

ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ 4. ULUSAL KONGRESİ

16 - 22 EYLÜL 1991 • DEÜ

2

EMO • TÜBİTAK • DEÜ

Ö N S Ö Z

Dokuz Eylül Üniversitesi Mühendislik Mimarlık Fakültesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü, TMKOB Elektrik Mühendisleri Odası ve Türkiye Bilimsel ve Teknik Araştırma Kurumu'nun işbirliği ile 16-22 Eylül 1991 tarihleri arasında düzenlenen Elektrik Mühendisliği 4. Ulusal Kongresine hoşgeldiniz.

üç paralel oturum halinde D.E.Ü. Rektörlük binası amfilerinde gerçekleşecek Kongremizde 54'ü poster olmak üzere toplam 213 bildiri sunulacaktır.

İki ayrı ciltte toplanan bildirilerin, Elektrik Makinaları ve Güç Elektroniği. Kontrol ve Sistemler ile Enerji Sistemleri konuları birinci ciltte, Bilgisayar, Elektronik, Haberleşme, İşaret işleme, Biomedikal ve Enstrümantasyon, Elektromagnetik Alanlar, Mikrodalga ve Antenler ile Eğitim konuları ise ikinci ciltte yer almıştır.

İlk duyurularını bir yıl önce yaptığımız kongremize 299 adet bildiri özeti gönderilmiş, Bilim Kurulu bunlardan 277'sini kabul etmiş, 22 adet bildiri özetini İSÜ iade etmiştir. 64 adet bildiri basıma verildiği tarihe kadar elimize ulaşmadığı için Kongre Bildirileri kitabında yer almamıştır.

Üniversite-sanayi işbirliğinin geliştirilmesi ve Kongremize yansımalarının sağlanması amacı ile ilk kez oluşturulan Kongre Danışma Kurulunda, EMO ve üniversitelerin temsilcilerinin yanı sıra kamu ve özel sektör temsilcileri de yer almıştır.

Öperiletkenlerin Elektrik Mühendisliğinde Uygulamaları, 2000'li Yıllarda ülkemizin Haberleşme Sistemleri ve Ülkemiz Elektrik Enerjisi Sistemleri konularında sunulacak çağrılı bildirimlerle Kongremizin yalnız izleyicilere değil tüm kamuoyuna önemli mesajlar vereceği inancındayız.

Kongremizde Elektrik Mühendisliği Eğitimi ve Elektronik Teknolojisi konularında sorunların tartışılacağı, çözüm ve önerilerin geliştirileceği, ilgili kurum v.; kuruluşlara önemli yararlar sağlayacağını umduğumuz bir ortam yaratacak nanelilerimiz olacaktır.

Çağrılı Bildiri ve panellerimize katılacak değerli bilim adamları ile özel ve kamu kuruluş yetkilisi meslektaşlarıma çok teşekkür ediyorum.

Sunulacak tüm bildirilerin özverili çalışmalarla ortaya çıktığını hepimiz biliyoruz. Yürütme Kurulumuz bu çabaları desteklemek ve genç araştırmacıları teşvik etmek amacı ile kongrede sunulan en iyi üç bildiri sunucusunu ödüllendirmeyi kararlaştırmıştır. Beş kişilik jüri tarafından yapılacak değerlendirme sonucu üç sunucuya ödülleri kapanışta verilecektir.

Kongremizin, izleyiciler ve delegeler için başarılı olmasını, ülkemizin bilimsel ve teknolojik çalışmalarına yön ve ivme vermesini diliyor, hazırlık çalışmalarımıza özenli katkı koyan değerli Bilim Kurulu, Danışma Kurulu, Yürütme Kurulu ve Sosyal Kurul üyeleri ile emeği geçen tüm arkadaşlarıma destek ve katkıları için teşekkür ediyorum.

Prof. Dr. Kemal ÖZMEHMET
Yürütme Kurulu Başkanı

ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ
4. ULUSAL KONGRESİ
1G-22 EYLÜL 1991
DEÜ REKTÖRLÜK BİNASI • İZMİR

DÜZENLEYEN KURULUŞLAR

- . TMMOB ELEKTRİK MÜHENDİSLERİ ODASI
- . DOKUZ EYLÜL ÜNİVERSİTESİ ELEKTRİK ve ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ Bölümü
- . TübiTAK

YÜRÜTME KURULU

K. Raal ÖZMEHMET	(Prof. Dr. - Başkan)
Nihat ÖZGÜL	(EMO - Koordinatör)
Teoman ALPTÜRK	(TMMOB - EMO Başkanı)
Canan TOKER	(Prof. Dr. - ODTÜ - TÜBİTAK)
Süha BAYINDIR	(Doç. Dr. - DEÜ)
Macit MUTAF	(EMO İzmir Şubesi)
Sedat GÜLSEN	(EMO İzmir Şubesi)
Mehmet KUNTALP	(Araş. Gör. - DEÜ)

DANIŞMA KURULU

Ufuk ATA	(EMO)	Atilla OKYAR	;VECTFül
İlhami TALİ	(EMO-ADANA)	Vuslat CZTOPÇU	VTRT)
Erhan ÇİRMİ	(EMO-BURSA)	Behat ÖZYAR	(EMO- ANKARA;
Yurdakul CEYHUN	(TELETAŞ)	Muhanem SAYIN	M.G.)
Ç. İ. DEM	(EMO-İSTANBUL)	Hasat. S. İKOL/1	İLT)
Orhan ERYÖL	(PTT)	Necini UYAR	(FTT TAŞ)
Aykut ÇİLİ	VİKÖ	Cenfilez ÜNDEYOGLU	TEK)
Ciha; İLİSER	(ASELSAN)	Turhan TUNALI	EÜ)
Aydın KARACIK	(ALPET)		

BİLİM KURULU

Abdulhal ATALAR	(Prof.Dr.-BİLKENT)	Erol KOCAOLAN	Prof. Dr. - İTÜ)
Saha KAYINDIR	(Doç.Dr.-DEÜ)	Târik ORANÇ	İV. Doç. Dr. - İTÜ)
Abdullah ER	(Prof.Dr.-İTO)	Emrah ORMON	Prof. Dr. - E
Yurdakul CEYHUN	(TELETAŞ)	Kadri İZÇALDIRAN	(Prof. Dr. - İTÜ)
İlhami ÇETİN	(Prof.Dr.-İTÜ)	Kemal ÖZMEHMET	Prof. Dr. - İTÜ)
Maatmer ERMIŞ	(Doç.Dr.-ODTÜ)	Osman SEVALCSLU	Prof. Dr. - İTÜ)
Bülent ERHAN	(Prof.Dr.-ODTÜ)	Mete SEVERCAN	Prof. Dr. - İTÜ)
Mu; lafa CİNDİZALP	(Y.Doç.Dr.-DEÜ)	Ösur. SOYSAL	Prof. Dr. - İTÜ)
Avr. i GÜNDÜZ	(EMO)	Neon, i TANYOLAÇ	(Prof. Dr. - İTÜ)
Hacan GÜRAN	(Prof.Dr.-ODTÜ)	Turhan TUNALI	(Prof. Dr. - İTÜ)
Girişör GURSEL	(EMO)	Ergin UNGAM	(Y. Doç. Dr. - İTÜ)
Kemal HALICI	(Prof.Dr.-Yü)	Yıldırım UÇTUN	(Prof. Dr. - İTÜ)
Emre HARMANCI	(Prof.Dr.-İTÜ)	Zafer ÜNVER	(Prof. Dr. - İTÜ)
Aitunc. İZİZAL	(Prof.Dr.-ODTÜ)	Birgül YAZGAN	(Prof. Dr. - İTÜ)
Mitlat İDEMEN	(Prof.Dr.-TÜBİTAK)	Erdem YAZGAN	(Prof. Dr. - İTÜ)
Orcal. KALENDERLİ	(Y.Doç.Dr.-İTÜ)	Melek YÜCEL	(Prof. Dr. - İTÜ)
Hainü. KARACA	(Y.Doç.Dr.-DEÜ)	Rusret YÜKSELER	(Prof. Dr. - İTÜ)

SOSYAL KURULU

Macit MUTAF	(EMO)	Birseri MALKOÇ	<EKO>
Recal KOİAY	(DEÜ)	Güideren YARIM	(DEÜ)

Not: Danışma Kurulu ve Bilim Kurulu alfabetik olarak dizilmiştir.

İPEK KOZASININ MİKRODALGA ENERJİSİNİN İŞLENMESİ

Ali OKTAY, Oyman AKIN

Uludağ Üniversitesi Mühendislik Fakültesi
Elektronik Mühendisliği Bölümü
Görükle, Bursa

ÖZET

İpek böceği (krizalit) ve onu saran kabuk tabakasından (ipek elyafı veya gömleği) oluşan ipek kozasının mihnaklama (böceğin boğulması) ve kurutma işlemleri mikrodalga enerjisi ($f=2450$ MHz) ile gerçekleştirilmiştir. İpek böceğin ve gömleğin dielektrik sabiti ve kayıp faktörü rezonatör metoduyla deneysel olarak tayin edilmiştir. İpek böceğin kayıp faktörünün gömleğinkinden çok büyük olduğu, mikrodalga enerjisinin tamamına yakını böcek tarafından yutulduğu tesbit edilmiştir.

Prototip mikrodalga fırını ile yapılan mihnaklama ve kurutma işlemleri sıcak su buharı ile yapılan klasik yöntemle karşılaştırılarak, mikrodalga enerjisinin ipek kozası işleme tekniğindeki önemi ortaya konmuştur.

1. GİRİŞ

Ziraat'ta serisin kültür tekniği olarak bilinen ipek böcekçiliği, yumurtadan çıkan salyangoz şeklindeki Bombyx Mori böceklerin belirli şartlarda dut yapraklarıyla beslenerek 30 gün zarfında büyüme metamorfuzunu tamamlayarak olgunlaşmaları ve bu süre boyunca salgıladıkları ipek salgısıyla "ipek kabuğunu" oluşturarak üzerlerini kapatmalarıyla ipek kozası meydana gelir. Endüstrinin çeşitli sektörlerinde önemli bir hammadde olarak kullanılan tabii ipek, ipek kozasının belirli yöntemlerle işlenmesi sonucu ipek kabuğundaki fibrion (elyaf) liflerin çözülmesiyle elde edilir.

Fiziksel ve kimyasal yapıları itibarıyla ipek kozası iki kısma ayrılabilir. İpek böceği (krizalit) ve ipek kabuğu. Koza ağırlığının % 80'ini teşkil eden ipek böceği, su (% 75) ve çeşitli yağlardan (X 25) oluşan bir birleşimdir. İpek kabuğu ise fibrion (ipek filamentleri) ve bunu sıvayan serisin tabakasından oluşmuştur. Kimyasal yapı itibarıyla fibrion çok sayıda değişik aminoasit moleküllerin uç uca dizilmesiyle oluşan bir yapıdır.

İpek kozası elyafından ipliğin (filamentlerin) çekilmesi için hem koza çeşitli işlemlere tabii tutulur. Bu işlemlerin ilki, ham ipek koza böceklerin kelebek hale gelmeden önce mihnaklanmaları yani boğulmalarıdır. İpek kozalarını boğmak ve kurutmak için su buharı, güneş, dondurma gibi çeşitli metodlar kullanılmaktadır. Bunlar arasında en yaygın olanı sıcak su buharı ile yapılan boğma işlemidir. Sıcak su buharı ile boğmada, ham kozalar (75-80)°C sıcak su buharı ile doyurul-

muş özel odalarda 30-40 dakika bekletilerek su buharının koza kabuğundan difüzyonla koza kabuğundan geçerek böcekle temas etmesi sonucu ulusan boğma olayına dayanır.

2. İpek Kozasının Dielektrik Sabiti

Mikrodalga enerjisinin ipek kozası üzerindeki etkisini belirlemek, ipek böceği ve elyafın dielektrik sabiti ve kayıp faktörünü tayin etmek için rezonatör metoduyla ölçmeler yapılmıştır. Bu ölçmeler, TE₀₁₇ modunda uyarılmış C bandında dikdörtgen kesitli standart transmisyon borusu ile tevkil edilen rezonatörün (cavity) bir numune dielektrik malzemesinin dahil edilmesiyle karakteristiğinin doğrusal değişimi ve bunun malzemenin dielektrik özelliklerine bağlı olarak oluşması prensibine dayanır.

Bir boşluk rezonatörün rezonans karakteristiğinin dahil edilen bir dielektrik malzeme ile buzulması (perturbation) durumunda bunun parametreleri arasında aşağıdaki bağıntı vardır:

$$\frac{df}{f_0} + j\Delta\left(\frac{1}{2Q}\right) = \frac{\epsilon_0(\epsilon^* - 1)}{4W} f \hat{U}, \quad (1)$$

Burada:

$$\Delta f = f_1 - f_0$$

$$\Delta\left(\frac{1}{2Q}\right) = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{Q_1} - \frac{1}{Q_0} \right)$$

Rezonatörün rezonans frekansını ve değer katsayısını (iyilik faktörünün) sırayla f ve Q ile göstererek, (f_0 , Q_0) ve (f_1 , Q_1) sırayla rezonatörün boş ve dielektrik dijil edildiği konumlara karşılık olur. (1) deki ϵ_0 ve ϵ^* , rezonatörün rezonans ta ve "bozulma (kayma)" -dielektrik malzeme ilavesiyle- durumlarındaki elektrik alanını göstermektedir. Ayrıca, dielektrik malzemenin hacmi V ve rezonatörde biriken toplam enerji W ile gösterilmiştir.

