

55489

**İŞINLAYICI DİZİLERİYLE DOKU - İÇİ
HİPERTERMİDE ENERJİ YOĞUNLAŞTIRILMASI**

DOKTORA TEZİ

Yük. Müh. Abdullah FERİKOĞLU

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 27 Eylül 1995

Tezin Savunulduğu Tarih : 5 Ocak 1996

Tez Danışmanı : Prof. Dr. İnci AKKAYA

Diğer Jüri Üyeleri : Prof. Dr. Ergür TÜTÜNCÜOĞLU

Prof. Dr. Alinur BÜYÜKAKSOY

ÖNSÖZ

Bu tez çalışması süresince eserlerinden ve yol gösterici tavsiyelerinden yararlandığım Saygıdeğer Hocam Prof. Dr. İnci AKKAYA 'ya kıymetli yardımlarından dolayı en derin şükranlarımı arz ederim.



İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa No:</u>
SEMBOL LİSTESİ	V
ŞEKİL LİSTESİ	VI
TABLO LİSTESİ	X
ÖZET	XI
SUMMARY	XII
BÖLÜM 1. GİRİŞ	1
1. 1 Hiperterminin Tarihsel Gelişimi	1
1. 2 Hiperterminin Radyobiyojik Önemi	2
1. 3 Hipertermi Sistemleri	4
BÖLÜM 2. EŞDEĞER AKIMLAR YÖNTEMİYLE ALAN HESABI	21
2. 1 Radyasyon İntegralleri ve Yardımcı Vektör Potansiyelleri	21
2. 2 Eşdeğer Akımlar Yaklaşımı	24
BÖLÜM 3. ÇAPRAZ-DİPOL ANTENİN ANALİZİ	26
3. 1 Kateter İçerisinden Soğutma Suyu Dolaştırılması Durumunda Çapraz-Dipol Antenin İncelenmesi	26
3. 2 Çapraz-Dipol Antenin Alanının Yaklaşık Hesabı	32
3. 3 Çapraz-Dipol Antenin Öz ve Ortak Empedans İfadeleri	38
3. 3. 1. Giriş Empedansı	38
3. 3. 2. Öz ve Ortak Empedans	40
3. 4 Sayısal Sonuçlar	41
BÖLÜM 4. ÇAPRAZ-DİPOL ANTEN DİZİLERİYLE HİPERTERMİ	47
4. 1 Eş-Fazlı Dörtlü Çapraz-Dipol Anten Dizisinin Alanlarının Sayısal Hesabı	47
4. 2 Besleme Akımlarının Fazlarının Değiştirilmesi İle Hedef Noktalarda Alan Yoğunlaştırma	61
4. 2. 1. Eksenel Bileşenlerin Eş-Fazlı Kılınması	62
4. 2. 2. Besleme Akımları Fazlarının Propagasyon Sabiti İle Orantılı Olarak Değiştirilmesi İle Alan Yoğunlaştırma	63
4. 2. 3. Besleme Akımları Fazlarının Kombinezonsal Değiştirilmesi İle Alan Yoğunlaştırma	64
4. 3 Dizi Elemanlarının Lineer Yer Değiştirmesiyle Alan Yoğunlaştırma	75

BÖLÜM 5. YORUM VE ÖNERİLER	93
KAYNAKLAR	95
ÖZGEÇMİŞ	104



SEMBOL LİSTESİ

V	:	Gerilim
I	:	Akım
Z	:	Empedans
$\vec{E}$	:	Elektrik alanı
$\vec{H}$	:	Magnetik alan
R	:	Yarıçap
r	:	Uzaklık
W	:	Güç
P	:	Güç yoğunluğu
SAR	:	Özgül soğurma oranı
σ	:	İletkenlik
ϵ	:	Dielektrik sabiti
μ	:	Magnetik geçirgenlik
$\vec{A}$	:	Elektriksel vektör potansiyel
$\vec{B}$	:	Magnetik vektör potansiyel
J	:	Bessel fonksiyonu
N	:	Neumann fonksiyonu
H	:	Hankel fonksiyonu
f	:	Frekans
ω	:	Açısal frekans
k	:	Dalga sayısı
k_t	:	Enine dalga sayısı
γ	:	Kompleks propagasyon sabiti
α	:	Zayıflama sabiti
β	:	Propagasyon sabiti
E_I	:	Elektriksel kaynağın oluşturduğu elektrik alanı
E_J	:	Magnetik kaynağın oluşturduğu elektrik alanı
H_I	:	Elektriksel kaynağın oluşturduğu magnetik alan
H_J	:	Magnetik kaynağın oluşturduğu magnetik alan
T	:	Sıcaklık
t	:	Zaman

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa No:

Şekil 1. 1.	Hücre canlı kalma eğrileri	3
Şekil 1. 2.	Magnetik halka aplikatör	5
Şekil 1. 3.	Faz ayarlamalı açıklık dizisi	6
Şekil 1. 4.	Radyo frekans iğne elektrotlar hipertermi sistemi	8
Şekil 1. 5.	Ferromagnetik çekirdekler sistemi	9
Şekil 1. 6.	Dartmouth mikrodalga anten dizisi	9
Şekil 1. 7.	Momentum ve ısı transfer ölçümleri için deney düzeni	13
Şekil 1. 8.	Işıma sisteminin termal modeli	14
Şekil 1. 9.	$z = 0$ düzleminde bırakılan gücün r ile değişimi	17
Şekil 1. 10.	$z = 0$ düzleminde kanın üç farklı kütle akış hızı için sıcaklık dağılımı	17
Şekil 1. 11.	Balonlu kateter içerisinde helis anten	19
Şekil 1. 12.	Düşük ve yüksek su muhtevalı dokularda elektrik alanı ve güç oranları	20
Şekil 2. 1.	Elektrik ve magnetik kaynaklar tarafından ısıtılan alanların hesabı için farklı iki yolun blok diyagramı	22
Şekil 2. 2.	Kaynakların sıfırdan farklı olduğu bölge ve bir gözlem noktasındaki potansiyeller	23
Şekil 2. 3.	İçerisinde elektriksel $\vec{i}(\vec{r})$ ve $\vec{j}(\vec{r})$ kaynakları bulunan V hacmi ve bunu soran S yüzeyi üzerindeki alanlar	24
Şekil 3. 1.	Doku içindeki kateterin içerisinde çaprazlanmış koaksiyel ısıtlayıcı	26
Şekil 3. 2.	Antene dik kesit	27
Şekil 3. 3.	Şekil 3. 1 'deki antenin devre ve hat eşdeğeri	30
Şekil 3. 4.	R yarıçaplı silindir yüzeyindeki teğetsel alan ve P gözlem noktası	31
Şekil 3. 5.	Bir ϵ_2 , μ_2 , σ_2 ortamında bulunan çapraz-dipol ısıtlayıcı	32
Şekil 3. 6.	Isıtlayıcının farklı kısımlarındaki akımların gösterilişi	33
Şekil 3. 7.	Isıtlayıcının içerisinden ısıma yaptığı S yüzeyi	36

Şekil 3. 8.	Eksenler arasında d uzaklığı bulunan iki silindirik ışınlayıcının açılı ilişkileri	40
Şekil 3. 9.	$f = 13.56$ MHz için çapraz-dipol antenin dB olarak güç yoğunluğu eğrileri	43
Şekil 3. 10.	$f = 27.02$ MHz için çapraz-dipol antenin dB olarak güç yoğunluğu eğrileri	44
Şekil 3. 11.	$f = 915$ MHz için çapraz-dipol antenin dB olarak güç yoğunluğu eğrileri	45
Şekil 3. 12.	$f = 2450$ MHz için çapraz dipol antenin dB olarak güç yoğunluğu eğrileri	46
Şekil 4. 1.	Dörtlü dizide antenlerin (A_1, A_2, A_3, A_4) yerleşim düzeni ve güç hesabı yapılacak bir P noktası	47
Şekil 4. 2.	$f = 2450$ MHz için $z = -2.5$ cm düzleminde güç yoğunluğu dağılımı	49
Şekil 4. 3.	$f = 2450$ MHz için $z = -5$ cm düzleminde güç yoğunluğu dağılımı	50
Şekil 4. 4.	$f = 2450$ MHz için $z = -7.5$ cm düzleminde güç yoğunluğu dağılımı	51
Şekil 4. 5.	$f = 915$ MHz için $z = -2.5$ cm düzleminde güç yoğunluğu dağılımı	52
Şekil 4. 6.	$f = 915$ MHz için $z = -5$ cm düzleminde güç yoğunluğu dağılımı	53
Şekil 4. 7.	$f = 915$ MHz için $z = -7.5$ cm düzleminde güç yoğunluğu dağılımı	54
Şekil 4. 8.	$f = 27.13$ MHz için $z = -2.5$ cm düzleminde güç yoğunluğu dağılımı	55
Şekil 4. 9.	$f = 27.13$ MHz için $z = -5$ cm düzleminde güç yoğunluğu dağılımı	56
Şekil 4. 10.	$f = 27.13$ MHz için $z = -7.5$ cm düzleminde güç yoğunluğu dağılımı	57
Şekil 4. 11.	$f = 13.56$ MHz için $z = -2.5$ cm düzleminde güç yoğunluğu dağılımı	58
Şekil 4. 12.	$f = 13.56$ MHz için $z = -5$ cm düzleminde güç yoğunluğu dağılımı	59
Şekil 4. 13.	$f = 13.56$ MHz için $z = -7.5$ cm düzleminde güç yoğunluğu dağılımı	60
Şekil 4. 14.	Noktasal alan yoğunlaştırmalı bir hipertermi sisteminin blok şeması	61

Şekil 4. 15.	Alan noktası verildiğinde uygun faz açılarını bulan alt-programın akış şeması	65
Şekil 4. 16.	Antenlerin faz açıları (2 mm, 2 mm) noktasına göre ayarlanmış halde 915 MHz için $z = -2.5$ cm düzleminde güç yoğunluğu dağılımı	68
Şekil 4. 17.	Antenlerin faz açıları (0.6 cm, 1 cm) noktasına göre ayarlanmış halde 2450 MHz için $z = -2.5$ cm düzleminde güç yoğunluğu dağılımı	69
Şekil 4. 18.	Antenlerin faz açıları (0.6 cm, 1 cm) noktasına ayarlanmış halde 915 MHz için $z = -5$ cm düzleminde güç yoğunluğu dağılımı	70
Şekil 4. 19.	Antenlerin faz açıları (0.6 cm, 1 cm) noktasına ayarlanmış halde 2450 MHz için $z = -5$ cm düzleminde güç yoğunluğu dağılımı	71
Şekil 4.20.	Antenlerin faz açıları (2 cm, 2 cm) noktasına ayarlanmış halde 915 MHz için $z = -5$ cm düzleminde güç yoğunluğu dağılımı	72
Şekil 4.21.	Antenlerin faz açıları (0.6 cm, 1 cm) noktasına ayarlanmış halde 2450 MHz için $z = -7.5$ cm düzleminde güç yoğunluğu dağılımı	73
Şekil 4.22.	Antenlerin faz açıları (2 cm, 2 cm) noktasına ayarlanmış halde 915 MHz için $z = -7.5$ cm düzleminde güç yoğunluğu dağılımı	74
Şekil 4. 23.	Dizi elemanlarının lineer yer değiştirmesi	75
Şekil 4. 24.	z eksenini boyunca h_j artımı kadar öteleme	75
Şekil 4. 25.	Ötelemesiz ve eş-fazlı besleme halinde 915 MHz için $z = -2.5$ cm düzleminin güç yoğunluğu dağılımı.	81
Şekil 4. 26.	Antenler $+z$ yönünde 16 mm ötelenmiş ve besleme faz açıları (6 mm, 10 mm, -25 mm) noktasında ayarlanmış 915 MHz için güç yoğunluğu dağılımı	82
Şekil 4. 27.	Antenler $+z$ yönünde 20 mm ötelenmiş ve besleme faz açıları (20 mm, 20 mm, -25 mm) noktasında ayarlanmış 915 MHz için güç yoğunluğu dağılımı	83
Şekil 4. 28.	Sadece 1. anten $+z$ yönünde 20 mm ötelenmiş ve antenlerin faz açıları (20 mm, 20 mm, -25 mm) noktasında ayarlanmış halde 915 MHz için güç yoğunluğu dağılımı	84
Şekil 4. 29.	Ötelemesiz ve eş-fazlı besleme halinde 2450 MHz için $z = -2.5$ cm düzleminde güç yoğunluğu dağılımı	85

Şekil 4. 30.	Antenler +z yönünde 20 mm ötelenmiş ve antenlerin faz açıları (6 mm, 10 mm, -25 mm) noktasında ayarlanmış halde 2450 MHz için güç yoğunluğu dağılımı	86
Şekil 4.31.	Ötelemesiz ve eş-fazlı besleme halinde 915 MHz için $z = -7.5$ cm düzleminde güç yoğunluğu dağılımı	87
Şekil 4. 32.	Antenler -z yönünde 16 mm ötelenmiş ve antenlerin faz açıları (20 mm, 20 mm, -75 mm) noktasına ayarlanmış halde 915 MHz için güç yoğunluğu dağılımı	88
Şekil 4. 33.	Ötelemesiz ve eş-fazlı besleme halinde 2450 MHz için $z = -7.5$ cm düzleminde güç yoğunluğu dağılımı	89
Şekil 4. 34.	Antenler -z yönünde 20 mm ötelenmiş ve antenlerin faz açıları (6 mm, 10 mm, -75 mm) noktasına ayarlanmış halde 2450 MHz için güç yoğunluğu dağılımı	90
Şekil 4. 35.	Sedace 1. anten -z yönünde 20 mm ötelenmiş ve antenlerin faz açıları (6 mm, 10 mm, -75 mm) noktasına ayarlanmış halde 2450 MHz için güç yoğunluğu dağılımı	91
Şekil 4. 36.	Sedace 1. anten - z yönünde 20 mm ötelenmiş antenlerin faz açıları (20 mm, 20 mm, -75 mm) noktasına ayarlanmış halde 2450 MHz için güç yoğunluğu dağılımı	92

TABLO LİSTESİ

Sayfa No:

Tablo 1. 1.	432 MHz aplikatörünün parametreleri	14
Tablo 3. 1.	Öz empedans değerleri	42
Tablo 4. 1.	915 MHz İçin $z = -25$ mm düzlemindeki alan noktalarında güç yoğunlukları	66
Tablo 4. 2.	915 MHz İçin $z = -50$ mm düzlemindeki alan noktalarında güç yoğunlukları	66
Tablo 4. 3.	915 MHz İçin $z = -75$ mm düzlemindeki alan noktalarında güç yoğunlukları	66
Tablo 4. 4.	2450 MHz İçin $z = -25$ mm düzlemindeki alan noktalarında güç yoğunlukları	67
Tablo 4. 5.	2450 MHz İçin $z = -50$ mm düzlemindeki alan noktalarında güç yoğunlukları	67
Tablo 4. 6.	2450 MHz için $z = -75$ mm düzlemindeki alan noktalarında güç yoğunlukları	67
Tablo 4. 7.	915 MHz için $z = -2.5$ cm düzleminde hedef noktaların güç yoğunluklarında kaydedilen artışlar	77
Tablo 4. 8.	915 MHz için $z = -7.5$ cm düzleminde hedef noktaların güç yoğunluklarında kaydedilen artışlar	78
Tablo 4. 9.	2450 MHz için $z = -2.5$ cm düzleminde hedef noktaların güç yoğunluklarında kaydedilen artışlar	79
Tablo 4. 10.	2450 MHz için $z = -7.5$ cm düzleminde hedef noktaların güç noktalarında kaydedilen artışlar	80

ÖZET

Kanserli doku hücrelerinin yüksek sıcaklığa (hipertermi) duyarlılığının anlaşılmasından beri tedavi amacıyla vücut sıcaklığının, yerel, bölgesel ya da tamamen; yapay yollarla 42-45 °C arasına çıkarılması için yoğun araştırmalar yapılmaktadır. Doku derinliklerinde bulunan tümörleri ısıtmak için dipol ışınlayıcıların kullanılması uygun olmaktadır. Genellikle diziler halinde etkili olan bu ışınlayıcılarla hasta dokuya doğrudan enerji bırakılması mümkün olabilmektedir.

Bu çalışmada hipertermi amacıyla ışınlayıcı kısmı etkin olarak uzatılmış özel bir dipol ışınlayıcı ele alınarak dört elemanlı bir dizi tasarlanmıştır. Işınlayıcıların yakın alanları Love'nin eşdeğer yüzey akımları yöntemiyle integral ifadeler biçiminde alınarak dört farklı frekans için nümerik çözümler yapılmıştır.

Önce üniform (eş-fazlı) beslenmiş dizi hali ele alınarak dizi içinde ve dışındaki bölgelerde dokuya (kas) bırakılan güç yoğunluğu haritaları çıkarılmıştır. Kontur eğrileri olarak elde edilen bu haritaların simetrik ve açısal olarak 90° ile periyotlu olduğu görülmüştür. Daha sonra seçilen hedef noktalarda daha iyi bir ısıtma yapabilmek için alan (güç) yoğunlaştırma amacıyla bu eğrilerin deforme edilmesi düşünülmüş ve evvelce yapılan bazı çalışmalardaki doğru problem, yani hangi faz açılarının kontur eğrilerini ne tür değiştirdiğinin incelenmesi yerine; ters problem ele alınarak uygun faz açılarının seçilen hedef noktanın koordinatları cinsinden bulunması üzerinde durulmuş ve üç farklı yöntem geliştirilmiştir. Bundan sonra seçilen hedef noktasını ışınlayıcıların orta kesit düzlemine yaklaştıracak yönde ışınlayıcıları kateterler içerisinde kaydırma ile bu noktalardaki SAR değerlerinin arttırılabileceği göz önüne alınmıştır. Son olarak da bu iki yoğunlaştırma yaklaşımı birlikte uygulanmış ve böylece üniform besleme durumuna göre, 915 Mhz için dizi içinde 12.4 dB, dizi dışında da 12.2 dB ve 2450 Mhz için de dizi içinde 21.2 dB, dizi dışında da 10.5 dB kadar artışlar sağlanmıştır.

Sonuç olarak, burada geliştirilen yöntemlerin klinik hipertermi uygulaması esnasında iyi ısınmadığı belirlenen tümör bölgelerinin daha iyi ısıtılması amacıyla etkili olarak kullanılabileceği gösterilmiştir.

Klinik uygulama sırasında bilgisayar hesaplarıyla vakit kaybedilmemesi amacıyla tedaviye başlamadan önce sınırları belirlenen tümör bölgesinin sayısal bir yöntem ile elemanter hücrelere bölünmesi ve her bir hücre için ışınlayıcıların besleme akımları faz açılarının hesaplanıp bilgisayar belleğine yerleştirilmesi burada önerilmiştir.

SUMMARY

Despite the large amount of efforts in recent years, cancer continues to be the number two causes of death. At present, only about 50 percent of the patients who have cancer will survive for more than five years, so there is still a need for better methods of diagnosis and treatment. A therapeutic technique that has received increasing attention in recent years is a procedure in which tumor temperatures are elevated to the range of 43 to 50 °C. This type of therapy is called hyperthermia.

After the advent of cell culture methods in 1950's, experiments performed on tumor bearing animals and human patients have clearly shown that hyperthermia affords preferential killing of malignant cells. Besides this inherent sensitivity of tumor cells to hyperthermia, it has been shown to enhance the cytotoxic effects of many anticancer drugs and to potentiate the cell-killing ability of ionising irradiation.

At present hyperthermia shows greatest promise when combined with radiotherapy. Recent clinical reports show overall response rates up to 90 percent for combined modality against 55 percent with radiotherapy. It appears that hyperthermia inhibits DNA repair at more modest doses of irradiation, thus inhibiting cell division process, than conventional therapy alone.

It should be noted that despite the increasing uses in the clinic, hyperthermia treatment is at an early stage of development. The important target of this development is the production of adequate thermal field distribution in superficial, accessible and deep-seated tumors.

During the last two decades a large number of antennas and applicators have been designed to produce therapeutic heating of tumors of different volumes in a variety of anatomic sites.

Noninvasive techniques devised recently for heating deep-seated tumors include capacitive plates, helical coils and multiapplicator arrays. Invasive methods for inducing hyperthermia have been developed as an alternative when noninvasive systems are inadequate for producing therapeutic temperatures throughout the entire tumor volume without overheating the surrounding healthy tissue.

Interstitial methods presently under investigation are ferromagnetic seeds, low frequency electrodes and coaxial microwave antennas. The first technique uses Eddy currents, which are induced by the magnetic field of a circular coil placed around the body, in intratumorally implanted metal rods. An important advantage of ferromagnetic seeds is that this metal could be combined with an alloy containing iodine-125.

These seeds could then be implanted within a tumor and left in place permanently, allowing the delivery of therapeutic doses of radiation through the natural isotopic decay of iodine-125. Interstitial heating with low frequency electrodes is produced by conductive currents between electrically connected arrays of needles

Interest in interstitial microwave antennas as a means for localised hyperthermia for both superficial and deep-seated tumors arose in the late 1970's and much recent work is devoted to develop different antenna designs and arrays. The microwave power source can operate at a variety of frequencies between 433 and 2450 MHz. The power source is followed by a power divider and a set of power controllers that deliver microwave energy to each antenna. Antennas are normally inserted into catheters implanted in the tumor site by the physician using standard interstitial brachytherapy techniques. Thus, hyperthermia is entirely compatible with the brachytherapy. The temperature throughout the tumor volume is measured by a thermometry system using a set of sensors. Using the information from this thermometry system a feedback control is provided so that the microwave power be deposited to the required location at the needed levels. The key element in an interstitial microwave antenna array hyperthermia is the antenna, which is basically a coaxial cable with an extension of inner conductor at one end.

The 1st Section of this thesis work is devoted to a review of the historical development of hyperthermia and explaining the rationale of hyperthermia as an adjuvant modality to radiotherapy and chemotherapy. The types of applicators and radiators devised for clinical use in connection with a classification of hyperthermia as superficial, regional and whole-body procedures are also given in this section. In the 2nd Section, solutions to Maxwell equations having source terms at the right-hand side are presented. Here, the sources consist of electric current density and magnetic current density, which is introduced to the problem for the sake of convenience. First, the helping vector potentials $\vec{A}$ and $\vec{B}$ are found in terms of electric and magnetic current sources, respectively, using Love's equivalent surface currents. Then the expressions for the electric and magnetic fields are obtained via superposition principle as a sum of two terms including these surface currents.

In Section 3, a cross-switch coaxial radiator is selected for hyperthermia due to its advantage that an extended length of surface contributes to the radiation. The radiator is considered to be inserted in a catheter, inside which a cooling liquid (water) circulates. A total of 10 cm of the coaxial makes radiation: the bare inner conductor of 5 cm and another length of 5 cm, at the connection of which the inner and outer conductors are cross-connected. The feeding part is assumed to be 0.5 m with a current source at the end. The constants of the radiator are $\epsilon_1 = \epsilon_0$; μ_1 ; σ_1 for the conductor, ϵ_2 ; μ_2 ; σ_2 for the cooling liquid, ϵ_c ; μ_c ; $\sigma_c = 0$ for the dielectric of the coaxial, ϵ_3 ; μ_3 ; σ_3 for the catheter, and ϵ_4 ; μ_4 ; σ_4 for the surrounding medium (muscle tissue), inside which the power density deposited by the radiator $W(x,y,z) = \sigma |\vec{E}_4(x,y,z)|^2$ is aimed to be calculated. In the vicinity of the radiators, the near field which is of interest is given in TM modes independent of the azimuthal variable. This field has h_ϕ , e_ρ and e_z components, general expressions of which are given in terms of cylindrical functions, namely Bessel, Hankel and Neumann functions. The axial wave

number k_z appearing in these expressions is found from the characteristic equation which is constructed by applying the boundary conditions for the conductor-liquid, liquid-catheter, and catheter-medium interfaces. Then these field components are expressed in terms of conductor currents, which in turn is obtained as a function of the axial variable z . In the last step Love's equivalent surfaces currents are obtained evaluating the near field expressions on the conductor surfaces, and the field in the surrounding lossy medium is found through the electric and magnetic vector potentials applying the superposition principle.

In the practical solution of the problem an approximation is made by taking the axial wave number as $k_z^2 \cong \omega\mu_4(\omega\epsilon_4 - j\sigma_4) = k_4^2$, thus letting an error of nearly ten per cent, which is acceptable from the standpoint of the main interest of the following investigation.

The power density distribution in the muscle tissue is numerically calculated on computer, the two-fold integrals in the electric field expression being taken over 100×100 steps by Simpson method, for four frequency values, namely 13.56, 27.12, 915 and 2450 MHz. The results are shown in contour curves. The input impedances of the antenna are also calculated in this section.

In the first part of Section 4 a circular array is considered. The axis parallel to the radiators is taken to be z . The x and y coordinates of the radiators are (0,15), (-15,0), (0,-15) and (15,0) mm. For tracing the power deposition patterns within the cubic volume of (6 cm $\times$ 6 cm $\times$ 6 cm) three planes are considered: PLI - the plane which intersects the radiators at their mid points ($z = z_0$); PLII - the plane which intersects the radiators close to their tips ($z = z_a$); PLIII - the plane which intersects the radiators close to their feed points.

For each of the four frequencies, the power density $W = \sigma_4 |\vec{E}(P)|^2$ at a point P is calculated as

$$W = \sigma_4 \{ E_{\rho_{xx}}^2(P) + E_{\rho_{xi}}^2(P) + E_{\rho_{yr}}^2(P) + E_{\rho_{yi}}^2(P) + E_z^2(P) + E_{zi}^2(P) \}$$

$$\text{where, } E_{\rho_{xx}}(P) = \sum_{i=1}^4 E_{\rho_{xx}}^{(i)}(P) \quad ; \quad E_{\rho_{xi}}(P) = \sum_{i=1}^4 E_{\rho_{xi}}^{(i)}(P)$$

$$E_{\rho_{yr}}(P) = \sum_{i=1}^4 E_{\rho_{yr}}^{(i)}(P) \quad ; \quad E_{\rho_{yi}}(P) = \sum_{i=1}^4 E_{\rho_{yi}}^{(i)}(P)$$

$$E_z(P) = \sum_{i=1}^4 E_z^{(i)}(P) \quad ; \quad E_{zi}(P) = \sum_{i=1}^4 E_{zi}^{(i)}(P)$$

and the distributions numerically calculated at nearly a thousand points on each of the three planes are plotted in contour curves. From those curves a slower field variation with decreasing frequencies was observed, the highest values being on the mid-point plane $z = z_0$.

It is well known that the success of a clinical hyperthermia process is critically dependent on the minimally heated points throughout the tumor volume. Therefore it may be required to increase the heat more at some target points while the process is going on. In the second part of Section 4 this problem is investigated. The actual

localisation of these target points can be determined by the readings from the thermometry system during the clinical application. Six target points are chosen for power concentration. Point P_1I lies inside the region enclosed by the array in PLI. P_2I is outside the region enclosed by the array in PLI. P_1II and P_1III are the projections of P_1I in PLII and PLIII, respectively. P_2II and P_2III are the projections of P_2I in PLII and PLIII, respectively.

As a first approximation to the power (correspondingly heat) concentration, changing the phase angles of the feed currents according to the propagation constant in the medium is considered. 915 MHz and 2450 MHz are chosen as operating frequencies.

For $z = z_0$ plane the maximum possible $\sigma_4 |\vec{E}(\rho)|^2$ at a target point is obtained when the phases are chosen equal to the products of the radial distances of the radiators to the target point and the propagation constant. However, in planes $z = z_a$ and $z = z_b$ the optimum phases do not obey the above rule, because different current elements on the radiator contribute to the total field in different scales. Therefore this technique remains applicable in a limited region of the tumor mass.

The second method, which is developed for phase coherence in the whole tumor region utilise the specific radiation property of the cross-switch radiator: the radial component of the electric field can be ignored beside the axial component, with an absolute error of less than 0.01 dB. In this method individual electric fields of the radiator at a target point is first calculated, and then the phase angles of these complex field terms are determined and assigned to the feed current with a sign reversal, which gives an exact compensation for coherence. The condition for this technique to be used with success is that the axial component be much greater than the radial one. In the case that the axial component is greater but such an ignorance is not acceptable, then this approach can still be utilised in order to set a starting point in a phase finding subroutine.

The last technique developed for phase coherence uses a computer code and is the most general one, which can be used with any kind of radiators, regardless of the magnitude of their field components. Here, a 2π phase angle is divided into 40 equal pieces and all possible combinations of feed current phase angles are tested at a given target point, which yields satisfactorily the proper feed current phases for power maximisation at that point. It is shown that for 915 MHz, at target points P_2I , P_2II and P_2III SAR increases up to 5.1 dB, for 2450 MHz, at target point P_1I , P_1II and P_1III SAR increases up to 9.4 dB can be attained.

In the third part of Section 4 another technique is investigated to increase the heat still more: to move the radiators along the z axis in proper directions. A position shift of 2 cm is allowed in both directions with 0.2 cm increments.

For this aim the current expressions for the radiators are modified as

$$i_j(z) \rightarrow i_j(z - h_j) \quad , \quad j = 1, 2, \dots, 10$$

for shifting in the positive direction, and

$$i_y(z) \rightarrow i_j(z+h_j) \quad , \quad j = 1, 2, \dots, 10$$

for shifting in the negative direction.

With this method SAR increases up to 10 dB compared to equal-phase feeding are obtained. Instead of moving all the radiators, moving only the nearest radiator to the target point is also examined and SAR increases at the chosen target points up to 8 dB are found. Finally, the phase coherence program is applied in addition to the axial shifting with the result that the total increase in SAR for 2450 MHz operating frequency amounted to 21.2 dB at the target points inside the array circle and to 10.5 dB at the target points outside the array circle, and for 915 MHz operating frequency amounted to 12.4 dB at the target points inside the array circle and to 12.2 dB at the target points outside the array circle, on the $z=z_a$ and $z=z_b$ planes.

After the evaluation of the numerical results obtained on computer it is concluded that each of the methods developed can be used in clinical hyperthermia with an aim of heat concentration.

It is here recommended that before the clinical application of hyperthermia the tumor area should be divided into elementary cells by a numerical method and the proper feed current phase angles of radiators for each cell calculated by the above presented techniques should be deposited on computer memory with an eye to access to them when needed during the actual procedure without any time delay.

BÖLÜM 1.

GİRİŞ

Bugün için tüm kanserli hastaların yüzde 50 'si beş yıldan fazla hayatta kalabilmektedir. Bu sebeblerle daha iyi teşhis ve tedavi yöntemlerine ihtiyaç duyulmaktadır. Son yıllarda giderek artan biçimde ilgi toplayan bir tedavi tekniği, kanserli doku sıcaklığının 42-45 °C aralığına yükseltilmesidir. Bu tedavi biçimine hipertermi denilmektedir. Hemen belirtmek gerekir ki hipertermi bir yakma ya da cerrahi işlem değildir ve hücrelerin hemen öleceği anlaşılmamalıdır. Burada hücrelerin bölünme yeteneklerini yitirmeleri söz konusudur. Ayrıca, hipertermi ısın tedavisi (radyoterapi) ve ilaç tedavisi (kemoterapi) ile birlikte uygulandığında bunların etkinliğini artırmaktadır [1]. Halen kullanılan hipertermi yöntemlerinin çoğu elektromagnetik veya ultrason enerjiiye dayandığından biyomedikal mühendisi, araştırma ve uygulamalarda önemli bir eleman olmaktadır.

1.1 Hiperterminin Tarihsel Gelişimi

Tarihi kaynaklar eski İsrail, Mısır, Kuzey ve Tropikal Afrika, Amerika, İtalya ve Anadolu'da sıcak su banyolarının yararlarından bahsetmektedir [2]. Birçok yazar ısıyla kanser tedavisinin M.Ö. 3000 yılına kadar geçmişini incelemişlerdir [3]-[5], ancak normal vücut sıcaklığını 5-20 °C yükseltme işlemine ilişkin herhangi bir referans yapılmamış, yapılan referansların çoğu tümör (ur) hücrelerinin yakılarak yok edilmesi konusunda olmuştur. Ünlü Türk Hekimi İbn-i Sina 'nın bu amaçla dağlama uyguladığı bildirilmektedir.

Nisbeten düşük sıcaklıkların kanser üzerinde tedavi edici bir etkisi olabileceği düşüncesinin ilk defa Busch tarafından 1866 yılında yayınlanan bir makalesinde ileri sürüldüğü bilinmektedir [6]. Busch bu yazısında yüzünde histolojik (doku-bilimsel) olarak doğrulanmış bir sarkomu (bağ dokusu kanseri) olan bir hastanın daha sonra erizipel (yılancık) denilen bakteriyel bir deri enfeksiyonuna (iltihaplanma) bağlı olarak geçirdiği yüksek ateş nöbetlerinden sonra iyileştiğini ve tümörün tamamen kaybolduğunu anlatmaktadır. Bu makale normal (sağlıklı) dokunun dayanabileceği sıcaklıkların kanserli dokuyu seçici olarak tahrip edebileceğini gösteren bir olayı ak-

tarması bakımından önemlidir. Yüksek ateşe bağılı olarak tümörlerde gerilemeyi başka yazarların da aktarması kanserli hastalarda yapay yollarla yüksek sıcaklık oluşturma yollarının aranmasını ilgi odağı haline getirmiştir.

Birleşik Devletlerde Dr. William Coley yüksek ateş oluşturmak için bakteriyel toksinler (zehir) üretmeye başladı ve 1893'de yayınladığı makalelerde [7] -[9], klinik denemeler sonunda, ameliyat edilemez kanserli hastalarda beş yıllık hayatta kalma süresinin, ateşin 38.5°C'den daha az veya çok olmasına bağılı olarak yüzde 28'den 64'e kadar değiştiğini anlatmıştır. 1895'de iyonlaştırıcı radyasyonun (ışınlama) bulunuşu ilgiyi yüksek ateşle tedaviden ışın tedavisine yöneltmiştir.

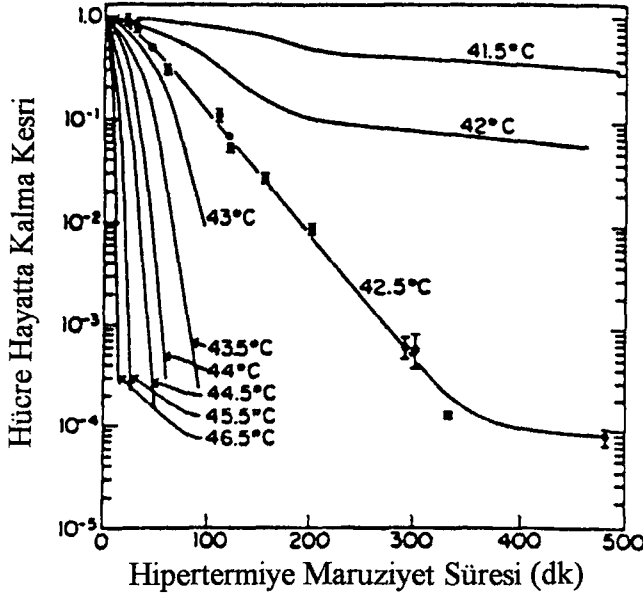
Hipertremide belli bir toksine karşı hastaların cevabının çok farklı olabildiğini önemli bir sakıncaydı, buna karşılık ışın tedavisi tekrarlanabilir olumlu sonuçlar veriyordu.

1920'lerde birçok araştırmacı ısıнын gerek tek başına gerekse ışın tedavisi ile birlikte hayvan tümörleri üzerine etkilerini araştırmaya başlamışlardır [10], ancak bu yıllarda önemli sonuçlar alınamamıştır.

1950'lerde memeli hücrelerini in-vitro (canlının fizyolojik ortamı dışında, örneğin bir tüp içerisinde) çoğaltılmak için hücre kültür yöntemlerinin bulunmasıyla [11] radyasyon, kemoterapi ve ısıнын hücre öldürücü etkilerini kantitatif olarak değerlendirme mümkün olmuştur [12]. Son yirmi yıl içinde, radyobiologlar özellikle hiperterminin normal ve kanserli hücreler üzerine etkilerini in vitro deneylerle dikkatlice incelemişlerdir. Son yıllarda fantom ve hayvan deneyleri yoğunlaşmış, araştırma grupları kurulmuş ve bazı sağlık kuruluşlarında klinik uygulamalar deneme çapında başlatılmıştır [13], [14], [15], [1].

1.2 Hipeterminin Radyobiyolojik Önemi

1970'lerdeki hücre çalışmaları hücre ölümü olarak da tanımlanan hücre bölünmesi durmasının, hücreler 40°C'ın yukarısındaki sıcaklıklara 30 dakikadan fazla maruz bırakıldıklarında meydana geldiğini göstermiştir [16].



Şekil 1.1 Hücre canlı kalma eğrileri. yatay eksen dakika olarak hipertermiye maruziyet süresini, dikey eksen ise hücre hayatta kalma kesrini göstermektedir.

Şekil 1.1'den görüleceği gibi 42.5°C'nin üzerindeki küçük sıcaklık artışları hücre ölüm oranında önemli artışlar meydana getirmiştir, öyle ki 1°C'lik bir artış eşdeğer düzeyde bir hücre ölümü için maruziyet (exposure) süresinin yarıya inmesine karşı düşmektedir. Bu sonuçlar hem klinik uzman hekimi ve hem de biyomedikal mühendisine tümör içerisinde uygun sıcaklık dağılımı oluşturulması gereğini ve bu sıcaklıkların doğrulukla okunmasının önemini işaret etmektedir.

Hipertermiyle hücre ölümü mekanizmasının kesin ayrıntıları bilinmemesine rağmen, yapılan çalışmalar hücre zarı ve hücre metabolizması üzerine etkileri göstermektedir [17], halbuki ışın ve ilaç ile hücre ölümlerinde DNA'nın özellikle hasar gördüğü bilinmektedir. Bunlardan daha önemlisi, hücrelerin hipertermiye cevabını değiştiren ya da bununla ışın tedavisini birleştirmenin yararını ortaya koyan bazı çevresel faktörler belirlenmiştir. Örneğin, hipoksi (oksijen konsantrasyonu azalması) hücrelere radyodirenç (ışınlar karşı direnç) kazandırmakta fakat oksijeni azalmış hücreler iyi oksijenlenmiş hücrelerle aynı düzeyde ısı duyarlılığı göstermektedir. Hücreler DNA sentezi fazında (S-fazı) iken en çok radyodirençli fakat aynı zamanda en çok ısı duyarlı olmaktadır. Hücrelerde düşük pH (asitlik) radyoduyarlılık üzerine önemli bir etki göstermemesine rağmen ısıyla hücre ölümünü belirgin şekilde arttırmaktadır. Hipertermi ile radyasyonun sinerjistik olduğu görülmüştür, yani bu iki yöntem birlikte uygulandığında ayrı ayrı uygulandıkları haldeki etkilerinin toplamından daha büyük etki doğurmaktadırlar. Ayrıca tümör

hücrelerinin normal hücelere göre daha düşük pH düzeylerine sahip olması ve tümörlerde kan akışının normal dokulara göre daha yavaş olması [18] tedavi açısından bir kazanç olacaktır.

Hipertermide çalışan mühendisler için en önemli iki biyolojik olay termotolerans (ısıtolerans) ve kan akışıdır. Termotolerans hayvan ve tümör hücrelerinin yanısıra kültür hücrelerinde de gözlemlenmiş hipertermiye özgü bir olaydır [17]. Bu etki bir ısı tedavi seansının hemen arkasından hücrelerde termorezistansın (ısı direncin) oluşması, yani verilecek ikinci bir ısı dozun çok az bir ek hücre ölümü meydana getirebilmesidir. Termorezistans çabuk ortaya çıkmakta ve hücrelerin başlangıçtaki ısı duyarlılık seviyelerine dönmeleri 72 saat gibi uzun bir süre almaktadır. Bu durum klinik protokolların düzenlenmesinde göz önüne alınmalıdır.

Tümör ve çevre dokularda sağlanan sıcaklık dağılımlarını belirleyen en önemli biyolojik parametre kan akışıdır. Kanın perfüzyon (yayılım) hızı normal dokulardaki 5-10 ml/100 g.dk gibi çok düşük değerlerden (örneğin yağ dokusunda), 400 ml/100 g.dk gibi büyük değerlere (örneğin böbreklerde) kadar değişim göstermektedir.

Ayrıca bu değerler sıcaklık ve zamanla da dalgalanma göstermektedir. İnsan tümörlerinde kan akışına ilişkin deneysel veriler bulunmamasına rağmen bunun homojen olmadığı bilinmektedir.

Bunun sonucu olarak bir aplikatörden (uygulama cihazı) soğurulan güç yoğunluğu (W/kg), yani SAR (özellik soğurma oranı) tümör hacmi boyunca üniform olsa bile sıcaklık dağılımı böyle olmayacaktır. Örneğin, tümörün ortalarında kan akışı yavaştır ve bunun sonucu olarak oksijen alımı ve metabolizma zayıflamıştır. Dolayısıyla dışarıdan verilen enerji iyi lokalize olur ve sıcaklık çevreye göre yukarıya çıkar, halbuki tümör uçları kan akışının, dolayısıyla oksijenlenme ve hücre üremesinin en hızlı olduğu yerlerdir [19], [20]. Bütün bunlardan dolayı ısı tedavi esnasında bırakılan gücün lokal kontrolünün yapılabilmesi gereklidir. Aksi halde, örneğin uçlarında 43-44°C sıcaklıklara ulaşılan bir tümörün ortalarında sıcaklık 48-50°C gibi aşırı değerlere çıkabilir.

1.3 Hipertermi Sistemleri

Hiperterminin kanser tedavisinde yararlı olduğu bilinmesine rağmen bunun nasıl uygulanacağı halen bir sorun olmaktadır. Bununla birlikte, hipertermi

sistemleri uygulanma biçimleri bakımından tüm vücut, bölgesel (rejyonel) ve yerel (lokal) olmak üzere sınıflandırılabilir.

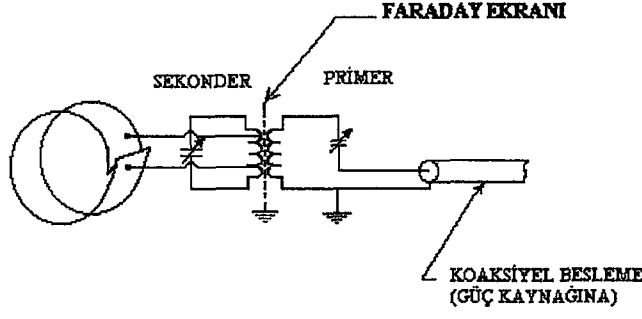
A. Tüm Vücut Hipertermi Sistemleri

Kanser sistemik bir hastalık olduğundan dolayı tüm vücudun hipertermiyle ısıtılması arzu edilebilir. Evvelce uygulanan yüksek ateş tedavileri tüm vücut hipertermisiydi; ancak, toksin kullanılması halinde biyolojik değişmelerin çok farklı olabilmesi, çıkılacak son sıcaklık değerinin kontrolündeki zorluk, sürdürülebilecek güvenli sıcaklık derecesinin sınırı ve mevcut ateşin devam süresi önemli sakıncalar olmaktadır. Bu sebeple bazı araştırmacılar tüm vücut hipertermisinin vücut dışı yollarla sağlanmasına ilgi duymuşlardır. Bu amaçla hastanın sıcak su veya eritilmiş balmumuna daldırılması, hava geçirmeyen bir kapalı kabine konularak ışınlama veya elektromagnetik enerjiyle ısıtılması ve hastaya sıcaklığı kontrol edilen özel bir elbise giydirilmesi gibi teknikler kullanılmıştır. Türkiye'de Dr. Ziya Özel zakkum çiçeğinden hazırlanan ilaçlarla tüm vücut hipertermisi uygulamaktadır. Bu teknik Cerrahpaşa Hastanesinde Dr. Bülent Berkarda tarafından da uygulanmıştır. Bu son teknik ile bazı kanser türleri için tam iyileşmeye kadar olumlu sonuçlar alındığı bildirilmektedir.

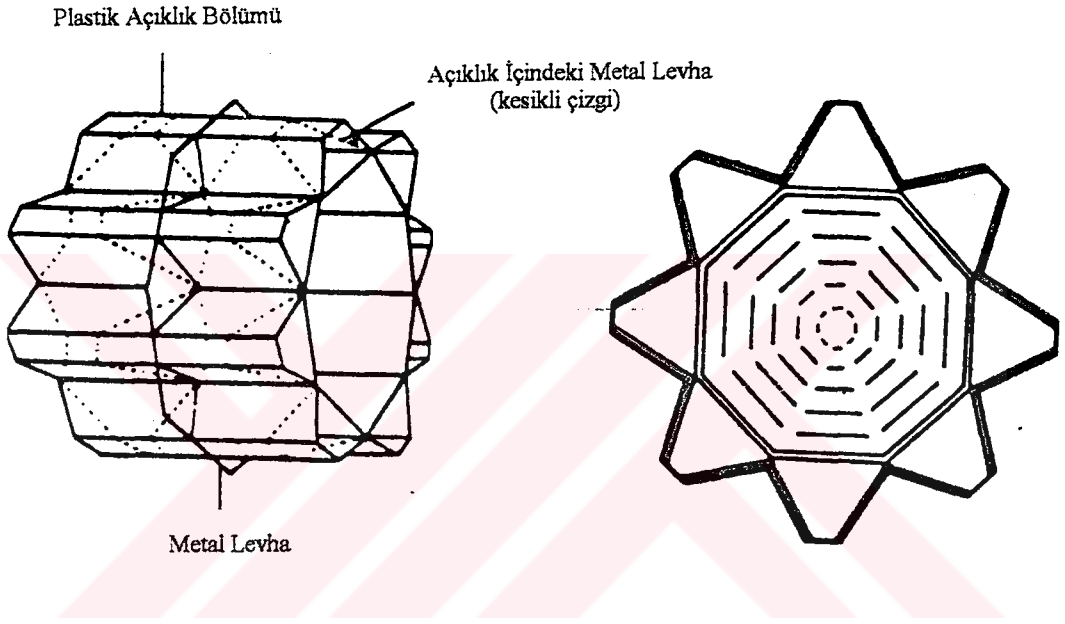
B. Bölgesel Hipertermi Sistemleri

Tümör sınırlarının kesin olarak belirlenememesi ve tümörlerin civarındaki sağlam dokulara bulaşabilmesi tümörü kuşatan bir bölgenin ısıtılmasını makul göstermektedir. Bu amaçla el ve ayaklara kanın vücut dışında ısıtılarak dolaşıma sokulması ile hipertermi uygulanmış ve kötü huylu (habis, malin) melanomlar, yumuşak doku sarkomları ve osteosarkomları için iyileşmiş cevaplar alınmıştır [21], [22].

