



**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 kvanç 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 tam metinlerinin de 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 gerçekleşmiş 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 yaklaşma ve dayanışmaya da

katkıda bulunmaktadır. Ancak Kongre ve onunla birlikte oluşturulan sergi/fuvarın 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 DİNÇER (KTU) A.Oğuz SOYSAL (IU)  
Abdullah SEZGİN (KTU) İrfan SENLİK (EMO)  
Kenan SOYKAN (EMO) Y.Nuri SEVGEN (EMO)

## DANIŞMA KURULU

Rasitn ALDEMİR (BARMEK) Mehmet KESİM (Anadolu U)  
Teoman ALPTURK (TMMOB) Macit MUTAF (EMO)  
Ahmet ALTINEL (TEK) Erdiñç ÖZKAN (PTT)  
İbrahim ATALI (EMO) Kamil SOĞUKPINAR (TETSAN)  
Malik AVİRAL (ELİMKO) Sedat SİSBOT (METRONİK)  
Emir BİRGÜN (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 ÖNKİBAR (TEK) Yusuf TANDOĞAN (PTT)  
Abdullah SEZGİN (KTU) Ömer K. YALCIN (TELSER)

## SEKRETERLİK HİZMETLERİ

Necini İKİNCİ (EMO) Elmas SARI (EMO)

BİLİMSEL DEĞERLENDİRME KURULU

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

## GENİŞ BANTLI MİKRODALGA YÜKSELTEÇ TASARIMI

Şimşek Demir Canan Toker

Orta Doğu Teknik Üniversitesi  
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü  
06531 Ankara

Öz: Tek yönlü FET (Alan Etkili Transistör-Field Effect Transistor) yaklaşımı ile bir kuramsal uyumlama tekniği geniş bantlı mikrodalga yükselteç tasarımına uygulanmıştır. Genellikle bir oktavdan daha dar bantlar için kullanılan bu yöntem, mikrodalga frekanslarında devre analizi yapan yazılımların eniyileme (optimization) rutinleri de kullanılarak 1-13 GHz (>3 oktav) frekans aralığında kullanılmıştır, ideal davranışı toplu elemanların yer aldığı tasarım, MMIC (Tekparça Mikrodalga Tümüleşik Devre - Monolithic Microwave Integrated Circuit) elemanları ile de incelenmiş, kayıplı iletim hatları ve reaktif elemanların neden olduğu sapmalar görülmüş, bu sapmaları en aza indirecek şekilde eniyileme uygulanarak sonuç devre (1-10GHz) elde edilmiştir. Bu devre daha sonra MMIC olarak üretime hazır hale getirilmiştir.

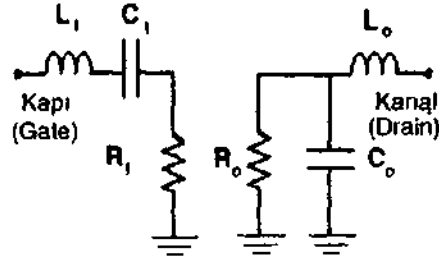
## 1. GİRİŞ

Alan etkili transistör genel bir yaklaşımla, tek yönlü bir aygıt olarak kabul edilip, giriş ve çıkış empedansları ayrı ayrı modellenerek incelenebilir ve devre tasarımında kullanılabilir.

En basit yaklaşımda bir FET Şekil 1'de görüldüğü gibi modellenenebilir. Modelde yer alan bobinler, transistörün aktif aygıt olarak modelinde bobin bulunmamasına rağmen, paketleme gibi işlemler sonucu ortaya çıkan etkileri ve RC bir devreyle modelleme eksiklerini karşılamak için göz önüne alınmıştır. Mikrodalga uygulamalarına yönelik olarak, 0.5µ. m kapı uzunluğu, 300µ. m kapı genişliği ve 1µ. m kapı kanal aralığıyla üretilmiş bir transistör, kuramsal yaklaşımın uygulamadaki etkilerini görmek amacıyla incelenmiştir. Giriş empedansı  $R=6.9Q$ ,  $L=0.005nH$ ,  $C=0.67pF$  ile çıkış empedansı ise  $R=180fi$ ,  $L=0.5nH$  ve  $C=0.15pF$  ile modellenmiştir.

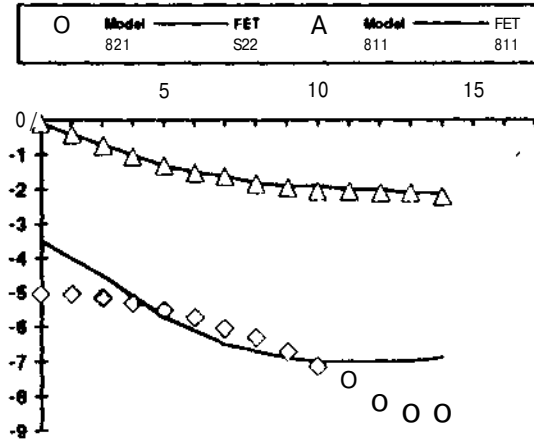
Modelde yer alan elemanların değerlerini belirlemek için, transistörün ölçülmüş S-değiştirgenleri kullanılmıştır. Modelin geçerliliği kabul edilerek, giriş ve çıkış yansıma değerlerinden, iki frekans için, giriş ve çıkış empedansları hesaplanmıştır. Bu değerler sanal sayılar olduklarından, her frekans için sanal ve gerçel kısımlar olarak iki eşitlik bulunmuş ve üç elemanın bilinmeyen değerlerinden oluşan

empedans değerlerine eşitlenmiştir. Kullanılan model dar frekans aralıklarında geçerlidir. Bu nedenle, geniş frekans aralığına uygulanmasından doğan sapmalar olmuştur. Ancak, bu sapmalar, bir mikrodalga devre analiz programı olan C/NL'in eniyileme yöntemleri kullanılarak en aza indirilmiştir.



Şekil 1: FET modeli

Bu yöntemle elde edilen model kullanılarak hesaplanmış ve transistörün ölçülmüş giriş ve çıkış yansıma değerlerinin karşılaştırılması Şekil 2,'dedir.



Şekil 2: Gerçek ve Model FET S değıştirgenleri

Geniş bantlı yükselteç tasarım problemi, böylelikle, giriş ve çıkışta RLC devreden oluşan empedansların, kaynak ve yükte 50Q değerindeki

empedansa uyumlanması problemine indirgenmiştir.

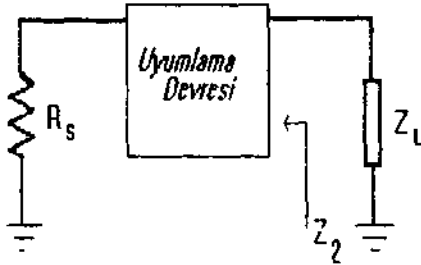
FET'leinin incelenmesinde görülecektir ki; giriş çıkış arasındaki aktarma oranı,  $g_m$  ve  $C_{gs}$  transistör parametreleri olmak üzere, frekansla ikinci dereceden ters orantılıdır!;

$$G \propto \left( \frac{g_m}{\omega C_{gs}} \right)^2$$

Bu bağımlılığı karşılamak için, giriş uyumlama devresine frekansla ikinci dereceden doğru orantılı bir bağımlılık verilmiştir. Kuramsal olarak tasarlanan devrelerin eleman değerleri, istenen özelliklerden sapmaları düzelterek biçimde eniyelenmiştir. Sonuçta elde edilen eşleme devreleri, bir MMIC üretici kuruluşun teknolojisi ile üretilebilecek biçime getirilmiştir.

## 2. UYUMLAMA DEVRELERİ

a. Genel Kuram: Sanal bir empedansın gerçel bir empedansa uyumlanmasında, kayıpsız reaktif elemanlardan oluşan bir devre kullanılacaktır. Şekil.3'te görülen uyumlama devresinin ( $Z_2$ ), aktarma fonksiyonunu ( $G$ ), ve uyumlanacak empedansı ( $Z_L$ ), argüman olarak kabul edecek bir fonksiyonla ifadesi bulunacaktır.



Şekil 3: Genel uyumlama devresi

Kullanılan uyumlama devresi kayıpsız olduğundan S deşıştırigenlerinin:

$$S \times S^*T = |$$

özelliği kullanılarak;

$$|S_{21}|^2 = 1 - |S_{22}|^2 \quad (1)$$

elde edilebilir. Yansıma katsayısının,  $S_N$  genel ifadesinden yararlanarak Şekil. 3'te tanımlanan «mpedanslar cinsinden  $S_{22}$ »:

$$S_{22}(s) = \frac{Z_2(s) - Z_L(-s)}{Z_2(s) + Z_L(-s)} \quad (2)$$

olarak ifade edilebilir.  $Z_L(-s)$ 'ın sağ yarı düzlemde (SYD), kalan köklerinden:

$$B(s) = \prod_i \frac{s - v_i}{s + v_i} \quad (3)$$

şeklinde  $B(s)$  tanımlanmıştır.  $B(s)$  tüm geçiren bir fonksiyon olduğundan (1) eşitliğindeki  $S_{22}$  yerine,  $B(s)$  ile çarpımında olası SYD köklerden

arındırılarak tanımlanan  $p(v)$  kullanılabilir:

$$p(s) = B(s)S_{22}(s) \quad (4)$$

$Z_2(s)$ 'in ifadesi (4)'ün yeniden düzenlenmesi ile elde edilir:

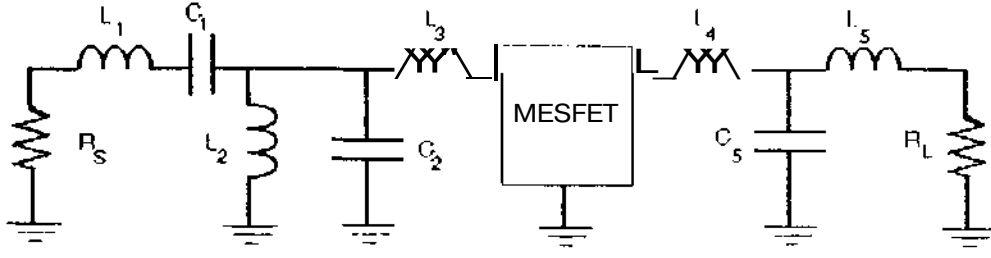
$$Z_2(s) = \frac{Z_L(-s)B(s)}{s - p(s)} Z_L(s) \quad (5)$$

$p(v)$ 'in ifadesi ise, transfer fonksiyonunun  $S_{22}$ 'e ve  $p(v)$ 'in büyüklük olarak  $S_{22}$ 'ye eşit olması kullanılarak, (1)'in yeniden yazılması ile:

$$|p(v)|^2 = 1 - G(-v^2) = \frac{N(-s^2)}{M(-s^2)} = \frac{n(s)n(-s)}{m(s)m(-s)} \quad (6)$$

olarak bulunur. Herhangi bir  $S_j$  kökü için  $-S_j$  de bir köktür. Bu nedenle N ve M Hurwitz ve anti-Hurwitz polinomlarına ayrılabilirler. SYD'de kök yer almayacak şekilde oluşturulan bu n, m polinomlarından  $p(v)$  elde edilir.

b. Giriş Uyumlama: FET'nin giriş empedansı band geçiren bir empedans olarak modellendiği için uyumlama devresi de band geçiren yapıda olacaktır. Uyumlama devresinin band içindeki davranışı, eşit dalgalanma yapacak biçimde Chebyshev polinomu olarak seçilmiştir. Dar band ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ 5. ULUSAL KONGRESİ



Şekil 4: Giriş ve çıkış uyumlama devreleri

uygulamaları için ikinci dereceden seçilen Chebyshev polinomları yeterli olabilirken geniş band uygulaması için üçüncü dereceden polinom seçimi uygun görülmüştür. Alçak geçiren devre prototipi olarak tasarlanıp band geçiren yapıya dönüşümü yapılmıştır. Buna göre aktarma fonksiyonu:

$$G(\omega^2) = \frac{K_3 \omega^2}{1 + e^2 C_1^2 (M^-)} \quad (7)$$

olarak belirlenmiştir. Pasif devrelerin band genişliği ile kazanç çarpımı, Fanot<sup>2</sup>'nin ifade ettiği gibi belirli bir değerin üzerine çıkamaz. Bu nedenle, e ve K<sub>3</sub> değerleri geniş band uyumlama kuramının getirdiği sınırlamaların içinde seçilmelidir. Aynı zamanda K<sub>3</sub> değeri, pasif devre tasarımı yapıldığından, frekans aralığında

$$|G(\omega^2)| \leq 1$$

eşitsizliğini sağlamalıdır.

Uygulamada (6). eşitlik kullanılarak p(s)'m hesaplanması için N, M polinomları elde edilmiş, n, m polinomların bulunması için sayısal kök bulma yöntemleri kullanılmış ve p(.v) elde edilmiştir.

p(s), (5)'deki yerine konulduğunda Z<sub>1</sub>(s) elde edilir. Polinom halinde bulunan bu ifade, LC elemanlardan oluşacak kayıpsız ve dirençle sonlanan bir devrenin ifadesi olarak, sıfır ve köklerin çekilmesi ile değerleri hesaplanan LC elemanlarla gerçekleştirilir. Verilmiş bir polinom ifadeden yukarıdaki yöntemle elektrik devresini ve eleman değerlerini hesaplayan bilgisayar yazılımı yapılmıştır. Buna göre elde edilen giriş uyumlama devresi Şekil.4'te ve eleman değerleri Tablo. 1'dedir. Giriş uyumlama devresinin üçüncü sığacı transistörün modelindeki elemanlarla karşılanmış, ek bir eleman kullanmaya gerek kalmamıştır.

c.Çıkış Uyumlama: Giriş uyumlama uygulanan yöntem uygulanmıştır. Ancak, çıkış empedansı alçak geçiren tipte olduğu için tasarlanan uyumlama devresi de alçak geçiren devre olarak tasarlanmıştır.

Bobin , L <sub>j</sub>	(nH)	Sığaç, C <sub>j</sub>	(PF)
L <sub>1</sub>	0.50	C <sub>1</sub>	1.20
L <sub>2</sub>	(Büyük)	C <sub>2</sub>	0.50
1-3	0.50	C <sub>3</sub>	-
1-4	0.90	C <sub>4</sub>	-
1-5	0.60	C <sub>5</sub>	0.24

Tablo1:Tasarım eleman değerleri

Bu devre için de Chebyshev tipinde dördüncü dereceden bir aktarma fonksiyonu seçilmiştir. Dar frekans aralıklı çıkış uyumlama devreleri için üçüncü dereceden devreler yeterli olmakla birlikte geniş aralık uygulaması için dördüncü derece seçilmiştir.

Transistörün frekansa bağımlı kazanç düşüşü giriş devresinde dengelendiği için çıkış devresinde aktarma fonksiyonu olarak:

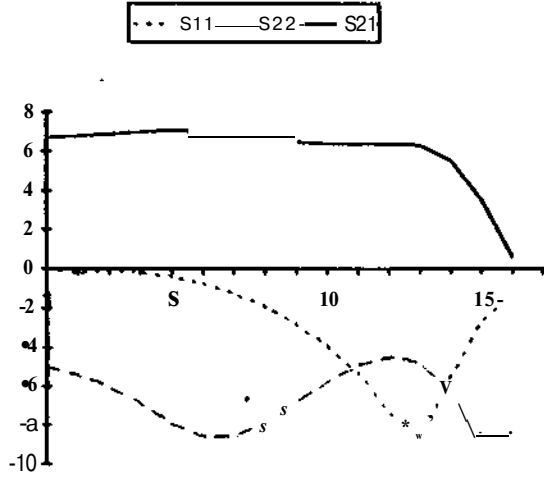
$$G(\omega^2) = \frac{K_{*}}{1 + \xi^2 C_4^2 (H')} \quad (8)$$

seçilmiştir. Z<sup>^</sup>(s) bulunduktan sonra LC elemanlarla gerçekleştirilecek devre topolojisi ve eleman değerleri analitik olarak hesaplanmıştır. Çıkış uyumlama devresinin birinci sığacı transistörün modelindeki elemanlarla karşılanmıştır. Buna göre elde edilen devre ve hesaplanan eleman değerleri Şekil.4'te ve eleman değerleri Tablo. 1'de yer almaktadır.

d.Sonuç Devre: Transistörün tamamen tek yönlü olmamasından kaynaklanan hatalar, kusursuz bir uyumlamanın geniş frekans aralığında sağlanamamasının da etkisiyle, baskın hale gelmiş



ve istenen yansıma ve kazanç fonksiyonlarından sapmalara neden olmuştur. Genişleyen frekans aralığı ile sapmaların da arttığı görülmüştür. Özellikle, transistörün frekans bağımlılığının ancak yaklaşık biçimde işleme katılabilmesi beklenen düz kazanç eğrisinin alınmasını engellemiştir. Bununla birlikte, devre topolojileri sabit bırakılarak sadece eleman değerlerinin değiştirilmesi ile eniyileme uygulanmıştır. Tasarımın geniş frekans aralığında çalışmaya uygun olması gözönüne alınarak, giriş ve çıkış yansıma değerlerinde olan bozulmalar kabul edilerek frekans aralığı genişletilmiştir. Sonuç değerlere göre tepke Şekil 5'te verilmiştir.



Şekil 5: Geniş bantlı yükselteç tepkesi

Reaktif elemanlarla uyumlanmış bir yükseltecin geniş frekans aralığında kusursuz uyumlamaya ulaşamayacağını<sup>3]</sup> da göz önüne alındığı durumda elde edilen sonuçlar kabul edilebilir düzeydedir. Gürültü faktörünün önemli olduğu durumlarda kayıplı elemanların kullanılması gürültüyü artıracığından, reaktif uyumlanmış devreler kullanılır.

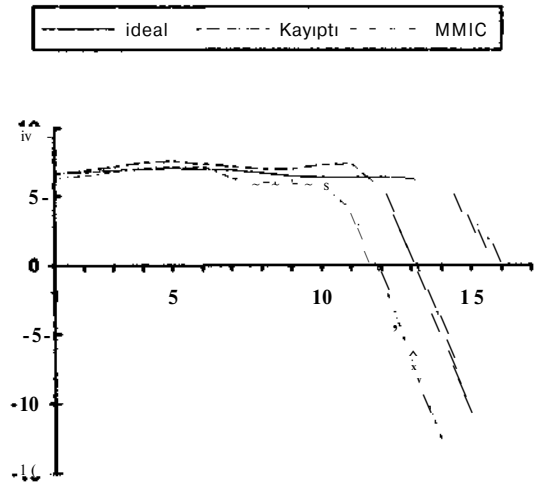
### 3. TÜMLEŞİK DEVRE UYGULAMASI

Yapılan tasarımda ideal davranışlı toplu elemanlar kullanılmıştır. Yüksek frekanslarda dalga boyunun eleman boyutları ile karşılaştırılabilir olduğu durumlarda,  $1/10 < A$ , toplu eleman yaklaşımı uygulanamaz. Hibrit devre tasarımlarında devre elemanları arasında bağlantı elemanları vardır. Örneğin; X bandında toplu eleman yaklaşımının uygulanabilmesi için en büyük bağlantı boyunun 3mm'yi geçmemesi gerekir. Tümleşik devre teknolojisi bu kısıtlamaları aşmıştır. Örneğin; 4.2x2.6mm<sup>2</sup>'lik alanda, anahtarlama ve çıkış sürücü yükselteçleri ile birlikte, kazançlı 6-bit faz kaydına yapılmıştır<sup>4]</sup>. Aktif ve pasif bütün elemanlar tek bir parça

372

üzerinde yer aldığından bu tip devrelere tekparça mikrodalga tümleşik devre adı verilmektedir. MMIC teknolojisinde toplu devre elemanları kullanılabilir. Ancak, bir yarı iletken üzerine yerleştirilen bu elemanlar ideal davranıştan sapmalar gösterir. Özellikle, düzlemsel bir alanda bobin benzetimi ile endüktans elde edilmesinin getirdiği zorluklar, bu elemanların Q faktörünü ve kullanılabilecekleri frekans aralığını sınırlamaktadır. Bu nedenle üretim öncesinde bu elemanların, fiziksel nedenlemelere ve istatistiksel verilere dayanan, gerçek davranışları tasarımlarda göz önüne alınır.

Tümleşik devre olarak üretim için elemanların fiziksel olarak yerleştirilmesi gerekmektedir. Bunun için elemanlar arasında mikroserit iletim hatları ve bağlantı yerlerine T-tipi elemanlar yerleştirilmektedir. Kullanılan mikroserit hatların da kayıplı bir ortam üzerinde yer alması gibi nedenler sonucunda, tasarlanan devre tümleşik olarak gerçekleştirildiğinde elde edilen sonuçlar ideal yaklaşımdan uzaklaşmaktadır. Şekil 6'da kazanç eğrisinin, sırasıyla, ideal davranışlı toplu elemanlarla, araya kayıplı mikroserit hatların eklenmesiyle ve gerçek toplu elemanlarla gerçekleştirildiğinde frekansa bağlı davranışı görülmektedir. Giriş çıkış yansımasında, kayıplardan ötürü merkez frekans düşmüş, uyum artmıştır. Tasarımın MMIC olarak gerçekleştirilmesinden kaynaklanan sapmalar için de ayrıca eniyileme uygulanmıştır. MMIC uygulamalarının analizinin yapılabilmesi, ancak belirli yazılım paketleri ile yapılabilmektedir. ACADEMY MMIC devrelerin analizi ve üretim



Şekil 6: Kazanç eğrilerinin karşılaştırması

öncesi fiziksel düzenlemelerinin yapıldığı bir yazılımdır. Bu yazılım kullanılarak tasarlanan devreye eniyileme uygulanmış ve 0.7x0.7mm<sup>2</sup> alanda gerçekleştirilerek üretime hazır hale getirilmiştir.

#### 4. SONUÇ

Bu çalışma sonucunda MMIC üretimine yönelik olarak geniş bantlı reaktif uyumlanmış yükselteç tasarımı yapılmıştır. Bu konudaki çalışmalar devam etmektedir ve tasarımların üretilmesi planlanmaktadır.

Uygulanan tasarım yönteminin getirdiği kısıtlamalar vardır. Kaynak empedansı ve aktif aygıt arasında tüm frekans aralığında tam bir uyum sağlanamamıştır. Giriş uyumlama devresinin kazançtaki frekansa bağlı düşmeyi dengeleyebilmesi için eklenen  $w^2$  terimi giriş yansıma katsayısını frekansın düşük değerleri için yükseltmiştir. Bu terimin eklenmesi (7)'deki  $K_3$  faktörünü her oktav için 4 kat azaltmaktadır. Eniyileme yapılarak giriş uyumlamasının düzeltilmesi çıkış uyumlamasının bozulması ile dengelenmiştir. Sadece girişe ikinci dereceden kazanç dengeleme faktörü eklemek yerine, hem girişe hem çıkışa birinci dereceden  $w$  çarpanı eklenebilir. Devre tasarımında transistörün modellenmesi yerine, doğrudan S değişirgenleri de kullanılabilir<sup>5</sup>, veya başka sayısal yöntemler geliştirilebilir<sup>6</sup>. Bu çalışmanın önemi, eleman değerlerinin analitik olarak elde edilebilmesi, bu şekilde istenen bazı özelliklerin devreye kolayca kazandırılabilmesidir. Bu çalışmada kullanılabilişse de, birçok uygulamada kaynak veya yük empedansının 5012 olması, MMIC ortamında yer alamayan, transformatörlerin kullanımını gerektirir<sup>7</sup>. Benzer



Şimşek Demir 1969 yılında Amasya'da doğmuştur. Orta Doğu Teknik Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü'nden 1991 yılında lisans derecesini almıştır (aynı bölümden Eylül 1993'te yüksek lisans derecesini alması beklenmektedir). 1991 yılından beri, mezun olduğu bölümde Araştırma Görevlisi olarak görev yapmaktadır. Çalışmaları MMIC teknolojisi ve uygulamaları üzerinde sürmektedir.



Canan Toker 1939 yılında Safranbolu'da doğmuştur. University of Wales'den BS ve PhD derecelerini sırasıyla 1962 ve 1965'te almıştır. 1974-1978 arasında ODTÜ Gaziantep Elektrik Mühendisliği Bölüm Başkanlığı, 1982-1985 arasında ODTÜ Mühendislik Fakültesi Dekan Yardımcılığı, 1985-1988 arasında ODTÜ Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölüm Başkanlığı görevlerinde bulunan Canan Toker, 1984-1990 yıllarında Radyo ve Televizyon Yüksek Kurul üyeliğinde bulunmuş, 1990-1991 arasında TÜBİTAK Başkan Yardımcılığı yapmıştır, 1992 yılında başlayan TRT Yönetim Kurulu üyeliği halen devam etmektedir. Canan Toker 1974 yılında TÜBİTAK teşvik ödülünü almıştır. Araştırma konuları mikrodalga sistemleri, elektromanyetik alanlar, mikrodalga devrelerin analiz ve sentezi/idi.

biçimde giriş ve çıkış uyumlama devrelerinin birer elemanları modeldeki elemanlarla karşılanmıştır.

