



EMO



KTÜ



TÜBİTAK

ÖNSÖZ

Giderek gelenekselleşen Elektrik Mühendisliği Ulusal Kongrelerinin beşincisinde Trabzon'da buluşuyoruz. EMO ile KTÜ Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nün işbirliği ve TÜBİTAK'ın katkısıyla gerçekleşmekte olan Kongremizin başarılı ve verimli geçmesi umudundayız. Kongre sonuçlarından kıvanç duymak istiyoruz.

Kongre'de, bugüne kadar yapılmış çalışmalar ve yayınlanmış duyurulardan da anlaşılacağı gibi, bilinen yöntemlerin yanı sıra gelecek yıllara deneyim aktarabilecek yeni yaklaşımlar uygulanmaya çalışılmıştır. Bildiri özetlerinin değerlendirilmesine katılan uzman sayısının sistematik olarak artırılması, değerlendirme biçiminin daha da nesnelleştirilmesi, bildiri kitabında yeni yazım ve sunuş biçimlerinin oluşturulması gibi teknik gelişmelerin dışında ilginç olacağı sanılan panellerle güncel sorunların irdelenmesi ve yöresel öğelerle sosyal etkinliklere renk katılması amaçlanmıştır.

Kongrenin hazırlık ve düzenleme çalışmalarında bazı aksaklıklar olmuştur. Öncelikle kongre kararının olması gerekenden daha geç alınabilmiş olması, özet değerlendirme sürecinin posta trafiğinin çok yoğun olduğu bayram dönemlerine rastlaması hem Yürütme Kurulu'nu hem de Kongre'ye katılmak isteyenleri zor durumda bırakmıştır.

Kongrenin düzenlenmesi sırasında edinilen deneyimler ışığında sorunları çözücü ilkesel önerilerin ortaya konması yararlı olacaktır. Bunları kısaca sıralayabiliriz. Örneğin 6. Kongre'nin ya da kısaca EMUK'95'in nerede ve ne zaman yapılacağını şimdiden kararlaştırmak gerekmektedir. Bundan sonra Konferans olarak adlandırılması daha uygun olacak Kongre için sürekli ya da uzun süre görevli bir 'Ulusal Düzenleme Kurulu'nun oluşturulması ve bu Kurul'un temel ilkesel karar ve yöntemleri üretmesi daha elverişli olacaktır. Kongre'nin yapılacağı konumdaki işleri ise 'Yerel Düzenleme Kurulu' üstlenmelidir. 'Bilimsel Değerlendirme Kurulu'nun da ayrıntılı bir sınıflandırma ve nitelik belirlenmesi ile bir kere oluşturulması, yalnızca gelişen koşullara göre güncelleştirilmesi düşünülebilir.

EMUK, böylesi bir yapılaşma ile daha sağlıklı, zaman planlaması daha verimli bir konferansa dönüşecektir kanısındayız. Örneğin bu durumda bildiri lom metinlerinin değerlendirme ve denetim sürecine girmeleri olanaklı kılınacak, şu ana kadar ancak Yürütme Kurulları'nın ayrıntılı olarak bilincine varabildiği teknik sorunlar ortadan kalkacaktır. Konferansda da içerik ve düzey açısından belirli bir iyileştirme sağlanabilecektir. Bunu en yakında, EMUK'95'de gerçekleştirmiş olarak görmek dileğindediriz.

Bilindiği gibi Kongremiz Elektrik, Elektronik-Haberleşme, Kontrol ve Bilgisayar Sistemleri alanlarında bilimsel-teknolojik özgün katkıların tartışılıp değerlendirilmesi ile araştırma, geliştirme, uygulama ve eğitim süreçlerindeki kişi ve kuruluşların birbirleriyle doğrudan iletişimini sağlamayı amaçlamaktadır. Ayrıca sosyal yakınlaşma ve dayanışmaya da

katkıda bulunmaktadır. Ancak Kongre ve onunla birlikte oluşturulan sergi/fuarın çok değerli bir 'Mesleki Eğitim ve Geliştirme' aracı olduğu bilincinin kişi ve kurumlarda daha çok yerleşmesi için çaba gösterme gereği de ortaya çıkmaktadır.

Kongrenin gerçekleşmesini sağlayan, hazırlık ve düzenlemeleri üstlenen KTÜ, EMO ve TÜBİTAK'a, oluşturulmuş olan kurulların üyelerine, ayrıca burada adlarını saymakla bitmeyecek kişi ve kamu - özel - akademik nitelikli kuruluşlara, yardım ve katkıları nedeniyle, Kongre'nin yararlı sonuçlarını paylaşacak olan topluluğumuz adına teşekkürlerimizi sunmak isteriz.

Kongremizin başarılı ve verimli bir biçimde gerçekleşmesi, ülkemiz için bilimsel - teknolojik kazanımlar üretmesi dileğiyle Yürütme Kurulu olarak saygılarımızı iletiriz.

Doç. Dr. Güven ÖNBİLGİN
Yürütme Kurulu Başkanı

ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ 5. ULUSAL KONGRESİ

YÜRÜTME KURULU

Güven ÖNBİLGİN (KTU)
Yakup AYDIN (EMO) Sefa AKPINAR (KTU)
Canan TOKER (ODTÜ) Kaya BOZOKLAR (EMO)
Hasan DINCER (KTU) A.Oğuz SOYSAL (IU)
Abdullah SEZGİN (KTU) İrfan SENLİK (EMO)
Kenan SOYKAN (EMO) Y.Nuri SEVGEN (EMO)

DANIŞMA KURULU

Rasim ALÜEMİR (BARMEK) Mehmet KESİM (Anadolu U)
Teoman ALPTURK (TMMOB) Macit MUTAF (EMO)
Ahmet ALTINEL (TEK) Erdiñç ÖZKAN (PTT)
İbrahim ATALI (EMO) Kamil SOĞUKPINAR (TETSAN)
Ma I ik AVİRAL (ELİMKO) Sedat SİSBOT (METRONİK)
Emir BİRGUN (EMO) Atıf URAL (Kocaeli U.)
Sıtkı ÇİĞDEM (EMO) I. Ata YİĞİT (EMO)
R. Can ERKÖK (ABB) Fikret YÜCEL (TELETAS)
Bülent ERTAN (ODTÜ) Hamit SERBEST (CU)
Uğur ERTAN (BARMEK) Canan TOKER (ODTÜ)
İsa GÜNGÖR (EMO) Nusret YUKSELER (İTU)
Ersin KAYA (Kaynak) Kemal ÖZMEHMET (DEU)
Okyay KAYNAK (Boğaziçi U)

SOSYAL ETKİNLİKLER KURULU

Y. Nuri SEVGEN (EMO)
Necla ÇORUH (PTT) Hatice SEZGİN (KTU)
Esen ÜNKİBAR (TEK) Yusuf TANDOĞAN (PTT)
Abdullah SEZGİN (KTU) Ömer K. YALCIN (TELSER)

SEKRETERLİK HİZMETLERİ

Necini İKİNCİ (EMO) Elmas SARI (EMO)

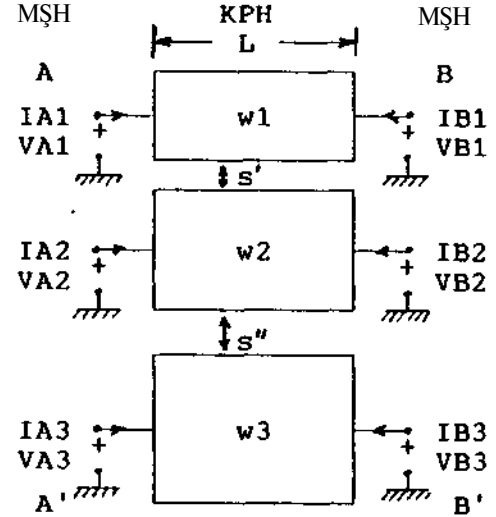
BİLİMSEL DEĞERLENDİRME KURULU

Cevdet ACAR (ITU)
İnci AKKAYA (ITU)
A.Sefa AKPINAR (KTU)
Ayhan ALTINTAŞ (Bi I.U)
Fuat ANDAY (ITU)
Fahrettin ARSLAN (IU)
Murat ASKAR (ODTÜ)
Abdullah ATALAR (BiI.U)
Selim AY (YTU)
Ümit AYGÖLU (ITU)
Atalay BARKANA (Anadolu U)
Mehmet BAYRAK (Selçuk U)
Atilla BİR (ITU)
Galip CANSEVER (YTU)
Kenan DANIŞMAN (Erciyes U)
Ahmet DERVISOGLU (ITU)
Hasan DINCER (KTU)
M.Sezai DINCER (Gazi U)
Günsel DURUSOY (ITU)
Nadia ERDOĞAN (ITU)
Aydan ERKMEN (ODTÜ)
İsmet ERKMEN (ODTÜ)
H.Bülent ERTAN (ODTÜ)
Selçuk GEÇİM (Hacettepe U)
Cem GÖKNAR (ITU)
Remzi GULGUN (YTU)
Filiz GUNES (YTU)
Irfan GÜNEY (Marmara U)
Fikret GÜRGEN (Boğaziçi U)
Fuat GURLEYEN (ITU)
Cemil GURUNLU (KTU)
Nurdan GUZELBEYOĞLU (ITU)
Emre HARMANCI. (ITU)
Altuğ İFTAR (Anadolu U)
Kemal İNAN (ODTÜ)
Asım KASAPOGLU (YTU)
Adnan KAYPMAS (ITU)
Ahmet H. KAYRAN (ITU)
Mehmet KESİM (Anadolu U)
Erol KOCAOGLAN (ODTÜ)
Muhammet KOKSAL (İnönü U)
Hayrettin KÖYMEN (Bil. U)
Hakan KUNTMAN (ITU)
Tamer KUTMAN (ITU)
Duran LEBLEBİCİ (ITU)
Kevork MARDİKİYAN (ITU)
A.Faik MERGEN (ITU)
Avni MORGUL (Boğaziçi U)
Güven ÖNBİLGİN (KTU)
Bülent ÖRENCİK (ITU)
Bülent ÖZGUC (BiI.U)
A.Bülent ÖZGÜLER (BiI.U)
Yiİmaz ÖZKAN (ITU)
Muzaffer ÖZKAYA (ITU)
Kemal ÖZMEHMET (DEU)
Osman PALAMUTCUOGLU (ITU)
Erdal PANAYIRCI (ITU)
Halit PASTACI (YTU)
Ahmet RUMELİ (ODTÜ)
Bülent SANKUR (Boğaziçi U)
M.Kemal SARIOĞLU (ITU)
Müzeyyen SARITAS (Gazi U)
A.Hamit SERBEST (CU)
Osman SEVAİOGLU (ODTÜ)
A.Oğuz SOYSAL (IU)
Taner SENGÖR (YTU)
Emin TACER (ITU)
Nesrin TARKAN (ITU)
Mehmet TOLUN (ODTÜ)
Osman TONYALI (KTU)
Ersin TULUNAY (ODTÜ)
Nejat TUNCAY (ITU)
Atif URAL (Kocaeli U)
Alper URAZ (Hacettepe U)
Gökhan UZGÖREN (IU)
Yi İdirim UCTUĞ (ODTÜ)
Asaf VAROL (Fırat U)
Sıddık B. YARMAN (IU)
Mümtaz YILMAZ (KTU)
Melek YÜCEL (ODTÜ)
Nusret YUKSELER (ITU)
Selma YUNCU (Gazi U)

Mikroşerit Hatlarla Sürülen Koplanar Hatların Admitans Matrisi

Cevdet Işık
İstanbul Teknik Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Fakültesi
80626, Maslak - İstanbul

Özet - Bu analizde, sonlu genişlikli üç iletkeninden her biri iki uçtan bir mikroşerit hat (MŞH) düzenine bağlı olan bir koplanar hat (KPH)'lı yapının admitans matrisinin hesabı verilmektedir. Analizde küple, paralel ve üniform transmisyon hat (KPÜTH) 'larındaki tek ve çift mod uyarmalarına ilişkin quasi-TEM çözümleri kullanılmıştır. Şek.1'de görüldüğü gibi devre düzeninde 6-kapılı bir eleman durumunda bulunan KPH 'in hesaplanan admitans matrisi, KPH iletkenlerinin MŞH'lar ile her türlü uyarma ve sonlandırılması ile bulunabilecek düzenlerin analizinde kullanılabilir. Verilen analiz yöntemi üçten fazla iletkeni olan KPH 'lı düzenlere de genelleştirilebilir.



Şekil 1. Giriş ve çıkışları MŞH 'lara bağlı bir KPH 'in 6-kapılı devre modeli, akım, gerilim ve diğer parametrelerin gösterilimi.

I. GİRİŞ

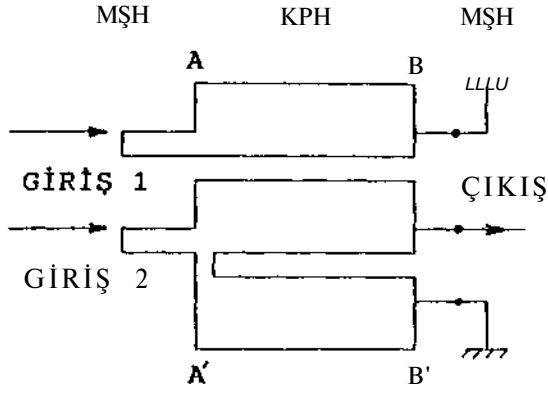
KPH uygulamalarında, çoğunlukla dış iletkenler hattın giriş ve çıkış kapılarında topraklanır ve orta iletken giriş kapısından beslenirken çıkış kapısında yüke bağlanır. Ancak KPH 'ların bu standart düzen dışında kullanıldığı, Şek.2'deki KPH Mı Balun devresinde görüldüğü gibi [1], farklı uygulamalarda bulunabilir. Burada, KPH'ın giriş tarafında her üç iletkende önceki kattan uyarılmakta, çıkış kapısında ise KPH standart yapıda sonlandırılmaktadır. KPH'ın çıkış tarafında da standart dışı sonlandırıldığı uygulamalarda, KPH'ın her bir iletkeni giriş ve çıkış taraflarında ayrı bir kapı oluşturur. Bu devre düzeninde KPH ancak 6-kapılı bir devre ile modellenebilir.

Bu çalışmanın amacı KPH'ın bu 6-kapılı devre düzeni için, KPÜTH 'in çift modlarını kullanan bir analiz yöntemi vererek devrenin admitans matrisini hesaplamaktır. Literatürde, çok iletkenli KPÜTH 'lı düzenlerin empedans/admitans matrisi gibi devre parametrelerinin hesabına ilişkin bir çok çalışma bulunmaktadır. Bunlarda analiz referans iletkenin sonsuz geniş olduğu bir durum için yapılmaktadır. Çok iletkenli homojen KPÜTH

'ların admitans/empedans matrisleri [2]'de, komşu olmayan iletkenler arasında kuplaj olmadığı bir durum için açık olarak verilmiştir. Kuplajın bütün iletkenler arasında olması halinde sistemin analizi [3]'de yapılarak, ABCD parametrelerine ilişkin özdeşlikler verilmektedir. Burada verilen KPH yapısında bulunan bir hat sisteminin devre analizinde kolaylıkla uygulanabilir nitelikte bir admitans matrisi literatürde bulunmamaktadır. Ancak KPH'lı devrelerin artan uygulamaları karşısında bu matrisin ve verilecek bir analiz yönteminin önemli olabileceği açıktır.

II. ANALİZ VE ADMİTANS MATRİSİ

KPH 'in 6-kapılı devre modelindeki kapı gerilimleri ve kapı akımları için kullanılan gösterimler aşağıda verilmiştir (Şek.1):



Şekil 2. KPH "lı Balun Transformatöründe, KPH 'in MŞH 'lar ile sürülme ve sonlandırılması.

$$V_A \hat{=} \begin{bmatrix} V_{A1} \\ V_{A2} \\ V_{A3} \end{bmatrix} ; V_B \hat{=} \begin{bmatrix} V_{B1} \\ V_{B2} \\ V_{B3} \end{bmatrix} ; I_A \hat{=} \begin{bmatrix} I_{A1} \\ I_{A2} \\ I_{A3} \end{bmatrix} ; I_B \hat{=} \begin{bmatrix} I_{B1} \\ I_{B2} \\ I_{B3} \end{bmatrix}$$

V_A ve V_B kapı gerilimleri, KPÜTH "larda bir çift mod gerilimi olarak alınabilecek gerilimler cinsinden yazılabilir:

$$V_A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{bmatrix} ; V_B = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{bmatrix} \quad (1)$$

Burada a_i gerilimleri KPH 'in AA' kesitindeki kapılar için, i. kapı topraklanarak elde edilen çift mod gerilimleridir; b_i ise benzer şekilde BB' kesitindeki kapılar için bulunan çift mod gerilimleridir. Bu gösterilime göre KPH 'in bütün kapı uyarma gerilimleri, AA' ve BB' kesitlerinde üçer çift mod gerilimi cinsinden tek bir şekilde elde edilebilmektedir. (1) bağıntısı, KPÜTH 'ların çift mod çözümlerinden KPH 'in kapı gerilimlerine geçilmesinde kullanılacaktır. Aşağıda verilen işlemlerde önce KPH 'nın çift mod gerilimlerine karşı cevabı olarak kapı akımları belirtilmekte, sonra AA' ve BB' kesitleri için üç çift modun aynı zamanda bulunması halinde KPH 'in toplam kapı akımları elde edilmektedir. Son olarak kapı akımlarını veren ifadeye, çift mod gerilimlerinden kapı gerilimlerine geçilerek admitans matrisi bulunmaktadırlar.

