

ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ^{II} 14, ULUSAL KONGRESİ^{I I VI}

16 - 22 EVLÜL İZMİR 1 • DEÜ

2

EMO • TÜBİTAK • DEÜ

Ö N S Ö Z

Dokuz Eylül Üniversitesi Mühendislik Mimarlık Fakültesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü, TMMOB Elektrik Mühendisleri Odası ve Türkiye Bilimsel ve Teknik Araştırma Kurumu'nun işbirliği ile 16-22 Eylül 1981 tarihleri arasında düzenlenen Elektrik Mühendisliği 4. Ulusal Kongresine hoşgeldiniz.

Üç paralel oturum halinde D.E.Ü. Rektörlük binası anılerinde gerçekleştirilecek 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, İşaretleme, Biomedikal ve Enstrümantasyon, Elektromanyetik Alanlar, Mikrodalga ve Antenler ile Eğitim konuları ise ikinci ciltte yer almıştır.

İlk duyurularını bir yıl önce yaptığımız kongremize 299 adet bildiri iletilmiş, Bilim Kurulu bunlardan 277'sini kabul etmiş, 22 adet bildiri özetini inceleme ve değerlendirme için göndermiştir. 64 adet bildiri basıma verildiği tarihe kadar elimize ulaşmadığı için Kongre Bildirileri kitabında yer almamıştır.

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

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

Kongremizde Elektrik Mühendisliği Eğitimi ve Elektronik Teknolojisi konularında sorunların tartışılacağı, çözümler ve önerilerin geliştirileceği, ilgili kurum ve 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 amacıyla 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 diliyorum, hazırlık çalışmalarımız:-) ozonla katkı koyar, değerli Bilim Kurulu, Danışma Kurulu, Yürütme Kurulu ve Sosyal Kurul üyeler.» ile emeği seçen tüm arkadaşlarıma destek ve katkıları için teşekkür ediyorum.

Prof. Dr. Kemal ÖZMEHMET

Yürütme Kurulu Başkanı

ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ
4. ULUSAL KONGRESİ
19-22 EYLÜL 1991
DEO REKTÖRLÜK BİNASI - İZMİR

DÜZENLEYEN KURULUŞLAR

- . TMMOB ELEKTRİK MÜHENDİSLERİ ODASI
- . DOKUZ EYLÜL ÜNİVERSİTESİ ELEKTRİK ve ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ BÖLÜMÜ
- . TÜBİTAK

YÜRÜTME KURULU

K. Raal ÖZMEHMET (Prof. Dr. - Başkan)
Nihat ÖZGOL (EMO - Koordinatör)
Teoman ALPTÜRK (IMMOB - EMO Başkanı)
Canan TOKER (Pıçf. Dr. - ODİÜ - TÜBİTAK)
3ü)a BAYINDIR (Doç. Dr. - DEÜ)
Macit MUTAF (EMO İzmir Şubesi)
Sedat GÜLSEN (EMO İzmir Şubesi)
M. Mehmet KUNTALP (Araş. Gör. - DEÜ)

DANIŞMA KURULU

Ülker AİAĞ (EMO)	Atilia OKYAR (EMO-ADANA)	Emel ÇELİK (EMO-ANKARA)
İlhan ATAL (EMO-ADANA)	Vuolat ÇZTOPÇU (EMO-ANKARA)	Emir DİKMEÇ (EMO-ANKARA)
Emir DİKMEÇ (EMO-ADANA)	M. İbrahim ÖZYAR (EMO-ANKARA)	Emir DİKMEÇ (EMO-ANKARA)
Emir DİKMEÇ (EMO-ADANA)	Mihaiem SAYIN (EMO-ANKARA)	Emir DİKMEÇ (EMO-ANKARA)
Emir DİKMEÇ (EMO-ADANA)	Harun Ç. ÇRŞKALCI (EMO-ANKARA)	Emir DİKMEÇ (EMO-ANKARA)
Orhan ERYOL (EMO-ADANA)	Necini UYAR (EMO-ANKARA)	Emir DİKMEÇ (EMO-ANKARA)
Aykut ÖZSAR (EMO-ADANA)	Cengiz GÜNDOĞLU (EMO-ANKARA)	Emir DİKMEÇ (EMO-ANKARA)
Cihan İLKES (EMO-ADANA)	Turhan TUNALI (EMO-ANKARA)	Emir DİKMEÇ (EMO-ANKARA)
Aydın KAVRAN (EMO-ADANA)		Emir DİKMEÇ (EMO-ANKARA)

BİLİM KURULU

A. İbrahim ATALAR (Prof. Dr. - İLKENT)	Erol KOCAÖZLA (Prof. Dr. - DEÜ)	Y. Doç. Dr. - DEÜ
S. İbrahim İZMİR (Prof. Dr. - DEÜ)	Tarık ÖZANÇ (Prof. Dr. - DEÜ)	Y. Doç. Dr. - DEÜ
A. İbrahim İZMİR (Prof. Dr. - DEÜ)	Emrah ÖZGÖN (Prof. Dr. - DEÜ)	Y. Doç. Dr. - DEÜ
Y. Doç. Dr. - DEÜ	Kadri ÖZÇALDIRAN (Prof. Dr. - DEÜ)	Y. Doç. Dr. - DEÜ
Y. Doç. Dr. - DEÜ	Merjani ÖZMEHMÜT (Prof. Dr. - DEÜ)	Y. Doç. Dr. - DEÜ
Müthimer ERMEÇ (Doç. Dr. - ODTÜ)	Osmavi SEVİ (Prof. Dr. - DEÜ)	Y. Doç. Dr. - DEÜ
Bülent F. TAN (Prof. Dr. - ODTÜ)	Mete SEVERCAK (Prof. Dr. - DEÜ)	Y. Doç. Dr. - DEÜ
Mu. ta fa. Ç. ÇZALP (Y. Doç. Dr. - DEÜ)	Ö. Soysal (Prof. Dr. - DEÜ)	Y. Doç. Dr. - DEÜ
Av. İ. Ç. ÇZALP (EMO)	Ne. m. LTANYOLAÇ (Prof. Dr. - DEÜ)	Y. Doç. Dr. - DEÜ
Harun ÇELİK (Prof. Dr. - ODTÜ)	Turhan TUNALI (EMO)	Y. Doç. Dr. - DEÜ
G. İ. Ç. ÇZALP (EMO)	Erginer UNGAN (Prof. Dr. - DEÜ)	Y. Doç. Dr. - DEÜ
Kemal İHALICI (Prof. Dr. - DEÜ)	Yıldırım ÜÇTÜ-3 (Prof. Dr. - DEÜ)	Y. Doç. Dr. - DEÜ
Emir HARMANCI (Prof. Dr. - DEÜ)	Zafer ÜNVER (Prof. Dr. - DEÜ)	Y. Doç. Dr. - DEÜ
Altun. K. Ç. ÇZALP (Prof. Dr. - ODTÜ)	Birgül YAZGAN (Prof. Dr. - DEÜ)	Y. Doç. Dr. - DEÜ
M. İ. Ç. ÇZALP (Prof. Dr. - TÜBİTAK)	Erdem YAZGAN (Prof. Dr. - DEÜ)	Y. Doç. Dr. - DEÜ
Ö. Ç. ÇZALP (Y. Doç. Dr. - DEÜ)	Mel. K. YÜCEL (Prof. Dr. - DEÜ)	Y. Doç. Dr. - DEÜ
İ. İ. Ç. ÇZALP (Y. Doç. Dr. - DEÜ)	Nusret YÜKEELER (Prof. Dr. - DEÜ)	Y. Doç. Dr. - DEÜ

SOSYAL KURUL

Macit MUTAF (EMO)	Birsen MALKOÇ (EMO)
Rıfca KOLAY (EMO)	Gülderen YARIM (EMO)

Not: Danışma Kurulu ve Bilim Kurulu alfabetik olarak dikilmiştir.

4. Ulusal Kongre 4/2-1

sayfa (377-420)

BİLDİRİLER

K. Güney

Ei-ciyes Univ., Muh. Fak., Elektronik Bölümü, Kayseri

ÖZET

Elektriksel olarak kalın dikdörtgen mikroşerit antenlerin rezonans frekansını hesaplamak için, literatürdeki ifadelerden farklı yeni bir ifade elde edilmiştir. Elde edilen bu ifadenin teorik sonuçları, literatürde elde edilen teorik ve deneysel sonuçlarla karşılaştırılmıştır. Deneysel sonuçlarla mukayese edildiğinde, bu çalışmada elde edilen rezonans frekansı ifadesinin teorik sonuçlarının diğer çalışmalarda elde edilen rezonans frekansı ifadelerinin teorik sonuçlarından daha iyi olduğu görülmüştür.

1. Giriş

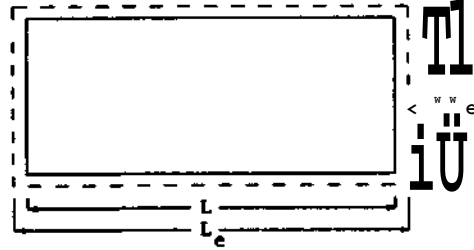
Elektriksel olarak ince dikdörtgen mikroşerit antenlerin ($h/X \ll 0.02$, burada h dielektrik tabanın yüksekliği, x dielektrik tabandaki dalga boyudur) en büyük dezavantajlarından biri, dar band genişliğine sahip olmalarıdır. Bu tür antenlerin band genişliğini artırmak için kullanılacak tekniklerden biri, dielektrik taban kalınlığını artırmaktır. Ancak literatürdeki dikdörtgen mikroşerit antenlerin rezonans frekansını hesaplayan ifadelerin çoğu, yalnız elektriksel olarak ince dikdörtgen mikroşerit antenler için geçerlidir /1/-/8/. Elektriksel olarak kalın dikdörtgen mikroşerit antenler için, bu referanslarda elde edilen rezonans frekans ifadeleri kullanılırsa, ölçülen rezonans frekans değerleri ile teorik rezonans frekans değerleri arasında büyük farklılıklar ortaya çıkmaktadır /9/-/12/. Bu sebepten dolayı bu çalışmada, elektriksel olarak kalın dikdörtgen mikroşerit antenler için, deney sonuçları /12/ ile çok iyi bir uyumluluk içinde olan yeni bir rezonans frekansı ifadesi elde edilmiştir.

2. Analiz

Şekil-1'de gösterilen, yama uzunluğu L ve genişliği v olan dikdörtgen mikroşerit antenin rezonans frekansı aşağıdaki şekilde ifade edilebilir.

$$f_{mn} = \frac{c}{2(\epsilon_e)^{1/2}} \sqrt{(m/L_e)^2 + (n/W_e)^2} \quad (1)$$

Burada, c boşluktaki ışık hızı, ϵ_e efektif dielektrik sabiti. W_e ve L_e kenar alanlarda depolanan enerjiyi hesaba dahil eden efektif boyutlardır.



Şekil-1. Dikdörtgen mikroşerit anten geometrisi.

Hakim TM_{10} modu için denklem (1)'den.

$$f_{10} = \frac{c}{2(\epsilon_e)^{1/2} L_e} \quad (2)$$

elde edilir. (2) denkleminde ϵ_e için, aşağıdaki denklem kullanılabilir /13/.

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + \frac{10h}{w} \right]^{-ab} \quad (3)$$

Burada,

$$a = 1 + \frac{1}{49} \ln \left\{ \frac{(W/h)^4 + W^2 / (52h)^2}{(V/h)^4 + 0.432} \right\}$$

$$+ \frac{1}{18.7} \left(\gg \frac{r_{I_1}}{18.7h} \right) \quad (4)$$

$$b = 0.564 \left[\frac{f_{mn} \cdot 9}{\epsilon_r + 3} \right]^{0.053} \quad (5)$$

ile verilir. Denklem (3)'de ϵ_r dielektrik tabana ait relative dielektrik sabitidir. (2) denkleminde L_e ,

$$L_e = L + 2AL \quad (6)$$

ile ifade edilebilir. Burada, AL kenar uzamasıdır. AL için, referans /14/'de yapılan çalışmadan faydalanılarak elde edilen aşağıdaki denklemler kullanılabilir.

$$\frac{L}{h} = \frac{k_0 h (184.6614 - 1.1475 \epsilon_r + 8.5 k_0 h)}{18\epsilon_r} \quad (7)$$

$$L = \frac{21.4075 - 1.35 \epsilon_r}{18\epsilon_r}, \quad hA < 0.11 \text{ için } (8)$$

$$\frac{L}{h} = \frac{k_0 h (61.062 - 0.3315 \epsilon_r + 8.5 k_0 h)}{5.2\epsilon_r} \quad (9)$$

$$L = \frac{6.8955 - 0.39 \epsilon_r}{5.2\epsilon_r}, \quad h/X > 0.11 \text{ için } (10)$$

Burada,

$$\lambda_0 = 2.08U \sqrt{\epsilon_r}, \quad k_0 = 2\pi/\lambda_0 \quad (9)$$

$$\xi = 1 + 10.85 k_0 h + 8.5 k_0^2 h^2 \quad (10)$$

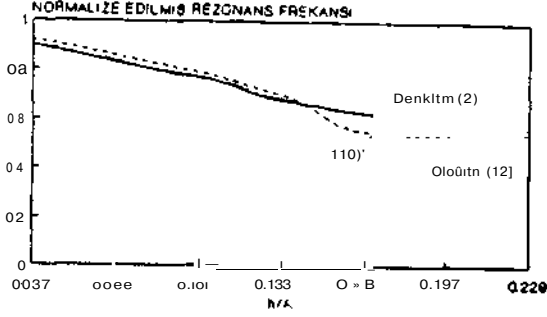
ile verilir ve λ_0 boşluktaki dalgâ boyu, k_0 ise boşluktaki dalga sayısıdır.

Böylece elektriksel olarak kâdrlp dikdörtgen mikroserit antenler için rezonans frekansı ifadesi, (3)-(10) denklemlerinin (2) denkleminde yerine konulmasıyla elde edilir. Literatürde bu konuda yapılan çalışmalarda elde edilen teorik sonuçlar /9/-/10/, referans /12/'de elde edilen deneysel sonuçlarla karşılaştırılmıştır. Bu sebepten dolayı bu çalışmada elde edilen teorik sonuçlar da, referans /12/'de elde edilen deneysel sonuçlarla karşılaştırılmıştır. Tablo-1, referans /12/'de farklı boyutlara sahip dikdörtgen mikroserit antenler için ölçülen normalize edilmiş rezonans frekansı sonuçlarını gösterir. Burada f_{mn} , f_0 ile normalize edilmiş ölçülen değerler ve $f_0 = 15/(L (\epsilon_r)^{1/2})$ GHz dir.

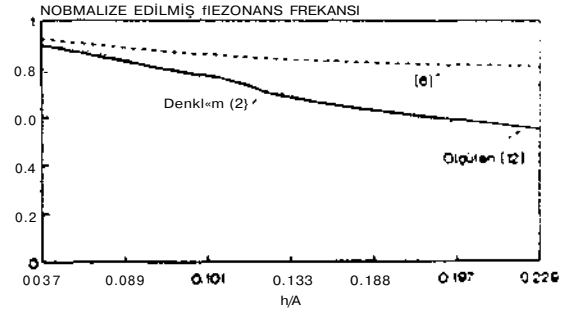
LW (cm)	L (cm)	h/λ ₀	f ₀ (GHz)	f _{mn}
5.70	3.80	0.037	2.586	0.893
4.55	3.0	0.04	3.222	0.7
2.91	1.93	0.068	5.039	0.94
1.95	1.30	0.094	7.159	0.73
1.7	1.1	0.110	8.934	0.76
0.4	0.90	0.125	10.919	0.70
1.2	0.80	0.141	12.284	0.673
1.05	0.70	0.148	14.039	0.651
0.90	0.60	0.166	16.379	0.626
1.7	1.1	0.229	8.934	0.529

Tablo-1. Farklı boyutlara sahip dikdörtgen mikroserit antenler için ölçülen normalize edilmiş rezonans frekansları /12/. $h/\lambda_0 = 0.037$ ve $h/\lambda_0 > 2.31$ dir (Tablodaki sonuç değerleri için $h = 0.9b/2$ cm dir).

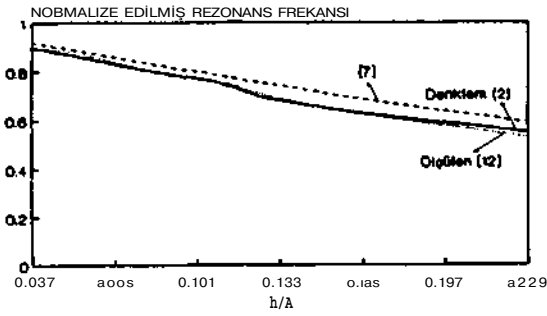
Şekil-1 /12/'de K=16'j katları olan grafiklerde, referans /12/'de elde edilen sonuçlar ile karşılaştırılmıştır. Rezonans frekansı sonuçları için, bu çalışmada (3)-(10) denklemlerinin (2) denkleminde yerine konulmasıyla elde edilen f_0 ile normalize edilmiş teorik rezonans frekansı sonuçları ve /3/-/6/-/7/, /10/ referanslarında elde edilen f_0 ile karşılaştırılmıştır. Deneysel sonuçları ile mukayese edilmiştir. Bu çalışmada elde edilen teorik sonuçların literatürdeki diğer çalışmalarda elde edilen teorik sonuçlardan daha iyi olduğu bütün şekillerden açıkça görülmektedir.



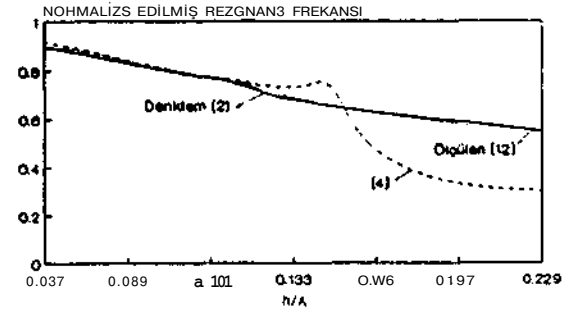
Şekil-2. Hesaplanan ve ölçülen normalize edilmiş rezonans frekanslarının, h/λ oranı ile değişimi.



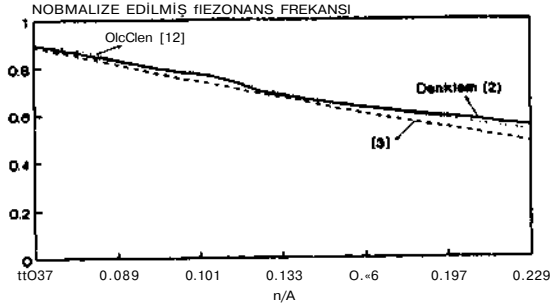
Şekil-5. Hesaplanan ve ölçülen normalize edilmiş rezonans frekanslarının, h/λ oranı ile değişimi.



Şekil-3. Hesaplanan ve ölçülen normalize edilmiş rezonans frekanslarının, h/λ oranı ile değişimi.



Şekil-6. Hesaplanan ve ölçülen normalize edilmiş rezonans frekanslarının, h/λ oranı ile değişimi.



Şekil-4. Hesaplanan ve ölçülen normalize edilmiş rezonans frekanslarının, h/λ oranı ile değişimi.

3. Sonuçlar

Elektriksel olarak kalın dikdörtgen mikroşerit antenlerin rezonans frekansını hesaplamak için, literatürdeki ifadelerden farklı yeni bir ifade elde edilmiştir. Deneysel sonuçlarla mukayese edildiğinde, bu çalışmada elde edilen rezonans frekansı ifadesinin teorik sonuçlarının diğer çalışmalarda elde edilen rezonans frekansı ifadelerinin teorik sonuçlarından daha iyi olduğu görülmüştür.

Kaynaklar

/I/ Derneryd, A.G., Linearly Polarized Microstrip Antennas, IEEE Trans.

- Antennas Propagat., Vol. AP-24, No. 6. pp. 846-850. 1976.
- /2/ Derneryd, A.G., and Lind, A.G., Extended Analysis of Rectangular Microstrip Resonators Antennas, IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. AP-27, No. 6, pp. 846-849, 1979.
- /3/ James, J.R., Hail, P.S., and Wood, C., Microstrip Antennas-Theory and Design, Stevenage, UK. Peregrinus Ltd.. 1981.
- /4/ Carver, K.R., Practical Analytical Techniques for The Microstrip Antenna, Proc. Workshop on Printed Circuit Antennas, New Mexico State University, Oct. 1979. pp. 7.1-7.20.
- /5/ Martin, N.M., Improved Cavity Model Parameters for Calculation of Resonant Frequency of Rectangular Microstrip Antennas, Electronic Lett.. Vol. 24, No. 11, pp. 680-681. May 1988.
- /6/ Sengupta, D.L., Approximate Expression for the Resonant Frequency of a Rectangular Patch Antenna, Electronic Lett.. 1983. Vol. 19, No. 20, pp. 834-835.
- III Hammerstad, E.O., Equations for Microstrip Circuit Design, Proc. 5th European Micro. Conf.. Hamburg, Sept. 1975. pp. 268-272.
- /7/ Oang, XU, On The Resonant Frequencies of Microstrip Antennas, IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. 37, No. 2, 1989, pp. 245-247.
- /8/ Jirg, R., and Long, S.A., Resonant frequency of Electrically Thick Rectangular Microstrip Antennas, Electronic Letters, Vol. 23, No. 21, pp. 1149-1150, Oct. 1987.
- /9/ Veng, C.C., Qinghuo, L., Resonant Frequency of a Rectangular Microstrip Patch, IEEE Trans. on Antennas and Propagat., Vol. 36, No. 8, 1988. pp. 1045-1056.
- /10/ Dearnley, R.V., Barel, A.R.F., A Comparison of Models to Determine The Resonant Frequencies of a Rectangular Microstrip Antenna, IEEE Trans. on Antennas and Propagat., Vol. 37, No. 1. January 1989, pp. 114-118.
- /11/ Chang, E., Long, S.A., and Richards, W.F., An Experimental Investigation of Electrically Thick Rectangular Microstrip Antennas, IEEE Trans. on Antennas and Propagat., Vol. AP-34. No. 6, June 1986, pp. 767-772.
- /12/ Hanunerstad, E., and Jensen, O. Accurate Models for Microstrip Computer-Aided Design, 1980 IEEE MTT-S Int. Microwave symp. Digest, Washington, 1980, pp. 407-409.
- /13/ Gogoi, A., and Gupta, K.C., Viener-Hopf Computation of Edge Admittances for Microstrip Patch Radiators, AEU, 1982, 36, pp. 247-251.

Ali Toker

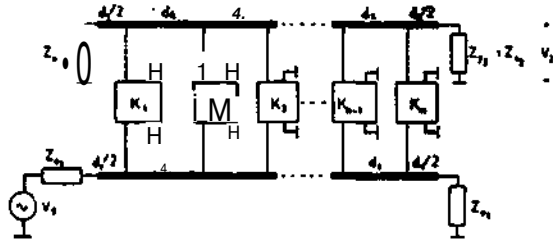
İ.T.B. Elektrik - Elektronik Fakültesi
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü, 80626, İstanbul

ÖZET

Yarıiletken teknolojisindeki gelişmelerin sonucu olarak daha geniş bantlı kuvvetlendiricilerin gerçekleştirilebilmesi, dağılmış parametrelî kuvvetlendiricilerin üst kesim frekanslarını da GLL'ler bölgesine çekmiş, bu nedenle toplu parametrelî geciktirici hatların yerini dağılmış parametrelî elemanlar, yani çeşitli türden transmisyon hatları almıştır. Bu çalışmada dağılmış parametrelî kuvvetlendiricilerde giriş ve çıkış geciktirici hatlarının durumu ele alınmış ve kuvvetlendirici tasarımında kullanılabilir bağıntıların geçerlilik bölgesi bir örnek üzerindeki sayısal çözümlerden yararlanılarak gösterilmeye çalışılmıştır.