#### KAYNAKÇA:

- (1) Sweet, A., MIC and MMIC Amplifier and Oscillator Design, Artech House, Boston, 1990.
- (2) R.M. Fano, "Theoretical Limitations on the Broadband Matching of Arbitrary Impedances", J. Franklin Inst., Vol 249, Jan 1960 and Feb 1960.
- (3) K.B. Niclas, "Multioctave Performance of Single Ended Microwave Solid State Amplifiers", IEEE T-MTT-32, Aug 1984.
- (4) R.M. Eaton, FA. Myers, "Technology, Circuit Design and Applications of GaAs MMICs", Elect. and Comm. Eng. J., Dec 1990.
- (5) S.B. Yarman, J.H. Carlin, "A Simplified Real Frequency Technique Applied to Broadband Multistage Microwave Amplifiers", IEEE T-MTT-30, Dec 1982.
- (6) K.W. Ku, W.C. Petersen, "Optimum Gain Bandwidth Limitations of Transistor Amplifiers as Reactively Constrained Two Port Networks", IEEE T-CAS-22, June 1975.
- (7) G.P. Young, S.C. Scanlan, "Matching Network Studies For Microwave Transistor Amplifiers", IEEE T-MTT-29, Oct 1981.

Kemal Erdogdu

C.Yaşar Elmas

KTÜ Muh.Mlm.Fak.Trabzon

PTT,Ordu

## ÖZET

Antenin ışınım özelliklerinin bulunabilmesi için akımın anten boyunca nasıl değiştiğini bilmek gerekir. Bu ise, Maxwell denklemlerinin uygun sınır koşulları altında çözümlenmesi gerektirir. Denklemlerin tam bir doğrulukla çözülebilmemesi olanaksızdır. Ancak belirli akım dağılımları varsayılarak yaklaşık çözümler bulunabilir. Çözümlerin doğruluk derecesi yapılan varsayımın gerçeğe uygunluğuna bağlıdır.

Yakın geçmişte kullanılan en yaygın varsayım, anteni sonu açık iletim hattına benzetmektir. Bu durumda, anten üzerinde sinüs biçimli bir akım dağılımı oluşur; anten alanını ve giriş empedansını hesaplamak kolaydır. İnce antenlerde bu varsayım doğru sonuç vermekle birlikte, anten kalınlığı arttıkça doğruluk azalmakta, bazı durumlarda belirsizlikler doğmaktadır. Sayısal yöntemler bu güçlükleri aşma olanağı vermektedir.

Sayısal çözümlemede akım dağılımına değişken katsayılı serilerle yaklaşımakta, Hailen tümlev denklemi çözülerek serinin katsayıları belirlenmektedir. Bu çalışmada Lagrange açılım işlevleri kullanılarak anten akım dağılımları ve giriş empedansları hesaplanmıştır. Tümlev almada Simpson kuralı uygulanmış, denklemler bilgisayar yardımıyla çözülmüştür.

## KURAMSAL TEMEL

Boyu  $l=2l_0$  yarı çapı  $a$  olan bir silindirik dipol antenin ortadan beslendiğini varsayalım. Besleme gerilimi  $V_0$  olsun. Eksen

başlangıcı ortada,  $z$  eksenini anten boyunca seçilmiş olsun. Buna göre, Hailen tümlev denklemi,

$$\int_0^l \frac{e^{-jflr}}{r} I(z') dz' = -I_a \int_0^{2u} \frac{e^{-jflr}}{r} I(z') dz' = -j \frac{2u}{r_{1,n}} V_0 \sin fl |z| + 4KCCOE/3Z \quad (1)$$

olur.  $z'$  eksenindeki bir kaynak noktası,  $z$  anten üzerinde seçilen bir nokta,  $C$  bir sabit,

$120n$  boşluğun dalga empedansıdır  $r = [a^2 + (z-z')^2]^{1/2}$  dir. Anten boyunca akım dağılımı simetrik, yani  $I(z') = I(-z')$  olduğundan,  $(-l, 0)$  aralığındaki tümlev

$(0, l)$  aralığına dönüştürülebilir. Bunun için  $z''$  yerine  $-z''$

koymak yeterlidir. Ayrıca,  $u = z/l$

$u' = z'/l$ ,  $a = a/l$  ve  $\theta = \theta_1$  konarak, (1) denklemi aşağıdaki biçimde yazılabilir:

$$\int_0^1 \cos flr \cdot J_0 sin flr \cdot \cos flr \sim J_0 \sin 3r - \left[ \frac{1}{r_1} I_1 + \frac{1}{r_2} I_2 \right] A$$

$$I(u') du' = -j \frac{V}{60} k \sin 9u + \ln C \cos 9u \quad (2)$$

Burada,  $r_1 = [a^2 + (u-u')^2]^{1/2}$ ,  $r_2 = [a^2 + (u+u')^2]^{1/2}$  'dir.  $u = u'$  ve  $u = -u'$

için  $r_1 = r_2 = a$  olur.  $a \ll l$  olduğundan bu noktalar birer tekil noktadır. Tümlevin alınabilmesi için (1)'deki kosinüs terimleri aşağıdaki gibi düzenlenebilir:

$\int_0^1 \frac{I(u') \cos 9r_1 - I(u) \cos 9a}{r_1} du' + \int_0^1 \frac{I(u') \cos 9r_2 - I(u) \cos 9a}{r_2} du' + \int_0^1 \left( \frac{1}{r_1} + \frac{1}{r_2} \right) du' \quad (3)$

$$\int_0^1 \frac{I(u') \cos 9r_1 - I(u) \cos 9a}{r_1} du' + \int_0^1 \frac{I(u') \cos 9r_2 - I(u) \cos 9a}{r_2} du' + \int_0^1 \left( \frac{1}{r_1} + \frac{1}{r_2} \right) du' \quad (3)$$

$$\int_0^1 \frac{I(u') \cos 9r_1 - I(u) \cos 9a}{r_1} du' + \int_0^1 \frac{I(u') \cos 9r_2 - I(u) \cos 9a}{r_2} du' + \int_0^1 \left( \frac{1}{r_1} + \frac{1}{r_2} \right) du' \quad (3)$$

$$I(u) \cos 0 \ll \int_0^1 \left( \frac{1}{r_1} + \frac{1}{r_2} \right) du' \quad (3)$$

İlk iki tümlev  $r_1 = r_2 = 0$  için sı-

fır olurlar. Son tUmlev ise analitik yoldan bulunabilir.

$$\int_0^1 \left( \frac{1}{r_1} + \frac{1}{r_2} \right) du' = \ln \frac{AB}{\alpha^2} \quad (4)$$

$$A.B = 1 \pm u + [a^2 + (1 \pm u)^2]^{1/2}$$

(3)'Un ilk iki terimiyle (2)'nin sInUslU terimleri birleştirildi-Binde,

$$\int_0^1 G(u, u') l(u') du' = f(u) \quad (5)$$

biçiminde bir denklem elde edilir.  $G(u, u')$  Green işlevi,  $f(u)$  bilinen bir işlev,  $l(u')$  ise belirlenmesi gereken tepke işlevidir.  $I(u')$  aşağıdaki gibi bir seri ile gösterilebilir.

$$I(u^*) = \sum_{n=0}^N I_n \phi_n(u^*) \quad (6)$$

$I_n$  genlik katsayılarını,  $0_n(u')$  ise açılım işlevlerini gösterirler. Açılım işlevleri Lagrange çok-terimliler (karesel işlevler) olarak seçilmiş olsunlar. Eğer CKU'SI aralığı N sayıda, h boyunda alt bölmelere ayrılırsa, n.a it bölme için

$$I(u') = \frac{a}{n} + \frac{b}{n} [u' - 2(n-1)h] + \frac{c}{n} [u' - 2(n-1)h]^2 = \frac{1}{2n-2} 2n-2 \phi_{2n-2}(u') + \frac{1}{2n-1} 2n-1 \phi_{2n-1}(u') + \frac{1}{2n} 2n \phi_{2n}(u') \quad (7)$$

yazı labi l ir.  $a_n, b_n, c_n$  katsayıları

$$\frac{1}{2n-2} \frac{1}{2n-1} \frac{1}{2n} \text{ cinsinden bulunabılırler. } 0_n \text{ açılım işlevleri}$$

2h aralığında tanımlanmıştır ve  $0_n(nh) = 1, 0_n(nh \pm h) = 0$ 'dır.

Bunlar göz önllnde bulundurularak (5)'de  $T(u')$  yerine (6)'daki seri konur ve Simpson kuralı uygulanırsa,

$$\frac{h}{3} \sum_{n=0}^N G_n(u) S_n I_n = f(u) \quad (8)$$

elde edilir.  $S_n = 1, 4, 2, 4, \dots, 4, 1$

Simpson katsayılarını gösterir. (8)\*de N+1 tane bilinmeyen genlik katsayısı vardır. Bunların belirlenebilmesi için,  $m=0, 1, 2, \dots, N$  olmak üzere, her m noktası için denklemleri yazmak yeterlidir. Bu durumda,

$$\frac{h}{3} \sum_{n=0}^N G_n(u) S_n I_n = f(u) \quad (9)$$

ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ 5. ULUSAL KONGRESİ

elde edilir.  $G_{mn} = G$  (mtı.nlı!  $f_m = f(mh)$ 'dir.

TUmlev denkleminin baskın terimi doğrudan tUmlev alınarak bulunan (4) denklemdir. Kalan terimlerin katkısı (9) yardımı ile bulunabilir. Böylece (2), (3) ve (9)'dan aşağıdaki bağıntı el-

$$\frac{h}{3} \sum_{n=0}^N E_n c_n r \quad (10)$$

$$3 n = 0^n \left( \cos Gt - J \sin Gt \right) I - I \cos 9a$$

$$+ \frac{1}{t} \frac{1}{n} \frac{m}{m} \left( \cos Gt - J \sin Gt \right) I - I \cos e \gg$$

$$+ \frac{1}{t^2} \frac{1}{n} \frac{m}{m} \left[ \cos 8 \ll \ln - \frac{t^2}{\alpha^2} \right]$$

$$= -J \frac{1}{60} \sin \theta mh + 4 \pi C \cos \theta mh$$

Antenin uç noktalarında akım sıfır olmak zorundadır. Yani,  $1(1) = I_N = 0$  olmalıdır. Ayrıca,  $m=0$  için

elde edilecek denklem yardımıyla C yokedi l ebi l ir. Kalan terimler düzenlenerek aşağıdaki matrisel

denklem elde edilebilir:

$$\begin{bmatrix} R_{10} & R_{11} & \dots & R_{1, N-1} \\ R_{20} & R_{21} & \dots & R_{2, N-1} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ R_{N0} & R_{N1} & \dots & R_{N, N-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_0 \\ I_1 \\ \dots \\ I_{N-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ \dots \\ 1 \end{bmatrix}$$

$$-J \frac{V_b}{60} \begin{bmatrix} \sin 9h \\ \sin 29h \\ \dots \\ \sin N9h \end{bmatrix} \quad (11)$$

Matrisin elemanları aşağıdaki gibi tanımlanmıştır:

$$R_{mn} = S_n \frac{\cos Gt}{n} I_n + \frac{\cos Gt}{n^2} - 2 \cos Gmh \frac{1}{n} \frac{1}{n} \quad (12)$$

$$+ S_{mm} \cos 9 \ll \frac{3}{h} \ln - \frac{t}{a^2} - \frac{N}{J=0} S_n \left( - \dots + \right) \frac{1}{t^8}$$

$$\frac{1}{t^9} J - S_{0n} \cos 9 a \cos 9 mh \left[ \frac{6}{h^2} \frac{1+(1 \gg a^*)}{h^2} \right]^{1/2}$$

$$- \frac{E}{J=0} \frac{2S_n}{[a^2 + (jh)^2]^{1/2}} \frac{1}{t} \frac{\sin \theta t}{A}$$

$$\frac{\sin \theta}{t} \sim \frac{\sin \theta}{t} - 2 \cos \theta \sin \theta \frac{1}{t} - 2 \cos \theta \sin \theta \frac{1}{t} \quad (12)$$

(10) ve (12)'de şu kısaltmalar kullanılmıştır! ~ işaret ilk indise, + ikinci indise aittir):

$$t_{1,2} = [(n \pm m)^3 h^3 + \dots]^{1/2}$$

$$t_{3,4} = [1 \pm mh + ta^3 + (1 \pm mh)^3]^{1/2}$$

$$t_5 = t \ll^3 + n^2 h^2 \quad 1/2$$

$$t_{6,7} = [1 \pm nh + (a^3 + (1 \pm nh)^3)]^{1/2}$$

$$t_{8,9} = [ot^* + (j \pm n)^3 h^3]^{1/2}$$

$$S_{mn} = \begin{cases} 1, & m=n \\ 0, & m \neq n \end{cases}$$

### AKIM DAĞILIMININ BULUNMASI

Akım dağılımındaki genlik katsayılarını belirleyebilmek için Önce R<sub>mn</sub> elemanlarının bulunması,

sonrada matrisin evriğinin alınması gerekir. Bu işlemler bilgisayar yardımıyla yapılmış, elde edilen sonuçlar şek.1,2,3 ve 4'de verilmiştir. Hesaplamalarda I<sub>0</sub> boyu 20 eşit parçaya bulunmuş,

1=0.25\* .0.5\* ,0.75A ve A için genlik ve evre değişimleri bulunmuştur a parametre olarak alınmış, a=0.01. 0.001 ve 0.0001 için elde edilen sonuçlar aynı grafik üzerinde gösterilmiştir. V<sub>0</sub> = IV alınmıştır.

"Grafiklerden görüleceği gibi, 1=0.25A için akım dağılımı nenen hemen doğrusaldır. Anten Çap\* küçüldükçe akımın genliği de küçüllmektedir. Anten yarı boyunca evre değişim farkı 1°- 1,5° kadardır. 1=0.5>, iken, genlik değişiminde çapın etkisi daha azdır. Değişik a değerleri için bulunan eğriler uçtan 0.25A kadar sonra birbirinden ayrılmakta, evre değişim farkı (uçtan antenin ortasına kadar) anten çapı büyüdüğüce artmaktadır. «=0.01 için bu fark yaklaşık 12°' dir. 1=0.75A iken genlik değişiminde çapın etkisi oldukça belirgindir. Akım maksimumları hemen hemen aynı noktaya rastlamakla birlikte, değerleri oldukça farklıdır. <x=0.0i ve 0-.0001'deki maksimum genlik oranları 2.5 kadardır. Evre değişimi uçtan 0.257V uzaklığa kadar hemen hemen sabit iken, ondan sonra hızla artmaktadır. «=0.01 iken, yarı boy için fark değişim yaklaşık 55° olmaktadır.

Akım dağılımındaki en çarpıcı değişim I=A lkenki değişimdir. Bilindiği gibi, sinUa biçimli a-U<sub>im</sub> dağılımında antenin ortasın-

da akım sıfırdır. Oysa ki, akım en küçük değerini ortaya yakın bir noktada aldıktan sonra yenden artmaya başlamakta. tam ortada büyük değerlere çıkmaktadır. Evre değişimi de ortaya yakın yerlerde oldukça hızlıdır. Yarı boy için fark değişim 145°'ye yakındır.

Elde edilen genlik ve evre değişimleri, R.S.EM iott'un darbe açılım işlevleri kullanarak bulunduğu sonuçlarla oldukça uyumaktadır. C.A.Balanis'in 1=A, a=0.01 için bulunduğu değişim de hemen hemen aynıdır.

### ANTEN EMPEDANSI

Antenin giriş Empedansı Z =R + g g

İX<sub>g</sub> = V<sub>b</sub> / I<sub>0</sub>' dır. V<sub>fa</sub> = 1 volt alındı-

ğından giriş empedansını verir. Hesaplamalar çeşitli N değerleri için yapılmış «=0.001, 0.01, 0.0135 ve 0.05 alınarak R<sub>g</sub> ve X<sub>g</sub>'nin 9 ile değişimi bulunmuştur. a=0.001 ve 0.01 iken Nİ8, a=0.0135 ve 0.05 iken Nİ12 için bulunan değerlerin çalıştı-Bı görülmüştür. Şek.5,6,7 ve 8'de empedans değişim eğrileri verilmiştir. Görüldüğü gibi: N bilyukçe tepe değerler hem küçülmekte hemde sola doğru kaymaktadır.

### SONUÇLARIN KARŞILAŞTIRILMASI

Anten empedansının hesaplanmasında kullanılan yöntemler arasındaki temel ayırım akım dağılımı için yapılan varsayımdır. Endüklenen EMK yönteminde varsayılan akım dağılımı slnUs biçimlidir. Yani, I(z') = I sind

(1 - |z'|)'dir. Storer'in iki terimli akım dağılımı I(z') = Af<sub>1</sub>(z')

\*Bf<sub>2</sub>(z') biçimindedir. f<sub>1</sub>(z') = sin\*6(1 - İz" |), f<sub>2</sub>(z') = 1 - COBİ6(1 -

(z'l)'dUr. R.W.king v.d. Hailen tümlev denkleminin sıfırncı ve birinci mertebeden çözümUnll yapıarak, sıfırncı mertebeden çözüM için I(z') = Un/Ö) H(zM

bulmuşlar, birinci mertebeden çözüMde buna bir düzeltme terimi

eklemişlerdir. 5 King ve Mlddleton ikinci bir düzeltme terimi kullanarak, aha doğruluklu sonuçlar

elde etmişlerdir. Krauss, 6 darbe açılım işlevleri kullanarak, kısa dipollerin: E11lott, darbe ve slnUs biçimli açılım işlevleri kullanarak değişik boydaki dipollerin giriş empedanslarını hesaplamışlardır. 1= ^/2 için, Lasran-ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ 5. ULUSAL KONGRESİ

ge açılım işlevleri kullanarak bulduğumuz sonuçlar, diğer yöntemlerle bulunan sonuçlarla birlikte çizelge -1'de verilmiştir. Çizelge -2'de değişik anten boy ve yarıçapları için dört değişik yöntemle bulunan sonuçlar verilmiştir.

Çizelge -1

f ± 2	Zl (Q)	
	a/λ = 0.01	a/λ = 0.0001
EndEhk	73»j38.78	73*142.5
İki-terli- II akı	101»j32.82	80*j42.8
0.1ertebe- den çözü	80.4»j35.73	76.8*141.57
1.ertebe- den çözü	87.3»j35.8	79.1*143.52
2.ertebe- den çözü	92.5*138.30	79.9*143.47
Lagrange 1- çili işlev	89.6*143.14	78.4*j42.15
Darbe açı- lı işlev.	97.3»j27.8	74*j11.3
Sinüs açı- lı işlev.	90.2*122.2	74.2*126.4

Çizelge-2

I/X	a/*	Zl(Q)	
		King-Hiddle- ton yöntemi	Lagrange açı- lı işlevi
0.25	0.01	13.98-j166	12.09-j402.5
0.25	0.0001	12.90-j811	13.09-j970.1
0.50	0.01	92.51-j38.3	89.80-j43.14
0.50	0.0001	79.89-j43.5	78.36-j42.15
0.75	0.01	543*j32.2	732*j273
0.75	0.0001	540*11016	497*j1144
1.00	0.01	177-j339	309-j520
1.00	0.0001	2233-j2150	27.95-j2587

I/A	a/λ	END-EHK	İki terimli akı
0.25	0.01	13.44-j187.75	11.83-j184.86
0.25	0.0001	13.44-j723.45	12.93-j722.62
0.50	0.01	73.13*138.75	101.13*132.82
0.50	0.0001	73.13*142.51	80.15*j42.61
0.75	0.01	371.62*j502.35	565.84*j3.10
0.75	0.0001	371.62*11069.9	521.15*j1019.2
1.00	0.01	•	290.13-j383.46
1.00	0.0001	•	2370.3-j12128.8

Çizelgelerden görüleceği gibi, genelde sonuçlar uyumlu olmakla birlikte, oldukça belirgin bazı farklılıklarda ortaya çıkmaktadır. Bunlardan biri, endüklenen EMK yönteminde giriş direncinin yarıçaptan etkilenmesi ve I="A i-  
sin empedansın sonsuz çıkmasıdır, u. dotrudan doBruya akımın  
ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ 5. ULUSAL KONGRESİ

sintls biçimli deBişmesi varsayı-  
minin sonucudur. Tki ne is i, l=0.75X  
ve «=0.01 için bulunan Banal te-  
rimin çok farklı çıkmasıdır. U-  
çUncll olarak, anten boyu dalga  
boyuna yaklaştıkça, <x=0.01 için  
bulunan değerler arasındaki uyum  
bozulmaktadır. Kuşkusuz hangi so-  
nucun gerçeğe daha yakın olduğu-  
nu söylemek zordur.

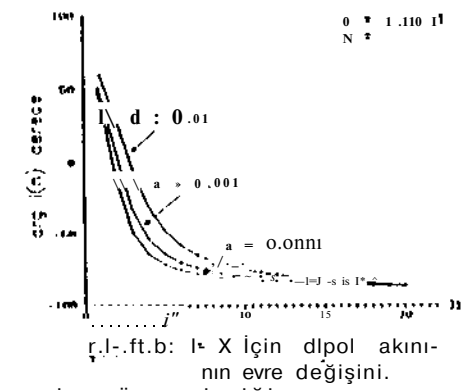
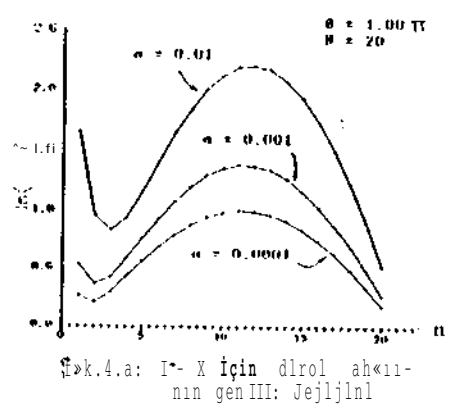
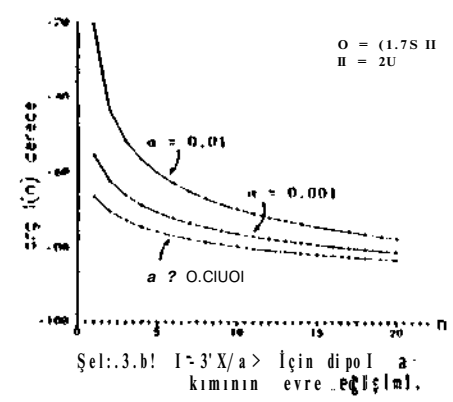
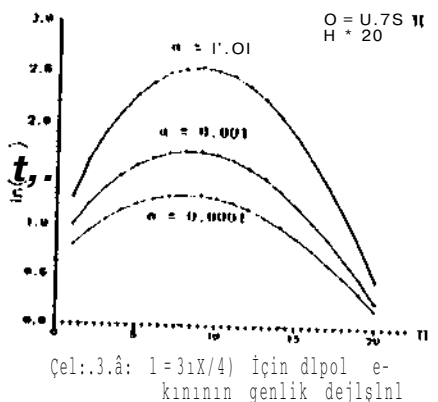
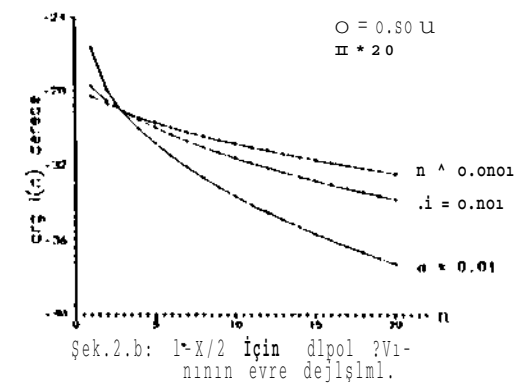
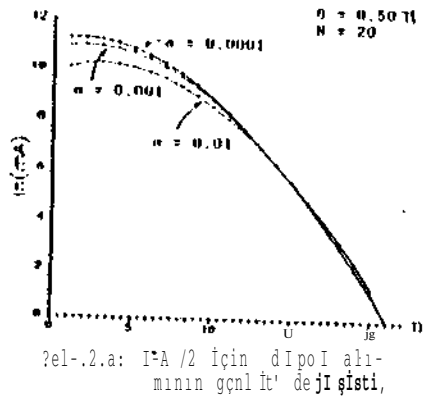
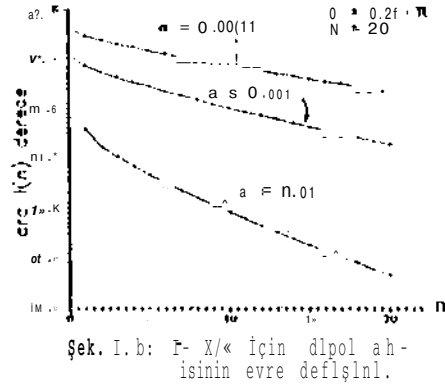
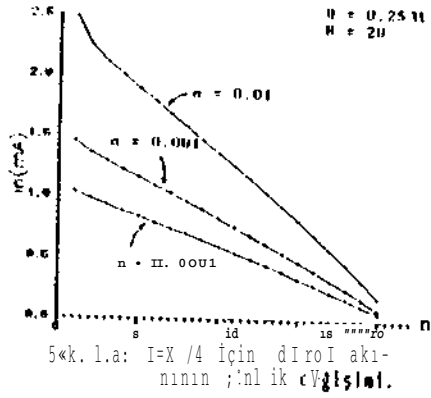
#### KAYNAKLAR

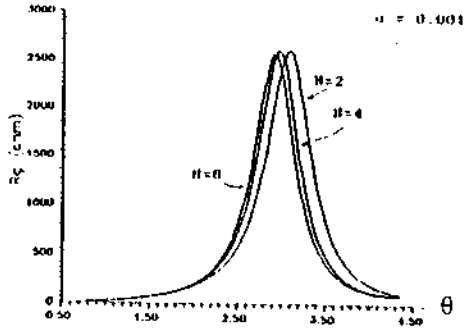
1. Collin, R.E., "Antennas and Radio wave propagation", Third Edition Mc Graw Hill Book Co 1988
2. Elllott, R.S. "Antenna Theory and Design", Prentice-Hall, 1981
3. Balanis, C.A. "Antenna Theory Analysis and Design", Harper and Row, publishers, 1982
4. Jordan, E.C. and Balmain, K.G. "Electromagnetic Waves and Radlating Systems", 2nd Ed. Prentice-Hall, 1968
5. King, R.W.P. "Theory of Linear Antennas", Harvard Unlversty Press, 1956
6. Krauss, J.D., "Antennas", 2nd Ed., Mc Graw Hill Book Co., 1988
7. Elmas, C.Y., "Dipol Antenlerde Lagrange Açılım İşlevleri Kullanarak Giriş Empedansı ve Akım Dağılıminin Hesaplanması". KTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, 1993



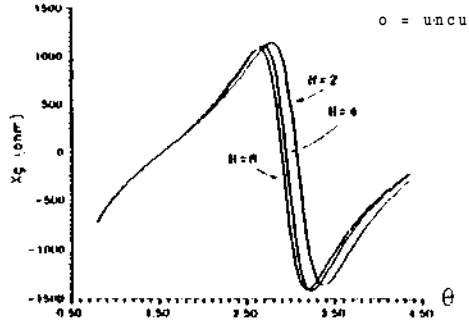
Kemal Erdogdu 1941'de doğdu. 1969'da İTÜ Elkt. Fakültesini bitirdi. 1970'de KTÜ'de asistan olarak göreve başladı. 1978'de doktor oldu. Halen KTÜ Elekt. MÜh. Bölümünde görev yapmaktadır.