KPH 'in bir çift moda ilişkin kapı akımları, homojen KPÜTH 'lardaki çözümlerden [2,4] yararlanarak aşağıdaki bağıntı ile verilebilir:

ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ 5. ULUSAL KONGRESİ

$$\begin{bmatrix} I_{A1} \\ I_{A2} \\ I_{B1} \\ I_{B2} \end{bmatrix}_k = \frac{1}{S_k} \begin{bmatrix} Y_{01} & -Y_{01}\sqrt{1-S_k^2} \\ -Y_{02} & -Y_{02}\sqrt{1-S_k^2} \\ -Y_{01}\sqrt{1-S_k^2} & Y_{01} \\ -Y_{02}\sqrt{1-S_k^2} & Y_{02} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_k \\ b_k \end{bmatrix} \quad (2a)$$

$$s_k = \tanhy L \quad (2b)$$

$$(Y_{0i})_k = \frac{C}{\sqrt{(\epsilon_{\text{eff}})_k}} C_{ik} \quad (2c)$$

Burada i,j,k KPH 'in iletken numaralarını ve O_{ik} KPH 'in i. ve k. iletkenleri arasındaki birim u/unluğa karşı düşen kapasiteyi ve ayrıca k topraklanmış iletkenin numarasını göstermektedir. Ayrıca etkin dielektrik sabiti $(\epsilon_{\text{eff}})_k$ ve propagasyon sabiti $Y_k = a_k + jP_k$. a_k ve b_k gerilimleri ile AA' ve BB' kesitlerinde uyarılmış çift modlara karşı düşmektedir.

k. çift modda topraklanmış iletken (k. iletken) 'deki akım diğer iki iletkendeki akımlar cinsinden yazılabilir:

$$(I_{A1} + I_{A2})_k \quad (3a)$$

$$C_{>k} = - (I_{B1} + I_{B2})_k \quad (3b)$$

(2) ve (3) bağıntıları bir k. çift mod ($k=1,2,3$) için KPH 'in 6 kapısındaki akımları vermektedir. Buna göre bir k. çift mod için kapı akımları aşağıdaki gösterilimle tanımlanabilir:

$$\begin{bmatrix} (I_{A1})_k \\ (I_{A2})_k \\ (I_{B1})_k \\ (I_{B2})_k \end{bmatrix} \hat{=} \begin{bmatrix} I_{A1} \\ I_{A2} \\ I_{B1} \\ I_{B2} \end{bmatrix}_k$$

$$(I_B)_k \hat{=} \begin{bmatrix} (I_{B1})_k \\ (I_{B2})_k \end{bmatrix} \hat{=} \begin{bmatrix} I_{B1} \\ I_{B2} \end{bmatrix}_k$$

Bütün a_j ve b_j çift modları aynı zamanda uyarıldıklarında KPH 'in kapı akımları, her bir moda ilişkin kapı akımlarının toplamı olarak elde edilir:

$$I_A = \langle A \rangle_1 + \langle A \rangle_2 + \langle A \rangle_3 \quad (4a)$$

$$I_B = (I_B)_1 + (I_B)_2 + (I_B)_3 \quad (4b)$$

Burada $(1^{\wedge})_1$ ve $(1^{\wedge})_i$ akımları i. çift moda ilişkin kapı akımlarını göstermektedir. Bu akım değerlerinin, (2) bağıntılarının doğrudan kullanılmasına izin veren bir matrisel formda yazılması işlemler bakımından daha uygundur:

$$(I_A)_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{A2} \\ I_{A1} \\ I_{R2} \\ I_{R1} \end{bmatrix} \quad (5a)$$

$$(I_R)_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{A2} \\ I_{A1} \\ I_{R2} \\ I_{R1} \end{bmatrix} \quad (5b)$$

$(I_A)_i$ ve $(I_R)_i$, $i = 2,3$ çift modlarına ilişkin kapı akımları da benzer şekilde yazılabilir. (4) bağıntılarında (5) ve (2a) bağıntıları kullanılırsa KPII 'in kapı akımları I_A ve I_R a, ve b_i , $i=1,2,3$ çift mod gerilimleri cinsinden elde edilir. Buradan KPH 6-kapılı devre modelinin admitans matrisine geçmek için, çift mod gerilimlerini kapı gerilimleri cinsinden veren ve (1) 'den ters matris olarak elde edilen bağıntılar kullanılmalıdır:

$$\begin{bmatrix} a \\ \vdots \\ a \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} -1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{A1} \\ V_{A2} \\ V_{A3} \end{bmatrix} \quad (6)$$

b_i ve V_{B1} , $i=1,2,3$ 'ler için de, bu bağıntının benzeri yazılabilir. Buna göre KPH 'in admitans matrisinin elemanları aşağıda belirtilen değerlerde olmaktadır:

$$\begin{bmatrix} I_A \\ I_R \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} Y_1 & Y_2 \\ Y_2 & Y_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \end{bmatrix} \quad (7a)$$

Bu bağıntıdaki akım ve gerilimler KPH 'in kapılarına ilişkin akım ve gerilim sütun vektörlerini göstermektedir. Y_1 ve Y_2 alt matrislerinin elemanları, yazını kolaylığı sağlamak amacı ile $y_1 = Y$ özel hali için aşağıda verilmektedir:

$$Y_2 = -\sqrt{1-s^2} Y_1 \quad ; \quad Y_1 = [y_1 \ y_2 \ y_3] \quad (7b)$$

$$\gg \cdot 4 \begin{bmatrix} (Y_{02} + Y_{03})_1 + (Y_{01})_2 + (Y_{01})_3 \\ - (Y_{02})_1 - (Y_{01} + Y_{03})_2 + (Y_{02})_3 \\ - (Y_{03})_1 + (Y_{03})_2 - (Y_{01} + Y_{02})_3 \end{bmatrix} \quad (7c)$$

$$\gg \frac{1}{s} \begin{bmatrix} (Y_{02} + Y_{03})_1 - (Y_{01})_2 + (Y_{01})_3 \\ (Y_{02})_1 + (Y_{01} + Y_{03})_2 + (Y_{02})_3 \\ (Y_{03})_1 - (Y_{03})_2 - (Y_{01} + Y_{02})_3 \end{bmatrix} \quad (7d)$$

$$y_3 = \frac{1}{s} \begin{bmatrix} (Y_{02} + Y_{03})_1 + (Y_{01})_2 - (Y_{01})_3 \\ (Y_{02})_1 - (Y_{01} + Y_{03})_2 - (Y_{02})_3 \\ (Y_{03})_1 + (Y_{03})_2 + (Y_{01} + Y_{02})_3 \end{bmatrix} \quad (7e)$$

Buradaki $(Y_{0k})_k$ parametreleri (2c) bağıntısı ile verilmektedir. Görüldüğü gibi KPH 'in admitans matrisinin hesabı için KPH 'in iletkenleri arasındaki birim uzunluk başına düşen kapasite değerlerinin ve her bir çift mod için etkin dielektrik sabitleri $(\epsilon_{\text{reff}})_k$ 'nin belirlenmesi gerekmektedir. Bu parametrelerin literatürde verilen analitik çözümleri özel yapılı bazı KPH 'lara ilişkindir. Bu nedenle herhangi bir KPH düzeninin admitans matrisini yazabilmek için gereken parametre değerleri, KPH 'ta sonlu farklar veya sonlu elemanlar gibi sayısal analiz yöntemleri uygulanarak bulunabilir. Bu matrisin literatürde verilen analitik çözümlerden yararlanarak hesabına ilişkin bir örnek verilmektedir.

III. ÖRNEK

Şek.1 'deki KPH 'in admitans matrisi (7) 'de verilen bağıntılara göre yazılmaktadır. Ancak önce KPH 'in iletkenleri arasındaki kapasiteler ve çift modlara ilişkin etkin dielektrik sabitleri bulunmaktadır.

Şek. 1 'deki KPH geometrisinde, $w_1 = w_3 = 1.5$ mm, $w_2 = 18.7$ mm, $L = 13.8$ mm, $s = 0.7$ mm ve dielektrik taban malzemesi (Duroid) sabitleri $\epsilon_r = 2.34$, $h = 0.72$ mm 'dir. Burada $w_1 = w_3 < w_2$ olduğundan $(C_{V,k})_k$ kapasiteleri, asimetrik ve sonlu genişlikli ve iki iletkenli koplanar hatların kapasite ifadelerinden yaklaşık olarak hesaplanabilir. $W_j = w_1 < w_2$ olduğundan:

$$C_{13} = 0 \quad ; \quad C_{12} = C_{22}$$

$$(y_{n1})_3 = (y_{03})_1 = 0$$

$$\epsilon_{\text{reff},k} = \epsilon_{\text{reff},k} \quad ; \quad k = 1,2,3$$

yazılabilir. C_{12} kapasitesi ve ϵ_{eff} dielektrik sahili, asimetrik iki iletkenli ve sonlu kalınlıklı dielektrik tabanlı KPH 'lar için [5] 'ele verilen bağıntılardan yaklaşık olarak hesaplanabilir:

$$C_{12} = 0.031i \frac{\text{fF}}{\text{mm}} \quad ; \quad \epsilon_{eff} = 1.31$$

$$Y_0 = 0.00815\Omega$$

KİMİ 'taki $y_k = a_k - j p_k$, $k=1,2,3$ propagasyon sabitlerinin değerleri genel olarak her bir çifti mod için farklı olur. Zira a_k kayıp faktöründeki dielektrik, ışınma ve iletken kayıpları iletkenler üzerindeki akım yoğunluğunun dağılımına bağlıdır ve bu akımı dağılımları da uyarılan her bir mod için farklı olur. Propagasyon kayıp sabitinin her hangi bir KİMİ için belirlenmesi, bu nedenle, analitik bağıntılarla veya deneysel yöntemlerle ayrı bir inceleme yapılmasını gerektirir. Bu örnekte KPH'm simetrisi ve ona iletkenin çok geniş olmasının getirdiği kolaylıkla yaklaşık olarak bütün modlar için kayıplar eşil alınmıştır. Propagasyon faz sabiti ise bütün çift modlar için aşağıdaki bağıntıdan hesaplanabilir:

$$s = \frac{1}{\epsilon_{eff}} \quad ; \quad Y = a + jP$$

Burada c : ışığın boşluktaki hızı , ω : açısal frekans, $\epsilon_{eff} = 1.31$ 'dir.

Yukarıda verilen parametre değerlerine göre (7) bağıntılarından KPH 'in admittans matrisini belirleyen Y_1 matrisi yazılabilir:

$$Y_1 = \frac{Y_0}{s} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ -1 & 2 & -1 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix}$$

Bu örnekte verilen KPH üzerinde ayrıca çeşitli sonlandırmalar altında yapılan ölçmelerle KPH 'in bir MŞH 'a gösterdiği yansıma katsayıları belirlenerek, sayısal sonuçlar deneysel olarak kontrol edilmiştir. Hesap sonuçlarının deneysel olanlarla iyi bir uyum gösterdiği görülmüştür.

IV. SONUÇ

Bu çalışmada sonlu genişlikle iletkenleri olan KPH 'ların bütün iletkenlerinin istenildiği gibi sürülme veya sonlandırılma koşullarında analizine imkan veren 6-kapılı bir devre modeline ilişkin admittans matrisi elde edilmiş bulunmaktadır. Analizde ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ 5. ULUSAL KONGRESİ

kullanılan yöntem sonlu genişlikte 3 'den ilaha la/la iletkeni bulunan KİMİ devrelerine de uygulanabilir. Verilen admittans ifadesinin kullanılabilmesi için, KİMİ iletkenleri arasındaki kapasitelcin \e uyarılan modlara ilişkin etkin dielektrik sahilleri ve propagasyon kayıp faktörü teriminin belirlenmiş olması gerekmektedir.

KAYNAKLAR

- [1] Cornish, W. 1): " Micro\wave frequency dividers: Devices and Applications ", İF.F Proc, Vol. 129, No. 3, June 1982, pp. 20S-212
- [2] Venzel, R. J.: " Exact design of TEM microwave networks using quarter-wave lines ", İFKR Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. MİT-12, No. 1, Jan. 1964, pp. 94-111
- [3] Vijai K. T.: " Asymmetric coupled transmission lines in an inhomogeneous medium ", IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech. Vol. MİT-23, No. 9, Sept. 1975, pp. 734-739.
- [4] Lxvy, R : "A general equivalent circuit transformation for distributed networks", IEEE Trans. on Circuit Theory, Vol. CT-12 No. 3, Sepi. 1965, pp. 457-488
- [5] Reinnut K. Fİ.: Handbook of Microwave Integrated Circuits, Artech House Inc. 1987, pp. 457-4X8.



Cevdet Işık Mansurlu-Adana ilçesinde doğdu (06.10.51). Lisans ve Y.Lisans öğrenimini İTÜ Elektrik Fakültesinde yaptı (1977). Doktora öğrenimini de yine aynı fakültede Mikrodalga Tekniği dalında tamamladı (1985). 1977 yılından beri İTÜ Elektrik-Elektronik

Fakültesinde çalışmaktadır. Mikrodalgalarda çok cemanlı yarı iletken osilatör devreleri, mikroşerit antenler ve mikrodalga pasif düzenler konularında uygulamalı araştırmalar yapmaktadır.

DİKDÖRTGEN MİKROŞERİT ANTEN PARAMETRELERİ ÜZERİNDE DİELEKTRİK KAPLAMA TABAKASININ ETKİLERİ

Kerim GÜNEY

Erciyes Univ., Müh. Fak., Elektronik Böl., 38090 KAYSERİ

ÖZET: Dielektrik kaplama tabakasının dikdörtgen mikroşerit antenin karakteristik parametreleri üzerindeki etkilerini belirleyebilmek için, basit bir model sunulmuştur. Bağlı permitivite sabiti yerine dinamik permitivite sabiti, fiziksel boyutlar yerine de efektif boyutlar kullanılmak suretiyle, yama kenarlarındaki kenar alanlarının ve dielektrik homojensizliğin etkileri, etkin bir şekilde modele dahil edilmiştir. Bu modelin doğruluğu farklı kaynaklardan alınan deneysel ve teorik verilerle test edilmiş ve bu modelden elde edilen sonuçların, deneysel sonuçlarla çok daha iyi bir uyumluluk içinde olduğu görülmüştür.

1. GİRİŞ

Bir çok uygulamada, mikroşerit antenlerinin ve mikroşerit anten dizilerinin sıcaklık, yağmur, kar ve sis gibi çevresel etkenlerden ve fiziksel zararlardan korunması için, bu antenler ve dizileri dielektrik tabaka ile kaplanır. Dielektrik kaplamanın varlığı, bu antenlerin performansını önemli derecede etkilemektedir. Rezonans frekansındaki kayma, antenin dar band genişliğinden büyük olabilmektedir. Yüzey dalgalarının uyarımı, artmaktadır. Seri-besleme anten dizisi üzerindeki dielektrik kaplama tabakası, hem genliği, hem de faz dağılımlarını etkilemektedir. Bu etkiler, demet yönünde değişikliğe, yan demet seviyesinde yükselişe ve dizinin band dışında çalışmasına sebep olmaktadır.

Dielektrik ile kaplı mikroşerit yama antenlerin temel özellikleri, dielektrik kaplama tabakası ile toprak düzlemi üzerindeki elektrik dipolünün alanlarına göre referans [1]'de tartışılmıştır. Dielektrik kaplamanın sebep olduğu dikdörtgen mikroşerit antenin rezonans frekansındaki kısmi değişme, eşdeğer transmisyon hattı ile modellenen yamanın efektif dielektrik sabitinin hesaplanması ile referans [2]'de belirlenmiştir. Ancak referans [2]'de

yapılan bu çalışmada, kaplamanın sebep olduğu efektif dielektrik sabitindeki değişme hesaba dahil edilmiş fakat buna karşılık gelen kenar etkilerindeki değişme ihmal edilmiştir. Kenar etkilerindeki değişmeyi ihmal etmeyen bir çalışma, referans [3]'de spektral domende varyasyonel metodu [4] kullanılarak yapılmıştır. Bu bildiride de bu değişme, birleştirilen varyasyonel metodu ve TTL metodu [5] vasıtasıyla modele dahil edilmiştir. Dielektrik kaplı dikdörtgen mikroşerit antenlerin giriş empedansının ve ortak kuplajın belirlenmesi [6]'da, rezonans frekansının deneysel olarak belirlenmesi de [7]'de sunulmuştur. Kayıplı ve kayıpsız kaplama tabakasının, yüzey dalga uyarımı ve ışınım karakteristikleri üzerindeki etkileri [8]'de tartışılmıştır. Wiener-Hopf tekniğine dayanan bir analiz de, referans [9] da sunulmuştur. Kaplama tabakası, mikroşerit antenin performansını arttırmak için de kullanılabilir. Yaklaşık yönsüz bir ışınım diyagramı elde etmek için bir kriter [10]'da, kazanç yükseltme metodu [11]'de verilmiştir. Kaplamanın ışınım diyagramı üzerindeki etkileri konusunda deneysel bir çalışma, [12]'de yapılmıştır. Çok kaplı-devre modelleme tekniği, [13] de dielektrik tabaka ile ince tabanlar üzerindeki dikdörtgen yama antenlere uygulanmıştır. Dielektrik kaplı dikdörtgen mikroşerit antenin rezonans frekansını deneysel sonuçlarla çok iyi bir uyumluluk içinde hesaplayan çalışmalar, [14-15]'de yapılmıştır. Referans [14]'de sunulan metod, bilgisayar yardımıyla tasarım (CAD) için uygun değildir. Bu bildiride kullanılan ve [15]'de de sunulan metod ise, CAD için çok uygundur. Dielektrik kaplı dikdörtgen mikroşerit antenlerin TTL-Transmisyon hat modeli ile analizi de referans [5]'de verilmiştir.

Yukarıda belirtilen referanslarda yapılan çalışmalar incelenecek olursa, bu çalışmaların büyük bir çoğunluğunun ya deneysel çalışma ya da CAD için uygun olmayan bir çalışma olduğu

görülür. CAD için uygun olan çalışmalarda elde edilen sonuçlarda, deneysel sonuçlarla çok iyi bir uyumluluk içinde değildir. Bu sebeplerden dolayı bu bildiride, dielektrik ile kaplı dikdörtgen mikroşerit antenin rezonans frekansı, rezonansdaki giriş empedansı ve rezonans frekansındaki kayması için deneysel sonuçlarla çok iyi uyumluluk içinde teorik sonuçlar veren basit ifadeler sunulmuş ve anten tasarımcılarına gerekli uyarılarda bulunulmuştur. Sunulan model, CAD için uygundur.