1. GİRİŞ

Yarıiletken akım kontrol elemanlarını yüksek frekans performanslarının gelişen teknolojiye paralel olarak artması, dağılmış parametrelî kuvvetlendiricilerin giriş ve çıkış geciktirici hatlarının gerçekleştirilmesinde toplu parametrelî elemanların kullanılabilmesini söz konusu olmaktan çıkarmış ve genellikle mikroşerit hatlar gündeme gelmiştir. /1/-/3/.



Şekil-1. Dağılmış parametrelî kuvvetlendiricinin genel şekli.

Bu yapıdaki bir kuvvetlendiricinin genel şekli Şekil-1 'de verilmiştir. Geciktirici eleman olarak mikroşerit hatlar veya başka tür transmisyon hatlarının kullanılması halinde, bu hatlar kazanç hücrelerinin giriş ve çıkış admitansları ile periyodik olarak yüklenmektedirler.

Bu çalışmada ilk olarak, kazanç hücrelerinin giriş ve çıkış iletkenlikleri hat karakteristik empedan-

sına göre çok küçük kabul edilmiş ve geciktirici hatlar sadece giriş ve çıkış kapasiteleri ile periyodik olarak yüklenmiş biçimde ele alınarak yarı n-luğan periyodik yapının önemli büyüklükleri elde edilmek istenmiştir /5/.

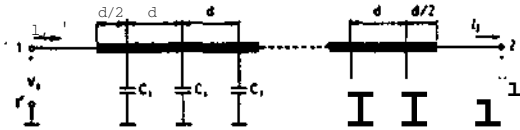
Bütün yarıiletken akım kontrol elemanlarının giriş iletkenlikleri artan çalışma frekansı ile hı/Kı büyüdüğü için, giriş hattını yükleyerek zayıflama ya neden olmakta ve sonuç olarak kuvvetlendiricinin bant genişliği sınırlanarak beklenenin altında kalmaktadır. Bu açıdan bilhassa bipolar tranzistorlu kazanç hücreleri önemli problemler çıkarmaktadırlar. Benzer etkiler alan etkili tranzistorlu kuvvetlendiricilerde de görülmektedir. Sonuçta yukarıda bahsedilen etkiler, hatları periyodik yükleyen yapının paralel R-C devresi biçiminde ele alınmasıyla modelleme yoluna gidilmiştir.

2. BİR HATTIN KAPASİTİF PERİYODİK YÜKLENMESİ

Kazanç hücresi olarak kullanılan iki kapılıların giriş ve çıkış admitanslarının reel kısımları aşağıdaki şartları sağlarsa, geciktirici hatların sadece kapasitif olarak yüklenmeleri kabul edilebilir.

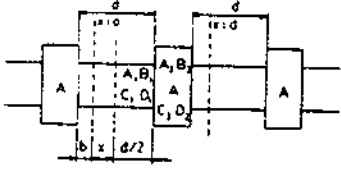
$$\frac{1}{R_e \{Y_i\}} \gg R_{Q1} \quad \frac{1}{R_e \{Y_o\}} \gg R_{Q2} \quad (1)$$

Burada $Z_{Q1} = R_{Q1}$, $Z_{Q2} = R_{Q2}$ çıkış hatlarının karakteristik empedanslarıdır. Periyodik yüklenmenin saf kapasitif olması hali Şekil-2'de görülmektedir.



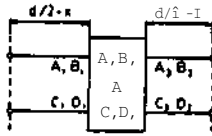
Şekil-2. Saf kapasitif olarak periyodik yüklenmiş mikroşerit hat.

Periyodik yapıyı incelerken d/2 uzunluğundaki hat parçalarını ve periyodik olarak hattı yükleyen devreyi birer iki kapılı olarak ele alırsanız Şekil-3'deki gibi bir yapı ortaya çıkar.



Şekil-4. Periyodik olarak tekrarlanan ve kaskat bağıllı iki kapılılarla gösterilen yapı.

bu periyodik yapının bir x mesafesindeki kesiti ele alınarak, toplam periyodik yapının parametreleri üç adet artarda bağlanmış iki kapılının kaskat (Alıcı) parametrelerinin çarpımından bulunabilir.



Şekil-4. Periyodik olarak tekrarlanan ve kaskat bağıllı iki kapılılarla gösterilen yapı.

0 halde böyle bir hücrenin kaskat parametreleri

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_3 & B_3 \\ C_3 & D_3 \end{bmatrix} \quad (2)$$

şeklinde hesaplanabilir. $d/2+x$ ve $d/2-x$ uzunluklarındaki hat parçalarının kaskat parametreleri hat bağıntılarından kolaylıkla bulunabilir.

$$\begin{aligned} A_1 &= D_1 = \cosh(Y \cdot (d/2+x)) \\ B_1 &= Z_0 \sinh(Y \cdot (d/2+x)) \\ C_1 &= (1/Z_0) \sinh(Y \cdot (d/2+x)) \end{aligned} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} A_2 &= D_2 = \cosh(Y \cdot (d/2-x)) \\ B_2 &= Z_0 \sinh(Y \cdot (d/2-x)) \\ C_2 &= (1/Z_0) \sinh(Y \cdot (d/2-x)) \end{aligned} \quad (4)$$

Z_0 : Hattın karakteristik empedansı
 Y : Propagasyon sabiti.

2 no'lu iki kapılı ise Şekil-5'deki gibi hatta paralel durumdaki kazanç hücrelerinin giriş veya çıkış admıtanlarıdır. Bu iki kapılının kaskat parametreleri :

$$A_2 = D_2 = 1, \quad R_2 = 0, \quad C_2 = Y_x = 1/Z_0 \quad (5)$$

(2) bağıntısından yeni oluşan yapının kaskat parametreleri hesaplanır ve bunlar yardımıyla yapının Z_{op} karakteristik empedansı ile Y_p propagasyon sabiti için aşağıdaki bağıntılar bulunur.

$$Z_{op} \Big|_{x=0} = Z_0^2 \frac{E + F}{E + C} \quad (6)$$

$$E = 2Z_0 \cosh(Y \cdot d/2) \sinh(Y \cdot d/2)$$

$$F = (Z_0^2/Z_1) \sinh^2(Y \cdot d/2)$$

$$C = (Z_0^2/Z_1) \cosh^2(Y \cdot d/2)$$

$$\cosh(Y \cdot d) \cosh(Y \cdot d) + \frac{Z_0}{Z_1} \sinh(Y \cdot d)$$

Fir mikroserit "at i^{-1} :-

$$Z_{op} = Z_0 \frac{E + F}{E + C}$$

ve saf kapasite' yükleme için $Y_1 = j \omega C$

bağıntısı

$$\cosh[(a_p + jB_p)d] = \cos(\beta d) - j R_0 C \sin(\beta d)$$

$$\sinh(a_p d) \sin(\beta d) = 0 \quad (11)$$

gibi iki reel bağıntıya dönüşür.

$$|\cos(\beta d) - j R_0 C \sin(\beta d)| < 1 \quad (12)$$

şartı saftlanırsa $0 < \beta d < \pi$ aralığında $\beta d = \pi$ şart altında (10) bağıntısı

$$\cos(\beta d) = \cos(\beta d) - j R_0 C \sin(\beta d) \quad (11)$$

halini alır. $d < 0,5$ için trigonometrik ifadelerin seri açılımlarında 2. mertebeden daha yüksek mertebeli terimler ihmal edilebilir. Sonuç olarak:

$$B_p \approx \omega C \quad (13)$$

ve $x=0$ da karakteristik empedans

$$Z_{op} \Big|_{x=0} = Z_0 \frac{\sin(\beta d) - 0,5 R_0 C j (1 - \cos(\beta d))}{\sin(\beta d) + 0,5 R_0 C j (1 + \cos(\beta d))} \quad (14)$$

$0d \ll 1$ şartını sağlayan kısa hatlar için

$$Z_{op} \Big|_{x=0} \approx \sqrt{\frac{L}{C + C_j/d}} \quad (15)$$

halini alır ve hat distorsiyonsuz hat davranışını gösterir.

W_j periyodik yüklenmiş hattın geçirme Lmıdır; ω : sınırları tayin etmekte olup, dafıcılralı* p.r.-ı: el-reli kuvvetlendiririnin ω kesira frek.msına ω , $\omega < \omega_c$ yük olmalıdır, ω_j açısıl frekans :

$$\cos(\omega_j / \sqrt{LZ} \cdot d) = \frac{1}{2} R_0 C j \sin(\omega_j / \sqrt{LZ} \cdot d) \approx -j \cdot p$$

bağıntısından hesaplanabilir.

3. HATTIN PARALEL R - C F.İ.FMA.\LARIVİ.\ Lİ-İ İVO>İ İ OLARAK YÜKLENMESİ

Kuvvetlendirici hücrelerin giriş ve çıkışı, iletkenlikleri (1) deki şartları sağlamazlarsa Y_j açılışını paralel L-C devresi biçiminde almak .«r-kir. Uygulamada bilhassa giriş empedansı bal-i-nı;:- dan bu duruma sık rastlanır. $Y^{\wedge} = G_j + j \omega C_j$

rak 2. bölümdeki işlenler tekrarlanırsa Y_1 , Y_2 (11) yerine $(R_j \gg R_0$ için):

$$\cos(a_p d) \cos(\beta_p d) = \cos(\beta d) - \frac{1}{2} R_0 C j \sin(\beta d) \approx \cos(\beta d)$$

$\sinh(a_p d) \sin(\beta_p d) = -\frac{1}{2} R_0 C j \sin(\beta d)$ elde edilir. Kısa hatlar ($0d \ll 1$) için bu b. .1"t 11.11

$$r_n d \approx \sqrt{\frac{L}{C}}$$

$$r_n \approx \sqrt{\frac{L}{C + C_j/d}}$$

ile (1A) ve (1B) ifadeleri ile belirtir: r_n olur.

/4/ Toker, A., Bipolar Transistorlu Dağılımış Parametreli Kuvvetlendiricilerde Yeni Olanaklar, Doktora Tezi, İ.T.Ü., 1086.

/5/ Harvey, A.F., Periodic and Guiding Structures at Microwave Frequencies, IRE Trans. Microwave Theory and Tech. vol. MTT-8, pp.30-61, January 1960.

ÖZET

Bu çalışmada bir çeşit kapalı düzlemsel elektromanyetik iletim hattının yayılım sabiti ve empedansı hesaplanıyor. Fourier Bölgesinde (F.B.) elde edilen alan denklemlerine iletim hattı modeli kurularak Galerkin tekniği kullanılarak yüzey şerit akımları bulunur.

1. GİRİŞ

Fourier Bölgesi analizinde, iki boyutlu sınır değer problemleri tek boyuta indirger. Dalga kılavuzlarının analitik incelenmesi buna bir örnektir. Türev denklemlerinin (t.d.) bir derece sadeleşmesi, modelleme yapabilme ve karakteristik parametreleri doğrudan doğruya F.B:de hesaplayabilme imkanı verir.

2. İLETİM HATTI MODELLEMESİ

Yapı standart bir dalga klavuzu veya benzer bir muhafaza içine yerleştirilmiş, her iki yüzeyinde - aynı ofsetle asimetrik konumda- sıfır dirençli sıfır kalınlıkta-metal şeritler bulunan bir dielektrik tabakadan oluşuyor. Ortanı doğrusal ve kayıpsız. (Şekil-1)

Elektromanyetik alan bileşenleri, Maxwell'in türev denklem setinden çıkarılan y yönüne göre 2. derece t.d.'i sağlarlar. x yönünde bir Fourier Dönüşümü (F.D.) şu şekilde yapılabilir:

$$c_n = \tilde{\Psi}(k_n) = \int_{-T/2}^{T/2} \Psi(x) e^{jk_n x} dx \quad (1)$$

$$\Psi(x) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n e^{jk_n x} \quad (2)$$

F.B. değişkeni $k_n = 2n\pi/T$; $n:0, \pm 1, \pm 2, \dots$ $T=4a$ aralığında, herhangi bir alan bileşeni olan H^* fonksiyonu, x'e göre x=0'da tek yada çift simetri gösterir, k_n 'in bu şekilde seçimi ileten duvarlarda sınır koşullarının sağlanabilmesi içindir. Asıl

geometriyi simetrik hale getirmek üzere Fourier uzatması yapılır. (2)'deki ters dönüşümün seri şeklinde olması x yönündeki sonluluktan dolayıdır. \hat{x}, \hat{y} 'ye göre değişim jenci haliyle:

$$M(x,y,z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \tilde{\Psi}(k_n, y) e^{-jk_n x} e^{-\tilde{\gamma} z} \quad (3)$$

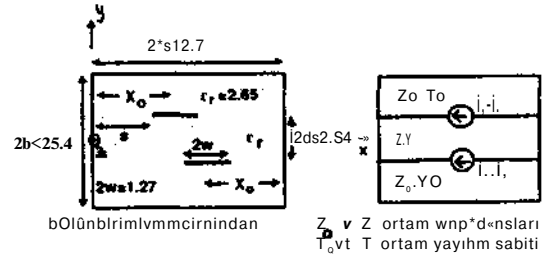
$$k_t^2 - \tilde{\gamma}^2 = k_n^2 + P^2 \quad (4)$$

Burada P yapıdaki yayılım sabitidir. F.D. sonrası alan türev denklemleri şu hale gelir:

$$\begin{aligned} \frac{\partial \tilde{E}_t}{\partial y} &= j\omega\epsilon_0(1 - k_t^2/k^2)(\tilde{H}_t \times \hat{a}_y) \\ -\tilde{\text{div}}_t / 3y &= j\omega\epsilon_0(1 - k_t^2/k^2) \langle S_t \times \hat{a}_y \rangle + \tilde{J}_t \times \hat{a}_y \\ \tilde{J}_t &= \tilde{J}_t \end{aligned} \quad (5)$$

$$k = \omega \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}^{1/2}, \omega = 2\pi f, f: \text{frekans}$$

\tilde{E} : elektrik alan, \tilde{H} : manyetik alan. $\langle \tilde{J}_t \rangle$ yüzey akımları ve t: xy-düzlemi. Bu denklemler TK-y >yıdık manyetik alanlar ve TM-y (y'ye dik elektrik alanlar) modlarına ayrıştırıldıklarında standart iletim hattı ifadelerine benzer duruma gelirler. Böylece voltaj-akım çözümleri, elektrik-manyetik alan için de kullanılabilir.



Şekil - 1

$$\tilde{\gamma}^2 = P^2 + k_n^2 - k^2$$

Sonuçta, metal şeritlerin bulunduğu yüzeydeki tejjet elektrik alanlarla bu yüzey akımlar arasında bir matris denklemleri elde edilir.

$$[\tilde{J}_t] = [\tilde{Z}] [\tilde{E}] \quad (7)$$

$$\text{ve } [\tilde{J}_t] = [\hat{J}_x \hat{J}_z]^T, [\tilde{E}] = [\hat{e}_x \hat{e}_z]^T$$

$\hat{J}_x, \hat{J}_z, \hat{Q}_x$, öz ve \tilde{Z} matrisindeki $|S|$ bilinmeyenler. Bundan sonrası için sayısal bir yöntem olan Galerkin yaklaşımı kullanılır.

3. SAYISAL ÇÖZÜM

1. Yayılım sabiti:

Şerit üzerindeki akımı dağılımları, konar koşullarını sağlayan, doğrusal, bağımsız ve analitik fonksiyonların ağırlıklı toplamıyla gösterilebilir. Düzeltilmiş trigonometrik fonksiyonlar taban olarak seçilebilir. [2]:

$$j_x(x) = \sum_{p=1}^P a_p \sin \left[\frac{(p-1)\pi}{2} (1+x/w) / (w^2 - x^2)^{1/2} \right] \quad (8)$$

$$j_z(x) = \sum_{q=1}^Q b_q \cos \left[\frac{(q-1)\pi}{2} (1+x/w) / (w^2 - x^2)^{1/2} \right] \quad (9)$$

a_p ve b_q bilinmeyen katsayılar.

Galerkin yaklaşımı gereği, (7)'nin her iki yanının tabanla aynı olan test fonksiyonlarıyla iç çarpımı alınır. Parseval kuramına göre :

$$\frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} e_i(x) j_i(x) dx = S e_j(k_n) j_i(k_n) = 0, \quad i: |x, z| \quad (10)$$

(7) homojen bir denklem seti olur. Sıfır olmayan çözümler için matris determinanı sıfıra eşitlenir. Yayılım sabiti determinantın kökleridir. Özvektör çözümü ise akım fonksiyonlarının katsayılarıdır.

2. Empedans

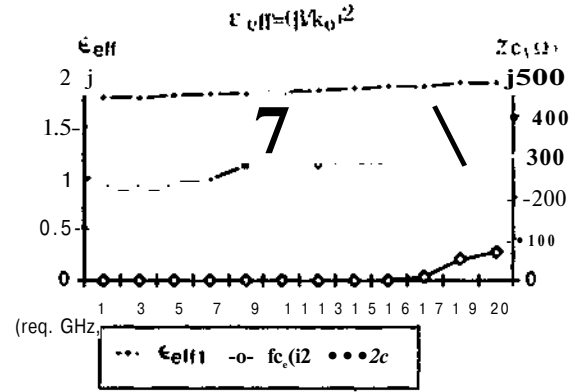
Yapının empedansı, toplam güç akışıyla akımlar arasındaki ilişki olarak tanımlanabilir :

$$Z_c = 2P_{av} / |I|^2 \quad (11)$$

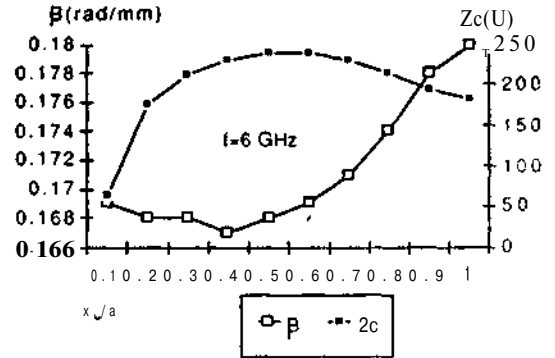
$$\begin{aligned} & 2a, 2b \\ & = \int_0^L \int_0^L \mathbf{J} \cdot \mathbf{J}^* - \mathbf{K}_x \mathbf{H}_x - \mathbf{K}_y \mathbf{H}_y - \mathbf{K}_z \mathbf{H}_z \, ds \, d\mathbf{r} \\ & 2b \sim \\ & = \text{Re} \int_0^L \int_0^L \mathbf{J} \cdot \mathbf{J}^* - \mathbf{H}_x \mathbf{H}_x^* - \mathbf{H}_y \mathbf{H}_y^* - \mathbf{H}_z \mathbf{H}_z^* \, dy \, dx \end{aligned}$$

Parseval eşitliğinden faydalanılarak K.l.'dr güç, alanlar dolayısıyla akımlar cinsinden hesaplanabilir.

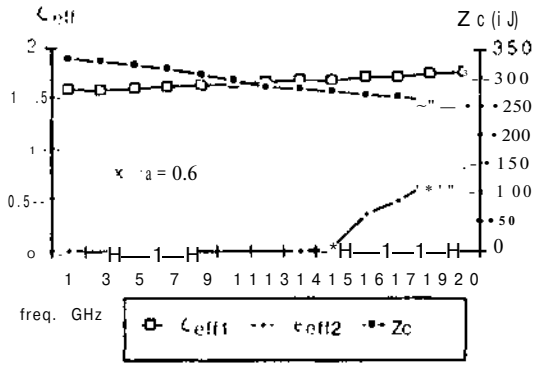
Şekil-2.a,b ve Şekil-3.a,b 'de ters fazlı ve aynı fazlı akımlarla beslenen yapının frekansa ve şerit aralığına bağlı değişimleri gösteriliyor.



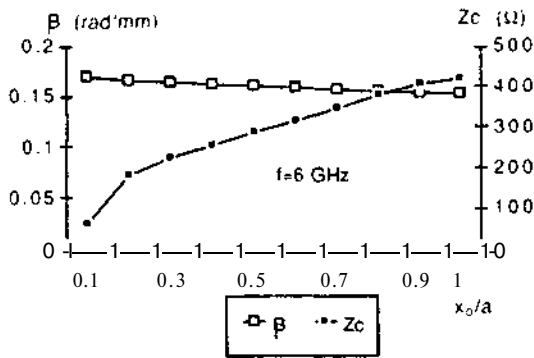
Şekil -2.a



Şekil -2.b



Şekil-3.a



Şekil-3.b

4. SONUÇ

Kapalı düzlemsel iletim hattının yayılım sabiti ve empedans gibi parametrelerinin belirlenmesinde Fourier Bölgesinde analiz kullanılabilir. İletim hattı modeli kurmak analitik işlemleri sistematik ve kısa bir yoldan geçiriyor. Sayısal yöntem olarak seçilen Galerkin tekniği ise (Least Mean Square) özelliğinden dolayı hatayı azaltıyor. Ayrıca açılım fonksiyonlarının gerçek akını dağılımlarına yakın seçilmesi çözüm doğruluğunu arttırıyor ve matris derecesi azalıyor. Elde edilen değerler diğer sayısal yöntemlerle kıyaslandığında bata oranı $7 < 0.01$ çıkıyor, $\beta/4A$

5. REFERANSLAR

IV Marcuvitz, N., Schwingcr, J., On the Representation of the Electric and Magnetic Fields Introduced by Currents and Discontinuities in

NVavi'guides. (JiMurnal of Applied Phy-ii-.. \ul ··> iH1.(i, pp sdf;-s1;>. i);")].

'2' H11al. iv. KiHil. S.K. Analysis. 1)c>1.1:n m1 Application of Fin I.ino. Arlech ilm:r-t'. 1 it>7.

II' Itoh, I., Miltra, K., A Technique for Computing Dispersion Characteristics of Shielded Micro-strip Lines, IKKK \T\ pp S<ü-Si)8. OCIOIHM · KITI.

At' Rhal, I.-J., Bhartia, W, Characteristua ^ MI' Inhomogeneous Broadside Coupled Striplines. !K!\! MIT, vol.2S, no. «. pp 5'J9-r>:i;'). .lune 1S)V

ÖZET

Bu çalışmada kama yapısı için literatürde tanımlanmış olan kırınım katsayıları ifadeleri kullanılarak, alçak irtifa radar sistemlerinde çevre geometrisine dayalı olarak radarların hedef algılama yüksekliği incelenmiştir. Küresel dalga gelisi için sac lun alan, gelen ve yansıyan alanların toplamı olarak elde edilmiş ve çeşitli kama açıları için ışınma örüntüleri çizdirilmiştir. Orüntü yayılma faktörü F tanımlanmış ve toprak düzleminin varlığında iki kamadan saçılma için hesaplanmıştır. Ondört farklı ışın kullanılarak geometri ve sistem parametrelerinin etkisi ır/ıştırılmıştır.

1.Giriş

Şekil 1 de görülen geometri ve Huygens kutuplanmasına sahip bir kaynak için ışınma örüntüsü şöyle tanımlanır:

$$E_{\theta}(6) : /2(m+1)\sin^m \theta u[8-n] \quad (1)$$

Uzak alan için genlik terimleri

$$s \approx s_R \approx s_R' \approx R \quad (2)$$

olarak alınabilir. Uzak alan faz terimleriyle

$$R = s_R - 2s' \sin(\theta') \sin(\theta) \quad (3)$$

$$S = s_R + \cos(\theta + \theta') \quad (4)$$

$$s_R' = s_R - 2s' [\sin \theta' \sin \theta - \sin(WA + \theta') \sin(WA + \theta)] \quad (5)$$

blçininde yazılabilir.

Kırınım alan

$$E^d(P) = E_{\theta}(9) D_{\theta} \exp\{-jks' [1 + \cos(\theta + \theta')]\} / \sqrt{s'} \quad (6)$$

olarak elde edilir /1/-/2/.



