

ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ 6. ULUSAL KONGRESİ

11 -17 Eylül 1995
BURSA



TMMOB
ELEKTRİK MÜHENDİSLERİ ODASI



ULUDAĞ ÜNİVERSİTESİ
MÜHENDİSLİK MİMARLIK FAKÜLTESİ
ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ BÖLÜMÜ



TÜBİTAK

ISBN: 975-395-154-X

Baskı :

KARE AJANS & MATBAACILIK

Litrasyolu, 2. Matbaacılar Sanayi Sitesi

C Blok No : 4 NC 25 Topkapı - İstanbul

Tel : (0212) 544 09 79 - 544 92 85

Ö N S Ö 2

TMMOB Elektrik Mühendisleri Odası, Uludağ Üniversitesi Mühendislik-Mimarlık Fakültesi Elektronik Mühendisliği Bölümü ve TÜBİTAK'ın işbirliği ile 11-17 Eylül 1995 tarihleri arasında düzenlenen Elektrik Mühendisliği 6. Ulusal Kongresine hoşgeldiniz.

Hazırlık çalışmaları yaklaşık bir yıl önce başlayan Kongreye, Üniversitelerimiz, araştırma ve endüstri kurumlarında çalışan meslektaşlarımız büyük ilgi göstermiş ve toplam 450 civarında bildiri başvurusu olmuştur.

Aydınlatma Tekniği, Ar-Ge ve Teknoloji Üretimi, Bilgisayar ve Kontrol, Devreler ve Sistemler, Elektronik, Elektromagnetik Alanlar ve Mikrodalga Tekniği, Elektrik Makinaları, Elektrik Enerji Üretimi ve Dağıtımı, Eğitim, Güç Elektroniği, Haberleşme Tekniği ve Sistemleri, Ölçme Tekniği, Tıp Elektroniği ve Yüksek Gerilim Tekniği konularına göre ayrılan bildiriler, yürütme kurulunca belirlenen değerlendirme kuralları çerçevesinde uzmanlarca değerlendirilerek, yaklaşık 300 kadarının oturumlarda sunulması uygun bulunmuştur.

Üç Ayrı ciltte toplanan bildirilerin, Aydınlatma Tekniği, Enerji Üretim, İletim ve Dağıtımı, Yüksek Gerilim Tekniği, Güç Elektroniği, Elektrik Makinaları birinci ciltte, Elektronik, Elektromagnetik Alanlar ve Mikrodalga Tekniği, Haberleşme Tekniği ve Sistemleri, Ölçme Tekniği, Tıp Elektroniği ikinci ciltte, Bilgisayar ve Kontrol, Eğitim ve diğerleri üçüncü ciltte yer almıştır.

EMO ve Üniversitelerin temsilcilerinin yanısıra kamu ve özel sektör temsilcilerinin de yer aldığı Kongre Danışma Kurulu'nca belirlenen görüşler çerçevesinde, Elektrik-Elektronik Mühendisliğini ilgilendiren çeşitli konularda paneller ve çağrılı bildiriler de düzenlenmiş bulunmaktadır.

Türkiye'de Elektrik-Elektronik Sanayinin Konumu, AB İle Bütünleşmesi ve Perspektifler, Elektrik-Elektronik Mühendisliğinde Eğitim, Altyapı Hizmetleri Özelleştirme ve Düzenleyici Erk, Türkiye'nin Elektrik Enerji Sisteminde Yapısal Değişiklikler ve Politikalar konulu paneller ve Bilgi Çağının Anahtar Teknolojisi; Mikroelektronik, Mikrodalga Enerjisinin Endüstriyel Uygulamaları, Bilgi Toplumu ve İnternet, Elektrik-Elektronik sanayinin Gelişiminde Ar-Ge'nin Önemi, Nükleer Güç Santrallerinin İşletmesindeki Teknik Sorunlar ve Çevre Konulu çağrılı bildirilerle konuların tartışılacağı, bilimsel yaklaşımlarla çözüm ve önerilen geliştirileceği, ilgili kurum ve kuruluşlara önemli katkılar sağlayacağı inancındayız.

Kongrede çağrılı bildiri ve panellere katılarak değerli katkılarda bulunacak değerli bilim adamları ile özel ve kamu kuruluş yetkililerine sonsuz teşekkürlerimi sunuyorum.

Bugüne kadar iki yılda bir düzenli olarak yapılan, bilimsel niteliği ve katılımı giderek artan Elektrik Mühendisliği Ulusal Kongresi, Ülkemizde yapılan bilimsel ve teknolojik çalışmaların nitel ve nicel özelliklerini yansıtmaları bakımından önem arz etmektedir.'

Kongrenin, izleyiciler ve delegeler için başarılı olmasını, ülkemizin bilimsel ve teknolojik çalışmalarına yön ve ivme vermesini diliyor, hazırlık çalışmalarımıza özenle katkı sağlayan değerli TMMOB Elektrik Mühendisleri Odası Yönetim Kuruluna, Elektrik Mühendisleri Odası Bursa Şubesi Yönetim Kuruluna ve Çalışanlarına, Bilim Kurulu, Danışma Kurulu, Yürütme Kurulu ve Sosyal İlişkiler Komisyonu üyeleri ile emeği geçen tüm arkadaşlarımıza destek ve katkıları için teşekkür ediyorum.

Prof. Dr. Ali OKTAY
Yürütme Kurulu Başkanı

ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ 6. ULUSAL KONGRESİ

YÜRÜTME KURULU

Prof. Dr.Ali OKTAY	(U.Ü. - Başkan)
Prof.Dr.Ahmet DERViŞOĞLU	(İTÜ)
Prof.Dr.R.Nejat TUNCAY	(İTÜ)
Teoman ALPTÜRK	(EMO Başkanı)
Faruk KOÇ	(EMO Bursa Şube Başkanı)
Haluk ZONTUL	(EMO Yön.Kur. Üyesi)
Ömer ADIŞEN	(U.Ü.)
EmirBİRGÜN	(EMO-Bursa Şube Yön.Kur.Yazman Üyesi)
Sevim ÖZAK	(EMO-Bursa Şube Yön.Kur. Üyesi)
Yakup ÜNLER	(EMO-Bursa Şubesi)
Osman AKIN	(EMO-Bursa Şubesi)
H.İbrahim BAKAR	(EMO-Bursa Şubesi)

TMMOB ELEKTRİK MÜHENDİSLERİ ODASI BURSA ŞUBESİ YÖNETİM KURULU

Başkan	: Faruk KOÇ
Başkan Yrd.	: İsmail Yalçın AKTAŞ
Yazman	: Emir BİRGÜN
Sayman	: Bahri KAVILCIOĞLU
Üye	: Sevim ÖZAK
Üye	: Tuncay HIZLIOĞLU
Üye	: Cem ÖZKAN

TMMOB ELEKTRİK MÜHENDİSLERİ ODASI BURSA ŞUBE GÖREVLİLERİ

Kemal ERTUĞRAN	: Kongre-Fuar Sorumlu Mühendisi
Kemal KARAKAŞ	: Proje Denetim ve Test Mühendisi
Raziye BEĞEN	: Sekreteryaya Sorumlusu
Meliha DEMİR	: Muhasebe Görevlisi
Hüseyin GÖK	: Şube Görevlisi

SOSYAL ETKİNLİKLER KOMİSYONU

İnci BECEREN	Gülsemin GÜNEŞ
Sabiha CESUR	Muvaffak KARAHAN
Bekir DAĞLAROĞLU	Önder SERHATLI

BİLİMSEL DEĞERLENDİRME KURULU

- AKÇAKAYA Ergül, Prof.Dr.(İTÜ)
- AKPINAR Sefa, Prof.Dr. (KTÜ)
- ANDAY Fuat, Prof.Dr.(İTÜ)
- ATAMAN Atilla, Prof.Dr. (YTÜ)
- AYGÖLÜ Ümit, Prof. Dr. (İTÜ)
- AŞKAR Murat, Prof. Dr. (ODTÜ)
- BAYRAKÇI H.Ergün, Prof.Dr.(UÜ)
- BURŞUK A.Fahri, Prof.Dr. (İÜ)
- BİR Atilla, Prof.Dr.(İTÜ)
- CANATAN Fatih, Prof. Dr.(ODTÜ)
- ÇERİ D Ömer, Prof. Dr. (BÜ)
- ÇETİN İlhami, Prof.Dr.(İTÜ)
- ÇİFTÇİOĞLU Özer, Prof.Dr. (İTÜ)
- DALFES Abdi, Prof.(İTÜ)
- DEMİROREN Ayşen, Yrd.Doç.Dr.(İTÜ)
- DERVIŞOĞLU Ahmet, Prof.Dr.(İTÜ)
- ERTAN H.Bülent, Prof.Dr.(ODTÜ)
- ERTAŞ Arif, Prof. Dr. (ODTÜ)
- ERİMEZ Enise, Prof.Dr. (İTÜ)
- FADIL Salih, Yrd.Doç.Dr.(OÜ)
- GÖKMEN Muhittin, Prof.Dr.(İTÜ)
- GÖNÜLEREN Ali Nur, Prof.Dr.(İTÜ)
- GÜLGÜN Remzi, Prof.Dr.(YTÜ)
- GÜNAN Hasan, Prof.Dr.(ODTÜ)
- GÜNEŞ Filiz, Prof.Dr.(YTÜ)
- GÜRLEYEN Fuat, Doç.Dr.(İTÜ)
- GÜVEN Nezih, Doç.Dr.(ODTÜ)
- GÜZELBEYOĞLU Nurdan, Prof.Dr.(İTÜ)
- HARMANCI A.Emre, Prof.Dr. (İTÜ)
- İDEMEN Mithat, Prof.Dr.(İTÜ)
- İDER Y.Ziya, Prof.Dr. (ODTÜ)
- İNAN Kemal, Prof.Dr.(ODTÜ)
- KALENDERLİ Özcan, Yrd.Doç.Dr.(İTÜ)
- KASAPOĞLU Asım, Prof.Dr.(YTÜ)
- KAYMAZ Adnan, Doç. Dr. (İTÜ)
- KORÜREK Mehmet, Doç.Dr.(İTÜ)
- KUNTMAN H.Hakan, Prof.Dr.(İTÜ)
- LEBLEBİCİOĞLU Kemal, Prof.Dr.(ODTÜ)
- MERGEN Faik, Prof.Dr.(İTÜ)
- MORGÜL Avni, Prof.Dr.(BÜ)
- OKTAYALI, Prof.Dr.(UÜ)
- ONAYGİL Sermin, Doç. Dr.(İTÜ)
- ÖNBİLGİN Güven, Prof.Dr.(19 MAYIS Ü)
- ÖZAY Nevzat, Prof. Dr. (ODTÜ)
- ÖZDEMİR Aydoğan, Doç.Dr.(İTÜ)
- ÖZKAN Yılmaz, Prof. Dr. (İTÜ)
- ÖZMEHMET Kemal, Prof.Dr.(9 EYLÜL Ü)
- PANAYIRCI Erdal, Prof.Dr. (İTÜ)
- RUMELİ Ahmet, Prof.Dr.(ODTÜ)
- SANKUR Bülent, Prof.Dr.(BÜ)
- SARIKAYALAR Şefik, Prof.(YTÜ)
- SEVAİOĞLU Osman, Prof. Dr.(ODTÜ)
- SEVERCAN Mete, Prof.Dr. (ODTÜ)
- SOYSAL A.Oğuz, Prof.Dr.(İÜ)
- ŞEKER Selim, Prof.Dr.(BÜ)
- TACER Emin, Prof. Dr.(İTÜ)
- TANIK Yalçın, Prof.Dr.(ODTÜ)
- TARKAN Nesrin, Prof.Dr.(İTÜ)
- TOPUZ Ercan, Prof.Dr.(İTÜ)
- TUNCAY R.Nejat, Prof.Dr. (İTÜ)
- TÜRELİ Ayhan, Prof.Dr.(ODTÜ)
- ÜÇOLUK Metin, Prof.Dr.(İTÜ)
- YAZGAN Erdem, Prof.Dr.(HÜ)
- YÜCEL Metin, Prof. (YTÜ)
- YÜKSEL Önder, Prof.Dr.(ODTÜ)
- YÜKSELER Nusret, Prof.Dr.(İTÜ)

DANIŞMA KURULU

- AKÇAKAYA Ergül (Prof.Dr.-İTÜ)
- AKKAŞLI Nevzat
- ALADAĞLI Tunç (Nergis A.Ş.)
- ALGÜADİŞ Selim (EKA)
- ARABUL Hüseyin (EMSAD)
- ARGUN Tanju (TESİD)
- ATALI İbrahim (EMO Adana Şube)
- ATEŞ Mustafa (TEDAŞ)
- AVCI M.Naci (Organize Sanayi Bölgesi)
- BAYKAL Faruk (Nilüfer Belediye Başkanı)
- BERKOĞLU İsmail (PTT Bölge Başmüdürü)
- BOZKURT Yusuf (MEES)
- BİRAN D Tuncay (ODTÜ)
- CANER Süleyman (Çanakkale Seramik)
- CEYHAN Mümin
- CEYLAN Arif
- ÇALIM Yavuz (TEAŞ Müessese Müdürü)
- DRAMA Mehmet (TEDAŞ)
- DURGUT Metin (EMO Merkez)
- GÖREN Sunay (Siemens)
- HARMANCI Emre (Prof.Dr.-İTÜ)
- ISPALAR Ayhan (EMKO)
- KAYA Ersin (Kaynak Dergisi)
- KAŞIKÇI İsmail (Almanya)
- KIRBYK Mehmet (Prof.Dr.-U.Ü.Müh.Mim.Fak.Dekani)
- KUZUCU Mehmet (TOFAŞ Elk.Eln.Tesis Servis Şefi)
- MUTAF M.Macit (EMO İzmir Şube)
- OKAT İsmail (TEDAŞ Bursa Müessese Müdürü)
- OKUMUŞ Necati (TEDAŞ)
- OKYAY Nursel (TEDAŞ)
- ÖZMEHMET Kemal (Prof.Dr.-9 Eylül)
- ÖNBİLGİN Güven (Prof.Dr.-19 Mayıs Ü.)
- PUCULAOĞLU Mustafa (EMO Merkez)
- RAŞİTOĞLU Mithat (TEDAŞ)
- SÖNMEZ Ali Osman (Ticaret ve Sanayi Odası Başkanı)
- TERZİOĞLU Tosun (TÜBİTAK)
- YAZICI Ali Nihat (EMO Merkez)
- YEŞİL Hüseyin (EMO İstanbul Şube)
- YÜCEL Behçet
- YÜKSELER H.Nusret (Prof.Dr.-İTÜ)
- YURTMAN Naşit (Oyak Renault Fab.Teknik Servis Bakım Müdürü)
- YİĞİT Ali (EMO Ankara Şube)
- ZÜMBÜL İsmail

AKTİF MİKRODALGA ELEMANLARININ YAPAY SİNİR AĞI SİMÜLATÖRLERİ

HamidTORPİ** Filiz GÜNEŞ** Fikret GÜRGEN*

*• Yıldız Teknik Üniversitesi, Elektronik ve Haberleşme Müh. Böl..80670 MASLAK-İSTANBUL/TÜRKİYE

•Boğaziçi Üniversitesi, Bilgisayar Müh. Böl. .BEBEK-İSTANBUL/TÜRKİYE

Özet: Mikrodalga transistörlerinin küçük-ışaret ve gürültü başarımının modellenmesi için yeni bir yöntem teklif edilmektedir. Bu yöntemde , transistor ışıaret ve gürültü parametreleri çalışma bandı boyunca , bir yapay sinir ağı (YSA) ile ölçüm uzayıyla uyuşacak şekilde hesaplanan bir kara kutuyla modellenmiştir.Bu modelleme yöntemi kullanılarak, sadece ışıaret parametrelerinin değil , aynı zamanda gürültü parametrelerinin de ölçüm uzayıyla .literatürdeki model sonuçlarından daha iyi bir uyuşum içerisinde olduğu bulunmuştur.

1-GİRİŞ

Bir mikrodalga transistörünün bir kutuplama noktası civarındaki küçük ışıaret ve gürültü davranışları çalışma bandı boyunca sırasıyla saçılma parametreleri $S_{n1}, S_{22}, S_{21}, S_{12}$ ve gürültü parametreleri F_{min}, X_{opt}, R_N ü tayin edilebilir. S parametreleri ve gürültü parametrelerinin her ikisi de frekansa ve elemanın yapısal özelliklerine bağlıdır.

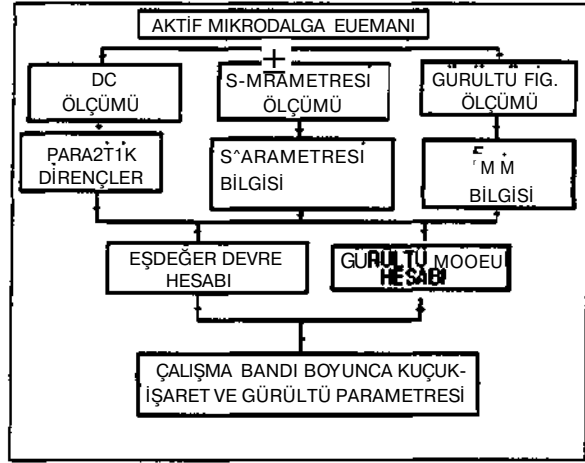
Şekil-1'de gösterildiği gibi gürültü parametrelerinin de küçük ışıaret model parametreleri gibi küçük ışıaret modelleme bilgisine gereksinimi vardır. Çünkü her iki parametre seti de elemanın fiziksel ve geometrik parametrelerine, örneğin GaAs MESFET'te aktif katmanın geçit uzunluğuna sıkı sıkıya bağlıdır. Bu açıdan bakılacak olursa, eşdeğer devre elemanı küçük-ışıaret ve gürültü parametrelerinden yararlanmak suretiyle belirlenmelidir.Mevcut literatürde /1-4/ sadece küçük-ışıaret modeli ile ilgilenilmekte ve küçük-ışıaret eşdeğer devrelerinin elemanın gürültü karakteristiğiyle ilişkisi olmadığı üzerinde yoğunlaşmaktadır. Bizim durumumuzda eşdeğerlik , ışıaret [S] ve gürültü parametrelerinin [N] her ikisini de birlikte kullanmak suretiyle belirlenmiştir. Bu çalışmanın başlıca amaçları aşağıdaki şekilde sıralanabilir.

(i) Eşdeğerlik işlevi görecektir, tek gizli katmanlı. ileri beslemeli tipte yapay sinir ağını kurmak.

(ii) Geriye yayılım algoritması (BPA) ve lineer olmayan tipte aktivasyon fonksiyonları kullanarak, yapay sinir ağı herhangi bir tipte aktif eleman için çalışma bandı boyunca ışıaret-gürültü davranışının her ikisi için de kullanarak, eğitmek,

(iii) Yapay sinir ağı performans ölçüsünü belirlemek.

(iv) Seçilen elemanın lineer olmayan karakteristiğinin kutuplama noktası civarındaki parçasına fonksiyonel yaklaşım yaparak eğitilmiş yapay sinir ağı kullanarak herhangi bir frekans için elemanın ışıaret-gürültü davranışını tayin etmek.



Şekil-1 Aktif Mikrodalga Elemanlarının Küçük - İşıaret ve Gürültü Performansının Hesaplanması için Genel Prosedür.

2-YAPAY SİNİR AĞI EŞDEĞERİ

Çalışmada , transistorun çalışma bandı boyunca küçük-ışıaret ve gürültü davranışı simülasyonunda , çıkışıyla eşit sayıda işlem elemanına sahip tek gizli katmanlı bir algılama yapısı (ÇKA) yeterli bulunmuştur. (Şekil-2) YSA'nın yakınsama hızını artırmak amacıyla ilave bir kutuplama girişi kullanılmıştır.

$$Kutuplama = \sqrt{\sum_{i=1}^{N_s} f_i^2} \quad (D)$$

Burada f_i ,i. örnek frekansı N_s örnek sayısıdır. Şekil -2 "deki Çok Katmanlı Algılama yapısını (ÇKA=MLP),gizli katmanından i. çıkış elemanına gelen d_i işareti

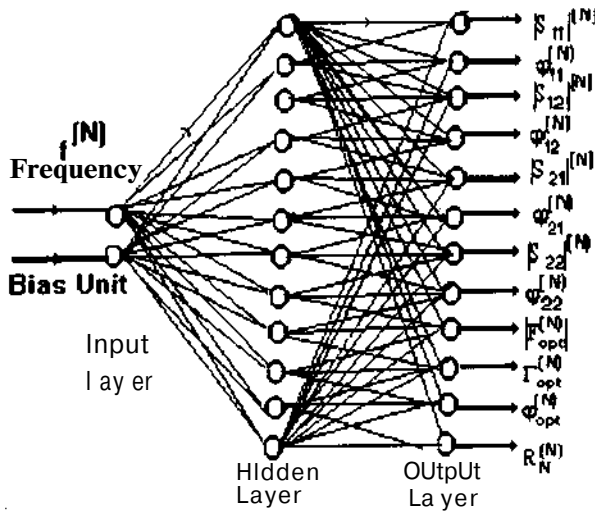
$$\Phi_i(\mathbf{T}_i, \mathbf{W}, \mathbf{x}) = \sum_{h=1}^{N_h} T_{ho} g_h(\mathbf{W}_h, \mathbf{x}) + T_{ho} \quad (2.1)$$

ifade edilebilir ve aynı düğümünden net çıkış olarak aşağıdaki biçimde elde edilebilir.

$$\phi_i(\mathbf{T}_i, \mathbf{W}, \mathbf{x}) = T_{io} g_i(\Phi_i) + T_i \quad (2.2)$$

Burada g_h ve g_i ,sırasıyla h. gizli ve i. çıkış işlem elemanlarının nonlinear aktivasyon fonksiyonlarıdır. Çalışmada yaygın iki tip dağılmış devre baz fonksiyonu sigmoid tip ve tanjant hiperbolik tip kullanılmış kararlı nümerik hesaplama performansı nedeniyle sigmoid tip aktivasyon fonksiyonu tercih edilmiştir:

$$g_h(\mathbf{W}_h, \mathbf{x}) = \frac{1}{1 + \exp\left(-\sum_i x_i W_{ih} - W_{oh}\right)} \quad (3)$$



Şekil-2 Aktif Mikrodalga Elemanı için ÇKA yapısı

Burada W_{oh} h. işlem elemanının yerel belleğidir. (4.1) ,(4.2) ve (5) deki \mathbf{x} giriş vektörüdür.

$$\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T \quad (4.1)$$

T_i i. çıkış işlem elemanı ile gizli katman

arasındaki ağırlık vektörü de aşağıdaki biçimde ifade edilebilir.

$$\mathbf{T}_i = [T_{i1}, T_{i2}, T_{i3}, \dots, T_{ih}, T_{iN}]^T \quad (4.2)$$

W ,gizli katman ile giriş katmanı arasındaki ağırlık matrisidir.

$$\mathbf{W} = [W_{11}, W_{12}, \dots, W_{1h}, \dots, W_{N1}, \dots, W_{Nh}]^T \quad (4.3)$$

T_{ho} ve T_i sırasıyla h. gizli ve i. çıkış işlem elemanlarının eşikleridir.

YSA'nın öğrenme mekanizması kısaca özetlemek amacıyla bir çıkış elemanının net çıkışının $F(P, \mathbf{x})$ formunda ifade edelim F . YSA mimarisi tarafından belirlenir ve YSA mimarisi kapsamında katman sayısı ,her katmanın işlem elemanı sayısı ,elemanlar arası bağlantılar gibi YSA yapı faktörleri içerilir. Bizim uygulamamızda öğrenme işlemi. P YSA bağlantı ağırlık vektörünün ölçülmüş y_j ile hesaplanan $F(P, \mathbf{x}_j)$ arasındaki fark karelerinin örnekleme üzerinden toplamı şeklinde tanımlanan hata fonksiyonunun minimize edecek değerini tesbit etmeye karşı düşmektedir. Buna göre $E(P)$ hata fonksiyonu

$$m = \sum_{\{f_{ol}^*\}} [y_i - F(P, [\mathbf{x}_i])]^2 \quad (5.1)$$

şeklinde ifade edilebilir ve başlangıçta (YSA) bağlantılara rastgele ağırlıklar verilir ve her biri JLL ile orantılı biçimde tekrarlayan değişimlere $3P_p$ tabi tutulur:

$$\Delta P_p = -\eta \frac{dE}{dP_p} \quad (5.2)$$

Burada η öğrenme katsayısıdır.(7.1) ile tanımlanan hata fonksiyonunun azalmasının durduğu zaman öğrenme işleminin tamamlandığı varsayılmaktadır. Öğrenme algoritması olarak geriye yayılım algoritması (BPA) kullanılmıştır.

3-BAŞARIM ÖLÇÜTÜ

Kestirim uzayının hedef uzayına -ölçülmüş değerler uzayı- yaklaşım ölçüsü olarak aşağıdaki kriterleri tanımlamak uygun

bulunmuştur.

$$S = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n \frac{|S_{meas}^k - S_{predict}^k|}{S_{meas}^k} \quad (6.1)$$

$$EN_j = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \frac{|N_{meas}^k - N_{predict}^k|}{N_{meas}^k} \quad (6.2)$$

$$E_T = \frac{1}{4} \sum_{i=1}^4 E_{i, işaret} + \frac{1}{3} \sum_{i=1}^3 E_{i, noise} \quad (6.3)$$

Burada n örnek sayısıdır. ES_{ij} işaret EN_j gürültü parametreleri için ortalama bağıl hatadır. N_j

sırasıyla F_{mn} , T_{opt} , R_N alınmalıdır. E_T işaret, F_T gürültü parametreleri için toplam hatadır.

4-SİMÜLASYON SONUÇLARI

Tablo Tde FET N24200A için ölçülmüş işaret ve gürültü parametreleri katalogdan verilmiştir. yine aynı tablo transistörün 1 Ghz'den 30 GHz'e kadar çalışma bandı boyunca YSA Simülatörünün nümerik sonuçları ve başanın ölçüleni vermiştir. Tablo ilde ise muhtelif gürültü ve işaret parametrelerine ait $[S_n]$ (Genlik ve açı), S_{21} (Genlik), F_{min} J grafikler verilmiştir.