2. ANALİZ

2.1 Rezonans Frekansı

Şekil-1'de gösterilen dielektrik kaplı dikdörtgen mikroşerit antenin rezonans frekansı, referans [16]'da dielektrik kaplı olmayan mikroşerit anten için önerilen aşağıdaki ifadede hesaplanabilir.

$$f_{mn} = \frac{c_0}{2\sqrt{\epsilon_{dyn}}} \left[\left(\frac{n}{L_e} \right)^2 + \left(\frac{m}{W_e} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (1)$$

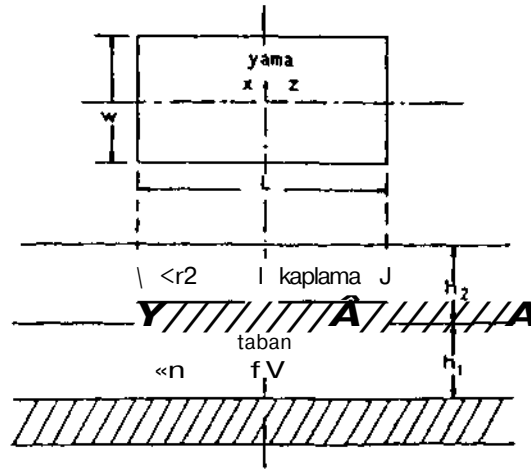
Burada c_0 boşlukta elektromagnetik dalgaların hızı, ϵ_{dyn} dielektrik kaplı yamanın dinamik permitivitesi, L_e ve W_e sırasıyla efektif uzunluk ve genişliktir. Efektif uzunluk L_e ,

$$L_e = L + \frac{(W - W) c (W) + 0.3}{2 G_e(W) - 0.258} \quad (2)$$

ifadesinden belirlenir. Burada L ve W sırasıyla yamanın fiziksel uzunluğu ve genişliği, $c_e(W)$ kaplamalı hattın efektif dielektrik sabiti, W_{eq} düzlemsel dalga kılavuzu modelinden elde edilen eşdeğer genişliktir ve

$$W_{eq} = \frac{120nh_1}{Z(W, h_1, h_2, \epsilon_{r1}, \epsilon_{r2}) \sqrt{\epsilon_e(W)}} \quad (3)$$

ile verilir. Burada ϵ_{r1} ve ϵ_{r2} sırasıyla tabanın ve kaplamanın bağıl permitiviteleri, h_1 ve h_2 sırasıyla ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ 5. ULUSAL KONGRESİ



Şekil 1-1 Kaplamalı mikroşerit anten

tabanın ve kaplamanın yükseklikleri, $Z(W, h_1, h_2, \epsilon_{r1}, \epsilon_{r2})$ ise genişliği W olan kaplamalı mikroşerit hattın karakteristik empedansıdır. Kaplamalı hattın efektif dielektrik sabiti,

$$\epsilon_e(W) = \left[\frac{Z(W, h_1, h_2, \epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = 1)}{Z(W, h_1, h_2, \epsilon_{r1}, \epsilon_{r2})} \right]^2 \quad (4)$$

ifadesinden hesaplanır. Denklem (4)'de $Z(W, h_1, h_2, \epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = 1)$, hava mikroşerit hattın karakteristik empedansıdır. Karakteristik empedanslar, birleştirilen varyasyonel metodu ve TTL metodu [5] vasıtasıyla belirlenebilir. Efektif genişlik W_e , (2)-(4) denklemlerinde L_e , L , W ve W_{eq} 'nin sırasıyla W_e , W , L ve L ile yer değiştirmesi suretiyle elde edilir.

Referans [17]'de verilen dinamik permitivite ifadesi, yalnız tek bir tabaka için geçerlidir. Bu ifadenin dielektrik kaplı yama antene uygulanabilmesi için,

$$\epsilon_{dyn} = \frac{c_{dyn}(\epsilon_{r1}, \epsilon_{r2})}{C_{dyn}(\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = 1)} \quad (5)$$

şeklinde yazılması gerekir. Burada $C_{dyn}(\epsilon_{r1}, \epsilon_{r2})$ ve $C_{dyn}(\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = 1)$ sırasıyla dielektrik tabakanın ve havanın varlığında yamanın toplam dinamik kapasitanslarıdır. Dielektrik tabakanın varlığındaki toplam dinamik kapasitans, aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$C_{dyn}(\epsilon_{r1}, \epsilon_{r2}) = C_{o, dyn}(\epsilon_{r1}) + 2C_{el, dyn}(\epsilon_{r1}, \epsilon_{r2}) + 2C_{e2, dyn}(\epsilon_{r1}, \epsilon_{r2}) \quad (6)$$

Burada $C_{o, dyn}(\epsilon_{r1})$, dielektrik kaplamadan etkilenmeyen ve kenar alanını hesaba dahil etmeyen yamanın tam altındaki esas alandan dolayı dinamik kapasitansdır. Bu kapasitans,

$$C_{o, dyn}(\epsilon_{r1}) = \frac{CGWL}{r_1 r_2 h} = \frac{C_{o, stat} \epsilon_{r1}}{r_1 r_2 h} \quad (7)$$

şeklinde ifade edilebilir. Burada γ_n ve r , n . ve m . rezonans modu için mod alan dağılımını hesaba dahil eder ve

$$\gamma_i = \begin{cases} 1, & i=0 \text{ için} \\ 2, & i \neq 0 \text{ için} \end{cases} \quad (8)$$

ile verilir. Yamanın L uzunluğunun ve W genişliğinin bir kenarı boyunca dinamik kenar kapasitansları,

$$C_{el, dyn}(\epsilon_{r1}, \epsilon_{r2}) = \frac{1}{\gamma_n} C_{el, stat}(\epsilon_{r1}, \epsilon_{r2})$$

$$C_{e2, dyn}(\epsilon_{r1}, \epsilon_{r2}) = \frac{1}{m} C_{e2, stat}(\epsilon_{r1}, \epsilon_{r2}) \quad (9)$$

olarak elde edilir. $C_{e1, stat}(\epsilon_{r1}, \epsilon_{r2})$,

$$C_{e1, stat}(\epsilon_{r1}, \epsilon_{r2}) = \frac{1}{2} \left[\frac{Z(W, h_1, h_2, \epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = 1)}{C_{o, stat}(W, h_1, h_2, \epsilon_{r1}, \epsilon_{r2})} - \frac{e e W}{h_1} \right] L \quad (10)$$

ifadesinden belirlenir. Diğer statik kenar kapasitansı $C_{e2, stat}(\epsilon_{r1}, \epsilon_{r2})$ ise, (10) denkleminde W ile L nin karşılıklı yer değiştirmesi ile elde edilir.

2.2 Rezonans Frekansındaki Kayma

Anten dielektrik kaplamaya maruz bırakıldığında, dinamik permitivite de ve efektif boyutlarda değişme olacağı ve bu değişimin de antenin rezonans frekansında bir kaymaya sebep olacağı

Bölüm 2.1'deki analizden açıkça görülmektedir. Dielektrik kaplama tabakasına sahip dikdörtgen mikroşerit antenin rezonans frekansındaki bu kayma, aşağıdaki ifadeden belirlenebilir.

$$Af = f - f_{mn} \quad (11)$$

Burada f_{mn} ve f sırasıyla, kaplamaya sahip olan ve olmayan dikdörtgen mikroşerit antenlerin rezonans frekansıdır. Kaplamasız dikdörtgen mikroşerit antenin rezonans frekansı, $h^2=0$ alınarak denklem (1)'den belirlenir.

2.3 Giriş Empedansı

Dielektrik kaplamanın sebep olduğu rezonans frekansındaki değişme, mikroşerit antenin giriş empedansını etkiler. Çünkü giriş empedansı, rezonans frekansının bir fonksiyonudur. Dikdörtgen mikroşerit antenin giriş empedansı ile rezonans frekansı arasındaki bağıntı, aşağıdaki şekilde ifade edilebilir.

$$Z = \frac{R}{1 + Q_i^2 \left[\frac{f}{f_r} - \frac{f_r}{f} \right]^2} + j \left\{ X_L - \frac{RQ_i \frac{f}{f_r} - \frac{f_r}{f}}{1 + Q_i^2 \left[\frac{f}{f_r} - \frac{f_r}{f} \right]^2} \right\} \quad (12)$$

Burada, R paralel RLC rezonans devresi [18] ile modellenebilen ve hakim moda çalışan dikdörtgen mikroşerit antenin rezonans direnci, Q_i toplam kalite faktörü ve X_L koaksiyel besleme probunun etkisini modele dahil eden endüktif bir reaktans terimidir.

Dikdörtgen mikroşerit antenin en düşük mod çalışmasındaki giriş empedansının, $\sin^2[27\text{tbf} (n c e) ^{1/2}]$

ile orantılı olduğu rezonatör modelinden [18] faydalanarak gösterilebilir. Burada b , yamanın merkezi ve besleme probunun orta noktası arasındaki mesafedir. Rezonansda dielektrik kaplamalı ve kaplamasız empedanslar arasındaki bağıntı, aşağıdaki gibi yazılabilir.

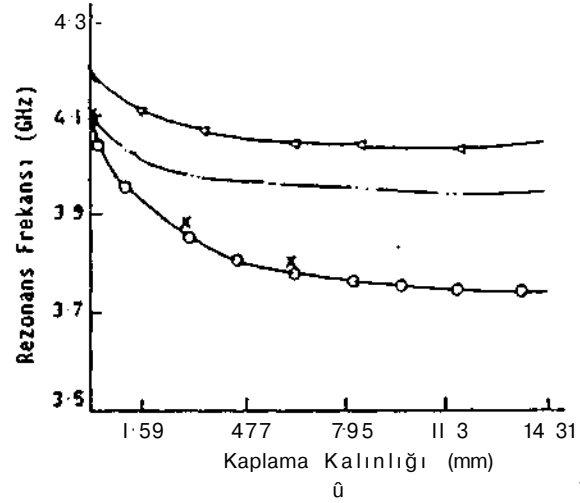
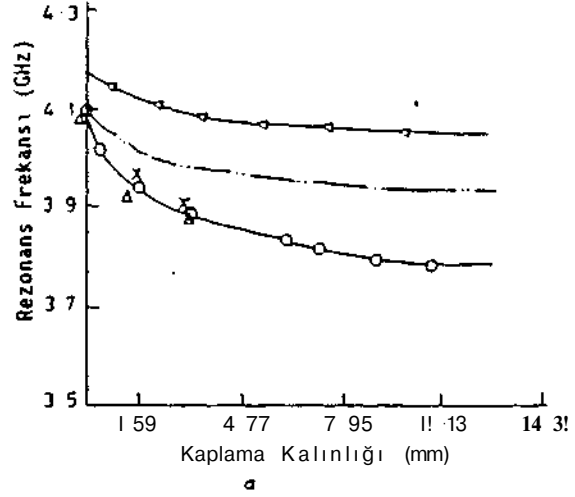
$$\frac{R}{R'} = \frac{\sin^2[2nbf (M C e) ^{1/2}]}{\sin^2[2nbf_{mn} (M_o \epsilon_o \epsilon_{dyn}) ^{1/2}]} \quad (13)$$

Burada, R ve R' sırasıyla dielektrik kaplamalı ve kaplamasız empedanslar, c'_y ise dielektrik kaplamasız dinamik permitivitedir.

3. SONUÇLAR

Denklem (1) kullanılarak elde edilen teorik rezonans frekansı sonuçları, [2,5,14]'de elde edilen teorik ve deneysel sonuçlarla Şekil-2'de karşılaştırılmıştır. Deneysel sonuçlarla en iyi uyumluluk içinde olan sonuçların, bu çalışmada verilen modelden elde edilen sonuçlar olduğu Şekil-2'den açıkça görülmektedir. Bunun sebebi olarak bu çalışmada bağıl permitivite yerine dinamik permitivitenin, fiziki boyutlar yerine de efektif boyutların kullanılması gösterilebilir. Ayrıca kaplamanın sebep olduğu dinamik permitivitedeki ve efektif boyutlardaki dolayısıyla kenar etkilerindeki değişimler, bu çalışmada ihmal edilmemiştir. Böylece, mod alan dağılımı, ışınım yapan ve yapmayan kenarlar boyunca kenar kapasitansları ve dielektrik homojensizliğin etkileri etkin bir şekilde modele dahil edilmiştir. Dielektrik kaplama kalınlığı artarken antenin rezonans frekansının % 8-10 civarında düşebileceği, Şekil-2'den görülmektedir. Bu bildiriye sunulan model haricindeki modellerden bulunan teorik değerlerle deneysel değerler arasındaki fark, kaplamanın dielektrik sabitinin ve kalınlığının artması ile artmaktadır. Bu bildiriye sunulan modelde ise, bu fark azalmaktadır. Dolayısıyla bu model, elektriksel olarak kalın dikdörtgen mikroşerit antenler için de kullanılabilir. Referans [19]'da Güney tarafından deneysel sonuçlarla çok iyi uyumluluk içinde teorik sonuçlar verecek şekilde elektriksel olarak kalın-kaplamasız dikdörtgen mikroşerit antenler için elde edilen rezonans frekansı ifadesi de, elektriksel olarak kalın - kaplamalı dikdörtgen mikroşerit antenlerin rezonans frekansını hesaplamak için modifiye edilerek kullanılabilir.

Farklı kaplama kalınlıkları için, bu çalışmada sunulan modelden elde edilen teorik rezonans frekansındaki kayma ve dönme kayıpları, Seki 1-3'de ölçülen sonuçlarla karşılaştırılmıştır. Dönme kayıpları, denklem (13) ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ 5. ULUSAL KONGRESİ



xxx deneysel [14] <--> [2]
 — [5] 'o Bu model

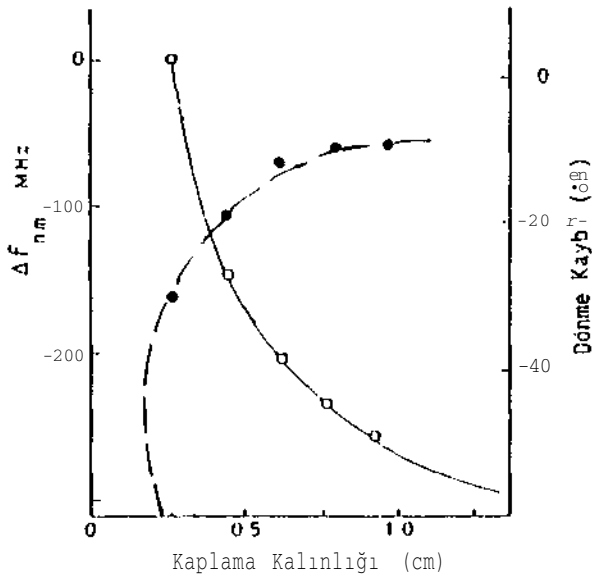
Seki 1-2 Farklı metodlardan hesaplanan rezonans frekansının deneysel sonuçlarla karşılaştırılması a) RT-Duroid kaplama, b) Plexiglass kaplama

den hesaplanmıştır. Elde edilen teorik sonuçların, deneysel sonuçlarla çok iyi bir uyumluluk içinde olduğu Seki 1-3'den görülmektedir. Kaplamanın sebep olduğu giriş empedansındaki değişme, besleme ile anten arasında uyumsuzluğa sebep olmaktadır. Bu uyumsuzluk, aynı besleme noktası için kaplama kalınlığı artıkça artmaktadır.

Dielektrik kaplamanın ışınım diyagramı üzerindeki etkileri ile ilgili deneysel [12] bir çalışmada elde edilen H-düzlem ışınım diyagramı, Şekil-4'de

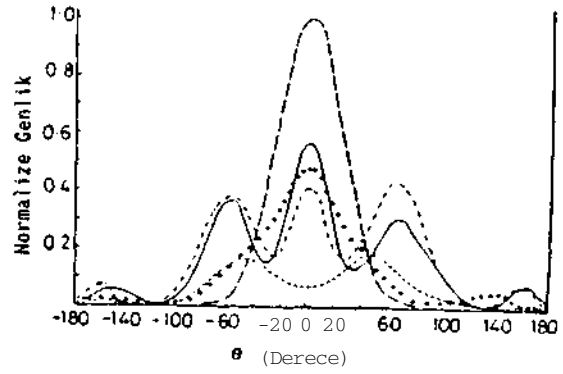
verilmiştir. Yüksek dielektrik taban kalınlığına sahip antenin ışın diyagramının, dielektrik kaplama kalınlığına bağlı olarak iki veya üç demete dönüştüğü Seki 1-4'den görülmektedir. Aynı sonuç, [20]'de verilen bilgisayar programı yardımıyla teorik olarak da elde edilebilmektedir. Çok yüksek kaplama kalınlıklarında rezonans frekansında ve voltaj yansıtma katsayısında pek fazla değişiklik olmamakla birlikte, ışın diyagramının şekli kaplama kalınlığına bağlı olarak iki veya üç demete dönüşebilmektedir. Anten diyagramını asıl etkileyen parametrenin, kaplama kalınlığı değil kaplama kalınlığının sebep olduğu dinamik permittivitedeki değişme olduğu yapılan bilgisayar analizinden belirlenmiştir.

Sonuç olarak, dielektrik kaplamanın dikdörtgen mikroşerit antenin rezonans frekansım, giriş empedansım ve ışın diyagramını etkilediği ve diğer anten parametrelerini de buna bağlı olarak



- ooooo Deneyisel Af [7]
- Deneyisel dönme kaybı [7]
- Af , bu model
- - - Dönme kaybı, bu model

Seki 1-3 Rezonans frekansındaki kaymanın ve dönme kaybının, kaplama kalınlığı ile değişimi ($\epsilon_r = \epsilon_r' = 2.32$, $\epsilon_r'' = 0$, $\text{prop yarıçapı} = 0.125 \text{ cm}$, $W = 2.8 \text{ cm}$, $L = 2.55 \text{ cm}$, $h_1 = 0.318 \text{ cm}$)



| | h_2/λ | h_2/λ |
|---------|---------------|---------------|
| --- | 0.00 | --- 0.52 |
| | 0.14 | — 0.58 |
| - . - . | 0.35 | |

Şekil-4 Kaplama kalınlığı ile ışın diyagramının değişimi ($\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = 9.8$, $h = 0.635 \text{ mm}$, $W = 7.95 \text{ mm}$, $L = 4.58 \text{ mm}$, $X = A \cdot \langle \cdot \cdot \cdot \rangle$: boşluktaki-dalga boyu)

etkileyeceği sunulan modelden açıkça görülmektedir. Bu durum, dielektrik kaplama ile mikroşerit anten tasarımında mutlaka göz önüne alınmalıdır. Bu model, çok tabakalı tabanlı ve kaplamalı antenler için de kullanılabilir, $h_2 = 0$ alındığında bu model, kaplamaya sahip olmayan anten için kullanılabilen bir modeldir.