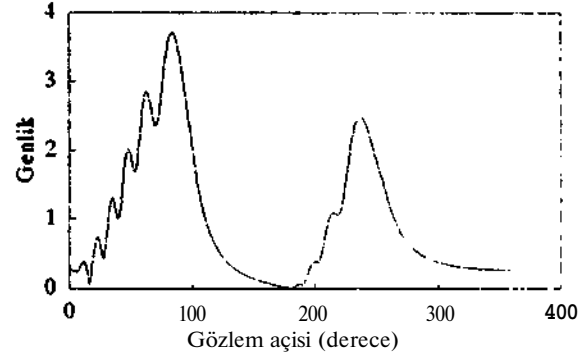
Şekil 1. Kama yapısı için uzak alan yaklaşımı

Toplam alan aşağıdaki gibi yazılabilir:

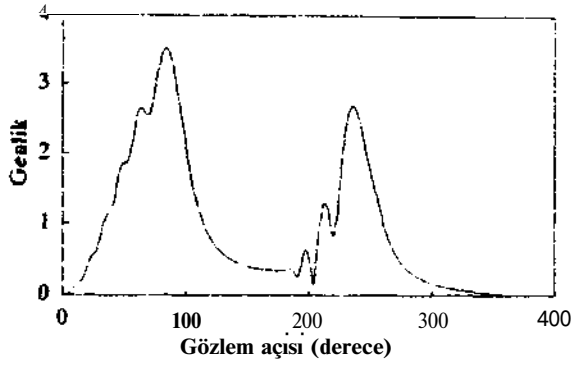
$$E^d(P) = E^i(P)u[(\pi + \theta') - \theta] + E^r_1(P)u[(\pi - \theta') - \theta] + E^r_2(P)u[(2-n)\theta - (\theta - \theta')]u[0 - (WA + n - \theta')] + E^d(P) \quad (7)$$

Burada $E^i(P)$ gelen alanı, $E^r_1(P)$ kamadan $s = 0$ yüzeyinden yansıyan alanı, $E^r_2(P)$ ise kamadan $0 = nn$ yüzeyinden yansıyan alanı göstermektedir. $E^d(P)$ kama açısının $JdA^{n-\theta}$ olması durumunda hesaba katılmaktadır.

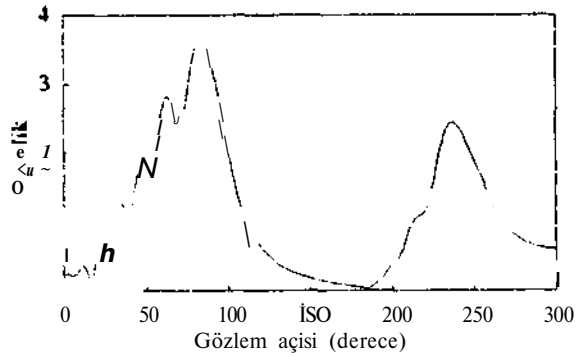
Kama açısının çeşitli değerleri için E-düzlemi ve H-düzlemi ışınma örüntüleri Şekil 2-Şekil 7 de görülmektedir. Bütün şekillerde $m=4$, dalgaboyu $\lambda=0.03m$ (frekans=10 GHz), $s'=51$, kaynak açısı $\theta'=75$ derece alınmıştır. Toplam alan gölge ve yansıma sınırlarında süreklidir. H-düzlemi toplam alan $WA < \theta - \theta'$ için $0=0$ ve $0=nn$ yüzeylerinde sıfırdır; $WA > \theta - \theta'$ içinse $0=nn$ yüzeyinden olan yansıma nedeniyle, $0=nn$ yüzeyinde sıfırdan farklıdır (Şekil 7). E-düzlemi toplam alan ise $0=0$ ve $0=nn$ yüzeylerinde sıfırdan farklı değerler almaktadır.



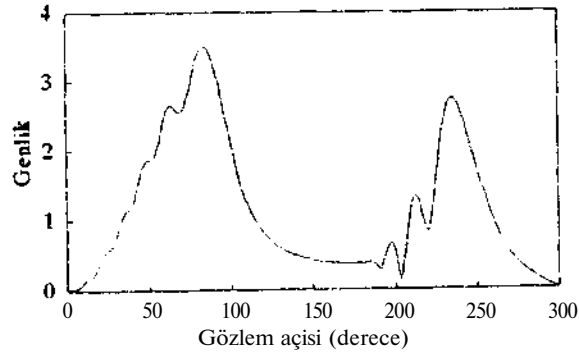
Şekil 2 E-düzlemi toplama alanı için WA=0 derece



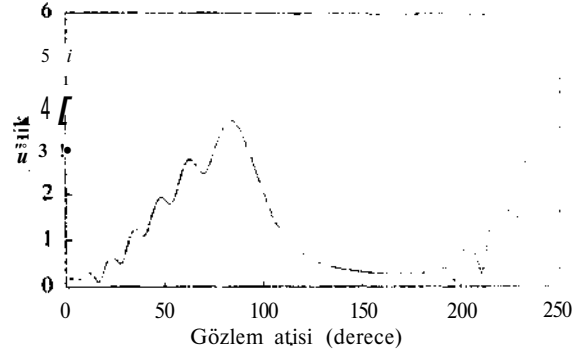
Şekil 3 H-düzlemi toplam alan WA=0 derece



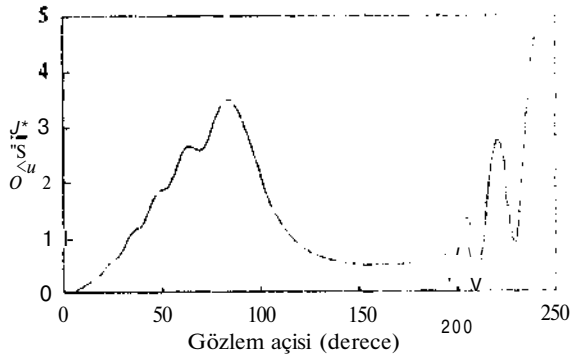
Şekil 4 t-düzlemi toplam alan WA=60 derece



Şekil 5 H-düzlemi toplam alan WA=60 derece



Şekil 6 E-düzlemi toplam alan WA=120 derece



Şekil 7 H-düzlemi toplam alan WA=120 derece

2. Örüntü Yayılma Faktörü

Atmosferin ve yeryüzünün neden olduğu yayılma etkileri örüntü yayılma faktörü F ile gözonun alınır. F verici antenin bruntusunü ve yayılma etkilerini hesaba katar. örüntü yayılma faktörü, hedefteki elektrik alanın, serbest uzayda vt anten ısın ekseninde hedefte oluşacak c'lar, elektrik alana oranı olarak tanımlanır /3/:

$$F = |E/E_0| \quad (6)$$

Burada E_0 , verilen bir noktada, serbest uzay koşullarında anten bu noktaya yönlendirildiğinde oluşan alandır. E ise sö:konusu noktada araştırılan alandır.

Karşılıklılık ilkesi gereğince radardan hedefe ve hedeften radara olan örüntü yayılma faktörleri birbirine eşittir. Dolayısıyla yayılma etkilerini içeren radar denklemi

$$P_r = \frac{P_t A G}{(4\pi)^2 R^4} \sigma F^4 \quad (9)$$

biçiminde yazılabilir. Burada P_r radar antenin algıladığı güç, P_t radar verici y<-izv, A radar antenin açıklık alanı, G radar antenin kazancı, σ engel geri saçma alanı olarak tanımlanmaktadır.

Serbest uzayda çalışıldığında $F=1$ alınır. Bu koşulda radarın algılama yapabileceği maksimum uzaklık

$$R_{\max-su} = [PtAG \sigma / (16\pi^2 Pr_{\min})]^{1/4} \quad (10)$$

ile verilir. Burada Pr_{\min} radarın algılayabileceği minimum güçtür. Çalışma engelli bir arazi üzerinden yapıldığında, radarın maksimum algılama uzaklığı azalacaktır:

$$R_{\max} = F R_{\max-su} \quad (11)$$

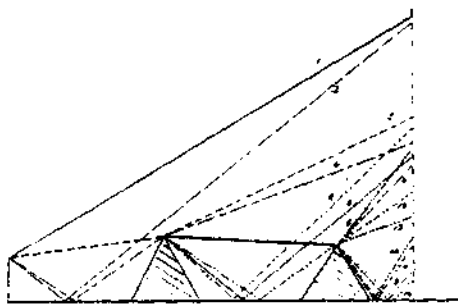
Engellerin varlığında R_{\max} uzaklısındaki bir hedefin sezilebilmesi için gerekli olan minimum F değeri

$$F_{\min} = R_{\max} / R_{\max-su} \quad (12)$$

biçiminde yazılabilir. Radara uzaklığı R_{\max} olan bir hedefin üzerinde hesaplanan F değeri F_{\min} değerinden büyük olduğunda radar hedefi sezilebilir.

3. Bir örnek Profil üzerinde Hedef Tesbiti

Şekil 8 de görülen geometride h_0 radar antenin yüksekliğini, h_1 birinci kama yüksekliğini, h_2 ikinci kama yüksekliğini, h_r hedef yüksekliğini, d_1 radar anteni ile birinci kama arasındaki uzaklığı, d_2 iki kama arasındaki uzaklığı, d_3 ikinci kama ile hedef arasındaki uzaklığı, WA_1 birinci kamanın iç açısını, WA_2 ikinci kamanın iç açısını simgelemektedir.



Şekil 8. F 'in bulunmasında kullanılan ışınlar.

Şekil 8 de verilen geometri için aşağıdaki ondört ışını kullanarak F 'i ve hedefin sezilebileceği minimum yüksekliği hesaplayan bir bilgisayar programı yazılmıştır /4/: direkt ışın, yansıyan ışın, kırınan ışın, yansıyan-kırınan ışın, kırınan-kırınan ışın, kırınan-yansıyan ışın, yansıyan-kırınan-kırınan ışın, yansıyan-kırınan-yansıyan ışın, kırınan-kırınan-yansıyan ışın, kırınan-yansıyan-kırınan ışın, kırınan-yansıyan-kırınan-yansıyan ışın, yansıyan-kırınan-yansıyan-kırınan ışın, kırınan-yansıyan-kırınan-yansıyan ışın, yansıyan-kırınan-yansıyan-kırınan-yansıyan ışın, kırınan-yansıyan-kırınan-yansıyan-kırınan ışın.

Şekil 8 için örnek model parametreleri aşağıdaki gibi verilsin: $h_0=30m$, $h_1=100m$, $h_2=50m$, $d_1=20km$, $d_2=20km$, $d_3=20km$, $f_r=10GHz$, $WA_1=WA_2=0$ derece. Radara ilişkin parametreler de şöyle olsun: radar vericisinin çıkış gücü $P_t=20kWatt$, radar antenin kazancı $G=70dB$, radar antenin açıklığı $A=10m^2$, engel geri sağma alanı $\sigma=30m^2$, radarın algılayabileceği minimum giriş gücü $Pr_{\min}=750.527pW$. Bu değerler için (10) eşitliğinden $R_{\max-su} \approx 150km$ bulunur. $R_{\max} = d_1+d_2+d_3=60km$ olduğundan, radarın 60 km uzaklıktaki hedefi algılayabilmesi için gerekli minimum F değeri

$$F_{\min} = R_{\max} / R_{\max-su} = -7.95dB$$

olarak bulunur. Ondört ışını kullanarak hesaplanan F değeri F_{\min} değerini aştığında radar hedefi sezilebilmektedir. Şimdi model ve sistem parametrelerinin radarın sezme yüksekliğine olan etkisini inceleyelim.

a) Uzaklık parametrelerinin sezme yüksekliğine etkisi

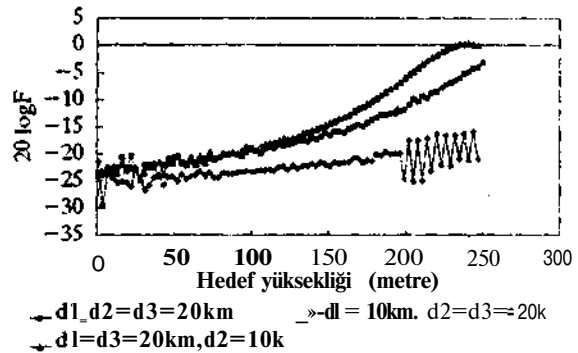
Şekil 8 de verilen geometride radar hedefi yerden 221m yükseklikte iken sezmeye başlamaktadır. Tüm parametreler aynı kalmak koşuluyla $d_1=10km$ alındığında (birinci engel radar yaklaştığında) radarın görüş alanı kapandığından, hedef 0-250m aralığında sezilememektedir. Engeller birbirine yaklaştırıldığında ($d_2=10km$ alındığında) hedef yerden 192m yükseklikte sezilebilmektedir (Şekil 9).

b) Anten yüksekliğinin sezme yüksekliğine etkisi

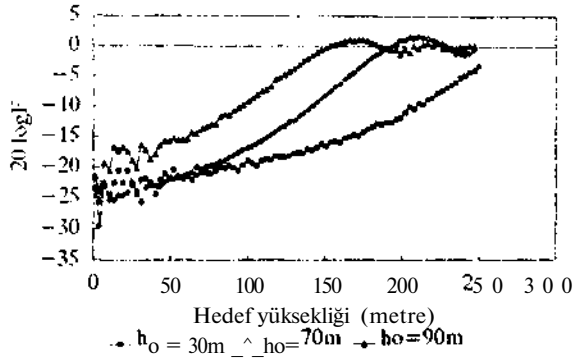
Radar antenin yüksekliği 30m iken 221m de sezilebilen hedef, anten yüksekliği 70m'ye çıkarıldığında 154m de, anten yüksekliği 90m'ye çıkarıldığında 108m de sezilebilmektedir (Şekil 10).

c) Radar frekansının sezme yüksekliğine etkisi

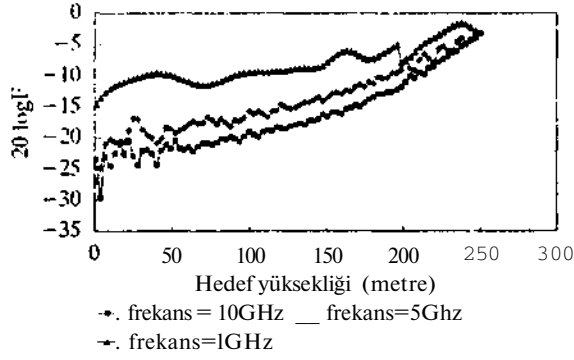
10GHz de 221m de sezilebilen hedef, 5GHz de 202m de, 1GHz de 152m de sezilebilmektedir (Şekil 11).



Şekil 9. Uzaklık parametrelerinin etkisi



Şekil 10. Anten yüksekliğinin etkisi



Şekil 11. Radar frekansının etkisi

4. Referanslar

- /1/ KOUYOUMJIAN, R. G. and PATHAK, P. H., "A Uniform Geometrical Theory of Diffraction for an Edge in a Perfectly Conducting Surface," Proc. IEEE, vol.62, pp.1448-1461, Nov. 1974.
- /2/ LUEBBERS, R. J., "Propagation Prediction for Hilly Terrain Using GTD Wedge Diffraction," IEEE Trans. Antennas Propagat. vol.AP-32, pp.051-955, Sept. 1984.
- /3/ MEEKS, M. L., Radar Propagation at Low Altitudes: Artech House, Inc, 1982.
- /4/ AFACAN, E., Kama Biçimli Engellerden Saçılmanın Modellenmesi: Yüksek Lisans tezi, H.U., Ankara 1990.

<S HİRODALGA KUVVETLENDİRİCİLİKİN GÜÇLÜ FAKTÖRÜ VE GİRİŞ VSMK'İKA GÖRE MAKSİMUM KAZANÇ FÖRKLASYONU İÇİN YENİ BİR TASARIM YÖNTEMİ:

Naçit Güneş Fil 12 Güne s"

ADAM ELEKTRONİK LİHİTED. Alendafi Cad. Jüpiter Apt., No:476 ,81260, Ümraniye-İSTANBU

•TıLSZZ UBİVKKSİTBS1. Mühendislik Fakültesi, EleK-tronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü, 60670, Has lak-İSTANBUL

azıt

•u çalışmada düşük gürültülü, düşük VSWR lı bir mikrodalga kuvvetlendiricisi için bir grafik tasarım yöntemi sunulmaktadır; bu yöntemde bütün tasarım informasyonu giriş empedans düzleminde yer almaktadır. Bilineer transformasyonlara gereksinim sonucu olarak, bütün tasarım parametreleri, merkez ve yarıçapları giriş empedans düzleminde yer alan dairelerle temsil edilebilmektedir. Verilen bir gürültü faktörü ve giriş VSWR çifti için, elde edilebilecek kararlı maksimum transdüser Kazanç ve karşılığı sırası? ve çıkışı? sonlandırmaları, grafikten analizle bulunabilir. Daha ötesi bunların analitik ifadeleri Hesaplamaları çok Hızlandırır ve gürültü faktörü, giriş VSWR , kazanç defterlerindeki değişmelerin sonuçları doğrudan gözlenebilir.

1. PROBLEHİN TASVİRİ:

Keyfi bir Z_s empedansını haiz lineer, gürültülü bir iki-kapılının gürültü faktörü, eşdeğer gürültü direnci R_n oran olarak minimum gürültü faktörü F_{min} ve optimum kaynak empedansı Z_{opt} cinsinden aşağıdaki biçimde ifade edilebilir: //

$$r = F_{min} + \frac{R_n}{|Z_{opt}|^2} \frac{|Z_s - Z_{opt}|^2}{R_s} \quad (1)$$

burada R_s=Real(Z_s)
Bir İki kapılının giriş VSWR, kaynak (Z_s) ve yük (Z[^]) empedansının aşağıda verilen fonksiyonudur. /1/

$$V_s = \frac{1 + |\Gamma_1|}{1 - |\Gamma_1|} \quad (2)$$

burada $\Gamma_1 = \frac{Z_s - Z_1}{Z_s + Z_1}$

$$Z_1 = Z_{11} - \frac{Z_{12}Z_{21}}{Z_{22} + Z_L} \quad (3)$$

dar, ve Z_{j4}, Z_{1s}, Z_{ε1}, Z_{2f} iki kapılının küçük-ışaret açık-devre parametreleridir ve I giriş yansıma katsayısıdır. Aynı iki kapılının transdüser güç kazancının kaynak, yük empedanslara ve z-parametreleri cinsinden fonksiyonu da

$$G_T = \frac{4R_sR_L Z_{21}}{|(Z_{11} + Z_s)(Z_{22} + Z_L) - Z_{12}Z_{21}|^2} \quad (4)$$

dir/1/, burada Z_s=R_s+jX_s, Z_L=R_L+jX_L dir. Problem, G_T(R_s, X_s, R[^], X^L) fonksiyonun, 5r-req " F(R_s, X_s)=0 ve 5a="lreq-^l<^s.s-L>L>=>• Fy,q. v₁r_sq sırasıyla talep edilen gürültü faktörü ve giriş VSWR olmak üzere, koşullarını sağlayan maksimum değerini ve karşı düşen Z_s=R_s+jX_s ve Z[^]=R^L+jX^L bulmak olan sınırlı bir maksimizasyon problemi olarak tasvir edilebilir. "Lagrange Çarpanları" yöntemi bilhassa bu tip "eşitlik koşullu" maksimizasyon problemi için önerilmesine karşın, E=G_T+ "X₁Ş₁+ " ?>C₂

kompozit fonksiyonun türetilmesiyle elde edilen denklemler yüksek derecen eebrik polinomlardır ve çözümün analitik ifade edilmesini güçleştirirler. Bu matematiksel yöntem yerine, çözümü bulmakta fiziksel sınırlar içinde tutarak , kaynak ve giriş düzlemindeki sabit gürültü , giriş VSWR ve kazanç dairelerine dayandırılmış geometrik bir yöntem kullanıldı ve neticesinde çözümler analitik olarak da ifade edildi.

2. KAYNAK EHPEDANS (Z_s) DÜZLEMİNDE SABİT GuRuLTU, GIRIS VSVR VE KAZANÇ DAİRELERİ:

Z_s - düzleminde, merkezi $Z_c = R_c + jX_c$, ve yarıçapı r olan genel bir daire denklemleri:

$$|Z_s|^2 - 2R_c R_s - 2X_c X_s + |Z_c|^2 - r^2 = 0 \quad (5)$$

şeklinde ifade edilebilir. Böylece, (1) i kullanarak Z_s -düzlemindeki sabit gürültü daire ailesinin denklemi:

$$|Z_s|^2 - a(R_{opt} + H)R_s - 2X_{opt}X_s + |Z_{opt}|^2 = 0 \quad (6.1)$$

şeklinde ifade edilebilir, ve burada

$$Z_{opt} = R_{opt} + jX_{opt} \\ N = (F_{req} - F_m) |Z_{opt}|^2 / 2R_n \quad (6.2)$$

olup, dairenin merkezi $Z_{cn} = R_{cn} + jX_{cn}$, yarıçapı r_n de sırasıyla $Z_{cn} = R_{opt} + N + jX_{opt}$, $r_n = \sqrt{2R_n(F_{req} - F_m)}$ olarak Benzer şekilde (2) ve (4) ü kullanarak sabit VSVR ve kazanç daire aileleri, sırasıyla, aşağıdaki şekilde verilebilir:

$$|Z_s|^2 - 2R_s \frac{1 + |S_1|^2}{|1 - S_1|^2} R_s + 2X_1 X_s + |Z_1|^2 = 0 \quad (7)$$

$$|Z_s|^2 - 2(C/G_T - R_1)R_s + 2X_1 X_s + |Z_1|^2 = 0 \quad (6.1)$$

$$\text{Burada } C = 2R_k |g_1|^2 / |z_{22} + z_L|^2 \quad (8. Z)$$

Bu dairelerin merkez ve yarıçapları, ki sırasıyla $Z_{cp} = R_{cp} + jX_{cp}$, $Z_{cv} = r_{cv} + jX_{cv}$ ve r_p , r_v gösterilecektir, (5) Kullanılarak kolaylıkla tayin edilebilir. (7) ve (8.1) den VSVR ve kazanç dairelerinin merkezleri X_A imajiner ekseninden hemen anlaşılabilir. $R_{cp} = r_{cv}$ olduğunda $r_p = r_v$ olduğu kolayca gösterilebilir, ve sonuçta sözkonusu VSVR ye karşı düşen maksimum Kazanç

$$G_T = \frac{|z_{12}|^2}{|z_{22} + z_L|^2} \frac{R_L}{R_1} (1 - |S_1|^2) \quad (8.3)$$

olarak bulunur, ve pek tabii bu Kazanç sağlayan Z_s sözkonusu VSVR dairesi üzerinde yer almaktadır. Böylece Z_s -düzleminde sadece istenilen gürültü ve VSVR dairelerini hesaba almak yeterlidir, çünkü bu iki dairenin ortak noktaları yalnızca gürültü ve VSVR

isteklerini Karsılamayı, aynı zamanda bu istekler altında Kazanç da maksimize eder.

