tasarım sonuçları aşağıda verilmiştir.

Anten çapı $D=100$ cm, tasarım frekansı $f=11.3$ GHz
 Taban malzeme kalınlığı $d=5$ mm, $\epsilon_r=1$
 Odak uzunluğu $F=43.5$ cm, Bölge sayısı $N=18$

<u>Bölge Yarıçapları :</u>			
<u>Bölge No</u>	<u>Yarıçap</u>	<u>Bölge No</u>	<u>Yarıçap</u>
1	10.8655 cm	10	36.5648 cm
2	15.4804 cm	11	38.6327 cm
3	19.0984 cm	12	40.6117 cm
4	22.2122 cm	13	42.5401 cm
5	25.0108 cm	14	44.4244 cm
6	27.5902 cm	15	46.2702 cm
7	30.0070 cm	16	48.0817 cm
8	32.2979 cm	17	49.8628 cm
9	34.4877 cm	18	51.6165 cm

Örnek-3 Anteni

Örnek-3 anteni, 120 cm çaplı parabolik antenle karşılaştırabilmek amacıyla tasarlanmış ve yapılmıştır. Örnek-2 anteni için kullanılan malzeme ve tasarım yöntemi bu anten için de kullanılmıştır. Tasarım sonuçları aşağıda verilmiştir.

Anten çapı $D=120$ cm, tasarım frekansı $f=11.3$ GHz
 Taban malzeme kalınlığı $d=5$ mm, $\epsilon_r=1$
 Odak uzunluğu $F=51.5$ cm, Bölge sayısı $N=22$

<u>Bölge Yarıçapları :</u>			
<u>Bölge No</u>	<u>Yarıçap</u>	<u>Bölge No</u>	<u>Yarıçap</u>
1	11.7985 cm	12	43.6239 cm
2	16.7909 cm	13	45.6568 cm
3	20.6926 cm	14	47.6399 cm
4	24.0408 cm	15	49.5792 cm
5	27.0419 cm	16	51.4798 cm
6	29.8008 cm	17	53.3457 cm
7	32.3796 cm	18	55.1804 cm
8	34.8183 cm	19	56.9870 cm
9	37.1444 cm	20	58.7680 cm
10	39.3780 cm	21	60.5257 cm
11	41.5340 cm	22	62.2622 cm

C.2 TÜRKSAT Uydusu için FZP Anten Tasarımı

Bu kısımda TÜRKSAT uydusundan yapılacak TV yayınlarını alabilmek için kullanılacak FZP antenin çapı ne olmalıdır sorununa çözüm aranacaktır. Tasarım frekansı $f=11.3$ GHz alınacaktır.

TÜRKSAT uydusunun Türkiye spotu 42° doğudadır. Anten çıkış gücünün ise 51 dBW olması beklenmektedir. Trabzon için yol kaybı (1) denkleminde yaklaşık olarak 205 dB olarak bulunabilir. Bu kayba, atmosferik zayıflatma ve yutma kayıpları, uyduya yöneltme, polarizasyon ve dalga kılavuzu kayıpları olarak toplam 2 dB'lik bir kayıp daha eklenirse, toplam kayıp yaklaşık olarak 207 dB olur.

Kullanılacak LNB'nin gürültü sayısı $F_{LNB}=1.1$ dB olsun. Dalga kılavuzu kaybınının 0.3 dB olduğu varsayılarak, toplam gürültü sıcaklığı T , (8) denkleminde 149.61 K° olarak elde edilir. Türksat'tan yapılacak TV yayınları için gürültü band genişliği $B=36$ MHz'dir. Bu değerler (6) denkleminde yerleştirilirse,

$$\begin{aligned}
 F_{LNB}(\text{dBW}) &= 10\log k + 10\log T + 10\log B + F_{LNB} + D_{FM} \\
 &= -228.6 + 21.75 + 75.56 + 1.1 + 10 \\
 &= -120.2
 \end{aligned}$$

olarak elde edilir.

Anten kazancı G, (7) denkleminde

$$G = F_{LNB} - EIRP + L_T$$

$$= -120.2 - 51 + 207$$

= 35.8 dB olarak bulunur. Bu kazancı sağlayacak yarım-periyot FÇYFZP antenin çapı, (81) denkleminin açık şekli olan

$$G(\text{dB}) = 20 \log f(\text{MHz}) + 20 \log D(\text{cm}) + 10 \log n - 79.6 \quad (C1)$$

denkleminde, $f=11300$ MHz ve $n=0.25$ için $D=100$ cm olarak elde edilir. 35.8 dB'lik kazancı sağlayacak %60 verimli parabolik antenin çapı ise, (C1) denkleminde yaklaşık 65 cm olarak bulunur.

Yukarıdaki işlemlerin aynısı gürültü sayısı $F_{LNB}=0.8$ dB olan LNB için yapılırsa, $T = 124.66$ K°= 20.95 dB/K, $F_{LNB} = -121.3$ dBW ve gerekli anten kazancı $G=34.71$ dB olarak elde edilir. Bu kazancı sağlayacak %25 verimli yarım-periyot FÇYFZP antenin çapı $D=85$ cm, %60 verimli parabolik antenin çapı ise $D=55$ cm olarak bulunur.

Türksat uydusu için elde edilen tasarım sonuçları aşağıda toplu olarak verilmiştir.

Anten Çapları (cm)

$F_{LNB}(\text{dB})$	(FÇYFZP anten $n=0.25$)	(Parabolik anten $n=0.6$)
1.1 dB	100 cm	65 cm
0.8 dB	85 cm	55 cm

Yukarıdaki sonuçlardan ayrıca, 120 cm'lik parabolik antenlerin kullanıldığı yerlerde, 150-160 cm'lik yarım-periyot FÇYFZP antenlerin kullanılabileceği görülmektedir.