Dielektrik malzemenin geometrik şeklinin belirli bir silindirik çubuk şeklinde olduğu ve bunun rezonatörde elektrik alanın maksimum olduğu yere paralel olarak yerleştirildiği gözönüne alınır, rezonatörün rezonans band genişliği ve frekans sapma miktarından dielektrik sabiti tayin edilebilir. Dielektrik malzeme boyunca elektrik alanın sabit kaldığı ($K_0 - f_0 \hat{K}_1 = \hat{K}_x$) kabul edilirse, (1) den:

$$\frac{\Delta f}{f_0} = -\frac{\epsilon_0(\epsilon' - 1) |E_M^2|}{4W} = -K(\epsilon' - 1) \quad (2)$$

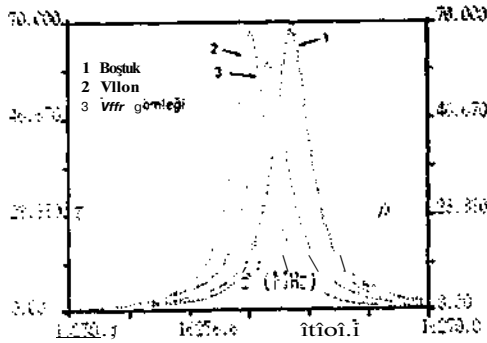
$$\Delta\left(\frac{1}{2Q}\right) = \frac{\epsilon_0 \epsilon'' |E_M^2|}{4W} = -K \epsilon'' \quad (3)$$

ifadeleri elde edilir. Buradan dielektrik sabiti ($\epsilon^* = \epsilon' - j\epsilon''$) aşağıdaki formüllerle verilir:

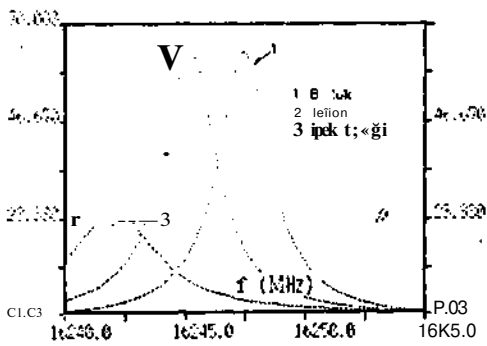
$$f_0 = -1 \cdot \frac{4}{f_0} \cdot \frac{J_L K}{V_T} \quad (4)$$

$$\epsilon'' = \frac{1}{2} \Delta\left(\frac{1}{Q}\right) \frac{V}{V_T} K \quad (5)$$

Burada, V_j rezonatörün hacmini ve K ise rezonatörün geometrisine bağlı bir faktörü göstermektedir. Nemliliği % 50 civarında olan kozaların böcek ve gömleklerinden alınan numunelerle yapılan ölçmelerde edilen rezonans karakteristikleri şekil 1 ve 2 de verilmiştir. Bu eğrilerde, rezonatörün boş iken (numunesiz) ve teflon için elde edilen rezonans karakteristikleri referans olarak verilmiştir.



Şekil 1. İpek Gömleğin Rezonans Karakteristiği



Şekil 2. İpek Böceğinin Rezonans Karakteristiği

(4) ve (5) formüllerinden ve şekildeki rezonans eğrilerin karakteristik değerlerinden (Δf_0 , $1/Q$), numunelerin dielektrik sabiti (ϵ' , ϵ'') $T=30$ C ve $f=2450$ MHz için hesaplanmıştır. (Tablo 1)

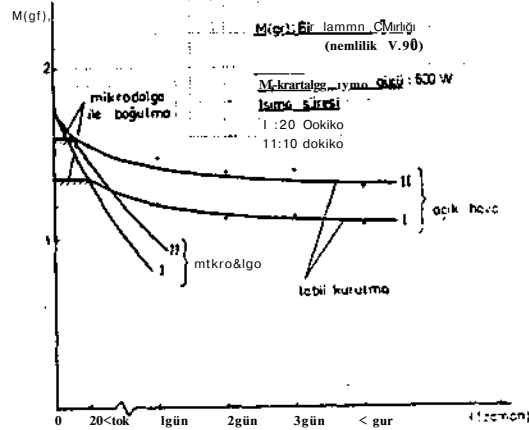
Tablo 1

Numune	C	ϵ''
Teflon	2,1	$3,14 \times 10^{-4}$
İpek Gömleği	1,62	2×10^{-3}
Polyamide	3,02	0,036
İpek Böceği	3,62	0,092

Rezonans karakteristiklerinden görüldüğü gibi, ipek böceğin kaybı gömleğe nazaran çok büyüktür. Mikrodalga enerjisinin önemli kısmı böcek tarafından yutulur. Koza gömleği, bir çok tekstil maddelerinde olduğu gibi selülozik bir yapı durumundadır. Ölçmelerde kullanılan koza numunelerin nemliliği % 50 civarında idi. Taze ham koza durumunda, ipek böceğin kayıp faktörü daha büyük değerlerde elde edilir.

3. İpek Kozaların Boğulması ve Kurutulması

Boyutları 40cmx50cmx60cm olan dikdörtgen prizması şeklindeki çok modlu bir prototip boşluk rezonatörü (cavity) kullanılarak, mikrodalga enerjisiyle ipek kozaların boğulma ve kurutma deneyleri gerçekleştirilmiştir. Boşluk rezonatörü, geçen ve yansıyan güç seviyelerini ölçen dedektörlerle teçhiz edilmiş bir mikrodalga güç sirkülatörü vasıtasıyla gücü ayarlanabilen bir mikrodalga güç kaynağı (standart magnetron, 800W, 2450 MHz) ile beslenmiştir. İnce teflon levhası üzerine düzgün olarak dizilen ham kozalar (200 adet ipek kozası) prototip fırın içinde elektrik alanın maksimum olduğu seviyede değişik mikrodalga güçlerinde ve süreler zarfında elektromagnetik ışımaya maruz bırakılmıştır. Işıma süresi 10 dak. ve 20 dak. dir. Mikrodalga ışımastan sonra, kozalar normal açık hava şartlarında kurumaya terk edilmiştir. (Klasik Kuruma şartları). Bu şekilde mikrodalga ışımaya maruz kalan ve daha sonra normal klasik kurutma şartlarında kurumaya bırakılan ipek kozaların normalize edilmiş (bir kozanın ağırlığına irca edilmiş hali) ağırlığının zamanla değişimi şekil 3'de gösterilmiştir.



Şekil 3. Ham İpek Koza Ağırlığının Değişimi

Her ışına süresi sonunda, özel bir sıcaklık algılayıcısı ile böceğin yüzeyindeki sıcaklık ölçülmüştür. 10 dak. ışına süresi ve 600W mikrodalga ışına gücü altında ışımaya en az hedef olan böceğin yüzeyindeki sıcaklık 80°C'ye çıktığı gözlenmiştir. Aynı şartlarda 20 dak. için daha büyük sıcaklıklar elde edilmiştir. Bir çok böcek türlerinin, bilhassa tarım ürünlerine zararlı olan böceklerin mikrodalga ve yüksek frekanslı güç ışınması altında davranışlarını, biyolojik ve metabolik yapılarında meydana gelen etkilenmeleri incelemek için önemli araştırmalar yapılmıştır. Önemli oranda su ihtiva eden ipek böceği, 10 dak. mikrodalga ışına etkisinde sıcaklığın 80°C'ye kadar çıkması nedeniyle organizma fonksiyonlarında önemli değişikliklerin meydana gelmesine sebep olmaktadır. Bu değişikliklerin başında, solunum sistemi fonksiyonunu yitirmekte ve ışına süresi sonunda böcek boğulmaktadır. Burada, şu önemli özelliği belirtmek gerekir, tpek kozaların fizyolojik ve biyolojik yapıları, elde edildiği mevsime, iklim, besleme ve yöre şartlarına göre önemli farklılıklar gösterir. Mikrodalga veya H.F. enerji ışınmasıyla ipek kozaların boğma (mıhnaklama) süresi, kozanın nemlilik oranı ve ışına gücüne bağlıdır.

Şekil 3'deki eğrilerden gösterildiği gibi, mikrodalga ışına süresi kozaların yani böceklerin boğulma süresini oluşturmaktadır. Bu sürede, mikrodalga enerjisi koza gömleğinde herhangi bir etki yaratmadan ataletsiz olarak böcek içine dalmakta ve burada yutulmuş sıcaklığın artmasına sebep olmaktadır. Böcekte yutulma ve sıcaklık artışı, böceğin kayıp faktörüne bağlıdır. Kısa ışına süresi ve büyük güç seviyesi böcek organizması üzerinde şok etkisi yaratmakta ve çok değişik biyolojik olayların meydana gelmesine sebep olmaktadır.

4. SONUÇ

Özellikle ülkemizde ipekçilik çok eski usul ve yöntemlerle yapılmaktadır. Mahsul edilen ham ipek kozaların geleneksel olarak sıcak su buharıyla rahnaklanması yani böceklerin boğulması ve bunların ipek ipliği çekimine hazır hale getirmek için 3-4 ay kadar özel alanlarda serilerek normal açık hava şartlarında kurutulması ipekçiliğin verimini ve kalitesini etkileyen önemli bir süreçtir. Bu süreçte ipek kozaların kaybını ortadan kaldırmak ipliğin verimini ve kalitesini arttırmak, ayrıca zaman, mekan ve işçilikte en yüksek verimi elde etmek için mikrodalga enerjisi önemli teknolojik avantajlar sağlamaktadır.

Mikrodalga enerjisinin endüstriyel uygulamalarında en önemli özelliklerinden birisi malzeme seçiciliği olmasıdır. Yani dielektrik kaybı olan malzeme tarafından yutulması ve ısıya dönüşerek malzemeyi ısıtmasıdır. tpek kozasının yapısı gereği, mikrodalga enerjisi ipek elyafın etkilemeden ipek böceği tarafından yutulması bu enerjinin seçicilik özelliğinin uygulamada etkili olduğunu göstermektedir.

Yapılan çalışmalar sonucunda elde edilen verilerle, ipek kozasını verimli olarak işleyen (mıhnaklama ve kurutma işlemleri) endüstriyel amaçlı bir mikrodalga fırını gerçekleştirmek mümkündür.

- /] / Fleurat Lessard and coll: Effets biologiques des micro-ondes sur deux insectes Tenebrionid mollar L.(col.Tenebrionidae) et Pieris brassicae L. (Lep.:Pieridae).Ann.Zool.Ecol.Anim., 1979, 11(3), 457-478.
- III Huang Güorui and ali.: The application of microwave moisture instrument for testing moisture in the fresh cocoon of the silkworm. Canye Kexuu, 3, 1986, 39-42 fin china)
- /3/ Oktay, Ali., Etouffage de ver à soie par micro ondes CFE Internat. Conference on Microwave and High Frequency, 8-10 October 1991, Nice
- /4/ Henry.F. and Berteaud, A.J., New measurement technique for the dielectric study of solutions and suspensions. J.of Microwave power,1514,1980 233-242.
- /5/ Metaxas A.C., Meredith R.J. Industrial Microwave Heating, peter Peregrinus Ltd. 1983.
- /6/ Rzepecka, M.A. A Cavity Perturbation Method for routine permittivity measurement. Journal of Microwave Power, 8(1), 1973, 3-11.
- /7/Rochas, I.F.; Manoury.M. Les traitements thermiques par pertes dielectriques dans l'Industrie textile, cours de l'I.D.F.,1980.
- /8/' Jolion,M. .Application Industrielles des micro-ondes, RGE. 11/81 Nov. 1981,810-815.

GEZEENLERARASI ORTAMDAKI MANYETİK ALAN
VE İONOSFERSEL
KRİTİK FREKANSLAR ÜZERİNDEKİ OLASI ETKİLERİ
II

YurdanurTulunay*, Orhan Gökçöl**

ODTÜ* Havacılık Mühendisliği, Böl. Ankara
İTÜ**» Uzay Bil. ve Tek. Böl. İstanbul

ÖZET

Bu çalışmada, gezegenlerarası manyetik alan (IMF), manyetosfer ve iyonosfer arasındaki olası ilişkiler incelenmiştir. Bunun için, Dünya Veri Bankası'ndan sağlanan ve 1963-1986 yıllarını kapsayan, saatlik IMF ve güneş rüzgarı verileriyle; 1967-1986 yılları arasında Slough (İngiltere, 52N, 1W) yer istasyonunda ölçülen, iyonosferin F_2 tabakasına ait saatlik kritik frekans, foF_2 , verilen kullanılmıştır. Bağımsız bir çalışmada saptanan ve "event" olarak anılan, IMF B_z bileşeninin yön değiştirmeleri ölçüt olarak alınmıştır.

GİRİŞ

Çok küçük ve yüksek frekanslar (VLF, HF) (3kHz ila 30MHz) arasındaki radyo dalgaları iyonosfer aracılığıyla uzak mesafelere kadar yayılabilir. Günden güne değişim gösteren iyonosferel elektron yoğunluğundaki değişimler radyo dalgalarının yayılma özelliklerini önemli bir şekilde etkiler. Bu çalışmanın amacı gezegenlerarası manyetik alanın (IMF) şekilsel değişimleriyle iyonosferel kritik frekanslar arasındaki olası etkileşimi incelemektir. IMF E_z deki yön değiştirmeler ve manyetik "sector" yapıları üst atmosferin deviniminde gözlenen değişimleri yaratmaktadır. Bu nedenle, IMF'nin iyonosferel kritik frekansları etkilemesi çok doğaldır *İM*.

iyonosferel elektron yoğunluklarının değişkenliğine neden olan süreçlerin anlaşılması bilimsel bir ilgi odağı olmakla beraber bu değişkenliğin anlaşılması frekans kestirimi için model geliştirmede çok önemlidir. İletişim dizgelerinin (navigational) yön bulma denetiminde iyonosferel kritik frekans değişkenliği bir değiştirgen olarak kullanılabilir. Dolaylı olarak, bu tür bir değişkenlikte IMF'nin işlevinde çok önemlidir. Eğer IMF'nin yönü belli bir değiştirgeni etkiliyorsa, bu etki IMF'nin polaritesinin değişmesi (IMF Sector Boundary Crossings-SSB) sırasında çok belirgin olmalıdır. Bu nedenle son yıllarda (örneğin, İZİ) IMF yönünün yerin manyetik etkinliği üzerindeki etkisi güncel bir araştırma problemi olarak çok ilgi çekmektedir. Bu çalışmada, Slough iyonosferel kritik frekansları (foF_2) 1967 ve 1986 yılları arasında incelenmiştir. Bunun için günlük değişimlerin etkisi, manyetik sakin dönemlerde oluşturulan denetleme değerlerinin saatlik foF_2 verisinden çıkarılmasıyla yok edilmeye çalışılmıştır. Bu şekilde oluşturulan yeni veri ($SfoF_2$) olarak anılmıştır. Sonuçlar, denetleme verileri kullanılarak % ortalama değerler olarak sunulmuştur ($5foF_2$). Veri NSSDC tarafından, yere yakın çok sayıda uydunun topladığı verilerin "WDC" - Dünya Veri Bankasındaki - data base'den EARN aracılığıyla bize aktarılması sonucunda üniversite bilgi işlem merkezlerinde toplanmıştır (4, 5).