Bazı gruplar elektromagnetik sistemlerle bölgesel hipertermi oluşturmayı amaçlamışlardır. Halen ticari olarak mevcut sistemler arasında bulunan Magnetrol (Henry Medical Electronics, Los Angeles, CA) ve faz ayarlamalı açıklık dizisinin (BSD Corp., Salt Lake City, UT) şemaları aşağıda verilmiştir.



Şekil 1.2 Bölgesel hipertermi için kullanılan magnetron magnetik halka



Şekil 1.3 Bölgesel hipertermi için kullanılan faz ayarlamalı açıklık dizisi (aperture array), $f = 50-100$ MHz, [6].

Bölgesel hipertermide en önemli problem tasarımcının sadece dokuya ışınlanan enerji üzerinde denetime sahip olabilmesidir. Halbuki, gerçek doku içi sıcaklık dağılımı anatomik yapıların soğurma özellikleri, ısıl iletkenlik ve kan akışının bir fonksiyonu olmaktadır. Dolayısıyla sistem tümörü kapsayan bir hacime enerji gönderiyor olsa bile en sıcak yerler en çok güç bırakan yerler olamayabilmektedir. Benzer şekilde, tümör hacmine bırakılan enerji üniform olsa bile, homojen olmayan kan akışı yüzünden sıcaklık dağılımı üniform olamayabilecektir. Bütün bunlar bölgesel hiperterminin çözüm bekleyen problemleridir.

C. Yüzey Aplikatörleri

Yüzeysel tümörlere ulaşmanın kolaylığı sebebiyle, bu tür tümörlerin ısıtılması için önemli çabalar harcanmış ve bir çok aplikatörler üretilmiştir [23], [26].

Bunlar arasında kapasitif elektrotlar, özel endüktif bobinler, mikrodalga aplikatörler ve ultrason dönüştürücüler bulunmaktadır. Bunların hepsinin kendine özgü üstünlük ve eksiklikleri vardır. Özetle kapasitif elektrotlar basit olmalarına karşılık kas dokusundan çok yağ tabakalarına güç bırakmaktadır. Endüktif bobinler kas dokusunu ısıtmalarına rağmen üniform güç bırakamamaktadırlar. Mikrodalga aplikatörlerde ise yüksek frekanslar için nüfuz (penetrasyon) derinliği bir kaç santimetreyi geçememekte düşük frekanslar için ise dalga boyu aplikatörlerin boyutlarına yaklaştıkça demet dağılmaya başlamaktadır. Ultrason dönüştürücüler dalga boyları çok daha küçük (örneğin 1mm iken) iyi bir penetrasyon ve dolayısıyla kolimasyon (demet bütünlüğü) sağlamaları yönünden elverişlidir. Ancak, yumuşak doku ile gerek hava ve gerekse kemik arasındaki uyumsuzluk sebebiyle enerjinin büyük kısmı bu ara yüzeylerde yansımaktadır, bu sebeple torakstaki (boyun ve göğüs), beyindeki ve kemik üzerindeki tümörlerin tedavisi için ultrason iyi bir yöntem değildir. Yukarıda sayılan sınırlamalara rağmen bu sistemler belli bir başarıyla kliniklerde uygulanmaktadır [27], [28]. Şu andaki klinik çalışmaların çoğu metastatik (sıçramış) veya nüksedici (tekrarlayıcı) tümörlerin lokal kontrolüne yönelmiştir. Örneğin, Arcangeli [28] yüzeysel tümörler için tek başına uygulanan ışın tedavisinin yüzde 42'sine karşılık ışın ve ısı tedavisinin birlikte kullanılması ile yüzde 73'lük bir cevap oranını göstermiştir. Bununla birlikte, hastaların çoğunda kanser tüm vücuda sıçramış olduğundan dolayı hayatta kalma süresinde önemli artışlar görülmemektedir.

Tümör sıcaklıklarının dikkatli klinik ölçümleri doku içinde SAR dağılımının üniform olduğu durumlarda bile bir santimetrelik uzunluk boyunca 5 °C kadar büyük sıcaklık değişimlerini göstermektedir. Bu durum üniform olmayan soğurmayı doğuran kan akış hızı farklarından ileri gelmektedir.

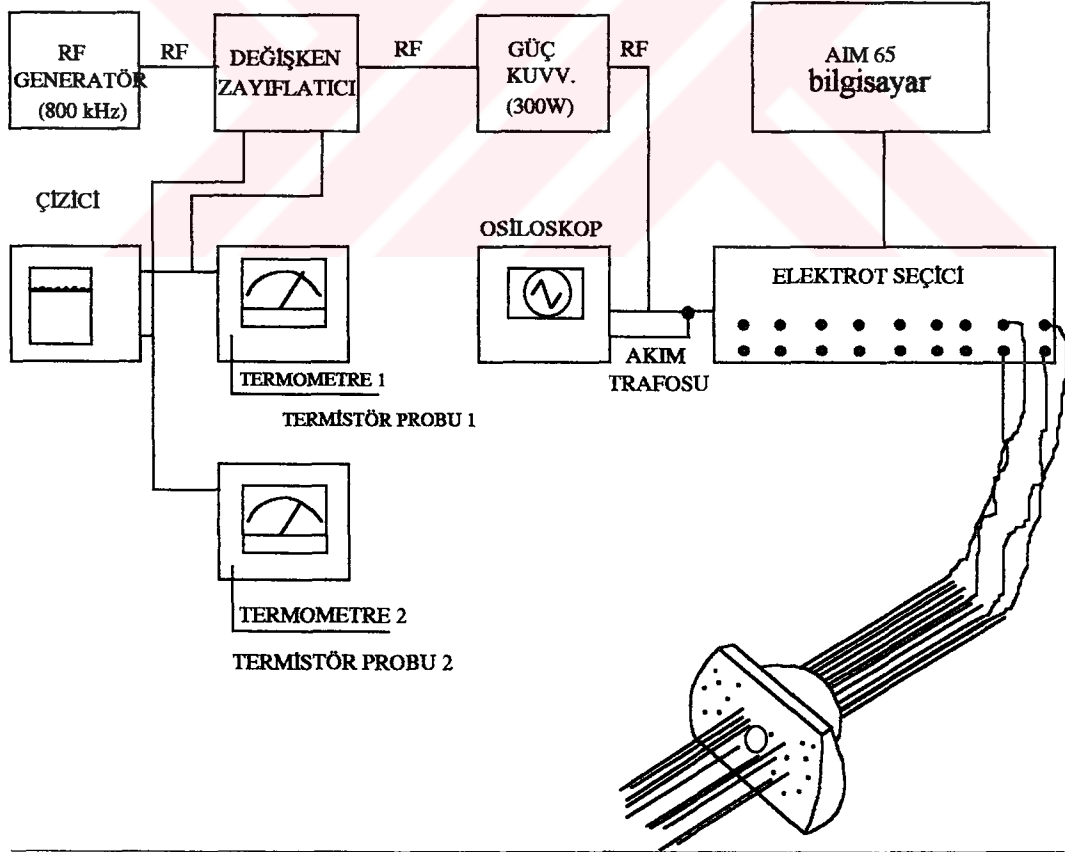
Ayrıca, hastanın ağrı duyması halinde çıkılabilecek maksimum sıcaklıklar da sınırlı kalmaktadır. Bu sebeplerle tümör içerisinde istenen minimum sıcaklıklar olan 42-43 °C değerlere çıkmamış yerler kalmaktadır. Dolayısıyla, mevcut hipertermi denemelerinin etkinliğini değerlendirirken cevap oranlarının cihaz performansının kötülüğünden mi kaynaklandığı, yoksa bazı tümörlerin yapısal olarak hipertermiye dirençli mi olduğu anlaşılamamaktadır.

D. Doku-içi Hipertermi Sistemleri

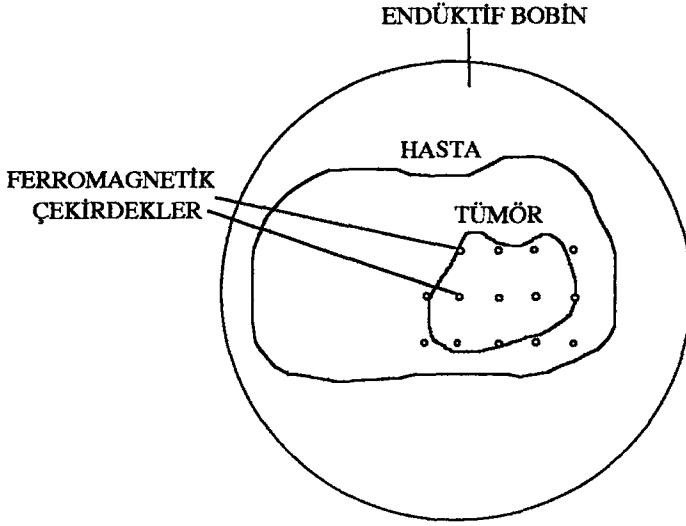
Vücut içinde herhangi bir yerde bulunan bir tümöre bilinen bir miktarda enerjiyi bırakmak ve oluşan sıcaklık dağılımını ölçmek bugün için müdahaleci (invasif) olmayan sistemlerle mümkün olmamaktadır. Bu sebeple, vücut derinliklerinde bulunan tümörlere kontrollu olarak hipertermi uygulayabilmek için invazif sistemler, özellikle doku-içi (interstisyel) sistemler araştırılmaktadır.

Bir doku-içi hipertermi sistemi tümör bölgesine, ameliyat esnasında veya ultra-son ya da radyoaktif kontrol altında yerleştirilen kateterler (küçük tüpler) vasıtasıyla enerji bırakan bir sistemdir. Halen üç tür doku-içi sistem araştırılmaktadır: RF iğne elektrotlar, ferromagnetik çekirdekler ve küçük doğrusal koaksiyel mikrodalga antenleri.

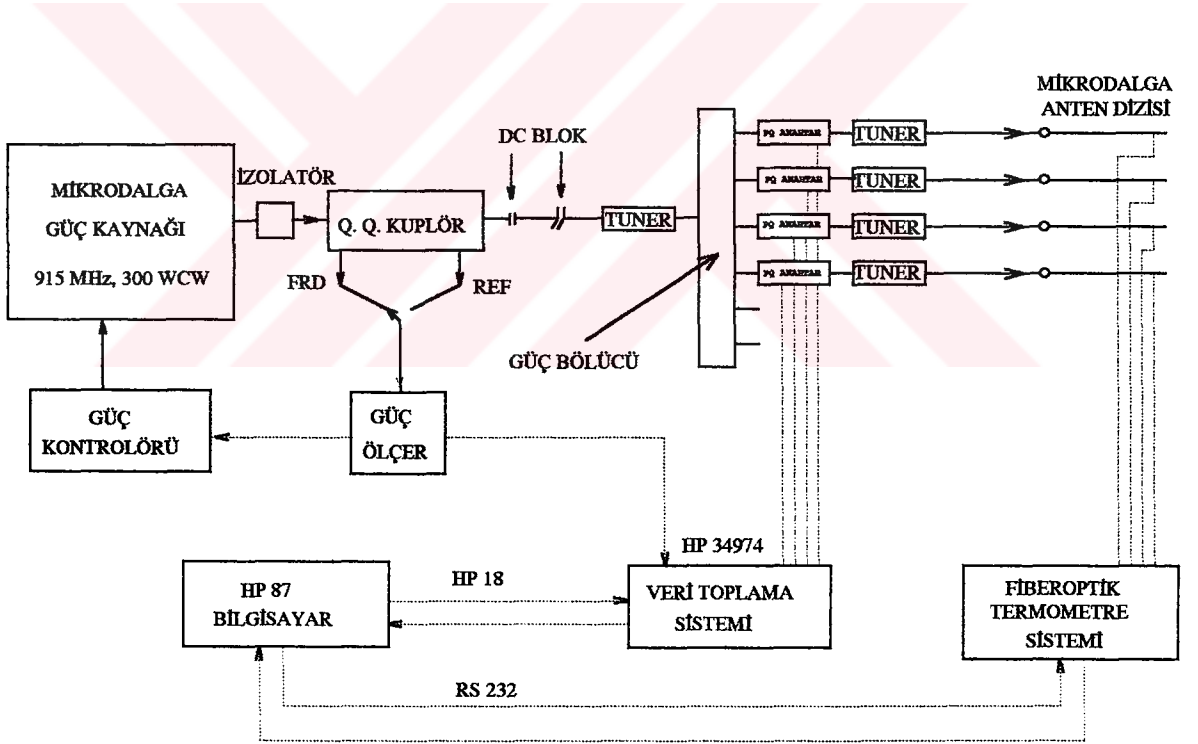
Aşağıdaki şekillerde bu sistemlerin şemaları verilmiştir.



Şekil 1.4 Astrahan grubunun radyo frekansı iğne elektrotlar hipertermi sistemi



Şekil 1.5 Doku derinliklerinde bulunan tümörlerin ısıtılması için ferromagnetik çekirdekler sistemi [26]



Şekil 1.6 Dartmouth'da geliştirilen mikrodalga anten dizisi sistemi [26]

İğne elektrotlar yöntemi ilk defa Manning grubu tarafından Tucson'da 1982 yılında gerçekleştirilmiştir [1]. Bu yöntemde iki paralel çelik iğneler düzlemi tümör sınırları yakınına yerleştirilir ve bir RF gerilim (0.5-1 MHz'de) uygulanarak akım

akıtılır. Bu akımlar dokunun direnci dolayısıyla bir ısınma meydana getirir. Astrahan [29], Manning [30] ve Cosset [31] grupları bu sistemle ümit verici sonuçlar elde etmişlerdir.

Bir doku-içi yöntem olarak ferromagnetik çekirdeklerin kullanılmasını Stauffer [32]-[33] önermiştir. Bu yöntemde ferromagnetik çekirdekler (çubuklar) tümör içine ameliyat sırasında yerleştirilir (implante edilir). Hasta daha sonra büyük bir kon-santrik bobin içerisine konur. Isıtma girdap akımları ile sağlanır. Frekansın yeterince düşük olması durumunda (<2 MHz) tümör hacmine etrafına göre daha fazla güç bırakıldığı gösterilmiştir. Sıcaklık ölçümleri invazif olduğu takdirde bu yöntemin diğerlerine önemli bir üstünlüğü bulunmamaktadır. Bununla birlikte, halen bazı araştırmacılar manyetik geçirgenliği sıcaklıkla ters yönde değişen çekirdeklerin tasarımına çalışmaktadırlar. Bu gerçekleştirilirse otomatik sıcaklık regülasyonu sağlanmış olacaktır [33], [34]. Bu yöntemin iyi bir yanı çekirdeklerin yerleştirilmesinden sonra kesilen yerlerin kapatılarak bunların uzun süreler boyunca enfeksiyon riski olmaksızın yerinde kalmasının sağlanabilmesidir.

Üçüncü doku-içi yöntem bu çalışmanın da asıl konusu olan lineer koaksiyel mikrodalga antenlerin kullanılmasıdır.

Bu yöntem ilk defa 1978'de Taylor tarafından önerilmiş [10] ve bugüne kadar birçok araştırma grupları tarafından üzerinde çalışılmıştır. Bu yöntemin iğne elektrotlara üstünlüğü bir tek antenin enerji ıslayabilmesi ve bu kaynağın daha uzak doku bölgelerine yerleştirilmesidir. Ancak, yayılan enerjinin büyük kısmı anten civarında kaldığından anten dizileri kullanılmaktadır.

1979 Şubat ayında 600-1000 MHz'de çalışan ilk koaksiyel senkron anten dizisi Medical Corporation tarafından deneysel olarak kuğuların tedavisinde kullanıldı [36] ve daha sonra patenti alındı. Senkron anten dizisiyle ilk klinik tedavi 1980 Ocak ayında Loma Linda School of Medicine'de gerçekleştirildi. Bu uygulamada tedaviye olumlu cevap alındıysa da klinisyenler bu yöntemle müdahaleciliği sebebiyle çok olumlu bakmadılar. Ancak, son yıllarda doku-içi iyonize radyasyon tedavisinin önem kazanmasıyla aplikatör dizileri ön plana çıktı, zira antenlerin vücuta yerleştirilmesi radyoaktif çekirdekler için hazırlanmış kateteler ile mümkün olabiliyordu. Mikrodalga doku-içi anten dizilerinin kullanımı Birleşik Devletler Gıda ve İlaç Dairesi tarafından başarılı bir dizi klinik araştırmadan sonra onaylanmıştır [25].

Bir antenin vücutta bıraktığı güç $P = \sigma \times |\vec{E}|^2$ (W/m³) ile verilir. Burada σ (S/m) dokunun iletkenliğidir. Bununla ilişkili olarak sıkça kullanılan bir büyüklük $SAR = P/\rho$ (W/kg) dır. SAR (Specific Absorbition Rate) özgül soğurma oranı anlamındadır. Görüldüğü gibi gücün hesabı için antenin yakın alanı bilinmek zorundadır.

King, Trembly ve Strohbehn kayıplı ortamda (beyin dokusu) ışıyan ortasından beslenmiş ve yalıtılmış dipolün alanını ve giriş empedansını 915 MHz için hesaplamışlardır [8].

Iskander çok-kesitli yalıtılmış mikrodalga antenlerin iletkenliği olan ortamda yayın karakteristiklerini deneysel ve analitik yollarla elde etmiş, ayrıca tasarım parametrelerinin ışımaya etkilerini inceleyerek 1.5-2 aralığında bir yalıtım tabakası iç iletken çap oranının üniform yalıtım durumunda en uygun olduğunu ve çok-kesitli tasarım için ise yalıtım tabakasının anten ucunda en ince olması halinde en iyi performansı alındığını bildirmiştir [37].

Trembly anten besleme fazlarını değiştirmenin faz uyum noktasını ve dolayısıyla maksimum SAR'ı merkezden etrafa kaydıracağını göstermiştir [38].

Iskander ve Furse 300, 600, 915 MHz frekanslar için dördü dairesel bir dizinin alan dağılımını inceleyerek iyi ısınmayan uç bölgelerin ısıtılması için faz kaydırmayı denemişler ve dört antenden her birinin ardışıl biçimde 90 derece faz farkıyla beslenmesi durumunda enerjinin tümör merkezinden 1cm etrafa çekildiğini göstermişlerdir [37].

Dartmouth grubu (Trembly, Strohbehn ve arkadaşları) 2 cm kenarlı bir karenin köşelerine yerleştirilen 6-7 cm uzunluklu 4 dipol antenin alanını analitik ve deneysel olarak incelemişler ve komşu iki antenin 90 derece ileri fazda beslenmesinin ve bu işleme ardışıl biçimde devam edilmesinin SAR zaman ortalamasını oldukça düzelttiğini bulmuşlardır.

Zhang ve arkadaşları altılı bir diziyi inceleyerek yukarıdakine benzer bir faz modülasyonu ile kenar ısıtması elde etmişlerdir [39].

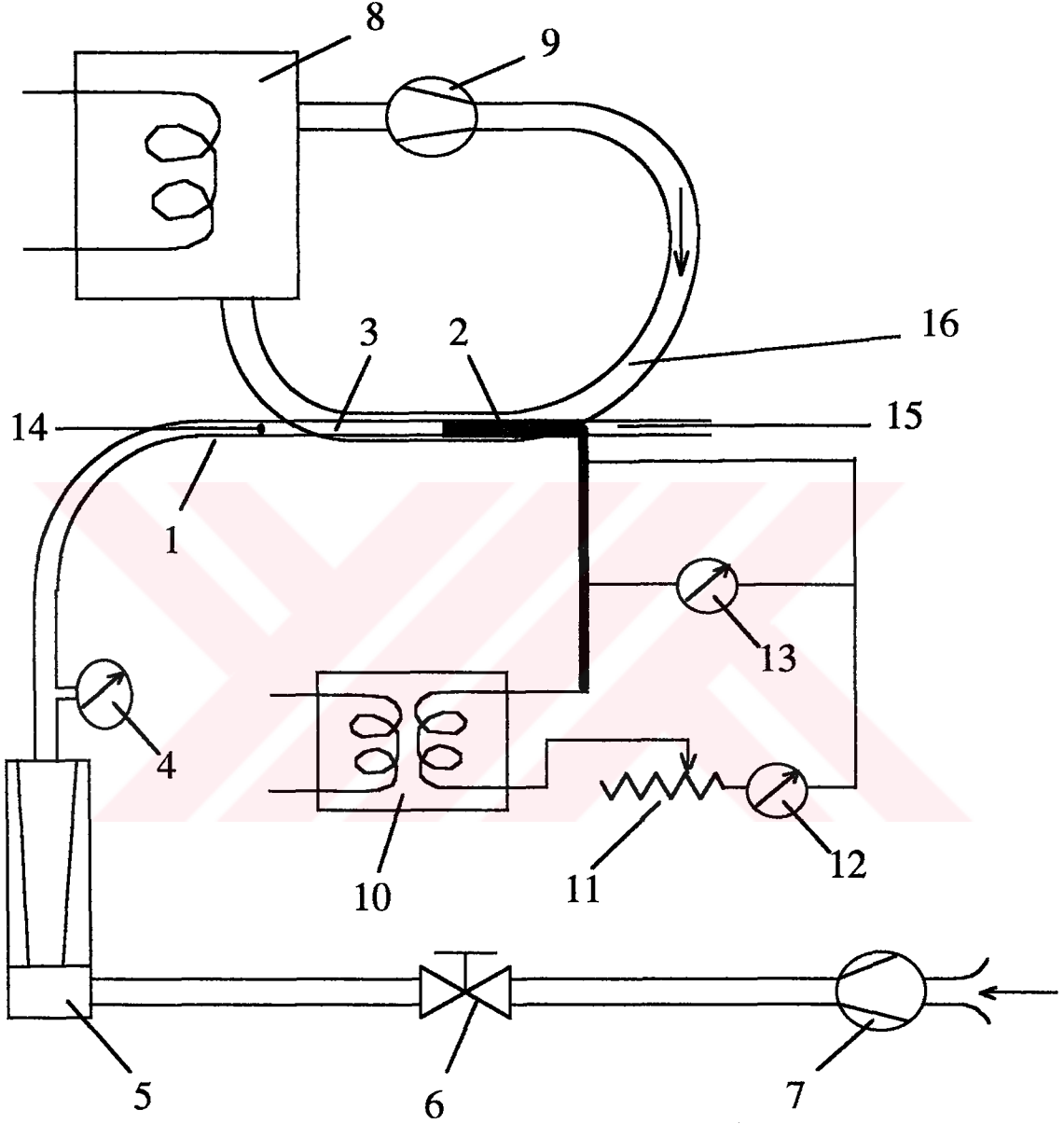
Yukarıda yapılan bütün değişiklikler ileri problemidir. Bu tezde ise ters problem ele alınmış ve çözülmüştür.

Akkaya, herhangi bir ortamda bulunan herhangi bir malzemeden yapılmış dairesel silindirik dipolün analizini kesin bir yöntemle yapmış ve anten empedansının ifadesini elde etmiştir [40], [41]. Akkaya çarpaz-dipol antenin analizini çeşitli frekanslar için hesaplamış [42], ayrıca 6 ışınlayıcıdan oluşan dairesel bir diziyle iki farklı frekans için hipertermi çalışması yaparak düşük frekansların üniform SAR eğrileri sağlamak bakımından daha uygun olduğunu bildirmiştir [43].

Yukarıda anlatılan bütün dizilerde ısıtılması istenen tümör bölgesinin büyük bir kısmında üniform ısınma sağlansa da antenler civarında fizyolojik seviyeleri çok aşabilecek sıcaklık gradyanları bulunmaktadır. Bunu önlemek için antenlerin bir şekilde soğutulması düşünülebilir.

Eppen ve Trembly kateterin 0.1 W/cm mertebelerinde soğutulmasının radyal enerji dağılımını oldukça düzeltereğini teorik olarak hesaplamışlar ve bunun kateter içerisinden 10 L/dak. lık bir hızla hava geçirilmesiyle sağlanabileceğini deneysel olarak göstermişlerdir [44]..

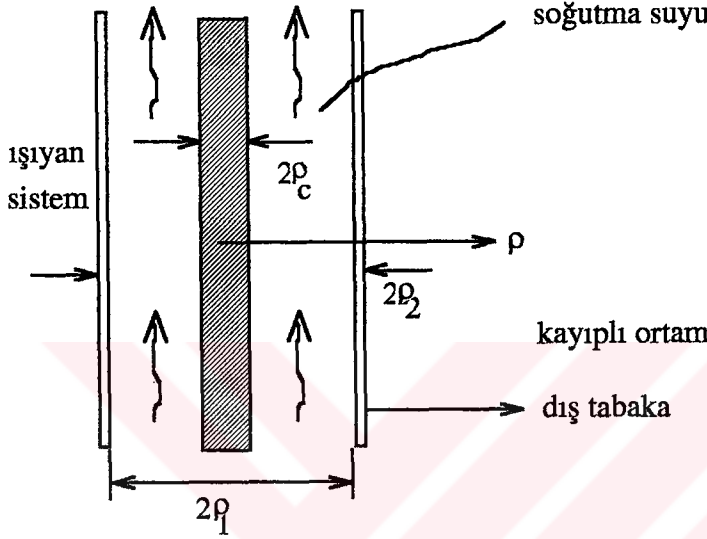
Aşağıda bu deney düzeninin şeması verilmiştir.



Şekil 1.7 Momentum ve ısı transfer ölçümleri için deney düzeni:

1- kateter. 2-anten beslemesi. 3-anten. 4-basınç ölçer. 5-akış ölçer. 6-valf. 7-hava pompası. 8-su banyosu. 9-su pompası. 10-transformatör. 11-değişken direnç. 12- ampermetre. 13-voltmetre. 14-hava giriş termokuplu. 15-hava çıkış termokuplu. 16-su termokuplu [44].

Gentili, Gori ve Leoncini su ile soğutulan yalıtılmış bir dipolün elektromagnetik ve termal modelini oluşturarak yalıtım tabakasının uygun tasarımı ve soğutma suyu akışının kontrolü ile aplikatör yüzey sıcaklığının fizyolojik limitler arasında tutulabileceğini göstermiştir [45]. Aşağıda bu çalışmadaki termal model özetlenmiştir: Silindirik koordinatları (ρ , ϕ , z) kullanarak,



Şekil 1.8 Işıma sisteminin termal modeli

Tablo 1.1 432 MHz 'de çalışan aplikatörün parametreleri

	Yarıçap (mm)	Malzeme	Elektriksel özellik
Işıyan eleman	$a = 1.8$	İdeal iletken	$\sigma = \infty$
Yalıtkan	$\rho_c = 2.2$	Plastik (teflon)	$\epsilon' = 2.1, \sigma = 0$
Soğutma sıvısı	$\rho_1 = 5.15$ 5.55 5.75	Damıtılmış su	$\epsilon' = 80.0$
Dış tabaka	$\rho_2 = 6.0$	Plastik	-

Burada sıcaklık dağılımını bulmak için Pennes [46] tarafından önerilen ve hem metabolik proses ve hem de kan akışı ile ortaya çıkan etkileri göz önüne alan biyoısı denkleminin nümerik çözümü elde edilecektir. Eksenel simetri durumunda, silindirik koordinatları kullanarak biyoısı denklemini şu biçimi alır:

$$\frac{\partial^2 T}{\partial \rho^2} + \frac{1}{\rho} \times \frac{\partial T}{\partial \rho} + \frac{\partial^2 T}{\partial z^2} + \frac{1}{k_t} \times G(r,z) + \frac{1}{k_t} \times W_m - C(T - T_b) = \frac{1}{\alpha} \frac{\partial T}{\partial t} \quad (1.1)$$

$$\text{burada, } \alpha = \frac{k_t}{P_t C_t} \quad \text{ve} \quad C = \frac{C_b \times P_b \times M_b \times P_b}{k_t}$$

T: dokunun sıcaklığı (°C)

k_t : dokunun termal iletkenliği (W/m°C)

P_t : doku yoğunluğu (kg/m³)

C_t : dokunun özgül ısısı (Ws/kg°C)

P_b : kanın yoğunluğu (kg/m³)

C_b : kanın özgül ısısı (Ws/kg°C)

m_b : birim kütle başına kan akış hızı

$G(r,z)$: birim doku hacmi başına soğurulan elektromagnetik güç (W/m³)

W_m : birim doku hacmi başına metabolik proses ile ortaya çıkan güç (W/m³)

T_b : bölgeye giren kanın sıcaklığı (vücut sıcaklığı) dır.

Sınır şartları da aşağıdaki gibi olur:

$$\begin{aligned} k_t \times \frac{\partial T}{\partial t} + U \times T &= U \times T_{c1} & \rho &= \rho_2 & t &> 0 \\ T &= T_b & \rho &= n \cdot \rho_2 & t &\geq 0 \\ T &= T_b & & & t &= 0 \end{aligned} \quad (1.2)$$

burada, T_{c1} : soğutma sıvısının sıcaklığı

n: 10

U: toplam ısı transfer katsayısı (W/m²°C) dır.

Bu soğutma sisteminin etkinliğini toplam ısı transfer katsayısı U belirlemektedir. Bunun sayısal değeri uygun biçimde kestirilmelidir, zira sıcaklık dağılımı soğutma sıvısı ile doku arasındaki ısı transferine çok duyarlıdır. U'nun ifadesi

$$U = \frac{1}{\left(\frac{\rho_2}{h^* \times \rho_1}\right) + \frac{\rho_2}{k_{is}} \ln\left(\frac{\rho_2}{\rho_1}\right)} \quad (1.3)$$

dir, burada h^* suyun konveksiyon katsayısı, k_{is} dış tabakanın ısı iletkenliğidir.
Konveksiyon katsayısı

$$h^* = k \text{ Nu} / \text{Deq} \quad (1.4)$$

ile verilir, ve

$$\text{Deq} = 2 (\rho_1 - \rho_c) \quad (1.5)$$

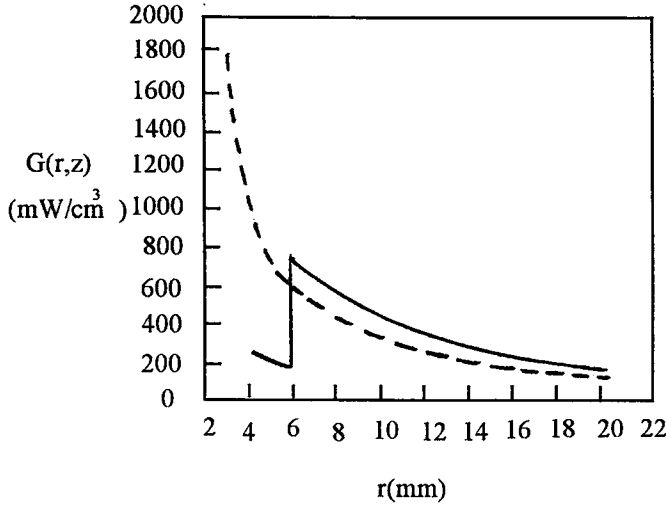
olup, k suyun termal iletkenliğini göstermektedir.

Nusselt sayısı Nu , kateter boşluğunda laminar akış varsayımıyla $\rho_c / \rho_1 = 0.4$ ve doku ile kateter dış yüzeyi arasında sabit ısı transferi için 4.98 olarak bulunmuştur. Bu durumda toplam ısı transfer katsayısı U akış hızından bağımsız olmaktadır.

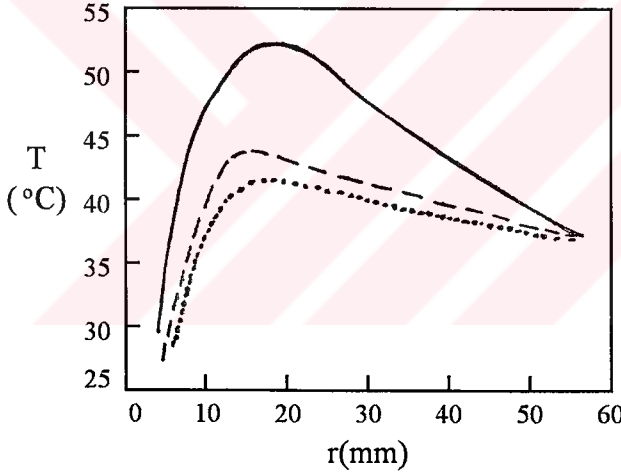
Dış tabakanın termal iletkenliğini $k_{is} = 0.15 \text{ W/m}^\circ\text{C}$ aldığımızda, U 'nun değeri başlıca bunun kalınlığına ve daha az ölçüde de suyun termal iletkenliğinin sıcaklıkla değişimine bağlı olmaktadır.

Suyun girişten çıkışa sıcaklık artışı laminar akış şartlarında bir derecenin küçük bir kesri olarak bulunmuştur.

U ve $G(\rho z)$ bilindiğinde biyotısı denklemi yön değiştirme kapalı yöntemi [47] kullanılarak çözülmüştür. Burada kullanılan aralıklar r ve z eksenleri boyunca 2 mm lik artışlara sahip olup $r = 58 \text{ mm}$ ve $z = 52 \text{ mm}$ ye kadar uzanmaktadır. Aşağıda bu çalışmanın sonucunda elde edilen bırakılan güç ve ısı dağılımı eğrileri verilmiştir.



Şekil 1.9 $z = 0$ düzleminde bırakılan gücün r ile değişimi; düz çizgi: sıvı ile soğutulmuş aplikatör (doku ile arayüzey $r = 6$ mm 'de); kesikli çizgi: soğutulmamış aplikatör (doku ile arayüzey $r = 2.2$ mm 'de)



Şekil 1. 10 $z = 0$ düzleminde kanın üç farklı kütle akış hızı için sıcaklık dağılımı, $T = 10$ °C, $d = r_2 - r_1 = 0.45$ mm; düz çizgi: $m_b = 0.45 \times 10^{-6}$ m³/kgs (pasif kas); kesikli çizgi: $m_b = 4.5 \times 10^{-6}$ m³/kgs (aktif kas); noktalı çizgi: $m_b = 9 \times 10^{-6}$ m³/kgs (beyin)

Iskander; biyofiziksel denklemi aşağıdaki şekilde ele almış ve sonlu farklar zaman domeni (FDTD) yöntemiyle çözmüştür [48].

$$\frac{dT}{dt} = \frac{G_{em} + W_m - W_b + k\nabla^2 T}{\rho_t c_t} \quad (1.6)$$

Burada T sıcaklık ($^{\circ}\text{C}$), t zaman (saniye), c_t özgül ısı ($\text{J/kg}^{\circ}\text{C}$), k termal iletkenlik ($\text{W/m}^{\circ}\text{C}$) ve P_t ise yoğunluk (kg/m^3) tur. G_{em} elektromagnetik güç yoğunluğunu, W_m metabolik ısınma hızını W_b de kan akışıyla kaybedilen gücü göstermektedir (birimleri W/kg). Ayrıca,

$$W_b = k_b (T - T_b) \quad (1.7)$$

dir, T bölge sıcaklığını, T_b kanın sıcaklığını, k_b ise bir sabiti göstermektedir. Metabolik ısınma ise,

$$W_m = W_o (1,1)^{\Delta T} \quad (1.8)$$

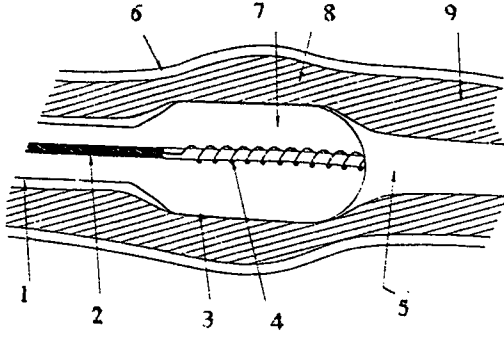
ile tanımlanır, burada W_o metabolik ısınma hızının başlangıç değerini ΔT ise başlangıç sıcaklık değerinden farkı göstermektedir.

Biyofizik denkleminin çözümü tümör bölgesindeki ısı dağılımının teorik hesabı bakımından önem taşımaktadır, halbuki gerçek ısı değerleri ancak klinik tedavi işlemi esnasında ölçümlerle elde edilebilecektir. Bu amaçla kullanılan ısı sensörleri kateter içine yerleştirilebileceğinden ölçüm yapılabilecek nokta sayısı çok sınırlı kalmaktadır. Bu kısıtlama gelecekte geliştirilebilecek daha iyi ve kapsamlı ölçme yöntemleriyle giderilebilecektir. Halen fantom çalışmalarda kullanılan termografik yöntemler (kızılötesi görüntüleme veya sıvı kristal film tekniği) ilerisi için ısı verici görünmektedir [49], [50].

Hipertermi uygulamaları kanser tedavisi ile sınırlı değildir. Halen Birleşik Devletlerde beş merkezde prostat büyümesinin mikrodalga hipertermi ile tedavisi yapılmaktadır [51], [52].

Kalpde aritmiye neden olan endokardiyel doku bölgelerinin yok edilmesi için mikrodalga hipertermi uygulanması önerilmiş, fantom ve hayvanlar üzerinde yapılan çalışmalardan olumlu sonuçlar alınmıştır [53].

Diğer yandan, arteriyosklerozun (damar sertliği) balon anjiyoplastik tedavisinde kalıcı etkiyi sağlamak için kateter içerisinde kalbin arterlerine iletilerek ısıtma sağlayacak helis antenler tasarlanmıştır [52].



- | | |
|---------------------|-----------------------|
| 1: Kateter | 5: Kan |
| 2: Koaksiyel Kablo | 6: Damar Cıdاری |
| 3: Şişirilmiş Balon | 7: Şişirme Sıvısı |
| 4: Helis Anten | 8: Sıkıştırılmış Plak |
| | 9: Normal Plak |

Şekil 1.11 Balonlu kateter içerisinde helis anten [52]

Burada balon, plak (yağ tabakası) ile tıkanan damarları açacak şekilde şişirilir ve bu sırada plak içerisine mikrodalga enerjisi bırakılarak yağlı tabakanın sıkışarak fıkse olması sağlanır. Farklı iki ortamın sınırında elektrik alanının süreklilik koşulları,

$$\vec{n} \cdot [(j\omega\epsilon_2 + \sigma_2)\vec{E}_2 - (j\omega\epsilon_1 + \sigma_1)\vec{E}_1] = 0 \quad (1.49)$$

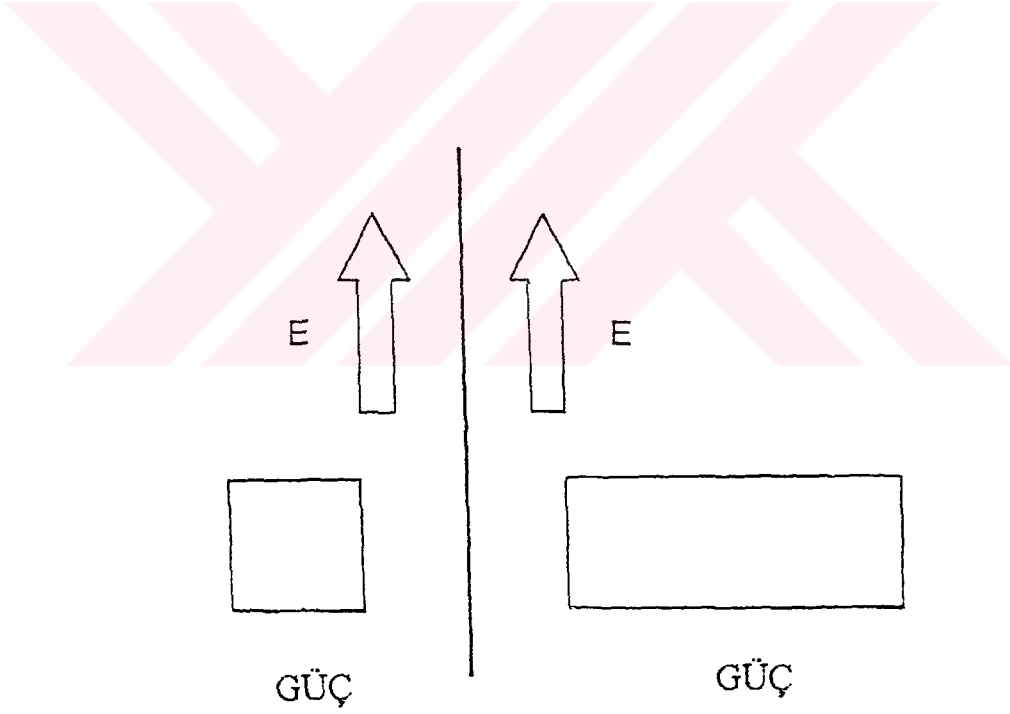
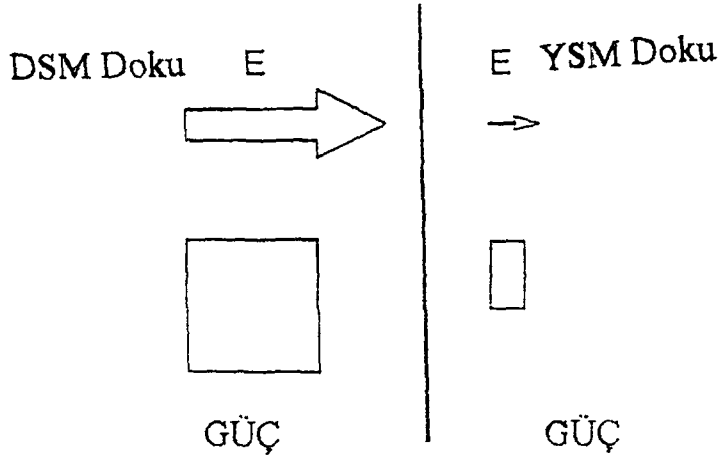
$$\vec{n} \times (\vec{E}_2 - \vec{E}_1) = 0 \quad (1.50)$$

gözönüne alınırsa ve dokuya bırakılan gücün

$$P = \sigma \times |\vec{E}|^2 \quad (\text{W/m}^3) \quad (1.51)$$

ile verileceği hatırlanırsa radyal polarizasyonlu helis antenle düşük su muhtevalı (DSM) yağ tabakasının yüksek su muhtevalı (YSM) sağlam dokuya göre seçici olarak ısıtılabilceği görülmür.

(1.49) denkleminde 2 indisli ortam kan, 1 indisli ortam yağ dokusu olarak göz önüne alınıp elektrik alanlarının normal bileşenlerinin çarpanları karşılaştırılırsa, sanal kısımları ihmal ederek, kanın iletkenliğinin yağa göre yaklaşık 20 defa büyük olduğu dolayısıyla normal bileşenin kan dokusu içinde 20 defa küçük olacağı anlaşılır. Sonuç olarak normal bileşen yağ dokusuna aynı oranda daha fazla güç bırakacaktır. Öte yandan teğetsel bileşen sınırın her iki yanında aynı değere sahiptir. Dolayısıyla bu bileşen kan dokusuna fazla güç bırakır. Şekil 1.12'de bu durum şematik olarak özetlenmiştir. Radyal modda çalışan bir helis antenle bu güç bırakma mekanizmasından damara hasar vermeden yağ tabakasını ısıtacak şekilde yararlanılabilir.



Şekil 1.12 Düşük ve yüksek muhtevalı dokularda elektrik alanı ve güç oranları

BÖLÜM 2

EŞDEĞER AKIMLAR YÖNTEMİYLE ALAN HESABI

2.1 Radyasyon İntegralleri ve Yardımcı Potansiyel Fonksiyonları

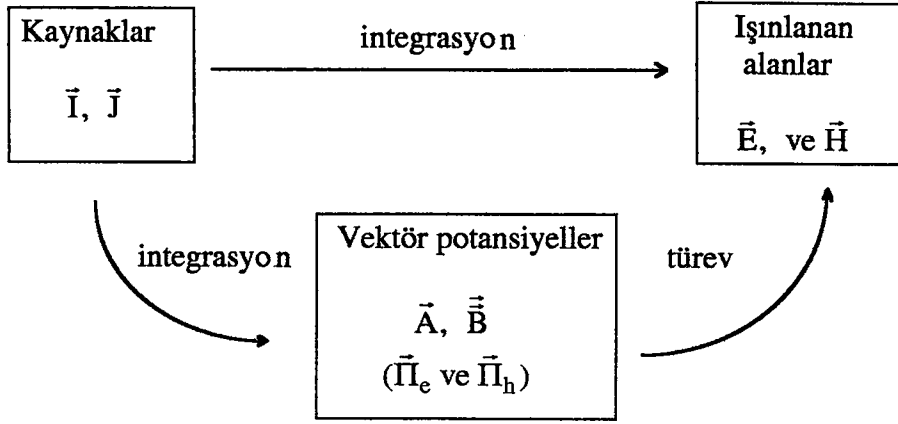
Maxwell denklemleri elektrik alanı $\vec{E}$ ile magnetik alan $\vec{H}$ arasındaki bağıntıları belirleyen iki denklemdir. Bunlar genel olarak,

$$\text{rot}\vec{E} + \frac{\partial}{\partial t}(\mu\vec{H}) = -\vec{J} \quad (2.1a)$$

$$\text{rot}\vec{H} - \frac{\partial}{\partial t}(\epsilon\vec{E}) - \sigma\vec{E} = \vec{I} \quad (2.1b)$$

biçimindedir. Burada $\vec{I}$ nin birimi A/m^2 , $\vec{J}$ nin birimi V/m^2 dir ve sırasıyla elektrik ve magnetik akım yoğunluklarını gösterirler. $\vec{J}$ fiziksel bir büyüklük olmamakla birlikte anten problemlerinin çözümünde faydalı olduğu için bu denklemlere dahil edilmektedir. ϵ 'nin birimi F/m , μ 'nün birimi ise H/m dir ve bunlar da sırasıyla ortamın elektriksel ve magnetik geçirgenliklerini göstermektedir.