EK - D BİLGİSAYAR PROGRAMLARI

D.1 FZP Antenlerin Odak Ekseni Alan Dağılımını Hesaplayan Bilgisayar Programı

C...

C BU PROGRAM FZP ANTENLERİN ODAK EKSENİ ALAN DAĞILIMINI
C HESAPLAR...

C...

```
COMPLEX E1(3,100),J,E2(100),E3(100),ET(3),ET2,ET3
DIMENSION R(3,100),MD(3)
COMMON/CNSTNS/J,BETA
J=(0.,1.)
H=0.1
WRITE(*,*)'P,RD,FR,FC,FBAS,FBIT,FART,RX,MP = ?'
READ(*,*)P,RD,FR,FC,FBAS,FBIT,FART,RX,MP
WRITE(*,*)' 1. YARICAPLAR FILE DAN OKUNACAK'
WRITE(*,*)' 2. PROGRAM ICERISINDE HESAPLANACAK'
READ(*,*)KYR
DB=30./FR
BETA=2.*3.14159264/DB
ND=(FBIT-FBAS)/FART+1
FC=FC*DB
FC1=SQRT(FC*FC+RX*RX)
DO 8 I=1,MP
M=(P/DB)*(SQRT(FC*FC+RD*RD)-FC)
IF(KYR.EQ.1)READ(5,*)M
MD(I)=M
DO 1 JI=1,M
R(I,JI)=SQRT(2.*JI*FC1*DB/P+(JI*DB/P)*(JI*DB/P)+RX*RX)
IF(KYR.EQ.1)READ(5,*)R(I,JI)
1 CONTINUE
8 P=P+2.
F=FBAS
DO 5 KF=1,ND
P=2.
DO 6 I=1,MP
M=MD(I)
DO 100 LM=1,M
XA=0.
```

```

      IF(LM.GT.1)XA=R(I,LM-1)
      XU=R(I,LM)
      CALL CST(XA,XU,H,F,E1(I,LM),LM,P,RX)
100  CONTINUE
      6  P=P+2.
      DO 400 I=1,MP
      ET(I)=0.
      M=MD(I)
      DO 300 LL=1,M
300  ET(I)=ET(I)+E1(I,LL)
400  CONTINUE
      ETG1=CABS(ET(1))*CABS(ET(1))
      ETG2=CABS(ET(2))*CABS(ET(2))
      ETG3=CABS(ET(3))*CABS(ET(3))
      BKD1=10.*LOG10(ETG1)
      BKD2=10.*LOG10(ETG2)
      BKD3=10.*LOG10(ETG3)
      WRITE(7,850)F,BKD1,BKD2,BKD3
850  FORMAT(F5.1,1X,F7.2,1X,F7.2,1X,F7.2)
      5  F=F+FART
      STOP
      END

```

```

C
C *****
C *****
C

```

```

SUBROUTINE CST(XA,XU,H,F,YS,LM,P,RX)
COMPLEX Y(10000),DY1(10000),DY2(10000)
COMPLEX T1,T2,T3,J,YS
COMMON/CNSTNS/J,BETA
PI=3.14159265
AN=(XU-XA)/H
N=AN
T1=(0.,0.)
T2=(0.,0.)
T3=(0.,0.)
PI=3.14159265
X=XA
DO 10 I1=1,N+1
XX=SQRT(X*X+F*F)
XX2=X*X+F*F
Y(I1)=J*CEXP(J*BETA*F)*CEXP(-J*BETA*XX)*(F*X/XX2+X/XX)
** (BETA/2.)*CEXP(J*2.*PI*(LM-1)/P)
T1=T1+Y(I1)
10  X=X+H
T1=T1-Y(N+1)

```

```

DO 20 I2=1,N
DY1(I2)=Y(I2+1)-Y(I2)
T2=T2+DY1(I2)
20 CONTINUE
DO 30 I3=1,N-1
DY2(I3)=DY1(I3+1)-DY1(I3)
T3=T3+DY2(I3)
30 CONTINUE
YS=H*(T1+0.5*T2-(1./12.)*T3)
RETURN
END

```

D.2 FZP Antenlerin Odak Düzlemi Alan Dağılımını Hesaplayan Bilgisayar Programı

C...

C BU PROGRAM FZP ANTENLERİN ODAK DÜZLEMİ ALAN DAĞILIMINI
C HESAPLAR...

C...

```

COMPLEX E1(3,100),J,E2(100),E3(100),ET(3),ET2,ET3
DIMENSION R(3,100),MD(3)
CHARACTER*1 TASTUR(30)
COMMON/CNSTNS/J,BETA
J=(0.,1.)
H=0.1
WRITE(*,*)'P,RD,FR,FC,XT,XTB,XAR,MP = ?'
READ(*,*)P,RD,FR,FC,XT,XTB,XAR,MP
DB=30./FR
BETA=2.*3.14159264/DB
F=FC*DB
DO 8 I=1,MP
M=(P/DB)*(SQRT(F*F+RD*RD)-F)
IF(KYR.EQ.1)READ(5,*)M
MD(I)=M
DO 1 JI=1,M
R(I,JI)=SQRT(2.*JI*F*DB/P+(JI*DB/P)*(JI*DB/P))
IF(KYR.EQ.1)READ(5,*)R(I,JI)
1 CONTINUE
8 P=P+2.
RND=(XTB-XT)/XAR+1
ND=RND
DO 5 KF=1,ND
P=2.
DO 6 I=1,MP