C. Yaşar Elmas 1967'de doğdu. 1989'da KTÜ Elekt. MÜh. Bölümünü bitirdi. 1993'de KTÜ'de Y. Lisansını tamamladı. Halen Ordu PTT Başmüdürlüğünde görev yapmaktadır.

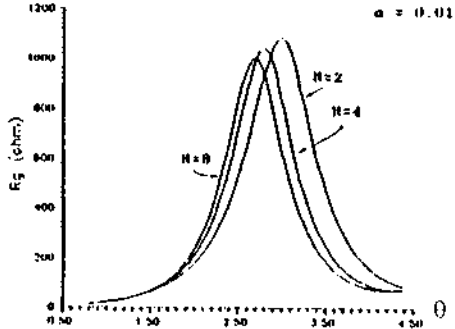




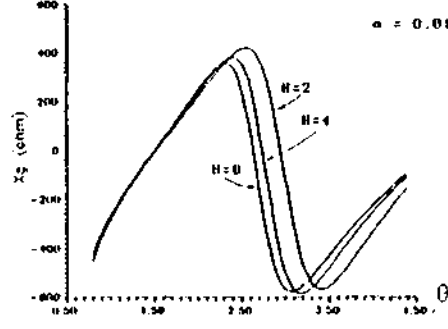
Şek.5.a:  $\alpha=0,001$  için dlpol giriş direncinin değışini.



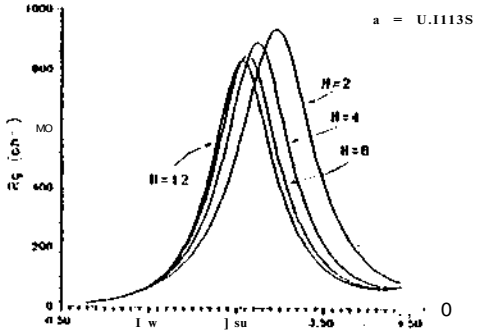
Şek.5.b:  $\alpha=0,001$  için dlpol giriş reaktansının değışini.



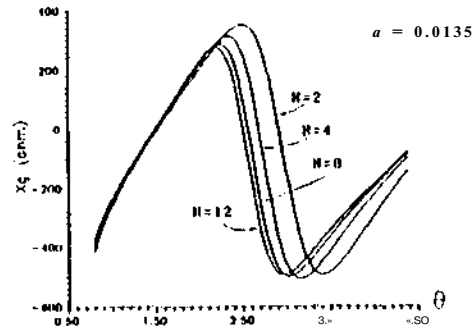
Şek.6.a:  $\alpha=0,01$  için dlpol giriş direncinin değışini.



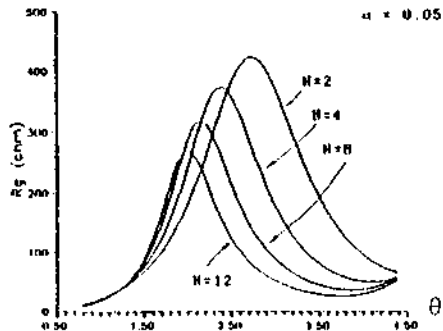
Şek.6.b:  $\alpha=0,01$  için dlpol giriş reaktansının değışini.



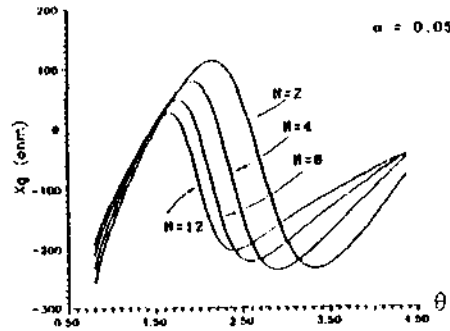
Şek.7.a:  $\alpha=0,11135$  için dlpol giriş direncinin değışini.



Şek.7.b:  $\alpha=0,11135$  için dlpol giriş reaktansının değışini.



Şek.8.a:  $\alpha=0,05$  için dlpol giriş direncinin değışini.



Şek.8.b:  $\alpha=0,05$  için dlpol giriş reaktansının değışini.



# ÇOK KATMANLI ORTAMLARDA GENEL AKIM KAYNAKLARI İÇİN GERÇEK UZAYDA KAPALI FORMDA GREEN FONKSİYONLARININ ÇIKARIMI

Gülbir Dural  
Orta Doğu Teknik Üniversitesi  
Elektrik ve Elektronik Müh. Böl.  
06531 Ankara

M. İrşadi Aksun  
Bilkent Üniversitesi  
Elektrik ve Elektronik Müh. Böl.  
06533 Ankara

## Özet

Bu çalışmada, çok katmanlı ortamlarda yer alan yatay ya da düşey, elektrik ya da magnetik akım kaynakları için vektör ve skaler potansiyellerin Green fonksiyonları, gerçek uzayda ve kapalı formda elde edilmiştir. Green fonksiyonları önce spektral uzayda ve kaynağın bulunduğu katmanda hesaplanmış, daha sonra iteratif bir yöntem kullanılarak gözlem noktasının bulunduğu katmandaki Green fonksiyonları hesaplanmıştır. Spektral uzaydaki Green fonksiyonları, Generalized Pencil of Function (GPOF) yöntemi kullanılarak kompleks üstel terimlerle yaklaşılmış ve bu ifadeler kullanılarak gerçek uzaydaki Green fonksiyonları analitik olarak ve kapalı formda elde edilmiştir.

## 1 Giriş

Son yıllarda katmanlı yapıya sahip mikroserit elemanların kullanımının yaygınlaşması, bu konuda, daha hızlı ve etkin, model ve hesaplama yöntemlerinin geliştirilmesi konusunda yeni gereksinimleri ortaya çıkarmıştır.

Katmanlı yapıların incelenmesinde, bu tür yapılar için elde edilmiş bir Green fonksiyonunun kullanılması gerekmektedir. Bu tür yapılar için yaygın olarak kullanılan

Green fonksiyonları, gerçek uzayda (Spatial Domain) Sommerfeld integralleri kullanılarak hesaplanmakta, ya da spektral uzayda (Spektral Domain) kapalı formda elde edilmektedirler. Moment yöntemi kullanılan uygulamalarda, matris elemanlarının hesaplanması, gerçek uzayda çalışıldığı zaman Sommerfeld integrallerinin hesaplanmasının çok uzun sürmesi, spektral uzayda çalışıldığı zaman ise kullanılan çift katlı integrallerinin yakınsamasının çok yavaş olması nedeniyle çok uzun sürmektedir. Gerçek uzayda kapalı formda Green fonksiyonlarının kullanılması ise hesaplama süresini büyük ölçüde azalttığı için, daha etkin bir yaklaşımdır.

Bu konuda daha önce yapılan bir çalışmada, toprak düzlemi ve kalın bir dielektrik tabakadan oluşan bir geometri, yatay elektrik dipol (YED) için incelenmiş [1], spektral uzayda Green fonksiyonlarını kompleks üstel terimlerle yaklaştırmak için Prony yöntemi [2] kullanılmıştır. Daha sonra benzer bir çalışmada [3], toprak düzlemi ve iki ayrı dielektrik tabakadan oluşan bir geometri, YED için incelenmiş ve Least Square Prony yöntemi kullanılmıştır. Bu makalede yer alan çalışmada ise, genel, düzlemsel katmanlardan oluşan bir yapı incelenmiş, dört farklı akım kaynağı, yatay elektrik dipol (YED), yatay magnetik dipol (YMD), düşey elektrik dipol (DED), ve düşey magnetik dipol (DMD), için gerçek uzay-

da, kapalı formda Green fonksiyonları elde edilmiştir. Formülasyonda, katman sayısında herhangi bir kısıtlama olmayıp, katmanların farklı dielektrik ya da magnetik özellikleri olabileceği, ya da mükemmel elektrik ya da magnetik iletkenlerden oluşabileceği düşünülmüştür. Spektral uzaydaki Green fonksiyonlarının yaklaştırılması ise, Generalized Pencil of Functions (GPOF) [4] yöntemi kullanılmıştır. Bu yöntem, hem gürültü duyarlılığının Prony yöntemlerinden daha iyi olması, hem de Green fonksiyonları hesaplanırken ayrıca analitik işlemler yapılmasına gereksinim duyulmaması nedeniyle hesaplama etkinliğini önemli ölçüde arttırmıştır. Ayrıca katmanlı yapılarda skaler potansiyelin tanımının tek olmaması nedeniyle [6], düşey ve yatay kaynakların birlikte kullanıldığı problemler için bir alternatif formülasyon da verilmiştir.

Green fonksiyonlarının hesaplanması ile ilgili formülasyon ikinci bölümde yer almaktadır. Elde edilen sonuçların yaygın kullanılan bazı mikroşerit uygulanması üçüncü bölümde, sonuçlar ise dördüncü bölümde verilmiştir.

## 2 Green Fonksiyonlarının hesaplanması

Şekil 1 de görülen düzlemsel katmanlardan oluşan ortamda akım kaynağı  $i$  tabakasında yer almaktadır. Her katman, farklı dielektrik ya da magnetik özellikler taşıyabilmekte ( $t_i, f_i$ ), ya da mükemmel elektrik ve ya magnetik iletkenlerden oluşabilmektedir. Elde edilen sonuçların daha sonra Moment yöntemi ya da benzeri bir sayısal yöntemde kullanıldığı zaman, vektör ve skaler potansiyellerin Green fonksiyonlarının kullanımının, elektrik alan ve magnetik alan Green fonksiyonlarının kullanılmasına göre daha avantajlı olması nedeniyle, bu çalışmada elektrik ve magnetik, vektör ve skaler potansiyellerin Green fonksiyonları hesaplanmıştır. Green fonksiyonlarının hesaplanmasında aşağıdaki temel adımlar izlenmiştir.

1. Spektral uzayda, Green fonksiyonlarının ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ 5. ULUSAL KONGRESİ

hesaplanması:

- Kaynağın bulunduğu bölgede Green fonksiyonlarının bulunması,
  - 1.a da elde edilen sonuçları kullanarak gözlem noktasının bulunduğu bölgede Green fonksiyonlarının bulunması.
2. Gerçek uzayda Green fonksiyonlarının hesaplanması:
- Green fonksiyonlarının GPOF yöntemi kullanılarak kompleks üstel terimlerle yaklaştırılması,
  - Gerçek uzayda, kapalı formda Green fonksiyonlarının elde edilmesi.

### 2.1 Green Fonksiyonlarının Spektral Uzayda hesaplanması

Çok katmanlı bir ortamda herhangi bir katmandaki Green fonksiyonlarını bulmak için ilk olarak, dört ayrı tip akım kaynağı, YED, YMD, DEL), ve DMD, için kaynak bölgesindeki Green fonksiyonları bulunmuştur. Bu bölgedeki potansiyeller, doğrudan kaynağın oluşturduğu birincil terim, ve kaynak tabakasının üst ve alt duvarlarından yansıyan dalgaların oluşturduğu  $+z$  ve  $-z$  yönünde ilerleyen dalgalardan (yukarıya ve aşağıya doğru ilerleyen dalgalar) oluşmaktadır. Yukarıya ve aşağıya doğru ilerleyen dalgaların katsayıları, kaynak tabakasının üst ve alt duvarlarında sınır koşullarını uygulayarak, genelleştirilmiş yansıma katsayıları cinsinden elde edilebilir. Spektral uzayda, kaynak bölgesindeki Green fonksiyonları için elde edilen sonuçlar aşağıdadır.

YED:

$$\tilde{G}_{xz}^A = \frac{\mu_i}{2jk_z} \{ e^{-jk_z|z|} + A_i^e e^{jk_z z} + C_i^e e^{-jk_z z} \} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} \tilde{G}_{xz}^A &= \frac{-\mu_i}{2jk_z} \left\{ \frac{k_x k_z}{k_p^2} (A_i^e + B_i^e) e^{jk_z z} \right. \\ &\quad \left. + \frac{k_x k_z}{k_p^2} (D_i^e - C_i^e) e^{-jk_z z} \right\} \quad (2) \end{aligned}$$

$$\tilde{W} = \frac{1}{j2k_z} [e^{-jk_z |z|} + \frac{k_z^2 B_i^e + k_z^2 A_i^e}{k_p^2} e^{jk_z z}] + \frac{k_z^2 (C_i^e - k_z^2 D_i^e)}{k_p^2} e^{-jk_z z} \quad (6)$$

DKI):

$$\tilde{G}_{zz}^A = \frac{H_i}{j2k_z} [e^{-jk_z |z|} + A_i^+ e^{-jk_z z} + A_i^- e^{jk_z z}] \quad (4)$$

$$\tilde{G}_{zz}^B = \frac{1}{j2k_z} [e^{-jk_z |z|} - A_i^+ e^{-jk_z z} + A_i^- e^{jk_z z}] \quad (5)$$

YMI):

$$\tilde{G}_{zz}^F = \frac{G_i}{2jk_z} [e^{-jk_z |z|} + A_i^m e^{jk_z z} + C_i^m e^{-jk_z z}] \quad (B)$$

$$\tilde{G}_{zz}^F = \frac{-G_i}{2jk_z} \frac{k_x k_z}{k_p^2} (A_i^m + B_i^m) e^{jk_z z} + \frac{k_x k_z}{k_p^2} (C_i^m - D_i^m) e^{-jk_z z} \quad (7)$$

$$\tilde{G}_{zz}^I = \frac{1}{j2k_z} [e^{-jk_z |z|} + \frac{k_z^2 B_i^m + k_z^2 A_i^m}{k_p^2} e^{jk_z z}] + \frac{1.2 \text{ fin} \dots}{k_p^2} e^{-jk_z z} \quad (8)$$

DMI):

$$\tilde{G}_{zz}^J = \frac{1}{j2k_z} [e^{-jk_z |z|} + A_m^+ e^{-jk_z z} + A_m^- e^{jk_z z}] \quad (9)$$

$$\tilde{G}_{zz}^K = \frac{1}{j2k_z} [e^{-jk_z |z|} + A_m^+ e^{-jk_z z} + A_m^- e^{jk_z z}] \quad (10)$$

Burada,  $|z|$ ,  $W_z^{-1}$ ,  $z$ ,  $z$ ,  $z$ , ve  $|z|$ , genelleştilirilmiş yansıma katsayılarının ve geometrinin fonksiyonu olan kompleks sabitlerdir,  $k_f = \sqrt{2} - A^n$  olup, alt ve üst indeksler  $A$ ,  $f^+$  ve  $q$  vektör ve skaler potansiyelleri,  $r$  ve  $z$  ise elektrik ve magnetik akım kaynaklarını göstermektedir.

(özlem noktası kaynak bölgesinde olmadığı zaman, gözlem tabakasındaki (îreen fonksiyonları, kaynak tabakasındaki (îreen fonksiyonları cinsinden iteratif bir yöntem kullanılarak [5] hesaplanmıştır, iler tabakadaki aşağıya ve yukarıya, doğru ilerleyen dalgaların genlikleri ardışık tabakadaki dalgaların genlikleri cinsinden bulunmuştur. Kısaca, kaynak bölgesindeki potansiyeller hesaplandıktan sonra, bütün katmanlardaki potansiyeller teker teker hesaplanabilmektedir.

## 2.2 Green Fonksiyonlarının Gerçek Uzayda hesaplanması

(îerçek uzayda (Jreen fonksiyonları Sommerfeld integralleri ile gösterilmektedir.

$$G = \frac{1}{4\pi} \int_{SHP} d k_p k_p H_o^{(2)}(k_p) \tilde{G}(k_p) \quad (M)$$

Burada,  $O$  ve  $\tilde{G}$  gerçek ve spektral uzaydaki (îreen fonksiyonları,  $H^n$  ikinci tür Hankel fonksiyonu,  $SHP$  ise Sommerfeld integralinin izlediği yoldur.

Bu çalışmada, spektral uzaydaki (îreen fonksiyonları (îl'OF yöntemi ile kompleks üstel ile yaklaştırılmadan önce, integralin izlediği yol, parametrik denklemi aşağıda verilen yeni yol ile değiştirilmiş ve bu yol üzerinde eşil, aralıklarla örnekleme yapılmıştır.

$$k_z = k_i [-jk + (1 - \frac{t}{T_o})] \quad 0 \leq t \leq T_o \quad (12)$$

Daha sonra (Jl'Ol' yöntemi kullanılarak, Cîreen fonksiyonları kompleks üstel terimler cinsinden ya Ulaştırılmıştır.

$$G \cong \sum_{k=1}^N a_k e^{-jk_z t_k} \quad (13)$$

Burada  $N$ , kullanılan kompleks üsleli terim sayısıdır. Kompleks üstel terimlerin ters Hankel dönüşümleri analitik olarak hesaplanabildiği için, Sommerfeld integralinin sayısal olarak hesaplanmasına gerek kalmadan kapalı formda (îreen fonksiyonları elde edilmiştir.

$$G \cong \sum_{k=1}^N a_k \frac{e^{-jk_z r_k}}{r_k} \quad (14)$$

Burada,  $r_k$ , kaynak bölgesindeki yayılma katsayısı,  $r_k$  ise kompleks uzaklık olarak kullanılmıştır. Ayrıca, Moment yöntemi uygulamalarında, (îreen fonksiyonlarındaki  $z$  bağımlılığı yaklaştırmanın dışında tutularak hesaplama süresi önemli ölçüde kısaltılmıştır.

Katmanlı yapıya sahip ortamlarda, vektör ve skaler potansiyeller, sonsuz uzayın aksine, birbirinden farklı ifadelerle tanımlanabilirler

ve yatay ve düşey dipollerin oluşturduğu skaler potansiyeller genelde birbirlerinden farklıdır [6]. Kullanılan değişik formülasyonların en yaygın olanı klasik yaklaşım olarak adlandırılır ve buna göre Şekil 1. de görülen geometri için Green fonksiyonları aşağıdaki biçimde tanımlanır.

$$\begin{aligned} \overline{G}_{A,F} = & (\hat{x}\hat{x} + \hat{y}\hat{y})G_{xx} + \hat{z}\hat{x}G_{xz} \\ & + \hat{z}\hat{y}G_{yz} + \hat{z}\hat{z}G_{zz} \end{aligned} \quad (15)$$

ve skaler potansiyeller,  $G_x^{g,m}$  ve  $G_y^{g,m}$ . Daha önce verilen 1-10 denklemleri bu yaklaşım ile hesaplanmıştır. Yatay ve düşey dipollerin yarattığı potansiyellerin aynı noktaya uygulanmasını gerektiren problemlerde, skaler potansiyelin tek tanımlı (unique) olabilmesi için klasik yaklaşım yerine bu koşulu sağlayan alternatif yaklaşımlardan biri kullanılabilir. Bunların en yaygın kullanılanlarından biri [6],

$$\begin{aligned} \overline{G}_{A,F} = & \hat{x}\hat{x}G_{xx} + \hat{y}\hat{y}G_{yy} + \hat{z}\hat{x}G_{xz} - \hat{z}\hat{y}G_{yz} \\ & - (\hat{x}\hat{z}G_{xz} + \hat{y}\hat{z}G_{yz}) - \hat{z}\hat{z}G_{zz} \end{aligned} \quad (16)$$

ve ve skaler potansiyel,  $G_x^{g,m}$  dir.

Burada, yatay kaynakların yarattığı Green fonksiyonları her iki formülasyonda da aynı olup, düşey kaynaklarla ilgili ifadeler yeniden düzenlenmiştir.

### 3 Uygulamalar

Elde edilen sonuçlar, yaygın olarak kullanılan bazı mikroşerit yapılarına uygulanmış, GPOF yöntemi ile elde edilen yaklaşık sonuçlar, Sommerfeld integralinin sayısal hesaplanması sonucunda elde edilen kesin sonuçlarla ve literatürde bulunan bazı sonuçlarla karşılaştırılmıştır.

Şekil 2 ve 3 de, tipik bir örnek olarak iki dielektrik tabaka arasında ince bir hava boşluğu bulunan bir mikroşerit yapı incelenmiştir. Beş katmandan oluşan yapıda,  $e_{r1} = e_{r3} = 10.2$ ,  $(f_1 = f_3 = 0.13 \text{ cm}, c_{r2} = e_{r1} = 1.0, c_2 = 0.05 \text{ cm}, 0 \text{ no. lu katman: toprak düzlemi ve 4 no.lü katman: boşluk olarak alınmıştır. Kaynak olarak, hava dielektrik sınırına yerleştirilmiş ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ 5. ULUSAL KONGRESİ$

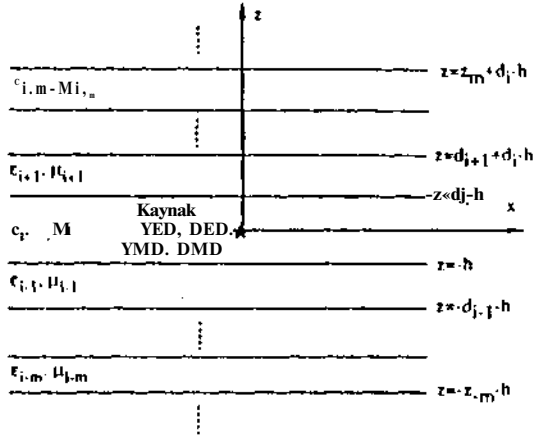
bir YED seçilmiş ve aynı düzlemde bir gözlem noktası için  $f = 3 \text{ GHz}$  de  $G_x^*$  in büyüklüğü  $(K^* \cdot \text{il})^v \cdot e^{\text{azi}}$  hesaplanarak, Sommerfeld integralinin sayısal hesaplanması ile elde edilen kesin sonuçlarla karşılaştırılmıştır. Kesin ve yaklaşık sonuçların uyum içinde oldukları gözlenmiştir.