3. Z_s -DÜZLEMİNDE VSVR DAİRELERİNİN GuRÖLTÜ DAİRELERİNE GÖRE POZİSYONLARININ GİRTS-DÜZLEMİNDE KONTROLÜ:

(6.1) ve (7) den forulebildiği gibi n_s -düzleminde VSVR dairesi giriş empedansı vasıtasıyla yuk empedansına bağlı olarak gezinirken gürültü dairesi yer değiştirmez. Bu nedenle Z_j -düzleminde su durumlar mümkün olabilir: Bu daireler birbirlerine değmeyebilirler, teğet olabilir yada kesebilirler. Teğet pozisyonlar - ki iç ve dış olabilirler- geçiş durumları olduğundan onlar tahkik edileceklerdir ve Z_s - düzleminde genel denklemleri aşağıdadır:

$$|Z_{cn} - Z_{cv}|^2 = (r_n + r_v)^2 \quad (9)$$

Z_{cn} , Z_{cv} , r_n , r_v ifadelerini kullanarak. (9) Z_s -düzleminde daire denklemi biçiminde düzenlenebilir:

$$|Z_1|^2 - 2[(R_{opt} + N) \frac{1 + |S_1|^2}{1 - |S_1|^2} + jX_{opt} X_1 + |Z_{opt}|^2 = 0$$

$$+ (N(N + 2R_{opt})) \frac{1 - |S_1|^2}{1 - |S_1|^2} - R_1$$

$$+ 2X_{opt} X_1 + |Z_{opt}|^2 = 0 \quad (10)$$

(10) ifadesi Z_s düzleminde gürültü ve VSVR dairelerinin iki farklı defime pozisyonları nedeniyle, iki farklı Tj, Td dairelerini temsil etmektedir. Tj ve Td nin merkezlerinin ($-X_{opt}$) imajiner ekseninde yer aldıkları ve Tg nm daima Tj in içinde değmeksizin bulunduğu gösterilebilir/3/. (Şekil. 1) Z_s -düzleminde Tj ve Tg ile sınırlandırılmış bes farklı bölge Z_s - düzleminde gürültü ve VSVR dairelerinin beş farklı mteraksiyonuna karşı düşmektedir, şekil. 1 eten görülebileceği gibi i ve 5 noiu bölgeler Z_s -düzleminde gürültü ve VSVR dairelerinin, her ikisinin bir ortak noktasına karşı düşmedikleri için. bir çözüm vermezler.

4. Z_s - DÜZLEMİNDE SİHİRLİ MAKSİMUM KAZANÇIM GEOMETRİK VE ANALİTİK TAYINI VE SONLANDIRHALAR:

Bu "sınırlandırılmış" problemi geometrik

ve analitik tam çözümünü bulabilmek için (S. 3) ile verilen sabit kazanç daireleri Z_1 -düzleminde çizilir ve bu dairelerin tahkik çözümü bölgelerindeki değerleri tahkik edilir. G_p parametre olarak Z_1 -düzlemindeki daire ailesinin denklemi aşağıdaki şekilde bulunur:

$$Z_1^2 - (2r_{11}r_{22} - r_{12}^2) - \frac{G_p |z_{12}|^2}{1 - |r_{12}|^2} = \frac{R_1}{r_{22}}$$

$$- \frac{x_1}{r_{22}} - (2x_{11}r_{22} - x_{12}^2) - \frac{(x_{11}r_{11} + x_{12}^2)}{r_{22}}$$

$$+ \frac{r_{11}^2}{r_{22}} = 0$$

burada $r_{ij} = \text{Reel } Z_{ij}$, $x_{ij} = \text{imaj } (Z_{ij})$;

$$Z = Z_1 Z_2 = R + jX \quad (11)$$

(11) in mütaalasından, sadece iki-Kapılı koşulsuz Kararlıyken elde edilmesi mümkün maksimum kazanç $r_p = 0$ noktasında gerçekleştirilebileceği bulunur. Koşulsuz kararlı hal için çözümün geometrik olarak, mümkün maksimum kazanç karşı düşen giriş empedansı Z_{cgmax} pozisyonuna bağlı olduğu görülür. Z_{cgmax} J. bölgede ise, mümkün maksimum kazanç T_j dairesine teğet sabit kazanç dairesinin değerine eşittir, ve karşı düşen Z_y , geometrik mütaaladan hemen yazılabilir.

$$Z_L = \frac{r_g}{r_{t1} + r_g} = \frac{r_{t1}}{r_{t1} + r_g} = \frac{r_{t1}}{r_{t1} + r_g} = \frac{r_{t1}}{r_{t1} + r_g}$$

(12. D

bağıntısından bulunur; ve karşı düşen Z_L ve uygun Z_2 de aşağıdaki bağıntılardan elde edilir:

$$Z_L = \frac{Z_{12}^2 Z_1}{Z_{11} Z_2} = Z_{22}$$

$$Z_{22} = \frac{r_n}{r_n + r_v} (Z_{cv} + Z_{cn}) \quad (12)$$

Diğer çözüm bölgeleri için de benzer geometrik ve analitik mütaalalar yapılır.

Koşullu kararlı halde Z_1 -düzleminde, Z_2 -düzlemi kararlılık dairesinin merkezi ve yarıçapı cinsinden kazanç daireleri çizilir ki denklemi aşağıdadır/3/:

$$G_T = \frac{Z_{22} (1 - |T_{11}|^2)}{Z_1 Z_2^2} \quad (r_{11} \rightarrow Z_1 \cdot Z_{cgs}^2 / F_1)$$

Burada, r_1 ve Z_{cgs} . «irasıyla Z_{cgs} -Jüilem kararlılık dairesinin yarıçapı v_f merkezidir. Bu halde maksimum kazanç ve sonlandırmaları da, koşulsuz kararlı haldekine benzer mütaalalar sonucu elde edilir. /3/

5. TASARIM MÜTAALALARI VE SONUÇLARI

Düşük gürültülü, düşük VSWR'a sahip tranzistor Kuvvetlendirici sınıfın tasarımında genellikle su prosedür takip edilir: 1) istekleri karşılayacak tranzistorun seçimi, 2) isteklerin daha iyi gerçekleştirilebilir performans için modifiye edilmesi, 3) Sonlandırmaların tayini, 4) Uydurma blokların gerçekleştirilmesi. İlk iki madde, empedans ve VSWR'a göre maksimum kazanç konturlarının verildiği Çekil. 2'de kapsanmıştır. Bu eğriler sadece nelerin elde olduğunu göstermez, aynı zamanda tasarımcının biri diğerinin pahasına ya da yararına isteklerini yeniden düzenlenmesini sağlar.

Tasarım prosedürünün ilk iki maddesi tamamlandıktan sonra, elde edilebilecek maksimum kazanç, gürültü ve VSWR bilinir. Geometrik mütaalalardan, Z_1 ve dolayısıyla Z_2 bulunur. Sonra Z_2 düzleminde istenilen VSWR ve gürültü dairelerinin teğet ya da kesişim noktalarından Z_2 elde edilir, ya da analitik olarak bulunabilir. Son madde genellikle bilinen temel prosedür ve çalışmanın alanı dışındadır.

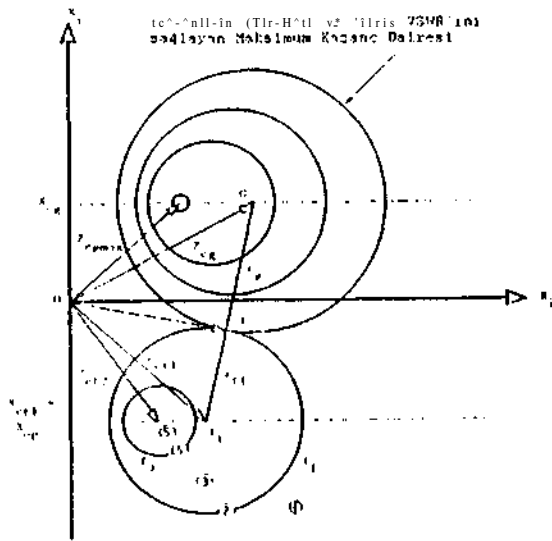
belli bir frekansta maksimum kazanç ve sonlandırmalarının VSWR, (ya da gürültü faktörü) parametre alınarak gürültü faktörüne (ya da vswr) göre değişimleri elde edilmiş ve bilgisayarla çizdirilmiştir. Bütün bu eğriler seçilen frekanslarda ayrı ayrı tamamlandıktan sonra, maksimum kazanç ve sonlandırmalarının verilen gürültü faktörü ve VSWR için frekansta göre değişimleri elde edilmiştir. Bütün bu eğri aileleri mikrodalga tranzistorların "data" sayfalarının hazırlanmasında önemli bir uygulama alanı bulabileceği ümit edilmektedir.

Gürültü faktörü ve VSWR'a göre çizdirilen maksimum kazanç Konturları, sadece düşük gürültülü bir

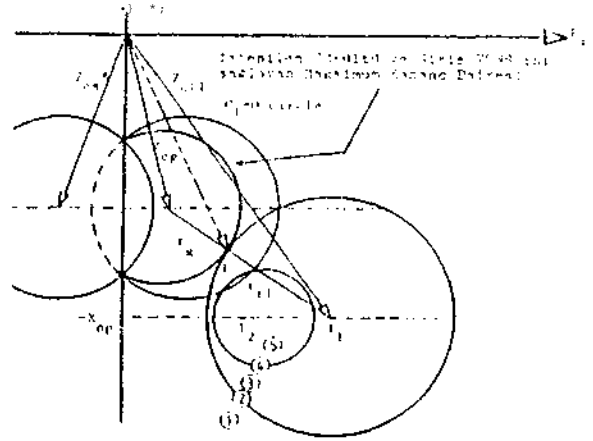
mKre-ria; fa tranzistorunun performansını dana :yı karakterize etmek için degil, aynı zamanca kullanıcıya çabuk .işarında yardım etmek ve birbirleriyle uyuşmayan kazan?, gurultu ve VSWR isteklerinden tasarımcıyı haberdar etmekte kullanılabilir. Günümüze kadar düşük gurullulu kuvvet lenetincı tasarımı uda izlenen yol, gırs VSWR serbest bırakılarak, uydurma talebim karşılamak için sirkulator ya da dengelenmiş konfigürasyon l'u l ianırken, mumlum en dusuk gurultu faktörü elde etmektir. Sirkulator kullanılıyorsa .Kaybı sistem gurultu faktörüne ilave olunur. Bundan başka MMIC lerle sirkulator ya da kuplor kullanılması, "Küçük boyut" avantajlarını büyük ölçude yok eder. Bu yöntem MMIC kuvvetlendiricinin tasarımı için "Devre Analiz Programını" basit uydurma devre tasarımlarıyla birlikte besleyecek yüksek seviyeli bir araç olarak amaçlanmıştır.

REFERANSLAR :

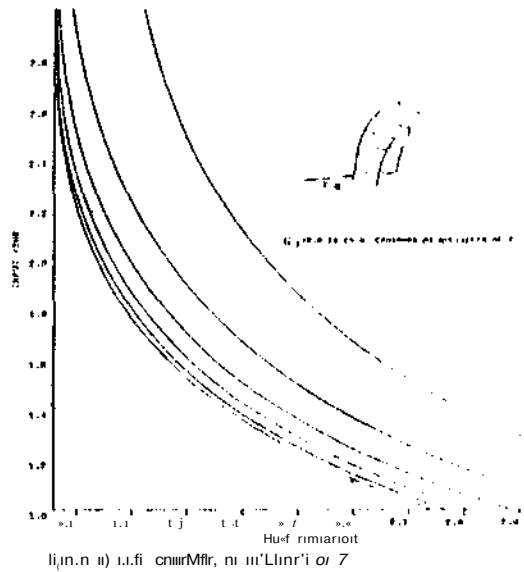
- /1/Liao, S. Y. , "Microwave Circuit Analysis and Amplifier Design" Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall 1987.
- /2/üionzales, G. , "Microwave Transistor Amplifiers", Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1964.
- /3/Güneş, H. , "The Design of Low-Noise Microwave Bipolar Transistor Amplifiers" PhD Tezi, BromiforJ ÜnWv»t«*: 1380



Sekil 1 ir.'t'inl İsrı ar'ltıflı •>. C. Irls VSWR'ını O-ir.'-ikley». Maksimum HMc Kazancı ve Kırıluluü Soılandırmaarı bulunması



Sekil 2 İstentlen 'İstentlen 'İstentlen 'İstentlen 'İstentlen 'İstentlen 'İstentlen 'İstentlen 'İstentlen 'İstentlen' (İstentlen 'İstentlen 'İstentlen 'İstentlen 'İstentlen 'İstentlen 'İstentlen 'İstentlen 'İstentlen 'İstentlen' Girls Eıopç'l'n.üimii tayini



Sekil 3 HXTR-6101 Truns İstor>ım>n 3 <İls -it Cürılla Faktörü ve Gırlı VSWRına göre Hakairaıra Güc Kazanç arks.4rı

SCHOTTKY KARIŞTIRICI DIODLARININ ÇAPRAZ KONFIGURASYONLARDA
"VURU" VE "ISIL" GÜRÜLTÜ SINIRLAMALARI

Filiz Güneş

MaJırık Maksudi

YILDIZ ÜNİVERSİTESİ, Mühendislik Fakültesi.Elektronik ve
Hasberleşine Mühendisliği Bölümü, 80670, MASLAK/İSTANBUL

CCET

Bir Schottky karıştırıcı diodunun ne kadar iyi tasarlanmış ya da fabrikasyondan çıkmış olsun, performansının alt sınırlarını, genellikle iki gürültü kaynağı tayin eder: (i) Akın taşıyıcılarının jonksiyondan birim zamanda geçiş sayılarının rastgele oluşunun sonucu "vuru" gürültüsü (ii) Diod seri direnci r_s in ısıll gürültüsü.

Bu çalışmada Schottky diodlarının, mikrodalga mühendisliğinin temel bloklarından biri olan çapraz karıştırıcılarda kullanıldığında, "vuru" ve "ısıll" gürültü faktörü, karıştırıcı tipi ve imaj frekansı sohlandırmasına bağlı formüllüze edilmiş ve daha sonra giriş sonlandırılmasına göre optimize edilmiştir.

Optimum gürültü faktörü ve giriş sonlandırılması ve uydurulmuş çıkış sonlandırılmasının yerel asilatör gücünün geniş bir değişim aralığına karşı düşen değişimleri elde edilmiş ve performanslar "iyilik" derecesine göre sıralanmışlardır.

1. GİRİŞ

Schottky karıştırıcılarının en yaygın ve kritik uygulama yerleri mikrodalga ve milimetre-dalga haberleşmesi ya da radar alıcısı ve radyometreleridir. Bu sistemlerde, hassasiyet (-sensitivity), performansın önemli özelliklerinden biridir ve sistemi oluşturan blokların iç-gürültüsünün ölçüsü kabul edilen sistem gürültü faktörü'yle tayin edilir. FRİF formülüne göre, bir alıcı sistemin gürültüsüne dominant katkı tipine bağlı olarak ön katları oluşturan RP kuvvetlendiricisi+karıştırıcı ya da Karıştırıcı • IF kuvvetlendiricisi kombinezonlarından gelmektedir. Dolayısıyla, karıştırıcının gürültü performansının önemi tartışılmaz biçimde ortadadır. Ayrıca, çapraz karıştırıcıları geometrik simetrisinin diğer karıştırıcı tiplerine göre sağladığı üstünlükleriyle, mikrodalga mühendisliğinin temel blok bloklarından biri olagelmışlerdir. Schottky diodlarında, hemen hemen bütün karıştırıcı devrelerinde, dominant gürültü kaynakları, seri r_s direncinde oluşan ısıll gürültü, jonksiyonun bir tarafından diğerine rastgele akım taşıyıcısı emisyonundan doğan vuru gürültüsüdür. GaAs'daki sıcak elektron gürültüsü ve vadi-arası saçılma gürültüsü gibi diğer etkiler, iyi tasarlanmış ya da fabrikasyona uğramamış diodlarda, veya yüksek frekanslarda (birkaç yüz GHz'lerden itibaren) dominant olabilirler. Bu çalışmada gürültü analizi, sadece ısıll ve

vuru gürültülerine dayandırılmıştır. r.k: ozt'. l,*. "p" dışında, Schottky karıştırıcı diodları x.p.p. ç: ilik davranışlarını doğru bir şekilde tasvir etmek için yeterlidir /1/.

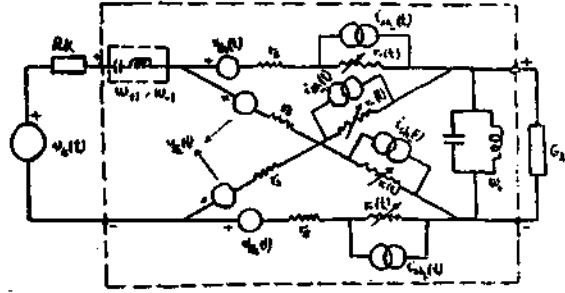
2. tÇ ESSEFLER GÜRÜLTÜ KAYNAKLARIYLA ÇAPRAZ KONFIGÜRASYON

Şekil 1-deki çapraz konfigürasyon, dört z-lar.tik Schottky diodunun fck frekanslı sinusoidal bir I-kımla pompalandıkları

$$i^{\wedge}(t) = -2 I_0 \cos \omega_p t \quad [1]$$

ve jonksiyonun üstel akım-terilim karakteristiği için

$$V_D(t) = -i_0(t) r_s + \frac{1}{\alpha} \left\{ \ln \left(\frac{i_0(t)}{I_{s0}} \right) \right\} \quad [2]$$



Şekil 1- İç Gürültü Kaynaklarıyla Birlikte Çapraz Konfigürasyon

sahip olduğu varsayılmıştır. Burada r_s diod seri direnci ve I_{s0} diod saturasyon akımıdır. Buna göre aralarında $j\omega$ radyan faz farkı olan paralel ve çapraz diod dinamik dirençleri, ki ω_p ana frekanslı Fourier serisine açılabilir - aşağıdadır [2]:

$$r_{\wedge}(t) = r_s \left(1 + \frac{2r_s}{W_{s0}} \right) = r_{s0} + \frac{r_{s0}^2}{1 + x(t) + x^*(t)} S(t) \quad [3.1]$$

$$r_{\wedge}(t) = r_s \left(1 + \frac{r_s}{W_{s0}} \right) = r_{s0} + \frac{r_{s0}^2}{1 - x(t) + x^*(t)} S(t) \quad [3.2]$$

$$\text{Burada, } i_{\omega}(t) = \frac{d v_{\omega}(t)}{d t} \Big|_{l=0}, \quad X(t) = X \cos \omega_p t.$$

$$X = I_p / 2 I_0 \text{ dir, ve} \quad (3.3)$$

Şimdi, ω_p frekanslı anahtarlama fonksiyonudur. Şimdi bir Schottky diodu gürültü davranışını belirleyen vuru ve ısı gürültü kaynaklarını karekterize edelim.

2.1. Vuru Gürültüsü

Kutuplanmış bir diodun vuru gürültüsü stasyoner beyaz gürültü olarak ele alınabilir ve bir f frekans civarındaki Δf bandı için karesel ortalaması aşağıdaki ifadeyle verilir /1/:

$$\langle I_{\omega, \Delta f}^2(t) \rangle = 2 q i_{\omega}(t) \Delta f \quad (4.1)$$

Burada i_{ω} jonksiyon akımıdır ve diod ω_p frekansında pompalandığı zaman M_n frekanslı Fourier serisi açılımıyla ifade edilebilir:

$$i_{\omega}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_n e^{jn\omega_p t}, \quad I_{-n} = I_n^* \quad (4.2)$$

(4.1) ve (4.2)den ω_p frekansıyla pompa lanan iş diodun vuru gürültü akımının geni iği ω_p ana frekansıyla modüle edilmiş beyaz Gauss gürültü akımı olarak ele alınabileceği sonucu çıkar:

$$i_{\omega, \Delta f}(t) = \left(\prod_{n=-\infty}^{\infty} i_n \right) e^{j\omega_p t} \sum_{m=-\infty}^{\infty} I_m e^{jm\omega_p t} \quad (4.3)$$

Burada, $W_m, \dots, W_n = AW$ 'dir. Karıştırıcının ω_p alçak frekans (AF) çıkışındaki gürültü gücüne katkıda bulunmadıkları için, $W_m, \dots, W_n = AW$ karışım frekansları dışındaki frekanslar hesaba katılmayabilir. Bu takdirde (4.3)

$$i_{\omega, \Delta f}(t) = \sum_m \sum_n I_m e^{j[(m+n)\omega_p + W]t} \quad (4.4)$$

ya indirgenir, I_{m+n} Thevenin eşdeğeri Şekil 1'dedir, her bir kuvazisinüsoidal bileşeni karıştırıcı tarafından frekans W_m (AF) 'ye dönüştürülerek

çıkış gürültü gücüne katkıda bulunur. Aşağıdaki Şekil 1'de, kapasite ve dış devre parametreleri (AF) 'ye akordlu ideal filtrelerle: ω_p ile, vurugürültü akımı: r ve T_e olarak belirtilmiştir. Yalnızca RF , ima_j ve (AF) bilgilendirilmiştir. ω_p gürültü gücüne dominant katkıda bulunur. $W.T.$ (4.4) kesik bir seriyle $T.C.S.$ ile b bu durum bilgisayarla da tahkik edilmiştir.

(4.4) ile verilen vuru gürültüsünün b_j ile ω_p arasındaki korelasyon özellikleri 1 ile a^* olarak tanımlanarak Van der Pol, S. M. /5/, Dragone /6/ tarafından tahkik edilmiştir. 1 ve V_i yanband frekanslarındaki 1 ve I_{ω} bileşenleri arasındaki korelasyon

$$\langle I_{\omega} I_{\omega}^* \rangle = 2 q I_{\omega} \Delta f \quad (5)$$

olduğu gösterilmiştir, burada $I_{\omega} = i_{\omega}(t)$ 'nin (4.2) ile tanımlanmış bir Fourier serisidir.

2.2. Isıl Gürültü

Her diodun aynı bir T_e sıcaklığında olduğu varsayılmış ve eşdeğer kaynak, r sabit direnç seri bir gerilim kaynağıyla temsil edilmiştir, bir f frekans civarındaki Δf aralığında karesinin istatistiksel ortalaması

$$\langle V_{\omega, \Delta f}^2 \rangle = 4 k T_e r \Delta f \quad (6)$$

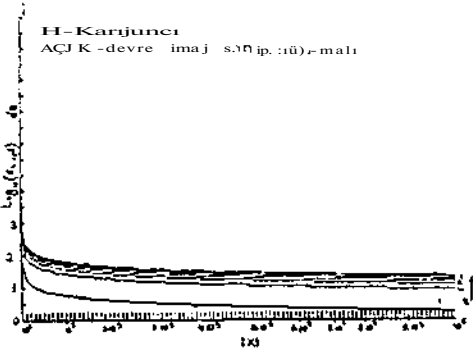
dir. r sabit olduğundan, gürültüyü oluşturan kuvazisinüsoidal bileşenler arasında korelasyon mevcut değildir; böylece her bileşenin AF frekansındaki toplam iç gürültüsüne katkısı ayrı ayrı hesaplanmalıdır.

2.3. Toplam Çıkış Gürültü Gücü

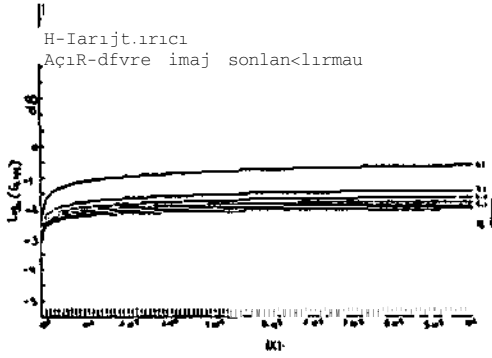
Çapraz konfigürasyondaki her diodun gürültü oluşumunun fiziksel prosesleri tamamen bağımsız olduğundan, her bir diodun çıkış gürültü gücüne katkısı ayrı ayrı hesaplanmalıdır. Böylece, devrede sadece bir diod dışındakiler gürültüsüz varsayılarak, elde edilen T_e eşdeğerde gürültü, giriş ve çıkış kısımlarında; seri aralarında terimlere sahip birer gerilim kaynağıyla temsil edilmiştir /7/. Bu eşdeğer devre kullanılarak; Z , Y , H , G gurultulu karıştırıcılar için zaman (t) domeni denklemleri kolaylıkla yazılabilmektedir ki, bu denklemler hareketle "harmonik dengeleme yöntemi" ile f ; ω ; ω_p (ω) domeni denklemleri elde edilmiştir.