```

```

M=MD(I)
DO 100 LM=1,M
XA=0.
IF(LM.GT.1)XA=R(I,LM-1)
XU=R(I,LM)
CALL CST(XA,XU,H,XT,E1(I,LM),F,LM,P)
100 CONTINUE
6 P=P+2.
DO 400 I=1,MP
ET(I)=0.
M=MD(I)
DO 300 LL=1,M
300 ET(I)=ET(I)+E1(I,LL)
400 CONTINUE
ETG1=CABS(ET(1))*CABS(ET(1))
ETG2=CABS(ET(2))*CABS(ET(2))
ETG3=CABS(ET(3))*CABS(ET(3))
BKD1=10.*LOG10(ETG1)
BKD2=10.*LOG10(ETG2)
BKD3=10.*LOG10(ETG3)
IF(KF.EQ.1)ETN1=ETG1
ET1N=ETG1/ETN1
BKD1N=10.*LOG10(ET1N)
IF(KF.EQ.1)ETN2=ETG2
ET2N=ETG2/ETN2
BKD2N=10.*LOG10(ET2N)
IF(KF.EQ.1)ETN3=ETG3
ET3N=ETG3/ETN3
BKD3N=10.*LOG10(ET3N)
WRITE(6,850)XT,BKD1,BKD2,BKD3
WRITE(7,850)XT,BKD1N,BKD2N,BKD3N
850 FORMAT(F5.1,1X,F7.2,1X,F7.2,1X,F7.2)
5 XT=XT+XAR
STOP
END

```

```

C
C *****
C *****
C

```

```

SUBROUTINE CST(XA,XU,H,XT,YS,F,LM,P)
COMPLEX Y(10000),DY1(10000),DY2(10000)
COMPLEX T1,T2,T3,J,YS
COMMON/CNSTNS/J,BETA
AN=(XU-XA)/H
N=AN
T1=(0.,0.)

```

```

T2=(0.,0.)
T3=(0.,0.)
PI=3.14159265
X=XA
DO 10 I1=1,N+1
XX=SQRT(X*X+F*F)
XX2=X*X+F*F
XTD=BETA*XT*X/XX
IF(XTD.LT.20.)CARP=BES1M(XTD,0)
IF(XTD.GE.20.)CARP=SQRT(2./(PI*XTD))*COS(XTD-PI/4.)
Y(I1)=J*CEXP(J*BETA*F)*CEXP(-J*BETA*XX)*(F*X/XX2+X/XX)
** (BETA/2.)*CEXP(J*2.*PI*(LM-1)/P)*CARP
T1=T1+Y(I1)
10 X=X+H
T1=T1-Y(N+1)
DO 20 I2=1,N
DY1(I2)=Y(I2+1)-Y(I2)
T2=T2+DY1(I2)
20 CONTINUE
DO 30 I3=1,N-1
DY2(I3)=DY1(I3+1)-DY1(I3)
T3=T3+DY2(I3)
30 CONTINUE
YS=H*(T1+0.5*T2-(1./12.)*T3)
RETURN
END
C
C *****
C *****
C
C
FUNCTION BES1M(CS,NN)
DIMENSION YY(10),DY11(10),DY22(5)
PI=3.14159265
DY11(1)=0.97390
DY11(2)=-0.97390
DY11(3)=0.86506
DY11(4)=-0.86506
DY11(5)=0.67940
DY11(6)=-0.67940
DY11(7)=0.43339
DY11(8)=-0.43339
DY11(9)=0.14887
DY11(10)=-0.14887
DY22(1)=0.06667
DY22(2)=0.14945
DY22(3)=0.21908

```

```

DY22(4)=0.26926
DY22(5)=0.29552
TETAA=0.
TETAU=PI/2.
CARP=(TETAU-TETAA)/2.
T1=0.
DO 10 I1=1,10
XR=(TETAU+TETAA)/2.+DY11(I1)*(TETAU-TETAA)/2.
CO1=COS(XR)
CO2=CO1*COS(XR)
CSS=CS*SIN(XR)
COSS=COS(CSS)
IF(NN.EQ.1)YY(I1)=2.*COSS*CO2/PI
IF(NN.EQ.0)YY(I1)=2.*COSS/PI
IF(NN.EQ.2)YY(I1)=2.*COSS*COS(2.*XR)/PI
10 CONTINUE
DO 20 I2=1,5
K=2*I2-1
T1=T1+(YY(K)+YY(2*I2))*DY22(I2)
20 CONTINUE
BES1M=T1*CARP
RETURN
END

```

D.3 Simetrik Beslemeli FZP Antenlerin Uzak-Alan Hesabına İlişkin Bilgisayar Programı

C...

C BU PROGRAM SİMETRİK BESLEMELİ FZP ANTENLERİN UZAK-ALANINI
C HESAPLAR VE GRAFTOOL ÇİZİM PROGRAMINA UYGUN DATA DOSYALARI
C OLUŞTURUR...

C...

```

COMPLEX E1(50),E2(50),J,ET1,ET2,ET3,ET4,GE
DIMENSION R(50),TETA1(120),PHIDD(50)
DIMENSION DAKAP(120,50),DAKCP(120,50)
COMMON/CNSTNS/J,BETA
OPEN(1,FILE='BFZPUS1.DAT',STATUS='NEW')
OPEN(2,FILE='BFZPUS2.DAT',STATUS='NEW')
OPEN(3,FILE='BFZPUS3.DAT',STATUS='NEW')
OPEN(4,FILE='BFZPUS4.DAT',STATUS='NEW')
OPEN(5,FILE='BFZPUS5.DAT',STATUS='NEW')
PI=3.14159265
PI2=PI*PI
J=(0.,1.)