Şekil 4 de incelenen geometri, bir toprak düzlemi ve iki dielektrik tabakadan oluşmuştur.  $f = 3 \text{ GHz}$ ,  $e_n = 10.0$ ,  $c_{r2} = 2.0$ ,  $d_1 = 0.075 \text{ cm}$ ,  $(f_2 = 0.16 \text{ cm}, 0 \text{ no. lu katman: toprak düzlemi ve 3 no. lu katman: boşluk olarak alınmıştır. Bu geometri için üç ayrı durum incelenmiş, L. Barlatey'in [7] 1990 da yayınlanan bir çalışmasının sonuçları ile karşılaştırılmıştır. Burada, 1-1 konumunda hem kaynak hem de gözlem noktası iki dielektrik tabakasının sınırında, 2-2 konumunda her ikisi de hava-dielektrik sınırında, 1-2 ve 2-1 konumlarında ise biri hava-dielektrik diğeri dielektrik-dielektrik sınırında seçilmiştir. Bu iki konum karşılıklı eşdeğer (reciprocal) oldukları için sonuçların sadece biri bu şekilde yer almaktadır. Hesaplanan  $|G_{xx}^*|$  değerleri Şekil 4 de görülmektedir.$

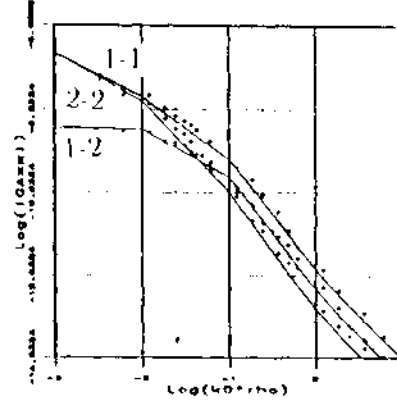
Son olarak, toprak düzlemi üzerinde yer alan  $2.031 \text{ cm}$  kalınlıklı bir dielektrik tabakanın ( $e_r = 4.0$ ) ortasında yer alan bir DED incelenmiştir.  $|G^*|$  ve  $|G^*|$  değerlerinin kesin sonuçlarla karşılaştırılmaları Şekil 5 ve (i de yer almaktadır.

### 4 Sonuçlar

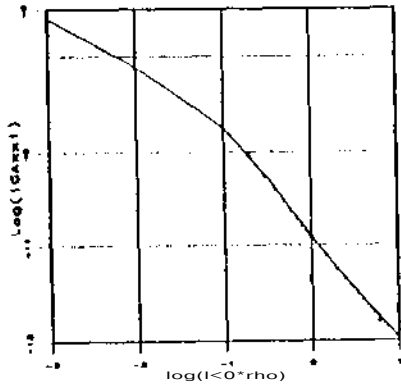
Düzlemsel katmanlardan oluşan geometriler ve genel akını kaynakları (11E1), HMD, DED, ve DMD) için, gerçek uzayda, kapalı formda Green fonksiyonları elde edildi. Sonuçlar Sommerfeld integralinin sayısal hesaplanması ile elde edilen sonuçlarla karşılaştırıldı. Kesin ve yaklaşık sonuçların uyum içinde oldukları ve hesaplama süresinin önemli ölçüde azaldığı gözlemlendi. Gerçek uzayda, kapalı formda Green fonksiyonlarının kullanılması, Moment yöntemi ve benzeri sayısal yöntemlerle çözülen problemlerde hesaplama etkinliğini önemli derecede arttırdı.



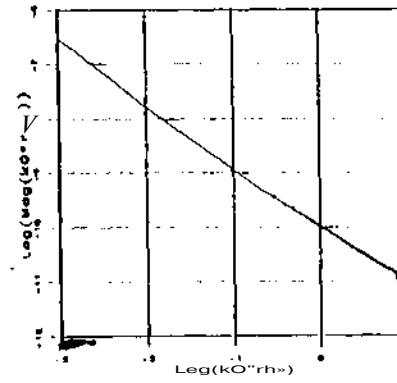
Şekil 1: Çok katmanlı ortamı modeli



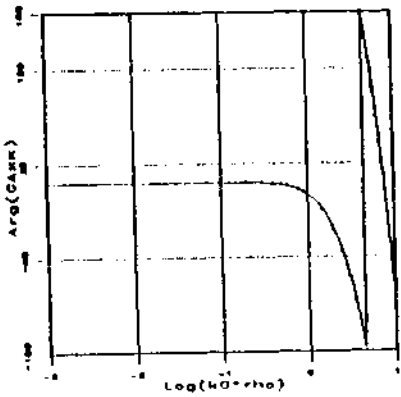
Şekil '1:  $|\Gamma|$ ,  $f = 7$  GHz,  $\epsilon_r = 2$ ,  $\mu_r = 1$ ,  $f_{c1} = 0.075$  GHz,  $\epsilon_2 = 0.15$ , katman-0: toprak, katman-3: boşluk. (-) negatif ve Aksım, .. Uyarlatry ve Mosig)



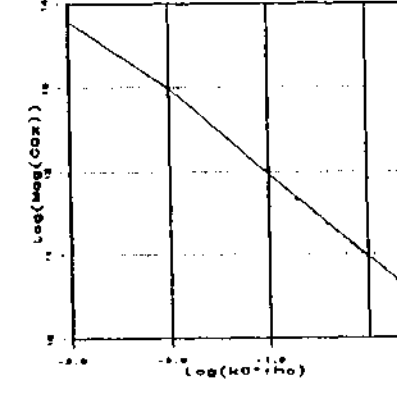
Şekil 2:  $|\Gamma|$ ,  $f = 3$  GHz,  $f_{c1} = f_{c2} = 10.2$  GHz,  $\epsilon_r = 1.0$ ,  $\mu_r = 1$ ,  $f_{c3} = 0.13$  GHz, katman-0: toprak, katman-1: boşluk. (-) yaklaşık, .. kesin)



Şekil 5:  $|\Gamma|$ ,  $f = 1$  GHz,  $t_r = 4$ ,  $\epsilon_r = 0.02$ ,  $\mu_r = 1$ ,  $f_{c1} = 0.02$  GHz, katman-0: toprak, katman-2: boşluk, (-) yaklaşık, .. kesin)



Şekil 3:  $Arg(C)$ ,  $f = 3$  GHz,  $\epsilon_r = f_{c1} = 10.2$  GHz,  $f_{c2} = 10.2$  GHz,  $\mu_r = 1$ ,  $f_{c3} = 0.13$  GHz, katman-0: toprak, katman-4: boşluk. (-) yaklaşık, .. kesin)



Şekil 4:  $|\Gamma|$ ,  $f = 1$  GHz,  $\epsilon_r = 1$ ,  $\mu_r = 0.02$ ,  $f_{c1} = 0.02$  GHz, katman-0: toprak, katman-2: boşluk, (-) yaklaşık, .. kesin)

## Kaynakça

- [1] Y. L. Chow, J. J. Yang, ve J. F. Fang and C. E. Howard, "Closed form spatial Green's function for the thick substrate", IEEE, Trans. Microwave Theory and Tech., Vol. MTT 39, No. 3, pp. 588-592, Mart 1991.
- [2] S. L. Marple, *Digital Spectral Analysis with Applications*, Englewood Cliffs, New Jersey, Prentice Hall, 1987.
- [3] M. I. Aksun and R. Mittra, " Derivation of closed-form Green's functions for a general microstrip geometry", IEEE, Trans. Microwave Theory and Tech., Vol. MTT 40, No. 11, pp. 2055-2062, Kasım 1992.
- [4] Y. Hua ve T. K. Sarkar, " Generalized pencil-of-function method for extracting poles of an EM system from its transient response", IEEE Trans. Antennas and Prop., Vol. AP-37, No.2, pp.229-234, Şubat 1989.
- [5] W. C. Chew, *Waves and Fields in Inhomogeneous Media*, Van Nostrand Reinhold, New York 1990.
- [6] K.A. Michailsky, J. Zheug, "Electromagnetic scattering and radiation by surfaces of arbitrary shape in layered media, Part I: Theory" IEEE Trans. on Antennas and Prop. Vol. AP-38, No. 3, pp. 335-344, Mart 1990.
- [7] L. Barlatey, J. R. Mosig ve T. Spicopoulos, "Analysis of stacked microstrip patches with mixed potential integral equation", IEEE Trans. Antennas and Prop. , AP-18, No.5 pp.608-615, Mayıs 1990.

## Gülbin Dural



1959 Lüleburgaz doğumlu. Lisans ve Yüksek Lisans derecelerini, 1981 ve 1983 de Orta Doğu Teknik Üniversitesinden, doktora derecesini 1988 de Ohio State Üniversitesinden aldı. 1981-1983 yılları arasında

Orta Doğu Teknik Üniversitesi Elektrik Mühendisliği bölümünde, 1984-1988 yılları arasında Ohio State Üniversitesi ElectroScience laboratuvarında araştırma görevlisi olarak çalıştı. Ocak 1989 tarihinden beri Orta Doğu Teknik Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümünde Yardımcı Doçent olarak görev yapmaktadır. İlgili alanları, elektromagnetikte kullanılan sayısal teknikler, mikroşerit antenler, radar görüntüleme ve radar bilgi işleme yöntemleridir.

## M. İrşadi Aksun



1957 doğumlu. Lisans ve Yüksek Lisans derecelerini, 1981 ve 1983 de Orta Doğu Teknik Üniversitesinden, doktora derecesini 1990 da Illinois Üniversitesinden aldı. 1990-1992 yılları arasında Illinois Üniver-

sitesi Electromagnetic Communication laboratuvarında doktora sonrası araştırmacı olarak çalıştı. Halen, Bilkent Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği bölümünde Yardımcı Doçent, olarak görev yapmaktadır. Dr. Aksun'un ilgili alanları, elektromagnetikte kullanılan sayısal teknikler, mikroşerit antenler, nükrodalga ve milimetrik dalga tümleşik devreleridir.

# ELEKTROMAGNETİK ENERJİNİN KULLANIMINDA RİSK ANALİZİ

Prof.Dr. S. Selim ŞEKER  
BOĞAZİÇİ ÜNİVERSİTESİ  
Elektrik - Elektronik  
Mühendisliği Bölümü  
İSTANBUL

Yard.Doç.Dr. Osman ÇEREZCİ  
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ  
Elektrik - Elektronik  
Mühendisliği Bölümü  
ADAPAZARI

## ÖZET

*Elektromagnetik (E.M) enerjinin kullanımının sağlığını etkileri hakkında yayın yolu ile bir çok bilgiler halkımıza ulaşmaktadır. Basında çıkan yazılar genellikle sansasyon tarzındadır. Bilim çevreleri ise yayımları ile kesin bir sonuç vermektten çok kendi çalışmalarının ışığında bazen doğru olmayan yorumlar yapmaktadırlar.*

*Bu çalışmamızda E.M alanların canlılarla etkileşme mekanizması kısaca tanıtarak herkes tarafından kullanılan elektrik traş makinası, televizyon, bilgisayar, saç kurutma makinası, mikro dalga fırın, elektrikli battaniye v.b gibi cihazların riski konusunda kesin cevap değil ancak bu alanda yapılan son çalışmaları tarihsel gelişimi ile beraber vererek, okuyucunun E.M enerjii kullanımında daha bilinçli olarak bir risk/fayda değerlendirmesi yapmalarını amaçlıyoruz.*

## 1. GİRİŞ

Elektromagnetik alan içinde bulunan bir kimseye çarpan dalgalar; alanın şiddetine, frekansına, vücut ölçülerine ve organların elektriksiz özelliklerine bağlı olarak saçılma, yutulma veya yansımaya uğrarlar. En önemli miktarda enerji yutulması ise alan içinde bulunan şalışın vücut ölçüleri dalga boyunun en az onda biri kadar olduğunda meydana gelir. Elektromagnetik radyasyonun insan vücudunda oluşturduğu sıcaklık yükselmesi vücut organ-

lannda hasar hatta belirli bir seviyeye ulaşınca ölüme sebep olur.[1] Bu etkinin fiziksel oluşumu günümüzde tartışmasız bir şekilde anlaşılmıştır. Elektromagnetik (E.M) enerjinin kullanımında biyolojik etkileri dikkate alınırken iki noktanın göz önünde tutulması gerekir; İlk önce E.M enerjinin kişisel ve toplumsal kullanımında ortaya çıkan relatif riskten elde edilecek kar - zarar karşılaştırmasının sonucunda kişilerin gerek evlerinde gerekse ofislerinde kullandığı cihazlar ile ilgili alabileceği tedbirler, ikinci olarak toplumun ortak yapacağı girişimler ve özellikle de çevrenin E.M enerjiden kirlenmesine karşı tedbirler. Risksiz bir ortamda yaşamadığımızı kabul etmek gerekir. Kullandığımız teknolojik ürünlerin çoğunu, faydalan zararlarını aştığı için kullanmaya devam ediyoruz. Buna en iyi örnek otomobil verilebilir. Her sene bir çok ölüm ve yaralanmalara neden olan, otomobillerin ne kadar gerekli olduğunda çoğumuz hem fikiriz. Gerek taşıma hatları ile gerek iyonosferden yansıyan dalgalar veya TV, radyo yayınları ile çevremizin E.M enerji ağı ile kuşatılmış olması nedeniyle E.M alanların etkisinden kaçınabilmek mümkün değildir. E.M alanların biyolojik etkileri, güvenlik standartları ve korunma yöntemleri hakkında bilgi edinmek isteyenlere ülkemizde konusunda tek eser olan ref [2] yi tavsiye ediyoruz.

## 2. TARİHSEL GELİŞİM

Epidemiksel çalışmalar, E.M alanların etkileri ortaya çıkarmak için E.M alana maruz kalan çok sayıda insan grubunu hiç bir etkiye maruz kalmamış diğer başka bir kontrol grup ile karşılaştırma yapılarak sürdürülür. Sigaranın

zararlarının tesbitinde de bu metot kullanılmıştır. Şimdiye kadar çok sayıda detaylı yapılan çalışmalara rağmen inandırıcılığı hayli az olan sonuçlar ortaya koyan ilk konu belki budur. E.M enerjinin etkileri konusunda yapılan çalışmalardan birisi referans [3] de verilmiştir. Bu çalışmada güç taşıma hatlarında çalışan işçilerin sağlıkları ile ilgili olup şöyle özetlenmektedir. "Yoğun AC elektrik alanlarının insan üzerindeki etkilerini, araştırılmasının sonucu; çalışan işçilerden ikisi üç buçuk yıl süren bu inceleme sırasında baba olmuşlardır. Yüksek Gerilim (HV) hatlarında 11 işçinin sağlık durumu hiç değişmemiş ve tehlikeli bir durum görülmemiştir. 11 işçinin iki tanesinde sperm sayılarında bir azalma görülmüştür. Ancak bunun nedeni anlaşılammıştır. Bu çalışmaya katılan bütün işçiler HV hatlarından dolayı herhangi bir hafıza veya hissi bir değişiklik gözlenmemiştir." [3] Bu çalışmanın eksiklikleri; 1) Çok az kişi üzerinde çalışılmıştır. 2) Çalışma zamanı çok kısadır.

Son on senede yapılan çalışmalar nisbeten çok daha güven vermektedir. Ancak ref [4] de olduğu gibi magnetik alanların intihar ile ilişkisinin bulunduğunu iddia ederek işi aşın seviyede abartanlarda yok değildir. HV hatların biyolojik etkileriyle ilgili yazılmış en iyi eser Dr. Carstensen "in kitabıdır. [5] Bu kitapta yapılan 700 den fazla çalışmalar hakkında zengin bir biyografi sunmaktadır. Kitapta sunulan tablolardan öğrendiğimize göre çalışmaların çoğu negatif veya aynı sonuçları tekrar bulmak mümkün olmadığından kalitesizdir.

### 3. ABD HÜKÜMETİNİN RESMİ GÖRÜŞÜ

ABD Teknoloji Değerlendirme Ofisi (OTA) taşıma hatlarının ürettiği elektrik ve magnetik alanların sağlık etkilerini inceleyerek yayınladığı raporunda [6] taşıma hatlarındaki elektrik ve magnetik alanların halkın sağlığı üzerinde etkilerinin olabileceğini vurgulamıştır. Raporunda elektrik ve magnetik alanlar ile hücrenin etkileşiminin hücre zarında olduğu ve E.M alanların vücudun elektrik düzeninde oluşturabileceği küçük bir işaret değiştirmesinin bile hücrenin çalışmasında kritik öneme sahip biyokimyasal değişiklikler için yeterli olduğundan balısedilebilmektedir. Son zamanlarda yapılan çalışmalarda elektrik ve

magnetik alanların kanser ile ilişkisi olduğu ileri sürülmektedir. Henüz tartışmalı ve tamamlanmamış olan bu araştırmalar ışığında OTA; E.M enerjinin etkilerinden şüphelenmeye başlamıştır. Ancak toksit, kimyasal maddeler gibi insan sağlığını tehdit eden çevresel faktörlere göre, taşıma hatlarının oluşturduğu E.M alanlarının etkilerine ait bilgiler daha kanşık ve daha az güven vericidir. Ayrıca ilim adamları sonuca acaba alan değerleriyle mi, yoksa vücutta akım dolaşmasıyla mı, etkileşim zamanı ile mi veya diğer parametrelerle mi sonuca gideceklerini tamamen kestirememişlerdir.

### 4. MONİTÖRÜN HAMİLE KADINLAR ÜZERİNDEKİ ETKİLERİ

Hamile kadın operatörlerin video ve bilgisayar monitörleri (VBM) tarafından yayılan dalgalardan etkilenmeleri son yıllarda en çok tartışılan konulardır. ABD de bu konuda 1980 ile 1985 yılları arasında 12 adet rapor hazırlamıştır. Çocuk düşürme vaka'sı söz konusu raporların tümünde ortak bahsedilen olumsuz etki olarak özellikle göze çarpmaktadır. Ayrıca VBM lerin üreme organlarında bazı problemlere neden olduğu ihtimalini üzerinde de durulmaktadır. Son yıllarda bu hususta yapılan bazı çalışmalar özet olarak aşağıda verilmektedir.

**4.1 Mc. Donald Raporu:** Journal of Occupational Medicine dergisinin 1986 tarihli sayısında yayınlanmıştır. Dr. Mc. Donald tarafından yapılan 5000 den fazla kadın ile 1982 ile 1984 arasında Montrealde, (Kanada) 11 adet hastahane yapılan geniş bir çalışmayı içermektedir. Bu araştırmada çalışan kadınlarda çocuk düşürme olayını mesleklerine göre tasnif ederek haftada 29 saat yoğunluğa yaklaşan VBM ile çalışan kadınlarda beklenen değerden daha fazla çocuk düşürme vaka'sı gözlenmiştir. Ancak haftada 30 saatten fazla çalışanlarda düşük vaka'sı görülmemesi ön yargıyı yansıtmaktadır. Yani bu çelişki normal doğum yapanlara oranla çocuk düşüren kadınların VBM ile çalışmayı sebep olarak görmek istemelerini yansıtmaktadır.



**4.2 Kurppa Raporu:** Doğum kusurlarının VBM ile ilgisi konusunda Finlandiya 'da yapılan bu araştırma Work Enviroment Health dergisinde 1985 yılında yayınlanmıştır. Aynı şartlara sahip 490 kadın üzerinde normal ve doğum kusurlu çocukJann kıyaslanması suretiyle hazırlanmıştır. VBM bulunan ortamda çalışan kadınların kusurlu doğum yapmalarının E.M alanlarla bir ilişkisi olmadığı sonucuna varılmıştır.

**4.3 Brix ve Butler 'in VBM operatörlerinde çocuk düşürme raporu:** 1986 yılında yapılan American Public Health Association'in senelik toplantısında sunulmuştur. VBM kullanımının üreme organları üzerine etkileri konusunda yapılan kapsamlı tek çalışmadır. Diğer çalışmalar başka gayeleri olmalarına rağmen VBM konusunda da yorum yapacak oranda bilgiyi toplayarak hazırlamıştır. Dr. Brix ve Butler, Michigan eyaletinde çalışan 728 kadın ile görüşmüş ve VBM kullanan her bir kadın hakkında 5 senede hamileliklerinin sonuçları hakkında bilgi toplamışlardır. Bulunan sonuçlara göre 2ü saatten az çalışanlar için VBM nin hiç bir etkisi yoktur. Fakat 20 saatten fazla kullananlar için az da olsa çocuk düşünnede bir aıtma gözlenmiştir.

**4.4 Goldhaber 'in hamilelikte VBM kullananlarda risk oranı çalışması:** 1988 yılında Amerikan Journal of Industrial Medicare de yayınlanmıştır. Bu çalışma, konusunda en çok tartışılanı olmuştur. Yazar Kuzey Kaliforniyada Kaiser Permanente sağlık planına dahil olan kadınlar üzerinde çalışmıştır. Buldukları sonuca göre hamileliklerin ilk üç ayında haftada 20 saat VBM ile çalışan kadınlarda çocuk düşürme 1.8 oranında artmaktadır. Bu sayı bayan sayısı yeterli oranda olduğunda tesadüfi olduğu söylenemez.

**4.5 Bryant Raporu:** International Journal of Epidemiology de 1989 da yayınlanmıştır. Bu çalışmada VBM de çalışmanın çocuk düşürme ile ilgili olmadığı rapor edilmekte ve VBM 'lerin sağlığa zararlı radyasyon yaydıklarına ilişkin ilmi ve tıbbi bir delil henüz mevcut olmadığı belirtilmektedir.

Yukarıda sözü edilen çalışmalardanda anlaşıldığı üzere VBM kullanımının hamileliğe etkisi konusunda yeterli oranda tutarlı ve sağlıklı sonuç çıkarmak mümkün değildir. Her bir çalışmanın kendisine özgü kusurları olduğundan yorum yapmakta zorluk çekilmektedir. VBM kullananların düşük yapmalarında riskin artacağı keşin olmamakla beraber ihtimal olduğuda gerçektir. Bu konuda daha fazla araştırma yapmaya gerek vardır.

EM alanların genel olarak %80 oranında azalacağı için bir tedbir olarak VBM 'nin en az 75 cm ötesinde bulunmak uygundur. Ayrıca renkli monitörlerde tek renkli ekranlara göre 3 veya 4 defa kuvvetli E.M yaydığı bilinmesi gerekir. Dünya sağlık organizasyonu okullarda kullanılan bilgisayarlar için minimum mesafenin 100 cm olmasını öngörmektedir.

Ayrıca bu görüşün ışığında çok düşük frekanslı hatlarının meydana getirdiği alanların kanser riskini arttırdığını iddia edecek kadar miktarda bir bilgi birikiminin de olmadığı söylenebilir.

## 5. EVLERDE KULLANILAN CİHAZLARIN RİSK ANALİZİ

**5.1 Elektrikli Traş Makinesi:** AC kullanan makinalar, yüksek şiddetle magnetik alan üretirler. 60 Hz frekanslı alanlarda yapılan ölçmelerde traş makinasının ucundan 1.27 cm (1/2 inch) uzaklıkta şiddeti 200 ile 400 miligauss arası değerlere erişen magnetik alan ölçülmüştür. Dolayısıyla bu aletleri kullanırken yüzümüz kansere sebep olabilecek magnetik alana maruziyet limitini aşmaktadır. (60 Hz de 3 miligaussluk magnetik alan şiddetinin kansere yakalanma oranını artırdığı isbat edilmiştir.) Ancak makinayı hergün birkaç dakika kullandığımızdan toplam doz veya risk çok azdır. Saç kurutma makinasının durumu traş makinasına benzer ve az kullanılması biyolojik etkileşimi önlemektedir. Berberlerin bu konuda dikkat etmeleri için uyarılması gerekir.

**5.2 Televizyon Seti:** 50 Hz 'den MHz seviyelerine kadar geniş bantlı radyasyon yayan bir kaynaktır. Radyasyonu TV kabini tamamıyla önleyemediğinden her yönde emisyon yapar. Alan şiddeti TV 'lerin cinsi ve büyüklüklerine bağlı olarak değişir. Genel

olarak ekranın büyüklüğü arttıkça alan değerleri artar ve dolayısıyla etkisi de artar. TV seyredirken bir miligaussluk magnetik alan şiddetini aşmayacak yerde oturmak gerekir. Binaların yapısında kullanılan maddeler EM enerjiye mani olmadıklarından, yeni doğmuş veya küçük çocukların yatakları TV arkasına gelen bölgelerde olmamalıdır. Fareler üzerinde yapılan deneyde TV 'den gelen EM dalgaların büyümeyi önlediği ve beyin fonksiyonlarının etkilendiği ve erkek farelerinin testislerinin ölçülerini azaldığı gözlenmiştir. Genel olarak 1 miligauss'tan fazla alan şiddetine maruz kalınmaması için TV 'den en az 110 cm (42 inch) uzakta oturmak gerekir.