Table I
N24200A İÇİN YAPAY SİNİR AĞI MODELİ'NE AİT ÇIKIŞLAR

ÖĞRENME İÇİN KULLANILAN İŞARET VE GÜRÜLTÜ PARAMETRELERİ

f [GHz]	Su	S ₂₁	S _n	S ₁₁	L	F _{opt}	R ₅₀
1.3	3.997	-23.100	4.380	1.000	61.000	0.030	77.000
1.3	3.990	-23.100	4.380	1.000	61.000	0.030	77.000
-1.0	3.3070	-44.100	4.380	1.44.300	3.352	65.100	3.610
6.0	3.930	-62.100	4.380	123.300	3.271	53.300	3.590
3.3	3.390	-79.000	3.300	113.100	3.386	43.000	3.580
13.3	3.360	-54.000	3.540	99.000	2.399	74.300	3.560
12.2	3.323	-108.100	3.300	36.300	0.109	27.000	3.540
14.0	3.390	-121.300	3.380	74.000	0.117	21.000	0.510
16.1	3.350	-134.300	2.370	63.000	0.12	16.300	3.490
18.3	3.320	-145.000	2.060	52.000	3.135	12.300	3.470
20.2	3.690	-155.000	2.500	42.300	3.142	3.000	0.450
22.1	3.660	-165.000	2.320	32.300	3.148	6.300	0.430
24.3	3.640	-175.000	2.160	23.000	2.153	4.000	0.420
26.3	3.610	-177.300	2.310	15.300	3.159	3.000	0.410
29.0	3.590	-168.100	1.370	7.000	0.163	1.000	0.410
30.0	0.370	-160.000	1.730	-1.000	0.168	0.000	0.410

KESTİRİLEN İŞARET VE GÜRÜLTÜ PARAMETRELERİ

1.100	3.992	-13.329	4.375	169.1	3.317	33.465	0.617	-1.134	3.297	3.812	10.917	0.386
2.100	3.985	-22.417	4.07	161.419	3.328	77.115	3.614	-14.916	1.305	3.736	16.516	3.365
4.300	3.959	-44.100	4.380	144.300	3.352	65.100	3.610	-29.000	3.330	3.750	31.300	3.330
6.000	3.930	-62.100	4.380	123.300	3.271	53.300	3.590	-41.300	3.280	0.720	45.300	1.100
3.300	3.390	-79.000	3.300	113.100	3.386	43.000	3.580	-31.000	3.430	3.700	59.000	1.270
13.300	3.360	-54.000	3.540	99.000	2.399	74.300	3.560	-61.300	3.500	3.680	-7.000	1.540
12.200	3.323	-108.100	3.300	36.300	0.109	27.000	3.540	-70.000	3.600	2.660	92.300	3.227
14.000	3.390	-121.300	3.380	74.000	0.117	21.000	0.510	-78.000	0.710	0.640	108.000	3.190
16.100	3.350	-134.300	2.370	63.000	0.12	16.300	3.490	-37.300	0.850	0.620	126.100	3.130
18.300	3.320	-145.000	2.060	52.000	3.135	12.300	3.470	-95.000	1.000	3.580	140.000	3.150
20.200	3.690	-155.000	2.500	42.300	3.142	3.000	0.450	-102.000	1.200	0.550	153.000	0.130
22.100	3.660	-165.000	2.320	32.300	3.148	6.300	0.430	-109.000	1.500	0.520	164.000	0.110
24.300	3.640	-175.000	2.160	23.000	2.153	4.000	0.420	-116.000	1.300	0.490	175.000	0.100
26.300	3.610	-177.300	2.310	15.300	3.159	3.000	0.410	-122.000	2.100	0.480	-176.000	0.080
29.000	3.590	-168.100	1.370	7.000	0.163	1.000	0.410	-128.000	2.400	0.460	-168.000	0.070
30.000	0.370	-160.000	1.730	-1.000	0.168	0.000	0.410	-134.000	2.800	0.460	-160.000	0.050

Error Analysis

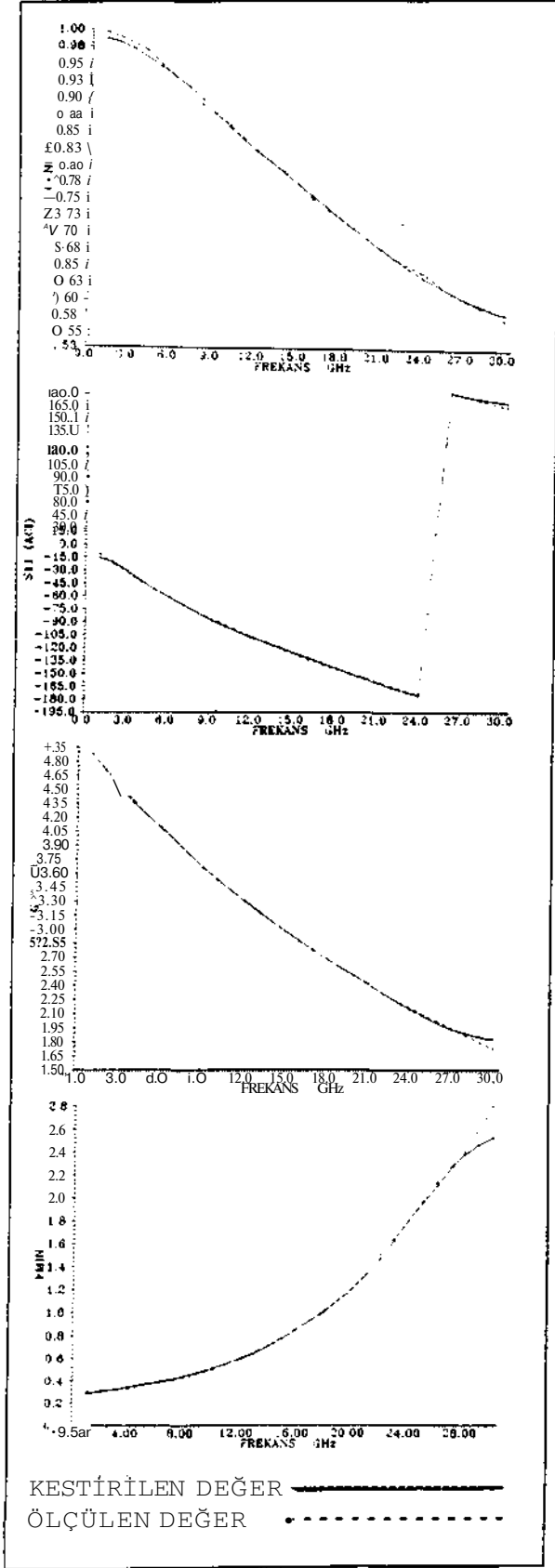
$$E_{11} = 0.011053 \quad E_{22} = 0.024918 \quad E_{12} = 0.021162 \quad E_{21} = 0.009100$$

$$E_T = 0.018053$$

$$F_1 = 0.011198 \quad F_2 = 0.012857 \quad F_3 = 0.0316921$$

$$F_T = 0.013659$$

Tablo IIN24200A İÇİN YAPAY NÖRON AĞI
MODELİNE AİT ÖRNEK GRAFİKSEL
ÇIKIŞLAR

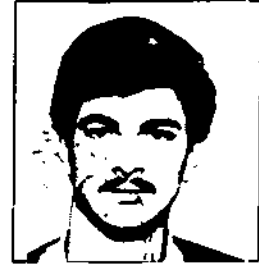


KAYNAKÇA

- /1/ R.K. FROELICH:"An improved model for noise characterization of microwave GaAs FETs" ,IEEE Trans., 1990, MTT-38 (16), pp. 703-706.
- /2/ M.W. POSPESZALSKI: "Modelling of noise parameters of MESFETs and MODFETs and frequency and temperature dependence" , IEEE Trans. . 1989, MTT-37. (9), pp 1340-1350.
- /3/ M. BERROTH and R. BOSH:"Broad band determination of the FET small signal equivalent circuits" ,IEEE Trans. 1990,MTT-38,(7),pp. 891-895.
- /4/Z.R.HU.Z.M.YANG.V.F.FUSCO.J.A.C.STEWART." Unified small-signal-noise model for active microwave device" . IEE Proceedings-G , Vol.140 . Nol . Feb. 1993 . pp. 55-60.
- /5/G. D. VENDELIN. A. M. PAVIO.U. L. ROHDE. "Microwave Circuit Design using Linear and Nonlinear Techniques" . John Wiley & Sons, 1990.
- /6/F.GÜNEŞ,M.GÜNEŞ,M.FIDAN:"Performance Charactensation of a Microwave Device'MEE Proc. Circuits Devices Syst.. Vol.141 ,No.5. pp. 337-344. Oct. 1994.
- /7/F. GÜRGEN. R. ALPAYDIN.,U. ÜNLÜAKIN. , E. ALPAYDIN.'Distnbuted and Local Neural Classifiers for Phoneme Recognition".Pattem Recognition Letters. pp.. 1111-1118. Nov. 1994.
- /8/T).R. HUSH.B.G. HORNE ,'Trogress in Supervised Neural Networks',IEEE Signal and Processing Magazine. pp-8-36, Jan. 1993.

ÖZGEÇMİŞLER

Hamid TORPİ:YTÜ Elektronik ve haberleşme Mühendisliği bölümünden 1988'de mezun oldu. 1989'dan beri aynı bölümde EM Alanlar ve Mikrodalga Tekniği Bilim dalında Araştırma Görevlisi olarak çalışmaktadır. Halen Doktora tezini



hazırlama çalışmalarına devam etmektedir. Filiz GÜNEŞ:Bilgi için yazarın yayınlanmış diğer bildirisine bakınız. Fikret GÜRGEN:İTÜ Elektrik-Elektronik Fakültesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği bölümünden 1981'de mezun oldu.Yazarımız 1983'de USA Ohio State Üniversitesinde Msc. ,1986'da USA Acron Üniversitesinde İşaret işleme dalında Ph.D. derecesi aldı. 1992'de Doç.Dr. unvanını aldı.Halen Boğaziçi Üniversitesi Bilgisayar Mühendisliği bölümünde öğretim görevlisi olarak çalışmaktadır.

GEOMETRİK OPTİK METODUYLA ALANLAR HESABI

Elif URA Y

Cem NAKİBOĞLU

GAZİ ÜNİVERSİTESİ MÜHENDİSLİK-FEN BİLİMLERİ FAKÜLTESİ
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
06570 Maltepe · ANKARA

ÖZET:

Bu makalede Fermat prensibinden yararlanılarak $C:y=f(x)$ formunda verilen keyfi olarak seçilmiş bir sınır yüzeyi üzerindeki yansıma noktası bulunmuştur.

Bulunan yansıma noktasındaki yansıyan ve kınlan alanlar ile herhangi bir gözlem noktasındaki alanın bulunması için geometrik optik metodu kullanılmıştır.

1. (i) İRİŞ:

Yüksek frekans asimtotik teknikleri başka türlü kesin olarak çözülemeyen birçok problemin analizinde kullanılabilir. Işın kavramı kullanılan ve sıklıkla ışığın optiği olarak bilinen geometrik optik metodu da gelen, yansıyan ve kınlan alanlar için dalga yayılımının belirlenmesinde kullanılan yaklaşık bir yüksek frekans metodudur. 1. Başlangıçtaki geometrik optik ışığın dalga niteliğinin hesaba katılmasının gerekli olmadığı, yeterince yüksek frekanslarda ışığın yayılımının analizi için geliştirilmiştir. İzotropik kayıpsız ortamda bir noktadan diğerine enerjinin iletimi yerine bir ışın tübündeki enerji akışının korunumu kullanılarak yapılır. Geometrik optik metodu aydınlık bölgede (illuminated region) doğru sonuç verdiği halde kostik (caustic) ve süreksizlik bölgelerinde geometrik optik ile birlikte difraksiyonun geometrik teorisinin (GTD) kullanılması gerekir. Yeterince yüksek frekans için geometrik optik alanlar saçılma olduğunda baskın olabilir ve herhangi bir düzeltme gerektirmeyebilir. Bu eğnliği dalga boyuyla karşılaştırınca büyük olan

düzgün eğnel yüzeyden gen saçılma için oldukça belirgindir.

2. FERMAT PRENSİBİ VE YANSIMA NOKTASININ BULUNMASI:

Optik yol uzunluğu ortamın kırılma indisi n olmak üzere;

$$L = \int_P^Q n(x,y,z) ds \quad (1)$$

şeklinde gösterilir. 2. Fermat prensibine göre bir ışık ışını optik yol uzunluğunu minimum yapan bir yol izler. 3; Bu durumda (1) eşitliğini minimum yapan ifade t birim teğet vektörü ve \hat{s} : sırasıyla gelen ve yansıyan dalgalara ilişkin birim vektörler olmak üzere;

$$\hat{t}(\hat{s}, -\hat{s}) = 0 \quad (2)$$

elde edilir.

$\vec{r} = \vec{r}(l) = (x_a, y_a, z_a)$ yer vektörünün birim noktası bir C eğrisi çizer. P noktasında C eğrisine teğet olan birim teğet vektör;

$$\hat{t} = \frac{d\vec{r}}{ds} = \frac{\dot{x} - y}{\sqrt{1 + \left(\frac{dy}{dx}\right)^2}} \quad (3)$$

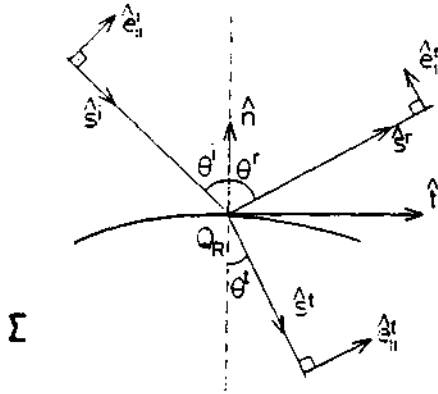
olarak bulunur. (2) ve (3) eşitliklerinden faydalanılarak $C:y=f(x)$ formunda verilen keyfi olarak seçilmiş bir sınır yüzeyi üzerindeki yansıma noktasını bulmak için.

$$\frac{\sqrt{(x_0 - x)^2 + (y_0 - f(x))^2}}{[(x_0 - x) + (f(x) - y_0)]f'(x)} - \frac{\sqrt{(x - x_0)^2 + (f(x) - y_0)^2}}{[(x - x_0) - (y_0 - f(x))]f'(x)} = 0 \quad (4)$$

nonlineer denklemi elde edilmiştir. Burada x_0, y_0 kaynak noktasını, x_1, y_1 gözlem noktasını gösterir. Yapılan programda keyfi

olarak seçilen sınır yüzeyi belirli bir bölge içinde ait bölgelere bölünerek incelenmiş ve iterasyon. Newton-Raphson. merkezi farklar, polinom şeklindeki regülasyonlar. Gauss-Seidel gibi nümerik metodlar kullanılarak her bir alt bölgede yansımaya noktasının olup olmadığı kontrol edilmiştir.

3. KIRILAN VE YANSIYAN IŞIN ALANININ BULUNMASI.-



Gelme düzlemine dik birim vektörleri $\hat{e}_i, \hat{e}_r, \hat{e}_t$ yi ve gelme düzlemine paralel birim vektörleri $\hat{s}_i, \hat{s}_r, \hat{s}_t$ ve her bir yönlendiği sıraya göre vektörlere dik $\hat{s}_i, \hat{s}_r, \hat{s}_t$ 'yi göz önüne alalım. Böylece.

$$\hat{e}_i \times \hat{s}_i = 1 \quad (6)$$

olması açıktır. Bu nedenle;

$$\vec{E}_i = E_i \hat{e}_i + E_{0i} \hat{e}_i \quad (7)$$

$$\vec{E}_r = E_r \hat{e}_r + E_{0r} \hat{e}_r$$

$$\vec{E}_t = E_t \hat{e}_t + E_{0t} \hat{e}_t$$

şeklinde yazabiliriz.

$$\hat{n} \times [\vec{H}_i + \vec{H}_r] = \hat{n} \times \vec{H}_t \quad (8)$$

$$\hat{n} \times [\vec{E}_i + \vec{E}_r] = \hat{n} \times \vec{E}_t \quad (9)$$

sınır koşullarını kullanarak E_r ve E_t bileşenleri arasındaki ilişki kolayca elde edilebilir. Bu ilişkinin matris formunda gösterilmesi

$$\begin{bmatrix} E_{0i} \\ E_{0r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_p & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{0i} \\ E_{0i} \end{bmatrix}$$

şekindedir. Öyle ki burada R_p paralel dalgaya ilişkin yansımaya sabiti ve R_s de dik gelen dalgaya ilişkin yansımaya sabitidir.

$$R_p = \frac{n_2 \cos \theta^i - n_1 \cos \theta^r}{n_2 \cos \theta^i + n_1 \cos \theta^r} \quad (10)$$

$$R_s = \frac{n_1 \cos \theta^i - n_2 \cos \theta^t}{n_1 \cos \theta^i + n_2 \cos \theta^t}$$

$$\vec{E}_0^r(Q) = \vec{E}_0^i(Q) \cdot \vec{R}$$

benzer şekilde

$$\begin{bmatrix} E_{0i} \\ E_{0t} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_p & 0 \\ 0 & T_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{0i} \\ E_{0i} \end{bmatrix}$$

T_p , paralel dalgaya ilişkin kırılma sabiti ve T_s de dik gelen dalgaya ilişkin kırılma sabiti olmak üzere.

$$T_p = \frac{2n_1 \cos \theta^i}{n_2 \cos \theta^i + n_1 \cos \theta^t} \quad (11)$$

$$T_s = \frac{2n_1 \cos \theta^i}{n_2 \cos \theta^i + n_1 \cos \theta^t}$$

$$\vec{E}_0^r(Q) = \vec{E}_0^i(Q) \cdot \vec{T}$$

şekindedir. (10) ve (11) eşitlikleri sayesinde QR yansımaya noktasındaki bütün alan bileşenleri bulunur.

4. HERHANGİ BİR IŞIN ÜZERİNDE ALINAN "•/•" GÖZLEM NOKTASINDA ELEKTRİK ALANIN BULUNMASI:

Gelen ve yansıyan alan $\vec{r} = f$ faz fonksiyonu $\vec{E}(\vec{r})$ de genlik vektör olmak üzere:

$$\vec{E}(\vec{r}) = e^{i(kr - \omega t)} \cdot \sum_{j,k} \vec{e}_j \vec{e}_k \quad (12)$$

şeklinde asimtotik seriye açılabilir. Burada f frekansı göstermek üzere $k = 2\pi f n / c$ faz sabitidir.

$$\nabla \cdot \vec{E} - k^2 \vec{E} = 0 \quad (13)$$

Helmholtz denkleminde faydalanılarak.

$$\nabla^2 \vec{E} = -n^2 \vec{E} \quad (14)$$

şeklindeki geometrik optik yaklaşım içinde kılavuzdaki dalga yayılımını belirleyen eikonal eşitliği ve

$$2(V_t/V)\vec{e}_t - V_y/\vec{e}_y = -V\vec{e}_n \quad (15)$$

şeklindeki transport eşitliği elde edilebilir.
7 m=0 içm \vec{e} geometrik alan genliği olmak üzere.

$$2(V_t/V)\vec{e}_t - V(\vec{e}_y) = 0 \quad (16)$$

denklemini çözülerek herhangi bir P noktasındaki yansıyan ve kırılan elektrik alanının tespiti edilebilir

$$\vec{E}_n(P) = \vec{E}_n(Q_k) \cdot \vec{R} \frac{P \cdot P'}{\sqrt{(S' + \rho_1^2)(S' + \rho_2^2)}} e^{-jk_s} \quad (17)$$

İki boyutlu uzayda \vec{e} sonsuza gideceği için $\vec{E}_n(P)$ ifadesi

$$\vec{E}_n(P) = \vec{E}_n(Q_k) \cdot \vec{R} \frac{\rho_1^2}{\sqrt{S' + \rho_1^2}} e^{-jk_s} \quad (18)$$

şeklinde olur. Benzer şekilde kırılan alan içinde iki boyutlu uzayda

$$\vec{E}_n(CP) = \vec{E}_n(Q_k) \cdot \vec{T} \frac{\rho_1^2}{\sqrt{S' + \rho_1^2}} e^{-jk_s} \quad (19)$$

ifadesi eiaé edilir. Q yansıma noktasında X yüzeyinin eğriliği

$$K = \frac{d \cdot \nabla \cdot}{1 - \left(\frac{a \cdot \nabla \cdot}{V} \right)^2} \quad (20)$$

ie gösterilir. Q yansıma noktasında i yüzeyinin eğrilik yarıçapı $a = 1 \text{ K}$ 'dir. İki boyutlu durumda ışın tubu üzerindeki gelen ışının eğrilik yarıçapı p' , yansıyan ışının eğrilik yarıçapı p' ve kırılan ışının eğrilik

$$\frac{1}{p'} = \frac{1}{P'} \cdot \frac{1}{a} \cdot \frac{2}{\cos \theta'} \quad (21)$$

$$\frac{1}{p'} = \frac{1}{P'} \cdot \frac{1}{a} \cdot \frac{1}{\cos \theta'}$$

eşliiklen alanın tespiti etmede geçerli olur.

SOMÇ:

C $\nabla \cdot f(\nabla) \cdot \nabla$ formunda keyfi olarak bir sınır y_u/e_1 seçilmiştir. Düzlemde (2.b) olarak seçilen kaınak noktası ∇ (2.5.11) olarak

seçilen gözlem noktası için Q_k yansıma noktası (4) denklemi kullanılarak $Q_k(x,y) = (-\hat{u} 1497,0,02243)$ olarak bulunmuştur. Birinci ortamın kırılma indisi $n_j = \hat{i}$ ve ikinci ortamın kırılma indisi $n = 0,9$ seçilmiş ve (2) no'lu denklemden faydalanılarak gelme ve yansıma açısı $B_R = (r = \hat{105}^\circ$ ve kırılma açısı $9^\circ \rightarrow 136^\circ$ elde edilmiştir.

(20) ∇ (21) no'lu denklemler kullanılarak ∇ eğrilik ∇ açıları $a = -0,50875$ gelen ışığın eğrilik yarıçapı $p' = 0,352$, yansıyan ışığın eğrilik yarıçapı $p' = 0,176059$ şeklinde bulunmuştur.

Gelen dalgaya ilişkin elektrik alanlar $E_n = 3 \text{ V}$ ve $E_n = 5 \text{ V}$ seçilerek (11) denklemleri kullanılarak QK yansıma noktasındaki yansıyan ve kırılan alanlara ilişkin bileşenler $E_n(Q_k) = -1,503 \times 10^{-1} \text{ V}$, $E_n(Q_k) = 2,52 \times 10^{-2} \text{ V}$ ve $E_n(Q_k) = 1,015 \text{ V}$, $E_n(Q_k) = 5,0252 \text{ V}$ olarak eklenmiştir. Frekans 2 GHz olarak seçildiğinde gözlem noktasındaki elektrik alan ifadenin $F_M(P) = 0,00230437 e^{-j(1,7 \times 10^9) \cdot z}$ ve $E_n(P) = 0,00380352 e^{-j(1,7 \times 10^9) \cdot z}$ olarak bulunmuştur.

ÖZGEÇMİŞLER:



Elif RAY: 1971 yılında Ankara'da doğdu. 1992 yılında Gazi Üniversitesi Müh. Mim. Fak. Elektrik Müh. Bölümünden mezun oldu. 1993 yılından beri aynı bölümde

Araştırma Görevlisi ve Yüksek Lisans öğrencisidir.

Cem SAKİBOĞLL: 1980 yılında

İTÜ Elektronik ve Haberleşme Bölümünden mezun oldu. Bir süre özel bir şirkette Elektrik Mühendisi olarak çalıştıktan sonra 1982 yılında Karadeniz Teknik ve Elektronik Mühendisliği

Bölümünde Araştırma Görevlisi olarak göreve başladı. Aynı bölümde Master öğrenimini yaparak 1985 yılında "Yüksek Mühendis" ünvanını aldı. 1985-1987 tarihleri arasında Teietaş.ARGE Müdürlüğü Optik Haberleşme Bölümünde çalıştı. 1993 yılında Londra Üniversitesi. King's College'den doktora derecesini aldı Halen Ankara G.İ. Müh.-Mim. Fak. Eik.-Eiektro-nik Müh. Bölümünde Öğretim Lyesi olarak çalışmaktadır

KAVŞAKÇA:

- (1) M. C. A. Baiaris. Advanced Engineering Electromagnetics. Wiley. 1989
- (2) G.A. Deschamps/'Ray techniques in electromagnetics'. Proc. IEEE. vol. b0.no:9. pp.1022-1035. Sep.1972
- (3) M. Born and E. Wolf. Principles of Optics. New York. Pergamon. 1959
- (4) S. C. Chapra and R. P. Canale. Numerical Methods for Engineers. McGraw-Hill. 1988
- (5) D. K. Cheng. Field and Wave Electromagnetics. Addison-Wesley. 1983
- (6) S. V. Lee. "Electromagnetic reflection from a conducting surface geometrical optics solution". IEEE Trans. Antennas Propagat..vol. AP-23 pp. 184-191. March 1975 "
- (7) A. H. ("herin. \n Introduction to optical fibers. McGraw-Hill. 1985

MMIC TEKNOLOJİSİ KULLANILARAK TASARIMLANMIŞ VOLTAJ KONTROLLÜ OSİLATÖR

S.Cüneyt BİRDİR
ASELSAN AŞ.. MST GRUBU. P.K. 101.
Yenimahalle. 06172 ANKARA

Nilgün GÜNALP
ORTA DOĞU TEKNİK ÜNİVERSİTESİ. Elektrik-
Elektronik Müh. Bölümü. 0653 1 ANKARA

ÖZET: Bir mikrodalga voltaj kontrollü osilatör (VCO) devresi, devre elemanlarının tek bir taban üzerine inşa edilerek gerçekleştirildiği monolitik mikrodalga entegre devre teknolojisi (MMIC) kullanılarak tasarımı ve GEC Marconi firmasının F20 tasarım kurallarına uygun olarak bu firmaya imal ettirilmiştir. Kontrol voltajı IV ile -8V arasında değişen VCO. 9.295GHz-11.028GHz bandında osilasyon göstermektedir.

I.GİRİŞ

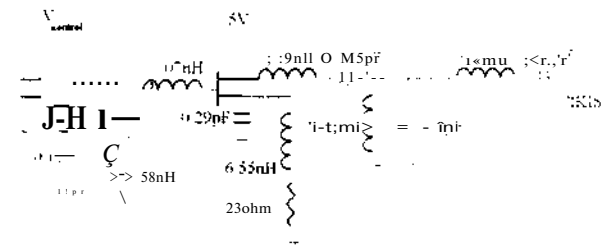
MMIC teknolojisi hızla gelişen bir teknoloji olup. askeri ve ticari alanlardaki mikrodalga sistemlerde önemli ölçüde kullanılmaya başlanmıştır. Bu teknolojiye GaAs MESFET'ler ve diğer devre elemanları tek bir GaAs taban üzerinde üretilmektedir. Düşük fiyatlarla çok sayıda üretim yapılabilmesi, yüksek performans, tekrar edilebilir üretim, küçük hacim ve güvenilirlik gibi özellikler MMIC devrelerine büyük avantajlar sağlamaktadır. Bu avantajlar yüzünden çeşitli şoklara, ısı değişimlerine ve sert sarsıntılara dayanabilen MMIC devreleri. uzay bilimleri ve askeri teknolojilerde pek çok uygulama alanı bulabilmektedir [1].

Bu çalışma bir MMIC voltaj kontrollü osilatörün tasarımını anlatmakta, simülasyon sonuçları ile ölçüm sonuçlarını karşılaştırmaktadır. Osilatör tasarımı negatif direnç teorisine dayanmakta olup, aktif eleman olarak GaAs MESFET transistör seçilmiştir. Tasarımdaki optimizasyon ve analizlerde doğrusal olmayan simülasyon

sonuçları önem taşıdığı için LIBRA simülasyon programının harmonik balans analiz yöntemi kullanılmıştır. Devre elemanlarının taban üzerine yerleşimi (layout) için ise CADENCE (Artist) yazılım programından yararlanılmıştır.

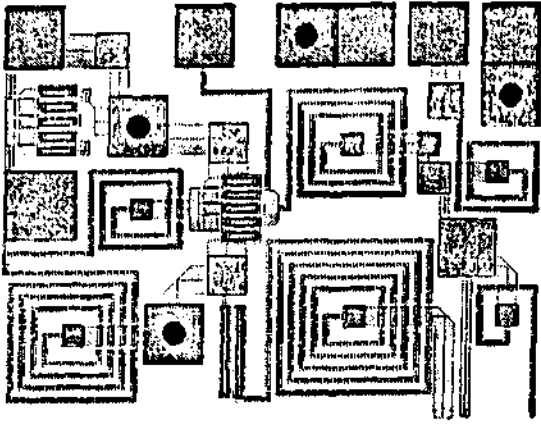
II.VCO TASARIMI

GEC Marconi firmasının elemanlarıyla tasarımı yapılan /3.4/ VCO'nun şematik gösterimi Şekil 1'de. layout gösterimi ise Şekil 2'de verilmiştir. Layout için kullanılan alanın sınırlı olması nedeniyle devre bir MMIC LNA'nın iki toprak via'sını kullanmaktadır. Bu negatif direnç osilatöründe toplam 300 µm gate genişliği olan 4 parmaklı (4x75) MESFET aktif eleman olarak kullanılmıştır. Gate girişinde görülen negatif direnç. FET'in source bacağından yapılan kapasitif gen besleme ile elde edilmiştir. Osilasyon frekansını belirleyen değişken kapasite (varaktör) yine Marconi'nın 4x75'lik MESFET'i ile oluşturulmuştur.



Şekil 1. VCO'nun Şematik Gösterimi

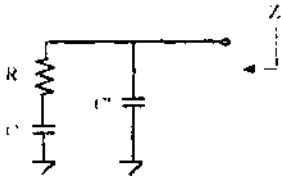
Drain ve source çıkışları birleştirilerek toprağa çekilen transistör, gate girişindeki besleme voltajı ile değişen gate - source



VIMIC "ukshecin Inprak VIA larına Bağlanır

Şekil 2. VCO'nun Layout Gösterimi

kapasitesi ve eklenen paralel bir kapasite yardımı ile istenen değerlerde değişebilen voitaı kontrollü bir kapasite olarak kullanılmıştır. Gate girişi negatif beslenen MESFET, sen bir direnç R ve kapasite C kombinasyonu ile modellenebilir. Eklenen paralel kapasite C (Şekil 3) ise girişte görünen empedansı şu şekilde etkilemektedir:



Şekil 3. Varaktör Eşdeğer Devresi

$$R_{cJZl} = \frac{RC^2}{\omega^2 C^2 C'^2 R^2 + (C + C')^2} \quad (1)$$

$$| \operatorname{Im} \{ Z \} | = \frac{-\omega^2 C^2 C' R^2 - (C + C')}{\omega^2 C^2 C'^2 R^2 + \omega^2 (C + C')^2} \quad (2)$$

Bu empedans yine frekansa bağımlı bir direnç R_v ve ona sen bir kapasite C_v olarak ifade edildiğinde R_v ve C_v değerleri aşağıdaki gibi olur:

$$R_x = \frac{RC^2}{(\omega^2 C^2 C'^2 R^2 + (C + C')^2)} \quad (3)$$

$$C_v = \frac{\omega^2 C^2 C' R^2 + (C + C')^2}{\omega^2 C^2 C' R^2 + (C + C')} \quad (4)$$

10GHz'deki simülasyon sonuçlarına göre, varaktör devresinin girişinde görülen direnç ve kapasite değerleri Tablo 1'de kontrol voltajının bir fonksiyonu olarak verilmiştir.

Tablo 1. Varaktör Eşdeğer Devresi

$V_{g_{varaktör}}$ (V)	R_v (Ω)	C_v (pF)
0.5	4.59	1.268
0.0	3.49	0.857
-1.0	2.94	0.633
-2.5	2.60	0.532
-10	2.35	0.416

Rezonatör devresi varaktör ile birlikte osilasyon frekansını tayin eder. Besleme devresi, dram akımı $I(j_{ss}/2)$ olacak biçimde ayarlanmıştır. Geri besleme devresindeki kapasite iki adet polyimide kapasitenin paralellenmesiyle oluşturulmuş, böylelikle parazitik etkiler azaltılmış ve layout alanı daha etkin bir şekilde kullanılmıştır. Çıkıştaki bant geçiren filtre, harmonik frekansları önlemek amacıyla eklenmiştir. LIBRA'da devre simülasyonu yapabilmek için, pasif Marconi elemanlarının parazitik etkilerini de içeren elektriksel modelleri kullanılmıştır. Bu yüzden spiral bobinler, silikon nitrat ve poliyimide kapasiteler, ideal elemanlardan oluşan küçük alt devreler halinde simülasyona sokulmuşlardır. MESFET'ler için ise LIBRA'ya uygun, lineer olmayan Curtice-Cubic transistor modeli kullanılmıştır [15]. Tasarımı LIBRA'da incelemek için, programın OSCTEST 161 adlı elemanı ana eleman olarak kullanılmıştır. Bu eleman kullanıcıya bir AC sinyalin asıl bileşenini geri besleme döngüsüne verme imkanı sağlayarak, osilasyon frekansı ve çıkış gücünü bulmaya yarar. Elemanın tasarımı, devrenin doğal durumunu bozmayacak şekilde yapılmıştır.

Yapılan büyük işaret teknikli simülasyon sonuçlarına göre başlangıç (çok küçük bir AC sinyal uygulamasıyla yapılan lineer olmayan simülasyon tekniği ile bulunmuştur) ve kalıcı durum osilasyonları Tablo 2'de görülmektedir.