3. GÜRÜLTÜLÜ ÇAPRAZ KARIŞTIRICILARIN FREQÜANS (W-) DOMENİ DENKLEMLERİ

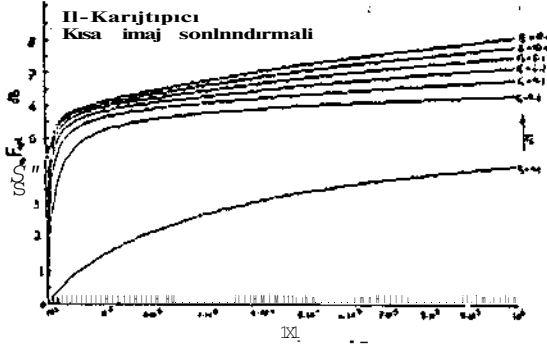
İç gürültüsüyle birlikte bir çapraz karıştırıcının ω -domeni denklemleri aşağıdaki gibi matrisiyel formda ifade edilebilir:



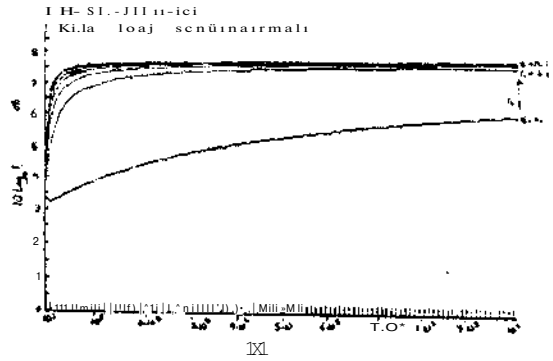
Sekil 4- Optimize Kaynak Direncinin Sürücü Seviyesi ile Değişimi.



Sekil 5- Optimize Yükleme Direncinin Sürücü Seviyesi ile Değişimi.



Sekil 6- Gürültü Faktörünün Sürücü Seviyesi ile Değişimi.



Sekil 7- Dönüştürme Kaybının Sürücü Seviyesi ile Değişimi.

NOT: Kısa imaj sonlandırmalı G-karıştırıcı performansı açık devre imaj sonlandırmalı H-karıştırıcıdan daha düşük gürültü seviyesi üzere performansı artırılmaktadır.

REFERANSLAR

- 1/. Maaş A. Stephen, "Microwave Mixers", Artych House Inc, 1986
- 2/. GONEŞ, F., KAVAS, A., "Fundamental Limitations of the Schottky Mixer Diodes in the Linear Configuration", IEE European Conference on Circuit Theory and Design, pp.601-603, 1-3 Sept. 1989.
- 3/. Ziel A.Van der, "NOISE Sources, Characterization Measurement", Prentice-Hall, 1977.
- 4/. Stutzman, M.J.D., "Noise-figure Measurement in Mixer Stages", Proc.IRE, vol.34, pp.942-950, Dec. 1946.
- 5/. Kim, C.S., "Noise Figure of a Mixer", IRE Trans. Electron Devices, pp.394-405, Sept. 1961.
- 6/. Dragone, C, "Analysis of the Noise Figure of a Mixer", NoiseBell Syst.Tech.J..Vol.47, pp.1000-1010, Nov.1968.
- 7/. GÜNEŞ, F., KAVAS, A., "The Effect of Noise Figure on the Performance of a Mixer", Bilgisayar ve Haberleşme Konferansı, Bursa, 24-23 Aralık 1988, pp.1-8.
- 8/. GÜNEŞ, F., KAVAS, A., "Conversion Loss Characteristics of the Schottky Diode Mixer", International Conference on Communications, Control and Signal Processing, Perth, Australia, July 1990, pp. 607-613.
- 9/. GÜNEŞ, F., "Noise Figure Performance of a Microwave Mixer with the Class B Model" Eletronik ve Bilgisayar Bilimi, Istanbul University, No.3, Cilt.11, Aralık 1988.

Cengiz ÖZTAIB. «Canan Toker

PTT Oanel HkSlrloğü. Ankara
«UTO Rlektrik-Klektronik tñih. Bölümü, Ankara

ÖZET

Dağınık yüksekleticiler (distributed) için bilgisayar destekli bir analiz ve tasarım yöntemi geliştirilmiştir. Bu yöntem için, aktif ve pasif yapıların küçük uyarılı mikrodalgın parametreleri (S-parametreleri) kullanılarak tasarımı yapılmıştır. Analiz ve tasarım için, aktif ve pasif yapıların mikrodalgın parametreleri (S-parametreleri) kullanılarak tasarımı yapılmıştır. Analiz ve tasarım için, aktif ve pasif yapıların mikrodalgın parametreleri (S-parametreleri) kullanılarak tasarımı yapılmıştır.

1. Giriş

Dağınık veya yürüyen dalga yükseltme prensibi yükselticinin kazanç-bant genişliği çarpımını arttıran bir teknik olarak 1937'de ortaya konmuştur [1]. Bu prensipte aktif elemanların giriş ve çıkış kapasitansları bilinen yüklenicilerdeki gibi paralel olarak bağlanarak toplu etkiyle birleştirilerek yapay «iletken» hattı oluşturulur. Böylece her yükseltici katının kazancı, bant genişliği sabit tutularak toplanır. Oysa, bilinen yükselticilerde kazanç ile bant genişliği ters orantılıdır. D.Y'ler uzun bir süre video yükselticisi olarak kullanılmıştır. Transistor teknolojinin ilerlemesiyle elektronik tüpleri yerini Oallrs» Arsenide Hatal Silikon transistörlere (HESEKI) bırakmış ve bant genişliği video frekanslarından mikrodalgaya çıkarılmıştır. D.Y'ler in kolay tasarımı, geniş bantlardaki düz kazanç, düşük giriş ve çıkış yansız kaybı, doğrusal ve kararlı olması birçok amaçlı uygulamalara olanak sağlamıştır [2], [3]. Şekil 1'de D.Y topolojisi görülmektedir. Giriş ve çıkış hatlarının senkronizasyonu için faz hızları eşitlenir.

$$S_{11} = S_{22} \Rightarrow L_1 C_1 = L_2 C_2 \quad (1)$$

Bu bildiri C. Özzaim'in Y.Lisans tez çalışmasının bir kısmını kapsamaktadır

Giriş ve çıkış hatlarının karakteristik impedansları eşit olduğu gibi belirlenir ve hatlar bu impedanslarla sonlandırılır.

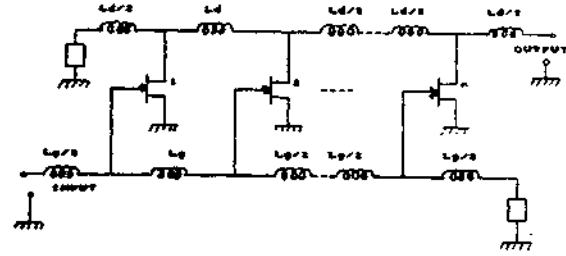
$$L_1/C_1 = L_2/C_2 = R_0 \quad (2)$$

Kayıpsız bir MESPKT için, bu şartlardaki gerilim kazancı aşağıda verilmektedir (Şekil-2).

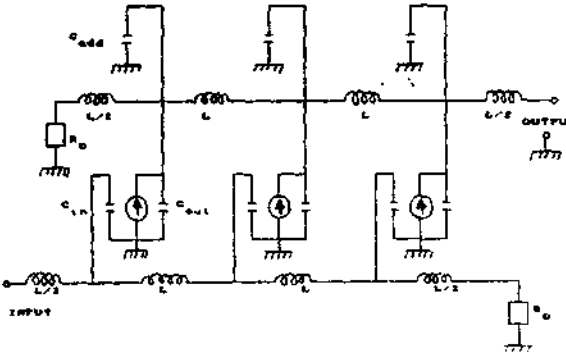
$$A_v = n g_m R_0/2 \quad (3)$$

n : transistor sayısı
Bo : giriş ve çıkış impedansı
g : transistor iletkenliği

Prensip olarak, bant genişliği sabit tutularak transistor sayısının artırılmasıyla istenen kazanç elde edilir.



Şekil-1. Dağınık yükseltici topolojisi.



Şekil-2. Kayıpsız D.Y eşdeğer devresi.

2. MESFET Badeler Devresinin Çıkarılması

Laboratuar ölçülerinden eşdeğer devre modeli parametreleri belirlemek, mikrodalga tasarımcıları için önemli bir konudur. Bilindiği gibi, D.Y'lerin performansları aktif elemanların eşdeğer devresindeki parametrelerin kompleks fonksiyonlarıdır. Bu nedenle, D.Y'lerin analizi ve V_{gs} için MESFET eşdeğer devresinin bulunması «arak» ekwir. Badeler devre modeli çıkarsak için üretici firma katalogundan alınan Tablo-1'deki ölçülen S-parametreleri ile Şekil-3'deki koovansiyonel MESFET eşdeğer devresi tahmin edilir. Burada amaç, eşdeğer devrede kullanılan parametrelerin yazılan bir bilgisayar programı ile sürekli değiştirilerek model ile ölçülen S-parametreleri arasındaki farkın minimum yapılmasıdır. Bunu yapmak için model ile ölçülen S-parametreleri arasındaki farkı veren bir denklem oluşturulur ve bu fonksiyon bütün frekanslar için toplanarak hata fonksiyonu meydana getirilir. Eşdeğer devre modelini ölçülen S-parametrelerine uyumlaştırmak için aşağıdaki verilen hata fonksiyonu kullanılmıştır [5].

$$x = [C_{gd} \quad C_{gs} \quad C_{de} \quad R_1 \quad R_{ds} \quad \tau] \quad (4)$$

$$f_{jk}(w_1) = F_{jk}(x, w_1) - S_{jk}(w_1) \quad (5)$$

$$E = 2 \sum_{j=1}^m \sum_{k=1}^2 W_{jk} [|\operatorname{Re}\{f_{jk}(w_1)\}| + |\operatorname{Im}\{f_{jk}(w_1)\}|] \quad (6)$$

E : hata fonksiyonu
m : ölçülen frekans sayısı
H_{jk}: ağırlıklı katsayılar
F_{jk}: eşdeğer devrenin S-parametreleri
S_{jk}: ölçülen S-parametreleri
f_{jk}: fark fonksiyonu
X : optimizasyon parametreleri vektörü
w : frekans

Hata fonksiyonunun minimum yapılması için uygun ağırlıklı katsayılar seçilerek birçok çözüm bulunabilir. Boradaki ağırlıklı katsayılar şöyle seçilmiştir;

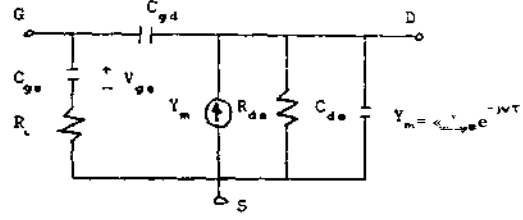
$$W_0=3, W_1=20, W_2=1, W_3=4.$$

Optimizasyon sonucunda bulunan eşdeğer devre parametre değerleri şunlardır;

$$C_{gs}=35 \text{ fF}, \quad C_{gd}=289 \text{ fF}, \quad C_{de}=57 \text{ fF}, \quad R_1=17 \Omega,$$

$$R_{ds}=190 \Omega, \quad \tau=52 \text{ Bmho}, \quad T=1 \text{ ps}.$$

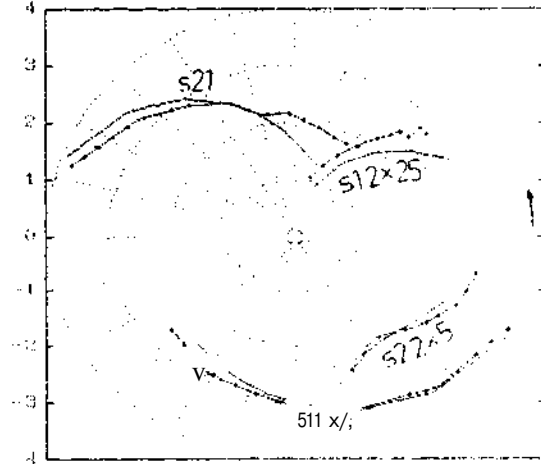
Ölçülen S-parametreleri ile verilen eşdeğer MESFET devresinin optimizasyonu sonucunda ortaya çıkan S-parametrelerinin uyumu Şekil-4'deki polar diyagramda görülmektedir. Sonuç olarak, bu eşdeğer devre modelinin, belirtilen MESFET'i çok iyi tanımlayabildiği söylenebilir.



Şekil-3. Konvansiyonel MESFET eşdeğer devresi.

Tablo-1. MESFET NEC 67300 ölçülen S-parametreleri ($V_{gs}=3 \text{ V}$, $I_d=10 \text{ mA}$).

f GHz	SU	S21	S12	S22				
2	.97	-24	3.02	159	.04	77	.71	-14
3	.94	-36	2.92	149	.06	69	.70	-20
4	.91	-48	2.75	138	.07	63	.69	-26
5	.87	-57	2.64	130	.08	57	.66	-31
6	.85	-66	2.48	123	.09	55	.66	-36
7	.81	-74	2.37	115	.10	50	.62	-40
8	.78	-81	2.23	109	.11	45	.60	-43
9	.76	-89	2.07	103	.11	43	.59	-47
10	.73	-96	1.97	97	.12	40	.61	-51
11	.72	-104	1.88	90	.12	37	.55	-55
12	.71	-109	1.78	85	.12	36	.54	-59
13	.70	-114	1.70	80	.12	33	.53	-64
14	.68	-110	1.62	78	.12	35	.53	-68
15	.68	-124	1.53	71	.12	31	.53	-73
16	.67	-126	1.46	68	.13	30	.54	-77
17	.64	-130	1.42	63	.12	32	.55	-80
18	.65	-133	1.32	60	.13	33	.67	-82



Şekil-4. Eşdeğer devre ile ölçülen S-parametrelerinin polar diyagramda karşılaştırılması. (—) Model S-parametreleri (Şekil-3). (---) ölçülen S-parametreleri (Tablo-1).

3. DY Analizi ve tik Tasarım

Şekil-5'te giriş ve çıkış hattında kayıplara haiz olan bir DY devresi görülmektedir. D.Y'lerin kayıplarını da içeren yaklaşık kazanç ifadesi modellenen MESFET eşdeğer devresine göre aşağıda verilmiştir /6/. Bu ifade ile D.Y'lerin kazançlı bütün parametrelere bağımlı olarak incelenebilir. Ancak, analitik yaklaşımlar ile yapılan tasarımlar pratikten uzak sonuçlar vermektedir /2/, 76/.

$$G = g_m^* R_o^* \left| \frac{\Gamma_g [e^{-n\Gamma_g} - e^{-n\Gamma_d}]}{\Gamma_g^2 - \Gamma_d^2} \right|^2 \quad (7)$$

n : transistor sayısı

Γ_g : giriş hattındaki propagasyon faktörü

Γ_d : çıkış hattındaki propagasyon faktörü

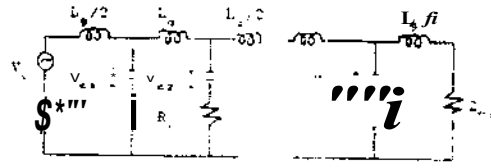
Bu nedenle, D.Y'lerin hassas ve kesin analiz ve tasarımı için, ölçülmüş MESFET S-parametrelerinin direkt kullanılmasıyla onların tüm S-parametrelerini hesaplamak gerekmektedir. Bu şekilde tasarlanacak olan D.Y'ler pratiğe çok daha yakın sonuçlar verecektir. Söz konusu yükselticileri meydana getiren bütün elemanların S-parametreleri bilindiğinden DY devresinin tüm S-parametreleri "alt devre büyütme metodu" uygulanarak bulunmaktadır (Şekil-6). Bu metotta, aktif ve pasif elemanların farklı frekanslarda verilen (1,2,3,...18 GHz) ölçülmüş küçük uyarılı S-parametreleri kullanılmıştır. Başlangıç tasarımı için, giriş ve çıkış hattındaki bobin değerleri eşdeğer devrenin hesaba katılmayı la bulunur. Bu tasarımda yüksek iletkenlik değerine haiz olan NEC 67300 transistörü seçilmiştir ($g = 52 \text{ mmho}$). Tasarım parametreleri L^* , l_y , ilave çıkış hattı kapasitansı C_a ve transistor katları n olarak belirlenmişlerdir. Şekil-2'ye göre giriş ve çıkış hatlarının empedans formülleri aşağıda verilmektedir.

$$L_g = Z_g^* C_g, \quad L_d = Z_d^* (C_d + C_a) \quad (8)$$

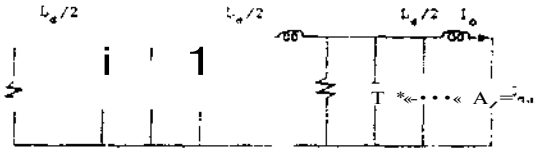
Burada üç bilinmeyen parametreyi bulmak için (L^* , Z_g , C_a) üç denklem gerekmektedir. Üçüncü denklem D.Y'nü kesim frekansını veren denklemdir.

$$\beta_g = \beta_d \Rightarrow L_g C_g = L_d (C_d + C_a) \quad (9)$$

Bu formülleri kullanılan MESFET için tatbik edelim ($C_g = 289 \text{ fF}$, $C_d = 57 \text{ fF}$). Hatların empedansı $Z_g = Z_d = 50 \text{ B}$ olsun. Buna göre $l_w = 0.72 \text{ nH}$, $L_g = 0.72 \text{ nH}$, $C_a = 0.23 \text{ pF}$ olarak bulunur. Bobin ve kapasitans değerleri bulunduktan sonra, istenen kazanç yükseltici katlarının (n) değiştirilmesiyle elde edilir (Şekil-7). Yukarıda verilen konvansiyonel tasarım metodu genellikle 2-10 GHz bandında düz bir kazanç vermektedir. Bazen, 10 GHz frekansına erişmeden 3 dB'lik kesime ulaşılmaktadır. Bu nedenle, maksimum bantgenişliği içerisinde maksimum im kazancı elde etmek için D.Y'nin tasarım parametrelerine göre optimizasyonu gerekmektedir.

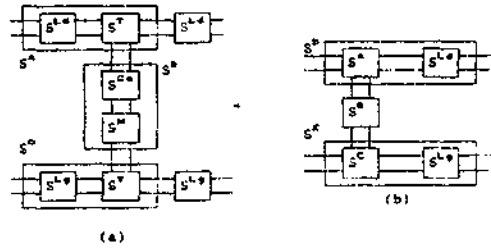


(a)



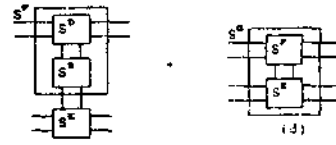
(b)

Şekil-5. Kayıplı (a) giriş (b) çıkış hattı.



(a)

(b)

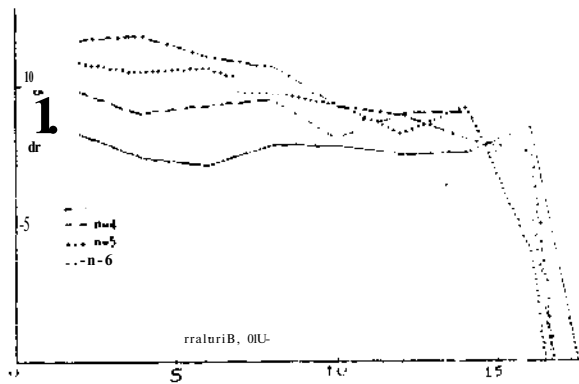


(c)

(d)



Şekil-6. Alt devre büyütme metodu.



Şekil-7. Yükseltici katlarının kazanç eğrileri.

4. Geniş Bant içip. Optimizasyon

Bu aşamada D.Y'lerin bir veya birkaç amaç için optimizasyonunu gerçekleştirmek için, gerekli olan 5-parametreleri seçilir ve ağırlıklı katsayılar ile çarpıldıktan sonra meydana getirilen hata fonksiyonu minimize edilir. Bu çalışmada, önceden belirlenen dâz bir kazanç için optimizasyon yapılmıştır. Optimizasyonda aşağıda verilen Kâta fonksiyonu KEŞFET'in ölçülmüş olduğu frekanslarda kullanılmıştır.

$$E = \sum_{i=1}^m \left\{ A_i \left[|S_{11}(x, w_i)| + |S_{22}(x, w_i)| \right] + B_i \left[|G_i(x, w_i) - G_i^*| \right] \right\} \quad (10)$$

G^{*}: hesaplanan ve istenen kazanç
S₁₁, S₂₂: giriş ve çıkış yansımaları
A, B: birlikli katsayılar
m: ölçülmüş frekansların sayısı
w: frekans
x: optimizasyon vektörü

Buradaki, optimizasyon iki aşamadan oluşmaktadır;

1- Aynı katlardan meydana gelen DY optimizasyonu (identical sections optimization); Bu tasarım yönteminde giriş ve çıkış hatlarının monoton (uniform); olması sağlanır. Böylece, tasarım parametreleri başlangıç tasarımındaki gibi dört tanedir (L_g, L_c, C, ve n).

2- Farklı katlardan meydana gelen DY optimizasyonu (non-identical sections optimization); Bu tasarım yönteminde giriş ve çıkış hatlarında bulunan tüm bobin ve kapasitans değerleri birbirinden bağımsız olarak değiştirilir. Böylece, n katlı bir DY için tasarım parametreleri aşağıdaki gibi olur.

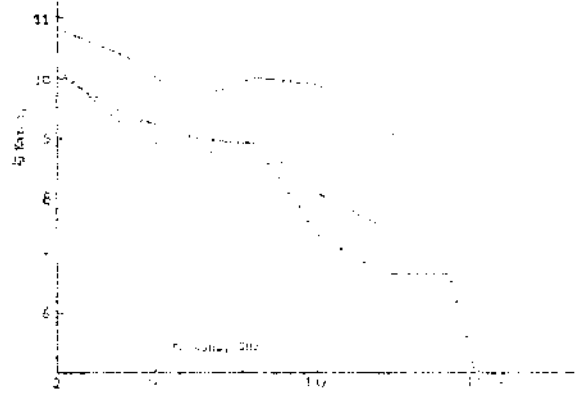
$$L_{g1}, L_{g2}, L_{g3}, \dots, L_{g(n+1)}$$

$$L_{d1}, L_{d2}, L_{d3}, \dots, L_{d(n+n)}$$

$$C_{a1}, C_{a2}, C_{a3}, \dots, C_{an}$$

Buradaki optimizasyon parametrelerinin sayısı 3n+2 dir. Her iki tasarım yönteminde de aynı MESKSI kullanılmaktadır. Giriş ve çıkış yansımaları tasarıma parametrelerine göre çok az değiştiğinden hata fonksiyonundaki A ağırlıklı katsayısı sıfır olarak alınabilmektedir. Pratikten dolayı kolaylık sağlanması için ilave kapasitanslar da kullanılmayabilirler. Böylece değişken sayısı azalacağından bilgisayar daha hızlı sonuçlara ulaşacaktır.

Tasarımda pratik hobin ve kapasitör değerleri bulmak için doğrudan arama yöntemi ile "flook" - "jives" net.hodl kısıtlama bir optimizasyon programı yazılmıştır. Optimizasyonda kullanılan başlangıç değerleri için kullanılan KEŞFET eSLS-şer devresindeki parametreler kullanılmıştır. Sekil-3'le ilk tasarım, aynı katlarla yapılan tasarımı ve farklı katlarla yapılan tasarım sonuçları görülmektedir.



Sekil-8. 4 katlı DY optimizasyonu sonuçları. (---) Başlangıç, (---) aynı katlar, (---) farklı katlarla yapılan tasarımlar.

