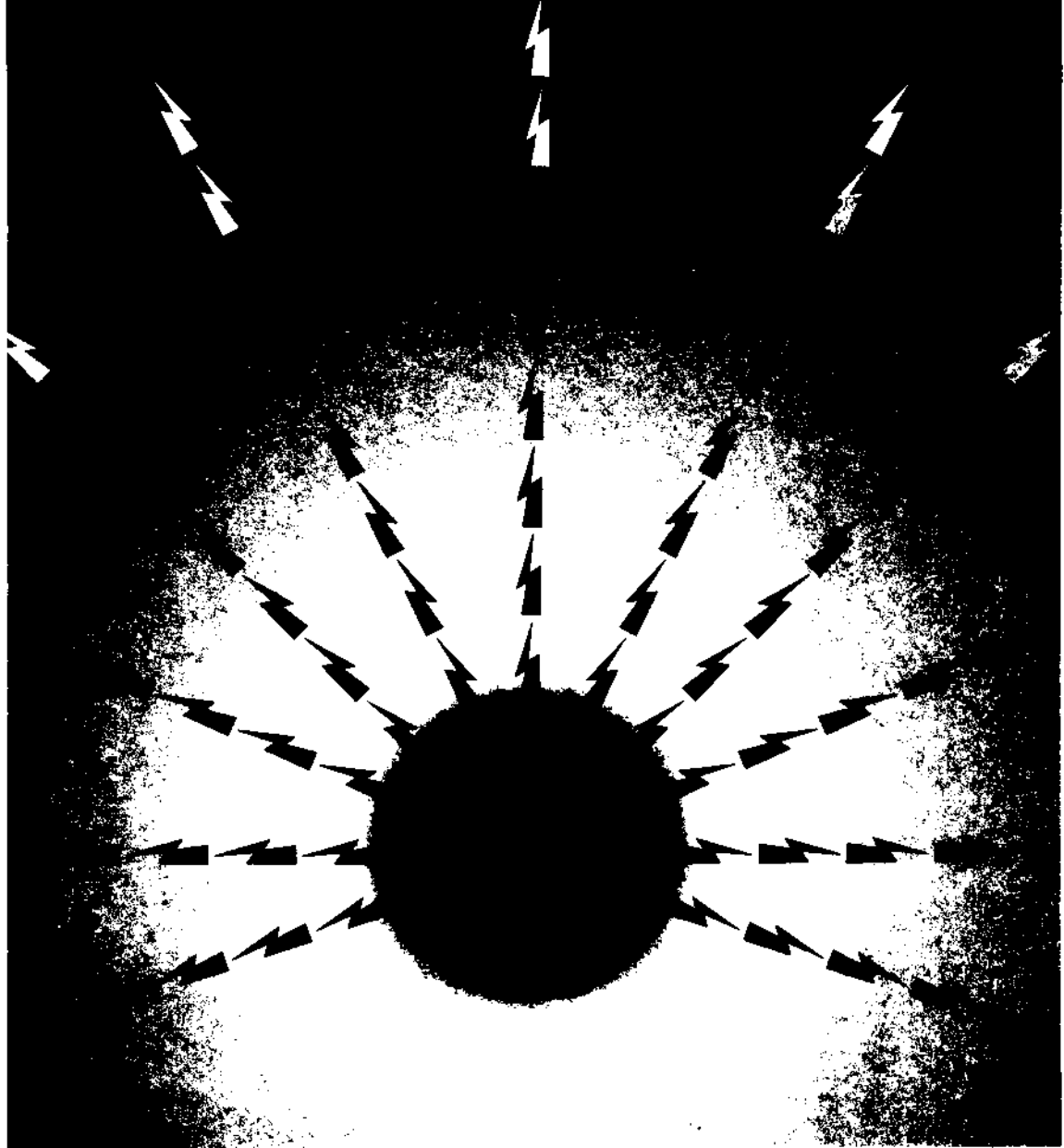


# TMMOB ELEKTRİK MÜHENDİSLERİ ODASI

## ELEKTRİK - ELEKTRONİK BİLGİSAYAR MÜHENDİSLİĞİ 7. ULUSAL KONGRESİ



TMMOB  
ELEKTRİK MÜHENDİSLERİ ODASI  
ANKARA ŞUBESİ



ODTÜ  
ELEKTRİK -ELEKTRONİK  
MÜHENDİSLİĞİ BÖLÜMÜ



TÜBİTAK

## ÖNSÖZ

TBMMO Elektrik Mühendisleri Odası Elektrik-Elektronik-Bilgisayar Mühendisliği 7. Ulusal Kongresini ve Sergisini Orta Doğu Teknik Üniversitesi'nde gerçekleştirmiş olmaktan onur ve sevinç duymaktayız. Üniversite olarak kongreye ikinci kez evsahipliği yapmamız bizi fazlasıyla mutlu etmiştir, ama mutluluğumuz asıl geçen süre içinde Odamızın, meslek yaşamımızın ve Üniversitemizin ne kadar gelişmiş olduğunu gözlemekten kaynaklanmaktadır.

Gerçekten de ilgi alanlarımızın çeşitlenmesi, bu alanlarda belli bir beceriye ulaşılmış olması, eskiden güçlü olduğumuz dallarda da gücümüzün sürmesi Elektrik-Elektronik ve Bilgisayar Mühendislerimizin ülke genelinde giderek daha fazla söz sahibi olmaları olgusunu yaratmaktadır. Bireysel başarılarımızın kurumlarımızı da ülke ekonomisi ve gelişmesi bakımından güçlendirmekte olduğu açıktır. Nitekim bu sektörlerde faaliyet gösteren kuruluş sayısı hızla artmaktadır. Bu sayısal gelişmenin nitelik bakımından da aynı hızla sürdüğünü görmek sevindiricidir. Kongremiz ve sergimiz bunun en somut kanıtını oluşturmaktadır.

2000'li yılların Türkiye'sinin ihtiyaçlarını yakalayabilmek için daha çok şeyler yapılması gerekmektedir. Endüstri-Eğitim Kurumları ve Meslek Odaları arasındaki iletişim ve karşılıklı etkileşimi güçlendirmek gerekmektedir. Bu geçmişe oranla daha sevindirici bir düzeyde sürüyor da olsa henüz gelişmiş ülkelerdeki başarı örneklerin uzağındadır. Önümüzdeki yıllarda bu konuda daha fazla çabaya ihtiyaç vardır.

Tüm katılımcılara Kongre ve Sergimize vermiş oldukları güç için teşekkür ediyorum. Sizleri Üniversitemizde görmenin kıvançıyla selamlıyor saygılarımı sunuyorum.

Prof. Dr. Fatih Canatan  
Yürütme Kurulu Başkanı

ELEKTRİK-ELEKTRONİK-BİLGİSAYAR MÜHENDİSLİĞİ  
7. ULUSAL KONGRESİ

YÜRÜTME KURULU

Fatih CANATAN (Başkan, ODTÜ)

M. Mete BULUT (ODTÜ)  
Cengiz BEŞİKÇİ (ODTÜ)  
Gönül SAYAN (ODTÜ)  
Cemil ARIKAN (TÜBİTAK)  
M. Hacim KAMOY (ASELSAN)  
Hüseyin ARABUL (BARMEK)  
Aydın GÜRPINAR (ENERSİS)

M. Asım RASAN (EMO)  
Cengiz GÖLTAŞ (EMO)  
H. Ali YİĞİT (EMO)  
Kubilay ÖZBEK (EMO)  
M. Sıtkı Çiğdem (EMO)  
Funda BAŞARAN (EMO)  
Mustafa ÖZTÜRK (EMO)

EDİTÖRLER

Fatih CANATAN

Mehmet Mete BULUT

## MIKROŞERİT HATLAR İÇİN ISIL GÜRÜLTÜ GÜCÜ ANALİZİ

Tayfun GÜNEL  
istanbul Teknik Üniversitesi  
Elektrik-Elektronik Fakültesi  
80626, Maslak, İSTANBUL

### ABSTRACT

*Thermal noise is a fundamental limitation to the capability of a sensor system for detecting targets. In radar applications, the maximum detection range decreases while the noise power increases. Therefore, this results in a decreased maximum detection range. The most troublesome form of naturally - occurring noise is the thermal noise that is produced by the random motion of atomic particles. In this work, thermal noise analysis of microstrip lines is presented. A numerical example is also given.*

etkileri dikkate alınmalıdır. Literatürde genellikle aktif elemanlar için gürültü incelemesi yaygındır. Pasif elemanlar için yaklaşık bağıntılar verilmektedir. Oysaki mikrodalga haberleşme devrelerinin çok kullanılan elemanlarından biri olan mikroşerit hatlar için de detaylı bir gürültü analizi oldukça önemlidir. Bu tür hatların etkisi dikkate alınmaksızın yapılacak gürültü analizi tasarımcıyı hatalı bir sonuca yönlendirebilir. Bu çalışmada, gürültü korelasyon matrisi kullanılarak, kayıplı mikroşerit hatların ısı gürültü gücü analizinin nasıl yapılabileceği bir örnekle gösterilmiştir.

### GİRİŞ

Atomik parçacıkların rastlantısal hareketi ile meydana gelen ısı gürültü sıcaklığın bir fonksiyonudur. Gürültü ; direnç, kuvvetlendirici karıştırıcı gibi devre elemanları ve güneş ile uzak galaksilerin radyasyonunun sebep olduğu atmosferdeki elektrik yüklerinin rastlantısal hareketi nedeniyle anten için de söz konusudur. Anten, anten ile alıcı arasındaki transmisyon hattı ve alıcı birer gürültü kaynağıdır. Örneğin radar uygulamalarında, gürültü gücünün artması işaret gürültü oranının ve radar menzilin azalması anlamına gelmektedir. Modern radar ve uydu alıcılarında sistem duyarlılığının düzeltilmesi için düşük gürültülü kuvvetlendiriciler kullanılır. Alıcı gürültüsü literatürde geniş olarak incelenmiştir. Isıl gürültü en etkin gürültü türlerinden biridir. Bu gürültü çeşidi teorik olarak Nyquist[1], deneysel olarak da Johnson[2] tarafından incelenmiştir. Isıl gürültü, kayıplı çok kapılılar tarafından oluşturulur. Mikroşerit hatlar, günümüzde mikrodalga haberleşme devrelerinde yaygın olarak kullanılmaktadırlar. Bu nedenle mikroşerit hatların gürültü özelliklerinin belirlenmesi mikrodalga haberleşme devrelerinin performansının tahmini bakımından oldukça önemlidir. Özellikle MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuits) yapısındaki haberleşme devrelerinin bilgisayar destekli tasarımında, devre elemanlarının etkileri detaylı bir biçimde incelenmelidir. Tasarımda yapılacak bir yanlışlık ya da ihmal üretim maliyeti bakımından büyük kayıplara neden olabilir. Mikrodalga haberleşme devrelerinin tasarımında gürültü önemli bir parametredir. Bu nedenle tüm elemanların gürültü

### TEORİ

Isıl bir gürültü kaynağının birim band genişliği başına gücü  $p_n(f)$ , Boltzman sabiti  $k$  ( $1.3806 \cdot 10^{-23}$  Joule/K) ve kaynağın mutlak sıcaklığı  $T$ ' nin çarpımına eşittir. [3]

$$p_n(f) = kT \text{ Watts/Hz} \quad (1)$$

$T$  sıcaklığındaki bir direncin etkin gürültü sıcaklığı:

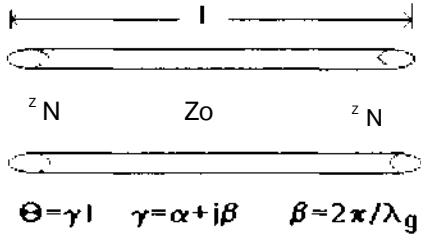
$$T_e = p_n / k \quad (2)$$

Gürültü faktörü  $F$  ile etkin gürültü sıcaklığı arasındaki bağıntı [4]:

$$F = 1 + T_e / 290 \quad (3)$$

biçimindedir. Kayıplı bir transmisyon hattının gürültü faktörü, transmisyon hattının S-parametreleri ile gürültü korelasyon matrisi  $[C_s]$  nin elemanları  $C_{s11}, C_{s12}$  ve  $C_{s22}$  ve kaynak kapasitesinin yansıtma katsayısı  $\rho_s$  kullanılarak aşağıdaki bağıntı ile hesaplanabilir [5]:

$$F = 1 + \frac{C_{s11} \left| \frac{S_{21} \rho_s}{1 - \rho_s S_{11}} \right|^2 + C_{s22} + 2 \operatorname{Re} \left\{ C_{s12} \frac{S_{21} \rho_s}{1 - S_{11} \rho_s} \right\}}{\left( \left| A \right|^2 \right) \left| \frac{S_{21}}{1 - S_{11} \rho_s} \right|^2} \quad (4)$$



ŞEKİL: 1. Transmisyon hat parçası.

Transmisyon hattının S-parametreleri [5]:

$$S_{11} = S_{22} = \frac{Z_0 - Z_N}{Z_0 + Z_N} \quad (5)$$

$$S_{12} = S_{21} = \frac{2Z_0 Z_N \operatorname{esc} h\theta}{Z_0 + Z_N + 2Z_0 Z_N \coth \theta} \quad (6)$$

Şekil 1 deki kayıplı transmisyon hattının gürültü korelasyon matrisinin elemanları [5]:

$$C_{11} = C_{22} = \frac{4Z_0 Z_N (Z_0^2 + Z_N^2) \operatorname{Re}\{\coth \theta\} + 4Z_0 Z_N [\coth^2 \theta - \operatorname{csc}^2 \theta]}{(Z_0 + Z_N) [(Z_0^2 + Z_N^2) + 4Z_0 Z_N \operatorname{Re}\{\coth \theta\}]} \quad (7)$$

$$C_{12} = C_{21} = \frac{4Z_0 Z_N (Z_0^2 - Z_N^2) \operatorname{Re}\{\coth \theta\}}{(Z_0 + Z_N) [(Z_0^2 + Z_N^2) + 4Z_0 Z_N \operatorname{Re}\{\coth \theta\}]} \quad (8)$$

Yukarıdaki bağıntıda gürültü korelasyon matrisi ile dağılıma matrisinin elemanlarının değerleri hat kayıplarının ve frekansın bir fonksiyonudur Şekil 2 de gösterilen mikroşerit hatlarda zayıflama kaybı, iletkenlik kaybı ve dielektrik kayıplarından oluşmaktadır. Birim uzunluk için iletkenlik kaybı  $\alpha_c$  (db/birim uzunluk) [6]:

$$\alpha_c = \begin{cases} 1.38 \frac{R_s}{h} \frac{32 - (\frac{W}{h})^2}{32 + (\frac{W}{h})^2} A & (\frac{W}{h} \leq D) \\ 6.1 \times 10^{-3} \frac{R_s Z_0 \epsilon_r(f)}{h} \frac{W}{h} + \frac{0.007}{\sqrt{h}} \frac{W}{h} & (\frac{W}{h} \geq 1) \end{cases} \quad (9)$$

Yukarıdaki bağıntıda  $R_{se}$  efektif yüzey direncini,  $h$  mikroşerit hattın yüksekliğini,  $Z_0$  hattın karakteristik empedansını,  $r_{se}(f)$  frekansın fonksiyonu olarak efektif dielektrik sabitini,  $W_e$  ise efektif hat genişliğini göstermektedir  $A$ ' nin değeri ise  $W$  hat genişliği ve  $t$  iletken kalınlığı için aşağıdaki bağıntı kullanılarak bulunur.

$$A = \begin{cases} \begin{bmatrix} 1 + \frac{1.25}{h} \frac{1.25}{t} + \frac{4.1CT}{\pi} \\ \frac{H^2 L}{U t} \end{bmatrix} & W < 1 \\ \begin{bmatrix} h T & 125 / 12^{\wedge} & 2h \\ 1 + \frac{1}{U t} & \frac{1}{hn} + \frac{hx}{n} & t \end{bmatrix} & W \geq 1 \end{cases} \quad (10)$$

Hattın  $W_e/h$  değeri:

$$W_e = \begin{cases} \frac{W}{h} \frac{1.25}{\pi} \frac{1}{1 + \ln \frac{4W}{\pi t}} & W < 1 \\ \frac{W}{h} \frac{1.25}{n} \frac{1}{1 + \ln \frac{4W}{\pi t}} & W \geq \frac{2}{t} \end{cases} \quad (11)$$

Yüzey ve efektif yüzey dirençleri:

$$R_s = \sqrt{\pi f \mu_0 / \sigma} \quad (12)$$

$$\epsilon_{re} = \epsilon_r \left[ 1 + \frac{2}{\pi} \tan^{-1} \left[ 1.4 \left( \frac{W}{h} \right)^2 \right] \right] \quad (13)$$

Yukarıdaki bağıntıda  $\delta$  yüzey pürüzlülüğünü göstermektedir.

Cidar kalınlığı:

$$\delta = \sqrt{2 / (\omega \mu_0 \sigma)} \quad (14)$$

$2 \leq f_r \leq 16$ ,  $0.06 \leq W/h \leq 16$ , ve  $f \leq 100$  GHz için efektif dielektrik sabitinin frekansla değişimi aşağıdaki bağıntıyla hesaplanır [6]:

$$\epsilon_{re}(f) = \left( \frac{\sqrt{\epsilon_r} - \sqrt{\epsilon_{re}}}{1 + 4/\epsilon_r} + \sqrt{\epsilon_{re}} \right)^2 \quad (15)$$

Yukarıdaki bağıntıda  $F$  ve  $\epsilon_{re}$  sırasıyla:

$$F = \frac{4h\sqrt{\epsilon_r - 1}}{\lambda_0} \left[ 1 + 2 \log \left( 1 + \frac{W}{h} \right) \right] \quad (16)$$

$$\epsilon_r = \begin{cases} \frac{1}{2} \left[ \frac{1 + \sqrt{1 - \left( \frac{0.4516 + 0.3 \cdot 16}{\epsilon_r} \right)^2}}{1 + \sqrt{1 - \left( \frac{0.4516 + 0.3 \cdot 16}{\epsilon_r} \right)^2}} \right] & \frac{W}{h} \leq 1 \\ \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left( \frac{0.4516 + 0.3 \cdot 16}{\epsilon_r} \right)^2 & \frac{W}{h} > 1 \end{cases} \quad (17)$$

bağıntılarından bulunur. Bu bağıntılardaki H ve G :

$$H = \frac{1}{2} \left[ \frac{1 + \sqrt{1 - \left( \frac{0.4516 + 0.3 \cdot 16}{\epsilon_r} \right)^2}}{1 + \sqrt{1 - \left( \frac{0.4516 + 0.3 \cdot 16}{\epsilon_r} \right)^2}} \right] \quad (18)$$

$$G = \frac{1}{2} \left[ \frac{1 + \sqrt{1 - \left( \frac{0.4516 + 0.3 \cdot 16}{\epsilon_r} \right)^2}}{1 + \sqrt{1 - \left( \frac{0.4516 + 0.3 \cdot 16}{\epsilon_r} \right)^2}} \right] \quad (19)$$

$Z_0$  ve  $s_r$  'nin fonksiyonu olarak  $W/h$  [7]:

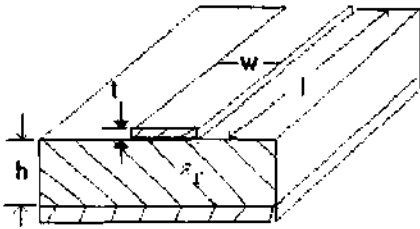
$$\frac{W}{h} = \begin{cases} \frac{8e^{-A}}{e^{2A} - 2} & A > \sqrt{u} \\ \frac{2}{e^{2A} - 2} \left[ B - \sqrt{1 - 2B} \right] + \frac{1}{2e_r} \left[ \ln(B-1) + 1.79 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right] & A \leq \sqrt{u} \end{cases} \quad (20)$$

Yukarıdaki bağıntıda A ve B nin değerleri sırasıyla

$$A = \frac{Z_0}{60} \left( \frac{\epsilon_r + 1}{2} \right)^{0.1} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left( 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad (21)$$

$$B = \frac{60 \pi^2}{Z_0 \sqrt{\epsilon_r}} \quad (22)$$

bağıntılarından hesaplanır.