Radyasyon problemlerinin çözümünde alışılmış yol önce kaynakları belirlemek, daha sonra da bu kaynaklar tarafından ışınlanan alanları aramaktır. Radyasyon analizine vektör potansiyeller olarak bilinen ve problem çözümünde kolaylık sağlayan yardımcı fonksiyonların dahil edilmesi yaygın bir uygulamadır. En çok kullanılan vektör potansiyel fonksiyonları $\vec{A}$ (magnetik vektör potansiyel) ve $\vec{B}$ (elektrik vektör potansiyel) dir. Diğer bir potansiyel ikilisi $\vec{\Pi}_e$ ve $\vec{\Pi}_h$ Hertz potansiyelleridir. Elektrik ve magnetik alan şiddetleri ($\vec{E}$ ve $\vec{H}$) fiziksel olarak ölçülebilecek büyüklükler olmalarına rağmen vektör potansiyeller sadece matematiksel araç olmaktadır. Bunların dahiliyeti bazı ilâve fonksiyonların belirlenmesini gerektirmesine rağmen problemlerin çözümünü kolaylaştırmaktadır.



Şekil 2.1 Elektrik ve mağnetik kaynaklar tarafından ışınlanan alanların hesabı için farklı iki yolun blok diyagramı

Tek adımlı yol $\vec{E}$ ve $\vec{H}$ alanlarını integral bağıntılarla doğrudan $\vec{I}$ ve $\vec{J}$ kaynaklarına bağlanmasına karşılık, söz konusu integrandlar daha karmaşıktır. İki adımlı yol hem integral ve hem de türev gerektirmesine rağmen buradaki integrandlar çok daha basittir.

Öte yandan (2.1) denkelmlerinin çözümünde ϵ ve μ nün alanlardan bağımsız olması durumunda, süperpozisyon teoremi uygulanabilir. Böylece,

$$\text{rot} \vec{H}_I = \frac{\partial}{\partial t} (\epsilon \vec{E}_I) + \vec{I} + \sigma \vec{E}_I \quad (2.2a)$$

$$\text{rot} \vec{E}_I = \frac{\partial}{\partial t} (\mu \vec{H}_I) \quad (2.2b)$$

ve

$$\text{rot} \vec{H}_J = \frac{\partial}{\partial t} (\epsilon \vec{E}_J) + \sigma \vec{E}_J \quad (2.3a)$$

$$\text{rot} \vec{E}_J = \frac{\partial}{\partial t} (\mu \vec{H}_J) - \vec{J} \quad (2.3b)$$

denklem çiftleri göz önüne alınarak çözümleri bulunur. Sonra da toplam alanlar,

$$\vec{E}_{\text{top}} = \vec{E}_I + \vec{E}_J \text{ ve } \vec{H}_{\text{top}} = \vec{H}_I + \vec{H}_J \text{ olarak elde edilir.}$$

(2.1) denklemlerinin vektör potansiyellerle çözümünde önce $\vec{A}$ ve $\vec{B}$ potansiyelleri,

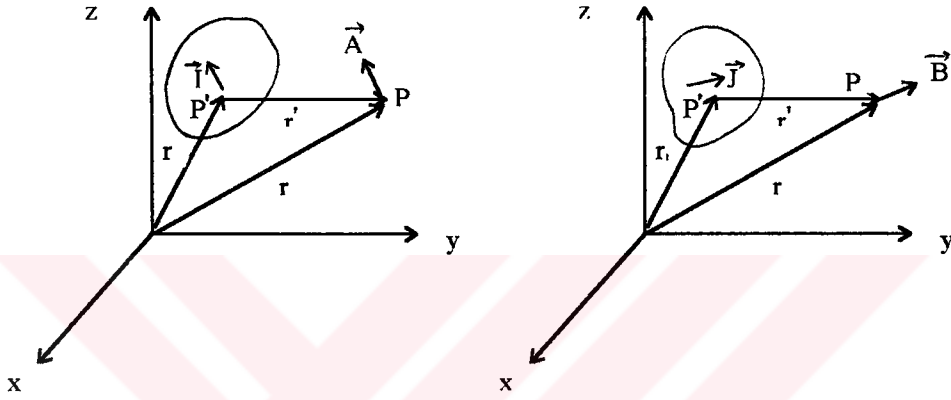
$$\vec{A}(x, y, z, \omega) = \frac{1}{4\pi} \iiint_{x'y'z'} \frac{\vec{I}(x', y', z') e^{-jk_2 r}}{r'} dx' dy' dz' \quad (2.4a)$$

ve

$$\vec{B}(x, y, z, \omega) = \frac{1}{4\pi} \iiint_{x'y'z'} \frac{\vec{J}(x', y', z') e^{-jk_2 r}}{r'} dx' dy' dz' \quad (2.4b)$$

$$k^2 = \omega\mu \cdot (\omega\epsilon - j\sigma) \quad (2.4c)$$

biçiminde elde edilir.



Şekil 2.2 Kaynakların sıfırdan farklı olduğu bölge ve bir P gözlem noktasındaki potansiyeller

Daha sonra da bu potansiyellerle alan bileşenleri arasındaki,

$$\vec{H}_I = \text{rot} \vec{A} \quad (2.5a)$$

$$(j\omega\epsilon + \sigma) \vec{E}_I = \text{rot} \vec{H}_I \quad (I = 0 \text{ olan bölgede}) \quad (2.5b)$$

$$\vec{E}_J = -\text{rot} \vec{B} \quad (2.6a)$$

$$j\omega \vec{H}_J = -\frac{1}{\mu} \text{rot} \vec{E}_J \quad (J = 0 \text{ olan bölgede}) \quad (2.6b)$$

bağıntılarından çözüme gidilir.

Şimdi V nin içindeki ve S nin üzerindeki $\vec{E}$ ve $\vec{H}$ alanlarının bilindiğini varsayalım. Burada amaç dış uzaydaki alanları S nin üzerindeki alanlar cinsinden ifade etmektir. S üzerindeki bir P_s noktasında dışarı doğru yönelmiş bir normal vektör $\vec{U}_n(P_s)$ olsun. P_s noktasındaki alanlar da $\vec{E}(P_s)$ ve $\vec{H}(P_s)$ olsun. Bu durumda eşdeğer yüzeysel kaynak akımları tanımlanır. Bunlar elektriksel akım yoğunluğu $\vec{I}(P_s)$ ve magnetik akım yoğunluğu $\vec{J}(P_s)$ olarak gösterilsin. $\vec{I}(P_s)$ nin boyutu A/m dir ve

$$\vec{I}(P_s) = \vec{U}_n(P_s) \times \vec{H}(P_s) \quad (2.7a)$$

ile belirlidir. $\vec{J}(P_s)$ nin boyutu ise V/m dir ve

$$\vec{J}(P_s) = -\vec{U}_n(P_s) \times \vec{E}(P_s) \quad (2.7b)$$

ile belirlidir. Buna göre $\vec{A}$ ve $\vec{B}$ vektör potansiyellerinin ifadeleri

$$\vec{A} = \frac{1}{4\pi} \iint_S \frac{\vec{I}_{et}(x', y', z') e^{-jk r'}}{r'} ds' \quad (2.8a)$$

$$\vec{B} = \frac{1}{4\pi} \iint_S \frac{\vec{J}_{et}(x', y', z') e^{-jk r'}}{r'} ds' \quad (2.8b)$$

olur, burada k dalga sayısını göstermektedir ve sinüsoidal değişim varsayılmıştır [54]

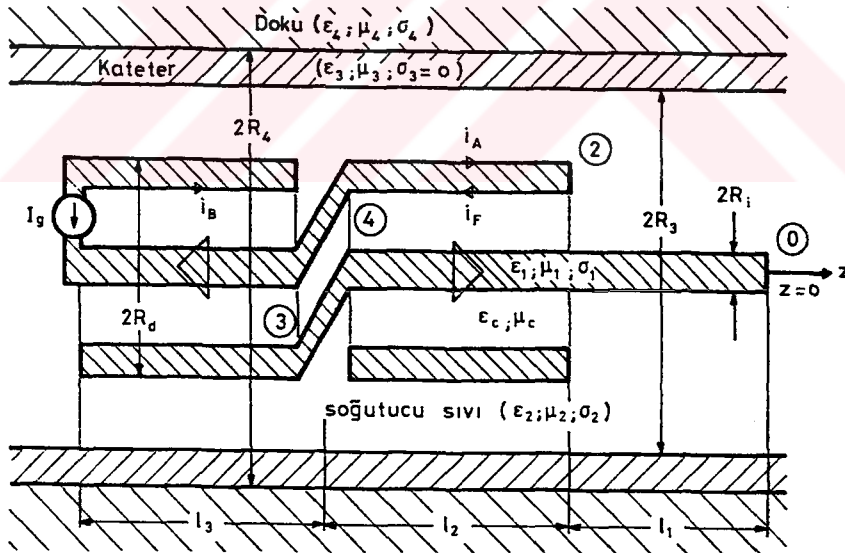
BÖLÜM 3.

ÇAPRAZ-DİPOL ANTENİN ANALİZİ

Özel bir yapısı olan çapraz-dipol antenin kayıplı bir ortam içinde bulunması halindeki bir analizi Akkaya tarafından yapılmıştır [55]. Yapılan çalışmada bu anten tipi kullanıldığı için bu bölüm çapraz-dipol antenin alan ve empedans ifadelerinin çıkarılmasına ayrılmıştır.

3.1 Kateter İçerisinden Soğutma Suyu Dolaştırılması Durumunda Çapraz-Dipol Antenin İncelenmesi

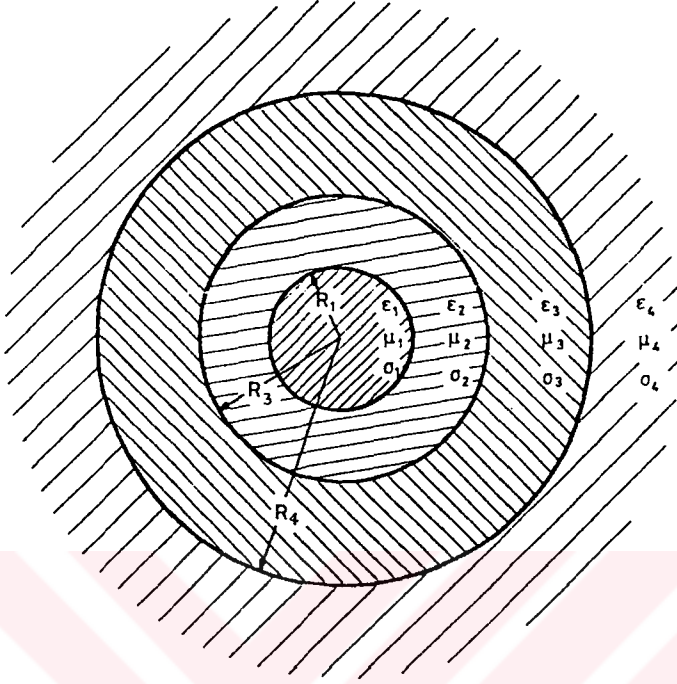
Şekil 3.1 'de bir çaprazlanmış koaksiyal ışınlayıcının ve içinde bulunduğu ortamın kesiti görülmektedir. Burada,



Şekil 3.1 Doku içindeki kateterin içerisinde çaprazlanmış koaksiyal ışınlayıcı

$\epsilon_4; \mu_4; \sigma_4$ ile belirlenen ortam dokudur. Kateterin iç yarıçapı R_3 ; dış yarıçapı R_4 tür. Kateter malzemesinin sabitleri $\epsilon_3; \mu_3; \sigma_3$ tür. Kateterin içinde soğutucu sıvı dolaşmaktadır. Bu sıvının sabitleri $\epsilon_2; \mu_2; \sigma_2$ dir. Koaksiyal kablonun iç yarıçapı R_i ; dış yarıçapı R_d dir, iletkenin sabitleri $\epsilon_1 = \epsilon_0; \mu_1; \sigma_1$ dir; dielektriğin sabitleri ise $\epsilon_c; \mu_c; \sigma_c = 0$ dir. I_g , koaksiyal besleyen akım kaynağıdır. Koaksiyalın eksen z eksenidir.

Şekil 3.2 de, antene dik bir $z = z_0$ düzleminde sistemin kesiti görülmektedir. $z < -l_1$, için $R_1 = R_d$ dir. $-l_1 < z < 0$ için $R_1 = R_i$ dir.



Şekil 3.2 Antene dik kesit

Önce, Şekil 3.1 'deki tek antenin ışıma alanını bulmak için, şekilde görülen i_A, i_B, i_D, i_F akımları, I_g kaynağının ve z değişkeninin fonksiyonu olarak bulunacaktır. Sonra, Şekil 3.2 'de görülen yapıda, çevresel açıdan bağımsız olan elektromagnetik alan bileşenleri ifade edilecektir. Üçüncü adım olarak, Şekil 3.3 'teki sistemde, antenlerin akımlarının fazları ve antenlerin kodları da göz önüne alınarak, doku içindeki bileşke alan ve buradaki bir $P(x; y; z)$ noktasındaki $W(x; y; z) = \sigma |\vec{E}(x; y; z)|^2$ ifade edilecektir. Sonra, seçilen $P_1(x_1; y_1; z_0)$ veya $P_2(x_2; y_2; z_0)$ noktasında W 'yi maksimum yapmak için antenlerin akım fazlarının ve kodlarının nasıl seçileceği, hesaplama tespit edilecektir.

A. Antenin yakın alanının akım cinsinden bulunması

Silindirik antenin ϕ den bağımsız yakın alanı TM modları ile verilir. Silindirik koordinatlar ρ, ϕ ve z ise, bu alan h_ϕ, e_z ve e_ρ bileşenlerine sahiptir.[92] Bunların genel ifadeleri

$$h_\phi = H_0 Z_1(k, \rho) e^{-jk_z z} \quad (3.1)$$

$$e_z = -H_0 \frac{k_t}{j\omega\epsilon + \sigma} Z_0(k_t, \rho) e^{-jk_z z} \quad (3.2)$$

$$e_\rho = H_0 \frac{jk_z}{j\omega\epsilon + \sigma} Z_1(k_t, \rho) e^{-jk_z z} \quad (3.3)$$

dir. Burada, Z_0 ve Z_1 sıfırncı ve birinci mertebeden bir silindirik fonksiyondur.

$$k_z^2 + k_t^2 = \omega\mu(\omega\epsilon - j\sigma) = k^2 = (\beta - j\alpha)^2 \quad (3.4)$$

ile belirtilen k_z aksenal ilerleme sabitini, k_t ise yarıçapsal ilerleme sabitini gösterir.

$$h_{\varphi 1} = a_1 J_1(k_{t1} \rho) e^{-jk_z z} \quad (3.5)$$

$$e_{z1} = -a_1 \frac{k_{t1}}{j\omega\epsilon_1 + \sigma_1} J_0(k_{t1} \rho) e^{-jk_z z} \quad (3.6)$$

$$h_{\varphi 2} = [a_2 J_1(k_{t2} \rho) + c_2 N_1(k_{t2} \rho)] e^{-jk_z z} \quad (3.7)$$

$$e_{z2} = \frac{-k_{t2}}{j\omega\epsilon_2 + \sigma_2} [a_2 J_0(k_{t2} \rho) + c_2 N_0(k_{t2} \rho)] e^{-jk_z z} \quad (3.8)$$

$$h_{\varphi 3} = [a_3 J_1(k_{t3} \rho) + c_3 N_1(k_{t3} \rho)] e^{-jk_z z} \quad (3.9)$$

$$e_{z3} = \frac{-k_{t3}}{j\omega\epsilon_3 + \sigma_3} [a_3 J_0(k_{t3} \rho) + c_3 N_0(k_{t3} \rho)] e^{-jk_z z} \quad (3.10)$$

$$h_{\varphi 4} = a_4 H_1^{(2)}(k_{t4} \rho) e^{-jk_z z} \quad (3.11)$$

$$e_{z4} = \frac{-k_{t4}}{j\omega\epsilon_4 + \sigma_4} a_4 H_0^{(2)}(k_{t4} \rho) e^{-jk_z z} \quad (3.12)$$

dir. Burada J Bessel fonksiyonunu, N , Neumann fonksiyonunu, $H^{(2)}$ de ikinci tip Hankel fonksiyonunu göstermektedir. $\rho = R_1$; $\rho = R_3$ ve $\rho = R_4$ için sınır şartları uygulanarak k_z yi veren karakteristik denklem elde edilir.

$$a_1 A - a_2 B - c_2 D = 0 \quad (3.13)$$

$$a_1 E - a_2 F - c_2 G = 0 \quad (3.14)$$

$$a_2 H + c_2 I - a_3 J - c_3 K = 0 \quad (3.15)$$

$$a_2 L + c_2 M - a_3 N - c_3 P = 0 \quad (3.16)$$

$$a_3 R + c_3 S - a_4 T = 0 \quad (3.17)$$

$$a_3 V + c_3 Y - a_4 Z = 0 \quad (3.18)$$

$$\begin{aligned}
A &= J_1(k_{11} R_1); B = J_1(k_{12} R_1); D = N_1(k_{12} R_1); \\
E &= J_0(k_{11} R_1) k_{11} / (j\omega\epsilon_1 + \sigma_1); \\
F &= J_0(k_{12} R_1) k_{12} / (j\omega\epsilon_2 + \sigma_2); \\
G &= N_0(k_{12} R_1) k_{12} / (j\omega\epsilon_2 + \sigma_2); H = J_1(k_{12} R_3); \\
I &= N_1(k_{12} R_3); J = J_1(k_{13} R_3); K = N_1(k_{13} R_3); \\
L &= J_0(k_{12} R_3) k_{12} / (j\omega\epsilon_2 + \sigma_2); \\
M &= N_0(k_{12} R_3) k_{12} / (j\omega\epsilon_2 + \sigma_2); \\
N &= J_0(k_{13} R_3) k_{13} / (j\omega\epsilon_3 + \sigma_3); \\
P &= N_0(k_{13} R_3) k_{13} / (j\omega\epsilon_3 + \sigma_3); R = J_1(k_{13} R_4); \\
S &= N_1(k_{13} R_4); T = H_1^{(2)}(k_{14} R_4); \\
V &= J_0(k_{13} R_4) k_{13} / (j\omega\epsilon_3 + \sigma_3); \\
Y &= N_0(k_{13} R_4) k_{13} / (j\omega\epsilon_3 + \sigma_3); \\
Z &= H_0^{(2)}(k_{14} R_4) k_{14} / (j\omega\epsilon_4 + \sigma_4)
\end{aligned}$$

tür. (3.13) - (3.18) 'nın çözümü için gereken koşul karakteristik denklemi verir. Bu denklemden, $R_1 = R_i$ için $k_z = k_{zi}$ ve $R_1 = R_d$ için $k_z = k_{zd}$ olarak bulunur.

$R_i=0.18$ mm, $R_d=0.9$ mm, $R_3=1.8$ mm, $R_4=2$ mm olmak üzere, 915 MHz 'de 1 ortamı (Alüminyum-Çinko alaşımı) için $\epsilon_{1r} = \mu_{1r}=1$, $\sigma_1=10^6$ S/m; 2 ortamı (damıtık su) için $\mu_{2r} = 1$, $\epsilon_{2r} = 79.2$, $\sigma_2=0.069$ S/m; 3 ortamı (teflon) için $\mu_{3r} = 1$, $\epsilon_{3r} = 2.04$, $\sigma_3 = 0$ ve 4 ortamı (kas) için $\mu_{4r} = 1$, $\epsilon_{4r}=52$, $\sigma_4=1.3$ S/m alınarak $k_{zi}=29.7+j127$ (1/m) ve $k_{zd}=31.2+j132.7$ (1/m) bulunmuştur. Bu frekansta ışınlıyıcı kas dokusuna gömülü olarak ele alındığında $k_z=33+j142.6$ (1/m) dir. 2450 MHz 'de ise $\epsilon_{1r}=\mu_{1r}=1$, $\sigma_1=10^6$ S/m; $\mu_{2r}=1$, $\epsilon_{2r} = 76.8$, $\sigma_2=0.1$ S/m; $\mu_{3r} = 1$, $\epsilon_{3r} = 1.92$, $\sigma_3 = 0$ ve $\epsilon_{4r} = 48$, $\mu_{4r}=1$, $\sigma_4=2.15$ S/m alınarak $k_{zi}=50.85+j324$ (1/m) ve $k_{zd}=53.3+j338$ (1/m) bulunmuştur. Bu frekansta $k_z=56.5+j360$ (1/m) dir. Her iki frekans için k_z ile k_{zi} ve k_{zd} arasındaki fark yaklaşık yüzde on olduğundan enerji yoğunlaştırma yöntemlerinin incelenmesi sırasında daha hızlı sonuç olmak için

Bölüm 3.2 'den itibaren vaklasık çözümler kullanılmıştır

Anten üzerinde giden ve yansımış dalgalar olacağından (3.5) - (3.12) denklemleri,

$$h_{\phi 1} = J_1(k_{11} \rho) [a_1 e^{-jk_z z} + a'_1 e^{+jk_z z}] \quad (3.19)$$

$$e_{z1} = -J_0(k_{11} \rho) \frac{k_{11}}{j\omega\epsilon_1 + \sigma_1} [a_1 e^{-jk_z z} + a'_1 e^{+jk_z z}] \quad (3.20)$$

şeklinde tadil edilmelidir. (3.13) - (3.18) denklemlerinin çözümlerinden bulunacak katsayılar (3.19), (3.20) denklemlerinin çözümleri içinde geçerli olup, $a_1/a_2/a_3/a_4/c_2/c_3 = a'_1/a'_2/a'_3/a'_4/c'_2/c'_3$ dür. Koaksiyalın dış iletkeninin akımı

$$i(z) = A_1 e^{-jk_z z} + A_2 e^{+jk_z z} \quad (3.21)$$

yapısındadır. İletkenin cidarında, çok iyi bir yaklaşıklıkla,

$$h_{\varphi}(R_1) = J_1(k_{11}R_1) \left[a_1 e^{-jk_z z} + a'_1 e^{+jk_z z} \right] = \frac{i(z)}{2\pi R_1} \quad (3.22)$$

olacağından, (3.21) ve (3.22) den

$$a_1 = A_1 / (2\pi AR_1) \quad (3.23)$$

$$a'_1 = A_2 / (2\pi AR_1) \quad (3.24)$$

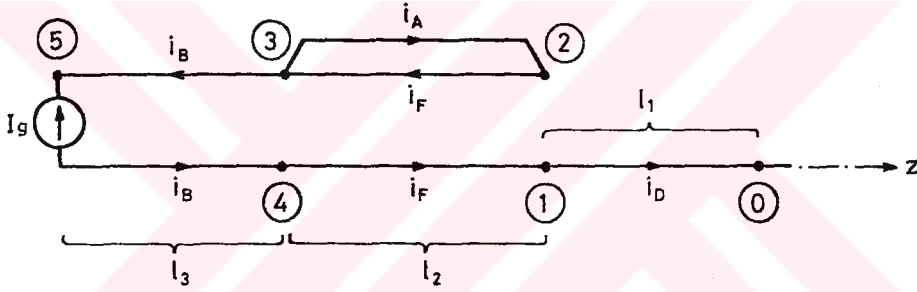
$$A = J_1(k_{11}R_1) \quad (3.25)$$

olur ve bütün a_1 , a'_1 ve c_1 , c'_1 alan katsayıları iletken akımı cinsinden bulunur.

B. Anten akımının, eksenel koordinatın fonksiyonu olarak bulunması

Şekil 3.3 'te, Şekil 3.1 'deki antenin devre ve hat eşdeğeri görülmektedir. Bu devreye göre

$$i_F = F_1 e^{-jk_z z} + F_2 e^{+jk_z z} \quad (3.26)$$



Şekil 3.3 Şekil 3.1 'deki antenin devre ve hat eşdeğeri

$$i_B = B_1 e^{-jk_c z} + B_2 e^{+jk_c z} \quad (3.27)$$

$$k_c = \omega(\epsilon_c \mu_c)^{1/2} \quad (3.28)$$

O noktasında iletkenlik akımının sürekliliğinden

$$i_D = D e^{-jk_z z} - D e^{+jk_z z} \quad (3.29)$$

$$i_A = A_1 e^{-jk_z z} + A_2 e^{+jk_z z} \quad (3.30)$$

dir. Şekil 3.3 'teki 1, 2, 3, 4 ve 5 düğüm noktalarındaki akımın sürekliliğinden başka $z = -l_1$ ve $z = -l_1 - l_2$ düzlemlerinde de

$$E_{\rho} / H_{\varphi} = - \frac{d i(z) / dz}{i(z)} \frac{1}{(j\omega\epsilon + \sigma)} \quad (3.31)$$

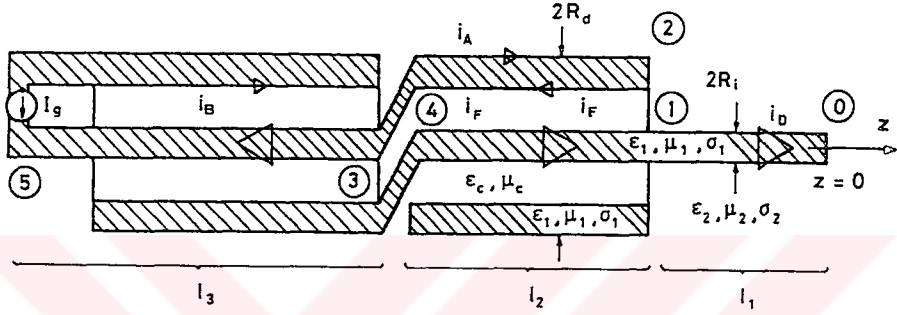
empedansının sürekliliği uygulanırsa

$$r_1^2 = R^2 + \rho^2 - R \rho \cos \varphi' + (z - z')^2 \quad (3.37)$$

$$k_4^2 = \omega \mu_4 (\omega \varepsilon_4 - j \sigma_4) = (\beta_4 - j \alpha_4)^2 \quad (3.38)$$

3.2 Çapraz-Dipol Antenin Alanının Yaklaşık Hesabı

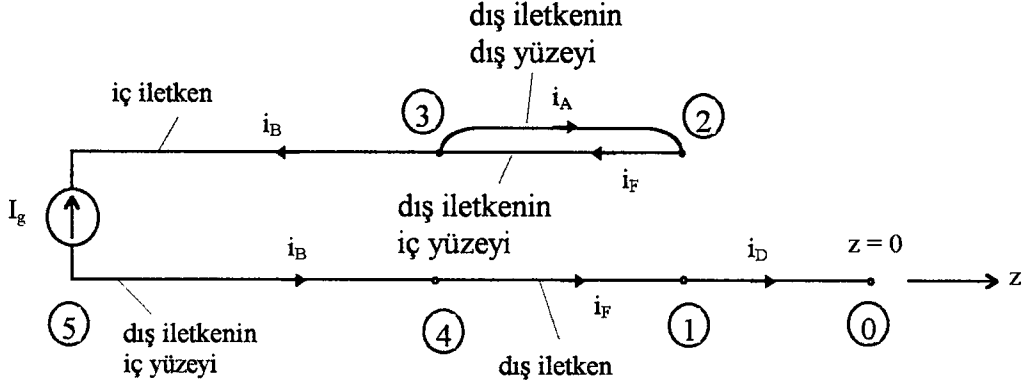
Burada ele alınan çapraz-dipol anten Şekil 3.5 de gösterilmiştir.



Şekil 3.5 Bir $\varepsilon_2, \mu_2, \sigma_2$ ortamında bulunan çapraz-dipol ışınlayıcı

Şekil 3.1 ile Şekil 3.5 karşılaştırılırsa $2R_i < \rho < 2R_1$ bölgesinin kateter içine düştüğü görülür. Dolayısıyla bu bölge ve çok yakın civarı için yaklaşık metotla bulunan güç yoğunluğu değerleri soğutucu sıvının (su) etkisi göz önüne alınarak düzeltilmiştir. Şekil 3.5'deki ışınlayıcı iletkenliği σ_1 , magnetik geçirgenliği $\mu_1 = \mu_{1r} \mu_0$ ve dielektrik sabiti $\varepsilon_1 = \varepsilon_0$ olan bir iletkenle sahip koaksiyel kablo kullanılarak yapılmıştır. Bu koaksiyel kablonun yalıtkanı $\mu_c = \mu_0$ magnetik geçirgenliğine ve ε_c dielektrik sabitine sahiptir. Burada μ_0 ve ε_0 boşluğun sırasıyla magnetik geçirgenliği ve dielektrik sabitidir. İletkenin deri kalınlığı koaksiyel kablonun iç yarıçapından ve dış iletkenin kalınlığından çok küçüktür. Bu çapraz dipol anten iletkenliği σ_2 , magnetik geçirgenliği $\mu_2 = \mu_0$ ve dielektrik sabiti $\varepsilon_2 = \varepsilon_{r2} \varepsilon_0$ olan bir ortamda bulunmaktadır. Çapraz dipol antenin hat (devre) eşdeğeri Şekil 3.6'da görülmektedir. Işınlayıcının besleme bölümü 5 ve 4 noktaları arasındadır ve 5 noktasında koaksiyel kablo bir akım kaynağıyla beslenmektedir. Bu bölgede iç iletkeninde bir i_B akımı akmakta ve dolayısıyla dış iletkenin iç yüzeyinde de $-i_B$ akımı akmaktadır. 4 noktasında iç ve dış iletkenlerin çapraz bağlanmasından dolayı 3 ve 2 noktaları arasında i_A akımı dış iletkenin dış yüzeyinde akmaya zorlanmaktadır. 4 ve 1 noktaları arasında ise koaksiyel kablonun iç iletkeni üzerinde i_F akımı

akmaktadır. Bu akım sebebiyle dış iletkenin iç yüzeyinde, 3 ve 2 noktaları arasında $-i_F$ akımı akar. 1 ve 0 noktaları arasında ise i_D akımı akmaktadır. Şekil 3.6 da bu ışınlayıcının farklı kısımlarındaki akımlar şematik olarak gösterilmiştir.



Şekil 3.6 Işınlayıcının farklı kısımlarındaki akımların gösterilişi

Koaksiyel kablodaki akımların propagasyon sabiti

$$k_c = \omega (\epsilon_c \mu_c)^{1/2} = \omega (\epsilon_c \mu_0)^{1/2} \quad (3.39)$$

dir, dolayısıyla i_F ve i_B akımlarının ifadeleri,

$$i_F = F'_1 e^{-jk_c z} + F'_2 e^{jk_c z} \quad (3.40)$$

$$i_B = B'_1 e^{-jk_c z} + B'_2 e^{jk_c z} \quad (3.41)$$

biçiminde olur. Öte yandan, i_A ve i_D akımlarının ifadeleri mükemmel iletken olmayan bir ortamda bulunan iletken bir dairesel silindirin akım ifadeleri ile verilebilir [56]. Bu iletken silindirin sabitlerini σ_1 , μ_1 ve $\epsilon_1 = \epsilon_0$, yarıçapını da R ile gösterelim. Bu iletken silindirin içinde bulunduğu ortamın sabitleri de σ_2 , μ_2 ve ϵ_2 olsun. Eğer

$$\left| \frac{(k_1^2 - k_2^2)^{1/2}}{(k_2^2 R)} \right| \gg 1 \quad (3.42)$$

ise, bu durumda alanların eksenal değişimi

$$a_1 e^{-jk_2 z} + a_2 e^{jk_2 z}$$

biçiminde olur [56]. Burada,

$$k_1^2 = \omega \mu_1 (\omega \epsilon_1 - j\sigma_1) \quad (3.43)$$

$$k_2^2 = \omega \mu_2 (\omega \epsilon_2 - j\sigma_2) \quad (3.44)$$

ω = açısal frekans

dır. Ele alınacak bütün durumlarda (3.42) eşitsizliği sağlanmaktadır. Dolayısıyla,

$$i_D = D' e^{-jk_2 z} - D' e^{jk_2 z} \quad (3.45)$$

$$i_A = A_1' e^{-jk_2 z} + A_2' e^{jk_2 z} \quad (3.46)$$

yazılabilir. (3.40)-(3.46) denklemlerinde yedi bilinmeyen bulunmaktadır (F_1' , F_2' , B_1' , B_2' , D' , A_1' , A_2'). Bu bilinmeyenleri bulmak için yedi eşitliğe ihtiyaç vardır. Şek. 3.6 daki devrede $z = -l_1$, $-(l_1 + l_2)$ ve $-(l_1 + l_2 + l_3)$ için Kirchoff'un düğüm denklemlerini yazarsak,

$$D' e^{+jk_2 z} - D' e^{-jk_2 z} = F_1' e^{jk_c l_1} + F_2' e^{-jk_c l_1} \quad (3.47)$$

$$A_1' e^{jk_2 l_1} + A_2' e^{-jk_2 l_1} = F_1' e^{jk_c l_1} + F_2' e^{-jk_c l_1} \quad (3.48)$$

$$F_1' e^{jk_c (l_1 + l_2)} + F_2' e^{-jk_c (l_1 + l_2)} = A_1' e^{jk_2 (l_1 + l_2)} + A_2' e^{-jk_2 (l_1 + l_2)} \\ + B_1' e^{jk_c (l_1 + l_2)} + B_2' e^{-jk_c (l_1 + l_2)} \quad (3.49)$$

$$F_1' e^{jk_c (l_1 + l_2)} + F_2' e^{-jk_c (l_1 + l_2)} = B_1' e^{jk_c (l_1 + l_2)} + B_2' e^{-jk_c (l_1 + l_2)} \quad (3.50)$$

ve

$$B_1' e^{jk_c (l_1 + l_2 + l_3)} + B_2' e^{-jk_c (l_1 + l_2 + l_3)} = I_g \quad (3.51)$$

elde edilir. Bu bilinmeyen akımları bulmak için iki denkleme daha ihtiyaç vardır. Bunlar $z = -l_1$ ve $z = -l_1 - l_2$ bölgelerinde E ve H alanlarının teğetsel bileşenlerinin sürekliliğidir. Silindirik koordinatları (ρ , ϕ , z) kullanarak bu bölgelerde dalga empedansı ifade edilebilir. Ele alınan sistemin dairesel simetrik yapısı sebebiyle alanların Φ koordinatından bağımsız olduğu varsayılacaktır. H alanının sadece H_ϕ bileşeni olduğundan [54] ve $\sigma_1 \gg \omega \epsilon_0$, $\omega \epsilon_2$, σ_2 olduğundan dolayı

$$\vec{H} = H_\phi \vec{U}_\phi \cong i(z) / (2\pi\rho) \vec{U}_\phi \quad (3.52)$$

$$\vec{E} = \nabla \times \vec{H} / (j\omega\epsilon_i + \sigma_i) = (di(z)/dz) \vec{U}_\rho / [(j\omega\epsilon_i + \sigma_i)2\pi\rho] + E_z \vec{U}_z \quad (3.53)$$

$$\frac{E_\rho}{H_\phi} = \frac{-[(di/dz)/i(z)]}{(j\omega\epsilon_i + \sigma_i)} \quad (3.54)$$

yazılabilir. Koaksiyel kablonun içinde $\epsilon_i = \epsilon_c$ ve $\sigma_i = 0$ dır. $l_1 < z < 0$ bölgesinde $\epsilon_i = \epsilon_2$ ve $\sigma_i = \sigma_2$ dir. $z = -(l_1 + l_2)$ için dalga empedansının sürekliliğini yazarsak,

$$\frac{-jk_c B'_1 e^{jk_c(l_1+l_2)} + jk_c B'_2 e^{-jk_c(l_1+l_2)}}{B'_1 e^{jk_c(l_1+l_2)} + B'_2 e^{-jk_c(l_1+l_2)}} = \frac{-jk_c F'_1 e^{jk_c(l_1+l_2)} + jk_c F'_2 e^{-jk_c(l_1+l_2)}}{F'_1 e^{jk_c(l_1+l_2)} + F'_2 e^{-jk_c(l_1+l_2)}} \quad (3.55)$$

ve, $z = -l_1$ için dalga empedansının sürekliliği yazarsak,

$$\frac{jk_c F'_1 e^{jk_c l_1} - jk_c F'_2 e^{-jk_c l_1}}{j\omega\epsilon_c (F'_1 e^{jk_c l_1} + F'_2 e^{-jk_c l_1})} = \frac{jk_2 D' e^{jk_2 l_1} + jk_2 D' e^{-jk_2 l_1}}{(j\omega\epsilon_2 + \sigma_2)(D' e^{jk_2 l_1} - D' e^{-jk_2 l_1})} \quad (3.56)$$

olur. (3.47)-(3.51), (3.55) ve (3.56) denklemlerinin çözümü,

$$A'_1 = \frac{-nI_g \sin(k_2 l_1) e^{-jk_2(l_1 + 2l_2)}}{(1 - e^{-j2k_2 l_2}) \left\{ n \cos[k_c(l_2 + l_3)] \sin(k_2 l_1) + \cos(k_2 l_1) \sin[k_c(l_2 + l_3)] \right\}} \quad (3.57)$$

$$A'_2 = \frac{nI_g \sin(k_2 l_1) e^{jk_2 l_1}}{(1 - e^{-j2k_2 l_2}) \left\{ n \cos[k_c(l_2 + l_3)] \sin(k_2 l_1) + \cos(k_2 l_1) \sin[k_c(l_2 + l_3)] \right\}} \quad (3.58)$$

$$D' = \frac{-jnI_g / 2}{n \cos[k_c(l_2 + l_3)] \sin(k_2 l_1) + \cos(k_2 l_1) \sin[k_c(l_2 + l_3)]} \quad (3.59)$$

$$F'_1 = \frac{-jI_g e^{-jk_c l_1}}{2 \sin[k_c(l_2 + l_3)]} \left\{ 1 - \frac{n \sin(k_2 l_1) e^{-jk_c(l_2 + l_3)}}{n \cos[k_c(l_2 + l_3)] \sin(k_2 l_1) + \cos(k_2 l_1) \sin[k_c(l_2 + l_3)]} \right\} \quad (3.60)$$

$$F'_2 = \frac{-I_g e^{jk_c l_1}}{2j \sin[k_c(l_2 + l_3)]} \left\{ 1 - \frac{n \sin(k_2 l_1) e^{jk_c(l_2 + l_3)}}{n \cos[k_c(l_2 + l_3)] \sin(k_2 l_1) + \cos(k_2 l_1) \sin[k_c(l_2 + l_3)]} \right\} \quad (3.61)$$

$$B'_1 = F'_1 \quad (3.62)$$

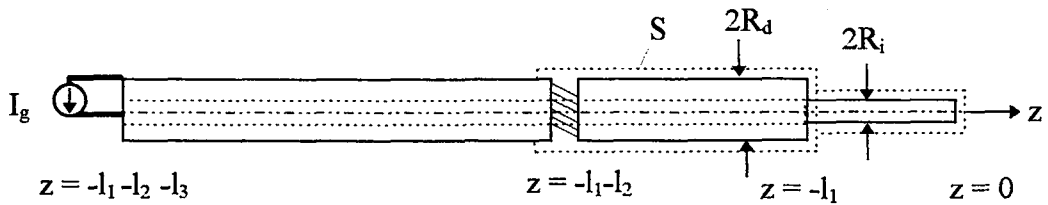
$$B'_2 = F'_2 \quad (3.63)$$

bulunur, burada

$$n = ((\epsilon_2 - j\sigma_2/\omega)/\epsilon_c)^{1/2} \quad (3.64)$$

dır.

Işınlayıcının alanı Love'nın eşdeğer akımlar yöntemi ile hesaplanacaktır. Bu amaçla ışınlayıcıyı kuşatan S yüzeyini göz önüne alalım (şekil 3.7).



Şekil 3.7 Işınlayıcının içerisinden ışıma yaptığı S yüzeyi

Silindirik yüzey üzerinde bir $P' = (R', \phi', z')$ noktasındaki alanların teğetsel bileşenleri

$$\vec{E}_t = \vec{U}_z E_{z'}, \quad \vec{H}_t = \vec{U}_\phi H_{\phi'}$$

dir. Öte yandan bu silindirik ışınlıyıcı E_z , E_ρ , H_ϕ alan bileşenlerine sahiptir [55], [56], ve silindirik yüzey üzerinde bu bileşenler,

$$E_{z'}(R, \phi', z') \cong -J_0(k_{t1}R)k_{t1}(a_1 e^{-jk_2 z'} + b_1 e^{jk_2 z'}) / (j\omega\epsilon_1 + \sigma_1) \quad (3.65)$$

$$H_{\phi'}(R, \phi', z') \cong J_1(k_{t1}R)k_{t1}(a_1 e^{-jk_2 z'} + b_1 e^{jk_2 z'}) \quad (3.66)$$

olarak ifade edilebilirler, burada J_0 ve J_1 Bessel fonksiyonlarıdır. Ayrıca,

$$k_{t1} \cong (k_1^2 - k_2^2)^{1/2} \quad (3.67)$$

dir ve kayıplı ortamda ışıma yapan iletken silindir için

$$k_{t1} \cong k_1 ; \quad |k_1| \gg |k_2|$$

alınabilir. Bu durumda eşdeğer yüzey akımları

$$\vec{J}_s(R, \phi', z') = -\vec{U}_n \times \vec{E}_t(R, \phi', z') = E_{z'}(R, \phi', z') \vec{U}_\phi \quad (3.68)$$

$$\vec{I}_s(R, \phi', z') = \vec{U}_n \times \vec{H}_t(R, \phi', z') = H_{\phi'}(R, \phi', z') \vec{U}_{z'} \quad (3.69)$$

olur. Şimdi uzayda herhangi bir alan noktasını $P(\rho, \phi, z)$ ile gösterelim. Dönel simet-ri nedeniyle, genelliği bozmadan $\phi = 0$ alınabilir.

Bu durumda R yarıçaplı silindir üzerindeki eşdeğer akımlardan dolayı $P(\rho, \phi, z)$ alan noktasında hasıl olan elektrik alanı

$$\begin{aligned} \vec{E}(\rho, 0, z) = & -\nabla \times \int_S \frac{\vec{J}_s(R, \phi', z') e^{-jk_2 r_1}}{4\pi r_1} R dz' d\phi' \\ & + \nabla \times \nabla \times \frac{1}{j\omega\epsilon_2 + \sigma_2} \int_S \frac{\vec{I}_s(R, \phi', z') e^{-jk_2 r_1}}{4\pi r_1} R dz' d\phi' \end{aligned} \quad (3.70)$$

olur, burada

$$r_1 = [\rho^2 + R^2 - 2\rho R \cos\phi' + (z-z')^2]^{1/2} \quad (3.71)$$

dir. Ayrıca,

$$i(z) \cong 2\pi R H_\phi = 2\pi R J_1(k_{t1}R)(a_1 e^{-jk_2 z} + a_2 e^{jk_2 z}) \quad (3.72)$$

bilinmektedir. (3.65) ve (3.66) ifadelerini (3.70)de kullanarak,

$$\begin{aligned} \vec{E}(\rho, \phi, z) = & \vec{U}_\rho \frac{J_0(k_{t1}R)k_{t1}}{8\pi^2(j\omega\epsilon_1 + \sigma_1)J_1(k_{t1}R)} \int_{z'} i(z')(z-z') \int_{\phi'=0}^{2\pi} \cos\phi' \left(\frac{jk_2}{r_1^2} + \frac{1}{r_1^3} \right) e^{-jk_2 r_1} d\phi' dz' \\ & + \frac{1}{8\pi^2(j\omega\epsilon_2 + \sigma_2)} \left\{ \vec{U}_\rho \int_{z'} i(z')(z-z') \int_{\phi'=0}^{2\pi} \left(-\frac{k_2^2}{r_1^3} - \frac{jk_2}{r_1^4} + \frac{3}{r_1^5} \right) (\rho - R \cos\phi') e^{-jk_2 r_1} d\phi' dz' \right. \\ & \left. + \vec{U}_z \int_{z'} i(z') \int_{\phi'=0}^{2\pi} \left[\left(\frac{jk_2}{r_1^2} + \frac{1}{r_1^3} \right) \left(2 - \frac{R}{\rho} \cos\phi' \right) \left(\frac{k_2^2}{r_1^3} - \frac{3jk_2}{r_1^4} - \frac{3}{r_1^5} \right) (\rho - R \cos\phi')^2 \right] e^{-jk_2 r_1} d\phi' dz' \right\} \end{aligned} \quad (3.73)$$

ve

$$\begin{aligned} \vec{H}(\rho, \phi, z) = & \frac{\vec{U}_\phi}{8\pi^2} \int_{z'} i(z') e^{-jk_2 r_1} \left(\frac{jk_2}{r_1^2} + \frac{1}{r_1^3} \right) (\rho - R \cos\phi') dz' d\phi' \\ & + \frac{\vec{U}_\phi}{8\pi^2} \times \frac{jJ_0(k_{t1}R)k_{t1}}{\omega\mu_2 J_1(k_{t1}R)(j\omega\epsilon_1 + \sigma_1)} \int_s \cos\phi' i(z') e^{-jk_2 r_1} \left\{ \frac{1}{\rho^2 r_1} + \frac{1}{\rho} \left(-\frac{k_2^2}{r_1^3} - \frac{jk_2}{r_1^4} + \frac{3}{r_1^5} \right) (\rho - R \cos\phi') \right. \\ & \left. + \left(\frac{2jk_2}{r_1^2} + \frac{2}{r_1^3} + [(z-z')^2 + (\rho - R \cos\phi')^2] \left[\frac{k_2^2}{r_1^3} - \frac{3jk_2}{r_1^4} - \frac{3}{r_1^5} \right] \right\} dz' d\phi' \end{aligned} \quad (3.74)$$

elde edilir.

3.3.Çapraz-Dipol Antenin Giriş, Öz ve Ortak Empedans İfadeleri

3.3.1 Giriş Empedansı

Şekil 3.3 ü yeniden göz önüne alalım. Kaynak tarafından koaksiyel kabloya aktarılan güç S yüzeyinden 2 ortamına ışınlanmaktadır. (Kabloda tüketilen ve biriken güç burada ihmal edilecektir). S yüzeyinden geçen bu güç Poynting vektörü ile

hesaplanabilir. S yüzeyi iki temel ışıma bölgesine sahiptir. S₁ yüzeyi $-l_1 < z < 0$ ve $R = R_1$ ile S₂ yüzeyi ise $-(l_1 + l_2) < z < -l_1$ ve $R = R_d$ ile belirlidir.