KAYNAKLAR

- [1] ALEXOPOULAS, N.G., and JACKSON, D.R.: 'Fundamental superstrate (cover) effects on printed circuit antennas', IEEE Trans., AP-32, (8), 1984, pp. 807-816.
- [2] BAHL, I.J., BHARTIA, P., and STUCHLY, S.S.: 'Design of microstrip antennas covered with a dielectric layer', IEEE Trans., AP-30, (2), 1982, pp. 314-318.
- [3] VAITHEESWARAN IYER, S.M., and KAREKAR, R.N.: 'Edge effects for resonance frequency of covered rectangular microstrip patch antenna', Electron. Lett., vol. 27, (17) 1991, pp. 1509-1511.
- [4] YAMASHITA, E., and MITTRA, R.: 'Variational method for the analysis of microstrip antennas', IEEE Trans., AP-32, (8), 1984, pp. 817-821.

- sis of microstriplines', IEEE Trans., MTT-16, 1968, pp.251-256.
- [5] VERMA, A.K., et al.:Analysis of rectangular patch antenna with dielectric cover', IEICE Trans. (Japan), E-4, (5), 1991, pp. 1-6.
- [6] HANSEN, V., and PATZOLD, M.: 'Input impedance and mutual coupling of rectangular microstrip patch antennas with a dielectric cover' Proc. European Microwave Conf., 1986, pp. 643-648.
- [7] BHATACHARYYA, A., and TRALMAN, T. 'Effects of dielectric superstrate on patch antenna', Electron. Lett., 24, (6), pp. 356-358.
- [8] HOORFAR, A., GUPTA, K.C., and CHANG, D.C.: 'Effects of cover layer on radiation and surface waves of a microstrip patch antenna', Microwave and Optical Tech. Letters, 3, (1), 1990, pp. 31-38.
- [9] TU, Y.: Edge admittance and mutual coupling in rectangular microstrip patch antennas with a dielectric cover layer, PhD Thesis, University of Colorado at Boulder 1987.
- [10] ALEXOPOULAS, N.G., and JACKSON, D.R., and KATEHI, P.B.: 'Criteria for nearly omnidirectional radiation patterns for printed antennas', IEEE trans., AP-33, (2), 1985, pp. 195-205.
- [11] JACKSON, D.R., and ALEXOPOULAS, N. G.: 'Gain enhancement methods for printed circuit antennas', IEEE trans., AP-33, (9), 1985, pp. 976-987.
- [12] AFZALZADEH, R., and KAREKAR, R.N. 'Effect of dielectric protecting superstrate on radiation pattern of microstrip patch antenna', Electron. Lett., vol. 27, (13), 1991, pp. 1218-1219.
- [13] BENALLA, A., and GUPTA, K.C.: 'Multiport network model for rectangular microstrip patches covered with a dielectric layer', IEE Proc, Pt.H, vol.137, 1990, pp. 377-383.
- [14] DANIEL, J.P., PENARD, E., TERRET, C.: 'Design and technology of low cost printed antenna', in JAMES, J.R., and HALL, P.S.: 'Handbook of microstrip antenna. Vol.1, Peter Peregrinus Ltd., 1989, pp.592-597.
- [15] VERMA, A.K., and ROSTAMY, Z.: 'Modified Wolff model for resonance frequency of covered rectangular microstrip patch antenna', Electron. Lett., vol. 27, (30), 1991, pp. 1850-1852.
- [16] LONG, S.A., and GARG, R.: 'Resonant frequency of electrically thick rectangular microstrip antenna', Electron. Lett., 23, (21), 1987, pp. 1149-1151.
- [17] WOLFF, I., and KNOPPIK, N.: 'Rectangular and circular microstrip disk capacitors and resonators', IEEE Trans., MTT-22, (10), 1974, pp. 857-864.
- [18] BAHL, I.J., and BHARTIA, P.: 'Microstrip antenna', Artech House, MA, 1980.
- [19] GÜNEY, K.: 'A new edge extension expression for resonant frequency of electrically thick rectangular microstrip antenna', International Journal of Electronics'de yayınlanması kabul edilmiştir, 1993.
- [20] POZAR, D.M., Antenna design using personal computers, Artech House, 1985.



Kerim Güney, 1962 yılında İsparta'nın Gelendost ilçesinde doğdu, tik, orta ve lise tahsilini İsparta'da tamamladı. 1983 yılında, Erciyes Univ. Müh. Fak. Elektronik Bölümünden mezun oldu ve aynı yıl bu bölümde Araş. Gör. olarak göreve başladı. 1985 yılında İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik ve Haberleşme Ana Bilim Dalında Yüksek Lisans öğrenimine başladı ve 1988 yılında Yüksek Mühendis unvanı aldı. Aynı yıl Erciyes Üniv. Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik Ana Bilim Dalında Doktora öğrenimine başladı. 1991 yılında Doktor unvanı aldı. 1992 yılından beri, aynı üniversitede Yar. Doç. Dr. olarak çalışmaktadır. İlgi alanı, mikroşerit antenlerdir.

ÖZET : Besleme devresinin bütün etkilerini kapsayacak şekilde mikroşerit anten dizilerinin kayıplarının ve ışımalarının analizi, yüzey akım modeline dayanan bir metodla yapılmıştır. Ayrıca besleme devresinin, seri-besleme mikroşerit anten dizilerinin ışım diyagramı üzerindeki etkileri de, tam-dalga ayrık-görüntü tekniği ile belirlenmiştir. Her iki metodun nümerik analizinden farklı anten dizileri için elde edilen sonuçlar, deneysel sonuçlarla da karşılaştırılarak sunulmuştur.

1. GİRİŞ

Mikroşerit anten dizileri, hafifliğin, küçük hacimliliğin ve ince biçimliliğin önemli olduğu uydu haberleşmesinde ve uzay araçlarında geniş bir şekilde kullanılmaktadır [1].

Bu çalışmanın amacı, besleme devresinin bütün etkilerini kapsayacak şekilde mikroşerit anten dizilerinin kayıplarının ve ışımalarının analizini sunmaktır. Besleme devresinin etkileri konusunda, literatürde çeşitli çalışmalar yapılmıştır [1-5]. Özellikle çözümleri moment metoduna ve eşlenik gradyent metoduna dayanan çalışmalar [2-3], uzun hesaplama zamanı gerektirmektedirler ve bu sebepten dolayı da genel tasarım amaçları için pratik değildirler. Bu çalışmada sunulan metod, bu dezavantajları ortadan kaldıran ve yüzey akımı modeline [4, 6] dayanan bir metoddur.

Bu çalışmada ayrıca besleme devresinin, seri-besleme mikroşerit anten dizilerinin ışım diyagramı üzerindeki etkileride verilmiştir. Bu tür beslemenin seçilmesinin sebebi, bu tür beslemenin besleme-hattı uzunluğunu ve besleme-hattı ışımalarını minimuma indirmesidir. Analiz, tam-dalga ayrık görüntü tekniği [5,7] ile yapılmıştır. Bu metodun seçilmesinin sebebi ise, Sommerfeld-tipi integrallerin, bu metod vasıtasıyla bilinen nümerik integral metodlarına göre daha pratik olarak çözülebilmesidir. Ayrıca bu metod, herhangi bir tam-dalga bilgisini kaybetmeksizin spektral domen Drob-

Temini uzay domen problemine dönüştürebilmektedir.

Her iki metodun nümerik analizinden farklı anten dizileri için elde edilen sonuçlar, deneysel sonuçlarla da karşılaştırılarak sunulmuştur. Her iki metod da, mikroşerit antenlerinin ve dizilerinin bilgisayar yardımıyla tasarımında (CAD) kullanılabilir.

2. ANALİZ

2.1 Yüzey Akım Modeli

Mikroşerit elemanların kayıp ve ışım analizinde kullanılan yüzey akım modeli, besleme hatlarının ve ışım elemanlarının, kabul edilen akım dağılımları ile yer değiştirmesi esasına dayanır. Işıma elemanlarındaki akımlar, rezonatör veya eşdeğer transmisyon hat modelinden [1] elde edilir. Besleme hatlarındaki akımlar, yürüyen dalgalar olarak kabul edilir. Daha sonra, ışım alanları ve yüzey dalga gücü, Fourier domeninde uygun Green fonksiyonun kullanılması ile kabul edilen akımlardan bulunur.

Yüzey akım modeli kullanılarak hesaplanan kompleks giriş gücünün reel kısmı, iki şekilde harcanır. Bunlardan birincisi, $k^2 + k^2 < k^2$ şartında oluşan boşluğa yayılan ışımaya kayıptır. Diğeri, $k^2 + k^2 > k^2$ şartında oluşan yüzey dalga yayılımıdır.

Işıma gücü, yüzey akım modelinden faydalanarak aşağıdaki şekilde elde edilir.

$$P_r = \int_0^{T/2} \int_0^{2\pi} f(e, \theta) \sin \theta d\theta d\phi < f > \quad (1)$$

Burada $f(e, < f >)$, boşluk ışım güç diyagramıdır ve aşağıdaki şekilde verilir,

$$f(\theta, \phi) = \frac{15k^2 |f_x - j \sin \theta + j_y \cos \theta|^2 \cos^2 e}{it^2 [A \cot^2 (hk_0 A^{1/2}) + \cos^2 e]} \quad (2)$$

$$\frac{1}{A + c^2 \cos^2 G \cot^2 (hk_0 A^{1/2})} \quad J$$

Burada $A = e_r - \sin^2 e$, h dielektrik taban yüksekliği, E_r dielektrik tabanın bağıl permitivitesi, k_0 boşluktaki dalga sayısı, J_x ve J_y sırasıyla, akımın x ve y bileşenlerinin Fourier dönüşümüdür.

Birinci TM modunda yüzey dalga gücü, yüzey akım modelinden faydalanarak,

$$P_s = \int_0^{2\pi} f_s(k_{tp}, \phi) d\phi \quad (3)$$

şeklinde elde edilir. Burada,

$$f_s(k_{tp}, *) = A_s 15k^{\wedge} |5_x(k_{tp}, *) \cos \phi + \tilde{J}_y(k_{tp}, \phi) \sin \phi|^2 \quad (4)$$

$$A_s = \frac{e_r B_x}{e_r X_p \left\{ \frac{1}{B^{1/2}} - \frac{B^{1/2}}{x_p^2 - \epsilon_r} \right\} + x_p k_0 h \left\{ 1 + \frac{\epsilon_r^2 B}{\epsilon_r - x_p^2} \right\}}$$

$$B = x_p^2 - 1, \quad x_p = k_{tp} / k_0, \quad k^2 = k_{tp}^2 + k_x^2 \quad (5)$$

ile verilir. Işıma gücü ve yüzey dalga gücü kullanılarak, antenin diğer parametreleri elde edilir.

2.2 Dikdörtgen Mikroşerit Antene Uygulama

Dikdörtgen mikroşerit anten için, [6]'da verilen akım yoğunluğu dağılımının Fourier dönüşümü alınır ve elde edilen ifadenin de küresel koordinatlara dönüşümü yapılırsa,

$$\tilde{J}(\theta, \phi) = \frac{V 2k_0 \sqrt{\epsilon_r} \cos \left[n \sin \epsilon \cos \phi / 2\sqrt{\epsilon_r} \right]}{Z k_0^2 (\sin^2 \epsilon \cos^2 \theta - \epsilon_r)} \quad (6)$$

elde edilir. Burada V , $x=0$ 'da uygulanan voltaj, Z mikroşerit hattın karakteristik empedansı, p mikroşerit hatta yayılım sabiti, W yamanın genişliği, c^e efektif dielektrik sabiti ve $Sn(x) = \sin x / x$ 'dir. Mod alan dağılımı, ışımaya yapan ve yapmayan kenarlar

boyunca kenar kapasitansı ve dielektrik homojensizliği daha etkin bir şekilde modele dahil edilmek istenilirse, c^e yerine dinamik permitivite sabiti e_{ayn} [8], fiziksel boyutlar W ve

L yerine de efektif boyutlar W_e ve L_e [9] kullanılmalıdır.

Denklem (6)'nın denklem (1)'de yerine konulmasıyla ışımaya gücü, denklem (3)'de yerine konulmasıyla da yüzey dalga gücü elde edilir. Uç besleme elemanı için rezonans ışımaya direnci,

$$R = \frac{Z_0^2}{2P_N} \quad (7)$$

ifadesinden elde edilir. P_u , birim genlikli akım ile ışılanan güçtür ve $P = I^2 P$ ile verilir. Burada $I = V / Z_{r o n}$ dir. VSWR=2 için, band genişliği,

$$B = 2 / 2 P_N / (n Z_0) \quad (8)$$

denklemden hesaplanabilir. Yüzey dalga direnci,

$$R_s = \frac{Z_0^2}{2P_{SN}} \quad (9)$$

ifadesinden belirlenir. Burada $P_{..}$, birim genlikli akım için yüzey dalga gücüdür. Yöneltilik,

$$D = 4nf(e, 0) \quad , \quad /P \quad (10)$$

'maksimum r

denklemden bulunur.

Bu metod, düz baskı dipoller için de kullanılabilir. Giriş direnci o zaman,

$$R^{dipol} = 2P_N \quad (11)$$

olacaktır.

Mikroşerit anten ve anten dizisinin ışımaya verimi,

$$T_s = \frac{P}{Y_r + V_s} \quad d?)$$

denleminden bulunur. Mikroşerit antenin ışımaya verimi için Güney tarafından referans [10]'da elde edilen aşağıdaki çok basit ifade de kullanılabilir.

$$T_{s'} = 1 - \frac{h}{A_0} \left[\zeta \left(\epsilon_r^2 - 1 \right)^{1/2} - 0.56 (\sqrt{I})^{1/2} \right. \\ \left. - 0.251 \left(\frac{1}{r} \right)^{1/2} \right] \quad (13)$$

Burada,

$$\begin{aligned} \zeta = 2.253 \quad 2 < c \leq 4, \quad \zeta = 2.133 \quad 4 < c \leq 6 \\ \zeta = 2.05 \quad 6 < c \leq 8, \quad \zeta = 1.987 \quad 8 < c \leq 13 \end{aligned} \quad (14)$$

ile verilir.

2.3 Mikroşerit Hatlarda Kayıp ve Işıma

Hat genişliği W, uzunluğu L olan uç beslemeli mikroşerit hat için, [4]'de verilen yüzey akım yoğunluğunun Fourier dönüşümü alınarak,

$$\tilde{J}(k_x, k_y) = \tilde{Y} I_0 \left[\frac{e^{+j(k_y - \beta)L} - 1}{j(k_y - \beta)} \right] \text{Sn} \left[\frac{k_x W}{2} \right] \quad (15)$$

elde edilir. Benzer şekilde merkezi besleme için de,

$$\tilde{J}(k_x, k_y) = \tilde{Y} I_0 \left[\frac{e^{+j(k_y - \beta)L/2} - 1}{j(k_y - \beta)} \right. \\ \left. - \frac{1 - e^{-j(k_y + \beta)L/2}}{j(k_y + \beta)} \right] \text{Sn} \left[\frac{k_x W}{2} \right] \quad (16)$$

elde edilir. Her iki besleme için ışınım gücü ve yüzey dalga gücü, ilgili akım dağılımlarının denklem (1) ve (3) de yerlerine konulmasıyla elde edilir. Mikroşerit hatta giriş gücü,

$$P_{in} = 0.5 I^2 Z_0 \quad (17)$$

denkleminde bulunur. Işıma kayıpları ve yüzey dalga kayıpları arasında aşağıda verilen bağıntılar, 1 A genlikli akım için elde edilebilir.

$$\frac{P_{rad}}{P_{in}} = 2 \frac{P_{rad}}{P_{in}}, \quad \frac{P_{wg}}{P_{in}} = 2 \frac{P_{wg}}{P_{in}} \quad (18)$$

Hattın karakteristik empedansı ve efektif dielektrik sabiti için [11]'de verilen ifadeler, dielektrik kayıpları için T41'de verilen ifade ve 322

omik kayıpları için [12]'de tam dalga ve perturbasyon yaklaşım ile elde edilen ifade kullanılabilir. E-düzlem ve H-düzlem ışınım kayıpları,

$$P_{r}^E = 2\pi \int_{-\pi/2}^{\pi/2} f(\theta, \pi/2) d\theta, \quad P_{r}^H = 2\pi \int_{-\pi/2}^{\pi/2} f(\theta, 0) d\theta \quad (19)$$

ifadelerinden bulunur.

2.4 Mikroşerit Anten Dizisi

Mikroşerit anten dizisinin güç verimi,

$$\eta = \frac{P_{d}}{P_{c}} + \frac{P_{er}}{P_{c}} \quad (20)$$

denkleminde belirlenir. Burada η_d ,

η_c ve η_{er} sırasıyla, dielektrik, omik

ve konnektör kayıpları yüzünden olan verimdir, η_{er} , [13]'de verilen bir ifadeden faydalanarak tahmin edilir. Kazanç, aşağıdaki denklemden bulunur.

$$G = D - T, \quad (21)$$

Yöneltilik ve ışınım verimi için sırasıyla, (10) ve (12) denklemleri kullanılır.

2.5 Tam-Dalga Ayrık-Görüntü Yöntemi

Genellikle besleme devresi, yalnız transmisyon hattından oluşan basit bir yapı değildir. Besleme devresi, filtreleri de, uyumlandırma devrelerini de kapsamaktadır. Pratik tasarımda, besleme devresindeki akım dağılımının, dizi üzerindeki akım dağılımı boyunca elde edilmesi gerekir. İşte bu durum, tam-dalga tekniği kullanılarak başarılabılır. Tabana gömülmüş x-yönlü yatay elektrik dipolü için, uzay domeni vektör potansiyelinin x-bileşeni,

$$A_G^{xx} = \frac{1}{4\pi} \int \frac{J_x(k_p) e^{-jk_p z}}{j2k_z} dk_p \quad (22)$$

olarak, skaler potansiyeli de

$$\frac{1}{4\pi} \int \frac{1}{j2k_z} \frac{1}{j\omega\epsilon} \left\{ T_{\pm} \frac{k_z^2}{P^L} \frac{1}{V^L} \frac{1}{z} \frac{3T_{\pm}^2}{TM} \right\} \\ J(k_p) k dk_p \quad (23)$$

olarak yazılabilir. Burada ϵ ve M sırasıyla, kaynak bölgesinin permittivitesi ve permeabilitesidir. T_{TE}^+ ve T^* , sırasıyla TE ve TM dalgaların spektral domen transmisyon katsayılarıdır.