IMF E_x , E_y , E_z bileşenlerinin tanımlandığı sağ-e-
"cartesian" başvuru dizgesinde +x eksenine güneşe doğru, y eksenine "ecliptic" düzlemde, Z eksenine, X ve yerin manyetik dipol eksenini içeren düzlemdedir. Saatlik IMF B_z bileşeninin polaritesinin bir saatlik bir süre içinde ters dönmesi, $|B_z| > 1$ nT olma koşuluyla, bir "event" olarak anılmıştır. Bu "eventler B_x in güneşe doğru olmasına, ($B_x > 0$, T polarite) veya güneşten uzaklaşan yönde olmasına göre ($B_x < 0$, A polarite) ayrıca kendi aralarında sıralanmışlardır. Her alt sınıf için IMF'nin $5foF_2$ verisi üzerindeki etkisi araştırılmıştır

SONUÇLAR

Şekil 1 (a ve b), 1967 -1986 yılları arasında 20. ve 21. güneş dönemleri için, % Δf_oF_2 değişimlerini yıllara göre ve saatlere göre sergilemektedir.

21. dönemde daha eksi değerlere inmelerine karşın f_oF_2 verileriyle güneş lekeleri arasında anlamlı bir çapraz ilişki katsayısı elde edilememiştir. Görüldüğü gibi, % Δf_oF_2 verilerinin değişkenliği akşam üstü ve gece saatlerinde artmıştır.

Şekil 2 (a,b,c) IMF B_z'nin % Δf_oF_2 lar üzerindeki etkisi gözlenebilmektedir. IMF'nin kuzey/güney farkları ionosferel kritik frekansları denetlemektedir.

Şekil 3 (a,b,c,d,e) de ise f_oF_2 verisi üzerinde, B_z'nin her iki yönü için A ve T polaritelerin etkisi gözlenmektedir. Şekil 3 (c,f,g,h) de ise sonuçlar üst üste bindirilen eğrilerle özetlenmiştir.

Şekil 4 (a,b,d,e) de, "event sırasında B_x ve B_y nin de yön değiştirdiği durumlarda, T \rightarrow A; A \rightarrow T, gene her iki B_z yönü için f_oF_2 verilerindeki değişim sergilenmektedir. Gene, şekil 4 (c,f,g,e) sonuçları özetleyen şekillerdir. Bulgular özetlenirse:

(i) f_oF_2 değerleri, IMF güneye doğruyken, kuzeye doğru olan durumlardaki kritik frekanslardan büyüktür.

(ii) IMF B_j güneye doğruyken, E⁺ in yönü de önem kazanmaktadır. Bu sonuç IMF B_j kuzeye doğruyken açıkça görülememektedir.

(iii) IMF B_z bileşeninin karşın değeri sırasında güneye doğru olan IMF B_z bileşeni, f_oF_2 değerlerini etkilemektedir. Bir diğer deyişle, A \rightarrow T veya T \rightarrow A geçişinin hangisi olduğundan çok B_z nin güneye doğru olması önemli görünmektedir. B_z kuzeye doğruyken ise B_x değişiminin yönü önem kazanmış görünmektedir.

T \rightarrow A geçişlerinde B_z, A \rightarrow T geçişlerindeyse SSB geçişleri daha önemli görünmektedir.

Sonuçlar özetlenirse, gezegenlerarası manyetik alan verilerinin ionosferel kritik frekanslar üzerindeki olası etkisi, IMF B_z bileşeninin kuzeyden güneye veya güneyden kuzeye bir saat içinde yaptığı değişimleri etrafında sekiz saatlik f_oF_2 verileri alınarak araştırılmıştır. Tüm kritik frekans verilerinin saatlik ortalamaları alınarak oluşturulan bir denetim eğrisine göre f_oF_2 nun % değişimi cinsinden sonuçlar sunulmuştur. Bu çözümleme sonucunda gezegenlerarası manyetik alanın ionosferel kritik frekansları denetlediği görülmüştür. Radyo dalgalarıyla haberleşmede seçilecek kritik frekanslar ortamın özelliklerinin bilinmesiyle böylece, daha güncel ve geçerli olarak saptanabilecektir.

Anma : Bu araştırma NATO 0753/87 (1988) projesi kapsamında parçasel olarak desteklenmiştir. Bildiriyi özenle yazan Gülsen Elden'e özellikle teşekkür ederiz.

KAYNAKLAR

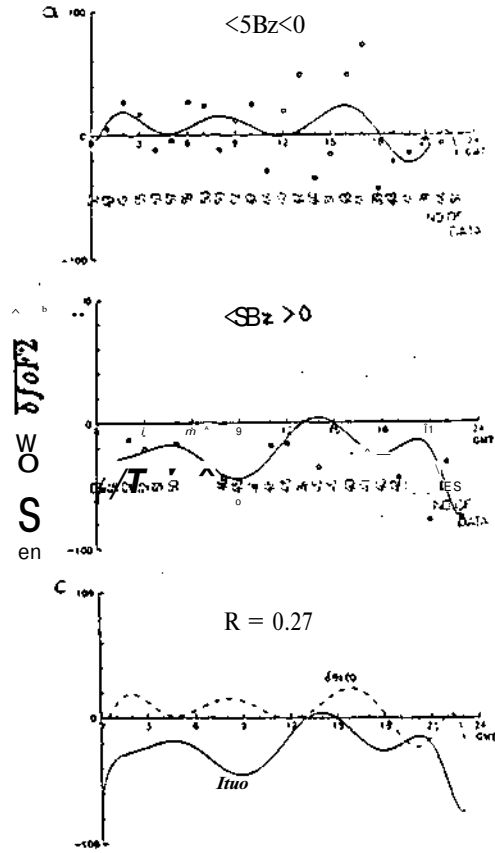
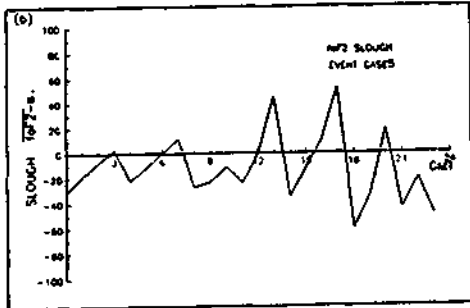
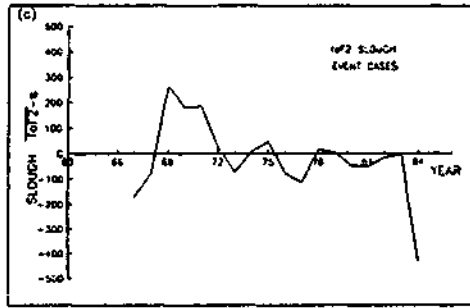
1/1 Rishbeth, H., Basic physics of the ionosphere : a tutorial review Journal of the Institution of Electronic and Radio Engineers, 58. S207-S227, 1988

121 Bradley, P., Lockwood M., IEE Conf. Publ., 206, 60, 1982.

12/1 Aravindan, P., and Iyer, K.M., Day-to-day variability in ionospheric electron content at low latitudes, Planetary Space Sciences, 33, 743-750, 1990.

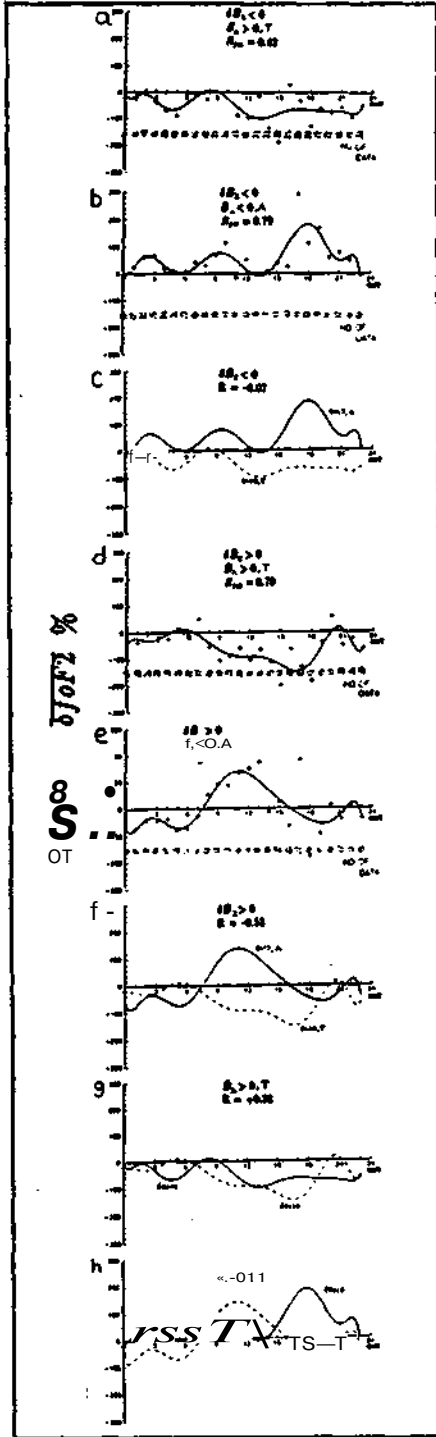
/4/ Hopgood, M.A., Tulunoy, Y.K., Lockwood M.,
Bowe, G.A., and Wiüis, DM., VariobHity of the
Interplonetary Medium ot 1 AU Over 24 Years
1963-1986, Plonetary Spoo Science, 39,
411-423, 1991.

/5/ Tulunoy Y.K., Lockwood, M., Wi11is, D.M.,
Influence of the Interplonetary Medium on
Mid-Lotitude Ionospheric Variobility, NATO
0753/87, »988.

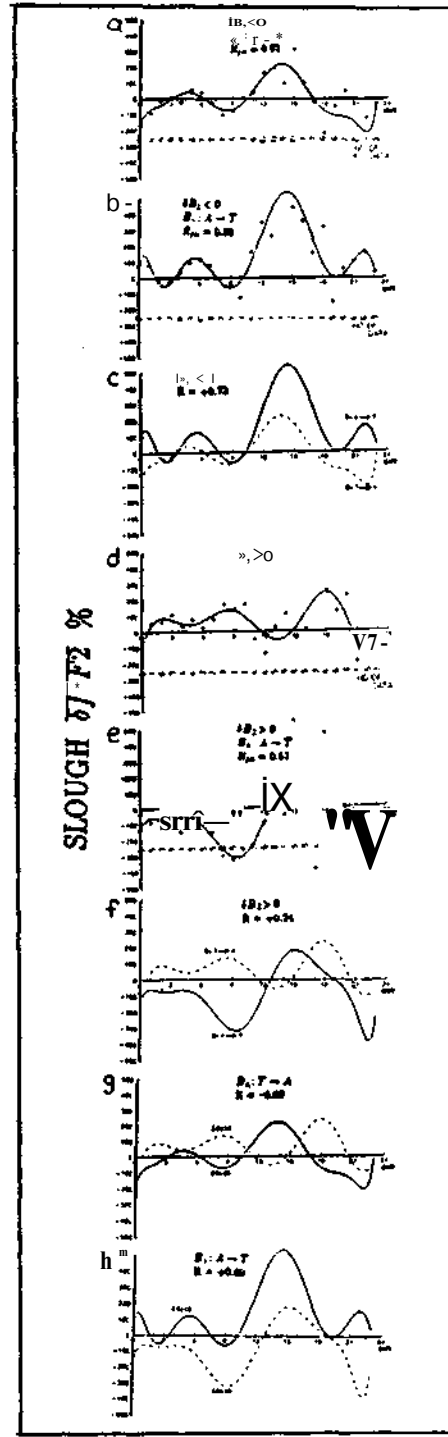


Şekil 2: IMF B» dönmelerinin Sloutfi % İTâTİ «erindeki et-
kikri göeterilni;tir.

ŞAflı: 1967-1986yılın «emd»'«renfler içinSJooghre-
rikriañ (m) yılkk değişmleri, (b) günkk de|ifmkri
X ortalaaularia fMUrifanittir.



Şekil 3: IMF B. büe^oi(IMF<ctorrtntkule)yonününSJocjh « I?5W^belindeki etkileri gösterifan^tir.



Seka <: ^ L ^ ? I ^ ^ T I ^ (S ? B) . ^ ^ SloUgh %
*TöTl u«nndeki etkilen gortenlm^ir.

Aktül Kavas

Yıldız Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
80670 Haslak-İSTANBUL

ÖZET

Bu çalışmada mikrodalga frekans bölgesi en yaygın karıştırma elemanı Schottky diodu, çapraz konfigürasyonlarda bağlayarak teşkil edilen karıştırıcıların dönüştürme performans limitleri bilgisayarla simüle edilmiştir. Diodun temel dönüştürme parametreleri giriş datası olarak kullanılarak, dört temel çapraz Karıştırıcının, imaj frekansının açık, kısa ya da geniş bantlı sonlandırma hallerinde optimum dönüştürme performans koşulları-kayıp, giriş ve çıkış sonlandırma koşulları-çıkış olarak elde edilmektedir. Ayrıca temel diod parametrelerinin ve seri diod direnci r_s in performansa etkileri de simüle edilmiştir.

1. BÜYÜK İŞARET ANALİZİ:

İlk adımda, I_s, r_s bilinen temel diod parametreleriyle birlikte pompalama koşulları-lokal akım ya da gerilim kaynağı- büyük işaret analize giriş olarak verilmektedir. Jonksiyonun akım gerilim karakteristiği üstel olarak alınmıştır.