```



```

WRITE(*,*)'P,RD,FR,TSON,TART,NN = ?'
READ(*,*)P,RD,FR,TSON,TART,NN
WRITE(*,*)'YARICAPLAR FILE DAN..1'
WRITE(*,*)'YARICAPLAR HESAPLA...2'
READ(*,*)KS1
WRITE(*,*)'...ANALİZ TÜRÜ...'
WRITE(*,*)'1.MAGNETİK YÜZEY AKIMI-2Jms..'
WRITE(*,*)'2.ELEKTRİK YÜZEY AKIMI-2Jes..'
WRITE(*,*)'3.MAGNETİK ve ELEKTRİK YÜZEY AKIMI-Jms,Jes'
READ(*,*)KS
DB=30./FR
DB2=DB*DB
BETA=2.*PI/DB
DO 7 IA=1,5
IF(IA.EQ.1)FC=10.
IF(IA.EQ.2)FC=16.
IF(IA.EQ.3)FC=21.5
IF(IA.EQ.4)FC=26.5
IF(IA.EQ.5)FC=30.5
F=FC*DB
IF(KS1.EQ.2)M=(P/DB)*(SQRT(F*F+RD*RD)-F)
IF(KS1.EQ.1)READ(5,*)M
DO 10 LM=1,M
IF(KS1.EQ.2)R(LM)=SQRT(2.*LM*F*DB/P+(LM*DB/P)*
*(LM*DB/P))
10 IF(KS1.EQ.1)READ(5,*)R(LM)
RND=TSON/TART+1.
ND=RND
TBAS=0.
IF(MOD(M,2).EQ.0)LN=M/2
IF(MOD(M,2).EQ.1)LN=M/2+1
DO 5 KF=1,ND
TETA=TBAS*PI/180.
PHID=0.
DO 1 I=1,18
PHI=PHID*PI/180.
DO 100 LM=1,LN
LMA=2*(LM-1)
IF(LM.EQ.1)XA=0.
IF(LM.GT.1)XA=R(LMA)
LMU=2*LM-1
XU=R(LMU)
CALL CST(XA,XU,F,E1(LM),E2(LM),PHI,TETA,KS,NN)
100 CONTINUE
ET1=(0.,0.)
ET2=(0.,0.)

```

```

DO 110 K1=1, LN
ET2=ET2+E2(K1)
110 ET1=ET1+E1(K1)
GM1=CABS(ET1)*CABS(ET1)
GM2=CABS(ET2)*CABS(ET2)
GM=SQRT(GM1+GM2)
IF(KF.EQ.1)GMN=GM
GMM=GM/GMN
DAKAP(KF,I)=20.*LOG10(GMM)
1 PHID=PHID+10.
TETA1(KF)=180.*TETA/PI
5 TBAS=TBAS+TART
NR=38
PH=0.
DO 6 I=1,37
PHIDD(I)=PH
6 PH=PH+10.
WRITE(IA,*)ND+1,NR
WRITE(IA,300)(PHIDD(I),I=1,37)
300 FORMAT('NaN',1X,37(F5.1,1X))
DO 2 I=1,ND
WRITE(IA,500)TETA1(I),(DAKAP(I,N),N=1,18)
2 CONTINUE
7 CONTINUE
500 FORMAT(F4.1,1X,18(F7.2,1X))
STOP
END

```

```

C
C *****
C *****
C

```

```

SUBROUTINE CST(XA,XU,F,YS1,YS2,PHI,TETA,KS,NN)
COMPLEX Y1(10),Y2(10)
COMPLEX T1,T2,T3,J,YS1,YS2
DIMENSION DY1(10),DY2(5)
COMMON/CNSTNS/J,BETA
PI=3.14159265
DY1(1)=0.97390
DY1(2)=-0.97390
DY1(3)=0.86506
DY1(4)=-0.86506
DY1(5)=0.67940
DY1(6)=-0.67940
DY1(7)=0.43339
DY1(8)=-0.43339
DY1(9)=0.14887

```

```

DY1(10)=-0.14887
DY2(1)=0.06667
DY2(2)=0.14945
DY2(3)=0.21908
DY2(4)=0.26926
DY2(5)=0.29552
TETAA=180.*ATAN(XA/F)/PI
TETAU=180.*ATAN(XU/F)/PI
CARP=(TETAU-TETAA)/2.
T1=(0.,0.)
T2=(0.,0.)
CPH=COS(PHI)
SPH=SIN(PHI)
CPH2=COS(2.*PHI)
SPH2=SIN(2.*PHI)
CO2=COS(TETA)
X=PI/180.
DO 10 I1=1,10
XR=X*(TETAU+TETAA)/2.+X*DY1(I1)*(TETAU-TETAA)/2.
CSU=BETA*F*SIN(XR)*SIN(TETA)/COS(XR)
IF(CSU.GE.0.AND.CSU.LT.20.)BJO=BES1M(CSU,0)
IF(CSU.GE.20.)BJO=SQRT(2./(PI*CSU))*COS(CSU-PI/4.)
CO1=COS(XR)
TA=SIN(XR)/(CO1)
IF(KS.EQ.1)TC1=SPH*TA*BJO*CO1**NN
IF(KS.EQ.2)TC1=CO2*SPH*TA*BJO*CO1**(NN-1)
IF(KS.EQ.3)TC1=SPH*(CO2+CO1)*TA*BJO*CO1**(NN-1)
IF(KS.EQ.1)TC2=CO2*CPH*TA*BJO*CO1**NN
IF(KS.EQ.2)TC2=CPH*TA*BJO*CO1**(NN-1)
IF(KS.EQ.3)TC2=CPH*(1.+CO2*CO1)*TA*BJO*CO1**(NN-1)
Y1(I1)=TC1*CEXP(-J*BETA*F/CO1)
IF(KS.EQ.2)Y1(I1)=Y1(I1)*CEXP(-J*BETA*F*CO2)
Y2(I1)=TC2*CEXP(-J*BETA*F/CO1)
IF(KS.EQ.2)Y2(I1)=Y2(I1)*CEXP(-J*BETA*F*CO2)
10 CONTINUE
DO 20 I2=1,5
K=2*I2-1
T1=T1+(Y1(K)+Y1(2*I2))*DY2(I2)
T2=T2+(Y2(K)+Y2(2*I2))*DY2(I2)
20 CONTINUE
YS1=T1*CARP*X
YS2=T2*CARP*X
RETURN
END