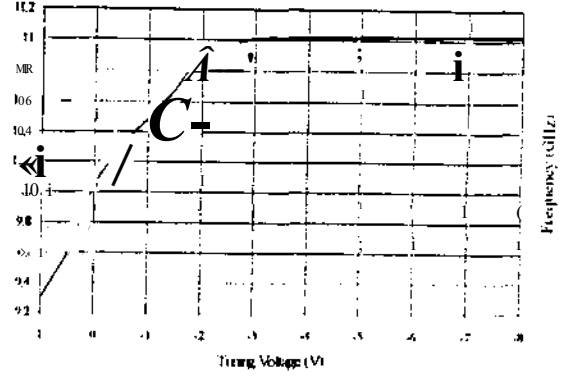
Tablo 2. VCO'nun Osilasyon Durumu

V_{kontrol} (V)	$f_{\text{başlangıç}}$ (GHz)	$f_{\text{osilasyon}}$ (GHz)	Çıkış Gücü (dBm)
0.5	946	8.79	12.54
0	962	9.27	13.14
-0.5	972	9.60	12.70
-1	980	9.71	12.45
-1.5	9.8.1	982	12.18
->	9.88	9.88	12.06
-2.5	9.90	9.92	11.90
-10	10.15	10.15	10.95

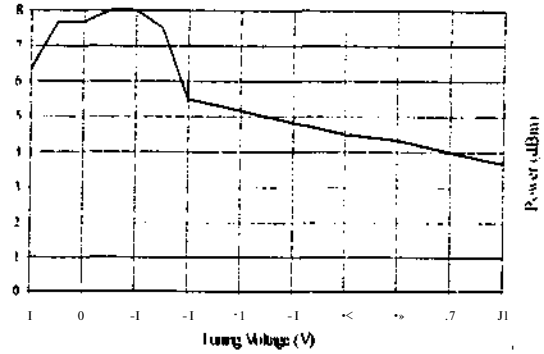
Ürctüm tamamlandıktan sonra gelen devre üzerinde BILKENT Üniversitesi'nde yapılan ölçüm sonuçları Tablo 3'de verilmiştir. Bu ölçüm sonuçlarına kablo ve konnektör kayıpları da dahil olduğu için değerlendirme yapılırken çıkış gücüne bu kayıp kadar daha ÜÜÇ eklemek gerekir. Şekil 4 ve 5 kontrol voltajının 0.25V adımlarla IV ile -10V arasında taratılmasıyla elde edilmiştir. Şekil 6 spektrum analizöründe "hold maksimum" modunda kaydedilmiştir. Besleme hatlarında şok bobinler olmadığı için besleme kablolarının etrafına yüksek permeabilite (μ) 'si olan maddeler konulmuştur.

Tablo 3. VCO'nun Osilasyon Frekansları, Çıkış Güçleri ve Besleme Akımları (Dram Besleme Voltajı 5V)

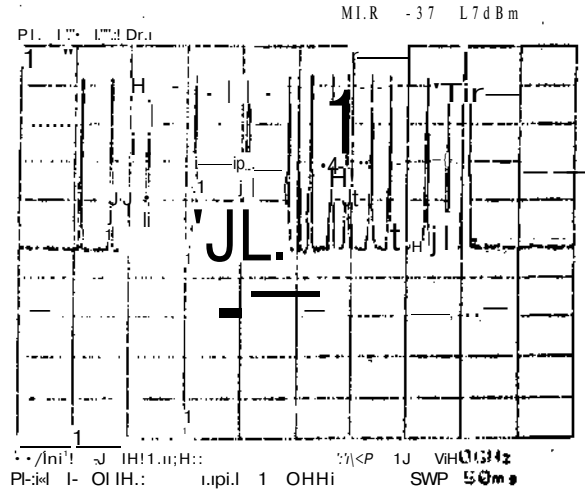
V_{kontrol} (V)	f_{osc} (GHz)	$P_{\text{çıkış}}$ (dBm)	I_{besleme} (mA)
1.0	9.295	6.33	32.7
0.5	9.592	7.67	31.3
0.0	10.040	7.67	29.3
-0.5	10.311	8.00	27.7
-1.0	10.488	8.00	26.6
-1.5	10.674	7.50	25.9
-2.0	10.928	5.50	25.9
-1.0	11.010	5.17	25.9
-4.0	11.016	4.83	25.9
-5.0	11.019	4.50	25.9
-6.0	11.022	4.33	25.85
-8.0	11.028	3.67	25.8



Şekil 4. Kontrol Voltajına Karşılık Osilasyon Frekansı



Şekil 5. Kontrol Voltajına Karşılık Çıkış Gücü



Şekil 6. Hold Maksimum Modunda Spektrum Analizör Çıktısı (Kontrol Voltajı 0.25V Adımlarla IV ile -10V Arasında Taratıldı)

III.SONUÇ

Bir MMIC VCO tasarlanıp imal edilmiştir. <) 295GHz ile 11 028GHz arasında osilasyon yosteren VCO. IV ile -8V arasında değişen DC voltaj ile kontrol edilmektedir.

REFERANSLAR:

- 1 S. C Birdir. Design of Microvave Voltage Controlled Oscillators üsing MMIC Teehnology. Ms. Thesis. (1994).
2. A Sweet. MIC & MMIC Amplifier and Oscillator Design. Artech House, Boston. (1990).
- 3 K Kurokawa. "Some Basic Characteristics of Broadband Negative Resistance Oscillator Circuits", The Bell System Technical Journal, 1937, (July-August. 1969).
4. GaAs IC Foundry Design Guide ProcessF20/F14. GEC Marconi, (1993).
- 5 S A Maş.. Nonlinear Microwave Circuits. Artech House. Boston, (1988).
- 6/ EESOF Element Catalog, Version 3.5. (November. 1982).



S.Cüneyt **BİRDİR**
'1970 yılında Ankara'
i da doğdu. İlk, orta ve
lise öğrenimini
Ankara'da tamamladı.
'1992 yılında ODTÜ
Elektrik-Elektronik
Mühendisliği Bölümü'

nu bitirdi. 1994 yılında MMIC VCO konulu tezi ile yüksek lisans derecesi aldı. 1992-1994 yıllarında ODTÜ' de mikrodalga sistemleri grubunda araştırma görevlisi olarak çalıştı. Halen Aselsan AŞ.'de elektronik yüksek mühendisi olarak görev yapıyor

BERNSTEIN TRANSFORMATÖRÜ VE KARŞILAŞTIRMALI BAŞARIMI

Filiz GÜNEŞ

Refet RAMİZ

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü, 80670, Maslak, İSTANBUL

ÖZET: Bu çalışmada bir $x = g(6)$ dönüşümüyle $0 \leq x < 7c$ aralığında verilmiş n -örneklemeyle tanımlanmış $f(8)$ 'nın n .Bernstein polinomu $B_n(f;0)$ kullanılarak n -bölmeli çeyrek dalga transformatörü tasannu için yeni bir yöntem teklif edilerek geliştirilmektedir.Bu yöntemle,önce yaygın kullanımı olan Buttenvorth ve Chebyshev transformatörleri gerçekleştirilmiş ,sonra 'iyileştirme ' koşullarıyla bu transformatörlerden daha kaliteli karakteristikli Bernstein transformatörleri gerçekleştirilmiş ve çalışılmış örnekler verilmiştir.

GİRİŞ: $0 < x < 1$ aralığında tanımlı bir $f(x)$ için n . Bernstein polinomu aşağıdaki şekilde tanımlanır[1]:

$$B_n(f;x) = \sum_{k=0}^n f\left(\frac{k}{n}\right) A_n^k \cdot (1-x)^{n-k} \quad (1.1)$$

$$\text{ve } B_n(f;0) = f(0) \text{ ve } B_n(f;1) = f(1) \quad (1.2)$$

$x \in [0,1]$ aralığında sınırlı bir f ' in sürekli olduğu bir x noktasında,

$$\lim_{n \rightarrow \infty} B_n(f;x) = f(x) \quad (2)$$

olduğu ispat edilebilir [1].

Bu çalışmada Bernstein polinomları kullanılarak çeyrek-dalga transformatör tasannu yapılmaktadır. Z_L rezistif yükünü Z_0 karakteristik empedansına uyduran bir n -bölmeli simetrik bir çeyrek-dalga transformatör küçük yansımalar teorisi yaklaşıklığıyla yansıtma katsayısı $F(6)$ aşağıdaki şekilde ifade edilebilir [2]:

$$r(G) = 2 \cdot e^{-N} \cdot [p_0 \cdot \cos N\theta + p_1 \cdot \cos(N-2)\theta + \dots + 4p_n \cdot \cos(N-2n)\theta + \dots] \quad (3)$$

(3) ifadesinin son terimi , N -tekise,

$$p_{(N-1)/2} \cdot \cos \theta, \quad N\text{-çift ise } \frac{1}{2} p_{N/2} \cdot \cos \theta$$

(3) ifadesinde p_n katsayılarını uygun şekilde seçerek çeşitli geçirme bandı karakteristikleri elde edilebilir.burada

$p_n = (Z_{n+1} - Z_n) / (Z_{n+1} + Z_n)$ dir,
 Z_n, Z_{n+1} birbirinin peşisıra iki bölmenin karakteristik empedansıdır.Bu çalışmada $T(6)$ karakteristiğine Bernstein polinomlarıyla yaklaşılarak p_n ' ler tesbit edilmiştir. Bu amaçla ,bir sonraki kısımda $0 < x < 1$ aralığında tanımlı $f(x)$ için n .Bernstein polinomu $B_n(f;x)$ ' in $0 < x < 7t$ aralığında tanımlı $B_n(f;8)$ polinomuna dönüşümü elde edilmiştir.

9-DOMENİNDE BERNSTEİN POLİNOMLARI

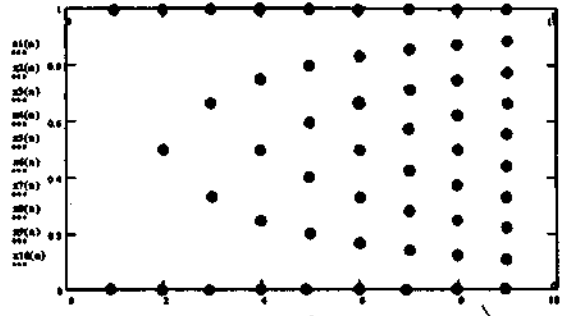
6-Domeninde n .Bernstein Polinomu $B_n(f;9)$ 'yı elde etmek için,

$$x = \frac{-1 + (1 - \cos \theta)}{2} \quad (4.1)$$

ya da ters dönüşümü,

$$\theta = \arccos(1 - 2x) \quad (4.2)$$

kullanılarak neticede $0 < x < 1$ aralığı $0 < \theta < \pi$ aralığına nonuniform ve birebir karşı düşürülebilir.Şekil-1 ·a,b



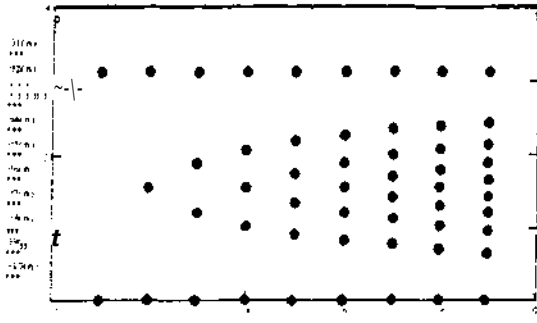
Şekil-1a,x-Domeninde Üniorm örnekleme Noktaları

(4) ifadesi (1) ' de yerine konarak 8-domeninde n .Bernstein polinomu $B_n(f;6)$,

$$B_n(f;G) = \sum_{k=0}^n f(\theta_k) \binom{n}{k} \left(\sin\left(\frac{\theta}{2}\right)\right)^{2k} \cdot \left(\cos\left(\frac{\theta}{2}\right)\right)^{2(n-k)} \quad (5)$$

olarak elde edilebilir,burada θ_k ,

$$\theta_k = \arccos(1 - 2 \cdot \frac{k}{n}) \quad \text{dir.} \quad (6)$$



Şekil-1b.8-Domeninde Nonümit'ormü Örnekleme Noktalan

(5) ifadesinde $(\sin(\hat{\quad}))^{ik} \cdot (\cos(\hat{\quad}))^{:(n+k)}$ lann binom açılımları gözönüne alınıp uygun şekilde düzenlenirse. $B_n(f;9)$ aşağıdaki formda kosinüs serisine açılabilir;
 $B_n(f;9) = 2.p(n).cosnÖ+2.p(n-1).cos(n-1)8+....$
 $....+2.pd).cose+p(0)$ (7)

Burada $p(n)$ katsayılan. her n için belirlenmiş T-dönüşüm matnsi cinsinden aşağıdaki formda ifade edilebilir:

$$p'(m) = \sum_{i=0}^n T(m,i) \cdot f(i) \quad m = 0,1,2, \dots, 2n \quad (8)$$

Burada T-dönüşüm matrisinin $T(m,i)$ elemanı şu şekilde verilebilir [3]:

$$T(m,i) = \sum_{k=a}^{b(m,i)} \binom{n}{i} \binom{2i}{k} \binom{2(n-i)}{m-k} \quad (9)$$

$$b(m,i) = \text{minimum}(m,2,i) \quad (10)$$

$$a(m,i) = \text{maksimum}(0,2,i-2,n+m)$$

(8), (9) ve (10) u kullanarak aşağıdaki matrisiyel formda yazılabilir:

$$P' = T \cdot f \quad (11)$$

Burada.

$$p' = [p'(0) \quad p'(1) \quad \dots \quad p'(2,n)]^T \quad (12)$$

$$f = [f(0) \quad f(1) \quad \dots \quad f(n)]^T$$

T: $(2n+1) \cdot (n-1)$ dönüşüm matrisidir.

T-dönüşüm matrisi oluşturulduğu zaman m.satırı ile $(2n-m)$.satırının özdeş olduğu.dolayısıyla ilk $(n-1)$ satırın belirlenmesinin T-matrisinin tüm elemanlarını belirlemek için yeterli olduğu görülebilir [3]:

$$\forall i \in m, 11 = \frac{1}{2^{2n}} \sum_{k=0}^{2n} \binom{2n}{k} \binom{2i}{k} \binom{2(n-i)}{2n-m-k} \cdot T(m,i) \quad (13.1)$$

sonuçta $p'(m) = p'(2,n-m)$ olarak yazılabilir.buradan hareketle $p(n-m) = p'(m)$ ilişkisi ve $p(n)$ katsayıları şu şekilde verilebilir;

$$\begin{bmatrix} p'(0) \\ P(D) \\ \vdots \\ p'(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p(n) \\ P(n-1) \\ \vdots \\ P(0) \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} f(0) \\ f(0) \\ \vdots \\ f(n) \end{bmatrix} \quad (13.2)$$

BERNSTEIN YAKLAŞIMLARI TRANSFORMATÖR

Bu çalışmada $f(0)$ nın $B_n(f;9)$ ile gerçekleştirilmesinde iki yaklaşım yapılmaktadır: (i) $p(9) = |r(9)|$ karakteristiğinin $B_n(f;6)$ ile gerçekleştirilmesi.

(ii) $r(e) = e^{j\omega n} \cdot B_n(f;9)$ alınarak .n-bölmeli çeyrek-dalgı transformatörü tasarımı.

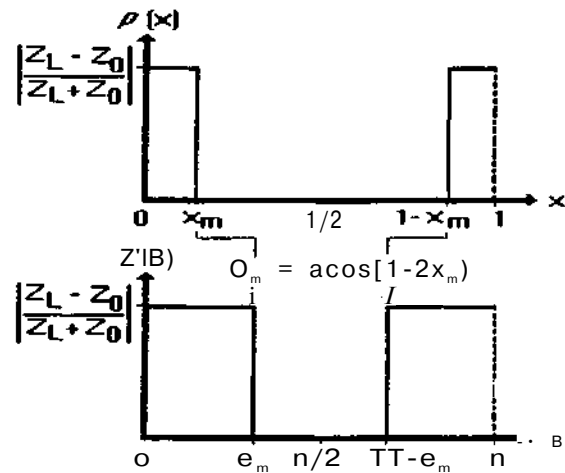
I. $p(9)$ Karakteristiğinin $B_n(f;9)$ ile Gerçekleştirilmesi

$f(x)$ fonksiyonu olarak .Şekil-2 " de venlen fonksiyon gözönüne alınsın. Bu fonksiyona karşılık $n \geq 4$ değerleri için (5) bağıntısından hareketle elde edilen $B_n(p(9);9)$ değışimleri

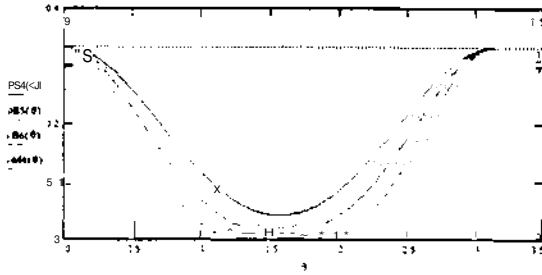
Şekil- 3 " de verilmiştir. Bu tip $B_n(p(9);9)$ Transformatörleri minimum değerlerini $9 = :t/2$ de almaktadır ve bu minimum değerler şu bağıntıyla verilebilir;

$$p_{\min} = B_n(p(\theta); \theta = \pi/\gamma) = \frac{1}{-1-2m-n} \frac{|Z_L - Z_0|}{|Z_L + Z_0|} \quad (14)$$

$Z_L / Z_0 = 2$ için p_{\min} değerleri Tablo-1 ' de verilmiştir:



Şekil-2 , $x_m < 1/N$ olmak üzere ,x-B geçişı



Şekil-3. n=4.5.6 için Bernstein Transformatörleriyle n=4 için Butterworth Transformatörünün Karşılaştırılması

Tablo-1. $Z_L=2, Z_0=1$ için p_m değerleri

	(N-Değerleri)							
	2	3	4	5	6	7	8	9
p_{min}	0.167	0.083	0.042	0.021	0.01	0.005	0.003	0.001

II. $r(G) = e^{j\omega t} \cdot B_n(f; 9)$ Yaklaşımıyla

n-Bölmeli Çeyrek-Dalga Transformatör Tasarımı

A. 1. Butterworth Transformatörüne Karşı Düşen Örnekleme Uzayı ve Gerçeklenmesi

$$\Gamma(\theta) = e^{j\omega t} \cdot B_n(f; 9) \quad (15)$$

ile tanımlanan n-bölmeli Bernstein

$$\text{transformatöründe } t(Y_0) = (-1)^i \left| \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \right| \quad (16)$$

olarak seçilirse.

$$r(e) = \sum_{i=0}^{n-1} r(\theta_i) \cdot \sin^2 i \left(\frac{\theta}{2} \right) \cdot \cos^2(n-i) \left(\frac{\theta}{2} \right) \cdot e^{-jn\theta} \quad (17)$$

ile tanımlanan Bernstein transformatörü

$$\Gamma(\theta) = 2^{-n} \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \cdot (1 + e^{-j2\theta})^n \quad (18)$$

yansıtma katsayısına sahip Butterworth transformatörüne özdeş olur. (Örnek-1)

A. 2. Chebyshev Transformatörüne Karşı Düşen Örnekleme Uzayı ve Geçeklenmesi

Chebyshev transformatör için yansıtma katsayısı $r(e) = c \cdot j^{n\theta} \cdot T_N(\sec \theta_m \cdot \cos \theta)$ (20)

bağıntısıyla tanımlanmıştır. Bernstein transformatöründen Chebyshev transformatörüne geçiş yaparken Chebyshev transformatörünün aşağıda belirtilen özelliklerinden yararlanılmıştır [3];

$|r(\theta)|$ 'nin sıfırları.

$$0 = a \cdot \frac{\cos(2k+1) \cdot 7t/2n}{\sec \theta_m} \quad k: 0, 1, \dots \quad (21)$$

$|r(\theta)|$ 'nin p_m değerli noktaları,

$$\theta = a \cos\left(\frac{1}{\sec \theta_m}\right) \quad k: 0, 1, \dots \quad (22)$$

burada $\sec \theta_m$ verilen p_m den hareketle aşağıdaki gibi bulunur;

$$\sec \theta_m = \cosh\left(\frac{1}{n} \cdot \arccos\left(\frac{1}{p_m} \cdot \left| \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \right| \right)\right) \quad (23)$$

$|r(\theta)|$ 'nin θ_m deki eğimi,

$$\frac{d}{d\theta} (r(\theta)) = n^2 \cdot p_m \cdot \tan \theta_m \quad (24)$$

(21)-(24) ' de verilen bağıntılardan yararlanarak n-bölmeli transformatör için n-bağıntıyı göz önüne alan koşul matrisi oluşturulur [3]. Koşul matrisinin Bernstein Transformatör bağıntısına sağlatılması ile ortaya çıkan $f(i)$ değerleri örnek üzerine incelemede Tablo-2 olarak verilmiştir.

B. Chebyshev Transformatörün İyileştirilmesi

Chebyshev transformatöre ilişkin (A. 2) bölümünde verilen özelliklere ek olarak iyileştirme koşullarından hareketle üç farklı strateji geliştirilmiştir [3]:

B. 1 Aynı (θ_m, p_m) ile geçirme bandındaki dalgacık sayısını indirgeme. (Örnek- 3)

B. 2. $\theta'_m < \theta_m$, p'_m , $n' < n - 1$ olacak şekilde n-katlı Bernstein Transformatör Tasarımı (geçirme bandının genişletilmesi ve dalgacık sayısının indirgenmesi)(daha sonra sunulacaktır).

B. 3. $\theta'_{111} < \theta_{111}$, $p'_{111} < p_{111}$, $n' < n - 1$ olacak

şekilde n-bölmeli Bernstein Transformatör

Tasarımı (Örnek-3 de kısmen gerçekleştirilmiş örnek verilmiştir)

Belirtilen stratejileri sağlayacak f , değerleri tablo halinde ilgili örneklerde verilmiştir, f , değerlerinin hesaplanmasında "Isıl İşlem Benzetimi" algoritması kullanılmıştır [3].

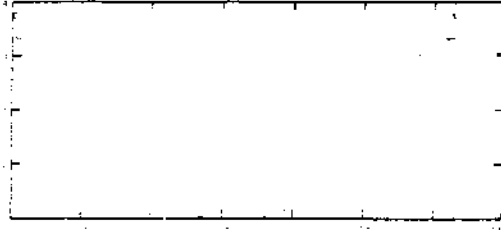
ÖRNEKLER

Örnek- 1: n=3 bölmeli Butterworth Transformatörün Bernstein Transformatöründen hareketle gerçekleştirilmesi : $Z_L=2$. $Z_0=1$ olmak üzere (16) bağıntısı uyarınca $f = [1/3 \ -1/3 \ 1/3 \ -1/3]^T$ yazılabilir. T-dönüşüm matrisi.

$$T = \begin{bmatrix} 1/64 & 6/64 & 15/64 & 20/64 & 15/64 & 6/64 & 1/64 \\ -3/64 & -6/64 & 3/64 & 12/64 & 3/64 & -6/64 & -3/64 \\ 3/64 & -6/64 & -3/64 & 12/64 & -3/64 & -6/64 & 3/64 \\ -1/64 & 6/64 & -15/64 & 30/64 & -15/64 & 6/64 & 1/64 \end{bmatrix}^T$$

(13.2) den hareketle $p(n)$. $p = [1/24 \ 0 \ 1/8 \ 0]^T$ olarak elde edilir. Bu değerler (7) ve (15) bağıntısında yerine konursa.

$p = |r(e)| = |(1 \text{ MUOS6} + (i/12) \cdot \cos(38))|$, elde edilir. Bu Buttenvorth transformatöre özdeştir. Şekil-4.

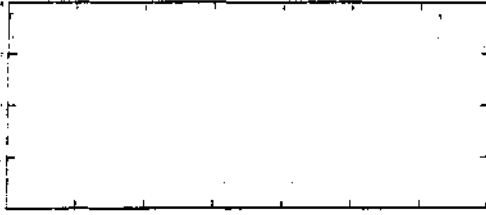


Şekil-4. n=3 için Benstein Transformatörü

Örnek-2:

Tablo-2. $p(n)=0.05$, $r_0=1/3$ olarak alınmıştır

N	r_1	r_2	r_3	r_4	r_5	r_6
2	-0.433		r_0			
4	-0.825	1.123	-0.825	r_0		
6	-1.29	2.853	-3.699	2.853	-1.29	r_0

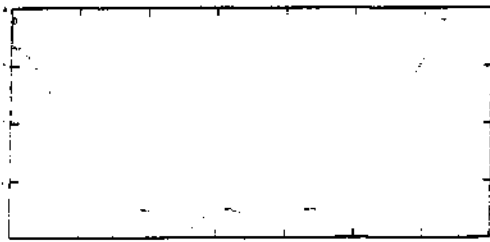


Şekil-5. n=4 için Benstein Transformatörü

Örnek-3:

Tablo-3. $p(n)=0.05$, $r_0=1/3$ olarak alınmıştır

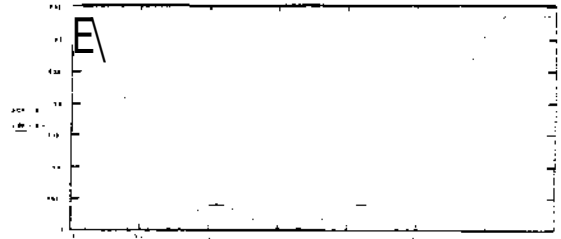
N=4	r_1	r_2	r_3	r_4	r_5
Şekil-1-o	r_0	-1.715	0.845	-0.715	r_0
Şekil-2	r_0	-0.063	0.773	-0.663	r_0
Şekil-3	r_0	-0.727	0.954	-0.727	r_0



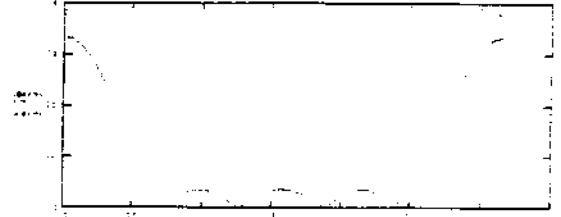
Şekil-6 n=4 için iyileştirilmiş Benstein Transformatörü

Tablo-4. $p = 0.05$, $r_0 = 1/3$, $Z_0 = 50 \Omega$, $Z_1 = 100 \Omega$

Şekil-6	Z_1	Z_2	Z_3	Z_4	ρ
Chebv. Trans.	55.78	04.28	68.56	59.63	34.7°
Benst. Trans.	54.08	64.59	75.47	91.43	36.7°



Şekil-7. n=4 için iyileştirilmiş Benstein Transformatörü



Şekil-8. n=4 için iyileştirilmiş Benstein Transformatörü

Sayın Hakan ÇAĞLAR ' a verdiği bilgilerden dolayı teşekkür ederiz.

KAYNAKLAR

- [1] P.J Davis , "Interpolation and Approximation". C. Rini-Blaisdel . 1963
- [2] Collin R.H. "Foundations for Microwave Engineering" . McGraw-Hill. 1966
- 13 IRAMIZ Refet. Yüksek Lisans Tezi. Yıldız Teknik Üniversitesi. Fen Bilimleri Fünst. 1995.

ÖZGEÇMİŞLER

Filiz GÜNEŞ .1972 İ.T.Ü. Elektrik Fak. Zayıf Akım Y.Müh.1978. İngiltere Bradford Üniversitesi. Mikro dalga karıştırıcıları .doktora1985.YÖK İEM Alanlar ve Mikrodalga Tekniği Doçent. 1993.EM Alanlar ve Mikrodalga ABD profesörlüğüne yükseltildi Araştırma Konuları:uygulamalı KM teori.Mikrodalga aktif, pasif eleman modelleme.Mikrodalga aktif, pasif devre analizi ve tasarımı.Mikrodalga Haberleşme Refet RAMİZ : 1971 'Je Kızıy Kıbrıs' ta doğdu. 1989 'da Yıldız Teknik Üniv.Hlek ve Haberleşme Müh. Bölümünü kazandı. 1993 'da Y.T.Ü. Yüksek Lisans bölümünün Haberleşme Müh. programına başladı.Halen Yüksek Lisans Tez çalışması yapmakta olup aynı zamanda Y.T.Ü. ilck. ve Haberleşme Müh.Bölümünde çalışmaktadır .



Ar.ü.övlisi olarak

S- PARAMETRELERİYLE TRANZİSTOR KARARLILIK GEOMETRİLERİ VE GİRİŞ VSWR İLE SINIRLANDIRILMIŞ KAZANÇ DEĞİŞİMLERİ

Filiz GÜNEŞ

Bedri Artuğ ÇETİNER

Yıldız Teknik Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Fakültesi, Elektronik ve Haberleşme Müh. Bölümü, 80670, Maslak-İstanbul

TRANZİSTOR KARARLIĞI

Bir lineer 2-kapılı tranzistorun hiç bir pasif yük kombinasyonu ($|r_s| < 1$ ve $|r_{i,j}| < 1$) osilasyon yapmasına neden olmuyorsa, mutlak ya da koşulsuz karardır denir. Rollet [1] koşulu

$$K = \frac{1 - |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 + |\Delta|^2}{4|S_{11}S_{22}|} > 1 \quad (d)$$

aşağıdaki yardımcı koşullardan binyle beraber koşulsuz kararlılık için gerekli ve yeterlidir:

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 > 0 \quad (2a)$$

$$B_2 = 1 - |S_{11}|^2 + |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 > 0 \quad (2b)$$

$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| < 1 \quad (2c)$$

$$1 - |S_{11}|^2 > |S_{12}S_{21}| \quad (2d)$$

$$1 - |S_{22}|^2 > |S_{12}S_{21}| \quad (2e)$$

Γ_{in} - DÜZLEMİNDE KARARLILIK GEOMETRİLERİ

Giriş ve çıkış yansıtma katsayıları, yük ve kaynak yansıtma katsayılarına gayet iyi bilinen lineer kesirsel dönüşümlerle -ki daireler yine dairelere dönüştürülürler- bağlıdır:

$$\Gamma_{in} = f(\Gamma_L) = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (3.D)$$

$$\Gamma_{out} = g(\Gamma_S) = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \quad (->-2)$$

Γ_{in} , Γ_S - düzlemleri arasında $f(\Gamma_L)$ dönüşümü sonucu mümkün 12 kararlılık

geometrisi gerekli ve yeterli koşullarıyla birlikte Şekil-1'de verilmiştir [2]; burada la ve lb koşulsuz kararlılık geometrileridir ve gerek ve yeterli koşullar $K > 1$ ile (2) deki koşullardan sadece birinin birlikte gerçekleşmesi olduğundan, Γ_{in} , Γ_{out} , Γ_S , Γ_L - düzlemlerinden birindeki kararlı bölgede çakışmak, geri kalan düzlemlerde kararlı bölgelerde çalışmayı garantiler; buna göre Γ_{in} -deki kararlı bölge $|\Gamma_{out}| \leq 1$ koşulunu da gerçekler. Koşullu kararlı hallerde p_{in} , giriş kapısı yansıtma katsayısı

$$p_{in} = \frac{Z_S - Z_{in}^*}{Z_S + Z_{in}} = \frac{(\Gamma_S - \Gamma_{in}^*)(1 - \Gamma_{in})}{(1 - \Gamma_S \Gamma_{in})(1 - \Gamma_{in}^*)} \quad (4)$$

$n, m, 0 \leq |p_{in}| \leq 1$ için $|\Gamma_{in}| \leq 1$ ve $|\Gamma_{out}| < 1$ gerçekleyen kesişim bölgesinde çalışılmak gerekliliği vardır. $|\Gamma_{out}| \leq 1$ bölgesi tayini için eşlenik kaynak kararlılık ve Birim Smith (BSC) çemberleri referans alınarak, Tablo-1 kullanılabilir^].