Silindirik koordinatları (ρ, ϕ, z) kullanarak

$\rho = R$; $0 \leq \phi \leq 2\pi$, ve $z_1 \leq z \leq (z_1 + dz)$ ile tanımlı dS elementer yüzeyini terkeden güç için,

$$PdS = E_z \vec{u}_z \times H_\phi \cdot \vec{u}_\phi \cdot d\vec{S} = -2\pi R E_z H_\phi \cdot dz \quad (3.75)$$

yazılabilir.

(3.6) ve (3.5) denklemleri tekrar yazılırsa,

$$E_z = \frac{-k_{t1}}{j\omega\epsilon_1 + \sigma_1} J_0(k_{t1} R_d) [a_1 e^{-jk_z z} + a_1^1 e^{jk_z z}] \quad (3.76)$$

$$H_\phi = J_1(k_{t1} R_d) [a_1 e^{-jk_z z} + a_1^1 e^{jk_z z}] \quad (3.77)$$

ve

$$2\pi R_d H_\phi = i(z) \quad (3.78)$$

ile

$$PdS = \frac{-k_{t1}}{j\omega\epsilon_1 + \sigma_1} J_0(k_{t1} R_d) J_1^*(k_{t1} R_d) |i(z)|^2 / |2\pi J_1(k_{t1} R_d)|^2 \quad (3.79)$$

olur. Akım için (3.29) ve (3.30) ifadelerini kullanarak ve

$$j k_{zd} = \alpha_d + j \beta_d \quad (3.80)$$

$$j k_{zi} = \alpha_i + j \beta_i \quad (3.81)$$

olmak üzere (3.79)'nin entegrasyonu yapılırsa,

$$W_1 = \frac{k_{t1} J_0(k_{t1} R_i)}{2\pi (j\omega\epsilon_1 + \sigma_1) R_i J_1(k_{t1} R_i)} |D|^2 \left[\frac{e^{2\alpha_i \ell_1} - e^{-2\alpha_i \ell_1}}{2\alpha_i} - \frac{\text{Sin}(2\beta_i \ell_1)}{\beta_i} \right] \quad (2.82)$$

$$W_2 = \frac{k_{t1} J_0(k_{t1} R_d)}{2\pi (j\omega\epsilon_1 + \sigma_1) R_d J_1(k_{t1} R_d)} |A_1|^2 \left[\frac{e^{2\alpha_d \ell_1} (e^{4\alpha_i \ell_1} - 1)}{2\alpha_d} - \frac{e^{2\alpha_d (\ell_1 + \ell_2)} \text{Sin}(2\beta_d \ell_2)}{\beta_d} \right] \quad (3.83)$$

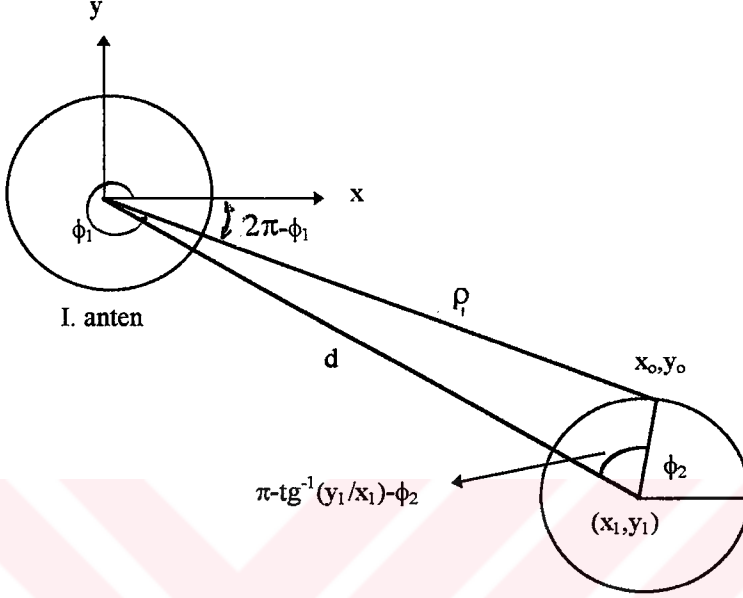
bulunur, ve nihayet

$$Z_g = (W_1 + W_2) / |I_g|^2 \quad (3.84)$$

elde edilir.

3.3.2. Öz ve Ortak Empedans

Işıma yaptıkları ortamda, eksenleri arasında d uzaklığı olan birbirine paralel iki silindirik ışınlıyıcı göz önüne alalım. (Şekil 3.8)



Şekil 3.8 Eksenleri arasında d uzaklığı bulunan iki silindirik ışınlıyıcının açı ilişkileri

Bu durumda ortak empedans

$$Z_{21} = Z_{12} = \iiint_{x_2 y_2 z_2} \frac{-\vec{I}_2(x_2, y_2, z_2) \cdot \vec{E}_{12}(x_2, y_2, z_2) + \vec{J}_2(x_2, y_2, z_2) \cdot \vec{H}_{12}(x_2, y_2, z_2)}{I_{g1} \cdot I_{g2}} \quad (3.85)$$

formülüyle hesaplanır [57].

$\vec{I} = \vec{U}_z H_\phi \delta(\rho - R)$ ve $\vec{J} = \vec{U}_\phi E_z \delta(\rho - R)$ eşitliklerini kullanarak çapraz-dipol antenler durumu için empedans ifadesi,

$$\begin{aligned}
z_{1,2} = & \frac{-R_i}{I_{g1}I_{g2}} \int_{z_2=-l_2}^0 H_{\phi 2}(R_i, 0, z_2) \int_{\phi_2=0}^{2\pi} E_{12z}(\rho_{1i}, 0, z_2) d\phi_2 dz_2 \\
& + \frac{-R_d}{I_{g1}I_{g2}} \int_{z_2=-(l_1+l_2)}^{-l_1} H_{\phi 2}(R_d, 0, z_2) \int_{\phi_2=0}^{2\pi} E_{12z}(\rho_{1d}, 0, z_2) d\phi_2 dz_2 \\
& + \frac{R_i}{I_{g1}I_{g2}} \int_{z_2=-l_2}^0 E_{z2}(R_i, 0, z_2) \int_{\phi_2=0}^{2\pi} H_{12\phi}(\rho_{1i}, 0, z_2) \cos(\phi_2 - \phi_1) d\phi_2 dz_2 \\
& + \frac{R_d}{I_{g1}I_{g2}} \int_{z_2=-(l_1+l_2)}^{-l_1} E_{z2}(R_d, 0, z_2) \int_{\phi_2=0}^{2\pi} H_{12\phi}(\rho_{1d}, 0, z_2) \cos(\phi_2 - \phi_1) d\phi_2 dz_2 \quad (3.86)
\end{aligned}$$

olarak bulunur. Bu aşamada antenlerin öz (diğer anten açık devre iken antenin giriş empedansı) ve ortak empedanslarının büyüklüklerini Poynting teoremini kullanarak karşılaştıralım:

$$Z_{11}|I_{g1}|^2 = \iint_S (\vec{E} \times \vec{H}^*). d\vec{S} = \iint_S E_z H_\phi^* R d\phi dz \quad (3.87)$$

$$Z_{12}|I_{g1}||I_{g2}| = \iint_S -E_{12z} H_{\phi 2} dS + \iint_S H_{12\phi} E_{z2} \cos(\phi_2 - \phi_1) dS \quad (3.88)$$

görebileceği gibi eğer,

$$H_{\phi 2} = H_\phi \ll H_{12\phi} \text{ ve } E_{z2} = E_z \ll E_{12z} \quad (3.89)$$

ise $|Z_{12}| \ll |Z_{11}|$ olmaktadır. Bu çalışmada ele alınan bütün diziler için en yakın iki anten arasındaki uzaklık 2 cm den daha büyüktür ve alanlar için bulunan sayısal değerlerden (3.89) şartlarının sağlandığı görülmüştür. Bu sebeple hesaplarda ortak empedans etkisi ihmal edilmiştir.

3.4 Sayısal Sonuçlar

Önceki alt-bölümlerde kayıplı bir ortamda ışıma yapan çapraz-dipolün alan ve empedans ifadeleri elde edildi. Bu alt-bölümde antenin geometrik parametreleri ve ortam parametreleri için sayısal değerler kullanarak 4 farklı frekans için yakın-alan ışıma diyagramları elde edilmiştir. Bütün durumlarda ışıma ortamı olarak kas dokusu alınmıştır. (3.73) ile verilen alanın nümerik hesabı için FORTRAN dilinde bir program yazılmıştır. Entegraller Simpson yöntemiyle 100 adımla (iki-kat entegral için 10 000

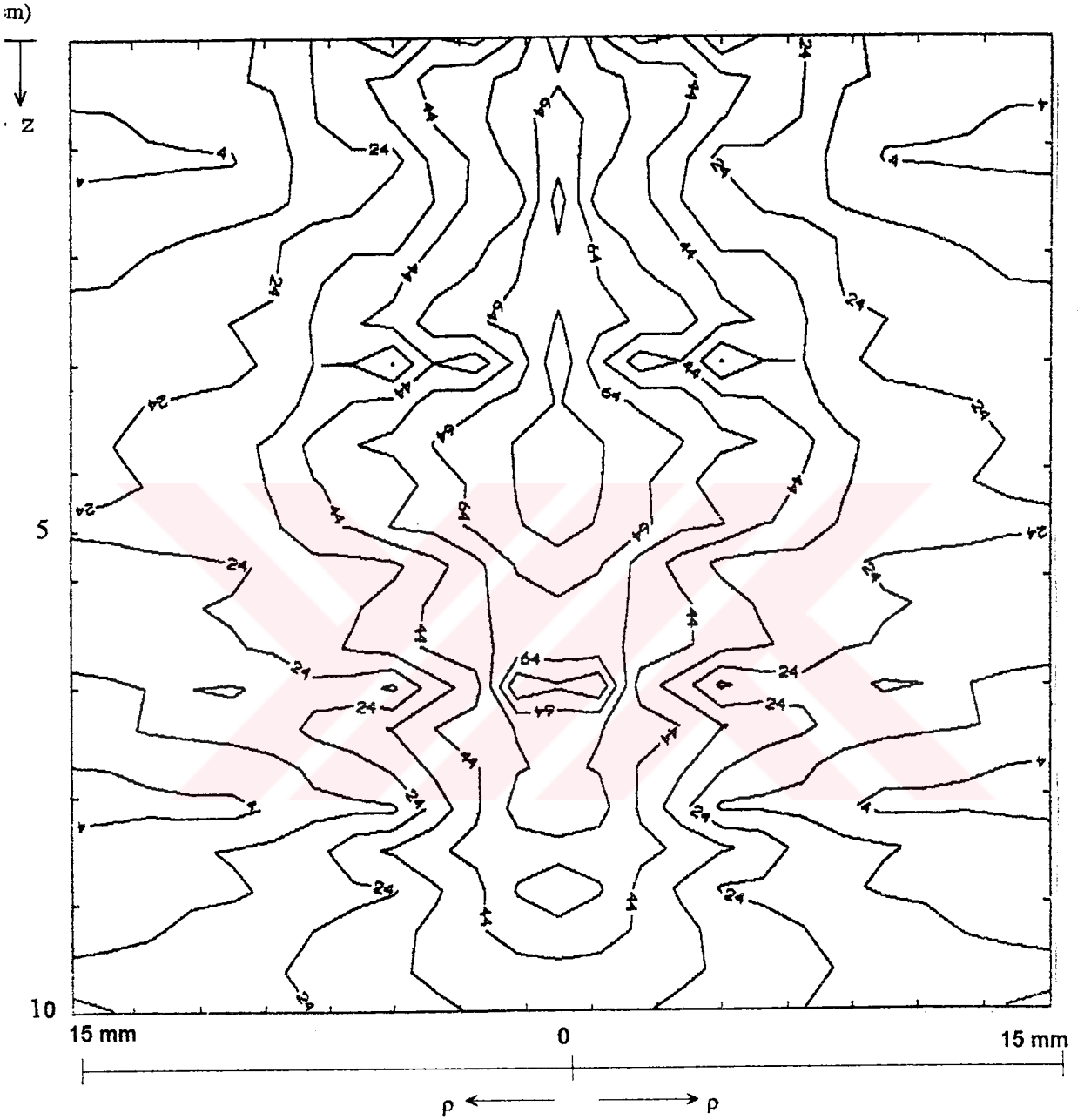
adım) alınmıştır. Takip eden sayfalarda ışıma diyagramları parametre değerleriyle birlikte verilmiştir.

Çapraz-dipolün öz empedansı ise $\epsilon_{1r}=\mu_{1r}=1$, $\sigma_1=10^6$ S/m, $R_i=0.18$ mm, $R_d=0.9$ mm, $l_1=2$ cm, $l_2=2$ cm ve $l_3=50$ cm için ve kas içine gömülü halde hesaplanarak aşağıdaki sonuçlar alınmıştır

Tablo 3. Öz Empedans Değerleri

Açısal Frekans ω (10^3 rd/sn)	85.2	170.4	5750	15390
$\text{Re}(Z) =$ $\text{Im}(Z)(\Omega)$	1.12E-2	2.89E-1	9.247	1.058

Daha büyük empedans değerleri iletken olarak bağıl magnetik geçirgenliği yüksek olan malzeme kullanarak elde edilir [19].

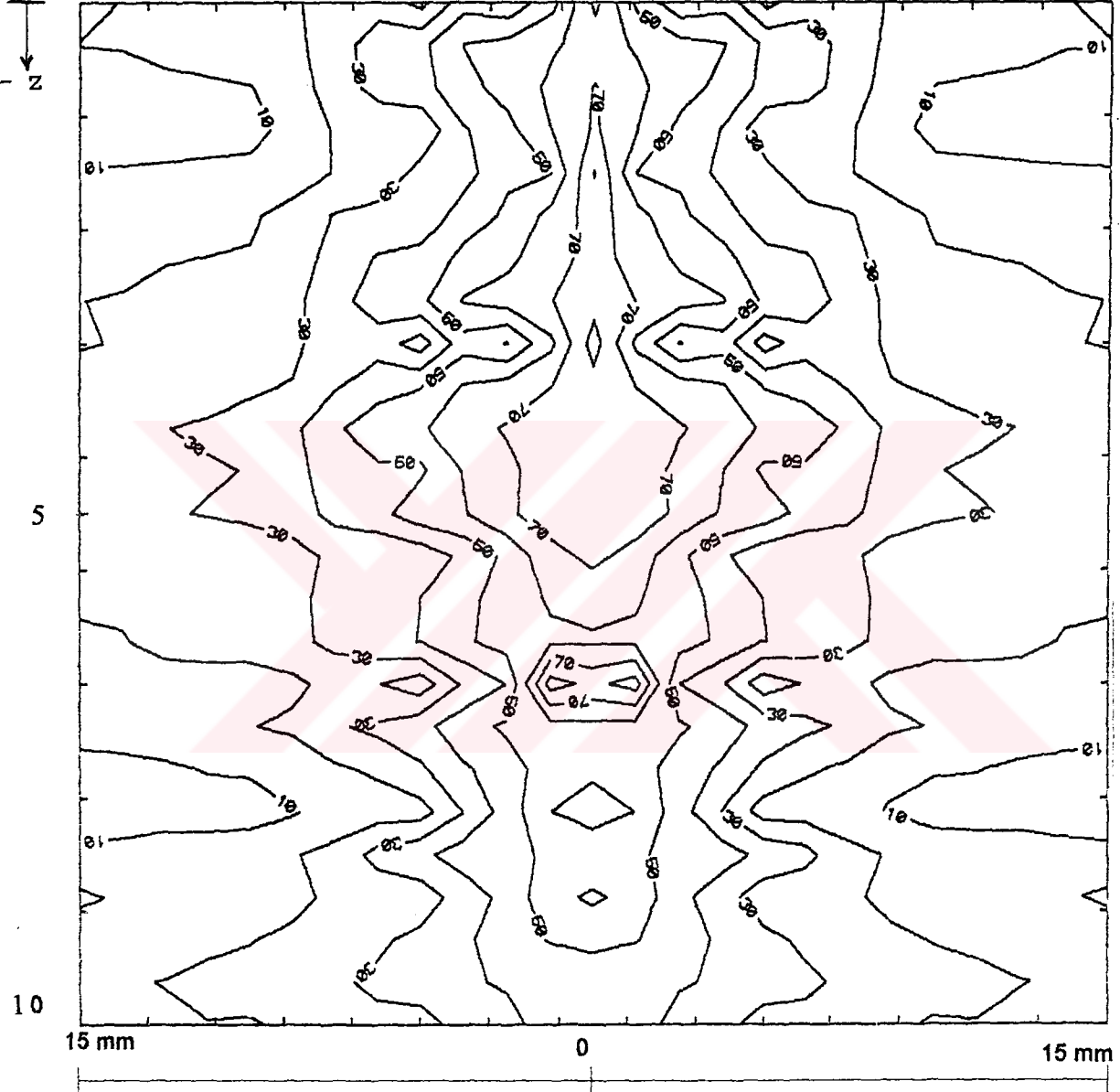


Ölçek = ρ (yatay eksen) : 30/148, z (düşey eksen) : 100/148

$l_1 = 5 \text{ cm}$	$R_i = 0.18 \text{ mm}$	$\epsilon_1 = \epsilon_0$	$\sigma_1 = 10^6 \text{ S/m}$
$l_2 = 5 \text{ cm}$	$R_d = 0.9 \text{ mm}$	$\epsilon_{2r} = 115$	$\sigma_2 = 0.68 \text{ S/m}$
$l_3 = 50 \text{ cm}$	$I_g = 1 \text{ mA}$	$\epsilon_{cr} = 5$	$\mu_{r1} = \mu_{r2} = 1$

Şekil 3. 9 $f = 13.56 \text{ MHz}$ için çapraz dipol antenin dB olarak güç yoğunluğu ($\sigma_2 |\vec{E}_p|^2$) eğrileri. Antenin simetri eksen $\rho = 0$ doğrusu ile çakışmıştır.

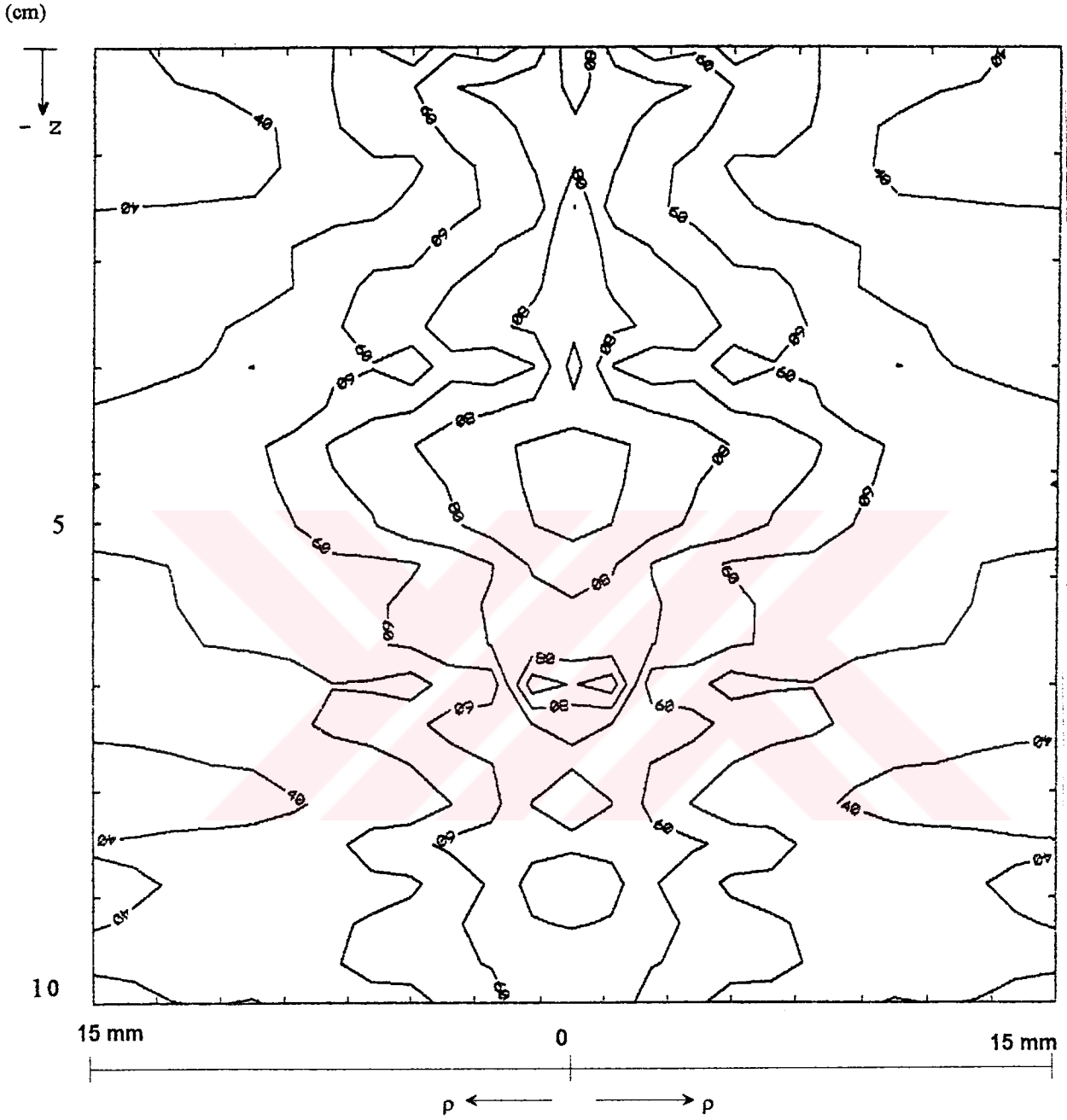
(cm)



Ölçek = ρ (yatay eksen) : 30/148, z (düşey eksen) : 100/148

$l_1 = 5 \text{ cm}$	$R_i = 0.18 \text{ mm}$	$\epsilon_1 = \epsilon_0$	$\sigma_1 = 10^6 \text{ S/m}$
$l_2 = 5 \text{ cm}$	$R_d = 0.9 \text{ mm}$	$\epsilon_{2r} = 113$	$\sigma_2 = 0.69 \text{ S/m}$
$l_3 = 50 \text{ cm}$	$I_g = 1 \text{ mA}$	$\epsilon_{cr} = 5$	$\mu_{r1} = \mu_{r2} = 1$

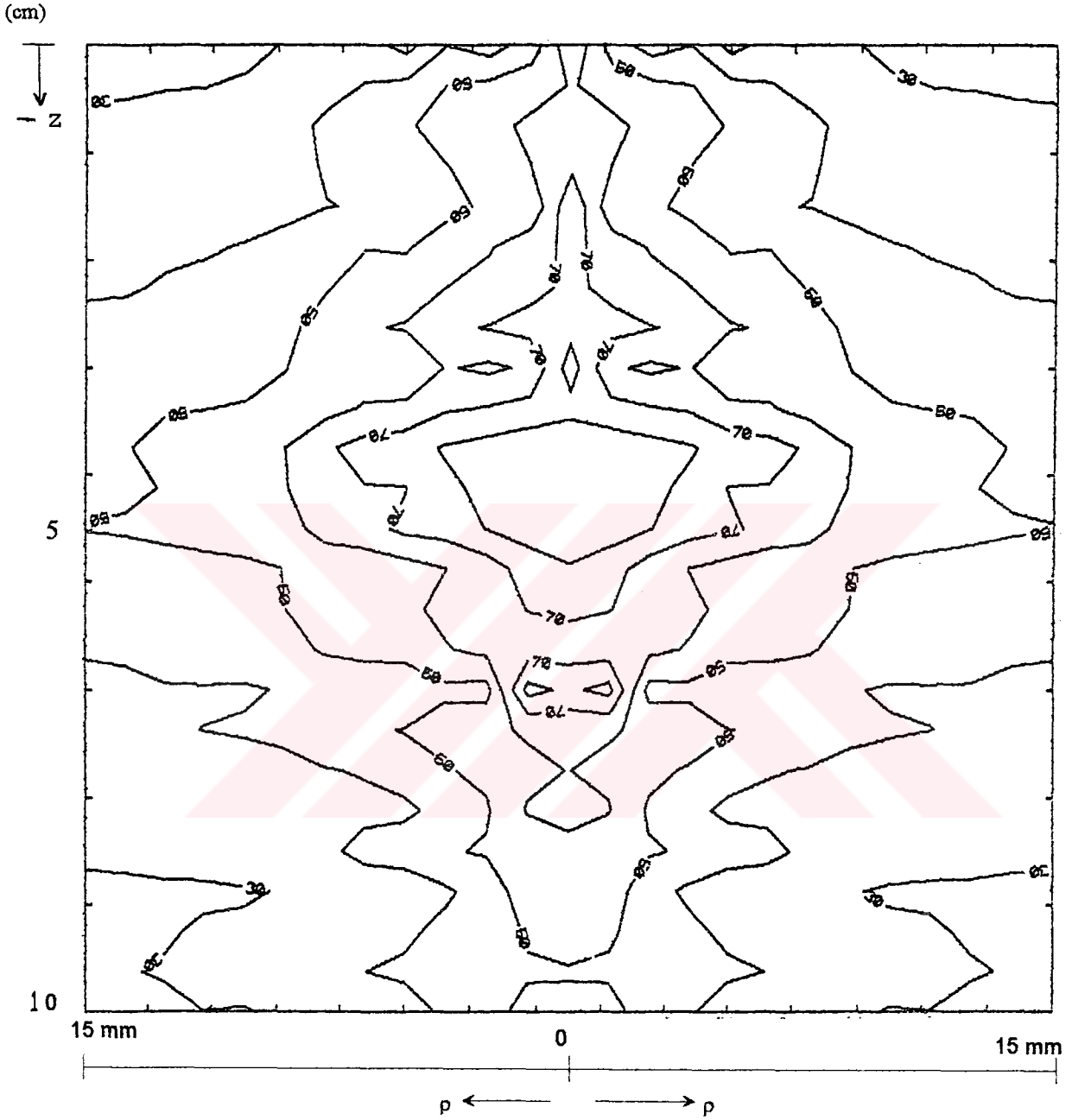
Şek(3.10) $f = 27.12 \text{ MHz}$ için çapraz dipol antenin dB olarak güç yoğunluğu $(\sigma_2 |\vec{E}_p|^2)$ eğrileri. Antenin simetri eksenini $\rho = 0$ doğrusu ile çakıştırır.



Ölçek = ρ (yatay eksen) : 30/148, z (düşey eksen) : 100/148

$l_1 = 5 \text{ cm}$	$R_i = 0.18 \text{ mm}$	$\epsilon_1 = \epsilon_0$	$\sigma_1 = 10^6 \text{ S/m}$
$l_2 = 5 \text{ cm}$	$R_d = 0.9 \text{ mm}$	$\epsilon_{2r} = 52$	$\sigma_2 = 1.3 \text{ S/m}$
$l_3 = 50 \text{ cm}$	$I_g = 1 \text{ mA}$	$\epsilon_{cr} = 5$	$\mu_{r1} = \mu_{r2} = 1$

Şek.(3.11) $f = 915 \text{ MHz}$ için çapraz dipol antenin dB olarak güç yoğunluğu $(\sigma_2 |\vec{E}_p|^2)$ eğrileri. Antenin simetri eksen $\rho = 0$ doğrusu ile çakışmıştır.



Ölçek = ρ (yatay eksen) : 30/148, z (düşey eksen) : 100/148

$l_1 = 5 \text{ cm}$	$R_i = 0.18 \text{ mm}$	$\epsilon_1 = \epsilon_0$	$\sigma_1 = 10^6 \text{ S/m}$
$l_2 = 5 \text{ cm}$	$R_d = 0.9 \text{ mm}$	$\epsilon_{2r} = 48$	$\sigma_2 = 2.15 \text{ S/m}$
$l_3 = 50 \text{ cm}$	$I_g = 1 \text{ mA}$	$\epsilon_{cr} = 5$	$\mu_{r1} = \mu_{r2} = 1$

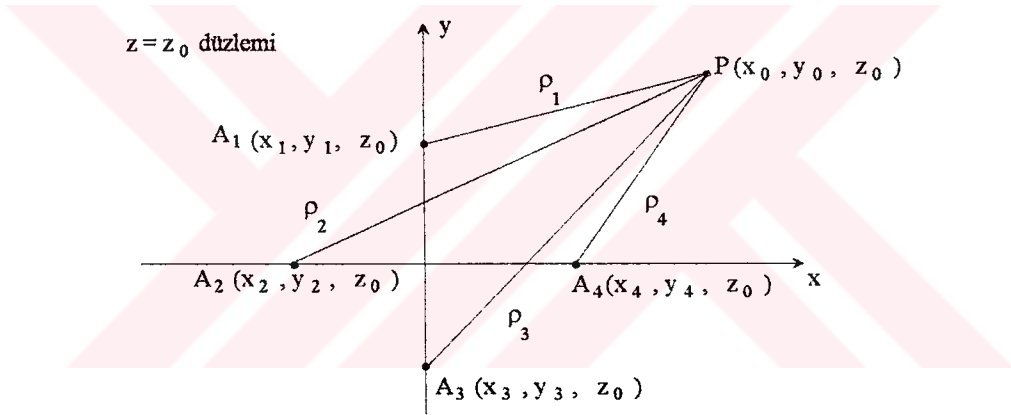
Şek. (3.12) $f = 2450 \text{ MHz}$ için çapraz dipol antenin dB olarak güç yoğunluğu ($\sigma_2 |\vec{E}_p|^2$) eğrileri. Antenin simetri eksenini $\rho = 0$ doğrusu ile çakışmıştır.

BÖLÜM 4

ÇAPRAZ-DİPOL ANTEN DİZİLERİYLE HİPERTERMİ

4. 1. Eş-Fazlı Dörtlü Çapraz-Dipol Anten Dizisinin Alanlarının Sayısal Hesabı

İlk hipertermi uygulaması olarak homojen kas dokusu içine gömülü, eş-fazlı olarak beslenen dörtlü çapraz-dipol anten dizisi ele alınmış ve 4 farklı frekans için dokuya bırakılan güç dağılımı hesaplanmıştır. Şekil 4. 1 'de bu tasarımın geometrisi gösterilmiştir.



Şekil 4. 1. Dörtlü dizide antenlerin (A_1, A_2, A_3, A_4) yerleşim düzeni ve güç hesabı yapılacak bir P noktası

Antenlerden alan noktasına doğru yönelmiş birim vektörler,

$$\bar{U}_{\rho i} = \frac{(x_0 - x_i)\bar{U}_x + (y_0 - y_i)\bar{U}_y}{\left[(x_0 - x_i)^2 + (y_0 - y_i)^2\right]^{1/2}} \quad i = 1, 2, 3, 4 \quad (4.1)$$

olarak belirlidir. Bu durumda P noktasındaki toplam elektrik alanının ρ bileşeni,

$$\bar{E}_{\rho}(P) = \sum_{i=1}^4 E_{\rho i}(P) \bar{U}_{\rho i} \quad (4.2)$$

$$\bar{E}_{\rho}(P) = (E_{\rho x}(P) + j E_{\rho xi}(P)) \bar{U}_x + (E_{\rho y}(P) + j E_{\rho yi}(P)) \bar{U}_y \quad (4.3)$$

olarak bulunur, burada;

$$E_{\rho_{xr}}(P) = \sum_{i=1}^4 E_{\rho_{xr}}^{(i)}(P), \quad E_{\rho_{xi}}(P) = \sum_{i=1}^4 E_{\rho_{xi}}^{(i)}(P) \quad (4.4)$$

$$E_{\rho_{yr}}(P) = \sum_{i=1}^4 E_{\rho_{yr}}^{(i)}(P), \quad E_{\rho_{yi}}(P) = \sum_{i=1}^4 E_{\rho_{yi}}^{(i)}(P) \quad (4.5)$$

Benzer biçimde toplam alanın z bileşeni de

$$\bar{E}_z(P) = \sum_{i=1}^4 \bar{U}_z E_z^{(i)}(P) \quad (4.6)$$

olur, burada r ve i alt indisleri alan bileşenlerinin, sırasıyla, gerçek ve sanal kısımlarını göstermektedir. Böylece, Poynting teoremi uyarınca P noktasındaki ortalama güç yoğunluğu

$$W = \sigma_z |\bar{E}(P)|^2 \quad (4.7)$$

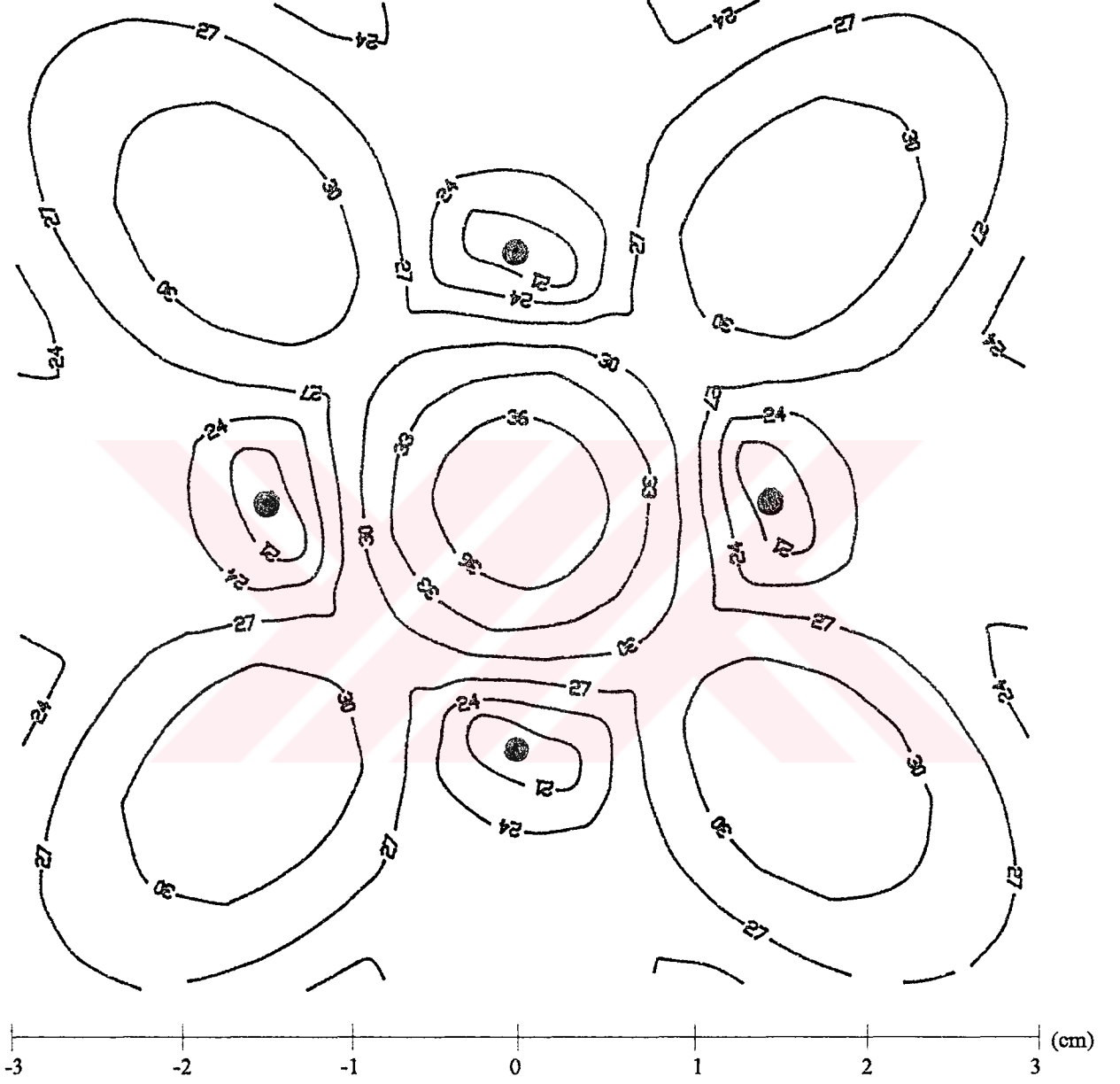
$$W = \sigma_z \left(E_{\rho_{xr}}^2(P) + E_{\rho_{xi}}^2(P) + E_{\rho_{yr}}^2(P) + E_{\rho_{yi}}^2(P) + E_z^2(P) + E_{zi}^2(P) \right) \quad (4.8)$$

olarak elde edilir. Hesaplar desibel cinsinden yapılırsa

$$W = 10 \log \left(\sigma_z |\bar{E}(P)|^2 \right) \quad (\text{dBW} / \text{m}^3) \quad (4.9)$$

olur. Bu amaçla $z = -25 \text{ mm}$, $z = -50 \text{ mm}$ ve $z = -75 \text{ mm}$ düzlemlerinde $-30 \text{ mm} \leq x \leq 30 \text{ mm}$ ve $-30 \text{ mm} \leq y \leq 30 \text{ mm}$ ile belirli bölgelerde x ve y eksenleri boyunca 2 mm aralıklarla herbir düzlemde 960 alan noktası için desibel olarak güç yoğunluğu hesaplanmış ve çıkış verileri NET - CAD paket programı ile kontör eğrileri halinde çizilmiştir.

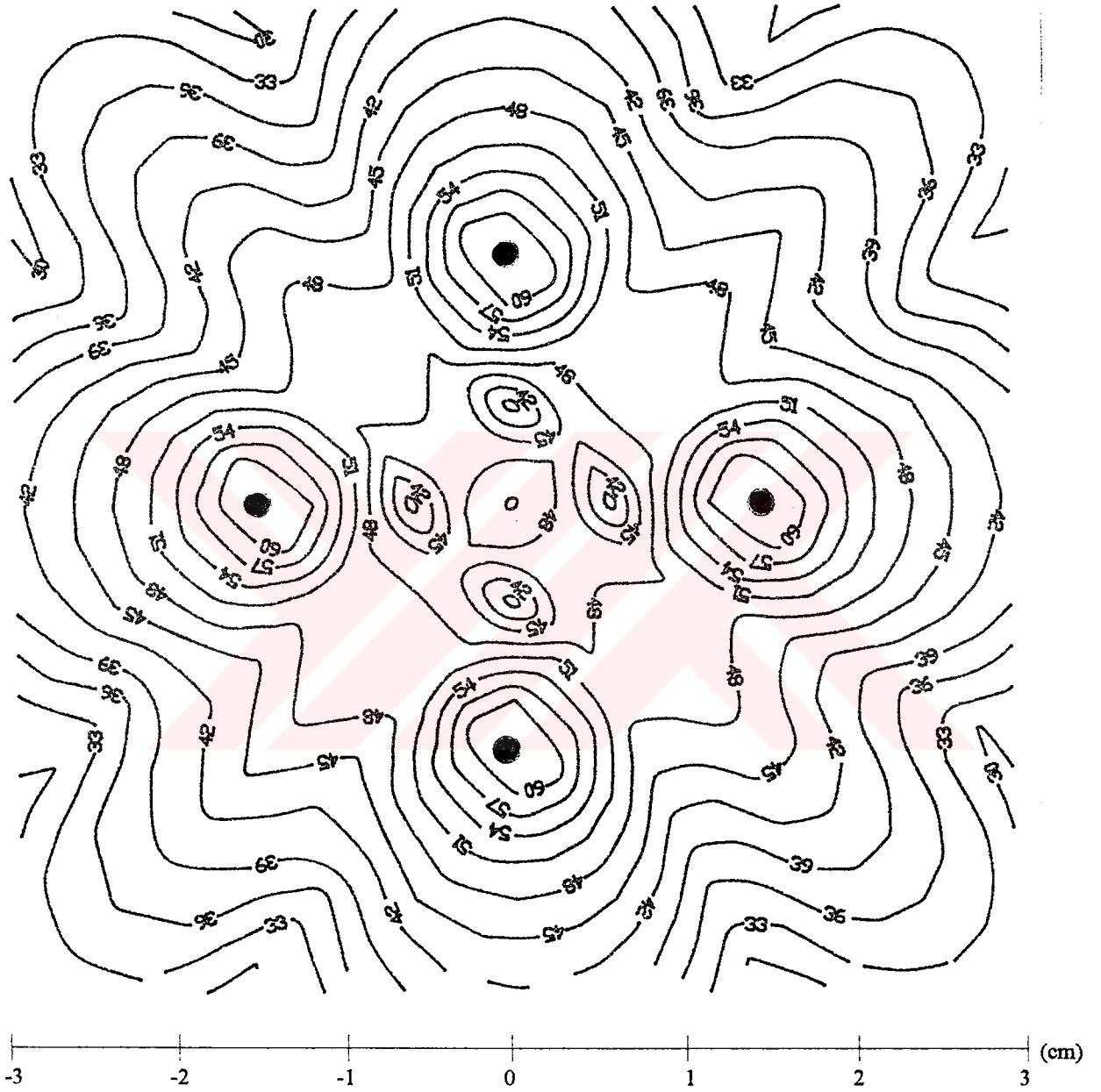
Takip eden sayfalarda bu sonuç eğriler, parametre ayrıntılarıyla birlikte sunulmuştur.



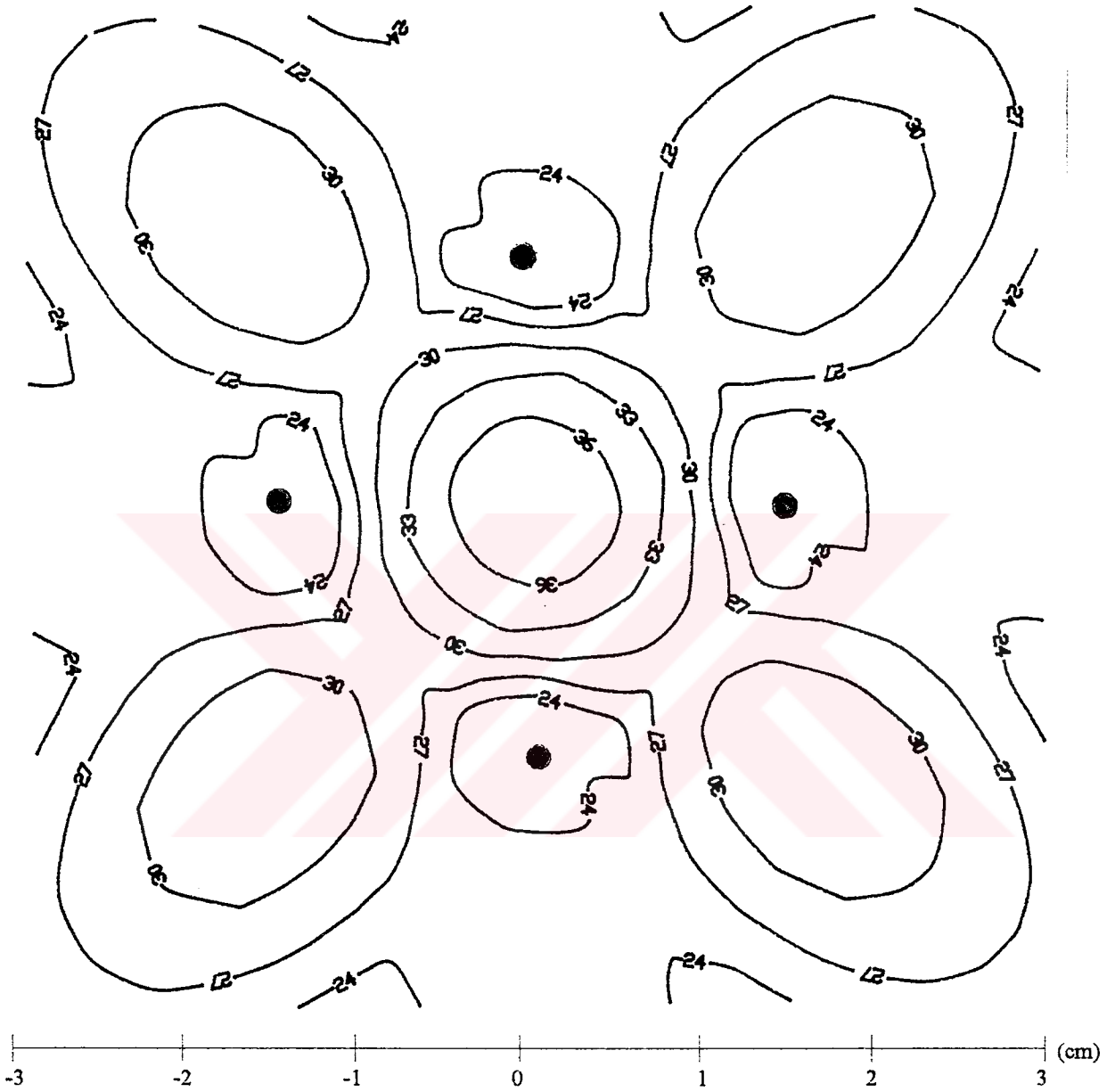
Ölçek = x (yatay eksen) ve y (düşey eksen) için: 6/15

$l_1 = 5 \text{ cm}$	$R_i = 0.18 \text{ mm}$	$\epsilon_1 = \epsilon_0$	$\sigma_1 = 10^6 \text{ S/m}$
$l_2 = 5 \text{ cm}$	$R_d = 0.9 \text{ mm}$	$\epsilon_{2r} = 48$	$\sigma_2 = 2.15 \text{ S/m}$
$l_3 = 50 \text{ cm}$	$I_g = 1 \text{ mA}$	$\epsilon_{cr} = 5$	$\mu_{r1} = \mu_{r2} = 1$

Şekil 4. 2 $f = 2450 \text{ MHz}$ için $z = -2,5 \text{ cm}$ düzleminde güç yoğunluğu dağılımı. Kontor eğrileri dB olarak $\sigma_2 |\vec{E}_p|^2$ dir. Antenler (●) ile gösterilmiştir.