```

D.4 TE₁₁ Modlu Dairesel Dalga Kılavuzu Beslemeli FZP Antenlerin Ana ve Geçiş Polarizasyon Bileşenlerinin Hesabına İlişkin Bilgisayar Programı

C...

C BU PROGRAM DAİRESEL DALGA KILAVUZU BESLEMELİ FZP
C ANTENLERİN ANA VE GEÇİŞ POLARİZASYONU BİLEŞENLERİ-
C Nİ HESAPLAR VE GRAFTOOL ÇİZİM PROGRAMINA UYGUN DATA
C DOSYALARI OLUŞTURUR...

C...

```

COMPLEX E1(50),E2(50),J,ET1,ET2,ET3,ET4,GE
DIMENSION R(50),TETA1(120),PHIDD(50)
DIMENSION DAKAP(120,50),DAKCP(120,50)
COMMON/CNSTNS/J,BETA
OPEN(1,FILE='BFZPCR1.DAT',STATUS='NEW')
OPEN(2,FILE='BFZPCR2.DAT',STATUS='NEW')
OPEN(3,FILE='BFZPCR3.DAT',STATUS='NEW')
OPEN(4,FILE='BFZPCR4.DAT',STATUS='NEW')
OPEN(5,FILE='BFZPCR5.DAT',STATUS='NEW')
OPEN(6,FILE='BFZPCR6.DAT',STATUS='NEW')
OPEN(7,FILE='BFZPCR7.DAT',STATUS='NEW')
OPEN(8,FILE='BFZPCR8.DAT',STATUS='NEW')
OPEN(9,FILE='BFZPCR9.DAT',STATUS='NEW')
OPEN(10,FILE='BFZPCR10.DAT',STATUS='NEW')
PI=3.14159265
PI2=PI*PI
J=(0.,1.)
WRITE(*,*)'P,RD,FR,TSON,TART,ABL = ?'
READ(*,*)P,RD,FR,TSON,TART,ABL
WRITE(*,*)'YARICAPLAR FILE DAN..1'
WRITE(*,*)'YARICAPLAR HESAPLA...2'
READ(*,*)KS1
WRITE(*,*)'...ANALİZ TÜRÜ...'
WRITE(*,*)'1...MAGNETİK YÜZEY AKIMI-2Jms..'
WRITE(*,*)'2...ELEKTRİK YÜZEY AKIMI-2Jes..'
READ(*,*)KS
DB=30./FR
DB2=DB*DB
BETA=2.*PI/DB
NW1=1
NW2=2
DO 7 IB=1,5
IF(IB.EQ.1)FC=10.
IF(IB.EQ.2)FC=16.

```

```

IF (IB.EQ.3) FC=21.5
IF (IB.EQ.4) FC=26.5
IF (IB.EQ.5) FC=30.5
F=FC*DB
IF (KS1.EQ.2) M=(P/DB)*(SQRT(F*F+RD*RD)-F)
IF (KS1.EQ.1) READ(5,*)M
DO 10 LM=1,M
IF (KS1.EQ.2) R(LM)=SQRT(2.*LM*F*DB/P+(LM*DB/P)*
*(LM*DB/P))
10 IF (KS1.EQ.1) READ(5,*)R(LM)
RND=TSON/TART+1.
ND=RND
TBAS=0.
IF (MOD(M,2).EQ.0) LN=M/2
IF (MOD(M,2).EQ.1) LN=M/2+1
DO 5 KF=1,ND
TETA=TBAS*PI/180.
PHID=0.
DO 1 I=1,24
PHI=PHID*PI/180.
DO 100 LM=1, LN
LMA=2*(LM-1)
IF (LM.EQ.1) XA=0.
IF (LM.GT.1) XA=R(LMA)
LMU=2*LM-1
XU=R(LMU)
CALL CST(XA,XU,F,E1(LM),E2(LM),PHI,TETA,ABL,KS)
100 CONTINUE
ET1=(0.,0.)
ET2=(0.,0.)
DO 110 K1=1, LN
ET2=ET2+E2(K1)
110 ET1=ET1+E1(K1)
GM1=CABS(ET1)*CABS(ET1)
GM2=CABS(ET2)*CABS(ET2)
IF (KF.EQ.1) GMN1=GM1
IF (KF.EQ.1) DMN1=10.*LOG10(GM1)
GMM1=GM1/GMN1
DAKAP(KF,I)=10.*LOG10(GMM1)
IF (GM2.EQ.0.) DAKCP(KF,I)=-200-DMN1
IF (GM2.GT.0.) DAKCP(KF,I)=10.*LOG10(GM2)-DMN1
PHIDD(I)=PHID
1 PHID=PHID+7.5
TETA1(KF)=180.*TETA/PI
5 TBAS=TBAS+TART
NR=50