5. Sonuçlar ve öneriler

Sekil-8'de 10 dB $k_{\pm 2}$ için tasarlanan 4 katlı bir D.Y'nin frekans tepkisi görülmektedir. Farklı katlarla yapılan optimizasyon şeklinde görüldüğü gibi aynı katlarla yapılan tasarımdan daha iyi bir sonuç vermiştir. Bahsedilen örnekte, bina ve kapasitanslar toplu elemanlar olarak değerlendirilmiştir. Fakat, iletim hattı elemanları olarak hesaba katılmamıştır. Bu tasarımda dokuz örnek frekans kullanılmıştır. Daha fazla örnek frekans kullanılması pratikte daha yakınlarda alınabilir. Bu çalışmada D.Y'ler sadece k=1 için optimize edilmiştir. Farklı kat, minimum giriş yansıması, minimum giriş ve çıkış yansımaları ve minimum giriş ve çıkış yansımaları faktörleri de optimizasyona dahil edilebilir. Burada verilen tasarım metodu, farklı katlı ve sınırlı değildir. Başka küresel devreli bir devre için de uygulanabilir. Uygulamada Uygulamada Uygulamada

Referanslar

/1/ E.L.Ginzton, W.H. Jett, Dist. Amplification, Proc IPE., v.1.36, no.3, 1955, 1-11.
/2/ J.B.Reyer, 5.N. Vra. ad. MK:FKT v.rrrv. /toplufai Df.sig. Gui'Je; Des JK,? Tr;:; wave T-ift ry Te'a . vol.32, no.2. /3/ K.B.f. iclas. K.W. Wut-r. Ou t;:; Th./-ry ann & Fer'omva;Ce > ITOlid-Svete Miltour.f D.;:; i;:;to-i Amplifiers. TEP<? Tarif. Microua.; T; > v [V--L vol.MTT-33. no. 44V-4E6. 1985.
/4/ M.Bertho, K.Sjsh. Broadly-n-i v;:; r;:; fi;:; v;:; cf thö KET Ssall 3ieTj.ü Eci'jvibient i'-'-ii'. /5/ J.W.Bandler, S.H.Oier., VYe . J.& IntegrateJ Moeü Parsji'atar ExtraL-tion S'> S'> Op' v;:; ion C'n'cepts , IRKK 'Ty'n' r;:; Theory Teol'-'- n.1.36, no.12, 162-163R. /6/ Y.Ayaslı, R.L.MOL. L.V.-r;:; L.D. FfeynoldK, P. A. Pjoel, A Monol it.-ii- G%:; 16 GHz Travelinj-Wave Amplifier, IEEE Trans. Theory Tech., vol.MTT-30, no.7, 97P-981, 1982.

C. İşçi

Doku* Bylül UnİTerâltesi, Mühendisllk-Mimmarlık Fakültesi
Elektrik TB Klektronik Mühendisliğı Bölümü

ÖZST

30-3Ş tasla sürekli magnetik alan «İte atmak için » hibrid magnetler, su sođutmalđ resistlv alektromagnet ra süperiletken magae-tln iç içe yerleştirilmesinden oludur. İçe tasarlatan 20 kA alam geçirilen rezistiv magnet, dışta 1,5 kA akım uygulunan T« SITI helyumda tutulan süperiletken magnet bulunur. Kasistir magnet 8 W İlk (35<W-23kA) güç kaynakları, ile b«alenlr. Bu güç tristör grubunca sağlanır. 40 teslalık pula magnet sırası asot içinde tutulan bir salenold ten oluşur. Buna bir kondansatör grubundan 6-24 ms süreli 3kV uygulanır. Bu yüksek magnetik alanda bası maddelerde magnetik faz geçişi incelenmiştir.

1, Oiriř

Birçok uygulama alanı olan magnetik malzemelerin incelenmesi re oluşturulması için yüksek magnetik alana ihtiyaç vardır. Bu amaç için ya «0r«kli magnetik alan yada puls seklinde alan kullanılır. Sürekli alan elde atmak için kullanılan mıknatıslar i«jd,Upor iletken mıknatısa uygulanan akımla 15~20 teslalık alan elde edlebilmaktadır. Bu mıknatıslarda Nb₃Sn süperiletken ęeritler kullanılır re aagnet «ITI helyum içinde tutulur. Resistlr su soğutmalı elektromıknatıslarda Bitter Taya Polyhelix coil kullanılır /1,2/. Bu rezistlv magnetlere 20 kA uygulanarak 10-15 teala elde edilebilir. Bunun için 7-8 Uf lak gdoe ihtiyaç vardır.

fıtlı - magnet, eteel elektrolitik bakır tel-

lerden sarılır. Bobin 77 K de 80 mobm luk direnç re 4 mH lik indüktansa sahiptir.

2. Hagnetlzasyon Ölçümleri

Magnetizasyon Ölçümleri yüksek pulı magnetik alanda yapılmıştır. Uğnetizasyonun zamanla değıiad. dK/dt sonucu ortaya çıkan indüklenmiş •oltaj bir pick-up bobini ile algılanır, indüklenmiş voltaj dM/dt ile orantılıdır.

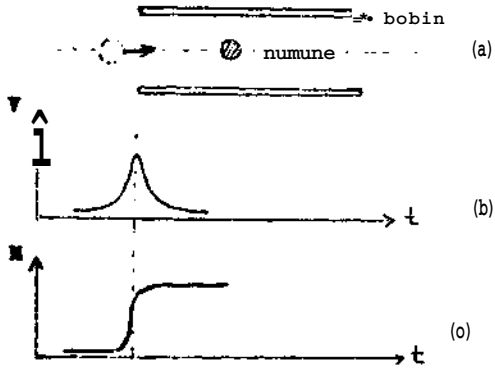
$$V_m = K_m (dM/dt) \quad (1)$$

Burada K bobinle ilcili sabittir. Bu sinyal ADC ile digital sinyale çevrilerek komputerde bellekte saklanır. Magnetiaasyonun bıamak için integrasyon gerekir.

$$M = (1/K_m) / \int dt + M_0 \quad (2)$$

Burada M magnatisasyonun başlangıç değeridir. Bunun bulnup yerine konması gerekir. Bunun için numune çekme tekniğı kullanılır. Şekil.1 de gösterildiğı gibi numune bobin içine sokulurken (veya çıkarılırken) bobinde indüctlenmiş gerilla oluşur. Bunun Integral formu Şekil 1.c de gösterilmiştir.

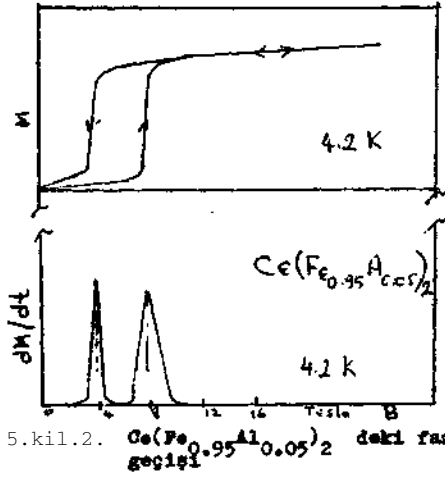
Humuneye dışardan bir magnetik alan uygulanmadan (H>0) yapılan ölçümlerde M₀ bulunur /3#4/.



Şekil.1. »mine çekme tekniği

3. Deneyler Ta Sonuçlar

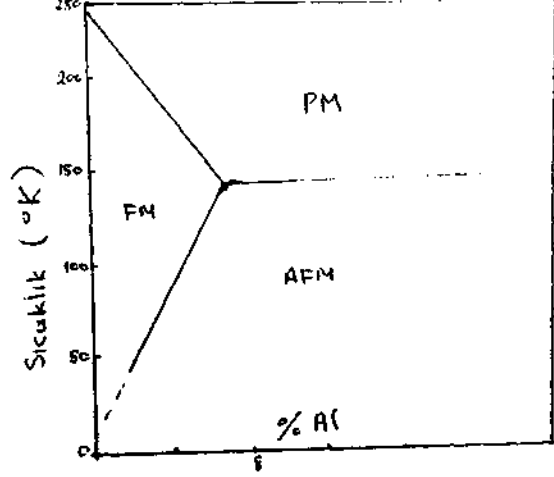
Sağık oranlarda (% 5,6,12,22,25) Al içeren Oe ($\bullet \ll \bullet^2$ «i«t«Bİnda M^{\wedge} retisaayon ölçünleri yapılmıştır. Bu onaneler antiferromagnetik-ferromagnetik-paraaagnetik fas geççleri göstermektedir. Bası. tam geççlerle ytlcaek aagnetik alanda »ağlanır, örneğin *5 aleminyu» içeren bileşikte 4.2 K d« 80 W (8 T) ta antiferromagnetik-ferromagnetik fas geçişi gözlemlenmiştir. Bu Şekil.2 de gösterilmiştir.



Şekil.2. $Ce(Fe_{0.95}Al_{0.05})_2$ deki fas geçişi

Magnetizasyon (aylcnatıslanına, M) ölçülmüş ve differonsiyal aUasobtilite korouter yardımı ile hesaplanarak plot edilmiştir.

Arrott-Noakes /6/ eğrileri kullanılarak %7 den az XI içeren numunelerde Curie sıcaklıkları bulunmuştur. Sistemin faz dif-grarı Şekil.3 te gösterilmiştir.



Şekil.3. $Ce(Fe_{1-x}Al_x)_2$ alateminin magnetik tas diagram.

Referanslar

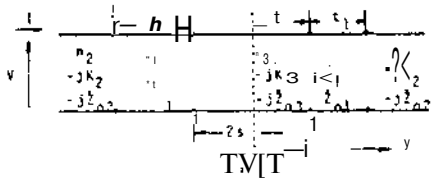
1/ Bakagawa, Y., Kido, C, Physica B164.29 , 1990.

2/ Nakagawa, Y., Uura, S., Hoashi, A., Sci. Rep. RITÜ A-33, 251, 1986.

3/ Kido, O. , Physica B155.199, 1989.

4/ Zener, S., Rev.Sci.Instr. 30,548,1959.

5/ Hlahihara, Y., J.Magn.Uagn. Mater. 70, 75,1987.



Sekil-3 Sekil-2'ye ilişkin enine rezonans eşdeğer transmisyon hattı gösterilimi

$$K \cdot y_j n_1 - \zeta \quad K \cdot y_j \sqrt{V} - n_1 \quad i=2, 3$$

$$Z_{0i} = K_i / n_i \quad K_i Z_{0i} > 0 \quad i=1, 2, 3 \quad (4)$$

olmak üzere Şekil-3'deki gibi yazılabilir. P, Z_{0i} ; 1) Jöngültisındaki normalize propagasyon sabitini göstermektedir. Şekil-2 ve Şekil-3'de gösterilen düzlemde $-ve +y$ Uru yönünde bakıldığında görülen normalize endüktanslar sırası ile Z^1 ve Z^2 olsun. Modal akım ve gerilimler için Şekil-3'de belirtilen referanslar ile

$$\bar{Z}^1 = -jZ_{01} \tanh(k_0 K_1 l - A_1) \quad (5)$$

$$\bar{Z}^2 = -jZ_{02} \tanh(k_0 K_2 l - A_2)$$

1) $\bar{Z}^1 < -jZ_{01}$ dir. Buradan,

$$\tanh \Delta_1 = Z_{01} / Z_{02} \tan(\theta_1 - \phi) = D_1 \quad i=1, 2$$

$$\tan \langle J \rangle = Z_{02} / Z_{01} \quad l = 2s - l \quad (6)$$

$$e^{\langle k \rangle t} \quad i=1, 2$$

olarak tanımlanmıştır. X ise diğer filme ilişkin olarak bulunan l mesafesidir. Küple sistemin özdeğer denklemi

$$\bar{Z}^1 - \bar{Z}^2 = 0 \quad (7)$$

rezonans koşulu yardımıyla belirlenebilir.

İteratif yöntemin uygulanması açısından, l nin seçimindeki serbestiyi kullanarak, simetrik kuplörün tek ve çift »odlarına karşı düşmek üzere, (7) için

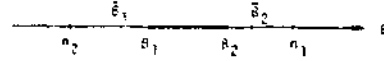
$$\rightarrow \bar{Z}^1 = -\bar{Z}^2 = 0 \quad (8a)$$

$$\bar{Z}^1 = -\bar{Z}^2 = \infty \quad (8b)$$

şeklinde v'ölümler aramak kolaylık sağlayacaktır. Kolayca gerçekleştirileceği gibi, her iki koşul için de

$$l = s + \frac{(\bar{A}^1 - \bar{A}_1)}{2K_1 k_0} \quad (9)$$

elde edilir: Bu bağıtların, (10) ile birlikte çözülmesi, (10a) ve (10b) den doğrudan çıkarılır. Bu ve (10a) ve (10b) den elde edilen sonuçlar, (10a) ve (10b) den doğrudan çıkarılır. Bu ve (10a) ve (10b) den elde edilen sonuçlar, (10a) ve (10b) den doğrudan çıkarılır.



Şekil-4 Kuplörün diğer filmlere etkisi

İkidalgalı sistemde, $n_1 > n_2$ ve $n_2 > n_1$ olmak üzere, (10a) ve (10b) den elde edilecek küple sisteminin özdeğerleri P_1 ve P_2 nm potüübasyon olarak düşünülebilir. Şekil-4'de kuyru çıkıbuış olan bölgede (!) bağıntısının föziünü voutur. Kuplörün etkisi ile ö:üle?erler tm bölgenin her iki yönde dışına röloirur, s:ıkilde şematik olarak P_1, P_2 ile Wstes-ilmiş oları yeni konumlarına öteleştiriler: P_1 simetrik filmin tek noduna, benzer biçimde P_2 de simetrik filmin çift moduna karşı düşer. Yukarıdaki incelemeden (n_2, P_1) ve (P_2, n_1) aralıklarında küple sisteminin özdeğer denkleminin bir tek çözümü bulunabilir. anlaşıdır, özel olarak P_1, n_2 ye yeteri kadar yakınsa, s nin $P_2 = n_2$ sonucunu v?r-n lüt-ll i bir dc-C'lerden daha küçük ;'i'ılması durumunda, tek mod benleri olan bu çözüme ilişkin özdeğer ayrık spektradan sürekli sı?ı?ktraya kayacaktır. İllili" t n r: M an, ^ y -kil-4'den açıkça görüldüğü gibi, P_1 ve P_2 nin, sırasıyla P_1 ve P_2 nin perülluis N < n lc rı gibi düşünülmesi uygun olacaktır. Bu nedenle, küple sistemin özdeğerlerini belirlemede kullanılan-afk iteratif algorithma aşağıdaki adımları izlemelidir.

1. İzole filmlerin özdeğerleri P_1, P_2 belirlenir.
2. P_1^* niti bulunması
 - a. (P_1, P_1^*) aralığında secilen bir (P_1^*), ilk değeri ile (0) dar. i belirtir.
 - b. (s yerine l konularak) tek mod "eşdeğerliğini" sağlayan n_1^* ($K' a_1$ ve (10b) den belirlenir.

$$\bar{n}_1^* = (\sqrt{1 - 4\beta^2 G} - 1) / 2G \quad (10a)$$

$$G^{1/2} = K_1 / n_2^2 \begin{cases} \coth(k K_1 s) & \text{çift modlar için} \\ \tanh(Jc / f_2 s) & \text{çift modlar için} \end{cases} \quad (10b)$$

- c. n_1, n_2, n_1^*, t_1 parametreleri $l \gg l$ im için asimmetrik izole film için ö:üle?erler aramak için, çözümlenerek P_1^* için ikinci değeri P_1^* olarak bulunur.
- d. (a) da (P_1, n_1^* yerine (P_2, n_1^*)) olarak iterasyonu tekrarlanır.

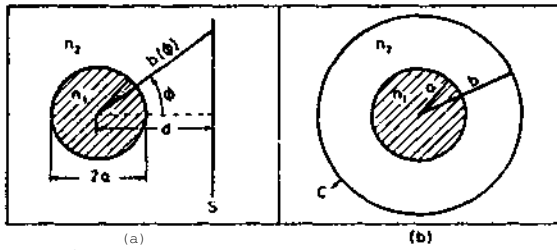
3. P_2 nin bulunması
 - a. $(P_{j,j})$ aralığında seçilen bir λ için ilk değeri ile (9) dan T belirlenir.
 - b. $(s$ yerine J konularak çift mod "eşdeğerlisini" sağlayan n , (10a) ve (10b) den belirlenir.
 - c. $n^{\cdot}n_j.n_j.t_j$ parametrelerine sahip asimetrik izolo-filmin özdeğer denklemi çözülerek P_2 için ikinci yaklaşıklık $(\&J)J$ bulunur.
 - d. (a) da $(P_2)j$ yerine $(J_j)_2$ konularak iterasyon tekrarlanır.

Önerilen yöntem, ilk delerlerin belirlenen aralıklardaki keyfi her seçimi için yakınsaması ve yalnızca asimetrik, izole optik filmin özdeğer denkleminin çözümlerine gerek göstermesi nedeniyle bu problem açısından küple mod yaklaşımına göre önemli avantajlar sağlamaktadır.

2.YEREİ, MODLAR YÖNTEMİ

Birbirine yakın yerleştirilmiş paralel optik dalga kılavuzları içeren problemler genellikle küple mod teorisinin formülasyonu kullanılarak incelenir. Küple mod teorisinin temelde özmod kavramına dayanması bu güçlü yöntemin üniform olmayan ve paralel olmayan dalga kılavuzlarını içeren küple yapılara uygulanmasını güçleştirir. Burada sunulacak olan yerel mod yaklaşımı ise optik dalga kılavuzlarının kesitlerinin ve/veya aralarındaki mesafenin kısıplaj bölgesi boyunca yavaş biçimde değişmesi durumunda da uygulanabilecek genellikledir.

Örnek olarak, n^{\cdot} kırılma indisi sonsuz homogen ortamda birbirine eş ve 2d mesafede paralel yerleştirilmiş sonsuz uzun iki sert geçişli fiberden oluşan küplör ele alınsın. Simetri nedeni ile problemin tanım bölgesi Şekil-5a'da gösterildiği gibi daraltılabilir. Burada, simetri düzleminde (S) tek ve çift modlar için ideal elektrik (EW) ve magnetik duvarlar (MW) tanımlanacaktır. Şekil-5a yardımıyla yöntem şöyle özetlenebilir.



Sekil-5
(a) Küplör (b) İbiletken kılıflı fiber

1. Açılal transmisyon gösterilimi $l-u, l, -$ olarak (p, z) koordinatlarında yerel modlar tanımlanır. Burada $pe(0, b \ll 20)$, $ze(-\ll, \ll)$ ve $f>(\$)$ 'deki sınırlar $z=0$ ve $z=2a$ ve çift modlar için EW veya MW olacaktır.
2. (0) için yukarıda elde edilen referans bağıntısından, $4>$ 'niri fonksiyonları için propagasyon sabiti v ve aksenal propagasyon sabiti P çözülür.
3. \ll -transmisyon problemi UKLi yaklaşım ilgi ile çözülür ve $\$$ üzerindeki koşullarını bu durumda periyodiklik koşuluunu kullanarak \ll elimine edilir.

Bu örnekte açılal transmisyon yapan yerel modlar kullanıldığından $l>(\ll)$ 'nin yavaş değişmesi gereklidir. Bu koşul küple mod teorisindeki $M, e\ll$ kuplaj benzer fakat farklı bir sınırdır. Örneğin, b 'nin demişine in, in, büyük ölçüde bölgelerde b 'de büyüklük ve bu bölgelerde propagasyon sabiti v 'de toplam periyodiklik koşulu katkı küçük kalacaktır.

Yerel modları elde etmek için beklenen hareket edilecektir. İlk adımda kuplör modlarından biri ele alınacaktır. Kılıf içinde $b>a$ 'da bir EW veya MW sınırlandırılması varsayılmaktadır. Bu problemin (p, ϕ, z) kutupsal koordinatlarında kolayca çözümlenebilir. C'de EW varsa, u için örnekteki denklemi aşağıdaki şekli alır:

$$F_m(u, v) = W_m(u) * S_m(v) + T_m(v) \pm \sqrt{[S_m(v) - T_m(v)]^2 + A_m^2} = 0$$

$$u W_m(u) = -\frac{\partial}{\partial u} \ln J_m(u)$$

$$v S_m(v) = 2N = -\frac{\partial}{\partial v} \ln [K_m(v) - B_m I_m(v)]$$

$$v T_m(v) = 2N = \frac{\partial}{\partial v} \ln [K_m(v) - C_m I_m(v)]$$

$$N = n_1/n_2 \quad y = bk_0 \sqrt{\beta^2 - n_2^2}$$

$$u = ak_0 \sqrt{n_1^2 - \beta^2} \quad v = ak_c \sqrt{\beta^2 - n_2^2}$$

$$B = \frac{K_m(y)}{r(y)} ; C_m = \frac{K_m(y)}{f_m(y)}$$

$$A_m = \frac{m\beta(v^2 + u^2)}{k_0 n_1 u^2 v^2}$$

J_m, K_m , ve I_m ; Bessel fonksiyonları,
 J_c ; serbest uzay dalga sayısı, m ; açısız
 raol indisi, (lig)'de ('I argümana yöre tü-
 revı gösterır, (lla)'daki (-) ve (+) işa-
 retlerı sırasıyla $HE_{m, \pm}$ ve $EH_{m, \pm}$ mod) arına
 karşı >elır. Yüzey dalgası tıpi çözümlerle
 ilgilendiğimiz ve ortamı kayıpsız varsay-
 dığımız için $u, v, y > 0$ dır. Şekil-ob'de C
 de MW için özdeğer denklemi yine (İla) ile
 ifade edilebilir, fakat S. ve T_m, NS_m, T_jN
 ile deęiştirilmelidir.

Şimdi Şekil-f>a'da gösterilen orijinal
 probleme dönebiliriz. Tek ve çift yerel
 nodlar yine (İla) ile ifade edilebilen rez-
 onans koşuluna uymak zorundadır. Fakat
 tam sayı olan m mod indisi, tam sayı olma-
 yan v ile değiştirilmelidir ve şimdi v, ϕ
 nin ve j_b 'nin bir fonksiyonudur. I (1le) ve
 () İS]

$$b'd/ \cos (\langle \rangle) ; \langle \rangle e(-x/2, +K/2) \quad 1121$$

YereL özdeğer denklem l'ıı'ı , açısız propagas-
 yon sabiti v için çöüntk amacıyla (İla) da
 verilen F, V için bir in tamsayısı civarında
 seriye açılır ve sadece dominant terimi
 alınırsa

$$m-v = \frac{\partial}{\partial v} \ln [F_v(u, v, \phi)] |_{v=m} \quad (13)$$

elde edilir. Son olarak, periyodiklik ko-
 şulu kullanılırsa, ö:deşler denklemi aşağı-
 daki şekilde elde edilir.

$$\int \frac{\partial}{\partial v} \ln [F_v(u, v, \phi)] |_{v=m} d\phi = 0 \quad (14)$$

Eksenel propajasyon sabitinde, kuplajm
 etkisiinden kaynaklanan pertürbasyon bu ba-
 ğıntı ve simetri düzleminde MW varsayımı
 ile elde edilecek dual bağıntı yardımıyla
 kolaylıkla hesaplanabilir.

3. SONUÇ

Küple dalga kılavuzundan oluşan yapılarda
 özdeğerlerin belirlenmesinde kullanılabi-
 lecek iki yöntem önerilmektedir. Bunlar-
 dan birincisi düzlemsel dalga kılavuzla-
 rından oluşan yapılarda sayısal işlemleri
 basıllıestiren iteratif bir yaklaşımı içere-
 mekte; yerel modlar üzerine kurulu bir
 gösterime dayandığı için oldukça genel bir
 geçerlilik bölgesine sahip olan ikinci
 yöntem ise küple mod teorisine bir alter-
 natif oluşturmaktadır.