(22) ve (23) denklemleriyle verilen Sommerfeld-tipi integrallerin karmaşıklığı yüzünden, bilinen nümerik integrasyon yöntemleri [14] ile, mikroşerit anten dizisini analiz etmek pratik değildir. Tam-dalga ayrık görüntü tekniği, bu integrallerin pratik olarak çözülebilmesi için kullanılabilir. Bu teknikte spektral domen Green fonksiyonunu, yaklaşık olarak kompleks üstel fonksiyonlarının bir serisi ile ifade edebilmek için, Prony [7] metodu kullanılır. Başlangıçta,

$$\tilde{A}_G^{xx} = \{T_{TE}^+\} = \sum_{i=1}^{N_1} a_i e^{b_i k_z} \quad (24)$$

tahmini yapılır. Daha sonra, temeli aşağıdaki fonksiyona dayanan optimizasyon işlemiyle en iyi yaklaşıklığı yapabilmek için, araştırma yapılır.

$$F = \int_{L_p} W(k_\rho) \left| \tilde{A}_G^{xx}(k_\rho) - \sum_{i=1}^{N_1} a_i e^{b_i k_z(k_\rho)} \right|^2 dk_\rho \quad (25)$$

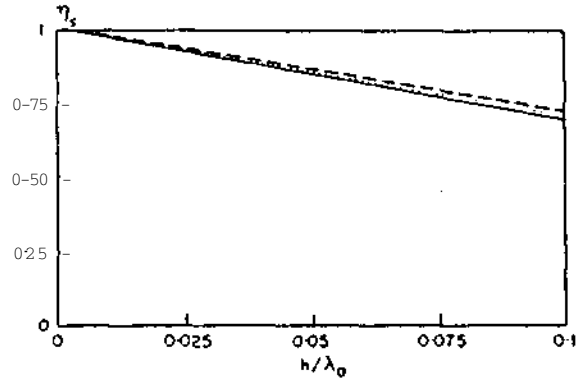
Burada N_1 genelde 5'den küçük olan görüntü sayısı, a_i ve b_i kompleks katsayılar, k_ρ yatay yönde dalga sayısıdır. Integral yolu L_p , Prony metod da kullanılan ile aynıdır. Ağırlık fonksiyonu $W(k_\rho)$ 'nin seçimi, yaklaşık fonksiyonun davranışına bağlıdır.

Kompleks parametreler a_i ve b_i , verilen bir taban için belirlendiğinde, (22) ve (23) denklemlerinin ters Fourier dönüşümleri, Sommerfeld özdeşliği kullanılarak analitik olarak kolayca alınabilir. Yani, (22) ve (23) denklemleri ile tanımlanan karmaşık Green fonksiyonları, boşlukta basit Green fonksiyonları haline dönüşür. Bu tekniği kullanmanın avantajının, moment işlemi ile birlikte seri-besleme anten dizilerinin analizinde görüleceği açıktır.

ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ 5. ULUSAL KONGRESİ

3. SONUÇLAR

Yüzey akım modeli kullanılarak dar ve geniş mikroşerit antenlerin ışınım verimi için elde edilen sonuçlar, Güney [10] tarafından elde edilen sonuçlarla Şekil-1'de karşılaştırılmıştır. Işınım veriminin hesabında Güney tarafından kullanılan ifade, bu bildiriye denklem (13) ile verilmiştir. Güney tarafından çok basit bir denklemden elde edilen sonuçların, yüzey akım modelinden elde edilen sonuçlarla çok iyi bir uyumluluk içinde olduğu, Şekil-1'den açıkça görülmektedir. Denklem (13)'den elde edilen sonuçların, çok geniş bir aralıkta geçerli olduğu ve literatürdeki çok karmaşık metodlardan elde edilen sonuçlarla uyumluluk içinde sonuçlar verdiği de Güney tarafında referans [10]'da gös-



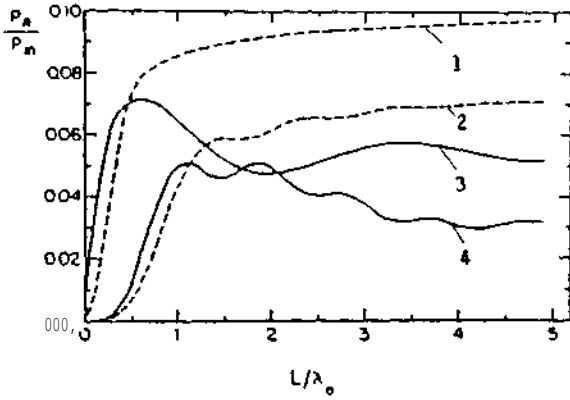
--- Geniş Yama [6], ... Dar yama [6]

—Denklem (13) [10]

Seki 1-1 Geniş ve dar yamaya sahip dikdörtgen mikroşerit anten için ışınım verimi ($\epsilon_r=2.2$)

terilmiştir. Dielektrik taban kalınlığı artarken ışınım veriminin düştüğü, Şekil-1'den görülmektedir. Bunun sebebi, kalınlık artarken yüzey dalga gücünün artması, dolayısıyla ışınım gücünün düşmesidir.

Uç ve merkezi besleme mikroşerit hattın ışınım kayıpları, Şekil-2'de gösterilmiştir. Kayıpların $1/Z_0$ ile orantılı olarak değiştiği denklem (18) den açıkça görülmektedir. Işınım gücünün ve yüzey dalga uyarımının Z_0 'a



- 1 Uç Besleme ($\epsilon_r=1.1$)
- 2 Merkezi Besleme ($\epsilon_r=1.1$)
- 3 Uç besleme ($c^Z.Z$)
- 4 Merkezi besleme ($\epsilon_r=2.2$)

Şekil-2 Hat uzunluğunun bir fonksiyonu olarak mikroşerit hattın ışınma kaybı

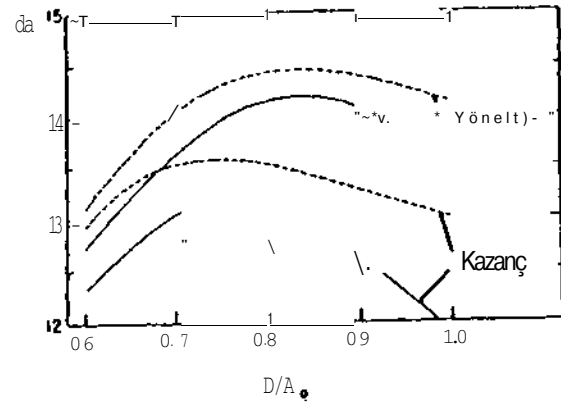
bağımlılığı zayıftır. Genelde, ışınma ve yüzey dalga kayıplarını minimuma indirmek için, yüksek karakteristik empedans seçilmelidir. Karakteristik empedansı ve uzunluğu verilen bir mikroşerit hat için, ışınma kaybı $(h/A)^2$ ile, yüzey dalga kaybı ise $(h/A)^3$ ile artmaktadır, burada A dielektrik tabandaki dalga boyudur. Karakteristik empedansı ve kalınlığı verilen bir mikroşerit hat için ise, $0 < L < \lambda_0$ aralığında ışınma kaybı, $(L/A)^2$ ile artmakta, $L > 3\lambda_0$ aralığında ise ışınma kaybı uzunluğa duyarlı olmamaktadır. Hat uzunluğunun bir fonksiyonu olarak yüzey dalga kaybının davranışı, osilasyonludur. Uç besleme mikroşerit hatlardaki ışınma kayıpları, merkez beslemeli hatlardaki ışınma kayıplarından daha yüksektir. Bunun sebebi, merkez besleme hattının, birbirini iptal eden zıt yönlü iki akımı taşımasıdır. Yüzey dalga kayıpları ise, çoğunlukla hem uç hem de merkez beslemeli hatlarda aynıdır. Dielektrik kaybı, hattın geometrisine bağlı değildir, fakat frekans ile lineer olarak artan kayıp tanjantına bağlıdır. Omik kayıp, yüksek empedanslar ve dar hatlar için yüksektir, ve metalin etkin direnci

ile orantılı olup \sqrt{f} ile artar. Harcanan kayıplar, hat uzunluğu ile lineer olarak artarlar ve böylece büyük dizilerin veriminde önemli rol oynarlar.

Referans [4]'de verilen dört elemanlı dizinin, yüzey akım modeli kullanılarak hesaplanan yönelticiliği ve kazancı Şekil-3'de gösterilmiştir. Maksimum yönelticilik $D/A = 0.83$ de ve maksimum

kazanç $D/A = 0.76$ da oluşmaktadır, burada D yamalar arasındaki merkezi uzaklıktır. Yönelticilik ve kazanç arasındaki farka, özellikle yüzey dalga kayıpları sebep olmaktadır. Omik ve dielektrik kayıplar, 10 GHz'de 0.14 dB olarak hesaplanmıştır. Beslemenin, kazanç ve yönelticilik üzerinde önemli bir etkiye sahip olduğu, Şekil-3'den açıkça görülmektedir. Verimin, D/A_0

artarken düştüğü ve beslemenin verim üzerinde de önemli bir etkiye sahip olduğu belirlenmiştir. Yine referans [4]'de verilen dört elemanlı dizinin yüzey akım modeli kullanılarak besleme devresiyle birlikte ve besleme devresiz hesaplanan E-düzlem ışınma diyagramı, Şekil-4'de gösterilmiştir. Besleme devresinin yan demetler üzerinde önemli bir etkiye sahip olduğu, Şekil-4'den görülmektedir. Yapılan hesaplamalardan besleme devresinin, H-düzlem ışınma diyagramı üzerinde

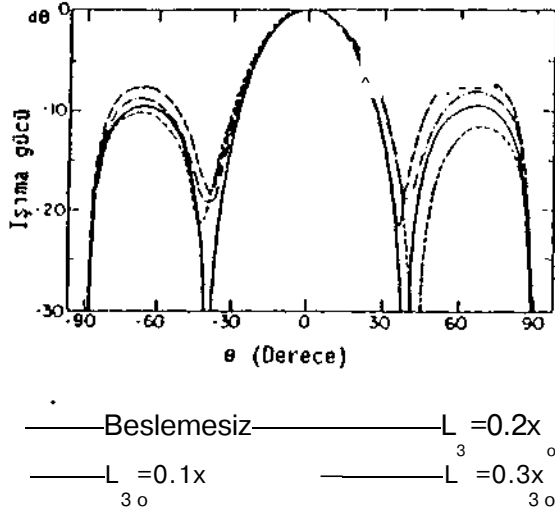


- Besleme devresi ile
- Besleme devresiz

Şekil-3 Dört elemanlı dizinin kazancı ve yönelticiliği ($\epsilon_r=2.2$, $h/A=0.08$,

$L_1/A=0.1$)

önemli bir etkiye sahip olmadığı tespit edilmiştir. Şekil-3 ve 4'deki L_3 yamaya giren besleme segmentlerinin uzunluğudur.



Şekil-4 Dört elemanlı dizinin hesaplanan E-düzlem ışın diyagramı ($\epsilon_r=2.2$, $D/X=0.8$, $h/x=0.08$)

10, 20, 30 ve 35 GHz'lerde test edilen 16, 64, 256 ve 1024 elemanlı dizinin ölçülen kazanç sonuçları [4], teorik sonuçlarla Tablo-1'de karşılaştırılmıştır. Ölçülen sonuçların, teorik sonuçlarla çok iyi bir uyumluluk içinde olduğu Tablo-1'den görülmektedir. Farklı frekanslardaki kazançlar arasındaki farka, yükselen harcanan kayıplar sebep olmaktadır.

Tam-dalga ayırık-görüntü tekniği kullanılarak elde edilen teorik E-düzlem ışın diyagramı, [5]'de verilen seri-besleme anten dizisinin ölçülen diyagramı ile Şekil-5'de karşılaştırılmıştır. Bu şekilde, ölçülen sonuçların teorik sonuçlarla iyi bir uyumluluk içinde olduğu görülmektedir. Besleme hattının etkileri modele dahil edildiğinde, diyagramın daha yüksek yan demet seviyelerine ve daha geniş anademe sahip olduğu belirlenmiştir. Pratik tasarım amaçları için, deneysel sonuçlarla çok iyi uyumluluk içinde sonuçlar veren tam-dalga ayırık-görüntü tekniği kullanılabilir.

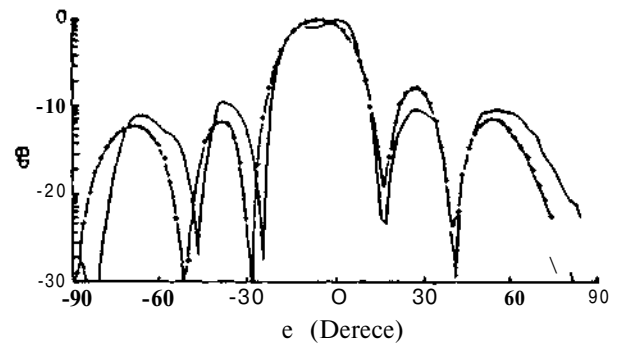
Sonuç olarak besleme devresinin, anten ve anten dizisinin verimi kazancı, yönelticiliği ve ışın diyagramı gibi parametreleri üzerindeki etkisi-

Tablo-1 Farklı sayıda elemana sahip mikroşerit dizi antenlerin hesaplanan ve ölçülen [4] kazançları (dB) ($\epsilon_r=2.2$, $hA=0.08$ ve $D/A_o=0.8$)

| Eleman Sayısı | 16 | 64 | 256 | 1024 |
|---------------|------|------|------|------|
| 10 GHz | | | | |
| Hesaplanan | 19.2 | 24.8 | 30.3 | 34.9 |
| Ölçülen [4] | 19.5 | 25.0 | 29.5 | --- |
| 20 GHz | | | | |
| Hesaplanan | 19.1 | 24.7 | 29.9 | 34.2 |
| Ölçülen [4] | 19.8 | 24.5 | 29.7 | 34.1 |
| 30 GHz | | | | |
| Hesaplanan | 19.0 | 24.5 | 29.6 | 33.5 |
| Ölçülen [4] | 19.5 | 24.0 | 28.5 | 32.0 |
| 35 GHz | | | | |
| Hesaplanan | 19.0 | 24.4 | 29.4 | 33.2 |
| Ölçülen [4] | 19.0 | 24.0 | 28.5 | 32.0 |

nin büyük olduğu yapılan analizden görülmüştür. Besleme devresinin anten parametreleri üzerindeki etkileri, dar band genişliğine sahip olan bu antenlerin tasarımında mutlaka göz önüne alınmalıdır.

Uzun hesaplama zamanı gerektirmeyen ve anten parametreleri için çok iyi sonuçlar elde edilebilen yüzey akım modeli, mikroşerit antenin ve anten dizisinin bilgisayar yardımıyla tasarımı için oldukça uygun bir modeldir. Çok verimli nümerik bir teknik olan tam-dalga ayırık-görüntü tekniği, mik-



— Ölçülen [5]

+++++ Tam-dalga ayırık görüntü tekniği

Şekil-5 Dört elemanlı seri-besleme anten dizisinin E-düzlem ışın diyagramı (Besleme devresinin uzunluğu, $u=15\text{mm}$)

roşerit anten ve anten dizisinin tüm parametrelerini kesine yakın bir şekilde elde etmek için kullanılabilir. Bu tekniğin geniş bir uygulama alanı bulacağı, açıktır.

KAYNAKLAR

- [1] JAMES, J. R., and HALL, P.S.: Handbook of microstrip antennas, Peter Peregrinus Ltd., 1989.
- [2] NEUMANN, E.H., and TEHAN, J.E.: 'Analysis of microstrip array and feed network', IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-33, 1985, pp. 397-403.
- [3] VODA, S.M., and POZAR, D.M.: 'A rigorous analysis of a microstrip Őne fed patch antenna', in IEEE Antenna Propagat. Soc. Int. Symp. Dig., 1986, pp. 825-828.
- [4] LEVINE, E., GABI, M., SHTRIKMAN, S., and TREVES, D.: 'A study of microstrip array antennas with the feed network', IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-37, 1989, pp. 426-434.
- [5] WU, L., SPENUK, M., LITVA, J., and FANG, D.G.: 'Theoretical and experimental study of feed network effects on the radiation pattern of series-fed microstrip antenna arrays', IEE Proc. H, vol. 138, 1991, pp. 238-242.
- [6] PERLMUTTER, P., SHTRIKMAN, S. and TREVES, D.: 'Electric surface current model for the analysis of microstrip antennas with application to rectangular elements', IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-33, 1985, pp. 301-311.
- [7] FANG, D.G., YANG, J.J., and DELISLE, G.Y.: 'Discrete image theory for horizontal electric dipoles in a multilayered medium' IEE Proc. H, vol. 135, 1988, pp. 297-303.
- [8] WOLFF, I., and KNOPPIK, N.: 'Rectangular and circular microstrip disk capacitors and resonators', IEEE Trans., MTT-22, (10), 1974, pp. 857-864.
- [9] LONG, S.A., and GARG, R.: 'Resonant frequency of electrically thick rectangular microstrip antenna', Electron. Lett., 23, (21), 1987, pp. 1149-1151.
- [10] GÜNEY, K.: 'Space wave efficiency of rectangular microstrip anten-

nas', International Journal of Electronics (IJE)'de yayınlanması kabul edilmiştir, 1993.

- [11] SCHNEIDER, M.V.: 'Microstrip lines for microwave integrated circuits Bell Syst. Tech. J., vol. 48, 1969, pp. 1422-1444.
- [12] KROWNE, CM.: 'Microstrip conductor losses calculated by full wave and perturbational approaches', Electronic Lett., vol. 24, no. 9, 1988, pp. 552-553.
- [13] RICHARDS, W.F., LO, Y.T., and HARRISON, D.D.: 'An improved theory for microstrip antennas and applications', IEEE trans. Antennas Propagat., vol. AP-29, 1981, pp. 38-46.
- [14] POZAR, D.M.: 'Input impedance and mutual coupling of rectangular microstrip antennas', IEEE Trans. Antennas and Propagat., vol. AP-30, 1982, pp. 1191-1196.



Kerim Güney, 1962'de İsparta'nın Gelendost ilçesinde doğdu, tik, orta ve lise tahsilini İsparta'da tamamladı. 1983 yılında Erciyes Üniv. Müh. Fak. Elektronik Bölümünden mezun oldu ve aynı yıl bu bölümde Araş. Gör. olarak göreve başladı. 1988'de İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik ve Haberleşme Ana Bilim Dalında Yüksek lisans öğrenimini tamamladı. 1991'de Erciyes Üniv. Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik Ana Bilim Dalında Doktorasını bitirdi. 1992'den beri, aynı üniversitede Yar. Doç. Dr. olarak çalışmaktadır. İlgi alanı»mikroşerit antenlerdir.