**5.3 VBM 'lerin hamile kadınlar üzerinde etkileri:** 1982 'den önce yapılan modeller çok geniş bantlı radyasyon yaydıklarından hava alanlarında kullanmaya başladıklarında kontrol kulesi ile karışmaya neden olmuştur. ABD 'de FCC 'nin koyduğu kurallar sayesinde daha az radyasyon yapan modeller geliştirilmiştir. Ancak yeterli ekranlamaya sahip bir model günümüzde halen mevcut değildir. Bilgisayar donanımının ışması TV 'ye benzer ve bilgisayar kullanan kimse ekrana daha yakın oturur. Kod ismi TEMPEST ve terim olarak "TEMPEST" korumalı bilgisayarlar radyasyon tamamen önlenmiştir. Bu işin nasıl yapıldığı gizli tutulmakta ve her bir desktop model için fiyata yaklaşık 3000 dolar eklemek gerekmektedir. Bilgisayarların zararları hakkında kontrol edici gruplar ile yapılmış hiçbir çalışma şu an literatürde yoktur.

**5.4 Floresan Lambalar (FL):** Diğer lambalara göre üstünlükleri herkes tarafından bilinmekte olan bu lambaların verdikleri ışık görünen spektrumun çok küçük kısmına tekabül etmektedir. Halbuki akkor telli lambalar (ATL) görünen spektrumun çok daha fazla bir band aralığında ışımaya yapmaları nedeniyle doğal ışığa daha yakındır. ATL biyolojik etkiler açısından gayet emniyetlidir. Yapılan araştırmalara göre 10 wattlık FL, 60 wattlık ATL 'den en az 20 defa daha fazla magnetik alan üretmektedir. Tavana yerleştirilen armatürdeki FL 20 wattlık tüpler ofiste çalışan kişilerin başlarında 1 miligauss'tan daha fazla alan ürettikleri gözlenmiştir. Bu gibi

gözlemlerden dolayı bütün gün FL ile aydınlatılan sınıflarda ders gören okul çocuklarının anormal aşırılıklarını bu tür aydınlatmaya bağlayan ilim adanları mevcuttur. Bütün gün FL tarafından aydınlatılan ofislerde magnetik alan seviyesi tehlikeli miktara ulaşabileceğini tahmin etmek zor olmasa gerek. Bu konuda maalesef hiçbir çalışma yapılmamıştır.

**5.5 Mikrodalga Fırınlar:** ABD 'de yapılan en son modelde  $1mV/cm^2$  EM emisyonu için izin verilmektedir. Bu değer fabrikada imalat sırasında istenen değerdir. Mikrodalga fırının kapısının etrafındaki koruyucu malzemenin zarar görmesi durumunda, mikrodalga radyasyon seviyesi kullanılırken artış gösterir. Bu nedenle en az sene bir defa cihazın kontrolden geçirilmesi gerekir. Günümüzde mikrodalga ışımaya için güvenli eşik seviyesinin doğru olarak tesbiti henüz yapılmamıştır. Sürekli maruziyet durumu için 0.5 miliwatt/cm<sup>2</sup> olan eşik seviyesini geçmemesi tavsiye edilmektedir. Ayrıca mikrodalga fırının mutfığa çalışırken önünde durulmayacak biçimde yerleştirilmesi uygun olur.

**5.6 Elektrikli Battaniye ve Yataklar:** Kaiser - Parmenente Medical programı çerçevesinde 1500 kadın üzerinde yapılan araştırmalarda ve Colorado Üniversitesinden Dr. Nancy Wertheimer tarafından yapılan diğer bir çalışmada elektrikli battaniye kullanan kadınlarda kullanmayanlara göre düşük vaka sayısının arttığı ortaya çıkmıştır. 50 - 100 miligauss şiddetinde magnetik alan oluşturan elektrikli battaniler, elektrikli traş makinasında olduğu gibi vücuda yakın tutulması nedeniyle oluşturacağı muhtemel etkisi için bazı çalışmalar yapılmaktadır. Kanseri ilişkisi ile ilgili tamamlanmış çalışma henüz mevcut değildir. Üretmiş olduğu ve şiddet seviyesi yukarıda verilen magnetik alan miktarı güç iletim hatlarını oluşturduğu değerlerde iki kat fazla olduğu gözlemlenmektedir ve ayrıca söz konusu iletim hatlarından kaynaklanan magnetik alanların kanser ihtimalini arttırdığı kabul edilmektedir. Elektrikle ısıtılan veya elektrikli battaniyeli yatağa girmeden önce kapatma işlemi düğmeden değil duvardaki

soketten fişini çekmek suretiyle yapılması gerekir. Aksi takdirde fiş takılı iken battaniye çalışmasa bile hala elektrik alan üretmeye devam edecektir.

### 5.7 Elektrikli Isıtıcı ve Fırınlar:

Elektrik ısıtıcıları 15.3 cm uzaklarında 23 miligauss, 61 cm uzaklarında ise 8 miligauss şiddetinde magnetik alan üretilir. Taşınabilir ısıtıcılar istenildiği kadar vücuda yaklaşabilir olması nedeniyle muhtemel zarar etkisi sabit ısıtıcılara göre daha fazladır, son zamanlarda oda tavanlarının içinde monte edilen bina ısıtılmasında kullanılan elektrikli ısıtıcı sistemi ile ilgili olarak Dr. Nancy NVertheimr söz konusu uygulamanın oda içerisinde ortalama 10 miligauss mertebesinde magnetik alan şiddeti meydana getireceğini hesaplamıştır.

Elektrikli fırınları ise 20.32 cm uzaklıkta 50 miligauss şiddetinde magnetik alan üretilirler ve uzaklık arttıkça alan şiddeti hızla düşer. Bu nedenle ev içinde kullandığımız elektrikli cihazların özellikle kısa mesafelerde yoğun alan etkinliğine sahip olduğu anlaşılmaktadır.

Tablo. 1 de elektrikle çalışan çeşitli cihazların civarlarında oluşturdukları alan şiddetleri ile ilgili deneysel çalışmaları sonucu elde edilen çeşitli veriler sunulmaktadır.

Tablo.1. Ev içinde kullanılan cihazların oluşturduğu akımlar ve elektrik alanları.	
<b>Alanlar :</b>	
Elektrikli baltaniye	250 V/m
Saç kurutucusu	40 V/m, 10-25 G
Elektrikli tren	60 V/m, 0.01-0.1 G
Karıştırıcı	50 V/m, 1-5 G
<b>Kaçak akımları:</b>	
Buzdolabı	40 µA
Dikiş makinası	34 µA
<b>İndüklenmiş akımlar:</b>	
Isıtma pedi	18 µA
Elektrikli baltaniye	7-27 µA
NOT : Elektrik alanları cihazdan 30 cm uzakta, magnetik alanlar birkaç cm ötede indüklenmiş akımlar topraklanmış koldan geçerken ve kaçak akımı toprağa geçen akım olarak ölçülmüştür.	

## 6. SONUÇ

Elektromagnetik alanların biyolojik etkilerini tesbit etmek için ülkemiz hariç dünyanın bir çok ülkesinde araştırmalar yapılmaktadır. En önemli problem basıncıdır. Eğer bir çalışma sonunda bazı şartlar altında zararlı etkiler görülmektedir denilirse basın bunu yayınlıyor. Araştırma sonuçlarına göre zararlı etkiler gözlenmedi denilirse basın yayınlamıyor. Basının bu tür değerlendirmesi nedeni ile halk yeterli bilgilendirilmemiş olmakta ve bir karar alındığında gerçekler ilgililer tarafından yeterince anlatılmasına rağmen etkili olamamaktadır.

Araştırmalar aşağıdaki iki yoldan sonuç almaya çalışmaktadır.

A - Epidemiksel Çalışmalar. Belirli bir hastalık ile muhtemel sebebi arasındaki ilişkiyi istatistiksel olarak araştırır.

B - Deneysel Çalışmalar. Labaratuvarında araştırmacılar hayvanlar üzerinde doku hücrelerinin alanlara karşı gösterdikleri etkileri test etmektedirler. Yapılan bu araştırmalar sonucunda EM alanların etkilerine dair bulguları aşağıdaki gibi özetlemek mümkündür.

1 . Son on yılda yoğun araştırmalar E.M alanların hücreleri etkilediğini göstermekle birlikte kansere yol açıcı bir faktör olduğu henüz kesin olarak (%100) gösterilememiştir.

2 . Moleküler ve kimyasal bağlan bozacak kadar kuvvetli olmadığı anlaşılan E.M alanların hücrelerin büyüme ve normal olarak çoğalmalarına neden olup olmadıkları araştırılmaktadır.

3 . Bazı araştırmalara göre E.M alanların hücre zarlarındaki kalsiyum akısına etki ederek adele kasılması, yumurta kısırlaşması, hücre bölünmesine ve büyümesine etki ederek kansere neden olmaktadır. E.M alanlar ayrıca normal büyüme işlemini yürüten hücrelere sinyalleriyle etkileyerek sonunda yeteneklerini bozmaktadır.

4 . Çok düşük frekanslı (ELF) alanların üç önemli yönden etkilerinden şüphe edilmektedir.

- Hücreler arası aktiviteyi etkilemek
- Hormon salgısını etkilemek
- Vücudun koruma sistemini etkilemek

5 . Filtre ve ekran kullanarak katot ışın tüpü. monitör ve düşük frekanslı alanların önlemede kullanılan yöntemler magnetik alanı önlemede başarısızdır. Magnetik alanların yayılmasını insan vücudu, duvar, örtü gibi şeyler engel olamaz. Sıvı kristal ekran (LCD) kullanan bilgisayarlarda elektrik ve magnetik alan yayılımı yoktur. Darbeli elektrik ve magnetik alanların darbeşizden daha zararlı olduğuna dair bazı bilimsel deliller vardır.

6". Yüksek oranda VBM kullanan kadınlarda düşük yapma oranı artabilmektedir.

7 . Elektrik hatlarında çalışanların beyin kanserine yakalanma oranı 7 defa fazla oldukları araştırmalar sonucu ortaya çıkmıştır.

8 . Yapılan bazı çalışmalara göre VBM kullanımının görme üzerine zararlı etkisi tesbit edilememiştir.

9 . Çok düşük frekanslı (EIA') alan için mevcut standart olmamasına karşın, İsveç ve Kanada gibi bazı ülkeler düşük frekanslı (VLE) magnetik alanlar için emisyon standartları geliştirmişlerdir.

10 . VBM kullanan kişilere yapılabilecek en iyi tavsiye; ekrandan bir kol uzunlukta oturması ve önünde, arkasında ve yanında bulunan bilgisayardan en az 125 cm (4 feet) uzaklıkta durmasını önermektedir.

## 7.KAYNAKLAR

[1] J.M Barge, "VamiiiK Radhaz", EMC Technology Vol 8, No: 4, pp 1989.

[2] S.S. Şeker, O.Çerezci " Elektromagnetik Alanların Biyolojik Etkileri Güvenlik Standartları ve Korunma Yöntemleri", B.Ü Yayın No: 479, 1991.

[3] W.B Kouwenhoven Etall., "Medical Evaluation of" Man Working», in AC Electric Fields", IEEE Trans. on Power App. and Sys Vol PAS - 86, No: 4 pp 506 -511, 1977.

[4] F.S Perry, "Enviromental Power Frctjuency Magnetic Fields and Suicide", Health Physics, Vol 41. pp 267-277,1981.

[5] E.L. Carstensen, "Biological Effects of Transmission Line Fields," New York: Elsevier Press, 1987.

[6] U.S Congress, Office of Technology Assesment, "Bioloj>ical Effects of Power Frequency Electric and Magnetic Fields," VWashington Ü.C, U.S Gowermet Office, 1989.

[7] J.M. Barge. "A Conpendum of Bio Electro-magnetic Effects", IEEE Electromagnetic Conip. Syuup. Wash. D.C. 1990.



**S.Selim» ŞEKER.** 195ü yılında Kocana (Yugoslavya) da doğdu. 1967 de Haydarpaşa Teknik lisesinden 1972 de Yıldız Üniversitesi Elektrik Mühendisliği Bölümünden mezun oldu. The George Washington (ABD) Üniversitesinde Master ve Doktora yaptı.

Halen B.Ü de öğretim üyesi olup 1985 de Doçent. 1993 te Profesör oldu. IEEE ve EMO üyesi olup. yayınlanmış 44 makale ve sempozyum bildirisi ve 3 kitabı olup SCI de 36 defa kaynak gösterilmiştir.

## **Osman ÇEREZCİ.**

1951 yılında Merzifon'da doğdu. İlk orta ve lise tahsilini merzifon'da tamamladı. 1976 yılında İ.Ü. Fen Fakültesi Fizik Bölümünü bitirdi. 1985 yılında U.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsünde Doktorasını tamamladı. Halen S A . Ü. öğretim

üyesi olup yayınlanmış 12 makalesi ve 2 kitabı vardır.



DÜZ VE BİMJLMUŞ FİBER OPTİK HATLARDA MODAL  
ETKİLEŞİM ANALİZİ

**Cahit CANBAY**  
Yıldız Tek.Univ.  
Elektronik ve Hab.  
Müh.Böl.Maslak-İST.

N.Özlem UNVERDİ  
Yıldız Tek.Univ.  
Elektronik ve Hab.  
Müh.Böl.Maslak-İST.

Sebahattin POLAT  
Teletaş A.Ş  
R/L Montaj MÜD.  
Ümraniye-İST.

**ÖZET**

Bu çalışmada genel modal etkileşim teorisi ile ilgili bağıntılar ele alınmış, katmanlı ve silindirik özellikte zayıfça kılavuzlanan koşullarda modal etkileşim ve pertlirbasyonlardan, özel ilkle blklUmlerden kaynaklanan modal etkileşim mekanizması incelenmiştir.

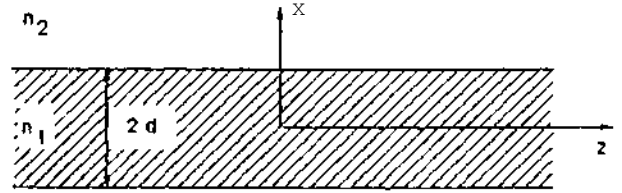
**I. GİRİŞ**

1950 ' li yıllarda önemi gittikçe artan dielektrik dalga kılavuzları, özellikle gUnUmUzUn ve geleceğin iletişim teknolojisinde tUm sorunları çözülmüş fiber optik hatlar elde etme konusunda geniş çapta çalışmalar hızla ilerlemektedir. Bu sorunlardan biri de modal etkileşim konusudur. Modal etkileşimin uygulandığı yerler, dalga kılavuzları /1/, mikrodalga ve optik rezonatörleri /2/, yUrlllyen dalgalı tUpler /3/, devreler ve son yıllarda daha çok uygulama alanı bulan optoelektronik devreler /4/ ve fiber optik hatlardır, /5/, /6/, /7/, /8/, /9/, /10/, /11/. Dielektrik dalga kılavuzları içinde modal etkileşim konusunda ilk sayılabilecek çalışmalar H.Haus, D. Marcuse, A.Yariv ve A.W.Snyder tarafından yapılmıştır.

**II. MODAL ANALİZ**

Dielektrik dalga kılavuzlarında modların analizi Maxwell Denklemlerinden hareketle kılavuzun geometrik özelliklerine göre oluşturulan Helm-

holtz Denklemi'nin sınır koşullarına uyan karakteristik denklemlerinin özdeğerlerinin değerlendirilmesi yoluyla yapılır.



$n_2$

Şekil 1. Simetrik katmanlı dielektrik dalga kılavuzu

ideal modlar, propagasyon doğrultusu boyunca hiçbir değişmeye uğramadan yayılan modlardır ve diğer modlarla etkileşmesi söz konusu değildir. İdeal modlar ortogonal alanların sllperpozisyonudur. İdeal olmayan durumda zayıfça kılavuzlama geçerlidir. Helmholtz Denklemi çözüldükten sonra  $\beta$  (rad/m) yayılma sabitinin değişim aralıklarına göre mod tayini yapılabilir. Örneğin Şekil 1'de görülen çekirdek kırılma indisi  $n_1$ , kılıf kırılma indisi  $n_2$  olan katmanlı dielektrik dalga kılavuzunda kılavuzlanmış modların  $\beta$  yayılma sabitinin değişim aralığı, /7/,

$$n_2 k_0 < \beta < n_1 k_0 \quad (1)$$

iken, radyasyon modlarında bu değişim aralığı,

$$0 \leq \beta < n_1 k_0 \quad (2)$$

dir. Burada ,  $k_0=2\pi/\lambda$  dalga sayısıdır. Sönümlü (evanescent) modları temsil eden  $\beta_r$   $n_{2,0}$  durumunda,  $\beta_r$  imajinerdir:

$$\beta_r = -j \Gamma_r \quad (3a)$$

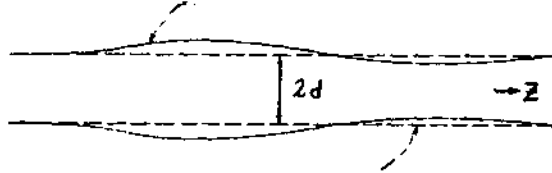
$$0 < \Gamma_r < \infty \quad (3b)$$

Dielektrik dalga kılavuzundaki modlar arasında yumuşak bir geçiş olmasına karşın analiz aşamasında modlar ayrık (discrete) kabul edilir. Bununla birlikte , dielektrik dalga kılavuzunun dışında geçerli olan sönümlü modlar sürekli dir.

### III. KÜPLE MOD TEORİSİ

Çekirdek bölgesiyle kılıf bölgesi arasında dalganın olmayan sınır özellikleri , kılavuz içindeki saçılmaya neden olan boşluklar, kırılmalar ve mikro kırılmalar gibi optik dalga kılavuzu yapısındaki geometrik bozukluklar ve ortam parametrelerindeki düzensizlikler modlar arasında kuplaja neden olur. Kılavuzlanmış modlar arasında olabileceği gibi , kılavuzlanmış modlar ile radyasyon modları arasında da gerçekleşebilen kuplaj modlar arasında güç transferi ve dolayısıyla zayıflamaya yol açar.

**İdeal olmayan çekirdek-kılıf araylızayı**



**İdeal çekirdek-kılıf araylızayı**

Şekil-2 İdeal ve ideal olmayan katmanlı diel. dalga kılavuzu.

Şekil-2 'de görülen  $n_1$  kırılma indisli optik fiberde enine elektrik ve magnetik alan ifadeleri.  $n_0$  kırılma indisli ideal optik fiberdeki kılavuzlanmış ve radyasyon modlarının enine elektrik ve magnetik alan ifadelerinin toplamı olarak yazılır, /5/:

$$\vec{E}_t = \sum_v \vec{a}_v(z) \delta_{ut} \quad (4)$$

$$\vec{H}_t = \sum_v \vec{b}_v(z) \delta_{ut} \quad (5)$$

Burada ,  $a_v$  ve  $b_v$  modal genliklerdir ve

$$\hat{I} = \vec{E}_t / d\rho \quad (6)$$

dur.  $a_v$  ve  $b_v$  katsayılarının bulunması için  $v$  ve  $M$  'nin ayrık değerler alması koşulunda,  $\beta_{v\mu}$  ,  $v$  ile  $M$  den birisi kılavuzlanmış ,  $\beta_{v\mu}$  diğeri radyasyon modu iken Kronecker Delta'sı, her ikisi de kılavuzlanmış mod iken Dirac Delta'sı ve  $P$  kılavuzdan iletilen güç olmak üzere,

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \vec{a}_z \cdot (\vec{e}_{ut} \times \vec{H}_{Mt}) dx dy = 2 \frac{\beta_{\mu}}{|\beta_{\mu}|} P_{S_{v\mu}} \quad (7)$$

ortogonalite bağıntısından yararlanılır ve Maxwell Denklemleri kullanılarak,

$$\frac{db}{dz} + j/3 a = 2 \frac{y}{v} M a \quad (8)$$

$$\frac{da_{\mu}}{dz} + j/3 b_{\mu} = 2 \frac{L}{U} N_{M'} b_{\nu} \quad (9)$$

küple mod denklemleri elde edilir. Burada, kuplaj katsayıları,

$$\bar{M}_{\mu\nu} = \frac{\omega \epsilon_0}{4jP} \frac{|\beta_{\mu}|}{\beta_{\mu}} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} (n^2 - n_0^2) \vec{g}_{Mt} \cdot \vec{g}_{m} dx dy \quad (10)$$

ve

$$\bar{N}_{\mu\nu} = \frac{\omega \epsilon_0}{4jP} \frac{|\beta_\mu|}{\beta_\mu} \frac{|\beta_\nu|}{\beta_\nu} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{n^2}{n} \delta_{\mu z} \delta_{\nu z} dx dy \quad (11)$$

dir.

(+) ve (-) yönde yayılan yUrliyen dalgalar,

$$a = c \begin{matrix} \langle \bullet \rangle \\ MM \end{matrix} e^{-jV} + c \begin{matrix} \langle \bullet \rangle \\ M \end{matrix} e^{+j\beta_\mu z} \quad (12)$$

$$b = c \begin{matrix} \langle \bullet \rangle \\ MM \end{matrix} e^{-jV} - c \begin{matrix} \langle \bullet \rangle \\ M \end{matrix} e^{+j\beta_\mu z} \quad (13)$$

olarak ifade edilirse, (8) ve (9) e-  
sitlikleri yardımıyla.

$$\frac{dc_\mu^{(+)}}{dz} = \sum_{\nu} \left\{ M_{\mu\nu}^{(+,+)} c_\nu^{(+)} e^{j(\beta_\mu - \beta_\nu)z} + M_{\mu\nu}^{(+,-)} c_\nu^{(-)} e^{j(\beta_\mu + \beta_\nu)z} \right\} \quad (14)$$

$$\frac{dc_\mu^{(-)}}{dz} = \sum_{\nu} \left\{ M_{\mu\nu}^{(+,-)} c_\nu^{(+)} e^{-j(\beta_\mu + \beta_\nu)z} + M_{\mu\nu}^{(-,-)} c_\nu^{(-)} e^{-j(\beta_\mu - \beta_\nu)z} \right\} \quad (15)$$

küple mod denklemleri yazılır. Burada, s ve t (+) ve (-) faktörlerini göstermek üzere .kuplaj katsayısı,

$$M_{\mu\nu}^{(s,t)} = \frac{\omega \epsilon_0}{4jP} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \langle H^2 \rangle \cdot \left\{ s \frac{|\beta_\mu|}{\beta_\mu} \delta_{\mu z} \delta_{\nu z} + t \frac{|\beta_\nu|}{\beta_\nu} \frac{n_0^2}{n^2} \delta_{\mu z} \delta_{\nu z} \right\} dx dy \quad (16)$$

dir.

Yukarıdaki uzaysal küple mod denklemlerinin yanı sıra zamansal küple mod denklemleri de yazılabilir:

$$\frac{da_\mu}{dt} = j \omega_M a_\mu + \bar{N}_{\mu\nu} a_\nu \quad (17)$$

$$\frac{da_\nu}{dt} = j \omega_U a_\nu + \bar{N}_{\mu\nu} a_\mu \quad (18)$$

#### IV. KATMANLI DİELEKTRİK DALGA KILAVUZU YAKLAŞIMI

Şekil-1'deki simetrik katmanlı di-  
elektrik dalga kılavuzunda d/9y=0 ve  
zamana göre değişim e<sup>jωt</sup> olmak üzere,  
dalga denklemleri yardımıyla TE modları  
için, /4/,

$$E(x, z, t) = E_y(x) e^{j(\omega t - \beta z)} \quad (19)$$

ve

$$E_y(x) \ll \begin{cases} Ce^{-\gamma(x + \frac{d}{2})} & \frac{d}{2} \leq |x| < \infty \\ C \cos \left[ \frac{\gamma}{2} \left( x + \frac{d}{2} \right) \right] & -\frac{d}{2} \leq x \leq \frac{d}{2} \end{cases} \quad (20)$$

elde edil ir. Burada, X ve y özdeğerleri,

$$X = (n_1^2 k_0^2 - \beta^2)^{1/2} \quad (21)$$

$$\gamma = (S^2 - n_2^2 \beta_0^2)^{1/2} \quad (22)$$

dir. Sınır koşullarına göre, E ve H  
in sürekliliği koşulunda özdeğer denklemleri,

$$\tan(X-\beta) = \frac{2\gamma}{X \left(1 - \frac{\gamma^2}{X^2}\right)} \quad (23)$$

dir.