KOŞULLAR		KARARLI BÖLGE	
$ S_{12} > 1$	$h > C_s $	Eşlenik Kararlılık Dışındadır	Kaynak Dairesi
$ S_{22} > 1$	$r_s < C_s $	Eşlenik Kararlılık Dairesindedir.	Kaynak Dairesi
$ S_{22} < 1$	$r_s > C_s $	Eşlenik Kararlılık Dairesindedir.	Kaynak Dairesi
$ S_{22} < 1$	$i''_s < C_s $	Eşlenik Kararlılık Dışındadır	Kaynak Dairesi

Tablo-1

Benzer şekilde $|r_{in}| \leq 1$ ve $|j r_{out}| \leq 1$ geometrileri gerek ve yeterli koşulları için de Tablo-I, Tablo-II ile birlikte kullanılabilir.

TABLO-II

$K > 1$	Hiçbir kararlılık daresi BSC ile kesişmez.	
$K < 1$	(Giriş-Eşleşim Kaynak) Kararlılık daireleri BSC yi aynı iki noktada keserler.	
	$ S_{11} < 1 \Leftrightarrow$ Orijin Kararlı Bölgede ve	
	d) $ j s_{22} < 1$ Giriş Kararlılık Dairesindedir	(2) $ S_{22} > 1$ Giriş Kararlılık Dairesi Dışındadır
	$ S_{11} > 1 \Rightarrow$ Orijin. Kararsız Bölgede ve	
	(3) $ S_{22} < 1$ Giriş Kararlılık Dairesi Dışındadır	(4) $ S_{22} > 1$ Giriş Kararlılık Dairesindedir

C_s, C_{in}, r_s ve r_{in} sırasıyla kaynak ve giriş kararlılık daireleri merkez fazör ve yarıçaplarıdır, ve S-parametreleri cinsinden [2] de verilmiştir.

Tablo-I ya da II de orijinin kararlılık dairelerinde yer alıp almadığına yarıçapın merkez fazör modülüyle karşılaştırılması karar verilir. Örneğin giriş kararlılık daresi için,

$|r_{in}| > |C_{in}| \Leftrightarrow$ Orijin giriş kararlılık dairesindedir.

$|r_{in}| < |C_{in}| \Leftrightarrow$ Orijin giriş kararlılık dairesi dışındadır.

r_{in} ve jC_{in} ifadeleri kullanılarak.

$$\frac{|C_{in}|}{|r_{in}|} = 1 + \frac{(i - j S_{11}^2)(|S_{22}|^2 - H^2)}{|S_{22} S_{11}|} \quad (5)$$

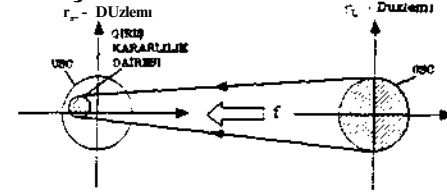
elde edilir, buna göre $|r_{in}| > |jC_{in}|$ için gerek ve

yeterli koşul ya $\frac{|S_{11}|}{|\Delta|} < 1, |S_{22}| < 1$ olmalı,

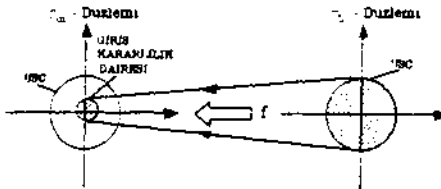
ya da $\frac{|S_{11}|}{|\Delta|} > 1, |S_{22}| > 1$ olmalıdır.

r_{in} - düzleminde kararlılık geometrileri

i. Koşulsuz kararlılık

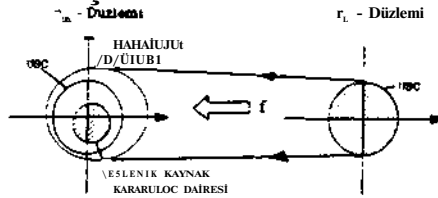


$$(a) K > 1 \Rightarrow 1 - |S_{22}|^2 > |S_{12} S_{21}| \cdot |S_{11}/\Delta| > 1$$

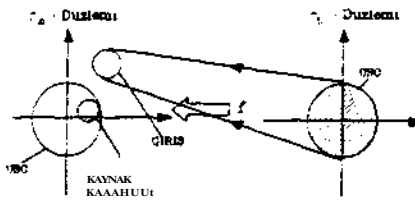


$$(b) K < 1 \Rightarrow 1 - |S_{22}|^2 < |S_{12} S_{21}| \cdot |S_{11}/\Delta| < 1$$

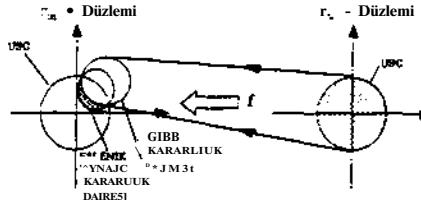
ii. Koşullu kararlılık



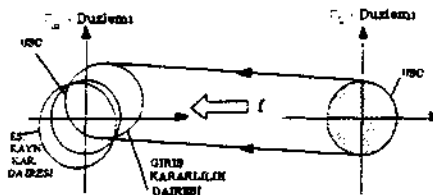
$$(c) K < 1, 0 < |S_{22}| < 1, |S_{12} S_{21}| < |S_{11}/\Delta| < 1$$



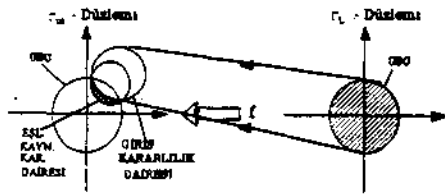
$$(d) K < 1, |S_{22}| > 1, |S_{12} S_{21}| < |S_{11}/\Delta| < 1$$



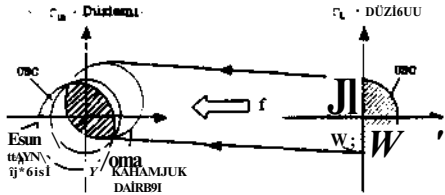
$$(e) 0 < K < 1, |S_{11}/\Delta| > 1, |S_{22}| > 1$$



$$(f) -1 < K < 0, |S_{11}/\Delta| > 1, |S_{22}| > 1 \text{ (Mutlak kararsız)}$$

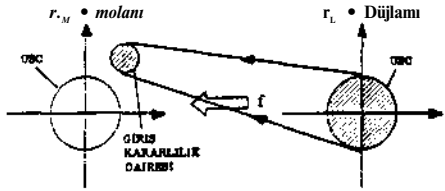


(g) $0 < K < 1$, $|S_{11}/\Delta| > 1$, $|S_{22}| < 1$

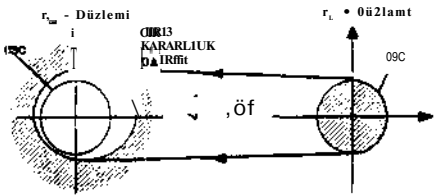


(h) $0 < K < 1$, $|S_{11}/\Delta| < 1$, $|S_{22}| < 1$

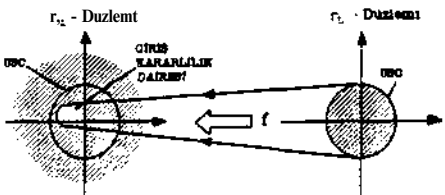
iii. Mutlak kararsızlık



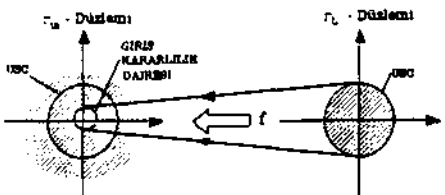
(i) $K < -1$, $|S_{11}/\Delta| > 0$, $|S_{22}/\Delta| > 1$



(j) $K < -1$, $0 < |S_{22}| < |S_{12}S_{21}|$, $|S_{11}/\Delta| > 1$



(k) $K < -1$, $|S_{22}|^2 - 1 > |S_{12}S_{21}|$, $|S_{11}/\Delta| < 1$



(l) $K < -1$, $|S_{22}|^2 - 1 > |S_{12}S_{21}|$, $|S_{11}/\Delta| > 1$

Şekil 1. T_{n-} düzleminde mümkün kararlılık durumları

GİRİŞ VSWR İLE SINIRLANDIRILMIŞ KAZANÇ DEĞİŞİMLERİ

Kaynak empedansına uygunluğu p_{in} ile verilmiş, F_L ile sonlandırılmış bir tranzistorun transdüser kazancı G_T daireleri merkez fazörü C_g ve r_g aşağıdaki ifadelerle verilebilir [2]:

$$C_g = \frac{(1 - |p_i|^2) C_{in}}{(1 - |p_i|^2) - |S_{12}|^2 (1 - |J_{21}|^2) G_n} \quad (6.1)$$

$$\Delta = \frac{G |S_{12}/S_{21}| - |i| - |P|J^2 K(G_T |S_{12}/S_{21}|) + (1 - |P_i|^2)^2}{|S_{12}|^2 |S_{21}|^2 - (1 - |P_i|^2)^2} \quad (6.2)$$

(6.1) ve (6.2) ifadelerini kullanarak, (i) (C_{in}, r_{in}) Giriş kararlılık daireсі $G_T=0$ kazanç dairesidir, (ii) BSC, $G_T \Rightarrow \infty$ kazanç dairesidir, (iii) Eşlenik kaynak kararlılık daireсі, $G_T = 2(1 - |p_i|^2) K |S_{12}/S_{21}|$ kazanç dairesidir, (iv) $r_g=0$ a karşılık kazancın ekstrem değerleri,

$$G_{T,3} = \frac{1}{|S_{21}|} \left(1 - |p_i|^2 \right) \left(K \pm \sqrt{K^2 - 1} \right) \quad (6.3)$$

$d > r[2]$.

ÖRNEKLER:

Aşağıda 7 S-parametre seti, herbir geometrinin sayısal örneği için verilmiş olup, gerekli ve yeterli koşulları TABLO-III de verilmiştir.

- 1-) $S_{11} = 0.5 \angle 0^\circ$; $S_{12} = 0.25 \angle 180^\circ$; $S_{21} = 2 \angle 0^\circ$; $S_{22} = 0.1 \angle 0^\circ$
- 2-) $S_{11} = 0.2 \angle 20^\circ$; $S_{12} = 0.05 \angle 120^\circ$; $S_{21} = 3 \angle 40^\circ$; $S_{22} = 0.5 \angle -50^\circ$
- 3-) $S_{11} = 0.75 \angle -60^\circ$; $S_{12} = 0.3 \angle 70^\circ$; $S_{21} = 6 \angle 90^\circ$; $S_{22} = 0.5 \angle 60^\circ$
- 4) $S_{11} = 3.6 \angle -43^\circ$; $S_{12} = 1.33 \angle 85^\circ$; $S_{21} = 3.3 \angle -44^\circ$; $S_{22} = 2.3 \angle 49^\circ$

5-)

$$S_{11} = 1.59 \angle -88^\circ; S_{12} = 1.017 \angle -62^\circ; S_{21} = 1.41 \angle -64.8^\circ; S_{22} = 1.002 \angle -29^\circ$$

6-)

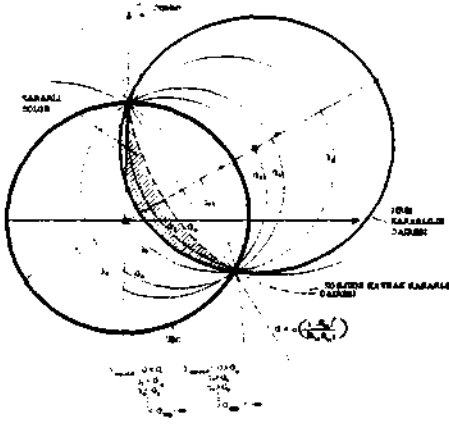
$$S_{11} = 3.8 \angle -75^\circ; S_{12} = 3.86 \angle -93^\circ; S_{21} = 7 \angle -56^\circ; S_{22} = 6.3 \angle -73^\circ$$

7-)

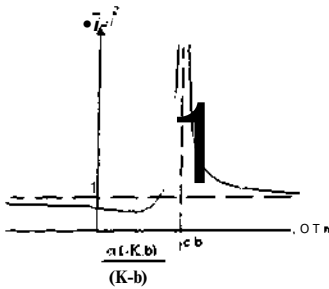
$$S_{11} = 1.05 \angle 20^\circ; S_{12} = 0.05 \angle 120^\circ; S_{21} = 3 \angle 40^\circ; S_{22} = 0.5 \angle -50^\circ$$

TABLO-III
KARARLILIK GEOMETRİ
PARAMETRELERİ

S-parametre set, K	$\left \frac{8.1}{A} \right $	$ s_{12} s_{21} $	$1 - s_{22} ^2$	
(1)	7.5	5	0.5	0.99
(2)	2.53	0.83	0.15	0.75
(3)	1.4	0.35	1.8	0.75
(4)	1.26	0.68	4.39	-4.29
(5)	0.5	0.79	1.44	-0.004
(6)	-0.8	1.22	27.02	-38.7
(7)	0.34	1.56	0.15	0.75



Şekil 1a. Şekil 1g'de belirtilen koşullu kararlı durum için sınırlandırılmış kazanç daireleri, $S_{11} = 1.05 \angle 20^\circ; S_{12} = 0.05 \angle 120^\circ; S_{21} = 3 \angle 40^\circ; S_{22} = 0.5 \angle -50^\circ$



Şekil 1b. Şekil 1g'deki koşullu kararlı durum için $\Gamma_{in}^2 - G_{Tn}$ değişimi

SONUÇLAR:

Bu çalışmada bir mikrodalga tranzistoru için mümkün kararlılık geometrileri; Fin-düzleminde gerekli ve yeterli koşullarıyla elde edilmiştir. Ayrıca her bir geometride tesbit edilen çalışma bölgesinde giriş VSWR ile sınırlandırılmış kazanç GT değişimleri hem kartezyen hem de polar düzlemde çıkarılmıştır. Böylece yukarıdaki teoriye dayandırılmış bir programla belirlenen bir kritere göre kararlı bir kazanç ve karşılığı giriş F_s , çıkış F_L sonlandırmalarını, tayin edip tasarım yapmak mümkündür. Keza aynı konferansta sunulan diğer bir bildiri de [4] bu durum uygulanmıştır.

KAYNAKLAR:

- [1] Rollett J.M. 'Stability and Power Gain Invariants of Linear two-ports', IRE Trans. Circuit Theory, Vol. CT-9, pp. 29-32, March 1967.
- [2] Çetiner B.A., "S-Parametrelerini kullanarak bir Mikrodalga Tranzistorunun Başarım Analizi", Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniv., Fen Bilimleri Enst., Şubat 1995.
- [3] Edwards L.M., Sinsky J.H., "A New Criterion for Linear 2-Port Stability using a Single Geometrically derived Parameter", IEEE Trans., Vol. MTT-40 (12), Dec. 1992, pp. 2303-2311.
- [4] Güneş F., Çetiner B.A., "Bir Tranzistorun (F, V_j, G_{Tmax}) Başarım Üçlülerinin Saçılma Parametre Teorisi", Elektrik Mühendisleri 6. Ulusal Kongresi, 1-17 Eylül 1995, Bursa.

HÜCRESEL HAREKETLİ YER HABERLEŞMESİNDE ANTEN IŞIMA DİYAGRAMLARININ BİLGİSAYAR DESTEKLİ İNCELENMESİ

Adnan ÇORA

Mehmet VARLIOĞLU

KTÜ Elektrik - Elektronik Mühendisliği Bölümü

61080 TRABZON

ÖZET

Bu çalışmada hücre sel hareketli yer haberleşmesi sistemlerinde kullanılan yönlentmesiz (*omni-directional*) antenlerin NMT-450 ve GSM (*global system for mobile*) için kullanılan frekans aralıkları ve anten parametreleri baz alınarak ışım a diyagramları bilgisayarla çizilmiştir. Buradan hareketle mobil haberleşme sistemlerinde ideal bir servis kalitesinin elde edilebilmesi için kullanılacak baz istasyonu antenlerinin tipi, özellikleri ve konumlarıyla ilgili incelemeler yapılmıştır.

1.GİRİŞ

a) Hücre sel hareketli yer haberleşme sistemlerinde kullanılan antenler yönlentmesiz antenlerdir. Dalga boyuna ve dizinin boyutlarına göre büyük mesafeler için uzaklık arttıkça serbest uzayda alan şiddeti azalır ve uzay açısının fonksiyonu olarak alan şiddeti değişiminin çizimi antenin ışım a diyagramı olarak bilinir. Buna göre bir antenin yönlentciliği (*directivity*, D)

$$D = \frac{\text{maksimum ışınlama yönünde } d \text{ mesafesindeki güç yoğunluğu}}{d \text{ mesafesindeki ortalama güç yoğunluğu}} \quad (1)$$

olarak tanımlanır. Güç kazancı ise

$$G = \frac{\text{maksimum ışınlama yönünde } d \text{ mesafesindeki güç yoğunluğu}}{P_t / 4\pi d^2} \quad (2)$$

şeklinde tanımlanır. Burada P_t antene verilen güçtür. P_t ve G bilirse, maksimum ışım a yönünde bulunan yakın alanda herhangi bir noktada güç yoğunluğu hesaplanabilir [1]. Diğer önemli bir kavram ise özellikle alma modundaki antenler için

kullanılan "etkin alan" dır (*effective area*). Etkin alan ifadesi (3) eşitliği ile verilir.

$$P = W \cdot A \quad (3)$$

P : alıcı antenin terminallerinde alınan güç

W : EM dalganın taşıdığı birim alan gücü

A : et/an alan

Etkin alan ile güç kazancı arasındaki bağıntı ise

$$A = \frac{P}{W} \quad (4)$$

dir. Bir verici anten serbest uzayda, yani yerden veya herhangi bir engelden uzakta yerleştirilmiş ve alıcı anten yönünde kazancı G , ise seçilen yönde d mesafesindeki güç yoğunluğu

$$4\pi d^{-2} \quad (5)$$

dir. Etkin alanı A olan bir alıcıda elde edilebilir güç bağıntısı ise

$$P_r = \frac{P_t G_t}{4\pi d^2} A = \frac{P_t G_t \lambda^2 G_r}{4\pi d^2} \quad (6)$$

dir. Burada G_r alıcı antenin kazancıdır. Bu bağıntı serbest uzay (*free space*) veya *Friis Denklemi* olarak bilinir. Serbest uzaydaki yayılım kaybı ise

$$L_b(\text{dB}) = -32.44 - 20 \log f(\text{MHz}) - 20 \log d(\text{km}) \quad n$$

olarak verilir. Serbest uzaydaki elektrik alan şiddeti

$$E = \frac{\sqrt{30 P_t G_t}}{d} \quad (8)$$

dir. Empedans uygunluğu sağlanmış bir alıcının uçlarına verilebilecek maksimum faydalı güç ise.

$$P = \frac{E^2 A}{r} = \frac{E^2 \lambda^2 G_r}{4\pi r^2} = \frac{(E \lambda / 2\pi)^2 G_r}{120} \quad (9)$$

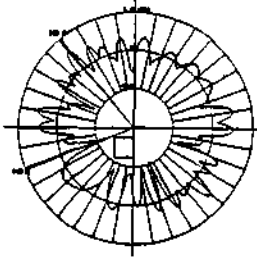
ifadesiyle elde edilir.

b) Bu çalışmada kullanılan TAP (*Terrain Analysis Package*) programında gerekli anten parametreleri III:

- Antenin kullanılacağı frekans (MHz)
- Anten kazancı (dBd),(dBi).(Rel)

- Antenin monte edileceği kulenin biçimi
- Anten çerçevesinin kuleden montaj uzaklığı
- Montaj kulesinin kenar uzunluğu
- Anten ışınma kazancı için referans seçimi
- Antenin montaj şekli (kulenin köşesi, ortası)

Sonuçta girilen parametreler esas alınarak ışınma diyagramı çizdirilebilir ve bu diyagramlara ilişkin değerlerin 0-360° arasındaki azimuth açıları için her noktada sayısal değerleri elde edilebilir. Işınma diyagramı ışınlanan güce göre (*radiated power*) veya alan şiddetine (*strength*) göre çizdirilebilir. Şekil-1'de Akçaabat-Eskiköy baz istasyonu anteninin ışınma diyagramı verilmiştir.



Şekil-1 Akçaabat-Eskiköy baz istasyonu verici anteni için ışınma diyagramı $f=425.625$ MHz

Tek antenin yonelticiliği düşüktür. Yonelticiliği arttırmak için antenin elektriksel boyutlarını büyütme gerekir. Anten boyutlarını büyütmeden yonelticiliği arttırmanın yolu bir dizi oluşturmaktır ki burada göz önüne alınacak veriler:

- Dizinin geometrik biçimi (doğrusal, dairesel)
- Elemanlar arasındaki uzaklık
- Antenlerin birbirine göre yönelimleri
- Antenlerin kazançları
- dB cinsinden bağlantı kayıpları
- Eleman türleri
- Besleme akımının genlikleri
- Besleme antenlerinin fazları
- Birleşik anten kazanç birimi

dB olarak anten dizisinin bağlantı kayıpları girilir. Bu kayıplar bağlantılardan, atlamalardan, kablo demetlerinden vb. olabilir. Kayıplar idealde hesaplanan ana kule kazancını azaltacaktır. Her anten için ayrı ayrı güç oranları girilir. Her antenin eşit olmayan, güç dağılımı farklı azimuth yönelimleri ile yönlü antenlerin yatay patternleri birleştirilir.

Bu program aralarında elektriksel kuplaj bulunmayan yatay patternli her anteni dikey yığılmış antenler olarak algılamakta ve dizilerin yatay diyagramları (*horizontal patterns*) incelenebilmektedir. Anten pattern çizimlerinde frekans aralığı 25-1300 MHz arasında

seçilebilmektedir. NMT-450 sisteminin ülkemizde kullanılan frekans bandı alıcılar için 415.500-419.975 MHz. vericiler için 425.500-429.975 MHz arasındadır. GSM için frekans tahsisi 890-960 MHz bandındadır.

İdealde yöneltmesiz antenler üniform ışınma yaparlar. Bu antenler azimuth'da esas olarak dairesel ve yükseklikle yönlü bir radyasyon patternine sahiptirler, anten yükseltildiğinde ışınma diyagramı yönlü özellik gösterir. Şekil-2' de kuleye monte edilmiş bir baz istasyonu anteni görülmektedir. Yöneltmesiz bir antenin ışınma alanı bölgesinde alanların sadece enine bileşenleri bulunur, güç akışı (*poynnting vector*) kaynaktan çıkan doğrular boyunca olur. Yöneltmesiz bir antenin ışınma alanı idealde küresel bir çatkıdaki yükselme açısı (*elevation angle*) ve yatay açılardan (*azimuth angle*) bağımsızdır.

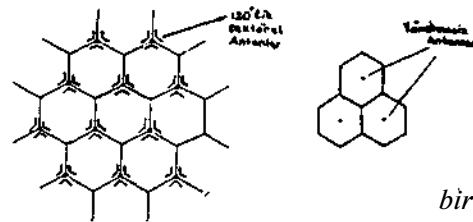


Şekil-2
Baz istasyonu anteninin görünüşü.

Alıcı ve verici antenler deneysel ve gerçek sistemlerde yüksek kazançlı, yöneltmesiz ve düşey polarizeli olarak seçilirler. Bir kule direğine montajlı olarak baz istasyonlarında alıcı ve verici olmak üzere iki anten vardır.

Haberleşmede 1. kanal için ortak anten kullanılır. Bu kanal mobil haberleşme için test kanalıdır 131.

Antenler hücrel bir sisteme yerleştirilirken, hücre yapısı servis yoğunluğu gözönüne alınmalıdır. Yoğun yerleşim bölgelerinde (*İstanbul, Ankara, İzmir vb.*) küçük güçlü herbin 120° açılı sektörel antenler kullanılarak belirli bir alandaki (*kent trafiği ve kullanıcı sayısının yoğun olduğu bölgeler*) ışınma şiddeti belli değerlerde tutulmalıdır. Kırsal alanlarda (*suburban*) antenler yöneltmesiz seçilebilir. Yöneltmesiz antenler için yerleşim hücrenin merkezinde, sektörel antenler için yerleşim hücrenin köşesinde olur (Şekil-3).



Şekil-3
hücrel bir sistemde antenlerin yerleşimi

2.BİLGİSAYAR DESTEKLİ ÇALIŞMALAR

Bu çalışmada elde edilen bütün ışma diyagramlarında yakın alan bölgesi (*Fresnel zone*) esas alınmıştır. Bu bölgeyi tanımlayan ifade

$$R < 0.62 (\lambda \cdot k)^{1/2} \quad (10)$$

olarak alınır. İç sınıır

$$R > 0.62 (L^3 \cdot \lambda)^{1/2} \quad (11)$$

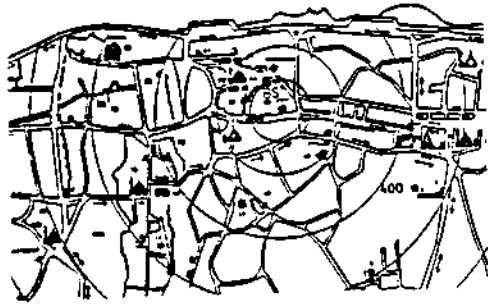
dış sınıır ise

$$R < 2(L/J) \quad (12)$$

dir $\lambda/4$. R dış sınıırın antenden uzaklığı. L anten boyudur. Çizimlerde anten ışmasının mesafeye göre değişimi değil, açıya göre değişimi elde edilmiştir.

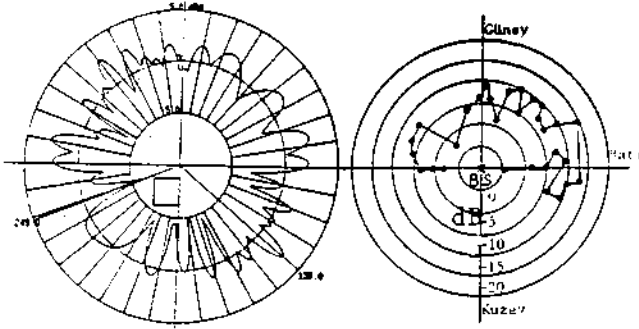
a)Şekil-4 "teki A noktası şehirdeki araç ve insan trafiğinin en yoğun olduğu caddede bir yerdir. Buranın BS ile olan azimuth açısı

KARA DENİZ



Şekil-4
Trabzon
Merkez
BS'nun
yeri ve
krokisi

yaklaşık 90° "dir. Bilgisayarla elde edilen çizimlerde (Şekil-5) maksimum kazanç 130° "dedir. Şekil-6 'de de görüldüğü gibi şehir içinde ölçülen işaret seviyeleri maksimum kazanç açısıyla aynı açıda maximum değer alması gerektiği halde uygunsuzluk ortaya çıkmaktadır.



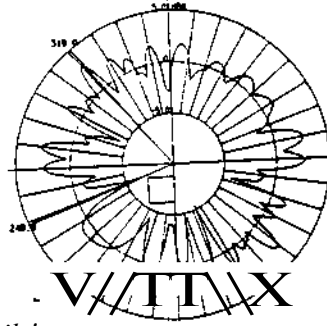
Şekil-5
Trabzon merkez
BS anteni için
ışma diyagramı

Şekil-6
Şehir içinde
yapılan
ölçümler

Bu durumda sadece antenin yerleştirilmesi ve parametrelerin yanlış seçilmesi değil, yansıma, arazi yapısı ve alıcının konumu da etkili olmaktadır. Ancak bu hata giriş bölümünde

bahsedilen anten parametrelerinin değiştirilmesiyle büyük ölçüde giderilebilir.

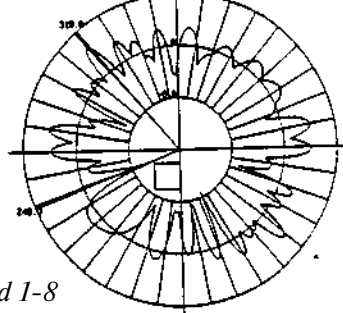
b)Trabzon merkez BS için anten parametreleri ölçülmüş ve 4.kanal için alıcı ve verici anten ışma diyagramları Şekil 7 ve Şekil 8'de görülmektedir. Araç telefon sisteminde bu BS için parametreler



$f=415.5\sim 5\text{MHz}$
 $G=3\text{dBd}$
Antenin kuleden
yüksekliği $\hat{1}$ m
kulenin kenar
uzunluğu=2.5 m

Şekil-7

Yöneltilmesiz alıcı antenin ışma diyagramı

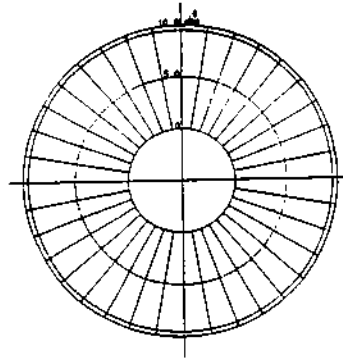


$f=425.5\sim 5\text{MHz}$
 $G=3\text{dBd}$
Antenin kuleden
yüksekliği=1 m
kulenin kenar
uzunluğu=2.5 m

Şekil-8

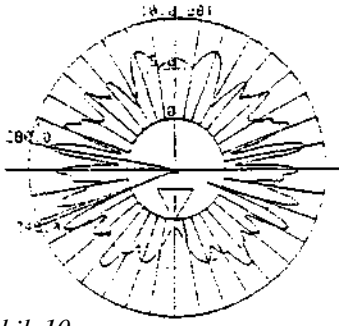
Yöneltilmesiz verici antenin ışma diyagramı

c)Haberleşmede kullanılan frekans için ideal yöneltilmesiz antenin ışma diyagramı çizdirilerek (Şekil-9) diyagramın azimuth açılarından bağımsız olduğu görülmüştür.