ŞEKİL:2 Mikroşerit hat

Birim uzunluk başına dielektrik kaybı  $\alpha_d$  (db/birim uzunluk):

$$\alpha_d = 27.3 \frac{\epsilon_r \epsilon_r(f) \tan \delta}{\sqrt{\epsilon_r(f)} \epsilon_r - 1 \lambda_p} \quad (23)$$

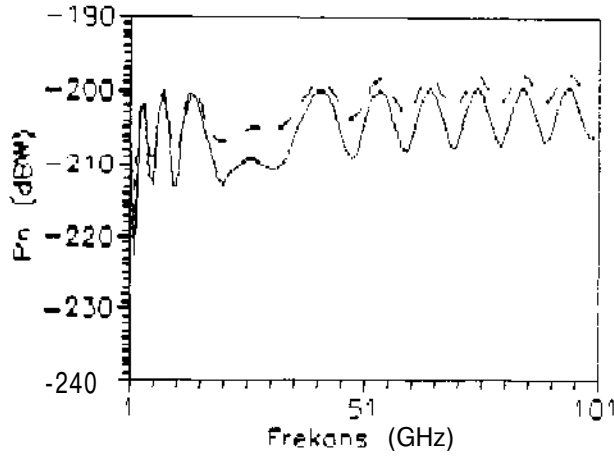
Yukarıdaki bağıntıda  $\tan \delta$  dielektrik malzemenin kayıp tanjantını,  $\lambda_p$  ise boşluktaki dalga boyunu,  $\epsilon_r$  ise bağıl dielektrik sabitini göstermektedir. Toplam kayıp, iletken ve dielektrik kayıplarının toplamına eşittir. Belirli bir uzunluktaki mikroşerit hat için yukarıdaki bağıntılar kullanılarak hesaplanacak olan iletken ve dielektrik kayıplarına bağılı olarak belirlenecek olan gürültü korelasyon matrisi ve S-parametreleri yardımıyla hattın gürültü faktörü bulunur. Bu değer frekansın da fonksiyonudur. Gürültü faktörünün değeri (3) numaralı bağıntıda kullanılarak etkin gürültü sıcaklığı, (2) numaralı bağıntıdan da birim band genişliği başına ısı gürültü gücü dBW cinsinden hesaplanır.

## SONUÇ

Bu çalışmada gürültü korelasyon matrisi kullanılarak, kayıplı bir mikroşerit hattın ısı gürültü güç yoğunluğu analizi yapılmıştır, örnek olarak seçilen hattın parametreleri Tablo 1 de verilmiştir.  $p_s=0$  için 100 Ghz' lik bir band içinde 1-101 GHz aralığında iki farklı iletkenlik değeri için elde edilen sonuç Şekil 3 de gösterilmiştir. Benzer analiz, parametreleri belirli diğer hatlar için de yapılabilir. Böylece en etkin gürültü türlerinden biri olan ısı gürültünün etkisi belirlenebilir ve düşük gürültülü mikrodalga alıcı devrelerinin önemli devre elemanlarından biri olan mikroşerit hatların ısı gürültü etkisi de tasarımda dikkate alınmış olur.

TABLO: 1 Mikroşerit hat parametreleri.

|                                   |   |
|-----------------------------------|---|
| Bağıl dielek. sb.<br>$\epsilon_r$ | 9.8   |
| Taban yüksekliği<br>h(m)          | $0.635 \times 10^{-3}$  |
| iletken kalınlığı<br>t (m)        | $15 \times 10^{-6}$   |
| iletkenlik<br>a (S/m)             | $\sigma_s = 5.8 \times 10^7$<br>$\sigma_d = 1.15 \times 10^7$ |
| Hat uzunluğu<br>l(m)              | $10 \times 10^{-3}$   |
| Yüzey pürüzlülüğü<br>A(m)         | $2 \times 10^{-6}$  |



ŞEKİL3 Isıl gürültü güç yoğunluğunun frekansla değişimi: Sürekli çizgi ( $C_{T_1} = 5.8 \times 10^{-7}$ )  
Kesikli çizgi ( $c_2 = 1.15 \times 10^{-7}$ ).

#### KAYNAKLAR

- [1]H.Nyquist, "Thermal agitation of electric charge in conductors",Physical Review,Vol.32,pp.100,1928.
- [2]J.B. Johnson, "Thermal Agitation of electricity in conductors", Physical Review,Vol.32,pp.97,1928
- [3]R.LFreeman, Radio system design for telecommunications (1-100 GHz), John Wiley & Sons, 1987.
- [4]F.R.Connor,Noise,Thomson Litho Ltd, Scotland.1982
- [5]J.A. Dobrowolski, Introduction to Computer Methods for Microwave Circuit Analysis and Design, Artech House, Chp.5, 1991.
- [6] P.Bhartia.I.J.Bahl, Milimeterwave Engineering and Applications, John Wiley & Sons, 1984.
- [7] K.C.Gupta, R.Garg, R.Chadha,"Computer-Aided Design of Microwave Circuits", Artech House, Dedham, MA, 1981.

# Düzgün-Eksenel Bakışsız Levhada Dalga Yayınımı Yansıma ve Geçirme Katsayıları

S.UÇKUN.G.ÖĞÜCÜ  
Gaziantep Üniversitesi  
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü  
27310-GAZİANTEP

## ABSTRACT

A chiral medium is a subclass of bi-anisotropic media. And a special type of bianisotropic media is an axially chiral uniaxial medium. Plane wave reflection and transmission from uniaxial chiral interface have recently been found. In this study, the propagation of the electromagnetic waves through an infinite slab of lossless uniaxial chiral medium is formulated for normal incidence, and an equation for the total transmission dyadic coefficient is derived.

## ÖZET

Bakışsız, simetrisiz (chiral), ortam ikili-yönbağımsız (bi-anisotropic), ortamın bir alt sınıfıdır, ikili-yönbağımsız ortamın özel bir durumu ise düzgün-eksenel (uniaxial) bakışsız ortamdır. Düzlemsel elektromagnetik dalganın düzgün-eksenel yüzeyden yansıma ve geçirgenliği kısa süre önce incelenmişti. Bu çalışmada kayıpsız düzgün-eksene bakışsız, bir levhaya dik gelen dalganın yayını, levhadan yansıma ve geçirme katsayıları, sınır koşulları göz önüne alınarak, incelenip yansıma ve toplam geçirgenlik katsayıları matris (dyadic) şeklinde elde edildi

## GİRİŞ

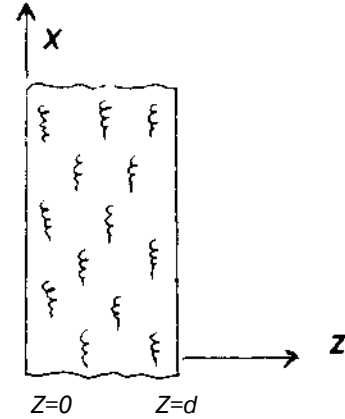
Elektromagnetik dalgaların bakışsız, simetrisiz, ortamlardaki davranışları 19. yüzyılın başından beri bilinmekte ve incelenmektedir. Doğada bulunan bazı kristal, biyolojik yapılar ve sıvıların doğrusal polarize bir ışığı değişik oranlarda döndürerek ilettiği görülmüş, bu olay optik etki (optical activity) ve maddeler de bakışsız (chiral) maddeler diye tanımlanmıştır. Işığın bakışsız maddelerdeki dönüşümünün maddenin geometrisinden geldiğini anlayan bilim adamları ışık için oluşan optik etkinin daha düşük frekanslar içinde olabileceğini fakat bu durumda bakışsız moleküllerin yerine çok küçük bakışsız parçacıkların kullanılması gerektiğini düşündüler. Kaynak [2] de verildiği gibi 1920 de Lindman, 1945 de Pickering ve Kaynak [3] de verildiği gibi 1991 de Umarı ve arkadaşları deneysel olarak bakışsız moleküllerin yerine geçecek çok küçük spiraliletkenleri yada bakır yayılan bir yalıtkanın içine gelişigüzel yerleştirerek optik etkimi

mikrodalga içinde geçerli olabileceğini gösterdiler. Genelde bakışsız ortam denildiğinde

$$D = \epsilon E + j\gamma B \quad (1)$$

$$H = j\gamma E + (1 / \mu) B \quad (2)$$

yapı denklemleri ile tanımlanan yönbağımsız (isotropic) bakışsız ortam anlaşılmaktadır. Burda  $\epsilon, \mu$  ve  $\gamma$  katsayıları gerçek değerlerdir. Ancak bu yönbağımsız bakışsız ortam yönbağımlı bakışsız ortamın özel bir durumudur Düzgün-eksenel (uniaxial) bakışsız ortam ise yalıtkan içerisine yerleştirilen spirallerin gelişigüzel yerine Şekil 1 de görüldüğü gibi bir eksene, bu örnekte x ekseni, paralel olarak yerleştirilmesi ile elde edilir.



ŞEKİL: 1 Düzgün-eksenel bakışsız levha. Düzgün-eksenel levhanın ekseni x ekseni ve sınır yüzeylere paraleldir.

Bu durumda yapı denklemleri

$$D = \epsilon \cdot E - j\gamma \nabla \times H \quad (3)$$

$$H = j\gamma \nabla \times E + \frac{1}{\mu} \nabla \times D \quad (4)$$

ile gösterilip burda  $\epsilon, \mu, \gamma$  parametreleri.



$$e = E_x (a_y a_y + a_z a_z) + E_y a_x \quad (5)$$

$$P = \frac{1}{i} (a_y a_y + a_z a_z) + \mu_x a_x a_x \quad (6)$$

$$K = \kappa \mathbb{I}_{xx} \quad (7)$$

matris, şeklinde olacaktır. Lindell ve Sihvola [4] hava ve yarı sonsuz düzgün-eksenel ortam arasında havadan dik gelen elektromagnetik alanlar için yansımaya ve geçirme katsayılarını inceleyip, yansımaya katsayısını nümerik uygulamalarda kullanılabilir matris formunda elde etmiştir. Bu çalışmada ise, Şekil 1 de görüldüğü gibi x eksenine paralel spirallerin  $z=0$  ve  $z=d$  yüzeyleri ile sınırlanmış kayıpsız bir yalıtkan ortama yerleştirilmesi ile elde edilen düzgün-eksenel bakışimsız levhaya dik gelen elektromagnetik dalganın levhadan yansımaya ve geçmesi formüle edilip yansımaya ve geçirgenlik katsayıları matris formunda elde edilmiştir.

### PROBLEMİN FORMÜLASYONU

Problemi çözmek için Şekil 2 deki düzgün-eksenel bakışimsız levha içinde ikisi (+) z yönünde, ikisi (-) z yönünde ilerleyen toplam dört dalga olduğu varsayıldı. Levhaya dik gelen dalganın alan denklemleri

$$E^+(z) = E^+ e^{-jk_0 z} \quad a_z \cdot E^+ = 0 \quad (8)$$

$$H^+(z) = H^+ e^{-jk_0 z} \quad \text{fl. } H^+ = 0 \quad (9)$$

$$H^+ = -\frac{1}{\eta_0} a_z \times E^+ \quad (10)$$

ve yansıyan dalganın alan denklemleri

$$E^-(z) = E^- e^{jk_0 z} \quad a_z \cdot E^- = 0 \quad (11)$$

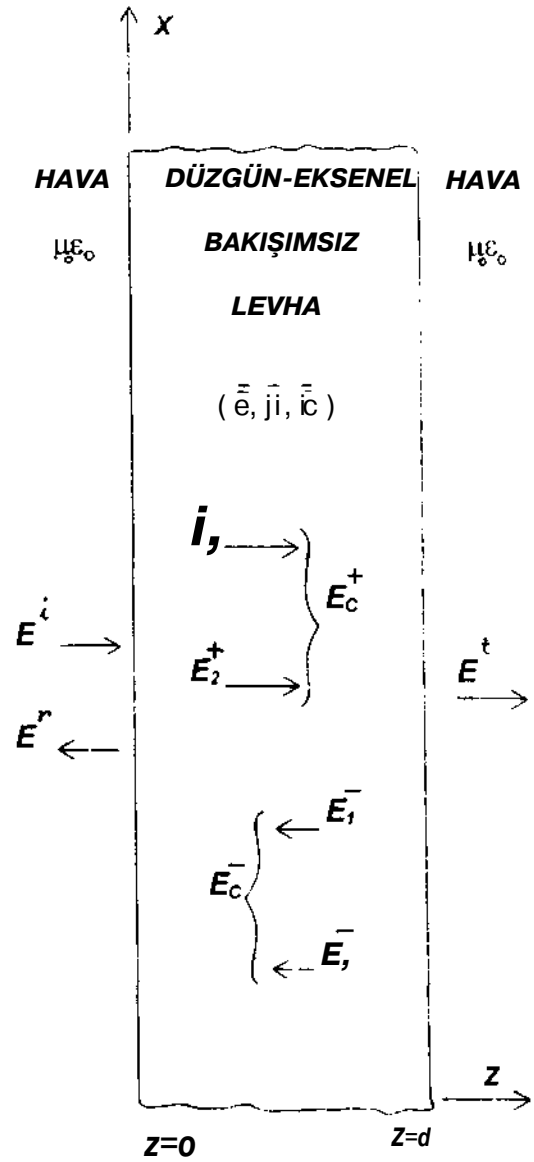
$$H^-(z) = H^- e^{jk_0 z} \quad \text{fl. } H^- = 0 \quad (12)$$

$$H^- = -\frac{1}{\eta_0} a_z \times E^- \quad (13)$$

şeklinde yazılabilir. Burda  $k_0 = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$  ve

$$\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \text{ dir.}$$

Bakışimsız ortama girince (+) z yönünde ikiye ayrılarak, sağa ve sola polarize olmuş, ilerleyen dalganın alan denklemleri



ŞEKİL: 2 Sonsuz uzunlukta düzgün-eksenel bakışimsız levhaya dik gelen, yansıyan ve geçen elektromagnetik alanlar.

$$E_c^+(z) = E_c^+ e^{-jk_0 z} \quad a_z \cdot E_c^+ = 0 \quad (14)$$

$$H_c^+(z) = H_c^+ e^{-jk_0 z} \quad a_z \cdot H_c^+ = 0 \quad (15)$$

$$H_c^+ = \frac{1}{K \eta_x} a_z \times E_c^+ \quad (16)$$

olacaktır, burda

$$k_x = \omega \sqrt{\mu_x \epsilon_x} \quad \eta_x = \sqrt{\frac{\mu_x}{\epsilon_x}} \quad k = k_x \sqrt{A} \quad (17)$$

$$A = \frac{1}{2} \left( \frac{\mu_x}{\mu_0} + \frac{\epsilon_x}{\epsilon_0} \right) \pm \sqrt{\frac{1}{4} \left( \frac{\mu_x}{\mu_0} - \frac{\epsilon_x}{\epsilon_0} \right)^2 + \frac{\kappa^2 \mu_x \epsilon_x}{\mu_0 \epsilon_0}} \quad (18)$$

formunda Kaynak [5] deki gibi tanımlanmıştır.  $E_{1,2}^*$  öz dalgaları (eigenwaves),  $e_+$  ve  $e_-$  vektörleri cinsinden aşağıdaki gibi yazılabilir [4].

$$E_{1,2}^+ = F_{1,2}^+ e_z \quad e_z = s_{1,2} a_x + j a_y \quad (19)$$

$$s_{1,2} = \frac{k_t \sqrt{A_{\pm}}}{\kappa k_0} \left( A_{\pm} - \frac{\epsilon_z}{\epsilon_t} \right) \quad (20)$$

$$H_{1,2}^+ = \bar{Y}_{\pm} E_{1,2}^+ \quad (21)$$

$$\bar{Y}_{\pm} = \frac{1}{\eta_t} \left( \sqrt{A_{\pm}} a_x a_y - \frac{1}{\sqrt{A_{\pm}}} a_y a_x \right) \quad (22)$$

Bu iki boyutlu tabanlar karşılıklı taban (reciprocal base) vektörleri  $e_{\pm}$  ile çift dikgenlik (biorthogonality) şartını aşağıdaki gibi sağlar.

$$e_+ \cdot e_+ - e_- \cdot e_- = 1, e_+ \cdot e'_- = e_- \cdot e'_+ = 0 \quad (23)$$

Bakışlı ortamda  $z=0$  yüzeyine doğru ilerleyen diğer iki dalga için alan denklemleri

$$E_{\pm}^-(z) = E_1^- e^{jk_0(z-d)} + E_2^- e^{jk_0(z-d)} \quad a_z \cdot \nabla; = 0 \quad (24)$$

$$H_{\pm}^-(z) = H_1^- e^{jk_0(z-d)} + H_2^- e^{jk_0(z-d)} \quad a_z \cdot \nabla; = 0 \quad (25)$$

$$H_{1,2}^- = -\bar{Y}_{\pm} E_{1,2}^- \quad (26)$$

$$E_{\pm}^- = \bar{R}_{\pm} E_{\pm}^+ \quad (27)$$

şeklinde olacaktır. Levhadan  $z=d$  de havaya çıkan toplam dalga ise

$$E^+(z) = E_+^+ e^{-jk_0(z-d)} \quad a_z \cdot E_+^+ = 0 \quad (28)$$

$$H^+(z) = H_+^+ e^{-jk_0(z-d)} \quad a_z \cdot H_+^+ = 0 \quad (29)$$

$$H_+^+ = \frac{1}{\eta_0} a_z \times E_+^+ \quad (30)$$

şeklinde yazılır. Matris formundaki yansıma ve geçirme katsayılarının bulunabilmesi için  $z=0$  ve  $z=d$  yüzeylerinde farklı ortamlardaki elektrik ve magnetik alanların teğet bileşenlerinin eşitliğinden hareketle aşağıdaki denklemler yazılır.

$$\bar{T} = \left\{ \left[ \bar{I}_t + (\bar{Y}_+^+ + \bar{I}_t)^{-1} \cdot (\bar{Y}_+^+ - \bar{I}_t) \right] e^{-jk_0 d} + \left[ \bar{I}_t + (\bar{Y}_-^+ + \bar{I}_t)^{-1} \cdot (\bar{Y}_-^+ - \bar{I}_t) \right] e^{-jk_0 d} \right\} (\bar{R} + \bar{I}_t) \quad (42)$$

elde edilir.

$$E^+(0) + E^-(0) = E^+(0) + E_c^-(0) \quad (31)$$

$$H^+(0) + H^-(0) = H_c^+(0) + H_c^-(0) \quad (32)$$

$$E_c^+(d) + E_c^-(d) = E^+(d) \quad (33)$$

$$H_c^+(d) + H_c^-(d) = H^+(d) \quad (34)$$

Gerekli düzenlemeler yapılarak ve matris formundaki yansıma katsayısı  $\bar{R}$ ,  $E^+ = \bar{R} E^-$  şeklinde tanımlanarak Kaynak [4] deki yol izlenirse

$$\bar{R} = \left( \bar{I}_t + \bar{Y}_+^+ \bar{Y}_-^+ \right)^{-1} (\bar{I}_t - \bar{Y}_+^+) \quad (35)$$

formu elde edilir. Bunda

$$\bar{I}_t = a_x a_x + a_y a_y = e_+ e_+ + e_- e_- = a_+ a_+ + a_- a_- \quad (36)$$

$$\bar{Y}_{\pm} = a_+ e_+^+ + a_- e_-^+ = (e_+ a_+ + e_- a_-)^+ \quad (37)$$

$$a_{\pm} = \frac{\eta_0}{\eta_t} \left( \frac{s_{\pm}}{\sqrt{A_{\pm}}} a_x + j \sqrt{A_{\pm}} a_y \right) \quad (38)$$

dir.  $e_{\pm}$  vektörlerinde olduğu gibi  $a_{\pm}$  vektörleri de karşılıklı taban vektörleri ile çift dikgenlik şartını sağlamaktadır. (31) ve (32) den  $\bar{R}_1$  ve  $\bar{R}_2$  nin değerleri

$$\bar{R}_1 = (\bar{Y}_+^+ + \bar{I}_t)^{-1} \cdot (\bar{Y}_+^+ - \bar{I}_t) \quad (39)$$

$$\bar{R}_2 = (\bar{Y}_-^+ + \bar{I}_t)^{-1} \cdot (\bar{Y}_-^+ - \bar{I}_t) \quad (40)$$

şeklinde bulunur. Bunda  $\bar{Y}_{\pm}^+ = \eta_0 (a_x \times Y_{\pm}^+)$  olup (33) ve (34) den

$$\bar{Y}_{\pm}^+ = \bar{Y}_{\pm}^+ e^{-j2k_0 d} \quad (41)$$

elde edilir. Eğer bu değerler (31) de yerine konulursa ve  $E^+ = \bar{T} E^-$  tanımından matris formundaki geçirme katsayısı

## SONUÇ

Bakımsız paralel bir levhanın doğrusal bir dalgayı bir miktar döndürdüğü, polarizasyonunu değiştirdiği biliniyor. Çeyrek dalga boyu kalınlıktaki böyle bir levhanın doğrusal bir dalgayı nasıl döndürdüğü ve iki tane çeyrek dalga boyu kalınlıkta paralel levha kullanılarak istenilen polarizasyondaki bir dalganın istenilen polarizasyondaki başka bir dalgaya çevrilebileceği Viitanen ve Lindell [5] tarafından açıklanmıştır. Anten uygulamalarında polarizasyon değiştirici olarak kullanılabilen bu levhalarda dalganın yansıma ve geçirme katsayılarını bilmenin sağlayacağı avantajlar açıktır.