P = lw koşulu ve (7) ifadesindeki ortogonalite bağıntısı yardımıyla,

$$C = 2X \left[ \frac{\omega \mu_0}{|\beta_\mu| \left(\frac{d}{2} + \frac{2}{\gamma^2}\right) (\kappa_\mu^2 + \gamma_\mu^2)} \right]^{1/2} \quad (24)$$

bulunur.

Benzer şekilde Maxwell 1 Denklemleri ışığında TM modları için,

$$H(x, z, t) = H_y(x) e^{j(\omega t - \beta z)} \quad (25)$$

$$H_y(x) = \begin{cases} -\left[\frac{n_2}{n_1}\right]^2 \frac{XC}{\gamma} e^{-\gamma(x + \frac{d}{2})} & \frac{d}{2} \leq |x| < \infty \\ C \left\{ -\left[\frac{n_2}{n_1}\right]^2 \frac{\kappa}{\gamma} \cos\left[\kappa\left(x + \frac{d}{2}\right)\right] + \sin\left[\kappa\left(x + \frac{d}{2}\right)\right] \right\} & -\frac{d}{2} \leq x \leq \frac{d}{2} \end{cases} \quad (26)$$

ve özdeğer denklemi,

$$\tan\left(\kappa \frac{d}{2}\right) = \frac{2 \left[ \frac{n_1}{n_2} \right]^2 \gamma}{\kappa^2 - \left[ \frac{n_1}{n_2} \right]^4 \gamma^2} \quad (27)$$

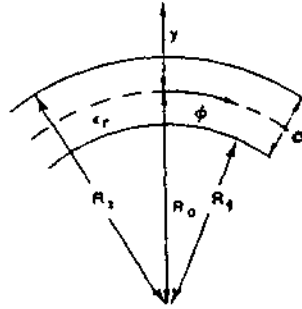
dir. Sınır koşullarına göre,

$$C = 2 \left( \frac{\omega \mu_0}{|\beta_\mu| \left(\frac{d}{2} + \frac{2}{\gamma^2}\right)} \right)^{1/2} \quad (28a)$$

$$41, = \frac{\left[\frac{n_1}{n_2}\right]^4 \gamma^2 + \kappa^2}{\left[\frac{n_1}{n_2}\right]^4 \gamma^2} \left[ \frac{2}{n_2^2 \gamma} \frac{r^2 + X^2}{\left[\frac{n_1}{n_2}\right]^4 \gamma^2 + \kappa^2} + \frac{\frac{d}{2}}{n_1^2} \right] \quad (28b)$$

dir.

TE ve TM modlarının kendi aralarında ve karşılıklı kuplaj (8) ve (9) eşitliklerinde incelenebilir.



Şekil-3 Bükülmüş katmanlı dielektrik dalga kılavuzu.

Şekil-3 de görülen bükülmüş katmanlı dielektrik dalga kılavuzunda,

$$H_r = \begin{cases} A J_\nu(\gamma r) e^{j\nu\phi} & r < R_1 \\ [B J_\nu(Xr) + C N_\nu(Xr)] e^{j\nu\phi} & R_1 < r < R_2 \\ D H_\nu^{(2)}(\gamma r) e^{j\nu\phi} & r > R_2 \end{cases} \quad (29)$$

dir. Burada, A, B, C ve D katsayılar,  $J_\nu(kr)$  Bessel fonksiyonu,  $f_\nu^M(kr)$  Neumann fonksiyonu,  $H^{(2)}(k_0 r)$  2. dereceden Hankel fonksiyonudur.

Bükülmüş L uzunluğundaki katmanlı dielektrik dalga kılavuzu için (14) ifadesi kullanılarak,



$$C(L) = \int_0^L M_{\mu\nu}(z) e^{j(\beta_0 - \beta_1)z} dz \quad (30)$$

yazılır. R bUklmlme yarıçapı,  $e_{\mu\nu 1}$  modal özelliklere göre 0,1,2 ve 4 ;  $e_{\nu} \nu=0$  için 2 , D\*0 için 1 değerini alan katsayılar olmak üzere, rastgele bUklmlmUş simetrik katmanlı dielektrik dalga kılavuzunda modlar arası güç kuplaj katsayısı,

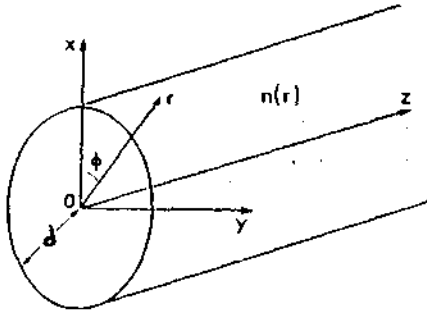
$$h_{\mu\nu} = \frac{e_{\mu\nu}^2}{e_{\mu} e_{\nu}} \frac{X^2 X_1^2}{4 d^2 n^2 k_0^2 (\beta_{\mu} - \beta_{\nu})^4} C\left(\frac{1}{R}\right) \quad (31)$$

dir. Burada,

$$R = \left\langle \frac{1}{T} \int_0^L R(2) e^{j(\beta_{\mu} - \beta_{\nu})z} dz \right\rangle \quad (32)$$

dir, < > ortalama değeri temsil eder.

#### V.SİLİNDİRİK Dİ ELEKTRİK DALGA KILAVUZU



Şekil-4 Silindirik dielektrik dalga kılavuzu.

Şekil-4 ' de görülen silindirik dalga kılavuzundaki alan ifadeleri Helmholtz Denklemi'nin silindirik koordinatlarda incelenip değişkenlere ayırma metodu ( The Separation of Variables ) ile bulunan, /7/,

$$\frac{d^2 T(r)}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{dT(r)}{dr} + \left[ \frac{\nu^2}{r^2} \right] F(r) = 0 \quad (33)$$

Bessel Diferansiyel Denkleminden elde edilir.

A ve B katsayılar, X, (21) eşitliğinde verilen özdeğer olmak üzere,  $r < d$  çekirdek bölgesinde ,

$$E = A J_{\nu}(Kr) e^{j\nu\phi} \quad (34)$$

$$H_z = B J_{\nu}(Kr) e^{j\nu\phi} \quad (35)$$

$$E_r = -\frac{j}{\chi^2} \left[ \lambda \beta K J_{\nu}'(Kr) + j B \frac{\nu \omega \mu}{r} J_{\nu}(Kr) \right] e^{j\nu\phi} \quad (36)$$

$$E_{\phi} = -\frac{j}{\chi^2} \left[ j \beta \frac{\nu}{r} A J_{\nu}(Kr) - K \omega \mu B J_{\nu}'(Kr) \right] e^{j\nu\phi} \quad (37)$$

$$H_r = -\frac{j}{\chi^2} \left[ -j \omega \epsilon_1 \frac{\nu}{r} A J_{\nu}(Kr) + K \beta B J_{\nu}'(Kr) \right] e^{j\nu\phi} \quad (38)$$

$$H_{\phi} = -\frac{j}{\chi^2} \left[ K \omega \epsilon_1 \frac{\nu}{r} A J_{\nu}'(Kr) + j \beta B J_{\nu}(Kr) \right] e^{j\nu\phi} \quad (39)$$

dir.

$y = 0$  TE ve TM ,  $\nu \neq 0$  HE ve EH modlarını ifade eder. Çekirdek - kılıf arayüzündeki sınır koşulları kullanılarak TE modları için ,

$$\left[ \frac{d\gamma^2}{k} \frac{J_0'(Xd)}{J_0(Xd)} + j\gamma d \frac{H_0^{(1)'}(j\gamma d)}{H_0^{(1)}(j\gamma d)} \right] = 0 \quad (40)$$

ve TM modları için,

$$\left[ \frac{f}{\epsilon_2 k} \frac{J_0'(Xd)}{J_0(Xd)} + j\gamma d \frac{H_0^{(1)'}(j\gamma d)}{H_0^{(1)}(j\gamma d)} \right] = 0 \quad (41)$$

özdeğer denklemleri bulunur.

Mod	Kesim	Mod	Kesim
	Parametresi (kç d)		Parametresi (kç d)
"E n	0 0	TH <sub>1</sub>	6 33
TEoi. TMoi	2 405	EH <sub>1</sub>	6 -11
HE <sub>2</sub>	2 42	HE13, EH <sub>1</sub>	7 02
HE 2, EH <sub>1</sub>	3 83	UF. 32	7 02
HE31	3 86	EM41	7 59
EH <sub>2</sub>	5 14	-HE61	7 61
HE <sub>1</sub>	5 16	EH <sub>2</sub>	8 42
TE02. TM <sub>2</sub>	5.52	HE52	8 43
HE22	5 53	TE03. TM03	8.5Q

Tablo-1 Modlara Göre Kesim Koşulları

Şekil-4 'de silindirik dielektrik dalga kılavuzundaki modlar arası kuplaj , III.Bölüm 'de ele alınan metod ve Tablo-1' deki kesim koşulları yardımıyla incelenir.

Bu çalışmada silindirik dielektrik dalga kılavuzundaki modal analiz IV. Bölüm 'de izlenen yolla yapılır.

#### SONUÇ

Bu çalışmada , düz ve bükülmüş optik fiberlerde iletilen modlar arasındaki etkileşim kavram ortaya konulmuş ve analitik olarak incelenmiştir. Sayısal hesaplar' sonucunda , aynı mod gruplarındaki (TE-TE.HE-HE gibi) kuplajın , farklı mod gruplarındaki ( TE-HE.TM-EH gibi ) kuplajdan daha fazla olduğu gözlenmiştir.

#### KAYNAKLAR

- /1/ S. E.Mi İler, " Coupled Wave Theory and Waveguide Applications " , B.S.T.J., Vol.33, No.3, pp.661-720, May 1954.
- /2/ H.A.Haus , Waves and Fields in Optoelectronics , Prentice-Hall, 1984.
- /3/ A.Yariv, " On the Coupling Coefficients in the Coupled-Mode Theory " Proc.İRE, Vol.46, pp.1956-1957, Dec.1958.
- /4/ A.Yariv, "Coupled-Mode Theory for Guided-Wave Optics", I.V.F.F. Journal of Quantum Electronics, Vol.01>9, No.9, pp.919-933, Sept.1973.
- 75/ D. Marcuse, "Coupled Mode Theory of

- Round Optical Fibers", B.S.J.T.Vol. 52, No.6, pp.817-842, August 1973.
- /6/ D.Marcuse , Theory of Dielectric Optical Waveguides, Academic Press, New York, 1974.
- // D.Marcuse, Light Transmission Optics, Van Nostrand Reinhold Company Inc., N.Y., 1982.
- /8/ A.W.Snyder , " Coupled-Mode Theory for Optical Fibers", Journal Opt. Soc.Am., Vol.62, No.11, pp.1267-1277, Nov.1972.
- /9/ A.W.Snyder and J.D.Love , Optical Waveguide Theory , J.W.Arrousmith Ltd., Bristol-Great Britain, 1983.
- /10/ A.Cardama, E. T. Kornhauser, " Modal Analysis of Coupling Problems in Optical Fibers". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.MTT-23.No. 1, pp. 162-169, Jan. 1975
- /11/ Y.Chen , " Coupling of Periodic Modes" Lightwave Technology, Vol.9 No.7, pp.859-863, July 1991.

CAIİT CANBAY, Özgeçmiş, "0-100 GHz Frekans Aralığında Işıma Yapan Yapay ve Doğal Elektromagnetik Alan Kaynaklarının Çevre, İnsan Sağlığı Açısından Analizi" isimli makalenin sonunda yer almaktadır.

N.ÖZLEM ÜNVERDİ, Özgeçmiş, " 0-100 GHz Frekans Aralığında Işıma Yapan Yapay ve Doğal Elektromagnetik Alan Kaynaklarının Çevre, İnsan Sağlığı Açısından Analizi" isimli makalenin sonunda yer almaktadır".



İSEBAHATTİN POLAT, 1964'de İstanbul'da doğdu. 1990'da Yıldız Teknik Üniversitesi Elektronik ve Hab. Müh. Bölümü'nden mezun oldu. Halen aynı Üniversitenin Fen Bilimleri Enstitüsü'nde yüksek lisans programına kayıtlıdır. 1991 yılından beri Teletaş Montaj MÜDÜRLÜĞÜ'nde Radyolink test ve montaj mühendisi olarak çalışmaktadır.

# ISIL İŞLEM BENZETİMİ İLE GENİŞ BANTLI MİKRODALGA DEVRE TASARIMI

Şimşek DEMİR, Ceyhun BULUTAY

Orta Doğu Teknik Üniversitesi

Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü

Ankara, 06531

*Öz: Tasarım mühendisliğinin gereksinim duyduğu en önemli araçlardan biri esnek ve güvenilir bir eniyileme yöntemidir. Bu çalışmada diğer eniyileme tekniklerine bir üstünlük olarak herhangi bir deneyime veya başlangıç tasarımına gerek duymayan, Isıl İşlem Benzetimi yöntemi geniş bantlı mikrodalga yükselteç tasarımında kullanılmıştır. Uyumlama devreleri kayıpsız elemanlarla sağlanırken, MMIC ortamında gerçekleştirilebilirlikleri gözönüne alınmıştır. Hedeflenen tasarıma, yakın bir band genişliğinde ulaşırlarken kullanılan eleman sayısında da önemli bir azalma sağlanmıştır.*

Mikrodalga frekanslarında yapılan devre tasarımlarında, devre elemanlarının boyutlarının çalışılan frekansın dalga boyuyla karşılaştırılabilir olmaları nedeniyle, dağılmış elemanlar yaklaşımı kullanılmamıştır. Düşük frekanslarda toplu elemanlarla yapılan tasarımlarda uygulanan yöntemler, mikrodalga frekanslarında kullanılmadığından, fazla esnek olmayan nümerik ve analitik başka yöntemler geliştirilmiştir. Ancak, MMIC (Tekparça Mikrodalga Tümüleşik Devre - Monolithic Microwave Integrated Circuit) teknolojisi, toplu elemanlarla tasarımı tekrar gündeme getirmiştir. Oldukça küçük alanlara sığdırılabilen çok işlevli tümleşik devreler son on yılda üretilmiş ve ticari uygulamalarda yerini almıştır.

Çeşitli nümerik ve analitik toplu eleman yaklaşımları, mikrodalga frekanslarına özgün elemanlar da göz önüne alınarak, MMIC tasarımlarında uygulanmıştır. Ancak, bu yaklaşımların, başlangıç olarak seçtikleri kabullenmeleri nedeniyle, kısıtlamaları vardır. Diğer yandan, tümleşik devrelerin üzerinde, üretildikten sonra değişiklik yapmak olası olmadığından, tasarımda en uygun değerlerin bulunmuş olması önemlidir. Buna yönelik olarak,

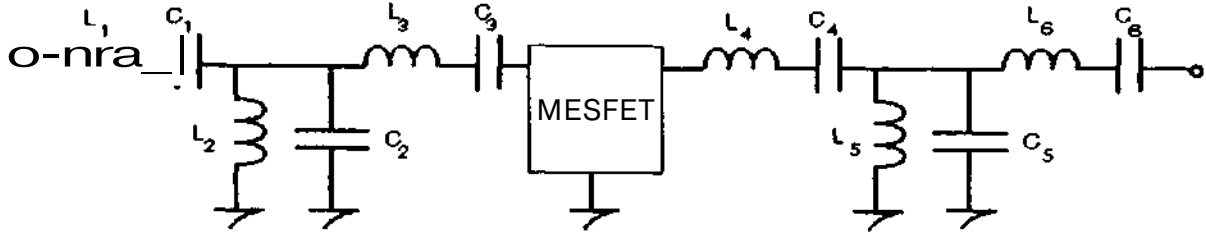
mikrodalga frekanslarında devre analizi ve uygulamaları için yazılımlar geliştirilmiştir (LIBRA, SuperCOMPACT, vb). Bunlar yapılan tasarımları temel alıp kullanılan elemanların yakın değerlerini çeşitli yöntemlerle araştırarak en iyi değer kümesini bulacak eniyileme (optimization) alt yazılımlarına sahiptir. Bununla birlikte, tasarımın yakın değerlerinde arama yaptıkları için iyi bir başlangıç tasarımını gerektirirler.

Bu çalışmada, herhangi bir başlangıç değer kümesine gerek duymayan, Isıl İşlem Benzetimi (Simulated Annealing) eniyileme yöntemi<sup>(1)</sup>, geniş bantlı bir MMIC mikrodalga yükselteç tasarımına uygulanmıştır. Daha önce, mühendislik ve uygulamalı fizikte çeşitli eniyileme problemlerinde kullanılan Isıl İşlem Benzetimi, yakın geçmişte ise HBT (Heteroeklem çift kutuplu transistör - Heterojunction Bipolar Transistor) fiziksel eşdeğer parametre çıkarımı<sup>(2)</sup> ve dağılmış yükselteç (distributed amplifier) tasarımında denenmiştir<sup>(3)</sup>.

Yöntemin geliştirilme... ->ın sıvı halden katı hale geçişte, sıcaklık azaltıldıkça, minimum enerji seviyesine sahip kusursuz kristal yapısına erişmeye çalışmalarından esinlenilmiştir<sup>(4)</sup>. Yöntemin farkı ara basamaklarda hatayı arttırdığı için diğer eniyileme tekniklerince dışlanan çözümleri, bir Boltzmann benzeri olasılık dağılım fonksiyonuna göre kabul edebilmesidir. Bunun sayesinde, diğer yöntemlerin saplandığı yerel minimum bölgelerinden, geçici olarak hatayı arttırarak kurtulmakta ve iyi bir başlangıç değer kümesine de gerek duymadan genel minimuma ulaşabilmektedir. Kullanılan olasılık dağılım fonksiyonu; A E, istenen çözüm ile denenen çözüm arasındaki hata farkını, T, yapay sıcaklığı ve k ağırlık çarpanını göstermek üzere,

$$P\{AE, T\} = e^{-\frac{kAE}{T}} \quad (1)$$

şeklinde belirlenmektedir.



Şekil 1: Giriş ve çıkış uyumlama devreleri

Fiziksel bir problemin matematiksel modellenmesi sonucunda, en iyi çözümle hemen hemen aynı iyilikte çok sayıda farklı çözüm kümesi olabilmektedir. Fiziksel parametre çıkarımı gibi tek çözümü olması beklenen bir durumda kabul edilemez olan bu durum, bir tasarım probleminde ise soruna yol açmaz. Çünkü tasarım problemlerinin birden fazla aynı iyilikte çözümü olması olağandır ve eğer, gerçekleştirilebilir iseler hepsi de kabul edilebilir. Dolayısıyla, bu özellikler Isıl İşlem Benzetiminin bir tasarım problemi olarak geniş bantlı mikrodalga yükselteçlerde kullanımını gündeme getirmiştir.

Yükseltecin sağlanması hedeflenen özellikler Tablo 1'de sıralanmıştır. Bu amaca yönelik olarak TriQuint firmasının ürettiği MMIC ortamına uygun, 300 Jı m kapı (gate) genişliği, 0.5/i m kapı uzunluğunda bir GaAs MESFET'in S parametreleri kullanılmıştır. Transistöre giriş ve çıkış uyumlama için Şekil 1'deki kayıpsız yapılar uygulanmıştır.

Frekans Bandı	8-16GHZ
Kazanç : S <sub>21</sub> dB	7±0,5 dB
Giriş Yansımaya : S <sup>^</sup> dB	< -10 dB
Çıkış Yansımaya : S <sub>22</sub> dB	< -10 dB

Tablo 1: Tasarım hedef değerleri

Bu devrelerin yapısı T olarak seçilmiş, analitik ve nümerik çıkarımların gözden kaçırabileceği çözümleri de araştırabilmek için T'nin her kolu LC rezonans seri ve paralel ikililerinden oluşturulmuştur. Devrenin bölümleri üzerinde, bilinen Y-Z-S parametreleri dönüşümleriyle yükseltecin genel S parametreleri ve gereken hata fonksiyonu elde edilmiştir. Belli bir f<sub>j</sub> frekansında, S<sub>n</sub>dB ve/veya S<sub>21</sub>dB ve/veya S<sub>22</sub>dB hedeflenen sınırlara uymuyorsa ve

$$\Delta E(f_i) = 4 \left| 5_{21,dB} - \tilde{S}_{21,dB} \right| + \left| S_{11,dB} - \tilde{S}_{11,dB} \right| + \left| S_{22,dB} - \tilde{S}_{22,dB} \right| \quad (2)$$

olarak tanımlandığında, toplam hata

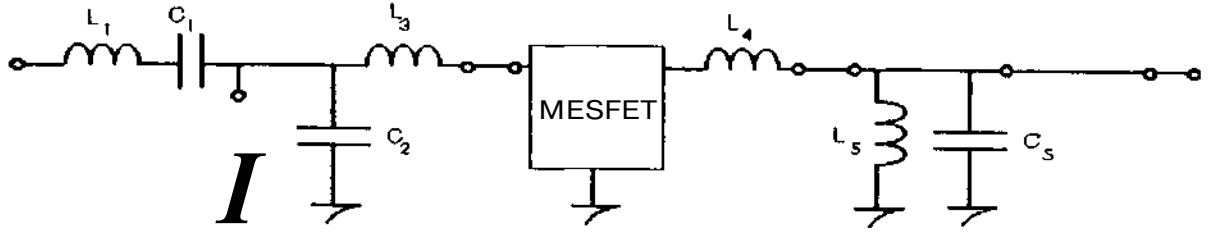
$$\Delta E = \sum_{(f_i)} \Delta E(f_i) \quad (3)$$

şeklinde oluşturulmuştur. Burada  $\tilde{S}_{21,y_B} = 7dB$ ,  $\tilde{S}_{11(0)} = -10dB$  ve  $\tilde{S}_{22(0)} = -10dB$  olmak üzere Tablo. 1'de belirtilen hedef tasarım değerleri ve f| seçilen ayrık frekans noktalarıdır.

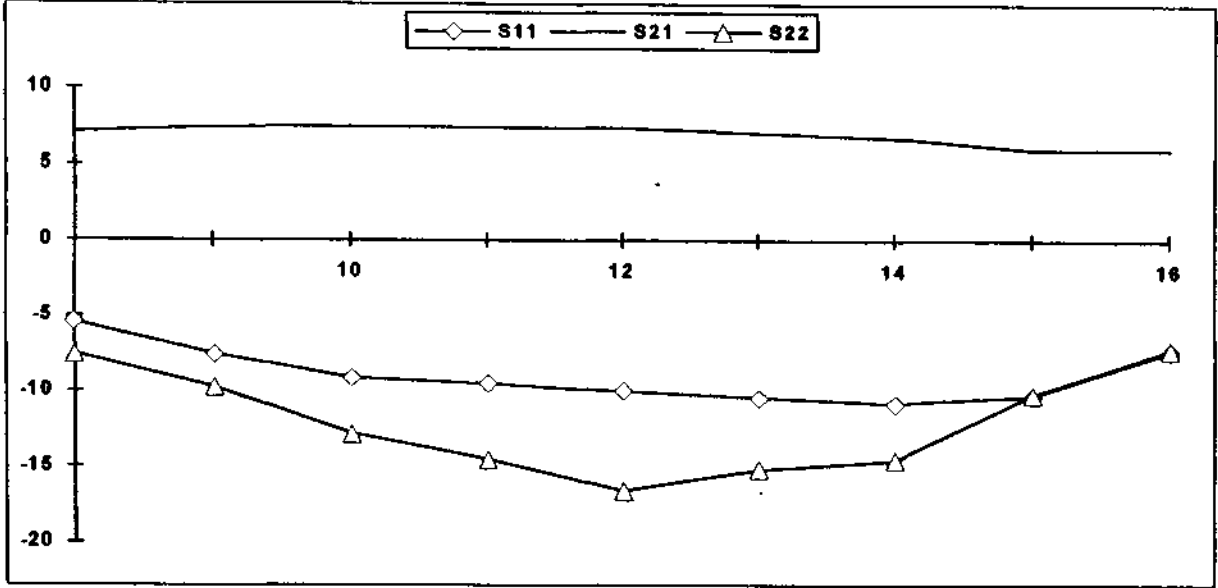
Eleman	Min-Bşl-Max
H, L <sub>2</sub> , L <sub>j</sub> , L <sub>4</sub> , L <sub>5</sub> , L <sup>^</sup>	0.01- 1-10 nH
C <sub>1</sub> , C <sub>2</sub> , C <sub>3</sub> , C <sub>4</sub> , C <sub>5</sub> , C <sub>6</sub>	0.01- 1-20 pF

Tablo 2: Eleman değerleri

Tablo.2 Isıl işlem Benzetiminde kullanılan eleman başlangıç ve sınır değerlerini içermektedir. Değer aralıkları, elemanların MMIC ortamında gerçekleştirilebilirliği göz önüne alınarak belirlenirken, bu eniyileme yönteminde özel bir önem taşımadıkları için, bobin ve sığaçların başlangıç değerleri aynı seçilmiştir. Boltzmann benzeri olasılık fonksiyonu için de k=10 alınarak, Tablo 2'deki değerlerle birlikte, T=4500 sıcaklığından eniyileme süreci başlatılmıştır. Her sıcaklık seviyesinde eleman değerleri üzerinde 250 değiştirme yapılarak bir eleman için ortalama 15 kez değer değişme şansı yaratılmıştır. Sınırlı bir adım büyüklüğünde olan değişikliğin hangi eleman üzerinde ve hangi miktarda olacağı rastgele belirlenmiş, her değiştirilişte, yeni durumun kabul edilmesi (1)'deki olasılık fonksiyonuna bağlanmıştır. Ayrıca, hata fonksiyonunun giderek azalmasını sağlayacak bir yapının oturması için



Şekil 2: indirgenmiş devre topolojisi



Şekil 3: Sonuç devre tepkesi

sıcaklık her 250 denemeden sonra 0.9 katsayısı ile çarpılarak düşürülmüştür. Isıl işlem Benzetiminin bir özelliği olarak düşük sıcaklıklara ulaşıldıkça hatayı arttıran çözümler artık kabul edilmeyerek yöntem Eşlenik Bayırgı (Conjugate Gradient) tekniğine dönüşmektedir. Bu şekilde eniyilemeye  $T=5 \times 10^{-4}$  'e kadar devam edilmiş ve sonuçta Şekil 1'deki devrenin beş elemanının sınır değerlerine itilerek etkisiz bırakıldıkları gözlenmiştir. Bu sayede hata fonksiyonu en aza indirilirken, toplam eleman sayısı da onikiden yediye düşürülmüştür (Şekil.2).