Şekil-9 İdeal yöneltilmesiz bir antenin ışma diyagramı.

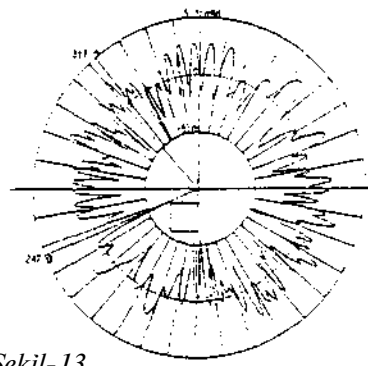
d)Kule yapısının üçgen olması durumunda ana kule kazancının maksimum olması için anten kule kenarının ortasına yerleştirilmelidir (Şekil-10).



$f= 41". 500 \text{ MHz}$
 $G=0\text{dBd}$
 antenin kuleden
 yüksekliği m
 kulenin kenar
 uzunluğu $=2.5 \text{ m}$
 $G_{\text{max}}=2.899 \text{ dBd}$
 $G_{\text{min}}=-4.810 \text{ dBd}$

Şekil-10
 Üçgen kuleye montajh antenin ışıma diyagramı

Kule yapısının kare olması durumunda ana kulak kazancının maksimum olması için anten kule köşesine yerleştirilmelidir(-/ /).



$f= 935.3 \text{ MHz}$
 antenin kuleden
 yüksekliği $=0. \sim m$
 $G_{\text{max}}=2. \sim 1 \text{ dBd}$
 $G_{\text{min}}=-4.866 \text{ dBd}$

Şekil-13
 Mobil abone için alıcı antenin ışıma diyagramı

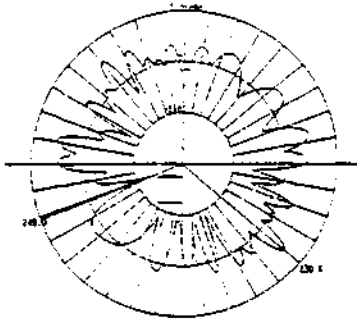
3.SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Yapılan bu çalışmaların sonucunda önen olarak her durum için elde edilen ışıma diyagramlarındaki maksimum ve minimum ışıma doğrultulan yol geometrisi diyagramlarıyla bağdaştırılarak maksimum ışıma doğrultusu ile araç ve insan trafiğinin yoğun olduğu bölgeler çakıştırılmalıdır Mobil haberleşmede kullanılan antenler yerleşim bölgelerinin araç ve insan trafiğine göre seçilmelidir.

Yerleşimin yoğun olduğu bölgelerde hareketli alıcılara daha iyi bir servis sağlamak ve belli bir bölgede servis kalitesini iyileştirmek için anten dizilen kullanılarak yölticilik artırılabilir. Açıya göre elde edilen diyagramlarda alan şiddeti değerlerinden yararlanılarak herbir açı için alan şiddetine bağlı mesafeler hesaplanabilir. Bulunan mesafelere göre oluşturulan yeni pattemler harita üzerinde aynı oranda ölçeklendirilerek tüm Türkiye için BS kapsama haritasının çıkartılması ve bu haritadan yararlanılarak yeni BS antenlennin uygun yerlere yerleştirilmesi önerilebilir.

REFERANSLAR

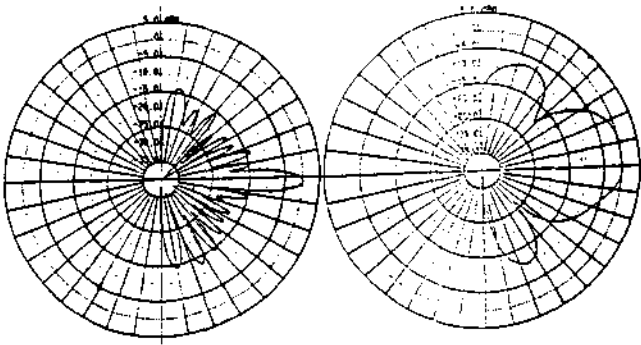
- 1/ Pars ons. J.D . The Mobile Radio Propagation Channel.John Wiley&Sons. New York. 1992.
- 2/ Terrain Analysis Package (TAP) Version 2.4 User's Manual. Softwright Limited Liability Co. .Aurora . 1993.
- 3/ Çora . A. . Hücresel Hareketli Yer Haberleşmesi Sisteminin Doğu Karadeniz Bölgesinde (Trabzon) Uygulanmasının İncelenmesi , Doktora Tezi . KTÜ . Trabzon , 1994.
- 4/ Kraus, J.D. .. Antennas , Second edition . McGraw-Hill Book Co. , New York .1988.



$f= 416.500 \text{ MHz}$
 $G=0\text{dBd}$
 antenin kuleden
 yüksekliği $=1 \text{ m}$
 kulenin kenar
 uzunluğu $=2.5 \text{ m}$
 $G_{\text{max}}=2.940 \text{ dBd}$
 $G_{\text{min}}=-6.368 \text{ dBd}$

Şekil-11
 Kare kuleye montajh antenin ışıma diyagramı

e)420-430 MHz ve 890-960 Mttz bandında çalışan yöneltmesiz iki antenin düşey ışıma diyagramları çizdirilmiştir (Şekil-12 a ve b). Bu iki farklı frekans bandı için yöneltmesiz antenlerin düşey ışıma diyagramlarındaki farklılık açıkça görülmektedir. 125. Kanal için bir GSM abonesinin alıcı anteninin ışıma diyagramı Şekil-13'deki gibi elde edilmiştir.



$f= 420-430 \text{ MHz}$
 $G_{\text{max}}=0 \text{ dBd}$

Şekil-12 a)

Yöneltmesiz bir antenin ışıma diyagramı

$f=890-960 \text{ MHz}$
 $G_{\text{max}}=0 \text{ dBd}$

***"

ŞekillZ b)

HÜCRESEL HAREKETLİ YER HABERLEŞMESİNDE YOL GEOMETRİSİNİN BİLGİSAYAR DESTEKLİ İNCELENMESİ

Adnan ÇORA

Elektrik - Elektronik Mühendisliği Bölümü
Karadeniz Teknik Üniversitesi

Tuğrul ÇAVDAR

Bilgisayar Mühendisliği Bölümü
61080 TRABZON

ÖZET:

Hücre sel hareketli yer haberleşme sinde sağlıklı bir haberleşmenin yapılması, yer istasyonu ile hareketli abone arasındaki mesafeye bağlı olduğu kadar, aradaki engellerin (dağ, orman, bitki örtüsü vs...), alınan ve gönderilen işaretlerde oluşturduğu zayıflatmalara da bağlıdır. Bu çalışmada bilgisayarda engellerin tiplerinin ve koordinatlarının tanıtılmasıyla alıcı ile verici arasındaki yolun (*path*) profili ve gölgelenme (*shadowing*) haritası çizilmiştir.

1. GİRİŞ:

Hücre sel hareketli sistemde, yer istasyonlarının hareketli alıcıları görebilmesi için, nerelere inşa edilmesi gerektiği önemlidir. Dolayısıyla hareketli alıcıların bulunabileceği yerler ve yer istasyonlarına göre aradaki direkt yolda işareti engelleyebilecek bir engelin bulunup bulunmadığını bilmek, yer istasyonlarının nerelere kurulduğunda daha verimli olacağını gösterir.

Yer istasyonu ile hareketli abone arasındaki direkt yolun profilini ve gölgeleme haritasını çizmek için şu bilgiler gereklidir:

- yer istasyonunun ve alıcının koordinatları,
- yer istasyonu ile alıcı arasındaki mesafe,
- alıcının yer istasyonuna göre azimuth açısı,
- yer istasyonunun ve alıcının deniz seviyesinden yüksekliği,
- antenin yer seviyesinden yüksekliği,

- direkt yol üzerine rastlayan engellerin tipleri, koordinatları, yükseklikleri ve ortalama yarıçapları.

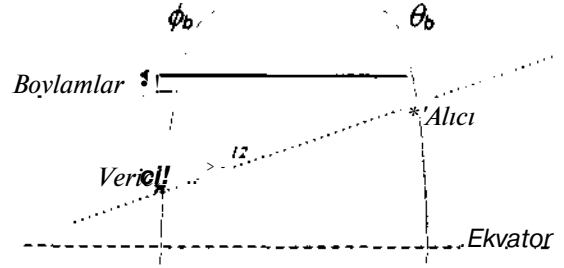
Burada öncelikle iki kavramın tanıtılması gereklidir. Bunlar azimuth açısı ve Fresnel Bölgeleridir:

1.1 Azimuth Açısı:

Yer istasyonunun enlemi ϕ_a , boylamı λ_a , hareketli alıcının enlemi ϕ_b , boylamı λ_b olmak üzere yer istasyonundan hareketli alıcıya olan azimuth açısı

$$\theta = \arctan \left(\frac{\sin(\lambda_b - \lambda_a) \cos \phi_a}{\cos \phi_b \cos \phi_a - \sin \phi_b \sin \phi_a} \right) + 180 \quad (1)$$

dir.



Şekil 1 Verici ile alıcı arasındaki azimuth açısının gösterilmesi.

1.2 Fresnel Bölgesi:

Radyo dalgalarının bir engelin kenarından yansımaları kırınım (*diffraction*) olarak bilinir. Şekil 2'deki gibi serbest uzayda bir verici T, bir alıcı R ile gösterilsin. T ile R arasında herhangi bir noktada görüş hattına dik bir düzlem düşünölsün. Bu düzlemde keyfi yarıçaplı eşmerkezli daireler oluşturulsun. Bu daireler üzerinde herhangi bir noktadan geçerek T'den R'ye

yayılan bir dalganın TOR yolundan daha büyük bir yol katedeceği aşıkardır. Şekil 3'den görüleceği gibi bu yol farkı $h \ll d_1 d_2$ kabulü ile

$$A^* = \frac{h^2(d_1 + d_2)}{2d_1 d_2} \quad (2)$$

dir. Faz farkı ise

$$\phi = \frac{2\pi A^*}{\lambda} = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{h^2}{2} \frac{d_1 + d_2}{d_1 d_2} \quad (3)$$

dir ve genellikle v parametresiyle

$$\phi \approx \frac{\pi}{v} \quad (4)$$

şeklinde yazılır, burada

$$v = h \sqrt{\frac{2(d_1 + d_2)}{\lambda d_1 d_2}} \quad (5)$$

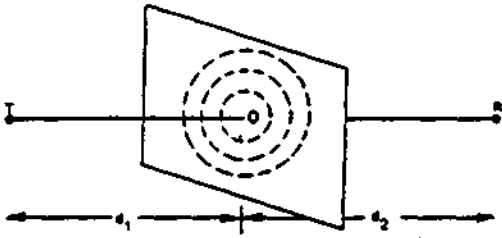
dir ve Fresnel-Kirchoff kırılma parametresi olarak bilinir. Aynı yaklaşıklık kullanılarak

$$\phi = \frac{\pi}{\lambda} \frac{d_1 d_2}{d_1 + d_2} \quad (6)$$

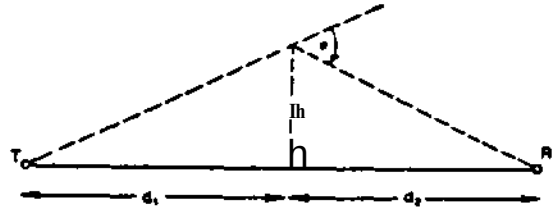
ve

$$v = a \sqrt{\frac{2d_1 d_2}{\lambda(d_1 + d_2)}} \quad (7)$$

elde edilir IM . Şekil 3'te O'dan geçen düzlemde, T'den R'ye olan toplam yol uzunluğu her bir daire yoluyla TOR'dan nkl kadar daha büyük daireler ailesi inşa edilebilir (n bir tamsayı). En içteki daire $n=1$ durumunu gösterir ki yol uzunluğu fazlalığı $X/2$ 'dir. Diğer daireler $X, 3X/2$ vs... dir. "Fazlalık" yol uzunluğu $A/2$ 'nin bir tamsayı katı olan noktaların geometrik yeri Şekil 2'de görülen elipsoidleri meydana getirir. $n=1$ ile tanımlanan elipsoidin meydana getirdiği hacim, 1. Fresnel bölgesi diye isimlendirilir.

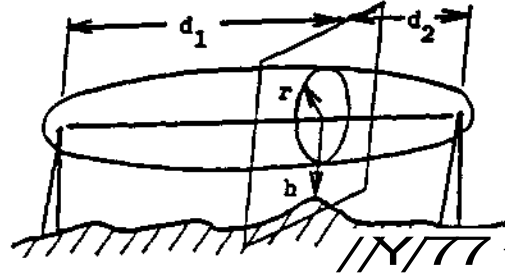


Şekil 2 Fresnel Bölgelerinin sınır daireleri.



Şekil 3 Bıçak-kenarı kırılma geometrisi.

Ardarda gelen Fresnel bölgelerinin alma noktasında alan şiddetine katkısı zıt fazlı olmaya yönelir ve birbirinin etkisini artırmak yerine azaltma yönünde girişim yaparlar.



Şekil 4 Fresnel açıklık oranının (h/r) gösterilmesi/2/.

2. BİLGİSAYAR DESTEKLİ ÇALIŞMALAR

2.1 Yer İstasyonlarının Alt Yapısı:

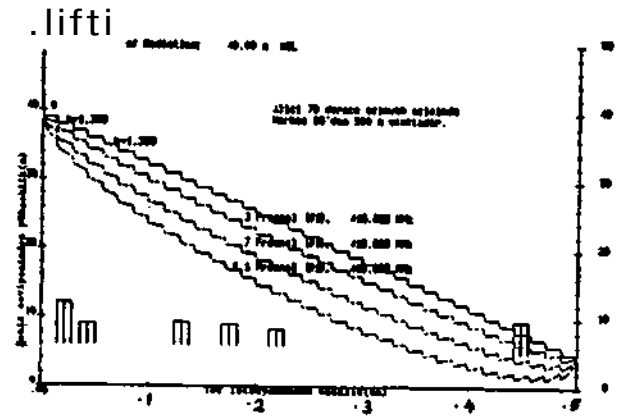
Trabzon il sınırları içinde üç yer istasyonu mevcuttur. Bunlar Trabzon Merkez'de, Of/Fındıkoba'da ve Akçaabat/Eskiköy'deki R/L istasyonlarındadır. Bu üç yer istasyonunun özellikleri hemen hemen aynıdır. Sadece Trabzon Merkez Yer İstasyonu'nda 5 kanal, diğerlerinde 3 kanal vardır. Merkez Yer İstasyonu'nda verici güç yükseltecinin çıkış gücü $10W$ 'tır. Bu değer $25 W$ veya $50 W$ 'a ayarlanabilmektedir. Antenlerin kuleden yükseklikleri $1 m$ 'dir. Antenlerin boyları $X/4$ 'tür. Kule tipleri dörtgendir. Fındıkoba ve Eskiköy yer istasyonları dağlık alanlarda bulunduğu için çıkış gücü Merkez Yer İstasyonundan yüksek tutulmuş ve $50 W$ 'a ayarlanmıştır. Eskiköy'deki yer istasyonu 6., 15. ve 24. kanalı, Fındıkoba'daki yer istasyonu ortakbağlantı (*co-link*) kanalı olarak 5. kanalı,

diğer iki kanal olarak da 14. ve 23. kanalı kullanılmaktadır. Anten tipleri yönlentmesiz (*omnidirectional*) 360°'lik antenlerdir. Ortak-bağlantı kanalı trafiği düzenleyen kanaldır. Hareketli abonenin frekansını bulup hangi kanal boşsa ona aktarır. Hareketli telefonlar öncelikle trafik kanallarını kullanırlar. Şayet trafik kanalları meşgul ise ortak-bağlantı kanalı bunu karşılayabilir. Eğer ortak-bağlantı kanalı da meşgul ise konuşmak isteyen kişiyi başka yer istasyonuna aktarır.

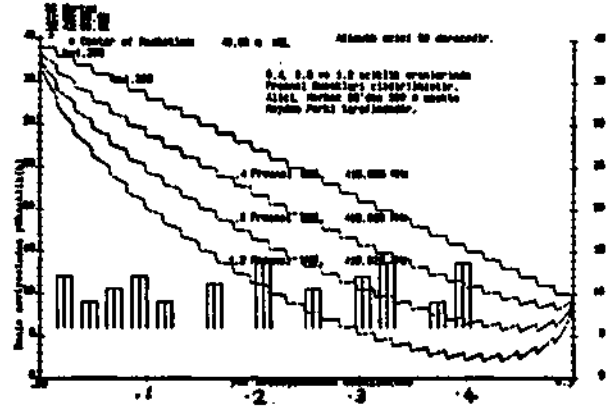
Alıcı ile verici arasındaki direkt yolun gerçeğe uygun bir şekilde değişimini çizmek için Trabzon il sınırları içerisindeki 135 tepenin ve Trabzon Merkez Yer İstasyonunun 500 m etrafındaki 120 tane ağaçlık ve bina topluluğunun yükseklikleri, koordinatları ve ortalama yarıçapları çıkarılmıştır. Burada gerçekte yan yana olan birkaç bina veya birkaç ağaç, tek bir bina veya tek bir ağaç olarak alınmıştır. Bu veriler daha sonra kullanılmak üzere bilgisayara girilmiştir.

2.2 Yol Geometrisi Çizimlerinin Elde Edilmesi:

incelenen örnekte, verici antenin deniz seviyesinden yüksekliği 40 m, alıcı antenin deniz seviyesinden yüksekliği ise 4 m'dir. Azimuth açısı 70°'dir. O anda alıcı ile verici arasındaki mesafe de 500 m kabul edilmiştir. Kullanılan bilgisayar program paketinin ilgili parçası /3/ bu şekli çizirken kendisine daha önceden girilen Trabzon Merkez Yer istasyonu etrafındaki engelleri kullanmış ve koordinatlarına göre o anda alıcı ile verici arasına düşen engelleri çizmiştir. Alıcının bulunduğu yerin soi tarafındaki binalar, alıcı antenin verici anteni görmesine mani olacaktır. Bu olay Şekil 5' te görülmektedir. Şekilde ayrıca 1. Fresnel kuşağı, değişik h/r oranlarında çizdirilmiştir. Yeryüzünün k sabiti 1.333 alınmıştır. Benzer bir örnek de Şekil 6'da verilmiştir. Burada azimuth açısı 90°'dir ve alıcı deniz seviyesinden 10 m yukarıdadır. Bu şekilde de 2. Fresnel bölgesi değişik h/r oranları için çizdirilmiştir.



Şekil 5 70°'lik azimuth açısında 500 m mesafede farklı Fresnel açıklıkları için gölgelenmiş alan.



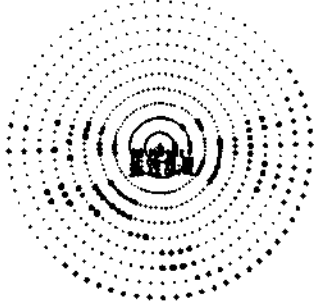
Şekil 6 90°'lik azimuth açısında 500 m mesafede farklı Fresnel açıklıkları için gölgelenmiş alan.

2.3 Gölgeleme Haritalarının Elde Edilmesi:

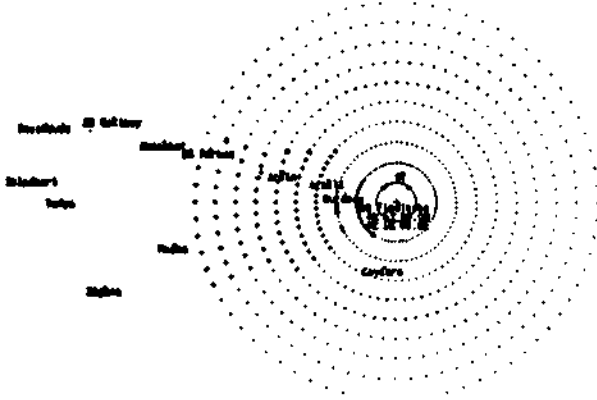
Trabzon Merkez Yer İstasyonunun 500 m etrafında 50'şer m aralıklarla 72 radyalde (360°'lik dairede 5°'lik aralıklarla) gölge kontrolü yapılmıştır. Görüş alanının engellendiği yerlerde "+", Fresnel bölgesi engelini olduğu yerlerde "*", görüş alanının açık olduğu yerlerde ise "." konmuştur. Haritanın ölçeklenmesi 1:10,000'dir. Alıcı antenin yer seviyesinden yüksekliği 2 m alınmıştır. Frekans ise 415.625 MHz'dir. Bu harita çizilirken Trabzon Merkez Yer istasyonunun 500 m etrafındaki engeller gözönüne alınmıştır. Şekil 7'deki haritadan da gözleendiği gibi yer istasyonunun kuzeyinde deniz olduğundan görüş alanı açıktır. Yer istasyonunun doğusunda ve batısında binaların

mevcudiyetinden dolayı yer yer gölgelemeler meydana gelmektedir. Yer istasyonunun güneyinde ise rakım yükseldiğinden dolayı görüş alanının açık olduğu noktalar daha fazladır.

Şekil 8'de merkezi Fındıkoba Yer İstasyonu olan 50 km'lik daire içerisinde her 5 km'de bir (72 radyal için) gölgeleme kontrolü yapılmıştır. Bu gölgeleme haritası çizilirken Trabzon İl sınırları içerisindeki 135 tepe engeli gözönüne alınmıştır. Engeller, Eskiköy-Zigana-Fındıkoba üçgeni içerisinde seçildiği için şekilde, bu üçgen içerisine rastlayan kısımda görüş alanı engellenmiş görülmektedir. Bu üçgen içerisinde 5 km'den sonra, tepelerden dolayı hemen hemen hiç görüş alanının olmadığı da gözlenmektedir. Yer istasyonlarının kuzeyinde denizin mevcudiyeti görüş alanının açık olmasını sağlamıştır. Haritanın ölçeklenmesi 1:750, 000'dir.



Şekil 7 Merkez Yer İstasyonu için 500 m yarıçaplı alanda gölgeleme kontrolü.



Şekil 8 Fındıkoba Yer İstasyonu için 50 m yarıçaplı alanda gölgeleme kontrolü.

3. SONUÇLAR VE ÖNERİLER:

Mevcut yer istasyonları sahil şeridindeki karayollarında hizmet verebilmektedir. Buralarda da yer yer kesilmeler olmaktadır, iç taraflara gidildikçe servis almak imkansızlaşmaktadır. Dolayısıyla iç taraflarda da yer istasyonlarının kurulması gerekir. Sırasıyla kuzey enlemi ve doğu boylamı olarak (40:45:0, 39:31:3) ve (40:52:3, 39:53:3) koordinatları yeni kurulacak yer istasyonları için uygundur. Bu koordinatlardaki tepeler yeterince yüksek ve etkili oldukları alanlar birbirine girişim yapmamaktadır.

Trabzon Merkez Yer istasyonu da şehir merkezine tam hizmet verememektedir. GSM sistemini işleten firmalardan birinin hem şehir merkezindeki istasyonu kullanması hem de Boztepe'ye yeni bir yer istasyonu kurması bu görüşümüzü doğrulamaktadır.

KAYNAKLAR:

- /// Parsons. D. P.. "The Mobile Radio Propagation Channel". John Wiley and Sons, New York. 1992.
- /2/ IEEE Transactionson Vehicular Technology, II. Definitions, Vol. 3~. No:], February, 1988. pp 6-8.
- /3/ TAP. Terrain Analysis Package. Version 2.4. SoftWright, LLC. Aurora, USA. 1993.

Tuğrul ÇAVDAR

1973 doğumlu Tuğrul ÇAVDAR, 1994 yılında Karadeniz Teknik Üniversitesi. Elektronik Mühendisliği Bölümünü. Mühendislik - Mimarlık Fakültesi birincisi olarak bitirdi. Aynı yıl KTÜ Bilgisayar Mühendisliği Bölümü'nde Araştırma Görevlisi olarak çalışmaya başladı. Halen yüksek lisans yapmakta ve Robotik üzerinde çalışmaktadır.

MOBİL BİRİMLERDEKİ SİNYAL ALIŞINA İLİŞKİN BAZI İSTATİSTİKLERİN ÖNGÖRÜMÜ

Mine Kalkan

Uzay Bilimleri ve Teknolojisi Böl., İstanbul Teknik Üniversitesi
80626, Maslak, İstanbul

Özet—Bu bildiriye, çoklama tekniğinin baz istasyonunda kullanıldığı mobil sistemlerde mobil birimdeki sinyal alışına ilişkin bir model önerilmiş ve bu modelden yola çıkılarak sinyalin zarf ilintisi, mobil birimin çevresindeki aktif saçıcılara olan ortalama uzaklığının ve baz istasyonunda kullanılan frekans ve uzay çoklama aralıklarının işlevi olarak analitik yoldan türetilmiştir. Önerilen modelde daha önceki modellerden farklı olarak, mobil dalga yayılım ortamının doğası gereği farklı yollardan gelen sinyallerin zaman gecikmesi ve varış açıları arasında deneysel verilere dayanan bir istatistiksel bağımlılık varsayılmıştır. Elde edilen ilinti katsayısına dayanılarak, saçılmanın geniş bir alana yayıldığı durumlarda saçıcıların mobil birime olan uzaklıklarının üstel olasılık dağılımı ile, ve dar bir bölgeye yığılmış saçıcıların uzaklıklarının ise Rayleigh olasılık dağılımı ile karakterize edilmeleri önerilmiştir.

1 GİRİŞ

Son yıllarda, mobil radyo iletişimde çoklamanın mobil birim yerine baz istasyonunda yapılması ve böylece mobil birimin alıcı/verici sisteminde basitlik sağlanması benimsenmeye başlanmıştır /1, 2, 3/. Hibrid frekans-uzay çoklaması tekniğini kullanan böyle bir sistemde sinyaller ayrı frekanslarda çalışan ve ayrı konumlanmış iki baz anteninden iletilmekte/alınmakta; mobil birimde ise alış ve iletim tek bir antenle sağlanmaktadır. Hibrid çoklama kullanmanın avantajı, gerek baz istasyonunda gerekse mobil birimlerde sinyal alışına ilişkin ilinti katsayısının belli bir değeri sağlaması için kullanılması gereken anten uzaklığının, antenlerin çalışma frekansları farklılaştırılarak azaltılabilmesidir.

Baz istasyonu ve mobil birim arasındaki iletişim iki yönlü olduğundan, baz istasyonunda kullanılan çoklamanın mobil birimdeki sinyal alışında gerekli ilintisiz alış sağlayıp sağlamadığının bilinmesi gerekir. Bunun yapılabilmesi için, mobil birimdeki sinyal alışını gerçekçi olarak betimleyen bir modele gereksinim vardır. Bu bildiriye böyle bir model önerilmiş ve bu modele dayanılarak sinyale ilişkin önemli bir istatistik olan *mobil birimdeki sinyal zarflarının ilinti katsayısı*, aktif saçıcı-

ların mobil birime olan uzaklıklarına ilişkin olasılık dağılımlarının üstel veya Rayleigh olduğu durumlar için türetilmiştir.

2 MOBİL BİRİMDEKİ SİNYAL ALIŞINA İLİŞKİN MODEL

Önerilen istatistiksel modelin dayandırıldığı temel varsayımlardan birincisi, baz istasyonunda aynı düzlem üzerinde ve aralarında bir uzaklık olacak şekilde konumlandırılmış, farklı frekanslarda (u_1, u_2) çalışan iki antenden yayınlanan sinyallerin mobil birim etrafında rastgele konumlanmış İV tane saçıcı üzerinden geldiğidir (Şek. 1). Baz istasyonu ve mobil birim birbirinden yeterince uzak olduğundan, mobil birim yönüne doğrudan gelen iki dalganın saçılma ortamına birbirine paralel girdiği ve dolayısıyla aynı saçıcıdan geldikleri varsayılmıştır. Dalgaların dikey polarizasyonda yayımlandıkları ve yayılım ortamında polarizasyonları değişmeksizin mobil birimdeki tek bir antenden alındıkları da dayandırılan diğer varsayımlardır.