EŞKENAR ÜÇGEN MİKROŞERİT ANTENLERİN REZONANS FREKANSI

Kerim GÜNEY

Erciyes Univ., Müh. Fak., Elektronik Böl., 38090 KAYSERİ

ÖZET: Bu çalışmada eşkenar üçgen mikroşerit antenin rezonans frekansı, efektif kenar uzunluğu ve efektif dielektrik sabiti ile birlikte magnetik duvar rezonatör modelinden hesaplanmıştır. Elde edilen teorik sonuçların, literatürdeki mevcut deneysel sonuçlarla çok iyi bir uyumluluk içinde olduğu görülmüştür.

1. GİRİŞ

Son yıllarda mikroşerit antenler uzay araçlarında, uçaklarda, radarlarda, uydu haberleşmesinde, güdümlü mermi gibi bir çok askeri alanda, adaptif anten dizilerinde ve biomedikal uygulamalarda geniş bir şekilde kullanılmaktadır [1-3].

Mikroşerit antenler konusunda yapılan çalışmaların büyük bir çoğunluğu, dikdörtgen ve dairesel mikroşerit antenler üzerinde yoğunlaşmıştır. Ancak, dikdörtgen mikroşerit antenden fiziksel olarak daha küçük olma avantajına sahip olan eşkenar üçgen mikroşerit anten, dikdörtgen mikroşerit antenin ışınma özelliklerine benzer özelliklere sahiptir. Üçgen yama anten tasarımı da, antenin rezonans frekansını kesine yakın bir şekilde belirlemek çok önemlidir. Çünkü mikroşerit antenler, dar band genişliğine sahiptirler ve yalnızca rezonans frekansının komşuluğunda verimli olarak çalışabilirler. Eşkenar üçgen mikroşerit antenin rezonans frekansını belirlemek için, literatürde teorik [1, 4-10] ve deneysel [5,9] çalışmalar mevcuttur, özellikle [1, 4-8] referanslarında elde edilen teorik sonuçlar, deneysel sonuçlarla [5,9] iyi bir uyumluluk içinde değildir. Referans [9]'da sunulan moment metodundan elde edilen teorik sonuçlar ise, deneysel sonuçlarla iyi bir uyumluluk içindedir. Fakat moment metodu, mühendislik uygulamaları için oldukça karmaşık ve uzun hesaplama zamanı gerektiren bir metoddur. Referans [10] da bizim sunduğumuz metod ise, oldukça basittir ve bu metoddan elde edilen teorik sonuçlar deneysel sonuçlarla çok iyi bir uyumluluk içindedir. Referans [10]'daki çalışmada elde edilen

teorik sonuçlar, yalnız referans [5] de tek bir eşkenar üçgen mikroşerit antenin ilk beş modu için elde edilen deneysel sonuçlarla karşılaştırılmıştır. Bu bildiride ise, referans [10]'daki metod kullanılarak elde edilen teorik sonuçlar, referans [9]'da geniş bir aralıkta elde edilen deneysel sonuçlarla karşılaştırılmıştır. Ayrıca bu bildiride, yukarıda belirtilen referanslarda rezonans frekansını hesaplamak için sunulan metodlar da verilecek en iyi metod tespit edilmiştir. Referans [7]'de sunulan metod ile elektriksel olarak ince eşkenar üçgen mikroşerit antenlerin rezonans frekansını deneysel sonuçlarla daha iyi bir uyumluluk içinde hesaplayabilmek için, yeni bir efektif kenar uzunluğu ifadesinde bu bildiride elde edilmiştir.

2. REZONANS FREKANSI

Mükemmel magnetik duvarlar ile rezonatör modelinden elde edilen üçgen mikroşerit antenin rezonans frekansı, aşağıdaki şekilde verilir [4].

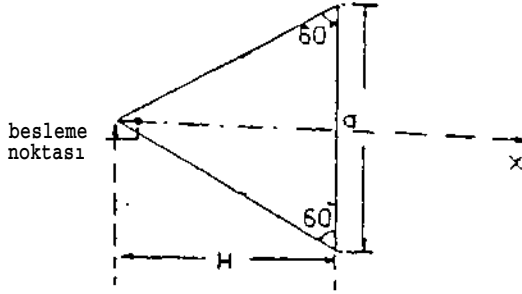
$$f_{mn} = \frac{2c}{3a(\epsilon_r)^{1/2}} \left[m^2 + mn + n^2 \right]^{1/2} \quad (D)$$

Burada c boşlukta elektromagnetik dalgaların hızı, ϵ_r tabanın bağıl dielektrik sabiti, m, n ve l aynı anda hiç bir zaman sıfır olmayan ve $m+n+l=0$ şartını sağlayan tam sayılar, a ise Şekil-1'de gösterildiği gibi üçgenin bir kenarının uzunluğudur.

Kenar alanlarının etkisini denklem (1)'e dahil edebilmek için, literatürde çeşitli öneriler mevcuttur. Referans [4]'de, denklem (1) deki kenar uzunluğu a'nın aşağıdaki efektif kenar uzunluğu a_{efl} ile yer değiştirilmesi önerilmektedir.

$$a_{efl} = a + \frac{h}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2)$$

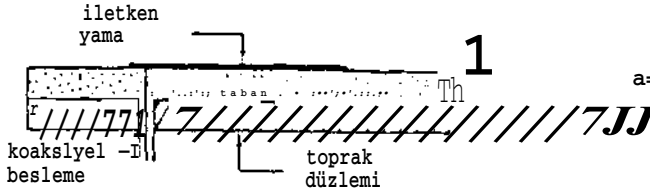
Burada h dielektrik tabanın kalınlığıdır.



Referans [7] de, denklem (1)'deki a'nın denklem (2)'de verilen a_{ef1} ile, ϵ_r 'nin de aşağıda verilen efektif değeri ile yer değiştirmesi gerektiği önerilmektedir.

$$\epsilon_{\%f2} = \frac{1}{2} [\epsilon_r + 1] + \sqrt{K - 1} \quad (7)$$

Burada



Şekil-1 Eşkenar üçgen mikroşerit anten geometrisi

Referans [1]'de, denklem (1)'deki a'nın denklem (2)'de verilen a_{ef1} ile, ϵ_r 'nin de aşağıda verilen efektif değeri ile yer değiştirmesi gerektiği önerilmiştir.

$$\epsilon_e = \frac{1}{M} \left[\frac{1}{J} \left(\frac{1}{r} + \frac{1}{4} \right) \left(\frac{f}{r} + \frac{12h}{a} \right) \right]^{-1/2} \quad (3)$$

Diğer taraftan, Garg ve Long [6], denklem (1)'de sadece a'nın

$$a_{ef2} = \frac{2a \sqrt{n}}{\epsilon_r^{0.25}} \quad (4)$$

ile yer değiştirmesi gerektiğini belirtmişlerdir. Denklem (4) de verilen a_{e1} , üçgen yama ile aynı alana sahip dairenin efektif yarıçapıdır ve

$$a_{e1} = a \left[1 + \frac{2h}{\pi \epsilon_r a_e} \left\{ \ln \left(\frac{\pi a_e}{2h} \right) + 1.7726 \right\} \right]^{1/2} \quad (5)$$

ifadesinden [11] hesaplanır. Burada,

$$S = \frac{1}{2} a_e^2 \sin(T) \quad (6)$$

ile verilir ve S üçgen yamanın alanıdır.

$$a = \frac{\left[\sqrt{(A+H)H} - A \ln \left[\sqrt{H} + \sqrt{H+A} \right] \right]}{H} A \ln(A)$$

$$A = 6/Yb \quad \text{ve} \quad H = 0.5a/7^{\wedge} \quad (9)$$

ile verilir.

Denklem (1)'de yalnız kenar uzunluğu a'nın,

$$a_{ef3} = a \left[\frac{a_{e1}}{a_e} \right] \quad (10)$$

ile verilen efektif değeri ile yer değiştirmesi gerektiği referans [8]'de önerilmiştir.

Referans [9]'da ise, rezonans frekansını hesaplamak için moment metodu kullanılmıştır.

Referans [10]'daki çalışmada Güney tarafından denklem (1) deki a'nın ve G_r 'nin efektif değerleri ile yer değiştirmesi gerektiği önerilmiştir. Bu çalışmada, ilk önce üçgen yama ile aynı alana sahip dairenin yarıçapı bulunur. Daha sonra bu yarıçap,

$$a_{e2} = a \left\{ 1 + \frac{2h}{\pi \epsilon_r a_e} \left[\ln \left(\frac{a_e}{L - 2h} \right) + (1.41 \epsilon_r + 1.77) \frac{h}{a_e} (0.268 \epsilon_r + 1.65) \right] \right\}^{1/2} \quad (H)$$

ifadesinde [12] kullanılarak efektif yarıçap bulunur. Üçgenin yeni efektif kenar uzunluğu, denklem (11) ile verilen yarıçapa sahip dairenin alanı ile üçgenin alanı aynı olacak şekilde belirlenir. Bu durumda,

$$a_{ef4} = \frac{2a AT}{\epsilon_2} \quad (12)$$

elde edilir. Etkin kenar uzunluğu, referans [13]'de sunulan yaklaşıklık-tan da hesaplanabilir. Bu yaklaşıklık, burada kullanılan ile aynıdır ve

$$a_{ef5} = (\text{fiziksel boyutlar}) \frac{a}{a_e} \quad (13)$$

$$= a \left[\frac{a}{a_e} \right]$$

ile verilir. Üçgen mikroşerit antenin etkin dielektrik sabiti, üçgen mikroşerit antenin yama alanı ile aynı alana sahip eşdeğer bir kare yamanın uzunluğunun kullanılması ile hesaplanabilir [10]. Bu durumda, $S = W_e^2$ (S:Orijinal üçgen yamanın alanı) olacak şekilde bir eşdeğer uzunluk W_e tanımlanır. Daha sonra bu eşdeğer uzunluk, aşağıdaki ifade de yerine konularak etkin dielektrik sabiti elde edilir.

$$\epsilon_{ef3} = \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\epsilon_r - 1) \left[1 + \frac{12h}{W_e} \right]^{-W2} \quad (14)$$

Burada,

$$W_e = \frac{30^{-25} a}{2} \quad (15)$$

ile verilir.

Referans [7]'de sunulan etkin dielektrik sabiti ifadesi ile birlikte bu çalışmada deneysel sonuçlara [5] eğri uydurma yöntemiyle elde edilen aşağıdaki etkin uzunluk ifadesi, elektriksel olarak ince üçgen mikroşerit antenler için kullanılabilir.

$$a_{ef6} = a + \frac{0.6a0.38}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (16)$$

3. SONUÇLAR

Yukarıda verilen önerilerden deneysel sonuçlarla en iyi uyumlu olanını belirlemek için, bu önerilerden elde edilen teorik sonuçlar farklı kenar ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ 5. ULUSAL KONGRESİ

uzunluğuna, dielektrik taban kalınlığına ve bağlı dielektrik sabitine sahip eşkenar üçgen mikroşerit antenler için, referans [5] ve [9]'da ölçülen sonuçlarla Tablo.1-3'de karşılaştırılmıştır. Bu tablolarda f_{mn} , $f_{gü}$, f_{hJ} , f_{bb} , f_{gl} , f_{ga} , f_{sd} , f_{wk} ve f_{ke} sembolleri sırasıyla ölçülen, [10], [4], [1], [6], [7], [8], [9] referanslarında ve bu çalışmada elde edilen eğri uydurma formülünden hesaplanan sonuçları gösterir.

Referans [1]'de hesaplanan değerlerin, ölçülen değerlerden yaklaşık % 9 farklı olduğu Tablo-1'den görülmektedir. Referans [1]'de sunulan etkin dielektrik sabiti c_{ef1} , $W=0$ ve $W=a$

şerit genişlikleri için etkin dielektrik sabitinin ortalama değerlerinden hesaplanmıştır. Bu düşünce kesinlikle doğrudur, fakat etkin dielektrik sabitinin şerit genişliği V 'nın bir fonksiyonu olarak lineer olarak değişmediğine dikkat etmek gerekir. Bu sebepten dolayı denklem (3), etkin dielektrik sabiti için çok kaba bir yaklaşıklık. Bu yaklaşıklık, üçgen mikroşerit antenin rezonans frekansının hesaplanmasında Tablo-1 den de açıkça görüldüğü gibi büyük hatalara sebep olmaktadır.

Referans [7]'de üçgen mikroşerit antenin rezonans frekansı için verilen teorik değerler, hatalıdır. Gang'in [7] rezonans frekansını hesaplarken bir hata yaptığı, Güney tarafından referans [10]'da bulunmuştur. Referans [7]'de sunulan ve bu çalışmada da (7-9) denklemleri ile verilen ifadeler kullanılmak suretiyle etkin dielektrik sabiti c_{ef2} , referans [10]'da $e_{ef2} = 2.183011$ olarak hesaplanmıştır,

e_{ef2} ancak referans [7]'de yapılan bir hata ile bu etkin dielektrik sabiti $e_{ef2} = 2.2962$ olarak hesaplanmıştır. $e_{ef2} = 2.183011$ kullanılması suretiyle doğru olarak hesaplanan değerler, Tablo-1'de verilmiştir. Referans [7] de sunulan metod kullanılarak hesaplanan değerlerin, ölçülen değerlerden çok farklı olduğu Tablo-1'den görülmektedir. Bu sebepten dolayı bu çalışmada, referans [7]'de verilen etkin dielektrik sabiti c_{ef2} ile birlikte kullanılacak yeni bir

Tablo-1 Eşkenar üçgen mikroşerit antenin teorik rezonans frekansı değerleri ile ölçülen rezonans frekansı değerlerinin karşılaştırılması
($\epsilon_r = 2.32$, $a = 10$ cm, $h = 0.159$ cm)

| Mod | ölçülen f_{mn} (MHz) [5] | $f_{gü}$ (MHz) Sunulan Metod [10] ($\epsilon_{ef1}, \epsilon_{ef2}, \epsilon_{ef3}, \epsilon_{ef4}, \epsilon_{ef5}, \epsilon_{ef6}$) | f_{flHzr} (MHz) [4] ($\epsilon_{ef1}, \epsilon_{ef2}, \epsilon_{ef3}$) | f_{bb} (MHz) [1] ($\epsilon_{ef1}, \epsilon_{ef2}$) | f_g (MHz) [6] ($\epsilon_{ef1}, \epsilon_{ef2}$) |
|-------------------|----------------------------------|--|--|---|--|
| TM _{1.0} | 1280 | 1280 | 1299 | 1413 | 1273 |
| TM _{1.1} | 2242 | 2217 | 2252 | 2447 | 2206 |
| TM _{e.0} | 2550 | 2560 | 2599 | 2826 | 2547 |
| TM _{1.1} | 3400 | 3387 | 3439 | 3738 | 3369 |
| TM _{3.0} | 3824 | 3840 | 3899 | 4238 | 3820 |

Tablo-1'in devamı

| Mod | f_{ga} (MHz) Sunulan [7] ($\epsilon_{ef1}, \epsilon_{ef2}$) | f_{ga} (MHz) Doğru hesaplanan ($\epsilon_{ef1}, \epsilon_{ef2}$) | f_{sd} (MHz) [8] ($\epsilon_{ef3}, \epsilon_r$) | f_{ke} (MHz) Bu çalışma ($\epsilon_{ef6}, \epsilon_{ef2}$) | f_{wk} (MHz) Moment metodu [9] |
|-------------------|---|--|---|--|--|
| TM _{J.0} | 1306 | 1340 | 1273 | 1280 | 1288 |
| TM _{1,1} | 2262 | 2320 | 2206 | 2218 | 2259 |
| TM _{2.0} | 2612 | 2679 | 2546 | 2561 | 2610 |
| TM _{2.1} | 3456 | 3544 | 3369 | 3387 | 3454 |
| TM _{3.0} | 3919 | 4019 | 3820 | 3841 | 3875 |

Tablo-2 Yüksek dielektrik sabitli tabana sahip eşkenar üçgen mikroşerit antenin teorik rezonans frekansı değerleri ile ölçülen rezonans frekansı değerlerinin karşılaştırılması
($\epsilon_r = 10.5$, $a = 4.1$ cm, $h = 0.7$ mm)

| Mod | ölçülen f_{mn} (MHz) [9] | $f_{gü}$ (MHz) Sunulan Metod [10] ($\epsilon_{ef4}, \epsilon_{ef3}$) | f_{hj} (MHz) [4] ($\epsilon_{em}, \epsilon_r$) | f_{ga} (MHz) [7] ($\epsilon_{r1}, \epsilon_{ef2}$) | f_{wk} (MHz) Moment metodu [9] |
|-------------------|----------------------------------|--|--|--|--|
| TM _{1.0} | 1519 | 1511 | 1498 | 1577 | 1522 |
| TM _{1.1} | 2637 | 2617 | 2594 | 2731 | 2654 |
| TM _{2.0} | 2995 | 3021 | 2996 | 3153 | 3025 |
| TM _{2.1} | 3973 | 3996 | 3964 | 4172 | 4038 |
| TM _{3.0} | 4439 | 4531 | 4494 | 4730 | 4518 |

Tablo-3 Eşkenar üçgen mikroşerit antenin teorik rezonans frekansı değerleri ile ölçülen rezonans frekansı değerlerinin karşılaştırılması ($\epsilon_r = 2.32$, $a = 8.7$ cm, $h = 0.78$ mm)

| Mod | Ölçülen f (MHz) [9] | f (MHz) Sunulan Metod [10] < ^a .f4, ^c .f3> | f _{wk} (MHz) Moment metodu [9] |
|-------------------|---------------------------|--|---|
| TM _{1.0} | 1489 | 1486 | 1498 |
| TM _{1,1} | 2596 | 2573 | 2608 |
| TM _{2.0} | 2969 | 2971 | 2990 |
| TM _{*.1} | 3968 | 3931 | 3977 |
| TM _{3.0} | 4443 | 4457 | 4480 |

effektif kenar uzunluğu a_{ef6} önerilmiştir. Effektif dielektrik sabiti ϵ_{ef2} ve bu çalışmada önerilen efektif kenar uzunluğu a_r kullanılarak elde edilen teorik değerlerin, ölçülen değerlerle çok iyi bir uyumluluk içinde olduğu Tablo-1'den görülmektedir.

Referans [4]'de c ve a_r kullanılarak hesaplanan değerler, ölçülen değerlerden yaklaşık olarak % 2 civarında sapmaktadır. Referans [5]'de de aynı metod önerilerek, aynı sonuçlar elde edilmiştir. Ancak bu metod genelde doğru değildir çünkü bu metodda h/a faktörü hesaba dahil edilmemiştir.