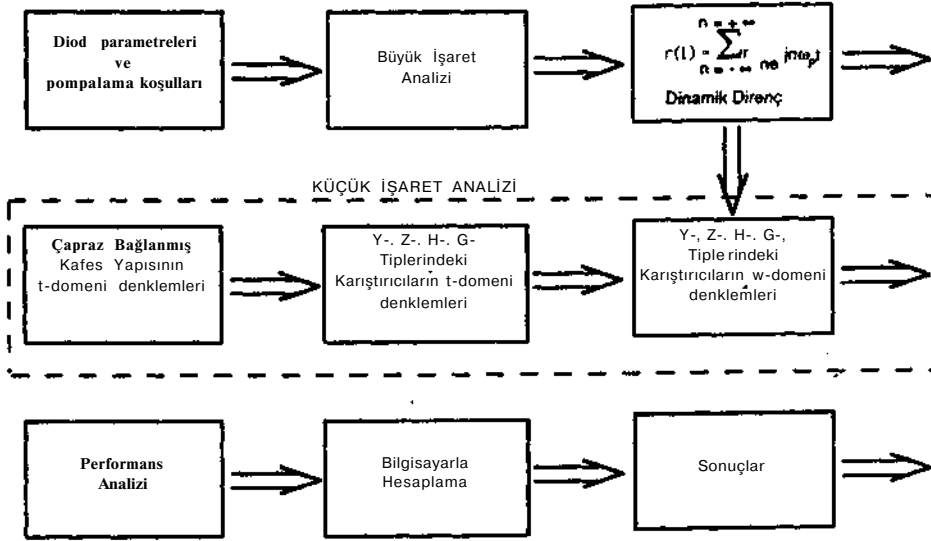
$$i_j(t) = I_s (e^{V_j(t)/V_T} - 1) \quad (1)$$

r_s seri diod direncini de hesaba katarak $V_j(t)$ diod gerilim, $i_p(t)$ akımı arasındaki bağıntı aşağıdadır:

$$V_D(t) = I_D(t) + V_J(t) \quad (2)$$

Akım ya da gerilimle sürme durumuna göre, (1) ve (2) düzenlenerek

BİLGİSAYAR SİMÜLASYONU AKIŞ PİAGRAMI



$r(t)$, dinamik direnci elde edilir:

$$r(t) = \frac{dv_D(t)}{di_D(t)} \quad (3)$$

sürülme Koşulları

Gerilimle sürmeye göre sistem performansında iyileştirme sağlayan akım Kaynağı ile sürme Kullanılması halinde

$$r(t) = r_s + \frac{r_D}{1 + X(t) * X(t) S(t)} \quad (4)$$

$$r_D = \frac{dv_j}{di_D(t)} = \frac{1}{ot I_s}$$

$$X(t) = X \cos W_p t, \quad X: I_p / 2 I_s \quad (5)$$

olarak bulunur/a/.

Şekil. 1. de gösterilen çapraz bağlantılı karıştırıcının giriş ve çıkış büyüklükleri arasındaki bağıntılar aşağıdaki gibi verilebilir/3/.

$$\begin{bmatrix} v_{od}(t) \\ v_{ev}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{ev}(t) & r_{od}(t) \\ r_{oo}(t) & r_{ev}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{od}(t) \\ i_{ev}(t) \end{bmatrix} \quad (6)$$

Burada "ev" ve "od" alt indisleri $w_n = n w_p + w_0$ ile verilen modülasyon ürünlerini temsil etmektedir. $r_{oj}(t)$ ve $r_{ev}(t)$ de (5) ifadesi ile verilen dinamik diod direncinin tek ve çift Harmonik kısımlarını oluştururlar oyleki:

$$r(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} r_n e^{j n w_p t} = r_{oa}(t) + r_{ev}(t)$$

$$r_{oit}(t) = \sum_{n=od}^{\infty} r_n e^{j n w_p t} = [r(t) - r(t t n / w_p)] / 2$$

$$r_{ev}(t) = \frac{r_s X(t)}{1 + 2 X(t) S(t)}$$

$$r_{ev}(t) = \sum_{n=ev}^{\infty} r_n e^{j n w_p t} = [r(t) + r(t + \pi / w_p)] / 2$$

$$= r_s + \frac{r_s [1 + X(t) S(t)]}{1 + 2 X(t) S(t)} \quad (7)$$

Giriş ve çıkış frekans filtreleme devreleri gozonune alınıp, her bir temel tip için - Y, Z, H, G - t-domeni (3) ve (7) yi kullanarak elde edilir/3/. r.ör.ıki adımda, "Harmonik Dengeleme Yöntemiyle" Karıştırıcıların «-dorncu denklemleri ve dolayısıyla uç kapılı (RF, AF, tma) temsilieri elde edilir. Buna pere .aşağıdaki genelleştirilmiş matris notasyonu kullanılarak, imaj sonlandırılması "açık devre", "kısa devre" ve "geni? band" hallerinde sı:»em dönüştürme performansı optımı zısyenu yapılabilir. /3/, /4/.

$$\begin{bmatrix} U_s \\ U_0 \\ U_{+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} & m_{13} \\ m_{21} & m_{22} & m_{23} \\ m_{31} & m_{32} & m_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{-1} \\ V_0 \\ V_{+1} \end{bmatrix} \quad (8)$$

gibi yazılabilir, imaj frekans sonlandırılması karıştırıcı iç: ne alındığında vki kapılı gen-M matris ifadesi

$$\begin{bmatrix} U_s \\ U^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M^{11} & M^{12} \\ M^{21} & M^{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V^s \\ V^o \end{bmatrix} \quad (9)$$

olun. Burada $M_{1j} = m_{1j} - \frac{m_{13} m_{21}}{m_{33} + w_1}$ dir.

SONUÇLAR:

Bu çalışmada Schottky diodun H-.G-.Z-.Y-gibi 4 tip konfigürasyon için hesaplanmış doğal dönüştürme kayıpları sunulmaktadır.

Yapılan hesaplamalar sonucu 4 tip konfigürasyonda en iyi performansı en genel halde H-tipi karıştırıcı sağlamaktadır. Eğrilerden görüleceği gibi imaj açık devre yapılmış H-karıştırıcı ve onunla aynı değişimi gösteren imajı kısa yapılmış G-karıştırıcı minimum domıstürme sağlamıştır. Lokal osilator surucu seviyesi 10 ile 10" arasında iken lDP nin altında dönüştürme kaybı elde etmek mümkün olmuştur.

Karıştırıcıların dönüştürme performanslarının iyilik derecelerine göre sıralanmaları aşağıdaki gibidir.

- 1) H- karıştırıcı açık devre imaj sonlandırmalı, G- karıştırıcı kısa devre imaj sonlandırmalı.
- 2) H- karıştırıcı kısa devre imaj sonlandırmalı, G- karıştırıcı açık devre imaj sonlandırmalı.
- 3) Z- karıştırıcı kısa devre imaj sonlandırmalı, Y- karıştırıcı açık devre imaj sonlandırmalı.

4)Z- karıştırıcı açık devre imaj sonlandırmalı, Y karıştırıcı kısa devre imaj sonlandırmalı.

Geniş bantlı H- tipi karıştırıcı durumunda ise RF kapısında empedans uygunsuzluğunun sağlandığı koşul en iyi dönüştürme kaybının elde edildiği durumdur ki 3dB lik kayıp elde edilmiştir. H- tipi karıştırıcıda elde edilen bu değere karşılık G- tipi karıştırıcıda 3.7dB , Z- tipi karıştırıcıda 7.06 dB ve Y- tipi karıştırıcıda 6.79 dB elde edilmiştir. Değişik Konfigürasyonlar için dönüştürme kayıplarının sürücü seviyelerine göre değişimleri şekil. 2, 3, de verilmektedir.

REFERANSLAR:

- /1/G. B. Stracca and F. Aspesi and T. D' arcangelo "Low -noise microwave down-converter with optimum matching at idle frequencies"IEEE Microwave Theory and Tech. VOİ. HTT. 21, 1973 pp. 544-547.
- /2/Sze. S. M. " Physics of semiconductor devices" 2nd edltion 1981 NewYork.
- /3/Güneş F. , and Kavas A, "Fundamental Limtatlons of the Schottky Hixer Diodes in the Lattice Conflgüratlons",IEE European Conference on Circuit Theory and Design. 5-8 September 1989 pp. 609-613
- /4/Güneş F. and Kavas A. "Conversion Loss Llimitations of the Schottky Diode Lattice Mlxers"Proceedlngs of the 1990 Bllkent International Conference on New Trends in Communication, Control and Signal Processing. July 1990.

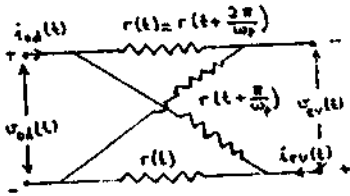
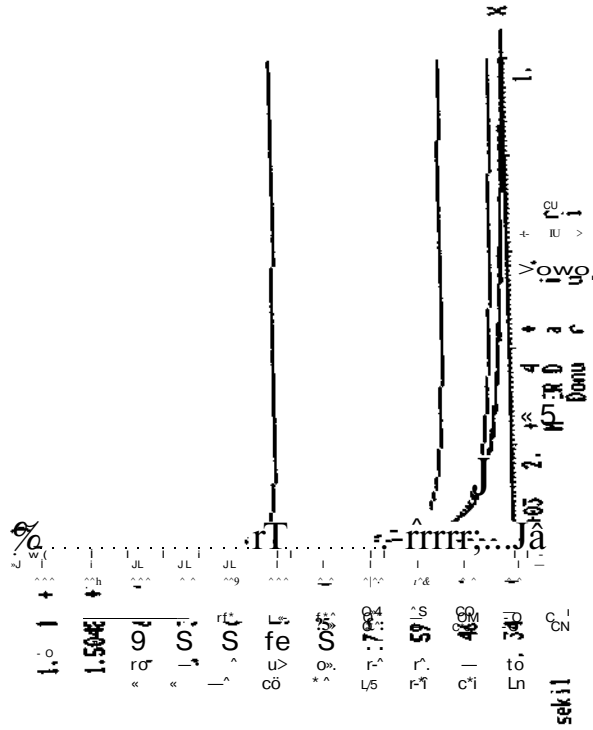
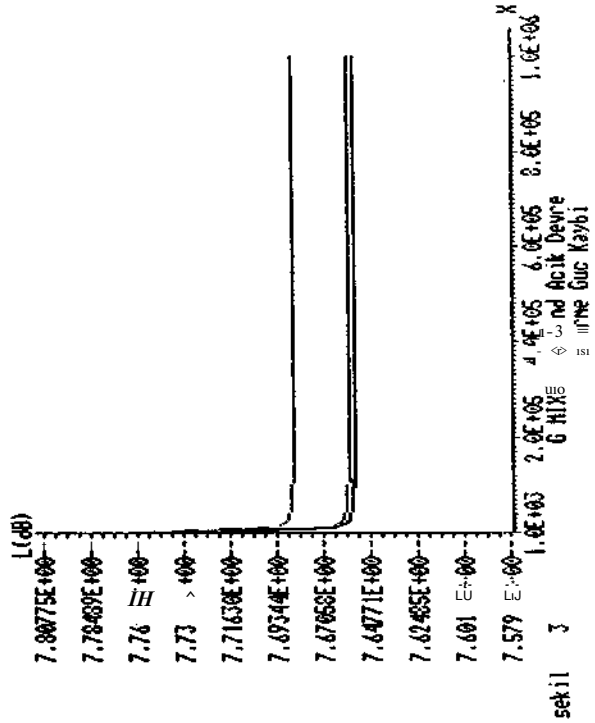


Fig.1. The Lattice Configuration.



FARKLI İKİ FREKANSTA ÖLÇME İLE İKİ TABAKALI
ORTAM PARAMETRELERİNİN BULUNMASI

C. CANBAY

Yıldız Univ. Müh. Fak. Elektronik ve Hab. Müh. Böl.

Maslak-İstanbul

ÖZET

Dalga eğilmesi (Wave tilt) yöntemi ile yatay olarak tabakalanmış ortamların elektriksel parametrelerinin bulunması, ortamların kalınlığına bağlı frekans bandınının seçilmesini gerektirir. Birinci katman kalınlığı (5-10) m dolayında ise değerlendirme için çok geniş bir frekans aralığına gereksinim vardır. Bu çalışmada alanın uzaklıkla değişimi (AUD) ile dalga eğilmesinin birlikte uygulanması ile sadece iki farklı frekansta değerlendirme yapılarak ortam parametrelerinin bulunabilme koşulları incelenmiştir.

1. Giriş

Yeryüzüne yerleştirilmiş bir alıcı ve verici arasında yüzey dalgası şeklinde yayılan elektromagnetik dalganın, dalga eğilmesinin ölçülmesi yoluyla, homojen yeryüzü altındaki katmanların elektriksel parametrelerinin bulunması etkin yöntemlerden biridir. III - M / - /5/ ve dalga eğilmesi TE ve TM modlarında alanların ayrı ayrı göresel büyüklüklerine bağlı olarak tanımlanırlar. Literatürde ağırlıklı olarak jeofizik uygulamalarda yeryüzü altındaki maden, tuz, su yataklarının bulunması, antartik bölgelerde buz kalınlıklarının hesaplanmasında kullanılmıştır. TM modlu elektromagnetik dalga kaynağı, düşey konumlu elektrik dipol veya yatay konumlu magnetik dipol şeklinde, TE modlu elektromagnetik dalga kaynağı ise yatay konumlu elektrik dipol veya düşey konumlu magnetik dipoldür. Yeryüzü sınırına gelen dalga $r > X$ bölgesinde düzlem dalga karakterindedir: Herhangi bir roodda dalga eğilmesi yüzey empedansı ile ilgilidir. Yüzey empedansı Şekil-1 deki koordinat sisteminden yararlanarak

$$\hat{a}_z \times \hat{q}_j - Z_s \hat{H}_j \quad (1)$$

şeklinde tanımlanabilir.

TM modunda dalga eğilmesi yine Şekil-1 den $z'fO$, yalayıarak gelme için

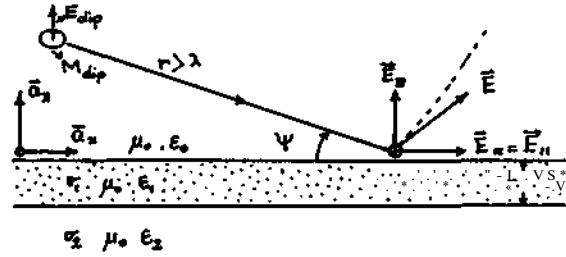
$$\hat{M} \sim \frac{E_x}{E_z} \Big|_{\psi=0}^{z=h} = \frac{(N^2-1)^{1/2}}{N^2 - j\beta_n h (N^2-1)^{1/2}} \quad (2)$$

$z=0$ için

$$\hat{M} \sim \frac{E_x}{E_z} \Big|_{z=0} = \frac{\Delta(\psi)}{\cos(\psi)} \quad (3)$$

şeklindeir. $A(\psi)$ normalize yüzey empedansı, N koni

leksi kırılma endisidir.