```

```

WRITE(NW1,*)ND+1,NR
WRITE(NW1,300)(PHIDD(I),I=1,49)
WRITE(NW2,*)ND+1,NR
WRITE(NW2,300)(PHIDD(I),I=1,49)
300 FORMAT('NaN',1X,49(F5.1,1X))
DO 2 I=1,ND
WRITE(NW1,500)TETA1(I),(DAKAP(I,N),N=1,24)
WRITE(NW2,500)TETA1(I),(DAKCP(I,N),N=1,24)
2 CONTINUE
NW1=NW1+2
NW2=NW2+2
7 CONTINUE
500 FORMAT(F4.1,1X,24(F7.2,1X))
STOP
END

```

C
C
C
C

```

*****
*****

```

```

SUBROUTINE CST(XA,XU,F,YS1,YS2,PHI,TETA,ABL,KS)
COMPLEX Y1(10),Y2(10)
COMPLEX T1,T2,T3,J,YS1,YS2
DIMENSION DY1(10),DY2(5)
COMMON/CNSTNS/J,BETA
PI=3.14159265
DY1(1)=0.97390
DY1(2)=-0.97390
DY1(3)=0.86506
DY1(4)=-0.86506
DY1(5)=0.67940
DY1(6)=-0.67940
DY1(7)=0.43339
DY1(8)=-0.43339
DY1(9)=0.14887
DY1(10)=-0.14887
DY2(1)=0.06667
DY2(2)=0.14945
DY2(3)=0.21908
DY2(4)=0.26926
DY2(5)=0.29552
TETAA=180.*ATAN(XA/F)/PI
TETAU=180.*ATAN(XU/F)/PI
CARP=(TETAU-TETAA)/2.
T1=(0.,0.)
T2=(0.,0.)
CPH2=COS(2.*PHI)

```

```

SPH2=SIN(2.*PHI)
CO2=COS(TETA)
X=PI/180.
DO 10 I1=1,10
XR=X*(TETAU+TETAA)/2.+X*DY1(I1)*(TETAU-TETAA)/2.
CSU=BETA*F*SIN(XR)*SIN(TETA)/COS(XR)
IF(CSU.EQ.0)BJO=1.
IF(CSU.EQ.0)BJ2=0.
IF(CSU.GT.0.AND.CSU.LT.20.)BJO=BES1M(CSU,0)
IF(CSU.GE.20.)BJO=SQRT(2./(PI*CSU))*COS(CSU-PI/4.)
IF(CSU.GT.0.AND.CSU.LT.20.)BJ2=BES1M(CSU,2)
IF(CSU.GE.20.)BJ2=SQRT(2./(PI*CSU))*COS(CSU-PI/4.-PI)
BBKO=SQRT(1.-1.841*1.841/(ABL*ABL*PI*PI))
CS=ABL*PI*SIN(XR)
PSC=1.+BBKO*COS(XR)
PSCO=BBKO+COS(XR)
C1=BES1M(CS,0)
C2=BES1M(CS,2)
PSOC=1./(1.-2.912*ABL*ABL*SIN(XR)*SIN(XR))
PSIO=PSCO*PSOC*0.5*(C1-C2)
PSI1=PSC*BES1M(CS,1)
CO1=COS(XR)
TA=SIN(XR)/(CO1*CO1)
IF(KS.EQ.1)TC1=((PSIO+PSI1*CO1)*BJO-(PSI1*CO1-PSIO)*
*CPH2*BJ2)*TA
IF(KS.EQ.2)TC1=((PSI1+PSIO*CO1)*BJO-(PSI1-CO1*PSIO)*
*CPH2*BJ2)*TA
IF(KS.EQ.1)TC2=(PSIO-PSI1*CO1)*SPH2*BJ2*TA
IF(KS.EQ.2)TC2=(PSI1-PSIO*CO1)*SPH2*BJ2*TA
Y1(I1)=TC1*CEXP(-J*BETA*F/CO1)
IF(KS.EQ.2)Y1(I1)=Y1(I1)*CEXP(-J*BETA*F*CO2)
Y2(I1)=TC2*CEXP(-J*BETA*F/CO1)
IF(KS.EQ.2)Y2(I1)=Y2(I1)*CEXP(-J*BETA*F*CO2)
10 CONTINUE
DO 20 I2=1,5
K=2*I2-1
T1=T1+(Y1(K)+Y1(2*I2))*DY2(I2)
T2=T2+(Y2(K)+Y2(2*I2))*DY2(I2)
20 CONTINUE
YS1=T1*CARP*X
YS2=T2*CARP*X
RETURN
END

```

D.5 Ölçme Düzenegi Benzetim Programi

C...

C BU PROGRAM STANDART KAZANÇLI PIRAMİD HORN ANTENLERİN
 C E-DÜZLEMİ İŞİMA PATERNLERİNİ KULLANARAK ODAK EKSENİ
 C ALAN DAĞILIMINI HESAPLAR...