## KAYNAKLAR

- [1] D.L.Jaggard, A.R.Mickelson, and C.H.Papas "On electromagnetic waves in chiral media," Appl. Phys. Vol. 18, pp. 211-216, 1979.
- [2] S. Bassiri, C. H. Papas, and N. Engheta, "Electromagnetic wave propagation through a dielectric-chiral interface and through a chiral slab," J. Opt. Soc. Am., vol. A5, pp.1450-1459,1988.
- [3] M.H. Umah, V.V. Varadan and V.K. Varadan, "Rotation and dichroism associated with microwave propagation in chiral composite samples," Radio Sci., vol.26, no. 5, pp.1327-1334,1991.
- [4] I.V.Lindell and A.H.Sihvola, "Plane-Wave reflection from uniaxial chiral interface and its applications to polarization transformation," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 43, pp. 1397-1404,1995.
- [5] A.J. Viitanen and I.V. Lindell, "Uniaxial chiral quarter-wave polarisation transformer," Electron. Lett. Vol. 29, no. 12, pp. 1074-1075,1993.

## SAVAŞ UÇKUN

ODTÜ Gaziantep Mühendislik Fakültesi Elektrik Bölümünden 1980 yılında mezun olan yazar 1983 yılında aynı bölümden bilgisayar donanımı üzerine ilk yüksek lisans derecesini, 1987 yılında State University of New York at Albany, Bilgisayar Bilimleri Bölümünden ikinci yüksek lisans derecesini ve 1992 yılında ODTÜ Fen Bilimleri Enstitüsünden Doktora derecesini aldı. 1980 yılında mezun olduğu bölüme araştırma asistanı olarak giren, 1992 yılından beri Gaziantep Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümünde Yrd. Doç. Dr. olarak çalışmaktadır, ilgi alanına elektromagnetik ve mikrodalga problemlerinin nümerik çözümlenmesi, elektromagnetik saçılım, menderes-biçimli polarizörler, bakımsız(chiral)

ortam ve uygulamaları ve gelişigüzel şekilli mikroşerit antenler girmektedir.

## GÖLGE ÖĞÜCÜ

1973 yılında Gaziantep'te doğdu. 1995 yılında Bilkent Üniversitesi'nden lisans derecesini aldı. Halen Gaziantep Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde araştırma görevlisi olarak çalışmakta ve aynı bölümde yüksek lisans eğitimine devam etmektedir, ilgi alanları Tamamen Benzeşen Tabakalar (Perfectly Matched Layers) ve Soğuran Ortamlar (Absorbing Mediums) dir.

# DAİRESEL DİSK MİKROŞERİT ANTENLERDE HAVA AÇIKLIĞI KONTROLÜ İLE REZONANS FREKANSININ AYARLANMASI

Çiğdem S. GÜREL, Erdem YAZGAN

Hacettepe Üniversitesi  
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü  
06532 - ANKARA

## ABSTRACT:

*The analysis of tunable circular disk microstrip antenna with air gap is performed in order to obtain its resonance frequency accurately. In the analysis, to determine the effect of air gap tuning on the resonance frequency, firstly, two-layered structure is reduced to the single layered one having equivalent effective permittivity and effective patch radius then Modified Wolf Model (MWM) is applied to that structure and dynamic permittivity expression is determined. The obtained resonance frequencies from this dynamic permittivity values agree very well with the available experimental results in literature for different modes and air gap thicknesses .*

## 1. GİRİŞ

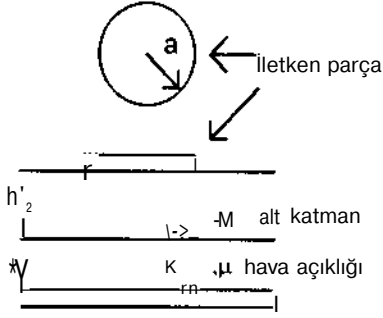
Mikroşerit antenlerin dar bandgenişliği karakteristikleri uygulamalarda önemli bir dezavantaj oluşturmaktadır. Bu antenlerde bandgenişliğini artırabilmek ve çalışma karakteristiklerini yeni bir anten üretmeden değiştirebilmek üzere kullanılan tekniklerden birisi alt katman ile toprak düzlemi arasında bir hava açıklığı bırakılmasıdır [1], [2]. Yüksekliği ayarlanabilir bu açıklık ile hem efektif permittivitenin düşmesi hem de katman kalınlığının artmasından dolayı, rezonans frekansının ayarlanması ve bandgenişliğinin artırılabilmesi mümkün olmaktadır.

Mikroşerit antenlerin en verimli çalışma frekansı aralıklarının rezonans frekansı etrafında gerçekleşmesi ve bandgenişliklerinin de bu aralıkta artırılabilmesi nedenleriyle bu frekansın hassas hesabının yapılması oldukça önemlidir.

Dairesel parça mikroşerit antenler uygulamalardaki çeşitli üstünlükleri nedeniyle, sıkça literatürde yer almaktadır. Bu çalışmada, dairesel disk mikroşerit antenlerde rezonans frekansının hesabı ve hava açıklığının bu frekans üzerindeki etkilerinin belirlenmesi için Geliştirilmiş Wolf Modeli (MWM) kullanılmıştır. Bu model yapının dinamik permittivite değerinin belirlenmesine dayanır [3]. Bu amaçla yapının statik ve dinamik olmak üzere her bir kapasitans değerinin belirlenmesi gerekir. Bu çalışmada dinamik permittivite değerinin hesabı için yeni bir statik kenar kapasitansı ifadesi seçilmiş ve yapılan hesaplarda disk yarıçapı ve alt katman permittivitesi için fiziksel değerler yerine efektif değerler kullanılmıştır. Elde edilen sonuçlar, birçok durumda diğer teorik hesaplara göre daha az yüzdellik hata ile elde edilmiş ve deneysel sonuçlarla iyi bir uyum sağlanmıştır. Bu sonuçlara göre rezonans frekansında oluşabilecek kaymaların hava açıklığı kontrolü ile önlenebileceği gösterilmiştir.

## 2. REZONANS FREKANSININ HESABI

Hava açıklığı içeren dairesel disk mikroşerit anten  
Şekil 1' de verilmiştir:



Şekil 1: Hava açıklığı içeren dairesel parça mikroşerit anten geometrisi.

Bu yapının rezonans frekansı;

$$f_{r,nm} = \frac{X_{nm}}{2na_{eff} \sqrt{\mu\epsilon_{dyn}}} \quad (1)$$

Eş.(1)'de  $X_{nm}$ ,  $J'_n(X_{nm} a_{eff}) = 0$  denkleminin bir çözümü,  $a_{eff}$  efektif disk yarıçapı ve  $\epsilon_{dyn}$  parça kenarlarında oluşan alanların ve disk üzerindeki akım dağılımının etkilerini içeren dinamik permittivite değeridir. Efektif disk yarıçapı  $a_{eff}$ ,  $h_T = h_1 + h_2$  olmak üzere  $h_T/a \leq 0.5$  ve  $\epsilon_{r2} \leq 10$  için verilen statik kenar alan ifadesinden bulunabilir [4]:

$$a_{eff} = a \left\{ 1 + \frac{2h_T}{7\epsilon_{r2}} \left[ \ln\left(\frac{a}{2h_T}\right) + (1.41\epsilon_{r2} + 1.77) \right] + \frac{h_T}{a} (0.268\epsilon_{r2} + 1.65) \right\}^{1/2} \quad (2)$$

Çift katmanlı yapının dinamik permittivite değerini elde etmek üzere ilk olarak üst katmanın efektif permittivite değeri bulunmuştur:

$$\epsilon'_{r2} = \frac{1}{2}(\epsilon_{r2} + 1) + \frac{1}{2}(\epsilon_{r2} - 1) \left( 1 + \frac{12h}{a} \right) \quad (3)$$

İki katlı yapıyı  $h_T$  kalınlığında, eşdeğer permittivitesi  $\epsilon_{req}$  olan tek katlı bir yapıya dönüştürmek üzere boşluk modeli kullanılabilir [1]. Bu modelden elde edilen tek katmanlı yapının eşdeğer permittivite değeri:

$$\epsilon_{req} = \frac{\epsilon'_{r2}(h_1 + h_2)}{(h_2 + \epsilon'_{r2}h_1)} \quad (4)$$

Bu durumda eşdeğer tek katmanlı yapının kalınlık ve permittivite değerleri boşluk modelinden belirlenmiş olmaktadır. Ancak Eş.(4) 'deki ifadenin modal değişim etkilerini içermemesi nedeniyle, bu etkileri de içeren dinamik permittivite değerinin hesabı gerekir. Bu değer, tek katmanlı eşdeğer yapı için tanımlanabilir:

$$\epsilon_{dyn} = \frac{C_{dyn}(\epsilon_{ro} > \epsilon'_{r2})}{C_{dyn}(\epsilon_{ro} = \epsilon'_{r2} = 0)} \quad (5)$$

$$\epsilon_{dyn}(\epsilon'_{r2} > \epsilon_{ro}) = \epsilon_{o,dyn}(\epsilon'_{r2} > \epsilon_{ro}) + \epsilon_{e,dyn}(\epsilon'_{r2} > \epsilon_{ro}) \quad (6)$$

Yapının dinamik kapasitans ifadesi  $C_{o,q dyn}$ [5]:

$$C_{o,dyn} = \begin{cases} 0.3525C_{qstat} & , n = 1 \\ 0.2856C_{o,stat} & , n = 2 \\ 0.2450C_{qstat} & , n = 3 \end{cases} \quad (7)$$

$C_{o,stat}$  eşdeğer yapının statik kapasitans ifadesidir:

$$C_{o,stat} = \begin{cases} \epsilon_{eff} \frac{a^2}{\epsilon_{ro} h_{req}} & , h_T/a \geq 0.06 \\ \epsilon_{eff} \frac{a^2}{\epsilon_{ro} h_{req}} \frac{r_{req}}{l} & , h_T/a < 0.06 \end{cases} \quad (8)$$

Dinamik kenar alan kapasitansı  $C_{e,dyn}$ 'in belirlenmesi için ise elde edilmiş olan eşdeğer tek katmanlı yapı, bir dikdörtgen parça anten ile modellenmiş ancak fiziksel yarıçap değeri yerine daha önce tanımlanmış olan efektif disk yarıçapı kullanılmıştır. Buna göre dikdörtgen parça genişliği  $W=2a_{eff}$  ve uzunluğu  $L=7ia_{eff}/2$  olarak seçilmiş, elde edilen bu yeni yapının kapasitans değeri dairesel diske uyarlanmıştır [3]:

$$C_{e,dyn}(\epsilon'_{req}, \epsilon_{ro}) = \frac{1}{4} \left( \frac{Z_0 (2a_{eff} \cdot h_T \cdot \epsilon'_{req} = \epsilon_{ro} = 1)L}{V_0 Z(2a_{eff} \cdot h_T \cdot \epsilon'_{req}, \epsilon_{ro})} - \frac{\epsilon_0 \epsilon'_{req} \pi a_{eff}^2}{h_T} \right) \quad (9)$$

Bu ifadenin ilk terimi, iletken parça üzerindeki Q yükünden dolayı oluşan toplam kapasitans C dir. Bu değer Varyasyonel Method ile İletim Hattı Modelinden bulunabilir [6]:

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{m_0 \cdot 0} \int_0^\infty \frac{[\tilde{f}(P)/Q]^2 i}{\beta h_T Y^{d,p}} \quad (10)$$

Eş.(10)'da  $\tilde{f}(P)$ , yük dağılımı Q'nun Fourier dönüşümünü, Y ise, eşdeğer yapının iletim hattı modelinden elde edilmiş olan admittans fonksiyonunu göstermektedir:

$$Y = \frac{\epsilon_{req}}{\tanh(\beta h_T)} + 1 \quad (11)$$

### 3. SONUÇLAR VE YORUMLAR

iki katmanlı yapının rezonans frekansı değerleri farklı hava açıklıkları için Tablo 1'de sunulmuştur. Bu tabloda sunulan sonuçlar sırasıyla kaynak [1]'de sunulan deneysel ve teorik sonuçlarla, diğer kaynaklar [2], [7] ve [8]'de farklı metodlarla hesaplanmış olan teorik sonuçları içermektedir. Bu

sonuçlar irdelendiğinde [1]'de verilen teorik sonuçların Tablo 1a' da hava açıklığı içerilmemiş olan durum için, deneysel sonuçlarla iyi bir uyum içinde olmasına rağmen hava açıklığı artırdıkça güvenilirliğinin azaldığı görülmektedir. Eşdeğer permittivite ve disk yarıçapı için seçilen basit formüller üzerine geliştirilmiş olan bir diğer teori [2] ile elde edilen sonuçların da özellikle düşük dereceli modlar ve dar hava açıklığı değerleri için daha güvenilir oldukları görülmektedir. Kaynak [7]'de sunulan sonuçlar da dinamik permittivite değeri kullanılarak hesaplanmıştır. Ancak ilgili hesaplamalarda, bu çalışmadakinden farklı bir statik kenar kapasitans ifadesi kullanılmış, diğer yapısal parametreler için de fiziksel değerler seçilmiştir. Bu sonuçlar, o zamana kadar elde edilenlerin en hassas olanları olmakla birlikte artan hava açıklığı ve yüksek dereceli modlarda hata oranı artmaktadır. Kaynak [8]'de geliştirilen ve eğri uyumlama yöntemine dayanan bir yaklaşımla elde edilen sonuçların ise diğerleri üzerine bir üstünlük sağlamadığı Tablo 1'den görülmektedir. Bu çalışmada hesaplanan sonuçlar ise ortalama %0.47 gibi düşük yüzdelik hata oranı ile farklı hava açıklığı ve mod değerleri için diğer birçok durumdan daha hassas değerler olarak elde edilmiştir.

Şekil 2' de hava açıklığı içerilmeyen yapının rezonans frekansı ile normalize edilmiş rezonans frekansı değerlerinin, farklı hava açıklığı kalınlıkları ile değişimi gösterilmiştir. Bu kalınlık artırılarak, rezonans frekanslarının farklı değerlere kolayca ayarlanabileceği, özellikle alt katman permittivitesi artırdıkça hava açıklığının rezonans frekansı üzerine olan etkisinin de artacağı görülmektedir. Buradan da bazı uygulamalarda anten üzerinde oluşabilecek çeşitli dış etkiler sonucu, rezonans frekansında ortaya çıkabilecek kaymaların ayarlanabilir hava açıklığı kullanılarak önlenilebileceği sonucuna varılmaktadır.

Tablo 1: Rezonans frekansı değerlerinin deneysel ve diğer teorik sonuçlarla kıyaslanması a-)h1=0, b-)h1=0.5mm, c-)h1=1mm, a=50mm, h2=1.59mm,  $\epsilon_{r2} = 2.32$ . Frekans değerleri MHz cinsindedir.

| Mod  | Deneysel | [1]  | [2]  | [7]  | [8]  | Hesap |
|------|----------|------|------|------|------|-------|
| TM11 | 1128     | 1127 | 1130 | 1133 | 1123 | 1130  |
| TM21 | 1879     | 1869 | 1877 | 1879 | 1869 | 1879  |
| TM31 | 2596     | 2571 | 2582 | 2585 | 2552 | 2571  |

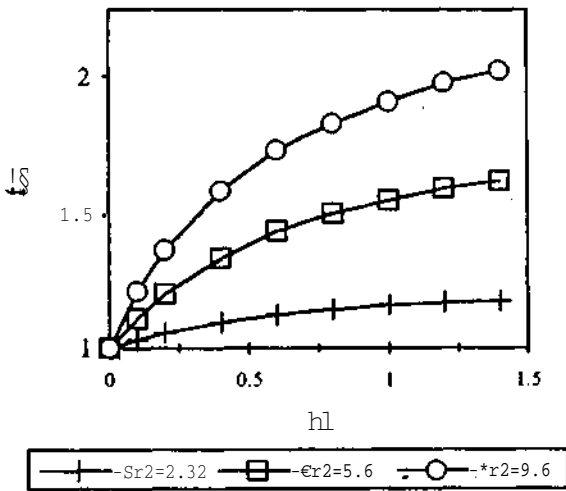
-a-

| Mod  | Deneysel | [1]  | [2]  | [7]  | [8]  | Hesap |
|------|----------|------|------|------|------|-------|
| TM11 | 1286     | 1276 | 1277 | 1278 | 1270 | 1281  |
| TM21 | 2136     | 2117 | 2118 | 2120 | 2112 | 2130  |
| TM31 | 2951     | 2911 | 2914 | 2916 | 2883 | 2916  |

-b-

| Mod  | Deneysel | [1]  | [2]  | [7]  | [8]  | Hesap |
|------|----------|------|------|------|------|-------|
| TM11 | 1350     | 1351 | 1348 | 1348 | 1342 | 1359  |
| TM21 | 2256     | 2241 | 2235 | 2236 | 2231 | 2261  |
| TM31 | 3106     | 3082 | 3075 | 3076 | 3047 | 3095  |

-c-



Şekil 2: Normalize edilmiş rezonans frekansı değerlerinin, hava açıklığı kalınlığı ile değişimi, a=25mm, h2=1.6mm.

Hava açıklığı içeren dairesel disk mikroşerit antenlerde rezonans frekansı hesabı için bu çalışmada seçilen yöntem, sağladığı çözümlerin güvenilirliği, farklı sayıda katman içeren yapılara kolayca uyarlanabilir yapıda olması ve moment metodu çözümündeki gibi fazla işlem zamanı gerektirmeden aynı hassalıkta çözümler sağlayabilmesi nedenleriyle bir çok avantajlar içermektedir.