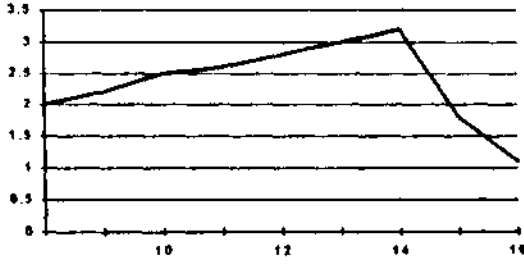
Tablo.3'te Isıl İşlem Benzetimi Yöntemi ile eniyilenmiş yedi elemanlı devrenin eleman değerleri ve Şekil.3'te de  $S_{21}$ , dB,  $S_{11}$ , dB ve  $S_{22}$ , dB tepkeleri gösterilmektedir. Denklem (2)'de görüldüğü gibi, kazanç düzlüğü hata fonksiyonunda dört kez daha fazla vurgulanmıştır. Bunun sonucunda 8-16GHz frekans aralığında istenen kazanç tepkesine ulaşılrken, giriş ve çıkış uyumlama sadece 10-15GHz aralığında sağlanmıştır. Fakat, bu kullanılan eniyileme yönteminin yetersizliğinden kaynaklanmamaktadır.

Bobin , Lj	(nH)	Sığaç, Cj	(PF)
1-1	0.580	C1	0.535
L2	0	C <sub>2</sub>	0.310
L3	0.680	C <sub>3</sub>	n
<b>U</b>	0.745	C <sub>4</sub>	n
L <sub>5</sub>	3.390	C <sub>5</sub>	0.095
L <sub>6</sub>	(*)	C <sub>6</sub>	0

(\*) Bu elemanlar devreden çıkarılmıştır.

Tablo 3: Sonuç devre eleman değerleri

Bilindiği gibi kayıpsız elemanlarla tasarım yapıldığında geniş frekans aralığında düz bir kazanç eğrisinin elde edebilmesinde giriş ve/veya çıkış uyumlamadaki bozulma kaçınılmazdır<sup>4</sup>).



Şekil 4: k- kararlılık faktörü

Son olarak yükseltecin kararlılığı incelendiğinde, k faktörü için Şekil.4'teki eğri elde edilmiştir. Buna göre yükselteç çalışma frekans aralığı içinde kararlıdır.



Şimşek Demir 1969 yılında Amasya'da doğmuştur. Orta Doğu Teknik Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü'nden 1991 yılında lisans derecesini almıştır (aynı bölümden Eylül 1993'te yüksek lisans derecesini alması

beklenmektedir). 1991 yılından beri, mezun olduğu bölümde Araştırma Görevlisi olarak görev yapmaktadır. Çalışmaları MMIC teknolojisi ve uygulamaları üzerimde sürmektedir.



Ceyhun Bulutay 1967 yılında Ankara'da doğmuştur. 1989 yılında Orta Doğu Teknik Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü'nden lisans derecesini almıştır. Yüksek lisans derecesini, Northeast em University-Boston Elektrik ve

Bilgisayar Mühendisliği Bölümünden 1991 yılında almıştır. 1989-1991 yıllarında bu bölümde Araştırma Görevlisi olarak çalışmıştır. 1991 yılından beri, ODTÜ Elektrik Mühendisliği Bölümünde Araştırma Görevlisidir ve aynı zamanda doktora çalışmasını yapmaktadır. İlgi alanları elektromanyetik, yarıiletkenlerde balistik elektron iletimi ve elektron optiğidir.

#### KAYNAKÇA:

(1) S. Kirkpatrick, C.D. Gelatt.Jr., ve M.P. Vecchi, 'Optimization by Simulated Annealing', Science, vol. 220, pp. 671-680, May 1983.

(2) B. Meskoob vd. 'A small-signal Equivalent Circuit for the Collector-Up InGaAs/InAlAs/InP Heterojunction Bipolar Transistor', IEEE Trans. on Electron Devices, vol. 39, pp.2629-2632 November 1992.

(3) M.K. Vai, S. Prasad, 'Computer-Aided Design of Monolithic MESFET Distributed Amplifiers', IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. 38, pp.345-349, April 1990.

(4) K.B. Niclas, 'Multioctave Performance of Single Ended Microwave Solid State Amplifiers', IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. 32, August 1984.

# SONLU BİR İLETKEN YÜZEY ÜZERİNDEKİ ANTEN DİZİ ELEMANLARININ KARŞILIKLI VE ÖZ ADMİTANSLARI

O. Merih Büyükdura ve Hüseyin Yavuz

Orta Doğu Teknik Üniversitesi

Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü

06531 Ankara

**ÖZ :** Bu çalışmada sonlu bir mükemmel iletken (toprak) yüzeye açılan dikdörtgen dalgakılavuzlarının oluşturduğu dizi anten geometrisi incelenmiştir. Dizi anteni oluşturan elemanların karşılıklı etkileşimleri elemanlar üzerindeki alan dağılımını değiştirmektedir. Elemanlar üzerindeki gerçek alan dağılımının bilinmesi antenin istinam örnlusunun hesaplanması ve elemanların beslenmeleri açısından önem taşımaktadır.

Çok elemanlı (1000 den fazla) dizi antenlerde anten elemanlarının çoğu sonlu toprak yüzeyin kenarlarından uzaktadır. Bu durumda sonlu toprak yüzeyin kenarlarından kırınım dalgalarının etkisi ihmal edilebilmekle ve eleman sayısı fazla olduğu için sonsuz dizi yaklaşımları kullanılabilir. Ancak az sayıda elemandan (örneğin 100) oluşan dizi antenlerde elemanların çoğu sonlu toprak yüzeyin kenarına birkaç eleman uzaklığındadır. Bu durumda ise hem sonlu toprak yüzeyin kenarlarından kırınım dalgalarının etkisi hem de elemanların konumları önem taşımakta ve sonsuz dizi yaklaşımları kullanılamamaktadır. Bu amaçla sonlu toprak yüzeyin kenarlarından kırınım dalgalarının dizi elemanlarının karşılıklı ve öz admitanslarına etkisi incelenmiştir.

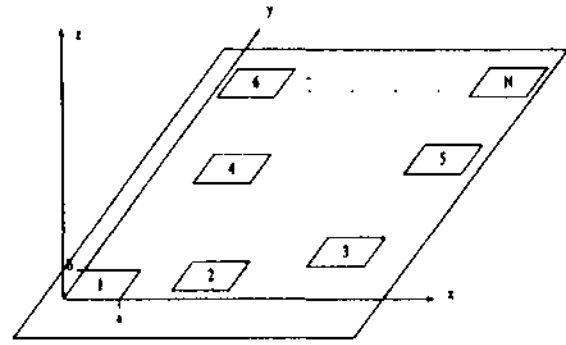
## 1. GİRİŞ

Birçok çalışmada Şekil 1'de görülen  $N$  elemanlı dizi anten 7V kapılı bir devre olarak modellenmiş ve çözüm için admitans matrisi oluşturulmuştur;

$$YV = I$$

(1)

burada  $Y$  dizi elemanlarının karşılıklı ve öz admitanslarından oluşan admitans matrisi,  $V$  ve  $I$  ise sırasıyla gerilim tepki ve akım besleme vektörleridir.



Şekil 1: İV elemanlı dizi anten.

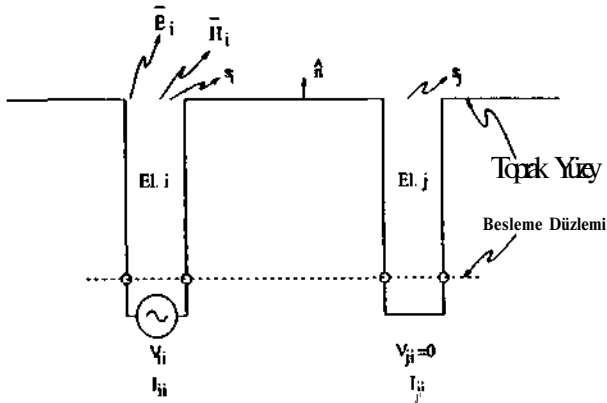
Luzwick ve Harrington [1] sonsuz bir toprak yüzey üzerindeki dizi elemanlarının karşılıklı bağlaşımını yüksek dereceli dalgakılavuz kiplerini ihmal ederek ve dizi elemanları ağız açıklıklarında cosinüs işlevi biçiminde alan dağılımı olduğunu varsayarak incelemişlerdir.

Bu çalışmada dizi elemanlarının karşılıklı bağlaşım admitansı (anten elemanları sonsuz bir iletken yüzey üzerindeki bir noktaya) hesaplanmış ve buna eklenebilir bir büyüklük olarak sonlu toprak yüzeyin kenarlarından kırınım dalgaları yoluyla karşılıklı admitansın Kırınımın Geometrik Kuramı (UTD) [2] kullanılarak hesaplanmıştır. Karşılıklı admitans hesaplamalarında  $i, u$  uim yapan dalg

kılavuzlarında sadece temel kip ( $TE_{10}$ ) olduğu yaklaşımı, hesaplamaları basitleştirmek için kullanılmıştır. Azalan kiplerin de kullanıldığı karşılıklı admitans hesaplamaları yaklaşık değerlerle karşılaştırılmış ve azalan kiplerin etkilerinin ihmal edilebilir olduğu görülmüştür. Dizi elemanlarının öz admitans hesaplamalarında tüm dalga kılavuzu kipleri kullanılmış ve toprak yüzeyin sonsuz olduğu kabul edilmiştir [3], [4]. Sonlu toprak yüzeyin kenarlarından kırınım dalgalarının dizi elemanlarının öz admitanslarına olan etkisi de hesaplanmıştır.

## 2. KARŞILIKLI ADMİTANS

Admitans matrisinin köşegende yer almayan elemanları dizi anten elemanlarının karşılıklı admitanslarıdır. Şekil 1'de verilen  $N$  elemanlı dizi antenin Şekil 2'de gösterilen iki elemanını ( $i$  ve  $j$ ) düşünelim,  $i$  elemanı ışına ve diğerleri besleme düzleminde kısa devre edilmiş olarak alma konumunda olsunlar. "Eğer besleme düzlemi elemanların ağız açıklıklarından yarı dalga boyunun tam katları uzaklığında seçilir ve kısa devre edilirse dalga kılavuzu ağız açıklığı mükemmel iletken gibi davranır ve üzerinde ilerleyen dalgayı etkilemez" [5].

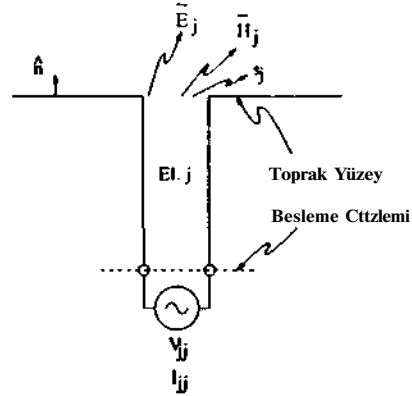


Şekil 2: Eleman  $i$  ışına, eleman  $j$  alma durumudur.

Şekil 2'de  $\vec{E}_i$  ve  $\vec{H}_i$ ;  $i$  elemanı tarafından ışınan dalgaları,  $V_a$  ve  $I_a$ ; temel kip ile ilişkilendirilmiş besleme gerilimi ve akımını,  $V_{jj}$  (kısa devre alış durumunda sıfırdır) ve  $I_{jj}$  ise  $j$  elemanı besleme düzleminde endüklenen

temel kip ile ilişkilendirilmiş gerilim ve akımı göstermektedir. Besleme düzleminin elemanların ağız açıklığından uzak olduğu düşünülmüş ve azalan kiplerin endüklenen gerilim ve akıma etkileri ihmal edilmiştir.

Şimdi de Şekil 3'de gösterilen  $j$  elemanının başka bir ortamda tek başına ışığı durumu düşünelim. Burada  $\vec{E}_j$  ve  $\vec{H}_j$   $j$  elemanı tarafından ışınan dalgaları,  $V_{jj}$  ve  $I_{jj}$  temel kip ile ilişkilendirilmiş besleme gerilimi ve akımını göstermektedir.



Şekil 3: Eleman  $j$  yeni bir ortamda ışımaktadır.

Şekil 2 ve 3'deki değerler Richmond'un genelleştirilmiş tepke kuramı [6] kullanılarak aşağıdaki gibi ilişkilendirilebilir.

$$V_{jj}I_{ji} - V_{ji}I_{jj} = \int [\vec{E}_j \times \vec{n}; - \vec{E}_i \times \vec{H}_j] \cdot \hat{n} ds \quad (2)$$

burada kısa devre alış durumundan  $V_{jj} = 0$  ve toprak yüzey üzerindeki sınır koşullarından  $\vec{E}_i \times \vec{n} = 0$  dir.  $i$  ve  $j$  elemanlarının karşılıklı admitansı aşağıdaki gibi tanımlanabilir;

$$Y_{ji} = \frac{I_{ji}}{V_{ji}} \quad j=1, 2, \dots, N \quad \text{ve} \quad j \neq i \quad (3)$$

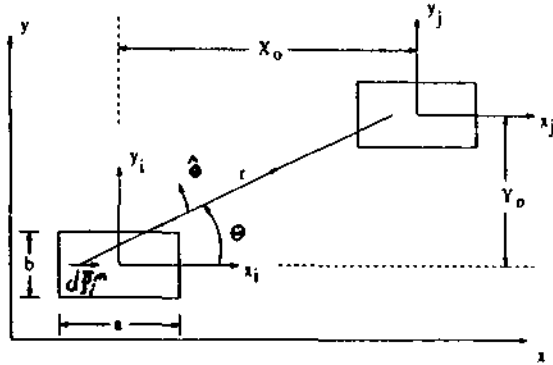
ve denklem 2'yi 3'de kullanarak;

$$Y_{ji} = \frac{I_{ji}}{V_{ji}} = \frac{\int [\vec{E}_j \times \vec{n}; - \vec{E}_i \times \vec{H}_j] \cdot \hat{n} ds}{V_{ji}} \quad (4)$$

Karşılıklı admitans hesaplamasını yapabilmek için dizi antenin  $i$  ve  $j$  elemanları Şekil 4'de yeniden verilmiştir. Burada kullanılacak



kordinat sistemi, değişkenler ve seçilen bir kaynak noktası ve alan noktası arasındaki dalga yolu da gösterilmiştir. Elemanlar üzerinde sadece temel kip olduğunu varsayarsak;



Şekil 4: Eleman *i* ışınım, eleman *j* alma durumdadır.

$$\vec{E}_i; U_0 = V_{aj} \sqrt{\frac{2}{\pi r \cos(-\alpha)}} \frac{\pi}{a} \quad (5)$$

$$\vec{E}_j |_{z=0} = V_{jj} \sqrt{\frac{2}{ab}} \cos(\alpha) (\hat{x}^*) \quad (6)$$

Şekil 4'de gösterilen ışınım akım elemanı ise

$$d\vec{p} = \vec{M} ds_i \quad (7)$$

burada

$$\vec{M} = 2EI \times \hat{z}$$

ve *j* elemanı üzerinde  $d\vec{p}$  tarafından yaratılan manyetik alan *j* ve *i* elemanları birbirlerinden uzak iseler [7];

$$d\vec{H}_i = \hat{\theta} \frac{d\rho_i^m}{4\pi} j\omega\epsilon \frac{e^{-jk r}}{r} \sin(\theta) \quad (9)$$

Burada

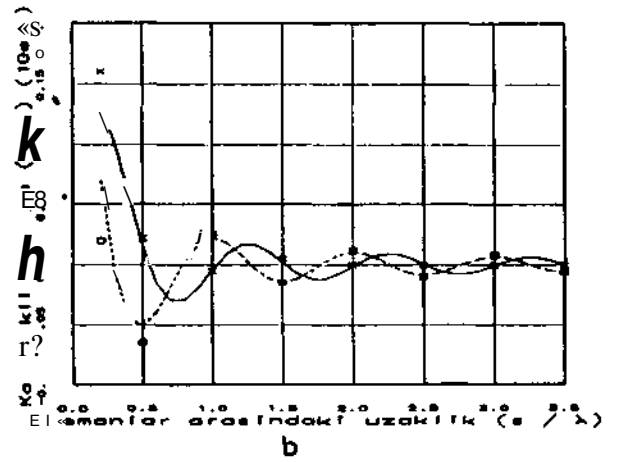
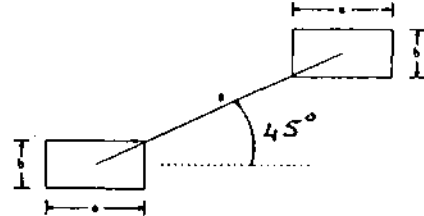
$$r = \sqrt{(x_j - x_i + X_0)^2 + (y_j - y_i + Y_0)^2} \quad (10)$$

$$\sin(\theta) = \frac{y_j - y_i + Y_0}{r} \quad (11)$$

Denklem 9 denklem 4'de kullanıldığında;

$$Y_{ji} = \frac{1}{V_{ii} V_{jj}} \int_{s_i} \int_{s_j} [\vec{E}_j \times d\vec{H}_i] \cdot \hat{n} ds_j \quad (12)$$

Denklem 10'daki 4 boyutlu integral değişkenlerde yapılan uygun değişiklikler ve analitik integrasyon ile 2 boyuta indirgenmiş ve sayısal olarak hesaplanmıştır. Şekil 5.a'da verilen iki dizi elemanın karşılıklı admütansı aralarındaki uzaklığa bağlı olarak çizilmiş ve Harrington'ın [1] sonuçları ile uyumlu olduğu görülmüştür.



Şekil 5: a. Yarı-uzay'a ışınım yapan iki dalga kılavuzu,  $a = 0.5A$ ,  $b = 0.05A$ . b. Dalga kılavuzlarının karşılıklı admütansı, düz çizgi (G) ve kesikli çizgi (B) bizim sonuçlarımız Harrington'ınkilerle [1] karşılaştırılmıştır.

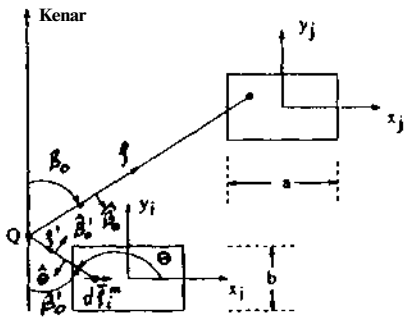
### 3. SONLU TOPRAK YÜZEY KENARLARININ KARŞILIKLI ADMÜTANS'A ETKİSİ

Bu bölümde sonlu toprak yüzeyin kenarlarından kırınım dalgalarının dizi elemanlarının karşılıklı admütansına etkisi incelenmiştir. Sonuçlar 3. bölümde hesaplanan karşılıklı admütans'a eklenebilecek düzeltmeler olarak sadece kenar etkileri için verilmiştir. Hesaplamalar UTD [2] kenar kırınım katsayılarına dayanmaktadır. İki değişik durum için hesaplama yapılmıştır:

birincisi dizi elemanları ağız açıklığının kısa kenarına paralel olan kenar (dik kenar olarak adlandırılmıştır) ve ikincisi ise dizi elemanları ağız açıklığının uzun kenarına paralel olan kenar (paralel kenar olarak adlandırılmıştır). Her iki durum sırasıyla Şekil 6 ve 8'de gösterilmiştir.

### 3.1. DİK KENARIN ETKİSİ

Elemanların ağız açıklıklarındaki alan dağılımları 3. bölümde verildiği gibidir ve kenarlar yoluyla karşılıklı admittans denklem 10 kullanılarak bulunabilir. Ancak, bu durumda denklem 10'daki  $d/7$  kenardan kırman dalgaları göstermelidir (karışıklık olmaması için  $d\vec{H}^d$  olarak kullanılacaktır).



Şekil 6: Dik kenar yoluyla bağlaşım.

$$= \frac{1}{V_{ii}V_{jj}} \int_{s_j} \int_{s_i} [\vec{E}_j \times d\vec{H}_i^d] \cdot \hat{n} ds_j \quad (13)$$

"burada 'd' üsteli kırman dalgalarının etkisini göstermek için kullanılmıştır. Kırınımın geometrik kuramı kullanılarak Q noktasından kırman manyetik alan;

$$d\vec{H}_i^d = \frac{d\vec{p}_m(Q)}{4\pi r^2} \sin \theta \quad (14)$$

bulunur. Burada

$$d\vec{p}_m(Q) = \hat{p} \cdot \hat{e}_j \cdot \frac{e^{-jk\rho'}}{\rho'} \sin \theta \quad (15)$$

$d\vec{p}_m$  den kaynaklanan ve Q noktasına gelen manyetik alan,

$$\vec{D}h = -\hat{p} \cdot \hat{e}_j \cdot D_h \quad (16)$$

ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ 5. ULUSAL KONGRESİ

Q noktasındaki kırınım katsayısı,

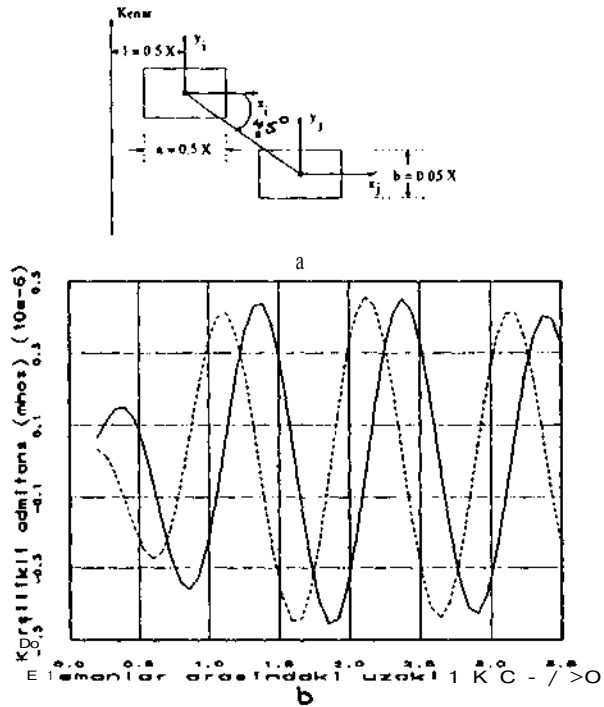
$$D_h = \frac{e^{-j\frac{\pi}{4}}}{\sqrt{2\pi k} \sin \beta_0'} F[2kI,] \quad (17)$$

$$F[x] = 2j\sqrt{x} e^{jx} \int_{\sqrt{x}}^{\infty} e^{-t^2} dt \quad (18)$$

$$I = \frac{\rho \rho' \sin \beta_0'^2}{\rho + \rho'} \quad (19)$$

ve k açık alan dalga nuinasıdır.