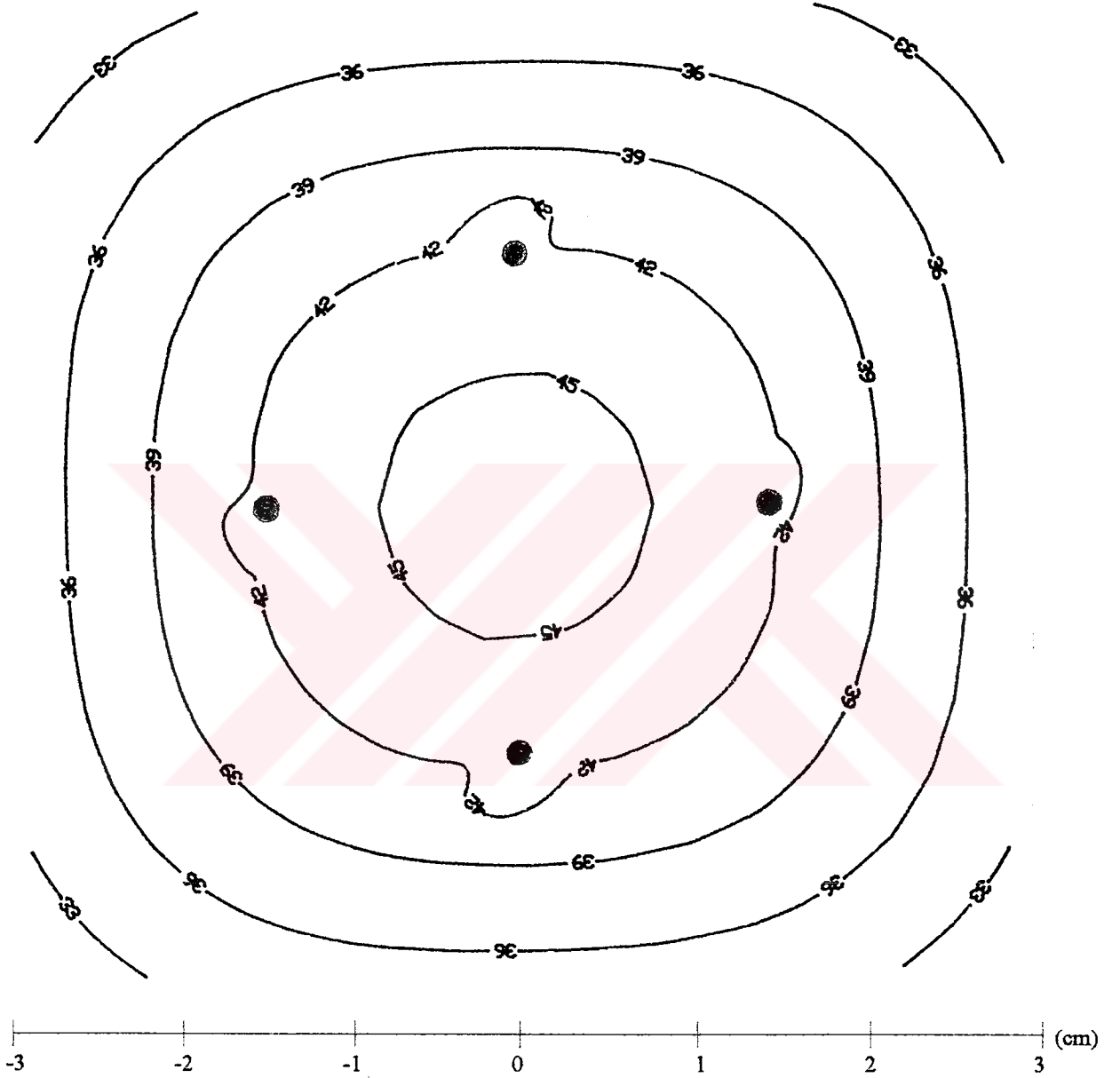
Şekil 4. 3 $f = 2450 \text{ MHz}$ için $z = -5 \text{ cm}$ düzleminde güç yoğunluğu dağılımı. Kontor eğrileri dB olarak $\sigma_2 |\vec{E}_p|^2$ dir. Antenler (●) ile gösterilmiştir.

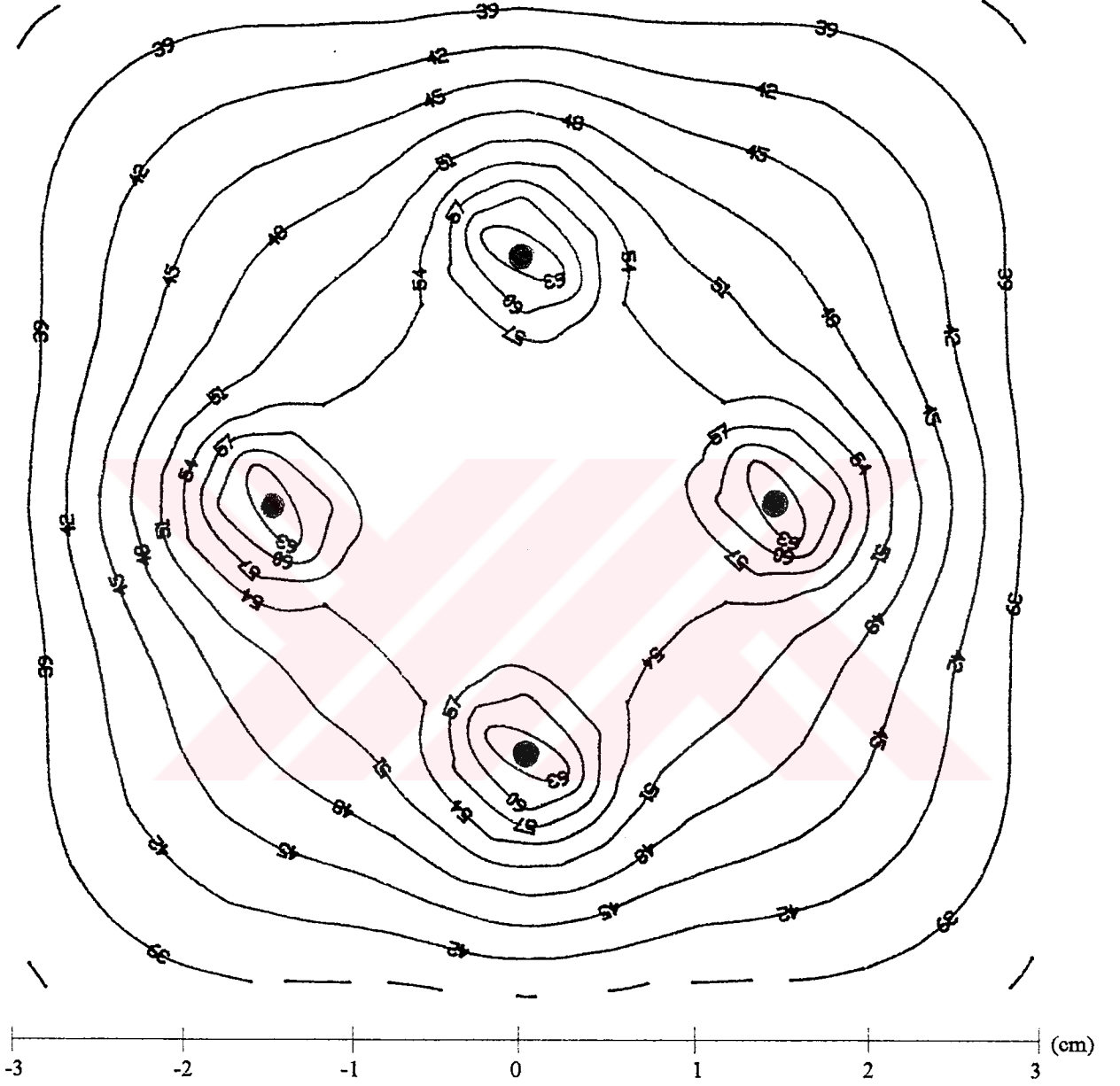


Ölçek = x (yatay eksen) ve y (düşey eksen) için: 6/15

$l_1 = 5 \text{ cm}$	$R_i = 0.18 \text{ mm}$	$\epsilon_1 = \epsilon_0$	$\sigma_1 = 10^6 \text{ S/m}$
$l_2 = 5 \text{ cm}$	$R_d = 0.9 \text{ mm}$	$\epsilon_{2r} = 48$	$\sigma_2 = 2.15 \text{ S/m}$
$l_3 = 50 \text{ cm}$	$I_g = 1 \text{ mA}$	$\epsilon_{cr} = 5$	$\mu_{r1} = \mu_{r2} = 1$

Şekil 4. 4 $f = 2450 \text{ MHz}$ için $z = -7.5 \text{ cm}$ düzleminde güç yoğunluğu dağılımı. Kontor eğrileri dB olarak $\sigma_2 |\vec{E}_p|^2$ dir. Antenler (●) ile gösterilmiştir.

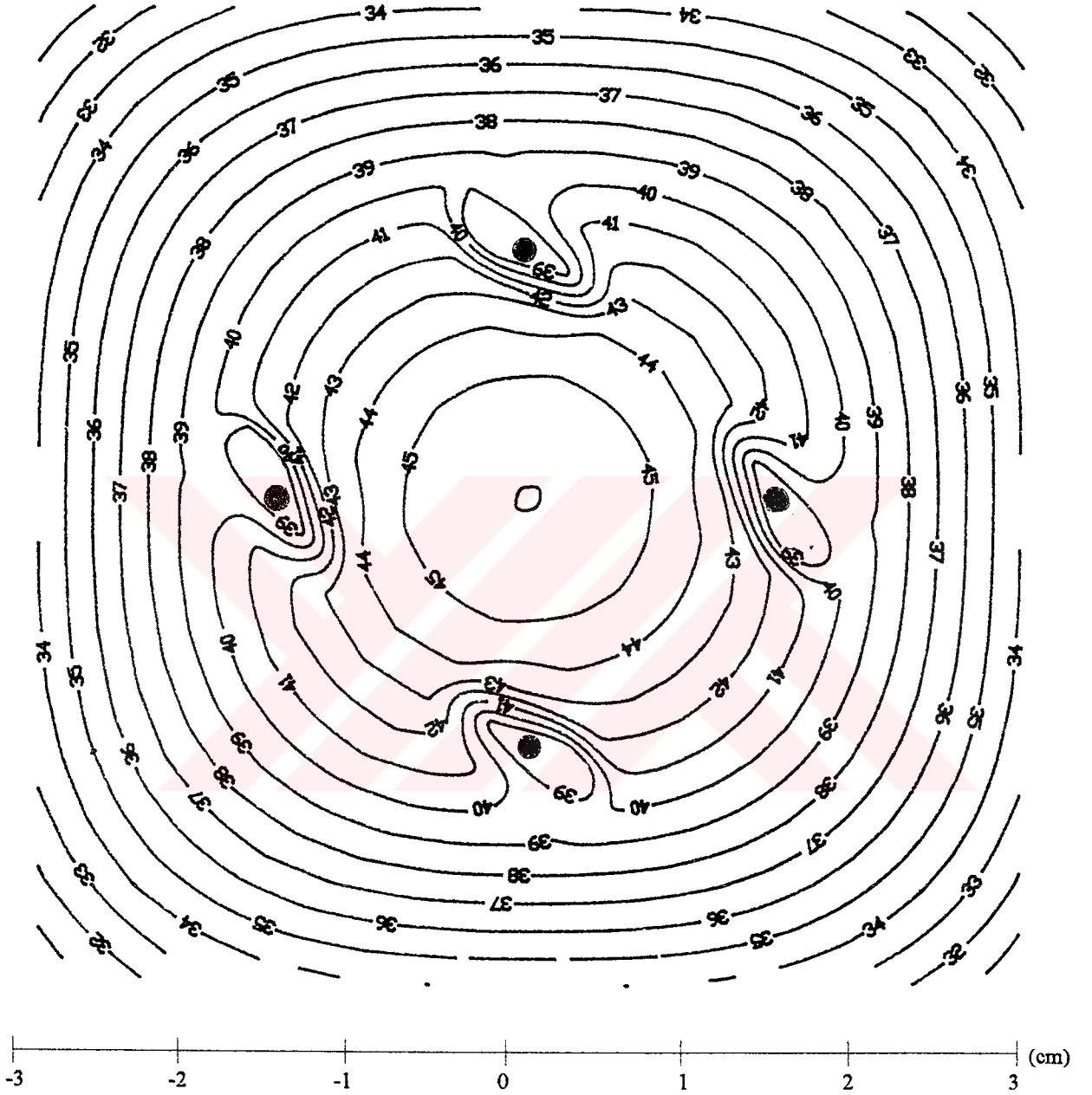




Ölçek = x (yatay eksen) ve y (düşey eksen) için: 6/15

$l_1 = 5 \text{ cm}$	$R_i = 0.18 \text{ mm}$	$\epsilon_1 = \epsilon_0$	$\sigma_1 = 10^6 \text{ S/m}$
$l_2 = 5 \text{ cm}$	$R_d = 0.9 \text{ mm}$	$\epsilon_{2r} = 52$	$\sigma_2 = 1.3 \text{ S/m}$
$l_3 = 50 \text{ cm}$	$I_g = 1 \text{ mA}$	$\epsilon_{cr} = 5$	$\mu_{r1} = \mu_{r2} = 1$

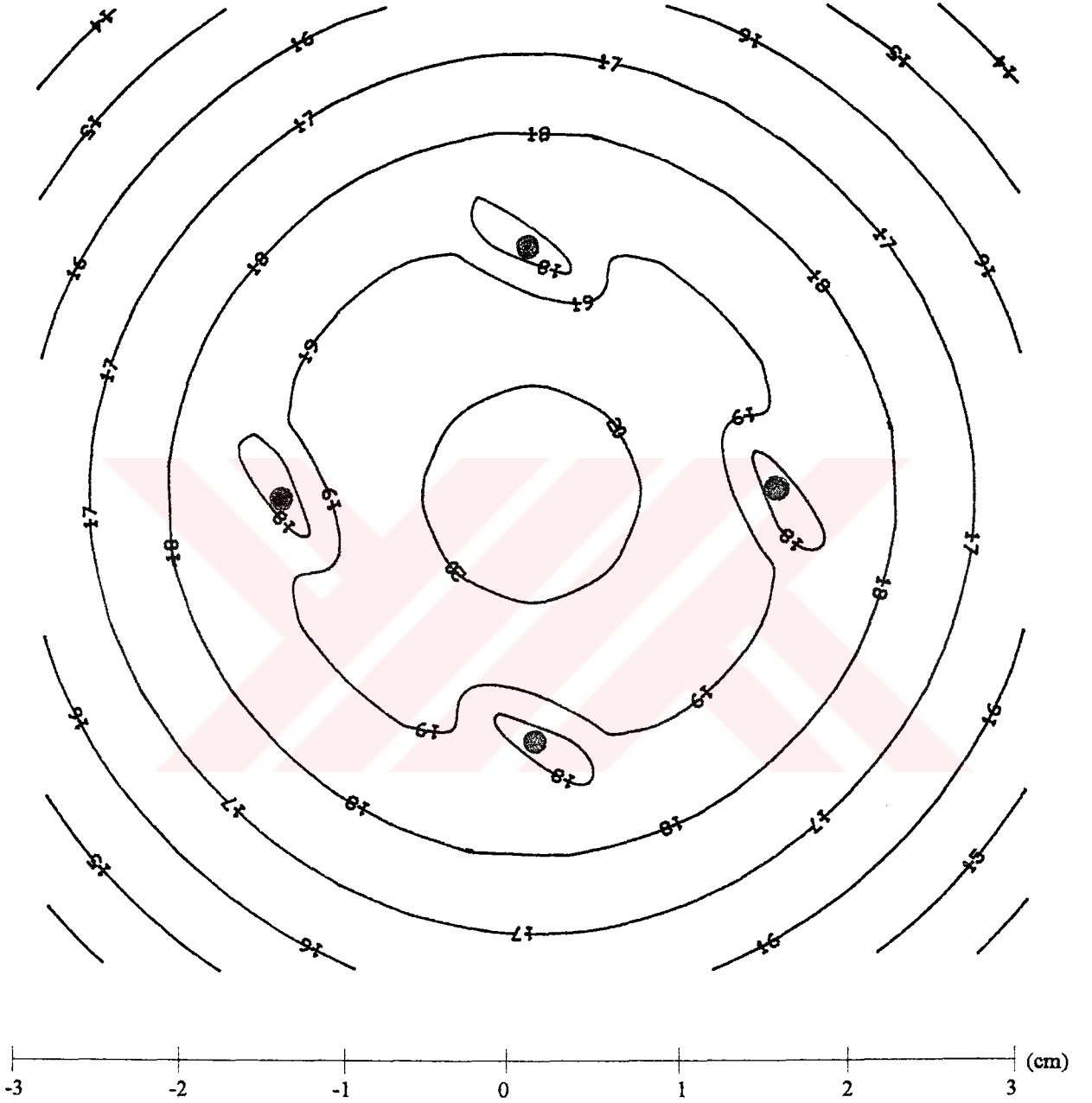
Şekil 4. 6 $f = 915 \text{ MHz}$ için $z = -5 \text{ cm}$ düzleminde güç yoğunluğu dağılımı. Kontor eğrileri dB olarak $\sigma_2 |\vec{E}_p|^2$ dir. Antenler (●) ile gösterilmiştir.



Ölçek = x (yatay eksen) ve y (düşey eksen) için: 6/15

$l_1 = 5$ cm	$R_i = 0.18$ mm	$\epsilon_1 = \epsilon_0$	$\sigma_1 = 10^6$ S/m
$l_2 = 5$ cm	$R_d = 0.9$ mm	$\epsilon_{2r} = 52$	$\sigma_2 = 1.3$ S/m
$l_3 = 50$ cm	$I_g = 1$ mA	$\epsilon_{cr} = 5$	$\mu_{r1} = \mu_{r2} = 1$

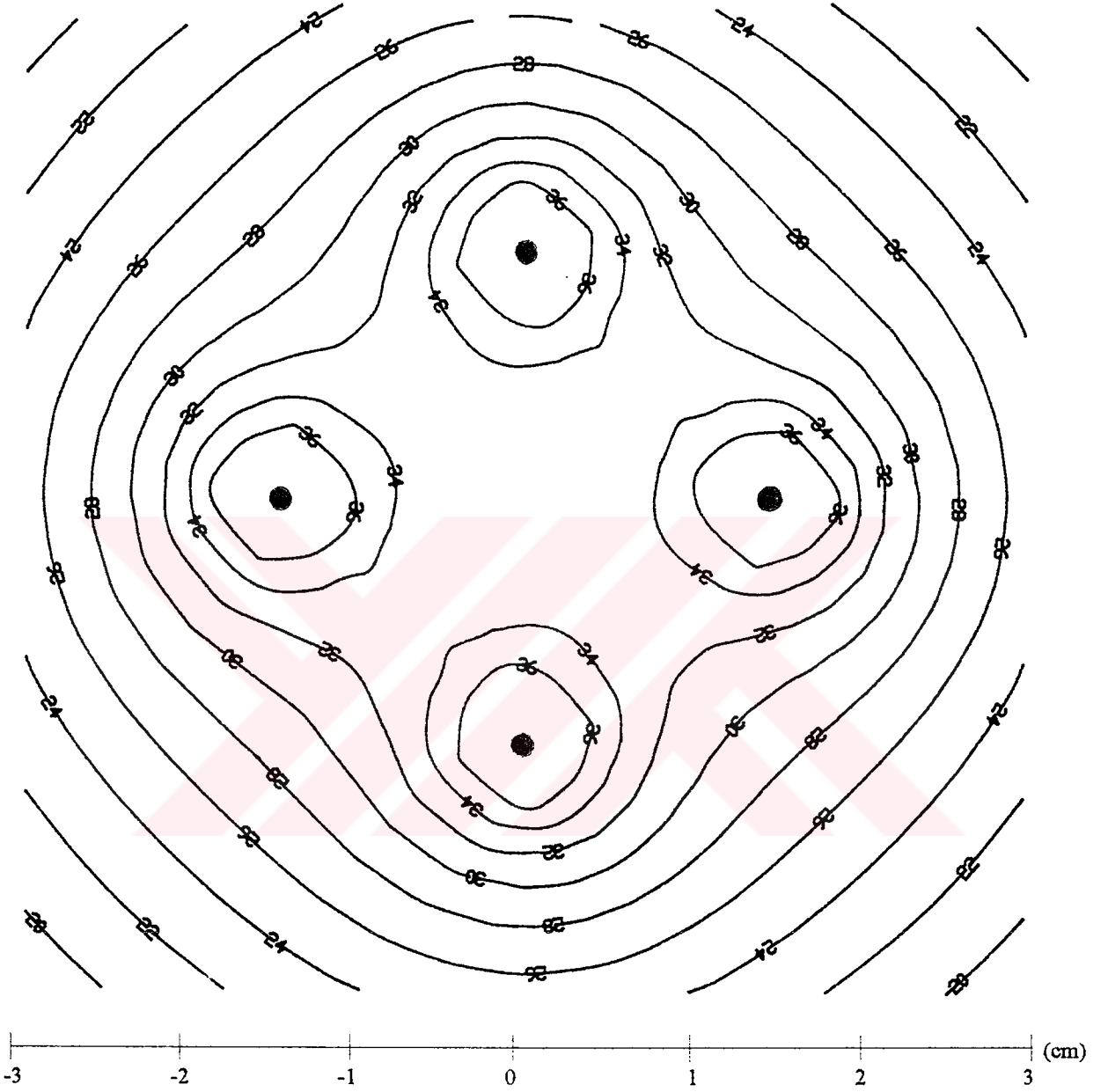
Şekil 4. 7 $f = 915$ MHz için $z = -7.5$ cm düzleminde güç yoğunluğu dağılımı. Kontor eğrileri dB olarak $\sigma_2 |\vec{E}_p|^2$ dir. Antenler (●) ile gösterilmiştir.



Ölçek = x (yatay eksen) ve y (düşey eksen) için: 6/15

$l_1 = 5 \text{ cm}$	$R_1 = 0.18 \text{ mm}$	$\epsilon_1 = \epsilon_0$	$\sigma_1 = 10^6 \text{ S/m}$
$l_2 = 5 \text{ cm}$	$R_d = 0.9 \text{ mm}$	$\epsilon_{2r} = 113$	$\sigma_2 = 0.68 \text{ S/m}$
$l_3 = 50 \text{ cm}$	$I_g = 1 \text{ mA}$	$\epsilon_{cr} = 5$	$\mu_{r1} = \mu_{r2} = 1$

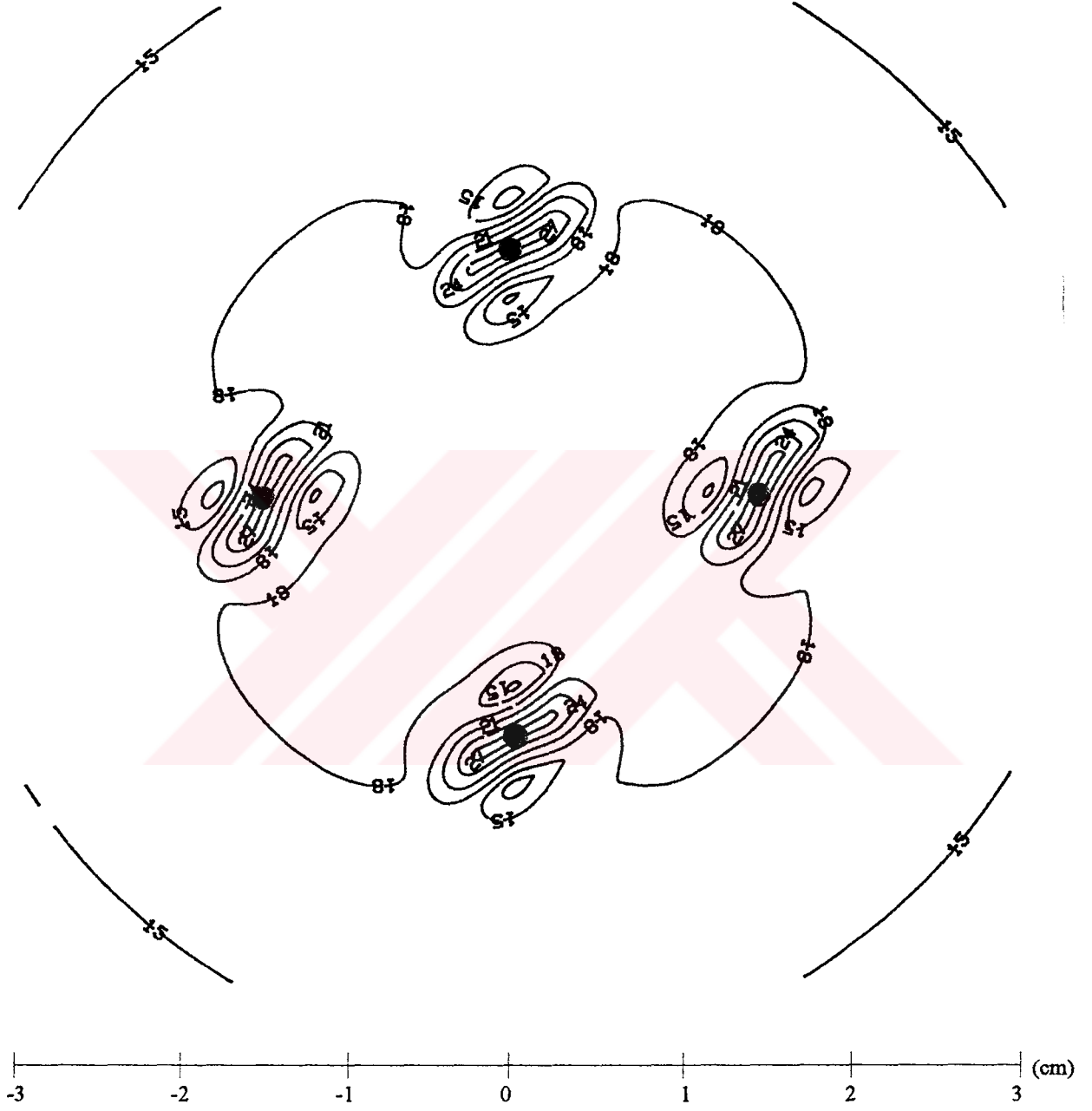
Şekil 4. 8 $f = 27.13 \text{ MHz}$ için $z = -2.5 \text{ cm}$ düzleminde güç yoğunluğu dağılımı. Kontor eğrileri dB olarak $\sigma_2 |\vec{E}_p|^2$ dir. Antenler (●) ile gösterilmiştir.



Ölçek = x (yatay eksen) ve y (düşey eksen) için: 6/15

$l_1 = 5 \text{ cm}$	$R_1 = 0.18 \text{ mm}$	$\epsilon_1 = \epsilon_0$	$\sigma_1 = 10^6 \text{ S/m}$
$l_2 = 5 \text{ cm}$	$R_d = 0.9 \text{ mm}$	$\epsilon_{2r} = 113$	$\sigma_2 = 0.68 \text{ S/m}$
$l_3 = 50 \text{ cm}$	$I_g = 1 \text{ mA}$	$\epsilon_{cr} = 5$	$\mu_{r1} = \mu_{r2} = 1$

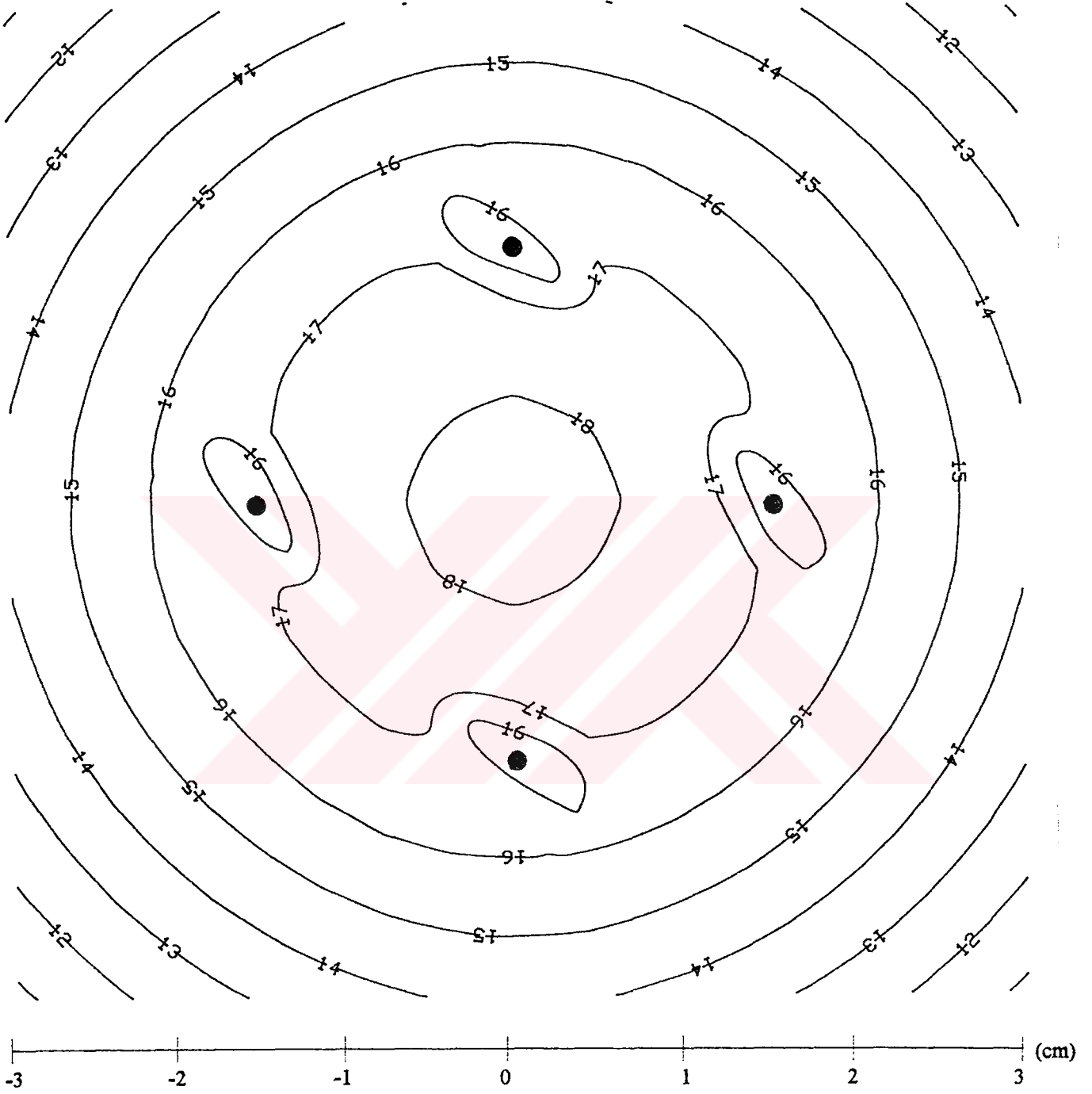
Şekil 4. 9 $f = 27.13 \text{ MHz}$ için $z = -5 \text{ cm}$ düzleminde güç yoğunluğu dağılımı. Kontor eğrileri dB olarak $\sigma_2 |\vec{E}_p|^2$ dir. Antenler (●) ile gösterilmiştir.



Ölçek = x (yatay eksen) ve y (düşey eksen) için: 6/15

$l_1 = 5 \text{ cm}$	$R_i = 0.18 \text{ mm}$	$\epsilon_1 = \epsilon_0$	$\sigma_1 = 10^6 \text{ S/m}$
$l_2 = 5 \text{ cm}$	$R_d = 0.9 \text{ mm}$	$\epsilon_{2r} = 113$	$\sigma_2 = 0.68 \text{ S/m}$
$l_3 = 50 \text{ cm}$	$I_g = 1 \text{ mA}$	$\epsilon_{cr} = 5$	$\mu_{r1} = \mu_{r2} = 1$

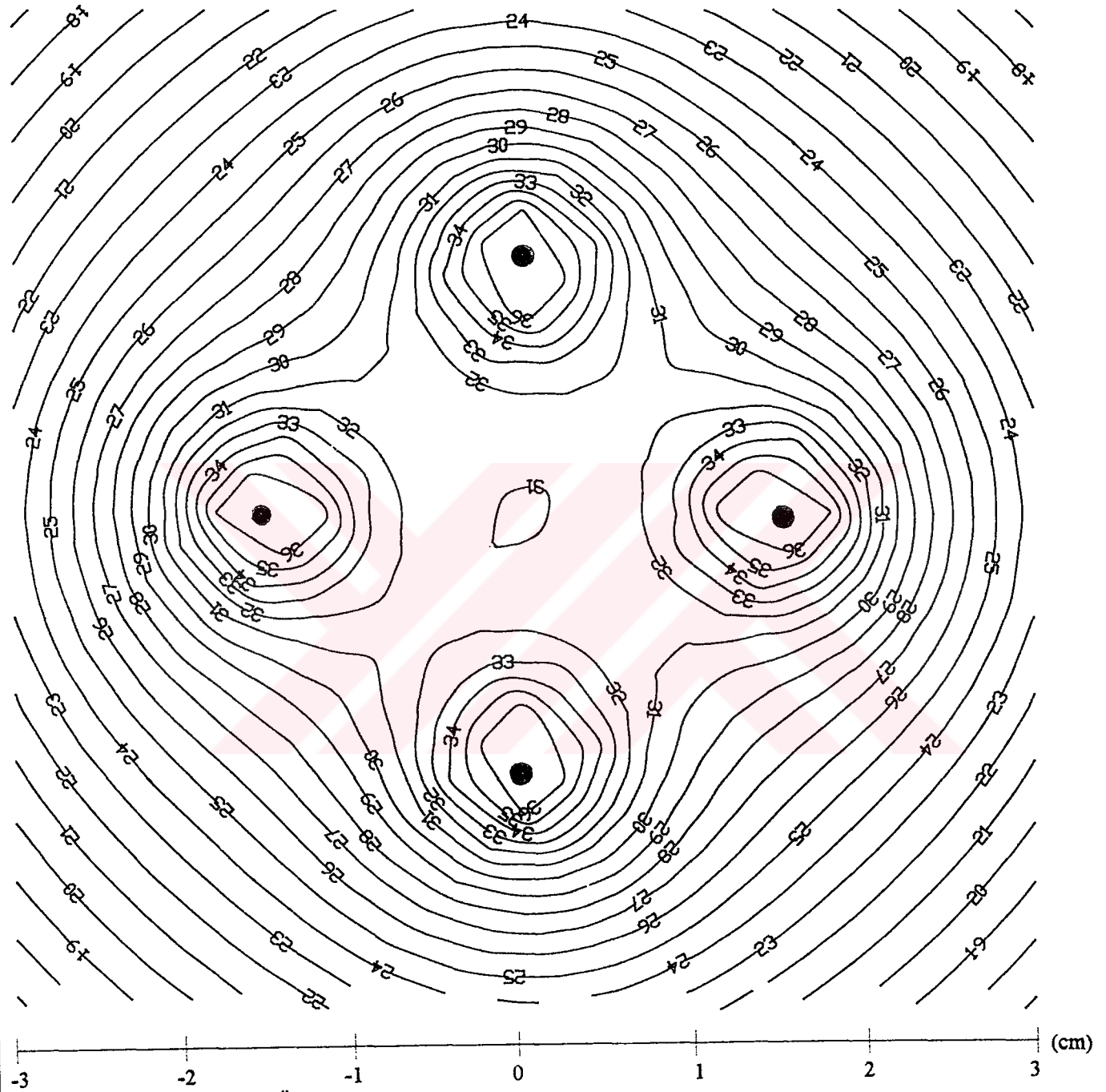
Şekil 4. 10 $f = 27.13 \text{ MHz}$ için $z = -7.5 \text{ cm}$ düzleminde güç yoğunluğu dağılımı. Kontor eğrileri dB olarak $\sigma_2 |\vec{E}_p|^2$ dir. Antenler (●) ile gösterilmiştir.



Ölçek = x (yatay eksen) ve y (düşey eksen) için: 60/166

$l_1 = 5 \text{ cm}$	$R_1 = 0.18 \text{ mm}$	$\epsilon_1 = \epsilon_0$	$\sigma_1 = 10^6 \text{ S/m}$
$l_2 = 5 \text{ cm}$	$R_d = 0.9 \text{ mm}$	$\epsilon_{2r} = 115$	$\sigma_2 = 0.67 \text{ S/m}$
$l_3 = 50 \text{ cm}$	$I_g = 1 \text{ mA}$	$\epsilon_{cr} = 5$	$\mu_{r1} = \mu_{r2} = 1$

Şekil 4. 11 $f = 13.56 \text{ MHz}$ için $z = -2.5 \text{ cm}$ düzleminde güç yoğunluğu dağılımı. Kontor eğrileri dB olarak $\sigma_2 |\vec{E}_p|^2$ dir. Antenler (●) ile gösterilmiştir.



Ölçek = x (yatay eksen) ve y (düşey eksen) için: 60/156

$$l_1 = 5 \text{ cm}$$

$$R_i = 0.18 \text{ mm}$$

$$\epsilon_1 = \epsilon_0$$

$$\sigma_1 = 10^6 \text{ S/m}$$

$$l_2 = 5 \text{ cm}$$

$$R_d = 0.9 \text{ mm}$$

$$\epsilon_{2r} = 115$$

$$\sigma_2 = 0.67 \text{ S/m}$$

$$l_3 = 50 \text{ cm}$$

$$I_g = 1 \text{ mA}$$

$$\epsilon_{cr} = 5$$

$$\mu_{r1} = \mu_{r2} = 1$$

Şekil 4. 12 $f = 13.56 \text{ MHz}$ için $z = -5 \text{ cm}$ düzleminde güç yoğunluğu dağılımı. Kontor eğrileri dB olarak $\sigma_2 |\vec{E}_p|^2$ dir. Antenler (●) ile gösterilmiştir.

$l_1 = 5 \text{ cm}$	$R_i = 0.18 \text{ mm}$	$\varepsilon_1 = \varepsilon_0$	$\sigma_1 = 10^6 \text{ S/m}$
$l_2 = 5 \text{ cm}$	$R_d = 0.9 \text{ mm}$	$\varepsilon_{2r} = 115$	$\sigma_2 = 0.67 \text{ S/m}$
$l_3 = 50 \text{ cm}$	$I_g = 1 \text{ mA}$	$\varepsilon_{cr} = 5$	$\mu_{r1} = \mu_{r2} = 1$

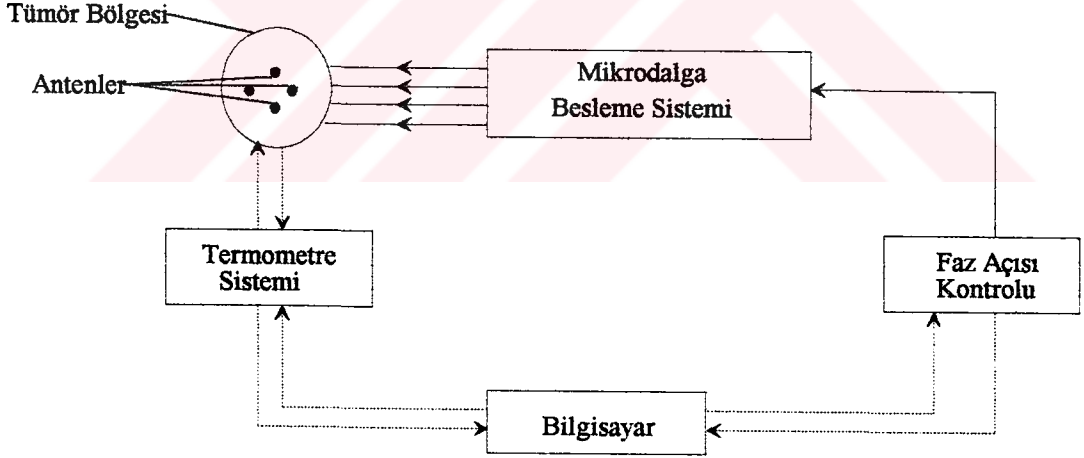
Şekil 4. 13 $f = 13.56$ MHz için $z = -7.5$ cm düzleminde güç yoğunluğu dağılımı. Kontor eğrileri dB olarak $\sigma_2 |\vec{E}_p|^2$ dir. Antenler (●) ile gösterilmiştir.

4. 2. Besleme Akımları Fazlarının Değiştirilmesi İle Hedef Noktalarda Alan Yoğunlaştırma

Burada antenlerin alanlarının eksenel bileşenlerinin eş-fazlı hale getirilmesi ilk yaklaşıklık olarak düşünülmüştür. Zira radyal bileşenler birbirlerini aynı doğrultuda kuvvetlendirmemekte, hatta dizi halkası içindeki noktalarda zayıflatmaktadır. Antenleri ortadan bölen düzlemde bulunan hedef noktalar için akım fazlarının propagasyon fazının ters işaretlisi olarak seçilmesi en uygun çözüm olarak bulunmuştur. Daha sonra çapraz-dipol ışınlayıcının eksenel bileşeninin radyal bileşenine göre çok büyük olmasından yararlanarak faz uyumu sağlanmıştır. En genel ve kesin bir yol olarak da bir uygun faz bulma programı yapılmıştır.

Hipertermi esnasında, ısı dağılmasının (kaybının) en fazla olduğu tümör kenarlarında ya da sıcaklığı etrafına göre az değişen bazı iç noktalarda bırakılan gücün artırılması istenebilir. Hangi noktaların yoğunlaştırmanın hedef olacağına termometri sistemlerinin izlenmesiyle karar verilebilir.

Böyle güç yoğunlaştırmalı bir hipertermi sisteminin prensip şeması Şekil 4. 14 de verilmiştir.

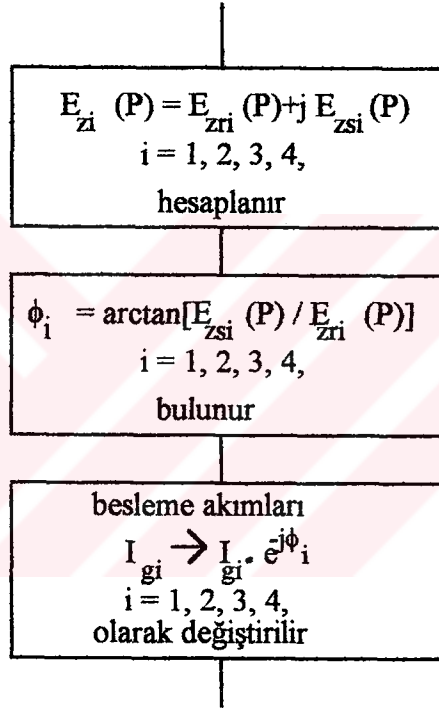


Şekil 4. 14 Noktasal alan yoğunlaştırmalı bir hipertermi sisteminin blok şeması

Bu alt-bölümde anten besleme akımlarının uygun belirlenmesiyle alanın verilen herhangi bir noktada artırılması sorunu ele alınmış ve 3 farklı yaklaşımla çözüm aranmıştır.

4. 2.1 Eksenel Bileşenlerin Eş Fazlı Kılınması

Çapraz-dipol antenin bir özelliği elektrik alanının eksenel bileşeninin radyal bileşenine göre çok büyük olmasıdır. Güç yoğunluğu hesaplanırken sadece eksenel bileşenle çalışılması halinde mutlak hata 0.01 dB 'den daha küçük olmaktadır. Seçilen hedef noktalarda alan yoğunlaştırma probleminde bu özellik önemli bir kolaylık sağlamaktadır. Bu özelliğe dayanarak geliştirilen yöntemin algoritması aşağıda verilmiştir.



Şekil 4. 14b. Eksenel bileşenlerin eş-fazlı kılınması algoritması

Bu yöntemin uygulanabilmesi için alanın radyal bileşeninin eksenel bileşeni yanında ihmal edilebilecek kadar küçük olması şartı vardır. Eksen bileşeninin ihmal edilemeyecek kadar küçük olması durumunda bu yöntem bir faz arama programında faz açılarının başlangıç değerini belirlemek için kullanılabilir.