Referans [6] ve [8] de, deneysel sonuçlarla iyi bir uyumluluk içinde teorik sonuçlar veren aynı metod sunulmuştur. Referans [6]'da verilen tabloda iki değer, hatalı olarak hesaplanmıştır. Referans [8]'de de düzeltilen bu değerler, Tablo-1 de düzeltilmiş olarak verilmiştir. Effektif dielektrik sabiti, referans [6] ve [8] de kullanılmamıştır. Böylece, kenar alanlarının ve üniform olmayan ortamın etkisi etkin bir şekilde hesaba dahil edilmemiştir. Ayrıca, referans [6] ve [8] de kullanılan ve bu çalışmada denklem (5) ile verilen efektif yarıçap a_{e1} , yalnız elektriksel olarak ince mikroşerit antenler için geçerlidir. Bu sebepten dolayı denklem (5), elektriksel olarak kalın üçgen mikroşerit antenlerin rezonans

frekansını hesaplamada hatalara yol açar.

Referans [9] da sunulan metod kullanılarak elde edilen teorik değerler, Tablo 1-3'den görüldüğü gibi deneysel sonuçlarla gayet iyi bir uyumluluk içindedir. Ancak [9]'da sunulan moment metodu, oldukça karmaşık ve uzun hesaplama zamanı gerektiren bir metoddur. Dolayısıyla bu metod, özellikle mühendislik uygulamaları için uygun değildir.

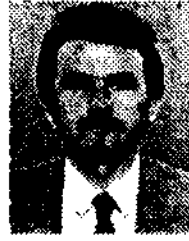
[1-9] referanslarında elde edilen tüm sonuçlar göz önüne alındığında, referans [10]'da Güney tarafından elde edilen teorik sonuçların, [1-9] referanslarında elde edilen teorik sonuçlardan daha iyi deney sonuçları ile uyumluluk içinde olduğu Tablo 1-3'den açıkça görülmektedir. Üçgen mikroşerit antenin efektif kenar uzunluğu için, a_{ef4} veya a_{ef5} kullanılabilir. Bu iki ifadeden de elde edilen sonuçlar, aynıdır. h/a faktörü hesaba dahil edilmiştir. Denklem (11) ile verilen a_{e2} . $h/a < 0.5$ ve $c_r < 10$ için geçerli olup elektriksel olarak kalın üçgen mikroşerit antenler için de kullanılabilir. Effektif yarıçap a_{e2} , referans [14]'de sunulan statik kenar kapasitansı ifadesinden elde edilmiştir. Bu a_{e2} ifadesinin, referans [11]'de sunulan ifadeden daha iyi sonuçlar verdiği referans [14]'de gösterilmiştir. Bu sebeplerden dolayı eşdeğer yarıçapın

hesaplanmasında, referans [14]'de elde edilen ifade kullanılmıştır. Sonuç olarak, sırasıyla (12) ve (13) denklemleri ile verilen efektif kenar uzunlukları $a_{g\epsilon 4}$ ve $a_{e\epsilon 5}$ ve (14) denklemi ile verilen efektif dielektirik sabiti ϵ_{ef3} , elektriksel olarak

ince ve kalın üçgen mikroşerit antenlerin tasarımında kullanılabilir.

KAYNAKLAR

- [1] BAHL, I.J., and BHARTIA, P.: 'Microstrip antennas' (Dedham, MA, Artech House, 1980)
- [2] JAMES, J. R., HALL, P. S., and WOOD, C.: 'Microstrip antennas-theory and design' (IEE Electromagnetic Wave Series, No. 12, Peter Peregrinus Ltd., 1981)
- [3] JAMES, J. R., and HALL, P. S.: 'Handbook of microstrip antennas, volume 1 and volume 2' (IEE Electromagnetic Wave Series, No. 28, Peter Peregrinus Ltd., 1989)
- [4] HELSZAJN, J., JAMES, D. S.: 'Planar triangular resonators with magnetic walls', IEEE Trans. Microwave Theory Tech., MTT-26, no. 2, 1978, pp. 95-100
- [5] DAHELE, J. S., and LEE, K. F.: 'On the resonant frequencies of the triangular patch antenna', IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-35, no. 1, 1987, pp. 100-101
- [6] GARG, R., and LONG, S. A.: 'An improved formula for the resonant frequency of the triangular microstrip patch antenna', IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 36, 1988, pp. 570
- [7] GANG, X.: 'On the resonant frequencies of microstrip antennas', IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-37, no. 2, 1989, pp. 245-247
- [8] SINGH, R., DE, A., and YADAVA, R. S.: 'Comments on "An improved formula for the resonant frequency of the triangular microstrip patch antenna"', IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 39, 1991, pp. 1443-1445
- [9] CHEN, W., LEE, K.F., and DAHELE, J.S.: 'Theoretical and experimental studies of the resonant frequencies of the equilateral triangular microstrip antenna', IEEE trans. Antennas Propagat., vol. AP-40, 1992, pp. 1253-1256.
- [10] GÜNEY, K., 'Resonant frequency of a triangular microstrip antenna', Microwave and Optical Technology Letters, vol. 6, No. 9, July 1993, pp. 555-557.
- [11] SHEN, L. C., LONG, S. A., ALLERDING, M. R., and WALTON, M. D.: 'Resonant frequency of a circular disc, printed-circuit antenna', IEEE trans. Antennas Propagat., vol. AP-25, 1977, pp. 595-596
- [12] ABOUD, F., DAMIANO, J. P., and PAPIERNIK, A.: 'New determination of resonant frequency of circular disc microstrip antenna: application to thick substrate', Electronic Letters, vol. 24, No. 17, 1988, pp. 1104-1105
- [13] SUZUKI, Y., and CHIBA, T.: 'Computer analysis method for arbitrarily shaped microstrip antenna with multi-terminals', IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-32, 1984, pp. 585-590
- [14] CHEW, W. C., and KONG, J. A.: 'Effects of fringing field on the capacitance of circular microstrip disk', IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-28, 1980, pp. 98-104.



Kerim Güney, 1962 yılında İsparta'nın Gelendost ilçesinde doğdu. İlk, orta ve lise tahsilini İsparta'da tamamladı. 1983 yılında, Erciyes Üniv. Müh. Fak. Elektronik Bölümünden mezun oldu ve aynı yıl bu bölümde Araş. Gör. olarak göreve başladı. 1985 yılında İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik ve Haberleşme Ana Bilim Dalında Yüksek Lisans öğrenimine başladı ve 1988 yılında Yüksek Mühendis unvanı aldı. Aynı yıl Erciyes Üniv. Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik Ana Bilim Dalında Doktora öğrenimine başladı. 1991 yılında Doktor unvanı aldı. 1992 yılından beri, aynı üniversitede Yar. Doç. Dr. olarak çalışmaktadır. İlgi alanı, mikroşerit antenlerdir.

Kerim GÜNEY

Erciyes Univ., Müh. Fak., Elektronik Böl., 38090 KAYSERİ

ÖZET: Dairesel-halka mikroşerit antenin analizi, rezonatör modeli ile yapılmıştır. Kalite faktörü, band genişliği ve kazanç gibi anten parametreleri nümerik olarak değerlendirilmiş ve elde edilen sonuçlar tartışılmıştır. Geniş band genişliği ve yüksek verim elde edebilmek için, anten boyutlarının optimizasyonu verilmiştir. Aynı genişliğe ve farklı rezonans frekanslarına sahip dairesele halka mikroşerit antenler için, ışıma karakteristikleri belirlenmiştir. Daha yüksek frekanslarda daha ince yapıların, düşük toplam kalite faktörüne, yüksek kazanç ve geniş band genişliğine sahip olduğu ve bu sonuçların daha düşük frekanslardaki dairesele halka mikroşerit antenlerin davranışının tam zıddı olduğu görülmüştür. Dairesel-halka mikroşerit antenlerin bilgisayar yardımıyla tasarımı için, akış diyagramı verilmiştir. Ayrıca, hava açıklığına sahip dairesele halka mikroşerit anten kullanmak suretiyle, antenin hem rezonans frekansının değiştirilebileceği hem de dar band genişliğinin artırılabilceği tespit edilmiştir.

1. GİRİŞ

Diğer mikrodalga antenlerine göre bazı önemli üstünlüklere sahip olan mikroşerit antenlerin en büyük dezavantajı, dar band genişliğine ve düşük kazançta sahip olmalarıdır. Dar band genişliğini ve düşük kazancı artırmak için kullanılabilcek tekniklerden biri, dikdörtgen veya dairesele mikroşerit anten yerine dairesele-halka mikroşerit anten kullanmaktır. Dairesel halka mikroşerit antenin analizi, çeşitli metodlarla [1-4] literatürde yapılmıştır (Bu konuda daha detaylı bilgi için, referans [1]'de sayfa 215-216'da verilen 27-37, 49, 52, 55 no'lu referanslara bakınız).

Bu çalışmada, dairesele-halka mikroşerit antenin analizi literatürdeki bu konudaki son gelişmelerde göz önünde bulundurularak, rezonatör modeli ile yapılmıştır.

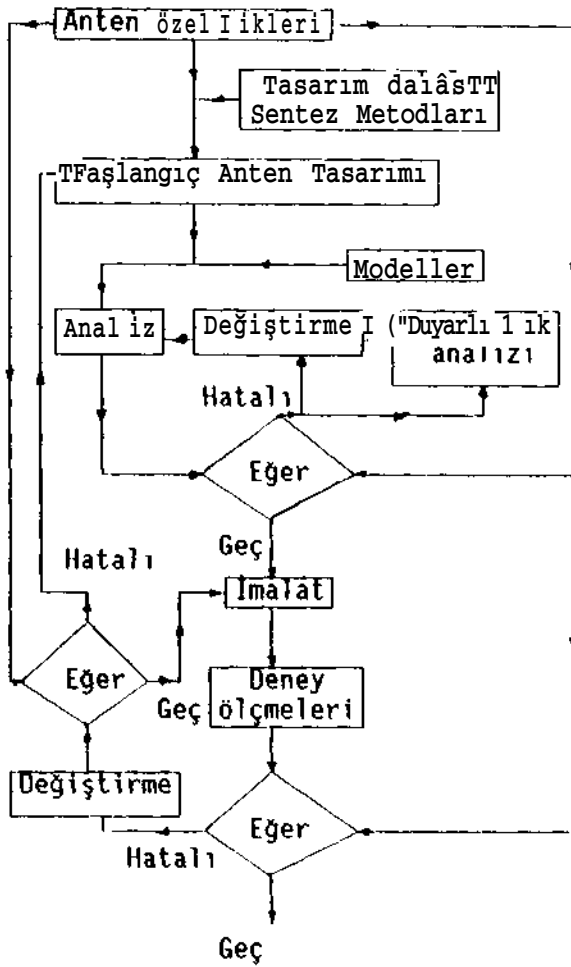
Mikroşerit antenlerde belirli bir modun rezonans frekansı, dielektrik ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ 5. ULUSAL KONGRESİ

tabanın bağlı permitivitesine ve kalınlığına, iletken yamanın boyutlarına ve şekline bağlıdır. Eğer rezonans frekansı değiştirilmek istenilirse, genellikle yeni bir antene ihtiyaç duyulur. Ancak mikroşerit antenin rezonans frekansının, toprak düzlemi ile taban arasına ayarlanabilir bir hava açıklığının konulması suretiyle de değiştirilebileceği gösterilmiştir [5]. Bu ayarlanabilir hava açıklığı, mikroşerit antenin hem rezonans frekansını akortlamak hem de bu tür antenlerin en büyük dezavantajı olan dar band genişliğini artırmak için kullanılabilmektedir. Bu çalışmada, hava-açıklığına sahip dairesele-halka mikroşerit antenin analizi de yapılmış ve hava açıklığının rezonans frekansı ve giriş empedansı üzerindeki etkisi tartışılmıştır.

Bu bildiride sunulan model, bilgisayar yardımıyla anten tasarımı için uygun bir modeldir. Elde edilen sonuçlar, anten tasarımcılarına yardımcı olacaktır.

2. BİLGİSAYAR YARDIMIYLA MİKROŞERİT ANTEN TASARIMI

Mikroşerit anten ve anten dizilerinin en iyi bir şekilde tasarım edilebilmeleri için, CAD (Computer-Aided Design: Bilgisayar yardımıyla tasarım) tekniklerinin kullanılması gereklidir. Mikrodalga devre dizaynında kullanılan CAD metodlarının temel prensipleri, mikroşerit anten tasarımında da kullanılır. Sekil-1, mikroşerit antenlerin bilgisayar yardımıyla tasarımı için genel akış diyagramını göstermektedir. Bu akış diyagramından da görüldüğü gibi, ilk önce tasarımı yapılacak antenin özellikleri bilgisayara girilir. Sentez metodları ve bilgisayarda önceden depolanan tasarım bilgileri, başlangıç anten tasarımında tasarımcıya yardımcı olur. Başlangıç tasarım modeli, CAD program paketleri ile analiz edilir. Daha sonra elde edilen performans karakteristikleri, tasarımı yapılacak antenin özellikleri ile karşılaştırılır. Analizden sonra elde edilen performans karakteristikleri



Şekil-1 Mikroşerit anten tasarımı için genel akış diyagramı.

ile tasarımı yapılacak olan antenin özellikleri birbirinden farklı çıkarsa antenin tasarım edilebilir parametreleri değiştirilir ve analiz tekrarlanır. Bu analiz, başlangıçta verilen anten özellikleri ile analiz sonucunda elde edilen anten özellikleri birbiri ile uyumlu oluncaya kadar devam eder. Bu uyumluluk sağlandıktan sonra, anten imal edilir ve deneysel ölçümler yapılır. Deneysel ölçüm sonuçları ile tasarım edilmesi gereken antenin özellikleri birbiri ile aynı ise, anten piyasaya sürülür. Aynı değilse, Şekil-1'den de görüldüğü gibi antenin tasarım edilebilir parametrelerinde birtakım değişiklikler yapılarak anten ya tekrar imal edilir, ya da başlangıç anten tasarımı için tekrar geri gönderilir. Bu işlem, imalattan sonraki ölçüm sonuçları ile başlangıçta verilen antenin özellikleri birbirleriyle uyumlu oluncaya kadar devam

eder. Bilgisayar yardımıyla dizaynın burada en büyük amacı; analizden ve ölçümlerden sonra yapılan değişiklikleri minimuma indirmektir. Bilgisayar yardımıyla tasarımda, üç ana basamak takip edilir. Bunlar modelleme, analiz ve optimizasyondur. Bu bildiride, rezonatör modeli kullanılarak, dairesel halka mikroşerit antenlerin analizi yapılmış, geniş band genişliği ve yüksek verim elde edebilmek için yama boyutlarının optimizasyonu verilmiştir.

3. ANALİZ

Şekil-2'de gösterilen eşdeğer rezonatör modeli ile halka mikroşerit antenin dielektrik taban kalınlığı h , boşluktaki dalga boyu ile karşılaştırıldığında küçük olduğu için, elektromagnetik alanlar z yönünden bağımsız olarak kabul edilebilir. Bu sebepten dolayı, yalnız TM_{nm} modları düşünülür.

Sınır şartlarını sağlayan elektrik alan E_z , Helmholtz denkleminin çözümünden,

$$E_z = E_0 \left[J_n(k_{nm} r) - \frac{Y_n(k_{nm} r)}{Y_n(k_{nm} a)} J_n(k_{nm} r) \right] \cos n\theta \quad (1)$$

şeklinde elde edilir. Burada $J_n(x)$ ve $Y_n(x)$ sırasıyla, derecesi n olan birinci ve ikinci tür Bessel fonksiyonları, üssü işareti argümana göre birinci türevleri, k_{nm} modun dalga

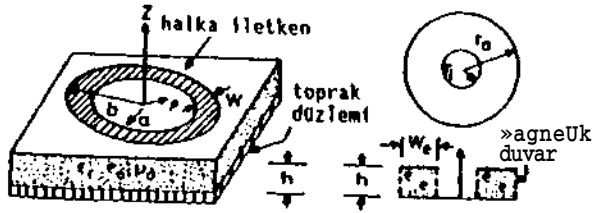
sayısı, r_1 ve r_2 Şekil-2'den de görüldüğü gibi halkanın eğrisel kenarı boyunca kenar alanlarını modele dahil eden halkanın iç ve dış efektif yarıçaplarıdır. Bu yarıçaplar, dalga sayısı ve rezonans frekansı f_r aşağıdaki şekilde verilir [3].

$$r_1 = a - \frac{W_e - W_a}{2}, \quad r_2 = b + \frac{W_e - W_a}{2}, \quad (2)$$

$$k_{nm} = \frac{2n}{r_1 + r_2}, \quad f_r = \frac{ek_{nm}}{2n(c)^{1/2}}, \quad W = b - a \quad (3)$$

$$W_e = \frac{120irh}{Z_0(e)^{1/2}}, \quad c = \frac{E - c(0)}{|G(f/f_p)|^2} \quad (4)$$

Yukarıdaki denklemlerde, a ve b halkanın fiziksel iç ve dış yarıçapları, c



Şekil-2 Dairesel-halka mikroşerit anten ve eşdeğer rezonatör modeli.

boşlukta ışık hızı, ϵ_e efektif permittivite, Z_0 genişliği W olan mikroşerit hattın karakteristik empedansı ve ϵ_r dielektrik tabanın bağlı permittivitesidir. $c_e(0)$, Z_0 , G ve f_p için, [6]'da verilen ifadeler kullanılır.

Işıma alanının küresel bileşenleri,

$$E_\theta = -C \cos\phi [K_1 B_1(a_s) - K_2 B_1(a_i)] \quad (5)$$

$$E_\phi = nC \cos\phi \sin\phi [K_1 B_2(a_s) - K_2 B_2(a_i)] \quad (6)$$

olarak elde edilir. Burada,

$$O_j^{n,hk} E e^{-jk r/r}, \quad K = r A(r) \quad \text{I a n a}$$

$$K = r A(r), \quad a \gg k r \text{ sine}, \quad a = k r \text{ sine}$$

$$A(*) = J(k x) - C, Y(k x), \quad C = \frac{J'(k r)}{1 + \frac{W}{n} \left(\frac{4}{nm} \right)}$$

$$B_1(x) = J_{n-1}(x) - \frac{nJ_n(x)}{x}, \quad B_2(x) = \frac{J_n(x)}{x} \quad (7)$$

ile verilir.