C...

```

    COMPLEX E(500),J,EE(500),EE2(500),ET1,ET
    DIMENSION R(100),G(50)
    CHARACTER*1 TASTUR(30)
    COMMON/CNSTNS/J,BETA
    J=(0.,1.)
    PI=3.14159265
    WRITE(*,*)'P,RD,FR,FC,FL,F,DELF,ND,H = ?'
    READ(*,*)P,RD,FR,FC,FL,F,DELF,ND,H
    WRITE(*,*)' 1. YARICAPLAR FILE DAN OKUNACAK'
    WRITE(*,*)' 2. PROGRAM ICERISINDE HESAPLANACAK'
    READ(*,*)KYR
    DB=30./FR
    BETA=2.*3.14159264/DB
    FC=FC*DB
    M=(P/DB)*(SQRT(FC*FC+RD*RD)-FC)
    IF(KYR.EQ.1)READ(5,*)M
801 FORMAT(1X,'TASARIM FREKANSI = ',F6.3,' GHz',/,1X,
  *'DALGA BOYU = ',F5.3,' cm',/,1X,'ODAK UZUNLU&U      = '
  *',F7.3,' cm',/,1X,'          P      = ',F4.2,/,1X,'ZONE
  *SAYISI M      = ',I2,/,1X,'BASLANGIC F      = ',F7.3,'
  *cm',/,1X,'BITIS F      = ',F7.3,' cm',///,1X)
    WRITE(6,801)FR,DB,FC,P,M,F,F+ND-1
    WRITE(6,866)
866 FORMAT(5X,'ZONE YARICAPLARI :',/,5X,
  *'-----')
    DO 1 JI=1,M
    R(JI)=SQRT(2.*JI*FC*DB/P+(JI*DB/P)*(JI*DB/P))
    IF(KYR.EQ.1)READ(5,*)R(JI)
  1 WRITE(6,*) ' YARICAP(' ,JI,') = ',R(JI), ' cm'
    DO 5 KF=1,ND
    DO 100 LM=1,M
    XU=R(LM)
    CALL CST(XU,H,F,E(LM),FL,LM)
100 CONTINUE
    ET1=(0.,0.)
    DO 110 K1=1,M
    IF(MOD(K1,2).EQ.1)ET1=ET1+E(K1)
    ET=(0.,0.)

```



```

DO 120 K2=1,K1
120 ET=ET+E(K2)
   EE(K1)=ET
   C2=(F*F/(R(K1)*R(K1)))/4.
   PI2=PI*PI
   GMU=CABS(EE(K1))
   GM=4.*GMU*GMU*C2*PI2*R(K1)*R(K1)/(DB*DB)
   G(K1)=10.*LOG10(GM)
110 CONTINUE
   G1=G(1)
   IF(MOD(M,2).EQ.0)LN=M/2
   IF(MOD(M,2).EQ.1)LN=M/2+1
   DO 200 KK=1,LN-1
200 G1=G1+G(2*KK+1)-G(2*KK)
   DM1=CABS(ET)
   DM2=CABS(ET1)
   D1=20.*LOG10(DM1)
   D2=20.*LOG10(DM2)
   WRITE(6,*)F,G1,G(M),D2,D1
   WRITE(7,850)F,DM2,DM1,D2,D1
850 FORMAT(F7.3,1X,F7.3,1X,F7.3,1X,F7.3,1X,F7.3)
   5 F=F+DELF
   STOP
   END

```

```

C
C *****
C *****
C

```

```

SUBROUTINE CST(XU,H,F,YS,FL,LM)
COMPLEX Y(10000),DY1(10000),DY2(10000)
COMPLEX T1,T2,T3,J,YS,CI1,CI2R1,CI2RL,CVRL,CAR1
DIMENSION RR(100)
COMMON/CNSTNS/J,BETA
RR(LM)=XU
IF(LM.EQ.1)XA=0.
IF(LM.GT.1)XA=RR(LM-1)
N=(XU-XA)/H
T1=(0.,0.)
T2=(0.,0.)
T3=(0.,0.)
PI=3.14159265
PIB2=PI/2.
X=XA
A1=7.50
B1=5.00
RO1=13.40

```

```

RO2=RO1
DKXU1=PI/A1
T1U1=SQRT(1./(PI*BETA*RO2))*(-BETA*A1/2.-DKXU1*RO2)
T1U1M=ABS(T1U1)
T2U1=SQRT(1./(PI*BETA*RO2))*(BETA*A1/2.-DKXU1*RO2)
T2U1M=ABS(T2U1)
DKXU2=-PI/A1
T1U2=SQRT(1./(PI*BETA*RO2))*(-BETA*A1/2.-DKXU2*RO2)
T1U2M=ABS(T1U2)
T2U2=SQRT(1./(PI*BETA*RO2))*(BETA*A1/2.-DKXU2*RO2)
T2U2M=ABS(T2U2M)
CALL FRES(T1U1M,CT1U1,1)
IF(T1U1.LT.0.)CT1U1=-CT1U1
CALL FRES(T2U1M,CT2U1,1)
IF(T2U1.LT.0.)CT2U1=-CT2U1
CALL FRES(T1U1M,ST1U1,0)
IF(T1U1.LT.0.)ST1U1=-ST1U1
CALL FRES(T2U1M,ST2U1,0)
IF(T2U1.LT.0.)ST2U1=-ST2U1
CALL FRES(T1U2M,CT1U2,1)
IF(T1U2.LT.0.)CT1U2=-CT1U2
CALL FRES(T2U2M,CT2U2,1)
IF(T2U2.LT.0.)CT2U2=-CT2U2
CALL FRES(T1U2M,ST1U2,0)
IF(T1U2.LT.0.)ST1U2=-ST1U2
CALL FRES(T2U2M,ST2U2,0)
IF(T2U2.LT.0.)ST2U2=-ST2U2
DKXU12=DKXU1*DKXU1
DKXU22=DKXU2*DKXU2
CI1=0.5*SQRT(PI*RO2/BETA)*(CEXP(J*(0.5*DKXU12*RO2/
*BETA)))*((CT2U1-CT1U1)-J*(ST2U1-ST1U1))+CEXP(J*(0.5*
*DKXU22*RO2/BETA))*((CT2U2-CT1U2)-J*(ST2U2-ST1U2))
DO 10 I1=1,N+1
R1=SQRT(X*X+F*F)
RL=SQRT(X*X+FL*FL)
DKY1=BETA*X/R1
DKYL=BETA*X/RL
DKY12=DKY1*DKY1
DKYL2=DKYL*DKYL
T1R1=SQRT(1./(PI*BETA*RO1))*(-0.5*BETA*B1-DKY1*RO1)
T1RL=SQRT(1./(PI*BETA*RO1))*(-0.5*BETA*B1-DKYL*RO1)
T2R1=SQRT(1./(PI*BETA*RO1))*(0.5*BETA*B1-DKY1*RO1)
T2RL=SQRT(1./(PI*BETA*RO1))*(0.5*BETA*B1-DKYL*RO1)
T1R1M=ABS(T1R1)
T1RLM=ABS(T1RL)