Baz istasyonunun iki anteninden yayınlanarak mobil birimde alınan iki sinyale ilişkin elektrik alanlar İV dalganın süperpozisyonu olarak

$$E_{z1} = \sum_{i=1}^N a_i \exp\{j\omega_1(t - T_{1i})\} \quad (1)$$

$$E_{z2} = \sum_{i=1}^N a_i \exp\{j\omega_2(t - T_{2i})\} \quad (2)$$

olarak yazılabilir. Burada a_i fnci dalganın herhangi bir olasılık dağılımına sahip olabilen genliği, T_{1i} ve T_{2i} de, sırasıyla, birinci ve ikinci baz anteninden gelen sinyale ilişkin zaman gecikmeleri olup,

$$T_{1i} = T_i + \frac{\xi \cos\alpha_i}{2c} \quad (3)$$

$$T_{2i} = T_i - \frac{\xi \cos\alpha_i}{2c} \quad (4)$$

olarak yazılabilir. Burada T_i baz antenlerinin arasındaki uzaklığın orta noktasından gelen i 'nci dalganın yayılım zamanı, f antenler arasındaki uzaklık, ve c ışık hızı olup a_i de Şekil 1'de gösterilmiştir. Civardaki i 'nci saçıcıdan mobil birime olan rastgele uzaklık (x_i)

ve zaman gecikmesi arasındaki ilişki

$$T_i = T_0 + \frac{x_i}{c} + \frac{x_i}{c} \sin \psi_i \quad (5)$$

şeklinde tanımlanabilir. Bu bağıntıda T_0 mobil birime doğrudan gelen sinyalin gecikmesi ve i 'nci saçıcıdan gelen sinyalin (mobildeki) varış açısıdır. (3-5) (1) ve (2)' de yerine konarak elektrik alanların çaprazilinti fonksiyonu

$$R_{E_z}(\xi, \omega_1, \omega_2) = E \left\{ \sum_{i=1}^N a_i^* \exp \left\{ -j [\omega_1 t + \frac{\omega_1}{c} (cT_0 + x_i + x_i \sin \psi_i - \xi \cos \alpha_i)] \right\} \sum_{i=1}^N a_i \exp \left\{ j [\omega_2 t - \frac{\omega_2}{c} (cT_0 + x_i + x_i \sin \psi_i - \xi \cos \alpha_i)] \right\} \right\} \quad (6)$$

olarak elde edilir. Değişkenler a_i , X_j , α ve a_i bütün i, j, k, α 'ler için istatistiksel olarak birbirinden bağımsız ve a_i 'lerin ortalama değeri de sıfır olduğundan (6)'daki çapraz çarpımların ortalamaları sıfırdır. Bu durumda alınan sinyallerin ilintisi, sinyal genliklerini anten kazanç işlevinin kareköküyle çarpıp yazarak.

$$R_{\nu}(\xi, \Delta\omega) = E \left\{ \sum_{i=1}^N g(\psi_i) |a_i|^2 \exp \left\{ j \left[\Delta\omega t - \frac{\Delta\omega}{c} (cT_0 + x_i + x_i \sin \psi_i) + k\xi \cos \alpha_i \right] \right\} \right\} \quad (7)$$

şeklinde elde edilir. Burada $Au_x = UJ_x - UJ_2$ ve $k = (U-L + u >)/2c$ olarak verilmiştir.

Eşitlik (7)'deki sinyal ilintisi, $YI_N - \hat{\{1^2\}} = 1$ ve mobildeki geliş açısını $[0, \pi/2]$ aralığında uniform, aktif saçıcılardan olan uzaklığı üstel ve α_0 açısını da $[a_0 - \xi/2, a_0 + \xi/2]$ aralığında üniform varsayarak $\beta/3$

$$R_{\nu}(\xi, \Delta\omega) = \int_{a_0 - \xi/2}^{a_0 + \xi/2} \int_{x=0}^{\infty} \exp \left\{ j \left[Au_x t - \frac{\Delta\omega}{c} (cT_0 + x + x \sin \psi) + k\xi \cos \alpha \right] \right\} \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{A} \exp \left\{ -\frac{x}{A} \right\} \frac{1}{\beta} d\psi dx d\alpha \quad (8)$$

şeklinde yazılabilir. Burada a_0 baz istasyonundaki ortalama iletim açısıdır. Kazanç işlevi $g(\psi_i)$ basitlik kaygısıyla 1 alınmıştır. Son olarak A parametresi mobil birimin aktif saçıcılardan olan uzaklığının ortalamasına karşılık gelmektedir.

Eşitlik (8)'in manipüle edilmesi ve sonucun karesinin mutlak değerinin alınmasıyla

sinyal zarflarının ilinti katsayısı

$$\rho_{|\nu|}(\xi, \Delta\omega) = \left(1 + 4 \frac{A^2 (\Delta\omega)^2}{c^2} \right)^{-1/2} \int_{a_0 - \xi/2}^{a_0 + \xi/2} \int_{x=0}^{\infty} \exp \{ j k \xi \cos \alpha \} da \quad (9)$$

olarak bulunur.

Eşitlik (9)'deki, üstel dağılım varsayımı altında bulunmuş olan ilinti katsayısı başka dağılımlar için de türetilebilir. Mobil birim ile aktif saçıcılar arasındaki uzaklığın Rayleigh dağılımına uyması durumunda ilinti katsayısı

$$\rho_{|\nu|}(\xi, \Delta\omega) = \frac{1}{A^2} \exp \left\{ -\frac{A^2 (\Delta\omega)^2}{c^2} \right\} \times \left| \int_0^{\infty} x \exp \left\{ -\frac{1}{2} \left(\frac{x}{A} + j \frac{A \Delta\omega}{c} \right)^2 \right\} J_0 \left(\frac{\Delta\omega x}{c} \right) dx \right|^2 \times \frac{1}{\beta^2} \left| \int_{a_0 - \beta/2}^{a_0 + \beta/2} \exp \{ j k \xi \cos \alpha \} d\alpha \right|^2 \quad (10)$$

olarak bulunur. Burada, $J_0(\cdot)$ birinci tür ve sıfırına dereceden Bessel fonksiyonudur. İncelenecek olursa (9)'un sağ tarafındaki ilk ve (10)'un sağ tarafındaki ilk iki terimin frekans ilinti katsayısı olduğu görülür. Her iki denklemde de uzay ilinti katsayısı:

$$\rho_{\xi}(\xi) = \frac{1}{\beta^2} \left| \int_{a_0 - \beta/2}^{a_0 + \beta/2} \exp \{ j k \xi \cos \alpha \} d\alpha \right|^2 \quad (11)$$

3 TARTIŞMA VE SONUÇ

Eşitlik (11)'de mobil birim için verilen uzay ilinti katsayısı, literatürde baz istasyonu için verilen uzay ilinti katsayısına $/4/$ eşittir, ki bu da baz istasyonunda yalnızca uzay çoklamasının kullanıldığı durumda mobil birimde mobil birimde de ilintisiz alışın gerçekleşeceğinin kanıtıdır. Bu nedenle tartışmanın sadece frekans ilinti katsayıları için yürütülmesi yeterlidir.

Saçıcıların mobil birime uzaklığının (x) üstel ve Rayleigh dağıldığı durumlar için türetilen frekans ilinti katsayı, sırasıyla (9) ve (10)'dan hesaplanarak frekans çoklama aralığı A 'nin işlevi olarak ortalama aktif saçıcı uzaklığının 300m ve 600m olduğu durumlar için Şekil 2'de çizilmiştir. Şekilde ayrıca minimum varış zamanına göreceli olarak tanımlanmış varış zamanı ile varış açısının bağımsız olduğu durum için elde edilen frekans ilinti katsayısına da yer verilmiştir. Bu ilinti katsayısının $p(Au) =$

$1/(1+(Au)^2)^{5/2}$ bağıntısıyla verildiğini /5/, göreceli tanımlanmış varış zamanının olasılık dağılımının üstel olduğu varsayımı altında bulunduğunu ve hem mobil birim hem de (lokal saçılma yok ise) baz istasyonundaki alışı için geçerli olduğunu belirtmek gerekir. Burada S parametresi üstel dağılmış zaman gecikmesinin standart sapması olup ışık hızı ile çarpıldığında, kaba bir hespla, mobilden olan ortalama aktif saçıcı uzaklığını verir. Böylece $5 = 2, \text{usec}$, 600m'lik bir ortalama saçıcı uzaklığına karşılık gelir, ki bu da, bu değerle, sözkonusu bağıntıdan hesaplanan ilinti katsayısının Şekil 2'deki değerleriyle karşılaştırılabilmesini olanaklı kılar. Şekil incelenince $A/ = 50 \text{ kHz}$ için baz istasyonunda sağlanan frekans ilinti katsayısının x'in Rayleigh dağıldığı durumda elde edilene eşit olduğu ve A/'nin artmasıyla da daima bundan büyük kaldığı görülür. Aynı durum a' in üstel dağılması durumunda A/'nin 110 kHz'den küçük olduğu bütün aralıklar için de geçerlidir. Bundan çıkan sonuç baz istasyonunda kullanılan frekans çoklama tekniğinin mobil birimdeki ilintisiz alışı fazlasıyla olanak verdiğidir.

Yine Şekil 2'den görüldüğü üzere üstel dağılmış saçıcı uzaklığı varsayımı altında elde edilmiş olan frekans ilinti katsayısı değerleri Rayleigh olasılık dağılımı varsayımı altında elde edilenlerden bütün frekans aralıkları için küçüktür. Bu sonuca dayanarak, saçılmanın geniş bir alana yayıldığı durumlar için x'in üstel dağıldığı varsayımının önerilen sinyal alışı modelini daha gerçekçi kılacağı, buna karşın "Rayleigh dağılmış x' varsayımının saçıcıların dar bir bölgeye toplandığı durumları modelleyeceği söylenebilir. Çünkü saçıcıların geniş bir bölgeye yayıldığı durumda, mobil birime varan sinyallerin geldikleri yollar arasındaki benzerlik az olacak ve bu da düşük zarf ilintisi değerleri alınmasına yol açacaktır. Saçılmanın mobil birim civarındaki dar bir bölgede olması ise, sinyallerin geliş yollarının yukarıda bahsedilen duruma göre birbirine çok daha benzer olması nedeniyle yüksek ilinti değerleri alınması sonucunu verecektir.

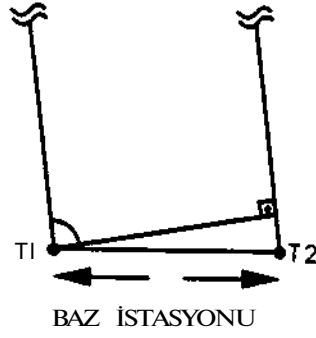
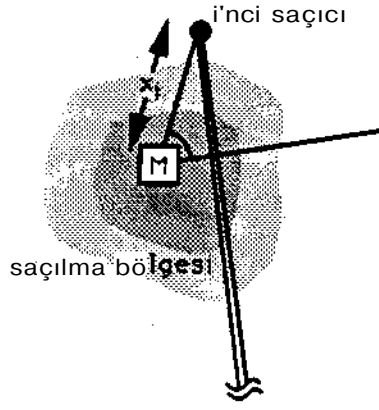
Bu savı destekleyen kimi çizimler Şekil 3'de verilmiştir. Şekilde frekans ilinti katsayısı, frekans açıklığı (A/f) parametre olmak üzere ortalama aktif saçıcı uzaklığının işlevi olarak verilmiştir. Saçıcı uzaklığının üstel dağıldığı durumdaki ilinti katsayısı değerleri, Rayleigh dağıldığı durumlardan daima küçük kalmakta, ve ilintiler A arttıkça artmaktadır. Bu da bir önceki paragrafta ifade edilen savı doğrular

niteliktedir: Mobil birim yoğun şehirleşmiş bir bölgede bulunuyor ise sinyal alışı modelindeki aktif saçıcı uzaklığı üstel dağılmış varsayılmalı, banliyö bölgelerindeki alışı içinse tercih Rayleigh dağılımı yönünde yapılmalıdır.

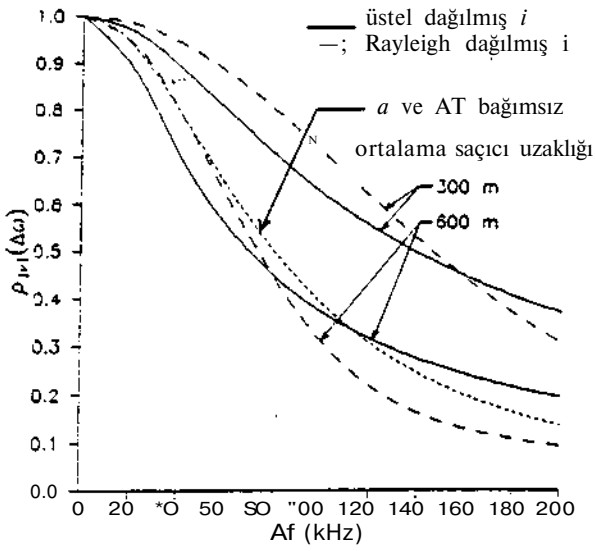
KAYNAKLAR

- /1/A. Hiroike, F. Adachi and N. Nakajima, "Combined effects of phase sweeping transmitter diversity and channel coding", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, **VT-41**, pp. 170-176, 1992.
- /2/S. Ogose, K. Murota and K. Hirade, "A transmitter diversity for MSK with two-bit differential detection", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, **VT-33**, pp. 37-43, 1984.
- /3/M. Kalkan, *Transmitter Diversity, Modulation and Transmission Rate Allocation Techniques for Mobile and Portable Radio Systems*. Ph.D. Thesis. Imperial College of Science, Technology and Medicine, London, 1992.
- /4/M. Kalkan. "A statistical model of mobile signal reception". *Proc. 3rd International Conference on Universal Personal Communications*, pp. 150-154. San Diego, U.S.A., 1994.
- /5/R.H. Clarke, "A statistical theory of mobile signal reception" *The Bell System Technical Journal*, 47. pp 957-1000, 1968.

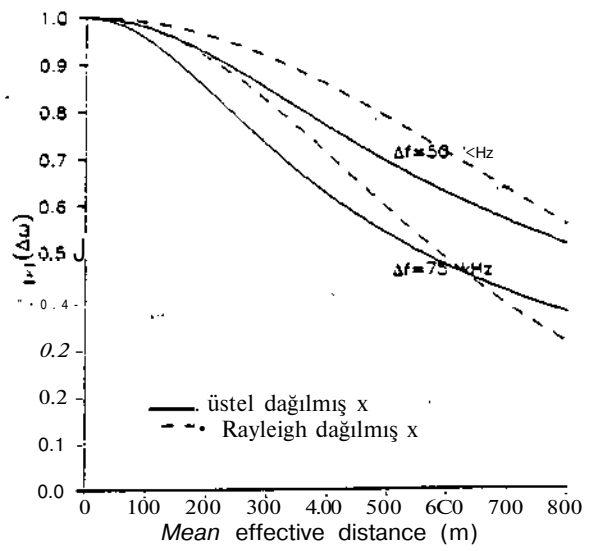
Özgeçmiş—Mine Kalkan Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği dalındaki lisans derecesini 1983 yılında İstanbul Teknik Üniversitesi'nden, Telekomünikasyon dalındaki yüksek lisans derecesini 1987 yılında Boğaziçi Üniversitesi'nden, ve "Communications" dalındaki doktora derecesini 1992 yılında Imperial College of Science Technology and Medicine'den almıştır. Halen İ.T.Ü. Uzay Bilimleri ve Teknolojisi bölümünde Yardımcı Doçent olarak çalışmaktadır. Araştırma konuları mobil yer ve uydu iletişimi, sayısal iletişim ve veri iletişim ağlarıdır.



Şekil 1 Model Geometrisi



Şekil 2 Frekans açıklığının işlevi olarak zarf ilintisi



Şekil 3 Ortalama saçıcı uzaklığının işlevi olarak zarf ilintisi

HÜCRESEL HAREKETLİ YER HABERLEŞMESİNDE YAYILIMIN
DENEYSEL İNCELENMESİ

Adnan ÇORA

K.T.U. Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

61080-TRABZON

ÖZET: Bu çalışmada HHYH'nin Trabzon'da şehir içinde ve devlet karayolunda, tünellerde, kapalı ve gürültülü ortamlardaki uygulanması incelenmiştir. Araç-içi ve araç-dışı olarak kullanılabilen bir araç telefonu ve araca yüklenen diğer deney düzeneğiyle servis alma seviyeleri dBm cinsinden ölçülmüştür. Hareketliden-sabite, sabitden-hareketliye ve hareketliden-hareketliye gerçekleştirilen konuşmalara ait işaret seviyelerinin değişimleri ve diğer özellikler incelenmiştir.

1.GİRİŞ: Hareketli Radyo Ortamı

Burada kısaca hareketli radyo ortamının özellikleri verilecektir. Hareketli radyo ortamında yeryüzünün düzensiz yapısı, insan yapısı engellerin çeşitli şekilleri, hava şartlardaki değişiklikler, ağaç yapraklarının etkileri yayılım zayıflaması tahminlerini güçleştirir. Üstelik hareketli radyo işareti, abone hareket halinde iken alınmaktadır. Dolayısıyla bu problemin kolay bir analitik çözümü yoktur. İstatistik ve elektromagnetik teorinin birleştirilmesi yayılım yolu tahminlerine büyük ölçüde yardımcı olur.

Serbest uzayda yayılım yolu kaybı sadece frekansa ve mesafeye bağlıdır/1/.

$$\frac{P_r}{P_t} = \frac{1}{(4\pi d \frac{c}{f})^2} = \frac{1}{(4\pi d/A)^2} \quad (D)$$

Burada P_t vericinin gücü ve P_r serbest uzayda alınan güçtür. Serbest uzayda verici antenden d m. mesafede alan şiddeti ise

$$E_0 = \frac{(30 g_t P_t)}{d} \quad \text{V/m dir.} \quad (2)$$

P_t vericinin uzaya yaydığı güç, g_t ise verici antenin güç kazancıdır.

İdeal(izotropik) bir anten bütün yönlerde uniform bir güç yayınlar. Yarım dalga boyuna göre kısa bir dipolün maksimum ışınım yönündeki yönelticilik kazancı $g=1,5$ (1,76 dB), yarım dalga dipolünkü ise $g=1,64$ (2,15 dB) dir. Sonuçta, yarım dalga dipole dik bir yönde serbest uzayın alan şiddeti/2/

$$E_0 = \frac{(30 \times 1,64 \times P_t)^{1/2}}{d} = \frac{7,1 P_t^{1/2}}{d} \quad (3)$$

Uygun bir alıcıya aktarılacak maksimum faydalı güç ise

$$P = \left(\frac{L_i}{\pi}\right)^2 \frac{g_r}{120} \quad \text{W. dir.} \quad (4)$$

E : alman işaretin alan şiddeti, g_r alıcı antenin güç kazancıdır. Yayılım kaybı, alınan ve verilen güç oranları şeklinde, dB cinsinden

$$L = 10 \log \frac{P_r}{P_t} = 10 \log g_t + 10 \log g_r - 20 \log f - 20 \log d + k \quad (5)$$

$k = 20 \log \frac{3 \cdot 10^8}{4 \cdot \pi}$

şeklinde ifade edilebilir/3/.

2.1 Deney Düzeneği:

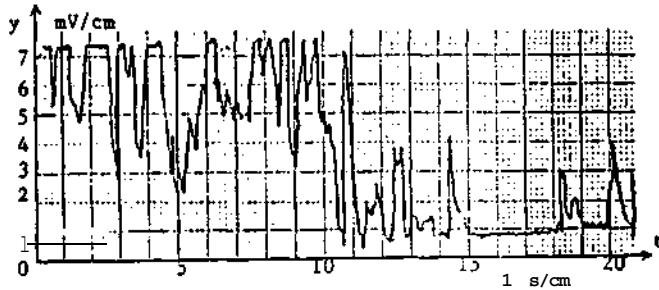
Deneylerde Türkiye'de araç telefonu sistemini kuran firmanın telefonu kullanıldı, ölçü aleti olarak 200kHz-2(18)GHz'e kadar kullanılabilenve kendinden monteli bir IEEE-488 paralel çıkış kapısı olan mikroprosesör kontrollü bir RF dijital güçmetresi,kaydedici olarak da x(t)-y kaydedicisi kullanıldı. RF güçmetresinin sensörü -60 dBm

ile +20 dBm arasında hem mutlak hem de bağıl olarak ölçme yapabilen bir sensördür. Güç metre ve x-y kaydedicisinin çalışması için gerekli 220 V. AC. temin etmek için 12 V. DC/220 V. AC. sağlayan statik bir inverter kullanıldı. Bu cihazlar otomobilinden ayrı 12 V. 75 Ah.lik bir akü ile SW tipi bir otomobilin arka tarafına yerleştirildi.

2.2. Yapılan Deneyler ve Ölçmeler:

Trabzon'a şehir içinde ana caddelerde, çeşitli yollarda, belirli yükseklikteki semtlerde, sahil yolunda, şehir içindeki tünelde, Üniversite kampüsünde, Trabzon-Maçka yolayrımında, batıda Akçaabat, Vakıfkebir, Beşikdüzü ilçeleri ve Trabzon-Giresun il sınırında Eynesil tüneline kadar, doğuda ise Yomra, Arsin, Araklı, Sürmene ve Of'a kadar olan devlet karayolunda gerçekleştirildi.

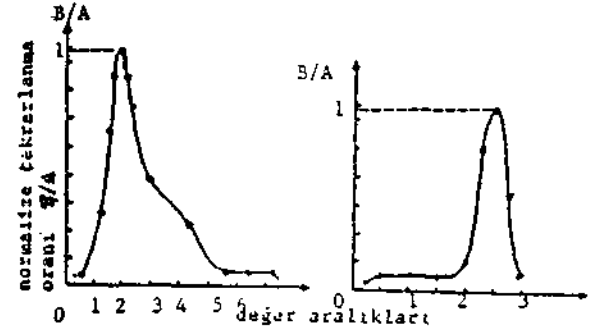
Kapalı alanlarda alma seviyesinin yeterli olup-olmadığının denemesi Makina Mühendisliği Bölümü laboratuvarında yapıldı. Çalışmalar sırasında sayılan yolların özelliklerine göre şehir içinde yüksek ve yoğun bir şekilde binalarla kaplı alanlar, radyo dalgalarının kanalize edildiği cadde-ler, çok yollu almanın gerçekleştiği durumlar ve direkt görüş hattının olmadığı durumlar gözönüne alındı. Bu yerler için güç seviyesi ölçmeleri (servis alınan yerler) dBm cinsinden kaydedildi. Üç türlü telefon haberleşmesi şekli denendi ve bu konuşmalara ait işaret seviyesi değişimleri x-y kaydedicisi ile çizildi (Şekil.1).



Şekil.1. Bir konuşma esnasında işaret seviyesinin değişimi

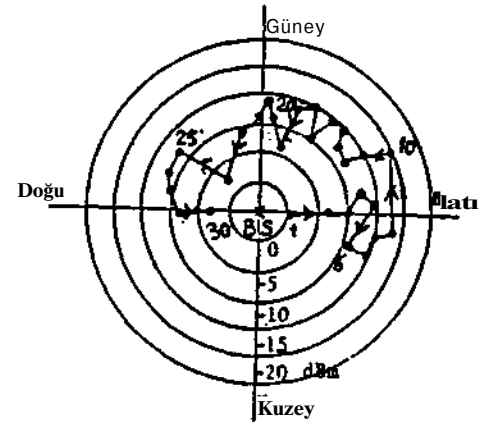
Bu çizimlerden seçilen iki tanesinin örnekleme yoluyla elde edilen tekrarlanan değer sayıları ve örnekleme aralıklarına göre çizilen ihtimal yoğunluğu fonksiyonu (probability density function, PDF) dağılımlarından birinin Rayleigh dağılımı şeklinde olduğu ve bunun da kısa-süreli bayılma veya çok-

yollu almaya karşılık olduğu diğerinin ise simetrik bir yapıya sahip lognormal dağılım gösterdiği ve uzun-süreli bayılma veya lokal ortalama olduğu anlaşılmıştır (Şekil.2).



Şekil.2. İki farklı ihtimal yoğunluğu fonksiyon dağılımı

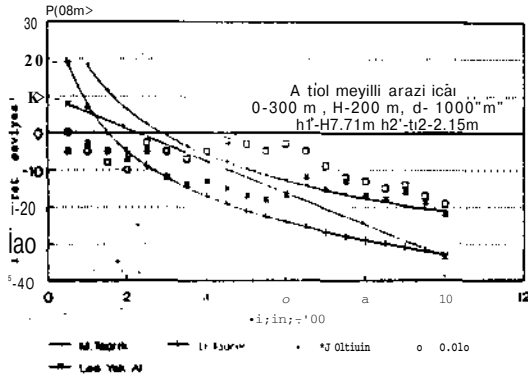
Deney yapılan çift ve tek yönlü yollarda ölçmeler en az iki veya üç defa tekrarlanmıştır. Güç seviyesi değerleri bazı yerlerde her defasında eşit denecek kadar çıkmakta, bazen 2-3 dBm farketmekte en fazla 5-10 dBm'lik fark olmaktadır. İşaret seviyesi değişimleri Yer İstasyonundan dışarı doğru 5'er dBm'lik daireler şeklinde çizilmiştir (Şekil.3).



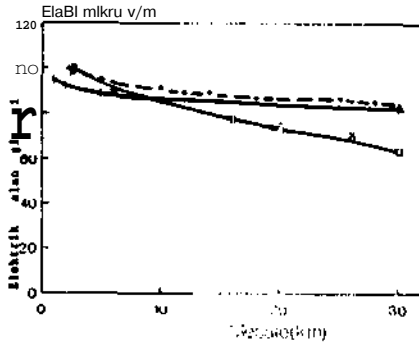
Şekil.3. Ölçülen işaret seviyesi değişimlerinin dairesel çizimi

Şehir içinde iki farklı yol güzergâhı için düz ve meyilli arazi örneği olarak teorik ve deneysel sonuçlar Lee'nin verdiği "yakın alan modeli" ile (Şekil.4) şehir merkezindeki Yer İstasyonundan batıya doğru devlet karayolunda yaklaşık

30 km'ye kadar olan işaret seviyeleri hem Lee ve hem de Okumura'nın verdiği elektrik alan şiddeti (E) değerleri cinsinden (dBuV/m) mukayeseli olarak çizilmiştir (Şekil.5) /4/.



Şekil.4. Düz ve meyilli arazi için teorik ve deney sonuçlarının Lee'nin yakın alan modeli ile karşılaştırılması



Şekil.5 Uzak mesafeler için deney sonuçlarının Lee modeli ve Okumura'nın sonuçlarıyla karşılaştırılması

3. Sonuçlar:

Deneylerde elde edilen değerlerden ve çizilen grafiklerden şu sonuçlar çıkarılabilir;

- * Şehir içinde (yakın alan) işaret seviyesi birkaç dBm değişmekte ve değişimin ortalaması hemen hemen aynı kalmaktadır.
- * Sahil yolunda ve açık alanlarda mesafeyle artan zayıflama açıkça görülmektedir.
- * Düz ve meyilli araziler için şekil-

den görüldüğü gibi 200 ve 600m. mesafeleri yakın alan için önemli mesafeler olarak göze çarpmaktadır. Şehir içi düz arazi kabul edildiğinde 200m'ye kadar işaret seviyesi azalmakta 200-600m. arasında fazla bir değişiklik olmamakta, 600m.den sonra zayıflamanın arttığı görülmektedir. Okumura ve arkadaşları Tokyo ve banliyölerinde yaptıkları deneylerin sonuçlarını verdikleri grafikleri 600m.den başlatmaktadırlar/4/. Bu da gözlediğimiz sonuçların hem Okumura hem de Lee'nin yakın alan için verdiği değerlerle gayet uyumlu olduğunu göstermektedir.

- * Araç seyir halinde iken fren yapıldığında işaret seviyesi hemen daima 4-5 dBm.lik bir azalma göstermektedir. Aynı durum araç hızlanırken de ortaya çıkmakta ve sadece bu esnada 5-6 dBm.lik bir azalma gözlenmektedir.
- * -40 dBm.den daha düşük işaret seviyelerinde konuşma gerçekleştirilememiştir. Sistem tasarımında en düşük seviye değeri gözönüne alınmalıdır.
- * Tünelere girildiğinde işaret seviyesi azalmakta fakat bu azalma (5-7 dBm) tünel çıkışının girişten görülmesi ve Yer İstasyonunun konumuna göre farklılık arz etmektedir.
- * Kapalı ve gürültülü ortamlara girişte işaret seviyesi en az 3 dBm kadar azalmaktadır. Aracın motoru çalışırken gürültülü ve çok zor gerçekleştirilen konuşmayı kaydedici kaydedememiş, motor stop edilince ancak kayıt yapılabilmiş ve rahat anlaşılır bir konuşma gerçekleştirilebilir.
- * Yol boyunca 50-100m.den başlayarak çoğunlukla 200m. civarında bazen de 1000-1500m. ye varan ölü bölgeler tesbit edilmiştir.
- * Negatif değerler alan servis alma seviyesi konuşma esnasında (gönderme ve almada) 100 mW.m (+20dBm) üzerine çıkmaktadır.
- * Hareketliden-hareketliye olan konuşmalarda cihazın tuşlanan numarayı göndermesinden sonra karşı tarafta telefonun çalması arasındaki süre 1 s. kadar kısa olabilmektedir. Bu süre diğer tip konuşmalarda 3-4-5 s. bazen de 8-9 s. olabilmektedir.

4.öneriler:

HHYH sistemlerinin performansı iki kritere bağlıdır. Bunlar 1) sistemin nüfusun yüzde kaçma hizmette bulunabildiği ve 2) kapsam alanının veya ülke yüzölçümünün yüzde kaçında bu hizmetin gerçekleştirilebildiği-oir. Genel olarak Doğu.Karadeniz bölgesinde, özellikle Trabzon il sınırları içinde her noktada servis alınmadığı görülmüş-tür.

Kapsam alanını genişletmek için yeni Yer İstasyonları kurulmak istendiğinde aşağıdaki çalışmalar yapılmalıdır;

- a) Dalga yayılımına etki eden yer şekilleri ve iklim etkileri gözönüne alınmalıdır.
- b) İletim yolunun açıklığı iletimin kalitesi için gereklidir bu yüzden Yer İstasyonları ulaşımı kolay hakim tepele-re kurulmalıdır.
- c) Alıcıya varacak yol üzerindeki binalar, ağaçlıklar, bitki örtüsü ve diğer engeller hazırlanacak yol geometrisi profilleriyle çıkarılmalıdır.
- d) Kapsam alanını topoğrafik verileri bir harita üzerine işlenmelidir. Bu haritalar 2- veya 3- boyutlu şekillerde olabilir.

Burada anlatılan çalışmalar büyük ölçüde gerçek alan değerlerine dayalı deneysel çalışma olmasına rağmen çok sınırlı im-kânlarla gerçekleştirilmiştir. Bununla birlikte elde edilen sonuçlar çok profesyonel imkanlara sahip araştırmacıların elde ettikleri sonuçlara büyük ölçüde uyan sonuçlar elde edilmiştir. Projeye destek bulunabildiği takdirde aşağıda sıralan çalışmalar Trabzon'da rahatlıkla gerçekleştirilebilecektir:

- 1) mevcut araç telefonu sistemi ile (NMT-450) cep telefonu sisteminin birbirine uyumu denenebilir,
- 2) HHYH'nin yanında denizden-karaya, karadan-denize haberleşmenin özellik-leri kiralanan bir tekne veya feribotla incelenebilir,
- 3) aynı şekilde küçük bir uçak veya bir helikopterle yerden-havaya ve havadan yere haberleşmenin özellikleri incelenebilir,
- 4) IEEE-488 paralel çıkış kapısından araca yerleştirilecek bir PC veya bir dizüstü bilgisayar yardımıyla RF güç metresi kontrol edilebilir ve hareketli ortamda veri iletimi ve kaydı sağlanabilir.