Band genişliği, verim, yönelticilik, anten kaybı ve kazanç,

$$BW = \frac{100(S-I)}{Q_T(S)^{1/2}}, \quad T_r = \frac{P}{P_T} = \frac{Q}{J_r} \quad (8)$$

$$D = \frac{1}{240} \frac{h^2 k^2 E^2 (K - K')^2}{P_r}, \quad \text{Kayıp} = 10 \log(1/n) \quad (9)$$

$$G = \frac{1}{240} \frac{h^2 k^2 E^2 (K - K')^2}{P_i} L \quad (10)$$

denlemierinden belirlenir. Burada Q_T toplam kalite faktörü, P_T toplam güç, Pasıma gücü, Q_r ışıma kalite faktörü, ve S giriş VSWR'sidir. Q_T ve P_T ,

$$Q_T = [1/Q_{r+} 1/Q_{d+} 1/Q_c]^{-1} \quad P_T = P_r + P_d + P_c \quad \text{di}$$

ile verilir. Dielektrik ve iletkenlik kayıp güçleri P_d ve P_c , ve bunlara karşılık gelen kalite faktörleri Q_d ve Q_c için, referans [1]'de verilen ifadeler kullanılabilir. Rezonatör modelinde dielektrik taban kalınlığı dalga boyu ile karşılaştırıldığında çok küçük kabul edildiğinden, yüzey dalga gücü ihmal edilmiştir. Işıma kalite faktörü,

$$Q_r = 2\pi f_r \frac{W_T}{P_r} \quad (12)$$

ifadesinden belirlenir, Rezonansda toplam depolanan enerji W_T ,

$$W_T = \frac{1}{2} \epsilon h \int_s |E_z|^2 ds \quad (13)$$

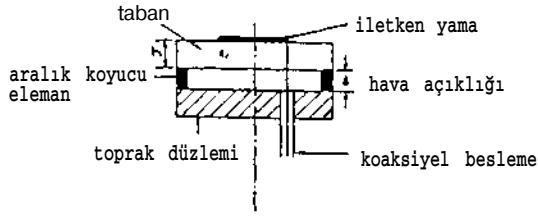
ile verilir ve burada s yamanın düzlemsel alanıdır. Işıma gücü,

$$P_r = \frac{h^2 k^2 n E^2}{4\eta_0} \left[K_1^2 \int_0^\pi B_1^2(a_s) + n^2 B_2^2(a_s) \cos^2\theta \right] \sin\theta d\theta + K_2^2 \int_0^\pi [B_1^2(a_s) + n^2 B_2^2(a_s) \cos^2\theta] \sin\theta d\theta - 2K_1 K_2 \int_0^\pi [B_1(a_s) B_1(a_i) + n^2 B_2(a_s) B_2(a_i) \cos^2\theta] \sin\theta d\theta \quad (14)$$

olarak elde edilir ve $T_r \ll 120$ dir. Gi-

riş empedansı, [1]'de rezonatör modeli için verilen ifadeden hesaplanır.

Hava açıklığına sahip olmayan halka mikroşerit anten, kenarı boyunca magnetik duvar ile bir rezonatör olarak modellenebilmektedir. Aynı şekilde Şekil-3'de gösterilen toprak düzlemi ile dielektrik taban arasındaki hava açıklığı ile bir halka mikroşerit anten de, iki-tabakalı bir rezonatör olarak modellenebilir. Üst tabaka



Şekil-3 Hava açıklığına sahip mikroşerit anten.

bağıl permitivitesi ϵ_r ve kalınlığı h olan dielektrik taban, alt tabaka ise bağıl permitivitesi ϵ_r 'e eşit olan ve kalınlığı A olan hava açıklığıdır. Hava açıklığına sahip halka mikroşerit anten için eşdeğer taban kalınlığı ve bağıl dielektrik sabiti [1],

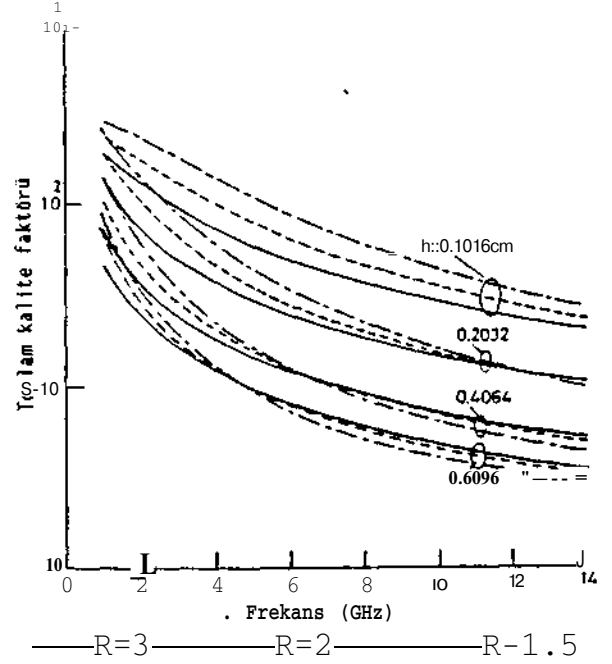
$$H = h + A \quad , \quad \epsilon_{eq} = \frac{\epsilon_r (h + A)}{(h + \epsilon_r A)} \quad (15)$$

ile verilir. Hava açıklığına sahip halka mikroşerit antenin parametreleri, hava açıklığına sahip olmayan halka mikroşerit anten için elde edilen ifadelerde ϵ_r 'nin ϵ_{eq} ile h 'ında H ile yer değiştirmesi sonucu elde edilir.

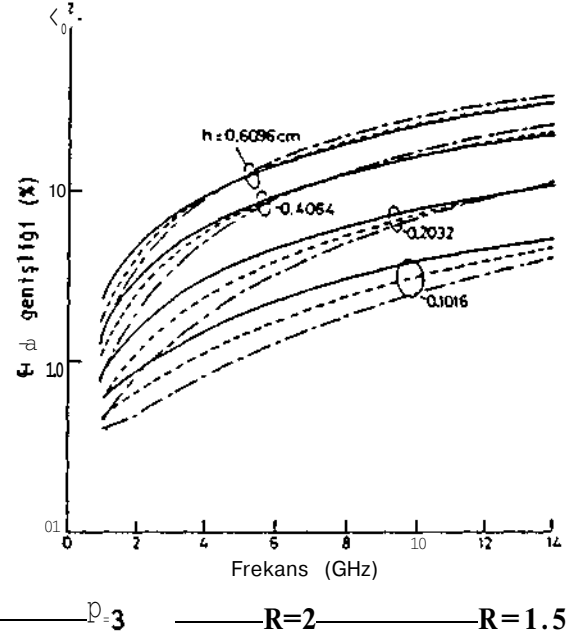
4. SONUÇLAR

Halka mikroşerit antenin dış-kenar beslenmesi durumu için, frekansa göre kalite faktörünün, band genişliğinin ve kazancın değişimi, Şekil 4-6'da verilmiştir. Farklı halka mikroşerit antenlerin, h/k_0 =sabit eşitliğini sağlayan kritik frekansta aynı performansa sahip olduğu, şekillerden açıkça görülmektedir, örneğin, $h=0.203$, 0.406 ve 0.609 cm ile birlikte farklı genişliğe (W) sahip halka yama antenler için kritik frekanslar, sırasıyla 13 , 5.5 ve 4.333 GHz' dir. Bu frekanslarda TM_{11} modunda uyarılan bu farklı yapıya sahip halka mikroşerit antenler için,

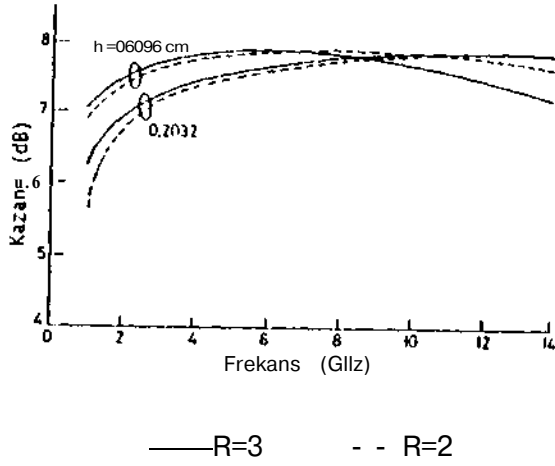
$Q_r = 11$, kazanç = 7.9 dB, verim=% 99 , ve BW =% 10.5 ($VSWR=3$ için) olarak elde edilmiştir. Daha yüksek frekanslarda, yukarıda verilen antenlerden daha dar halka antenler, küçük Q_r 'ye ve dolayısıyla daha geniş band genişliğine



Şekil-4 TM_{11} modunda uyarılan dış kenar besleme antenin farklı genişlikleri için frekansa göre toplam kalite faktörünün değişimi ($\epsilon_r = 5.8 \times 10^7$ S/m, $G_r = 2.32$, $\tan \delta = 0.0005$).



Şekil-5 TM_{11} modunda uyarılan dış kenar besleme antenin farklı genişlikleri için frekansa göre band genişliğinin değişimi ($\epsilon_r = 5.8 \times 10^7$ S/m, $\epsilon_r = 2.32$, $VSWR=3$, $\tan \delta = 0.0005$)
ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ 5. ULUSAL KONGRESİ



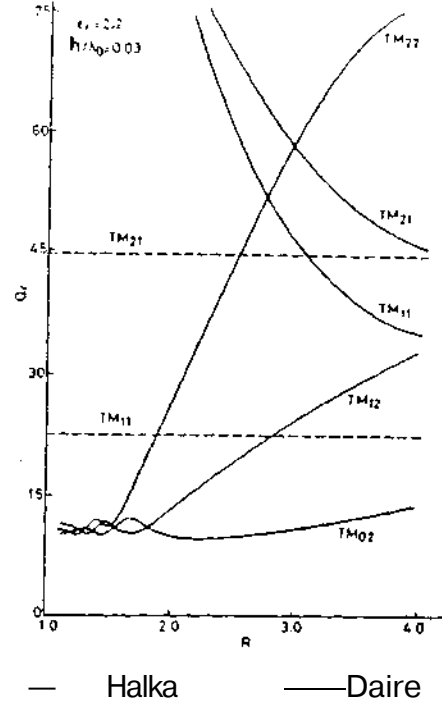
Şekil-6 TM_{11} modunda uyarılan dış kenar besleme antenin farklı genişlikleri için frekans ile kazancın değişimi ($\epsilon_r=2.32$)

sahip olurlar. Bu sonuç, düşük frekanslardaki halka mikroşerit anten davranışının tam zıddıdır. Fakat her iki durumda da toplam kalite faktörü, taban kalınlığının artırılması ile düşürülebilir.

$W=2$ cm, $a=1$ cm, $b=3$ cm, $\epsilon_r=2.32$, $h=0.406$ cm, $b/a=3$, $\tan\delta=0.0005$, bakır iletken ve TM_u modunda antenin uyarılma durumu için, $Q_r=30$, $BW=\%3.9$ ($MSNR=3$ için), kazanç=7.65 dB ve anten kaybı=0.11 dB olarak hesaplanmıştır. Hesaplanan bu verilerin ve elde edilen genel sonuçların, halka mikroşerit anten tasarımında tasarımcıya faydalı olacağı açıktır.

Farklı TM_{nm} modları için, ışıma kalite faktörünün, $R=b/a$ ile değişimi Şekil-7'de gösterilmiştir. Karşılaştırma yapmak amacıyla, dairesel mikroşerit anten için elde edilen grafikler de verilmiştir. TM_{n1} ($n>0$) modları için, Q_r 'nin genelde yüksek olduğu ve bu yüksekliğin R 'nin artırılması ile düşürülebileceği Şekil-7'den görülmektedir. Daha yüksek dereceden TM_{n2} modları için, Q_r genelde düşük değerlere sahiptir. Böylece bu modlarda uyarılan halka mikroşerit antenler, nispeten geniş band genişliğine ve yüksek ışıma verimine sahip olacaklardır. Q_r 'nin minimuma ulaştığı,

ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ 5. ULUSAL KONGRESİ



Şekil-7 Farklı modlar için R 'nin fonksiyonu olarak Q_r 'nin değişimi ($\epsilon_r=2.2$, $h/A_0=0.03$)

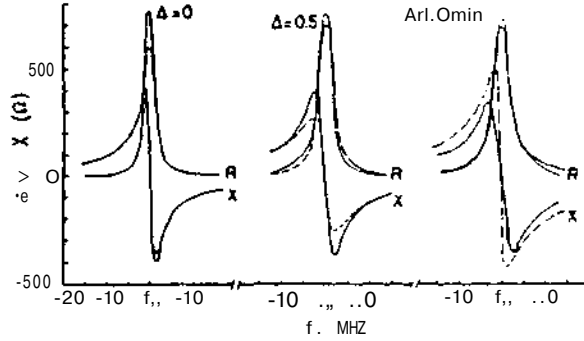
bazı özel R değerlerinin olduğu, Şekil 7'den görülmektedir. Bilgisayar yardımıyla tarama yapmak suretiyle, bu optimum değerler ve optimum değerlere karşılık gelen halka boyutları kolayca belirlenebilir.

Tablo-1'de TM_{11} ve TM_{12} modları ve farklı hava açıklığı kalınlıkları için elde edilen teorik rezonans frekansı değerleri, referans [5]'de ölçülen rezonans frekansı değerleri ile karşılaştırılmıştır. Teorik sonuçlar, ölçülen sonuçlarla uyumluluk içindedir. Hava açıklığı kalınlığını değiştirmek suretiyle rezonans frekansının değiştiği ve hava açıklığı kalınlığı A artarken rezonans frekansında yukarı doğru bir kayma olduğu görülmektedir. Seki-8 hakim mod ve farklı hava açıklığı kalınlıkları için elde edilen teorik giriş empedansı sonuçları ile, referans [5]'de ölçülen sonuçları göstermektedir. Şekil-8'den görüldüğü gibi, teorik sonuçlar deneysel sonuçlarla iyi bir uyumluluk içindedir. Hava açıklığı kalınlığı artarken band genişliğinin nispeten arttığı, Şekil 8'den görülmektedir.

Tablo-1 Hava açıklığına sahip dairesel halka mikroşerit antenin MHz cinsinden teorik ve ölçülen [5] rezonans frekansları sonuçları ($b=7$ cm, $a=3.5$ cm, $c_r=2.32$, koaksiyel beslemenin merkezden uzaklığı $d=3.6$ cm.)

| | A=0 | | A=0.5 mm | | A=1.0 mm | |
|------------------|------|------|----------|------|----------|------|
| | Ölç. | Teo. | Ölç. | Teo. | Ölç. | Teo. |
| TM ₁₁ | 626 | 623 | 720 | 716 | 778 | 767 |
| TM ₁₂ | 2757 | 2828 | 3040 | 3130 | 3240 | 3227 |

Sonuç olarak bu çalışmada, aynı genişliğe ve farklı rezonans frekanslarına sahip dairesel halka mikroşerit antenlerin ışırma karakteristikleri verilmiştir. Farklı halka mikroşerit antenlerin ışırma özelliklerinin, kritik frekansta aynı olduğu ve bu ışırma özelliklerinin uygun taban kalınlığı seçilerek kontrol edilebileceği gösterilmiştir. Daha yüksek frekanslarda daha ince yapıların, düşük toplam kalite faktörüne, yüksek kazanç ve geniş band genişliğine sahip olduğu ve bu sonuçların daha düşük frekanslardaki dairesel halka mikroşerit antenlerin davranışının tam zıddı olduğu belirlenmiştir. Işıırma kalite faktörünün minimum değerlerine tekabül eden



— Teorik — Deneysel [5]

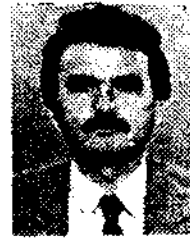
Seki 1-8 Farklı hava açıklıklarına sahip ve TM₁₁ modunda uyarılan dairesel halka mikroşerit antenin teorik ve ölçülen giriş empedansları ($a=3.5$ cm, $b=7$ cm, $c_r=2.32$, $h=0.159$ cm, $d/a=1.05$, ölçülen ve hesaplanan rezonans frekans değerleri Tablo-1 de verilmiştir).

338

optimum halka boyutlarının kullanılması ile, ışırma veriminin ve band genişliğinin maksimum değerlerinin elde edilebileceği görülmüştür. Ayrıca, hava açıklığına sahip dairesel halka mikroşerit anten kullanmak suretiyle, halkanın hem rezonans frekansının değiştirilebileceği hem de bu tür antenlerin en büyük dezavantajı olan dar band genişliğinin artırılabilmesi tespit edilmiştir.

KAYNAKLAR

- [1] JAMES, J. R., and HALL, P. S.:¹ Handbook of microstrip antennas, volume 1 and volume 2' (IEE Electromagnetic Wave Series, No. 28, Peter Peregrinus Ltd., 1989)
- [2] EL-KHAMY, S.E., EL-AWADI, R.M., and EL-SHARRAWY B.A.: 'Simple analysis and design of annular ring microstrip antennas', IEE Proc, Pt. H, vol. 133, no.3, 1986, pp. 198-202.
- [3] KHILLA, A.M.: 'Ring and disk resonator for CAD model', Microwave J., 27, 1984, pp. 91-105.
- [4] SULTAN, M.A.: 'Extended analysis of closed-ring microstrip antenna', IEE Proc, Pt. H, vol.136, no. 1, 1989, pp. 67-69.
- [5] DAHELE, J.S., and LEE, K.F.: 'Theory and experiment on microstrip antennas with airgaps', IEE Proc, Pt. H, vol. 132, no. 7, 1985, pp. 455-460.
- [6] HAMMERSTAD, O.E., and JENSEN, O.: 'Accurate models for microstrip-computer aided design', IEEE MTT-S International Symposium Digest, 1980, pp. 407-409.



Kerim Güney, 1962'de İsparta'nın Gelendost ilçesinde doğdu. İlk, orta ve lise tahsilini İsparta'da tamamladı. 1983 yılında Erciyes Üniv. Müh. Fak. Elektronik Bölümünden mezun oldu ve aynı yıl bu bölümde Araş. Gör. olarak göreve başladı. 1988'de İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik ve Haberleşme Ana Bilim Dalında Yüksek lisans öğrenimini tamamladı. 1991'de Erciyes Üniv. Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik Ana Bilim Dalında Doktorasını bitirdi. 1992'den beri, aynı üniversitede Yar. Doç. Dr. olarak çalışmaktadır. İlgi alanı, mikroşerit antenlerdir.

ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ 5. ULUSAL KONGRESİ