Şekil-1. İki tabakalı ortam üzerinde TM modlu elektromagnetik alanlar

Elektromagnetik dalganın yalayıarak gelmesi koşulunda hava-yer yarı uzayı yüzeyinde

$$\hat{M}^{TM} \Big|_{\psi=0}^{z=0} = \frac{(N^2-1)^{1/2}}{N^2} \quad (A)$$

bulunur. Ancak yerin iki tabakalı olması koşulunda

$$\hat{M}^{TM} \sim \hat{M}^{OTM} \hat{M}^{TMz} \quad (5)$$

Q_{TMz} yatay tabaklanmaktan kaynaklanan düzeltme çarpanıdır ve iki tabakalı ortam için

$$Q_{TMz} = \frac{N_2/N_1 - \tanh(j\beta_0 N_1 h_1)}{1 - N_1/N_2 \tanh(j\beta_0 N_1 h_1)} \quad (6)$$

şeklindeir.

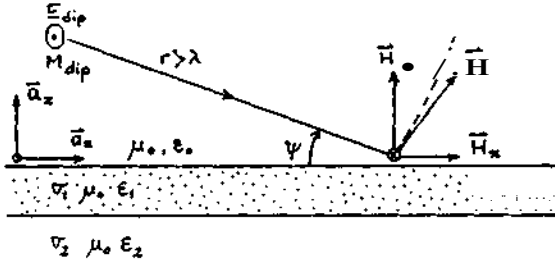
TE modunda dalga eğilmesi Şekil-2, $z'fO$, $\psi^{TM} 0$ için homojen yer yarı uzayında

$$\hat{M}^{TE} = \frac{H_x}{H_z} \Big|_{\psi=0} = \frac{(N^2-1)^{1/2}}{1 - j\beta_n h (N^2-1)^{1/2}} \quad (7)$$

değerine sahiptir /5/.

Ortam tabakalı ise (5) e benzer şekilde dalga eğilmesi

$$\hat{M}^{TE} \sim \hat{M}^{OTE} \hat{M}^{TEz} \quad (8)$$



Şekil-2. İki tabakalı ortam üzerinde TE modlu elektromagnetik alanlar.

olur. Her iki modda da teorik modeller üzerinde dalga eğilmesinin faz ve genliğinin değerlendirilmesi yapılarak ortam parametreleri bulunurken en az 4 MHz dolayındaki frekans bandında çok sayıda frekansta ölçme yapma zorunluluğu çıkar. 1. katman kalınlığı 5-10 m dolayında ise ölçme yapılması gereken frekans bandı (10-20) MHz değerlerine çıkabilir. Böylece kullanılması gereken frekans sayısı oldukça artacaktır.

2. Alanın Uzaklıkla Değişimi, (A.U.D)

Sommerfeld teorisinden yararlanarak yeryüzü dolayında yerleşen bir antenden çıkan elektromagnetik dalganın yeryüzü boyunca yayılması problemi Norton tarafından incelenmiştir /1/. TE veya TM modunda elektromagnetik dalga kaynağının iki tabakalı homojen ortam üzerinde yerleştiğini düşünürsek E_0 antenin cinsine bağlı olarak antenden 1 km uzaklıkta ölçülen alan şiddeti olarak her iki modda alanın uzaklıkla değişimi (AUD),

$$E_{TH} = \frac{jE_0}{r} e^{j(\omega t - \beta_0 r)} (1 - R_{TM}) F_{TM} \quad (9)$$

$$E_{TE} = \frac{jE_0}{r} e^{j(\omega t - \beta_0 r)} (1 - R_{TE}) F_{TE} \quad (10)$$

R_{TE} ve R_{TE} her iki raodda Fresnel yansımaya katsayıları F_{TM} ve F_{TE} Sommerfeld a¹¹ fonksiyonlarıdır.

$$F_{TM} = TM^{TM} \cdot b_{TM} e^{j\phi_{TM}} \quad (11)$$

$$F_{TE} = TE^{TE} \cdot b_{TE} e^{j\phi_{TE}} \quad (12)$$

şeklinde yazılabilir. TM^{TE} sayısal uzaklıkları normalize yüzey empedansı karesi

$$A_{TE}^2(0) = N^2 A_{TM}^2(0) \quad (13)$$

ile ilişkilendirilerek

$$P_{TM} = \frac{I_p}{r_{TM}} |b_{TM}| e^{-j \frac{\beta_0 A^2(0)}{2}} \quad (14)$$

$$P_{TE} = \frac{I_p}{r_{TE}} |b_{TE}| e^{-j \frac{\beta_0 A^2(0)}{2}} \quad (15)$$

bunların da yayılma ortamının parametrelere bağlı olması nedeniyle, deneysel olarak bulunan sonuçlar teorik modellerle uyuşturularak en üst katmanın elektriksel parametreleri bulunur. Dalga eğilmesi ve AUD sonuçları

$$E_{TMx} = E_{TMz} \% M * Q_{TMz} \quad (16)$$

bağıntısıyla bağlanabilir.

3. İki Frekansta Değerlendirme

AUD ile yeryüzünün üst katmanının elektriksel parametrelerinin TM modunda bulunması HOTM in bulunmasına olanak sağlar. Alınan bir P ölçü noktasında alanın E^{\wedge} bileşeni ölçülür ve teorik olarak bulunan E_{TMz} ile uyum sağlayıp sağlamadığı kontrol edilebilir. Bir frekansta ölçülen E^{\wedge} ve E_{TMx} yardımı ile Q_{TMz} düzeltme çarpanının değeri belli olur. Ancak Q_{TMz} in bilinmesi katman kalınlığı h^{\wedge} ve alt katmanın a_2 iletkenliğinin bulunmasına yeterli olmaz, bulunması gereken parametre sayısı denklem sayısından fazladır. İkinci bir frekans için Q_{TMz} değerinin bulunmasına gereksinme vardır.

Birinci frekans için yapılan ölçmeler sonucunda bulunan düzeltme çarpanı Q_{TMz} olsun, Q_{TMz} m analitik bağıntısı (6) ile belli olduğundan

$$O_{2i} = -f_1 (Q_{TMz}^* \cdot h_{1i}) \quad (17)$$

fonksiyonu şeklinde yazılır. Yatay tabakalı ortam koşulunda O_{TMz} 1- M 'r' dir ve h_{1i} etkin derinlik değerleri ile sınırlandığından h_{1i} çok büyük değer alamaz. İkinci frekansta bulunan O_{TMz} c'egeri cinsinden o_2^{\wedge}

$$O_{2i} = \sqrt{2} (Q_{TMz}^2 \cdot h_{1i}) \quad (18)$$

yazılabilir, h^{\wedge} in olası değişme aralığında sayısal olarak her h^{\wedge} değerinin taranması sonucunda bulunan O_{TMz} ve h_{1i} değer grupları arasında ikinci ya da alt katmanın iletkenliğinin ve birinci katman kalınlığının optimum bulunma koşulu

$$|U_x - f_2| = K \quad (19)$$

değerinin minimum olması koşulundaki $|||$ ve o_2 , bulunması gereken parametrelere karşı düşen değerler olacaktır. Burada çalışma frekansı çok alçak seçilmedikçe yerdeğiştirme akımlarının ihmali sonucu pek etkilemez.

Sonuç

Yatay tabakalı ortamlarda alt katmanların elektriksel parametrelerinin bulunması çok sayıda frekansta ölçme yapmayı gerektirir. Ancak AUD - Dalga

eğilmesi yöntemlerinin birlikte uygulanması iki frekansta ölçme yapmayı olanaklı kılar.

Kaynaklar

- /1/ Norton, K.A., "Propagation of Radio Waves Over a Plane Earth", Nature 135, 1954-1955.
- /2/ Lytle, R.J., "Measurements of Earth Medium Electrical Characteristics Techniques, Results and Applications", IEEE Trans. Geosc. Electro. GE 12, 81, 19 71.
- /3/ Lytle, R.J., Miller, E.K., Lager, D.L., "A Physical Explanation of Electromagnetic Surface Wave Formulas", Radio Sci., V.11, pp. 235-243, Apr. 1976.
- /4/ Canbay, C., "Elektromagnetik Yüze Dalgalarının Uzaklıkla Değişiminden ve Dalga Eğilmesinden Jeofizikte Yararlanma Olanakları", 2 nd Symposium on APME-METÜ, 17-21, pp. 376-394, October 1983.
- /5/ Singh, R.P., "Potentialities of Electric and Magnetic Wave Tilt Measurements" Radio Sci., V.18, 199-206, 1983.



Cell-2: Top image, left and right, showing the
 hands of the subject in a specific pose.

Memorandum: This document contains information
 regarding the activities of the subject, including
 the use of a radio or other communication device.
 The subject is identified as **A. W. [Name]**.



Cell-3: Top image, showing the hands of the subject
 in a different pose, possibly demonstrating a specific
 technique or action.

CONTENTS

This document contains information regarding the
 activities of the subject, including the use of a
 radio or other communication device. The subject
 is identified as **A. W. [Name]**. The document
 contains information regarding the subject's
 activities, including the use of a radio or other
 communication device.

REFERENCES

- 1. **A. W. [Name]**, [Address], [City], [State], [Zip].
- 2. **A. W. [Name]**, [Address], [City], [State], [Zip].
- 3. **A. W. [Name]**, [Address], [City], [State], [Zip].
- 4. **A. W. [Name]**, [Address], [City], [State], [Zip].
- 5. **A. W. [Name]**, [Address], [City], [State], [Zip].

2. Çok Odaklı Zorunlu Yollu Mercek Antenler

2.1 Tasarım Prensipleri:

Çok odaklı zorunlu yollu mercek antenlerin geometrik şekil, Şekil 2'de gösterilmektedir. İki boyutlu bir mercek anten için en fazla dört odak noktası elde etmek mümkündür. Ancak dış yüzey eğrisinin daha önceden belirlenen bir şekil aldığı hallerde odak nokta sayısı üçtür. Bu gibi mercek antenlere 'Rotman Lens' denilmektedir.

Doğrusal diziler için bu tür üç odak noktalı mercek antenlerin tasarım eşitlikleri yayınlanmıştır [1]. Benzeri eşitlikler eğri oluşturan dizi antenler için de elde edilebilir (Şekil 2).

$$\overline{F_1P} + L \cdot Z_1 - f_1 + L_0 \quad (1)$$

$$\overline{F_0P} + L - U - f_0 + L_0 \quad (2)$$

$$\overline{F_2P} + L + Z_2 - f_2 + L_0$$

Besime dizi «grisi Üzerindeki F_1 , F_0 , F_2 noktaları mercek antenin odak noktalarıdır ve bunların odak uzunlukları da f_1 , f_0 , ve f_2 'dir. İç yüzey eğrisi Üzerindeki $P(X, Y)$ noktası genel bir noktayı temsil etmektedir. L ise bu noktayı dış yüzey eğrisi Üzerindeki $Q(U, V)$ noktasına bağlayan iletim hattı uzunluğudur. L_0 , iç ve dış yüzey eğrilerinin ortalarındaki elemanları bağlayan iletim hattı uzunluğudur. Z_1 ve Z_2 , Q noktasından, eksen dışı odak noktalarındaki besleyici antenlerin oluşturduğu faz cephelerine olan uzaklıklardır ve aşağıdaki şekilde hesaplanır:

$$Z_1 = W \sin \theta_1 - U \cos \theta_1 \quad (4)$$

$$Z_2 = -(W \sin \theta_2 + U \cos \theta_2) \quad (5)$$

θ_1 ise eksen dışı odak noktalarının oluşturduğu huzmenin açısı ve θ_2 bu odak noktalarının mercek içindeki açısal pozisyonudur.

1, 2 ve 3'te verilen eşitlikler, P 'nin koordinatları X , Y ve iletim hattı uzunluğu L için çözülebilir. Bu şekilde dış yüzey eğrisi Üzerindeki bütün Q noktaları için nokta nokta çözüm bulunarak iç yüzey eğrisi elde edilir.

2.2 Çok Odaklı Mercek Anten Analizi

Odak noktaları dışındaki besleme antenlerinin faz hataları besleme anteni noktasından belirlenen yöndeki ideal faz cephesine olan uzunluklar hesaplanarak belirlenir. Şekil 2'de gösterilen F noktasının 0 açısında bir huzme oluşturduğu varsayılırsa, Q noktası ile 0 noktasından geçen ışınlar arasındaki yol

uzunluğu farkı, yol uzunluğu hata miktarıdır.

$$\Delta L = \overline{FP} + L + Z - F_0 - L_0 \quad (6)$$

$$Z = W \sin \theta - U \sin \theta \text{ tt}$$

a açısı F noktasının açısal pozisyonudur ve 0 ile a arasındaki ilişki aşağıdaki gibidir:

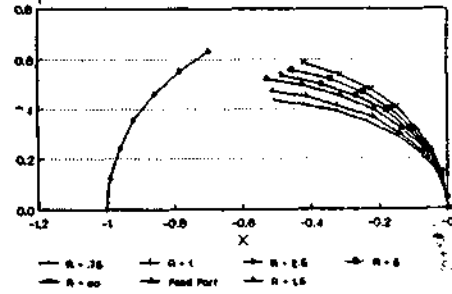
$$0 = a \cdot 0_1 / \alpha \quad (8)$$

Şekil 3'te dış yüzey dairesel eğriler olan çok odaklı mercek antenler için elde edilen çeşitli iç yüzey eğrileri gösterilmektedir. Dış yüzey eğrisi yarıçaplarının 0.75 ile t arasında değiştirilen bu mercek antenler için dış yüzey eğri uzunluğu 1.5 , $\alpha_1 = 45^\circ$ ($\alpha_2 = 45$ ve $f_0/f_1 = 1.06$ olarak sabit tutulmuştur. Burada belirtilen tüm uzunluklar f_0 cinsindedir.

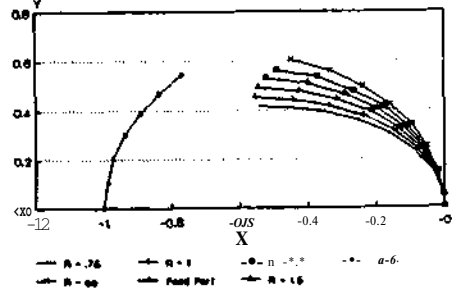
Şekil 3'te de görüleceği gibi dış yüzey eğrisi yarıçapı azaldıkça, iç yüzey eğrisinin eğriliği artmaktadır. Matematiksel olarak bu gibi ışınlayan anten dizileri (dış yüzey eğrisi) için çözüm elde edilebilse bile, iç yüzey anten elemanları birbirlerini engellediğinden, bu gibi mercek antenlerin uygulamada kullanılması mümkün değildir. Işınlayan anten dizisi uzunluğu azaldıkça zaman bu sakınca ortadan kalkar. Şekil 4'te, Şekil 3'teki gibi iç ve dış yüzey eğrileri gösterilmektedir. Ancak burada α_1 ve 0_1 açıları 35° 'ye düşürülmüştür.