SiKaynaklar:

- /1/.Lee, W.C.Y., Mobile Communi-cations Design Fundamentals, Howard W. Sams and Co.U.S.A. 1986.
- /2/.Bullington,K., Radio Propa-gation for Vehicular Communi-cations, IEEE Trans. Vehic. Technol., vol.VT-26, 295-308 1977.
- /3/.Parsons,D.P., The Mobile Ra-dio Propagation Channel,John Wiley and Sons, New York,1992.
- /4/.Okumura Y. et al, Field Streng-th and its Variability in VHF and UHF Land-Mobile Radio Ser-vice, Rev. Elec. Commun. Lab. 16,9-10, 1968, 825-873.

UYDU-GEZGİN İLETİŞİMDE YAYILIM MODELİNİN BİLGİSAYAR BENZETİMİ

Hasan DİNÇER

KOÜ, Elektronik ve Hab. Sistemleri
Araş. ve Uyg. Merkezi (EHSAM) İZMİR

Erol SANCAK

TED AŞ Elektrik Dağıtım
Müessesesi Md. GEBZE

ÖZET

Uydu-gezin iletişim sistemleri (U-GİS), geniş coğrafik alanlarda gezgin iletişim sağlamak için uyduların kullanımına olanak verir.

Çalışmanın amacı, U-GİS link tasarımında başlıca sorunu oluşturan ve çok yollu yayılım ve ağaç gölgelemesi nedeniyle ortaya çıkan işaret gücündeki **bayılma** konusunu incelemektir. Bu nedenle sistemin yayılım özellikleri üzerinde durularak bir yayılım modeli geliştirilecektir. Gerçekleştirilmiş L-band yayılım ölçüm parametreleri kullanılarak, yayılım modelinin bilgisayar benzetimi yapılacak ve elde edilen sayısal sonuçların değerlendirilmesi yapılacaktır.

I- GİRİŞ

U-GİS, uydu ve gezgin iletişim sistemlerinin birlikte kullanıldığı bir sistemdir. U-GİS tasarımı için iletişim esnasındaki problemler çözümlenmelidir. U-GİS' de en önemli problem, değişik nedenlerle oluşan işaretteki bayılmadır. Bu nedenlerin başlıcaları, arazi etrafındaki saçıcılardan dolayı oluşan çok yollu yayılım ve ağaç gölgelemesidir. Bu nedenle, işaret gücündeki bayılmayı incelemek için, sistemin yayılım özellikleri ve gerçekleştirilmiş L-band yayılım ölçüm parametreleri kullanılarak yayılım modeli oluşturulacaktır. Modelde kullanılan istatistikler, belirli olasılık işlevleri

esasına dayanır, Tüm istatistiksel modeller gerçek ölçüm sonuçlarına göre belirlenen değişkenlerin bir işlevidir. Bu değişkenler U-GİS ortamına bağlı olarak değişen yayılım faktörleri ve ağaç zayıflatmasını tanımlarlar *İM*. Farklı yayılım ortamları için elde edilecek olasılık yoğunluk işlevleri, her bir işaret düzeyinin olasılık değerlerini bulmaya yarar. İşaret düzey istatistiğinde olasılık yoğunluk işlevleri yerine, yığılımlı olasılık dağılım işlevleri kullanılır. Böylece toplam iletişim süresinin istenilen yüzdesi için işaret düzeyini belirleme olanağı vardır *121*.

$$F(R) = P\{r < R\} = \int_{-\infty}^R P(r) dr \quad (1)$$

$$G(R) = P\{r > R\} = \int_R^{\infty} P(r) dr \quad (2)$$

Burada $P(r)$ olasılık yoğunluk işlevidir. $F(R)$ alınan işaretin R düzeyinden küçük, $G(R)$ ise işaretin R düzeyinden büyük olma olasılığıdır.

$$G_1(R) = \int_R^{\infty} P_j(r) dr = 1 - \sum_{j=1}^n P_j(r) \quad (3)$$

II- YAYILIM MODELİNİN OLUŞTURULMASI

U-GİS' de gezgin birimin bulunabileceği üç farklı coğrafik bölge vardır.

a. Gölgelemesiz Açık Bölgeler

Gezgin birim anteni tarafından alınan işaret, gölgelemesiz bölgede, sabit doğrudan bileşen ve çok yönlü yayılmış bileşenlere sahiptir. Bu işaret rician bayılmaya sahiptir, dolayısıyla bu yayılım rician olasılık yoğunluk işlevi ile verilebilir. Alınan işaretin genliğine ilişkin olasılık yoğunluk ve dağılım işlevleri,

$$P_j(r) = K r \exp[-K(r^2/2 + 1)] I_0(Kr\sqrt{2}) \quad (4)$$

$$G_1(R) = \int_0^R K r \exp[-K(r^2/2 + 1)] I_0(Kr\sqrt{2}) dr \quad (5)$$

ile verilebilir. Burada K rician yayılım parametresini, $I_0(\cdot)$ sıfırıncı mertebeden birinci tür Bessel işlevini simgeler. R raslantı değişkeni değeri doğrudan bileşenin gücüne göre negatif işaret düzeyi olarak alınır. Bu negatif işaret düzeyi F pozitif bayılma düzeyi olarak alınırsa eşitlik (6)'daki dönüşüm yazılabilir.

$$F(\text{dB}) = -R \quad (6)$$

b. Ağaç Gölgelemeli Bölgeler

Yol kenarı ağaçlıklı ve ormanlık ortamlarda bulunan gezgin birim anteniye ulaşan işaret iki bileşene sahiptir. Bunlar, ağaçlar tarafından gölgelenen doğrudan dalga ve yayılmış bileşenlerdir.

Çok yönlü bileşenlerin toplamı rayleigh dağılıma, gölgelemeli doğrudan bileşen ise lognormal dağılıma sahip olduğundan alınan toplam işaretin olasılık yoğunluk işlevi gölgelemeli rician ile verilir [3/4A

$$P_2(r) = \int_0^{\infty} (K'r/\sqrt{27t}) J_0(1/2) \exp[-(\ln z - n)^2 / 2a^2 - K'(r^2 + z^2)/2] I_0(K'rz) dz \quad (7)$$

$$G_2(R) = \int_0^R \int_0^{\infty} (K'r/\sqrt{27t}) J_0(1/2) \exp[-(\ln z - n)^2 / 2a^2 - K'(r^2 + z^2)/2] I_0(K'rz) dz dr \quad (8)$$

Burada z log normal dağılımın raslantı değerini, a $\ln z'$ nin standart sapmasını, μ ise $\ln z'$ nin ortalama değerini simgeler. Rayleigh yayılım faktörünün değeri K' ile verilir.

c. Uyduyu Göremeyen Bölgeler

Bu tür ortamlarda doğrudan dalga, dağ ve tepe gibi arazi düzensizlikleri ve kentsel bölgelerdeki binalar tarafından engellenir. Gezgin birimde yalnızca yayılmış çok yönlü bileşenlerin toplamı alınır ve rayleigh istatistik ile modellenir.

$$P_3(r) = K' r \exp(-K'r^2/2) \quad (9)$$

$$G_3(R) = \int_0^R K' r \exp(-K'r^2/2) dr \quad (10)$$

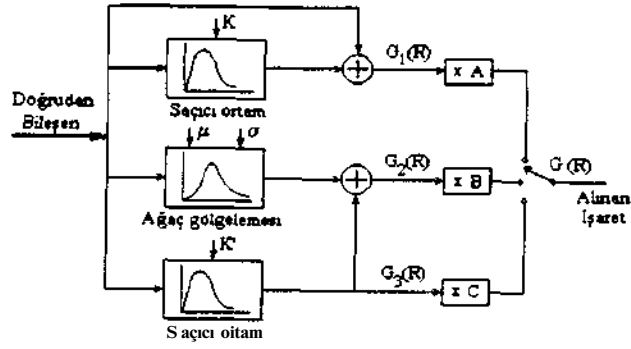
d. Toplam Yayılım Modelinin Oluşturulması

Toplam modelde, bu ayrık modeller uygun bölge fiziksel katsayıları ile birleştirilir. Gölgelemesiz açık bölgelerin toplam bölge içerisindeki yüzdesi A, ağaçlıklı bölgelerin yüzdesi B ve uyduyu göremeyen bölgelerin yüzdesi C olarak alınırsa toplam model G(R),

$$G(R) = AG_1(R) + BG_2(R) + CG_3(R) \quad (11)$$

olarak verilir. Bölge katsayıları, A+B+C=1 olmak zorundadır. Geliştirilen toplam bölgesel model Şekil 1'deki gibi gösterilebilir.

Model, uygulama yapılacak bölgenin coğrafik koşullarına göre belirlenecek



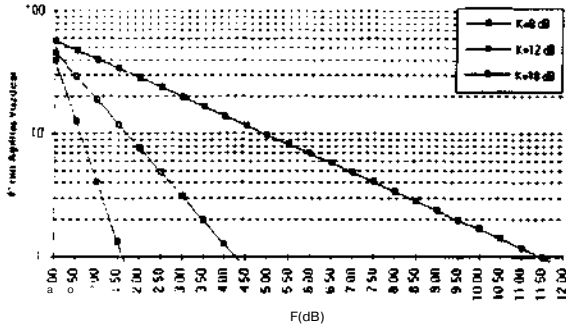
Şekil 1. Yayılım benzeticisinin blok gösterimi

fiziksel parametrelerle (A,B,C), bölgede yayılım ölçmeleri sonucu belirlenecek yayılım parametrelerini (K,K', μ , σ) giriş parametreleri olarak alır. Bu parametreler Pascal 6.0 derleyicisinde yazılan bilgisayar programında giriş parametreleri olarak alınarak bayılma olasılık dağılımı ve bayılma derinliği hesaplanmış ve sonuçlar çizdirilmiştir. Eşitlik (5) ve (6) kullanılarak Şekil 2., eşitlik (6) ve (8) kullanılarak Şekil 3. ve Şekil 4. ve eşitlik (10) kullanılarak Şekil 5.' de model parametrelerinin bayılma derinliği ile ilişkisi çizilmiştir. Eşitlik (11) kullanılarak Şekil 6.' da ise bölge

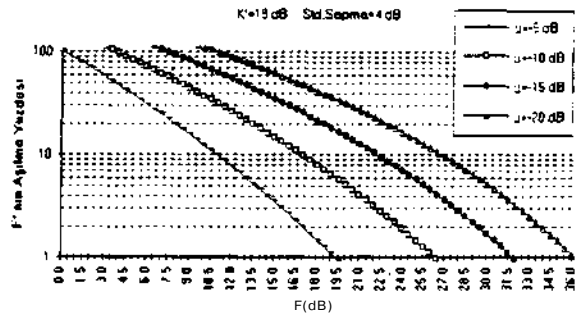
katsayılarının toplam olasılık dağılımına etkisi gösterilmiştir.

III. SONUÇ

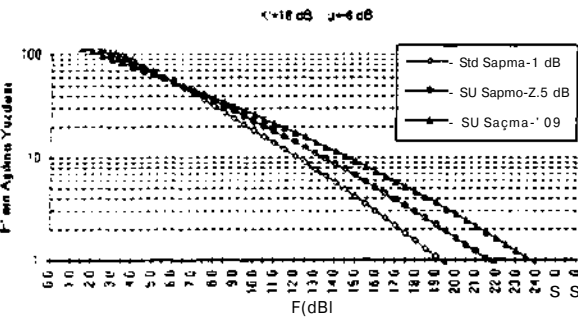
Sonuçlar üzerinde yapılan inceleme neticesinde, ağaçlıklı bölge katsayısı B ve uyduyu göremeyen bölge katsayısı C nin bayılma derinliği üzerindeki etkisinin büyük olduğu gözlenmiştir. Sonuç olarak bayılma derinliğinin sistem başarımında önemli bir parametre olduğu ve U-GİS' in uygulanabilirliğinin o bölgenin coğrafik koşullarına bağlı olduğu söylenebilir.



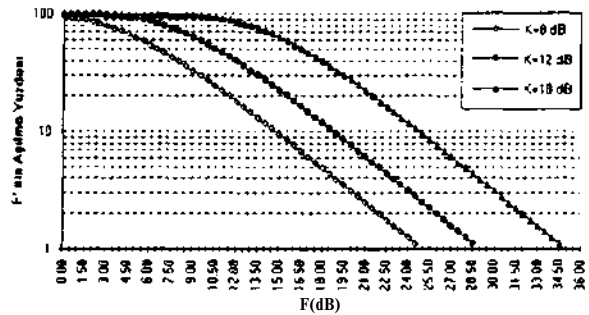
Şekil 2. Açık bölgelerde K faktörünün bayılma derinliğine etkisi



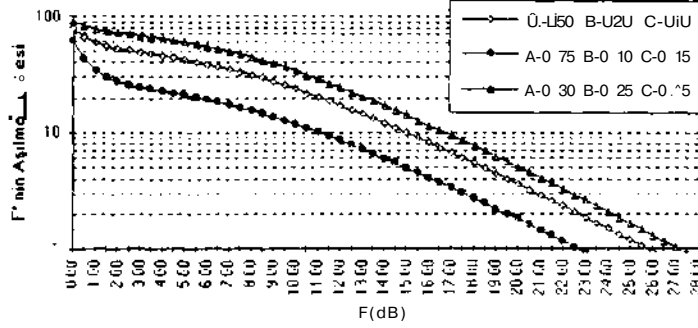
Şekil 3. Ağaç gölgelemeli modelde μ parametresinin bayılma derinliğine etkisi



Şekil 4. Ağaç gölgelemeli modelde standart sapmanın bayılma derinliğine etkisi



Şekil 5. Uyduyu göremeyen bölgelerde K faktörünün bayılma derinliğine etkisi



Şekil 6. Bölge katsayılarının toplam olasılık dağılımına etkisi

KAYNAKÇA

- [1] İ.H. Çavdar and H. Dinçer. "Propagation modeling and simulation for land mobile satellite systems." SPACE EURASIA¹ 93, 1993, Gebze.
- [2] İ.H. Çavdar, "Uydu-gezin iletişim yayılımının modellenmesi ve benzetimi." KTÜ Doktora Tezi, 1994, Trabzon.
- [3] R.M. Barts and L. Stutzman. "Modeling and simulation of mobile satellite propagation," IEEE

Transactions on antennas and propagation, vol.40, no 4. pp. 375-381. 1992.

[4] C. Loo, "A statistical model for a land mobile satellite link," IEEE Transactions on vehicular technology, vol.34, no.3, pp. 122-127. 1985.

[5] R.M. Barts and L. Stutzman. "Propagation modeling for land mobile satellite systems." Mobile Satellite Conference-in Proc. JPL Pub., 88-9. pp.95-100, 1988, Pasadena. CA.

ÖZGEÇMİŞ



1946 yılında Malatya¹ da doğan Hasan DİNÇER, 1971 yılında İ.T.Ü. Elektrik Fakültesi¹ nden Y. Müh. diploması aldı. Aynı yıl K.T.Ü.¹ de göreve

başladı. 1977 yılında University of Bradford¹ dan PhD derecesini aldı. 1985 yılında Telekonikasyon Anabilim dalında doçent, 1993 yılında da profesör oldu. Halen Kocaeli Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü¹ nde Bölüm Başkanı olarak görev yapmaktadır. Haberleşme Sistemleri ve Endüstriyel Elektronik alanlarında çalışmaktadır.

ÖZGEÇMİŞ



1969 yılında Trabzon¹ da doğan Erol SANCAK, "ilk ve orta öğrenimini Trabzon' da tamamladı. 1990 yılında Karadeniz Teknik Üniversitesi Elektrik-

Elektronik Mühendisliği Bölümü¹ nden Elektronik Mühendisi unvanı ile. 1995 yılında Kocaeli Üniversitesi¹ nden Elektronik Yüksek Mühendisi unvanı ile mezun oldu. 1993 yılından beri Türkiye Elektrik Dağıtım A.Ş. Gebze Elektrik Dağıtım Müessese Müdürlüğü¹ nde görev yapmaktadır.

ÇERÇEVE İLETİMİ ANAHTARI ARAYÜZÜ"

TASARIMI VE GELİŞTİRİLMESİ

Oğuz Sinanoğlu, Boğaziçi Üniversitesi, Bilgisayar Mühendisliği Bölümü
M. Ufuk Çağlayan, Boğaziçi Üniversitesi, Bilgisayar Mühendisliği Bölümü

Özet - Çerçeve iletimi (Çİ, Frame Relay) tekniği, Tümüleşik Hizmetler Sayısal Şebekesi (ISDN) bir gelişme yapabilmek amacıyla önerilen basit bir paket iletimi yöntemidir. Günümüzdeki ana kullanım amacı yerel alan ağlarının uzun mesafe ara bağlantılarını sağlamaktır. Bu bildiride 2048 Kbit/saniye hızında çalışan bir Çİ anahtar arayüzünün geliştirilmesi konusunda yapılan çalışmalar tanıtılmıştır.

1. GİRİŞ

Bilgisayarların her geçen gün daha yaygınlaşması ve bu bilgisayarların birbirine giderek daha çok oranda yerel alan ağları kullanılarak bağlanmaları birbirinden coğrafi olarak uzak bir çok bağlantısız ağ sisteminin ortaya çıkmasına yol açmıştır. Bu yerel alan ağlarının yaygınlaşması, bunlar arasında iletişim gereksinimini doğurmuştur. Bağlantılar, telefon hatları, modemler ve X.25 iletimi aracılığı ile düşük hız ve verimde yapılabilmektedir. Yerel alan ağlarının yüksek hızlarına ve yarattıkları anlık veri iletimi trafiğinin gereksinimlerine uygun bir maliyetle cevap verebilecek bir teknoloji alternatif olarak çerçeve iletimi (Çİ, Frame Relay) servisi [1][2] önerilmiştir.

Çerçeve iletimi tekniği, Tümüleşik Hizmetler Sayısal Ağı (ISDN) [3] içinde X.25 paket iletimi tekniğinin yerini almak üzere tanımlanmıştır. Çİ, ana amacı coğrafi olarak birbirinden uzak mesafede bulunan yerel alan ağlarını birbirine verimli bir şekilde bağlamaktır. Çİ'nin tanıtımı ve diğer hızlı paket iletimi teknikleri ile karşılaştırılması [4]'de verilmiştir.

Çİ anahtarları, Çİ uçbirim teçhizatı ve iletim hatları Çİ temelli ağların en önemli

yapıtaşlarını oluşturur. Çİ uçbirimleri Çİ ağları üzerinden diğer Çİ uçbirimlerine bağlıdır. Çİ anahtarları ağ içinde bulunur, ve uçbirimlere ve diğer Çİ anahtarlarına olan bağlantıları ile ağ üzerindeki bütün uçbirimlerin birbiriyle iletişimini sağlar.

Boğaziçi Üniversitesi, Bilgisayar Mühendisliği Bölümü, Bilgisayar Ağları Araştırma Laboratuvarında Çİ anahtarları ve Çİ uçbirim teçhizatı üzerinde çalışmalar yapılmaktadır. Laboratuvar bünyesinde bir 2048 Kbit/saniye hızında çalışacak Çİ deney ortamı oluşturulması amaçlanmıştır. Bu bildiride Çİ tekniği, Çİ protokolünün bir özeti, farklı katmanların görevleri, CCITT G.703 arayüzü özellikleri, Çİ anahtarı (Frame Relay Svitch) özellikleri, tasarlanmakta olan arayüzün özellikleri [5], ve tasarım kararları anlatılmıştır.

2. ÇERÇEVE İLETİMİ TEKNİĞİ

Çİ 1988'de 1.122 [6] standardı olarak X.31 paket iletimi [7] teknolojisindeki paket anahtarlama performansı sorunlarını gidermek için önerilmiştir.

Çİ, ağ tarafından yapılan protokol işleme yükünün büyük bir kısmını azaltır ve böylece protokol işleme ile ilgili iletim gecikmelerini azaltır. Örneğin. 56-64 Kbit/saniye hat hızında çalışan X.25 için yaklaşık 200 milisaniye protokol işleme gecikmesinin. 2048 Kbit/saniye hat hızında çalışan Çİ için yaklaşık 20 milisaniyeye inmektedir [8].

Çİ veri bağlantı katmanı iki alt katmana ayrılmıştır. Fiziksel katmanın hemen üstündeki alt katman veri bağlantı çekirdek (VB_Çekirdek, DL_COR ξ) alt katmanıdır. VB_Çekirdek alt katmanı hata kontrolü, çerçeveleme işlemleri ve ağ sıkışma denetimi

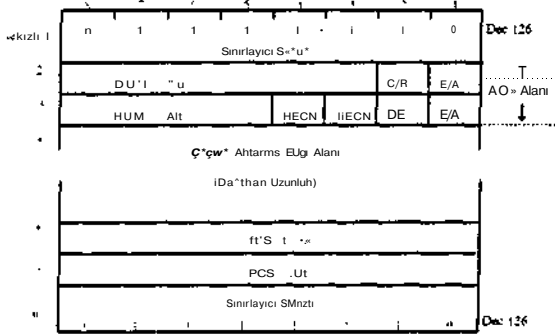
* Burada yapılan çalışmalar Boğaziçi Üniversitesi Araştırma Fonu Projesi 95AO 125 ve Türkiye Bilimsel ve Teknik Araştırma Kurumu (TÜBİTAK) EEEAG-49 (BAĞ-5) projesi çerçevesinde desteklenmiştir.

işlemlerini gerçekleştirir[7]. VB_Çekirdek ağ kullanıcı arasındaki arayüzde çalışır. Bu arayüze kullanıcı ağ arayüzü (UNI, User Network Interface) denmektedir.

Veri bağlantı denetim (VB_Denetim) alt katmanı VB_Çekirdek alt katmanının üzerinde yer alır. VB_Denetim alt katmanı uçtan uca çalışır, VB_Çekirdek alt katmanının gerçekleştirdiği işlemleri ve fazlasını yapar.

Veri bağlantı katmanının bu şekildeki ayrımı sayesinde UNI işlemleri için harcanan zaman azaltılmış ve veri iletim hızı büyük oranda artırılmıştır.

Çİ çerçeveleri HDLC çerçevelerinden denetim alanlarının gelişmiş özellikleri ve kısaltılmış çerçeve uzunluklarıyla ayrılır. Çİ çerçeveleri HDLC çerçeveleri gibi değişken uzunluktadır ve başı ve sonu sınırlayıcı sekizli (octet) ile belirlenmiştir.



Şekil 1. Çerçeve iletimi protokolü çerçeve yapısı

Standart bir Çİ çerçevesi en fazla 270 sekizli uzunlukta olabilir ve CCITT CRC-16 hata denetim polinomunu (FCS, Frame Check Sequence) kullanır. Standart bir Çİ çerçevesinin yapısı Şekil 1'dedir. Çİ protokolü üzerine daha fazla bilgi [8], [9], [10]'de bulunmaktadır.

3. G.703 HAT ARAYÜZÜ VE ÇERÇEVE İLETİMİ ANAHTARI ÖZELLİKLERİ

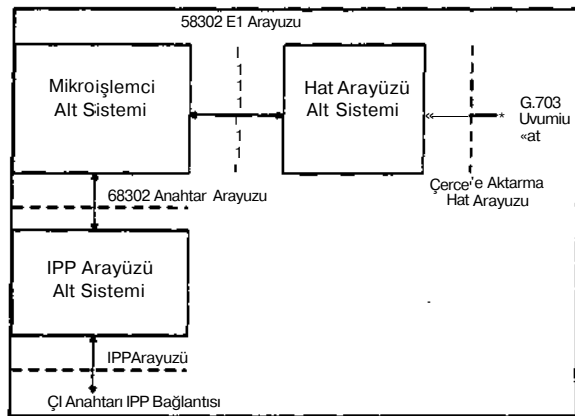
G.703, değişik hızlardaki fiziksel hat arayüzleri için bir CCITT standardıdır. Çİ protokolünün standart hat hızı olarak, CCITT G.703 hat hızları hiyerarşisinin bir parçası olan T1/E1 fiziksel arayüzleri

tanımlanmıştır. T1 fiziksel arayüzü 15-, Kbit/saniye, E1 ise 2048 Kbit/saniye hat hızında çalışmaktadır. G.703 standardı T1/E1 arayüzlerinin fiziksel arayüz özelliklerini eşzamanlı (synchronous) iletişim, dengeli iletişim hattı ve HDB3 (High Density Bipolar order 3) veri kodlama tekniği olarak belirler [6].

ÇA anahtarı olarak, içinde üç Motorola MVME162 kartı (68LC040 işlemci) ve bir Motorola (68040 işlemci) bulunan bir Motorola VMEbus temelli çok işlemcili sistem seçilmiştir. MVME167 kartı üzerinde çalışan SYSTEM V/68 UNIX işletim sistemi aracılığı ile VMExec gerçek zamanlı işletim sistemi MVME167 ve MVME162 üzerine yüklenmektedir. Her bir MVME162 kartı üzerinde bulunan dört IndustryPack Port (IPP) arayüzü kullanılarak 12'li bir Çİ anahtarı geliştirilmesi planlanmıştır. Her bir IPP için bir Çİ anahtarı arayüz kartı (AAK) gerekmektedir.

4. ÇERÇEVE İLETİMİ ANAHTARI ARAYÜZ KARTI'NIN ÖZELLİKLERİ

Çİ AAK üç işlevsel alt sistemden oluşmuştur [6], Bunlar mikroişlemci alt sistemi, hat arayüzü alt sistemi ve IPP arayüzü alt sistemidir. Çİ AAK'nın blok şeması ve bloklar arasındaki bağlantılar Şekil 2'de gösterilmiştir.



Şekil 2. Çerçeve iletimi AAK blok şeması

Mikroişlemci alt sistemi ve hat arayüzü alt sisteminin tasarımı ve gerçekleştirilmesi bitirilmiştir. Bu alt sistemler önce ayrı kart-

lar halinde tasarlanmış ve gerçekleştirilmiştir. Her bir alt sistem kartı eldeki MC68302 ADS test kartına bağlanarak test edilmiştir. IPP arayüzü alt sistemi, tasarım aşamasındadır ve ayrı bir kart olarak gerçekleştirildikten sonra test edilecektir. Son aşamada bu üç kart tek bir kart olarak bazı küçük değişikliklerle bir araya getirilecek ve tek bir kart olarak gerçekleştirilecek ve test edilecektir.

Bu alt sistemler ve bunların işlevsel özellikleri aşağıda anlatılmıştır. Şekil 2'de gösterildiği gibi her bir alt sistemin iki arayüzü vardır ve her alt sistem arayüzler sayesinde ya da kart üzerinde bir başka alt sistemle ya da kart dışı bir sistemle (bir Çİ uçbirimi veya Anahtar) veri iletimi yapmaktadır.

4.1. Mikroişlemci Alt Sistemi

Mikroişlemci alt sistemi AAK'nın Çİ protokolü işlemlerini gerçekleştirir, hat arayüzü alt sistemi ve Çİ anahtarı arayüzü alt sistemi arasında veri iletimini sağlar ve genel olarak bütün kartı denetler.

Mikroişlemci alt sistemi bir MC68302 Tümüleşik Çoklu Protokol İşlemcisi (IMP, Integrated Multiprotocol Processor) [15], 12S Kbyte RAM, 64 Kbyte ROM, sistem saati. RS232C arayüz devresi, ve sıfırlama (reset) devresi içerir. MC68302 IMP bu alt sistemin en önemli birimidir.

MC68302 IMP içinde bir tane Motorola M68000 işlemcisi bulunan bir seri iletişim yöneticisidir ve Çİ AAK'nın temel denetleyicisidir.

Çİ seri iletişim yöneticisi olarak MC68302 IMP'nin seçilmesinin nedenleri, sırayla, tasarımcının daha önce bir VI68000 temelli bilgisayar kartı ve bu kartın üzerinde çalışan bir sistem yazılımı geliştirmiş olması, MC68302'nin içinde bir M68000 çekirdeği bulundurması, proje başında MC68302'nin en gelişmiş seri iletişim yöneticilerinden biri olması, bir Çİ arayüzü geliştirmek için gerekli bütün çevresel birimleri içinde bulundurması ve en önemlisi MC68302 IMP'nin HDLC forman kullanarak yüksek hızlarda seri haberleşme yapabiliyor olmasıdır. Mikroişlemci alt sisteminde kullanılan MC68302 16 MHz hızındadır.

Mikroişlemci alt sistemi, Çİ anahtarının IPP alt sistemine ilettiği çerçeve bilgisini 68302 IPP arayüzü ile alır ve DMA kullanarak belleğe koyar. Hafızada çerçeve bilgisi gerekli denetim bilgisi eklendikten sonra bir sıraya konur ve sırası gelen çerçeve 68302 El arayüzü ile hat arayüzü alt sistemine iletilir. Hat arayüzü çerçeveyi G.703 uyumlu bir şekilde kodlar ve karşı tarafa yollar. Ters yönde de, karşı taraftan gelen çerçeve, hat arayüzü alt sistemi tarafından MC68302'nin işleyebileceği bir şekilde çözülür ve mikroişlemci alt sistemine gönderilir. Mikroişlemci alt sistemi gelen çerçevenin denetim bilgisini inceler ve hatalı çerçeveleri atar. Hatasız çerçeveler bir sıraya konur ve sırası gelen çerçeve IPP arayüzü alt sistemine iletilir ve bu bilgi IPP arayüzü alt sistemi tarafından Çİ anahtarına iletilir.

Mikroişlemci alt sisteminin iç yapısı ve işleyişinin detayları [5]'de anlatılmıştır.