#### TEŞEKKÜR:

Bu çalışma, TÜBİTAK ve Hacettepe Üniversitesi Araştırma Fonu tarafından, Doktora Destek Programı altında desteklenmiştir.

#### KAYNAKLAR:

- [1] Dahele, J. S., Lee, K. F., 1985, Theory and experiment on microstrip antennas with air gap. Proc. of the Institution of Electrical Eng. Pt H, 132, 455-460.
- [2] Güney, K., 1994, Resonant frequency of electrically-thick circular microstrip antenna. Int. Journal of Electronics, 77, 377-385.
- [3] Verma, A. K., Rostamy, Z., 1991, Modified Wolf Model for the determination of the resonant frequency of the dielectric covered circular microstrip patch antenna, Electronics Letters, 27, 2234-2236;
- [4] Chew, W. C., Kong, J. A., 1980, Effects of fringing field on the capacitance of circular microstrip disk. IEEE Trans. on Microw. Theory and Tech., 28, 98-104.
- [5] Wollf, I., Knoppik, N., 1974, Rectangular and circular microstrip disk capacitors and resonators. IEEE Tran. on Microw. Theory and Tech., 22, 857-864.
- [6] Yamashita, E., 1968, Variational method for the analysis of the microstrip lines. IEEE Trans. on Microw. Theory and Tech., 16, 529-535.
- [7] Abboud, F., Damiano, J. P., Papiemik, A., 1988, New determination of resonance frequency of circular disc microstrip antenna: application to thick substrate. Electronics Letters, 24, 1104-1106.
- [8] Roy, J. S., Jecko, B., 1993, A formula for the resonance frequencies of circular microstrip patch antenna satisfying CAD requirements. Int. Journal of Microw. and Millim. Wave Comp. Aided Eng. 3, 67-70.

# DİFRAKSİYONUN GEOMETRİK TEORİSİ İLE REFLEKTÖR ANTEN ANALİZİ

CEM NAKİBOĞLU, ELİF URAY  
Gazi Üniversitesi  
Mühendislik-Mimarlık Fakültesi  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü  
06570 MALTEPE/ANKARA

**ABSTRACT:** In this study, the diffraction and reflection point on a surface which is arbitrarily chosen in the form of  $z=f(x,y)$  has been found by using the Fermat's principle. Then the reflected and transmitted electric and magnetic fields at the reflection point, the diffraction point and the electric and magnetic fields at an observation point are calculated along a ray. Geometrical optics method is used to calculate these fields and the results are improved by applying geometrical theory of diffraction.

## 1. GİRİŞ

Optik metodlar yüksek frekanslı dalganın yayılımı ve difraksiyonu işitimlerinde sıklıkla kullanılır. Işın kavramı kullanılan ve sıklıkla ışın optiği olarak bilinen geometrik optik metodu da gelen yansıyan ve kırılan alanlar için dalya yayılımının belirlenmesinde kullanılan yaklaşık bir yüksek frekans metodudur [1].

Geometrik optik metodu, aydınlık bölgede doğru sonuç verdiği halde köstik ve süreksizlik bölgelerinde geometrik optik ve birlikte difraksiyonun geometrik teorisinin (GTD) kullanılması gerekir [2, 3].

## 2. GEOMETRİK OPTİK METODU

Fermat prensibi kullanılarak  $z=f(x,y)$  formunda verilen keyfi olarak seçilmiş bir  $S$  yüzeyi üzerindeki yansıma noktasını bulmak için

$$\frac{1}{d_1} \left\{ (x - x_s) + [f(x,y) - z_s] \frac{\partial f}{\partial x} \right\} + \frac{1}{d_2} \left\{ (x - x_0) + [f(x,y) - z_0] \frac{\partial f}{\partial x} \right\} = 0 \quad (1)$$

ve

$$\frac{1}{d_1} \left\{ (y - y_s) + [f(x,y) - z_s] \frac{\partial f}{\partial y} \right\} + \frac{1}{d_2} \left\{ (y - y_0) + [f(x,y) - z_0] \frac{\partial f}{\partial y} \right\} = 0 \quad (2)$$

nonlineer denklemleri elde edilmiştir [4]. Burada  $(x_s, y_s, z_s)$  kaynak noktasını  $(x_0, y_0, z_0)$  gözlem noktasını gösterir. Yansıma noktasını bulmak için yüzey belirli bir sınır içinde alt bölgelere bölünmüş ve her bir alt bölgede yansıma noktası aranırken nümerik metodlar kullanılmıştır [5,6].

$S$  yüzeyi dielektrik ortamda alınmıştır. Yansıyan ışınların yanı sıra kırılan ışınlar da mevcuttur. Yansıyan ve kırılan elektrik alan

$$\vec{E}_0^{r,t}(P) \equiv E_0^{r,t} \frac{R^r h_2^{r,t}}{\sqrt{(s^{r,t} + R_1^{r,t})(s^{r,t} + R_2^{r,t})}} e^{-jk s^{r,t}} \quad (3)$$

şekindedir.  $(R_1^{r,t}, R_2^{r,t})$  eğrilik yarıçapları

$$\frac{1}{R_1^{r,t}} + \frac{1}{R_2^{r,t}} = \frac{1}{2} (Q_{11}^{r,t} + Q_{22}^{r,t}) + \sqrt{(Q_{11}^{r,t} + Q_{22}^{r,t})^2 - 4(Q_{31}^{r,t} Q_{22}^{r,t} - Q_{12}^{r,t} Q_{21}^{r,t})} \quad (4)$$



olarak verilir. Burada  $\vec{r}, r'$  eğrilik matrisleridir ve kırılan eş faz yüzeyin eğrilik matrisi,

$$\hat{n}_2 \left( \vec{P} \right) \cdot Q(z'=0)P = \left( \vec{P} \right)^T \vec{P} + \left( \frac{n_2 \cos \theta' - \cos \theta}{n_1} \right) Q$$

yansıyan eş faz yüzeyin eğrilik matrisi

$$\vec{Q}(z'=0) = \vec{Q}(z'=0) + 2P_1 \left[ \left( \vec{P} \right)^T \right] \theta \left( \vec{i}' \right) \quad (6)$$

şekindedir.

### 3. DİFRAKSİYONUN GEOMETRİK TEORİSİ

Difraksiyonun geometrik teorisi problemi için bir E reflektörü gözönüne alınmıştır. Koordinat sistemi başlangıcı ve yönelimleri keyfi olarak seçilmiş kartezyen koordinatlarıdır. Reflektörün sınırlarını içeren kenar difraksiyon alanını hesaplamada dönüştürülmüş (primed) koordinat sistemi  $(x', y', z')$  yerleştirilmiş ve bunların kartezyen koordinatları ile ilişkileri tespit edilmiştir. Pratikte kullanılan reflektör sınırı T'nun iki tipi vardır. Bunlardan birisi silindir diğeri ise koni durumudur. Bu makalede her iki tip r sınırı da irdelenmiştir [7, 8].

Difraksiyon alanlarını hesaplamak için ilk olarak f sınırı üzerindeki O<sup>d</sup> difraksiyon noktası difraksiyon kanunundan belirlenmiştir. Keller'in yumuşak (soft) ve sert (hard) difraksiyon sabitleri ve diverjans faktörü bulunmuştur. Daha sonra herhangi bir O<sup>d</sup> difraksiyon noktasını gözönünde bulundurduğumuzda P<sub>1</sub> gözlem noktasındaki difraksiyon alan dağılımı hesaplanmıştır. Eğer P<sub>2</sub> gözlem noktası yansıyan gölge sınırının yakınıdaysa difraksiyon alanları yeniden hesaplanmıştır [9, 10].

### 4. SONUÇ

Bu makalede, l yüzeyi dielektrik olarak alınmıştır. Yansıyan ışınların yanı sıra kırılan ışınlar da geometrik optik ve difraksiyonun geometrik teorisi metodları uygulanarak herhangi bir ışın üzerinde bulunan gözlem noktasındaki alanlar bulunmuştur.

Bir ışın boyunca geometrik optik metodu kullanılarak hesaplanan yansıma noktasındaki yansıyan ve kırılan elektrik ve manyetik alanlar ile herhangi bir gözlem noktasındaki elektrik ve manyetik alan sonuçları difraksiyonun geometrik teorisi uygulanarak iyileştirilmiştir. Bu makalenin sonucunda bir program geliştirilmiştir ve yapılan bu program yüzey denklemi verilen bir reflektör antene uygulanmıştır [11] Yüzey denklemi

$$Z = r \cdot X + v^2 T^2$$

$$I := f(x,y) = -15 f 6.54 \left( 1 + \frac{y^2}{r^2} \right)$$

şeklinde verilen bir reflektör antenin l sınır parametreleri

$$x_c = 0 \quad y_c = 0 \quad 241? \quad a=5 \quad p = 5$$

şeklinde olan bir silindir alınmıştır. P, kaynak noktası

$$x_s = 2/\quad y_s = 4/\quad z_s = -30/.$$

noktasına ve P<sub>3</sub> gözlem noktası

$$x_0 = 2/\quad y_0 = (10^2 \sin Q)A \quad z_0 = -(10^2 \cos Q)/.$$

noktasına yerleştirilmiştir. Birinci ortamın kırılma indisi n<sub>1</sub>=0.8 ve ikinci ortamın kırılma indisi n<sub>2</sub>=0.5 olarak seçilmiştir.

Frekans 300 Mhz alınarak O'nun farklı değerleri için P<sub>2</sub> gözlem noktasında geometrik optik alanlar ile difraksiyon alanları bulunmuştur. Bu farklı Q değerlerinden Q=30° için programın sonuçlarını inceleyelim

Yansıma noktası x=1 128?  
y = 8.1452, z = f(x,y) = -2.8409  
koordinatlarında bulunmuştur. Gelme açısı O'=8.8648°, yansıma açısı O''=8.8648°, kırılma açısı o'=14.2744" ve kritik açı ü°=38.6822° şeklinde elde edilmiştir. <°>0' koşulu sağlanmıştır. Gelen ışının eğrilik yarıçapı R'=27 4874, yansıyan ışının eğrilik yarıçapı R''=4.1267, kırılan ışının eğrilik yarıçapı R<sup>f</sup>=21 0616 olarak bulunmuştur.

QR yansıma noktasında hem yansıyan hem de kırılan alanlar mevcuttur.  $Q_R$  noktasında kırılan ve yansıyan elektrik alanların genliği

$$|\vec{E}_0(Q_R)| = 3.7506 \times 10^{-2} \hat{x} + 0.0237 \times 10^{-2} \hat{y} + 0.1007 \times 10^{-2} \hat{z}$$

$$|\vec{E}_0(Q_R)| = 0.6659 \times 10^{-1} \hat{x} + 1.3749 \times 10^{-1} \hat{y} + 7.4600 \times 10^{-1} \hat{z}$$

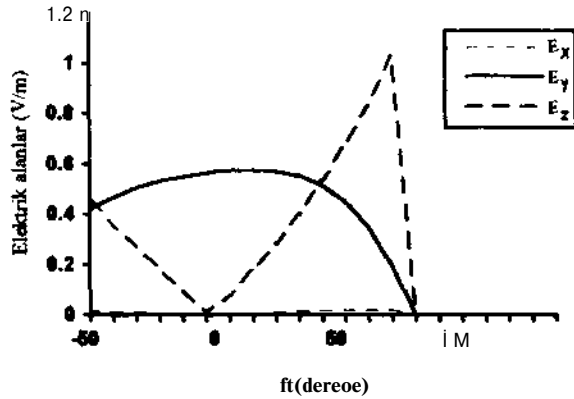
şekindedir. Bu durumda  $P_2$  gözlem noktasında geometrik optik elektrik ve manyetik alanın genliği

$$|\vec{E}_0(P_2)| = 0.0104 \hat{x} + 0.5705 \hat{y} + 0.2850 \hat{z}$$

$$|\vec{H}_0(P_2)| = 0.1691 \times 10^{-3} \hat{x} + 0.4071 \times 10^{-3} \hat{y} + 0.5367 \times 10^{-4} \hat{z}$$

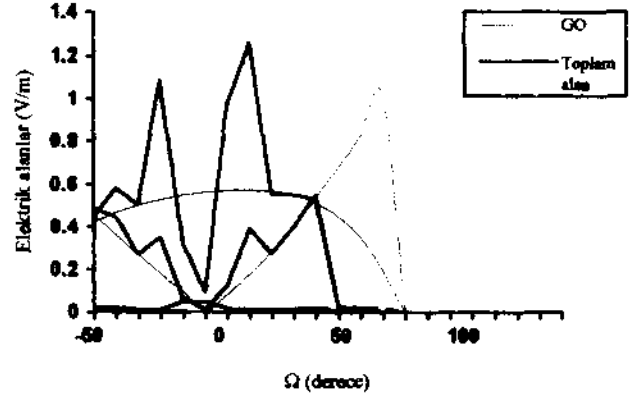
olarak elde edilmiştir.  $n=30^\circ$  için difraksiyon noktası mevcut olup  $O^d$  difraksiyon noktasının koordinatları  $x'=0.6319$ ,  $y'=5.2009$ ,  $z'=5.0000$  şeklinde olmuştur.

Şekil 1'de  $Q$ 'nın değişimine göre  $P_2$  gözlem noktasındaki geometrik optik elektrik alanlar görülmektedir.



ŞEKİL 1: Geometrik optik elektrik alan

Şekil 2'de ise  $\Omega$ 'nın değişimine göre  $P_2$  gözlem noktasındaki geometrik optik ve toplam elektrik alanlar birlikte görülmektedir. Elektrik alanlar da Şekil 2'den de görüldüğü gibi hızlı bir osilasyon söz konusudur. Bu  $E_0$  geometrik optik alanı ve  $E^d$  difraksiyon alanı arasındaki farklı faz ilişkisinden dolayıdır.



ŞEKİL 2: Toplam elektrik alan.

Kostik noktası civarında diverjans faktörü sonsuz büyüklükte olmaktadır. Bu yüzden yazılan program kostik noktası civarında alan hesaplanmasında kullanılamaz. Kostik noktası ile karşılaşıldığında program başa dönerek yeni bir gözlem noktası istemektedir.

#### KAYNAKLAR

- [1] Balanis, C.A., 1989, Advanced Engineering Electromagnetics, Wiley.
- [2] Keller, J.B., 1957, "Diffraction by an aperture", J. Appl. Physics, vol.28, pp.426-444, April.
- [3] Lee, S.W., 1975, "Electromagnetics reflection from a conducting surfaces geometrical optics solution", IEEE Trans. Antennas Propagat., vol.AP-23, no.2, pp. 184-191, March.
- [4] Uray, E. ve Nakiboğlu, C, 1995, "Geometrik optik metoduyla alanlar hesabı", Elektrik Mühendisliği 6. Ulusal Kongresi, Bursa 11-17 Eylül, cilt 2, sayfa 680-683.
- [5] Chapra, S.C. and Canale, R.P., 1988, Numerical Methods for Engineers, McGraw-Hill.

[6] Cherin, A.H., 1985, An Introduction to optical fibers, McGrawv- Hill.

[7] Kouyoumjian, R.G. and Pathak, P.H. , 1974, "A uniform geometrical theory of diffraction for an edge in a perfectly conducting surface", Proc. IEEE, vol.62, pp. 1448-1461, November.

[8] Keller, J.B., 1962, "Geometrical theory of diffraction", J. Opt. Soc. of America, vol.52, no.2, pp.116-130, February.

[9] Lee, S.W., 1977, "Uniform asymptotic theory of electromagnetic edge diffraction: A review", Univ. Illinois at Urbana-champaign, EM Lab Rep. 77-1, January.

[10] Lee, S.W., 1979, "Diffraction by an arbitrary subreflector: GTD solution", IEEE Trans. Antennas Propagat., vol.AP-27,no.3, pp. 305-316, May.

[11] Uray, E. , 1996, "Difraksiyonun Geometrik Teorisi ile Reflektör Anten Analizi", Y.Lisans tezi, Gazi Üniversitesi, Elektrik- Elektronik Müh. Böl., Ankara.

# DÜZGÜN OLMAYAN ÖRNEKLEME TEKNİKLERİNİN DEMET YAYILIM METODUNA (BPM) UYGULANMASI

CEM NAKİBOĞLU, ELİF URAY  
Gazi Üniversitesi  
Mühendislik-Mimarlık Fakültesi  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü  
06570 MALTEPE/ANKARA

**ABSTRACT.**The BPM (Beam Propagation Method) is a widely used technique to investigate the field propagation in integrated optics. This method presents a spectral propagation algorithm to propagate an arbitrary incident beam through a medium of slowly varying refractive index. The BPM combines the real ray tracing techniques can be used to tackle EM reflection and refraction problems at curved interfaces. The problem becomes more complicated when one traces the transmitted ray in a non-homogeneous medium. This paper represents a two-dimensional sampling technique which can utilize non-uniformly spaced data points in the second region whose refractive index is  $n_2$ .

## GİRİŞ

Demet yayılım metodu (BPM) rastgele seçilen bir demetin (beam) kırılma indisi yavaş değişen bir ortamda yayılımını incelemek üzere geliştirilmiş olan spektral bir yayılım metodudur. Buna rağmen BPM skaler TE-Fock denkleminin çözümünü vermekte ve yansıyan alanlar ihmal edilmektedir. Ayrıca bu metod izotropik olmayan dalga klavuzlarında TE/TM polarizasyon değişimlerini incelemek üzere de kullanılmaktadır.

Bu bildiriye BPM nin temel sınırlamalarını ortadan kaldırmak üzere değişik bir yaklaşım önerilmiştir. Bu amaçla kapsamlı bir yazılım (software) geliştirilmiştir, iki boyutlu uzayda, örneğin xz- düzleminde, satır ve sütun aralıkları birbirine eşit olan bir ağı tanımlanmıştır. Giriş ışareti olarak alınan Gauss demeti FFT (Fast Fourier Transform) teknikleri kullanılarak düzlemsel dalga spektrumuna ayrıştırılmış ve bu spektrumu oluşturan her bir düzlemsel dalganın verilen ortamdaki yayılımı göz önüne alınmıştır. Propagasyon doğrultusu olarak kabul edilen z-ekseni doğrultusunda belirli sayıda kesitler tanımlanmış ve TE-TM alanları FFT kullanılarak bu kesitler üzerinde yeniden oluşturulmuştur. Öte yandan gözlem noktaları ikinci ortamda düzgün olarak dağılmadığından kırılan alanlar FFT teknikleri ile bulunamazlar. Bu nedenle kırılan alanları yeniden oluşturmak üzere düzgün olmayan örnekleme teknikleri kullanılmıştır [2], [3].

## 2. DÜZGÜN OLMAYAN ÖRNEKLEME TEKNİKLERİ

Bu bildiriye geliştirilen yazılımda kullanılan iki düzgün olmayan örnekleme tekniği ayrıntılı bir biçimde verilecektir.