4. 2.2: Besleme Akımları Fazlarının Propagasyon Sabitiyle Orantılı Olarak Değiştirilmesiyle Alan Yoğunlaştırma

Bu yöntemde antenlerin besleme akımlarının faz açılarını $\Phi = \beta_0 \rho$ biçiminde almak düşünülmüştür, burada β_0 kayıplı ortamdaki (tümör dokusu) propagasyon sabitini ρ ise antenin hedef alınan alan noktasına olan uzaklığını göstermektedir. Buna göre anten besleme akımlarının fazör ifadeleri

$$\begin{aligned} I_1 &= I_0 \exp(+j \beta_0 \rho_1) \\ I_2 &= I_0 \exp(+j \beta_0 \rho_2) \\ I_3 &= I_0 \exp(+j \beta_0 \rho_3) \\ I_4 &= I_0 \exp(+j \beta_0 \rho_4) \end{aligned} \quad (4.10)$$

olarak seçilir. Dolayısıyla,

$$\exp(+j \beta_0 \rho_k) = \exp(-j \Phi_k) = a_k + j b_k, \quad k = 1, 2, 3, 4 \quad (4.11)$$

olmak üzere yeni alan bileşenleri

$$\bar{E}_{\rho k}(P) \exp(+j \beta_0 \rho_k) = (\bar{E}_{\rho kr}(P) a_k - \bar{E}_{\rho ki}(P) b_k) + j(\bar{E}_{\rho kr}(P) b_k + \bar{E}_{\rho ki}(P) a_k) \quad (4.12)$$

$$\bar{E}_{xk}(P) = \frac{\bar{E}_{\rho k}(P) (a_k + j b_k)(x_0 - x_k)}{[(x_0 - x_k)^2 + (y_0 - y_k)^2]^{1/2}} \quad (4.13)$$

$$\bar{E}_{xk}(P) = \bar{E}_{xkr}(P) + j \bar{E}_{xki}(P) \quad (4.14)$$

$$\bar{E}_{yk}(P) = \frac{\bar{E}_{\rho k}(P) (a_k + j b_k)(y_0 - y_k)}{[(x_0 - x_k)^2 + (y_0 - y_k)^2]^{1/2}} \quad (4.15)$$

$$\bar{E}_{yk}(P) = \bar{E}_{ykr}(P) + j \bar{E}_{yki}(P) \quad (4.16)$$

ve,

$$\bar{E}_{zk}(P) \exp(-j \beta_0 \rho_k) = (\bar{E}_{zkr}(P) a_k - \bar{E}_{zki}(P) b_k) + j(\bar{E}_{zkr}(P) b_k + \bar{E}_{zki}(P) a_k) \quad (4.17a)$$

$$k = 1, 2, 3, 4 \quad (4.17b)$$

olur, burada $x_0 - y_0$ koordinatları ile $z = st$ düzlemindeki bir P hedef alan noktası ve $x_k - y_k$ koordinatları ile de antenlerin simetri eksenleri gösterilmiştir. Böylece bu P noktasına bırakılan güç yoğunluğu

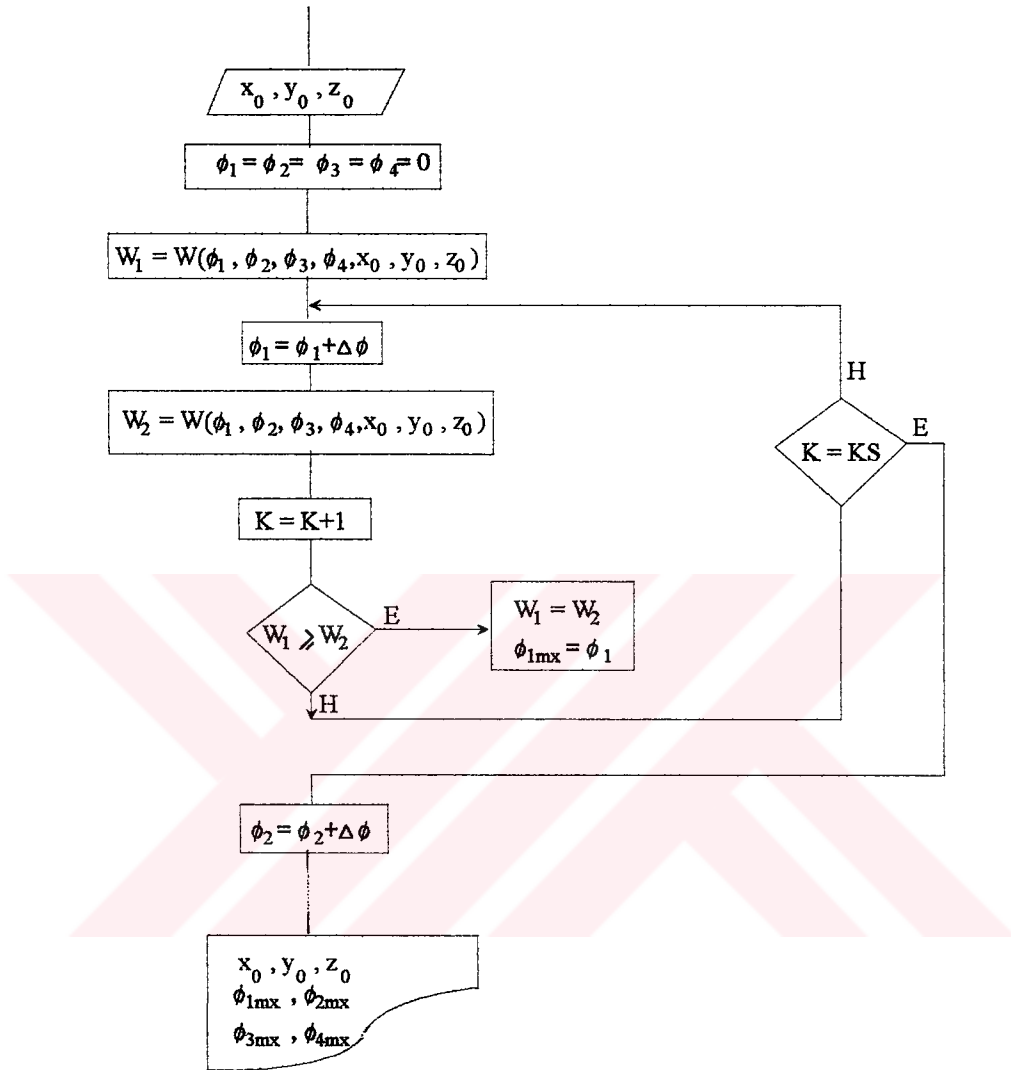
$$W = \sigma_2 \sum_{k=1}^4 \left(E_{xkr}^2(P) + E_{xki}^2(P) + E_{ykr}^2(P) + E_{yki}^2(P) + E_{zkr}^2(P) + E_{zki}^2(P) \right) \text{ w / m}^3 \quad (4.18)$$

olarak elde edilir.

Bu yöntemle alan bileşenlerinin uygun fazla gelerek toplandığı noktalar sadece anten yüksekliklerinin orta noktalarından geçen düzlemde ($z = -5 \text{ cm}$) veya bunun çok yakın civarında bulunmalıdır (simetri sebebiyle), aksi halde istenen sonuç alınmamaktadır. Bununla birlikte kateterler içerisinde antenlerin hareket ettirilmesi imkanı varsa daha geniş bir bölgede noktasal alan yoğunlaştırma sağlanabilecektir.

4. 2.3 Besleme Akımları Fazlarının Kombinezonsal Değiştirilmesiyle Alan Yoğunlaştırma

Bu yöntemde bir alan noktasının koordinatları verildiğinde bu noktadaki maksimum alanın bütün faz açısı kombinezonlarının denenmesiyle bulunabileceği düşünülmüş ve bu amaçla bir alt-programdan yararlanılmıştır. Şekil 4.15 'de bu alt-programın akış şeması verilmiştir.



Şekil 4. 15 Alan noktası verildiğinde uygun faz açılarını bulan alt-programın akış şeması

Bu bölümde anlatılan iki yöntem antenlere paralel biri dizi dairesi içinde diğeri dizi dairesi dışında kalan 2 doğru üzerinde alınan 6 noktada denenmiştir. Alınan sonuçlar aşağıda karşılaştırmalı tablolar halinde sunulmuştur.

Tablo 4. 1 915 MHz için $z = -25$ mm Düzlemindeki Alan Noktalarında Güç Yoğunlukları

Alan Noktasının Koordinatları (mm)	GÜÇ YOĞUNLUĞU (dBW/m ³)		
	Fazlar Eşit	Fazlar β_2 ile Orantılı	Fazlar Programla Belirlenmiş
x = 6 y = 10	43.9	-	45.3 *
x = 20 y = 20	36.7	-	41.1 **
* $\phi 1 = 6.283$ rd., $\phi 2 = 1.099$ rd., $\phi 3 = 1.413$ rd., $\phi 4 = 0.314$ rd.			
** $\phi 1 = 6.283$ rd., $\phi 2 = 2.199$ rd., $\phi 3 = 2.199$ rd., $\phi 4 = 6.283$ rd.			

Tablo 4. 2 915 MHz için $z = -50$ mm düzlemindeki alan noktalarında güç yoğunlukları

Alan Noktasının Koordinatları (mm)	GÜÇ YOĞUNLUĞU (dBW/m ³)		
	Fazlar Eşit	Fazlar β_2 ile Orantılı	Fazlar Programla Belirlenmiş
x = 6 y = 10	54.2	57.9	57.9 *
x = 20 y = 20	43.5	48.6	48.6 **
* $\phi 1 = 6.283$ rd., $\phi 2 = 2.199$ rd., $\phi 3 = 2.670$ rd., $\phi 4 = 0.785$ rd.			
** $\phi 1 = 6.283$ rd., $\phi 2 = 2.827$ rd., $\phi 3 = 2.827$ rd., $\phi 4 = 6.283$ rd.			

Tablo 4. 3 915 MHz için $z = -75$ mm düzlemindeki alan noktalarında güç yoğunlukları

Alan Noktasının Koordinatları (mm)	GÜÇ YOĞUNLUĞU (dBW/m ³)		
	Fazlar Eşit	Fazlar β_2 ile Orantılı	Fazlar Programla Belirlenmiş
x = 6 y = 10	43.8	-	45.2 *
x = 20 y = 20	36.7	-	41.1 **
* $\phi 1 = 6.283$ rd., $\phi 2 = 1.099$ rd., $\phi 3 = 1.413$ rd., $\phi 4 = 0.314$ rd.			
** $\phi 1 = 6.283$ rd., $\phi 2 = 2.199$ rd., $\phi 3 = 2.199$ rd., $\phi 4 = 6.283$ rd.			

Tablo 4. 4 2450 MHz için $z = -25$ mm düzlemindeki alan noktalarında güç yoğunlukları

Alan Noktasının Koordinatları (mm)	GÜÇ YOĞUNLUĞU (dBW/m ³)		
	Fazlar Eşit	Fazlar β_2 ile Orantılı	Fazlar Programla Belirlenmiş
x = 6 y = 10	28.1	-	37.5 *
x = 20 y = 20	31.5		32.6 **
* $\phi 1 = 6.283$ rd., $\phi 2 = 2.827$ rd., $\phi 3 = 3.455$ rd., $\phi 4 = 0.785$ rd.			
** $\phi 1 = 6.283$ rd., $\phi 2 = 5.340$ rd., $\phi 3 = 5.340$ rd., $\phi 4 = 6.283$ rd.			

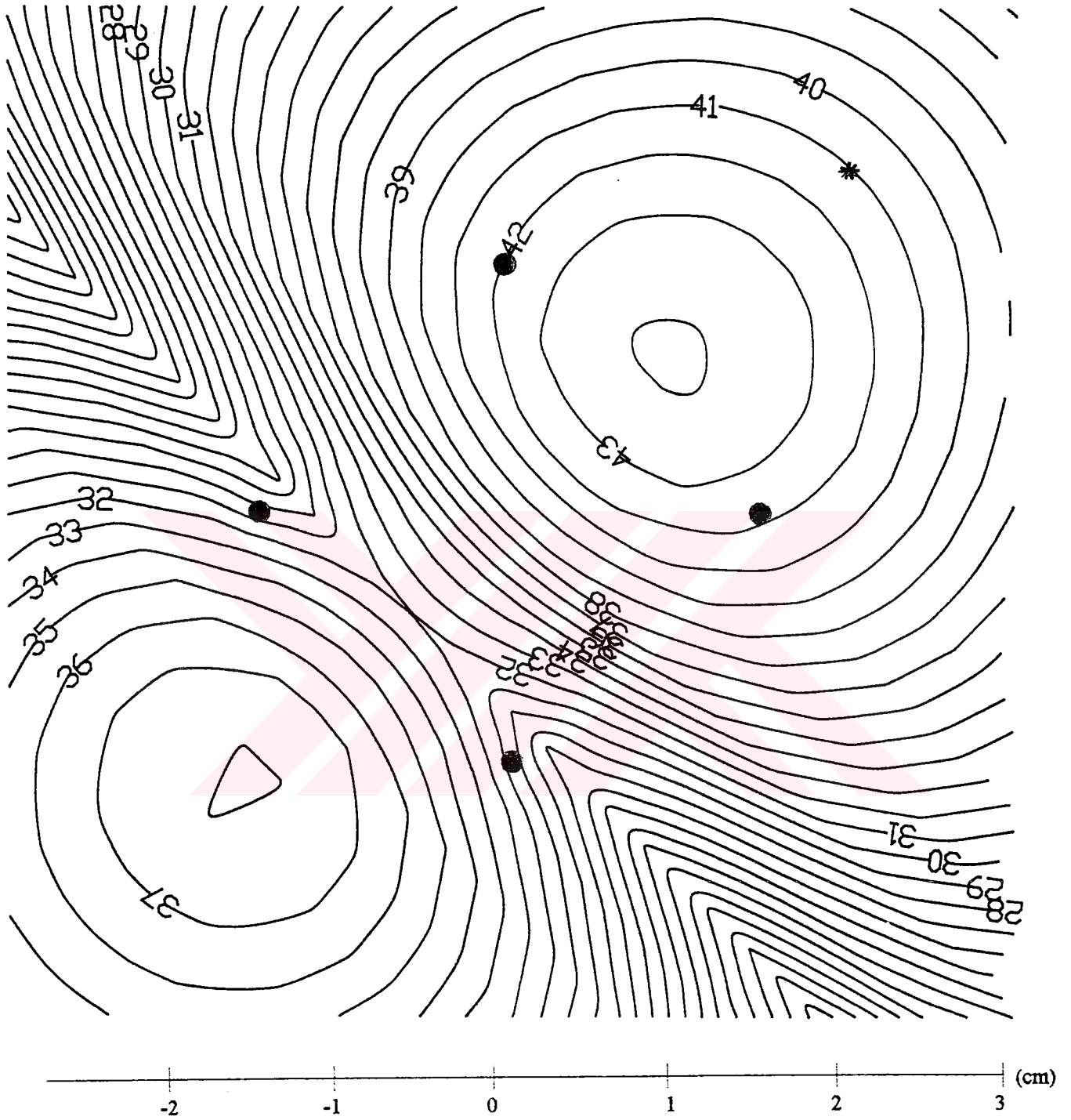
Tablo 4. 5 2450 MHz için $z = -50$ mm düzlemindeki alan noktalarında güç yoğunlukları

Alan Noktasının Koordinatları (mm)	GÜÇ YOĞUNLUĞU (dBW/m ³)		
	Fazlar Eşit	Fazlar β_2 ile Orantılı	Fazlar Programla Belirlenmiş
x = 6 y = 10	49.1	53.0	53.0 *
x = 20 y = 20	40.8	41.4	41.4 **
* $\phi 1 = 6.283$ rd., $\phi 2 = 5.655$ rd., $\phi 3 = 0.785$ rd., $\phi 4 = 2.042$ rd.			
** $\phi 1 = 6.283$ rd., $\phi 2 = 5.655$ rd., $\phi 3 = 0.785$ rd., $\phi 4 = 2.042$ rd.			

Tablo 4. 6 2450 MHz için $z = -75$ mm düzlemindeki alan noktalarında güç yoğunlukları

Alan Noktasının Koordinatları (mm)	GÜÇ YOĞUNLUĞU (dBW/m ³)		
	Fazlar Eşit	Fazlar β_2 ile Orantılı	Fazlar Programla Belirlenmiş
x = 6 y = 10	28.1	-	37.4 *
x = 20 y = 20	31.4	-	32.4 **
* $\phi 1 = 6.283$ rd., $\phi 2 = 2.827$ rd., $\phi 3 = 3.455$ rd., $\phi 4 = 0.785$ rd.			
** $\phi 1 = 0.942$ rd., $\phi 2 = 6.283$ rd., $\phi 3 = 6.283$ rd., $\phi 4 = 0.942$ rd.			

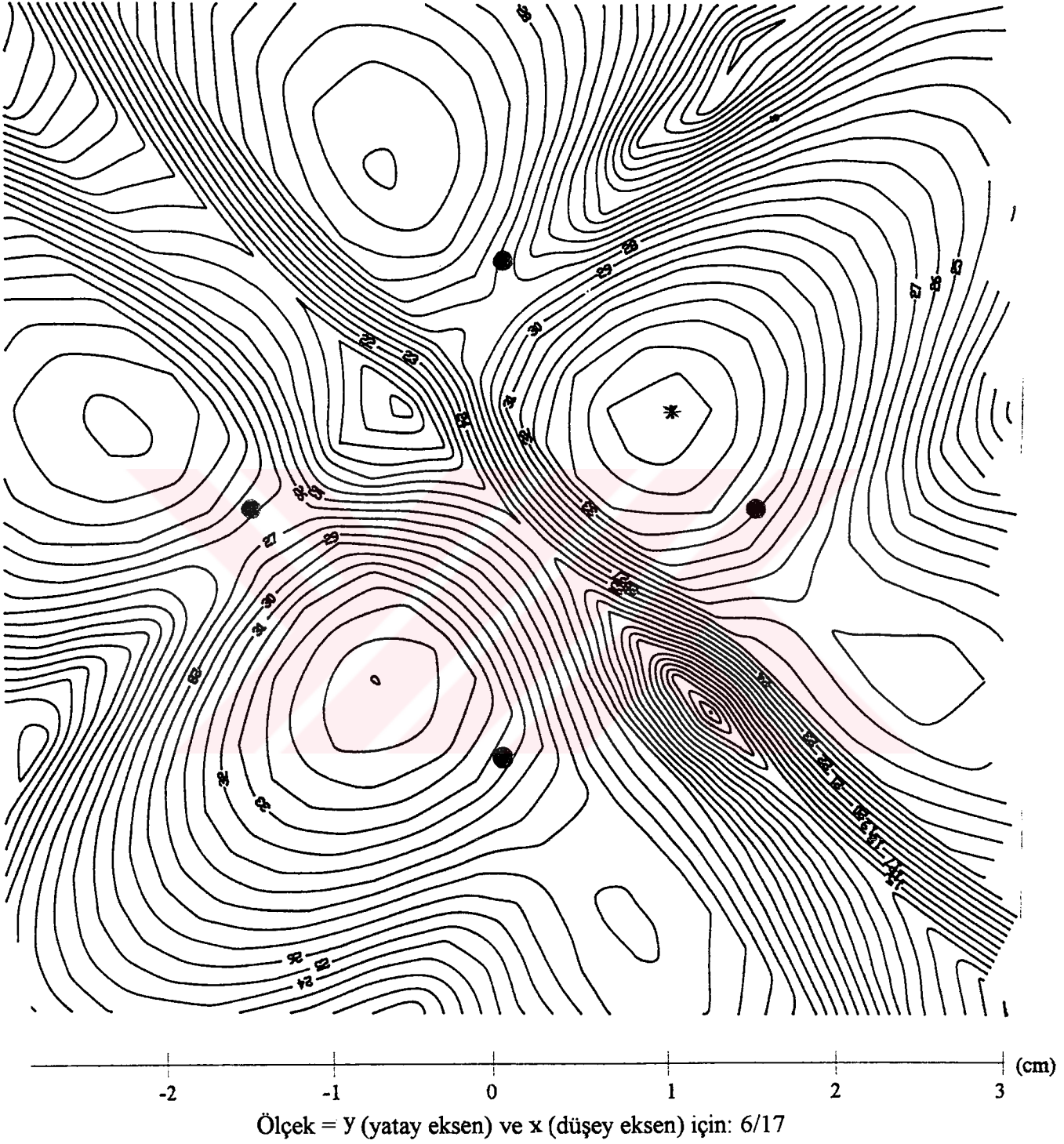
Tablodan izlenebileceği gibi anten besleme akımlarının fazları programla belirlendiğinde her durumda güç yoğunluğunda bir artış sağlanmaktadır. Fazların propagasyon sabiti ile orantılı olarak değiştirilmesi $z = -50$ mm düzleminde aynı sonuçları vermiştir. Diğer kesitlerdeki alan noktalarında ise yararlanılamayacak biçimde değişimler (artma veya azalma) gözlenmiştir. Takip eden sayfalarda program ile belirlenmiş faz açıları için alan dağılımları tüm $-3 \leq x, y \leq 3$ (cm) bölgesi için kontur eğrileri biçiminde verilmiştir.



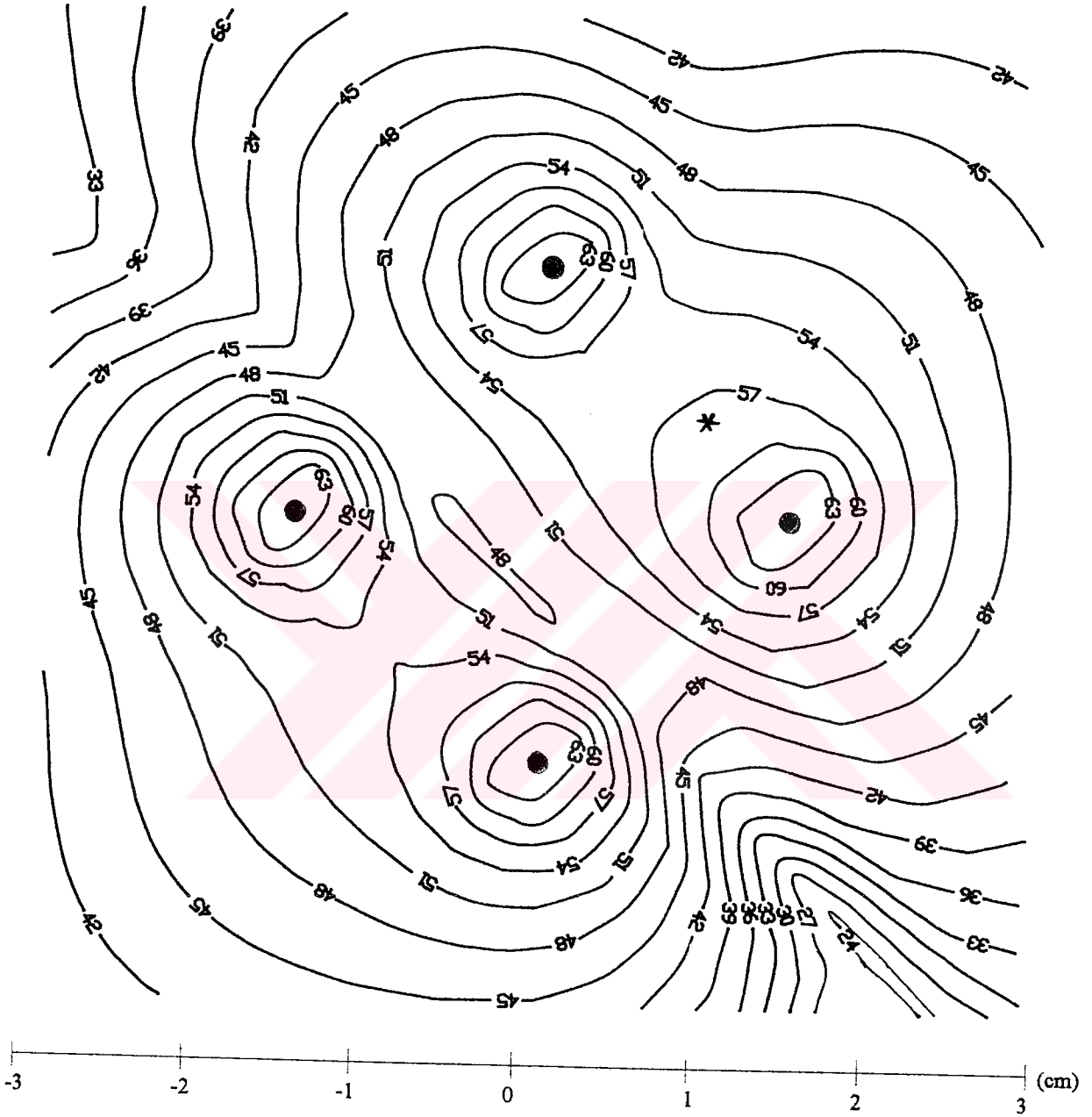
Ölçek = y (yatay eksen) ve x (düşey eksen) için: 6/17

Şekil 4. 16 $z = -2,5$ cm düzleminde $f = 915$ MHz için güç yoğunluğu dağılımı. Kontor eğrileri dB olarak $\sigma_2 |\vec{E}_p|^2$ dir. Anten besleme faz açıları (2 cm, 2 cm) noktasına göre belirlenmiştir. ($\phi_1 = 6.283$, $\phi_2 = 2.199$, $\phi_3 = 2.199$, $\phi_4 = 6.283$) rd/s

Antenler (●) ile hedef nokta ise (*) ile gösterilmiştir. Karş. Şek. 4.5

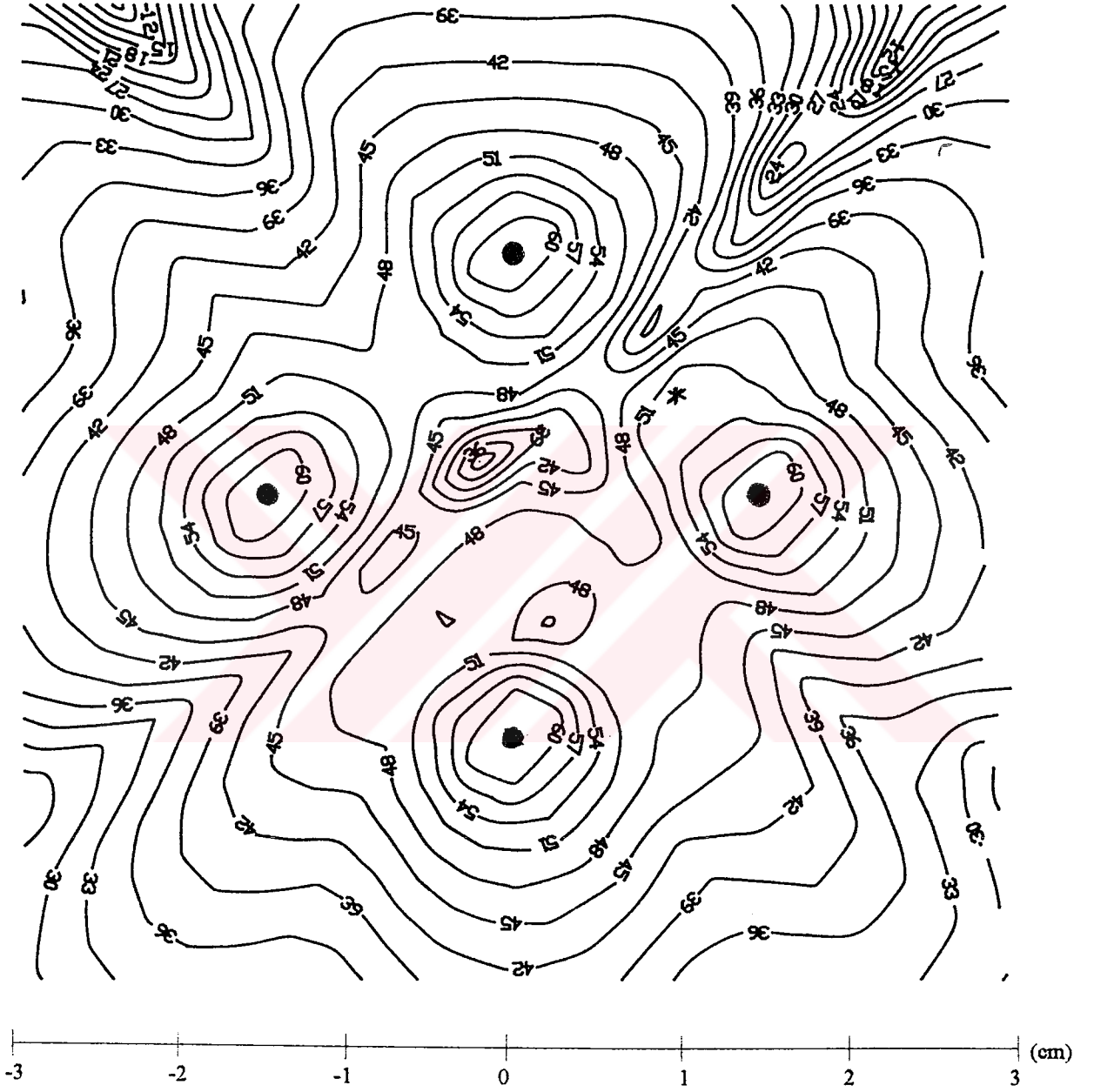


Şekil 4. 17 $z = -2,5$ cm düzleminde $f = 2450$ MHz için güç yoğunluğu dağılımı. Kontur eğrileri dB olarak $\sigma_2 |\vec{E}_p|^2$ dir. Anten besleme faz açıları (0.6 cm, 1cm) noktasına göre belirlenmiştir. ($\phi_1 = 6.283$, $\phi_2 = 2.287$, $\phi_3 = 3.455$, $\phi_4 = 0.785$) rd/s. Antenler (●) ile hedef nokta ise (*) ile gösterilmiştir. Karş. Şek. 4.2



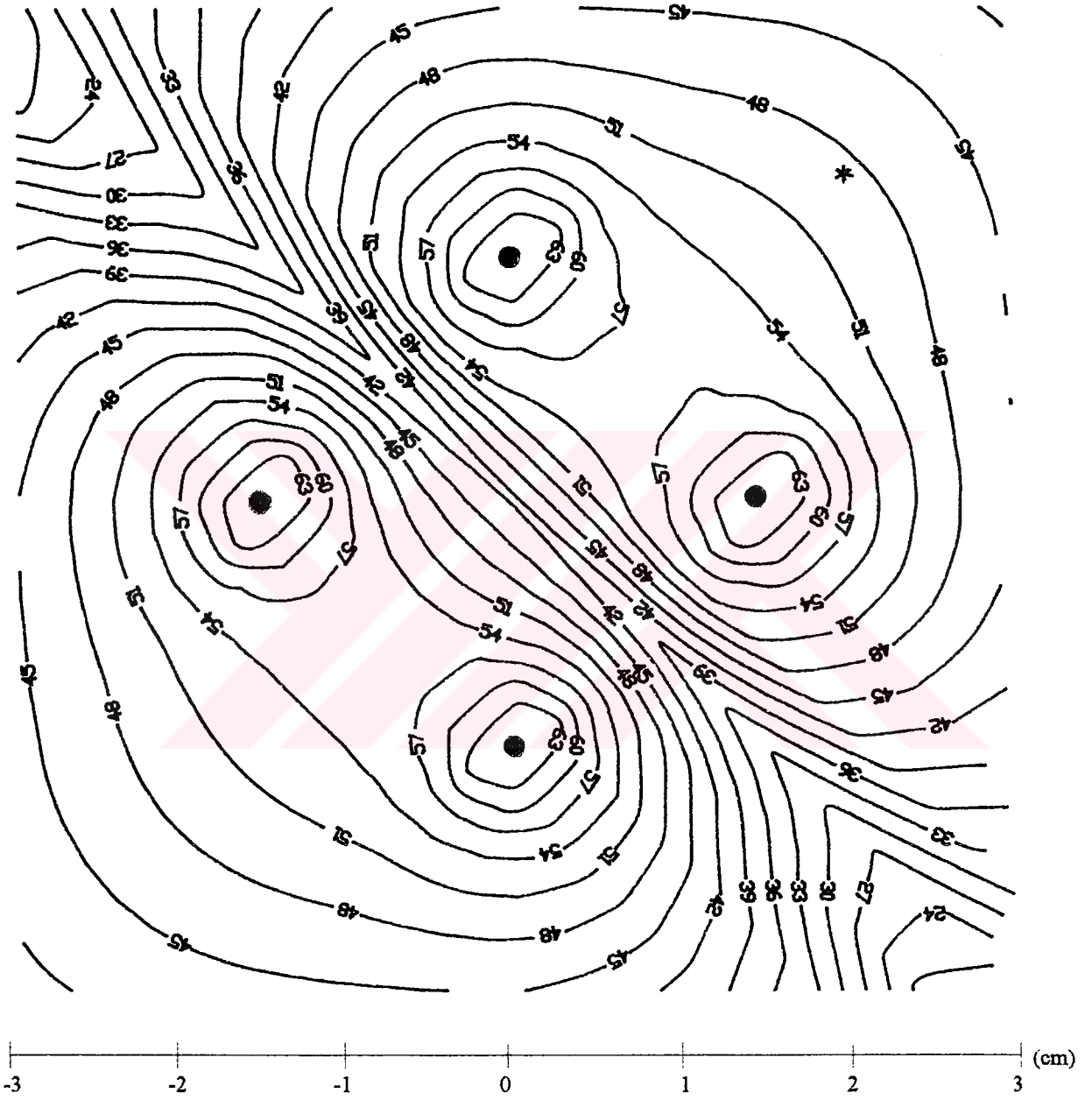
Ölçek = y (yatay eksen) ve x (düşey eksen) için: 6/15

Şekil 4. 18 $z = -5$ cm düzleminde $f = 915$ MHz için güç yoğunluğu dağılımı. Kontor eğrileri dB olarak $\sigma_2 |\vec{E}_p|^2$ dir. Anten besleme faz açıları (0.6 cm, 1cm) noktasına göre belirlenmiştir. ($\phi_1 = 6.283$, $\phi_2 = 2.199$, $\phi_3 = 2.670$, $\phi_4 = 0.785$) rd/s Antenler (●) ile hedef nokta ise (*) ile gösterilmiştir. Karş. Şek. 4.6



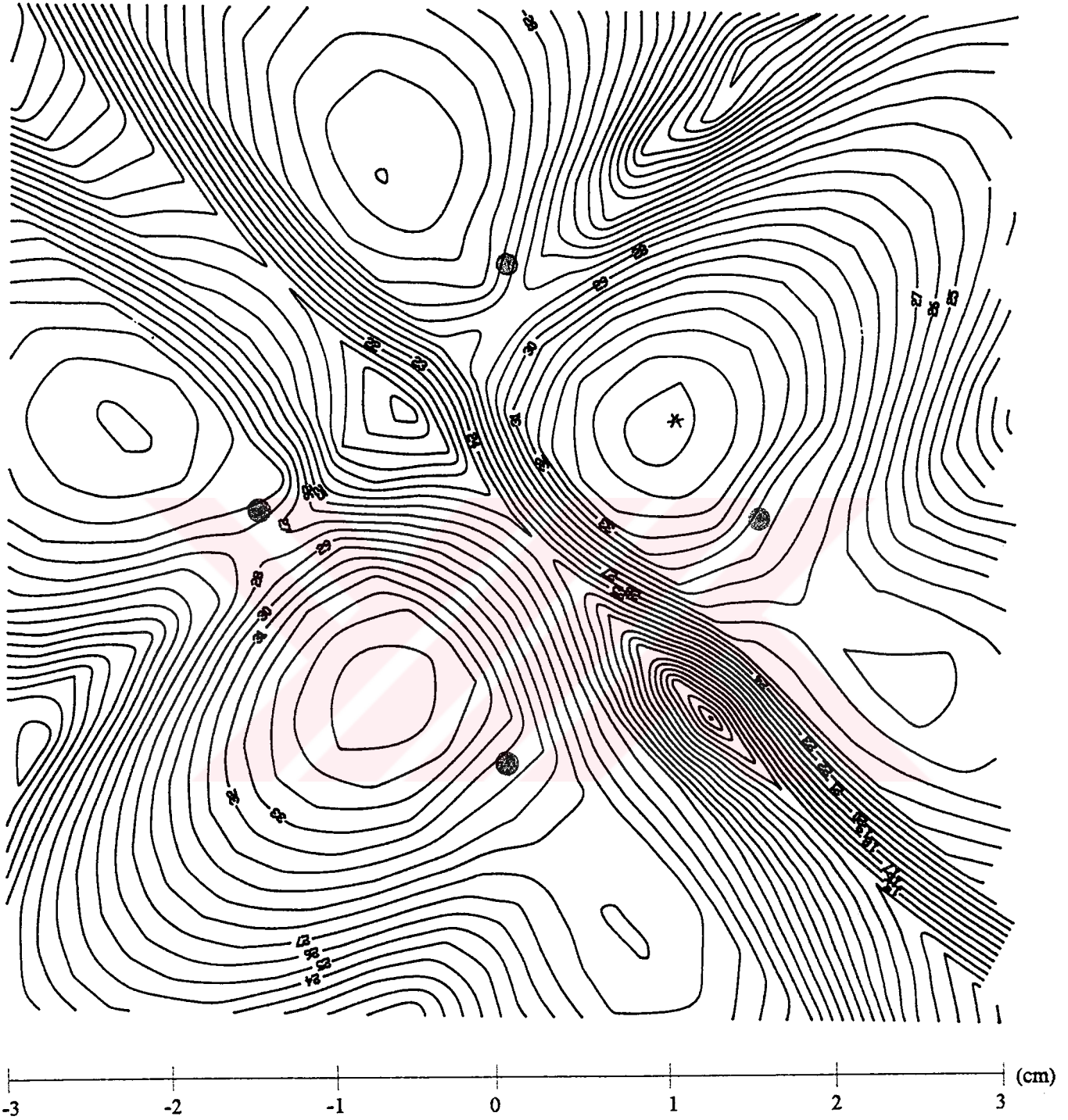
Ölçek = y (yatay eksen) ve x (düşey eksen) için: 6/15

Şekil 4. 19 $z = -5$ cm düzleminde $f = 2450$ MHz için güç yoğunluğu dağılımı. Kontor eğrileri dB olarak $\sigma_2 |\vec{E}_p|^2$ dir. Anten besleme faz açıları (0.6 cm, 1cm) noktasına göre belirlenmiştir. ($\phi_1 = 6.283$, $\phi_2 = 5.655$, $\phi_3 = 0.157$, $\phi_4 = 2.042$) rd/s. Antenler (●) ile hedef nokta ise (*) ile gösterilmiştir. Karş. Şek. 4.3



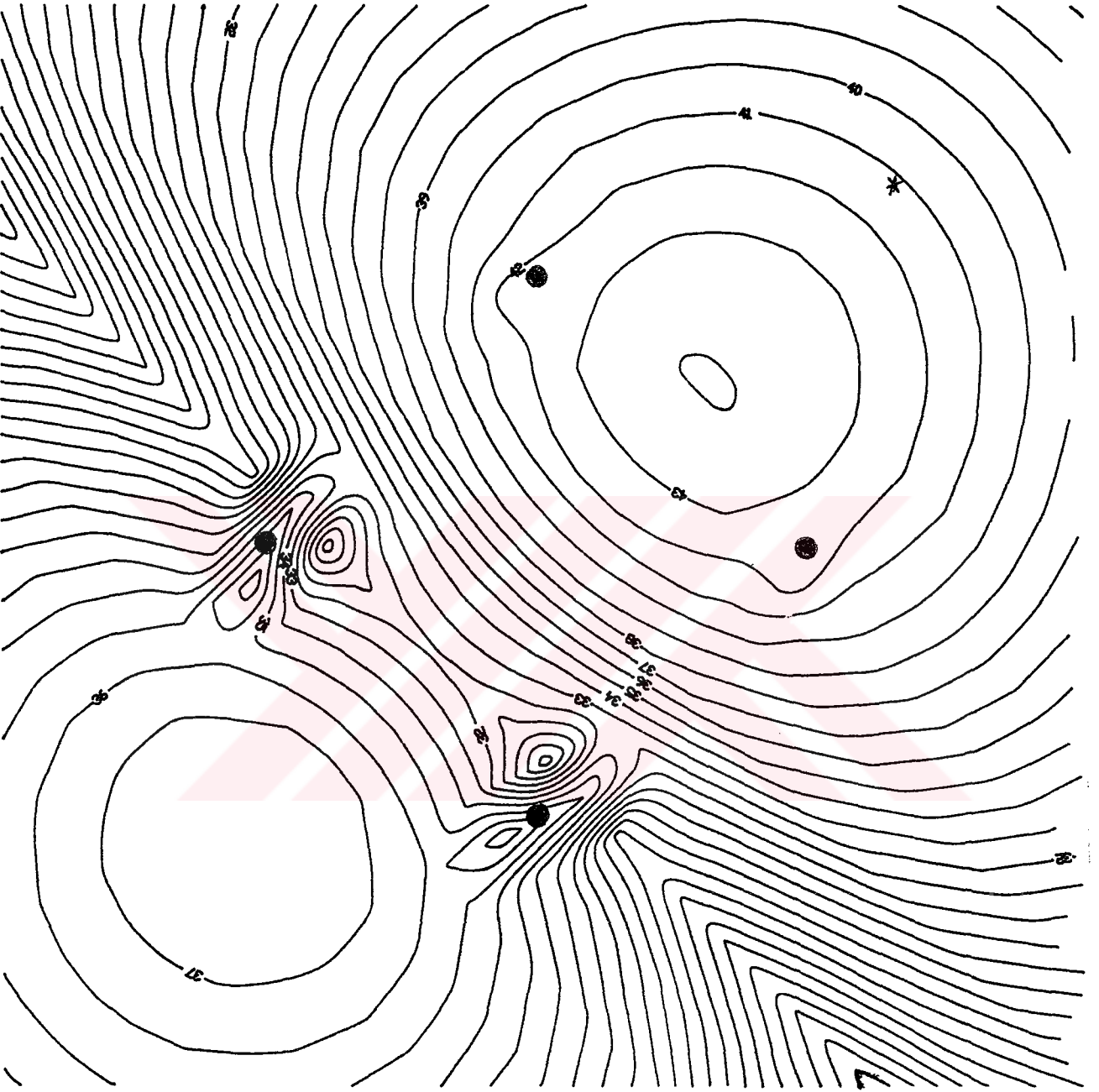
Ölçek = x (yatay eksen) ve y (düşey eksen) için: 6/15

Şekil 4. 20 $z = -5$ cm düzleminde $f = 915$ MHz için güç yoğunluğu dağılımı. Kontor eğrileri dB olarak $\sigma_2 |\vec{E}_p|^2$ dir. Anten besleme faz açıları (2 cm, 2 cm) noktasına göre belirlenmiştir. ($\phi_1 = 6.283$, $\phi_2 = 2.827$, $\phi_3 = 2.827$, $\phi_4 = 6.283$) rd/s Antenler (●) ile hedef nokta ise (*) ile gösterilmiştir. Karş. Şek. 4.6



Ölçek = y (yatay eksen) ve x (düşey eksen) için: 6/17

Şekil 4. 21 $z = -7.5$ cm düzleminde $f = 2450$ MHz için güç yoğunluğu dağılımı. Kontor eğrileri dB olarak $\sigma_2 |\vec{E}_p|^2$ dir. Anten besleme faz açıları (0.6 cm, 1cm) noktasına göre belirlenmiştir. ($\phi_1 = 6.283$, $\phi_2 = 2.827$, $\phi_3 = 3.455$, $\phi_4 = 0.785$) rd/s • Antenler (●) ile hedef nokta ise (*) ile gösterilmiştir. Karş. Şek. 4.4



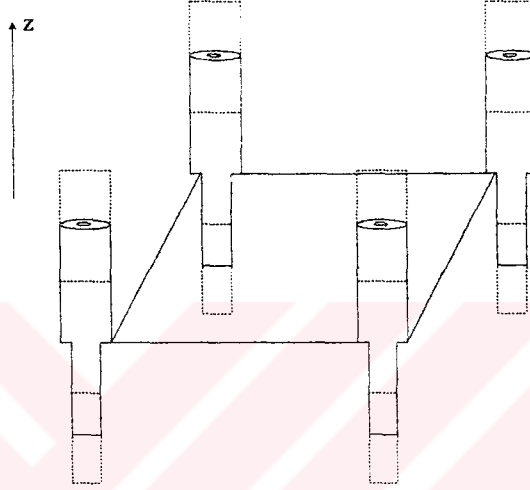
Ölçek = x (yatay eksen) ve y (düşey eksen) için: 6/17

Şekil 4. 22 $z = -7.5$ cm düzleminde $f = 915$ MHz için güç yoğunluğu dağılımı. Kontor eğrileri dB olarak $\sigma_2 |\vec{E}_p|^2$ dir. Anten besleme faz açıları (2 cm, 2 cm) noktasına göre belirlenmiştir. ($\phi_1 = 6.283$, $\phi_2 = 2.119$, $\phi_3 = 2.119$, $\phi_4 = 6.283$) rd/s

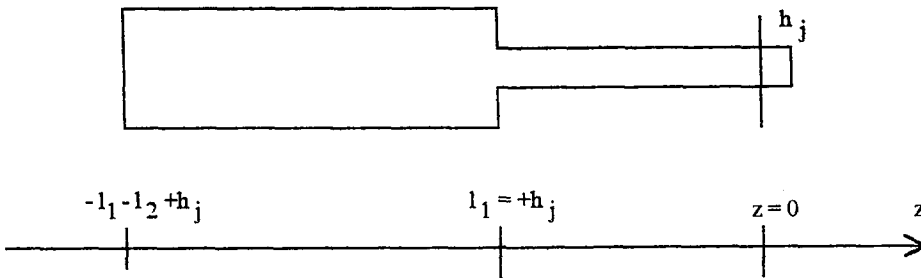
Antenler (●) ile hedef nokta ise (*) ile gösterilmiştir. Karş. Şek. 4.7

4. 3. Dizi Elemanlarının Lineer Yer Değiştirmesiyle Alan Yoğunlaştırma

Bu alt-bölümde dizi elemanlarının lineer yer değiştirmesi durumu ele alınmıştır. Bu amaçla antenlerin Z ekseni doğrultusunda her iki yönde en çok 2 cm yer değiştirmelerine müsaade edilmiş ve 0,2 cm 'lik adımlarla hesaplamalar yapılmıştır. İlk olarak antenlerin eşit akımlarla beslenmesi göz önüne alınmıştır.



Şekil 4.23 Dizi elemanlarının lineer yer değiştirmesi. Eleman noktalı eğriler arasında herhangi bir konum alabilmektedir.



Şekil 4.24 Z ekseni boyunca h_j artımı kadar öteleme

Antenlerin akım ifadeleri artı Z yönünde ötelemelerde

$$i_j(Z) \rightarrow i_j(Z - h_j), \quad J = 1, 2, \dots, 10 \quad (4.19)$$

ve eksi Z yönünde ötelemelerde

$$i_j(Z) \rightarrow i_j(Z+h_j), \quad J = 1, 2, \dots, 10 \quad (4.20)$$

biçiminde değiştirilmiştir.

İlk olarak antenlerin birlikte hareket ettirildikleri (ötelendikleri) durum ele alınarak alt-bölüm 4.2 de göz önüne alınan düzlemlerde ($Z = -2.5, -5.0, -7.5$ cm düzlemleri) güç yoğunluğu haritaları çıkarılmıştır. $Z = -2.5$ ve $Z = -7.5$ cm düzlemlerinde hedef noktaların ($x = 6$ mm, $y = 10$ mm), ($x = 20$ mm, $y = 20$ mm) güç yoğunluklarında 20 dB 'e kadar artışlar kaydedilmiştir.

Daha sonra sadece bir antenin ($x = 0$, $y = 15$ mm koordinatlarıyla belirli) ötelenmesi durumu ele alınarak işlemler tekrarlanmıştır. Son olarak hem bütün antenlerin ve hem de bir antenin ötelenmesi durumlarında besleme faz açılarını programla bulunan değerlere göre değiştirecek ilâve güç yoğunluğu artışları sağlanmıştır. Aşağıdaki tablolarda hesaplanan bu güç yoğunluğu artışları özetlenmiştir.