Burada elde edilen iç yüzey eğrilerindeki (dış yüzey eğrisi yarıçapı 1.5 olanlara kadar) anten elemanları birbirini engellemediği için bu tasarımın uygulamada kullanılması mümkündür. Burdan da anlaşılacağı gibi dış yüzey eğri yarıçapı küçük olan mercek antenlerin mümkün olan açısal etki sahası daha azdır.

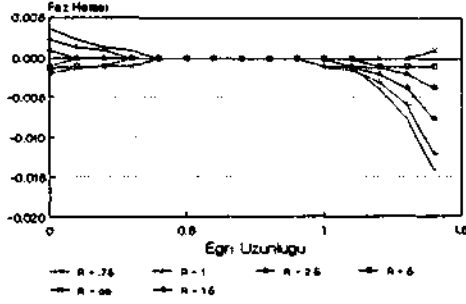
Işınlayan anten dizisi uzunluğu sabit tutulduğu zaman yarıçap küçüldükçe faz hataları da artmaktadır. Bunun böyle olduğu Şekil 5'te görülmektedir. Bu şekilde faz hataları ideal faz cephesinden olan uzunluk hata miktarı olarak (ΔL) ve f_0 cinsinden verilmiştir. Bu mercek antenlerin parametreleri Şekil 4'tekilerin aynıdır.



Şekil-3. Çok Odaklı Mercek Anten İç Yüzey Eğrileri ($0p45^\circ$)



Şekil-4. Çok Odaklı Mercek Anten İç Yüzey Eğrileri (0^35°)



Şekil-S.Cok Odaklı Mercek Anten Faz Hataları
($\theta=30^\circ$)

3. Eğri Anten Dizilerini Besleyen "Geliştirilmiş Zorunlu Yollu Mercek Anten"

3.1 Tasarım Prensipleri:

Tasarım eşitliklerini elde etmek için Şekil 6 kullanılmıştır. Q(U,W) noktası dış yüzey eğrisi üzerinde bir nokta ve P(X,Y) noktası Q noktasına karşılık gelen iç yüzey eğrisi noktasıdır. Q ve P noktalarını bağlayan iletim hattı uzunluğu L'dir. Besleme antenleri de yarıçapı f_0 ve merkezi O'da olan bir dairesel eğri üzerine yerleştirilirler. (O, X-Y koordinat sisteminin orijin noktasıdır.)

Besleme yüzey eğrisi üzerinde bulunan $F_1(X_1, Y_1)$, $F_2(X_2, Y_2)$ ve $F_3(X_3, Y_3)$ noktalarından bu Uc noktaya karşılık gelen e^* , e_0 ve e^- faz cephelerine olan uzunluklar bir sabit değere eşitlenir. Böylece tasarım için aşağıdaki uc eşitlik elde edilir.

$$\overline{F_1P} + L + Z^- = f_0 + L_0 \quad (9)$$

$$\overline{F_2P} + L + Z_0 = f_0 + L_0 \quad (10)$$

$$\overline{F_3P} + L + Z^+ = f_0 + L_0 \quad (11)$$

Bu eşitliklerdeki Z^- , Z_0 ve Z^+ 'nin değerleri aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$Z^- = -(U \sin e^- + W \cos e^-) \quad (12)$$

$$Z_0 = -(U \sin e_0 + W \cos e_0) \quad (13)$$

$$Z^+ = -(U \sin e^+ + W \cos e^+) \quad (14)$$

F_1P , F_2P ve F_3P besleme yüzey eğrisi üzerindeki F_1 , F_2 , F_3 'ten iç yüzey eğrisi üzerindeki P noktasına olan uzunluklardır.

9, 10 ve 11'de verilen eşitlikler X, Y ve L için çözüldüğü zaman Q noktasına karşılık gelen P noktasının koordinatları ve bu noktadaki iletim hattı uzunluğu elde edilmiş olur. Böylelikle dış yüzey eğrisinin bütün noktaları için nokta nokta çözüm elde ederek iç yüzey eğrisi elde edilir. Dış yüzey eğrisi üzerindeki her nokta için seçilen Uc besleme noktası (F_1 , F_2 , F_3) ve bu noktalara karşılık gelen huzme doğrultuları (e^* , e_0 , e^-) farklıdır. Cj'nun açılal pozisyonu ile huzme doğrultuları ve F_1 , F_2 ve F_3 'ün mercek içi açılal pozisyonları (a^* , a_0 , a^-) arasında uygun bir ilişkinin kurulması gerekir; şöyle ki huzme doğrultuları S , e_0 , 9^-

daima Q noktasındaki yonluluklu ışınlayan anten elemanının ışınlandığı yönlerdedir. Böyle bir ilişki aşağıda verilen şekilde kurulabilir:

Işınlayan anten dizisinin en dıştaki elemanının saptadığı açı (r_{nu}) ile bu eleman için seçilen 6_0 açısı ($6_{nt} \times x$) bölünerek bir sabit değer elde edilir ($k_1 = ym \times x / 6_{mu}$).

Böylece ışınlayan anten pozisyonu (y) ile bu elemanın 9_0 açısı arasında bu sabit kullanılarak bir ilişki kurulur.

$$9_0 = y / k_1 \quad (15)$$

Diğer iki huzme doğrultusu da aşağıdaki şekilde elde edilir:

$$9^+ = 9_0 + 9_c \quad (16)$$

$$9^- = 9_0 - 9_c \quad (17)$$

9_c , tasarıma göre seçilen uygun bir açıdır. Uc huzme açısı da başka sabit bir değerle (k_2) çarpılarak a^- , a_0 , a^+ açıları elde edilir, (örneğin $9_c = k_2 \theta$ v. b.).

$9_m, x$, e^- ve k_2 değerleri belirli bir ışınlayan anten eğrisi için zorunlu yollu mercek anten tasarımı elde edilirken optimum bir tasarım elde etmek için, tasarım parametreleri olarak kullanılır.

3.2 Geliştirilmiş Zorunlu Yollu Mercek Anten Analizi

Yol uzunluğu hata miktarı çok odaklı mercek antenlerdeki gibi hesaplanır:

$$\Delta L = \overline{FP} + L + Z - F_0 - L_0 \quad (18)$$

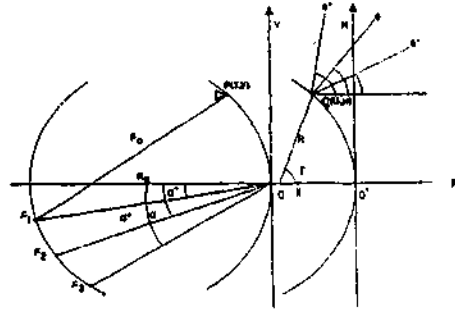
ve

$$Z = W \sin \beta - U \cos \beta \quad (19)$$

a açısı F noktasının açılal pozisyonudur ve (3) ile a arasındaki ilişki aşağıdaki gibidir:

$$\beta = k_1 / 3 \quad (20)$$

Elde edilen iç yüzey eğrileri arasındaki farkı göstermek için benzeri iki tasarımın (biri çok odaklı, diğeri geliştirilmiş tasarım), besleme yüzeyi eğrileri ve iç yüzey eğrileri Şekil 7'de verilmektedir. Her iki tasarım için de en büyük huzme doğrultusu (θ) olarak seçilmiş, dış yüzey eğrisi uzunluğu $1.25f_0$, $\alpha = 0.75\theta$, dış yüzey



Şekil-6. Geliştirilmiş Mercek Anten Tasarım Şekli

yarıçapı 0.45fo, çok odaklı mercek anten için $fo/f_1 = 1.06$ ve geliştirilmiş tasarımı besleme eğrisinin yarıçapı da fo olarak alınmıştır.

tki 1c yüzey eğrisi incelendiği zamandan çok acık olarak görülmektedir ki, böyle bir dış yüzey eğrisi için kullanılabilir çok odaklı mercek tasarımı elde edilememekle beraber, geliştirilmiş zorunlu yollu mercek tasarımı elde etmek mümkündür.

Sekil 8'de yukarıdaki tasarım için 7 hüzmeye doğrultusundaki yol uzunluğu hata miktarları verilmektedir. (Çok odaklı tasarım için hata miktarları bir mana ifade etmeyeceği için verilmemiştir). Sekil 8'de devamlı çizgiler, belirlenen yönde katkısı yüksek olan elemanların yol uzunluğu hatalarını, noktalı çizgiler de katkısı düşük olan elemanların yol uzunluğu hatalarını göstermektedir. Burada katkısı az olan eleman; belirlenen yönde maksimum değerinin 1/10'u veya daha azı kadar güç ışınlayan eleman olarak alınmıştır. (Elemanlar ışınlayan dizi düzeyinde, eş güç dağılımlı, A/2 uzunluğunda antenler olarak kabul edilmiştir).

Sekil 8'den de gözlemleneceği gibi bu tasarım için tasarım amaçları doğrultusunda, katkısı fazla olan elemanların faz hatası küçük, fakat katkısı az olan elemanların faz hatası yüksektir.

3.3 Isıma Eğrileri:

Sekil 9'da 51 elemanlı, 9A yarıçapında ve 'Geliştirilmiş Zorunlu Yollu Mercek Anten'le beslenen bir anten dizisinin ısıma eğrileri verilmektedir. Bu dizi antenin elemanları arasındaki uzaklık A/2 olup, elemanlar, ışınlayan dizi düzeyinde eş güç dağılımlı, A/2 uzunluğunda antenler olarak alınmışlardır. Mercek anten için $f_0 = 20A$, $\theta = -30^\circ$ ve $CCM \approx x/8m \approx x = 0.75$ olarak alınmıştır.

Sekil 9'dan da görüleceği gibi CP'den açılacak uzaklıkta olan hüzmelerin maksimum değerlerinde bir düşüş görülmektedir. En yüksek acılı hüzmeye olan 60'deki hüzmelerin maksimum değeri 0° 'dekine göre 5.9 dB daha azdır. Yine de görülmektedir ki 60° 'deki hüzmelerin anahuzmesinde büyük bir bozulma olmamış ancak hüzmeye simetrisini kaybetmiş ve birinci yan hüzmelerin seviyesi yükselmiştir. 0° için birinci yan hüzmeye -18.5 dB iken, 60° için birinci yan hüzmeye maksimum değerine göre -13.5 dB'ye yükselmiştir.

4. Sonuç

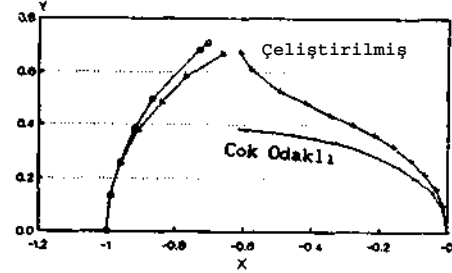
Çok hüzmeli dizi anten uygulamalarında, ışınlayan anten dizisinin bir eğri oluşturduğu hallerde, çok odaklı zorunlu yollu mercek antenlerin geniş acılı hüzmeler elde etmekte yetersiz olduğu gösterilmiştir.

Eğri oluşturan dizi antenler için, bazı anten elemanlarının belirli yönlerde katkısı olmadığı gözönünde bulundurularak, elde edilen yeni bir zorunlu yollu mercek antenin prensipleri ve tasarım eşitlikleri verilmiştir.

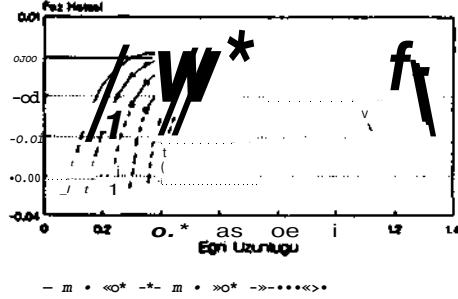
Bilgisayar ile elde edilen faz hata miktarları ve ısıma eğrileri, bu tür mercek antenleri kullanarak eğri oluşturan diziler için çok daha geniş acılı tasarımlar elde edilebileceğini kanıtlamıştır.

S. Kaynaklar

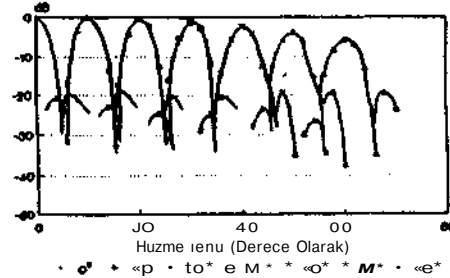
- /1/ Rotman, W., Turner, R.F., Wide Angle Microwave Lens for Line Source Applications. IEEE T-AP, Vol 11, no 6, Nov 1963
- /2/ Niazi, A.Y., Rotman Lens Fed Multiple Beam Array, IEE-ICAP, 1981
- /3/ Rao, J.B.L., Multifocal Three Dimensional Bootlace Lenses. IEEE, T-AP, Vol30, Nov 1982
- /4/ Öztoprak, A., Üç Boyutlu Çok Odaklı Mercek Anten. Elektrik Mühendisliği II. ulusal Kongresi, 1987



Sekil-7. Çok Odaklı ve Geliştirilmiş Mercek Antenlerin İç ve Dış Yüzey Eğrileri



Sekil-8. Geliştirilmiş Mercek Anten Faz Hataları



Sekil-9. Geliştirilmiş Mercek Anten Isıma Eğrileri

DAĞILMIŞ PARAMETRELİ (TOPLAMSAL) KUVVETLENDİRİCİ İÇİN,
MKSFET MODEL ELEMANLARI VE GECİKTİRİCİ HATLARIN OPTİMİZASYONU

Osman Palanuçuoğulları, Sevime Aydınlik*

1.T.O. Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölünü, İstanbul
«YILDIZ ON. Kocaeli Müh. Fak. Elektronik ve Haberleşme
Mühendisliği Bölünü, İzmit

ÖZET

Dağılmış Parametrelili devrede aktif eleman olarak kullanılacak olan NEC 67383 GaAs MESFET'in 7 elemanlı modellenmesi yapılmıştır. Dağılmış Parametrelili (Toplamsal) Kuvvetlendiricinin eeae özelliği olan geçit ve savak uçları iletim hatlarının. MESFET'in giriş ve çıkış elemanları tarafından periyodik olarak yüklenmesi incelenmiştir. İletim hattı olarak Mikroserit Hatlar kullanılmış ve hatların periyodik olarak yüklenmesinden yola çıkarak, giriş ve Çıkış taraflarındaki MESFETler arası geçit ve savak hat uzunlukları ve genişlikleri bulunmuştur. Uygulamada, tasarımda elde edilen sonuçlara çok yakın değerler ölçülmüştür. Ayrıca, NEC 67300 GaAs MESFETle de üst kesim frekansı öncekinin iki katına çıkan bir toplamsal kuvvetlendirici daha tasarlanmıştır.