Denklem 11'deki dört boyutlu integral uygun değişken değişimleri ve analitik integrasyonla üç boyuta indirgenmiş ve sayısal olarak hesaplanmıştır. Şekil 7.a'da Şekil 7.a'da görülen iki dizi elemanın dik kenar yoluyla karşılıklı admittansı aralarındaki uzaklığa (5) göre çizilmiştir.



Şekil 7: a. Yarı-uzay'a ışını yapan iki dalga kılavuzu,  $a = 0.5\lambda$ ,  $b = 0.05\lambda$ . b. Dalga kılavuzlarının dik kenar yoluyla karşılıklı admittansı, düz çizgi (G) ve kesikli çizgi (B).

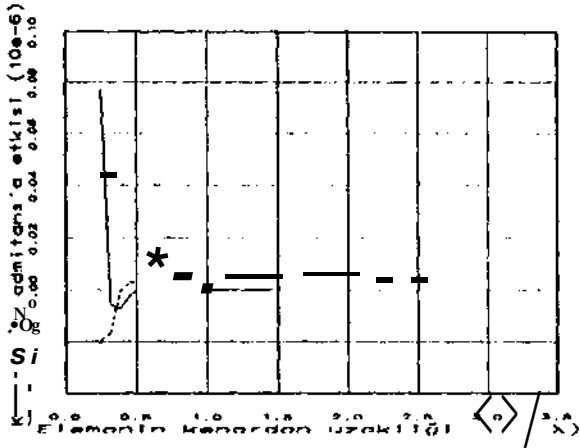
### 3.2. PARALEL KENARIN ETKİSİ

Bölüm 3.1'de anlatılan dik kenarın etkisine benzer olarak hesaplanan, Şekil 9.a'da verilen iki dizi elemanın paralel kenar yoluyla karşılıklı admittansı Şekil 9.b'de aralarındaki uzaklığa bağlı olarak verilmiştir. Şekil 5.b,

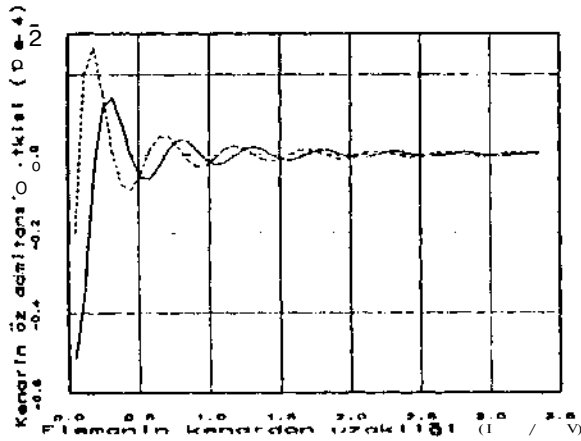


## 5. SONLU TOPRAK YÜZEY KENARLARININ ÖZ ADMİTANS'A ETKİSİ

Sonlu toprak yüzeyin kenarlarından kırılan dalgaların öz admütans'a etkisi  $\ll 1$  bölümde anlatılan yöntemlerle incelenmiştir. Bu durumda dizi elemanlarından yalnız biri hem ışıkta hem de almaktadır. Bu iki durum Şekil 7.a ve 9.a'da 's' uzaklığı sıfır alınarak görülebilir. Kenardan kırılan dalgaların öz admütans'a etkisi dik ve paralel kenarlar için sırasıyla figür 11 ve 12'de görülebilir.



Şekil 11: Dik kenarın öz admütans'a etkisi, düz çizgi (I) ve kesikli çizgi (II).



Şekil 12: Paralel kenarın öz admütans'a etkisi, düz çizgi (I) ve kesikli çizgi (II).

### KAYNAKÇA

[1] J. L. A. V. and F. Harrington, Dept. of Electrical and Computer Eng. Syracuse Univ., ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ 5. ULUSAL KONGRESİ

Rep. No. T, (Junc, 1975).

[2] H. L. Konyonjian and M. L. Atliak, "A Uniform Asymptotic Theory of Diffraction for an Edge in a Locally Conducting Surface", Proc. IRE, vol. 62, No. 11, pp. 1118-1101, 1974.

[3] H. Yavuz, Tull-Mode Analysis of Finite Uçlangılar (Masod Arrays), Doktora Tezi (basılacak), Orta Doğu Teknik Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü.

[4] H. Yavuz ve O.M. Büyükdura, "Sonlu Dizi Antenlerin İntegral Denklem Sistemi ile Sistemik Çözümü", Elektrik Mühendisliği 5. Ulusal Kongresi, Eylül 1981.

[5] H. Patlak, The Ohio State Univ. ElectroScience Lab. Technical Rep. E-2 (January 1975).

[6] J. H. Uslund, IEEE Trans. AP, vol. 19, pp. 515-520. (November, 1971).

[7] J. P. Murrington, Time-Harmonic Electromagnetic Fields, McGraw-Hill, (1961).

[8] M. H. Cihon et al., Antenna Lab., Ohio State Univ. Res. Foundations, Rep. No. 19-22, Contract USA E (JF) VS-ar-21 I It, (November, 1951).



O. Merih Büyükdura 1950 yılında Ankara'da doğdu. HS derecesini 1975 yılında ODTÜ'den aldı. MS ve PhD derecelerini sırasıyla 1981 ve 1987 yıllarında The Ohio State University'den aldı. Halen ODTÜ Elektrik Elektronik Müh. Bölümünde öğretim üyesi olarak çalışmaktadır.



Hüseyin Yavuz 1950 yılında Emel'de doğdu. HS ve MS derecelerini sırasıyla 1985 ve 1987 yıllarında ODTÜ'den aldı. Halen ODTÜ Elektrik Elektronik Müh. Bölümünde doktora çalışmasına devam etmektedir ve aynı bölümde öğretim görevlisi olarak çalışmaktadır.

# REZONATÖR TEKNİĞİYLE İPEK KOZASI DİELEKTRİK ÖZELLİKLERİNİN TAYİNİ

Prof.Dr.Ali OKTAY-Ars.Gör.Osman AKIN  
Uludağ Üniversitesi Elektronik Mühendisliği  
Görükle-Bursa

## ÖZET

Bu yazıda, TÜBİTAK projesi olarak geliştirilen ve ipek endüstrisinde temel hammadde olarak kullanılan ipek kozası işleme tesislerini modernize etme çallamaları doğrultusunda, ipek kozasının mikrodalga enerjisiyle işlenebilme kriterlerini tesbit edebilmek için, rezonatör tekniği kullanarak ipek kozası dielektrik özellikleri üzerinde yapılan araştırmalar ve sonuçları verilmektedir.

## 1.GİRİŞ

Son yıllarda, gıda, tarım ürünleri ve çeşitli endüstriyel malzemelerin (tekstil, lastik, ilaç, seramik...) RF radyo frekans ve MW mikrodalga gibi yeni tekniklerle işlenmesi (kurutulması, pişirilmesi, haşlanması, dezenfekte edilmesi, polimerize veya volkanize edilmesi...v.s.) veya malzemelerin nemlilik, kalite gibi faktörlerin RF ve MW non-destructive metodlarla tayin edilmesi için, malzemelerin dielektrik özellikleri (permittivitesi, dielektrik geçirgenlik sabiti) bunların bileşenlerle ve sıcaklıkla olan ilişkisi üzerine yoğun çalışmalar yapılmakta ve yeni ölçme teknikleri geliştirilmektedir.<sup>1,2,3</sup>

Bu çalışmalar arasında, araştırma ve geliştirmeye en çok sahne olan tekniklerin başında "Rezonatör Teknikleri" gelmektedir.<sup>4, 9, \*1</sup>

Bu yazıda, "İpek Kozasının Mikrodalga Enerjisiyle İşlenmesi" konulu Tübitak Araş- Projesi kapsamında gerçekleştirilen ipek kozası dielektrik permittivitesinin rezonatör tekniğiyle tayin edilmesine ilişkin bilgiler verilmektedir.<sup>1,7</sup>

## 2. YÖNTEMİN PRENSİBİ

Yöntemin tekniği, permittivitesi ölçülecek malzemenin küçük bir numunesinin bir mikrodalga boşluk rezonatörüne daldırılması ile rezonans karakteristiğinin bozulması (pertürbasyonu) ve böylece rezonans frekans sapması ve Q değeri katsayısının ölçülmesi prensibine dayanır. Rezonatörün yüklü ve yüksüz durumunda bu iki büyüklüğünün ölçülmesi ile malzemenin dielektrik sabiti  $\epsilon'$  ve kayıp faktörü  $\epsilon''$  tayin edilir.

Bu yöntemin doğruluğu sonuç verebilmesi aşağıdaki şartların yerine getirilmesine bağlıdır.

a) Malzeme numunesi hacimsal olarak boşluk rezonatörüne göre çok küçük olmalıdır. Başka bir ifadeyle, rezonans frekans kayması rezonans frekansına göre çok küçük, yani  $\Delta f/f_0 > 0.001$  mertebesinde olmalıdır.

b) Malzemenin konulduğu bölgede rezonatör alanı uniform (düzgün) olmalıdır.

c) Yüklü durumda rezonans simetriğinin bozulmaması gerekir. Yüklü ve yüksüz durumdaki büyüklükleri  $m$  ve  $n$  alt indisleriyle göstererek, rezonans frekansındaki izafi sapmanın;

$$\frac{W_m - W_0}{W_m} = \frac{(\epsilon - 1)}{2} \cdot \frac{\int_{V_0} \epsilon_0 \epsilon_m' dv}{\int_{V_0} \epsilon_0 P dv} \quad (1)$$

ifadesiyle verildiği bilinmektedir. Dielektrik geçirgenlik  $\epsilon = \epsilon' - j\epsilon''$ 'dir.  $\epsilon'$  ve  $\epsilon''$  sırasıyla boşluk rezonatörün ve malzemenin hacmini göstermektedir. (1) ifadesi.

$$\frac{\Delta f}{f_0} + j\Delta\left(\frac{1}{2Q}\right) = \frac{\epsilon_0(\epsilon_r - 1)}{4W} \int E_m^* E_0 dv \quad (2)$$

şeklinde yazılabilir. Burada, W rezonatördeki toplam enerjidir.

$$\cdot A t - f_m - t_0$$

$$\Delta\left(\frac{1}{2Q}\right) = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{Q_m} - \frac{1}{Q_0}\right)$$

Rezonatör içinde E elektrik alanın maksimum olduğu enine kesit ekseninde alana paralel silindirik malzeme numunesi durumunda  $E_j = E$ , kabul edilebileceğinden (2) denkleminde;

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{\epsilon(\epsilon_r - 1) |E_m|^2 V_m}{4W} = K(\epsilon_r - 1) V_m \quad (3)$$

$$\Delta\left(\frac{1}{2Q}\right) = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r'' |E_m|^2 V_m}{4W} = -K \epsilon_r'' V_m \quad (4)$$

yazılır ve buradan da;

$$\epsilon_r' - 1 = \frac{\Delta f}{f_0} \frac{1}{K} A(x, y, z) \quad (5)$$

$$\epsilon_r'' = \frac{1}{2} \Delta\left(\frac{1}{Q}\right) \frac{V_m}{V_0} A(x, y, z) \quad (6)$$

ifadeleri bulunur. A (x,y,z) malzemenin geometrisine bağlı şekil faktörüdür, ölçmelerde kullanılan malzeme numuneleri aynı boyutlarda ve şekillerde biçimlendirildiğinde  $V/V_0 \cdot A(x,y,z) = \text{sabit}$  olur. Referans malzeme olarak teflon kullanılarak

• • •

$$\epsilon_r'' = \frac{[(\frac{1}{Q})_m - (\frac{1}{Q})_0] / V_m}{K - j\omega t - \frac{1}{\omega} \frac{1}{\omega} \frac{1}{\omega}} \cdot t \quad (8)$$

(7) ve (8) ifadelerinde görüldüğü gibi. yüksüz malzemenin rezonatöre ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ 5. ULUSAL KONGRESİ

dahil edilmesiyle rezonanstaki bozulmanın. referans malzeme durumundaki bozulma ile karşılaştırılarak  $E_r'$  ve  $f_r'$  tayin edilmektedir.

### 3. ÖLÇME SİSTEMİ VE DENEYSEL REZONATÖR

CNRS - Thiais (Paris) Mikrodalga Araştırma Laboratuvarında gerçekleştirilen bu ölçme sisteminin şeması ve rezonatör kesiti Şekil 1 ve 2 de gösterilmiştir.

Rezonatör, standart WR340 Transmisyon borusundan TE<sub>11</sub> modunda ve f=2450 MHz'da rezonansa olacak şekilde imal edilmiştir.

Sistemde frekans ve sıcaklık regülasyonu vardır. Malzemenin dahil edilmesiyle, rezonans frekansındaki sapma frekansmetre ile doğrudan ölçülerek  $f_c'$  dielektrik sabiti hesaplanabilir. Q değeri katsayısını hesaplamak için, rezonatörün Z güç transmisyonu katsayısı ile Q arasındaki  $t = Q \cdot$  bağıntısından yararlanılmıştır. Rezonatörün giriş ve çıkış dedektörlerinin karesel karakteristik bölgesinde çalıştırılarak kabul edilerek çıkış ve giriş gerilimleri arasındaki oran hesaplanarak Q bulunmuştur.

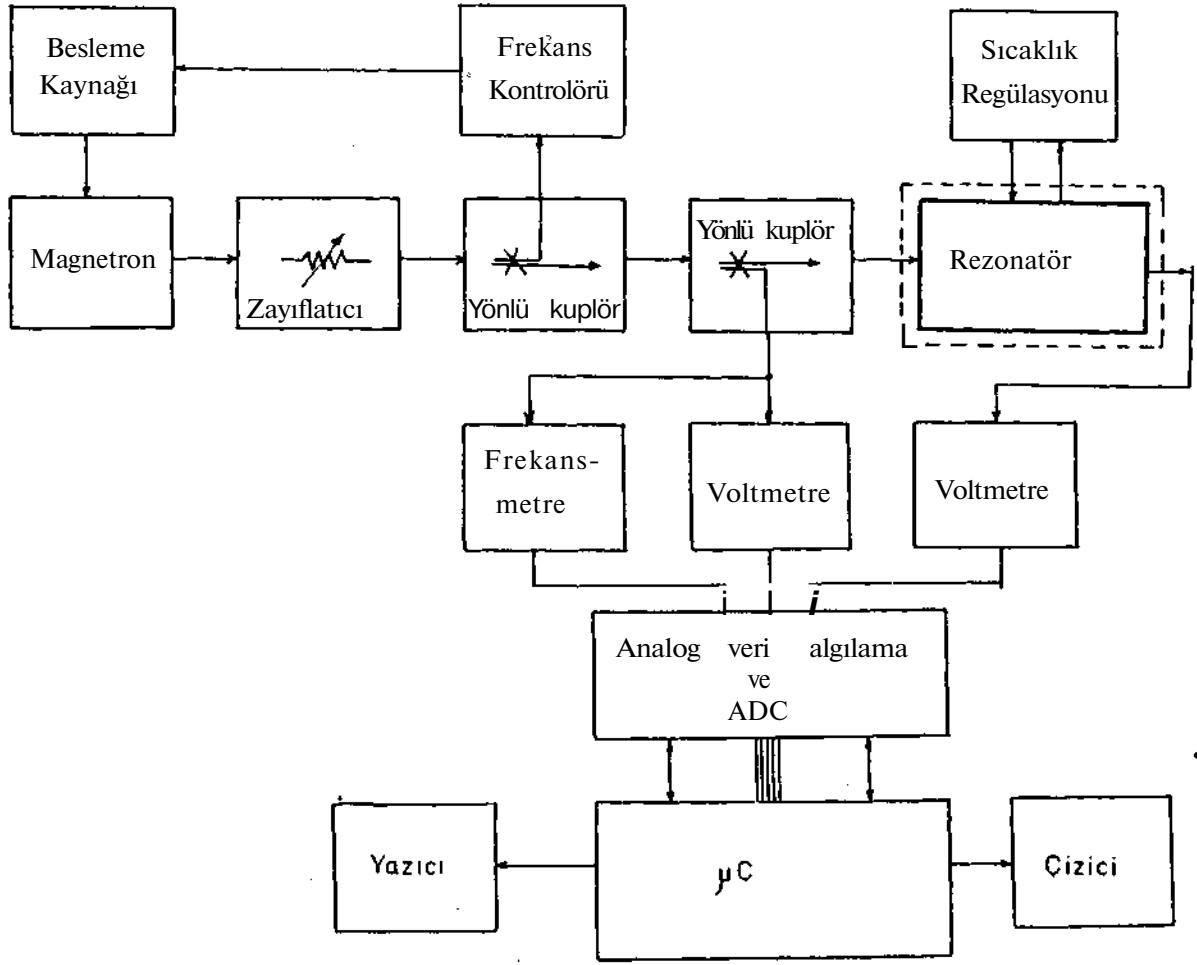
ölçme sistemi giriş ve çıkış büyüklükleri DC (yönlü kuplörler) yardımıyla analog veri algılama ve ADC devresi üzerinden bir »JC (micro computer)'e yüklenmektedir.

### 4. İPEK KOZASININ DİELEKTRİK PERMİTTİVİTESİ

İpek kozasının mikrodalga enerjisiyle işlenmesi amacıyla geliştirilen Araş. Projesi kapsamında, ipek böceği ve ipek gömleği (ipek elyafı) dielektrik permittivitesi rezonatör tekniğiyle ölçülmüştür. Bunun için referans malzeme olarak teflon kullanılmıştır. f=2450 MHz frekansta ve TOOT:1 da teflonun dielektrik sabiti:

$$\epsilon_r = 2.1 - j 3.15 \times 10^{-4}$$

Silindirik şeklindeki aynı hacimli teflon, ipek böceği ve ipek gömleği numuneleri rezonatöre batırılarak, her numune için rezonans karakteristiği çizilmiş, geliştirilen bilgisai-

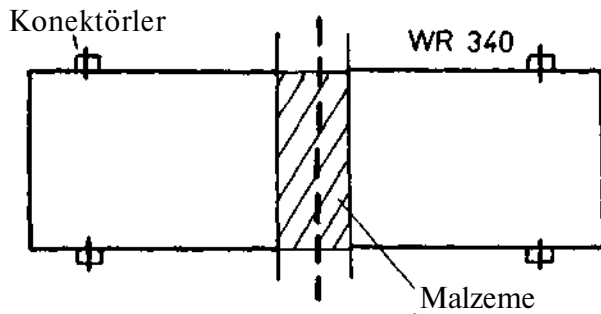


Şekil 1. Ölçme Sistemi

yar programı ile numunelerin boşluk rezonatöründeki değişimleri  $f$  ve  $Q$  gibi karakteristik değerleri ölçülmüştür.

Numuneler için elde edilen rezonans eğrileri şekil 3,4,5'te verilmiştir.

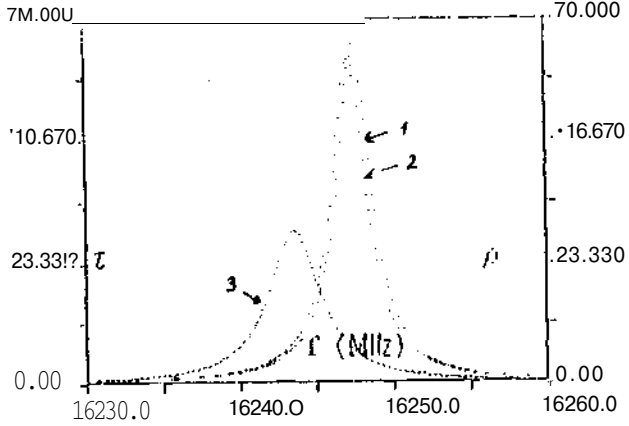
(7) ve (8) denklemlerinden yararlanarak, ipek böceği ve gömleği için permittivite değerleri hesaplanmıştır. Buna göre;



Şekil 2. Rezonatör Kesiti

Numune	$f/$	$F''$
Teflon	2.1	$3.14 \times 10^*$
I. Böceği	3.67	0.12
İ. Gömleği	1.425	$6.18 \times 10^*$

## 5.90NUC



Bir malzemenin dielektrik permitivitesini rezonatör tekniği ile çok hassas olarak ölçmek mümkündür. Malzemelerin dielektrik özellikleri, bu özelliklerin sıcaklık ve katkı maddelerle değişimini belirlemek ve genel olarak malzeme karakterizasyonunu yapmak için, burada geliştir-diğimiz ölçme sistemi önemli imkanlar vaade tmektedir.

Endüstriyel olarak bu yöntemle malzeme-lerin nemliliğini izlemek, bileşen katkı oranlarını tesbit etmek ve kalitelerini kontrol etmek mümkündür.

## REFERANSLAR

71/ M.A. Rzepacka, "A cavity perturbation method for routine permittivity measurement", J.of Microwave Power, 8(1), 1973

/2/ P.O. Rısmán, N.E. Bengtsson, "Dielectric properties of foods at 3 GHz as determined by a cavity perturbation technique", J.of Microwave Power, 6(4), 1974

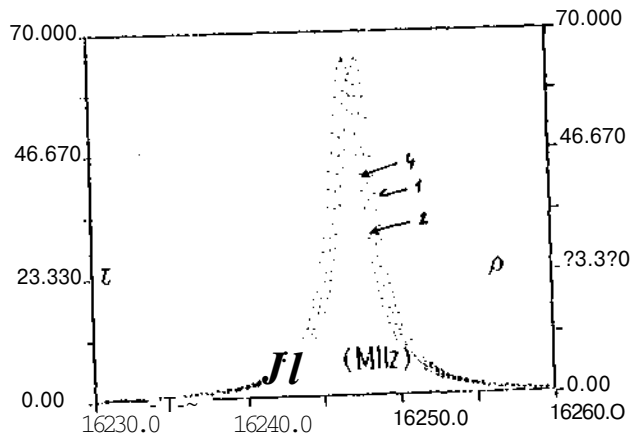
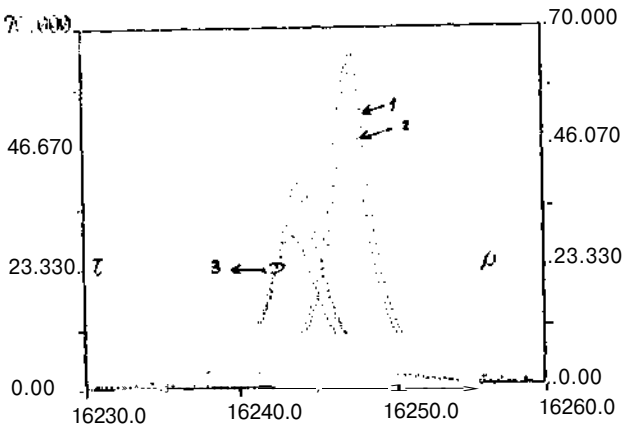
/3/ T. Ohlsson, N.E. Bengtsson, "The frequency and temperature dependence of dielectric food data as determined by a cavity perturbation technique", J.of Microwave Power, 9(2), 1974

/4/ C. Akyel and R.G. Bosisio, "New developments on automated active circuits for permittivity measurements at microwave frequencies", IEEE Trans. Instrum. Mea. IM-38, 1989

/5/ S. Li, C. Akyel, "Precise calculations and measurements on the complex dielectric constant of lossy materials using  $TM_{010}$  cavity perturbation technique", IEEE Trans. Microwave Theory Tech. MTT-29, 1981

/6/ C. Akyel, R.G. Bosisio, "An active frequency technique for precise measurements on dynamic microwave cavity perturbation techniques", IEEE Trans. Instr. Mea. IM-27, 1978

/7/ A. Oktay, O. Akın, "İpek kozasının mikrodalga enerjisiyle işlenmesi". Elektrik Mühendisliği 4. Ulusal



2: İpek gömleği  
3: İpek böceği

4: teflon

Sekil 3,4,5. İpek Kozası, Boşluk ve Teflonun Rezonans Karakteristikleri



Kongresi, izmir, 1991

/&/ A.Oktay, "Etouffage de ver a oie par micro-ondes", International CFE Congresson Mlcrowave and High Freguency, Nice, 1991



Prof.Dr.Ali OKTAY

1948 de K.Maras'da doğdu. İTÜ'den mezun olduktan sonra aynı üniversite 'de ve KTU'de çalıştı.1972'de Fransa'da doktora yaptı ve 1980'de Doçent oldu. 1989'dan itibaren Prof. olarak Uludağ üniversitesi Elektronik Mühendisliğinde çalışmaktadır.



Arş.Gör.Osman AKIN

1967'de Bursa'da doğdu. 1988 yılında Uludağ üniversitesinden Elektronik Mühendisi olarak mezun oldu.1992 yılında " Elektromagnetik alanlar ve Mikrodalga Tekniği Anabilim dalında Yüksek Lisans derecesi aldı.Su anda aynı Anabilim dalında doktora eğitimine devam etmektedir.