Tablo 4. 7 $f = 915$ MHz İçin $z = -2.5$ cm düzleminde hedef noktaların güç yoğunluklarında kaydedilen artışlar

Hedef Noktanın Koordinatları	GÜÇ YOĞUNLUĞU (dB)		
	Öteleme Yok Eş-Fazlı Besleme	Öteleme Var	
		Eş-Fazlı Besleme	Faz-Farklı Besleme
$x = 0.6$ cm	43.95	$\left\{ \begin{array}{l} 4 \text{ Anten} \\ 20 \text{ mm} \end{array} \right\}$ 50.56	56.23 *
		$\left\{ \begin{array}{l} 4 \text{ Anten} \\ 16 \text{ mm} \end{array} \right\}$ 47.35	52.68 **
$y = 1.0$ cm		$\left\{ \begin{array}{l} 1 \text{ Anten} \\ 20 \text{ mm} \end{array} \right\}$ 52.44	52.76 ***
$x = 2$ cm	36.75	$\left\{ \begin{array}{l} 4 \text{ Anten} \\ 20 \text{ mm} \end{array} \right\}$ 42.92	48.70 +
		$\left\{ \begin{array}{l} 4 \text{ Anten} \\ 16 \text{ mm} \end{array} \right\}$ 37.87	44.51 ++
$y = 2$ cm		$\left\{ \begin{array}{l} 1 \text{ Anten} \\ 20 \text{ mm} \end{array} \right\}$ 41.98	44.98 +++
*	$\phi_1 = 5.34$	$\phi_2 = 1.57$	$\phi_3 = 1.88$ $\phi_4 = 6.28$ (rd)
**	$\phi_1 = 6.28$	$\phi_2 = 2.67$	$\phi_3 = 2.98$ $\phi_4 = 0.94$ (rd)
***	$\phi_1 = 0.31$	$\phi_2 = 0.87$	$\phi_3 = 1.10$ $\phi_4 = 6.28$ (rd)
+	$\phi_1 = 6.28$	$\phi_2 = 2.83$	$\phi_3 = 2.83$ $\phi_4 = 6.28$ (rd)
++	$\phi_1 = 6.28$	$\phi_2 = 2.98$	$\phi_3 = 2.98$ $\phi_4 = 6.28$ (rd)
+++	$\phi_1 = 6.28$	$\phi_2 = 0.31$	$\phi_3 = 0.31$ $\phi_4 = 4.39$ (rd)

Tablo 4. 8 $f = 915$ MHz İçin $z = -7.5$ cm düzleminde hedef noktaların güç yoğunluklarında kaydedilen artışlar

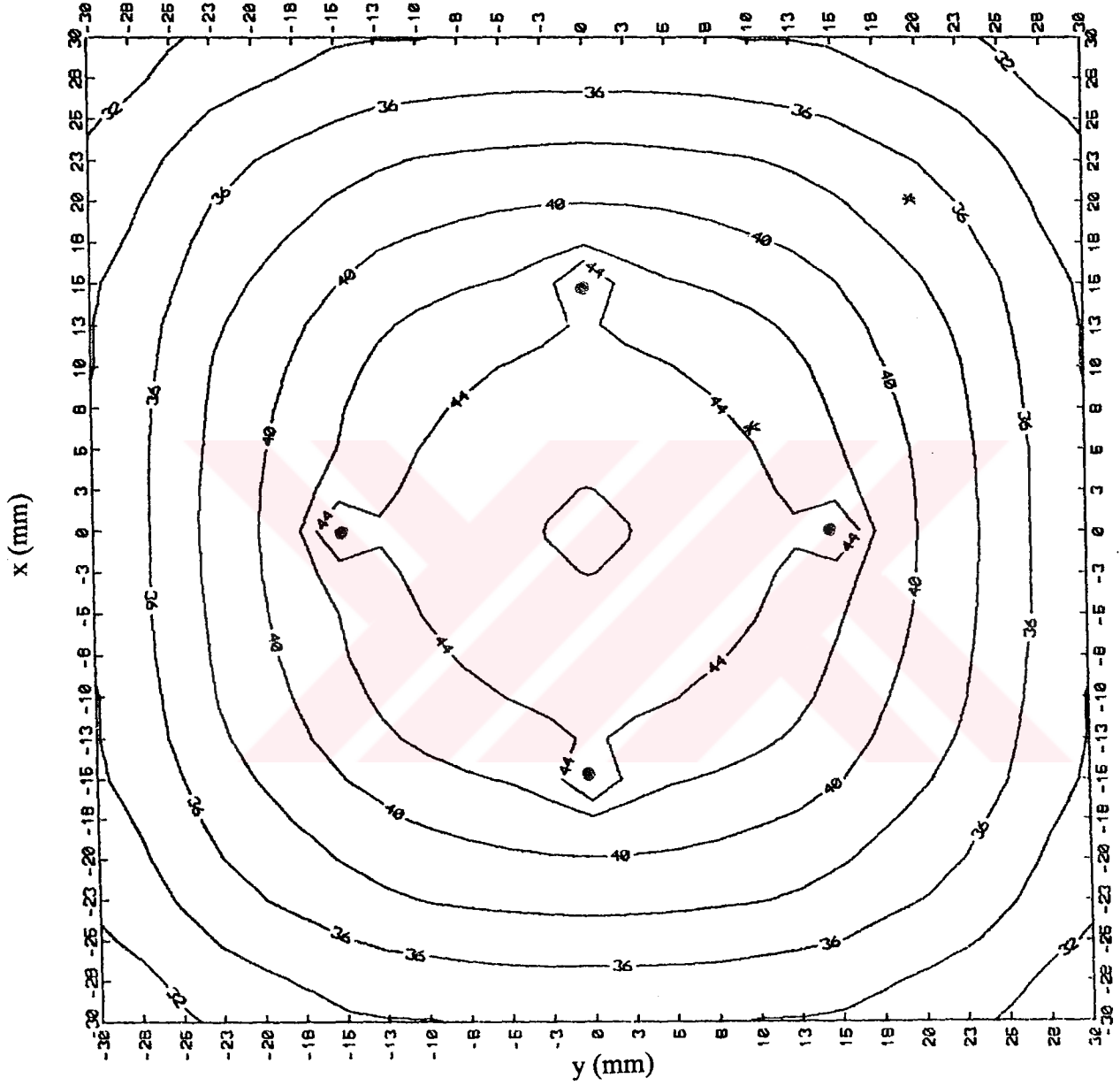
		GÜÇ YOĞUNLUĞU (dB)			
		Öteleme Yok		Öteleme Var	
Hedef Noktanın Koordinatları		Eş-Fazlı Besleme	Eş-Fazlı Besleme		Faz-Farklı Besleme
x = 0.6 cm		43.86	{ 4 Anten -20 mm }	50.62	56.28 *
			{ 4 Anten -16 mm }	47.31	52.69 **
y = 1.0 cm			{ 1 Anten -20 mm }	52.46	52.73 ***
x = 2 cm		36.67	{ 4 Anten -20 mm }	42.97	48.75 +
			{ 4 Anten -16 mm }	37.90	44.55 ++
y = 2 cm			{ 1 Anten -20 mm }	42.01	44.89 +++
*	$\phi_1 = 3.45$	$\phi_2 = 5.96$	$\phi_3 = 6.28$	$\phi_4 = 4.39$	(rd)
**	$\phi_1 = 6.28$	$\phi_2 = 2.67$	$\phi_3 = 2.98$	$\phi_4 = 0.94$	(rd)
***	$\phi_1 = 3.14$	$\phi_2 = 1.19$	$\phi_3 = 0.73$	$\phi_4 = 6.28$	(rd)
+	$\phi_1 = 5.97$	$\phi_2 = 2.51$	$\phi_3 = 2.51$	$\phi_4 = 5.97$	(rd)
++	$\phi_1 = 6.28$	$\phi_2 = 2.98$	$\phi_3 = 2.98$	$\phi_4 = 6.28$	(rd)
+++	$\phi_1 = 6.28$	$\phi_2 = 0.31$	$\phi_3 = 0.31$	$\phi_4 = 4.40$	(rd)

Tablo 4. 9 $f = 2450$ MHz İçin $z = -2.5$ cm düzleminde hedef noktaların güç yoğunluklarında kaydedilen artışlar

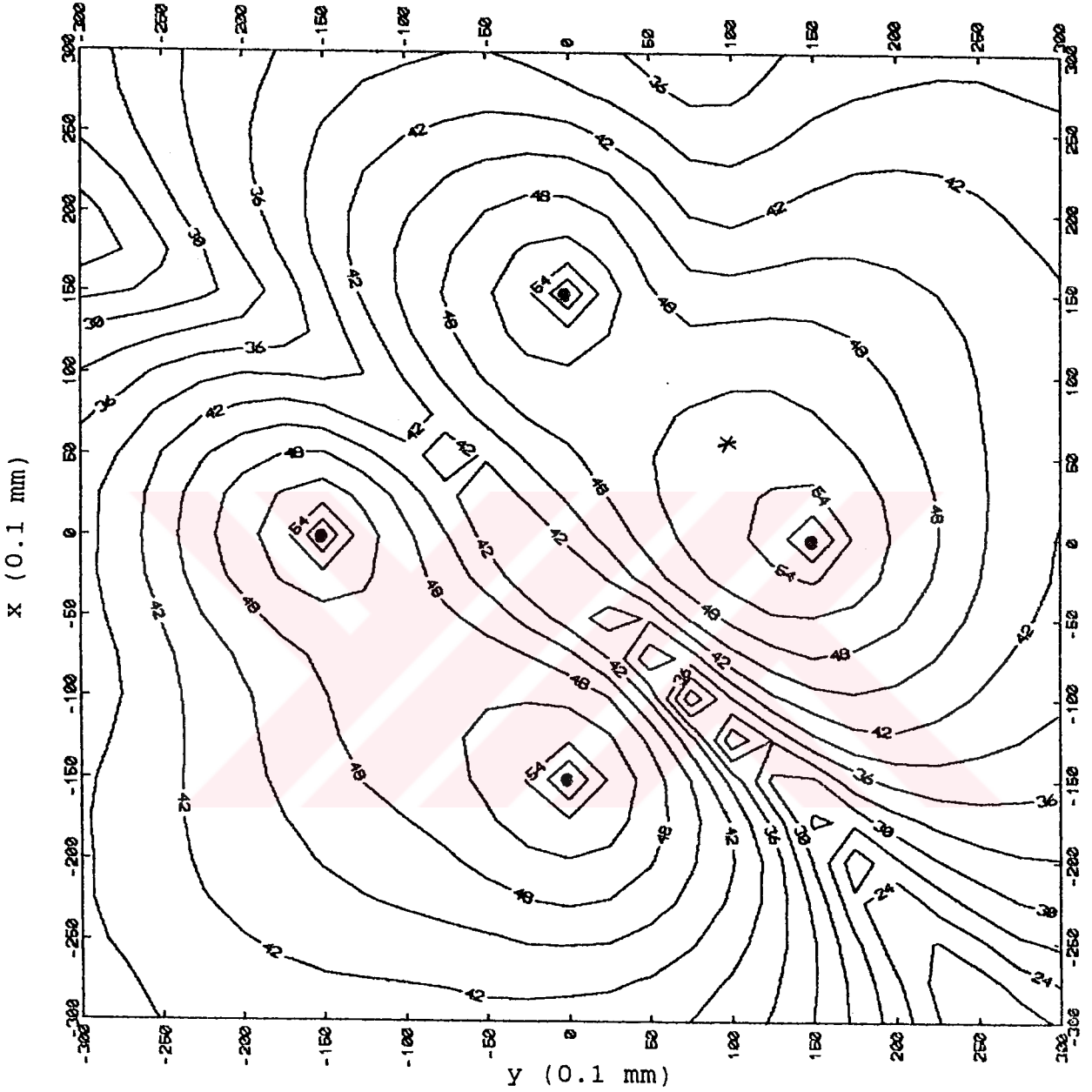
Hedef Noktanın Koordinatları	GÜÇ YOĞUNLUĞU (dB)		
	Öteleme Yok Eş-Fazlı Besleme	Öteleme Var	
		Eş-Fazlı Besleme	Faz-Farklı Besleme
x = 0.6 cm	28.10	$\left\{ \begin{array}{l} 4 \text{ Anten} \\ 20 \text{ mm} \end{array} \right\}$ 43.42	49.02 *
y = 1.0 cm		$\left\{ \begin{array}{l} 4 \text{ Anten} \\ 16 \text{ mm} \end{array} \right\}$ 41.66	46.74 **
		$\left\{ \begin{array}{l} 1 \text{ Anten} \\ 16 \text{ mm} \end{array} \right\}$ 40.42	43.24 ***
x = 2 cm	31.58	$\left\{ \begin{array}{l} 4 \text{ Anten} \\ 20 \text{ mm} \end{array} \right\}$ 41.54	41.83 +
y = 2 cm		$\left\{ \begin{array}{l} 4 \text{ Anten} \\ 16 \text{ mm} \end{array} \right\}$ 38.93	39.20 ++
		$\left\{ \begin{array}{l} 1 \text{ Anten} \\ 20 \text{ mm} \end{array} \right\}$ 34.50	37.66 +++
*	$\phi_1 = 6.28$	$\phi_2 = 5.34$	$\phi_3 = 6.12$ $\phi_4 = 1.88$ (rd)
**	$\phi_1 = 6.28$	$\phi_2 = 5.18$	$\phi_3 = 5.96$ $\phi_4 = 1.88$ (rd)
***	$\phi_1 = 6.28$	$\phi_2 = 2.51$	$\phi_3 = 2.51$ $\phi_4 = 3.45$ (rd)
+	$\phi_1 = 4.08$	$\phi_2 = 4.71$	$\phi_3 = 4.71$ $\phi_4 = 4.08$ (rd)
++	$\phi_1 = 6.28$	$\phi_2 = 0.63$	$\phi_3 = 0.63$ $\phi_4 = 6.28$ (rd)
+++	$\phi_1 = 6.28$	$\phi_2 = 3.93$	$\phi_3 = 3.93$ $\phi_4 = 4.87$ (rd)

Tablo 4. 10 $f = 2450$ MHz İçin $z = -7.5$ cm düzleminde hedef noktaların güç yoğunluklarında kaydedilen artışlar

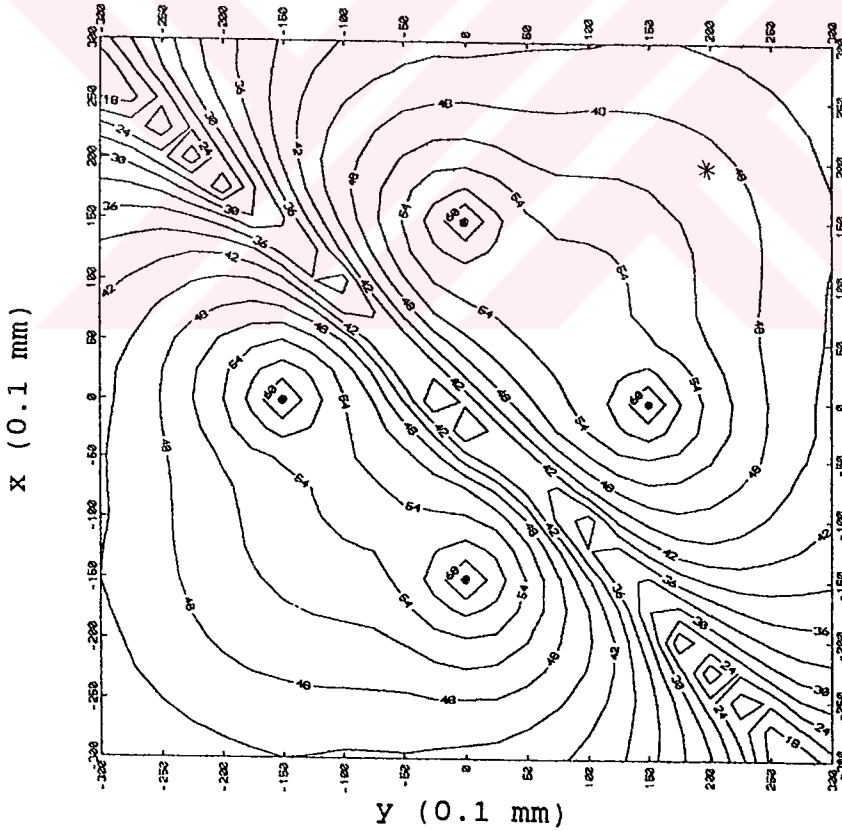
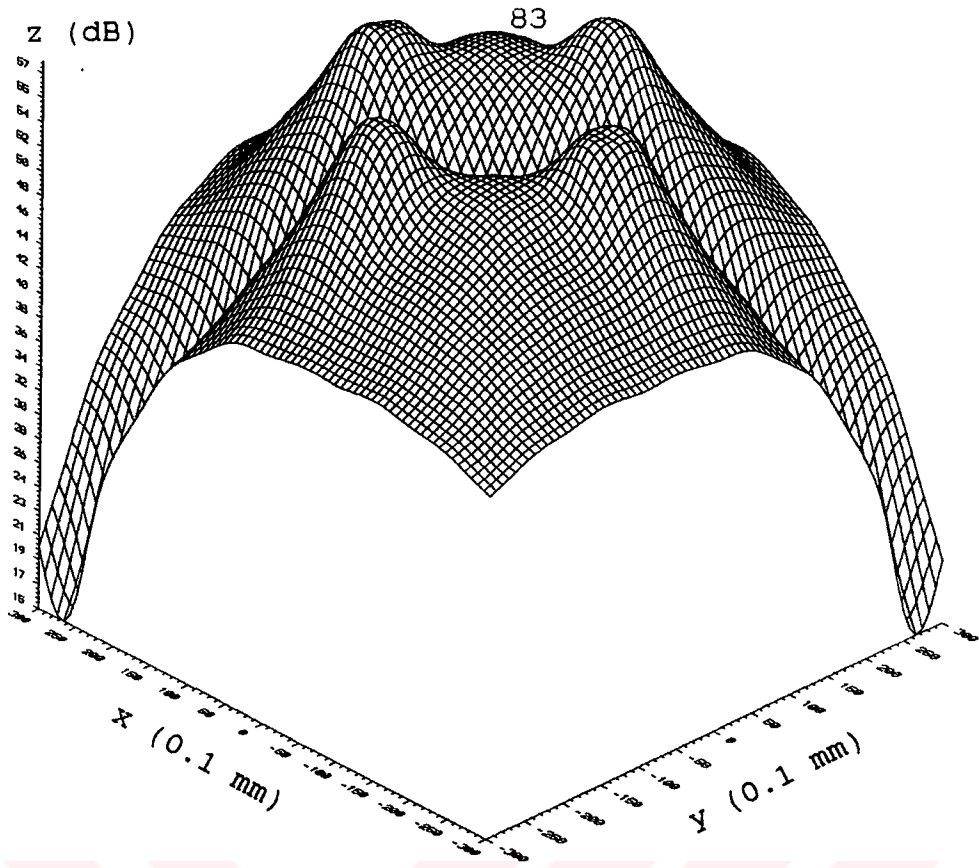
Hedef Noktanın Koordinatları	GÜÇ YOĞUNLUĞU (dB)		
	Öteleme Yok	Öteleme Var	
	Eş-Faz Besleme	Eş-Faz Besleme	Faz-Farklı Besleme
$x = 0.6$ cm	28.17	$\left\{ \begin{array}{l} 4 \text{ Anten} \\ -20 \text{ mm} \end{array} \right\}$ 43.82	49.38 *
		$\left\{ \begin{array}{l} 4 \text{ Anten} \\ -16 \text{ mm} \end{array} \right\}$ 41.74	46.83 **
$y = 1.0$ cm		$\left\{ \begin{array}{l} 1 \text{ Anten} \end{array} \right\}$ 40.46	44.58 ***
$x = 2$ cm	31.46	$\left\{ \begin{array}{l} 4 \text{ Anten} \\ -20 \text{ mm} \end{array} \right\}$ 41.84	41.93 +
		$\left\{ \begin{array}{l} 4 \text{ Anten} \\ -16 \text{ mm} \end{array} \right\}$ 39.07	42.13 ++
$y = 2$ cm		$\left\{ \begin{array}{l} 1 \text{ Anten} \\ -20 \text{ mm} \end{array} \right\}$ 34.76	37.83 +++
*	$\phi_1 = 4.244$	$\phi_2 = 3.30$	$\phi_3 = 4.08$ $\phi_4 = 6.13$ (rd)
**	$\phi_1 = 6.28$	$\phi_2 = 5.18$	$\phi_3 = 5.97$ $\phi_4 = 1.88$ (rd)
***	$\phi_1 = 1.10$	$\phi_2 = 4.71$	$\phi_3 = 5.34$ $\phi_4 = 2.67$ (rd)
+	$\phi_1 = 6.28$	$\phi_2 = 0.63$	$\phi_3 = 0.63$ $\phi_4 = 6.28$ (rd)
++	$\phi_1 = 4.08$	$\phi_2 = 4.73$	$\phi_3 = 4.73$ $\phi_4 = 4.08$ (rd)
+++	$\phi_1 = 6.28$	$\phi_2 = 3.93$	$\phi_3 = 3.93$ $\phi_4 = 4.87$ (rd)



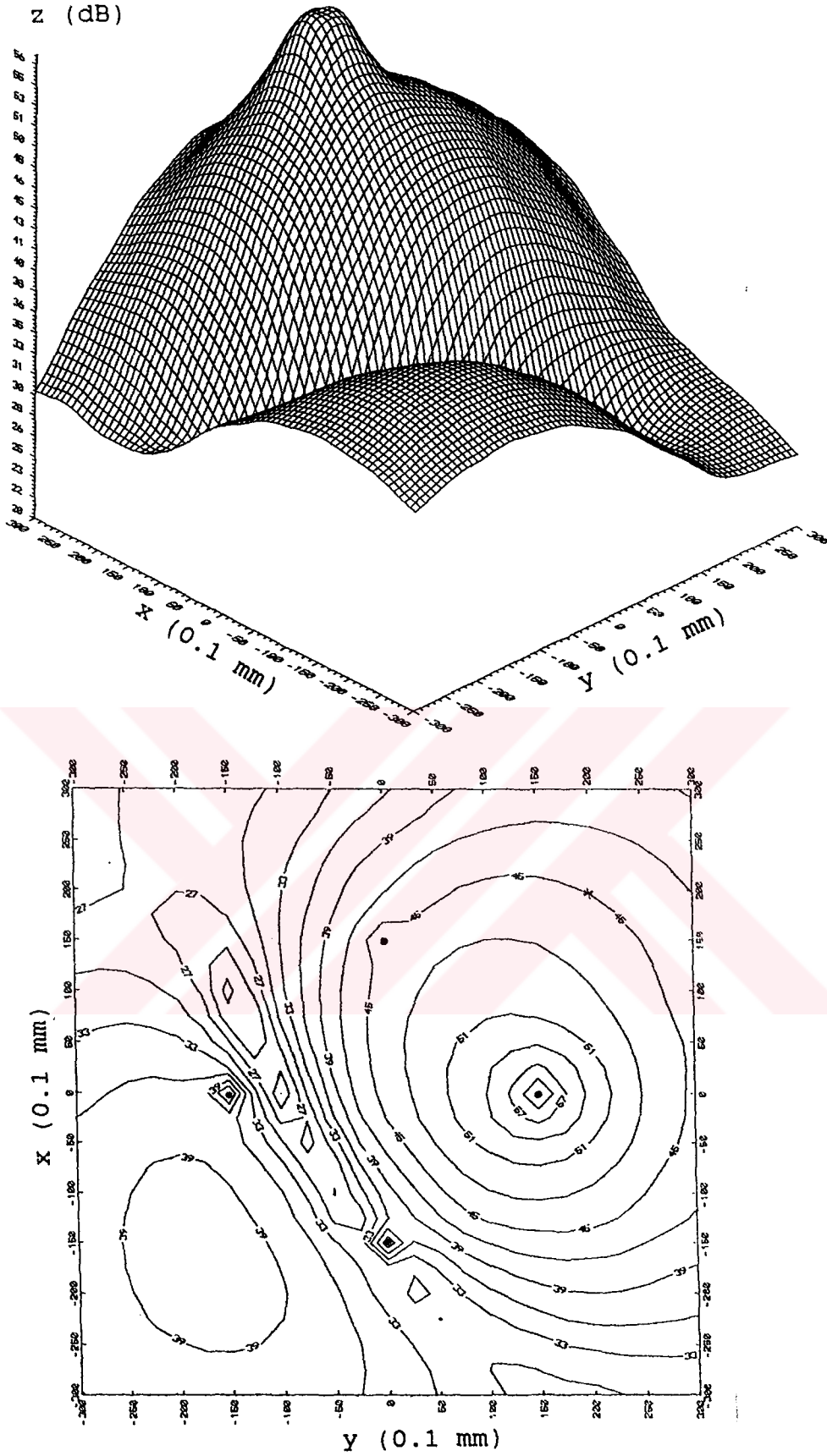
Şekil 4. 25 $f = 915$ MHz için $z = -2.5$ cm, $-3\text{ cm} \leq x, y \leq 3$ cm bölgesinde güç yoğunluğu dağılımı. Antenlerde öteleme yok ve eş-fazlı besleme. Karş. Şek. 4. 26-27-28. Bkz. Tablo 4. 7 Antenler (●) ile hedef nokta ise (*) ile gösterilmiştir.



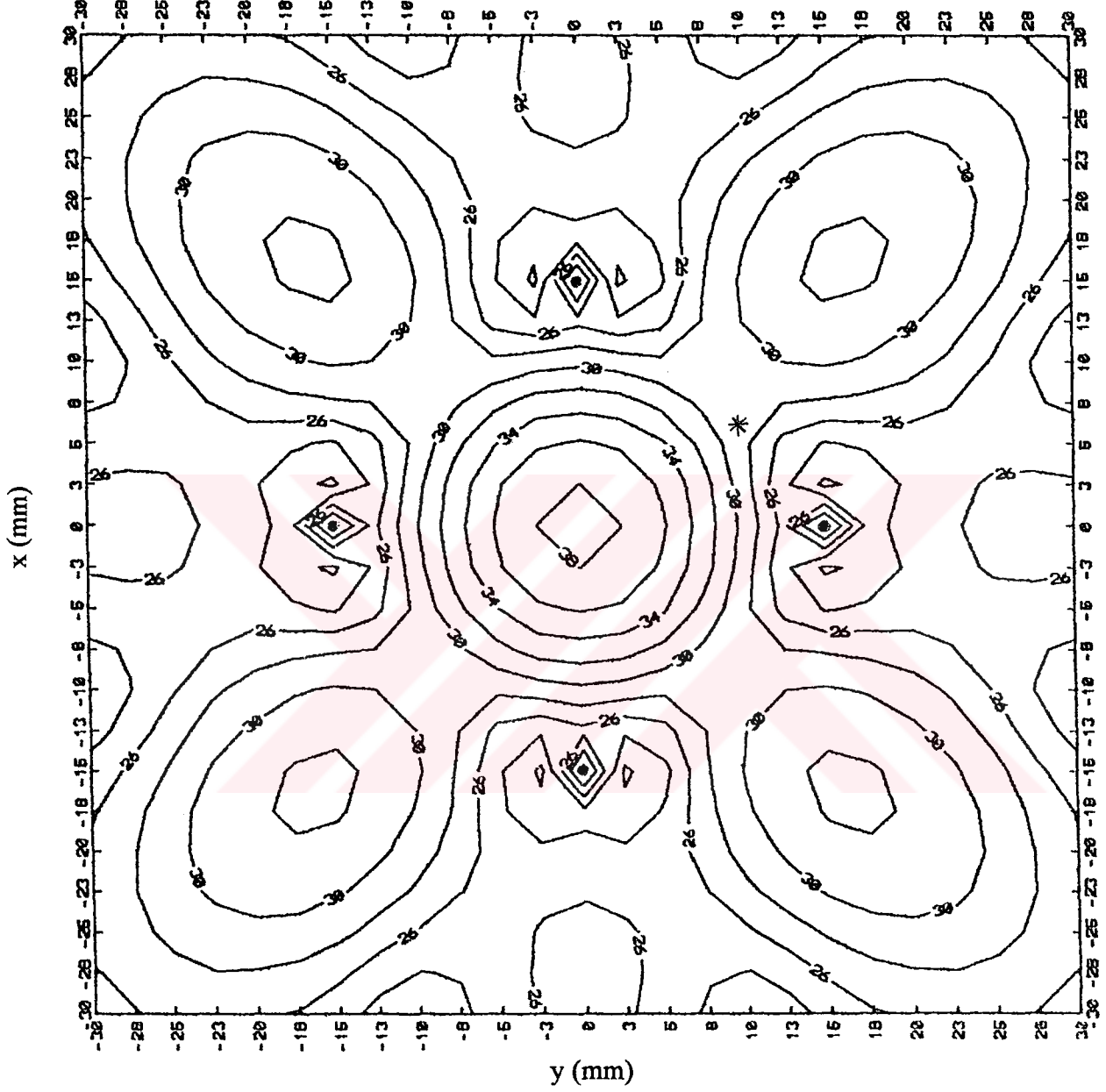
Şekil 4. 26 $f = 915$ MHz için $z = -2.5$ cm, -3 cm $\leq x, y \leq 3$ cm bölgesinde güç yoğunluğu dağılımı. Antenler $+z$ yönünde 16 mm ötelenmiş ve besleme faz açıları ($x = 6$ mm, $y = 10$ mm, $z = -25$ mm) noktasına ayarlanmış Karş. Şekil 4. 25. Bkz. Tablo 4.7 Antenler (●) ile hedef nokta ise (*) ile gösterilmiştir.



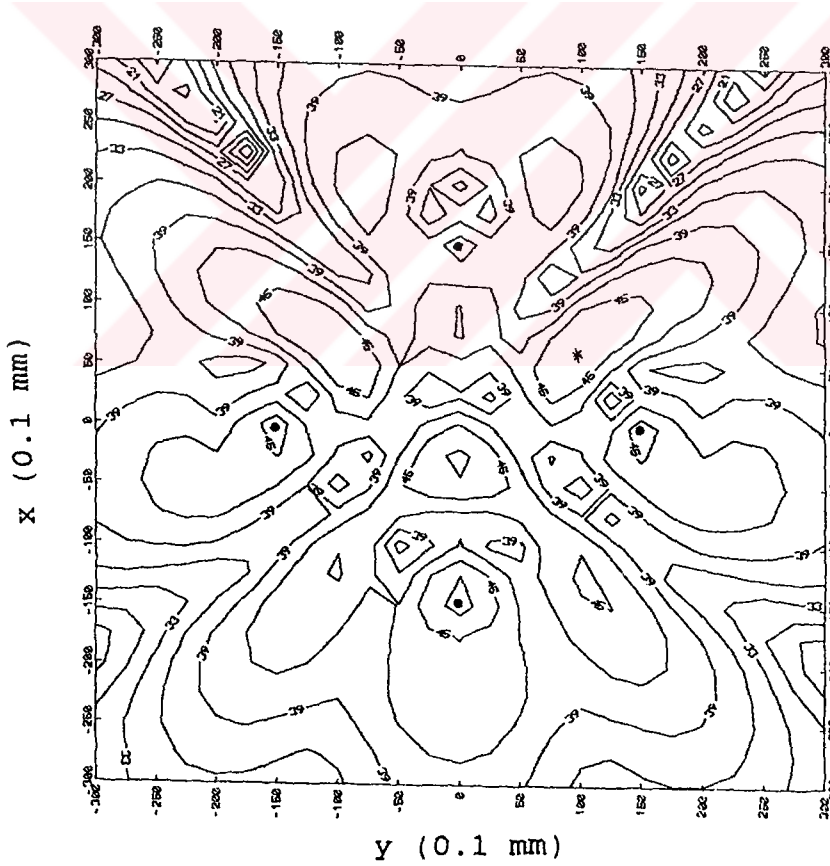
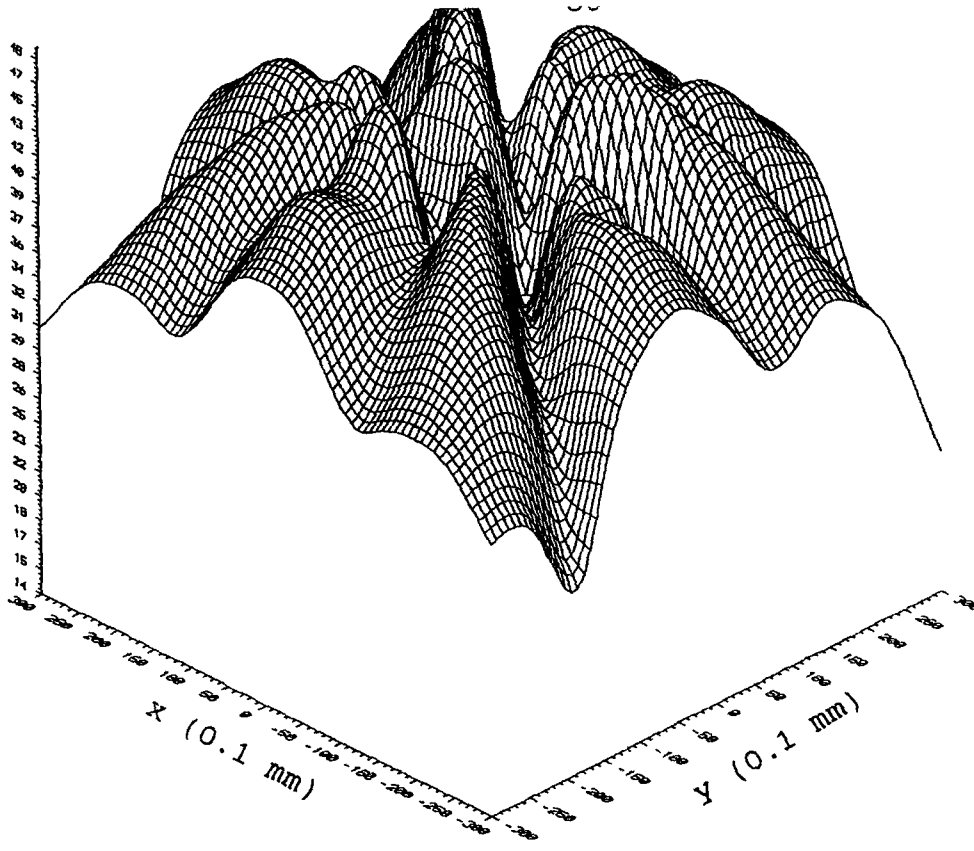
Şekil 4. 27 $f = 915$ MHz için $z = -2.5$ cm, -3 cm $\leq x, y \leq 3$ cm bölgesinde güç yoğunluğu dağılımı. Antenler $+z$ yönünde 20 mm ötelenmiş ve besleme faz açıları ($x = 20$ mm, $y = 20$ mm, $z = -25$ mm) noktasına ayarlanmış Karş. Şekil 4. 25. Bkz. Tablo 4. 7 {iki şekil özdeş olup üsttekinde düşey eksen alttakinde ise kontör eğrileri dB olarak $\sigma |\vec{E}_p|^2$ dir.} Antenler (●) ile hedef nokta ise (*) ile gösterilmiştir.



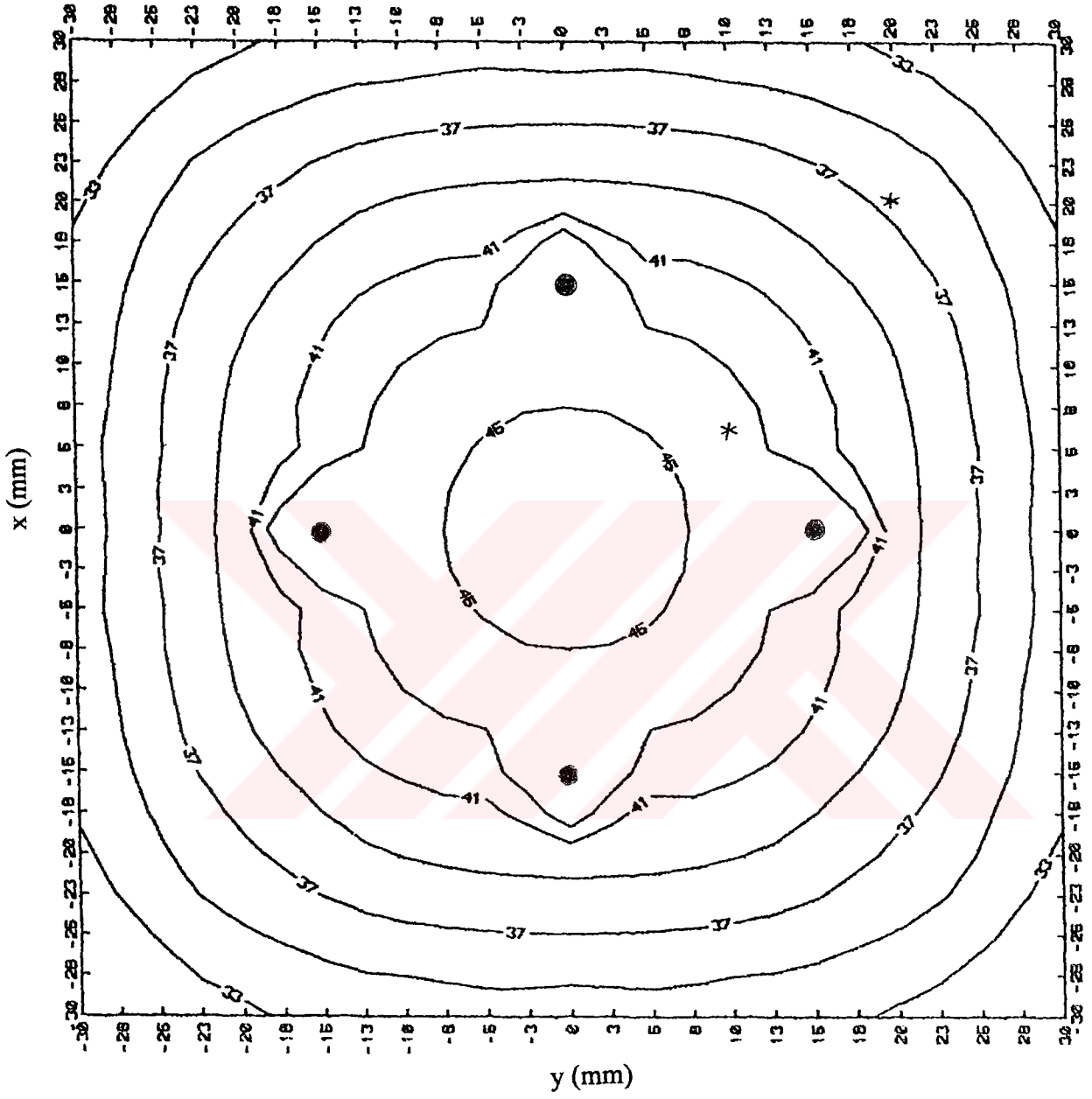
Şekil 4. 28 $f = 915$ MHz için $z = -2.5$ cm, -3 cm $\leq x, y \leq 3$ cm bölgesinde güç yoğunluğu dağılımı. Sadece 1. anten $+z$ yönünde 20 mm ötelenmiş ve besleme faz açıları ($x = 20$ mm, $y = 20$ mm, $z = -25$ mm) noktasına ayarlanmış Karş. Şek. 4. 25. Bkz. Tablo 4. 7 {iki şekil özdeş olup üsttekinde düşey eksen alttakinde ise kontör eğrileri dB olarak $\sigma |\vec{E}_p|^2$ dir.} Antenler (●) ile hedef nokta ise (*) ile gösterilmiştir.



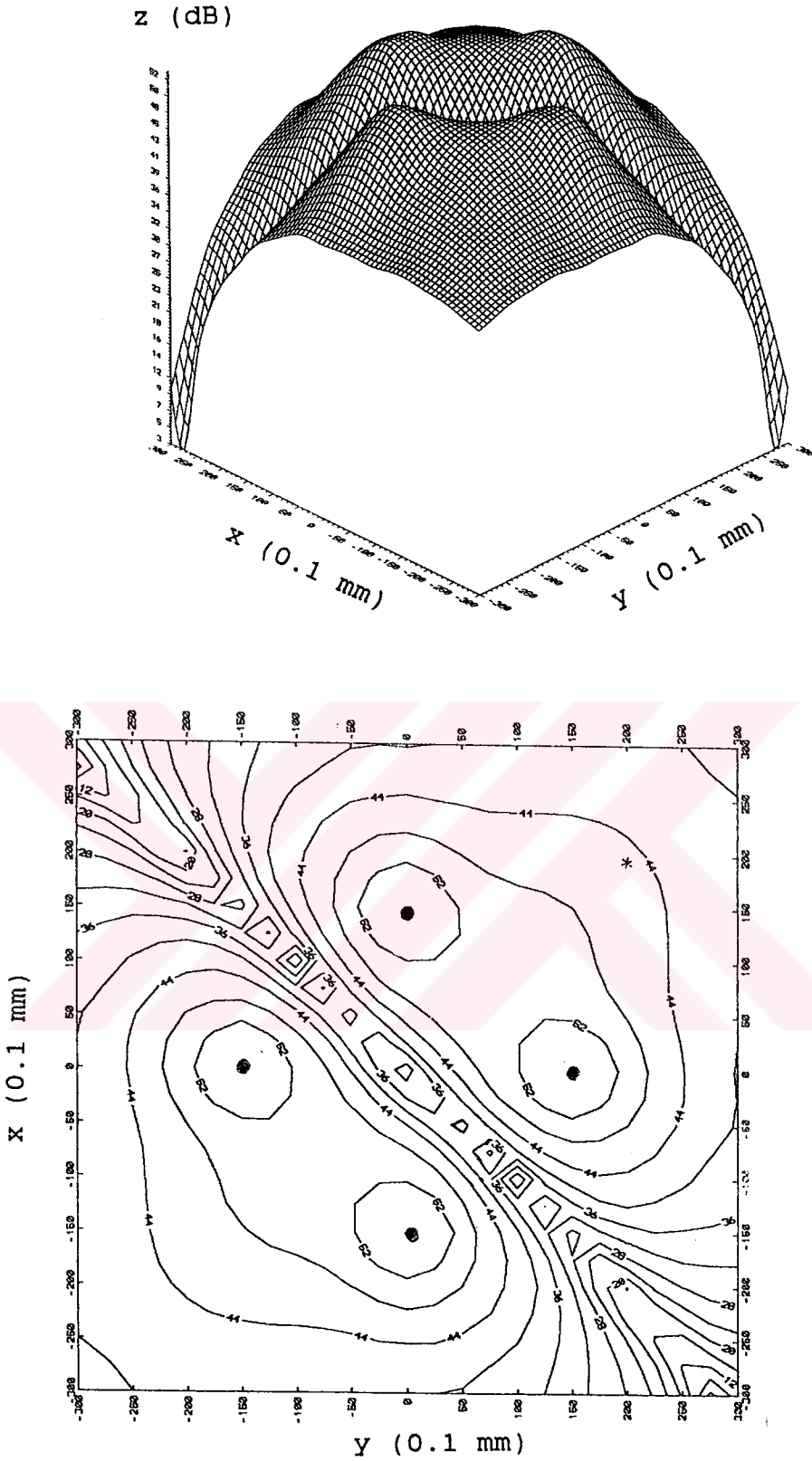
Şekil 4. 29 $f = 2450$ MHz için $z = -2.5$ cm, -3 cm $\leq x, y \leq 3$ cm bölgesinde güç yoğunluğu dağılımı. Antenlerde öteleme yok ve eş-fazlı besleme. Karş. Şekil 4.30. Bkz. Tablo 4. 9 Antenler (●) ile hedef nokta ise (*) ile gösterilmiştir.



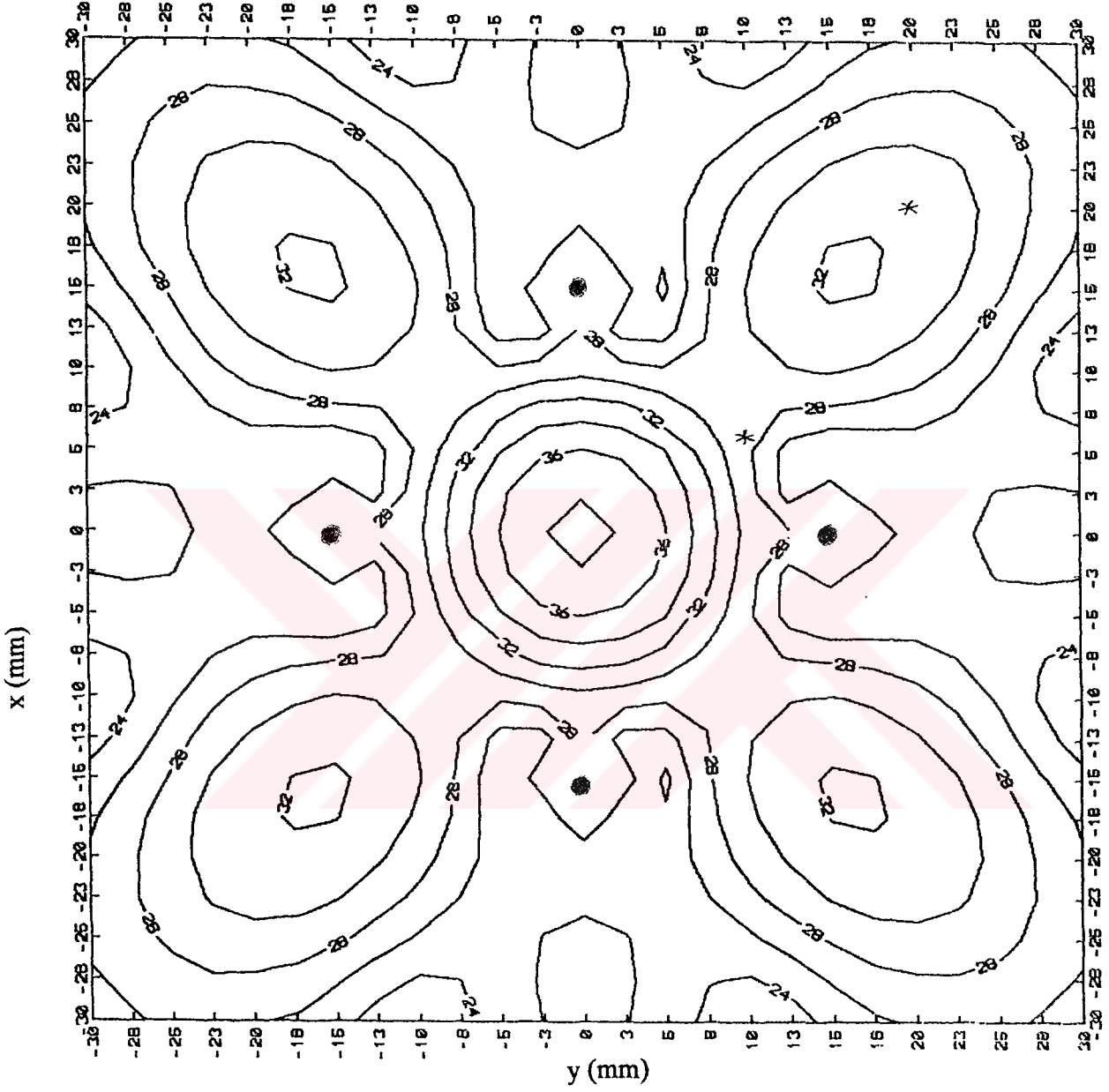
Şekil 4.30 $f = 2450$ MHz için $z = -2.5$ cm, -3 cm $\leq x, y \leq 3$ cm bölgesinde güç yoğunluğu dağılımı. Antenler +z yönünde 20 mm ötelenmiş ve besleme faz açıları $(x = 6$ mm, $y = 10$ mm, $z = -25$ mm) noktasına ayarlanmış Karş. Şek. 4. 29 Bkz. Tablo 4. 9 {iki şekil özdeş olup üsttekinde düşey eksen alttakinde ise kontor eğrileri dB olarak $\sigma |\vec{E}_p|^2$ dir.} Antenler (●) ile hedef nokta ise (*) ile gösterilmiştir.