1. Giriş

Dağılmış Parametrelili Kuvvetlendiriciler, geniş band özellikleri yanında yüksek kazanç elde etmek amacıyla, değişik araştırmacılar tarafından çok eskiden beri kullanılmıştır /1-4/. Ülkemizde ise bu güne kadar sadece bipolar transistörler kullanılarak üst kesim frekansı 800 MHz e çıkan çalışmalar yapılmıştır /5/.

Burada tasarımı ve uygulaması yapılan kuvvetlendirici ile 390 MHz den yaklaşık 5 GHz e kadar 4.5 GHz lik bant genişliğine ve 10 dB lik de oldukça düz bir kazanç eğrisine ulaşılmıştır. Bant boyunca Dönüş Kaybı da -10 ile -20 dB arasında kalmıştır.

Ayrıca, kesim frekansı 10 GHz e çıkan bir tasarım daha yapılmıştır. Bu tasarımda, öncelikle NEC 67383'Un kullanılma yoluna gidilmiştir. Fakat, tasarım sonucunda hesaplanan hat boyları MESFET'in boyutlarına göre küçük kaldığından, bu elemanı kullanma durumundan vazgeçilip, onun yerine üzerinden kılıfı kaldırılmış kırmık halde (chip) NEC 67300

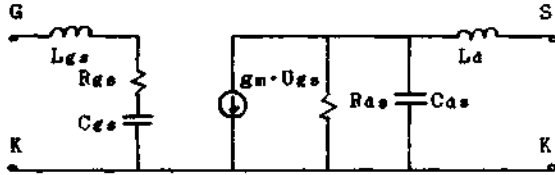
kullanılmıştır.

Dağılmış Parametrelili Kuvvetlendiricilerde, diğer kuvvetlendiricilerde olduğu gibi ayrıca bir kararlılık analizi, empedans uygunlaştırma işlemi gerekmemektedir. Bunlar hatların tasarımı esnasında düşünülür. Hatların tasarımı da, giriş ve çıkış taraflarındaki işaretlerin evre hızları birbirlerine eşit olacak şekilde yapılır.

Tasarlanan bu kuvvetlendiriciler, radyo-bağlaşma, uydu haberleşme sistemleri gibi birçok uygulamalarda çok geniş bantlı kuvvetlendirici olarak kullanılabilirler. Gürültü sayılarının yüksek olmasından 1. kat olarak kullanılması önerilmez.

2. GaAs MESFET in Modellenmesi

GaAs MESFET'ler kuvvetlendiricilerde daha yüksek kazanç, daha yüksek çıkış gücü ve daha düşük gürültü sayısı oluşturması nedeniyle mikrodalga tüm devre tasarımında yeğlenen elemanlardır. MESFET'in küçük işaretler için yaklaşık eşdeğer devresi Şekil-1. deki gibidir.



Şekil-1. GaAs MESFET in küçük işaretler için basitleştirilmiş eşdeğer devresi.

Giriş-çıkış transmisyon hatlarının MESFET tarafından nasıl yüklendiğini belirleyebilmek için, öncelikle Şekil-1. de gösterilen eşdeğer devre elemanları optimize edilmiştir. Bunun için MESFET in değişik frekans değerlerinde ölçülmüş olan S parametrelerinden yararlanılmış-

tır. Bağıntı gereği:

$$S_{11} = \Gamma = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (1)$$

yazılabilir.

(1)'den yararlanarak, giriş tarafındaki elaman değerlerinin bulunması için bir optimizasyon programı geliştirilmiştir.

Giriş ve çıkış taraflarının optimizasyonunda kullanılmak üzere yukarıdaki eşdeğer devreden y parametreleri yazıldığında;

$$y_{11} = \frac{1}{R_{gs} + 1/(j\omega \cdot C_{gs}) + j\omega L_{gs}} \quad (2)$$

$$y_{12} = 0 \quad (3)$$

$$y_{21} = \frac{g_m - R_{ds}}{R_{ds} + 2R_{ds} - C_{ds} - L_d + j\omega L_d} \quad (4)$$

$$y_{22} = \frac{1}{R_{da} / (1 + j\omega R_{ds} - C_{ds}) + j\omega L_d} \quad (5)$$

bulunur.

Çıkış tarafındaki elemanların optimizasyonu için ise, eşitlik 6 dan yararlanılmıştır.

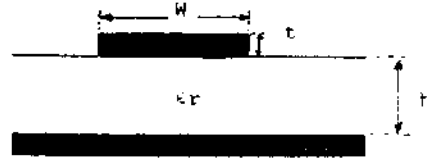
$$S_{22} = r_{22} = \frac{y_0 - y_{22}}{y_0 + y_{22}} \quad (6)$$

Eşitlik (1) ve (6) da gösterilen $Z_0 = 50\Omega$ ve dolayısıyla $y_0 = 0.02S$ dir. Optimizasyon Sonucunda, S parametreleri değişimine en çok uyan devre parametreleri;

$$\begin{aligned} R_{gs} &= 8.1\Omega \\ C_{gs} &= 0.54pF \\ L_{gs} &= 0.17nH \\ R_{ds} &= 145\Omega \\ C_{ds} &= 0.37pF \\ L_d &= 0.07nH \\ g_m &= 0.045S \end{aligned} \quad \text{olarak bulunmuştur.} \quad (7)$$

3. Giriş-Çıkış Geciktirici Hatlarının Tasarımı

Giriş-çıkış hatları mikroşeritlerle gerçekleştirilmiştir. Bu çalışmada kullanılan mikroşeritin taban malzemesi DUROID olup, dielektrik aabiti $\epsilon_r = 2.2$, dielektrik kalınlığı $h = 0.38mm$ ve iletken kalınlığı $t = 17\mu m$ dir.



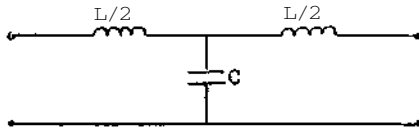
Şekil-2. Standart Mikroşerit Kat Yapısı.

Hat tasarımı yapılırken göz önüne alınan önemli noktalar :

1) MESFET'iri giriş-çıkış elemanları tarafından yüklenen geciktirici mikroşerit hatlarının karakteristik empedanslarının 50Ω olması sağlanmalıdır. Bu, empedans uygunluğunun oluşturulması için gereklidir.

2) Giriş-çıkış geciktirici hatlardaki faz hızları birbirlerine eşit olmalıdır.

3) Bu hatların uygulamada gerçekleştirilebilmesi için, genişliklerinin $w \geq 250\mu m$ olması sağlanmalıdır.



Şekil-3. İdeal hattın birim uzunlukta eşdeğer parçası.

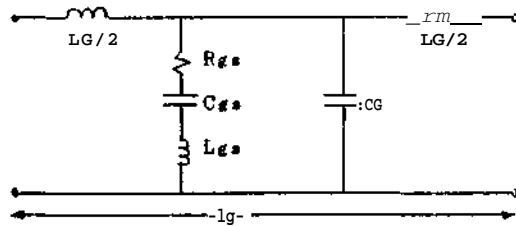
Yüklenmemiş durumdaki mikroşerit hat, kayıpsız düşünüldüğünde, karakteristik empedans Z_0 ve H iletim sabiti aşağıdaki şekilde ifade edilebilir:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{Y}} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \Gamma &= (a + j - 0) = \frac{Z - Y}{Z + Y} \\ Z &= j\omega L \\ Y &= j\omega C \end{aligned} \quad (9)$$

3.1. Giriş Tarafı Yüklü Mikroşerit Hattının Z_0 ve X İfadelerinin Elde Edilmesi.

MESFET'in giriş tarafının ideal durumdaki mikroşerit hattı nasıl yüklediği incelenmiştir. Yüklü haldeki giriş hattı Şekil-4. deki gibi gösterilebilir. Buradaki l_g ifadesi birim boyu belirtmektedir.



Şekil-4. Yüklü durumdaki giriş hattı yapısı.

$$Z_0 = \sqrt{Z_T / Y_T} \quad (10)$$

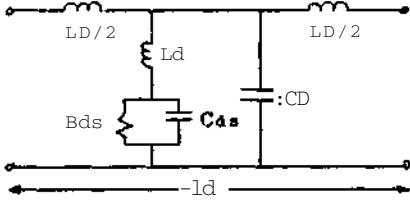
Buradaki Z_T ve Y_T ifadeleri:
 $Z_T = i - w L_g \cdot I_g$

$$Y_T = \frac{j \cdot w \cdot C_{gs}}{1 - w^2 \cdot C_{gs} \cdot L_{gs} + j \cdot w \cdot R_{gs} \cdot C_{gs}} + x_{cc} \quad (11)$$

Burada $x_{cc} = j \cdot w \cdot C_0 \cdot l_g$ dir.

3.2. Çıkış Tarafı Yüklü Mikroserit Hattının Z_0 ve ~ 6 İfadelerinin Elde Edilmesi.

Bunun için, MESFET'in çıkış tarafının ideal durumdaki mikroserit hattı nasıl yüklediği incelenmiştir. Yüklü haldeki çıkış hattı Şekil-5. deki gibi gösterilebilir. Buradaki l_d ifadesi birim boyu belirtmektedir.



Şekil-5. Yüklü durumdaki çıkış hattı yapısı.

Z_0 ve X ifadelerindeki Z_T ve Y_T , çıkış tarafı için aşağıdaki şekilde ifade edilir:

$$Z_T = j - w L_D$$

$$Y_T = Y_1 + j \cdot w \cdot C_0 \cdot l_d$$

$$Y_1 = \frac{1 + j \cdot w \cdot C_{ds} \cdot R_{ds}}{R_{ds} - w^2 \cdot C_{ds} \cdot R_{ds} \cdot L_d + j \cdot w \cdot L_d} \quad (12)$$

Geçit ve savak hat uzunlukları ve genişliklerinin tespiti için, QBASIG ile optimizasyon programları yazılmıştır. Optimizasyonların algoritması kısaca şu şekilde açıklanabilir:

Değişik genişliklerdeki (W) mikroserit hatlar için, ayrı ayrı 2 den 10GHz e kadar 5 değişik frekans değerinde, yukarıda elde edilen giriş ve çıkış hat yapılarının karakteristik empedans ifadeleri 50Ω a eşitlenerek ve ifadelerdeki l_g , l_d değerleri belirli sınırlar arasında değiştirilerek toplam tüm frekanslar üzerinden standart sapmanın ($6 = 2 | Z_0 - 50 | / V5$) minimum olduğu optimum uzunluklar bulundu. Bunlardan yararlanarak da, değişik genişliklerdeki ve uzunluklardaki mikroserit hatlar için yayılım sabitleri ve dolayısıyla da zayıflama ve evre sabitleri elde edildi.

baha sonra hatların s>ci nindeki kriterler gözönüne alındı. Giriş ve çıkışdaki evre hızlarının birbirlerine en yakın olduğu mikrosemit hat yapıları $f < c / l_{ftr} > \cdot k$. devrede kullanılan hatlar belirlenmiştir. Sonuçta giriş için:

Geçit, hattı genişliği (KW) = 400 | J₁ D için
 $l_g = 0.012m$
 Çıkış için;
 Savak hattı genişliği (W) = 510um için
 $l_d = 0.0126m$

3.3. Keaim Frekanuı 10 GHz- Olan Kuvvetlendirici:

Bu tasarımda öncelikle NEC 67383 'ün kullanılma yoluna gidilmiştir. Fakat tasarım sonucunda hesaplanan hat boyları MESFET boyutlarına göre küçük kaldığından, bu elamanı kullanma durumundan vazgeçilip, onun yerine üzerinden kılıfı kaldırılmış kırmık halde NEC 67300 kullanılmıştır.

Ölçülen S parametrelerinden yararlanarak, bu eleman için bir başka model elde edilmiştir. Yapı olarak NEC 67383 ile aynı olup eleman değerleri aşağıdaki gibidir:

$L_{gs} = 0.07nH$
 $C_{gs} = 0.37pF$
 $R \ll 13\Omega$
 $g_m = 50mS$
 $R_{ds} = 190\Omega$
 $C_{ds} = 0.13pF$
 $L_d = 0.51nH$

Bu model eleman kullanılarak elde edilen kuvvetlendiricide bulunan optimum hat genişlikleri ve uzunlukları ise;

Giriş için;
 Geçit hattı genişliği (W) = 100um için
 $l_g = 0.0018m$
 Çıkış için;
 Savak hattı genişliği (W) = 500um için
 $l_d = 0.0024m$ dir.

4. Kuvvetlendiricinin Gerçekleştirilmesi:

Kazancın 10dB olabilmesi için ;

$$A_0 = (n \cdot g_m \cdot R_0) / 2 \quad (13)$$

den $n = 2.81 \cdot 3$ tane MESFET kullanılacağı bulunmuştur.