4.2 IPP Arayüzü Alt Sistemi

IPP arayüzü alt sistemi Çİ anahtar arayüzünün Çİ anahtarı ile veri iletişimini sağlar. Çİ anahtarı tarafında MVME162 kartları üzerinde bulunan ve GreenSpring firması tarafından geliştirilmiş olan IPP arayüzü bulunmaktadır. MVME162 IPP 16 ikili genişliğinde paralel veri transferi yapabilmekte ve 4 Mbyte/saniye hızında çalışabilmektedir. IPP fiziksel arayüzü iki tane 50 uçlu AMP 173279-3 konnektöründen oluşmaktadır. Bu arayüzde iki tarafın birbirini beklemeden hatasız iletişim yapması için FIFO (ilk-giren-ilk-çıkart) devreleri kullanılmıştır. FIFO devrelerinin dolu ve boş olduklarını gösteren işaretler sayesinde IPP'ye veri gönderirken ve IPP'den veri alırken veri kayıpları önlenmektedir. Bu arayüz tasarlanırken basitlik ve güvenilirlik önde tutulmuştur.

4.3 Hat Arayüzü Alt Sistemi

Hat arayüzü alt sistemi. AAK'na 2048 Kbit/saniye hat hızında G.703 uyumlu bir Çİ fiziksel iletişimini sağlamak için gerekli birimleri içerir. Hat arayüzünün verdiği hat çıkışı dört telli (iki gönderme ve iki alma teli) ve dengeli bir hattır. Hat arayüzü alt

sisteminin gerçekleşmesinde Silicon Systems 78P300 hat sürücüsü, G.703 işaret kodlama ve çözme işlemlerini yerine getirmek için Harris CD22103A HDB3 kodlayıcısı ve hat transformatörleri kullanılmıştır.

5. ÇERÇEVE İLETİMİ ANAHTARI ARAYÜZ KARTI YAZILIMI

Çİ AAK yazılımı AAK'nın işleyişiyle ilgili bütün görevleri üstlenmiştir ve AAK'nın Çİ protokolünün tüm fiziksel ve bazı VB_Çekirdek servislerini vermesini sağlar [5]. AAK yazılımı başarımlı kaygıları ve eldeki yazılım olanakları nedeniyle Motorola 68000 derleyici dilinde yazılmıştır.

6. SONUÇLAR

Bu bildiri de, önce çerçeve iletimi kısaca özetlenmiş, Çİ anahtarı ana yapısı tanıtılmış ve G.703 standardı ve IPP bağlantısı özellikleri kısaca sunulmuştur. Geliştirilmekte olan Çİ arayüz kartının özellikleri ve işleyişi özetlendikten sonra kartın alt sistemleri detaya inilmeden anlatılmıştır.

Kart geliştirme çalışmaları sırasında bilgi birikimi eksikliğinin tasarımı olumsuz yönde etkilediği ve sınırlı laboratuvar olanaklarının gerçekleştirme aşamasında zaman ve emek kaybına yol açtığını belirtmekte yarar vardır.

A4 YNAKLAR

1. *Sinav (irotp VIII. Framework for Provisional Additional Packet Mode Bit Rate Services. (ITT Recommendation 1.122. Melbourne. 1988.*

2. *Study Group VIII. Frame Mode Bearer Services. (ITT Recommendation 1.233. Geneva. IJ/J2.*

3. *Tanenbaum. Andrew S.. Computer Networks. Second Edition. Prentice-Hall International, Inc.. USA. 1989.*

4. *Ağlayan. M. Ufuk. "Yerel Bilgisayar Ağları Arası Bağlantılarda Hızlı Paket İletişimi Teknikleri". Bildiriler'93. pp. 13-18. Bilişim'93. İstanbul. 1993.*

5. *Sinanoğlu, Oğuz. "Çerçeve İletimi İletişim Arayüzü (Geliştirilmesi)". Yüksek Lisans Tezi. Boğaziçi Üniversitesi. İstanbul. 1995.*

6. *Levi. A.. "Yüksek Hızlı Paket Anahtarlama Ağları İçin Çerçeve İletimi Yazılımı Geliştirilmesi". Yüksek Lisans Tezi. Boğaziçi Üniversitesi. İstanbul. 1993.*

7. *Study Groups XV and XIII. General Aspects of Digital Transmission Systems: Terminal Equipments. CCITT Recommendations G.703-G.704. Melbourne. 1988.*

8. *Study Group XI. ISDN User-Network Interface-Data Link Layer Specification. CCITT Recommendation 1.44 T0.921. Geneva. 1988.*

9. *Study Group VI. ISDN Data Link Layer Specification for Frame Mode Bearer Services, CCITT Recommendation 0.922. Geneva. 1991.*

10. *Study Group XI. ISDN User Network Interface Layer 3 Specification for Basic (a/l Control. CCITT Recommendation 1.451 Q.931. Geneva. 1988.*

11. *Study Group VI.. Digital Subscriber Signaling System No: 1 (DSS1) - Signaling Modifications for Frame Mode Bearer Services. CCITT recommendation 0.933. Geneva. 1991.*

12. *Stallings. W.. ISDN and Broadband ISDN. Macmillan Publishing, New York. 1992.*

U. *Motorola. MC68302 User's Manual. 2nd Edition. 1991*

7. ÖZGEÇMİŞLER

Oğuz Sinanoğlu. 1969'da İstanbul'da doğdu. Boğaziçi Üniversitesi Bilgisayar Mühendisliği Bölümü'nden 1992'de lisans derecesini aldı. Halen Boğaziçi Üniversitesi Bilgisayar Mühendisliği Bölümünde yüksek lisans çalışmasına devam etmekte ve araştırma görevlisi olarak görev yapmaktadır

M. Ufuk Çağlayan. 1951'de Ankara'da doğdu. 1973'te ODTÜ Elektrik Mühendisliği bölümünden lisans. 1975'te ODTÜ Bilgisayar Mühendisliği bölümünden yüksek lisans derecesini aldı. 1981'de Northwestern Üniversitesi'nde doktorasını tamamladı. Yurt içi ve dışındaki çeşitli üniversitelerde öğretim üyesi yaptıktan sonra şu anda Boğaziçi Üniversitesi. Bilgisayar Mühendisliği Bölümü'nde doçent olarak görevini sürdürmektedir.

ATM ANAHTARLAMA ELEMANI TEKNOLOJİLERİ VE TASARIMI*

Alper Altınordu, Boğaziçi Üniversitesi Elektrik- Elektronik Mühendisliği Bölümü,

Sina Balkır, Boğaziçi Üniversitesi, Elektrik- Elektronik Mühendisliği Bölümü,

M. Ufuk Çağlayan, Boğaziçi Üniversitesi, Bilgisayar Mühendisliği Bölümü

Özet - Her türlü iletişim hizmetlerinin bir arada sunulmasının genişbantlı ISDN (B-ISDN) ile gerçekleşeceği düşünülmektedir. ATM, B-ISDN'nin alt yapısını oluşturan protokoller grubudur. ATM ağlarındaki temel unsurlardan birisi ATM anahtarlarıdır. Bu bildiride ATM anahtarı yapıları, anahtarların temel elemanları olan anahtarlama elemanlarının mimarileri, başarımları ve gerçekleştirme teknolojileri üzerinde durulmuştur.

1. Giriş

ISDN, ses ve ses dışı işaretlerle ilgili hizmetleri bir arada verebilen sayısal iletişim ağıdır. B-ISDN'nin ise aralarında yüksek çözünürlüklü televizyon, görüntülü telefon ve görüntülü toplantı, yüksek hızlı veri iletişimi gibi çok yüksek veri aktarım hızları gerektiren hizmetleri bir arada sunması öngörülmektedir. B-ISDN'nin gerektirdiği yüksek aktarım hızlarına Eşzamansız İletim Modu (Asynchronous Transfer Mode, ATM) aracılığıyla erişilecektir.

ATM, sayısal verinin sabit uzunluktaki veri paketlerine bölünerek iletiildiği bir hızlı paket anahtarlama tekniğidir. ATM bağlantı yönetimidir. Kullanıcı ve işaretleşme verileri ayrık sanal kanallardan iletilir. Bir ATM paketi 5 sekizli başlık ve 48 sekizli kullanıcı verisinden oluşur. Paket başlığındaki sanal kanal (SK) ve sanal yol (SY) alanları paketin ağ içinde nasıl yönlendirileceğine ilişkin bilgi içerir. Hata denetimi, hatalı paketlerin düzeltilmesi ve veri akış kontrolü bir bağlantının uç noktalarında yapılır. ATM, bağlantı kurularak veya kurulmadan görülen, sabit veya değişken veri akış hızına sahip tüm hizmetleri destekleyecektir.

B-ISDN ve ATM hakkındaki standartlaştırma çalışmalarının 1996 yılına kadar tamamlanması

*Burada yapılan çalışmalar Boğaziçi Üniversitesi Araştırma Fonu Projesi 95A0125 ve Türkiye Bilimsel ve Teknik Araştırma Kurumu (TÜBİTAK) EEEAG-49 (BAĞ-5) projesi çerçevesinde desteklenmiştir.

planlanmıştır. Bazı önemli standartlar Tablo 1'de verilmiştir. [1]

1.362. 1.363	ATM Uvarlama Katmanı
1.413. 1.432	Kullanıcı Ağ Aravüzü
1.610	İşletim ve Bakım
1.211. 1.364	Hizmetler
1.113	Genel Kavramlar
1.150. 1.356. 1.361	ATM
1.311. 1.321. 1.323	Ağ Bağlantıları
1.371	Trafik Denetimi
1.555. 1.580	Ağbağdaştırımı

Tablo 1. B-ISDN/ATM Standartları

2. ATM Ağını Oluşturan Unsurlar

ATM ağları tasarım aşamasından uygulamaya geçme aşamasında olup ABD, Avrupa ülkeleri, Japonya ve Avustralya'da B-ISDN hizmetlerinin ATM kullanılarak nasıl verileceği üzerine çalışmalar yapılmaktadır. B-ISDN'nin görüntülü toplantı gibi etkileşimli, televizyon gibi dağıtım, 64 Kbitlik dar bantlı ISDN kanalı gibi sabit veri akış hızlı, görüntülü telefon gibi değişken veri akış hızlı ve kimisi yol (televizyon), kimisi yıldız (telefon) bağlantı ağı şekli gerektiren hizmetleri bir arada sunacak olması ATM ağı tasarımını güçleştirmektedir.

Bir ATM ağının omurgasını ATM anahtarları ile 155 Mb/s ya da üzeri hızlarda fiber optik iletişim bağlantıları oluşturacaktır. Kullanıcılar ise, öbekler halinde Kullanıcı Grubu Donanımı (KGD) aracılığı ile ATM ağına bağlanacaklardır. Konut kullanıcılarıyla, işyeri kullanıcılarının gereksinimleri birbirlerinden farklı olduğundan bu gruplara hizmet veren KGD'ler de farklı özelliklere sahip olacaktır. Yol, yıldız gibi bağlantı şekilleriyle ilgili sorunlar KGD'lerde çözülecek, ancak KGD'ler kullanıcı ağ işaretleşmesinde ve paket yönlendirme kararlarının verilmesinde etkin rol oynamayacaklardır. Bu işlemler ATM anahtarı tarafından yapılacaktır. ATM anahtarlarının ana işlevlerinden birisi veri paketlerini varış noktalarına yönlendirmektir. Buna ATM anahtarlama adı verilmektedir. ATM

anahtarının ana işlevi gelen paketlerin SK/SY alanlarını dönüştürmek ve yapılan SK/SY dönüşümü uyarınca paketleri girişlerden amaçlanan çıkışlara aktarmaktır.

3. ATM Anahtarlarının Genel Yapısı

ATM anahtarları elektronik veya optik yapıda olabilirler. Optik ATM anahtarları üzerindeki çalışmalar henüz yenidir. Elektronik ATM anahtarlarında bulunan hat sonlandırıcıları fiberden gelen optik seri bilgiyi elektronik seri veya paralel bilgiye çevirirler. Seri / paralel dönüşümü ATM anahtarının iç işleyiş hızını var olan teknoloji sınırları içine çekmek içindir. Paketlerin anahtarlanması ATM anahtarının anahtarlama elemanları (AE) veya AE'lerin belli kurallara göre birbirleriyle bağlanmasıyla oluşturulan anahtar dokusunda (AD) olur. Anımsanacağı gibi ATM bağlantı yönelimlidir. Bir ATM anahtarının içinde bağlantı kurma/bozma işlemlerini yöneten bir bağlantı işlemcisi de bulunur. Bu işlemci, AE'leri veya AD'yi kurulan bağlantılara göre koşullayarak amaçlanan anahtarlanmanın gerçekleşmesini de yönlendirir. Bir ATM anahtarında ayrıca anahtarın arızasız çalışmasını izleyen ve arıza durumlarında arızalı bölgeyi diğerlerinden ayıran test işlemcisi, diğer anahtarlarla işaretleşmeyi denetleyen yardımcı işlemciler de bulunabilir.

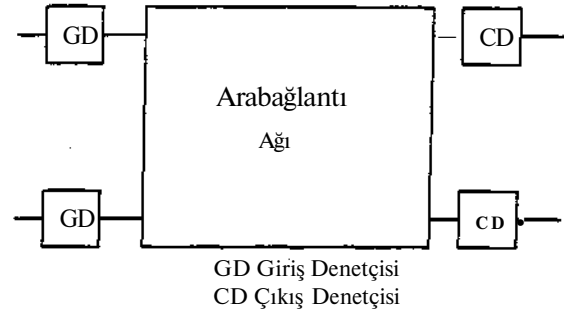
ATM anahtarında anahtarlama işleminin AE'lerde veya bunların oluşturduğu AD'de yapıldığı belirtilmişti. Şimdi bunların yapısı incelenecektir.

4. Anahtarlama Elemanı ve Anahtar Dokusu Yapıları

Bir AE'nin işlevsel blok şeması Şekil 1'de gösterilmiştir.

Girişlere gelen paketlerin başlıklarındaki hedef adres alanları giriş devrelerince değerlendirilerek arabağlantı ağı üzerinden gerekli çıkışa yollar. Bir çıkışa aynı anda birden fazla paket gitmek isteyebilir. Bu durumda biri dışındaki tüm diğer paketlerin AE içinde depolanması gerekir. Paketler AE'nin giriş veya çıkışlarındaki kuyruklarda veya giriş ve çıkışların ortak erişimine açık ortak bellekte depolanabilirler.

Paketlerin bir AE'nin neesinde depolandığı AE'nin başarımını etkileyen etkenler arasında-



Şekil 1. Bir AE'nin işlevsel blok şeması

dır. Paketler AE'nin girişlerindeki kuyruklarda depolandığında başarımın en düşük düzeyde olacağı matematiksel olarak gösterilmiştir [2]. 'Sırabaşı Etkisi' yüzünden paketlerin girişteki kuyruklarda depolandığı AE'ler en fazla %58.6'lık yükü taşıyabilmektedirler. 'Sırabaşı Etkisi' kuyruk başındaki paketin gideceği çıkış dolu olduğu için beklerken, arkasındaki paketlerin, gidecekleri çıkışlar boş olsa bile önlerindeki paket beklediği için beklemek zorunda kalmalarıdır. Kuyruklar AE çıkışlarına konduğunda, bu kuyruklar %80 yükte, en kötü durumda 3-4 paket zamanı bekleme süresiyle hizmet verirler. Ancak yük %80'in üzerine çıkmaya başladığında başarım üstel olarak düşmeye başlar. Ortak bellekli depolama yönteminin başarımı çıkış kuyruklu yöntemine benzerdir. İki yöntem arasındaki fark ortak bellekli yöntemin daha az bellek gerektirirken çok daha karmaşık bellek denetim mekanizmaları gerektirmesidir.

AE'ler içlerindeki belleğin bulunduğu yerle olduğu kadar arabağlantı ağının yapısı ile de sınıflandırılabilirler. Arabağlantı ağının matris, ortak bellek veya yol olduğu AE'ler tasarlanmış ve kimileri de gerçekleşmiştir. Arabağlantı ağının matris şeklinde olması tüm girişlerin tüm çıkışlara bağlı olmasını sağlar. Matris içi paket çarpışmalarını önlemek için b girişli bir matrisin bir paket zamanında tüm girişleri tüm çıkışlara taşıyabilecek kadar hızlı olması gerekir. Var olan teknolojik koşullarda, ATM'de böyle hızlara erişilmesi $b > 4$ için olası değildir. AE içi paralelliği arttırmak ise devrelerin kapladığı silikon alanının çok büyümesi nedeniyle belli bir noktadan sonra çözüm olmaktan çıkar [1]. Matris hızı arttırılmayınca matrisin giriş, çıkış veya kesişim noktalarına kuyruklar koymak gerekir. Bu kuyrukların yerleri matris AE başarımını

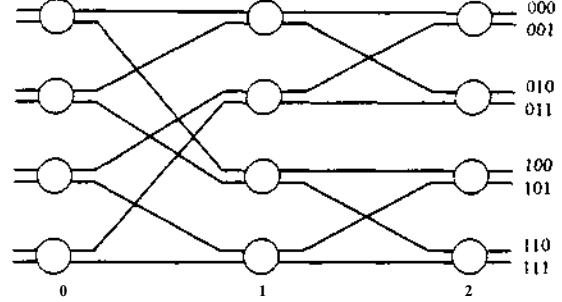
da yukarıda açıklandığı gibi etkiler. Matris arabağlantı ağının kullanıldığı bir ATM anahtarı [3]'te anlatılmıştır. Bu anahtarda da 16x16'lık matris elemanları tek yonga olarak gerçekleştirilmiş, AE'nin diğer işlevleri başka yongalarda gerçekleştirilmek zorunda kalmıştır.

Arabağlantı ağının ortak bellek olduğu AE'lere bir örnek Roxanne AE'sidir [4]. Bu AE'nin girişinde S/P dönüşümü yapıp gelen paketler ortak belleğe yazılır. Ortak bellekte tüm çıkışlar veya 4,8,16 çıkışın oluşturduğu çıkış grupları için sanal kuyruklar tutulur. Bu kuyruklarda da belleği en verimli şekilde kullanabilmek için bağlı liste yöntemi kullanılır. Bütün bunlar ortak bellek yönetimi ile ilgili kısmın oldukça karmaşık olmasına yol açar. Çıkışlar veya çıkış grupları kendilerine bağlı olan sanal kuyruklara verirler. Noktaya giden paketler, varış noktası bilgilerini ATM anahtarına girdiklerinde kendilerine iştirilen yönlendirme etiketleri ile üzerlerinde taşırken, dağıtım paketlerine özel bir yönlendirme etiketi iştirilir. Bu etiket paketin hangi dağıtım ağacının içinde olduğunu gösterir. Bu etiketin içeriğine göre paket gerekli tüm çıkışlara kopyalandıktan sonra bellekte kapladığı yer serbest kalır.

Arabağlantı ağı yüksek hızlı bir zaman paylaşımli yol (TDM) ile de gerçekleştirilebilir. Yol hızının, giriş hızlarının toplamından büyük veya eşit olması, yol üzerindeki iletişimin çarpışmasız olmasını sağlar [1]. Arabağlantı yolunun gerçekleştirilmesinde TDM'nin kullanıldığı AE'lerden biri Coprin AE'sidir [5]. Bu AE'de de TDM yolu tek başına kullanılmamış, çıkış ve giriş birimleri tarafından ortak belleğe okuma ve yazmada kullanılmıştır. Bu bakımdan Coprin AE'si iki arabağlantı tekniğinin bir arada kullanıldığı bir AE'dir. Zaten TDM yolunun hızı yeteri kadar yüksek olsa bile aynı paket süresi içinde aynı çıkışa gitmek isteyen paketlerin çarpışmalarının kaçınılmaz olmasından dolayı TDM yolu kullanılan AE'lerde ya ortak bellek kullanılarak ya da çıkışlara bellek koyarak tamponlama yapmak zorunluluğu vardır.

Literatürde rastlanan en yüksek giriş çıkış sayılı AE'ler 32x32 olanlardır. Oysa ATM anahtarlarının 256x256, 1024x1024 gibi ka-

pasitelere sahip olmaları gerekmektedir. Bahsedilen kapasitelere ulaşmak birbirinin eşi AE'lerin birbirlerine çeşitli şekillerde bağlanmasıyla başarılabilir. AE'lerin birbirleriyle bağlanmalarından oluşan yapıya anahtarlama dokusu (AD) dendiği daha önce belirtilmişti. AD'deki AE'lerin birbirlerine bağlanma şekli paketlerin AD içinde nasıl yol alacaklarını belirler. Şekil 2'de 2X2 anahtarlama elemanlarından oluşan bir AD gösterilmiştir.



Şekil 2. 2X2 AE'lerden oluşan bir AD

AE'lerin birbirleriyle bu şekilde bağlanmasıyla oluşan ağa Banyan ağı denir. AE'lerin paketleri yönlendirme davranışı şöyledir: Her paket ağın seviye sayısı kadar ikiliden oluşan bir yönlendirme etiketi taşır. Her AE kendisine gelen paketin, AE'nin bulunduğu konum konumundaki ikilisine bakar. Eğer bu ikili 0 ise yukarıdaki, 1 ise aşağıdaki çıkışına yönlendirir. Bu tür AD'ler kullanan anahtarlardan biri de St. Louis anahtarıdır [6]. Bu anahtarda, yukarıdaki AD sadece paketleri yönlendirmek için değil aynı zamanda çoğaltmak ve dışarıdan gelen trafik özelliklerinden bağımsızlaştırmak için 'karıştırmak' üzere kullanılmıştır. Anlaşılabileceği gibi St. Louis anahtarının içinde çoğaltma, 'karıştırma' ve yönlendirme AD'si olarak üç çeşit AD vardır. AE'ler farklı AD'lerin içinde farklı davranışlar gösterecek şekilde programlanabilmektedirler.

5. Teknolojik Sınırlamalar

ATM anahtarlamanın gerçekleştirileceği hızlar, ATM anahtarının uygulamaya özel tüm-devrelerden (ASIC) oluşan bir donanım olmasını gerektirir. ASIC tasarımında o anda var olan ve sistemin gerçekleştirilmesi sırasında var olacak teknolojik sınırlamaların göz önüne alınması önemlidir. Bu sınırlamalar hız, harcanan güç, karmaşıklık, kaplanan alan yani maliyettir [7]. ASIC gerçekleştirmek için

kullanılabilecek teknolojiler CMOS, BiCMOS, Bipolar ve Gallium-Arsenide'dir (GaAs).

Yukarıda sayılan teknolojilerden GaAs teknolojisi, üretim süreçleri kararlı hale gelmemiş olduğundan B-ISDN de uygulamaları da çok sınırlı olmuştur. Diğer üç teknolojiye CMOS en düşük maliyetlisidir. BiCMOS, CMOS'ta kullanılanlardan daha fazla maske gerektirdiğinden CMOS'a göre %30-%50 daha pahalıdır. Bipolar teknolojisinde devre yoğunluğu daha az olabildiğinden CMOS ve BiCMOS'tan daha pahalıya gelir.

Anahtarlama elemanı hızı açısından değerlendirildiğinde 1.2 µm CMOS teknolojisiyle 40 MHz, 0.7µm teknolojisiyle 75 MHz hızlarına ulaşmak mümkündür. BiCMOS'ta Bipolar devrelerden çok akım çekilen veya çok hızlı sürülmesi gereken yerlerde faydalandığından CMOS'a göre çok büyük bir hız kazancı sağlanmaz. Bipolar devrelerde 1 GHz gibi hızlara çıkmak mümkündür.

CMOS kapıların güç harcaması, devrelerin çalışma hızıyla doğrudan ilişkilidir. Bipolar ECL kapıların güç harcaması aynı şartlarda çalışan CMOS devrelerinden daha fazladır. Tasarımcının yukarıda anlatılan tüm etkenleri göz önüne alarak kullanacağı teknolojiyi seçmesi gerekmektedir.

6. Boğaziçi Üniversitesi'nde ATM Anahtarı ve AE Geliştirilmesi Çalışmaları

Boğaziçi Üniversitesi Bilgisayar Müh. Bölümü'nde 'Hızlı Paket Anahtarı Geliştirilmesi' konusunda araştırma ve geliştirme çalışmaları yapılmaktadır. Bilgisayar ve Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümleri tarafından bir yüksek lisans tezi çerçevesinde ortaklaşa yürütülen çalışmada ise bir AE geliştirilmektedir. 0.7 µm CMOS teknolojisi ile gerçekleştirilecek olan AE'nin St. Louis Aksinde kullanılan AE benzeri özellikler içermesi düşünülmektedir. AE'nin karmaşıklığı yaklaşık 30.000 - 40.000 tranzistor düzeyinde olacaktır. AE'nin tasarım ve benzetimi Mentor Graphics VLSI elektronik tasarım yazılım araçları kullanılarak yapılacaktır. Tasarlanan AE'nin EuroChip Konsorsiyumu aracılığı ile bir prototipinin imal ve test edilmesi planlanmıştır.

7. Kaynakça

- [1] Handel, Huber, Schroder, "ATM Networks, Concepts, Protocols, Applications", Addison Wesley.
- [2] De Prycker, "Asynchronous Transfer Mode, Solution for the Broadband ISDN", Prentice-Hall.
- [3] Hayward et. al, 'CMOS VLSI Applications in Broadband Circuit Switching', IEEE JSAC, Oct. 87.
- [4] Boettle, Henrion, "Alcatel ATM Switch Fabric and Its Properties", Electrical Communication. Vol 64, Number 2/3, 1990.
- [5] Coudreuse, Servel. "Prelude: an asynchronous time division switched network", ICC 87, Seattle, June 1987.
- [6] Turner, "Design of A Broadcast Packet Switching Network", IEEE Transactions on Communications. Vol 36 no 6, June 1988.
- [7] Barri, Goubert, "Implementation of A 16 to 16 Switching Element for ATM Exchanges", IEEE JSAC June 91.

8. Özgeçmişler

Alper Altınordu 1994'te Boğaziçi Üniversitesi Elektrik-Elektronik ve Bilgisayar Mühendisliği Bölümlerinden mezun oldu. Halen Boğaziçi Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde Yüksek Lisans çalışmalarına devam etmektedir.

Sina Balkır 1987'de Boğaziçi Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nden lisans, 1989 ve 1992 yıllarında Northwestern Üniversitesi Elektrik Mühendisliği bölümünden Yüksek Lisans ve Doktora derecelerini almıştır. Halen Boğaziçi Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde Doçent olarak görevini sürdürmektedir.

M. Ufuk Çağlayan 1973'te ODTÜ Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nden lisans. 1975'te ODTÜ Bilgisayar Mühendisliği Bölümü'nden Yüksek Lisans, 1981'de Northwestern Üniversitesi'nden Doktora derecelerini aldı. Halen Boğaziçi Üniversitesi Bilgisayar Mühendisliği Bölümü'nde Doçent olarak görevini sürdürmektedir.

çilerinden oluşan ATM Forum'u tarafından da yerel alan şebekelerine uyarlanmıştır.

ATM'nin, Ethernet, FDDI ve Token Ring gibi paylaşımlı-ortam şebekelerden önemli farkları şöyle sıralanabilir:

- ATM, paralel olarak çalışan atanmış ortamlar kullanır
- ATMde sabit uzunlukta hücreler kullanılır
- ATM bağlantı-yönelimlidir

3. ATM'İN SAĞLADIĞI OLANAKLAR

ATM'in sağladığı temel olanaklar şöyle sıralanabilir:

3.1 LANAVAN Bütünleşmesi

Şebeke mimarlarının en büyük özlemlerinden biri yerel alan şebekelerinin geniş alan şebekeleriyle bütünleşmesiydi. Burada amaç dünyanın en uzak iki noktasındaki iki PC'nin yerel alan şebekeleri ve PTT'nin geniş alan şebekeleri üzerinden uçtan uca sayısal bağlantı sağlanmasıydı.

Günümüzde kendi yerel şebekelerini PTT şebekeleriyle bütünleştirmek isteyen kullanıcıların bunu gerçekleştirmek için pahalı bir yönlendirici (router) ve karmaşık yazılımlar kullanması gerekmektedir. Ancak yakın bir gelecekte PTT şebekeleri ATM'ye dayalı geniş alan hizmetleri sunmaya başlayacaklardır. PTT tarafından verilecek ATM hizmetleriyle birlikte ATM LAN'larının kurulmasıyla ilk kez LAN'lar ile WAN'ların saydam bir şekilde bağlanması mümkün olacaktır.

3.2. Yüksek-Hızlı Uygulamalar

Yüksek çözünürlükte bilgisayar çizimleri, veri tabanı yönetimi sistemleri, bazı mühendislik paket programları gibi veriyoğun uygulamaların tümü, daha fazla

LAN bandgenişliğine gereksinim duymaktadır. ATM bu tip uygulamaları kullananlara, büyük miktarda bandgenişliği sağlayabilir.

3.3 Çoklu-Ortam Uygulamaları

Hızla yaygınlaşmaya başlayan ve veri, ses ve animasyonu bir araya getiren çoklu-ortam uygulamaları, ATM şebekeleri sayesinde kolayca çalıştırılabilecektir.

Çoklu-ortam uygulamalarının veri ile ilgili kısmı, yüksek verim ve düşük hata oranlarına gereksinim duyar. Bu gereksinimler geleneksel paylaşımlı-ortam şebekeleriyle sağlanabilir; ancak bunlar çoklu-ortam uygulamalarının ses, video ve animasyon gibi gerçek zaman hizmetlerine uygun değildir. Gerçek zamanda çoklu-ortam, ancak milisaniyeler düzeyinde toleransla örneklerden oluşan ve kesintisiz olarak aktarılması gereken bir trafiği taşır.

ATM'in bağlantıya yönelik olması, sabit uzunluktaki hücreler ve atanmış bir ortam kullanması; ses ve veri gibi gecikmeye toleransı olmayan iletimler için son derece uygun bir seçenek olmasını sağlar. ATM'in üstünlüklerine örnek olarak CNN yayınlarının, finans işinde kullanılan PClerin ekranlarına verilmesini gösterebiliriz. Sıkıştırılmış TV kalitesinde video için gereken veri hızı yaklaşık 100 Mb/s'dir. Bu veri hızını ATM ile gerçekleştirmek için, ortalama olarak her üç hücreden ikisinin video, üçüncüsünün de diğer istenen herhangi bir veri taşıması yeterlidir. Bu tip bir tümleşik hizmeti, paylaşımlı-ortam şebekede değişken uzunlukta paketlerle gerçekleştirmek imkansız değilse bile çok pahalı ve zordur.

ATM'nin sağladığı diğer olanaklar şöyle özetlenebilir:

ATM sanal çalışma grupları kavramını destekler. Buna göre bir şirkette aynı