### A. Algoritmalar:

$t=x$ , ( $i=1,2,3,\dots,N$ ) örnekleme noktalarının keyfi bir biçimde dağıldığını kabul edelim. B cps den daha büyük frekans bileşeni mevcut olmayan bir  $f(t)$  işaretinin bu örneklerden yeniden elde edilmesi (Demodülasyon).

$$f(t) = \sum_{i=1}^N f(\tau_i) \Psi_i(t) \quad (1)$$

şeklinde dir. Burada  $\Psi_i(t)$  interpolasyon fonksiyonudur ve

$$\Psi_i(t) = \sum_{k=1}^N a_{ik} \frac{\sin\left[\left(\frac{K}{T}\right)(t - \tau_k)\right]}{\left(\frac{K}{T}\right)(t - \tau_k)} \quad (2)$$

bağıntısı ile verilir.  $a_{ik}$  lar bilinmeyen katsayılar ve belirsiz Lagrange çarpanları olarak adlandırılır [4].  $f(t)$  işaretini örnekleme noktalarında yeniden elde etmek için  $\Psi_i(t)$  interpolasyon fonksiyonu,  $\delta_{ij}$  kronecker delta olmak üzere,

$$\Psi_i(t) = \delta_{ij} = \begin{cases} 1 & , i = j \\ 0 & , i \neq j \end{cases} \quad (3)$$

koşulunu sağlamalıdır. (2) eşitliğinde  $t=x$ , konulursa,

$$\Psi_i(t) = \sum_{k=1}^N a_{ik} c_{kj} \quad (4)$$

elde edilir, öyleki

$$c_{kj} = \frac{\sin\left[\left(\frac{\pi}{T}\right)(\tau_k - \tau_j)\right]}{\left(\frac{\pi}{T}\right)(\tau_k - \tau_j)} \quad (5)$$

bağıntısı ile verilir. Öteyandan (3) koşulunun sağlanması gerektiğinden

$$\Psi_i(\tau_j) = \sum_{k=1}^N a_k c_{kj} = \delta_{ij} \quad (6)$$

yazılabilir. Eğer (6) eşitliği matrisyel formda ifade edilirse, I birim matris olmak üzere,

$$[A][C]=I \quad (7)$$

ve dolayısıyla,

$$[A]^{-1} = [C]^T \quad (8)$$

olur. [A] ve [C] matrisleri sırasıyla  $a_k$  ve  $c_k^*$  katsayılarını içerirler,  $a_k$  katsayıları belirlendikten sonra  $f(t)$  fonksiyonları (1) ve (2) eşitlikleri kuşaksız yeniden elde edilebilir.

#### B. Algoritmalar:

Burada bazı örnekleme noktalarının yok olması durumu; göz önüne alınacaktır.  $f(t+2T)$  değerinin mevcut olmadığını, fakat bunun yerine  $f(t,*)$  değerinin bulunduğunu kabul edelim. Öyleki  $t_2^*/T$  oranı bir tam sayı değildir. Yok olan  $V$  örnek yerine  $f(t_p)$ , ( $p=1,2,3,\dots,N$ ) örnekleri konulmuştur ( $t_p/T$  bir tam sayı değildir) Bu durumda yeniden elde edilen  $f(t)$  fonksiyonu;

$$f(t) = \sum_{n=1}^N f(nT) \frac{\sin\left[\frac{\pi}{T}(t-nT)\right]}{\left(\frac{\pi}{T}\right)(t-nT)} + \sum_{p=1}^V f(t_p) \frac{\sin\left[\frac{\pi}{T}(t-n_pT)\right]}{\left(\frac{\pi}{T}\right)(t-n_pT)} \quad (9)$$

bağıntısı ile verilir. Sağ taraftaki birinci toplam  $f(nT)$  bilinen değerlerini ve ikinci toplam ise  $f(n_pT)$  bilinmeyen değerlerini içerir. O halde  $V$  bilinmeyenli  $V$  denklemden oluşan bir doğrusal denklem sistemi yazılabilir.  $f(n_pT)$  değerleri belirlendikten sonra  $f(t)$  fonksiyonu ayrık (discrete) Fourier dönüşüm tekniği ile yeniden elde edilir.

### 3. NÜMERİK SİMÜLASYON

Şekil 1 ile verilen giriş işaretinin (Gauss için) Fourier dönüşümü Şekil 2' de verilmiştir. Şekil 3a-3c ise bir Gauss demetinin keyfi olarak seçilen bir akış hızının varlığı altında yayılımını (propagation)

göstermektedir. Burada düzgün olmayan örnekleme teknikleri kullanılmıştır.

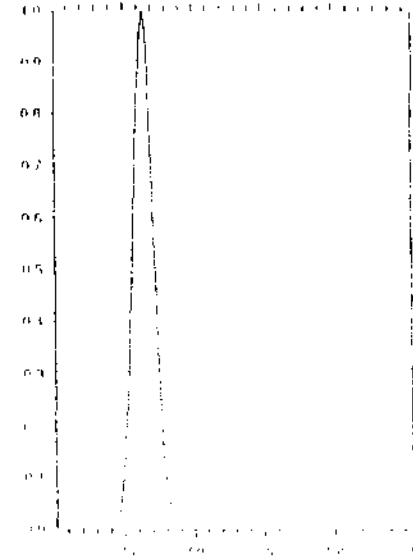
### 4. KAYNAKLAR

[1] Feit, Fleck, "Beam propagation in uniaxial anisotropic media, JOSA, vol.73, No.7, pp.920-924, 1983.

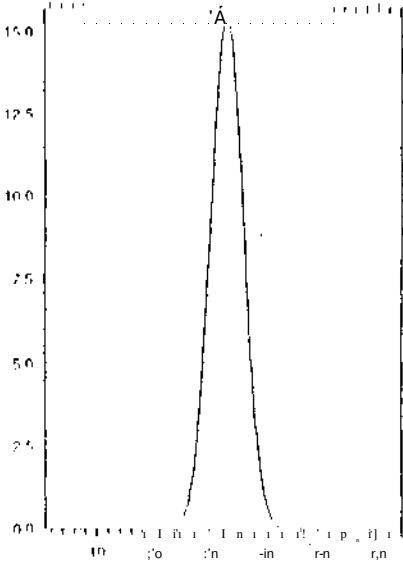
[2] Yen J.L., "On nonuniform sampling of bandwidth-limited signals, IEEE Trans. Circuit Theory, vol.CT-3, pp.251-257,1956

[3]Yayrıta Ramat-Samii. Cheung, RL "Non-uniform Sampling Techniques for Antenna Applications", IEEE Trans. Antennas Propagat., vol.AP-35, pp268-279, 1987.

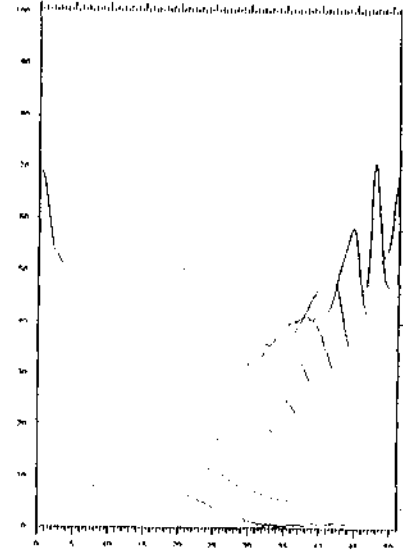
[4]Courant R., Helbert D., "Methods of Mathematical Physics", vol.2, Wiley,1989.



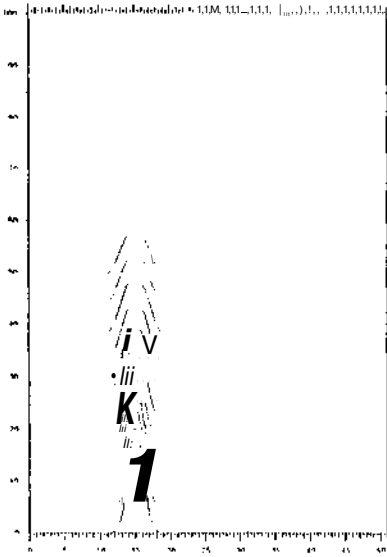
ŞEKİL 1: Giriş Gauss işareti (örnek sayısı=64, sigma=1.0)



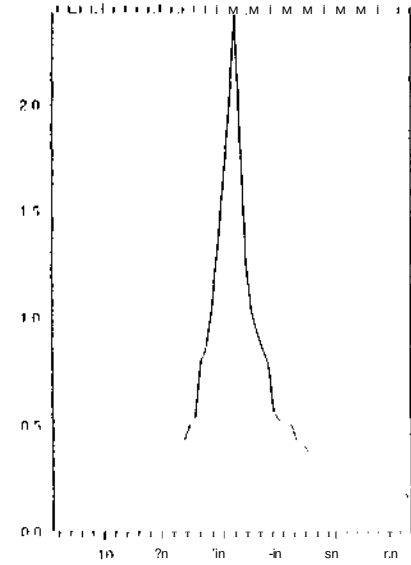
ŞEKİL 2: Giriş işaretinin Fourier dönüşümü.



ŞEKİL 3b: Yansıyan alan



ŞEKİL 3a: Gelen dalga (incident field). Keyfi seçilen noktalar maksimum değeri  $z=69.8$  (mikron) olan bir parabol üzerinde yer almaktadır.  $n_1=2.2$ ,  $\theta_2=2.65$  ve Gauss işaretinin genliği 1.0 dır.



ŞEKİL 3c: Kınlan (transmitted) alan ( $z=80$  mikron). İşaret düzgün olmayan örnekleme teknikleri ile elde edilmiştir.

# DAİRESEL OLARAK BÜKÜLMÜŞ pPTİK FİBERLERDE İŞIMA MODLARININ ETKİLEŞMESİNİN KOSTİK ÖZELLİKLERİNE BAĞLI OLARAK İNCELENMESİ

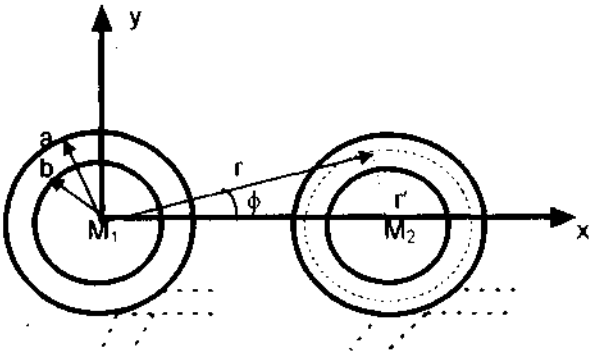
Cahit CANBAY, N.Özlem ÜNVERDİ  
Yıldız Teknik Üniversitesi, Elektrik - Elektronik Fakültesi  
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü  
80670, Maslak - İSTANBUL  
Tel : (212) 2761042 Fax : (212) 2761300

**Abstract** - In this study, the mutual coupling mechanism for circular bent bare slab optical fibers which are on the same plane is investigated. The radiation in bent optical fibers is tangent to the caustic. For this case, the effective lengths of two bent optical fibers in mutual coupling are analytically examined. In addition, the effective lengths are also investigated by assuming that the radiation is in radial direction. The effects of the mutual coupling on the modes of optical fibers are determined.

## I. GİRİŞ

Dielektrik dalga kılavuzları arasındaki karşılıklı etkileşme mekanizması, kayıp analizinde önemli bir yere sahiptir. Kırılma indisi dağılımındaki değişimler, çekirdek bölgesi ile kılıf bölgesi arayüzündeki düzgün olmayan sınır özellikleri, bükülme ve mikrobükülme gibi optik dalga kılavuzlarının geometrilerindeki bozukluklar ve ortam parametrelerindeki düzensizlikler nedeniyle optik dalga kılavuzlarının modları arasında kuplaj söz konusu olur [1] - [5].

Birbirine yakın konumdaki optik dalga kılavuzlarında, kılavuzların alanlarından bir kısmı, diğer kılavuza küple olur. Maksimum kuplaj, aynı propagasyon sabitine sahip modlar arasında gerçekleşir [6]. Optik dalga kılavuzlarının karşılıklı etkileşme analizinde, kılavuzların özdeş olmaları ön koşulu yoktur.

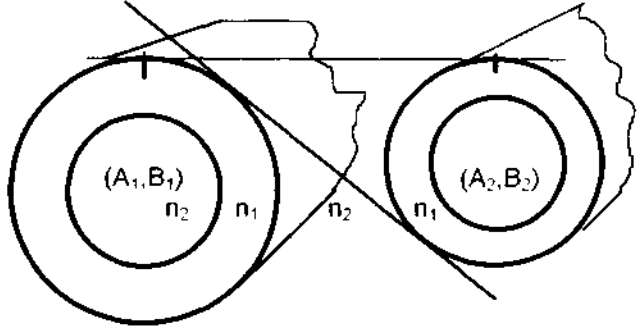


Şekil.1 Dairesel olarak bükülmüş kılıfsız katmanlı iki optik fiber.

Bu çalışmada, Şekil.1'de görülen aynı düzlemdeki dairesel olarak bükülmüş kılıfsız katmanlı zayıfca kılavuzlayan kayıpsız iki optik dalga kılavuzunun karşılıklı etkileşme mekanizması. Küple Mod Teorisi ve Semer Noktası Metodu yardımıyla incelenmiştir.

## II. DAİRESEL OLARAK BÜKÜLMÜŞ KILIFSIZ KATMANLI OPTİK FİBERLERDE KARŞILIKLI ETKİLEŞİM ANALİZİ

Şekil.2'de yer alan dairesel olarak bükülmüş konumdaki kılıfsız optik fiberde ışın, radyasyon kostiğine teğet doğrultudadır [7,8], Bu nedenle, optik fiberler arasındaki karşılıklı kuplaj, sadece optik fiberlerin aynı düzlemde olmaları durumunda incelenebilir.



Şekil.2 Katmanlı iki optik fiber.

Bu durumda, Şekil.2'ye göre, çember denklemleri [9],

$$(x_{o1} - A_1)^2 + (y_{o1} - B_1)^2 = R_1^2 \quad (1a)$$

$$(x_{o2} - A_2)^2 + (y_{o2} - B_2)^2 = R_2^2 \quad (1b)$$

ve teğet denklemleri,

$$(x - x_{o1})(x_{o1} - A_1) + (y - y_{o1})(y_{o1} - B_1) = 0 \quad (2a)$$

$$(x - x_{o2})(x_{o2} - A_2) + (y - y_{o2})(y_{o2} - B_2) = 0 \quad (2b)$$

olarak yazılır. Burada,  $(A^{\wedge}BO$  ve  $(A_2, B_2)$  bükülmüş optik fiberlerin merkezlerinin koordinatları,  $R_1$  ve  $R_2$  optik fiberlerin radyasyon kostiği yarıçapları,  $(x_{01}, y_{01})$  ve  $(x_{02}, y_{02})$  dairesel olarak bükülmüş katmanlı optik fiberlerin teğet noktalarıdır. Eğer  $A_1, A_2, B_1, B_2, R_1$  ve  $R_2$  biliniyorsa,  $(x_{01}, y_{01})$  ve  $(x_{02}, y_{02})$  bulunabilir.

(1a) ve (1b) eşitliklerinden,

$$y_{01} = \pm \left[ R_1^2 - (x_{01} - A_1)^2 \right]^{1/2} + B_1 \quad (3)$$

$$y_{02} = \pm \left[ R_2^2 - (x_{02} - A_2)^2 \right]^{1/2} + B_2 \quad (4)$$

ve (2a), (2b), (3) ve (4) eşitliklerinden,

$$x_{02} = \mp (R_2/R_1)(x_{01} - A_1) + A_2 \quad (5)$$

olarak elde edilir.

Bu durumda,  $x_{01}$ 'in belirlenmesi için,  $y_{01}, y_{02}$  ve  $x_{02}$ 'nin işaretlerine bakılmalıdır. Eğer  $y_{01}$  ve  $y_{02}$  aynı işaretli ve  $x_{02}$  pozitif işaretli ise, ışınlar, optik fiberler arasında ortak dış teğet, ve eğer  $y_{01}$  ve  $y_{02}$  farklı işaretli ve  $x_{02}$  negatif işaretli ise, ışınlar, optik fiberler arasında ortak iç teğet olarak değerlendirilir.

Şekil.3 göz önüne alınarak,  $B_1 - B_2 \geq 0$  için, birinci optik fiberin ikinci optik fiber tarafından etkilenen bölgesi,

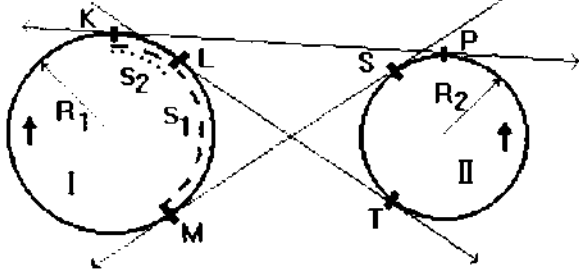
$$s_1 = 2R_1 \arcsin \left\{ \frac{1}{2d} \left[ d^2 - (R_1^2 - R_2^2) + (d_0 - t_1) \right]^{1/2} \right\} \quad (6)$$

ve birinci optik fiberin ikinci optik fiberi etkilediği bölgesi ise,

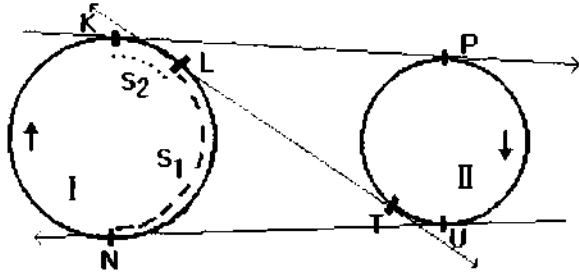
$$s_2 = 2R_1 \arcsin \left\{ \frac{1}{2d} \left[ d^2 - (R_1^2 - R_2^2) - (d_0 - t_1) \right]^{1/2} \right\} \quad (7)$$

olarak bulunur. Burada,  $R_1$  ve  $R_2$  optik fiberlerin radyasyon kostikleri yarıçapları,  $d$  optik fiberlerin merkezleri arasındaki uzaklık,  $t_1$  ve  $t_2$  ortak iç teğet ve ortak dış teğet uzunluklarıdır. Örneğin, Şekil.3(a)'da  $t_0 = KP$ ,  $t_1 = LT = SM$ 'dir. Birinci optik fiberi referans olarak yapılan bu analiz, ikinci optik fiberi referans olarak yapılacak olan çalışma için de geçerlidir.

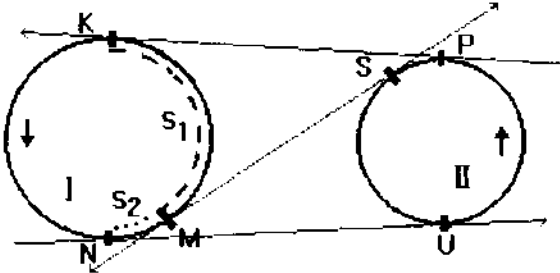
Görüldüğü gibi, optik fiberlerden birisinin diğer optik fiber tarafından etkilenen bölgesi, radyasyon kostiğinde ortak iç teğet ve ortak dış teğet noktaları arasındaki uzun yay uzunluğuna, bu optik fiberin diğer optik fiberi etkilediği bölgesi ise radyasyon kostiğinde ortak iç teğet ve ortak dış teğet noktaları arasındaki kısa yay uzunluğuna eşittir ve propagasyon doğrultularına göre herhangi bir değişim göstermemektedir. Şekil 4(a)'da birinci optik fiberin ikinci optik fiber tarafından etkilenen bölgesinin birinci optik fiberin radyasyon kostiği yarıçapına göre değişimi, Şekil.4(b)'de birinci optik fiberin ikinci optik fiberi etkilediği bölgesinin birinci optik fiberin radyasyon kostiği yarıçapına göre değişimi görülmektedir.