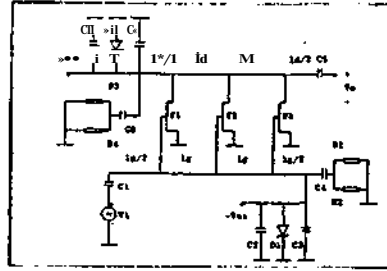
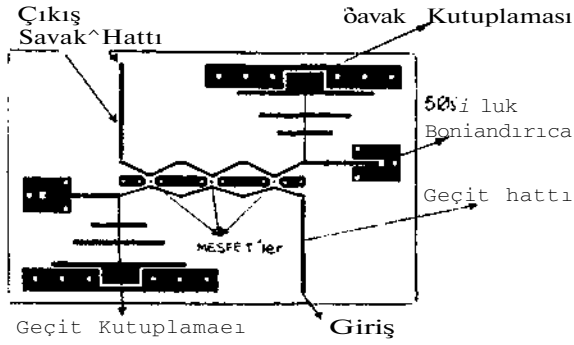
Devrenin kesim frekansı ise ;

$$w_c = 2 / (R_0 - C_{gs}) = 2 / \sqrt{(L_g - l_g - C_i)} = 2 / \sqrt{4 \cdot l_d - l_d - C_0}$$

$C_i = C_{gs} + C_0 - l_g$,
 $C_0 = C_{ds} + C_D - l_d$ dir.

$w_c = 29$ GHz olarak elde edilmiştir.

Gerçekleştirilen GaAs MESFET li dağılım parametrelili kuvvetlendirici ve baskılı devre şeması Şekil-6. daki gibidir.



C1=27pF D1=2.2V Zener Diyot
C2=82pF D2=3.3V " "
C3=1MF R1=100Ω
C4=27pF R2=" "
C5=1.6pF R3=" "
C6=82pF R4=" "
C7=1MF F1=F2=F3=NE67383 GaAs MESFET
C8=39pF

Şekil-6. Gerçekleştirilen GaAs MESFET'li dağılım parametrelili kuvvetlendirici ve baskılı devre şeması.

5. Sonuçlar:

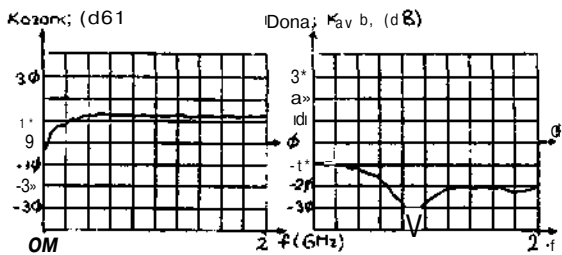
Devre, laboratuvarında denenmiş ve aşağıdaki sonuçlar gözlenmiştir.

Tüm ölçümler için;

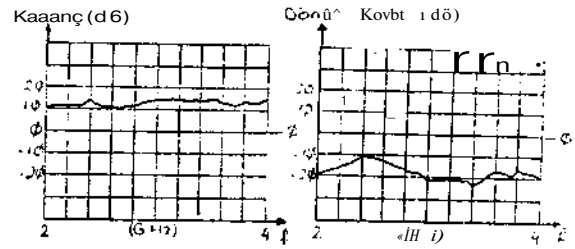
VGS=-0.18V

VDS=2V

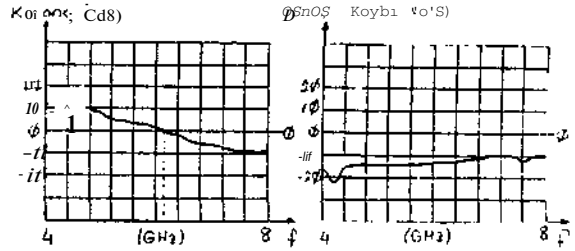
IDS=521DA dir.



Şekil-7.1. 0.39-2GHz dB olarak kazanç ve geriye doğru dönüş kaybı (return loss) değişimleri.



Şekil-7.2. 2-4GHz; dB olarak kazanç ve geriye doğru dönüş kaybı (return loss) değişimleri.



Şekil-7.3. 4-8GHz dB olarak kazanç ve geriye doğru dönüş kaybı (return loss) değişimleri.

Bulunan sonuçlar kuramsal bulgulara uyum göstermektedir.

Tasarlanan kuvvetlendirici, çok değişik uygulamalarda geniş bantlı kuvvetlendirici olarak rahatlıkla kullanılabilir.

6. Referanslar:

- /1/ K.B.Niclas, K.D.Reraba, R.R.Pereira, B.D.Cantos "The Declining Drain Line Lengths Circuit-A Computer Derivate Design Concept Applied to a 2-26.5 GHz Distributed Amplifier" IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.MTT-34 No.4 April 1986.
- /2/ S.N.Prasad, J.B.Beyer, I.S.Chang "Power Bandwidth Consideration in the Design of MESFET Distributed Amplifiers" IEEE Vol.MTT-36 No.7 July 1988.
- /3/ J.B.Beyer, S.N.Prasad, R.C.Becker, J.E.Nordman, G.K.Hohenwarter "MESFET Distributed Amplifier Design Guidelines" IEEE MTT-32 No.3 March 1984.
- /4/ F.Emori, Y.Saito, K.Veda, T.Koguchi "A 1 to 20 GHz Monolithic Distributed Amplifier"
- /5/ A.Toker "Bipolar Transistörlü Dağılım Parametrelili Kuvvetlendiricilerde Yeni Olanaklar" Doktora Tezi

T.Günel, B.Yasgan

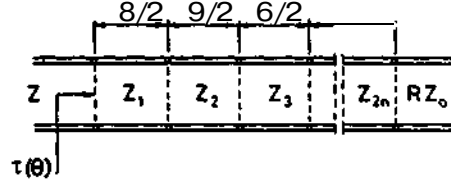
Istanbul Teknik Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Fakültesi, e062f, Maelak, iet.anb.il

OZRT

Eu çalışmada, hu ^cunua kadarki çalışmalardan farklı olarak Botslenisc tarafından önerilen yoni yünWni, global bir uptimi-İasyon yöntemi olan IÜJ.1 işlem benzetimi (aÜHULa'd annealing) yöntemi ile birlikte kulUuulc.rak, Qıobyehov kar-akteristikli basamaklı empedans dönüştürücü tasarımı için yeni bir yaklaşım önerilmiştir. Bu yolla yapılan tasarımın üstünlüğü, sentez probleminin optimizasyon problemine dönüştürülmesi ve kitenen devre öüclükleririnin tam olarak elde edilmesidir.

1.İİTRIS

Basamaklı empedanö dönüştürücülerin, Sekil-1, senteai şijodiye kadar birçok çalışmanın konusu olmuştur. Bu zamana kadarki çalışmalardan farklı olarak Roele-niec /1/ tarafından önerilen yeni yöntem istenilen elektriksel karakteriötikleri tam olarak sağlaması açısından oldukça kullanışlıdır. Bu karakteristikler, uydurulacak empeJansiarın oranı R, yansıtma katsayısı deetri r« ve ketiirael band genişliği w dır. Bu çalışıajda Roslersiec' in kullandıAı yöntem, global bir optimizasyon yöntemi olan ısıı işlem benzetimi (siraulated annealing) yöntemi ile bir arada kullanılarak, basamaklı empedans dönüştürücü tasarımı için yeni bir yöntem önerilmiştir. Bu yolla yapılan tasar mm ütönlüfeü, eentes probleminin optimia^yon problemine dönüatürülmeui ve iüteiciı d«vı-e ö.telliklorinin tam olarak elde edllükisidir. İaıi i;ilem benzetici, kolay uygulanabilir olması ve karmaşık prublem •nodillci-i gurektinuoesii, bunlara ilavu olarak da pratikte öşellikle VLSI tasarımında uygulanarı bU- yöntem olması nedeniyle, tasarımı probleminde kull^nilimictir.



Şekil-1. Basamaklı empedana dönüştürücü.

2. ISIL İSUEM BENZKİMİ YÖNEMİ

Isıl işlem benzetimi yöntemi 1933 yılı.Ua Kirkpatrick, Gelatt vo Vecohi LaraluJan önerilmiştir /2/. Isıl işlem bensctiui yöntemi raotgele arama temeline dayanan bir global araştırma yöntemidir. Yöntemin un öneBili özelliimi, ele alınan fonksiyonu azaltan girdilerle birlikte arttıran bajj. girdileri de kontrollü bir biçimde kâbullemesidir. Isıl işlem benzetirui yöntemi sıcaklık adı verilen ve T ile gösterilen bir parametre ile kontrol edilir. Isıl ialum süreci, başlangıç sıcaklığı To, fonkeiyon başlangıç değeri ve bu delere karşılık gelun başlangıç değışken vektörü ile b;çlatılır. Daha sonra değışkenler tanım usayı:ıda sı-a ile rastgele hareket ettirilir ve her hareket sonunda fonksiyonun yeni d^geri hesaplanılır. Bir xast<ic-le hareket son^Ala fonksiyonun değeriindeki değışme AE ye bakılır ve eğer AE<0 ise rastgele hareket kabul edilir. Aksi halde bu hareket P=exp(-•if/T) olasılığının aıfır ile bir arasında elde edilen rastgele bir öayıdan büyük olması durumunda kabul edilir. Eu şekildo sadece fonksiyonu asaltan girdiler defil, arttıran bazı girdiler de kontrollü bir şelfilde kabul edilmiş olunur. Isıl ioltsn benzetiminde fonksiyonu arttıran girdilin-in kontrolü, ardışık iyile^tinre yöttemleru.in en önemli eksikliği olan lokal tıkanmalara bir çözüm getirmiş olur. EM yünt JS;ti rastgele arama temeline dayiuuuası taniiu usayındoki global minimumun (ya da makf-iiumun) bulunmasını mümkün kılar.

3. BASAHAKU EMPEDAN5 CüNL«TÜRİXX) TASARIMI

Tasarımın Öncü,

$$E(x) - T(x) = \frac{1}{K} \frac{r_0}{(1 - r_0^2)^{1/2}} \quad (D)$$

$E(x)$ amaç fonksiyonunun deleri $x(x)$ deftioken parantele alınıp ısıll işlem benze-
timi yöntemi il« müimim yapılmaya
çalışılmıştır. Burada $Tn(x)$ birinci mer-
tebe ve n.der»jeden Qıobychev polinomunu göter-
»ektedir. Ayrıca, (1) bağıntısında
 $r_0 = (*-1)/(*+1)$, $n' = r_0^{*} / \sqrt{1 - r_0^{*2}}$ eşitlik-
leri geçerlidir. Daha sımra iatenen kesirael
baud genişliğinden yararlanılarak hesaplanan
 $k = (2+w)/(2-w)$ değeri $1: k < «^*$ koşulunu
sağlamalıdır. Burada $k = \arccos((3-jc)/(1 + x))$
eşitliği geçerlidir. Hesaplanan k değeri
kullanılarak,

$$F(m, t) = \arccos((1 + m)/x - m) -$$

$$\arccos(-(1 + m)/x - m) \quad (2)$$

aatç fonksiyonundan m ($-1 < m < 1$,
 $m = (x-1)/(x+1)$) ve t değerleri hesaplanır.
Burada $x = (1+m)/t$ eşitlili kullanılır, m ve t
değerlerini hesaplamak için amaç fonksiy-
onunun değeri minimum yapılmaya çalışılır.
Basamaklı empedans dönüştürücünün eleman-
larının ilgilenilen frekans bandındaki
zincir matrislerinin çarpımından elde edilen
toplam zincir matrisinin elemanlarından
yararlanılarak, giriş yansıtma katsayısı
hesaplanır ve

$$E[z, \theta] = r^2(z, e) = \frac{h^2}{r} \frac{((\cos e, *m)/t)}{(1 + h^2 \frac{2}{T} ((\cos e, *m)/t))} \quad (3)$$

bağıntısında basamaklı empedans uydurucu
devresi için $f(z)$ hata fonksiyonunu mini-
mum yapacak en uygun karakteristik empedans
değerleri ($Z_1, i=1, 2, \dots, 2n$) ısıll işlem benze-
timi yöntemi ile belirlenir. Yukarıdaki
bağıntıda,

$$\frac{\theta(f, d)}{2} = \frac{\arccos((-m)}{2 - u} \quad (4)$$

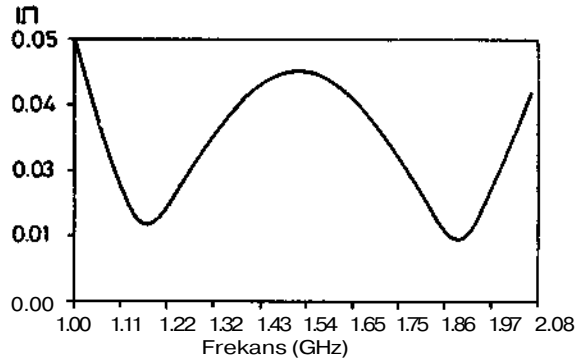
$$\frac{\arccos(f * L)}{Y} = \frac{2 \arccos(t - m)}{2 - w} \quad (5)$$

eşitlikleri geçerlidir.

örnek olarak $n=2, F=2, Z<=2f$ olun, $w=.7$, $r_0=0.00$
alınarak hesaplanan empedans Jeğeri
Tablo-1. de verilmiş, ayrıca empedans
dönüştürücüto yansıtma karakteristiği de
çizdir ilmiç tir. Öekil-2. Kuli^uuL-ı UJ
yöntemin bilgisayar destekli tasarim için
kolay uygulanabilir bir yöntem i.lirk.sj. ve
itstene devre-e özeli ili lerim Uua oiarak
voimesi, çok elemanlı ba^unaklı em>-xanb
uydurucu devresinin bilgisayar deftekiL
tasarımına uygun bir çözüm getiirtikuüii-
Ayrıca, bu yöntemle tasarlanan dönüytCuvicü
devreler, küple transmisyon hatlı yünlü
kuplörler, üç kapılı güç bölücüler ve
basamaklı haiTDonik filtreler gibi üjler
mikrodalga devre'elerinin sentezinde pri.>otip
filtreler ola'ak kullanılabilirler.

Tablo-1. Tasarında kullanılan değerler
ve sonuçlar.

Z_1 (Ohm) = 29.68	Z_2 (Ohm) = 32.67
Z_3 (aım) = 40.46	Z_4 (Ohm) = 43.64
$m = .1471461$	$t = .5719446$
$h = .05006$	$w = 0.7$
$r = 0.05$	$R = 2$
$Z_0 = 25$	$8(f_0) = 2.331$



Şekil-2. Empödanö dönüftürücü;ün
yanıtma kai'ak t>.ris LUI I .

REFERANSLAR

- /1/ Kozlov, S., A New Approach
to the Synthesis of Microwave
Resonators, Int. J.
Electronics, IJS-64, 6, 1938.
- /2/ Katkin, S., Gelatt, C.D.,
Voevodin, M.P., Optimisation by
Simulated Annealing, Science, 20,
4W3, 1933.