Şekil 4. 31 $f = 915$ MHz için $z = -7.5$ cm, -3 cm $\leq x, y \leq 3$ cm bölgesinde güç yoğunluğu dağılımı. Antenlerde öteleme yok ve eş-fazlı besleme. Karş. Şek. 4. 32 Bkz. Tablo 4. 8 Antenler (●) ile hedef nokta ise (*) ile gösterilmiştir.

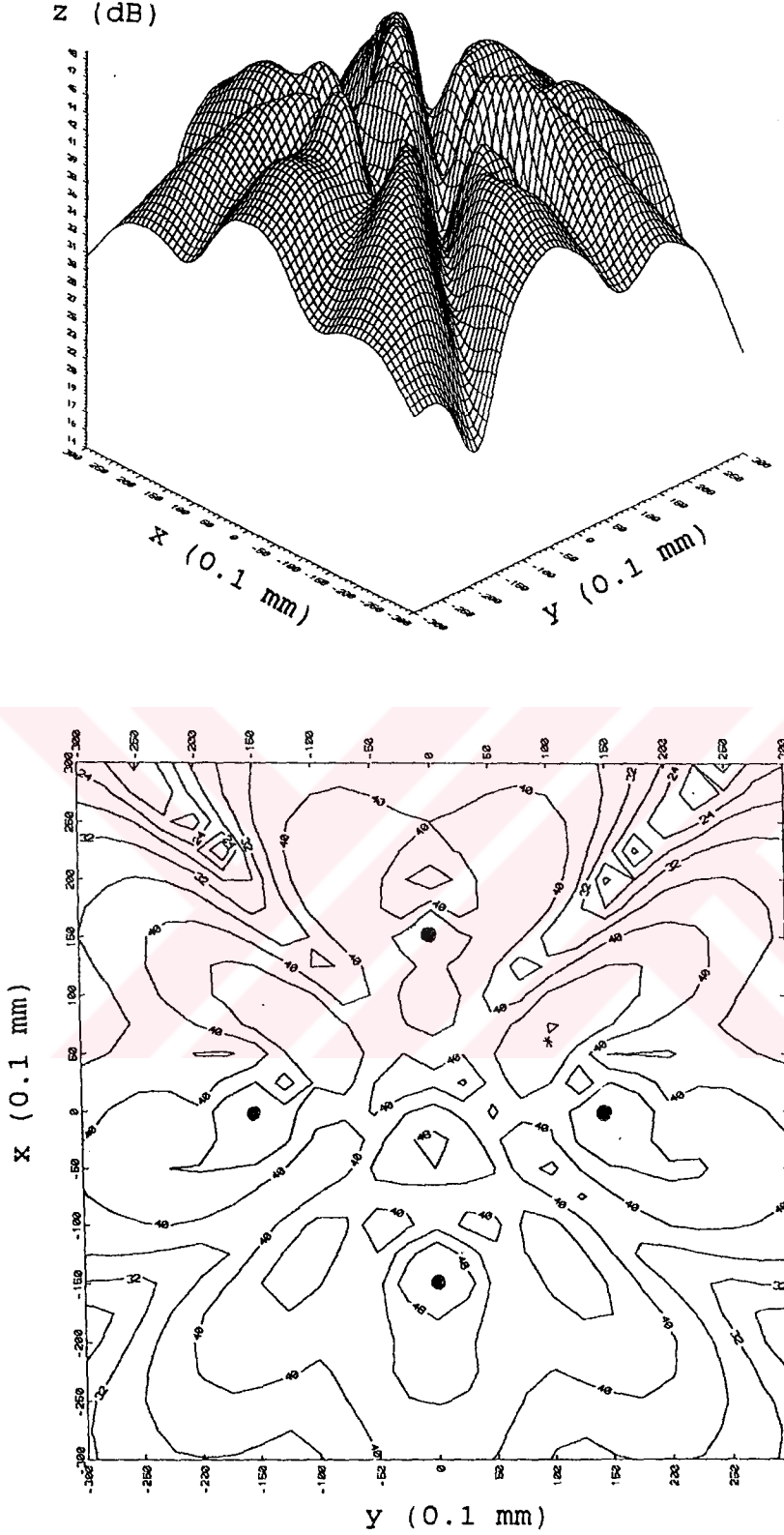


Şekil 4. 32 $f = 915$ MHz için $z = -7.5$ cm, -3 cm $\leq x, y \leq 3$ cm bölgesinde güç yoğunluğu dağılımı. Antenler $-z$ yönünde 16 mm ötelenmiş ve besleme faz açıları ($x = 20$ mm, $y = 20$ mm, $z = -75$ mm) noktasına ayarlanmış. Karş. Şek. 4. 31 Bkz. Tablo 4. 8 {iki şekil özdeş olup üsttekinde düşey eksen alttakinde ise kontor eğrileri dB olarak $\sigma |E_p|^2$ dir.} Antenler (●) ile hedef nokta ise (*) ile gösterilmiştir.

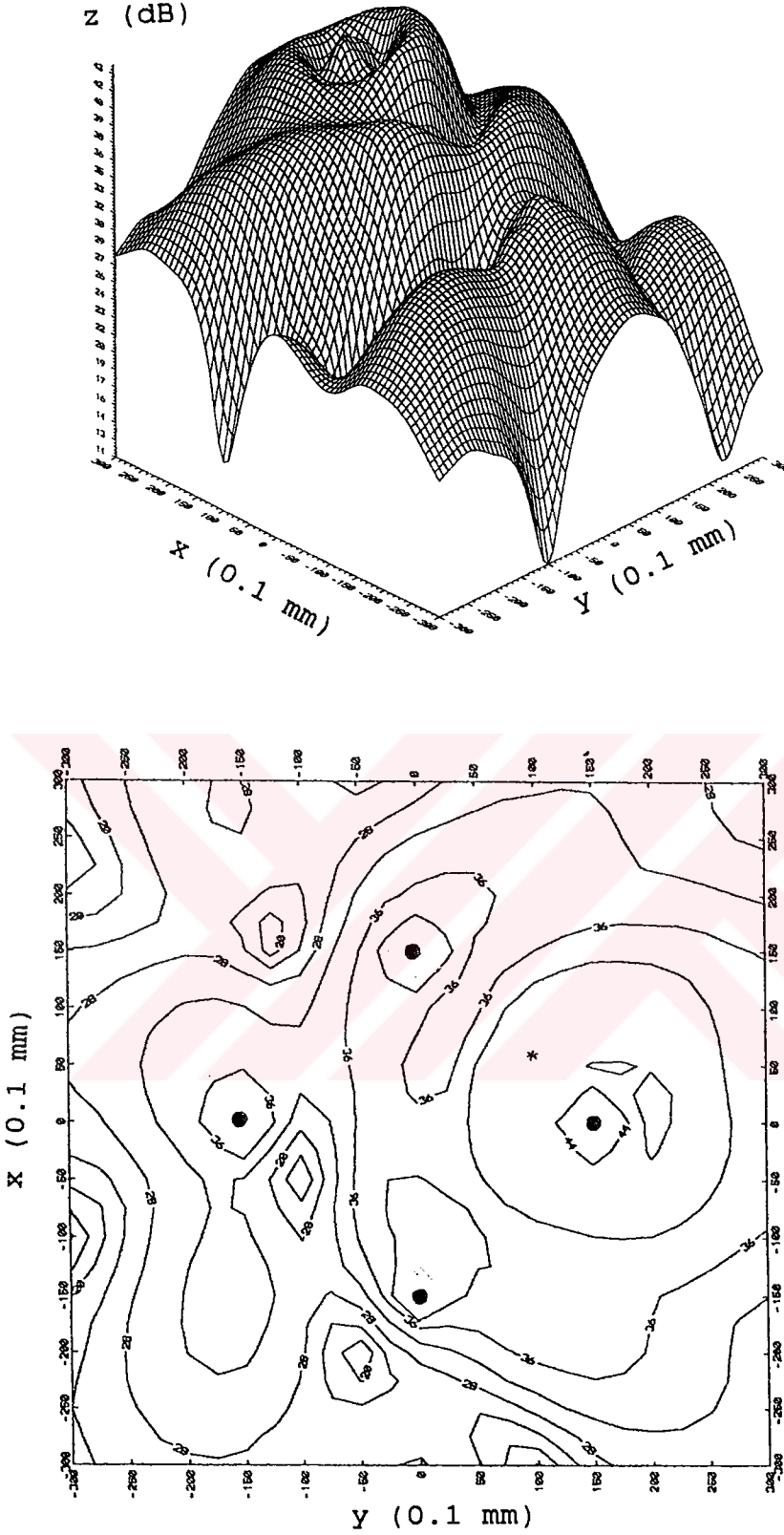


Şekil 4. 33 $f = 2450$ MHz için $z = -7.5$ cm, -3 cm $\leq x, y \leq 3$ cm bölgesinde güç yoğunluğu dağılımı. Antenlerde öteleme yok ve eş-fazlı besleme. Karş. Şekil 4. 34-35-36. Bkz. Tablo 4. 10

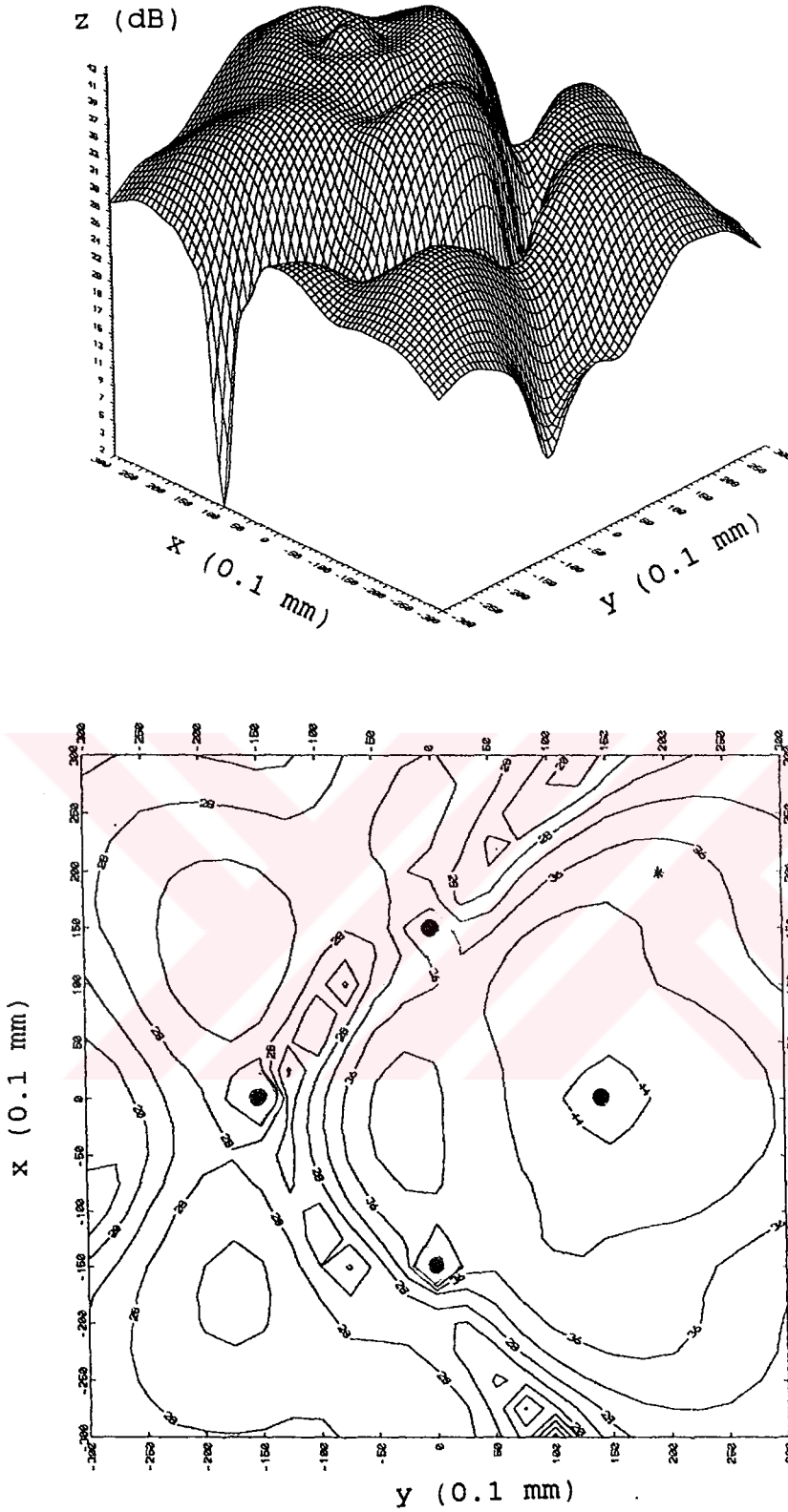
Antenler (●) ile hedef nokta ise (*) ile gösterilmiştir.



Şekil 4. 34 $f = 2450$ MHz için $z = -7.5$ cm, -3 cm $\leq x, y \leq 3$ cm bölgesinde güç yoğunluğu dağılımı. Antenler $-z$ yönünde 20 mm ötelenmiş ve besleme faz açıları $(x = 6$ mm, $y = 10$ mm, $z = -75$ mm) noktasına ayarlanmış. Karş. Şek. 4. 33. Bkz. Tablo 4. 10 {iki şekil özdeş olup üsttekinde düşey eksen alttakinde ise kontur eğrileri dB olarak $\sigma |\vec{E}_p|^2$ dir.} Antenler (●) ile hedef nokta ise (*) ile gösterilmiştir.



Şekil 4. 35 $f = 2450$ MHz için $z = -7.5$ cm, -3 cm $\leq x, y \leq 3$ cm bölgesinde güç yoğunluğu dağılımı. Sadece 1. anten $-z$ yönünde 20 mm ötelenmiş ve besleme faz açıları $(x = 6$ mm, $y = 10$ mm, $z = -75$ mm) noktasına ayarlanmış. Karş. Şekil 4. 33. Bkz. Tablo 4. 10 {iki şekil özdeş olup üsttekinde düşey eksen alttakinde ise kontör eğrileri dB olarak $\sigma |\vec{E}_p|^2$ dir.} Antenler (●) ile hedef nokta ise (*) ile gösterilmiştir.



Şekil 4. 36 $f = 2450$ MHz için $z = -7.5$ cm, -3 cm $\leq x, y \leq 3$ cm bölgesinde güç yoğunluğu dağılımı. Sadece 1. anten -z yönünde 20 mm ötelenmiş ve besleme faz açıları $(x = 20$ mm, $y = 20$ mm, $z = -75$ mm) noktasına ayarlanmış. Karş. Şekil 4. 33. Bkz. Tablo 4. 10 {iki şekil özdeş olup üsttekinde düşey eksen alttakinde ise kontur eğrileri dB olarak $\sigma |\vec{E}_p|^2$ dir.}

Antenler (●) ile hedef nokta ise (*) ile gösterilmiştir.

BÖLÜM 5.

YORUM VE ÖNERİLER

Bir hipertermi sisteminin klinik uygulamadan önce geçeceği aşamalar tam bir elektromagnetik ve termal analiz, bilgisayar simülasyonu, fantom deneyler ve nihayet gönüllüler üzerinde yapılan deneysel uygulamalardır. Bu çalışmada ışınlayıcı dizisinin tasarımı ve elektromagnetik analizi yapılarak dokuya bırakılabilecek güç yoğunluğu dağılımı bilgisayar yardımıyla ve örnek düzlemlerde yüksek hassasiyetle elde edilmiştir. Yapılan çalışmanın bu alanda günümüze kadar yapılanlara göre içerdiği yenilikler şunlardır: Hipertermi sistemlerinde şimdiye kadar sadece ileri problem incelenmiştir. Yâni, ışınlayıcı dizilerinde önce eşit akımlar durumu ele alınmıştır, [63], [35], [48]. İkinci hal olarak eşit genilikli akımlara bazı faz farkları verilmiş, [61], [39] ve bu iki haldeki SAR eğrilerinin nasıl değiştiğine bakılarak eşit akımlı haldekine göre SAR değerlerinin tümör cıdarlarında arttığı gözlenmiştir. Başka bir araştırmada, [70] ışınlayıcılar eksenel olarak kaydırılmış ve alan dağılımının nasıl değiştiğine bakılmıştır.

Bu çalışmada ise ters problem ele alınmıştır. Yâni, dizi içinde ve dizi halkasının dışında seçilen belli noktalar için güç yoğunluğunun maksimum olmasını sağlamak üzere hesap ve bilgisayar programı yapılmıştır.

Dizideki ışınlayıcıların herbirinin, a) fazlarının, b) eksenel konumlarının, c) hem fazlarının hem de eksenel konumlarının alması gereken değerler tespit edilmiştir. Üniform beslenen dizi halindeli güç yoğunluğu değerlerine göre; sadece fazları değiştirerek, 915 MHz için dizi içinde 3.7 dB dizi dışında 5.1 dB ve 2450 MHz için dizi içinde 9.5 dB dizi dışında 0.6 dB artışlar; sadece eksenel konumları değiştirerek, 915 MHz için dizi içinde 6.8 dB dizi dışında 6.3 dB ve 2450 MHz için dizi içinde 15.7 dB dizi dışında 10.4 dB artışlar; hem fazları ve hem de eksenel konumları değiştirerek de 915 MHz için dizi içinde 12.4 dB dizi dışında 12.2 dB ve 2450 MHz için dizi içinde 21.2 dB dizi dışında 10.5 dB kadar artışlar kaydedilmiştir. Çalışmanın bu kısmı dördüncü bölümde yer almaktadır.

4. Bölümün birinci kısmında düzgün şekilde beslenen antenlerin oluşturduğu güç yoğunluğu dağılımı 4 farklı frekans için incelenmiştir. Faz-farklı besleme durumu

dördüncü bölümün ikinci kısmında ele alınmıştır. Burada ilk yaklaşım olarak besleme akımları faz açılarının ortamdaki propagasyon sabitine göre değiştirilmesi düşünülmüştür. 915 MHz ve 2450 MHz çalışma frekansları olarak seçilmiştir. Bu yöntemle antenlerin orta noktalarından geçen düzlem içinde seçilen hedef noktalarda mümkün olabilecek en yüksek $\sigma_4 |\vec{E}(P)|^2$ güç yoğunluğu değerlerine çıkılabilmektedir. Ancak, bu orta düzlemden uzaklaştıkça optimum faz açıları yukarıdaki kurala uymamaktadır. Dolayısıyla bu tekniğin tümör kitlesi içinde sınırlı bir bölgede uygulanabileceği sonucuna varılmıştır.

Geliştirilen ikinci yöntem tüm tümör bölgesinde herhangi bir hedef noktada faz uyumu sağlamak ve çapraz-dipol antenlere özgü bir ışıma özelliğinden yararlanmaktadır: çapraz-dipol antenin oluşturduğu elektrik alanının radyal bileşeni eksenel bileşeni yanında ihmal edilebilecek kadar küçüktür; bu ihmalde işlemler yapıldığında mutlak hata 0.01 dB 'den daha küçük kalmaktadır. Bu yöntemde önce her bir ışınlayıcının hedef noktadaki elektrik alanları hesaplanmış daha sonra bu karmaşık terimlerin faz açıları bulunarak işaret farkıyla besleme akımlarına verilmiştir. Böylece tam bir faz uyumu sağlanabilmektedir. Bu yöntemin kullanılabilme şartı eksenel bileşenin radyal bileşene göre çok büyük olmasıdır. Eksenel bileşenin büyük olması ancak böyle bir ihmalin yapılamaması durumunda bu yaklaşım yine de yazılacak bir uygun faz açısını bulma alt yordamında bir başlangıç noktası belirlemek için kullanılabilir.

Faz uyumu için geliştirilen son yöntem bir bilgisayar programını kullanmakta ve alan bileşenlerinin büyükleri nasıl olursa olsun her tür ışınlayıcı dizisinde uygulanabilmesi yönüyle en genel yöntem olmaktadır. Burada 2π 'lik bir faz açısı 40 eşit dilime bölünerek tüm besleme akımı faz kombinasyonları verilen bir hedef noktada denenmekte ve o nokta için güç maksimizasyonunu sağlayan uygun faz açıları bulunmaktadır. Bu yöntemle 915 MHz için 5.1 dB 'e kadar ve 2450 MHz için de 9.4 dB'e kadar SAR artışları sağlanmıştır.

Dördüncü bölümün üçüncü kısmında, hedef noktalarda daha fazla güç yoğunluğu artışı sağlayabilmek için başka bir teknik uygulanmış ve ışınlayıcıların kateterler içerisinde z eksenine boyunca her iki yöne 2 cm kaydırılmalarına müsaade edilerek sadece bu yöntemle hedef noktalarda eş-fazlı besleme durumuna göre 10 dB kadar SAR artışları sağlanmıştır. Son olarak da, uygun faz açısı bulma programı eksenel kaydırma ile birlikte uygulanmış ve böylece 2450 MHz için dizi çemberi

içindeki hedef noktalarda 21 dB 'e kadar, ve 915 MHz için de dizi çemberi dışındaki hedef noktalarda 12 dB 'e kadar SAR artışları sağlanmıştır.

Bilgisayarla yapılan hesaplar değerlendirildiğinde geliştirilen yöntemlerin her birinin klinik hipertermi tedavisi esnasında ısı yoğunlaştırma amacıyla kullanılabileceği sonucuna varılmıştır.

Klinik uygulama sırasında faz açısı hesaplama ile vakit kaybedilmemesi amacıyla, tedaviye başlamadan önce tüm tümör bölgesinin nümerik bir metodla elamenter hücrelere bölünmesi ve her bir hücreye karşılık gelen besleme akımı faz açılarının ve ışınlayıcı kotlarının hesaplanarak bilgisayar belleğine hızlı erişilebilecek bir biçimde yerleştirilmesi burada önerilmiştir.



KAYNAKLAR

- [1] MARCHAL C., NADI M., HOFSTETTER BEY P., PERNOT M. and PRIEUR G., Practical Interstitial Method of Heating Operating at 27.12 MHz., Int. J. Hyperthermia, Vol. 5, No. 4, pp. 451-466., (1989).
- [2] NEYMANN C. A., Historical Development of Artificial Fever in the Treatment of Disease., (1960).
- [3] NAUTS H. C., Pyrogen Therapy of Cancer. A Historical Overview and Current Activities in Proc. Int. Symp. Cancer Therapy by Hyperthermia and Radiation, J. E. Robinson and M. J. Wisenberg, Eds. Bethesda, MD: Amer. College Radiology, pp. 239-250., (1976).
- [4] HAHN G. M., Hyperthermia and Cancer. New York: Plenum, pp. 1-285, (1982).
- [5] SHORT J. G. and TURNER P. F., Physical Hyperthermia and Cancer Therapy, Proc. IEEE, Vol. 68, pp. 133-142, (1980).
- [6] STROHBEHN J. W. and DOUPLE E. B., Hyperthermia and Cancer Therapy: a Review of Biomedical Engineering Contributions and Challenges, IEEE Trans. Biomed. Eng., Vol. BME-31, No. 12, Dec. (1984).
- [7] COLEY W. B. The Treatment of Malignant Tumors By Repeated Innoculations of Erysipelas With a Report of Ten Original Cases, Amer. J. Med. Sci., Vol. 105, pp. 488-511, (1893).
- [8] -, "A Report of Recent Cases of Inoperable Sarcoma Successfully Treated with Mixed Toxins of Erysipelas and Bacillus Prodigious, Surg. Gynecol. Obstet., Vol. 13, pp. 174-190, (1911).
- [9] COLEY H., NAUTS W., SWIFT, and COLEY B., The Treatment of Malignant Tumors By Bacterial Toxins as Developed By The Late William B. Coley, M. D.: Reviewed in Light of Modern Research, Cancer Res., Vol. 6, pp. 205-216, (1946)
- [10] HORNBECK N. B., Hyperthermia and Cancer: Human Clinical Trial Experience, Vols. I and II. FL: CRS Press, pp. 1-146, 1-159. (1984).

- [11] PUCK T. T. and MARCUS P. I., A Rapid Method for Viable Cell Titration and Clone Production with Hela Cells in Tissue Culture: The Use of x-Irradiated Cells to Supply Conditioning Factors, in Proc. Nat. Acad. Sci. U. S., Vol. 41, pp. 432-437., (1955).
- [12] ELKIND M. M. and WHITMORE G. F., Survival Curve Theory, in The Radiobiology of Cultured Mammalian Cells M. M. Elkind and G. F. Whitmore, Eds. New York: Gordon and Breach, pp. 7-51, (1967).
- [13] RYAN T. P., Comparison of Six Microwave Antennas for Hyperthermia Treatment of Cancer: Sar Results for Single Antennas and Arrays, Int. J. Radiation Oncology Biol. Phys., Vol. 21, pp. 403-413, (1980).
- [14] RYAN T. P., HOOPES P. J., TAYLOR J. H., STROHBEHN J. W., ROBERTS W., DOUPLE E. B., COUGHLIN C. T., Experimental Brain Hyperthermia: Techniques for Heat Delivery and Thermometry, Int. J. Radiation Oncology Biol. Phys., Vol. 20, pp. 739-750, (1981).
- [15] RYAN T. P., TAYLOR J. H. and COUGHLIN C. T., Interstitial Microwave Hyperthermia and Brachytherapy for Malignancies of the Vulva and Vagina I: Design and Testing of a Modified Introcavitary Obturator, Int. J. Radiation Oncology Biol. Phys., Vol. 23, pp. 189-199, (1982).
- [16] DEWEY W. C., HOPWOOD L. E., SAPORETO S. A. and GERWECK L. E., Cellular Responses to Combinations of Hyperthermia and Radiation, Radiology, Vol. 123, pp. 463-474, (1977).
- [17] HAHN G. M., Hyperthermia and Cancer, New York: Plenum, pp. 1-285, (1982).
- [18] SONG C. W., LOKSHINA A., RHEE J., PATTEN M. and LEVITT S. H., Implication of Blood Flow in Hyperthermic Treatment of Tumors, IEEE Trans. Biomed. Eng., Vol. BME-31, pp. 9-16, Jan, (1984).
- [19] ERDOĞAN L. Mikrodalga Hipertermi ile Kanser Tedavisi için Çaprazlanmış Vücut-içi Işınlayıcı, Y. L. Tezi, İ.T.Ü., Ocak, (1991).
- [20] RYAN T. P., TAYLOR J. H. and COUGHLIN C. T., Interstitial Microwave Hyperthermia and Brachytherapy for Malignancies of The Vulva and Vagina I: Design and Testing of a Modified Intracavitary Obturator, Int. J. Radiation Oncology Biol. Phys., Vol. 23, pp. 189-199, (1982).
- [21] CAVALIERE R., MORICCA G., DIFILIPPO F., ALOE L., MONTICELLI G., and SARTORI F. S., Hyperthermic Perfusion 16 Years After Its Clinical Applications, Henry Ford Hosp. Med. J., Vol. 29, No. 1, pp. 32-36, (1981).
- [22] STEHLIN J. S., Jr., GIOVANELLA B. C., GUTIERREZ A. E., IPOLYI P.

- D., and GREEF P. J., 15 Years Experience with Hyperthermic Perfusion for Treatment of Soft Tissue Sarcoma and Malignant Melanoma of the Extremities, *Front. Radiat. Ther. Oncol.*, Vol. 18, J. M. Vaeth, Ed., pp. 177-182, (1984).
- [23] GUY A. W., LEHMANN J. F., and STONEBRIDGE J. B., Therapeutic Applications of Electromagnetic Power, *Proc. IEE*, Vol. 62, pp. 55-75, (1974).
- [24] GUY A. W. and CHOU C. K., Physical Aspects of Localized Heating By Radiowaves and Microwaves, in *Hyperthermia in Cancer Therapy*, F. K. Storm, Ed. Boston, MA.: Hall Medical Publishing, pp. 279-304, (1983).
- [25] HAND J. W. and HEAR G. T., Heating Techniques in Hyperthermia, I. Introduction and Assessment of Techniques", *Br. J. Radiol.*, Vol. 54, pp. 443-466, (1981).
- [26] CHIRSTENSEN D. A. and DURNEY C. H., Hyperthermia Production for Cancer Therapy: A Review of Fundamentals and Methods, *J. Microwave Power*, Vol. 16, pp. 443-466, (1981).
- [27] OVERGAAD J., Fractionated Radiation and Hyperthermia: Experiments and Clinical Studies", *Cancer*, Vol. 48, pp. 1116-1123, (1981).
- [28] ARCANGELI G., CIVIDALLI A., NERVI C., CRETON G., LOVISOLO G. and MAURO F., Tumor Control and Therapeutic Gain Different Schedules of Combined Radiotherapy and Local External Hyperthermia in Human Cancer, *Int. J. Rad. Oncol. Biol. Phys.*, Vol. 9, pp. 1125-1134, (1983).
- [29] ASTRAHAN M. A. and NORMAN A., A Localized Current Field Hyperthermia System for Use with ¹⁹²iridium Interstitial Implants, *Med. Phys.*, Vol. 9, No. 3, pp. 419-424, (1982).
- [30] MANNING M. R., CETAS T. C., MILLER R. C., OLESON J. R., CONNOR W. G. and GERNER E. W., Clinical Hyperthermia: Results of a Phase I Trial Employing Hyperthermia Alone or Combination with External Beam or Interstitial Radiotherapy, *Cancer*, Vol. 49, pp. 205-216, (1982).
- [31] COSSET J. M., DUTREIX J., DUFOUR J., JANORAY P., DAMIA E., HAÏE C. and CLARKE D., Combined Interstitial Hyperthermia and Brachytherapy: Institute Gustave Roussy Technique and Preliminary Results, *Int. J. Radiat. Oncol. Biol. Phys.*, Vol. 10, pp. 307-312, (1984).
- [32] STAUFFER P. R., CETAS T. C., FLETCHER A. M., YOUNG D. W., DEWHIRST M. W., OLESON J. R. and ROEMER R. B.,

Observations on the Use of Ferromagnetic Implants for Inducing Hyperthermia, IEEE Trans. Biomed. Eng., vol. BME-31, pp. 76-90, Jan, (1984).

- [33] STAUFFER P. R., CETAS T. C., and JONES R. C., Magnetic Induction Heating of Ferromagnetic Implants for Inducing Localized Hyperthermia in Deep-seated Tumors, IEEE Trans. Biomed. Eng., Vol. BM-31, pp. 235-251, (1984).
- [34] BREZOVICH I. A. and ATKINSON W. J., Temperature Distribution in Tumor Models heated By Self-regulation Nickel-copper Alloy Thermal Seeds, Med. phys., Vol. 11, pp. 145-152, (1984).
- [35] TURNER P. F., Interstitial Equal-phased Arrays for EM Hyperthermia, IEEE Trans. Micro. Theory. Tech., MTT-34, No. 5, May, (1986).
- [36] KING R. W. P., TREMBLY B. S., and STROHBEHN J. W., The Electromagnetic Field of an Insulated Antenna in a Conducting or Dielectric Medium, IEEE Trans. Micro. Theory. Tech., MTT-31, No. 7, July, (1983).
- [37] ISKANDER M. F., and TUMEH A. M., Design Optimization of Interstitial Antennas, IEEE Trans. Biomed. Eng., Vol. 36, No. 2, Feb. (1989).
- [38] TREMBLY B. S., The Effects of Driving Frequency and Antenna Length on Power Deposition Within a Microwave Antenna Array Used for Hyperthermia, IEEE Trans. Biomed. Eng., Vol. BME-32, pp. 152-157, Feb., (1985).
- [39] ZHANG Y., JOINES W. T. and OLESON J. R., Heating Patterns Generated by Phase Modulation of a Hexagonal Array of Interstitial Antennas, IEEE Trans. Biomed. Eng., Vol. 38, No. 1, Jan., (1991).
- [40] AKKAYA İ., Mükemmel Olmayan Silindirik Dipolün Işıma Alanı, Empedansı, Tepe Yüklenmesi, Çevreden İzole Edilmiş veya Gömülü Olması, Dolaylı Olarak Yüzey Empedansı Hakkında Sonuçlar, Bulletin of Technical University of İstanbul, (1980).
- [41] AKKAYA İ., Herhangi Ortam İçinde, Herhangi Malzemedeki, Dairesel Silindirik Dipol Analizi, Bulletin of Technical University of İstanbul, (1980).
- [42] AKKAYA İ., Steel Cross-switch Implantable Radiation for Hyperthermia, Proceedings of the Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology, Vol. 13, pp. 974-975, (1991).
- [43] AKKAYA İ. ve UTKU C., Yüksek Isı ile Kanser Tedavisinde Dairesel Işınlı Dizileri, Elk. Müh. 5. Ulusal Kongresi, KTÜ-Trabzon, 13-18 Eylül (1993).

- [44] EPPEN V., TREMBLEY B. S., and RİCHTER H. J., Air Cooling for an Interstitial Microwave Hyperthermia Antenna: Theory and Experiment, IEEE Trans. Biomed. Eng., Vol. 38, No. 5, May, (1991).
- [45] GENTILI G. B., GORI F., LEONCİNİ M., Electromagnetic and Thermal Model of a Water-cooled Dipole Radiating in a Biological Tissue, IEEE Trans. Biomed. Eng., Vol. 38, No. 1, Jan, (1991).
- [46] PENNES H. H., Analysis of Tissue and Arterial Blood Temperatures in the Resting Human Forearm., J. Appl. Physiol., Vol. 1, pp. 93-122, (1948).
- [47] OZISYK N., Heat Conduction. New York : McGraw-Hill, (1975).
- [48] CHERRY P. C., ISKANDER M. F., Calculations of the Heating Patterns of an Array of Microwave Interstitial Antennas, IEEE Trans. Biomed. Eng., Vol. 40, 8 Aug., (1993).
- [49] CEISTOFORETTI L., PONTALTI R., CESTATTI L. and ANTOLINI R., Quantitative Colorimetric Analysis of Liquid Crystalline Films (LCF) for Phantom Dosimetry in Microwave Hyperthermia, IEEE Trans. Biomed. Eng., Vol. 40, No. 11, Nov., (1993).
- [50] JONES C. H. and CARNOCHAN P., Infrared Thermography and Liquid Crystal Plate Thermography, in Physical Techniques in Clinical Hyperthermia, J. W. Hand and J. R. James, Eds. Research Studies Press, pp. 507-547, (1986).
- [51] TOMERA K. M., and HELLERSTEIN D. K., Transurethral Microwave Thermography, Microwave Journal, Nov., (1992).
- [52] MARTIN G. T., HADDAD M. G., CRAVALHO E. G. and BOWMAN H. F., Thermal Model for the Local Microwave Hyperthermia Treatment of Benign Prostatic Hyperplasia, IEEE Trans. Biomed. Eng., Vol. 39, No. 8, Aug., (1992).
- [53] WONNELL T. L., STAUFFER P. R. and LANGBERG J. J., Evaluation of Microwave and Radio Frequency Catcher Ablation in a Myocardium-Equivalent Phantom Model, IEEE Trans. Biomed. Eng., Vol. 39, No. 10, Oct., (1992).
- [54] AKKAYA İ., Anten Teorisine Giriş, İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Fakültesi Ofset Baskı Atölyesi, (1989).
- [55] AKKAYA İ., Pattern Synthesis by Changing Material Constants in Microwave Hyperthermia, Proceedings of the 14th Annual International Conference of the IEEE Eng. Soc., pp. 254-255, Oct. 29-Nov. 1, Paris, France, (1991)

- [56] AKKAYA İ., Analyses of the Circular Cylindrical Dipole of any Material in any Medium, Bulletin of the Technical University of İstanbul, Vol. 34, No. 1, pp. 29-49, (1981).
- [57] AKKAYA İ., On Mutual Impedances of Antennas of General Type, Bulletin of the Technical University of İstanbul, Vol. 30, No. 1, (1977).
- [58] THARP H. S., ROEMER R. B., Optimal Power with Finite-sized, Planar Hyperthermia Applicator Arrays, IEEE Trans. Biomed. Eng., Vol. 39, No. 6, June, (1992).
- [59] SHAW J. A., DURNEY C. H., CHRISTENSEN D. A., Computer-aided Design of Two-Dimensional Electric-Type Hyperthermia Applicators Using the Finite-Difference Time-Domain Method, IEEE Trans. Biomed. Eng., Vol. 38, No. 9, Sept., (1991).
- [60] ROSEN A., WALINSKY P., SMITH D., SHI Y., KOSMAN Z., HERNANDEZ A. M., ROSEN H., STERZER F., MAWHINNEY D., GOTH P., LOWERY G., Percutaneous Trans-Luminal Microwave Balloon Angioplasty, IEEE Trans. Micro. Theory Tech., Vol. 38, No. 1, Jan., (1990).
- [61] TRMBLY B. S., WILSON A. H., SULLIVAN M. J., STEIN A. D., WONG T. Z., STROHBEHN J. W., Control of the SAR Pattern Within an Interstitial Microwave Array Through Variation of Antenna Driving Phase, IEEE Trans. Micro. Theory Tech., Vol. MTT-34, No. 5, May., (1986).
- [62] BOAG A. and LEVIATAN Y., Optimal Excitation of Multi-Applicator Systems for Deep Regional Hyperthermia, IEEE Trans. Biomed. Eng., Vol. 37, No. 10, Oct., (1990).
- [63] FURSE C. M., and ISKANDER M. F., Three-dimensional Electromagnetic Power Deposition in Tumors Using Interstitial Antenna Arrays, IEEE Trans. Biomed. Eng., Vol. 36, No. 10, Oct. (1989).
- [65] SPIGEL R. J., FATMI M. B. A., STUCHLY S. S. and STUCHY M. A., Comparison of Finite-difference Time-domain SAR Calculations with Measurements in a Heterogeneous Model of Man, IEEE Trans. Biomed. Eng., Vol. 36, No. 8, Aug. (1989).
- [66] FRANCONI C., RAGANELLE L., TIBERIA C. A., BEGNOZZI L., Low-frequency RF Hyperthermia: IV-A 27 MHz Hybrid Applicator for Localized Deep Tumor Heating, IEEE Trans. Biomed. Eng., Vol. 38, No. 3, (1991).
- [67] JHONSON R. H., PREECE A. W., HAND J. W., JAMES J. R., A new Type of Lightweight Low-frequency Electromagnetic Hyperthermia Applicator,

IEEE Trans. Micro. Theory and Tech., Vol. MTT-25, No. 12, Dec. (1987).

- [68] ELLINGER D. C., CHUTE F. S., VERMUELEN F. E., Evaluation of a Semi-cylindrical Selenoid as an Applicator for Radio-frequency Hyperthermia, IEEE Trans. Biomed. Eng., Vol. 36, No. 10, Oct. (1989).
- [69] RAGANELLA L., BANCİ G., VANNUCHI I., FRANCONI C., TIBERICO C. A., 27 Mhz Conformal Capacitive Ring (CR) Applicators for Uniform Hyperthermic/Diathermic Treatment of Body Segments with Axial Fields, IEEE Trans. Biomed. Eng., Vol. 36, No. 11, Nov. (1989).
- [70] JOHN T. W., STROHBEHN W., JONES K. M., MECHLING J. A., TREMBLY B. S., SAR Patterns from an Interstitial Microwave Antenna-array Hyperthermia System, IEEE Trans. Micro. Theory Tech., Vol. MTT-34, No. 5, May (1986).
- [71] NIKITA K. S., MARATOS N. G., UZUNOĞLU N. K., Optimal Steady-state Temperature Distribution for a Phased Array Hyperthermia System, IEEE Trans. Biomed. Eng., Vol. 40, No. 12, Dec. (1993).
- [72] McGOUGH R. J., EBBINI E. S., CAIN C. A., Direct Computation of Ultrasound Phased-array Driving Signals from a Specified Temperature Distribution for Hyperthermia, IEEE Trans. Biomed. Eng., Vol. 39, No. 8, Aug (1992).
- [73] JAMES B. J., SULLIVAN D. M., Direct use of CT Scans for Hyperthermia Treatment Planning, IEEE Trans. Biomed. Eng., Vol. 39, No. 8, Aug. (1992).
- [74] MONTECCHIA F., Microstrip Antenna Design for Hyperthermia Treatment of Superficial Tumors, IEEE Trans. Biomed. Eng., Vol. 39, No. 6, June. (1992).
- [75] LEE E. R., WILSEY T. R., HORNOCH P. T., KAPP D. S., FESSENDEN P., LOHRBACH A., PRIONAS S. D., Body Conformable 915 MHz Microstrip Array Applicators for Large Surface Area Hyperthermia, IEEE Trans. Biomed. Eng., Vol. 39, No. 5, May (1992).
- [76] UNDERWOOD H. R., PETERSON A. F., MAGIN R. L., Electric-field Distribution Near Rectangular Microstrip Radiators for Hyperthermia Heating: Theory Versus Experiment in Water, IEEE Trans. Biomed. Eng., Vol. 39, No. 2, Feb. (1992).
- [77] STAUFFER P. R., SNEED P. K., HASHEMI H., PHILLIPS T. L., Practical Induction Coil Designs for Clinical Hyperthermia with Ferromagnetic Implants, IEEE Trans. Biomed. Eng., Vol. 41, No. 1, Jan. (1994).
- [78] ADAIR E. R., Thermophysiological Effects of Electromagnetic Radiation,

IEEE Eng. Med. Bio. Mag., March (1987).

- [79] ROZZELL T. C., Biomedical Applications of Electromagnetic Energy, IEEE Eng. Med. Bio. Mag., March (1987).
- [80] BOLOMEY J. C., JOFRE L. and PERONNET G., On the Possible Use of Microwave-active Imaging for Remote Thermal Sensing, IEEE Trans. Micro. Theory Tech., Vol. MTT-31, No. 9, Sep. (1983).
- [81] PAULSEN K. D., JILIA X., SULLIVAN J. M., Finite-element Computations of Specific Absorption Rate in Anatomically Conforming Full-body Models for Hyperthermia Treatment Analysis, IEEE Trans. Biomed. Eng., Vol. 41, No. 9, Sept. (1993).
- [82] AKKAYA İ., Applied Electromagnetic Theory, Ders Notları, İstanbul Teknik Üniversitesi, (1994).
- [83] ŞEKER S., ÇEREZCİ O., Elektromagnetik Alanların Biyolojik Etkileri, Güvenlik Sistemleri ve Korunma Yöntemleri, Boğaziçi Üniversitesi, Yayın No: 479, 1991.
- [84] BALANIS C. A., Antenna Theory, Analysis and Design, J. W. And Sons Inc., (1982).
- [85] AKKAYA İ., Anten Problemlerinde Fourier Dönüşümleri, İstanbul Teknik Üniversitesi Kütüphanesi, No: 1033, (1975).
- [86] LOSCH F., Tables of Higher Functions, McGraw-Mill Book Company, Inc., (1960).
- [87] RAPPAPORT C. M., Microwave Assisted Balloon Angioplasty, Report, 235 Fortyth Building Northeastern University, Boston, MA 02115, (1991).
- [88] KING H. E. and WONG J. L., Characteristics of 1 to 8 Wavelength Uniform Helical Antennas, IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. AP-28, No. 2, March. (1980).
- [89] VAUGHAN R. G. and ANDERSEN J. B., Polarization Properties of the Axial Mode Helix Antenna, IEEE Trans, Antennas Propagat., Vol. AP-33, No. 1, Jan. (1985).
- [90] NAKANO H. and YAMUCHI J., Axial Mode Helical Antennas, IEEE Trans, Antennas Propagat., Vol. AP-34, No. 9, September (1986).
- [91] KATZIR A., BOWMAN H. F., ASFOUR Y., ZUR A. and VALERI C. R., Infrared Fibers for Radiometer Thermometry in Hypothermia and Hyperthermia Treatment, IEEE Trans, Biomed. Eng., Vol. 36, No. 6, June. (1989).

- [92] AKKAYA İ., Herhangi Bir Ortam İçinde Herhangi Bir Malzemedan Dairesel Silindirik Dipollerin Yeni Bir Yaklaşımla Analizi Ve Bu Yaklaşımın Yüzey Empedansı Hakkında Ortaya Çıkardığı Sonuçlar, İ.T.Ü., (1981).



ÖZGEÇMİŞ

Abdullah FERİKOĞLU 1953 yılında Niğde 'de doğdu. 1975 yılında Balıkesir Lisesini bitirdi. 1982 'de İ.T.Ü. Elektrik Fakültesi Elektronik ve Haberleşme Bölümünden Elektronik Mühendisi olarak mezun oldu. 1987-1993 yılları arasında İ.T.Ü. Sakarya Mühendislik Fakültesinde Araştırma Görevlisi olarak çalıştı. Yüksek Lisans çalışmasını 1992 'de M.Ü. 'de tamamladı. 1993 yılından beri SA.Ü. Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünde Öğretim Görevlisi olarak çalışmaktadır. Evli ve 3 çocuk babasıdır.