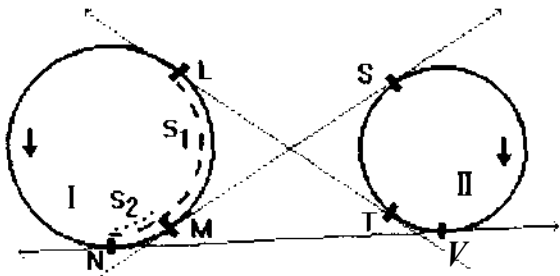
(a)



(b)



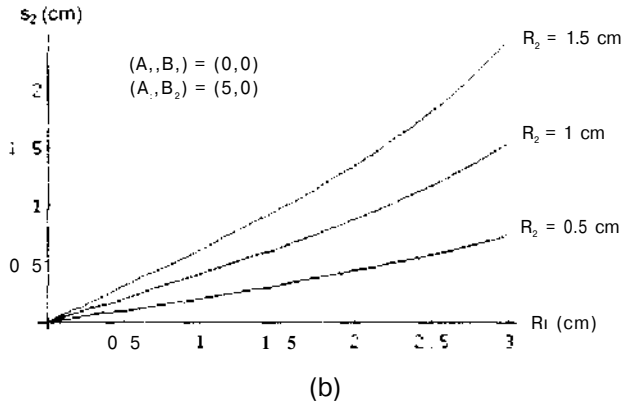
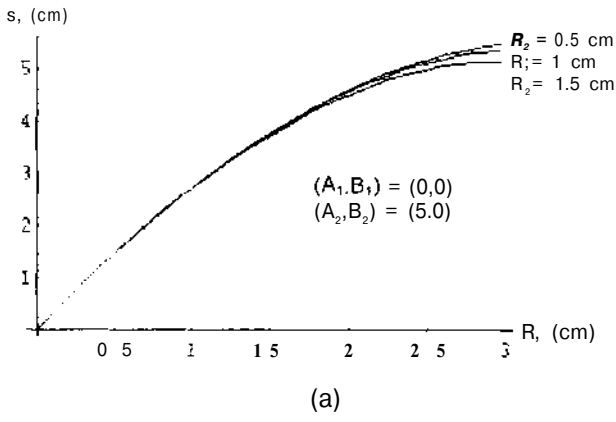
(c)



(d)

Şekil.3 Değişik propagasyon doğrultularına göre etkin uzunluklar.



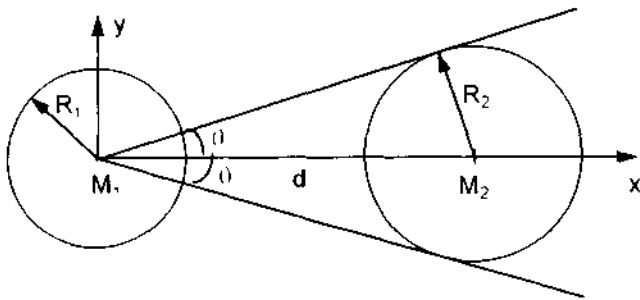


Şekil.4a) Birinci optik fiberin ikinci optik fiber tarafından etkilenen bölgesinin birinci optik fiberin radyasyon kostiği yarıçapına göre değişimi.

b) Birinci optik fiberin ikinci optik fiberi etkilediği bölgesinin birinci optik fiberin radyasyon kostiği yarıçapına göre değişimi.

### III. RADYAL IŞIMA YAKLAŞIMI

II. Bölümde açıklandığı gibi, dairesel olarak bükülmüş kılıfsız optik fiberde ışıma, radyasyon kostiğine teğet doğrultudadır. Bu bölümde, literatürdeki [31] halka anten yaklaşımı dikkate alınmış ve dairesel olarak bükülmüş kılıfsız optik fiberde ışıma-



Şekil.5 Dairesel olarak bükülmüş kılıfsız katmanlı optik fiberlerde radyal ışıma.

nın, Şekil.5'deki gibi radyal doğrultuda olduğu kabul edilerek karşılıklı kuplaj mekanizması araştırılmıştır.

Şekil.5'e göre, birinci optik fiberin radyal ışımalarının ikinci optik fibere teğet olduğu noktaların koordinatları,

$$x_{m,n} = \frac{R_2^2(A_1 - A_2) \mp R_2[B_1 - B_2] \left[ \frac{d^2 - R_2^2}{d^2} \right]^{1/2}}{d^2} + A_2 \quad (8)$$

$$y_{m,n} = \frac{R_2}{d^2} \left\{ d^4 - [R_2(A_1 - A_2) \mp B_1 - B_2] \left[ \frac{d^2 - R_2^2}{d^2} \right] \right\}^{1/2} + B_2 \quad (9)$$

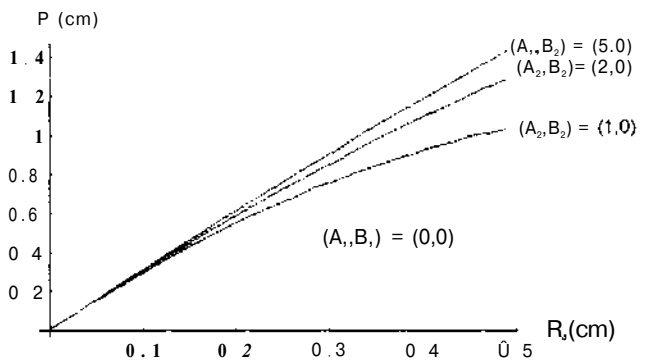
dir. Burada,  $(A^{\wedge}BO$  ve  $(A_2, B_2)$  bükülmüş optik fiberlerin merkezlerinin koordinatları,  $R_1$  ve  $R_2$  optik fiberlerin radyasyon kostiği yarıçapları,  $d$  optik fiberlerin merkezleri arasındaki uzaklıktır. (8) ve (9) eşitliklerinin değerlendirilmelerine göre dört durum söz konusu olur. Ancak, bu dört durum için de, ikinci optik fiberin birinci optik fiber tarafından etkilenen bölgesi,

$$p = 2 R_2 \arcsin \left[ \frac{(d^2 - R_2^2)^{1/2}}{d} \right] \quad (10)$$

olarak elde edilir. Benzer mantıkla, radyal ışıma koşulunda, birinci optik fiberin ikinci optik fiber tarafından etkilenen bölgesi,

$$\tilde{p} = 2 R_1 \arcsin \left[ \frac{(d^2 - R_1^2)^{1/2}}{d} \right] \quad (11)$$

şeklinde yazılır. Görüldüğü gibi, bu yaklaşım altında, bükülmüş optik fiberlerin karşılıklı etkileşimlerinde etkin olan uzunluklar, etki altındaki optik fiberin radyasyon kostiği yarıçapı ve optik fiberlerin merkez-



Şekil.6 Radyal ışıma yaklaşımında, ikinci optik fiberin birinci optik fiber tarafından etkilenen bölgesinin ikinci optik fiberin radyasyon kostiği yarıçapına göre değişimi.

leri arasındaki uzaklığa bağlı olarak değişim göstermektedir.

Şekil.6'da, etkilenen optik fiberin, ikinci optik fiber olması koşulunda, etkilenen bölgenin ikinci optik fiberin radyasyon kostiği yarıçapına göre değişimi yer almaktadır.

#### IV. OPTİK FİBERLERİN KARŞILIKLI ETKİLEŞMELERİNİN MODLAR ÜZERİNDEKİ ETKİLERİ

Şekil.1'deki kılıfsız bükülmüş optik fiberlerde modal propagasyon sabitinin değişimi, Küple Mod Teorisi ışığında,

$$\Delta\beta = \mp \frac{\omega \epsilon_0}{4P} (n_1^2 - n_2^2) \int \int \vec{E}_2^* \cdot \vec{E}_1 r dr d\phi \quad (12)$$

olarak ifade edilir [9]. Burada,  $n_1$  ve  $n_2$  sırasıyla optik fiberin ve optik fiberin dış ortamının kırılma indisi,  $\vec{E}_1$  birinci optik fiberin alanı,  $\vec{E}_2^*$  ikinci optik fiberin alanının kompleks eşleniğidir. Zamana göre değişim  $\exp(j\omega t)$  olmak üzere, dairesel olarak bükülmüş kılıfsız optik fiberin dışındaki alan ifadesi,

$$E_x = D H_0^{(1)}(k_0 r) e^{j\nu\phi} \quad (13)$$

olarak yazılır. Burada, D modlara göre belirlenen katsayı,  $n_2$  dış ortamın kırılma indisi,  $k_0 = \omega \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}$  boşluktaki dalga sayısı,  $\nu$  ayrışma sabitidir. Bu çalışmada, (13) eşitliği, Hankel fonksiyonunun asimptotik ifadesi [10] ve Semer Noktası Metodu'ndan yararlanılarak, bükülmüş optik fiberlerin karşılıklı etkileşmelerinin propagasyon sabiti üzerindeki etkisi modlara göre irdelenmiştir. Işıma modlarının bir kısmını temsil eden ve kompleks propagasyon sabitine sahip olan sızıntılı modlar arasındaki kuplajın, kılavuzlanmış modların evanescent alanları arasındaki kuplajdan daha etkili olduğu ve ayrıca TE çift modları arasındaki kuplajın, diğer modlar arasındaki kuplajdan daha büyük olduğu görülmüştür.

#### V. SONUÇ

Bu çalışmada, aynı düzlemde bulunan dairesel olarak bükülmüş kılıfsız katmanlı kayıpsız iki optik fiberin karşılıklı etkileşme mekanizması analitik olarak incelenmiştir. Etkin uzunlukların bağlı oldukları parametreler açıklanarak, bu uzunlukların radyasyon kostiği yarıçapına göre değişimleri irdelenmiştir. Radyal ışımaya koşulu için yapılan kuplaj analizinden sonra optik fiberlerin karşılıklı etkileşmelerinin modlar üzerindeki etkileri Küple Mod Teorisi ve Semer Noktası Metodu ile değerlendirilmiştir.

#### KAYNAKLAR

- [1] D.Marcuse, *Theory of Dielectric Optical Waveguides*, Academic Press, New York, 1974.
- [2] D.Marcuse, *Light Transmission Optics*, Second Ed., Van Nostrand Reinhold Company, New York, 1982.
- [3] A.W.Snyder, J.D.Love, *Optical Waveguide Theory*, J.W.Arrowsmith Ltd., Bristol-Great Britain, 1983.
- [4] C.Canbay, N.Ö.Ünverdi, S.Polat, "Düz ve Bükülmüş Fiber Optik Hatlarda Modal Etkileşim Analizi", Elektrik Mühendisliği 5.Ulusal Kongresi, 13-18 Eylül 1993, KTÜ-Trabzon, Cilt:2, Sayfa:392-397.
- [5] C.Canbay, N.Ö.Ünverdi, "Düz ve Bükülmüş Optik Fiberlerde Etkileşim Analizi", Elektrik Mühendisliği 6.Ulusal Kongresi, 11-17 Eylül 1995, Uludağ Üniversitesi-Bursa, Cilt:2, Sayfa:794-797.
- [6] W.H.Loissell, *Coupled Mode and Parametric Electronics*, John Wiley & Sons, Inc., New York, USA, 1960.
- [7] A.W.Snyder, J.D.Love, "Reflection at a Curved Dielectric Interface - EM.Tunneling", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-23, No.1, pp.134-141, Jan.1975.
- [8] J.D.Love, A.W.Snyder, "Generalized Fresnel's Laws for a Curved Absorbing Interface", J.Opt.Soc. Amer., Vol.65, No.9, pp.1072-1074, Sept. 1975.
- [9] N.Ö.Ünverdi, C.Canbay, "Mutual Coupling Analysis Between Bent Optical Fibers", Melecon'96, 8th Mediterranean Electrotechnical Conference, May 13-16, 1996, Bari, Italy, Vol.II, pp.697-700.
- [10] M.Abramovitz, I.A.Stegun, "Handbook of Mathematical Functions", Dover Pub.Inc, New York, USA, 1972.

CAHİT CANBAY 1951'de Sivas'ta doğdu. 1974'de İstanbul Üniversitesi'ni tamamladı. 1986'da Yıldız Teknik Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü'nde doktorasını verdi. Halen aynı bölümde Elektromagnetik Alanlar ve Mikrodalga Tekniği Anabilim Dalı'nda Y.Doç.Dr. olarak çalışmaktadır.

N.ÖZLEM ÜNVERDİ 1967'de Aydın'da doğdu. 1989'da Yıldız Teknik Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü'nden lisans, 1991'de aynı bölümden yüksek lisans derecesi aldı. Halen Y.T.Ü.'nde doktora programına kayıtlı olup, aynı zamanda, Y.T.Ü. Elektrik-Elektronik Fakültesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü'nde Elektromagnetik Alanlar ve Mikrodalga Tekniği Anabilim Dalı'nda araştırma görevlisi olarak çalışmaktadır.

Bu çalışma, 91-B-04-03-03 no.lu proje kapsamında Yıldız Teknik Üniversitesi Araştırma Fonu ve EEEAG/AY-18 no.lu proje kapsamında TÜBİTAK Araştırma Altyapısını Destekleme Programı tarafından desteklenmektedir.

# Özgün Düşük Gürültülü Aktif Anten Dizisi Analiz ve Tasarım Yöntemi

Ş. DEMİR, C. TOKER, A. HIZAL  
Orta Doğu Teknik Üniversitesi  
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü  
06531 ANKARA

## ABSTRACT

*In this work, noise analysis of active receive antenna systems are given. Noise analysis of low loss transmission lines is given and a new concept, 'noise equivalent line length' is introduced. Importance of incoherent impedance match is shown and based on the noise equivalent line length, noise performance of different antenna array feed structures are also studied. It is shown that an antenna array feed structure can be re-designed without affecting the radiation performance for a lower noise temperature. It is also shown that active antenna arrays may have superior noise performance compared to passive antenna arrays. Application of noise equivalent line length as an active circuit replacement criteria in antenna arrays is given.*

## 1. GİRİŞ

Gürültü, alıcı anten sistemleri için önemli bir tasarım kriteridir. 1960'lardan beri alıcı anten sistemlerinde gürültü faktörlerinin belirlenmesi, hesaplanması konularında çalışmalar yapılmaktadır [1]. Son yıllarda aktif anten yapıları kullanılmaya başlanmıştır. Aktif anten yapıları için de gürültü analizi ve ölçümleri konularında çalışmalar sürmektedir [2]. Ancak, bu çalışmaların hiçbirinde anten besleme yapısının kendi gürültü sıcaklığı hesaba katılmamış, tasarımlarda bu sıcaklığı azaltma konusu dikkate alınmamıştır. Alıcı antenlerde gürültü sıcaklığının ölçülmesi çok zor olduğu için güvenilir bir analiz yöntemi son derece önemlidir. Besleme yapılarında kullanılan iletim hatlarının kayıplı olması gürültü faktörünün hesaba katılmasını gerekli kılmaktadır. Özellikle büyük ölçekli anten dizilerinde besleme yapılarında oluşan kayıplar anten verimliliğini %70'ler seviyesine indirmektedir [3]. Aynı nedenle, kayıp faktörü ile doğrudan ilişkili olan gürültü faktörü de önemli derecede artmaktadır.

Anten dizilerinin gürültü sıcaklığının belirlenmesi ve düşük gürültülü bir besleme yapısının tasarımı ve analizi çalışmaları sürmektedir. Bu çalışmada, aktif anten dizisi tasarımına uygulanması sunulmaktadır. Anten besleme yapıları seri ve paralel tipte olmak üzere iki ayrı grupta incelenebilir. Bu çalışmada daha yaygın kullanıma sahip olan paralel besleme yapıları esas alınmıştır.

Paralel besleme yapıları temel olarak güç birleştirici yapılardır. Işınım örüntüsüne bağlı olarak antenlerden faz ilintili (coherent) gelen işaretler, besleme yapısı üzerinde birleştirilerek anten çıkışına aktarılırlar. Anten dizisi, dışarıdan alınan işaret ve gürültü için aynı biçimde davrandığından, bu biçimdeki çalışma, işaret-gürültü oranı (SNR) analizi çalışmalarına temel oluşturmuştur [4]. Ancak, kayıplı elemanlardan oluşan besleme yapısı kendi başına ısı (thermal) gürültü oluşturduğu için, hem dışarıdan alınan gürültü ile hem yapı içindeki diğer elemanların yarattığı gürültü ile faz ilintili değildir (incoherent). Bu nedenle şimdiye kadar yapılan çalışmalardan tamamen farklı bir çalışmayı gerektirmektedir.

## 2. KAYIPLI İLETİM HATTI GÜRÜLTÜ HESABI

Anten dizisi besleme yapıları bir çok uygulamada iletim hatları ile oluşturulur. Bu nedenle, kayıplı iletim hatlarının gürültü analizi, besleme yapılarının gürültü analizinde temel oluşturmaktadır. Yaptığımız analizde, iletim hattı kaybının, iletim hattı karakteristik empedansını,  $Z_{ine}$  gerçel sayı olarak kabul etmemizi engellemeyecek kadar düşük olduğunu kabul ettik. Kaynak ve yük yansıma katsayıları bu empedansa göre tanımlandığında:

$$\Gamma_s = \frac{Z_s - Z_{ine}}{Z_s + Z_{ine}} \quad (1)$$

ve

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_{ine}}{Z_L + Z_{ine}} \quad (2)$$

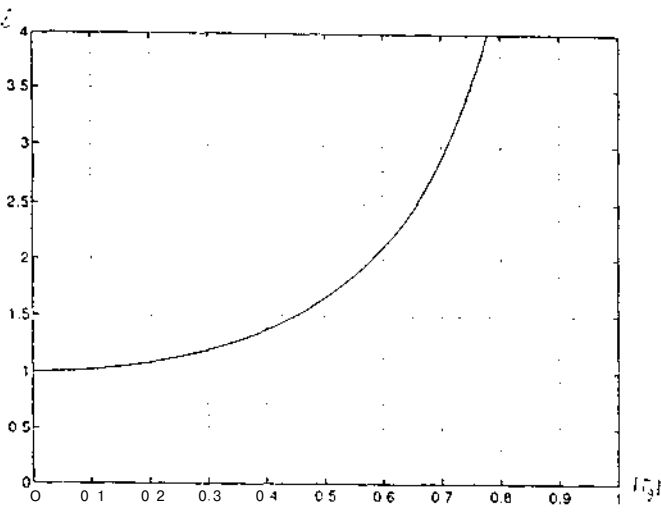
olmaktadır, a iletim hattının zayıflatma faktörünü göstermek üzere, kayıp faktörü, L:

$$L = e^{2\alpha l} \quad (3)$$

olarak tanımlanmıştır. Bu durumda, bu iletim hattının,  $Z_L$  yüküne aktaracağı gürültü gücü şöyledir:

$$I_n = kT\Delta f \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - \Gamma_L \Gamma_s / L|^2} \left( |\Gamma_L - |\Gamma_s|| / L - 1 + |\Gamma_s|^2 \right) \quad (4)$$

Yük empedansı, çıkış empedansının eşleniği olduğu durumda aktarılan güç, en fazla aktarılacak güce eşit olduğundan, kayıplı bir iletim hattının aktarabileceği en fazla gürültü gücü şöyledir:



ŞEKİL 1. Eşdeğer hat uzunluğunun kaynak yansımaya katsayısı ile değişimi

$$P_{n,max} = kT\Delta f \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{(1 - |\Gamma_s|^2)L} \quad (5)$$

Bu eşitlik incelendiğinde görülen odur ki, gürültü gücü kaynak yansımaya katsayısının mutlak büyüklüğü ile artmakta ve yansımaya en yüksek değerine ulaştığında:

$$P_{n,max} = kT\Delta f \quad (6)$$

olmaktadır. Bu gürültü, bir direncin aktarabileceği en fazla güce karşılık geldiğinden, uygun tasarlanmamış bir iletim hattının ne kadar çok gürültü yaratabileceği görülmektedir.

Bu analiz, besleme yapılarındaki farklı elemanların gürültü katkılarına veren, besleme yapısının genel gürültü değerlendirmesinde kullanılacak olan, bir 'eşdeğer hat uzunluğu' tanımında kullanılmıştır. Bu parametrenin kullanıldığı uygulamalar ileriki bölümlerde verilmektedir.