REFERANSLAR

/I/ BİRF.tr, F. , "Opt. ik Kuplörlerin Tasarımı
 için Bir Yöntem", V.Lisans Tezi.İ.T.Ü.
 KHMII, 1990

DÜÇCK Gurültu MİKRODALGA OSİLATOR TASARIMI

A.KIRLILAR, N.GÜNALP*

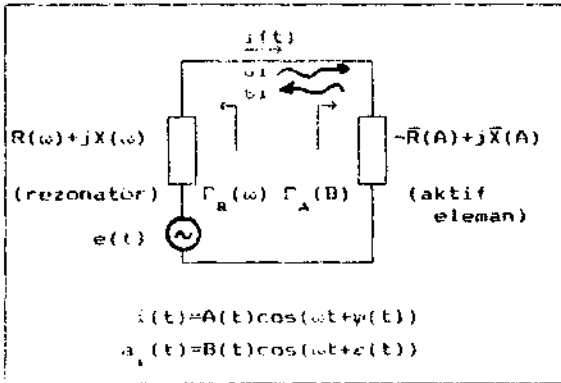
ASELSAN A.Ş., Yenimahalle, Ankara
*O-D.T.U. Elektrik-Elektronik Mühendisliği Dolunusu, Ankara

ÖZET

Yansıma katsayıyla yaklaşımla, kutanılarla bir mihrC'da. Igc. asi Tat Öril tle ilgili esi ljsyoî; aart ları karar l i i h ve g-ürül t xi p&rfor?iar\şı hakkında. bi igi ler edinm&h mü?nM\L7dur. Bu çn Iışmarfa 700-1200MHz frekans ba.ndında zer i tope l c>j i ite tasar ları-nış bir BJT es ila torun har ş ı l a ş i i r m a l ı ot arah gürülü p*?rfe>m\ELr\ş . i tice ienmiş iir.

1.Giriş

Tek kapjII negatif direnç osilatör teorisine göre, şekil-1'de görülen asilatörün performansı, aktif eleman emperidsin'n osilasyon akım genliğine (A) göre derj i, <. i mi ile re-? ona tor empedans inin frek.nı'aâ göre tütü içiminin bir fonksiyonudur. /1/ Burada e(t) negatif dIrem; devresinin oluşturduğu eşdeğer gurultu üre? tec idir.



Şekil 1 - Osilatör negatif direnç modeli

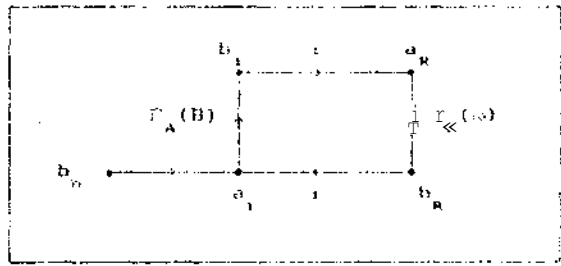
Bu yaklaşımda kullanılan parametrelerin (gerilim, akım) çoğunluğunun mikrodalga frekanslarında ölçümü güçtür-Ancak benzer bir yaklaşım çiden ve yansıyan dalgalar ve •ja; m m p jrdmet releri ile kurulabilir. /2/

Şurada aktif devre yansıma katsayısı PA(B) ve rezonator yansıma katsayısı PR(omega) ile gösterilirse (seki 1-2) ;

$$\Gamma_A(B) = \rho(B) e^{j\theta(B)} \quad (1)$$

$$\Gamma_R(\omega) = \eta(\omega) e^{j\phi(\omega)} \quad (2)$$

ifadeleri tanımlanabilir. Yansıma katsayıları yaklaşımı kullanılarak, aktif elemanın bir UMI olarak, 'seki 1-2' deki gibi modelleyebiliriz. Çtkilde br>(t), dkl il elemanın y.irtittı Hı



Şekil 2 - Osilatör blok diyagramı

Bu yaklaşım ile U-II id'iyunun bdl.ıyalı Int'sa içiçö ;

$$r, P > 1, \quad \phi + \psi = 0 \quad (3)$$

koşulu gerekmektedir. Gsilasynn kararlı hale geldiğinde IÜP;

$$TB - I/PA \quad (4)$$

koşulu doğlar

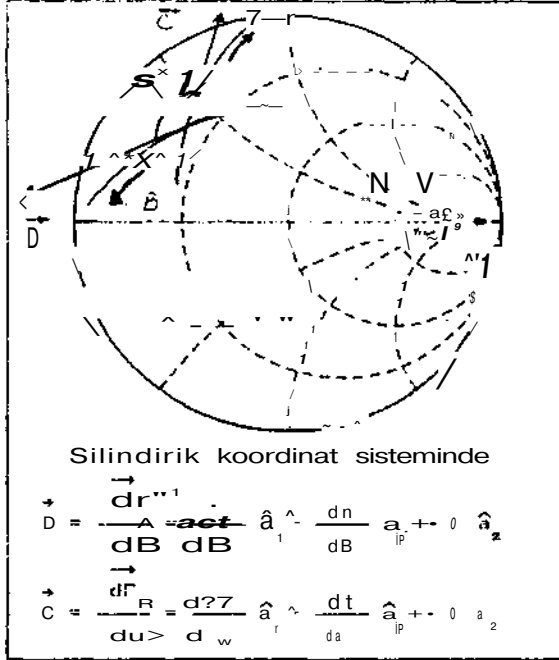
2. KHR + f: Llik j.ır Llar L

Yansıma katmayı l ırı yaklaşımı ill' imr • 5 il a tor ün karar l IO lalul m(?s x ı ; w ı eşitsizliği (Uc, ,v)-da 'üatj lanmalıc! '-r.

$$\frac{dp}{dB} \frac{d\phi}{d\omega} - \rho \frac{d\theta}{dB} \frac{d\psi}{d\omega} > 0 \quad (5)$$

Burada Bo ve uv, ,Sırat*ıy1* \ ; ^I ; ma noktasındaki dalga genliğini ve frtkan* g Östermek tedir.

(1) nolu f,il lik yansima katsayili diizloninile (ümitli Chiirt) aktif eleman yansima katsayili'ninin terlinin (TA') cüri la-syon cüml i'üne haiji.mli rjfdrak çizilen fgrisiy)i' ,re;mn.üir y.in'imm kiitsayicinin (:-R) f r d'k ansa i'hr e .; '1 7 il LTI f'gri'.inin kt'iışını mkliv-iuu tanımlamaktadır. <E1-k11-3>



Şekil-3. Aktif eleman ve rezonatör yansima katsayıları eğrilerinin kesişimi

aktif eleman yansima katsayısı tersini yu'niden tanımlarsak.

$$\Gamma_A = \alpha e^{j\beta z} \quad (6)$$

$$0 = 1/p, \quad \frac{dp}{di} = - \frac{1}{\alpha^2} \frac{d\alpha}{dB} \quad (7)$$

$$0 = -0, \quad \frac{d0}{tiE} = - \frac{de}{dB} \quad (8)$$

kararlılık şartı için verilen eşitsizliği

$$\frac{th7}{deo} \frac{d0}{dB} - \frac{d\alpha}{dB} \frac{df}{d\omega} > 0 \quad (9)$$

şekline dönüşecektir. (1) eşitsizliğinin solundaki ifade, rezonatör ve aktif eleman yansima katsayıları eğrilerine çalışma noktası (kesişim noktası) teğet olan doğruların (şekil-3'de E ve Ö vektörleri) dış çarpımı (E X Ö) kullanılarak da

gösterilebilir. Bununla beraber, e) ifade a7ağıdaki gibi yazılabilir.

$$|C| |D| \sin \theta > 0 \quad (10)$$

$$\left| \frac{dr}{dB} \right| \left| \frac{d\alpha}{dB} \right| \sin \theta > 0 \quad (11)$$

Burada y iki vektörün bir arada olması gerektiğini belirtmektedir. Ydiiümün kat'jayı'lı y.ıklı'lı lını ile 05i. latordeki (j'ün ilk ve' lı'ı' r' il hı l'şenler'inin [it-klral ytuullm- l'oz a^ayıdaki yiljceJir.

$$|\delta B(\omega_m)|^2 = \frac{1}{\gamma^2} \left| \frac{d\alpha}{dB} \right|^2 \left| \frac{dn}{dB} \right|^2 \left| \frac{dr}{dB} \right|^2 \left| \frac{dt}{da} \right|^2$$

$$|\delta \phi(\omega_m)|^2 = \frac{\omega^2}{|g|^2} \left| \frac{dr}{dB} \right|^2 + \frac{|n|^2}{\gamma^2} \left| \frac{dr}{dB} \right|^2 \left| \frac{dt}{da} \right|^2$$

Burada, $\delta B(u > m)$ ve $\delta \phi(u > m)$ ifadeleri, Γ_A ve Γ_B uzaklıkta 1 Uz hant (j'ün l' n' j'ü H'icki toplam genlik ve faz gün; t'ulprinin spektral gücünü d'ü t'ermek l'ot l' r. Eşitliklerdeki $br(t)$ şokı 1 - 2 'de'k i q urra *...; dalga üreticidir ve 'tkil-1 "dokı y;r; M =; üretici e(t) ile ilik\ l idir. (i normalizasyon empeilans\ i l' t'>)

$$|b|^2 = |e|^2 \cdot 1 - r^2 \quad (11)$$

İncelenecek olursa (11) nolu e; it'i' i' l: Hen ,kararlı bir osilasyonu için $0 < ; < 1(10^$ olmalıdır. (12) ve (13) r?; it'lik h> r' linden cjenlik ve faz gürültülerinin i-u d/\ indirilmesi için ; '90" olmalı, |riFu/vd -| d'f'leri yükselti lmt'li v-> [iIT A 1/2, d'ü { d'c}r-r l dü-yürülmelidir".

3. Deney 21 < ; l l i ; mo

700-1200 MHz bandımla şekil 3'te-k1 -(c-r l mikrodalga osildb^r, d'g-ik (v;r el t; ; katsayılı BI-R'if Bf İr an^ J v, L' r; ; i- l r. l'ındı kuru lmu'7, tur .

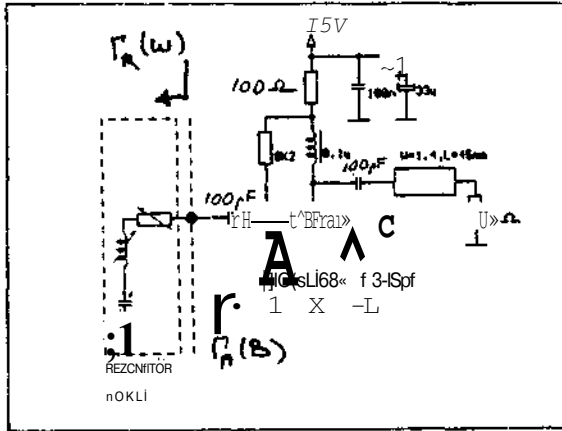
Rür'JitJ p'j it'likler inde?ki i' l' i' if'idi">1, usula Lorun kararlı şılınta (j'urumuru U1, tranzistör Un gürültü kalsay ISIII, l da

bağlıdır. Tranzistörden gelen gürültü (15) nolu eşitlikle ifade edilebilir.

$$F = F_{min} + AF(P_s, P_o, r_r) \quad (15)$$

Burada F tranzistöre gösterilen kaynak yansıma katsayısını, P_o F_{min} 'nin elde edildiği optimum P_t 'yi ve m tranzistörün normalize edilmiş (Z_o ile) eşdeğer gürültü direncini göstermektedir. F_{min} , tranzistör kollektör akımına bağlıdır. Başlangıç olarak tranzistör F_{min} parametresini düşük tutmak için $V_{cr} = 7V$ ile $I_{c1} = 0mA$ akıtılmış gerektiği bulunmuştur.

Yukarıda bulunan bayas akımı ile tranzistör düşük işaret s-parametreleri devre çözümleyicisi (Network Analyzer) kullanılarak 700-1200MHz bantı boyunca karakterize edilmiş ve doğrusal düşük işaret analizi için Touchstone/3/ yazılımına aktarılmıştır. Analiz sonucunda şekil-4'deki çevre elemanları ile oluşturulan aktif tek kapılı devrenin girişinden C_r kapasitansının 3-15pF' değerleri arasında negatif direnç ($PA > 1$)



Şekil-4. Osilatör devresi

görülmüştür.

Devre üzerinde $|PA|$, C_r ayarlanarak 800 MHz etrafında maksimum yapılmaya çalışılmıştır. Çıkış işaretini geniş bantlı uyumlama devreleri ve getirdiği etkilerden kaçınmak için doğrudan 500'a verilmiştir.

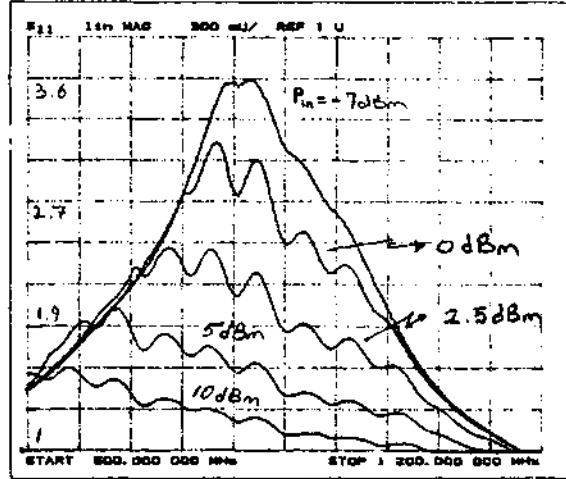
Aynı şartlar altında (aynı frekans ve aynı işaret seviyesi) Smith Abağı üzerinde değişik kesişim açıları incelenmek istendiğinden, aktif elemana gösterilen rezonatör empedansı, kama (stub) kullanılarak gerçekleştirilmiş ve ölçümler bu şartlarda alınmıştır.

4. Deney sonuçları

C_r ile ayarlanarak 800MHz etrafında maksimize edilen $|PA|$ 'nin frekansa göre değişimi artan işaret seviyesi parametre

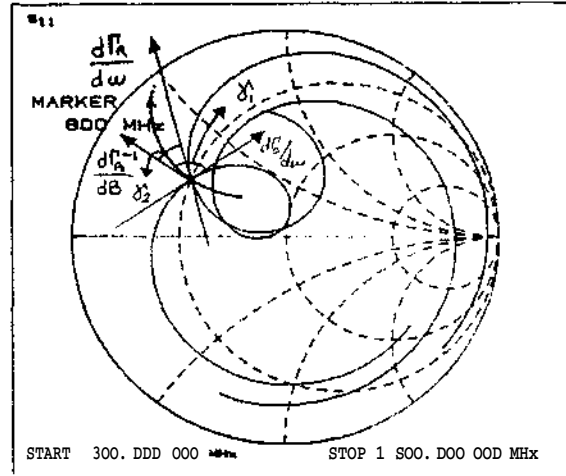
alınarak şekil-0'de gizdirilmiştir.

Çeki 1-6'de P_A 'UI, Smith eğrisi; 7LTide 000MHz'de, gelen işaret seviyesi -10dBm ile +13dBm arasında değişmektedir. Aynı düzlem üzerinde TH(...) eğrisi, 500-1500 MHz aralığında incelenmiştir. 500MHz'de P_A '(B) eğrisiyle iki Lr U11 açıda kesiştirilmiştir. Du açılarda m tiri $y_1 = 95^\circ$ diğeri $j = -45^\circ$ 'dir. Kesişim noktalarında çıkış işaret seviyesi, Pçit 57dBm olarak ölçülmüştür.



Şekil 1 — 5. Aktif eleman yansıma katsayısı genişliği

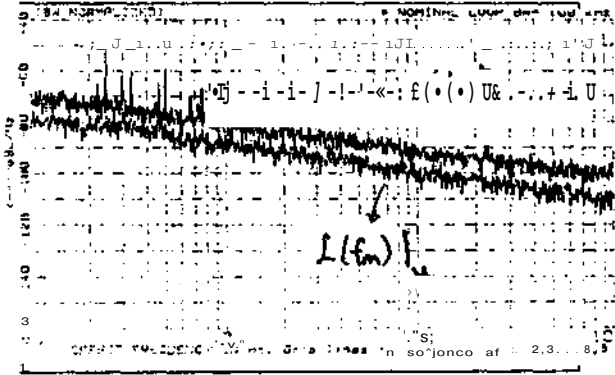
Aktif eleman ve rezonatör devreleri birleştirilerek osilasyon durumuna bakıldığında; 12=545 için $f = 768.115$ MHz ve $P_{çıkış} = 6.5$ dBm frekans ve güç seviyeleri elde edilmiştir.



Çek i 1 - h. Smith abacı üzerinde P_A ve F_n eğrilerinin kesişimi

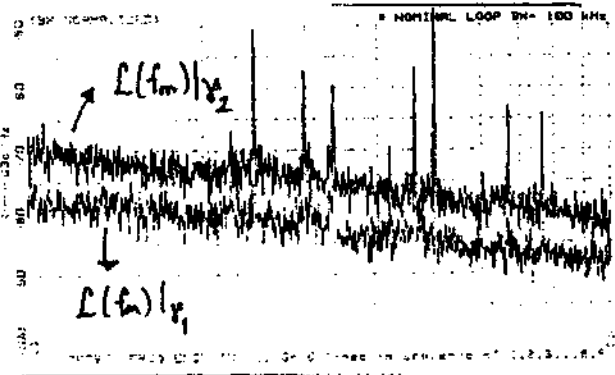
Frekansta ve χ kiş güç seviyesindeki kaymaların ara bağlantı elemanları (RF konnektörler) ve rezonatörün gösterdiği D değişimlerinden geldiği sanılmaktadır.

Her iki kesişim açısı için tek yan bant faz gürültülerine HP11729C gürültü ölçme düzeni ile bakılmıştır. /4/ Gürültü ölçümü sırasında osilatörün DC güç kaynağı süzülerek ve mekanik sarsıntılara karşı önlemler alınarak buralardan gelecek olan etkiler azaltılmıştır.



Şekil-7. Osilatör devresi tek yan bant faz gürültüsü (0-10kHz yan bandında)

Gürültü ölçümlerinden alınan sonuçlar şekil-7 ve şekil-B'de verilmiştir. Bu şekillerden görüldüğü gibi χ^{195} kesişim açısı ile tasarımılanan osilatörün gürültüsü yaklaşık 10dB daha düşüktür.



Şekil-B. Osilatör devresi tek yan bant faz gürültüsü (0-100Hz yan bandında)

5-Sonsöz

Aktif eleman ve rezonatör eğrilerinin oluşturulması ile osilasyon frekansı ,gücü ,gürültü ve kararlılık özellikleri üzerine birçok bilgi elde edilebilir. Bilindiği gibi tranzistörlü osilatörlerin gürültü düzeyi için literatürde mevcut olan

çeşitli ifadelerin ,d;çük qur,lt ;1 osilatör tasarımında doğriRlan kullanılmaları mümkün tilmam.ıktadır . Hu çalışmada sunulan detifysEl y,-ntt?(n il,c ,düşük gürültülü osilatör tris.iriniml.i kullanılabılıpcek .-jstematik vı' cti<ıfı hır yöntem olarak gozuknıpk tectir .

Kaynaklar

- /1/ K.Kurokt3wa ,,"5üine l),vii characteristics of broadbjnd neq.it ive resistanee oscilfator circuits" ,Ur'll syst. J. ,vol:4B ,no.6 ,pp 1937-1705 ,July 1919
- /2/ Esdale ,D.J. Micheal ,J.H ,,"A reflection coefficient approach t->(negativ impedance osc i l 1 u t arb" ,lft'r Trans. ,MTT-29 ,8 ,1981
- /3/ Touch&tone 1.15 lteer's Marail ,E.SDF Inc. ,1986
- /4/ Easy-ft ,A user's guide for autnmdtk phase noise measurements ,MP Protliuct Ncjto 117292-3 ,1986
- /5/ Kayaz ,H-0. ,,"Az gürültülü gerilim kontrollü osilatörlerin bilgisayar destekli tasarımı" ,Elekt- Müh. 2. ulusal kongresi ,Eylül ,1987

KESİM ÖTESİ DALGA KILAVUZU FİLTRELERİ

K.Emir,E.Topuz

İ.T.Ü. Elektrik-Elektronik Fakültesi,İSTANBUL

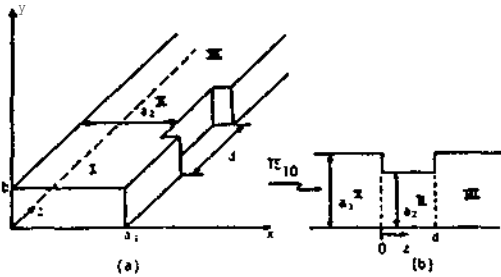
ÖZET

Dalga kılavuzları ile gerçekleştirilen raikro dalga filtrelerinde çeşitli tipten süreksizlikler kullanılabilir. Süreksizlik bölgelerini ayıran dalga kılavuzlarında bir çok düğümla sadece dominant mod yayılır, üst dereceden diğer modlar ise sönümlüdür.

Bu çalışmada ele alınan yapının birim hücreleri sadece dominant modun propağasyonuna izin veren iki eş dalga kılavuzu arasına yerleştirilmiş ve kesiti bütün modların kesimde olacağı kadar daraltılmış bir dalga kılavuzundan oluşmaktadır. Kesim ötesi dalga kılavuzu filtrelerinin tipik bir elemanı olan bu birim hücre için moment metoduna dayalı bir çözüm önerilmiş ve daha sonra bir dizi analitik manüpülasyon ile çözümü önemli ölçüde hızlandıran bir yaklaşık yöntem geliştirilmiştir. Algoritma üç elemanlı bir filtrenin tasarımına uygulanmıştır. Sayısal sonuçlar önerilen yöntemin geçerliliğini kanıtlamıştır.