```

```

T2R1M=ABS(T2R1)
T2RLM=ABS(T2RL)
CALL FRES(T1R1M,CT1R1,1)
IF(T1R1.LT.0.)CT1R1=-CT1R1
CALL FRES(T1RLM,CT1RL,1)
IF(T1RL.LT.0.)CT1RL=-CT1RL
CALL FRES(T2R1M,CT2R1,1)
IF(T2R1.LT.0.)CT2R1=-CT2R1
CALL FRES(T2RLM,CT2RL,1)
IF(T2RL.LT.0.)CT2RL=-CT2RL
CALL FRES(T1R1M,ST1R1,0)
IF(T1R1.LT.0.)ST1R1=-ST1R1
CALL FRES(T1RLM,ST1RL,0)
IF(T1RL.LT.0.)ST1RL=-ST1RL
CALL FRES(T2R1M,ST2R1,0)
IF(T2R1.LT.0.)ST2R1=-ST2R1
CALL FRES(T2RLM,ST2RL,0)
IF(T2RL.LT.0.)ST2RL=-ST2RL
CI2R1=SQRT(PI*RO1/BETA)*CEXP(J*(0.5*DKY12*RO1/BETA))*
*((CT2R1-CT1R1)-J*(ST2R1-ST1R1))
CI2RL=SQRT(PI*RO1/BETA)*CEXP(J*(0.5*DKYL2*RO1/BETA))*
*((CT2RL-CT1RL)-J*(ST2RL-ST1RL))
CR1=F/R1
CS1=FL/RL
CVRL=(1.+CS1)*CI1*CI2RL
CAR1=(1.+CR1)*CI1*CI2R1
CVRLK=SQRT(CABS(CVRL))
CAR1K=SQRT(CABS(CAR1))
PSI=R1+RL
CARP=(CR1+1.)*X/(F*R1)
Y(I1)=CAR1K*CARP*CEXP(-J*BETA*PSI)*CEXP(J*(LM-1)*PI)
T1=T1+Y(I1)
10 X=X+H
T1=T1-Y(N+1)
DO 20 I2=1,N
DY1(I2)=Y(I2+1)-Y(I2)
T2=T2+DY1(I2)
20 CONTINUE
DO 30 I3=1,N-1
DY2(I3)=DY1(I3+1)-DY1(I3)
T3=T3+DY2(I3)
30 CONTINUE
YS=H*(T1+0.5*T2-(1./12.)*T3)
RETURN
END

```

```

C
C *****
C *****
C

```

```

SUBROUTINE FRES(XU,YS,NN)
DIMENSION Y(2000),DY1(2000),DY2(2000)
H=0.1
PI=3.14159265
XA=0.
N=(XU-XA)/H
T1=0.
T2=0.
T3=0.
X=XA
DO 10 I1=1,N+1
IF(NN.EQ.1)Y(I1)=COS(PI*X*X/2.)
IF(NN.EQ.0)Y(I1)=SIN(PI*X*X/2.)
T1=T1+Y(I1)
10 X=X+H
T1=T1-Y(N+1)
DO 20 I2=1,N
DY1(I2)=Y(I2+1)-Y(I2)
T2=T2+DY1(I2)
20 CONTINUE
DO 30 I3=1,N-1
DY2(I3)=DY1(I3+1)-DY1(I3)
T3=T3+DY2(I3)
30 CONTINUE
YS=H*(T1+0.5*T2-(1./12.)*T3)
RETURN
END

```

ÖZGEÇMİŞ

Haydar KAYA, 1.1.1963 yılında Trabzon'un Çaykara ilçesinde doğdu. İlk ve orta öğrenimini Trabzon'da, sırasıyla Ülkü ilkokulu ve Cumhuriyet Ortaokulu'nda tamamladı. 1980 yılında Trabzon Lisesi'nden mezun oldu. Aynı yıl KTÜ Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümüne girdi. 1985 yılında bu bölümden Elektronik Mühendisi ünvanıyla mezun oldu. Aynı yıl KTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Müh. Anabilim Dalında yüksek lisans öğrenimine başladı. 1988 yılında yüksek lisans öğrenimini tamamlayarak Yük.Müh. ünvanını aldı. Aynı yıl KTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Müh. Anabilim Dalında Doktora öğrenimine başladı. 1985 yılından beri Elektrik-Elektronik Müh. Elektronik Anabilim Dalında Arş. Gör. olarak çalışmaktadır.

TEC. YÜSEKÖĞRETİM
DOKÜMANTASYON
KURUMU
Etilim 15
Etilim 15