$L$ , uzunluğu  $P$ , kaynak yansımaya katsayısı  $r_g$  olan incelenen iletim hattının kayıp faktörü olsun. Bu durumda aktarabileceği gürültü gücü (5)'de verildiği gibidir.  $L_{neqv}$  aynı kayıp özelliklerine sahip,  $f_{neqv}$  uzunluğunda, kaynak yansımaya katsayısı sıfır olan bir iletim hattı olsun. Bu hattın aktarabileceği gürültü:

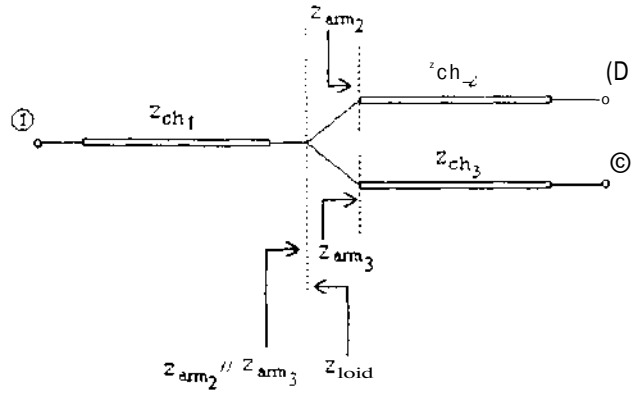
$$P_{eqv} = kT\Delta f \frac{1}{L_{neqv}} \quad (7)$$

olacaktır. İncelenen hattın, gürültü özelliklerini bu eşdeğer hat ile göstereyim.  $L_{neqv}$ ,  $P_{neqv}$  olacak biçimde seçildiğinde her iki hat da aynı gürültü gücünü yaratacaktır. Bu durumda:

$$L_{neqv} = \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{(L^2 - |\Gamma_s|^2) - (L-1)(L + |\Gamma_s|^2)} \quad (8)$$

ve

320



ŞEKİL 2. Güç birleştiricinin şematik gösterimi

$$\frac{1}{2a} \cdot \ln \left[ \frac{L^2 - |\Gamma_s|^2}{(L^2 - |\Gamma_s|^2) - (L-1)(1 + |\Gamma_s|^2)} \right] \quad (9)$$

olacaktır. Bu  $u$  'eşdeğer hat uzunluğu' gürültü sıcaklığının bulunmasında doğrudan kullanılmaktadır. Eşdeğer hat uzunluğu fiziksel uzunluk birimi ile ifade edilmekte ve en az değeri hattın fiziksel uzunluğuna eşit olmaktadır. Bu biçimde gürültü sıcaklığını hesaplamadan gürültünün yansımaya katsayısından kaynaklanan artışı belirlenebilir, farklı özellikteki iletim hatları gürültü bakımından karşılaştırılabilir. Şekil 1'de fiziksel uzunluk ile normalize edilmiş olarak, gürültü eşdeğer uzunluğunun yansımaya katsayısı ile değişimi verilmiştir.

Bir anten dizisi besleme yapısı güç birleştiriciler, Şekil 2, kullanılarak tanımlanabileceğinden, bu yapıların analizi, anten dizisi besleme yapılarının gürültü analizine temel oluşturmaktadır. Güç birleştirici yapıların analizinden görülebileceği gibi faz ilintili gelen işaretler yansımaya uğramadan eklenmekte, bu nedenle giriş kapılarından alınan toplam güç çıkış kapısına aktarabilmektedir. Sadece faz ilintili durum için uyumlanmış olan bu yapılar, aralarında faz ilintisi olmadan gelen işaretler için, giriş empedans uyumu olmadığından, yansımaya yaratmakta ve gelen güç ancak güç birleştirici kollarının birleştirme oranı kadar çıkışa aktarabilmektedir.  $L_{eqv}$  eşdeğer uzunluğunda iki kolu olan bir birleştirici, kollar arasındaki birleştirme oranı  $1:p^2$  olduğunda:

$$L_{comb} \approx \frac{1}{1+p^2} L_{eqv,1} + \frac{p^2}{1+p^2} L_{eqv,2} \quad (10)$$

eşdeğer hat uzunluğuna sahip olacaktır. Kollar aynı özelliklere sahipse, yani  $C_{eqv} = f_{eqv}$ ,  $1 = f_{eqv}^2$  ise:

$L_{comb} \approx f_{eqv}$  olacaktır. Anten dizisi besleme yapısı içinde arka arkaya bağlanmış olan güç birleştiricilerin birleştirme oranları çarpılarak bulunacak olan bir ağırlık katsayısı,  $w$ , bu birleştiricilerin önüne bağlanmış olan

bir yapının ya da anten elemanının, çıkışa aktarabileceği gürültü gücünün bulunmasında çarpan olarak kullanılacaktır. Gürültü gücünün takip eden kayıplı yapılarda belli bir kayıp faktörü ile,  $L^{\wedge}$ , zayıflayacağı da dikkate alındığında, çıkışa aktarılan güç:

$$P_{\text{out}} = \frac{1}{L_{\text{pro}}} \times P_{\text{line}} \quad (11)$$

olacaktır. Buna ilişkin olarak tanımlanacak bir ağırlıklı eşdeğer hat uzunluğu,  $l_{\text{equiv}}$ :

$$l_{\text{equiv}} = \frac{1}{2\alpha} \ln \left( \frac{L^2 - |\Gamma_g|^2}{(L^2 - |\Gamma_g|^2) - \frac{w}{L_{\text{pro}}} (L-1)(L+|\Gamma_g|^2)} \right) \quad (12)$$

olacaktır.

### 3. ANTEN BESLEME DİZİSİ GÜRÜLTÜ SICAKLIĞI

Anten besleme dizisinin gürültü sıcaklığının bulunmasında ağırlıklı eşdeğer hat uzunluğu tanımı kullanılmıştır.  $2 \times p$  elemanlı bir paralel anten dizisinin eşdeğer hat uzunluğu,  $l_{\text{equiv}} = \frac{1}{p} \sum_{k=1}^p \frac{z_{\text{ant}} \cdot \alpha^k \cdot Z_{\text{line}}^{**}}{Z_{\text{ant}} / 2k + Z_{\text{line},k}}$

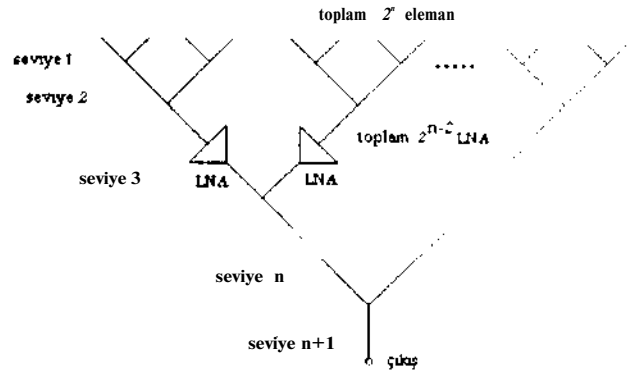
ve  $l_{\text{equiv}} = i^{2N/k}$  olmak üzere:

$$l_p = \frac{1}{2\alpha} \sum_{k=1}^{p/2-1} \ln \left( \frac{L^2 - |\Gamma_{g,k}|^2}{L^2 - |\Gamma_{g,k}|^2 - \frac{w}{L_{\text{pv},k}} (L-1)(L+|\Gamma_{g,k}|^2)} \right) \quad (13)$$

olarak bulunmaktadır. Bu tip yapılarda besleme katsayılarını değiştirmemek için, anten elemanları arasına empedans dönüştürücüler bağlanamamakta, bunun sonucunda paralel bağlanan anten empedansları uyumlaması oldukça güç empedans seviyeleri yaratmaktadır. Eleman sayısı arttıkça artan bu empedans uyumsuzluğu oldukça hızlı artan bir gürültü sıcaklığı yaratmaktadır. **Corporate** besleme yapılarında böyle bir sorun olmadığından, fiziksel hat uzunluğu daha fazla da olsa, eşdeğer hat uzunluğu daha kısa çıkabilmektedir. Faz ilintili ve ilintisiz durumlar için empedans uyumlu olan  $N=2^n$  elemanlı bir **corporate** besleme yapısının eşdeğer hat uzunluğu:

$$l_{n,\text{even}} \approx \sum_{k=1}^{n/2} \lambda \cdot 2^{k-1} - \lambda / 4 = A \cdot 2^{n-1} - 5/4 - A. \quad (14)$$

$l_{n,\text{odd}} = l_{n-1} + 1/2 \cdot \lambda \cdot 2^{(n-1)/2}$  olarak bulunmaktadır.



ŞEKİL 3. **corporate** besleme yapısı şematik gösterimi

### 4. AKTİF ANTEN DİZİLERİNDE GÜRÜLTÜ

Alıcı antenlerde gürültü performansı kazanç gürültü sıcaklığı oranı (G/T) ile ölçülmektedir. Alıcı anten dizilerinin yüksek kazançlı ve düşük gürültülü olması için aktif eleman kullanılarak aktif anten dizisi haline getirilmesi başarılı sonuçlar vermektedir [5], Alıcı sistemlerde pasif bir anten dizisinin çıkışına düşük gürültülü yükselteç (LNA) bağlanması gereklidir. Ancak, anten dizisine LNA bağlanması, gürültü faktörüne bağlı olmadan, anten sisteminin gürültü sıcaklığını artırır. Çıkışına LNA bağlanmış bir anten dizisini, anten dizisi içerisine dağıtık olarak yükselteç bağlanarak aktif hale getirilmiş bir anten dizisi ile karşılaştırdığımızda ise görürüz ki, yükselteçler anten elemanlarına ne kadar yakın konulursa gürültü faktöründeki iyileşme o kadar artar. Hatta, bazı durumlarda pasif antenin G/T oranından daha yüksek oranlar elde edilebilir.

Şekil 3'teki gibi bir **corporate** besleme yapısını göz önüne alalım.  $r_1$  besleme yapısının verimliliğini,  $T_A$  anten elemanının gürültü sıcaklığını,  $J_n^{\wedge}$  yükseltecin gürültü sıcaklığını,  $T_c$  besleme yapısının gürültü sıcaklığını, G yükseltecin kazancını göstermek üzere, sadece çıkışa yükselteç bağlandığında, gürültü gücü:

$$P_{\text{tek}} = k\Delta f \left( (\eta T_A + T_{LNA}) + T_c \right) \cdot G \quad (15)$$

olacaktır. Yükselteçler çıkıştan önceki bir seviyeye bağlandığında ise,  $T_r = T_c \cdot x^2 / T_2$  ve  $r_p = r_1 \cdot x^2$  olmak üzere,  $n_1$  ve  $T_1$  yükselteç öncesindeki,  $i_1$  ve  $T_1$  yükselteç sonrasındaki besleme yapısının verimlilik ve gürültü sıcaklığını gösterdiğinde gürültü gücü:

$$P_{\text{dağıtım}} = k\Delta f \left( G\eta_2 (\eta_1 T_A + T_1 + T_{LNA}) + T_2 \right) \quad (16)$$

olacaktır. (15) ve (16)'nın karşılaştırmasından, yükselteçlerin anten dizisi besleme yapısında dağıtık olarak yerleştirildiğinde daha yüksek bir G/T oranına ulaşıldığı görülmektedir. (16), pasif anten dizisi gürültü sıcaklığı ile karşılaştırıldığında ise:

$$T_2 \left( 1 - \frac{1}{G} \right) - \eta_2 T_{LNA} > 0 \quad (17)$$

olduğu durumda yükselteçlerin dağıtık olarak besleme yapısına yerleştirilmesi, pasif anten

dizisinden daha yüksek bir G/T oranı oluşturur. Görüldüğü gibi, anten besleme yapısında kullanılan iletim hatlarının kayıp faktörü arttığında ya da kullanılan anten elemanı sayısı artması sonucunda iletim hattı uzunluğu arttığında, düşük gürültü faktörlü yüksek kazançlı yükselteçler kullanmak anten dizisinin gürültü performansını iyileştirecektir.

## 5. TASARIM ÖRNEĞİ

Bu çalışmada gösterilmiş olduğu gibi anten dizisi besleme yapısının faz ilintili işaretler için empedans uyumlu tasarlandığı gibi yapı içinden kaynaklanan gürültü gibi faz ilintisi olmayan işaretler için de empedans uyumlu tasarlanması gerekmektedir. Böyle bir tasarım çalışmasında 4x8 *corporate* beslenmiş pasif bir anten dizisinde sadece besleme dizisinde kullanılan iletim hatlarının karakteristik empedansları değiştirilerek gürültü sıcaklığı yarıya indirilmiştir. Aşağıdaki örnekte 16x16 bir pasif anten dizisi tasarlanmış ve farklı seviyelere yükselteçler bağlanarak gürültü sıcaklıkları hesaplanmıştır.

RT-DUROID 5880 substrat üzerinde mikroşerit dikdörtgen yama anten tasarlanmıştır. Antenlerin giriş empedansı 10 GHz'te 276Ω dur. 256 anten *corporate* besleme yapısında düzgün dağılımlı olarak beslenerek alıcı bir anten dizisi haline getirilmiştir. Anten elemanları arasındaki fiziksel mesafe ışınım örüntüsü özelliklerine göre seçilmiştir. Çeyrek dalga boyu iletim hatları kullanılarak empedans dönüşümleri yapılmış ve besleme yapısı hem faz ilintili hem de faz ilintili olmayan işaretler için empedans uyumlu hale getirilmiştir. Bu besleme yapısının toplam eşdeğer uzunluğu, çevre sıcaklığı 290°K olduğu durumda  $T=101^{\circ}K$  karşılık gelmek üzere 14.8 Å. olarak hesaplanmıştır.

Mikroşerit empedans uyumlama elemanları ve ultra düşük gürültü faktörlü bir pHEMT, NEC 32484A, kullanılarak bir yükselteç tasarlanmıştır. Yükseltecin 10GHz'teki gürültü faktörü 0.6dB, kazancı ise 14dB olarak hesaplanmıştır. Uyumlamada kullanılan devrelerin antenler arasındaki fiziksel alana sığdırılabildiği daha önceki bir çalışmada gösterilmiştir [5]. Bu yükselteç anten dizisinin çıkışına bağlandığında  $T=35.6dB-K$  gürültü sıcaklığı oluşmuştur. Ağırlıklı eşdeğer hat uzunluğu ve aktif anten dizisi gürültü analiz yöntemleri kullanılarak yükselteçler besleme yapısı üzerinde farklı seviyelere bağlandığında elde edilen gürültü sıcaklıkları hesaplanmış ve Tablo 1'de verilmiştir. Bu tablodan açıkça görülmektedir ki yükselteçler anten elemanlarına yaklaştıkça aktif antenin gürültü sıcaklığı düşmektedir. Ayrıca, (17)'nin sağlanma koşulu dikkate alındığında görülmektedir ki bu tasarım örneğinde 7. ya da daha önceki seviyelere yükselteç Dağlandığında aktif anten dizisi pasif antenden daha yüksek bir G/T oranında çalışacaktır.

TABLO 1. 16x16 aktif anten dizisinde yükselteç yerleştirme seviyesine bağlı gürültü sıcaklığı

| Seviye       | 1    | 2    | 3    | 4    | 5    |
|--------------|------|------|------|------|------|
| Yüks. Sayısı | 256  | 128  | 64   | 32   | 16   |
| T (dB-K)     | 30.7 | 30.9 | 31.1 | 31.7 | 32.1 |

| Seviye       | 6    | 7    | 8    | çıkış |
|--------------|------|------|------|-------|
| Yüks. Sayısı | 8    | 4    | 2    | 1     |
| T (dB-K)     | 32.9 | 33.6 | 34.7 | 35.6  |

## 6. SONUÇ

Bu çalışmada, düşük kayıplı iletim hatlarının kullanıldığı anten dizisi besleme yapılarının analizi verilmiş ve 'eşdeğer hat uzunluğu' kavramı tanımlanmıştır. Besleme yapıları için faz ilintisi olmayan işaretler için de empedans uyumlamanın önemli olduğu gösterilmiştir.

'Eşdeğer hat uzunluğu' kavramı aktif anten dizilerinin analiz ve tasarımında kullanılmış ve anten dizilerinin yükselteç yerleştirilecek noktaların belirlenmesinde bir tasarım kriteri olarak kullanımı gösterilmiştir. Çok düşük gürültü seviyeli aktif elemanların kullanılmaya başlanması ile birlikte, aktif anten dizilerinin alıcı anten yapılarında kullanılma alanları daha da yaygınlaşacaktır.

## KAYNAKÇA:

- [1] Y. T. Lo, S. W. Lee and Q.H. Lee, 'Optimization of directivity and signal-to-noise ratio of an arbitrary antenna array', Proc. IEEE, vol. 54, pp. 1033-1045, Aug. 1966.
- [2] H. An, B. Nauwelaers, A. van de Capelle, 'Noise figure measurement of receiving active microstrip antennas', Electron. Lett., vol. 29, no. 18, pp. 1594-1596, Sep. 1993.
- [3] M. A. Weiss, 'Microstrip antennas for millimeter waves', IEEE Trans. Antennas Propagat., vol AP-29, pp. 171-176, Jan. 1981.
- [4] L.P.Winkler and M. Schwartz, 'A fast numerical method for determining the optimum SNR of an array subject to a Q factor constraint', IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-20, pp. 503-505, July 1972.
- [5] Ş. Demir, C. Toker and A. Hizal, 'Design of an active microstrip array using a microwave circuit simulator', in Proc. IEEE MTT-S Top. Symp. on Tech. for Wireless Appl., Vancouver, Canada, Feb. 1997. pp. 103-106.

# SİMETRİK LC KAFES YAPILI FAZ KAYDIRICILARIN KAYIPLI DURUM ANALİZİ VE OPTİMİZASYONU

Baran TANDER Mahmut ÜN

İ.Ü. Mühendislik Fakültesi Elektronik Müh. Bölümü 34850 Avcılar İSTANBUL

Abstract:

*In this study symmetrical lattice phase shifter circuits with loss are analyzed and designed. Frequency characteristics of the attenuation of the  $s_{21}$  scattering parameter are sketched in the lossy case for  $180^\circ$  phase shift of these circuits which are predicted to work in two different states by the use of PIN diodes. The normalized component values of the circuit having loss are optimized with the MATLAB 4.0 program and compared with the results obtained before the optimization. Pspice 5 circuit analysis program is used for the determination of frequency characteristics of the circuits.*

Bu teorik çalışmada, haberleşme sistemlerinde kullanılabilecek, PIN diyotlar ile kupaşlanmış simetrik LC kafes yapılı faz kaydırıcıların kayıplı durum analizleri ve optimizasyonları yapılmıştır.

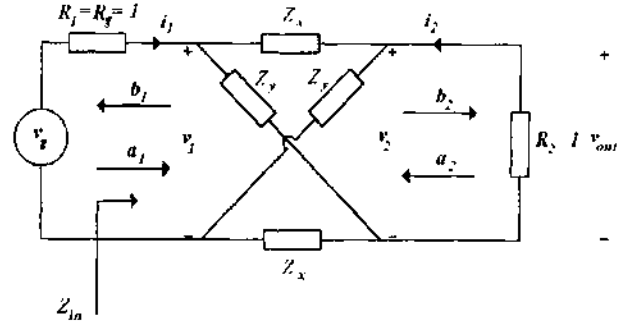
Giriş:

Devre sentezindeki çok klasik ve basit yapılardan olan ve AP filtre özelliği gösteren simetrik LC kafes yapıları gerek çok geniş bir frekans bandına sahip olmaları gerekse de tasarım kolaylıkları bakımından faz kaydırıcı devreler için oldukça elverişlidirler. İncelenen devreler PIN diyotlarının iletim veya tıkama yönünde kutuplanmaları (on veya off olmaları) ile  $+90^\circ$  ve  $-90^\circ$  faz açılarını gerçekleştirebilmektedirler. Söz konusu devrelerin kayıpsız analizleri daha önceden yapılmıştır [1]. Burada önerilmiş olan 3 değişik simetrik LC kafes yapısında, bobinler ve iletim yönünde kutuplanan PIN diyotlar için  $r$  gibi bir kayıp direnci, tıkama yönünde kutuplanan PIN diyotlar için de yine aynı değerli  $r$  kayıp direncine seri  $C_D$  gibi bir kapasite modeli kullanılmıştır. Kayıplı halde ve optimizasyon sonrasında simetrik LC kafes yapıları için  $s_{21}$  saçılma parametresinin dB cinsinden zayıflama ve fazları  $\cos\theta = 1$  normalize frekansında karşılaştırmıştır. Ayrıca çeşitli açılarda faz kaymaları için 3 tip devrede öngörülen eleman değerleri de bir tablo halinde verilmiştir.