1.YÖNTEM

Burada sadece TE_{10} dominant modunu ileticek şekilde boyutlandırılmış dikdörtgen kesitli iki eş dalga kılavuzunun d uzunluklu kesimdeki dalga kılavuzu ile birbirine bağlanması sonucu oluşan Şekil 1.a ve Şekil 1.b de gösterilen iki jonksiyonlu yapı incelenecektir. TE_{10} modunun soldan uyarıldığı ve sağ taraftaki kapının uygun sonlandırıldığı varsayılacaktır,



Şekil 1.tki Jonksiyonlu Dalga Kılavuzu Yapısı

1 ve 3 bölgelet-inde dominant mod propmnsyonunu söz konusudur bu hölsje1.-rde ÜK! .k- re-cederi modlar ve 2 bölgesinde İst- 1 um mod- lar sönümlüdür. tik jonksiyondan sol.ı >loğ- ru yeteri kadar u:-.aklaşt j kca di'.'cr modlar sönoceğinden yansıyan alan dominant moda ait olacaktır. Diğer taraftan i böl «esi uygun sonlandırıldığı için yansıyan alan olmayacaktır. Her üç bölgede de acılınlı ve Lest fonksiyonları TS,,, m=1,2,... molları olarak alınabilir.Bu durumu.

$$H_{ym}^{\pm} = 0 \quad E_{xm}^{\pm} = 0 \quad (1.a)$$

$$H_z^{\pm} = H_m^{\pm} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) e^{\pm j\beta z} \quad (1.b)$$

$$E_y^{\pm} = E_m^{\pm} f_m(x) e^{\pm j\beta z} \quad (1.c)$$

$$H_x^{\pm} = H_m^{\pm} f_m(x) e^{\pm j\beta z} \quad (1.d)$$

yazılabilir. Burada \pm, \pm z yönünde propağasyonu göstermekte ve

$$f_m(x) = \sqrt{\frac{2}{a}} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \quad n=1,2,\dots \quad (2.a)$$

$$Y_1 = J_0, \quad Y = -jZ_{ffl} \quad (2.b)$$

$$\beta^2 = k_0^2 - (\pi/a)^2, \quad \alpha_m^2 = (\frac{m\pi}{a})^2 - k_0^2 + k_0^2 - \omega^2 \epsilon \mu \quad (2.c)$$

olarak tanımlanmaktadır. Yukarıda verilen öz çözümlerden faydalanılarak ele alınan yapının her üç bölgesindeki alanlar ya:ılabilir.z<0 bölgesi için,

$$E_{ys} = f_1 e^{-j\beta z} + R_1 f_1 e^{+j\beta z} + \sum_{n=2}^{\infty} \frac{1}{n} f_n e^{-\alpha_n z} \quad (3.a)$$

$$H_x = f_1 Y_{1e} e^{-j\beta z} - R_1 Y_{1e} e^{+j\beta z} - \sum_{n=2}^{\infty} \frac{1}{n} E_n f_n Y_n e^{-\alpha_n z} \quad (3.b)$$

Burada f_n 'ler baz fonksiyonları, Y_n lcr dalga admitansları, E_n 'ler bilinmeyen

açılım katsayıları P propa^asyon sabiti

a_n 'ler zayıflama sabitleri ve R dominant moda ilişkin yansıma katsayısıdır. Buradaki büyüklükler yukarıdaki Tanımlarda a yerine a_1 konularak elde edilir. $0 < z < d$ bölgesi için alan ifadeleri,

$$V''_{n-1} = \sum_{n=1}^{\infty} \bar{E}_n \bar{f}_n e^{-\bar{\alpha}_n z} + \sum_{n=1}^{\infty} \bar{E}_n \bar{f}_n e^{\bar{\alpha}_n z} \quad (4.a)$$

$$H_x = -v \sum_{n=1}^{\infty} \bar{E}_n \bar{f}_n Y_n e^{-\bar{\alpha}_n z} - \sum_{n=1}^{\infty} T_n \bar{f}_n Y_n e^{-\bar{\alpha}_n z} \quad (4.b)$$

$\bar{I}_n, \bar{Y}_n, a_n$ UM- uluü'i'laki larunlarıinla a m'ino a_1 koiüüfak < lde edilen büyüklük- UM'üüüü / >f bölümesi için alarılar,

$$y = \dots \quad n=2 \dots$$

$$H_x = \dots -ji(z-d) \dots -c_{1n}(z-d) \quad (5.b)$$

$z=0$ daki tegetsel alanlar B_{0z}, H_{0z} ve $z=d$

deki tegetsel alanlar $E^{\wedge}H^{\wedge}$ ile gösterildiğinde bu kesitlerde elektrik ve ma^netik alanların sürekliliği

$$\bar{E}_1 \cdot \bar{E}_1 = R \quad (6.a)$$

$$\bar{E}_n^{\wedge} = \langle \bar{E}_{a1}, \bar{f}_n \rangle \quad \bar{E}_n^{\vee} = \langle \bar{E}_{a2}, \bar{f}_n \rangle \quad (6.b)$$

$$\bar{E}_n^{\wedge} \cdot \bar{E}_n^{\vee} = \langle \bar{E}_{a1}, \bar{V} \rangle \quad (6.c)$$

$$\bar{E}_n^{\wedge} \cdot \bar{E}_n^{\vee} = \langle \bar{E}_{a2}, \bar{f}_n \rangle \quad (6.d)$$

olmak üzere aşağıdaki şibi ifade edilebilir.

$$2Y_1 f_1 \sum_{n=1}^{\infty} \bar{Y}_n \bar{f}_n \langle \bar{E}_{a1}, \bar{V} \rangle * \sum_{n=1}^{\infty} \bar{Y}_n \bar{f}_n [\cotn(\bar{\alpha}_n d) \langle \bar{f}_n, \bar{E}_{a1} \rangle - \frac{1}{\sinn(S_n d)} \langle \bar{f}_n, \bar{E}_{a2} \rangle] \quad (7.a)$$

$$Q = \sum_{n=1}^{\infty} \bar{Y}_n \bar{f}_n \langle \bar{E}_{a1}, \bar{f}_n \rangle - \frac{1}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \bar{Y}_n \bar{f}_n \left[\frac{\langle \bar{f}_n, \bar{E}_{a1} \rangle}{\sinh(\bar{\alpha}_n d)} - \cotn(S_n d) \langle \bar{f}_n, \bar{E}_{a2} \rangle \right] \quad (7.b)$$

Burada iç çarpıjnı aşağıdaki -415- tanımı tanımlanmıştır.

$$\langle f_1, f_2 \rangle = \int_0^{a-z} f_1 f_2 dx \quad (7.c)$$

Bu ifadelerin ço: unü nde moment nu' l, . . . u. il ku l l i a n a b i l m e k a n a r ı v l a E_{0z}, E_{z0} a . i n ; i r j f_n ile tanımlı test fonks: i Tade ed i : n l t - r / \ ' .

$$a_1 = \dots \quad (7.d)$$

$$a_2 = \dots \quad (7.e)$$

Bunların yukarıdaki ifadrl . M . l konulması ile o l i l e ed i l e n e : : I ; 1 iki yanı f_n il, çarpılıp - < > ; > ifadesinde integral alınıp seri u- ^ u u , sinirde keşiiirse,

$$F_{z,m} \Delta \langle f_n, \bar{f}_m \rangle = 2\sqrt{t} (-1)^m \frac{m}{\pi} \dots$$

$$t \Delta a_2/a_1 \quad (7.f)$$

$$[U] \Delta 2Y_1 F_1, v \quad (7.g)$$

$$[Q] \Delta \sum_{n=1}^N \sum_{p=1}^P \dots \quad (7.h)$$

$$[R] \Delta \sum_{t=1}^N \frac{\bar{V}_t \delta_{v,t}}{\sin n(\bar{\alpha}_t d)} \quad (8.o)$$

olarak tanımlanmak ii^ere $(7.j)$

$$[O] = [Q] \cdot [D] - [R] \cdot [C] \quad (8.b)$$

elde edilir. Bu bağınLılamj.ıı, İ . l . l . i l i ' i K u l - sayılarının çözümlmesi ile ; 1 katsayısı ve trisismisvurı k . r . t . s . - n i m d i - i - r n - bilir.

$$S_{11} = R = \dots \langle \bar{f}_1, \bar{f}_1 \rangle = -1 \quad (8.c)$$

$$\hat{S}_{21} = \bar{E}_1^{\vee} = \sum_{t=1}^N D_t \bar{V} f_1 \quad (8.d)$$

2.YAKI,ASrK Çöy.ÜH

Yukarıda elde edilen Q ma* r i k l a r y manian ilk terimi dışında riler iç- armektelir. Bu ayr' n i . i a , kinsiyen bu seriler için yaklaşık ed i l i -

•it ifadelerin bulunması ile hızlı bir algoritma elde edilmesi amaçlanmaktadır. 9 matrisinin tipik bir elemanı,

$$I(p, u, v, t) = \sum_{n=2}^{\infty} \frac{p \sqrt{(an)^2 - b^2} \sin^2(n\pi t)}{[(nt)^2 - u^2][(nt)^2 - v^2]} \Delta \sum_{n=2}^{\infty} I_n(u, v, t) \quad (11)$$

şeklindedir. Burada a, b, t pozitif aabitler ve p, * taa sayılardır.

$$t \Delta_{L, \lambda} ; \quad 0,5 < t < 1 \quad (12.a)$$

$$a \Delta_{L, \lambda} ; \quad 0,5 < a < 1 \quad b \Delta_{L, \lambda} ; \quad 1 < b/a < 2 \quad (12-1 \beta)$$

$$P, t \gg y, v \quad (12.c)$$

koşulu sağlanacak şekilde üst limit yeteri kadar büyük seçilirse P sonsuza götürülerek sonsuz terimli bir seri şeklinde düşünülebilir. I_n 'nin çift fonksiyon olduğu fözönüne alınırsa

$$I \Delta \sum_{n=2}^{\infty} I_n = \frac{1}{2} \cdot \sum_{n=2}^{\infty} I_n - I_1 \quad (13.a)$$

$$I_1 = \frac{\sqrt{a^2 - b^2} \sin^2(\pi t)}{(t^2 - u^2)(t^2 - v^2)} \quad (13.b)$$

$$Y_n = \frac{\beta_n}{\omega \mu_0} \quad (13.c)$$

$$\beta_n = \sqrt{k^2 - k_e^2}, \quad k_e = \frac{n\pi}{a_1} \quad (13.d)$$

• zaman bağımlılığı ve kayıplı durum için

$$k^2 - k_e^2 = (1 - j \tan \delta) \quad (14.a)$$

$$k_e^2 = \omega^2 \epsilon_0 \mu_0 \epsilon_r', \quad \tan \delta = \frac{\epsilon_r''}{\epsilon_r'} \quad (14.b)$$

$$\beta_n = -jk_0 \sqrt{(an)^2 - b^2} \ll j \tan \delta \quad (14.c)$$

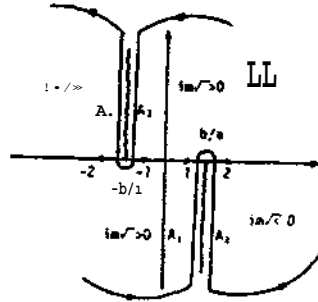
(14.C) ifadesi (13.c) de yerine konulduğunda Y_n için

$$Y_n = -j \frac{i}{n} \sqrt{(an)^2 - b^2} \ll j \tan \delta \cdot \eta \Delta / \mu_0 / \epsilon_0 \quad (15.a)$$

ifadesi elde edilir.

$$\ll A_{(a)}' - b' \text{Mtanfi } \mu_A J \wedge \cdot \wedge_{(u)} \gg (15 \cdot b)$$

olarak ele alındığında w düzleminde negatif reel eksen boyunca kesileceği açıktır. Uygun kontur ve dal kesitleri şekildedir. Her yerde RaiulK) dir. Bu durumda aşağıdaki kontur integral ele alınabilir.



Şekil 2. tntegrasyon Konturu ve z-Düzleminde Tekillikler

$$J \Delta \int_C \frac{1/(az)^{-1} - b^2}{[(tz)^2 - u^2][(tz)^2 - v^2]} \frac{1 - e^{-j2\pi tz}}{1 - e^{-j2\pi z}} dz \quad (16)$$

$\mu = \nu, \mu \neq \nu$ durumları ayrı ayrı incelenmelidir.

$\mu = \nu$ durumunda $\ll \ll 0, \pm i/1, \pm v/1$ de basit kutuplar vardır.

$\mu \neq \nu$ durumunda kutup iki katlıdır ve $z = \pm \mu/t$ dedir.

Her iki durumda uygun kontur deformasyonu ile integral yaklaşık olarak değerlendirilebilir /2/.

$$I = \left\{ \begin{array}{l} -\frac{a}{4t^2(\mu^2 - v^2)} \ln \left| \frac{(p/t)^2 - (b/a)^2}{(v/t)^2 - (b/a)^2} \right| \\ \frac{a\pi^2}{4t\mu^2} \sqrt{(\mu/t)^2 - (b/a)^2} - \frac{a}{4t^2} \frac{3}{(y/t)^2 - (b/a)^2} \end{array} \right. \quad (17)$$

Yukarıdaki inceleme iyi bir yaklaşıklıkla Q matrisinde yalnızca 1.satır 1.sütun ve diagonal terimlerinin 0 dan farklı alınabileceğini göstermektedir. Buna göre [C] katsayılarının bulunmasında karşımıza çık-

an $(IO) - IRJ [O]^{-1} [R]$ şeklindeki matrisel ifadenin ikinci terimindeki 0 matrisinin diagonal terimleri, ilk Q matrisinde ise diagonal terimler ile 1.satır ve 1.sütundaki terimler alınarak elde edilen sonuç matris de aynı formda olacaktır. Bu tip matrislerin tersi eksplisit olarak ifade edilebilir.

$$A = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1n} \\ a_{21} & a_{22} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ a_{nl} & 0 & \dots & \dots & \dots & a_{nn} \end{bmatrix} \quad (13.a)$$

Herhangi bir biçimde bir matris olsun ve aşağıdaki tanımlar yapılsın.

$$D = \Delta \begin{bmatrix} 1/a_{11} & & & 0 \\ & 1/a_{22} & & \\ & & \dots & \\ 0 & & & 1/a_{nn} \end{bmatrix} \quad (18.b)$$

$$t \cdot \ddot{u} = \begin{bmatrix} -a_{11} \\ a_{21} \\ \vdots \\ a_{nl} \end{bmatrix} \quad u \cdot \Delta r = \begin{bmatrix} a_{12} & \dots & a_{1n} \\ a_{22} & \dots & a_{2n} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ a_{n2} & \dots & a_{nn} \end{bmatrix} \quad (18.c)$$

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} 0 & & & 0 \\ & 1/a_{22} & & \\ & & \dots & \\ 0 & & & 1/a_{nn} \end{bmatrix} \quad (18.d)$$

Bu takdirde A matrisinin tersi aşağıdaki gibi elde edilir.

$$A^{-1} = \frac{1}{K} D \cdot t \cdot u \cdot D \quad (19)$$

3. SAYISAL DEĞERLENDİRME ve SONUÇ

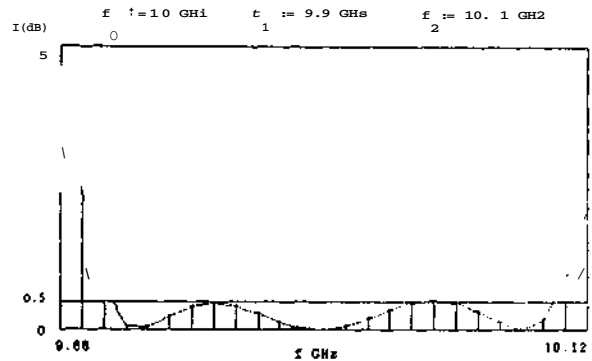
Tablo.1 de çeşitli parametre değerleri için bilim hücreye ilişkin S matrisi elemanları verilmiştir. WG90 standart X bandı borusu için f=10GHz frekansında hesaplanmış olan bu değerler göz önüne alınan

TE_{10} modunun daraltılmış bölgede kesime

gittiği $a_2=1.5\lambda$ bölgesi dışında önerilen yaklaşık yöntemin çok doğru sonuçlar verdiğini göstermektedir. Tablo.1 deki değerler (8) bağıntılarında N,P=10 alınarak elde edilmiş, bu durumda önerilen algoritma ile hesap süresi önemli ölçüde kısalmıştır. Bu çalışmada geliştirilen yöntemin geçerliliğini sınamak amacıyla ayrıca 3 elemanlı bir kesim ötesi dalga kılavuzu filtresi tasarlanmıştır. /3/. Şekil.3 de filtrenin sayısal olarak elde edilmiş olan araya girme kaybı karakteristiğinden tasarım hedeflerine büyük ölçüde ulaşıldığı görülmektedir.

Tablo 1.S Parametreleri İçin Elde Edilen Tam ve Yaklaşık Çözümün Karşılaştırılması.

Parametreler (cm)	Genişlik	Taban Geni. (cm)	Yükseklik (cm)
a ₁ =1.49 d=1.33 l=3	11	n=28472	0.961049
a ₂ =1.33 l=1.1 l=3	12	n=44357	0.474531
a ₃ =2.00 d=0.5 l=53	11	n=U21-1	1.113313
a ₄ =1 M a ₅ =1 l=3	12	0.932M9	0.972255
a ₆ =1.49 d=0.5 l=3	11	0.021.117	n=34<1
a ₇ =1.39 d=0.5 l=3	12	0.719211	0.42032
a ₈ =1.39 d=0.5 l=3	11	n.634730	0.70760
a ₉ =1.39 d=0.5 l=3	12	0.551036	1.84261*
a ₁₀ =1.1 d=0.5 l=3	11	n.024132	0.31113
a ₁₁ =1.1 d=0.5 l=3	12	0.53.1143	0.111-4'n
a ₁₂ =1.1 d=0.5 l=3	12	0.72^473	1.7R528ff



Şekil 3. 0.5 dB Chebyshev Tipi 3-ölemlili Filtrede Araya Girme Kaybı Eit'isi

REFERANSLAR

- 1/. Michel, M.M. . Method of Moments as Applied to Elec-tromagnetic Problems. IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique ,Vol.MTT-33 No.10 October 1985, pp 972-977
- 2/. Emir, K., Kesim ötesi Dalga Kılavuz Filtreleri, İ.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik-Elektronik Anabilim Dalı. Yüksek Lisans Tezi; Ağustos 1990
- 3/. Topuz, E., A Direct Method of Synthesis for a Class of Kavequide Filters. Proc. 19th Europe Microwave Conf., pp 1232-1237

YÖNLÜ BAĞLAŞIK TARAK HATLARIN ANALİZİ

Yük. Müh. Metin ALTAY ' Prof. Dr. Canan TOKER "

* ASELSAN Sivil Hab. Böl. PK 101, 06172, Yenimahalle, ANKARA
ODTÜ Elektrik ve Elektronik Müh. Böl., ANKARA

ÖZET

Bu çalışmada Yönlü Bağlaşık Tarak Hatlara bir model getirilmiştir. Bu modelde benzer yapıya sahip olmaları nedeni ile Interdijital Sığaçlar için getirilmiş olan modellemeden yararlanılmıştır. Yönlü Bağlaşık Tarak Hatlar periyodik bir yapıya sahip oldukları için modellemenin sadece bir periyot için yapılması yeterli görülmüş ve bir periyot birim-hücre olarak isimlendirilmiştir. Modelde bir birim-hücre iki birbirinden uzak iletim hattı (ana hatlar) ve bu iki iletim arasında konan bir interdijital hattın oluşmaktadır. Devrenin tümü ise bu birim-hücrelerin ardışık bağlanmasından oluşmaktadır.

1. Giriş

Yönlü Bağlaşık Tarak Hatlar (YBTH) yüksek bağlaşım verebilen ve düzlemsel yapıya sahip tek bağlaş tipidir *İM*. Bu tip bağlaşlar bugüne kadar deneysel sonuçlar aracılığı ile tasarlanmış ve yapılan literatür araştırmasında bu tip bağlaşlar için getirilmiş herhangi bir modele rastlanmamıştır. Düzlemsel yapıya sahip olmaları nedeni ile YBTH'nin yapımı kolay bir bağlaş tipidir. Dolayısı ile bu tip bağlaşlara bir model getirilmesinin yararlı olacağı düşünülmüştür 121.

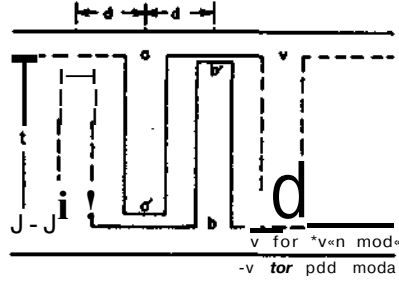
Şekil-1'de görüldüğü gibi YBTH periyodik bir yapıya sahiptirler. Dolayısı ile birim-hücre olarak adlandırılan bir periyodun modellenmesi tüm bağlaşın yapısını modellemek için yeterlidir.

Şekil-2'de ise bir birim-hücre görülmektedir. Görüldüğü üzere bir birim hücre

iki birbirinden uzak kısa iletim hattı ve bir interdijital hattın oluşmaktadır. Arka arkaya bağlanmış olan birim-hücreler arasındaki bağlaşım ise ilerideki kısımda belirtileceği gibi hat parametrelerinin hesaplanmasında göz önüne alınmıştır.



Şekil-1 Yönlü Bağlaşık Tarak Hat

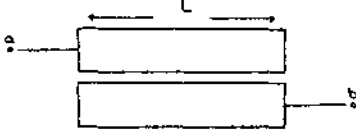


Şekil-2 Birim-Hücre

Burada bağlaşım tümüyle interdijital hatlar aracılığı ile olmaktadır. Bağlaşım hemen hemen tamamıyla kapasitif olup manyetik bağlaşım ihmal edilmektedir *İM*.

2. İnterdijital Hatların Tek-Çift Mod Kapasitans Değerleri

İnterdijital hatlar Şekil-3'de görüldüğü gibi a ve b terminalleri arasında bir 2-uçlu devre oluşturmaktadırlar.



Şekil-3 İnterdijital Hat

Bu iki uçlu devrenin Y parametreleri aşağıdaki gibidir /3/.

$$Y_{aa} = Y_{bb}, Y_{ab} = Y_{ba} \quad (1)$$

Buradan tek-çift mod metodu kullanılarak, Y_e ve Y_o değerleri aşağıdaki gibi olur

$$Y_e = Y_{aa} + Y_{ab}, Y_o = Y_{aa} - Y_{ab} \quad (2)$$

Böylece interdijital hatların getirdiği tek-çift mod kapasitans değerleri ise, birim uzunluk için

$$C_e^i = \frac{Y_e}{j \omega d} \quad (3)$$

$$C_o^i = \frac{Y_o}{j \omega d} \quad (4)$$

3) İnterdijital Hatlar Tarafından Yüklenmiş Olan İletim Hatlarının Karakteristik Empedansları ve Yayınım Sabitleri

Birbirinden uzak olan iki iletim hattının (ana hatlar) şelf endüktans ve kapasitansları sırasıyla L_m ve C_m olsun. Bu iki iletim hattı birbirlerinden uzak oldukları için ortak endüktans değerleri sıfır olur, yani endüktans matrisi köşegen bir matristir. Bu iki iletim hattı arasında manyetik bağlaşım olmadığını gösterir.

Böylece tek-çift mod yayılım katsayıları ve karakteristik empedansları aşağıdaki gibi olur.

$$V_{pe}^i = \frac{1}{\sqrt{L_m (C_m + C_e)}} \quad (5)$$

$$V_{po}^i = \frac{1}{\sqrt{L_m (C_m + C_o)}} \quad (6)$$

$$Z_{oe}^i = \frac{1}{V_{pe} (C_m + C_e)} \quad (7)$$

$$Z_{oo}^i = \frac{1}{V_{po} (C_m + C_o)} \quad (8)$$

Buradan 4-uçlu devrenin Z-parametreleri bilinen standart iletim hattı teorisi ile bulunur /3/.

4) N Tane Bağlaşık Mikrostrip
Hattın Tek-Çift Mod Kapasitans
ve Karakteristik Empedans
Değerleri

N tane bağlaşık mikrostrip hattın tek-çift mod karakteristik empedansları ve kapasitans değerlerinin hesaplanması için gerekli olan formülizasyon burada ayrıntısı ile verilmeyecektir. Sadece gerekli referanslar verilecektir.

Alley bu tip inter dijital yapılar için gerekli formülizasyonu yapmıştır **1** **Al**. Ancak Alley'in formülizasyonu bir takım eğri-bağımlı bir formülizasyon olup uzun hesap süresi ihtiyacını gerektirmektedir. Bu özellikle optimizasyon sırasında oldukça büyük zorluklar çıkarmaktadır. Dolayısı ile analitik denklemlere gereksinim duyulmuştur. She & Chow bu parametrelerin hesaplanması için analitik bir yaklaşım yapmışlardır **151**. Ancak bu yaklaşım sadece dielektrik kalınlığının hat kalınlığından çok büyük olduğu durumlarda geçerlidir.

5) Sonuç

Bu çalışmada bugüne kadar sadece deneysel sonuçlar aracılığı ile tasarlanan yönlü bağlaşık tarak hatlar için bir model getirilmiştir. Model getirilirken benzer yapıya sahip olmaları nedeni ile inter dijital sığaçlardan yararlanılmıştır. Pratik bir çalışma yapılmamakla beraber pratik bir çalışma için temel oluşturulmuştur. Kısacası bu tip bağlaşıklara analitik bir yaklaşım için gerekli olan mesafenin katedilmesindeki ilk kilometre taşı konmuştur.

6) Kaynakça

1M D. J. Gunton and E. G. S. Paige, "Directional Coupler for gigahertz frequencies, based on the coupling properties of two planar comb transmission lines," Electron. Lett., vol. 11, no. 17, pp. 209-277, 1977.

121 M. Altay, "Analysis of coupled combine directional couplers" Ms. Thesis, Electrical and Electronic Eng. Dept., METU, 1986.

1Z1 G. I. Zysman and A. K. Johnson, "Coupled transmission line networks in an inhomogenous dielectric medium," IEEE Trans. MTT., vol. 27, pp. 700-705, July 1979.

14/ G. D. Alley, "Interdigital capacitors and their application to lumped-element microwave integrated circuits", IEEE Trans. MTT., vol. 18, pp. 1028-1033, October 1970.

151 X. Y. She and Y. L. Chow, "Interdigital microstrip capacitor as a four port network," IEE Proceedings, vol. 133, pt. H, no. 3, June 1986.