Kayıplı Analiz:

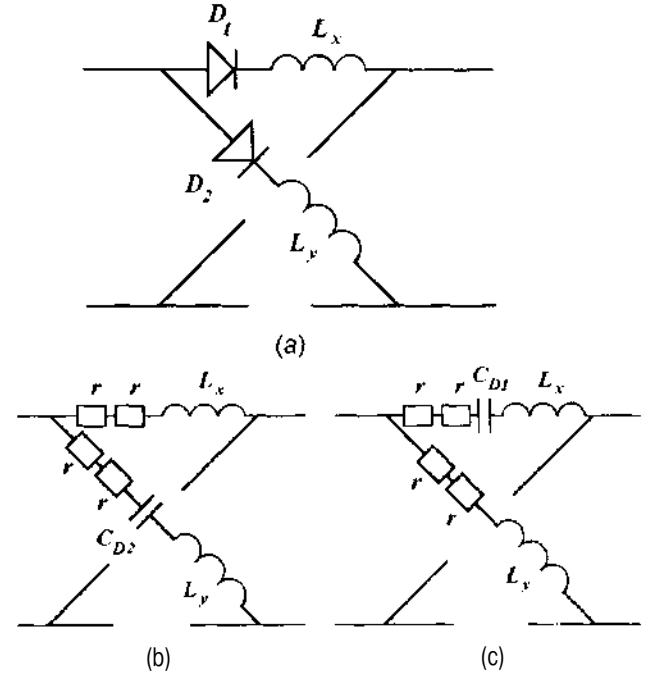
Şekil 1'deki gibi simetrik bir kafes devresinin  $s_{21}$  parametresinin ifadesi şöyledir [2], [3]:

$$s_{21} = \frac{Z_{1x} - Z_{2x}}{Z_{1x} + Z_{2x} + Z_x Z_{1x} + 1}$$

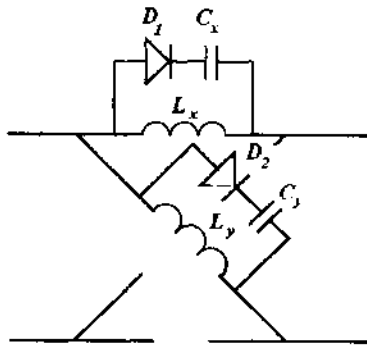


Şekil 1: Simetrik kafes devresinde gelen ve yansıyan güçler.

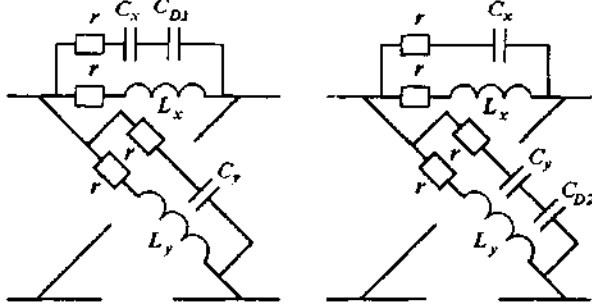
Yapılan çalışmada Şekil 2, 3 ve 4' teki kayıplı yapılar gözönüne alınmış ve A ve B durumları için  $s_{21}$  parametreleri yukarıdaki bağıntı yardımıyla hesaplanmıştır.



Şekil 2: (a) Tip I devresi, (b) A konumunda ( $D_1$  on,  $D_2$  off) eşdeğer devre, (c) B konumunda ( $D_1$  off,  $D_2$  on) eşdeğer devre.



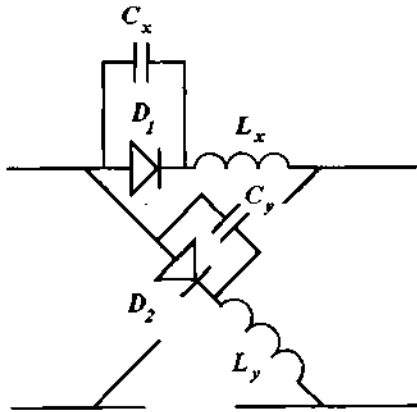
(a)



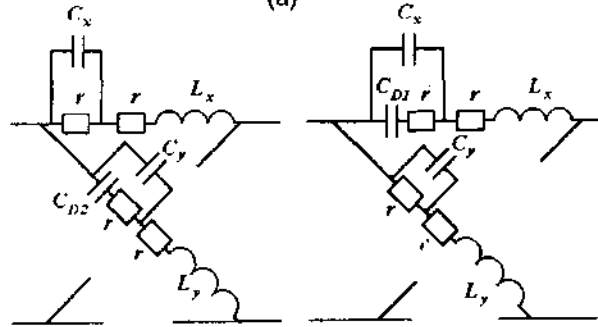
(b)

(c)

Şekil 3: (a) Tip II devresi, (b) A konumunda ( $D_1$  off,  $D_2$  on) eşdeğer devre, (c) B konumunda ( $D_1$  on,  $D_2$  off) eşdeğer devre.



(a)



(b)

(c)

Şekil 4: (a) Tip III devresi, (b) A konumunda ( $D_1$  on,  $D_2$  off) eşdeğer devre, (c) B konumunda ( $D_1$  off,  $D_2$  on) eşdeğer devre.

### Optimizasyon:

Yapılan optimizasyon aslında birkaç tane nonlinear denklemin çözülmesinden ibarettir. Her devre için kayıplı durumdaki  $s_2$ , parametresinden türetilen genlik ve faz ifadelerinin ideal durumlara eşitlenmesi bize gerekli olan denklemlerin bir kısmını verecektir. Bundan başka gözönüne alınacak bir maliyet fonksiyonu (cost function) bize ek bir kısıtlama daha getirecek ve III devresi için bilinmeyen sayımız denklemlerimize eşit olacaktır. Tip II devresinde hesaplarda kolaylık olması bakımından  $C_{D1}$  ve  $C_{D2}$  0.5 olarak seçilmiş ve optimizasyona dahil edilmemiştir. Tüm yapılar düşünüldüğünde herhangi bir net faz açısı için kayıplı durumda  $s_{21}$  parametresi için aşağıdaki ideal koşulların sağlanması gerekmektedir:

$$|s_{21A}| = 1$$

$$|s_{21B}| = 1$$

$$\theta_{21A} = \angle s_{21A} = -\theta_{\eta} \text{ et } 2$$

$$\theta_{21B} = \angle s_{21B} = \theta_{\eta} \text{ et } 2$$

Bunlardan başka genlik ve faz için iki ayrı maliyet fonksiyonu da tanımlanarak denklemler sayısı 6'ya çıkartılacaktır. Maliyet fonksiyonları, hataların karelerinin minimum olması istendiğinden şu şekilde tanımlanabilir:

$$|s_{21A}| - |s_{21B}|^2 - \alpha$$

$$(0_{net} - |e_{21A} - e_{21B}|)^2 = 0$$

Görüldüğü üzere yukarıdaki 6 denklemin çözümünden istenen optimize edilmiş normalize eleman değerleri elde edilebilir. Denklemlerin çözüm kümesi MATLAB 4.0 programının OPTIMIZATION TOOLBOX'ında yer alan "fsolve" alt programı ile bulunabilmektedir [4]. Tabii ki tüm bu denklemlerin çözülebilmesi için başlangıç değerlerine ihtiyacımız vardır. Kayıpsız halde hesaplanan eleman değerlerini başlangıç değerleri olarak düşünmemiz çözüme daha hızlı ve doğru ulaşmamızı sağlayacaktır.

### Sonuçlar:

İstenecek herhangi bir 0 faz kayması  $\omega_0 = 1$  normalize açısal frekansında sabit olarak gerçekleşmektedir. Buna ek olarak devrelerin büyük kayıp dirençlerine sahip olduğu durumlarda bile faz açılarının az değiştiği görülmüştür.

Bu yapıların başka bir avantajı da monolitik olarak gerçekleştirilebilmeleridir.

Optimum değerler için PSpice 5 devre analiz programıyla analiz edilen frekans



karakteristiklerinde özellikle genliklerde bir iyileşme olduğu gözlenmiştir.

Kayıplı analizi ve optimizasyonu yapılan kafes yapılarının özellikle yüksek frekanslarda çalışan sistemlerde askeri ve ticari amaçlı uygulamalarda (örneğin dizi anten sistemleri gibi) bir faz kaydırma birimi olarak kullanılmasının son derece elverişli olacağı tahmin edilmektedir.

Sayısal Bir Örnek:

$a > 0 = 1 \text{ Grad/s}$  için  $-90^\circ$  lik bir simetrik LC kafes yapıları faz kaydırma biriminin eleman değerlerinin hesabı aşağıdaki şekildedir:

Frekans + Empedans normalizasyonu yapırsa,

$$R = r - R_n = 0.02 \cdot 50 = 1 \Omega$$

$$R_s = R_L = 50 \Omega$$

$$\theta_{net} = \sqrt{\text{istenen faz kayması}} - 2 = 90 - 2 = 180^\circ$$

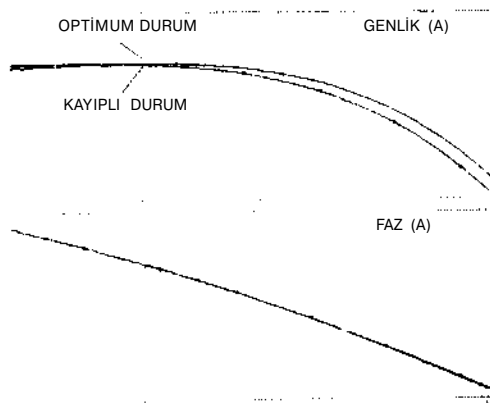
Tip I devresi  $\theta_{net} = 180^\circ$  için

$$L_1 = L_2 = \frac{R_o L_n}{\omega_o} = \frac{50 \cdot 1.0394}{50 \cdot 10^4} = 51.97 \text{ nH}$$

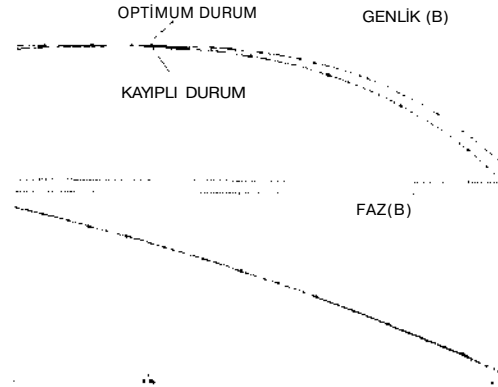
$$C_1 = C_2 = \frac{C_n}{R_o \cdot \omega_o} = \frac{0.4811}{50 \cdot 10^4} = 9.622 \text{ pF}$$

Referanslar:

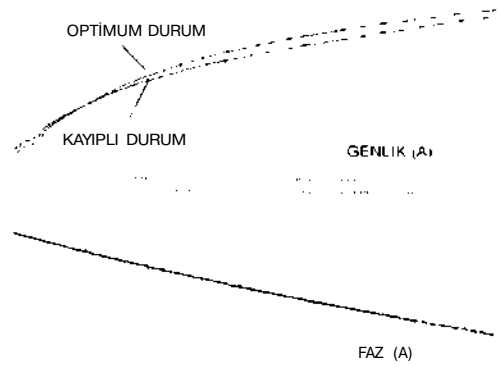
- [1] "New Circuit Topologies To Construct Wide Phase Range, Wide Frequency Band Digital Phase Shifters", M. ÜN, B.S. YARMAN, ECCTD Conference 1995, İstanbul,
- [2] "Electric Circuits 4<sup>th</sup> Ed." J.W.NILSSON, Addison - Wesley Publishing Comp., 1993,
- [3] "Electronic Measurements And Instrumentation", B.M.OLIVER, J.M CAGE, McGraw - Hill, 1986,
- [4] "MATLAB High Performance Numeric Computation And Visualization Software User's Guide", The MathWorks Inc.



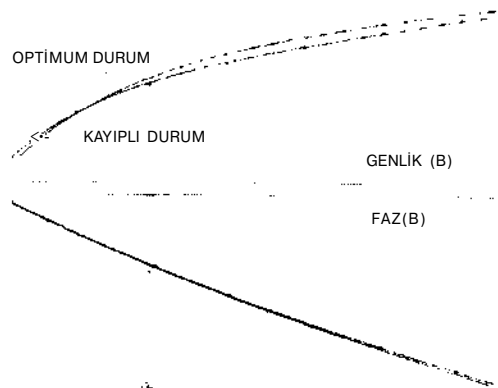
Şekil 5: Tip -1 devresi frekans karakteristikleri



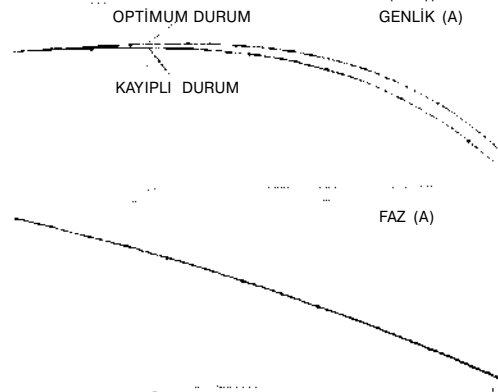
Şekil 6: Tip - I devresi frekans karakteristikleri



Şekil 7: Tip - II devresi frekans karakteristikleri



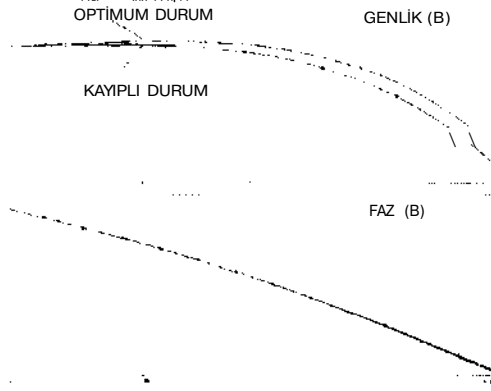
Şekil 8: Tip - II devresi frekans karakteristikleri



Şekil 9: Tip - III devresi frekans karakteristikleri

Tablo 3:  $\omega > \omega_0 = 1$  civarında faz açıları:

| TİP | $\omega_0$<br>(f) | DURUM | $M_u$<br>(rad) | KAYIPLI DURUM FAZ AÇISI<br>(f) | OPTİMİZASYON SOMRASI<br>(Q) |
|-----|-------------------|-------|----------------|--------------------------------|-----------------------------|
| I   | 120               | A     | 0.9999         | -59.875                        | -59.845                     |
| I   | 120               | B     | 0.9999         | 60.050                         | 60.094                      |
| I   | 180               | A     | 0.9999         | -89.986                        | -89.993                     |
| I   | 180               | B     | 1.0002         | 89.973                         | 89.966                      |
| I   | 240               | A     | 0.9999         | -119.950                       | -119.894                    |
| I   | 240               | B     | 0.9999         | 120.125                        | 120.161                     |
| II  | 120               | A     | 0.9999         | -59.930                        | -60.363                     |
| II  | 120               | B     | 1.0002         | 59.363                         | 59.356                      |
| II  | 180               | A     | 0.9999         | -90.163                        | -90.453                     |
| II  | 180               | B     | 0.9999         | -270.163                       | -270.453                    |
| II  | 240               | A     | 0.9999         | -120.587                       | -120.597                    |
| II  | 240               | B     | 0.9999         | -239.930                       | -240.363                    |
| III | 120               | A     | 0.9999         | -59.955                        | -60.004                     |
| III | 120               | B     | 0.9999         | 60.030                         | 60.002                      |
| III | 180               | A     | 0.9999         | -89.997                        | -89.999                     |
| III | 180               | B     | 1.0002         | 89.962                         | 89.960                      |
| III | 240               | A     | 0.9999         | -119.970                       | -120.002                    |
| III | 240               | B     | 1.0002         | 120.001                        | 119.947                     |



Şekil 10: Tip - III devresi frekans karakteristikleri

Tablo 1:  $\omega_0 = 1$  için Normalize Eleman Değerleri Seçim Tablosu

| TİP | $\omega_0$ | $L_1$  | $L_2$  | $C_1$  | $C_2$  | $C_{D1}$ | $C_{D2}$ | $r$  |
|-----|------------|--------|--------|--------|--------|----------|----------|------|
| I   | 120°       | 0.5988 | 1.7928 | X      | X      | 0.8345   | 0.2778   | 0.02 |
| I   | 180°       | 1.0394 | 1.0394 | X      | X      | 0.4811   | 0.4811   | 0.02 |
| I   | 240°       | 1.7965 | 0.5987 | X      | X      | 0.2775   | 0.8335   | 0.02 |
| II  | 120°       | 0.5106 | 1.046  | 3.7235 | 1.4616 | 0.5      | 0.5      | 0.02 |
| II  | 180°       | 0.7394 | 0.7394 | 2.2982 | 2.2982 | 0.5      | 0.5      | 0.02 |
| II  | 240°       | 1.046  | 0.5106 | 1.4616 | 3.7235 | 0.5      | 0.5      | 0.02 |
| III | 120°       | 0.5962 | 1.786  | 0.7674 | 0.2779 | 0.0721   | 0.002    | 0.02 |
| III | 180°       | 1.0304 | 1.0304 | 0.4852 | 0.4851 | 0.0002   | 0.0003   | 0.02 |
| III | 240°       | 1.786  | 0.5963 | 0.2779 | 0.7637 | 0.002    | 0.0758   | 0.02 |

Tablo 2:  $\omega_0 = 1$  civarında zayıflama değerleri  $20\log H(j\omega)$ 

| TİP | $\omega_0$<br>(f) | DURUM | $\omega_0$<br>(rad) | KAYIPLI DURUMDA ZAYIFLAMA (mdB) | OPTİMUM ZAYIFLAMA (mdB) | FARK (mdB) |
|-----|-------------------|-------|---------------------|---------------------------------|-------------------------|------------|
| I   | 120               | A     | 0.9999              | -345.246                        | -340.675                | 4.577      |
| I   | 120               | B     | 0.9999              | -345.659                        | -340.795                | 4.864      |
| I   | 180               | A     | 0.9999              | -345.447                        | -340.801                | 4.646      |
| I   | 180               | B     | 1.0002              | -347.575                        | -340.809                | 6.766      |
| I   | 240               | A     | 0.9999              | -345.659                        | -340.767                | 4.892      |
| I   | 240               | B     | 0.9999              | -345.246                        | -340.766                | 4.480      |
| II  | 120               | A     | 0.9999              | -636.018                        | -688.548                | -52.530    |
| II  | 120               | B     | 1.0002              | -966.443                        | -856.788                | 109.65     |
| II  | 180               | A     | 0.9999              | -854.456                        | -836.179                | 18.277     |
| II  | 180               | B     | 0.9999              | -854.456                        | -836.179                | 18.277     |
| II  | 240               | A     | 0.9999              | -967.614                        | -857.691                | 109.92     |
| II  | 240               | B     | 0.9999              | -636.018                        | -688.548                | -52.530    |
| III | 120               | A     | 0.9999              | -334.706                        | -298.578                | 36.128     |
| III | 120               | B     | 0.9999              | -227.860                        | -215.217                | 12.643     |
| III | 180               | A     | 0.9999              | -282.127                        | -256.462                | 25.665     |
| III | 180               | B     | 1.0002              | -282.187                        | -256.406                | 25.781     |
| III | 240               | A     | 0.9999              | -227.860                        | -215.310                | 12.550     |
| III | 240               | B     | 1.0002              | -335.023                        | -298.698                | 36.325     |